

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Thiago Morais Parreiras

**SISTEMA DE CONDICIONAMENTO DE POTÊNCIA
COM CORRENTES SENOIDAIS NA REDE DE
ALIMENTAÇÃO**

Belo Horizonte
2020

Thiago Morais Parreiras

**SISTEMA DE CONDICIONAMENTO DE POTÊNCIA
COM CORRENTES SENOIDAIS NA REDE DE
ALIMENTAÇÃO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Braz de Jesus
Cardoso Filho

Belo Horizonte

2020

P259s

Parreiras, Thiago Morais.

Sistema de condicionamento de potência com correntes senoidais na rede de alimentação [recurso eletrônico] / Thiago Morais Parreiras. - 2020. 1 recurso online (425 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Braz de Jesus Cardoso Filho.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 421- 425.

Apêndices: f. 305-420.

Bibliografia: f.283-304.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia – Fontes alternativas – Teses. 3. Energia - Armazenamento – Teses. 4. Fator de potência – Teses. 5. Harmônicos (Ondas elétricas) – Teses. I. Cardoso Filho, Braz de Jesus. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

Ficha catalográfica: Biblioteca Prof. Mário Werneck, Escola de Engenharia da UFMG

"Sistema de Condicionamento de Potência Com Correntes Senoidais Na Rede de Alimentação"

Thiago Morais Parreiras

Tese de Doutorado 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 Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 18 de dezembro de 2020.

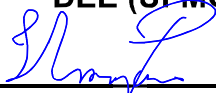
Por:



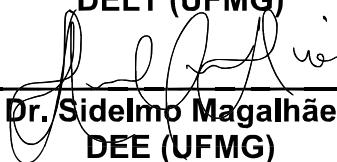
Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Igor Amariz Pires
DELT (UFMG)



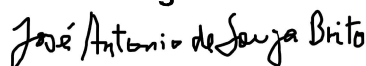
Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa
Departamento de Engenharia Elétrica (CEFET-MG)



Prof. Dr. Luiz Antônio de Souza Ribeiro
Departamento de Engenharia Elétrica (UFMA)



Eng. José Antônio de Souza Brito
Departamento Corporativo de P&D (Neoenergia)

*Este trabalho é dedicado à minha esposa, Josiane,
sem a qual ele não existiria, e ao meu filho Tiago José, para quem ele foi concluído.*

Agradecimentos

Ao professor Braz de Jesus Cardoso Filho, orientador acadêmico, pelo apoio, confiança e amizade.

Aos professores Danilo Brandão, Anderson Rocha e Igor Pires, pelas contribuições ao texto à época do exame de qualificação.

Ao Me. Marcos e a Dra. Camila pela parceria na construção e funcionamento do protótipo.

A minha esposa Josiane Ribeiro Coelho de Moraes, pelo amor, paciência e compreensão incondicionais.

Ao meu primogênito, Tiago José Coelho Parreiras, por me ensinar onde estão as verdadeiras prioridades da vida.

A minha mãe, quem primeiro me ensinou a importância dos estudos.

A meu pai, pelo dom da vida e por me ensinar a ser uma pessoa melhor.

Aos colegas do laboratório Tesla, pela parceria e amizade.

A todos aqueles que anonimamente contribuíram de alguma forma para a realização deste trabalho.

A Deus, acima de tudo.

*“Tudo o que fizerdes, fazei-o de coração,
como para o Senhor e não para seres humanos,
sabendo que do Senhor recebereis em recompensa a herança.
Ao Cristo e Senhor é que estais servindo.”
(Cl 3, 23-24)*

Resumo

Sistemas de Condicionamento de Potência (SCP) podem impactar a qualidade de energia do sistema devido às distorções harmônicas de corrente oriundas do chaveamento do conversor e, até mesmo, agravar o problema de ressonâncias devido ao uso de elementos capacitivos nos próprios filtros acrescentados para diminuir essa distorção. Neste sentido, o conversor de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário (FPVU) é proposto como alternativa para o necessário controle bidirecional do fluxo de potência com elevada eficiência, uso de topologias de conversores e transformadores convencionais e sem o uso de elementos capacitivos de filtro. O objetivo do presente trabalho é propor técnicas de modulação e controle que promovam o efetivo funcionamento da tecnologia proposta para a aplicação em voga, contudo, dada a versatilidade do conversor FPVU, sem se restringir somente a essa. Além disso, uma análise aprofundada de aspectos de funcionamento das partes constituintes da tecnologia é também uma finalidade almejada. Este trabalho contribui com o avanço científico e tecnológico ao propor e implementar fisicamente técnicas e ajustes de controle de tensão e corrente capazes de funcionar em conjunto com a modulação por eliminação seletiva de harmônicos para o conversor FPVU para os casos de barramento c.c. série, paralelo ou independentes. Uma nova técnica de filtragem em tempo real de correntes altamente distorcidas foi desenvolvida para auxiliar nesse ponto. Apresenta-se a capacidade de fluxo bidirecional de potência e operação nos modos de corrente constante e tensão constante, necessários à aplicação com baterias. Também contribui-se com a literatura pelas caracterizações de perdas, do cancelamento de harmônicos no transformador, de harmônicos presentes nas tensões nos conversores e da capacidade de fornecimento de reativos do conversor FPVU. Essas contribuições são realizadas para duas versões do conversor FPVU de 2 níveis e também para a topologia de 3 níveis de ponto neutro grampeado. O trabalho se desenvolve através de uma análise teórica do funcionamento da tecnologia, a qual é embasada, quando pertinente, por cálculos computacionais adequados. O desenvolvimento do projeto dos controles de tensão e corrente com suas variantes, bem como sua interação com a modulação seletiva de harmônicos, é descrito. Os resultados são avaliados num primeiro momento em simulações computacionais. Num segundo momento, o controle é implementado através de microprocessador, FPGA e circuitos eletrônicos adequados e testado em sistema de simulação em tempo real. Finalmente, o conceito é posto à prova em testes com um protótipo em pequena escala (30 kVA). Os resultados apresentados mostram a capacidade dinâmica e de regime permanente de funcionamento do conversor FPVU, provendo correntes praticamente senoidais em diversas aplicações e modos de funcionamento.

Palavras-chave: Energia Renovável. Armazenamento de energia. Harmônicos. Conversores. Fator de Potência.

Abstract

Power Conditioning Systems (PCS) may impact the system power quality due to the current harmonic distortion and also increase the potential of harmonic resonances due to the use of capacitive elements in their front-end filters included to deal with this distortion. In this context, the True Unity Power Factor (TUPF) converter is proposed as an alternative to perform the necessary bidirectional power flow with high efficiency, use of conventional topologies and transformers and without capacitive filter elements. The objective of this work is to propose modulation and closed-loop control techniques which promote the effective working of the proposed technology for this application, although without being restrict to it. Furthermore, this work also aims a deep analysis of working aspects of the composing parts of this technology. Therefore, the main contributions to the scientific and technological advance are: to propose and physically implement voltage and current control techniques capable of working along with the selective harmonic elimination PWM for TUPF converters in parallel, series-connected or independent dc links. Here a new real-time filtering technique for highly distorted currents was also implemented. Then the bidirectional power flow capability and constant current / constant voltage operation modes needed for battery applications are analyzed. Additional contributions are the analysis of losses, harmonics cancellation in transformers, voltage harmonics at the converters and capabilities for reactive power support. These contributions are extended to the three level neutral point clamped topology. The work develops through a theoretical analysis of the working of such technology added of computational calculation when convenient. It is described the design of the closed-loop current and voltage controls, including their variants, as well as their interaction with the selective harmonic elimination PWM. First, the results are evaluated in computational simulations. Then, the control implemented through microprocessors, FPGA and adequate electronic circuits is tested in a hardware-in-the-loop system. Finally, the concept is tested in a low scale prototype (30 *kVA*). The presented simulation and experimental results show the dynamic and steady-state working capability of the TUPF converter supplying practically sinusoidal currents in several applications and operation modes.

Keywords: Renewable Energy. Energy Storage. Harmonics. Converters. Power Factor.

Lista de ilustrações

Figura 1.1	–	Comparativo de produção entre fontes de energia primária em 10 anos	46
Figura 1.2	–	Contribuição da energia renovável (incluindo Hidro) na produção de eletricidade	46
Figura 1.3	–	Capacidade eólica instalada mundialmente, 2001–2019	47
Figura 1.4	–	Capacidade instalada mundial de energia solar fotovoltaica, 2000–2019	48
Figura 1.5	–	LCOE das Fontes de Energia Renovável em 2010 e 2019	50
Figura 1.6	–	Interação entre os agentes nos diferentes domínios de uma <i>SmartGrid</i> de acordo com o NIST	53
Figura 1.7	–	Diagramas de impedância indicando: (a) Ressonância paralela; (b) Ressonância série.	55
Figura 1.8	–	Um retificador ativo trifásico típico.	56
Figura 1.9	–	Efeito combinado entre o filtro e o sistema elétrico.	57
Figura 1.10	–	Impedância vista pela rede em função do número de aerogeradores conectados.	58
Figura 1.11	–	Impedância vista por uma turbina em função do número de aerogeradores conectados	58
Figura 1.12	–	Conversor FPVU com barramentos cc em série (a), em paralelo (b) e individuais (c).	59
Figura 2.1	–	Esquema de carga CCTC mostrando todas as suas fases	69
Figura 2.2	–	Classificação de conversores quanto à fonte de tensão cc (a) CSC (b) VSC.	70
Figura 2.3	–	Classificação de conversores quanto à quantidade de portas. (a) Duas portas (b) Multi-portas.	71
Figura 2.4	–	Forma de onda na saída de uma fase do conversor (em relação ao ponto central do barramento cc). (a) Dois níveis (b) Três níveis. . .	72
Figura 2.5	–	Representação por fase VSC 3 níveis. (a) NPC, (b) ANPC, (c) NPP.	73
Figura 2.6	–	Filtros LCL aplicados na conexão com a rede elétrica:(a) com ramos ressonantes; (b) sem ramos ressonantes.	74
Figura 2.7	–	Conversor cc/ca com nove células de chaveamento e saída trifásica. .	74
Figura 2.8	–	Conversor cc/ca multi-portas. (a) Módulo de fase. (b) Conexão utilizando três módulos.	75
Figura 2.9	–	Configuração típica de um sistema de armazenamento de energia comercial.	75
Figura 3.1	–	Configuração do conversor FPVU. (a) Barramentos c.c. em série. (b) Barramentos c.c. em paralelo. (c) Barramentos c.c. independentes .	81
Figura 3.2	–	Forma de onda generalizada da tensão de saída de um VSC 2 níveis	83

Figura 3.3	–	Algoritmo para solução numérica de (3.14)	86
Figura 3.4	–	Ângulos de comutação para VSCs 2L aplicados ao FPVU - Versão 1	87
Figura 3.5	–	Ângulos de comutação para VSCs 2L aplicados ao FPVU - Versão 2	87
Figura 3.6	–	Modulador SHE PWM	88
Figura 3.7	–	Geração dos sinais de disparo para um VSC 2 níveis	89
Figura 3.8	–	Forma de onda generalizada da tensão de saída de um VSC 3 níveis	90
Figura 3.9	–	Ângulos de comutação para VSCs 3L aplicados ao FPVU	91
Figura 3.10	–	Geração dos sinais de disparo para um VSC 3 níveis NPC	92
Figura 3.11	–	Harmônicos não eliminados no conversor para 2L VSC - Conjunto 1 (até a 50 ^a ordem)	93
Figura 3.12	–	Harmônicos não eliminados no conversor para 2L VSC - Conjunto 2 (até a 50 ^a ordem)	94
Figura 3.13	–	Harmônicos não eliminados no conversor para 3L VSC (até a 50 ^a ordem)	94
Figura 3.14	–	Um possível arranjo de conversor de 12 pulsos.	96
Figura 3.15	–	Correntes nos secundários dos transformadores.	96
Figura 3.16	–	Composição da corrente que circula em uma das fases do Δ .	97
Figura 3.17	–	Composição da corrente na conexão com a rede.	97
Figura 3.18	–	Circuito de um transformador trifásico de três enrolamentos	98
Figura 3.19	–	Transformador trifásico de núcleo envolvido.(a) Seção Transversal. (b) Circuito magnético equivalente.	99
Figura 3.20	–	Passos intermediários no cálculo de (3.33).	101
Figura 3.21	–	Transformador modelado no Ansys Maxwell.	103
Figura 3.22	–	Distribuição da densidade de fluxo na seção do núcleo do transformador: (a) $t = 229 \text{ ms}$. (b) $t = 232 \text{ ms}$. (c) $t = 235 \text{ ms}$.	104
Figura 3.23	–	Tensões e correntes no enrolamento secundário em triângulo.	105
Figura 3.24	–	Tensões e correntes no enrolamento secundário em estrela.	105
Figura 3.25	–	Tensões e correntes no enrolamento primário.	105
Figura 3.26	–	Circuito equivalente do transformador, visto dos secundários, para harmônicos de sequência positiva e negativa.	106
Figura 3.27	–	Circuito elétrico equivalente por fase.	107
Figura 3.28	–	Desenvolvimento da curva de capacidade do conversor FPVU. (a) O diagrama fasorial do conversor com fator de potência indutivo. (b) O diagrama após escalonamento para potência.	108
Figura 3.29	–	Curva de capacidade resultante.	108
Figura 3.30	–	Curvas de capacidade para: conversor FPVU 2 níveis versão 1 com $X = 0,2 \text{ pu}$. (a) e $X = 0,1 \text{ pu}$ (b); conversor convencional (c); conversor FPVU 2 níveis versão 2 e 3 níveis com $X = 0,2 \text{ pu}$ (d), $X = 0,1 \text{ pu}$ (e) e $X = 0,18 \text{ pu}$ (f).	109

Figura 3.31	– Esquema de controle do conversor FPVU	111
Figura 3.32	– Diagrama do DDSRF-PLL	112
Figura 3.33	– Eixos de coordenadas dq sincronizados com o vetor espacial de tensão da rede.	113
Figura 3.34	– Diagrama de blocos do controle de corrente do conversor FPVU	114
Figura 3.35	– Diagrama de blocos da técnica FTV	116
Figura 3.36	– Forma de onda da corrente medida sobreposta ao valor filtrado. (a) Durante um degrau positivo da referência de corrente. (b) Durante um degrau negativo da referência de corrente.	117
Figura 3.37	– Curva de rigidez dinâmica do controle de corrente	119
Figura 3.38	– Diagrama de blocos do controle de tensão para barramentos cc em paralelo.	122
Figura 3.39	– Aproximação por assíntotas da rigidez dinâmica do controle de tensão para barramentos cc em paralelo.	122
Figura 3.40	– Diagrama de blocos do controle de tensão para barramento cc em série.	124
Figura 3.41	– Aproximação por assíntotas da rigidez dinâmica do controle de tensão para barramentos em série. (a) Controle da tensão total. (b) Controle de balanceamento.	125
Figura 3.42	– Diagrama de vetor espacial para conversores de três níveis.	126
Figura 3.43	– Conexões de rede trifásica para o VSC 3L NPC.	128
Figura 3.44	– Exemplo de tensões de saída utilizando o SHE PWM.	130
Figura 3.45	– Tensão de fase com os ângulos modificados.	130
Figura 3.46	– Diagrama de blocos do controlador de tensão de neutro.	131
Figura 4.1	– Curvas de descarga da bateria simulada.	137
Figura 4.2	– Curva de rigidez dinâmica do controle de corrente.	139
Figura 4.3	– Função de transferência do controle de corrente.	139
Figura 4.4	– Curva da relação entre erro e entrada do controle de corrente.	140
Figura 4.5	– Curva de rigidez dinâmica do controle de tensão.	141
Figura 4.6	– Função de transferência do controle de tensão.	142
Figura 4.7	– Curva da relação entre erro e entrada do controle de tensão.	142
Figura 4.8	– Diagrama de blocos do controle para banco de baterias.	143
Figura 4.9	– Injeção de potência ativa: correntes fundamentais de eixos rotativos nos secundários.	143
Figura 4.10	– Injeção de potência ativa: correntes trifásicas na rede elétrica.	144
Figura 4.11	– Injeção de potência ativa: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica.	145
Figura 4.12	– Injeção de potência ativa: tensão, corrente e estado de carga da bateria.	145
Figura 4.13	– Injeção de potência ativa: corrente na fase A do secundário em triângulo.	145
Figura 4.14	– Injeção de potência ativa: corrente na fase A do secundário em estrela.	146

Figura 4.15 – Injeção de potência ativa: tensão sintetizada na fase A do secundário em Δ	146
Figura 4.16 – Injeção de potência ativa: corrente na fase A da rede.	147
Figura 4.17 – Injeção de potência ativa: corrente na fase B da rede.	147
Figura 4.18 – Injeção de potência ativa: corrente na fase C da rede.	147
Figura 4.19 – Absorção de potência ativa: correntes fundamentais de eixos rotativos nos secundários.	148
Figura 4.20 – Absorção de potência ativa: correntes trifásicas na rede elétrica.	148
Figura 4.21 – Absorção de potência ativa: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica.	149
Figura 4.22 – Absorção de potência ativa: corrente na fase B da rede.	149
Figura 4.23 – Absorção de potência ativa: tensão, corrente e estado de carga da bateria.	149
Figura 4.24 – Fornecimento de reativos: correntes fundamentais de eixos rotativos nos secundários.	150
Figura 4.25 – Fornecimento de reativos: correntes trifásicas na rede elétrica.	150
Figura 4.26 – Fornecimento de reativos: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica.	151
Figura 4.27 – Fornecimento de reativos: tensão, corrente e estado de carga da bateria.	151
Figura 4.28 – Fornecimento de reativos: corrente na fase A do secundário em triângulo.	152
Figura 4.29 – Fornecimento de reativos: corrente na fase A da rede.	152
Figura 4.30 – Consumo de reativos: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica para o ajuste original do controle.	153
Figura 4.31 – Consumo de reativos: correntes trifásicas na rede elétrica.	153
Figura 4.32 – Consumo de reativos: correntes fundamentais de eixos rotativos nos secundários.	154
Figura 4.33 – Consumo de reativos: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica para o novo ajuste do controle.	154
Figura 4.34 – Consumo de reativos: corrente na fase A da rede.	154
Figura 4.35 – Consumo de reativos: corrente na fase A do secundário em triângulo.	155
Figura 4.36 – Controle de tensão constante: correntes no referencial síncrono.	156
Figura 4.37 – Controle de tensão constante: correntes trifásicas.	156
Figura 4.38 – Controle de tensão constante: tensão e corrente no banco de baterias.	156
Figura 4.39 – Controle de tensão constante: correntes e tensões trifásicas.	157
Figura 4.40 – Controle de tensão constante: análise de distorção da corrente.	157
Figura 4.41 – Controle de corrente constante: correntes no referencial síncrono.	158
Figura 4.42 – Controle de corrente constante: correntes trifásicas.	158
Figura 4.43 – Controle de corrente constante: correntes e tensões trifásicas.	159
Figura 4.44 – Controle com tensões distorcidas: correntes no referencial síncrono.	160

Figura 4.45	– Controle com tensões distorcidas: correntes trifásicas.	160
Figura 4.46	– Controle com tensões distorcidas: correntes e tensões trifásicas.	160
Figura 4.47	– Controle com tensões distorcidas: corrente na fase A da rede na injeção de potência.	161
Figura 4.48	– Controle com tensões distorcidas: corrente na fase A da rede na absorção de potência.	161
Figura 4.49	– Controle com tensões desequilibradas: correntes no referencial síncrono.	163
Figura 4.50	– Controle com tensões desequilibradas: correntes trifásicas.	163
Figura 4.51	– Controle com tensões desequilibradas: correntes e tensões trifásicas.	163
Figura 4.52	– Controle com tensões desequilibradas: corrente na fase B.	164
Figura 4.53	– Controle com tensões desequilibradas: corrente na fase B utilizando a medição de corrente no primário ao invés de no secundário.	164
Figura 4.54	– Controle para estágio intermediário de conversão: correntes trifásicas.	165
Figura 4.55	– Controle para estágio intermediário de conversão: Tensão no barra- mento cc	165
Figura 4.56	– Controle para estágio intermediário de conversão: correntes e tensões trifásicas.	166
Figura 4.57	– Controle para estágio intermediário de conversão: corrente na fase A.	166
Figura 4.58	– Controle para estágio intermediário de conversão: corrente na fase A do secundário em Δ	166
Figura 4.59	– Correntes de eixos rotativos nos secundários para fluxo de potência ativa.	168
Figura 4.60	– Correntes trifásicas para fluxo de potência ativa.	168
Figura 4.61	– Correntes e tensões trifásicas para fluxo de potência ativa.	168
Figura 4.62	– Corrente da fase A para injeção de potência ativa.	169
Figura 4.63	– Tensão sintetizada na fase A do secundário em Δ	169
Figura 4.64	– Corrente na fase A do secundário em Δ	169
Figura 4.65	– Correntes de eixos rotativos nos secundários para fluxo de potência reativa.	170
Figura 4.66	– Correntes trifásicas para fluxo de potência reativa.	170
Figura 4.67	– Correntes e tensões trifásicas para fluxo de potência reativa.	171
Figura 4.68	– Corrente da fase A para fornecimento de reativos.	171
Figura 4.69	– Corrente da fase A para consumo de reativos.	171
Figura 4.70	– Correntes de eixos rotativos nos secundários para início de carga.	172
Figura 4.71	– Correntes trifásicas para início de carga.	172
Figura 4.72	– Tensão, corrente e estado de carga do banco de baterias para início de carga.	173
Figura 4.73	– Correntes e tensões trifásicas para início de carga das baterias.	173
Figura 4.74	– Correntes trifásicas para final de carga.	174

Figura 4.75	– Tensão no barramento cc para final de carga.	174
Figura 4.76	– Tensão, corrente e estado de carga do banco de baterias para final de carga.	174
Figura 4.77	– Correntes e tensões trifásicas para final de carga das baterias.	175
Figura 4.78	– Corrente da fase A para final de carga das baterias.	175
Figura 4.79	– Correntes de eixos rotativos nos secundários para rede elétrica distorcida.	176
Figura 4.80	– Correntes trifásicas para rede elétrica distorcida.	177
Figura 4.81	– Correntes e tensões trifásicas rede elétrica distorcida.	177
Figura 4.82	– Corrente da fase A para injeção de potência na rede elétrica distorcida.	177
Figura 4.83	– Corrente da fase A para absorção de potência na rede elétrica distorcida.	178
Figura 4.84	– Tensão sintetizada na fase A com rede elétrica distorcida.	178
Figura 4.85	– Correntes trifásicas para rede elétrica desequilibrada.	178
Figura 4.86	– Correntes e tensões trifásicas para rede elétrica desequilibrada.	179
Figura 4.87	– Corrente da fase A para rede elétrica desequilibrada.	179
Figura 4.88	– Corrente da fase A para rede elétrica desequilibrada com medição pelo primário.	179
Figura 4.89	– Tensão no barramento cc para variações da carga.	180
Figura 4.90	– Correntes trifásicas para variações da carga.	180
Figura 4.91	– Correntes e tensões trifásicas para duas condições de carga.	181
Figura 4.92	– Correntes da fase A.	181
Figura 4.93	– Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para fluxo de potência ativa.	182
Figura 4.94	– Correntes trifásicas na rede para fluxo de potência ativa.	182
Figura 4.95	– Tensões e correntes trifásicas na rede para fluxo de potência ativa.	183
Figura 4.96	– Tensão, corrente e SoC do banco de baterias para fluxo de potência ativa.	183
Figura 4.97	– Tensão sintetizada pelo conversor para injeção de potência ativa.	183
Figura 4.98	– Corrente da fase A no secundário em Δ para injeção de potência ativa.	184
Figura 4.99	– Corrente da fase A na rede elétrica para injeção de potência ativa.	184
Figura 4.100	– Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para fluxo de potência reativa.	185
Figura 4.101	– Correntes trifásicas na rede para fluxo de potência reativa.	185
Figura 4.102	– Tensões e correntes trifásicas na rede para fluxo de potência reativa.	185
Figura 4.103	– Tensão sintetizada pelo conversor para consumo de reativos.	186
Figura 4.104	– Corrente da fase A no secundário em Δ para consumo de reativos.	186
Figura 4.105	– Corrente da fase A na rede elétrica para consumo de reativos.	187
Figura 4.106	– Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para início de carga.	187

Figura 4.107 – Correntes trifásicas na rede para início de carga.	188
Figura 4.108 – Tensões e correntes trifásicas na rede para início de carga.	188
Figura 4.109 – Tensão, corrente e SoC do banco de baterias no modo tensão constante.	188
Figura 4.110 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários no modo tensão constante.	189
Figura 4.111 – Correntes trifásicas na rede no modo tensão constante.	189
Figura 4.112 – Tensão no barramento cc no modo tensão constante.	190
Figura 4.113 – Tensões e correntes trifásicas no modo tensão constante.	190
Figura 4.114 – Corrente da fase A na rede no modo tensão constante.	190
Figura 4.115 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para rede distorcida.	191
Figura 4.116 – Correntes trifásicas para rede distorcida.	191
Figura 4.117 – Tensões e correntes trifásicas para rede distorcida.	192
Figura 4.118 – Corrente da fase A na rede elétrica para absorção de potência ativa em rede distorcida.	192
Figura 4.119 – Corrente da fase A na rede elétrica para injeção de potência ativa em rede distorcida.	192
Figura 4.120 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para rede desequilibrada.	193
Figura 4.121 – Correntes trifásicas para rede desequilibrada.	193
Figura 4.122 – Tensões e correntes trifásicas para rede desequilibrada.	194
Figura 4.123 – Corrente da fase A na rede elétrica para rede desequilibrada.	194
Figura 4.124 – Tensão do barramento cc para variações da carga.	195
Figura 4.125 – Correntes trifásicas para variações da carga.	195
Figura 4.126 – Tensões e correntes trifásicas para variações da carga.	196
Figura 4.127 – Corrente da fase A na rede elétrica para variações da carga.	196
Figura 4.128 – Tensões nos capacitores do barramento cc no secundário em Δ (sem controle de balanceamento).	196
Figura 4.129 – Tensões nos capacitores do barramento cc no secundário em Y (sem controle de balanceamento).	197
Figura 4.130 – Corrente da fase A na rede elétrica para desbalanço nas capacitâncias (sem controle de balanceamento).	198
Figura 4.131 – Tensões nos capacitores do barramento cc no secundário em Δ (com controle de balanceamento).	198
Figura 4.132 – Tensões nos capacitores do barramento cc no secundário em Y (com controle de balanceamento).	198
Figura 4.133 – Corrente da fase A na rede elétrica para desbalanço nas capacitâncias (com controle de balanceamento).	199

Figura 4.134 – Correntes trifásicas com tempo moto. (a) VSC 2L versão 1. (b) VSC 2L versão 2. (c) VSC 3L.	200
Figura 4.135 – Correntes e tensões no funcionamento do conversor convencional. . .	202
Figura 4.136 – Conversor convencional: distribuição das correntes nos dispositivos semicondutores.	203
Figura 4.137 – Curvas características do módulo FF900R12IE4. (a) $V_{CE}(I_C)$. (b) $E_{ON}(I_C)$ e $E_{OFF}(I_C)$. (c) $V_F(I_F)$. (d) $E_{rec}(I_F)$	204
Figura 4.138 – Curvas características do módulo FS450R12KE3. (a) $V_{CE}(I_C)$. (b) $E_{ON}(I_C)$ e $E_{OFF}(I_C)$. (c) $V_F(I_F)$. (d) $E_{rec}(I_F)$	206
Figura 4.139 – Curvas características dos módulos F3L400R07ME4_B22 e B23. (a) $V_{CE}(I_C)$. (b) $E_{ON}(I_C)$ e $E_{OFF}(I_C)$. (c) $V_F(I_F)$. (d) $E_{rec}(I_F)$	207
Figura 4.140 – Conversor FPVU de 2 níveis versão 1: distribuição das correntes nos dispositivos semicondutores.	208
Figura 4.141 – Conversor FPVU de 2 níveis versão 2: distribuição das correntes nos dispositivos semicondutores.	209
Figura 4.142 – Conversor FPVU de 3 níveis: distribuição das correntes na chave $S2+$	211
Figura 4.143 – Conversor FPVU de 3 níveis: distribuição das correntes na chave $S1+$	211
Figura 4.144 – Conversor FPVU de 3 níveis: distribuição das correntes no diodo $D+$	211
Figura 4.145 – Barramentos em série: tensões ca e cc e corrente de fase.	215
Figura 4.146 – Barramentos em série: correntes na rede e secundários.	216
Figura 4.147 – Barramentos em série: tensões e correntes ca	217
Figura 4.148 – Barramentos em série: corrente da fase A para o modo retificador.	217
Figura 4.149 – Barramentos em série: corrente da fase A para o modo inversor.	217
Figura 4.150 – Barramentos independentes: tensões ca e cc e corrente de fase sem desbalanço.	218
Figura 4.151 – Barramentos independentes: tensões e correntes ca sem desbalanço.	218
Figura 4.152 – Barramentos independentes: corrente da fase A para o modo retificador sem desbalanço.	218
Figura 4.153 – Barramentos independentes: tensões ca e cc e corrente de fase com 20% de desbalanço.	219
Figura 4.154 – Barramentos independentes: tensões e correntes ca com 20% de desbalanço.	220
Figura 4.155 – Barramentos independentes: corrente da fase A para o modo retificador com 20% de desbalanço.	220
Figura 5.1 – (a) Rack de controle desenvolvido no padrão Eurocard. (b) Configuração.	224
Figura 5.2 – Placa de DSP. (a) Vista frontal da placa. (b) Circuito de condicionamento dos sinais analógicos.	225

Figura 5.3	– Placa de FPGA. (a) Vista da placa. (b) Circuito de condicionamento dos sinais analógicos.	226
Figura 5.4	– Hardware de simulação em tempo real. (a) HIL 600. (b) HIL 604.	227
Figura 5.5	– Usina solar fotovoltaica TESLA.	228
Figura 5.6	– <i>String boxes</i> no laboratório recebendo os cabos na usina fotovoltaica.	228
Figura 5.7	– Transformador configurável Indusul:(a) Transformador. (b) Dados de placa.	229
Figura 5.8	– Diagrama de ligação do transformador Indusul para relação de 440 – 254 V.	229
Figura 5.9	– Diagrama unifilar do protótipo do em escala reduzida.	231
Figura 5.10	– Protótipo de 30kVA do conversor FPVU.	232
Figura 5.11	– Conversor Semikron <i>Semistack IGBT</i> . (a) Vista frontal sem tampa. (b) Diagrama do circuito de potência.	233
Figura 5.12	– Placa de medição de tensão. (a) Placa montada. (b) Circuito de condicionamento.	234
Figura 5.13	– Placa de medição de corrente. (a) Placa montada. (b) Circuito de condicionamento.	234
Figura 5.14	– Placa de interface com conversores. (a) Placa montada. (b) Circuito de condicionamento da tensão cc (c) Circuito de condicionamento da corrente.	235
Figura 5.15	– Transformador do protótipo FPVU:(a) Transformador. (b) Dados de placa.	236
Figura 6.1	– Tela principal do programa do microcontrolador.	240
Figura 6.2	– Subsistema “Controle TUPF”.	240
Figura 6.3	– Subsistema “Controle”.	242
Figura 6.4	– Subsistema “Protections_logic”.	243
Figura 6.5	– Subsistema “Saídas”.	243
Figura 6.6	– Tela principal do programa da FPGA.	244
Figura 6.7	– Implementação do filtro passa-baixas após o <i>downsampling</i>	245
Figura 6.8	– Bancada para testes do controle em plataforma de simulação em tempo real.	245
Figura 6.9	– Circuito simulado no Typhoon HIL para barramentos cc em paralelo.	246
Figura 6.10	– Correntes nas fases A (CH1), B (CH2) e C (CH3) e tensão na fase A (CH4) para injeção de plena potência ativa.	247
Figura 6.11	– Correntes no primário (CH1), secundário em Δ (CH2) e secundário em Y (CH3) e tensão na rede elétrica (CH4) para injeção de plena potência ativa.	247
Figura 6.12	– FFT da corrente na fase A da rede elétrica para injeção de plena potência ativa.	247

Figura 6.13	– FFT da corrente na fase A do secundário em Δ para injeção de plena potência ativa.	248
Figura 6.14	– Tensões de linha AB nos secundários do transformador (CH2 e CH4) e sintetizadas pelos conversores (CH1 e CH3).	248
Figura 6.15	– Correntes trifásicas (CH1 a CH3) e tensão do barramento cc (CH4) para degrau de injeção de plena potência ativa.	249
Figura 6.16	– Circuito simulado no Typhoon HIL para barramentos cc em série.	249
Figura 6.17	– Tensão de fase (CH1) e correntes nas fases A (CH2), B (CH3) e C (CH4) para absorção em plena potência ativa.	250
Figura 6.18	– Tensão de fase (CH1) e correntes nos enrolamentos primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e estrela (CH4) para absorção de potência ativa.	250
Figura 6.19	– Tensão de fase (CH1) e correntes nos enrolamentos primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e estrela (CH4) para injeção de potência ativa.	251
Figura 6.20	– FFT da corrente da fase para o caso série com desbalanço.	251
Figura 6.21	– Fornecimento de potência ativa e consumo de potência reativa: tensão de fase (CH1) e corrente (CH2) na rede elétrica. Correntes nos secundários em Y (CH3) e Δ (CH4).	252
Figura 6.22	– Transição do consumo para o fornecimento de potência. Corrente nos terminais cc (CH1). Tensões cc nos conversores do Δ e do Y (CH2 e CH3, respectivamente) e total (Math). Corrente na rede elétrica (CH4).	252
Figura 6.23	– Circuito simulado no Typhoon HIL para barramentos cc independentes.	253
Figura 6.24	– Fornecimento de potência ativa sem desbalanço: tensão de fase (CH1) e corrente (CH2) na rede elétrica. Correntes nos secundários em Δ (CH3) e Y (CH4).	253
Figura 6.25	– FFT da corrente da fase para barramentos cc independentes sem desbalanço.	254
Figura 6.26	– Fornecimento de potência ativa com desbalanço de $\approx 32\%$: tensão de fase (CH1) e corrente (CH2) na rede elétrica. Correntes nos secundários em Δ (CH3) e Y (CH4).	254
Figura 6.27	– FFT da corrente da fase para barramentos cc independentes com desbalanço.	255
Figura 6.28	– Desbalanço de 200 %: tensão de fase (CH1) e corrente (CH2) na rede elétrica. Correntes nos secundários em Δ (CH3) e Y (CH4).	255
Figura 6.29	– Montagem de testes do protótipo em pequena escala.	256
Figura 6.30	– Diagrama de conexão para o ensaio <i>back-to-back</i>	257
Figura 6.31	– Tensão de linha v_{AB} (CH1) e correntes trifásicas: i_A (CH2), i_B (CH3) e i_C (CH4) para o ensaio <i>back-to-back</i>	257

Figura 6.32	– Tensão de linha v_{AB} (CH1) e correntes do primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e Y (CH4) para o ensaio <i>back-to-back</i>	258
Figura 6.33	– FFT da corrente da fase para o ensaio <i>back-to-back</i>	259
Figura 6.34	– Indicadores harmônicos retirados do analisador de qualidade de energia.	259
Figura 6.35	– Tensão sintetizada na fase A do conversor referenciada ao barramento negativo (CH1) e correntes na mesma fase (CH2) para o ensaio <i>back-to-back</i>	259
Figura 6.36	– Tensões de linha v_{BC} no primário (CH1) e sintetizadas pelos conversores dos secundários em Δ (CH2) e Y (CH3) e corrente no secundário em Y (CH4).	260
Figura 6.37	– Tensão de linha (CH1) e correntes do primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e Y (CH4) para consumo de potência reativa.	260
Figura 6.38	– Tensão de linha (CH1) e correntes do primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e Y (CH4) para fornecimento de potência ativa e reativa.	261
Figura 6.39	– Diagrama de conexão para medição das perdas totais.	261
Figura 6.40	– Resultado da medição de perdas totais.	261
Figura 6.41	– Diagrama de conexão para medição de perdas no transformador.	262
Figura 6.42	– Resultado da medição de perdas no transformador.	262
Figura 6.43	– Corrente na entrada dos retificadores a diodo.	263
Figura 6.44	– Cálculo de perdas em um diodo do módulo retificador trifásico em ponte.	263
Figura 6.45	– Curvas características dos módulos e do arranjo montado.	265
Figura 6.46	– Conexão do ensaio com a Usina Solar.	265
Figura 6.47	– Dados de funcionamento do arranjo solar obtido com o <i>Curve Tracer</i>	266
Figura 6.48	– Teste do controle de tensão: tensão de linha no primário (CH1), corrente de fase no primário (CH2), tensão cc dos conversores do Δ (CH3) e do Y (CH4).	266
Figura 6.49	– Potências e irradiância em função do tempo durante o ensaio.	267
Figura 6.50	– Potências e rendimento em função do tempo durante o ensaio.	267
Figura 6.51	– Configuração de testes com conversores 3 níveis.	268
Figura 6.52	– Foto da montagem do experimento utilizando conversores de três níveis	269
Figura 6.53	– Experimento 3 níveis: Tensões de fase (a), linha (b) e harmônicos (c) do conversor.	269
Figura 6.54	– Correntes no secundários em delta (a) e em estrela (b), e no primário (c), e espectro harmônico da corrente em um dos secundários (d).	269
Figura 6.55	– Correntes no secundários em delta (a) e em estrela (b), e no primário (c), e espectro harmônico da corrente no primário (d).	270
Figura A.1	– Energias primárias e secundárias	306

Figura A.2	– Esquemático dos papéis potenciais do armazenamento de energia em sistemas elétricos com baixa emissão de carbono	308
Figura A.3	– Classificação dos sistemas de armazenamento de energia elétrica quanto a forma de energia.	310
Figura A.4	– Estado de evolução das tecnologias de armazenamento de energia . .	310
Figura A.5	– Comparação de sistemas de armazenamento pela vida útil e eficiência	311
Figura A.6	– Comparação dos sistemas de energia elétrica quanto a potência, energia e duração de descarga.	311
Figura A.7	– Aplicações em SEP de SAEE.	313
Figura A.8	– Classificação dos SAEE por potência, tempo de descarga e tipo de aplicação	314
Figura A.9	– PHES de pistão no cilindro	318
Figura A.10	– Esquema de um sistema CAES diabático	319
Figura A.11	– Conceitos de sistemas CAES classificados pela sua mudança de estado	320
Figura A.12	– Esquemas de um sistema CAES adiabático	321
Figura A.13	– Construção de um volante de inércia moderno	325
Figura A.14	– Um sistema solar simples de aquecimento de água	327
Figura A.15	– Diagrama de uma instalação CSP	328
Figura A.16	– Comparação da energia armazenada pela água (via calor sensível) com o octadecano (sensível + latente) de temperatura de fusão de $28^{\circ}C$	329
Figura A.17	– Classificação de armazenamento termoquímico	330
Figura A.18	– Conceito geral do uso de hidrogênio e gás natural como portadores de energia	332
Figura A.19	– Fontes de CO_2 para produção de metano	334
Figura A.20	– Principais componentes da bateria chumbo-ácida	342
Figura A.21	– Estrutura básica de uma célula NaS	344
Figura A.22	– Estrutura básica de uma célula de íon de lítio. (a) Carga. (b) Descarga.	345
Figura A.23	– Estrutura básica de uma célula fluxo redox de vanádio (na descarga)	347
Figura A.24	– Diagrama esquemático de um supercapacitor simétrico	350
Figura A.25	– Classes de supercapacitores	352
Figura A.26	– Diagrama de blocos genérico de um SMES	355
Figura A.27	– Classificação de sistemas SMES quanto ao SCP. (a) SMES baseado em tiristores. (b) SMES baseado em conversor fonte de tensão. (c) SMES baseado em fonte de corrente.	356
Figura B.1	– Discussão por e-mail com o Prof. Yang – autor do algoritmo	372
Figura B.2	– Discussão por e-mail com o Prof. Yang – autor do algoritmo (cont.)	373
Figura C.1	– Circuito equivalente de um transformador monofásico de três enrolamentos	377

Figura C.2	–	Ligação para ensaio a vazio	378
Figura C.3	–	Ligação para o ensaio I	380
Figura C.4	–	Ligação para o ensaio II	380
Figura C.5	–	Ligação para o ensaio III	381
Figura C.6	–	Ligação para o ensaio adicional	382
Figura C.7	–	Medições de ensaio. (a) Vazio. (b) Ensaio I. (c) Ensaio II. (d) Ensaio III. (e) Ensaio Adicional.	384
Figura C.8	–	Circuito equivalente do transformador: (a) Conexão original; (b) Todos os enrolamentos em Y	385
Figura C.9	–	Circuito equivalente por fase do transformador ensaiado	386
Figura C.10	–	Painel frontal da fonte 3060-MS	387
Figura C.11	–	Ligação do analisador no transformador	387
Figura C.12	–	Montagem para os ensaios	388
Figura C.13	–	Medições do ensaio a vazio (tapa 440 V).	388
Figura C.14	–	Medições do ensaio I: curto-circuito no secundário em delta. (a) 440 V. (b) 486 V. (c) 506 V.	389
Figura C.15	–	Medições do ensaio II: curto-circuito no secundário em estrela. (a) 440 V. (b) 486 V. (c) 506 V.	389
Figura C.16	–	Medições do ensaio III: curto-circuito no secundário em estrela e alimentação pelo secundário em delta.	389
Figura C.17	–	Medições do ensaio adicional: curto-circuito em ambos os secundários. (a) 440 V. (b) 486 V. (c) 506 V.	390
Figura C.18	–	Plena potência: circuito equivalente do transformador. (a) Conexão original. (b) Todos os enrolamentos em Y.	392
Figura C.19	–	Plena potência: circuito equivalente por fase do transformador ensaiado	393
Figura D.1	–	Diagrama unifilar do protótipo em pequena escala	396
Figura D.2	–	Diagrama de potência do inversor SEMIKRON	397
Figura D.3	–	Layout do painel elétrico	399
Figura D.4	–	Tensão de fase e espectro harmônico	402
Figura D.5	–	Corrente no indutor e espectro harmônico	402
Figura D.6	–	Diagrama do conversor WEG	405
Figura D.7	–	Corrente do secundário e respectivo espectro harmônico	408
Figura D.8	–	Diagrama unifilar do protótipo em plena escala	412
Figura D.9	–	Circuito de medição do transdutor LV25-P	415
Figura A.1	–	Orçamento dos indutores.	421
Figura A.2	–	Orçamento dos transformadores.	422
Figura B.1	–	Relatório de testes em fábrica do transformador do protótipo em escala reduzida.	423

Lista de tabelas

Tabela 1.1	–	Capacidade Eólica instalada e cumulativa em 2019 - Países de Destaque	48
Tabela 1.2	–	Prospecto para o mercado solar fotovoltaico 2020-2024 - Países de Destaque	49
Tabela 1.3	–	Menores preços de energia na Alemanha em 2008–2009 com respectivos níveis de geração eólica e carregamento do sistema	51
Tabela 1.4	–	Domínios numa <i>SmartGrid</i> no modelo conceitual do NIST	53
Tabela 1.5	–	Projetos de energia solar e armazenamento anunciados pelo <i>Lyon Group</i> no sul da Austrália	54
Tabela 3.1	–	Definição do valor de N de acordo com normas nacionais e internacionais	80
Tabela 3.2	–	Distribuição das tarefas de eliminação / cancelamento de harmônicos	81
Tabela 3.3	–	Valores relevantes de tensão para VSCs de 2 níveis e 3 níveis NPC .	82
Tabela 3.4	–	Dados de projeto do transformador trifásico simulado	102
Tabela 4.1	–	Dados de simulação do conversor FPVU	136
Tabela 4.2	–	Parâmetros de circuito equivalente do transformador simulado . . .	137
Tabela 4.3	–	Frequências relevantes das funções de transferência do controle de corrente.	140
Tabela 4.4	–	Comparação de índices de distorção fazendo uso de tempo morto no chaveamento.	199
Tabela 4.5	–	Dados de simulação do conversor convencional	201
Tabela 4.6	–	Dados dos módulos semicondutores de potência	203
Tabela 4.7	–	Perdas nos semicondutores do conversor 2 níveis convencional . . .	206
Tabela 4.8	–	Perdas nos semicondutores do conversor FPVU de 2 níveis versão 1	207
Tabela 4.9	–	Perdas nos semicondutores do conversor FPVU de 2 níveis versão 2	208
Tabela 4.10	–	Perdas nos semicondutores do conversor FPVU de 3 níveis	210
Tabela 4.11	–	Estimativas de custos dos principais elementos de potência dos conversores.	213
Tabela 4.12	–	Dados de simulação do conversor FPVU	214
Tabela 4.13	–	Parâmetros de circuito equivalente do transformador simulado . . .	214
Tabela 4.14	–	Indicadores de distorção em função do desbalanço para o modo retificador.	219
Tabela 5.1	–	Dados do <i>laptop</i> para simulações computacionais, desenvolvimento e implementação de controle.	223
Tabela 5.2	–	Características do Typhoon HIL 600 e 604.	227
Tabela 5.3	–	Características do osciloscópio Tektronix TBS 2074.	227
Tabela 5.4	–	Características principais do conversor <i>Semistack IGBT</i>	232

Tabela 5.5	–	Resumo de dados do protótipo em pequena escala	235
Tabela 5.6	–	Pontas de tensão e corrente.	236
Tabela 6.1	–	Escalas das saídas analógicas	246
Tabela 6.2	–	Escalas das saídas analógicas - série	250
Tabela 6.3	–	Indicadores de distorção em função do desbalanço.	255
Tabela 6.4	–	Distribuição das perdas no protótipo em pequena escala.	263
Tabela 7.1	–	Lista de publicações do autor relacionadas ao conversor FPVU . . .	277
Tabela 7.2	–	Lista de outras publicações do autor	279
Tabela A.1	–	Energias e tecnologias de conversão	306
Tabela A.2	–	Exemplos de armazenamento de energia em sua forma primária . .	306
Tabela A.3	–	Estratégias principais para gerenciar deficit e excesso de eletricidade	307
Tabela A.4	–	Elevação de Temperatura devido a compressão adiabática	320
Tabela A.5	–	Reações globais para quatro possíveis células combustíveis e suas tensões celulares de equilíbrio em temperatura ambiente	336
Tabela A.6	–	Principais requisitos de armazenamento e tecnologias apropriadas para baterias estacionárias de ciclo profundo.	337
Tabela A.7	–	Comportamento dos eletrodos nos processos de carga e descarga . .	339
Tabela A.8	–	Características dos maiores sistemas de baterias secundários	341
Tabela C.1	–	Dados de placa e parâmetros calculados para o transformador de ensaio	383
Tabela C.2	–	Dados de placa para o transformador de plena escala	386
Tabela C.3	–	Parâmetros calculados para o transformador de ensaio	390
Tabela C.4	–	Impedâncias série calculadas a partir do ensaio adicional (referidas ao primário)	391
Tabela C.5	–	Comparação da impedância equivalente calculada com os valores obtidos pelo ensaio adicional	391
Tabela D.1	–	Lista de materiais	400
Tabela D.2	–	Cálculo dos possíveis indutores em relação a limitação de indutância	401
Tabela D.3	–	Especificação Indutores	403
Tabela D.4	–	Correntes harmônicas no indutor	403
Tabela D.5	–	Características principais do protótipo em plena escala	404
Tabela D.6	–	Características principais do protótipo em plena escala	404
Tabela D.7	–	Características elétricas consideradas no cálculo de perdas	405
Tabela D.8	–	Características elétricas consideradas no cálculo de perdas	406
Tabela D.9	–	Características elétricas consideradas no cálculo de perdas	407
Tabela D.10	–	Correntes harmônicas no secundário em função do TAP em uso . .	410
Tabela D.11	–	Fatores de <i>derating</i> para cargas não-senoidais	410
Tabela D.12	–	Memória de cálculo da indutância série	411
Tabela D.13	–	Especificação do reator série	411

Tabela D.14 – Especificação do transdutor de tensão	415
Tabela D.15 – Especificação do transformador de potencial	415
Tabela D.16 – Especificação do transdutor de corrente	417

Lista de abreviaturas e siglas

ANPC	<i>Active Neutral Point Clamped</i>
BESS	<i>Battery Energy Storage System</i>
BT	Baixa Tensão
ca	Corrente Alternada
cc	Corrente Contínua
CCTC	Corrente-Constante Tensão-Constante
COSERN	Companhia Energética do Rio Grande do Norte
CSC	<i>Current Source Converter</i>
CSP	<i>Concentrating Solar Power</i>
DAEA	Dispositivo de Alta Energia de Armazenamento
DAPA	Dispositivo de Alta Potência de Armazenamento
DDSRF	<i>Decoupled Double-Synchronous Reference Frame</i>
DFIM	<i>Doubly-Fed Induction Machine</i>
DoD	<i>Depth of Discharge</i>
EoD	<i>End of Discharge voltage</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission System</i>
FDC	Fator de Desequilíbrio de Corrente
FDT	Fator de Desequilíbrio de Tensão
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FPVU	Fator de Potência Verdadeiramente Unitário
FTV	Filtragem por Transformador Virtual
GD	Geração Distribuída
HIL	<i>Hardware-In-the-Loop</i>

IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
LCOE	<i>Levelised Cost of Electricity</i>
LVRT	<i>Low Voltage Ride Through</i>
MMCC	<i>Modular Multilevel Cascade Converters</i>
MMF	Material de Mudança de Fase
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MT	Média Tensão
NIST	<i>National Institute of Standards and Technology</i>
NbTi	<i>Nióbio-Titânio</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
PHS	<i>Pumped Hydro Storage</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
NPP	<i>Neutral Point Piloted</i>
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
SAEE	Sistema de Armazenamento de Energia Elétrica
SAT	<i>Supercondutor de Alta Temperatura</i>
SBT	<i>Supercondutor de Baixa Temperatura</i>
SCP	<i>Sistema de Condicionamento de Potência</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
SoC	<i>State of Charge</i>

SoH	<i>State of Healthy</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TUPF	<i>True Unity Power Factor</i>
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i>
USFV	Usina Solar Fotovoltaica
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>
ZEBRA	<i>Zero-Emission Battery Research Activities</i>

Lista de símbolos

α	Ângulo de comutação
a_n, b_n	Coefficientes da série de Fourier
A	Área
c	Calor específico
$c_{p,1}$	Calor específico em baixa temperatura (para MMF)
$c_{p,2}$	Calor específico em alta temperatura (para MMF)
C	Capacitância
C_{bat}	Capacidade da bateria
C_{cap}	Carga total armazenada na bateria
C_n	Capacidade nominal da bateria
$\Delta_{ads}H$	Entalpia de adsorção
$\Delta_R H$	Calor de reação
$\Delta_{trs}H$	Calor latente
d	Espessura
ϵ_0	Permissividade do espaço vazio
ϵ_r	Permissividade relativa
E	Energia
$E_{in,el}$	Energia elétrica de entrada
$E_{in,th}$	Energia térmica de entrada
$E_{out,el}$	Energia elétrica de saída
E_P	Energia potencial
η	Eficiência (rendimento)
η_{cyc}	Eficiência cíclica

η_{ref}	Eficiência de uma planta de referência
f_1	Frequência fundamental
$f_1(T)$	Fator de correção dependente da temperatura
$f_1(n)$	Fator de correção dependente do número de ciclos
$f_1(i)$	Fator de correção dependente da corrente
f_r	Frequência de ressonância
f_{sw}	Frequência de chaveamento
g	Aceleração da gravidade
H	Altura (entre barragens)
i	Corrente
I_{qd}	Componentes de corrente em coordenadas dq
I_{cc}	Corrente de curto-circuito
I_{ef}	Corrente eficaz
K_i	Ganho integral do controle de corrente
K_{iv}	Ganho integral do controle de tensão
$K_{iv\Delta}$	Ganho integral do controle de balanceamento da tensão
K_S	Fator de forma do material
K_p	Ganho proporcional
K_{pv}	Ganho proporcional do controle de tensão
$K_{pv\Delta}$	Ganho proporcional do controle de balanceamento da tensão
λ	Fluxo concatenado
L	Indutância
m	Massa
m_i	Índice de modulação
M	Número de pulsos ou cortes da forma de onda chaveada
N	Número de espiras

NL	Número de níveis do conversor
ω	Frequência angular da rede
p	Pressão
p_0	Pressão atmosférica
p_1	Pressão de saída (do compressor)
P	Potência ativa
FP	Fator de potência
FP_{dist}	Fator de potência de distorção
FP_{des}	Fator de potência de deslocamento
q	Calor
Q	Potência reativa
Q_{vol}	Vazão volumétrica
r	Relação de pressões (num compressor)
R_{ar}	Constante específica do ar
ρ	Densidade (massa específica)
S	Potência aparente
S_{cc}	Potência de curto-circuito
σ	Tensão mecânica máxima
θ	Ângulo do fasor da rede elétrica
T	Temperatura
T_0	Temperatura ambiente
T_1	Temperatura de saída (do compressor)
T_{trs}	Temperatura de transição
U_{CES}	Tensão de bloqueio do IGBT
$U_{nom,ef}$	Valor eficaz da tensão nominal de linha da rede elétrica
U_{qd}	Componentes de tensão do conversor em coordenadas dq

V	Volume
$v_{a\Delta}, v_{b\Delta}, v_{c\Delta}$	Tensões de enrolamento do secundário em triângulo
v_{aY}, v_{bY}, v_{cY}	Tensões de enrolamento do secundário em estrela
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	Tensões de fase nos terminais secundários do transformador
V_C	Queda de tensão através do capacitor
V_{CC}	Tensão de barramento cc
V_{ef}	Tensão eficaz
V_h	Tensão harmônica
$V_{h\Delta}$	Amplitude da tensão harmônica no secundário em triângulo
V_{hY}	Amplitude da tensão harmônica no secundário em estrela
V_ϕ	Tensão eficaz de fase
V_{qd}	Componentes de tensão da rede em coordenadas dq
V_r	Tensão de regulação da bateria
V_R	Queda de tensão através do resistor
V_n	Tensão nominal
V_t	Tensão terminal
X_C	Reatância capacitiva
X_L	Reatância indutiva
Z_{cc}	Impedância de curto-circuito

Sumário

1	INTRODUÇÃO	45
1.1	Relevância e Motivação	45
1.1.1	Geração Renovável e o Novo Sistema Elétrico	45
1.2	Justificativa	52
1.2.1	Uso intenso de conversores e a qualidade de energia	54
1.2.2	Histórico de desenvolvimento da tecnologia	60
1.3	Objetivos Gerais	61
1.4	Objetivos Específicos	61
1.5	Contribuições	62
1.6	Organização do texto	63
2	SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA PARA BESS	65
2.1	Propósito e Visão Geral	65
2.2	Objetivos de Controle de SCPs	66
2.2.1	Lado da Rede Elétrica em ca	66
2.2.2	Lado das Baterias em cc	67
2.3	Topologias de Conversão	69
2.4	Conversores comerciais em potência elevada	72
2.5	Síntese do capítulo	76
3	O CONVERSOR FPVU	77
3.1	Fator de potência e normalização aplicável	77
3.2	Configuração do conversor	79
3.2.1	Topologias	81
3.3	Eliminação Seletiva de Harmônicos	83
3.3.1	SHE PWM em conversores de 2 níveis	83
3.3.2	SHE PWM em conversores de 3 níveis	89
3.3.3	Harmônicos não-eliminados da tensão chaveada	93
3.4	O transformador de três enrolamentos e o cancelamento de harmônicos	95
3.4.1	Abordagem convencional	95
3.4.2	Abordagem para transformadores com múltiplos enrolamentos	98
3.4.3	Simulação em software de elementos finitos	102
3.5	Curva de capacidade do conversor	106
3.6	Controle de corrente e sincronismo com a rede elétrica	110
3.6.1	Filtragem por Transformador Virtual	113

3.6.2	Rigidez dinâmica e indutância ativa	118
3.7	Controle de tensão do barramento cc	120
3.7.1	Barramentos em paralelo	121
3.7.2	Barramentos independentes	123
3.7.3	Barramentos em série	123
3.7.4	Balanceamento de tensões em conversores 3L NPC	126
3.8	Síntese do capítulo	131
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	135
4.1	Características do sistema	135
4.2	Ajuste dos controladores	138
4.3	Conversor FPVU de 2 níveis - versão 1	141
4.3.1	Controle de corrente na rede elétrica	143
4.3.2	Controle de carga do banco	155
4.3.3	Condições de rede distorcida e desequilibrada	159
4.3.4	Dinâmica do controle de tensão para outras aplicações	164
4.4	Conversor FPVU de 2 níveis - versão 2	167
4.4.1	Controle de corrente na rede elétrica	167
4.4.2	Controle de carga do banco	172
4.4.3	Condições de rede desequilibrada e distorcida	176
4.4.4	Dinâmica do controle de tensão para outras aplicações	180
4.5	Conversor FPVU de 3 níveis	181
4.5.1	Controle de corrente na rede elétrica	182
4.5.2	Controle de carga do banco	187
4.5.3	Condições de rede desequilibrada e distorcida	191
4.5.4	Dinâmica do controle de tensão e controle de balanceamento	194
4.6	Influência do tempo morto no comportamento dos conversores	199
4.7	Análise comparativa de perdas e custos	201
4.8	Barramentos série e independente	212
4.9	Síntese do capítulo	220
5	MATERIAIS E MÉTODOS	223
5.1	Simulações e cálculos computacionais	223
5.2	Simulações em tempo real	224
5.3	Resultados Experimentais	227
5.3.1	Protótipo em pequena escala	230
5.3.2	Instrumentos de medição	236
5.4	Análise dos resultados	236
5.5	Síntese do capítulo	237

6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	239
6.1	Implementação do algoritmo de controle	239
6.1.1	Implementação do controle em microcontrolador	239
6.1.2	Implementação do controle em FPGA	243
6.2	Resultados em plataforma <i>hardware-in-the-loop</i>	245
6.2.1	Barramentos cc em paralelo	246
6.2.2	Barramentos cc em série	249
6.2.3	Barramentos cc independentes	253
6.3	Resultados experimentais em conversor FPVU 2L	256
6.3.1	Testes de circulação de corrente	256
6.3.1.1	Análise de perdas	260
6.3.2	Testes com a usina fotovoltaica	264
6.4	Resultados preliminares em conversor FPVU 3L	268
6.5	Síntese do capítulo	270
7	CONCLUSÕES	273
7.1	Propostas de Continuidade	275
7.2	Lista de Publicações	276
7.3	Projeto de Pesquisa Neoenergia	280
	REFERÊNCIAS	281
	APÊNDICES	303
	APÊNDICE A – SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA EM LARGA ESCALA	305
A.1	Classificação, Aplicação e Desafios	305
A.2	Armazenamento Mecânico	315
A.2.1	Armazenamento Hídrico Bombeado	315
A.2.2	Armazenamento de energia por ar comprimido	318
A.2.3	Volante de Inércia	322
A.3	Armazenamento Térmico	325
A.3.1	Calor Sensível	325
A.3.2	Calor Latente	328
A.3.3	Termoquímico	330
A.4	Armazenamento Químico	331
A.4.1	Hidrogênio	331
A.4.2	Gas Natural Sintético	334

A.4.3	Célula de combustível	334
A.5	Armazenamento Eletroquímico	335
A.5.1	Baterias chumbo-ácidas	341
A.5.2	Baterias sódio-enxofre	343
A.5.3	Baterias de íon de lítio	344
A.5.4	Bateriais de Fluxo de Vanádio	345
A.6	Armazenamento Eletromagnético	348
A.6.1	Supercapacitores	349
A.6.2	Armazenamento de Energia Magnética com Supercondutor	354
A.7	Considerações finais sobre sistemas de armazenamento de energia	357
APÊNDICE B – ALGORITMOS PARA CÁLCULO DOS ÂNGU- LOS DE COMUTAÇÃO		359
B.1	Algoritmo iterativo de Newton–Raphson	359
B.2	Algoritmo algébrico	366
B.3	Algoritmo para redução da tabela através dos coeficientes de cor- relação linear	374
APÊNDICE C – ENSAIOS NOS TRANSFORMADORES DE TRÊS ENROLAMENTOS		377
C.1	Procedimento de testes e cálculos dos parâmetros	377
C.1.1	Ensaio a vazio e obtenção dos parâmetros de magnetização	378
C.1.2	Ensaio em curto-circuito e obtenção dos parâmetros série	379
C.2	Ensaio no transformador de 30 kVA (pequena escala)	383
C.2.1	Resultados dos testes	383
C.2.2	Circuito equivalente por fase	385
C.3	Ensaio no transformador de 280 kVA (plena escala)	386
C.3.1	Resultados dos testes	386
C.3.2	Circuito equivalente por fase	392
APÊNDICE D – DIMENSIONAMENTO DE PROTÓTIPOS		395
D.1	Protótipo em Pequena Escala	395
D.1.1	Projeto Elétrico do Painel	395
D.1.2	Definição dos materiais	398
D.1.3	Dimensionamento dos indutores	398
D.2	Protótipo em Plena Escala	403
D.2.1	Definição dos conversores	404
D.2.2	Dimensionamento do transformador de potência	406
D.2.2.1	Características gerais	406
D.2.2.2	Considerações para cargas não-senoidais	407

D.2.3	Dimensionamento dos indutores	409
D.2.4	Projeto Elétrico do Pannel	411
D.2.4.1	Circuito de Alimentação do Primário	413
D.2.4.2	Circuito de Alimentação da Retificação Passiva	413
D.2.4.3	Circuito do Barramento C.C.	413
D.2.4.4	Circuitos auxiliares e de controle	414
D.2.4.5	Seleção de sensores	414

ANEXOS **419**

ANEXO A – ORÇAMENTOS DE TRANSFORMADORES E INDUTORES	421
--	------------

ANEXO B – RELATÓRIO DE TESTES DO TRANSFORMADOR DO PROTÓTIPO	423
--	------------

1 Introdução

Este capítulo apresenta a relevância da pesquisa: o conversor de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário (FPVU) como alternativa para condicionamento de potência de sistemas de armazenagem por baterias em larga escala. A demanda do uso de sistemas de armazenagem por baterias é motivada pelo crescente uso de geração renovável intermitente. O aumento do interesse no uso de baterias nestes sistemas também é uma realidade. Os desafios de um sistema de conversão que atenda simultaneamente aos quesitos de eficiência, confiabilidade e qualidade de energia cresce com o aumento da potência condicionada. O conversor FPVU é uma alternativa para atendimento à estes aspectos que precisa ser validada através do desenvolvimento de controles adequados e validação experimental.

1.1 Relevância e Motivação

1.1.1 Geração Renovável e o Novo Sistema Elétrico

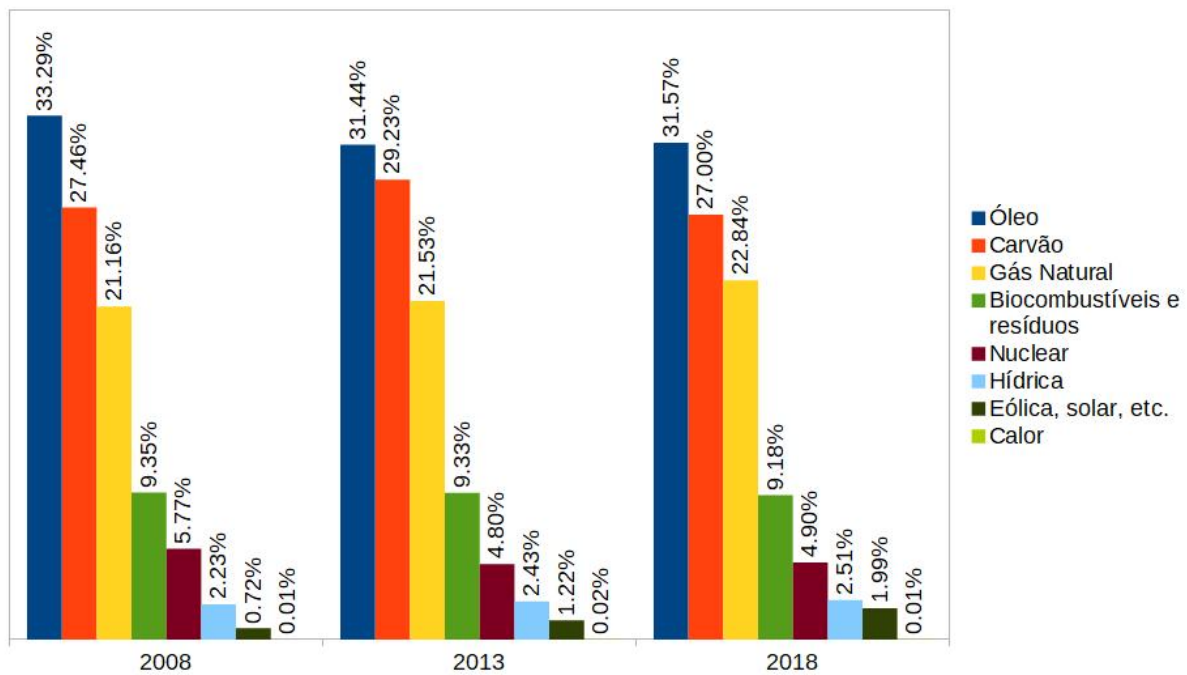
O começo do novo milênio foi marcado por incentivos governamentais ao redor do mundo à redução da emissão de CO₂. No mercado de energia elétrica subsídios governamentais impulsionaram a produção de energia a partir das fontes renováveis. Dentre estas fontes de geração, particular crescimento pode ser observado na energia eólica e solar, as quais já contribuem para a matriz energética mundial e apresentam, ainda, perspectivas de aumentos nos próximos anos [1].

A [Figura 1.1](#) indica um comparativo da produção mundial de energia primária entre os anos de 2008 e 2018, onde pode-se observar que a contribuição das formas de energia eólica e solar, embora em termos absolutos ainda estejam abaixo de 2%, em termos relativos, representaram, em 2018, aproximadamente 2,8 vezes mais do que em 2008. A contribuição da fonte de energia hídrica, a qual é a fonte de energia renovável mais consolidada mundialmente, cresceu pouco mais de 12 % no período.

A [Figura 1.2](#), por sua vez, indica a contribuição das fontes de energia renovável na produção de eletricidade no mesmo período. É possível observar que, com exceção do Oriente Médio e América Latina, onde houve um decréscimo na contribuição das renováveis para a geração de eletricidade, a maior parte das regiões mundiais teve aumento substancial entre 2008 e 2018, incluindo as grandes potências do consumo de eletricidade, América do Norte e Ásia.

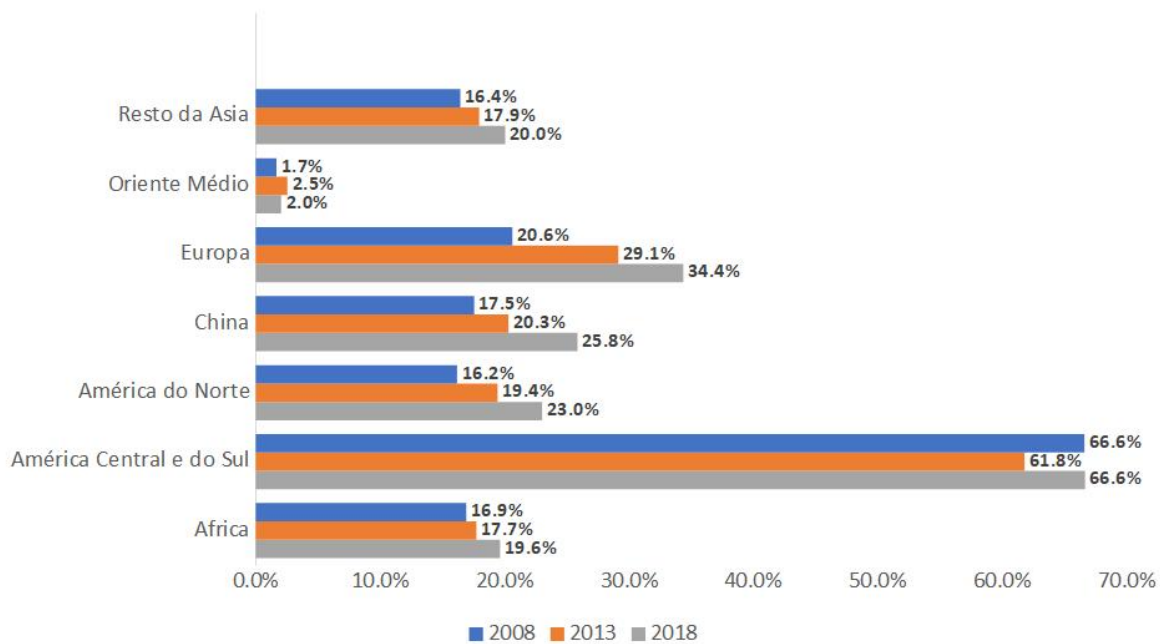
A energia eólica apresentou uma adição de 60,4 GW de capacidade líquida instalada em 2019 atingindo a marca de aproximadamente 650,6 GW de capacidade instalada cumulativa, como mostrado na [Figura 1.3](#) [3]. Em termos locais, o Brasil viu, em 2019, um

Figura 1.1 – Comparativo de produção entre fontes de energia primária em 10 anos



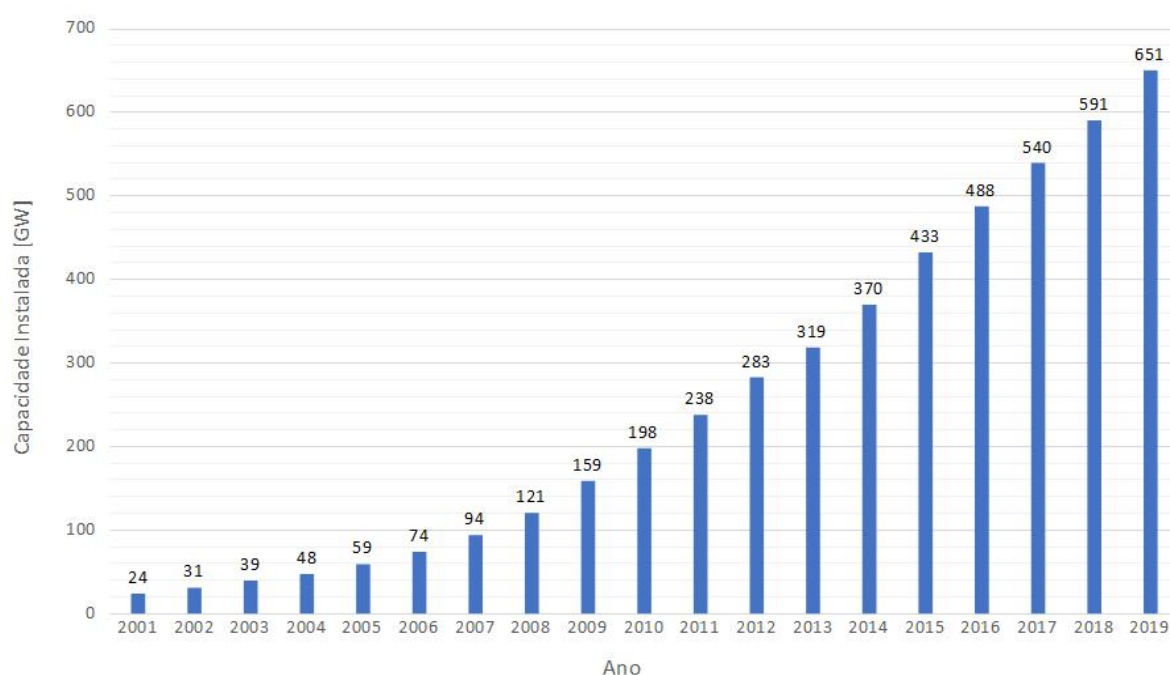
Fonte: [International Energy Agency](#)[2], 2020

Figura 1.2 – Contribuição da energia renovável (incluindo Hidro) na produção de eletricidade



Fonte: [International Energy Agency](#)[2], 2020

Figura 1.3 – Capacidade eólica instalada mundialmente, 2001–2019



Fonte: GWEC[3], 2020

acréscimo de 745 MW em geração eólica, o que representa 1,23 % da capacidade instalada mundialmente naquele mesmo ano. O país ocupa a oitava posição em capacidade total instalada no mundo, como indicado na [Tabela 1.1](#).

A energia solar fotovoltaica, por sua vez, saiu de um patamar virtualmente nulo em 2001 para mais de 600 GW em 2019, como mostrado na [Figura 1.4](#) [6]. No Brasil o prospecto da [SolarPower Europe](#) é que a nova capacidade instalada no país, entre 2020 e 2024, o coloque entre os 15 mercados de energia solar com maior crescimento no período, a uma taxa de crescimento anual de 29 %, como indicado na [Tabela 1.2](#).

O ritmo de crescimento de tais fontes de energia não deve reduzir a médio prazo, uma vez que o custo médio nivelado de energia (LCOE do inglês *Levelised Cost of Electricity*)¹ de tais fontes continua em queda, como indicado na [Figura 1.5](#) para o ano de 2019 em relação a 2010. Enquanto a energia eólica *onshore* está se aproximando do custo

¹ A equação utilizada por [7] para cálculo do LCOE de tecnologias de energia renovável é:

$$LCOE = \frac{\sum_{t=1}^n \frac{I_t + M_t + F_t}{(1+r)^t}}{\sum_{t=1}^n \frac{E_t}{(1+r)^t}};$$

onde I_t , M_t e F_t são as despesas com investimento, operação e manutenção e combustível no ano t , respectivamente. E_t é a geração de eletricidade no ano t e n é a vida do sistema em consideração. Por fim, r é a taxa de desconto, ou custo médio ponderado de capital.

Tabela 1.1 – Capacidade Eólica instalada e cumulativa em 2019 - Países de Destaque

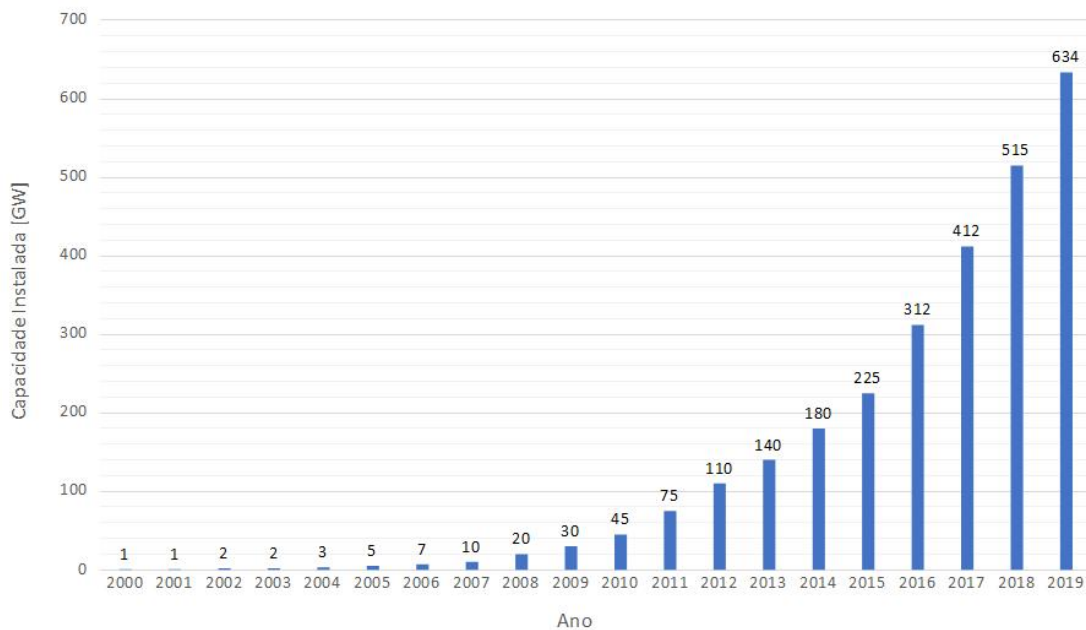
País	Instalada em 2019		Cumulativa	
	[MW]	[%]	[MW]	[%]
China	26.155	43,3	236.402	36,3
EUA	9.143	15,2	105.466	16,2
Alemanha	2.189	3,6	61.406	9,4
Índia	2.377	3,9	37.506	5,8
Espanha ^a	2.293	3,8	25.704	4
Reino Unido	2.393	4	23.340	3,6
França	1.336	2,2	16.643	2,6
Brasil	745	1,2	15.452	2,4
Canadá	597	1	13.413	2,1
Itália ^b	528	0,9	10.758	1,7

^a Capacidade instalada cumulativa da Espanha retirada de [4].

^b Valores absolutos para Itália retirados de [5].

Fonte: GWEC[3], 2020

Figura 1.4 – Capacidade instalada mundial de energia solar fotovoltaica, 2000–2019



Fonte: SolarPower Europe[6], 2020

Tabela 1.2 – Prospecto para o mercado solar fotovoltaico 2020-2024 - Países de Destaque

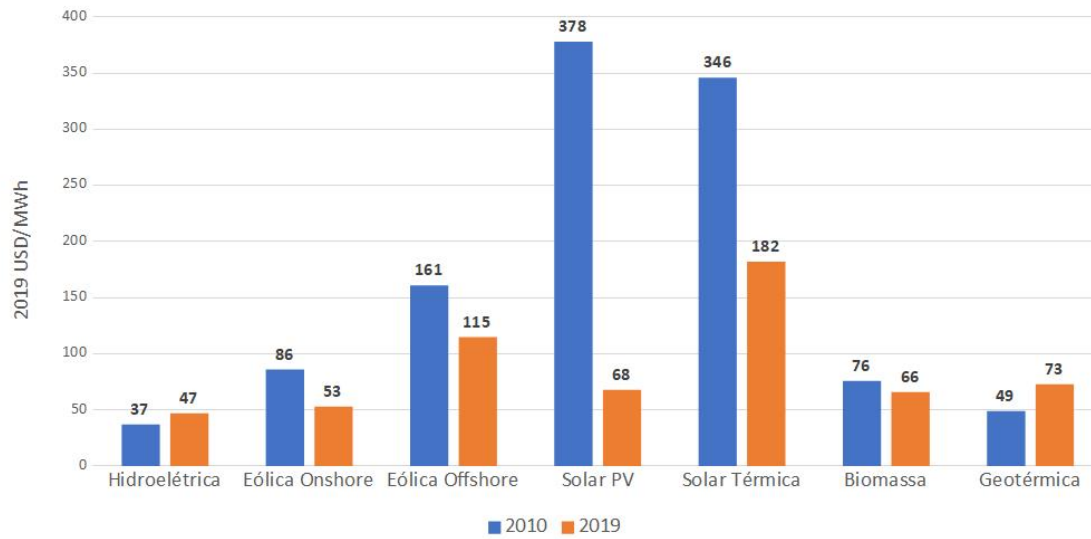
País	2019 Capacidade Total [MW]	2024 Capacidade Total em 2024 [MW]	2020-2024 Nova Capacidade [MW]	2020-2024 Taxa de Crescimento Anual [%]
China	205.187	485.987	280.800	19
Estados Unidos	76.119	178.869	102.750	19
Índia	42.031	111.881	69.850	22
Japão	62.951	95.076	32.125	9
Alemanha	49.729	78.643	28.914	10
Austrália	15.977	40.168	24.191	20
Coreia do Sul	10.872	28.456	17.584	21
Vietnã	6.458	23.720	17.262	30
Espanha	10.641	27.734	17.093	21
Holanda	6.559	23.495	16.936	29
França	9.874	22.033	12.159	17
Taiwan	4.151	15.977	11.826	31
Brasil	4.460	15.935	11.475	29
Itália	20.600	31.904	11.304	9
Turquia	5.994	13.139	7.145	17
México	4.940	11.863	6.923	19
Emirados Árabes	2.009	8.789	6.780	34
Arábia Saudita	478	7.185	6.707	72
Ucrânia	5.937	12.058	6.121	15
Israel	2.104	7.999	5.895	31

Fonte: [SolarPower Europe\[6\]](#), 2020

de fontes convencionais de energia, como a hidroelétrica, a energia solar fotovoltaica, em 2019, apresentou uma redução de custo de 82% em relação a 2010. Os fatores principais para tais reduções são a economia de escala, amadurecimento das tecnologias aplicadas e da cadeia produtiva. É ainda esperado que a geração de energia eólica *offshore* cresça nos próximos anos em virtude, por exemplo, de desenvolvimentos tecnológicos novos, como turbinas eólicas flutuantes [7].

A intermitência de geração, característica destas fontes de energia, aliada a sua crescente penetração no sistema elétrico pode trazer dificuldades técnicas para o balanceamento entre produção e consumo. Sobrefrequências podem ocorrer caso a produção de energia supere a demanda em determinado período e, ao contrário, quando a produção

Figura 1.5 – LCOE das Fontes de Energia Renovável em 2010 e 2019



Fonte: IRENA[7], 2020

é insuficiente em relação a demanda, subfrequências são produzidas, que podem por sua vez ocasionar a atuação de proteções de geradores síncronos de centrais geradoras, ocasionando *blackouts*. Sistemas ilhados, propositais ou não, são mais propensos a este tipo de ocorrências [8].

Em sistemas interligados, embora a ocorrência de tais problemas técnicos seja quase que totalmente evitada, a ocorrência de preços baixos de energia ou até mesmo negativos em eventos de forte geração renovável, como tem sido relativamente comum na Alemanha e outros países da Europa [9], podem se tornar um fator desanimador para as empresas fornecedoras de energia elétrica. Preços negativos em sistemas elétricos, do ponto de vista das centrais geradoras, são aceitáveis para evitar custos ainda maiores com desligamentos seguidos de longos períodos de parada, antes do religamento de uma planta [10].

O estudo indicado em [11] mostra a possibilidade de ocorrência similar também no sistema do Colorado, nos EUA. Como a disponibilidade de geração eólica, no caso em questão, não coincide com o pico de demanda de carga, mas sim com o período de carga mais leve, algum Sistema de Armazenamento de Energia (SAE) deve ser utilizado para permitir uma maior integração de parques eólicos sem ter que recorrer a venda de energia a preços baixos ou, possivelmente, negativos.

Em [10] os autores promoveram uma análise dos preços negativos ocorridos na Alemanha nos anos de 2008 e 2009, onde foram observadas 86 ocorrências de preços que chegaram a ser tão baixos quanto $-500,02 \text{ €/MWh}$, como pode ser visto na Tabela 1.3, que relaciona os 18 preços mais baixos encontrados no período com a carga do sistema elétrico e a quantidade de energia proveniente de geração eólica.

Tabela 1.3 – Menores preços de energia na Alemanha em 2008–2009 com respectivos níveis de geração eólica e carregamento do sistema

Data [-]	Hora [0-23]	Preço €/MWh	Carga [MW]	Geração Eólica [MW]
04/10/09	2	-500,02	40874	17094
26/12/09	6	-199,99	40903	15944
26/12/09	7	-199,94	41835	15113
04/05/09	1	-151,67	34992	4292
24/11/09	3	-149,94	50041	17116
26/12/09	2	-119,98	44250	18314
26/12/09	3	-119,98	43799	17828
26/12/09	5	-119,98	42982	16656
26/12/09	4	-119,97	43666	17220
26/12/09	1	-119,96	45566	18780
26/12/09	8	-119,96	43588	14340
26/12/09	0	-119,90	48107	18970
08/03/09	6	-109,97	38488	9251
04/10/09	1	-105,76	42051	17272
22/12/08	2	-101,52	41763	14781
22/12/08	3	-101,52	41845	14839
22/12/08	4	-101,50	42919	14923
04/10/09	3	-100,09	40176	16948

Fonte: [Genoese, Genoese e Wietschel\[10\], 2010](#)

Pode-se verificar que as condições necessárias para ocorrência de preços negativos foram:

- a) Alta produção de energia eólica (> 12 GW) coincidindo com carga moderada (40 – 50 GW) no sistema elétrico; ou
- b) Produção moderada de energia eólica (5 – 10 GW) coincidindo com carga leve (< 40 GW) no sistema elétrico.

As fontes de energia solar e eólica, além de serem aplicadas em plantas de geração de energia em larga escala, podem também ser aplicadas em sistemas de Geração Distribuída (GD), onde sistemas de média ou baixa potência são conectados na Média Tensão (MT), definida geralmente em tensões entre 1 kV e 69 kV, ou mesmo na Baixa Tensão (BT), tensões inferiores a 1 kV. Estes sistemas formam um dos pilares das microrredes, que são entidades que coordenam GDs, cargas e SAEs de uma forma mais coordenada, se comportando portanto, do ponto de vista da rede, como um único produtor ou carga. O

conceito de microrredes também abrange a capacidade de tais sistemas operarem de forma ilhada da rede elétrica [12].

As questões tecnológicas encontradas para ampla aplicação das GDs e microrredes nos sistemas elétricos, podem ter suas respostas nas redes inteligentes (ou em inglês *Smart Grids*), onde a aplicação de vários sensores, comunicação e processamento de quantidade elevada de dados em duas vias e outros avanços tecnológicos permitem uma rede elétrica onde os vários agentes do sistema – geradores, consumidores e os que fazem ambos (definidos como *Prosumers*) – possuam ações inteligentemente integradas de forma a entregar eficientemente uma energia confiável, econômica e sustentável [13].

De acordo com o *National Institute of Standards and Technology* (NIST), uma agência governamental do Departamento de Comércio do Estados Unidos, são definidos sete domínios, encontrados na [Tabela 1.4](#) com suas descrições, nos quais os agentes se relacionam conforme indicado na [Figura 1.6](#), de onde pode-se observar que a possibilidade de armazenamento de energia está presente na descrição de vários domínios, a saber: consumidores, geração concentrada, transmissão e distribuição.

1.2 Justificativa

O armazenamento de energia por usina hidroelétrica reversível (PHS, do inglês *Pumped Hydro Storage*) é ainda a maior fonte de armazenagem de eletricidade no mundo, contudo, de acordo com a agência internacional de energia renovável (IRENA do inglês *International Renewable Energy Agency*), o crescimento do número de veículos elétricos e a necessidade de integrar tecnologias de geração renovável, como solar e eólica, estão impulsionando investimentos no desenvolvimento de tecnologias de baterias [1].

Um substancial exemplo dessa tendência em torno do uso de baterias são os projetos *Riverland* e *Kingsiher* anunciados pelo *Lyon Group*, em parceria com a AES, líder mundial em provimento de armazenamento de energia para sistemas de potência, os quais são projetos de larga escala combinando geração solar fotovoltaica e armazenamento de energia [14, 15]. Os projetos estão sendo construídos no Sul da Austrália e, como mostrado em detalhes na [Tabela 1.5](#), correspondem a um investimento superior a um bilhão de dólares para uma capacidade instalada de 450 MW de energia solar e 800 MWh de energia armazenada.

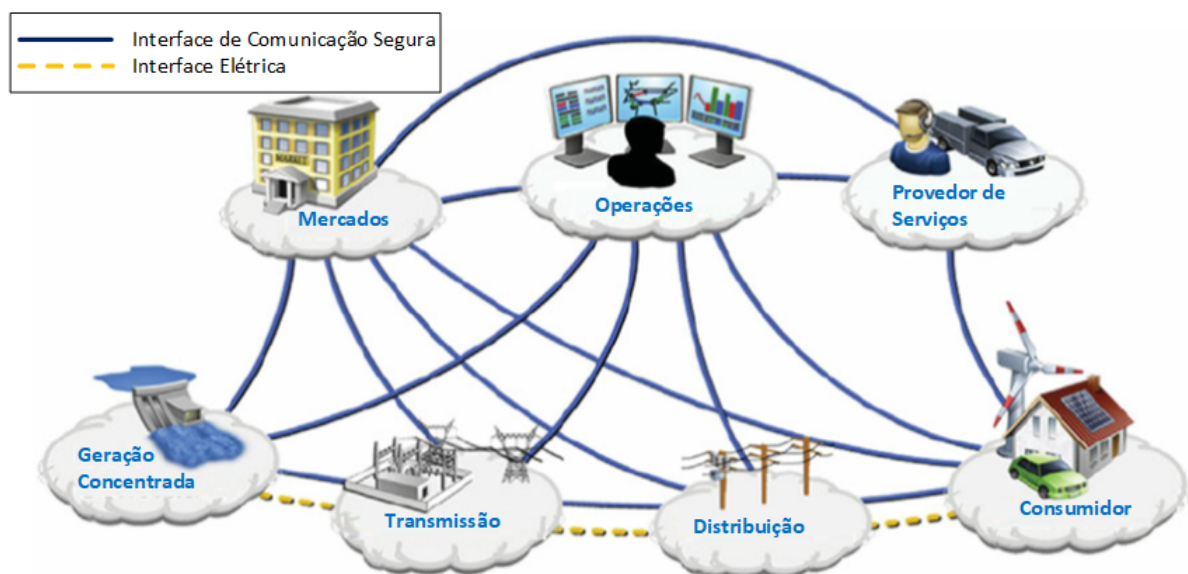
Em Helsink, na Finlândia, uma planta de armazenamento de energia por baterias de 1,2 MW / 600 kWh ligada à rede de distribuição de 10 kV está em funcionamento desde agosto de 2016 em período de pesquisas pelas companhias elétricas de distribuição e transmissão da região. Testes já realizados, ainda no ano de 2016, mostraram a capacidade do sistema em responder, simultaneamente, aos serviços ancilares de reserva de contenção de frequência e de suporte de tensão e potência reativa, este último de especial importância na

Tabela 1.4 – Domínios numa *SmartGrid* no modelo conceitual do NIST

Domínio	Descrição
1 Consumidor	Onde a eletricidade é consumida. Subdomínios são residências, clientes comerciais e industriais. Agentes podem também gerar, armazenar e gerenciar o uso da energia.
2 Mercados	Onde os bens de rede são trocados. Agentes são o operador e participantes nos mercados de eletricidade.
3 Provedor de Serviços	Onde os serviços de suporte para produtores, distribuidores e consumidores são executados. Agentes são organizações provedores de serviços para consumidores e instalações elétricas.
4 Operações	Onde a operação adequada do sistema elétrico é assegurada. Agentes são os gerenciadores do fluxo de potência.
5 Geração Concentrada	Onde a entrega de eletricidade aos consumidores se inicia. Agentes são geradores de eletricidade em grandes quantidades e que também podem armazenar energia para entrega posterior.
6 Transmissão	Onde a transferência de grandes blocos de energia da geração à distribuição acontece. Agentes são responsáveis por transmissão de eletricidade em grandes distâncias e também podem armazenar ou gerar energia.
7 Distribuição	Onde transmissão, cliente, medição de consumo, geração e armazenamento de energia distribuídos se interconectam. Agentes são distribuidores de eletricidade para e dos consumidores.

Fonte: Tuballa e Abundo[13], 2016

Figura 1.6 – Interação entre os agentes nos diferentes domínios de uma *SmartGrid* de acordo com o NIST



Fonte: Tuballa e Abundo, 2016

Tabela 1.5 – Projetos de energia solar e armazenamento anunciados pelo *Lyon Group* no sul da Austrália

	Riverland	Kingfisher
Datas		
Anúncio do projeto	Março / 2017	Setembro / 2016
Autorização de desenvolvimento	Novembro / 2017	À ser confirmada
Localização		
Cidade	Morgan	Roxby Downs
Área ocupada	600 hectares	200 hectares
Solar		
	330 MW	120 MW
Investimento aproximado	\$ 700.000,00	\$ 250.000,00
Número de painéis	3,4 milhões	1,3 milhões
Armazenamento		
Capacidade	100 MW / 400 MWh	100 MW / 400 MWh
Investimento aproximado	\$ 200.000,00 - \$ 300.000,00	\$ 200.000,00 - \$ 300.000,00
Número de baterias	1.100.000	1.100.000

Fonte: [Lyon Group](#); [Lyon Group](#)[14, 15], 2020

situação local onde a rede de distribuição é predominantemente subterrânea, aumentando portanto a capacitância dos cabos [16].

1.2.1 Uso intenso de conversores e a qualidade de energia

Tanto as tecnologias de geração de energia renováveis solar e eólica, quanto a própria tecnologia de armazenamento de energia através de baterias, precisam de conversores eletrônicos de potência tanto para controle da carga / geração, como para interface com a rede elétrica. O uso dessa tecnologia traz o inconveniente da injeção / absorção de correntes harmônicas diferentes da fundamental na rede elétrica. Essas correntes, por sua vez, ao circularem nas impedâncias do sistema provocam distorções harmônicas de tensão que podem produzir os seguintes problemas [17]:

- a) Propagação de harmônicos para outros pontos da rede elétrica;
- b) Perdas adicionais nos condutores e circuito magnético de máquinas elétricas e transformadores;
- c) Pulsação de torque em máquinas elétricas;
- d) Perdas elétricas adicionais nos sistemas de transmissão;
- e) Aumento das perdas no dielétrico de capacitores;
- f) Possíveis interferências em equipamentos e sistemas de medição, proteção e comunicação;
- g) Pontos de ressonância locais, os quais podem ocasionar correntes excessivas e, conseqüentemente, possíveis danos a capacitores instalados no sistema.

Esses problemas são, em geral, mais preocupantes em sistemas ditos “fracos”, onde a impedância do sistema é relativamente alta e, conseqüentemente, a potência de curto-circuito (dada pela [Equação 1.1](#)) é baixa, propiciando distorções de tensão elevadas para um mesmo nível de distorção de corrente. Esse é o caso em especial de sistemas isolados permanentemente ou temporariamente.

$$S_{cc} = \sqrt{3}V_n I_{cc}^* = \frac{|V_n|^2}{Z_{cc}^*} \quad (1.1)$$

onde V_n , S_{cc} , I_{cc} e Z_{cc} representam a tensão nominal, a potência, corrente e impedância de curto-circuito, respectivamente. O asterisco sobrescrito indica que se trata do conjugado complexo da grandeza indicada.

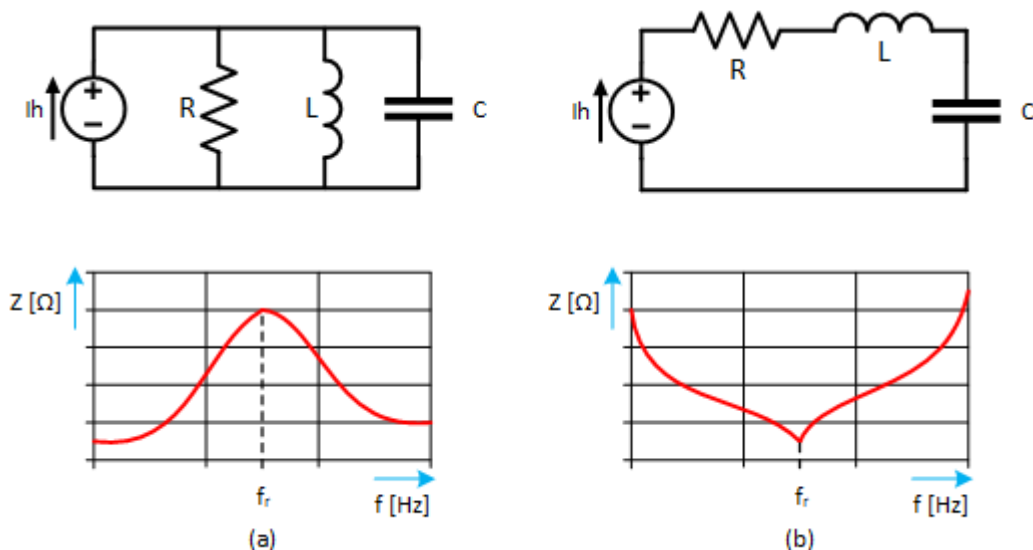
Entre os problemas já mencionados, relacionados a harmônicos, há que se destacar o problema da ressonância, o qual pode acontecer na forma de ressonância paralela, onde uma alta impedância na frequência de ressonância se apresenta para a fonte harmônica, ou na forma de ressonância série, onde o sistema pode enxergar uma impedância muito baixa para uma dada frequência harmônica [18]. A [Figura 1.7](#) mostra os dois casos.

Em ambos os casos, a ressonância ocorre numa dada frequência onde a capacitância e indutância, em série ou paralelas, assumem o mesmo valor de impedância. A frequência de ressonância pode, então, ser calculada por (1.2).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.2)$$

onde f_r , L e C são respectivamente, a frequência de ressonância, a indutância e a capacitância do sistema.

Figura 1.7 – Diagramas de impedância indicando: (a) Ressonância paralela; (b) Ressonância série.

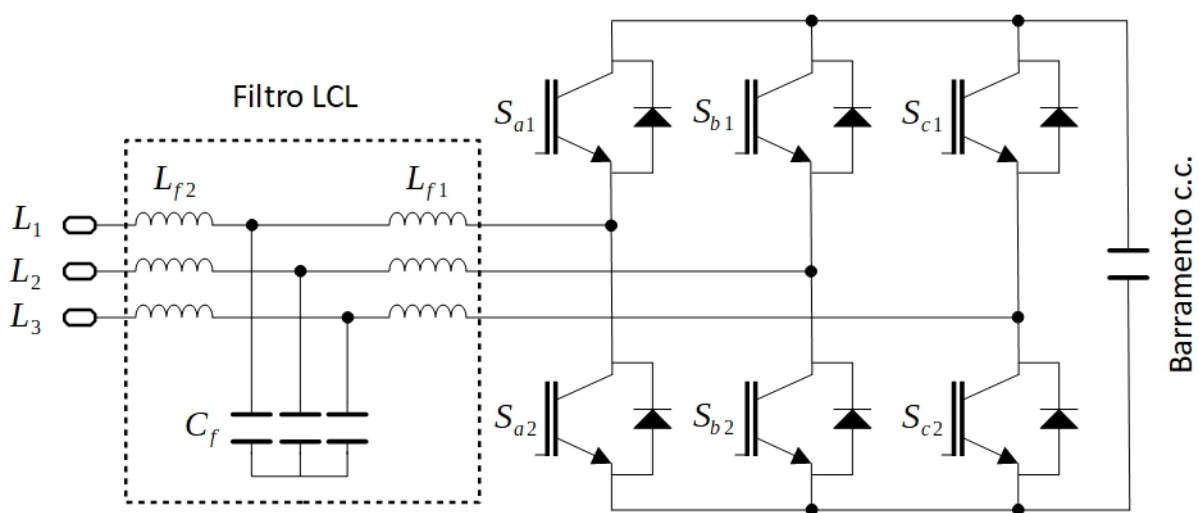


Os riscos de ressonância acontecem devido a presença de capacitâncias, como de bancos para correção de fator de potência, no sistema elétrico predominantemente indutivo. A maioria dos conversores estáticos comerciais utilizados para interface com a rede elétrica de tecnologias de geração distribuída, possuem um filtro de entrada onde estão presentes capacitores que podem causar de ressonâncias no sistema.

Para lidar com harmônicos na vizinhança da frequência de chaveamento do retificador ativo, um filtro passa-baixas envolvendo dois ramos indutivos em série intercalados por um ramo capacitivo em derivação (comumente chamado de filtro LCL)², como apresentado na Figura 1.8, é projetado com uma frequência de corte confortavelmente abaixo da frequência de chaveamento [19].

Como esta frequência está em geral acima de frequências harmônicas, a interação entre os elementos do filtro com o sistema elétrico que é predominantemente indutivo³, tende a reduzir a frequência efetiva de ressonância para valores menores como ilustrado pela Figura 1.9. Métodos de amortecimento passivo ou ativo são utilizados para mitigar esse efeito. O primeiro, de implementação mais direta e de maior predominância em equipamentos comerciais de potência elevada, implica em perdas adicionais no resistor de amortecimento instalado em série com as capacitâncias. O segundo pode implicar em controles mais complexos, no uso de medições adicionais de corrente / tensão e ser susceptível a variações paramétricas dos elementos de filtro bem como a atrasos no tempo em controles discretos, embora não produza perdas adicionais no conversor [20].

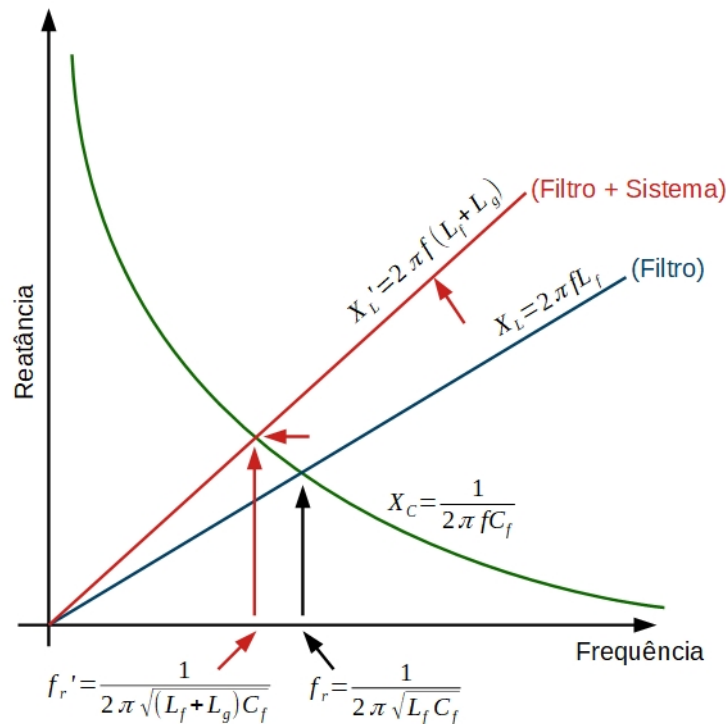
Figura 1.8 – Um retificador ativo trifásico típico.



² Ver também seção 2.4 para mais detalhes sobre filtros.

³ Um sistema de potência pode-se tornar capacitivo quando é sobrecompensado por capacitores para correção de fator de potência, o que deve ser sempre evitado devido aos diversos problemas que isso pode causar [19].

Figura 1.9 – Efeito combinado entre o filtro e o sistema elétrico.



Em [21] é apresentado, por exemplo, o problema desses filtros instalados em conversores para turbinas eólicas de conversão parcial ou plena⁴. À medida que a quantidade de turbinas conectadas ao sistema aumenta, a composição de vários filtros em paralelo no sistema afeta o ponto de ressonância detectado pela varredura em frequência.

Em [18] é apresentada uma análise simplificada do impacto da utilização de tais filtros em um parque de turbinas eólicas, onde se pode chegar a algumas conclusões quanto a proliferação do uso de filtros com elementos capacitivos. A principal delas, como mostrado nas Figuras 1.10 e 1.11, é que os pontos de ressonância série e paralela variam com o número de turbinas em funcionamento no parque. Isso significa dizer que a implementação em grande quantidade de geração de energia renovável, e agora também de armazenamento de energia por baterias, no sistema elétrico pode provocar pontos de ressonância em frequências harmônicas de ordens menores e variantes no tempo, de acordo com a configuração momentânea do sistema.

A análise supracitada foi simplificada, pois a rede elétrica foi representada por um circuito RL série e o modelo da impedância dos conversores não incluía a influência no controle do conversor de distorções da própria rede elétrica.

⁴ Turbinas de conversão parcial empregam máquinas assíncronas de rotor bobinado, onde o estator é ligado diretamente a rede elétrica e o rotor é conectado através de um conversor que lida com o fluxo de parte da potência total da turbina (proporcional ao escorregamento do gerador). Turbinas de conversão plena são compostas por geradores síncronos ou assíncronos onde toda a potência flui do estator da máquina para a rede elétrica através de um conversor eletrônico de potência.

Figura 1.10 – Impedância vista pela rede em função do número de aerogeradores conectados.

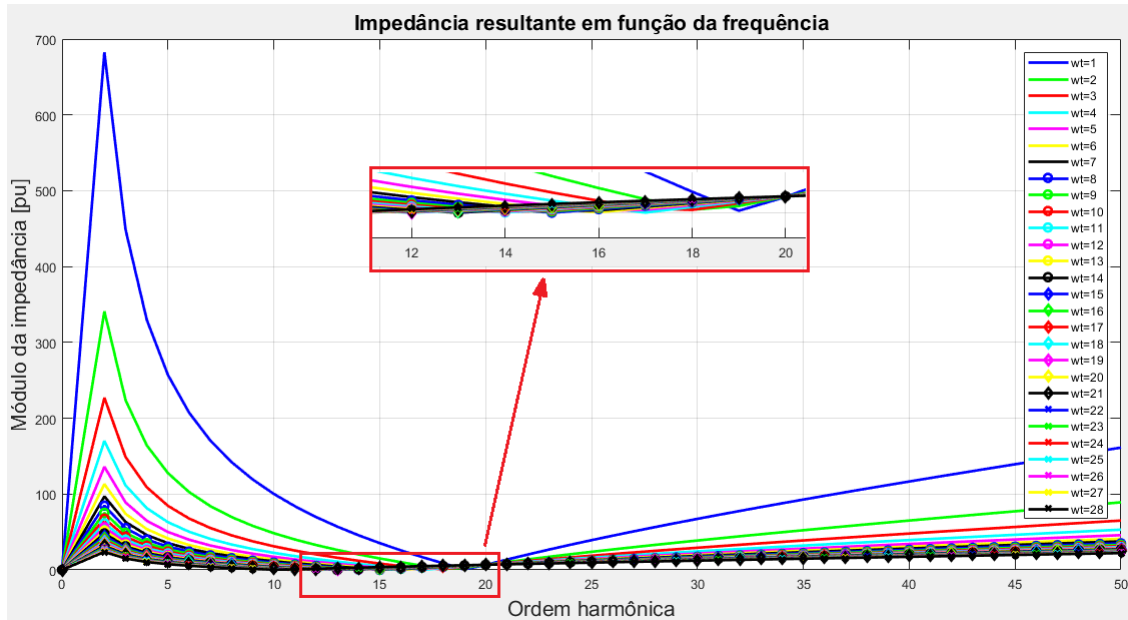
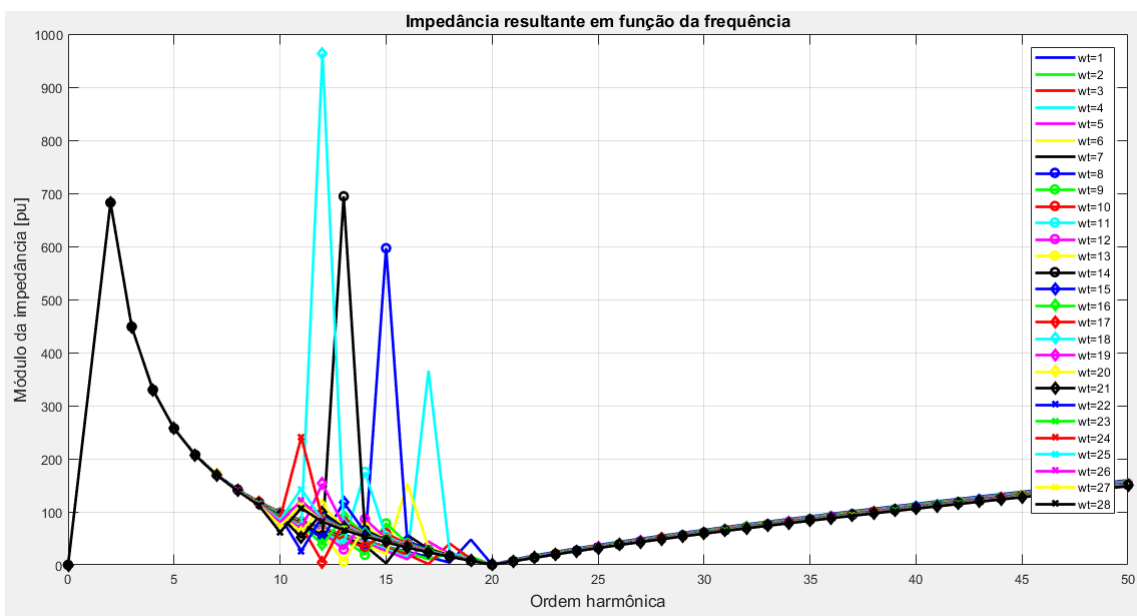


Figura 1.11 – Impedância vista por uma turbina em função do número de aerogeradores conectados.

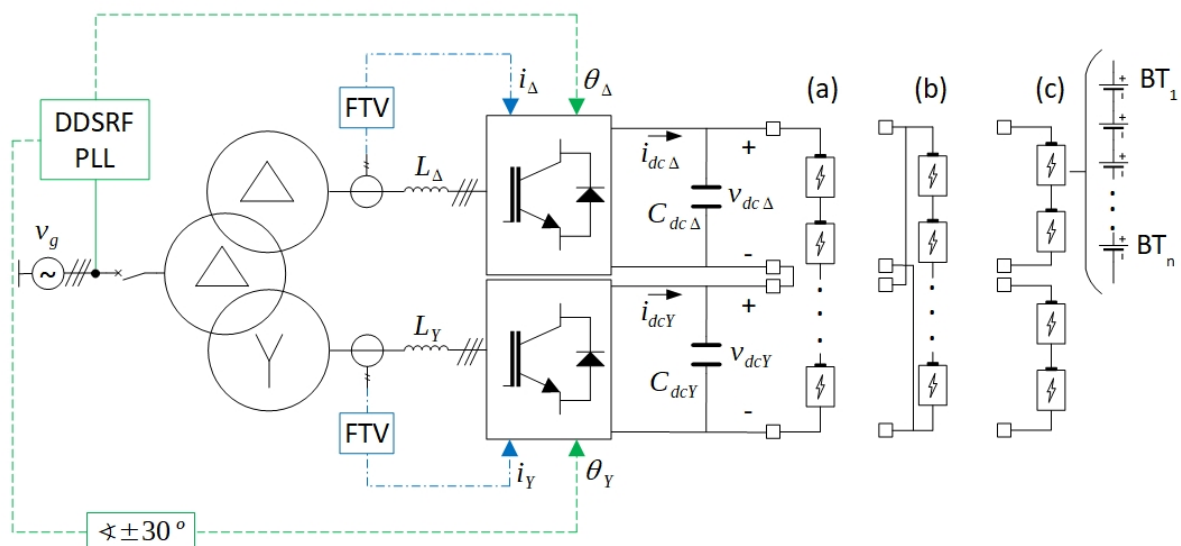


Em [22] é analisado o impacto do uso de carregadores ultra-rápidos para veículos elétricos, também compostos por retificadores ativos com filtros LCL, conectados a uma rede de distribuição do sistema holandês. Dessa vez o impacto do controle do conversor está incluso na função de transferência que compõe a impedância do modelo e também foi verificado um deslocamento do ponto de ressonância com potenciais impactos nos índices de distorção de tensão.

É neste contexto que o conversor de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário (FPVU) se torna uma alternativa para a conexão de grandes SAEs baseados em baterias à rede elétrica. Esse conversor, mostrado esquematicamente no diagrama da Figura 1.12, é uma tecnologia recentemente proposta pelo laboratório TESLA Engenharia de Potência da UFMG, que faz uso de blocos conversores de número de níveis reduzidos (dois ou três) conectados a um transformador convencional de três enrolamentos que, devido a implementação correta de uma técnica de modulação por largura de pulsos (PWM do inglês *Pulse Width Modulation*), produz correntes do lado da rede elétrica livre de harmônicos até a quinquagésima ordem e com baixas frequências de chaveamento [23, 24].

A ausência de harmônicos até a quinquagésima ordem e a presença, em alta ordem, apenas de harmônicos de ordem $12k \pm 1$, onde k é um número inteiro, diminui em muito a probabilidade de o conversor FPVU excitar pontos de ressonâncias existentes no sistema, como verificado em [25] para o caso de um parque de turbinas eólicas. Além disso, ainda no estudo de aplicação em turbinas eólicas, a inexistência do capacitor de filtro tem efeitos benéficos para a ressonância série e desloca os modos de ressonância paralelo para frequências mais altas, conforme observado em [26].

Figura 1.12 – Conversor FPVU com barramentos cc em série (a), em paralelo (b) e individuais (c).



Utilizar conversores sem filtros em potências elevadas, como na aplicação de armazenamento de energia por bateria para sistemas elétricos, é sempre um assunto de principal interesse nas pesquisas em eletrônica de potência. Segundo Tan[27], presidente da *IEEE Power Electronics Society* em 2013 e 2014, “Outro sonho para engenheiros de eletrônica de potência é de se ter um inversor capaz de produzir uma saída senoidal sem muita filtragem.” (tradução do autor)⁵.

1.2.2 Histórico de desenvolvimento da tecnologia

O conversor FPVU é uma tecnologia sendo desenvolvida pelo Laboratório TESLA Engenharia de potência da UFMG desde 2014. Por isso faz-se necessária uma breve revisão dos trabalhos já realizados nesta área para uma melhor compreensão do papel desempenhado e das contribuições de cada pesquisador envolvido. Procedendo dessa maneira ficará evidente quais são as principais contribuições do presente trabalho e no que ele se diferencia dos demais.

Antes mesmo da proposição da tecnologia do conversor FPVU, a implementação do modulador de eliminação seletiva de harmônicos (SHE PWM do inglês *Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation*) em conjunto com controle de corrente foi extensivamente analisada em [28] para o caso de conversores de três níveis. O objetivo era a aplicação em sistemas conectados à rede elétrica (frequência fixa) e acionamento de motores (frequência variável). O objetivo de obter correntes e tensões senoidais é alcançado através da eliminação de harmônicos de ordem $6k \pm 1$ associada com filtros senoidais do tipo LCL acrescidos de braços ressonantes⁶. Em frequência variável, o número de pulsos do PWM variava de acordo com a frequência fundamental para garantir adequado cancelamento de harmônicos em cada caso.

Em dissertação defendida pelo mesmo autor do presente trabalho [29], novas análises foram realizadas quanto à utilização do SHE PWM em conjunto com o controle de corrente para aplicações conectadas à rede elétrica. Desta feita, as análises foram realizadas levando em consideração tanto conversores de dois níveis quanto de três níveis e tiveram a intenção de verificar tanto a capacidade dinâmica de resposta do modulador SHE PWM quanto a faixa de passagem possível no controlador de corrente para que não houvesse deterioração dos pulsos. Foi então proposta de forma conceitual a tecnologia do conversor FPVU, onde os ângulos do SHE PWM foram calculados para a eliminação apenas dos harmônicos não cancelados pelo transformador de três enrolamentos de forma a se obter, no lado da rede elétrica, correntes sem harmônicos até a quinquagésima ordem com frequências de chaveamento compatíveis com aplicações de potência elevada.

⁵ *Another dream for PE engineers is to have an inverter that can produce a sinusoidal output without much filtering.*

⁶ Ainda na seção 2.4 podem ser encontrados mais detalhes deste tipo de filtro.

A tese apresentada em [30] analisa o conversor FPVU como alternativa para aplicação em parques de turbinas eólicas de plena potência de conversão. O conversor FPVU de 2 níveis é comparado com conversores convencionalmente utilizados em tais aplicações, também em 2 níveis. Modelos que consideram o funcionamento do controle do conversor são implementados, ora por uma admitância de malha fechada, ora por um modelo equivalente numérico com elementos passivos, o qual pode ser utilizado em softwares de análise de sistemas que não aceitam uma função de transferência como entrada. Análises modais e baseada na teoria de grafos são apresentadas para o estudo de ressonâncias paralela e série, respectivamente.

A dissertação apresentada em [31] tem como foco validar o conversor FPVU de 2 níveis como inversor central em aplicações fotovoltaicas, onde existe o requisito de variação da tensão do barramento cc de acordo com a demanda de um algoritmo de rastreamento de máxima potência (MPPT do inglês *Maximum Power Point Tracking*).

Aqui é importante ressaltar que os autores de [30, 31] trabalharam em conjunto com o autor do presente trabalho na implementação física do controle, de protótipos e na realização de ensaios. Contudo, toda a técnica de controle necessária para o funcionamento do conversor FPVU, seja em sistema de simulação em tempo real ou em protótipo laboratorial, é contribuição deste trabalho⁷, sendo que as contribuições dos trabalhos anteriores estavam relacionadas a especificidades de potenciais aplicações da tecnologia.

1.3 Objetivos Gerais

O primeiro objetivo geral deste trabalho é, a partir da implementação conceitual apresentada em [29], propor e desenvolver todas as técnicas de controle necessárias para implementação em hardware de controle e testes tanto em simulação em tempo real quanto em ensaios com protótipo de potência reduzida, de forma a garantir o perfeito funcionamento em regime permanente e dinâmico da tecnologia.

O segundo objetivo é validar a tecnologia para aplicações em armazenamento de energia por baterias em potência da ordem de centenas de kilowatts a alguns megawatts, quer seja conectado diretamente ou através de estágios intermediários de conversão. Isso sendo feito considerando tanto a topologia de dois níveis quanto a topologia de três níveis.

1.4 Objetivos Específicos

Especificamente, então, esse trabalho se propõe a solidificar a solução do conversor FPVU como uma alternativa válida para aplicações de alta potência através de:

⁷ Como será detalhado nas seção 1.5.

- a) Expansão dos ambientes de simulação para incluir situações mais reais como o controle de tensão e balanceamento, quando necessário, do barramento cc, tempo morto de chaveamento e possíveis limitações de velocidade de amostragem dos processadores a serem utilizados.
- b) Melhorias no controle de corrente para, entre outros, eliminar a predição de harmônicos utilizada em sua proposição original [29].
- c) Avaliar as características de cancelamento de harmônicos no transformador e suas possíveis implicações no dimensionamento do mesmo.
- d) Validação da solução através de resultados experimentais em plataforma de simulação em tempo real e protótipo em escala reduzida.
- e) Avaliar perdas, qualidade de energia e capacidade de fornecimento de reativos.

Por fim, a aplicação do conversor FPVU para armazenamento de energia em bancos de baterias será analisada sob os seguintes aspectos:

- a) Aplicação do conversor FPVU com os conjuntos de baterias conectados ao seu barramento cc através de conversores cc-cc. Neste caso, o conversor FPVU mantém a tensão cc constante e os conversores cc-cc controlam a carga e descarga da bateria.
- b) Aplicação do conversor FPVU com os conjuntos de baterias conectados diretamente ao seu barramento cc. Nesse caso, a tensão do barramento deve variar de acordo com o estado de carga das baterias (SoC do inglês *State of Charge*) e, consecutivamente, também o deve variar o índice de modulação do conversor. Essa solução tende a não ser ótima do ponto de vista de aproveitamento da capacidade das baterias e dos conversores, contudo, a ligação direta constitui, ainda, o tipo de conexão mais usual em sistemas comerciais de alta potência [32] e, por isso, merece ser analisada cuidadosamente.

1.5 Contribuições

As principais contribuições⁸ deste trabalho são listadas a seguir⁸:

- a) Desenvolvimento e implementação de técnicas e ajustes de controle de tensão e corrente capazes de funcionar em conjunto com a modulação por eliminação seletiva de harmônicos para o conversor FPVU para os casos de barramento cc série, paralelo ou independentes.

⁸ A pesquisa aqui proposta bem como todas as suas contribuições são consideradas de caráter tecnológico, uma vez que é pautada por uma tarefa que se propõe solucionar e que tem como produto o desenvolvimento de nova tecnologia, enquanto que a pesquisa científica é ditada pela teoria, que se pode explorar livremente, e tem como resultado o descobrimento de algo existente e neutro [33].

- b) Desenvolvimento e implementação de uma configuração duplo-PLL onde dois controladores são utilizados, cada qual com o seu próprio rastreamento de ângulo da rede, um microcontrolador em baixa frequência de processamento com o controle em malha fechada e um FPGA em alta frequência de processamento com a modulação.
- c) Desenvolvimento de nova técnica de filtragem em tempo real de correntes altamente distorcidas baseada na emulação do comportamento de um transformador de três enrolamentos, a qual foi essencial para poder operar o conversor com barramentos independentes ou em série.
- d) Demonstração da capacidade de fluxo bidirecional de potência e operação nos modos de corrente constante e tensão constante, necessários à aplicação com baterias.
- e) Caracterização do fenômeno real de cancelamento de harmônicos no campo magnético de um transformador trifásico de três enrolamentos.
- f) Caracterização das curvas de capacidade dos conversores FPVU e comparação com outras tecnologias.
- g) Quantificação dos benefícios reais da melhor utilização do barramento cc devido a maiores índices de modulação na região linear de operação.
- h) Desenvolvimento e prototipagem do *software* de controle e *hardware* de potência e controle.
- i) Expansão do desenvolvimento para conversores FPVU 3 níveis, incluindo suas necessidades específicas, como o balanceamento das tensões nos capacitores do barramento cc.
- j) Mapeamento dos harmônicos não-eliminados nas tensões dos conversores que compõem a tecnologia FPVU.
- k) Análise de perdas e comparação com topologias convencionais.

1.6 Organização do texto

O texto é organizado de forma a primeiro dar ênfase ao estado da arte dos sistemas de conversão utilizados entre as baterias e a rede, [Capítulo 2](#). No [Capítulo 3](#) é apresentado o conversor FPVU com todas as suas características de funcionamento, controle desenvolvido e análises teóricas. O funcionamento como carregador de baterias, análise de três possíveis versões do conversor FPVU, análises adicionais de perdas, custos, harmônicos e fornecimento de reativos são feitas a partir das simulações do [Capítulo 4](#). O [Capítulo 5](#) apresenta os materiais e métodos para simulações – computacionais e em tempo real – e experimentos laboratoriais. No [Capítulo 6](#) são apresentados os resultados de simulação

em tempo real e experimentais para um protótipo de escala reduzida. No [Capítulo 7](#) são apresentadas as conclusões do trabalho, a lista de publicações e, por fim, propostas de continuidade para a aplicação do conversor FPVU em sistemas de baterias, energia renovável e outros. O [Apêndice A](#) apresenta um compreensivo estado da arte de sistemas de armazenamento de energia em larga escala. O [Apêndice B](#) apresenta os códigos utilizados para cálculo dos ângulos da modulação e redução das tabelas de consulta. O [Apêndice C](#) apresenta os procedimentos, cálculos e resultados para obtenção de parâmetros de circuito equivalente em transformadores trifásicos de três enrolamentos a partir de ensaios à vazio e de curto-circuito. O [Apêndice D](#) apresenta o dimensionamento dos protótipos do conversor FPVU para pequena e plena escala. Por fim, orçamentos para transformadores e indutores utilizados nas comparações de custos e os resultados do ensaio de rotina do fabricante do transformador do protótipo em escala reduzida estão nos anexos [A](#) e [B](#), respectivamente.

2 Sistemas de Conversão de Energia para BESS

Neste capítulo são descritos os principais objetivos da utilização de conversores eletrônicos de potência, geralmente referidos na literatura de armazenamento de energia como Sistemas de Condicionamento de Potência (SCP), em aplicações de armazenamento de energia elétrica em baterias. Tanto as funções relacionadas ao controle de carga e descarga da bateria, quanto as funções relacionadas a interface com a rede elétrica são abordadas. As diversas topologias presentes na literatura são apresentadas, com maior destaque às tecnologias mais aplicadas comercialmente. Embora o foco do capítulo seja para aplicação em baterias, vários conceitos são total ou parcialmente aplicáveis aos demais sistemas de armazenamento apresentados no [Apêndice A](#).

2.1 Propósito e Visão Geral

Sistemas de armazenamento de energia em baterias (BESS do inglês *Battery Energy Storage Systems*) são naturalmente em corrente contínua. Logo, para utilizar essa capacidade no sistema elétrico existente, a energia deve ser convertida para valores padronizados de corrente alternada e controlada através do SCP [34]. Existem múltiplos objetivos para os SCPs:

- a) Conversão de potência bidirecional de ca para cc e cc para ca;
- b) Isolação e proteção entre a rede ca e as baterias em cc;
- c) Dependendo da topologia, interconexão e controle de múltiplas fontes cc;
- d) Fluxo de potência controlável, regulado e estável, nos seguintes modos possíveis de operação:
 - **Controle de Corrente ca:** fluxo de potência ativa e reativa controlados em uma operação conectada à rede elétrica ca;
 - **Controle de Tensão ca:** controle de tensão e frequência em operação isolada (sistemas ilhados ou microrredes);
 - **Corrente cc:** em sistemas conectados à rede elétrica, carga de baterias;
 - **Tensão cc:** condicionamento das baterias, também em sistemas conectados à rede elétrica.

Importante ressaltar a necessidade do uso de transformadores em SCPs, seja de baixa ou alta frequência, para BESS com o objetivo adequar níveis de tensão e prover isolamento galvânica entre o banco de baterias e o sistema ca, o que é essencial na maioria dos

casos por questões de segurança [35] e para reduzir correntes parasitas nas baterias devido as capacitâncias de acoplamento para o terra [36]. Apesar de algumas das topologias propostas na literatura, em especial os conversores modulares multiníveis em cascata (MMCC do inglês *Modular Multilevel Cascade Converters*), serem passíveis de implementação sem transformador, as preocupações acima bem como a normalização existente implicam na necessidade de aplicação de transformadores, mesmo que sejam de relação de transformação unitária.

A norma americana, ainda em vigor, NEMA PE 5-1997, para carregadores para baterias de aplicação na rede elétrica, define em sua seção 5.16 que “os circuitos de entrada e saída devem ser eletricamente isolados entre si e do aterramento do carregador”[37](tradução do autor)¹. Existe um trabalho de revisão conjunto entre a NEMA e o IEEE para confecção de um padrão mais atualizado em relação ao estado da arte atual e a necessidade dos usuários, contudo no próprio escopo desse projeto, ainda em andamento, encontra-se definido que “esses carregadores de baterias proveem isolamento via transformador da saída cc em relação a entrada e são projetados para aplicações estacionárias.”[38](tradução do autor)²

Para atender tais propósitos, várias topologias de conversores tem sido propostas na literatura, o que será abordado nas seções seguintes, após um breve entendimento dos objetivos de controle de tais SCPs.

2.2 Objetivos de Controle de SCPs

Independentemente da topologia adotada para um SCP, ele deve cumprir tarefas de condicionamento da energia em dois sentidos: do lado da rede elétrica ca e do lado das baterias em cc. Idealmente ele deve cumprir todas as necessidades do sistema elétrico, como permitir o fluxo bidirecional de potência ativa de acordo com a demanda do operador do sistema, e de serviços ancilares, como fornecimento de potência reativa para controle de tensão e atender aos requisitos de suportabilidade e suporte de reativos durante afundamentos de tensão [39]. Contudo, esses serviços só podem ser executados respeitando os limites dos próprios conversores e do BESS. Nesse caso, tornam-se necessários perfis de carga e descarga adequados para prolongada vida útil das baterias.

2.2.1 Lado da Rede Elétrica em ca

Do lado da rede ca, o papel desempenhado pelo SCP depende, inclusive, se a operação se dará no sistema interligado ou de maneira isolada. No primeiro caso, quando

¹ *The input and output circuits shall be electrically isolated from each other and from the charger ground.*

² *These battery chargers provide transformer isolation of the dc output from the input and are designed for stationary applications.*

o BESS é conectado a grandes sistemas elétricos, o SCP pode ser considerado conectado a uma barra infinita³, e como a tensão e frequência já se encontram reguladas dentro de uma estreita faixa de valores, o SCP pode ser controlado para, em sincronismo com a rede, absorver ou fornecer potência ativa, carregando ou descarregando as baterias, com o fator de potência desejado. Os SCPs, nesse caso, são tipicamente controlados por intermédio de um sistema de coordenadas dq propriamente orientado no ângulo do vetor espacial de tensão de forma a permitir controle desacoplado das componentes de corrente ativa e reativa [41].

Já para o caso de redes isoladas, desafios adicionais devem ser tratados, uma vez que a tensão e a frequência não são impostas pela rede e, portanto, pelo menos uma das fontes distribuídas de energia deve trabalhar como formadoras da rede elétrica local. Essa responsabilidade, geralmente, recai em sistemas de armazenamento de energia devido a capacidade despachável dos mesmos de absorção e entrega de energia de forma a manter o balanço entre geração e consumo do sistema ilhado, enquanto aos sistemas de geração renovável é permitida a operação segundo algoritmos de MPPT, o que conduz a um uso mais eficiente da fonte de energia.

Contudo, os sistemas de armazenamento possuem capacidade limitada e qualquer carga ou descarga além dos limites especificados, em especial para BESS, pode resultar em rápida degradação ou falha. Portanto, os SCPs, nesse tipo de aplicação, devem também ser capazes de operar como seguidores de rede (modo de controle em corrente) quando, por exemplo, as baterias estiverem completamente carregadas. A coordenação entre modos de operação, formador ou seguidor de rede, deve ser feita por intermédio de sistemas de controle adequados sem comunicação [42].

O escopo do presente trabalho, como será visto no [Capítulo 3](#), está delimitado ao uso do conversor FPVU controlado como fonte de corrente do ponto de vista da rede elétrica ca. Portanto, apenas o uso como seguidor de rede é evidenciado ficando como proposta de continuidade as modificações necessárias de controle – e talvez de *hardware* – para operação como formador de rede.

2.2.2 Lado das Baterias em cc

As capacidades de potência e energia das baterias se degradam de forma incremental a medida em que elas são operadas, logo, para uma dada aplicação, o uso das mesmas é limitado pelo seu tempo de vida útil. Por esse motivo, um SCP, do lado das baterias, ou lado cc, deve controlar a carga e descarga da bateria, especialmente durante o período de reestabelecimento do SoC, após ter entregado o serviço demandado pelo operador de

³ Uma barra infinita é um conceito idealizado de um sistema de energia elétrica tão grande que sua tensão e frequência não variam, independentemente da quantidade potência ativa e reativa drenada ou fornecida à ele [40].

sistema. Em [43] foi mostrado que, dependendo da estratégia utilizada para regulação de frequência primária (serviço prestado pelo sistema BESS) e restabelecimento de SoC em baterias de íon de lítio, a expectativa de vida útil das mesmas pode variar consideravelmente – no caso específico daquele trabalho, de 8,5 a 13,5 anos – e, portanto, tal controle apresenta impacto considerável na viabilidade da implementação do sistema de armazenamento de energia. Entre os casos estudados, obteve melhor desempenho a estratégia que permitiu a atuação dos dois controles, de frequência e reestabelecimento do SoC, em paralelo, porém com uma constante de tempo menor para esse último.

Torna-se, então, de extrema importância a estimação adequada do SoC para proteção da bateria, prevenção contra sobre-corrente, aumento de vida útil da bateria e permitir aplicação de estratégias de controle voltadas para a economia de energia. Contudo, como a bateria é um sistema de armazenamento de energia eletroquímico (ver seção A.5) e essa energia química não pode ser acessada diretamente, o trabalho de estimação do SoC não é simples. Vários métodos matemáticos têm sido pesquisados para estimação do SoC, os quais podem ser classificados nas seguintes categorias [44]:

- a) **Medição direta:** essa categoria utiliza medições de propriedades físicas da bateria, como tensão (de circuito aberto ou terminal) e impedância;
- b) **Contagem de carga:** essa categoria utiliza a corrente de descarga como entrada, integrando-a no tempo para calcular o SoC. Depende do valor presente e passado da corrente, bem como do valor previamente estimado do SoC;
- c) **Sistemas adaptativos:** são métodos que podem automaticamente ajustar a estimação do SoC para diferentes condições de descarga. Podem fazer uso de redes neurais, lógica *Fuzzy* ou filtros de Kalman, por exemplo.
- d) **Sistemas híbridos:** modelos que se beneficiam das vantagens de mais de uma categoria mencionada anteriormente e permitem uma performance global ótima da estimação. Por exemplo, método combinado de contagem de carga e filtro de Kalman.

Um método de carga de baterias comumente utilizado parte da medição das tensões e correntes nos terminais das baterias e é chamado de estratégia de corrente-constante e tensão-constante (CCTC), apresentado na Figura 2.1, o qual pode ser composto por até quatro fases⁴ [45]:

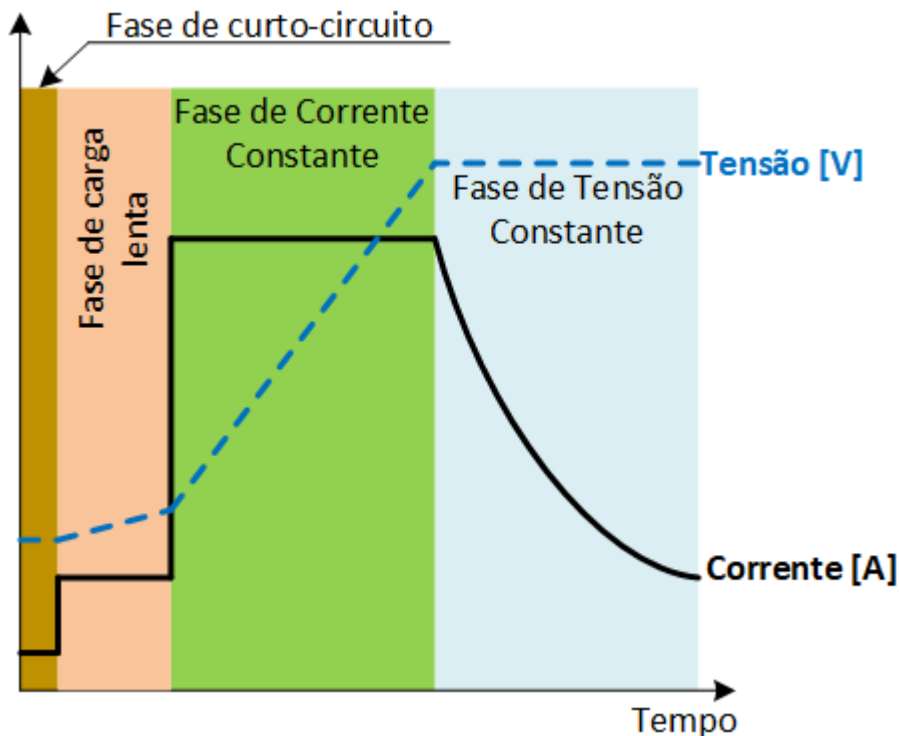
- a) **Fase de curto-circuito** – No início, uma corrente de teste muito baixa é aplicada ao banco de baterias para verificar sua correta conexão ao SCP;
- b) **Fase de carga lenta** – Após a verificação da conexão apropriada das baterias, a fase de carga-lenta tem início, onde uma corrente constante limitada, geralmente,

⁴ Como trata-se de um método que controla precisamente a corrente de carga bem como a tensão de carga, é um método muito popular para baterias que são sensíveis aos níveis de tensão ou corrente, como é o caso das baterias de Íon de Lítio [45].

a um décimo da plena corrente de carga é aplicada para testar se as baterias estão funcionando adequadamente ou se estão danificadas;

- c) **Fase de corrente constante** – Uma vez determinado que o banco de baterias está respondendo conforme esperado, a corrente de carga permitida pelo conversor é aumentada para o seu nível pleno e a evolução da tensão na bateria é observada;
- d) **Fase de tensão constante** – Uma vez que a tensão no banco atinge seu valor máximo, o SCP deve comutar para o modo de tensão constante, no qual a tensão na bateria é controlada para permanecer em seu valor máximo, enquanto o nível de SoC continua a subir. A corrente, a qual agora decresce com o aumento da carga, é observada e, uma vez atingido o nível de corrente da fase de carga lenta, a bateria é considerada plenamente carregada; A partir daí, o banco irá drenar apenas a corrente necessária para manter a tensão regulada.

Figura 2.1 – Esquema de carga CCTC mostrando todas as suas fases



2.3 Topologias de Conversão

Um SCP é um conversor eletrônico de potência responsável pela interface entre o sistema de armazenamento de energia e o sistema elétrico. Conversores, de uma maneira geral, podem ser classificados de vários modos sendo cada um referente a um conjunto de características específicas. Para a aplicação em BESS, eles devem ser sempre ativos, ou

seja, possuindo chaves controladas para que seja possível desempenhar corretamente as funções de controle descritas na [seção 2.2](#).

Por exemplo, quanto à natureza do barramento cc, eles podem ser classificados como [\[46\]](#):

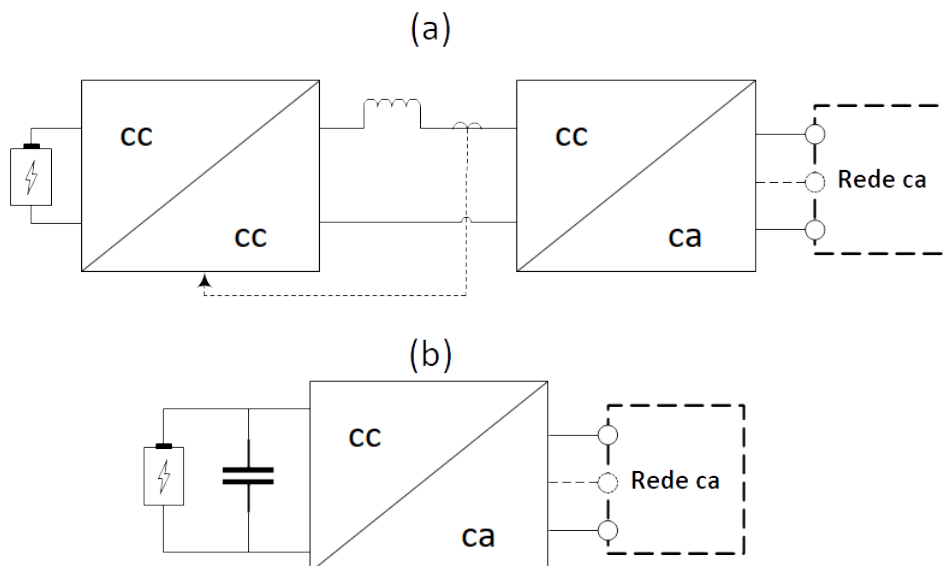
- a) Conversores fonte de tensão (VSC do inglês *Voltage Source Converter*), os quais possuem uma tensão cc fixa através do uso de um barramento capacitivo, e impõem uma forma de onda de tensão PWM em sua saída, sendo a corrente elétrica consequência das características da carga; ou
- b) Conversores fonte de corrente (CSC do inglês *Current Source Converter*), os quais possuem uma corrente fixa cc através do uso de um grande indutor combinado a um conversor controlado (em circuitos ca, um retificador a base de tiristores), e impõem uma forma de onda PWM de corrente em sua saída, sendo a tensão uma consequência das características da carga;

Conversores VSC constituem o tipo de conversor ativo mais utilizado em toda a indústria eletrônica de potência, sendo que conversores CSC conseguiram se posicionar apenas em alguns nichos específicos, como é o caso de inversores de frequência para acionamento de motores em MT, onde pelo menos um grande fabricante adota tal tipo de topologia [\[47\]](#). A [Figura 2.2](#) mostra diagramas de blocos dos dois tipos de topologia.

Por outro lado, os SCPs podem também ser classificadas quanto a quantidade de portas, número de estágios e quantidade de níveis, sendo que essas categorias não são, necessariamente, mutuamente excludentes [\[48\]](#):

- a) Quanto a quantidade de portas:

Figura 2.2 – Classificação de conversores quanto à fonte de tensão cc (a) CSC (b) VSC.



- **Duas Portas** – Mostrado na [Figura 2.3 \(a\)](#), possui uma porta de entrada que é conectada a fonte de energia e uma porta de saída, que é conectada a rede elétrica;
 - **Multi-portas** – Mostrado na [Figura 2.3 \(b\)](#), permite o processamento da energia de múltiplas fontes ou para múltiplas cargas.
- b) Quanto ao número de estágios:
- **Único estágio** – Tratam-se de SCPs onde um único conversor de potência é utilizado, acumulando as funções de carga e descarga das baterias e conexão à rede elétrica ([Figura 2.3 \(a\)](#));
 - **Dois estágios** – Um SCP onde dois conversores de potência são utilizados ([Figura 2.3 \(b\)](#)): um conversor cc/cc para controle de carga e descarga das baterias e um conversor cc/ca para interface com a rede elétrica.
- c) Quanto ao número de níveis:
- **Conversores dois níveis** – O tipo de conversor mais usual, permite dois níveis instantâneos de tensão (por fase, quando aplicável) em sua saída. A [Figura 2.4 \(a\)](#) mostra a tensão na saída de uma fase de um conversor dois níveis cc/ca;

Figura 2.3 – Classificação de conversores quanto à quantidade de portas. (a) Duas portas (b) Multi-portas.

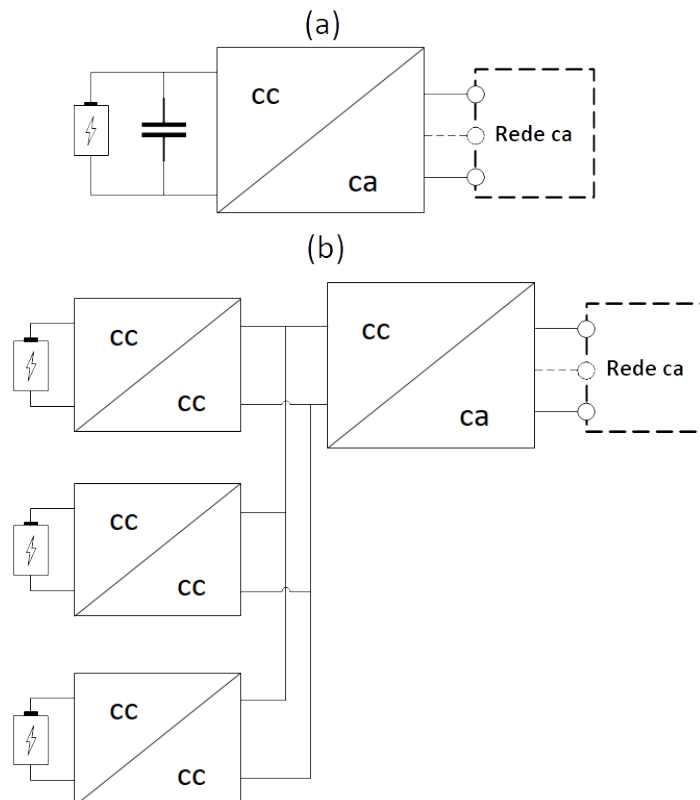
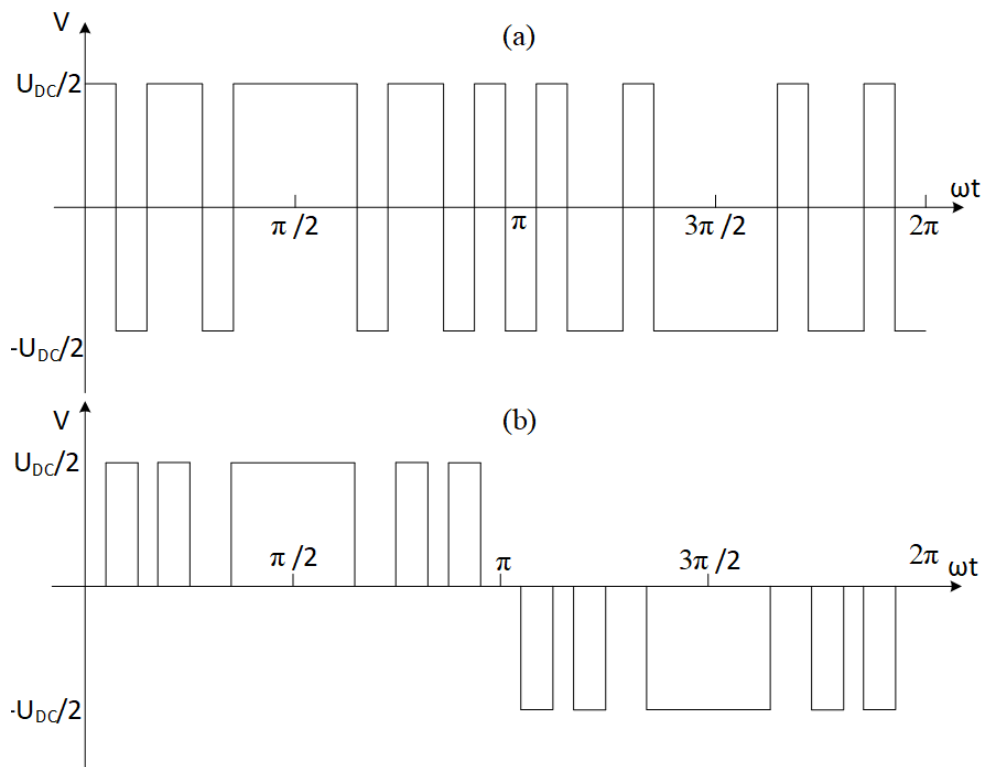


Figura 2.4 – Forma de onda na saída de uma fase do conversor (em relação ao ponto central do barramento cc). (a) Dois níveis (b) Três níveis.



- **Conversores multiníveis** – Normalmente utilizados para aplicações de MT, permite a síntese das tensões ca desejadas a partir de vários níveis de tensão cc, enquanto reduzindo a tensão de bloqueio das chaves de potência. Esse resultado pode ser obtido tanto pelo aumento do número de chaves semicondutoras convenientemente conectadas entre si [49], bem como pelo uso de células em meia ponte, ponte completa e outras topologias conectadas em cascata compondo conversores do tipo MMCC [50]. A Figura 2.4 (b) mostra a tensão na saída de uma fase de um conversor três níveis cc/ca.

Embora várias topologias aplicáveis a tecnologias fotovoltaicas, grande parte delas sumarizadas em [51], possam ser utilizadas também para BESS, a necessidade de fluxo bidirecional de potência para carga e descarga das baterias restringe o tipo de topologia aplicável e impede o uso de algumas topologias orientadas à aplicações fotovoltaicas, onde o fluxo de potência é inerentemente unidirecional [52, 53].

2.4 Conversores comerciais em potência elevada

O trabalho apresentado em [32] mostra um levantamento de sistemas comerciais instalados e comissionados para armazenamento de energia em baterias em sistemas elétricos de potência. Os SCPs utilizados foram todos de topologias de 2 níveis (vide Figura 1.8)

ou 3 níveis, podendo essa última ser tanto conversores de ponto de neutro grampeado de forma passiva (NPC do inglês *Neutral Point Clamped*) ou de forma ativa (ANPC ou NPP do inglês *Active Neutral Point Clamped* e *Neutral Point Piloted*, respectivamente), como mostrado na Figura 2.5. Alguns desses conversores utilizam estágios intermediários cc/cc, outros não.

Devido a necessidade de melhor forma de onda de corrente na conexão com a rede elétrica, se comparado as aplicações de conversores acionando motores elétricos, e a limitação de frequência de chaveamento em dispositivos de alta potência, tais conversores, em geral, necessitam da aplicação de filtros senoidais com elementos reativos de valor considerável na conexão com a rede elétrica, como os filtros LCL com ou sem elementos ressonantes mostrados na Figura 2.6 [54]. O tamanho de tais filtros pode ser reduzido a medida que o número de níveis aumenta.

Como os valores de potência envolvidos são elevados ($\geq 10 \text{ MW}$), o estágio de conversão cc/ca desses sistemas é feito de múltiplas portas (ou módulos) para permitir a divisão do fluxo de potência, como mostrado no exemplo trifásico da Figura 2.7, onde três grupos de três células de chaveamento cada, são utilizados para formar as fases de saída [55]. Cada grupo de chaveamento constitui um módulo, como o da Figura 2.8 (a), que pode funcionar tanto isoladamente formando um conversor trifásico, ou agrupado de forma a obter um conversor com o triplo da capacidade (Figura 2.8 (b)) [56]. Nestas configurações, um reator ou transformador de interfase é utilizado para permitir a operação intercalada entre conversores com correta distribuição de corrente, redução do di/dt e mitigação de correntes de circulação [57]. Ao final um transformador na frequência industrial (e.g. 60 Hz) é utilizado para interface com a rede elétrica em MT.

Figura 2.5 – Representação por fase VSC 3 níveis. (a) NPC, (b) ANPC, (c) NPP.

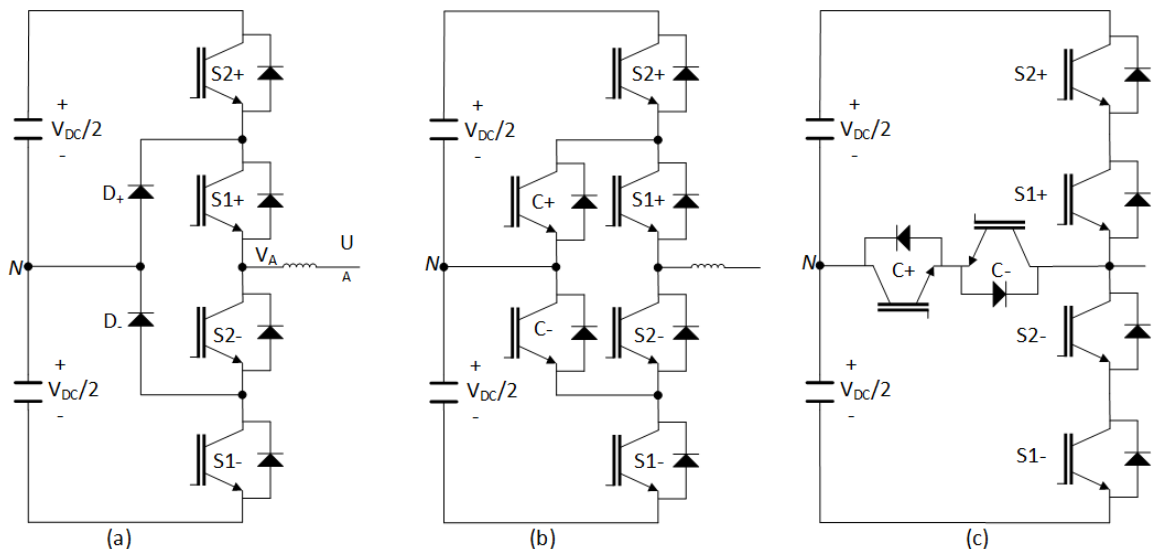


Figura 2.6 – Filtros LCL aplicados na conexão com a rede elétrica: (a) com ramos ressonantes; (b) sem ramos ressonantes.

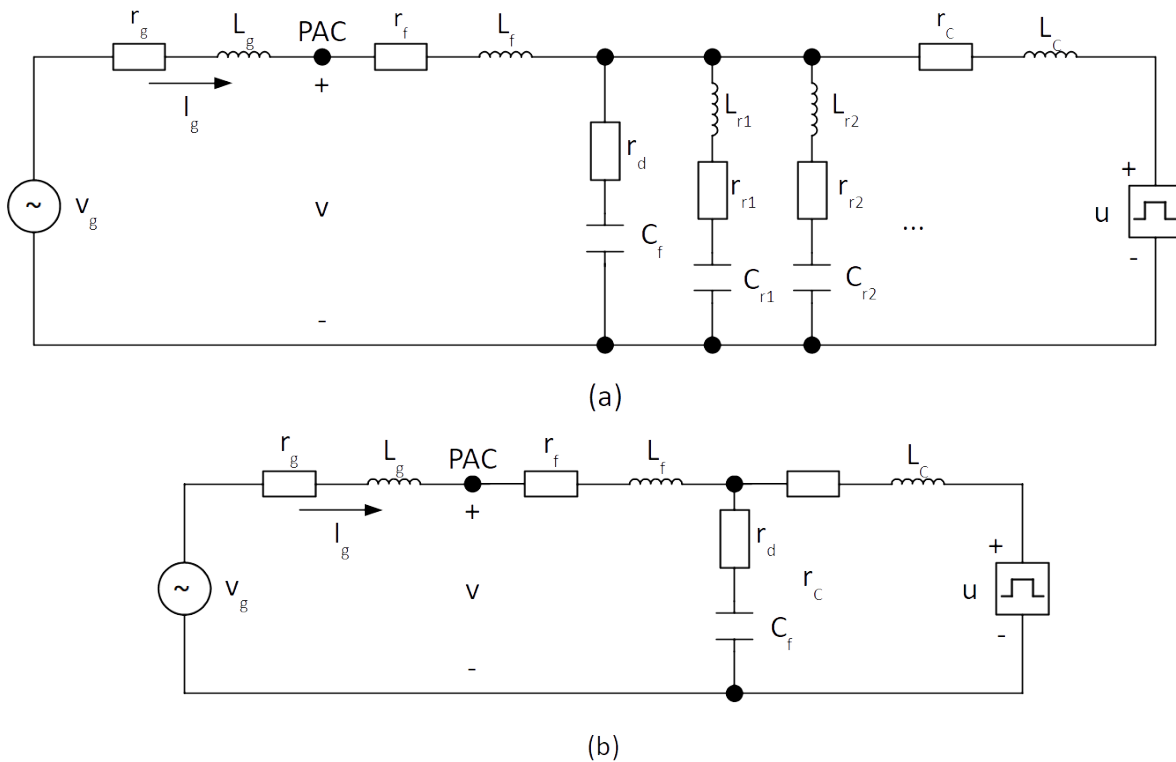
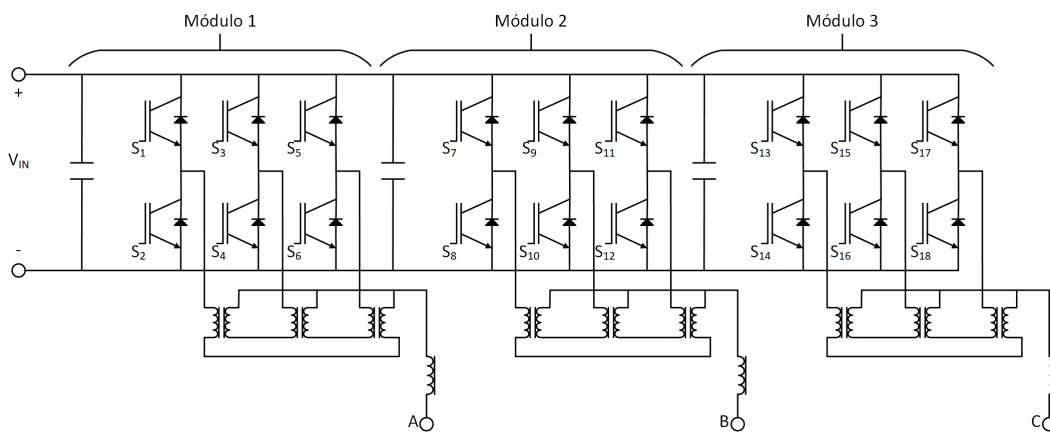


Figura 2.7 – Conversor cc/ca com nove células de chaveamento e saída trifásica.



Um método alternativo de paralelismo do lado ca consiste no uso de transformadores de múltiplos secundários, como o exemplo mostrado na Figura 2.9, o qual constitui a configuração típica de alguns BESS comerciais [58], em que cada grupo de baterias é conectado a um conversor cc/ca e a saída dos mesmos é ligada aos secundários de um transformador de três enrolamentos. Nesse caso, o transformador desempenha as mesmas funções do reator de interfase, contudo agregando as funcionalidades de isolamento galvânica e adequação dos níveis de tensão entre BESS e o sistema elétrico da concessionária.

Figura 2.8 – Conversor cc/ca multi-portas. (a) Módulo de fase. (b) Conexão utilizando três módulos.

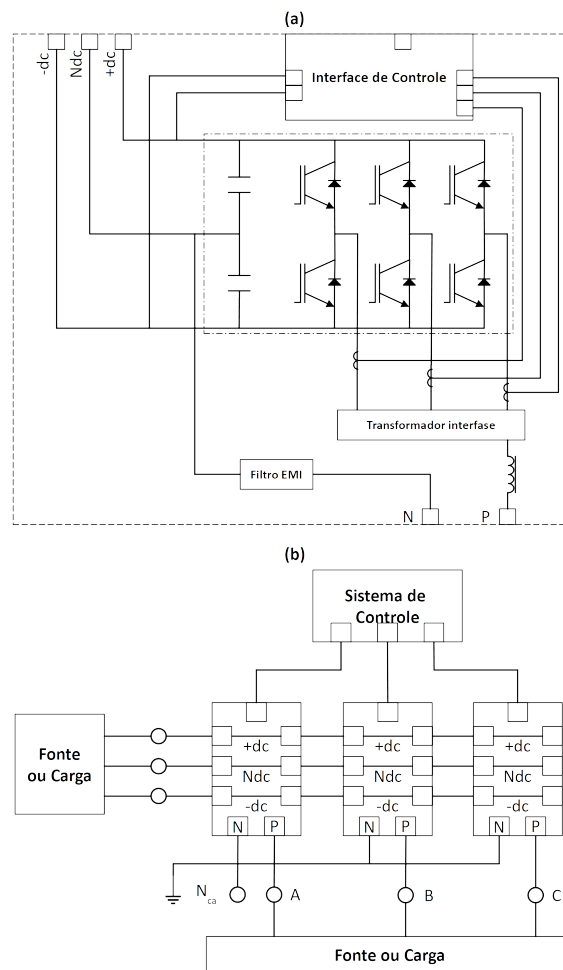
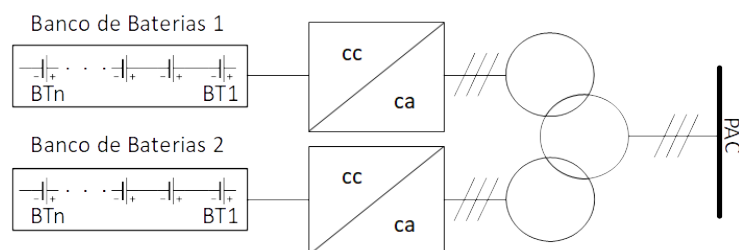


Figura 2.9 – Configuração típica de um sistema de armazenamento de energia comercial.



2.5 Síntese do capítulo

Os SCPs necessários em BESS para armazenagem de energia em larga escala em sistemas elétricos de potência precisam atender tanto as demandas de operação do lado da rede elétrica ca (fluxo de potências ativas e reativas, serviços ancilares, etc.) quanto serem capazes de carregar as baterias, em seu lado cc, respeitando adequadamente seus limites de tensão e corrente.

As várias topologias propostas na literatura para essa aplicação podem possuir estágio único de conversão, onde um conversor cc/ca desempenha a função de interface com a rede ca, bem como de carga controlada das baterias, ou de múltiplos estágios, onde conversores cc/cc são utilizados para o controle das baterias e o conversor cc/ca limita-se à interface com a rede.

Dado o nível de potência envolvido, tais BESS são interligados ao sistema elétrico de potência por intermédio de uma rede de MT, logo é precioso adequar o nível de tensão dos SCPs, geralmente em BT. Embora existam algumas topologias que possam realizar essa operação sem o uso de transformadores, a isolamento galvânica entre baterias e sistema é ainda um requisito normativo.

As topologias comerciais mais utilizadas para os SCPs são as envolvendo conversores do tipo VSC dois ou três níveis, as quais são mais consolidadas industrialmente. Esses SCPs são em geral conectados em paralelo do lado ca (i.e. múltiplas portas ca) para aumento da potência transferida e, por fim, têm seu nível de tensão adequado ao da rede de MT através de um transformador de baixa frequência. É ainda comum comercialmente usar o próprio transformador, agora com múltiplos enrolamentos, para efetuar esse paralelismo.

O nível de potência envolvido impõe restrições quanto a frequência de chaveamento do conversor devido as perdas das chaves semicondutoras, ao mesmo tempo em que o nível de distorção harmônica da corrente passa a ser mais representativo do ponto de vista do sistema elétrico. Esse problema é normalmente endereçado através do uso de filtros senoidais compostos por elementos indutivos e capacitivos que, dada a sua grande proliferação, também podem gerar problemas de qualidade de energia (vide [subseção 1.2.1](#)).

No capítulo seguinte é apresentado o conversor FPVU (vide [Figura 1.12](#)) como uma alternativa que usando conversores 2 ou 3 níveis e com uma configuração de potência similar à da [Figura 2.9](#), porém fazendo uso combinado do SHE PWM nos conversores e do cancelamento de harmônicos próprio de secundários defasados de 30° . Esse conversor é capaz de operar como estágio cc/ca (único ou não) de um SCP para uso em BESS com frequências de chaveamento da ordem de 1 kHz, utilizando-se de um transformador com ligação de enrolamentos convencionais (triângulo e estrela) e sem o uso de elementos capacitivos de filtro.

3 O Conversor FPVU

No desenvolvimento e escolha de topologias ou configurações de sistemas de condicionamento de potência para BESS, deve-se ter em conta um compromisso entre eficiência, confiabilidade e qualidade de energia na conexão com a concessionária. Deve-se ter em conta ainda a necessidade de isolamento galvânico entre as baterias e o sistema, conforme descrito no [Capítulo 2](#). Neste capítulo é apresentado o conversor FPVU para a aplicação em análise, o qual é composto por conversores convencionais, de dois ou três níveis, em conjunto com transformadores de três enrolamentos, que devido à estratégia de modulação empregada é capaz de condicionar o fluxo de potência requerido com baixas frequências de chaveamento, fator de potência verdadeiramente unitário, do ponto de vista normativo, e sem a utilização de filtros de rede senoidais que envolvam elementos capacitivos.

3.1 Fator de potência e normalização aplicável

Antes de tratar do funcionamento do conversor FPVU, convém definir a origem da nomenclatura dada à tecnologia e em quais condições ela foi definida. O conversor FPVU apareceu pela primeira vez em [59] usando topologias de conversores fonte de tensão 2 níveis. Na sequência foi apresentado em [60] com topologia de conversores três níveis. Trata-se de uma tecnologia proposta como alternativa para interface com cargas ou fontes em aplicações trifásicas de potência elevada – não operadas nos níveis de tensão e/ou frequência fixas da rede – capaz de prover o adequado controle de potência ativa e reativa com correntes senoidais sem o uso de filtros com elementos capacitivos e com baixas frequências de chaveamento, condição necessária em potências elevadas.

A nomenclatura utilizada de conversor de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário (FPVU) ou sua versão em inglês *True Unity Power Factor (TUPF) Converter* tem a intenção de enfatizar essa capacidade do conversor em sintetizar correntes senoidais em fase com as tensões fundamentais de sequência positiva. Isso não implica numa restrição quanto a possibilidade de trabalhar propositalmente com correntes defasadas ou adiantadas da componente fundamental, funcionalidade essa que será demonstrada na [seção 3.5](#). O conversor pode funcionar como um resistor equivalente se o sistema elétrico é considerado como uma fonte senoidal de tensão. Essa abordagem é diferente de sintetizar cargas resistivas no sentido estrito do termo¹, o que demandaria que a forma de onda da corrente

¹ A síntese de cargas resistivas é uma característica interessante em aplicações de conversores como filtros ativos de potência e/ou absorvendo potência ativa da rede como provado em [61], uma vez que as ressonâncias harmônicas em um sistema são amortecidas majoritariamente pelas resistências das cargas. No caso de injeção de potência ativa na rede, o mesmo trabalho mostrou que a escolha por uma síntese senoidal foi a que apresentou menores índices de distorção de tensão no PCC.

fosse a mesma da tensão independentemente do grau de distorção dessa em relação a uma senoide [62].

O conceito de fator de potência (FP) origina-se da necessidade de quantificar com qual eficiência uma carga utiliza a corrente por ela drenada do sistema elétrico [63], neste caso ele pode ser definido como a razão entre potência média (P_{med}) e a potência aparente (S) [61]. Como o conversor FPVU utiliza por referência a componente fundamental de sequência positiva da tensão, como será detalhado na seção 3.6, será adotada em (3.1) e demais equações a definição de fator de potência monofásico, que para o caso equilibrado coincide com o caso trifásico.

$$FP = \frac{P_{med}}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t)i(t) dt}{V_{ef}I_{ef}} \quad (3.1)$$

onde V_{ef} e I_{ef} correspondem aos valores eficazes da tensão (v) e corrente (i), respectivamente, os quais são avaliados no período T conforme (3.2) e (3.3) [64].

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v^2(t) dt} \quad (3.2)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i^2(t) dt} \quad (3.3)$$

Na presença de distorção, a aplicação dos termos da série de Fourier em (3.2) e (3.3) resulta nas definições de valores eficazes em termos das componentes harmônicas por (3.4) e (3.5), respectivamente, onde a distorção harmônica total (THD do inglês *Total Harmonic Distortion*) de tensão (THD_V) e corrente (THD_I) são dadas, respectivamente, por (3.6) e (3.7).

$$V_{ef} = \sqrt{\sum_{k=1}^N V_{k_{ef}}^2} = V_{1_{ef}} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \quad (3.4)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{k=1}^N I_{k_{ef}}^2} = I_{1_{ef}} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2} \quad (3.5)$$

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N V_{k_{ef}}^2}}{V_{1_{ef}}} 100 \quad (3.6)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N I_{k_{ef}}^2}}{I_{1_{ef}}} 100 \quad (3.7)$$

onde k , N correspondem, respectivamente, ao valor das ordens harmônicas individuais e do maior valor sob consideração.

A substituição de (3.4) e (3.5) em (3.1) resulta no formato para o fator de potência em função das taxas de distorção indicado em (3.8), onde atribui-se ao primeiro termo a

direita da equação o nome de fator de potência de deslocamento (FP_{des}), enquanto que ao segundo termo o nome de fator de potência de distorção (FP_{dist}). Fica claro que, em condições onde se considera as formas de onda puramente senoidais, o fator de potência real se iguala ao fator de potência de deslocamento, conceito esse que é geralmente aplicado à análise de circuitos simples. Em muitas análises, por exemplo onde uma carga não-linear está conectada à uma barra infinita, considera-se que: (1) a tensão possui forma de onda puramente senoidal; e (2) as contribuições dos harmônicos para a potência média é muito pequena. Nesse caso, (3.8) é reduzida para a expressão monofásica em (3.9).

$$FP = \frac{P_{med}}{V_{1_{ef}} I_{1_{ef}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (3.8)$$

$$FP \approx \frac{P_{1_{med}}}{V_{1_{ef}} I_{1_{ef}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} = FP_{des} \cdot FP_{dist} \quad (3.9)$$

Para melhor tratar essa informação de fator de potência verdadeiro é preciso definir, então, qual o maior valor de N que deve ser utilizado no cálculo das distorções harmônicas e, consecutivamente, do fator de potência de distorção. Em teoria, poderia utilizar-se de $N = \infty$, o que teria pouco valor prático, já que, teoricamente, não haveria nenhum sistema não-linear com fator de potência verdadeiramente unitário. Neste trabalho optou-se por adotar as definições normativas resumidas na [Tabela 3.1](#), de onde pode-se claramente notar que adotar o valor de $N = 50$ é suficiente para atender o caso mais crítico das principais normas relacionadas a esse tipo de aplicação.

3.2 Configuração do conversor

A forma de onda de corrente de um conversor em interface com a rede elétrica é definida, principalmente, por quatro partes [65]:

- a) A topologia do conversor (quantidade de níveis da forma de onda de saída);
- b) A estratégia de modulação;
- c) Algum método adicional de redução de harmônicos;
- d) A forma de onda da tensão na rede elétrica.

Neste contexto, a configuração proposta para o conversor FPVU está apresentada na [Figura 3.1](#), onde os blocos conversores podem ser de dois ou três níveis², bidirecionais em potência para a aplicação em questão. A estratégia de modulação é o SHE PWM e

² Na verdade, essa configuração permite que conversores com maior número de níveis sejam utilizados, mas isso foge ao escopo do presente trabalho que tem como um de seus principais objetivos atingir formas de onda de corrente essencialmente senoidais utilizando blocos construtivos os mais simples e consolidados possíveis.

o método adicional para redução de harmônicos é dado por um transformador de três enrolamentos em conjunto com reatores de entrada em cada bloco conversor.

A ideia principal do conversor FPVU é que se possa tirar proveito do cancelamento de harmônicos naturalmente possível em um transformador de três enrolamentos convencional, onde um dos secundários está ligado em estrela e o outro em triângulo, associando a esse fenômeno formas de onda nos conversores ligados em seus secundários que não produzam as ordens harmônicas não canceladas pela ligação dos enrolamentos do transformador, conforme [Tabela 3.2](#).

Para que se alcance o cancelamento desejado no transformador, pode-se utilizar qualquer combinação de enrolamentos em que exista defasagem de 30° entre os enrolamentos secundários³, como Yy0d1, Yy0d11, Dd0y1, Dd0y11, etc⁴. Os reatores, por sua vez, são utilizados para limitar a amplitude das correntes harmônicas não eliminadas pelos VSCs nos secundários do transformador, de forma a reduzir perdas e evitar sobredimensionamento de componentes.

Tabela 3.1 – Definição do valor de N de acordo com normas nacionais e internacionais

Norma	Descrição	Seção	N
IEEE Std. 519-2014 [67]	Práticas recomendadas para controle de harmônicos em SEP.	3	50
IEEE Std. 1547-2018 [39]	Conexão de fontes distribuídas em SEP.	7.3	49
IEC 61000-4-7 [68]	Guia geral para medição de harmônicos e inter-harmônicos.	3.3	40
NEMA PE 5-1997 (R2003) [37]	Norma para carregadores de baterias estacionárias para SEP.	4.10	50 ^a
PROREDE Submódulo 2.8 [69]	Gerenciamento dos indicadores de qualidade de energia para instalações conectadas à rede básica do sistema elétrico nacional.	9.5	50
PRODIST Módulo 8 [70]	Estabelece requisitos quanto à qualidade de energia de instalações conectadas ao sistema de distribuição nacional.	4.2	50 ^b

^a De fato, a norma NEMA PE 5-1997 (R2003) estabelece em seu item 4.10 que deve-se adotar a IEEE Std. 519 como norma para tratar a distorção harmônica de corrente.

^b Nesse caso, o procedimento de distribuição em questão estabelece que a maior ordem harmônica deve ser de acordo com a classe A ou S da IEC 61000-4-30 [71], a qual, na sua versão atual (2015), estabelece que medidores classe A, usados onde a precisão é extremamente importante, o valor de N é 50. Para medidores classe S, utilizados apenas para fins estatísticos, esse valor é 40.

³ Trata-se de uma defasagem definida pela construção do transformador com um enrolamento em triângulo e outro em estrela. Portanto pode considerar-se que esse valor é fixo e invariante no tempo, fazendo com que só seja necessário um único algoritmo de rastreamento de ângulo da rede, como indicado na [Figura 3.1](#).

⁴ Seguindo a notação numérica horária da norma IEC 60076-1 [66], a letra maiúscula corresponde ao enrolamento de alta tensão e a letra minúscula ao enrolamento de baixa tensão, enquanto que o código numérico corresponde a um valor que deve ser multiplicado por 30° de forma a resultar na defasagem do respectivo enrolamento de baixa em relação ao enrolamento de alta.

Figura 3.1 – Configuração do conversor FPVU. (a) Barramentos c.c. em série. (b) Barramentos c.c. em paralelo. (c) Barramentos c.c. independentes

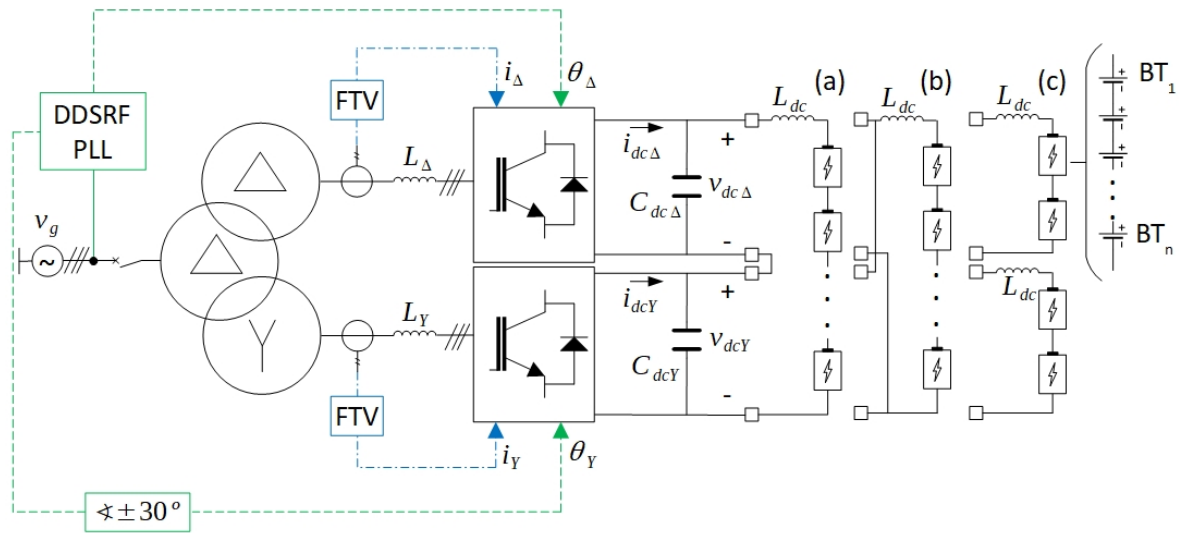


Tabela 3.2 – Distribuição das tarefas de eliminação / cancelamento de harmônicos

Bloco do FPVU	Harmônico Eliminado / Cancelado
Transformador três enrolamentos	5, 7, 17, 19, 29, 31, 41, 43, ...
VSC 2 ou 3 níveis	11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49

3.2.1 Topologias

As topologias dos conversores eletrônicos utilizados no conversor FPVU são VSCs dois ou três níveis, conforme mostrado nas Figuras 1.8 e 2.5, respectivamente. A escolha do número de níveis é realizada, principalmente, pela tensão de bloqueio das chaves (U_{CES}), a qual pode ser calculada por (3.10), em função da tensão do barramento cc (V_{CC}), calculada por (3.11) [72].

$$U_{CES} = \frac{V_{CC}}{NL - 1} \left(1 + \frac{s_1}{100} \right) \quad (3.10)$$

$$V_{CC} = \sqrt{2} U_{nom,ef} \left(1 + \frac{s_2}{100} \right) \quad (3.11)$$

onde s_1 e s_2 são fatores utilizados para levar em consideração, respectivamente, a sobretensão que ocorre nos semicondutores durante o processo de chaveamento (entre 50% e 60%, dependendo do valor da indutância parasita do circuito), e a sobretensão que pode ocorrer na rede de alimentação à qual o conversor está conectado. NL , por sua vez, corresponde ao número de níveis do conversor e $U_{nom,ef}$ é o valor eficaz da tensão nominal de linha da rede elétrica.

A [Tabela 3.3](#) apresenta alguns tipos de topologias e classes de tensão de IGBTs aplicáveis para valores de tensão ca normalizados, onde pode-se verificar que o aumento do valor de tensão cc dos conversores, a partir de um certo valor, só pode ser alcançado pelo aumento do número de níveis do mesmo, o que faz com que a tensão de bloqueio de cada chave individual seja reduzida (em 50 %, para o caso específico de 3 níveis em relação a 2 níveis).

Tabela 3.3 – Valores relevantes de tensão para VSCs de 2 níveis e 3 níveis NPC

Tensão ca conf. ANSI C84.1-2020 [73]			Dados do Conversor		
Tensão do sistema ^a	Tensão de utilização ^b	Tensão Máxima	Barramento cc	Topologia	IGBT ^c
240 V	230 V	254 V	360 V	2L	600 V
480 V	460 V	508 V	720 V	2L (3L)	1,2 kV (600 V)
690 V	660 V	725 V	1,03 kV	2L (3L)	1,7 kV (1,2 kV)
2,4 kV	2,3 kV	2,54 kV	3,6 kV	2L (3L)	6,5 kV (4,5 kV)
4,16 kV	4,0 kV	4,4 kV	6,2 kV	3L	6,5 kV

^a Tensão para a qual uma porção do sistema é designado, a qual certas características de operação do sistema são relacionadas.

^b Tensão de linha nos terminais de utilização do equipamento. Em geral, para motores de maior potência e outras grandes cargas concentradas, trata-se de uma tensão menor que a nominal do sistema.

^c A escolha do IGBT foi feita de forma que o valor calculado através de (3.10) seja menor ou igual a tensão relacionada a uma taxa de 100 falhas por bilhão de dispositivo-horas, a qual coincide com a tensão máxima entre coletor e emissor de um módulo *flat-pack* IGBT somente para dispositivos com tensão nominal inferior à 3.3kV. Para dispositivos de tensão superior, essa taxa é referenciada à uma tensão inferior especialmente designada como tensão de estabilidade cc do módulo [72], a qual foi utilizada no dimensionamento. Por exemplo, essa tensão é de 2,9 kV e 3,8 kV para módulos de 4,5 kV e 6,5 kV, respectivamente, ambos de fabricação da Infineon [74, 75].

Outro fator de especial importância em potências elevadas, como é o caso de análise do presente trabalho, é que a utilização do conversor de três níveis constitui uma boa proposição para redução do conteúdo harmônico de tensão e corrente na interface com o conversor, como indicado em [76] como motivação para uso de inversores 3L NPC. Contudo, essa topologia possui uma distribuição de perdas desigual entre as chaves que compõem uma mesma fase, o que limita a potência total a ser extraída do conversor, devido a chaves com temperatura mais crítica. Esse problema foi endereçado nas topologias ANPC [77] e NPP [78], onde, em ambos os casos, se consegue uma distribuição igualitária das perdas entre as chaves de uma mesma fase, sendo que no primeiro caso é necessário modificar o controle em relação ao de uma fase NPC, enquanto que no segundo o controle permanece o mesmo ao custo de lidar com as questões relacionadas ao uso de duas chaves em série.

Os barramentos cc de cada conversor, por sua vez, podem ser conectados em série, para maior tensão, em paralelo, para maior corrente, ou de forma individual, caso deseje-se

manter isolamento galvânico entre as duas partes. A ligação individual, importante para impedir a circulação de componentes de sequência zero, por exemplo, na alimentação de motores em enrolamentos abertos [79], na aplicação de armazenagem de energia pode constituir-se em um grande dificultador para garantir a divisão por igual da potência entre os secundários do transformador, a qual é condição necessária para uma eliminação quase que completa das ordens harmônicas desejadas nesse equipamento.

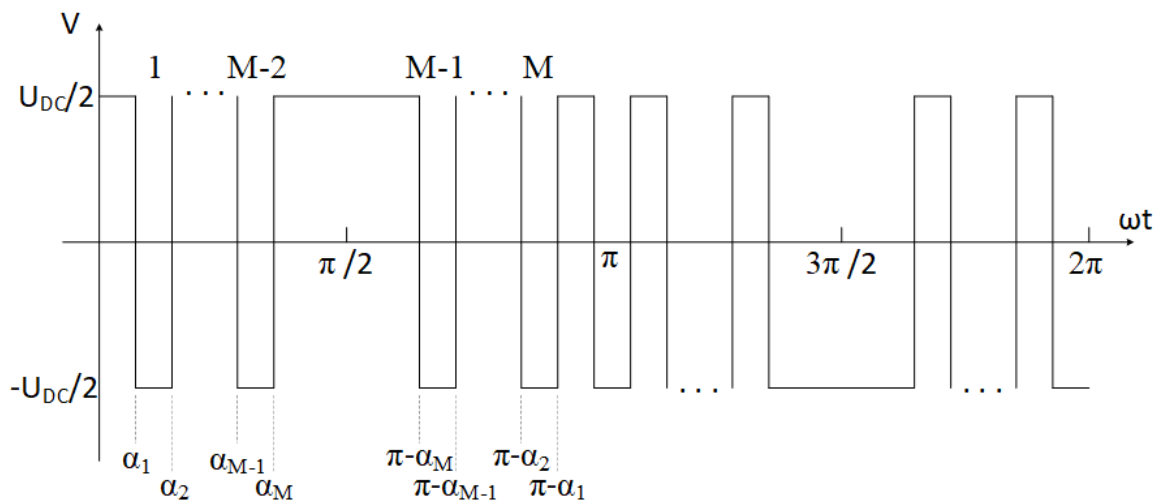
3.3 Eliminação Seletiva de Harmônicos

A técnica empregada para eliminação dos harmônicos na tensão de saída dos conversores de potência é a eliminação seletiva de harmônicos (SHE do inglês *Selective Harmonic Elimination*), a qual foi primeiramente definida em [80] para ambas aplicações, dois e três níveis, e expandida em [81] para o caso onde o controle da amplitude fundamental é requerido.

3.3.1 SHE PWM em conversores de 2 níveis

A Figura 3.2 indica a forma de onda generalizada para a tensão de saída de um VSC 2 níveis, onde pode ser visto que um padrão de cortes idênticos, porém de polaridade invertida, são gerados em cada semi-ciclo. Ao assumir simetria ímpar de quarto de onda⁵ para essas formas de onda, os coeficientes da série de Fourier (3.12)⁶ podem ser obtidos através de (3.13).

Figura 3.2 – Forma de onda generalizada da tensão de saída de um VSC 2 níveis



⁵ As condições para tal simetria são $f(-t) = -f(t)$ (simetria ímpar) e $f(t) = -f(t + \frac{T}{2})$ (simetria de meia onda).

⁶ O leitor atento irá notar uma diferença de notação entre os fatores multiplicando o cosseno e o seno, com relação à outras literaturas. Em [82], por exemplo, a_h é o fator multiplicando o cosseno e b_h é o fator multiplicando o seno. No presente trabalho foi adotada a mesma nomenclatura de [80, 81].

$$v(t) = F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} f_n(t) = \frac{1}{2}b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [b_n \cos(n\alpha) + a_n \sin(n\alpha)] \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{n_i \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n_i \alpha_k) \right] & \forall n_i \text{ ímpar} \\ a_n &= 0 & \forall n_i \text{ par} \\ b_n &= 0 & \forall n_i \end{aligned} \quad (3.13)$$

onde $0 < \alpha_1 < \alpha_2 \cdots < \alpha_M < \pi/2$, são os ângulos de comutação; n_i ($i = 1, 2, \dots, M$) correspondem as ordens harmônicas a serem controladas e/ou eliminadas; e M é o número de cortes na forma de onda.

Dessa forma, o conjunto de equações a serem resolvidos de forma a encontrar os ângulos de comutação está representado em (3.14), onde a definição de índice de modulação (m_i) adotada é descrita por (3.15) e (3.16), em função dos picos de tensão fundamental (V_{1m}) e de seis pulsos ($V_{1m6step}$), a qual corresponde à máxima tensão fundamental possível nos terminais de saída do conversor (operação a seis pulsos), e que depende da tensão total do barramento cc (V_{CC}).

$$\vec{f} = \begin{bmatrix} 1 & -2 \cos \alpha_1 & +2 \cos \alpha_2 & \cdots & +2(-1)^M \cos \alpha_M \\ 1 & -2 \cos(n_2 \alpha_1) & +2 \cos(n_2 \alpha_2) & \cdots & +2(-1)^M \cos(n_2 \alpha_M) \\ 1 & -2 \cos(n_3 \alpha_1) & +2 \cos(n_3 \alpha_2) & \cdots & +2(-1)^M \cos(n_3 \alpha_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 1 & -2 \cos(n_i \alpha_1) & +2 \cos(n_i \alpha_2) & \cdots & +2(-1)^M \cos(n_i \alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_i \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$m_i = \frac{V_{1m}}{V_{1m6step}} \quad (3.15)$$

$$V_{1m6step} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \quad (3.16)$$

Um desafio para a aplicação do SHE PWM continua sendo encontrar os ângulos de comutação em função das equações (3.14), as quais são não lineares e transcendentais. Vários métodos são propostos para resolver essas equações, os quais podem ser agrupados basicamente em três categorias: métodos numéricos, métodos de otimização heurística e métodos algébricos [83].

Métodos numéricos típicos são o de Newton-Raphson e o algoritmo de homotopia, enquanto que os algoritmos genéticos ou evolucionários são exemplos típicos de métodos de otimização heurística que fazem uma busca aleatória dos resultados. Em ambos os casos, tais métodos sofrem de uma necessidade de valores iniciais bem selecionados, sem os quais o problema pode não convergir, e, também, devido à natureza de convergência local dos algoritmos, apenas uma solução pode, em geral, ser encontrada, enquanto, na realidade, existem múltiplas soluções para a maioria dos índices de modulação [84]. Em [85], por exemplo, são apresentadas quatro soluções de SHE PWM 2 níveis com $M = 5$

para o mesmo índice de modulação e comparadas quanto às diferenças de magnitude dos harmônicos não eliminados.

Em [86] propõe-se, por outro lado, um método algébrico no qual as equações são convertidas em polinômios através das fórmulas de ângulo múltiplo, os quais tem seus graus reduzidos através da teoria de polinômios simétricos e, por fim, resolvidos através da utilização das bases de Groebner. Tal método algébrico tem a vantagem de encontrar todas as respostas possíveis para uma determinada combinação de ângulos e harmônicos eliminados, com a desvantagem de um custo computacional muito alto, que aumenta de forma mais que proporcional com o número de ângulos e a ordem dos harmônicos eliminados.

Como o método de Newton-Raphson, proposto originalmente em [80] e cujo algoritmo está ilustrado na Figura 3.3, apresenta bons resultados para conversores de 2 e 3 níveis, nos quais muitas soluções são contínuas em relação ao índice de modulação [83], esse foi inicialmente adotado para busca de soluções de 9 cortes específicas para a eliminação de harmônicos desejada⁷.

A cada iteração do algoritmo, faz-se necessário encontrar a solução da matriz Jacobiana (3.17), o que permite, por sua vez, realizar a linearização em torno da estimativa inicial de ângulos para a solução do problema (3.18), com o objetivo de se obter uma melhor estimativa para a próxima iteração utilizando (3.19). A obtenção da curva completa para todos os índices de modulação pode ser conseguida, mais rapidamente, através da repetição automática do algoritmo da Figura 3.3 durante toda a faixa de possíveis valores de m_i usando sempre como estimativa inicial para cada passo a solução do passo anterior. Isso é obtido com sucesso quando a solução dos ângulos é contínua.

$$\left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}} \right] = \begin{bmatrix} 2n_1 \sin(n_1 \alpha_1) & -2n_1 \sin(n_1 \alpha_2) & \cdots & +2n_1 (-1)^{M+1} \sin(n_1 \alpha_M) \\ 2n_2 \sin(n_2 \alpha_1) & -2n_2 \sin(n_2 \alpha_2) & \cdots & +2n_2 (-1)^{M+1} \sin(n_2 \alpha_M) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 2n_M \sin(n_M \alpha_1) & -2n_M \sin(n_M \alpha_2) & \cdots & +2n_M (-1)^{M+1} \sin(n_M \alpha_M) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

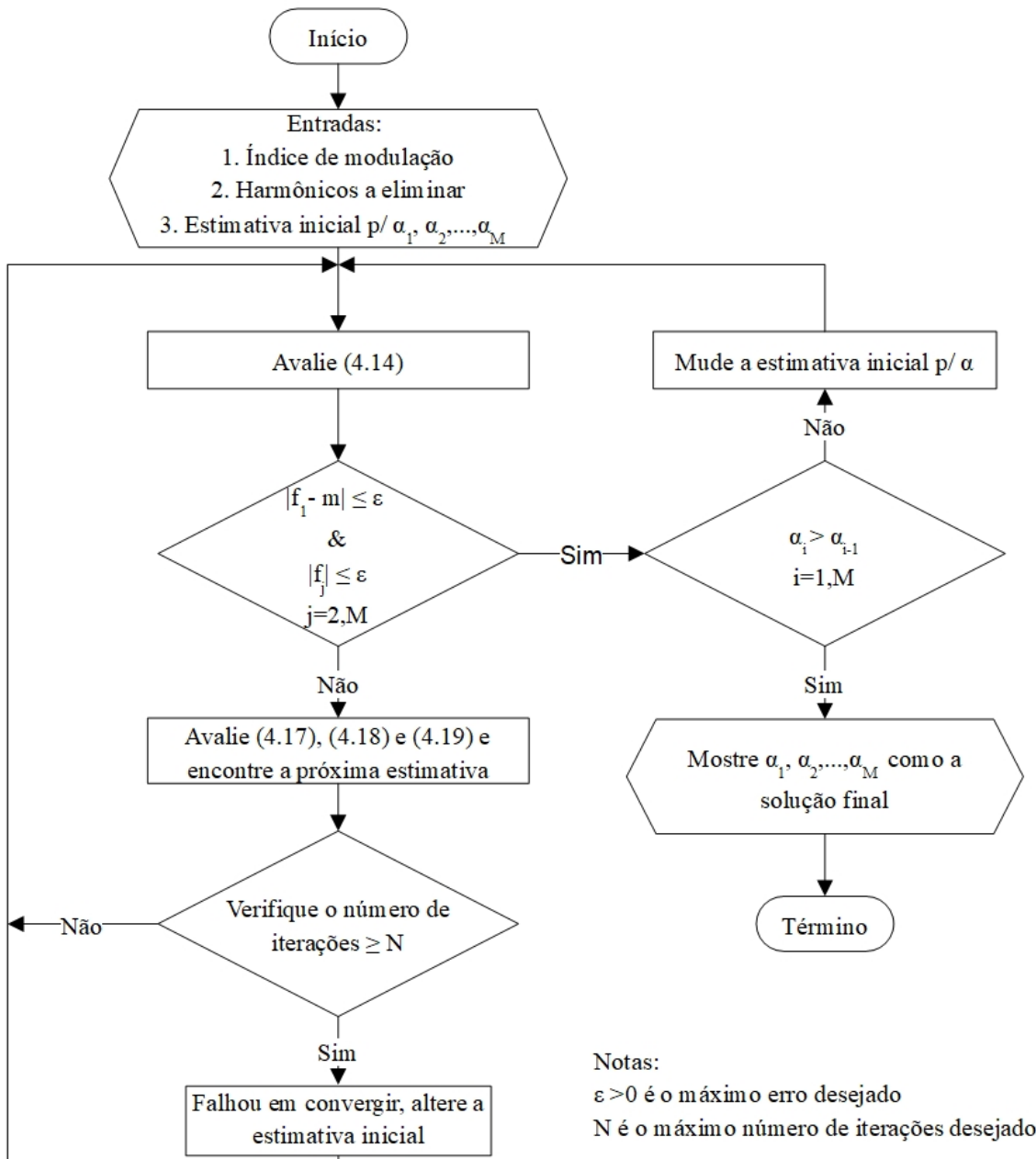
$$\vec{f}^0 + \left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}} \right]^0 \cdot d\vec{\alpha} = 0 \quad (3.18)$$

$$\vec{\alpha}^1 = \vec{\alpha}^0 + d\vec{\alpha} \quad (3.19)$$

Dois conjuntos de ângulos foram obtidos através de tal algoritmo. Na Figura 3.4 é apresentado um conjunto de ângulos mais próximos de uma relação linear em toda a extensão de índices de modulação, o que pode facilitar implementação computacional. Os

⁷ De fato, existe um trabalho em andamento por parte do autor para utilizar o algoritmo aritmético baseado em polinômios simétricos elementares e bases de Groebner [84, 86], contudo foi encontrada uma limitação inerente, aparentemente, às funções internas aos softwares utilizados. Mais detalhes podem ser vistos no Apêndice B.

Figura 3.3 – Algoritmo para solução numérica de (3.14)



ângulos apresentados na [Figura 3.5](#) foram encontrados para toda a região de modulação não impondo limitação conceitual para funcionamento em regime de afundamentos de tensão, além de terem sido alcançado valores até o índice de modulação 0,978, resultando em um aproveitamento cerca de 7,8 % maior do barramento cc do que o método SVPWM em sua região linear de modulação. Mesmo na região I de sobremodulação, que já não possui a dinâmica necessária ao controle de corrente, o máximo índice de modulação do SVPWM é 0,952 [87].

Figura 3.4 – Ângulos de comutação para VSCs 2L aplicados ao FPVU - Versão 1

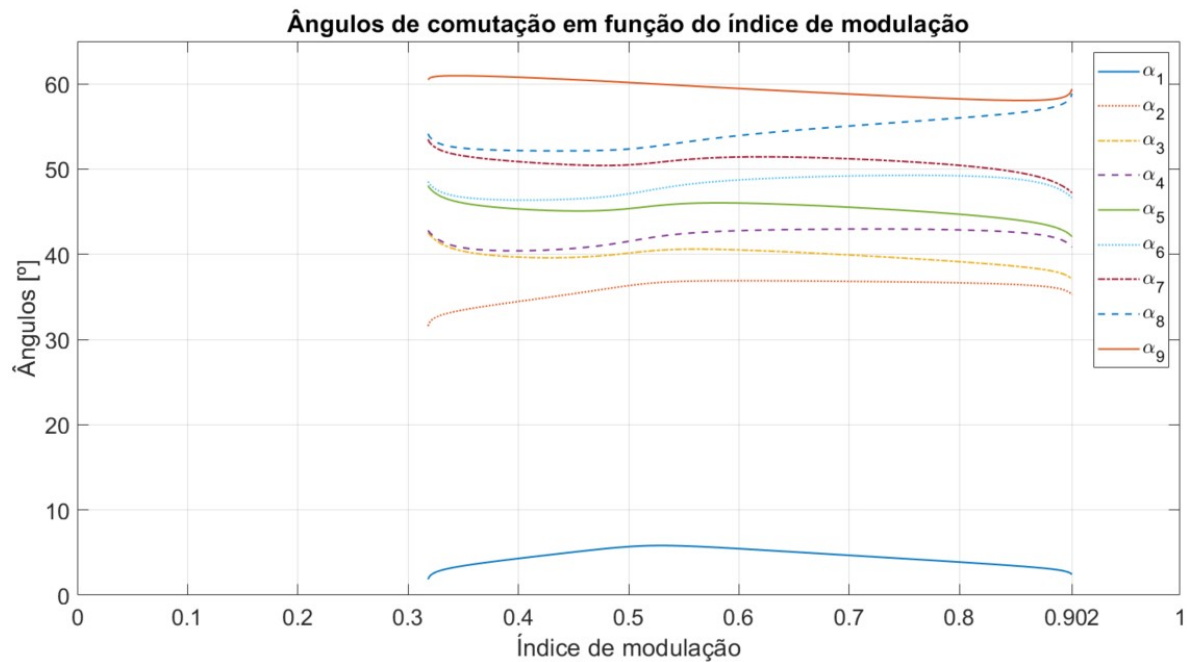
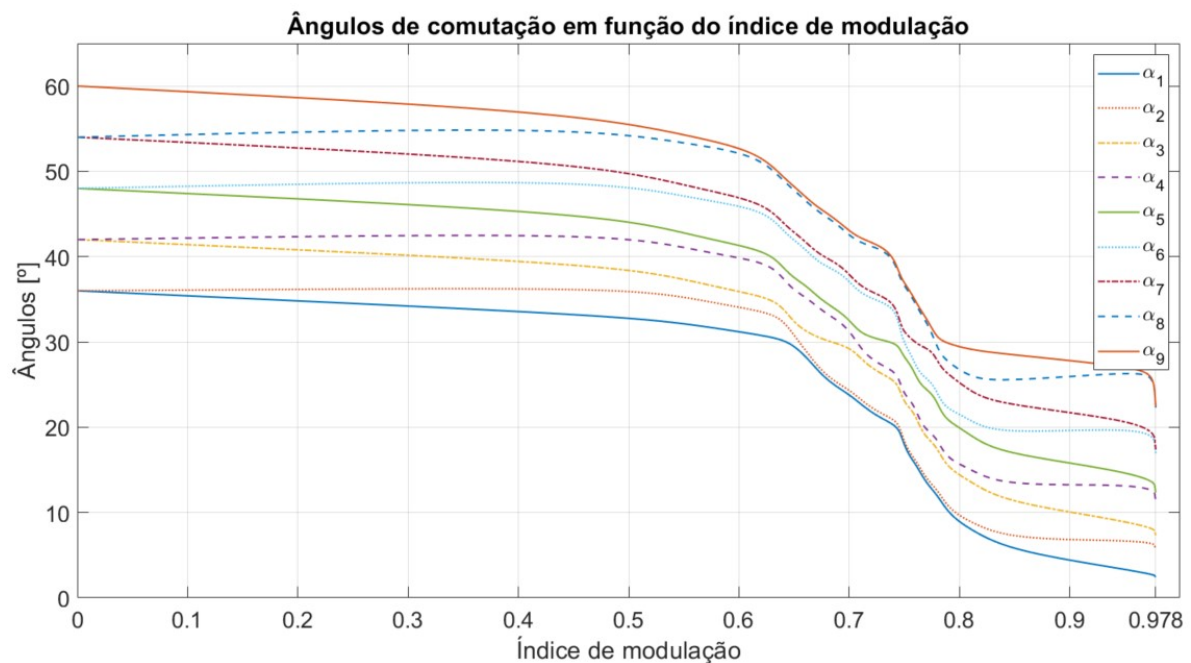


Figura 3.5 – Ângulos de comutação para VSCs 2L aplicados ao FPVU - Versão 2



Os dados encontrados devem ser armazenados numa tabela de consulta (*look-up table*). Com o objetivo de diminuir a quantidade de dados armazenados, em [60] é proposta a utilização do coeficiente de correlação linear produto-momento, mostrado em (3.20), o qual apresenta módulo unitário para uma relação perfeitamente linear e nulo para o caso

de nenhuma correlação entre as amostras [88]. Com esse método, é possível aproximar as curvas obtidas por vários segmentos de retas e obter uma redução significativa do número de pontos.

$$r = \frac{\sum_{a=1}^b (m_{i_a} - \bar{m}_i) (\alpha_a - \bar{\alpha})}{\sqrt{\sum_{a=1}^b (m_{i_a} - \bar{m}_i)^2} \sqrt{\sum_{a=1}^b (\alpha_a - \bar{\alpha})^2}} \quad (3.20)$$

onde b , \bar{m}_i e $\bar{\alpha}$ correspondem, respectivamente, a quantidade total de pontos amostrados, e aos valores médios do índice de modulação e do ângulo de chaveamento no intervalo de interesse.

De posse da tabela final com os valores dos ângulos em função do índice de modulação, o modulador SHE PWM da Figura 3.6 foi implementado, onde o módulo do vetor espacial de referência é utilizado para cálculo do índice de modulação, o qual, por sua vez, é utilizado para buscar os valores apropriados de ângulos de comutação na tabela de consulta. Ao mesmo tempo, uma forma de onda triangular, cuja amplitude corresponde ao ângulo de 90° , é gerada com mesmo ângulo de fase do vetor de tensão, a qual, quando comparada com os ângulos oriundos da tabela, gera os sinais de disparos das chaves, como ilustrado na Figura 3.7.

Como resultado dessa implementação, a frequência de chaveamento equivalente do SHE PWM de 2 níveis pode ser expressa por (3.21), de onde se obtêm como resultado uma frequência de $1,14 \text{ kHz}$ para um PWM de 9 cortes e 60 Hz de frequência fundamental (caso do FPVU de 2 níveis).

$$f_{sw} = (2M + 1)f_1 \quad (3.21)$$

onde f_1 é a frequência fundamental.

Figura 3.6 – Modulador SHE PWM

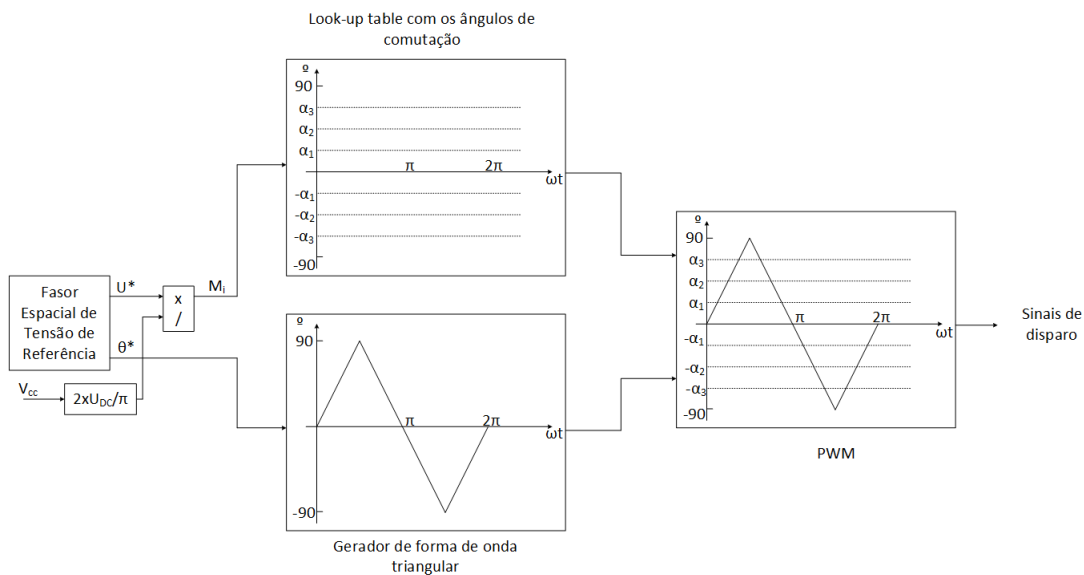
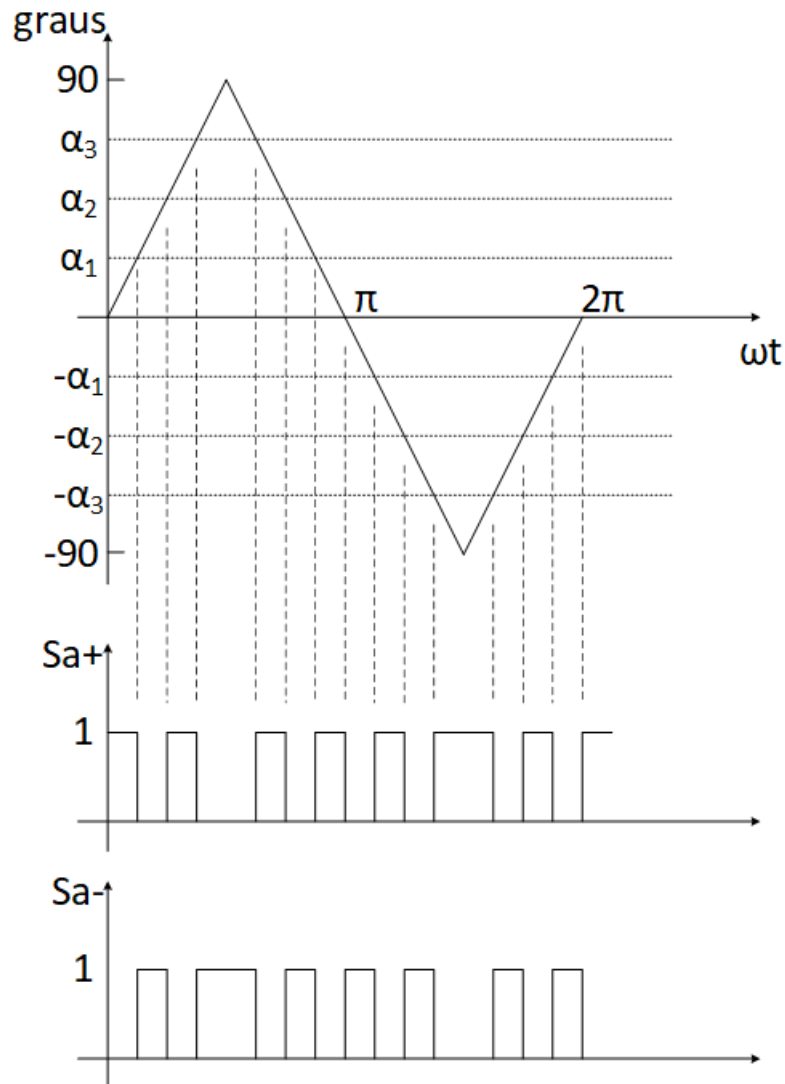


Figura 3.7 – Geração dos sinais de disparo para um VSC 2 níveis



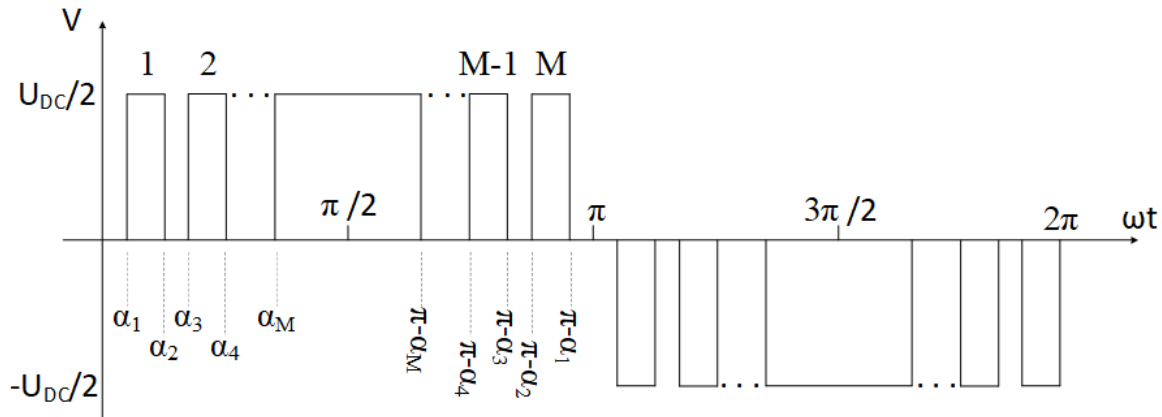
3.3.2 SHE PWM em conversores de 3 níveis

Para o caso de conversores de três níveis, a forma de onda generalizada da tensão por fase está representada na [Figura 3.8](#), na qual pode-se observar que existe, em cada semi-ciclo, um padrão idêntico de M pulsos, porém de polaridade invertida entre si.

O algoritmo para cálculo dos ângulos é o mesmo apresentado na [subseção 3.3.1](#), com a diferença de que os coeficientes da série de Fourier e o conjunto de equações a serem resolvidas são agora dados por (3.22) e (3.23), respectivamente. Obviamente, a matriz Jacobiana utilizada no método de Newton também deve ser alterada conforme apresentado em (3.24).

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{4}{n_i \pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos(n_i \alpha_k) \quad \forall \quad n_i \quad \text{ímpar} \\
 a_n &= 0 \quad \forall \quad n_i \quad \text{par} \\
 b_n &= 0 \quad \forall \quad n_i
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Figura 3.8 – Forma de onda generalizada da tensão de saída de um VSC 3 níveis



$$\vec{f} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & -\cos \alpha_2 & \cdots & +(-1)^{M+1} \cos \alpha_M \\ \cos(n_2 \alpha_1) & -\cos(n_2 \alpha_2) & \cdots & +(-1)^{M+1} \cos(n_2 \alpha_M) \\ \cos(n_3 \alpha_1) & -\cos(n_3 \alpha_2) & \cdots & +(-1)^{M+1} \cos(n_3 \alpha_M) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \cos(n_i \alpha_1) & -\cos(n_i \alpha_2) & \cdots & +(-1)^{M+1} \cos(n_i \alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_i \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$\left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}} \right] = \begin{bmatrix} -n_1 \sin(n_1 \alpha_1) & +n_1 \sin(n_1 \alpha_2) & \cdots & +n_1 (-1)^M \sin(n_1 \alpha_M) \\ -n_2 \sin(n_2 \alpha_1) & +n_2 \sin(n_2 \alpha_2) & \cdots & +n_2 (-1)^M \sin(n_2 \alpha_M) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ -n_M \sin(n_M \alpha_1) & +n_M \sin(n_M \alpha_2) & \cdots & +n_M (-1)^M \sin(n_M \alpha_M) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

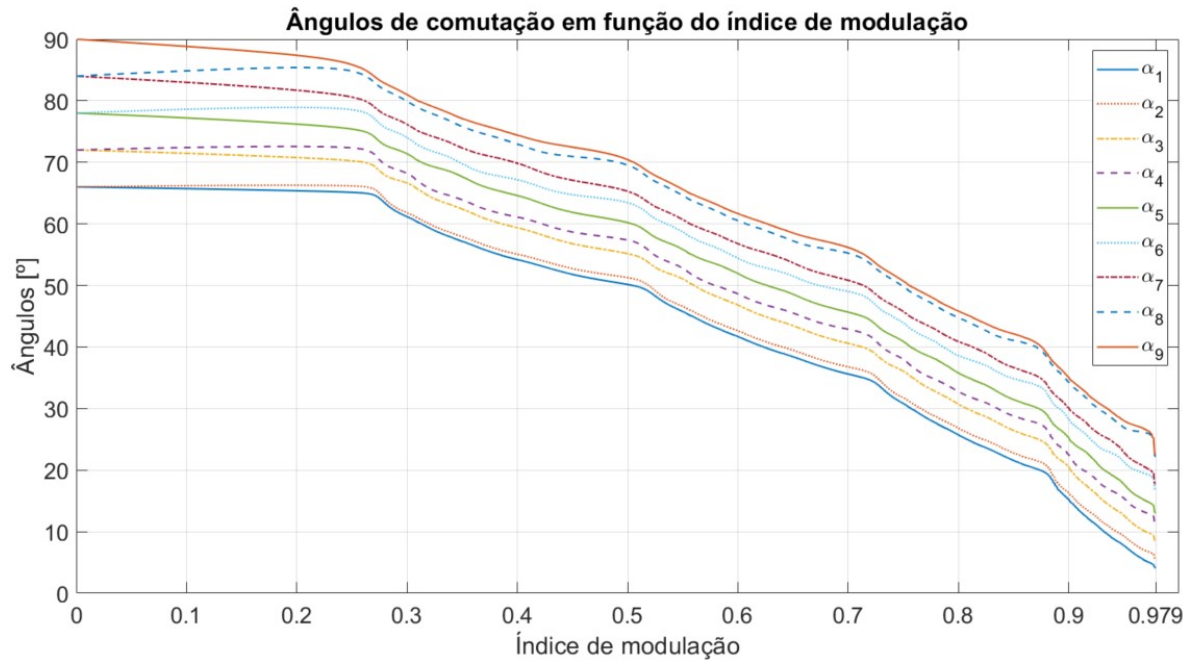
O resultado dos ângulos calculados através desse procedimento estão apresentados na [Figura 3.9](#), de onde pode-se verificar que foram encontradas soluções para índices de modulação de 0 a 0,979, o que representa uma melhoria aproximada de 8 % na utilização do barramento cc em relação ao máximo conseguido com o PWM de vetor espacial na região linear ($m = 0,907$) [87].

O modulador utilizado também possui a mesma estrutura do apresentado na [subseção 3.3.1](#), com a diferença que os sinais de disparos das chaves são, desta feita, obtidos conforme ilustrado na [Figura 3.10](#). A frequência de chaveamento resultante⁸, calculada por (3.25), é de 1,08kHz para a fundamental de 60 Hz, a qual pode impor ainda certa limitação com alguns dispositivos semicondutores de alta tensão baseados em silício (Si), particularmente, para módulos de 6,5 kV Si-IGBT/Si-PiN Diodo.

$$f_{sw} = 2Mf_1 \quad (3.25)$$

⁸ Nesse ponto, o autor refere-se a frequência de chaveamento equivalente por fase, e não por dispositivo. Essa última dependerá também da topologia do conversor 3 níveis, podendo ser diferente entre chaves do mesmo braço, como é o caso da topologia NPC [89].

Figura 3.9 – Ângulos de comutação para VSCs 3L aplicados ao FPVU

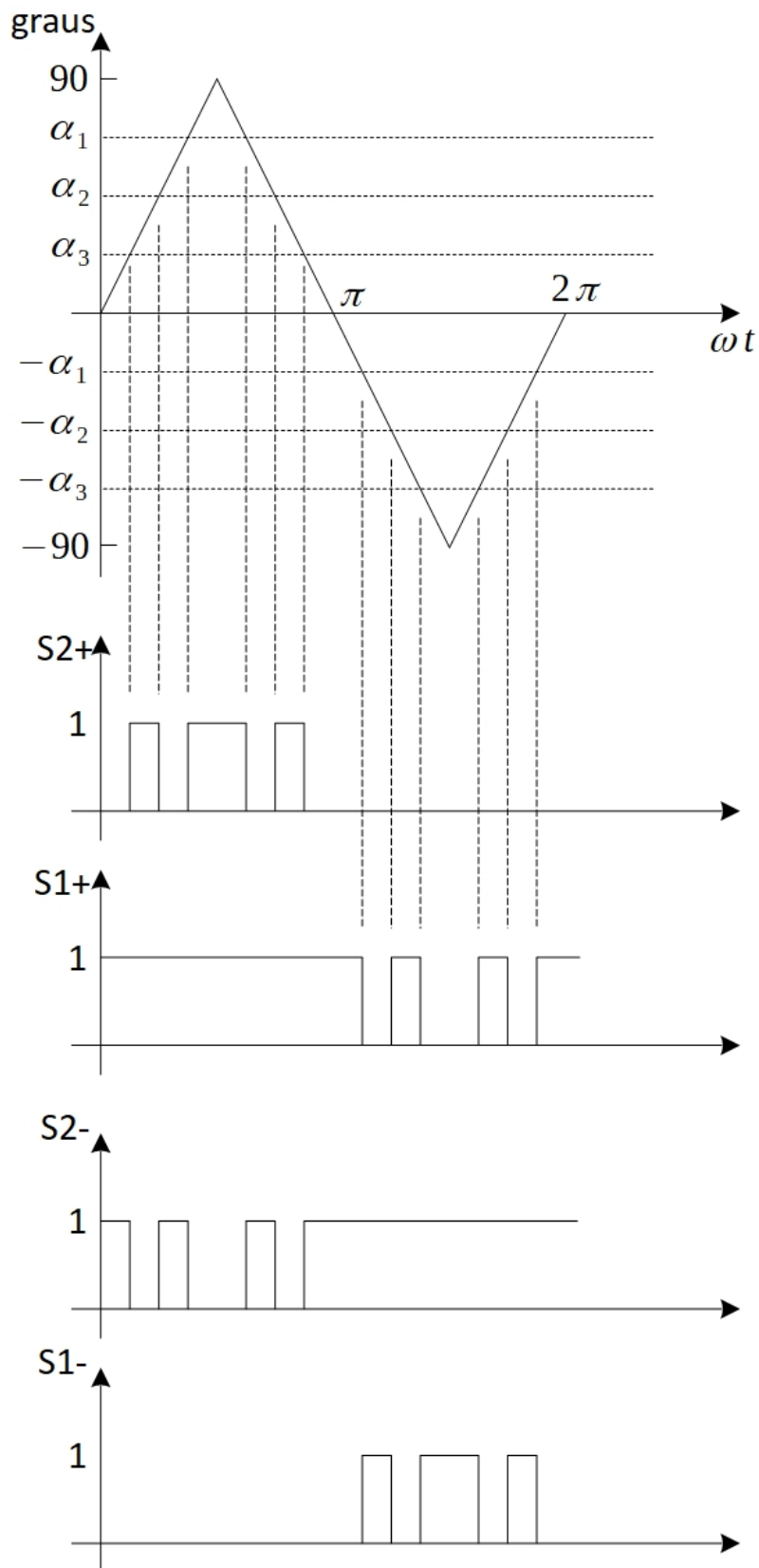


A próxima geração de dispositivos semicondutores de banda larga baseados em carbeto de silício (SiC) pode estender a faixa de tensões para aplicação do conversor FPVU bem como aumentar a sua densidade de potência. O diodo de barreira Schottky SiC usado num módulo composto 6,5 kV Si-IGBT/SiC Diodo reduz fortemente as perdas por recuperação reversa e por ligamento, as quais são responsáveis por 40 a 60 % das perdas em conversores de MT baseados em dispositivos de silício [90]. Esta combinação pode resultar em excelentes densidades de potência para o conversor FPVU tanto em configurações 2 níveis, quanto em três níveis.

A [Mitsubishi Electric](#) anunciou um novo módulo de potência *Full-SiC* composto de SiC-MOSFET/SiC-Diodo para tensões até 6,5 kV que, comparado com um módulo Si-IGBT/Si-Diodo, possui uma densidade de potência 80 % maior com apenas um terço das perdas para frequência de chaveamento 4 vezes maior [91]. Este tipo de dispositivo também poderia ser utilizado para um conversor FPVU com baixo requisito de sistema de refrigeração e/ou densidade de potência elevada.

Outros dispositivos de alta tensão baseados em SiC, como o módulo de 10 kV SiC-MOSFET/SiC-Diodo [90] e o módulo de 15 kV n-IGBT [92] podem tornar possível a utilização de conversores FPVU de 2 ou 3 níveis em maiores valores de tensão com eficiências e densidades de potência elevadas.

Figura 3.10 – Geração dos sinais de disparo para um VSC 3 níveis NPC



3.3.3 Harmônicos não-eliminados da tensão chaveada

De posse dos ângulos calculados nas Figuras 3.4, 3.5 e 3.9, é possível obter o valor dos harmônicos não eliminados na tensão de um dos conversores que compõem a tecnologia através do uso de (3.14) e (3.23). Os resultados estão apresentados nas Figuras 3.11 a 3.13 para os dois conjuntos de ângulos calculados para o 2L VSC e para os ângulos do 3L VSC. Os valores da tensão harmônica (V_h) estão normalizados em relação à tensão do barramento cc de cada conversor na configuração FPVU.

Entre as duas opções para conversores de dois níveis, é possível observar que na maior parte da região de modulação os harmônicos de baixa ordem (5^o e 7^o, mais notadamente) são menores para o segundo conjunto de ângulos do que para o primeiro, somando-se a faixa completa de índices de modulação e ao maior aproveitamento do barramento cc como mais uma vantagem do segundo conjunto.

Os harmônicos não eliminados teóricos da versão 3 níveis do conversor FPVU possuem amplitudes substancialmente menores do que sua contraparte 2 níveis, o que implica numa vantagem do uso desta topologia.

Por fim, é possível verificar em especial nas Figuras 3.12 e 3.13 que existem valores de índice de modulação próximos a região de maior aproveitamento do barramento cc que produzem um valor muito reduzido ou até nulo dos harmônicos de baixa ordem. Essa propriedade pode ser explorada em aplicações que permitam flexibilidade na escolha do valor da tensão do barramento cc.

Figura 3.11 – Harmônicos não eliminados no conversor para 2L VSC - Conjunto 1 (até a 50^a ordem)

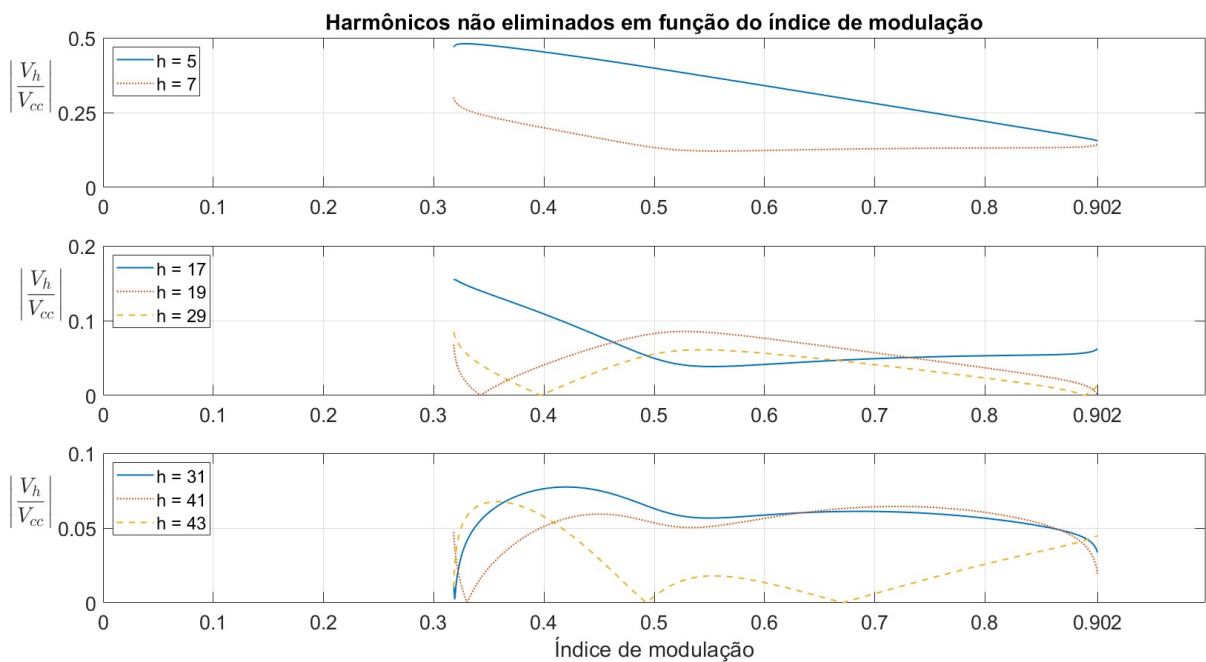


Figura 3.12 – Harmônicos não eliminados no conversor para 2L VSC - Conjunto 2 (até a 50^a ordem)

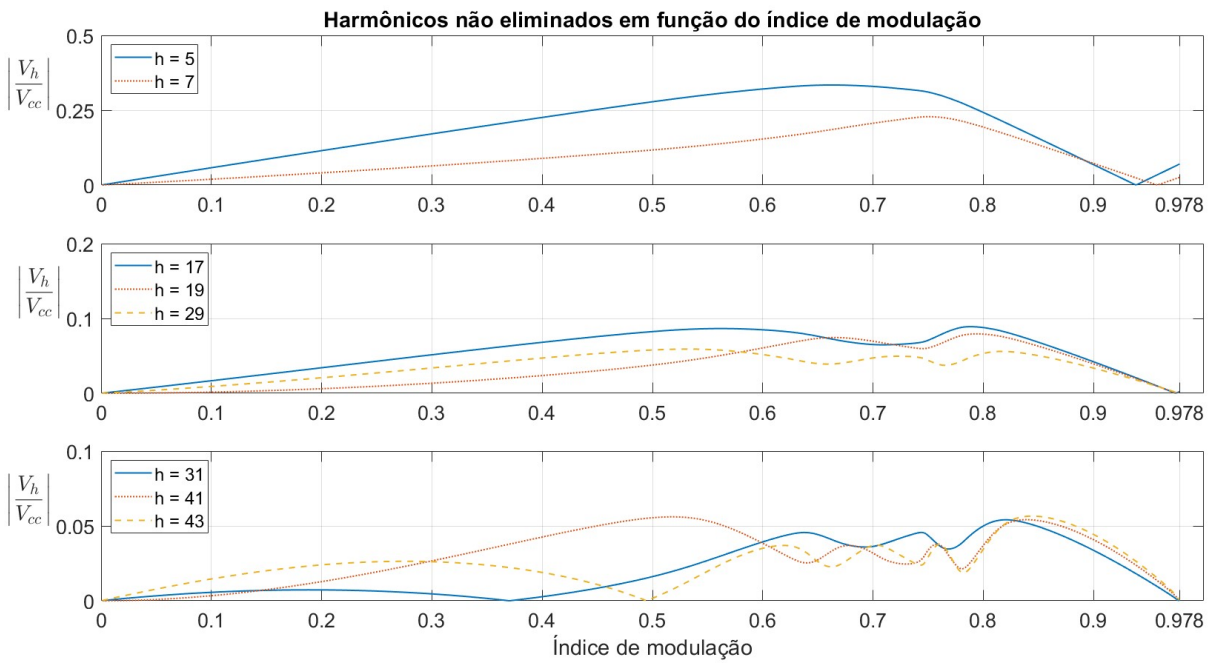
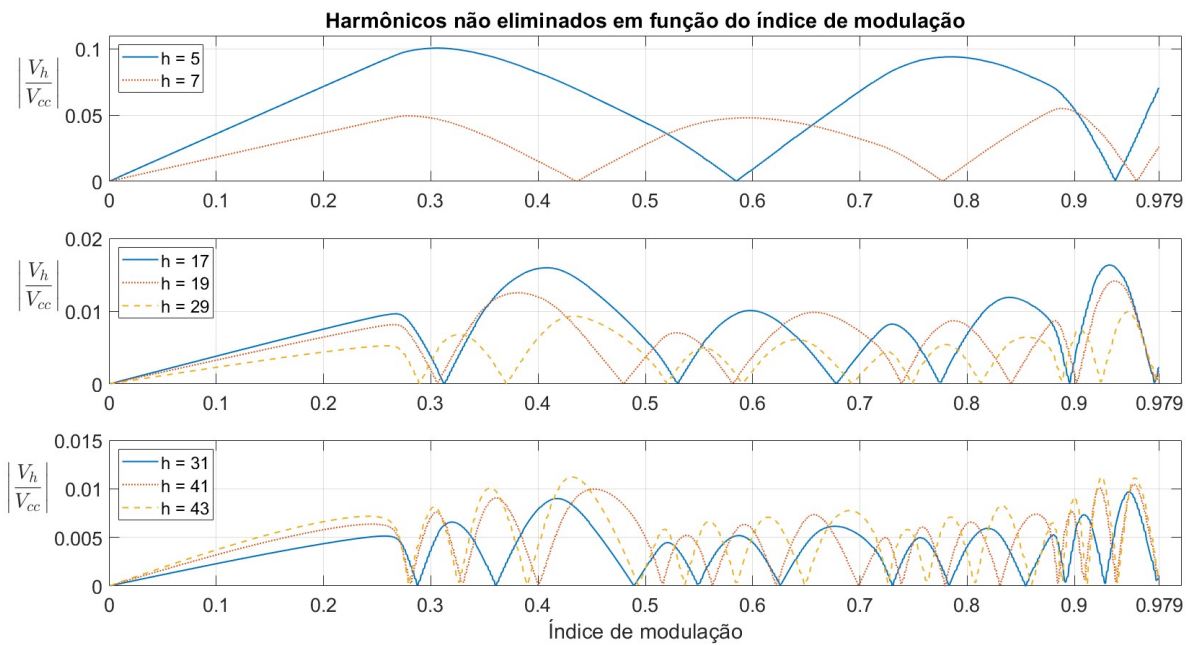


Figura 3.13 – Harmônicos não eliminados no conversor para 3L VSC (até a 50^a ordem)



3.4 O transformador de três enrolamentos e o cancelamento de harmônicos

3.4.1 Abordagem convencional

O cancelamento de harmônicos em transformadores com defasagem de 30° entre si é utilizado em aplicações de retificadores passivos ou controlados 12 pulsos desde as décadas de 70 e 80 [93, 94]. Desde então, sempre que este sistema é mencionado seja em literatura de eletrônica de potência [46, 95, 96], qualidade de energia [17] ou de aplicações diversas [97], a abordagem adotada segue as seguintes premissas [82]:

- O barramento cc é suficientemente indutivo de forma que possa ser considerado como uma fonte de corrente;
- O cancelamento se dá pela composição das correntes no lado da conexão com a rede elétrica.

Abordado o problema dessa maneira, o circuito da [Figura 3.14](#) produz correntes em seus secundários (i_{abcs_1}) conforme [Figura 3.15](#). As correntes i_{abcs_2} possuem a mesma forma de onda, porém com uma defasagem de 30° em relação as primeiras. A decomposição de i_{as_1} de acordo com a série de Fourier resulta em (3.26).

$$i_{as_1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{dc} \left[\sin(\theta) - \frac{1}{5} \sin(5\theta) - \frac{1}{7} \sin(7\theta) + \frac{1}{11} \sin(11\theta) + \frac{1}{13} \sin(13\theta) + \dots \right] \quad (3.26)$$

onde $\theta = \omega t$ é o ângulo da tensão da rede.

A corrente de linha no enrolamento em triângulo (i_{a_2}) pode ser obtida através da [Figura 3.16](#). O resultado da decomposição por Fourier é dado por (3.27).

$$i_{a_2} = \frac{2\sqrt{3}}{2N\pi} I_{dc} \left[\sin(\theta) + \frac{1}{5} \sin(5\theta) + \frac{1}{7} \sin(7\theta) + \frac{1}{11} \sin(11\theta) + \frac{1}{13} \sin(13\theta) + \dots \right] \quad (3.27)$$

A corrente resultante no primário pode ser obtida agora pela simples soma das correntes i_{a_1} e i_{a_2} , conforme (3.28) e [Figura 3.17](#). Fica evidente uma forma de onda mais próxima da senoidal através da eliminação dos harmônicos de ordem $6k \pm 1$ para todo k inteiro e ímpar.

$$i_a = i_{a_1} + i_{a_2} = \frac{2\sqrt{3}}{N\pi} I_{dc} \left[\sin(\theta) + \frac{1}{11} \sin(11\theta) + \frac{1}{13} \sin(13\theta) + \dots \right] \quad (3.28)$$

onde N é a razão de transformação desejada.

A análise até aqui apresentada representa fielmente o fenômeno físico que ocorre quando dois transformadores são utilizados para realizar a conexão de 12 pulsos. Neste caso, as correntes (ou tensões) harmônicas nos secundários produzem fluxos harmônicos, que induzem correntes (ou tensões) harmônicas no primário, onde a composição destas

correntes distorcidas produz o cancelamento no nó de conexão dos transformadores com a rede elétrica. Esta capacidade pode, inclusive, ser utilizada para prover mitigação de harmônicos de fontes diferentes conectadas ao mesmo sistema elétrico.

Contudo, tal análise não representa com exatidão o fenômeno que ocorre em transformadores de três enrolamentos, onde os enrolamentos dos dois secundários (e do primário) estão instalados na mesma culatra, não importando serem esses transformadores de núcleo envolvido ou núcleo envolvente.

Figura 3.14 – Um possível arranjo de conversor de 12 pulsos.

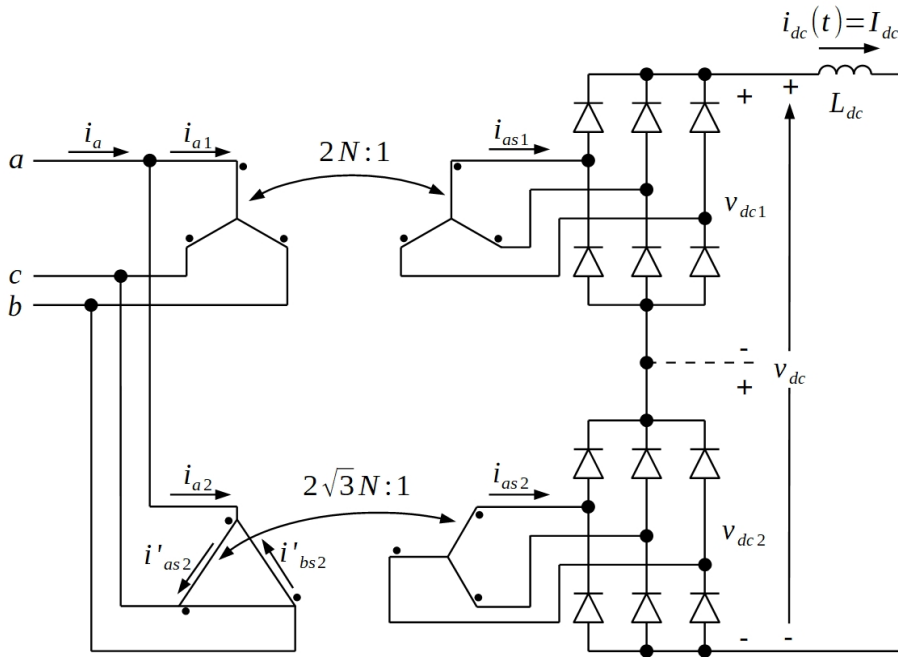


Figura 3.15 – Correntes nos secundários dos transformadores.

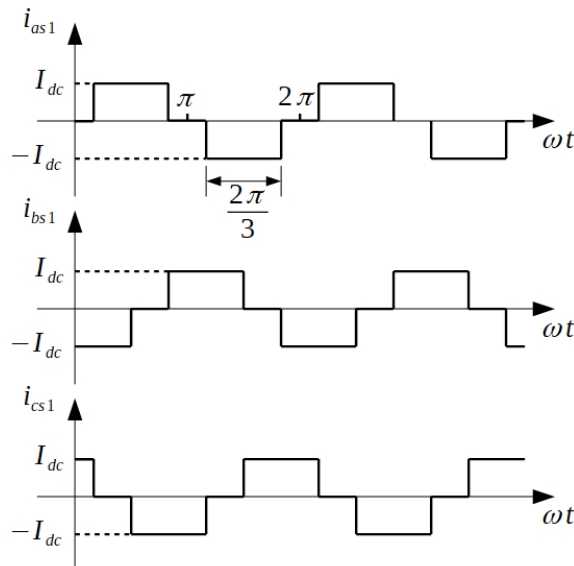


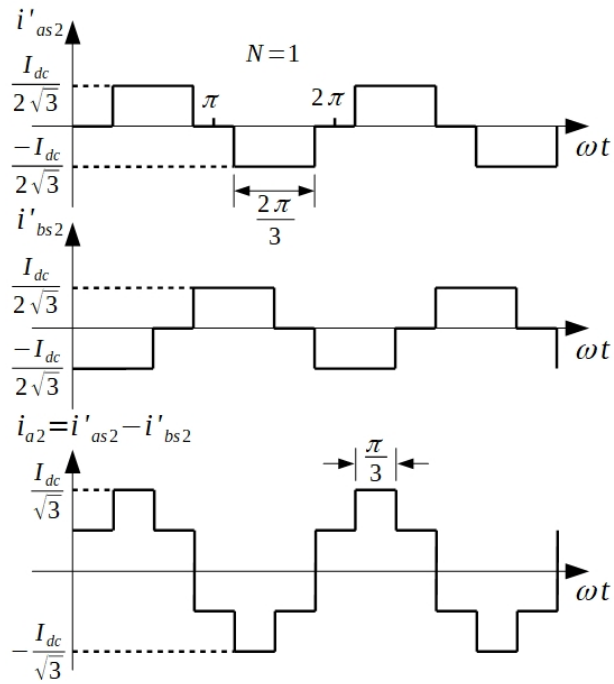
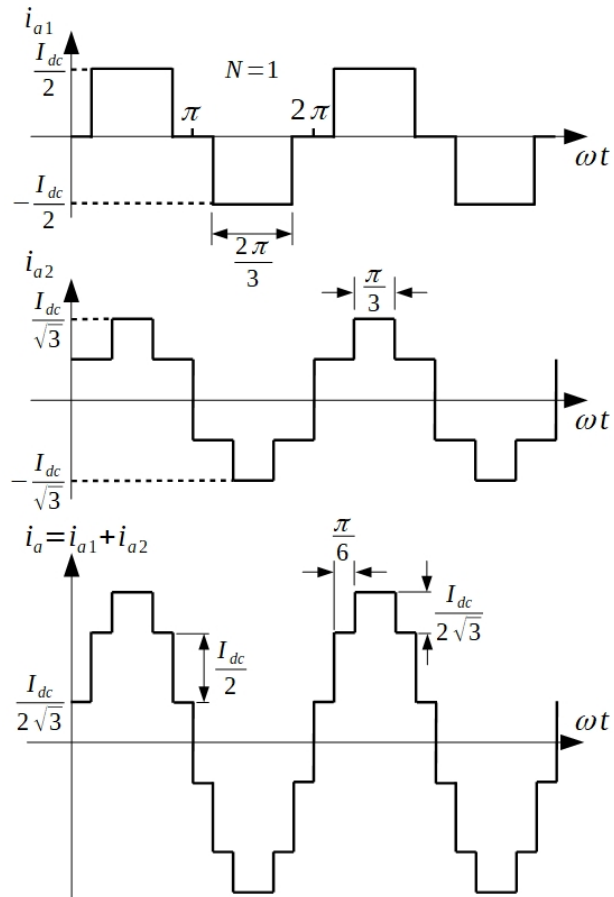
Figura 3.16 – Composição da corrente que circula em uma das fases do Δ .

Figura 3.17 – Composição da corrente na conexão com a rede.



3.4.2 Abordagem para transformadores com múltiplos enrolamentos

A análise apresentada na seção anterior apresentará resultados satisfatórios do ponto de vista do sistema elétrico não importando o tipo ou quantidade de transformadores adotados. Contudo, ela não representa o fenômeno físico real em transformadores multi-enrolamentos cujos enrolamentos de cada fase dos secundários estão instalados na mesma culatra do núcleo magnético. No caso de tais transformadores, o cancelamento de harmônicos se dá no campo magnético, como apresentado a seguir.

Além disso, para tratar com maior fidelidade o comportamento do conversor FPVU, composto por conversores trifásicos do tipo *fonte de tensão* – como a maioria dos conversores encontrados na prática – a abordagem da presente seção se dará a partir das tensões harmônicas aplicadas por tais conversores. O ponto de partida da análise é o transformador trifásico de núcleo envolvido compostos por três enrolamentos, um primário e dois secundários, cujo circuito é representado pela [Figura 3.18](#).

A [Figura 3.19](#), por sua vez, apresenta a seção transversal do núcleo bem como o seu circuito magnético equivalente. Como as bobinas de uma mesma fase estão na mesma culatra ([Figura 3.19 \(a\)](#)), as suas forças magnetomotrizes aparecem em série no circuito magnético equivalente ([Figura 3.19 \(b\)](#)).

Figura 3.18 – Circuito de um transformador trifásico de três enrolamentos

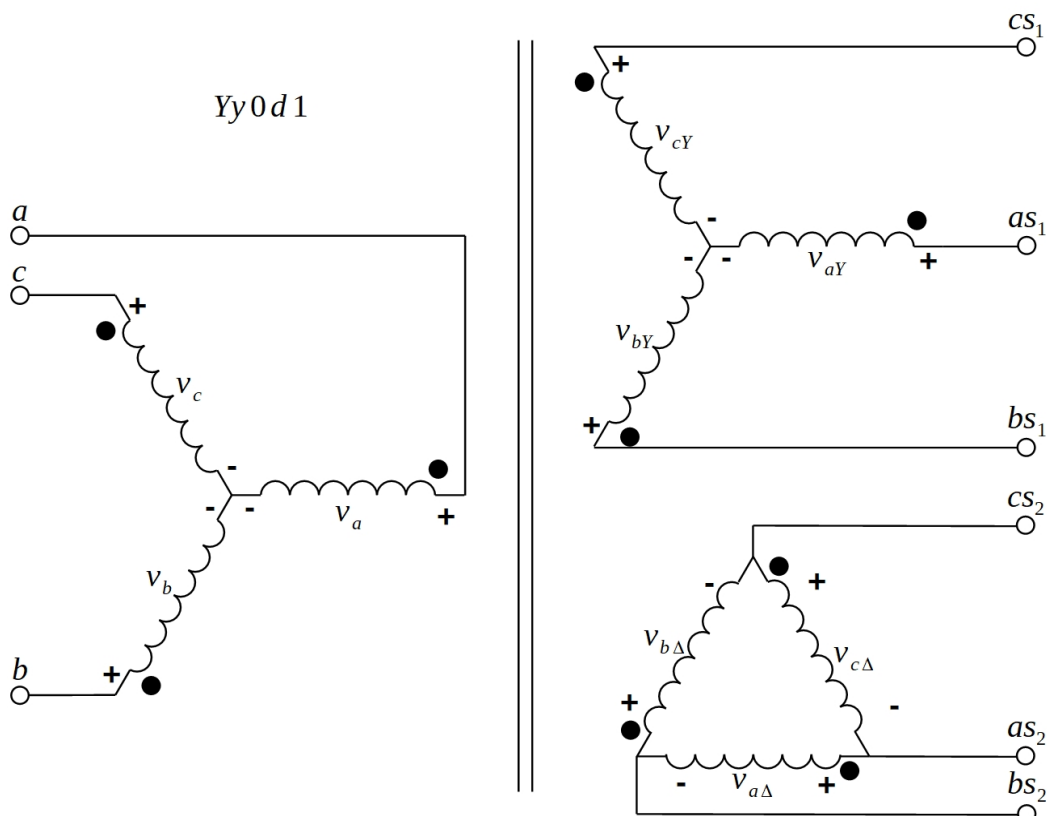
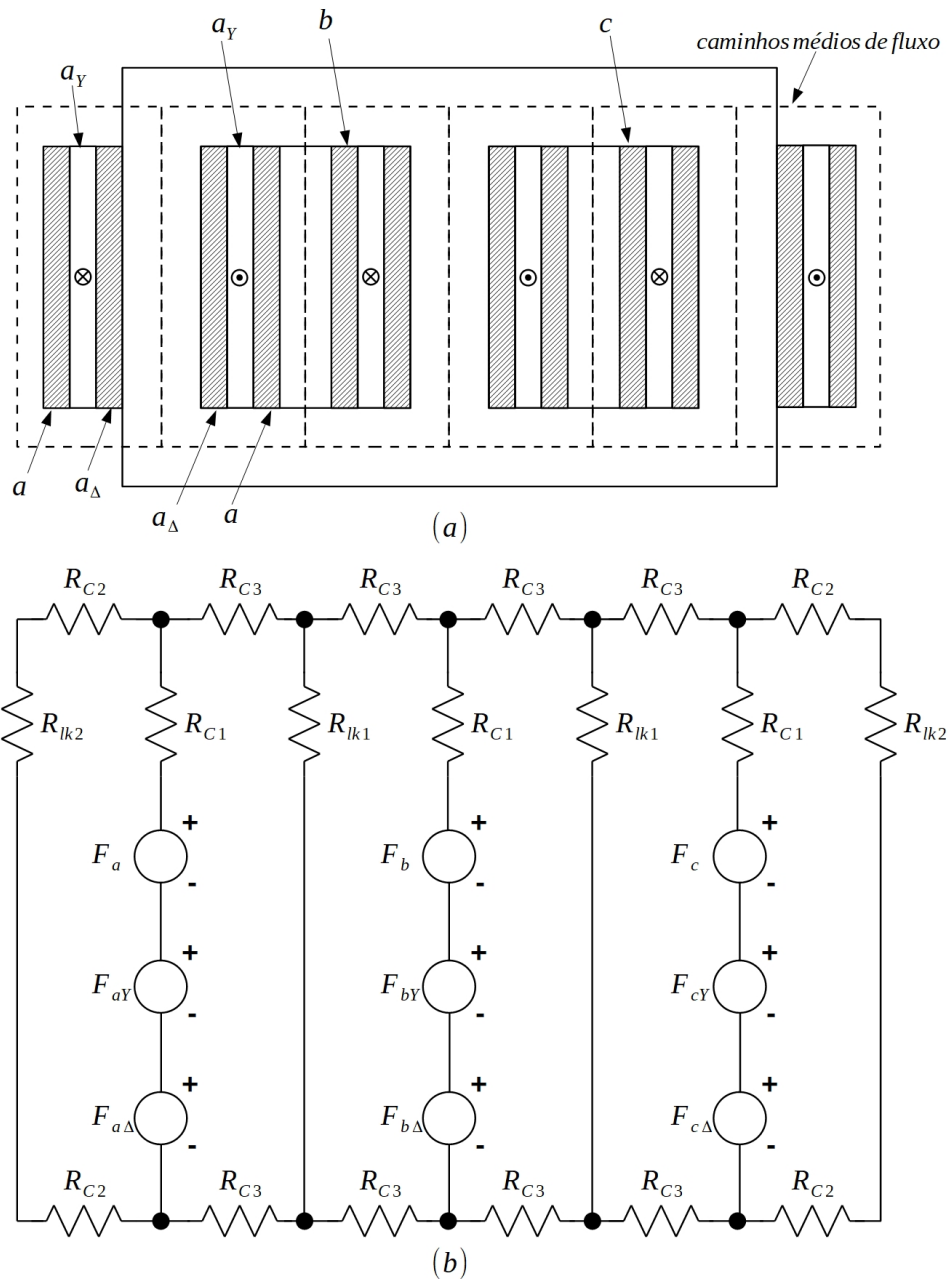


Figura 3.19 – Transformador trifásico de núcleo envolvido. (a) Seção Transversal. (b) Circuito magnético equivalente.



Agora aplique-se tensões harmônicas nos secundários em estrela e em triângulo conforme (3.29) e (3.30), respectivamente, as quais respeitam as defasagens construtivas entre fases e entre secundários.

$$\begin{aligned}
 v_{as_1} &= V_{h_Y} \cos [(6k \pm 1) \omega t] \\
 v_{bs_1} &= V_{h_Y} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t - (6k \pm 1) \frac{2\pi}{3} \right] \\
 v_{cs_1} &= V_{h_Y} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t + (6k \pm 1) \frac{2\pi}{3} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.29}$$

$$\begin{aligned}
v_{as_2} &= V_{h_\Delta} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t - (6k \pm 1) \frac{\pi}{6} \right] \\
v_{bs_2} &= V_{h_\Delta} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t - (6k \pm 1) \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \right] \\
v_{cs_2} &= V_{h_\Delta} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t + (6k \pm 1) \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \right]
\end{aligned} \tag{3.30}$$

onde V_{h_Y} e V_{h_Δ} são as amplitudes das harmônicas de ordem $6k \pm 1$ aplicadas aos secundários em estrela e triângulo, respectivamente.

Como o interesse da presente análise é tão somente no comportamento dos harmônicos de ordem $6k \pm 1$, onde k é ímpar (os harmônicos onde k é par, são os não cancelados pelo transformador: 11, 13, 23, 25, ...), (3.29) pode ser reduzida à (3.31).

$$\begin{aligned}
v_{as_1} &= V_{h_Y} \cos [(6k \pm 1) \omega t] & \forall & k \\
v_{bs_1} &= V_{h_Y} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t \mp \frac{2\pi}{3} \right] & \forall & k \text{ ímpar} \\
v_{cs_1} &= V_{h_Y} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t \pm \frac{2\pi}{3} \right] & \forall & k \text{ ímpar}
\end{aligned} \tag{3.31}$$

As tensões nos enrolamentos do secundário em triângulo são dadas por (3.32).

$$\begin{aligned}
v_{a_\Delta} &= v_{as_2} - v_{bs_2} \\
v_{b_\Delta} &= v_{bs_2} - v_{cs_2} \\
v_{c_\Delta} &= v_{cs_2} - v_{as_2}
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Substituindo (3.30) em (3.32), obtêm-se as tensões de enrolamento do triângulo conforme (3.33). Os passos intermediários deste cálculo são mais facilmente entendidos através dos diagramas fasoriais da Figura 3.20.

$$\begin{aligned}
v_{a_\Delta} &= \sqrt{3} V_{h_\Delta} \cos [(6k \pm 1) \omega t - \pi] & \forall & k \text{ ímpar} \\
v_{b_\Delta} &= \sqrt{3} V_{h_\Delta} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t \pm \frac{\pi}{3} \right] & \forall & k \text{ ímpar} \\
v_{c_\Delta} &= \sqrt{3} V_{h_\Delta} \cos \left[(6k \pm 1) \omega t \mp \frac{\pi}{3} \right] & \forall & k \text{ ímpar}
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Desprezando-se a contribuição da queda de tensão na resistência dos enrolamentos do transformador, o fluxo concatenado (λ) por um dado enrolamento relaciona-se com a tensão aplicada sobre esse por (3.34):

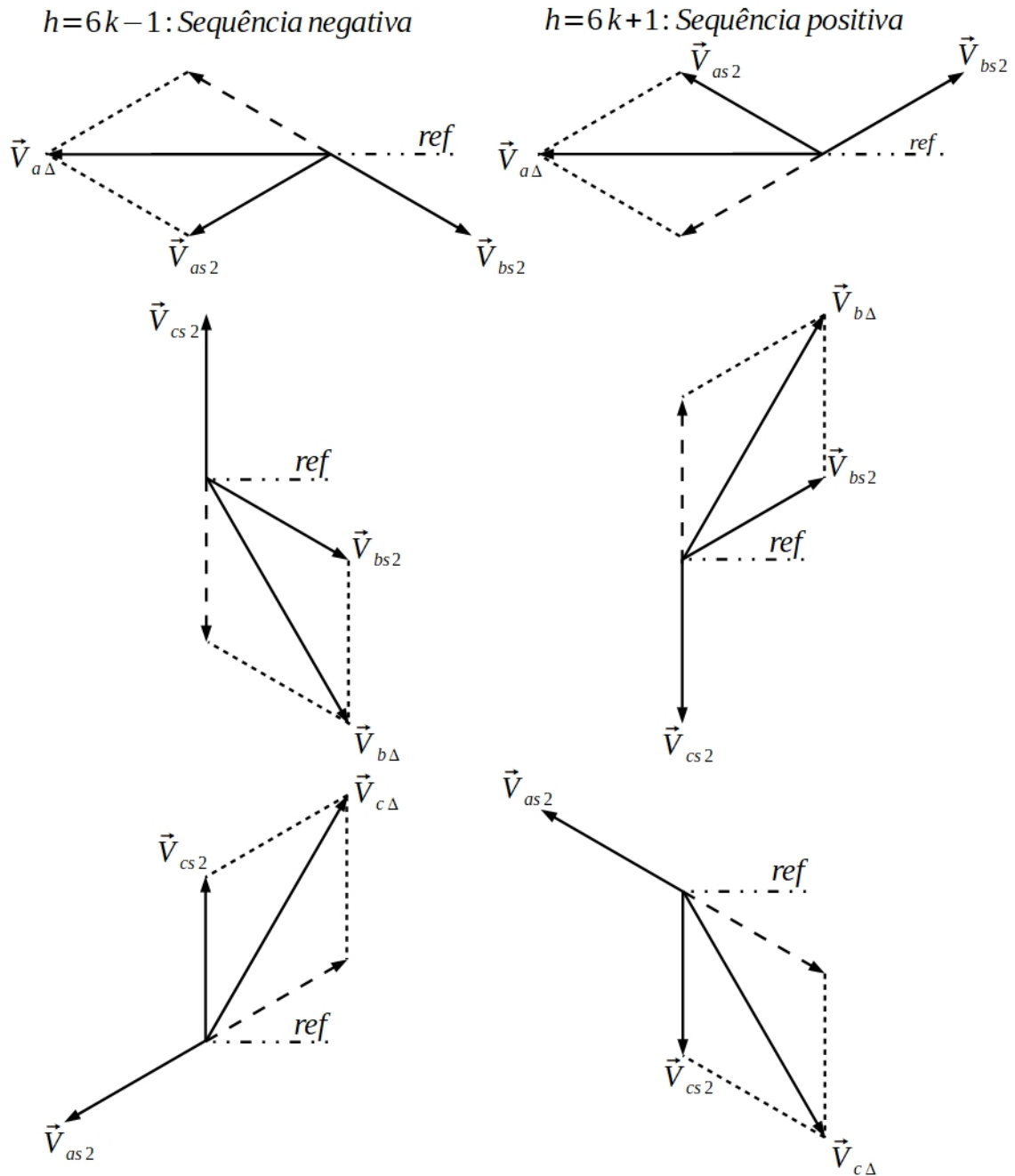
$$\lambda = \int_0^t v \, d\tau \tag{3.34}$$

Substituindo (3.31) e (3.33) em (3.34), obtêm-se (3.35) e (3.36), respectivamente.

$$\begin{aligned}
\lambda_{a_Y} &= \frac{V_{h_Y}}{(6k \pm 1)\omega} \sin [(6k \pm 1) \omega t] & \forall & k \\
\lambda_{b_Y} &= \frac{V_{h_Y}}{(6k \pm 1)\omega} \left\{ \sin \left[(6k \pm 1) \omega t \mp \frac{2\pi}{3} \right] \pm \frac{\sqrt{3}}{2} \right\} & \forall & k \text{ ímpar} \\
\lambda_{c_Y} &= \frac{V_{h_Y}}{(6k \pm 1)\omega} \left\{ \sin \left[(6k \pm 1) \omega t \pm \frac{2\pi}{3} \right] \mp \frac{\sqrt{3}}{2} \right\} & \forall & k \text{ ímpar}
\end{aligned} \tag{3.35}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_{a_\Delta} &= \frac{\sqrt{3} V_{h_\Delta}}{(6k \pm 1)\omega} \sin [(6k \pm 1) \omega t - \pi] & \forall & k \text{ ímpar} \\
\lambda_{b_\Delta} &= \frac{\sqrt{3} V_{h_\Delta}}{(6k \pm 1)\omega} \left\{ \sin \left[(6k \pm 1) \omega t \pm \frac{\pi}{3} \right] \mp \frac{\sqrt{3}}{2} \right\} & \forall & k \text{ ímpar} \\
\lambda_{c_\Delta} &= \frac{\sqrt{3} V_{h_\Delta}}{(6k \pm 1)\omega} \left\{ \sin \left[(6k \pm 1) \omega t \mp \frac{\pi}{3} \right] \pm \frac{\sqrt{3}}{2} \right\} & \forall & k \text{ ímpar}
\end{aligned} \tag{3.36}$$

Figura 3.20 – Passos intermediários no cálculo de (3.33).



Por inspeção em (3.35) e (3.36) verifica-se que existe uma natural oposição de fase entre os fluxos concatenados. Logo, para que haja perfeito cancelamento dos fluxos harmônicos basta que a amplitude dos fluxos em cada enrolamento da mesma fase seja igual. Lembrando que $\lambda = N\Phi$, onde Φ é o fluxo magnético e N o número de espiras do enrolamento, a condição para que o cancelamento ocorra é dada por (3.37).

$$\frac{V_{h_Y}}{N_Y} = \frac{\sqrt{3}V_{h_\Delta}}{N_\Delta} \quad (3.37)$$

Por fim, se a amplitude da tensão harmônica é a mesma ($V_{h_Y} = V_{h_\Delta}$), o que ocorre naturalmente quando os conversores trabalham com o mesmo índice de modulação (vide [subseção 3.3.3](#)), a condição construtiva restante ($\frac{N_\Delta}{N_Y} = \sqrt{3}$) é justamente o aspecto construtivo necessário para se obter a mesma tensão de linha em dois secundários conectados em estrela e triângulo. Portanto, o cancelamento de harmônicos em um transformador de múltiplos enrolamentos se dá por cancelamento de campo magnético em cada culatra.

3.4.3 Simulação em software de elementos finitos

Para validar em ambiente de simulação computacional o cancelamento de harmônicos via campo magnético, o transformador trifásico com as características da [Tabela 3.4](#) foi modelado no software Ansys Maxwell conforme [Figura 3.21](#), onde pode-se verificar ser um transformador de núcleo envolvido com os três enrolamentos de cada fase concêntricos em cada uma das culatras.

Tabela 3.4 – Dados de projeto do transformador trifásico simulado

Parâmetro		Valor		
Potência Nominal		280 kVA		
Tensão do primário		506/484/440 V ^a		
Tensão dos secundários		440 V		
Grupo de ligação		Dd0y1		
Seção das culatras		180 × 179 mm (LxP)		
Enrolamento	Primário (Δ)	Secundário (Δ)	Secundário (Y)	
Número de espiras	54 ^b	47	27	
Densidade de corrente	1,19 $\frac{A}{mm^2}$	1,33 $\frac{A}{mm^2}$	1,15 $\frac{A}{mm^2}$	

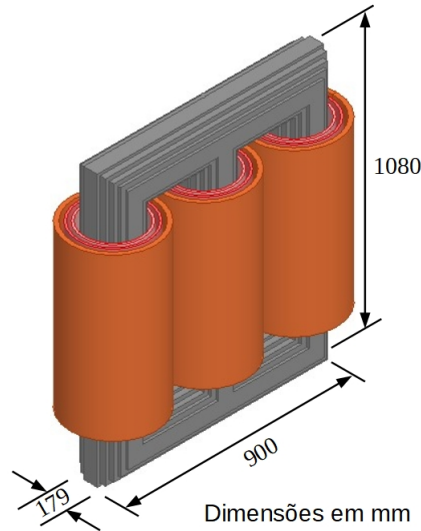
^a A simulação foi feita para o tape de 506 V.

^b Número de espiras total (506 V).

Nesta simulação, foram aplicadas as tensões em cada enrolamento secundário conforme (3.38) e (3.39) através de um indutor de filtro de 295 μH (menor do que 0,1 pu). O primário foi deixado com uma carga resistiva, não conectado à rede, de forma a permitir circulação de corrente fundamental nominal. Os resultados foram obtidos em duas dimensões (seção do transformador), uma vez que o recurso computacional necessário para realizar a simulação em três dimensões é muito elevado e sem influência na teoria que se pretende aqui demonstrar.

$$\begin{aligned}
 v_{a_Y} &= \frac{440}{\sqrt{3}} \left[\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t) \right] \\
 v_{b_Y} &= \frac{440}{\sqrt{3}} \left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \cos\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
 v_{c_Y} &= \frac{440}{\sqrt{3}} \left[\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \cos\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Figura 3.21 – Transformador modelado no Ansys Maxwell.



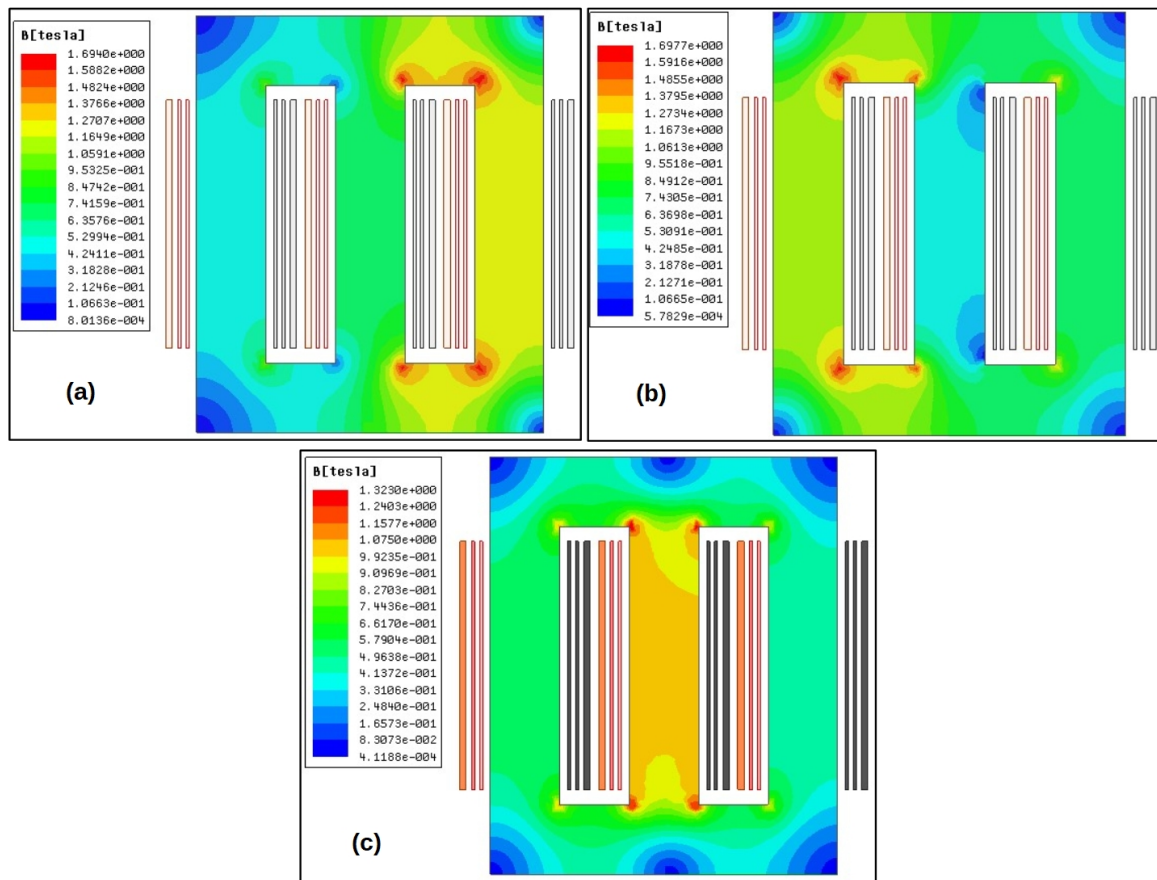
$$\begin{aligned}
 v_{a\Delta} &= 440 \left[\cos(\omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t - \pi) + \frac{1}{7} \cos(7\omega t - \pi) \right] \\
 v_{b\Delta} &= 440 \left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \cos\left(5\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \right] \\
 v_{c\Delta} &= 440 \left[\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \cos\left(5\omega t + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

A [Figura 3.22](#) apresenta a distribuição da densidade de fluxo em três instantes de tempo distintos, cada qual representa momentos de maior densidade de fluxo em cada uma das culatras. Verifica-se que a densidade de fluxo possui alguns pequenos pontos nas extremidades das janelas do núcleo com valores próximos a $1,7 T$, fora desses pontos as densidades encontram-se abaixo de $1,5 T$, que é o critério de projeto adotado pelo fabricante.

As [Figuras 3.23](#) e [3.24](#) apresentam as tensões de entrada da simulação, a força eletromotriz induzida e a corrente nos enrolamentos em triângulo e estrela, respectivamente. Fica evidente que apesar da tensão de entrada fortemente distorcida, e conseqüentemente a corrente também distorcida, a tensão induzida no enrolamento é senoidal devido ao cancelamento dos harmônicos de quinta e sétima ordem.

Por fim, a [Figura 3.25](#) apresenta a força eletromotriz induzida e a corrente no enrolamento primário, ambas de forma de onda senoidal graças ao cancelamento de harmônicos dos secundários no campo magnético. Importante ressaltar que a corrente aqui apresentada é a corrente do enrolamento em triângulo – o mesmo vale para a corrente do secundário em triângulo – e não a corrente de linha que sai do transformador, o que corrobora com a afirmação de que o cancelamento de harmônicos deste tipo de transformador não se dá por corrente na conexão do primário.

Figura 3.22 – Distribuição da densidade de fluxo na seção do núcleo do transformador: (a) $t = 229 \text{ ms}$. (b) $t = 232 \text{ ms}$. (c) $t = 235 \text{ ms}$.



Além da comprovação da abordagem de cancelamento de harmônicos por cancelamento de fluxos, duas conclusões importantes podem ser retiradas da presente análise:

- Devido ao cancelamento de harmônicos via campo magnético na mesma culatra, a presença destes harmônicos na tensão não implica no aumento das perdas por histerese e correntes parasitas no núcleo, o que seria de se esperar em outras condições [17].
- A ausência desses harmônicos na força eletromotriz induzida faz com que o único elemento limitando estas componentes harmônicas da corrente nos secundários seja a impedância série total (indutor de filtro e reatância de dispersão do transformador) entre a fonte de tensão harmônica (conversores) e a tensão induzida senoidal, conforme pode ser mostrado pelos circuitos equivalentes por fase da Figura 3.26. Ressalva-se que esse circuito é o visto a partir dos secundários, nas condições de cancelamento de harmônicos e assumindo uma rede com tensão senoidal.

Figura 3.23 – Tensões e correntes no enrolamento secundário em triângulo.

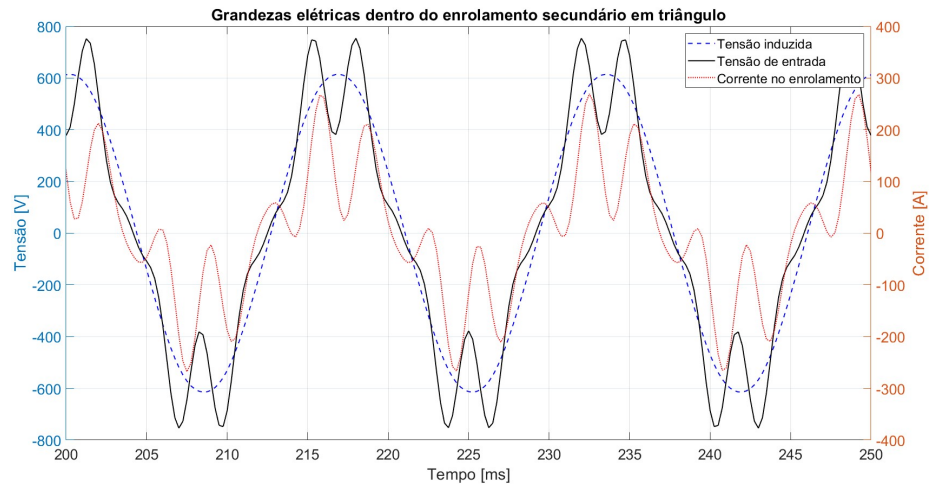


Figura 3.24 – Tensões e correntes no enrolamento secundário em estrela.

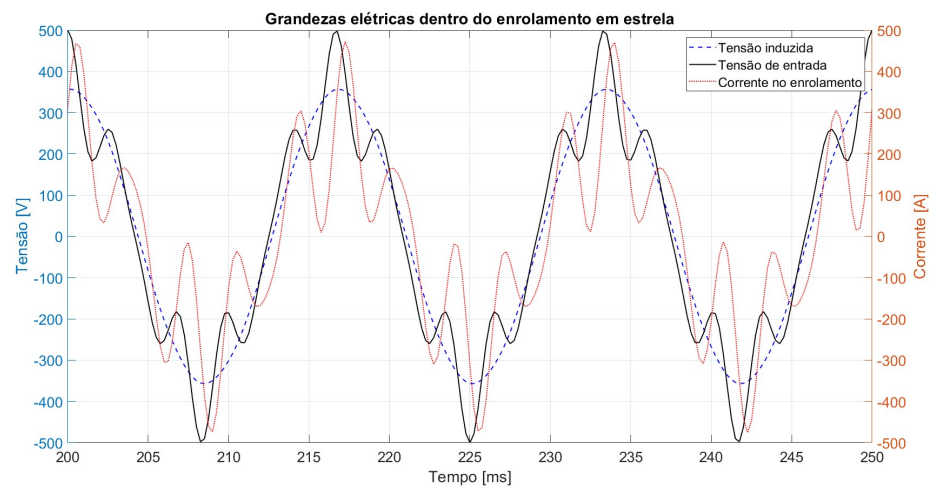


Figura 3.25 – Tensões e correntes no enrolamento primário.

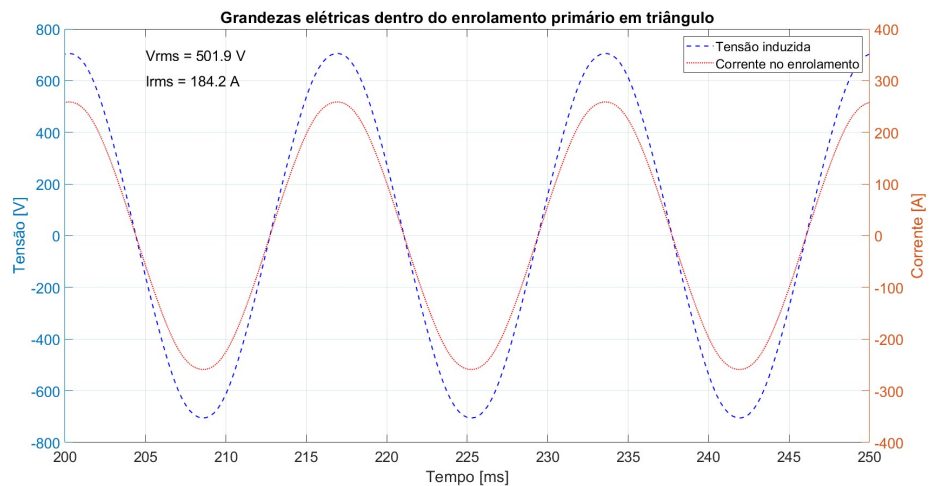
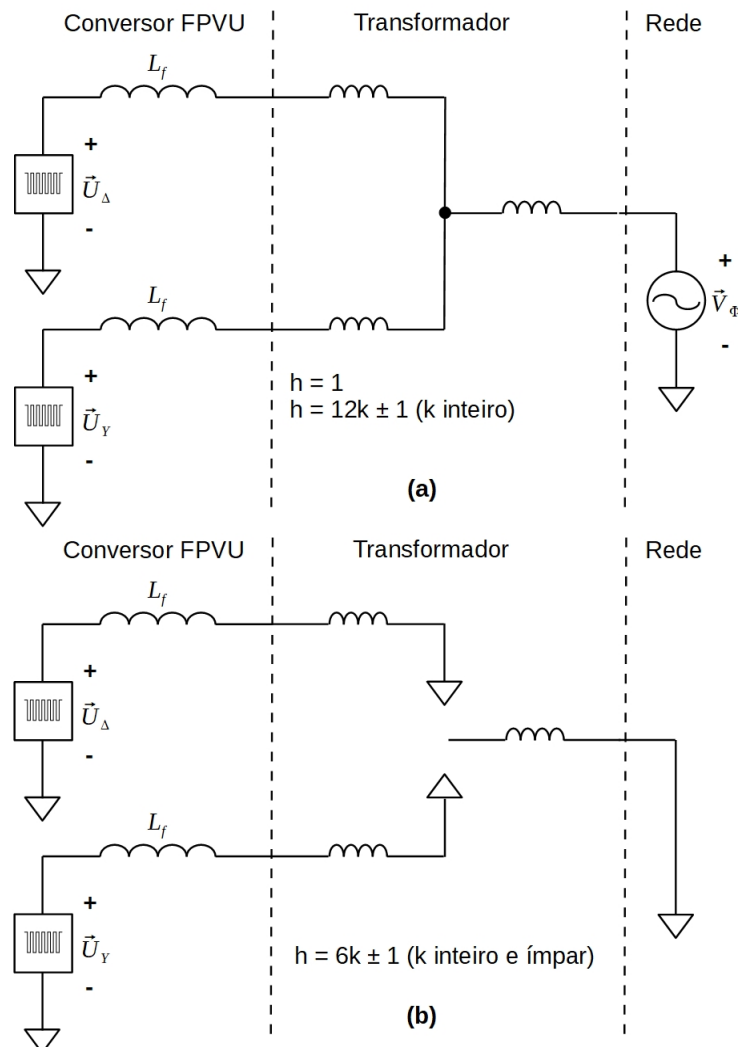


Figura 3.26 – Circuito equivalente do transformador, visto dos secundários, para harmônicos de sequência positiva e negativa.

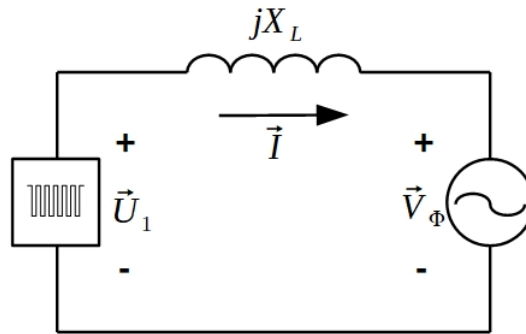


3.5 Curva de capacidade do conversor

Uma característica importante de conversores conectados à rede elétrica é o conhecimento do nível de potências ativas e reativas que ele é capaz de controlar no ponto de conexão com a rede elétrica. Conforme pode ser inferido pelo circuito elétrico equivalente por fase do conversor FPVU conectado à rede elétrica da [Figura 3.27](#), o fluxo da corrente e, portanto, o controle da potência é afetado por quatro características (considerando a rede senoidal com tensões e correntes fixas):

- A capacidade de corrente máxima do conversor;
- O valor da amplitude da tensão fundamental sintetizada pelo conversor, o qual é limitado pelo máximo índice de modulação e o valor de tensão no barramento cc;
- O valor do ângulo da tensão fundamental sintetizada pelo conversor, onde não

Figura 3.27 – Circuito elétrico equivalente por fase.



há limite teórico;

- d) O valor da impedância série entre conversor e rede, a qual é composta majoritariamente pela indutância dos reatores de entrada e pela indutância de dispersão do transformador.

Um modo mais visual de verificar-se o impacto das características supracitadas no controle de potências é através da curva de capacidade, conceito comumente aplicado aos geradores síncronos [40] e que será aqui utilizado.

O procedimento para obtenção da curva de capacidade inicia-se traçando o diagrama fasorial do conversor operando com fator de potência atrasado da Figura 3.28 (a), onde foi inserido um conjunto ortogonal de eixos de tensões cuja origem está na ponta do fasor da tensão da rede. Na sequência, multiplica-se os valores dos eixos por $\frac{3V_\phi}{X_L}$, onde V_ϕ é o valor eficaz tensão de fase da rede e X_L a reatância da indutância série, obtendo-se o diagrama da Figura 3.28 (b) com as escalas em potência ao invés de tensão.

O resultado final é uma curva de capacidade como a da Figura 3.29, onde uma circunferência com centro em zero e raio igual a potência aparente nominal do conversor indica a região de limitação de corrente e outra circunferência, agora com centro em (3.40) e raio igual a (3.41) indica a limitação de amplitude da tensão sintetizada pelo conversor. Qualquer ponto que estiver dentro desses dois círculos é um ponto de operação possível do conversor.

$$Q_0 = \frac{-3V_\phi^2}{X_L} \quad (3.40)$$

$$D_E = \frac{3U_{1max}V_\phi}{X_L} \quad (3.41)$$

onde U_{1max} é a máxima tensão sintetizável pelo conversor.

Figura 3.28 – Desenvolvimento da curva de capacidade do conversor FPVU. (a) O diagrama fasorial do conversor com fator de potência indutivo. (b) O diagrama após escalonamento para potência.

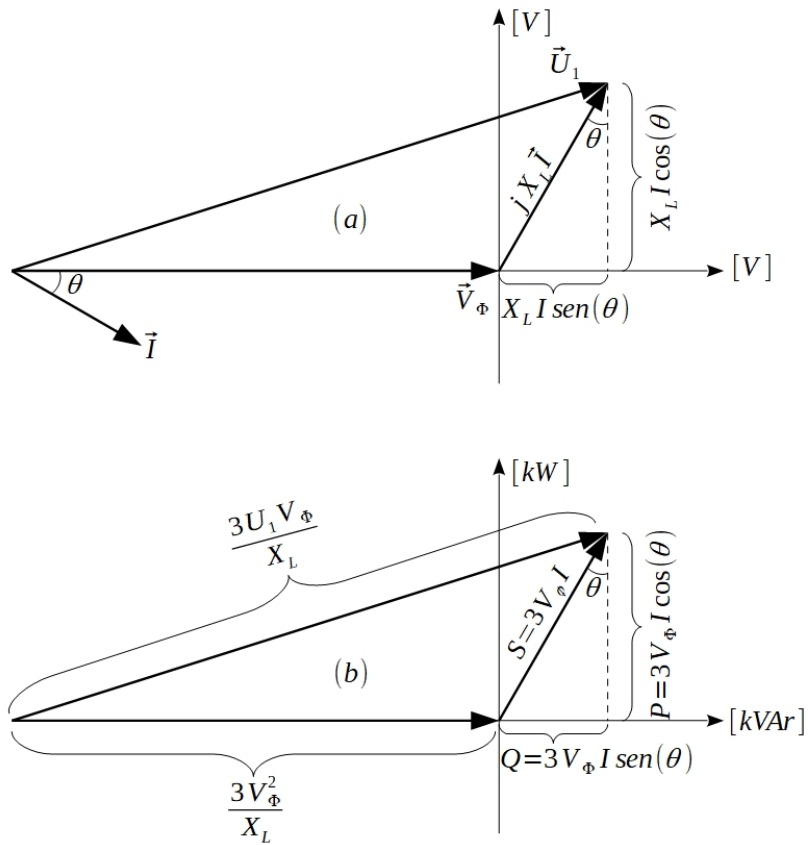
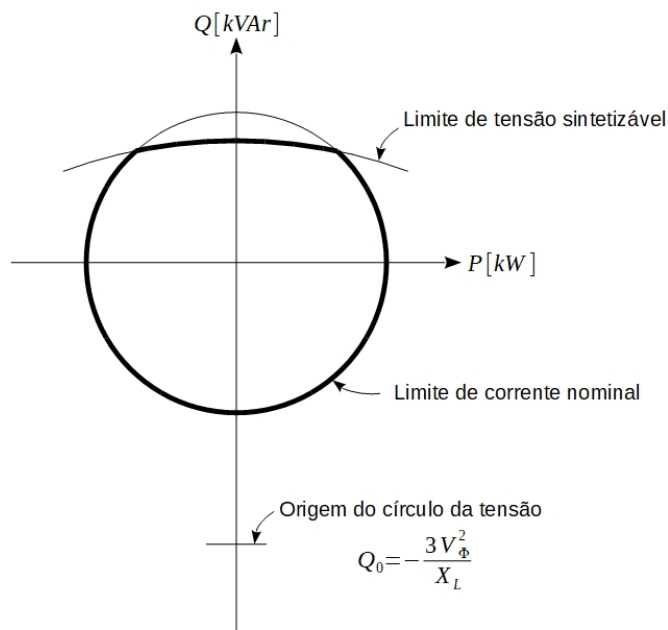


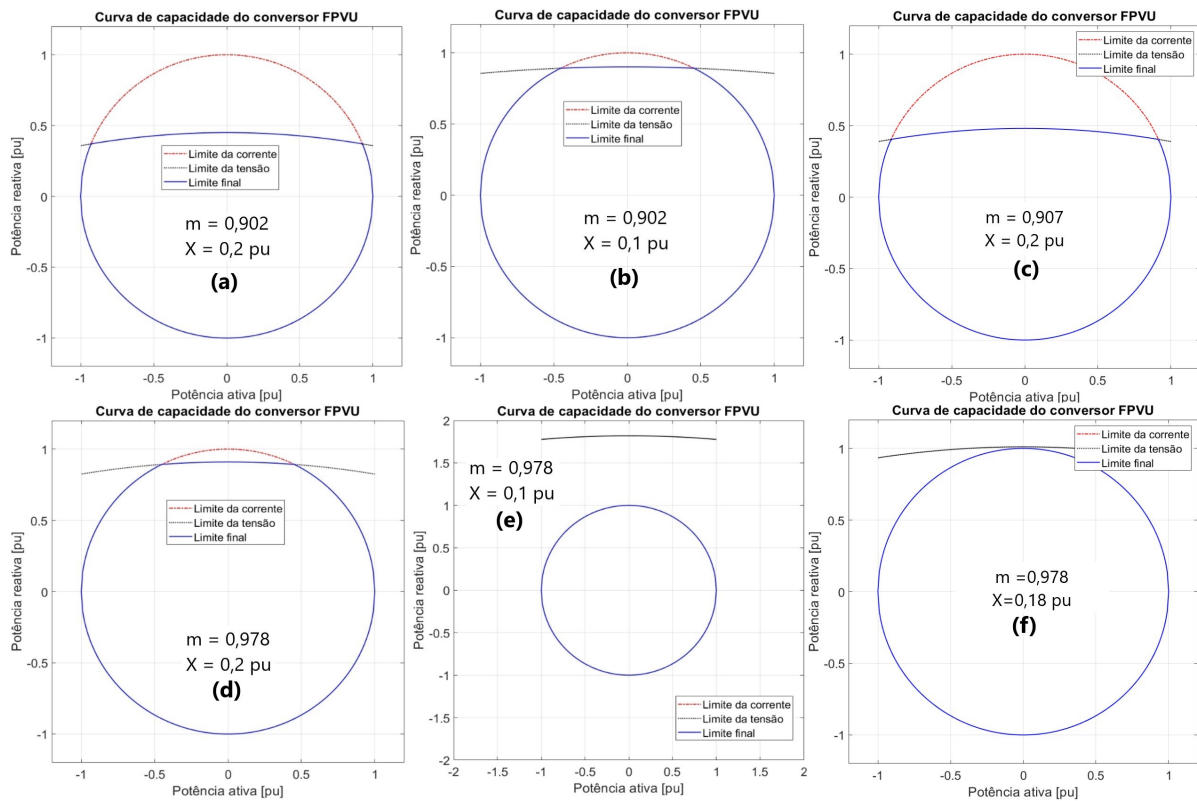
Figura 3.29 – Curva de capacidade resultante.



Com base nas características do conversor FPVU apresentadas nas seções anteriores, foram então obtidas as curvas de capacidade para VSCs 2 níveis versão 1 (Figura 3.30 (a) e (b)) e para VSCs 2 níveis versão 2 e VSCs 3 níveis (Figura 3.30 (d) e (e)) que coincidem, pois o índice máximo de modulação é praticamente o mesmo. Em todas essas figuras, a curva de capacidade foi calculada para reatância série de valores $0,2 pu$ e $0,1 pu$. Para os dois últimos conversores a Figura 3.30 (f) apresenta o valor máximo de reatância indutiva que ainda permite uma curva de capacidade dependente apenas do limite de corrente.

Também é apresentada, para fins de comparação, a curva de um conversor utilizando o SVPWM na região linear de modulação e reatância série de seu filtro de $0,2 pu$ (Figura 3.30 (c)), onde nota-se uma ligeira melhora em relação ao conversor FPVU de 2 níveis versão 1, mas com desempenho notadamente inferior aos conversores FPVU de 2 níveis versão 2 e de 3 níveis. Em todos os casos, foi adotada uma tensão de barramento cc de 1,55 vezes o valor da tensão eficaz de linha do sistema.

Figura 3.30 – Curvas de capacidade para: conversor FPVU 2 níveis versão 1 com $X = 0,2 pu$. (a) e $X = 0,1 pu$ (b); conversor convencional (c); conversor FPVU 2 níveis versão 2 e 3 níveis com $X = 0,2 pu$ (d), $X = 0,1 pu$ (e) e $X = 0,18 pu$ (f).



É possível notar que maiores índices de modulação e menores valores de reatância série implicam em curvas de capacidade de maior abrangência, o que pode ser inferido pela equação do raio da circunferência de limite de tensão (3.41). Também observa-se que o limite está sempre na capacidade de fornecimento de reativo⁹. Note-se que todo o desenvolvimento aqui obtido foi na convenção ativa (convenção do conversor FPVU fornecendo potência ativa à rede elétrica), o que implica que um sinal negativo na potência reativa seja, no modo retificador, análogo ao reativo indutivo ao invés do capacitivo.

3.6 Controle de corrente e sincronismo com a rede elétrica

O esquema de controle para o conversor FPVU está mostrado na Figura 3.31, onde o controle de corrente em malha fechada em sistema de coordenadas dq síncronas com o vetor de tensão da rede elétrica é implementado em um microcontrolador. As correntes medidas para realimentação das malhas são convenientemente filtradas para extração da fundamental através da Filtragem por Transformador Virtual (FTV) detalhada na subseção 3.6.1. O controle de tensão do barramento cc, em qualquer uma de suas variantes apresentadas na seção 3.7, bem como proteções e demais lógicas de entradas e saídas digitais necessárias são também implementados neste controlador. As saídas desse controle são o índice de modulação e o ângulo do vetor de tensão de saída em relação ao vetor de tensão da rede.

Os PWM convencionais são implementados, em um microcontrolador típico, em periféricos específicos à essa técnica. Tais periféricos permitem a geração de formas complexas de modulação por pulso com um mínimo de uso dos recursos ou intervenção da CPU [98]. Infelizmente, esses periféricos não são, em geral, adequados a implementação do SHE PWM e como as frequências de processamento possíveis em um microcontrolador para executar todos os cálculos necessários são limitadas¹⁰, não há resolução suficiente para implementação dos pulsos¹¹.

Com frequência a literatura apresenta como alternativa a implementação do SHE PWM em *Field Programmable Gate Array* (FPGA)[99, 100, 101, 102, 103, 104, 105]. Desta

⁹ Por simplicidade de análise, as definições de fluxo de reativos aqui adotadas foram de literatura clássica de máquinas elétricas [40], onde:

- a) O fornecimento de reativos corresponde a corrente atrasada da tensão da rede no modo gerador e adiantada da tensão no modo motor. Neste último modo, analogamente a uma carga capacitiva;
- b) O consumo de reativos corresponde a corrente adiantada da tensão da rede no modo gerador e atrasada da tensão no modo motor. Neste último modo, analogamente a uma carga indutiva.

¹⁰ Empiricamente, foi verificado em laboratório que um microcontrolador TMS320F28335 com o algoritmo de controle do conversor FPVU não consegue operar com frequências de processamento muito superiores à 6 kHz.

¹¹ A título de exemplo: um microcontrolador operando à 10 kHz tem um período de amostragem de 100 μ s, enquanto que a distância entre α_8 e α_9 na Figura 3.4 é de apenas 0,609°, resultando num intervalo de tempo de 28,2 μ s.

forma, o controle em malha fechada pode ser implementado em um microcontrolador em menor taxa de processamento, fazendo a adequada comunicação de variáveis com a FPGA, a qual gera o padrão de pulsos adequados [106, 107].

Um diferencial do sistema adotado para o conversor FPVU é o fato de existir um PLL em cada subsistema (microcontrolador e FPGA), o que elimina a necessidade de comunicação do ângulo / frequência da rede com o FPGA e apresenta um melhor desempenho dinâmico, já que erros de quantização da ordem de até 2° foram detectados no ângulo rastreado pelo PLL com uma frequência de chaveamento do microcontrolador da ordem de 6 kHz.

A sincronização com a rede elétrica é realizada através do PLL de duplo plano de referência desacoplados (DDSRF-PLL do inglês *Decoupled Double-Synchronous Reference Frame*) proposto por [108] e ilustrado na Figura 3.32, o qual é capaz de atracar com o ângulo fundamental de sequência positiva mesmo em situações de rede desequilibrada e distorcida através do uso de dois eixos de coordenadas dq, um de sequência positiva e outro de sequência negativa, desacoplados entre si, e do correto dimensionamento de filtros e ganhos.

Figura 3.31 – Esquema de controle do conversor FPVU

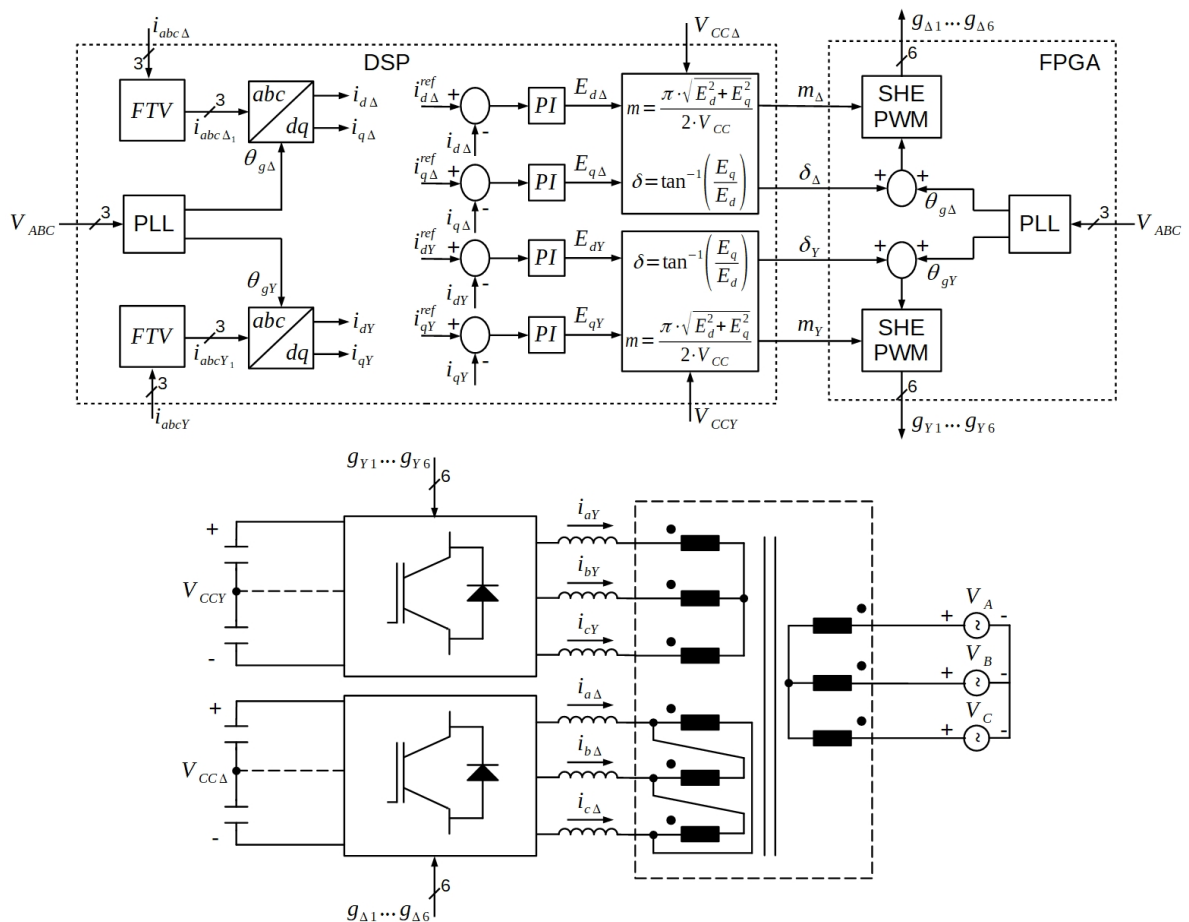
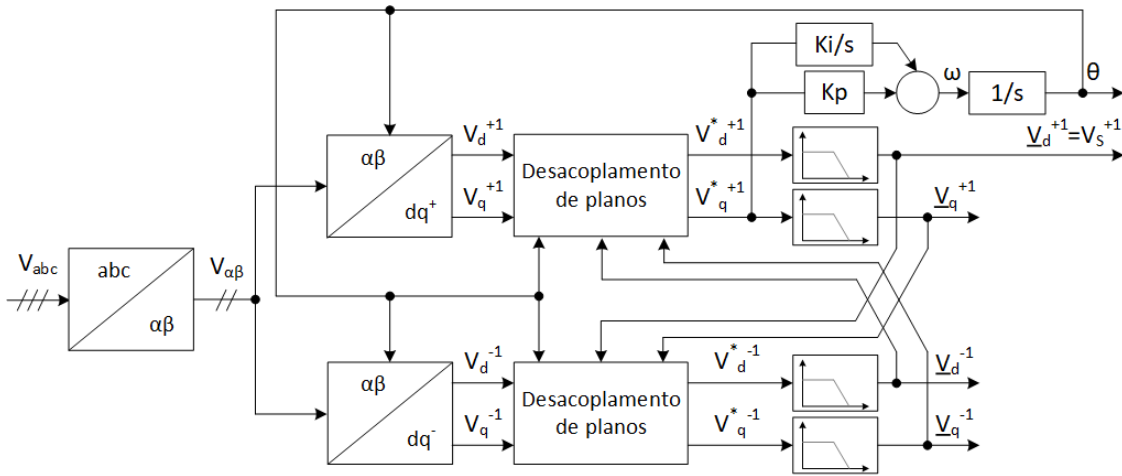


Figura 3.32 – Diagrama do DDSRF-PLL



O ângulo rastreado pelo DDSRF-PLL é utilizado na transformada de Park e sua inversa, de forma que o vetor espacial de tensão esteja completamente em fase com o eixo d , como ilustrado pela [Figura 3.33](#), fazendo com que a componente de eixo em quadratura da tensão da rede (V_q) seja nula, e que as potências ativa (P) e reativa (Q) possam ser calculadas e controladas, independentemente, pelas correntes de eixo direto (I_d) e quadratura (I_q), respectivamente, como indicado em (3.42) e (3.43) [41], as quais são válidas para a componente fundamental de sequência positiva.

Para o caso específico da aplicação em baterias, a referência de corrente I_d vem do controle da tensão do barramento cc , quando houver um estágio cc/cc intermediário ou no modo de carga de baterias quando esse não existir, ou diretamente da demanda do operador do sistema por injeção ou absorção de potência. Já a referência de corrente I_q pode ser mantida em zero, para fator de potência de deslocamento unitário, ou ajustada em valor diferente de zero para permitir o fluxo de potência reativa (serviços ancilares).

$$P = \frac{3}{2} V_d I_d \quad (3.42)$$

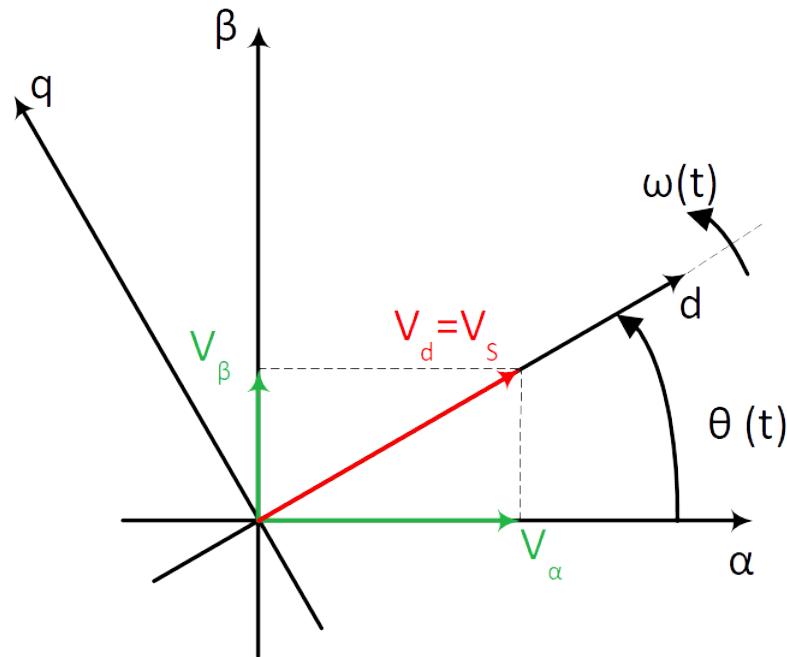
$$Q = -\frac{3}{2} V_d I_q \quad (3.43)$$

onde V_d é a componente de eixo direto do vetor espacial de tensão da rede.

Com base nas equações diferenciais que descrevem a resposta da corrente em coordenadas dq do sistema (3.44)-(3.45), o diagrama de blocos do controle de corrente em malha fechada de cada conversor está indicado na [Figura 3.34](#), onde, um controlador proporcional-integral (PI) é suficiente para erro nulo em regime permanente devido a natureza contínua das componentes I_d e I_q . $H_{VSC}(s)$, $G_V(s)$ e $G_I(s)$ são, respectivamente, as funções de transferência do conversor e dos medidores de tensão e corrente.

$$L \frac{di_d}{dt} = U_d + L\omega_0 i_q - R i_d - V_d \quad (3.44)$$

Figura 3.33 – Eixos de coordenadas dq sincronizados com o vetor espacial de tensão da rede.



$$L \frac{di_q}{dt} = U_q - L\omega_0 i_d - Ri_q - V_q \quad (3.45)$$

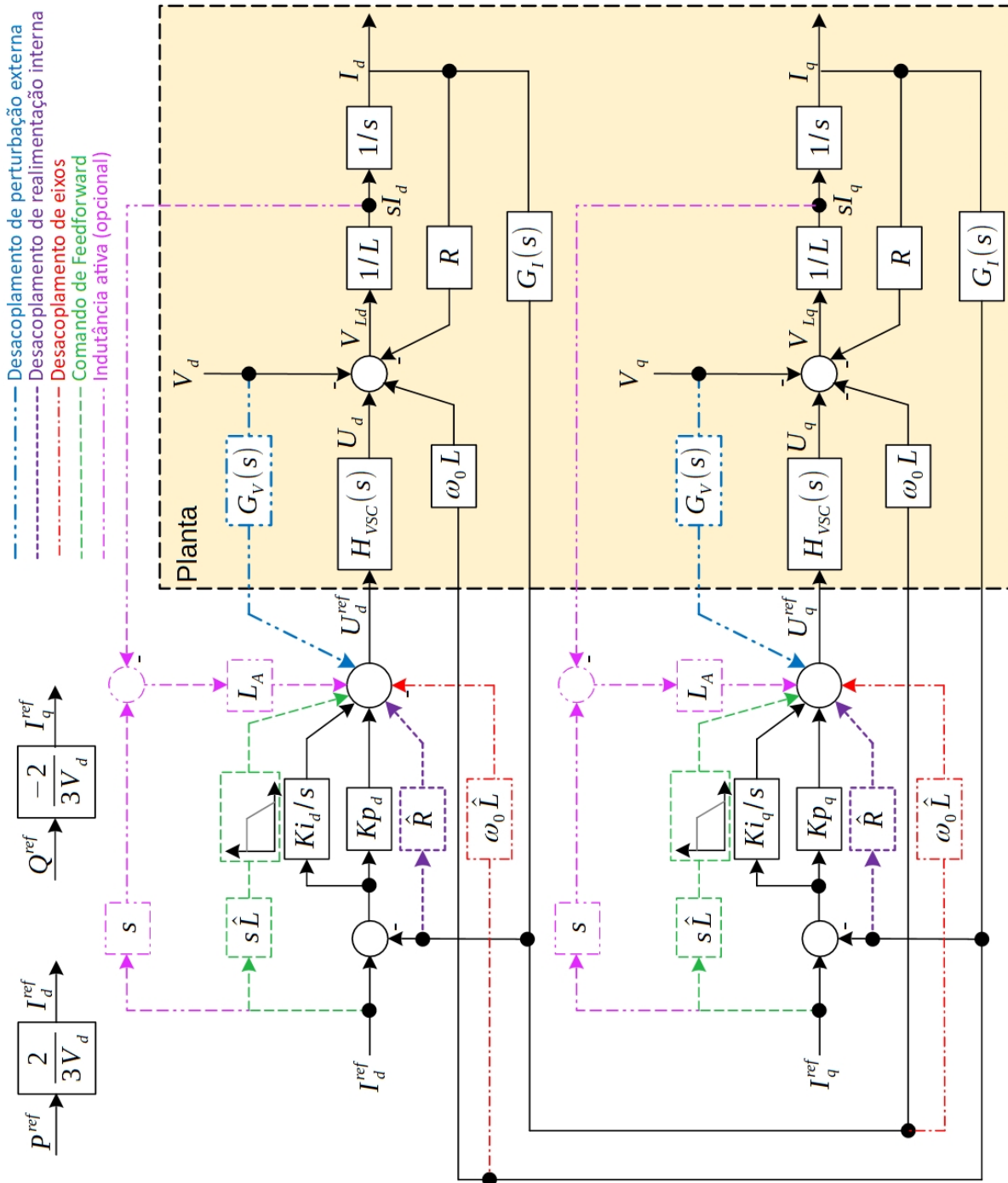
onde U_d e U_q são as componentes de eixo direto e quadratura da tensão na saída do conversor, e ω_0 é a frequência angular fundamental.

Malhas de desacoplamentos são aplicados para eliminar ou, ao menos, reduzir os efeitos das perturbações externa (tensão da rede), realimentação interna (resistência do indutor) e acoplamento dos eixos através das indutâncias. Comandos de *feedforward* são também implementados para melhorar a performance do sistema através da eliminação/redução dos erros entre a referência e a saída [109], onde \hat{L} e \hat{R} são os valores estimados para resistência e indutância série entre conversor e rede e L_A é a indutância ativa que pode opcionalmente ser acrescida para melhorar a rigidez dinâmica do controle (ver [subseção 3.6.2](#)).

3.6.1 Filtragem por Transformador Virtual

Em aplicações como a do conversor FPVU existe a necessidade de extrair em tempo real a componente fundamental da corrente que circula nos conversores, a qual é altamente distorcida por harmônicos de baixa ordem – mais notadamente o 5º e 7º harmônicos – que devem ser filtrados em tempo real para não deteriorar o funcionamento do conversor. Em conversores com PWM por vetor espacial a amostragem da corrente em instantes de tempo adequados consegue desempenhar essa filtragem de forma adequada [110, 111], além do fato de os harmônicos característicos do sinal estarem situados em ordens harmônicas

Figura 3.34 – Diagrama de blocos do controle de corrente do conversor FPVU



maiores. Esta abordagem não é aplicável ao SHE PWM.

A filtragem em tempo real de sinais na malha de realimentação de controle exige atenuação dos harmônicos de baixa ordem sem impacto na amplitude da fundamental (o que torna a faixa de transição entre a banda de passagem e a banda proibida muito curta), além de mínimo atraso do sinal. Neste caso, inicialmente foi utilizada a predição dos harmônicos presentes na corrente [59, 60, 29, 24] baseado na solução adotada em [112],

método de alto custo computacional – os moduladores SHE PWM são duplicados – e dependente dos parâmetros estimados da planta (método em malha aberta).

Na evolução dos trabalhos foi proposta a medição das correntes no primário do transformador inerente ao conversor FPVU [113], as quais já são praticamente senoidais. Contudo essa solução, além de exigir medições de correntes para controle no primário do transformador que pode estar distante do ponto de instalação do conversor e ser de alta tensão, só é aplicável onde se possa razoavelmente pressupor uma divisão por igual das correntes em cada secundário. Isso limita a aplicação para casos onde os barramentos cc estejam conectados em paralelo. Barramentos independentes ou em série demandam a necessidade do controle de injeção / absorção de potências ativas diferentes entre secundários, logo necessitando da realimentação das correntes presentes nesses.

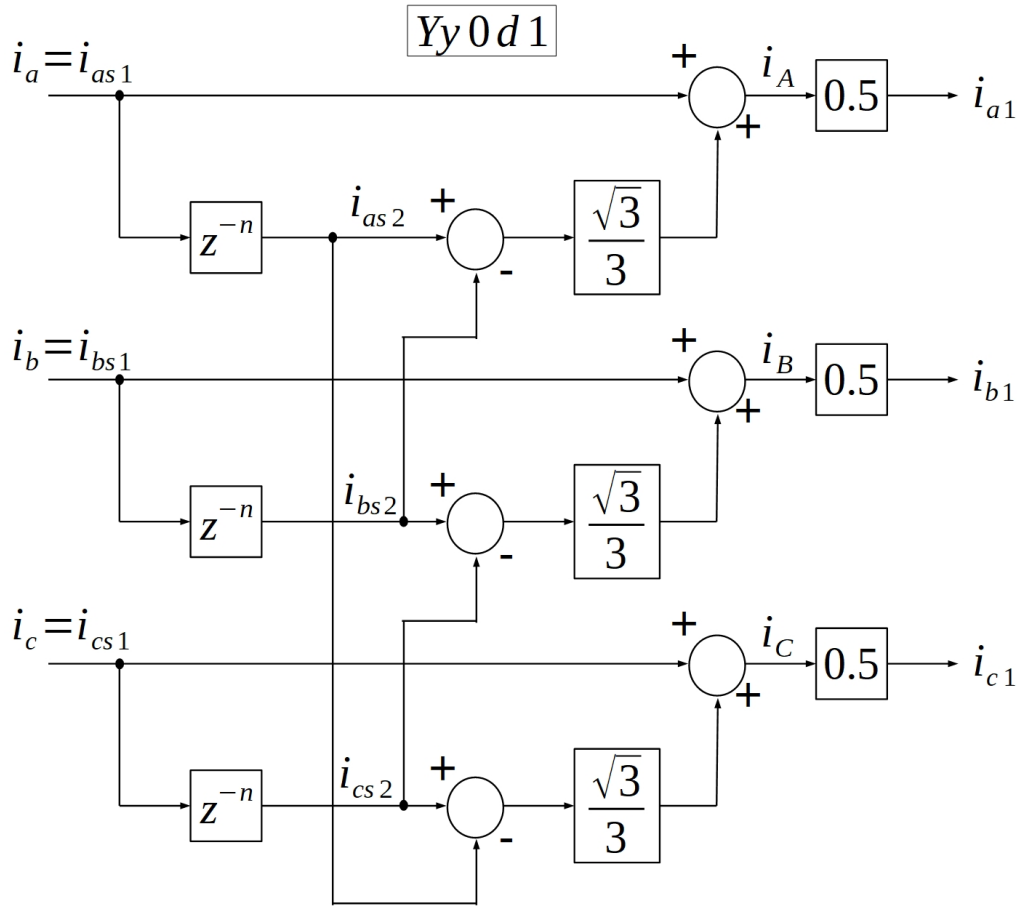
Uma aplicação de sistema de potência que se aproxima da necessidade aqui apresentada – filtragem de harmônicos de baixa ordem em tempo real – é a de filtros ativos de harmônicos do tipo derivação, onde a medição da corrente distorcida da carga não-linear deve ser filtrada de forma a extrair as componentes harmônicas que servirão de referência para o filtro. Um método comum é a utilização de filtros de resposta infinita ao impulso (IIR do inglês *Infinite Impulse Response*) de alta ordem (por exemplo, em [114] é utilizado um filtro Butterworth de 6^a ordem) após a transformação para eixo de coordenadas síncrono [115]. Outras alternativas de filtros são propostas para melhor desempenho, como filtros média-móvel [116] e algoritmo de mínimos quadrados [117].

Em [118] são comparadas diversas técnicas de filtragem para a aplicação de filtros ativos em derivação: observador da função de modulação, transformada discreta de Fourier recursiva, método baseado na teoria de potências instantâneas e método de filtro *notch* adaptativo. O tempo de convergência de todos os métodos ficou na casa de 10 *ms* (melhores casos) ou superior.

As principais diferenças em relação a aplicação do conversor FPVU, é que na aplicação de filtros ativos a filtragem do sinal está no caminho da geração de referência e a preocupação é somente com a resposta em regime permanente, logo os tempos de convergência apresentados são aceitáveis. No caso do conversor FPVU, a necessidade é de filtragem do sinal no caminho de realimentação e a preocupação é em manter-se o controle dinâmico do conversor, o que faz com que atrasos nesta ordem de grandeza ainda não sejam adequados.

Com o objetivo de solucionar adequadamente esta necessidade, é proposto no presente trabalho o método denominado de FTV, apresentado esquematicamente na [Figura 3.35](#), que consiste em emular, através de equacionamento adequado, o comportamento de um transformador de vários enrolamentos com uma defasagem conveniente.

Figura 3.35 – Diagrama de blocos da técnica FTV



No exemplo específico da [Figura 3.35](#), um transformador com primário e um dos secundários em estrela (sem defasagem) e outro secundário em delta defasado de 30° ($Yy0d1$) e com relação de tensões de linha 1:1 é emulado. As equações (3.46), (3.47) e (3.48) indicam a composição das correntes de primário em tal grupo de ligações.

$$i_A = i'_{a_Y} + i'_{a_\Delta} = i_{as1} + i_{a\Delta}\sqrt{3} = i_{as1} + (i_{as2} - i_{bs2})\frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.46)$$

$$i_B = i'_{b_Y} + i'_{b_\Delta} = i_{bs1} + i_{b\Delta}\sqrt{3} = i_{bs1} + (i_{bs2} - i_{cs2})\frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.47)$$

$$i_C = i'_{c_Y} + i'_{c_\Delta} = i_{cs1} + i_{c\Delta}\sqrt{3} = i_{cs1} + (i_{cs2} - i_{as2})\frac{\sqrt{3}}{3} \quad (3.48)$$

onde i_{ABC} , i_{as1} e i_{as2} são as correntes de linha de primário, secundário em estrela e secundário em triângulo, respectivamente. Já i_{abc_Y} e i_{abc_Δ} são as correntes de enrolamento dos secundários em estrela e triângulo, respectivamente. O apóstrofo indica quando as correntes de secundário estão referidas ao primário.

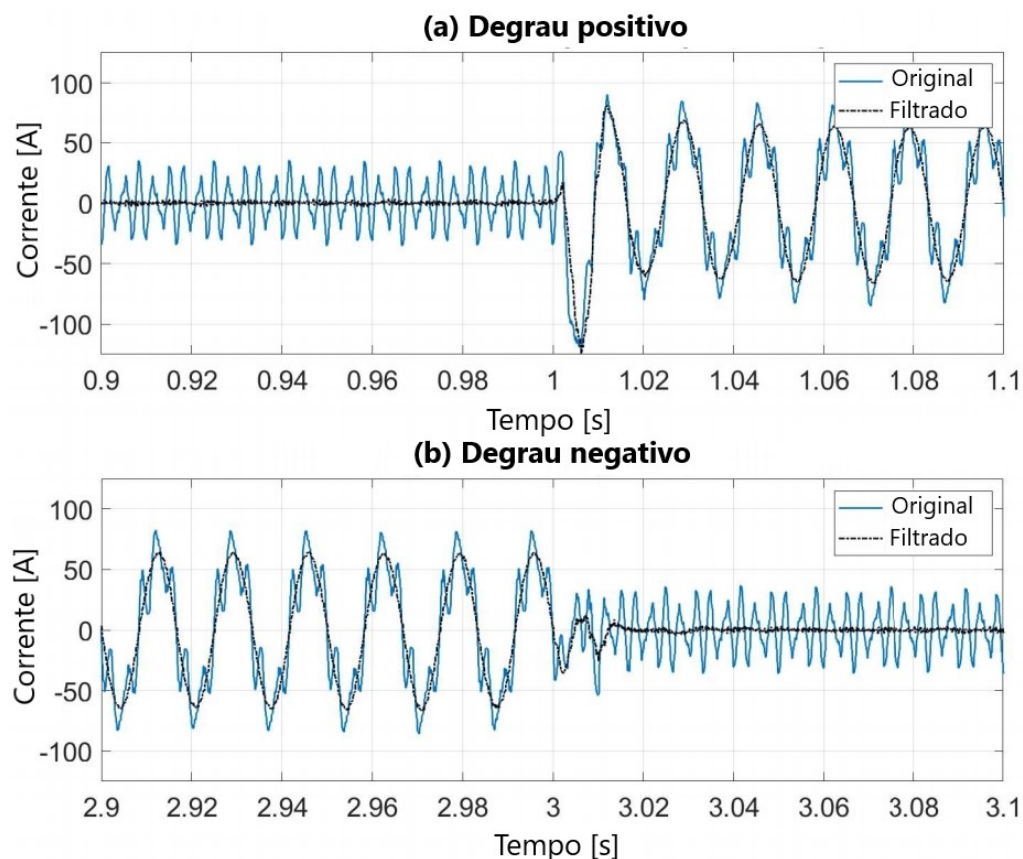
Cada corrente medida é tratada como que passando pelo secundário em estrela, uma versão dessa mesma corrente atrasada no controlador por um número de amostras

equivalente à 30° da fundamental (e.g. 8 amostras para um processamento de 5.76 kHz e uma frequência fundamental na rede de 60 Hz) é tratada como que passando pelo secundário em triângulo. As correntes resultantes no primário, são inerentemente filtradas de harmônicos da ordem $6k \pm 1$, onde k é um número ímpar inteiro. O ganho ao final da [Figura 3.35](#) é para o ajuste da amplitude da resultante.

O resultado desse processo é apresentado na [Figura 3.36](#) para a corrente de uma das fases. É apresentada a forma de onda original da corrente em conjunto com a forma de onda filtrada, onde pode-se verificar o comportamento em regime estacionário e, em especial, dinâmico da técnica proposta que permite a sua utilização para filtragem em tempo real de correntes trifásicas altamente distorcidas por harmônicos de baixa ordem.

É importante salientar, que esse método não se limita ao caso aqui apresentado (emulação de transformador $Yy0d1$). Transformadores de três enrolamentos em quaisquer outras configurações que produzissem a defasagem de 30° entre os dois secundários, com um deles em fase com o primário, produzirão o mesmo efeito bastando o devido reajuste das equações de acordo com o a ligação escolhida para ser emulada.

Figura 3.36 – Forma de onda da corrente medida sobreposta ao valor filtrado. (a) Durante um degrau positivo da referência de corrente. (b) Durante um degrau negativo da referência de corrente.



Esse método pode ser expandido ainda para a emulação de transformadores com mais de três enrolamentos, bastando, neste caso, além do correto equacionamento de acordo com a ligação dos transformadores, o correto defasamento da corrente medida para os outros secundários virtuais dessa metodologia. Dessa forma, pode-se conseguir a filtragem de um número ainda maior de harmônicos de baixa ordem¹².

Por fim, é importante ressaltar que essa implementação do FTV considera correntes trifásicas equilibradas para seu correto funcionamento. Em caso de correntes desequilibradas os harmônicos de ordem $6k \pm 1$ para todo k ímpar são reduzidos e não cancelados – como ocorre em situação similar em um transformador real –, o que tem impacto no desempenho do sistema como será mostrado nas subseções 4.3.3, 4.4.3 e 4.5. Uma alternativa em tais situações seria a utilização de um FTV dinâmico que ajustasse os ganhos hoje fixos em $\sqrt{3}/3$ de acordo com o desbalanço, o que foge ao escopo deste trabalho.

3.6.2 Rigidez dinâmica e indutância ativa

Em [109] são apresentados três possíveis critérios para ajuste da respostas em malha fechada em aplicações de controle:

- Ajuste para obter a desejada relação saída-entrada (função de transferência), a qual é dada por (3.49) para o referido controle de corrente;
- Ajuste para obter a desejada relação erro-entrada, a qual é dada por (3.50);
- Ajuste para obter a desejada relação saída-perturbação, ou seu inverso denominado em [121] como rigidez dinâmica e dada por (3.51).

$$\frac{I(s)}{I^{ref}(s)} = \frac{s^2 L_A + sK_p + K_i}{s^2(L + L_A) + sK_p + K_i} \quad (3.49)$$

$$\frac{e(s)}{I^{ref}(s)} = \frac{I^{ref}(s) - I(s)}{I^{ref}(s)} = 1 - \frac{I(s)}{I^{ref}(s)} = \frac{s^2 L}{s^2(L + L_A) + sK_p + K_i} \quad (3.50)$$

$$\left| \frac{V(s)}{I(s)} \right| = s(L + L_A) + K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.51)$$

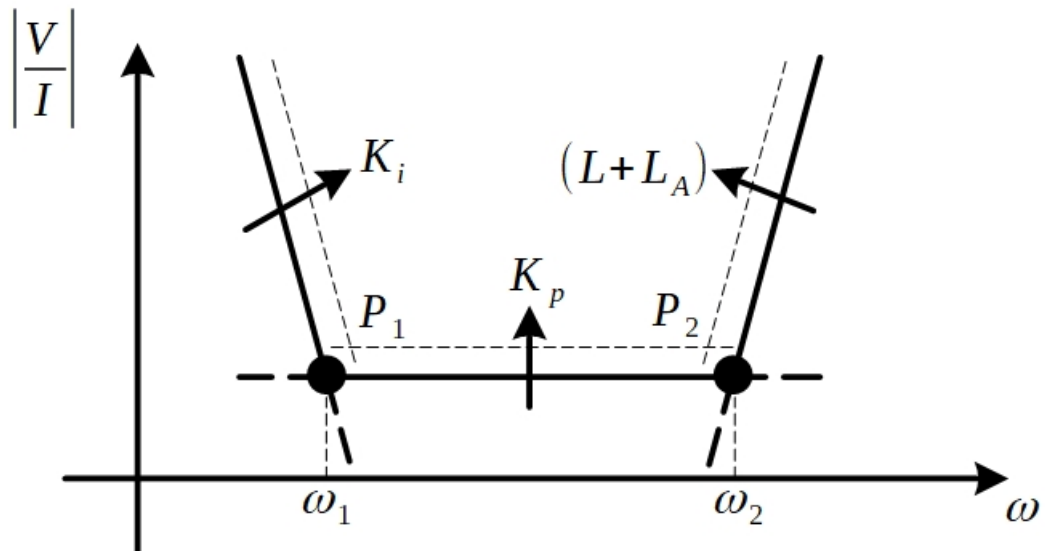
onde K_p e K_i são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral, L é a indutância do reator de filtro e L_A é o valor de indutância ativa que pode ser opcionalmente incluída no controle (ver Figura 3.34).

Este último critério foi o utilizado neste trabalho para ajuste dos controles, de forma a poder verificar a capacidade de rejeição do controle de corrente à perturbações na tensão da rede para toda a faixa de frequências. A curva da função de transferência pode ser utilizada adicionalmente para verificação da estabilidade do sistema.

¹² Para ligações possíveis ver [119, 120].

A Figura 3.37 indica a aproximação assíntota de (3.51) onde pode-se observar que o ganho integral exerce maior influência na rejeição de perturbações de baixa frequência, o valor do indutor de projeto rejeita as altas frequências, enquanto que a faixa intermediária tem sua característica dominada pelo ganho proporcional.

Figura 3.37 – Curva de rigidez dinâmica do controle de corrente



O objetivo do ajuste dos controladores é localizar os polos dessa curva (3.52)-(3.53) em frequências as mais altas possíveis, de forma a permitir um controle dinâmico da corrente, contudo sem modificar o padrão de pulsos do modulador SHE PWM, além de manter uma distância suficiente entre os dois polos de forma que não haja interferência entre as ações de controle.

$$\omega_1 \approx \frac{K_i}{K_p} \quad (3.52)$$

$$\omega_2 \approx \frac{K_p}{L + L_A} \quad (3.53)$$

Para o caso específico do SHE PWM, foi identificado em [60, 29] que o ajuste deve ser feito para uma malha de controle suficientemente afastada (por exemplo, 10 vezes menor) do primeiro par de harmônicos eliminados. Para o caso do conversor FPVU em 60 Hz esses são o 11º e 13º harmônicos que, após a conversão para o eixo de coordenadas síncrono, são ambos rebatidos para a frequência de 720 Hz. Ressalta-se que esta também é uma vantagem da implementação do conversor FPVU em relação a outras aplicações que fazem uso do SHE PWM, pois essas normalmente eliminam o 5º e o 7º harmônicos estreitando ainda mais a faixa de passagem possível ao controle. Dessa forma, um ajuste de interesse seria ajustar o ganho proporcional para que o polo mais rápido fique na frequência

de $\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot 72 = 452,39 \text{ rad/s}$ e ajustar o ganho integral para que o polo mais lento fique em $\omega_1 = \frac{\omega_2}{10} = 45,24 \text{ rad/s}$.

Por fim, pode-se observar que as equações da malha de corrente e a aproximação gráfica da [Figura 3.37](#) consideram a opcional utilização de uma malha de indutância ativa L_A que faz uso da derivada primeira da corrente conforme pode ser visto na [Figura 3.34](#) dando a possibilidade de aumento de magnitude da curva de rigidez dinâmica sem, contudo, aumentar a frequência da malha (maiores valores de $(L + L_A)$ implicam em maiores valores de K_i e K_p para um mesmo ajuste de polos). Este conceito surge de uma extrapolação do conceito de inércia ativa apresentado em [121], o qual faz uso da aceleração (derivada primeira da velocidade) para melhoria da rigidez dinâmica no controle de movimento de motores de indução.

A desvantagem de tal técnica consiste em sua dificuldade da implementação por ser necessária uma mediação fidedigna da derivada da corrente no indutor, o que é de difícil medição. Uma possível solução reside no fato de que é comum no controle interno de alguns conversores comerciais existir uma medição pulsada da tensão chaveada. Essa subtraída da tensão da rede (necessariamente medida em qualquer retificador ativo) resulta na tensão sobre o indutor de onde pode ser extraída a derivada da corrente ($\frac{di}{dt} = \frac{v_L}{L}$).

Caso o controle de corrente seja implementado de forma mais convencional, ou seja sem a malha de indutância ativa, basta fazer $L_A = 0$ em todas as equações e figuras precedentes nesta subseção.

3.7 Controle de tensão do barramento cc

O controle da tensão no barramento cc do conversor FPVU entra em cascata com o controle de corrente da [seção 3.6](#) e serve como interface indireta entre a carga / geração do lado cc e os retificadores.

Quando uma carga (por exemplo, um banco de baterias carregando) drena potência do barramento cc, a tendência de queda da tensão é sentida pelo controle de tensão que altera a referência de potência ativa para o controle de corrente do conversor FPVU, que, por sua vez, drena mais potência da rede elétrica para manter o barramento cc

No caso inverso, quando uma fonte (por exemplo, um arranjo de painéis fotovoltaicos) injeta potência no barramento cc, a tendência de subida da tensão é sentida pelo controle de tensão que altera a referência de potência ativa para o controle de corrente fazendo com que esse injete potência ativa na rede elétrica para manter o barramento cc

De maneira geral, este controle de tensão (malha mais externa) deve estar suficientemente mais lento que a malha mais interna (corrente), de forma que toda alteração na referência de potência ativa tenha tempo suficiente de ser implementada antes de uma

nova alteração, mantendo assim a estabilidade do sistema.

Devido a diversidade de aplicações em que o conversor FPVU pode ser utilizado, faz-se necessária alternativas de controle para barramentos cc em paralelo, independentes ou em série (vide [Figura 3.1](#)). Além disso, para o caso do conversor FPVU composto por VSCs 3 níveis é necessário levar em conta o balanceamento entre capacitores de cada barramento cc. Respostas para todas estas necessidades são dadas na sequência.

3.7.1 Barramentos em paralelo

Com os barramentos cc em paralelo, a tensão dos VSCs é sempre a mesma e apenas um controle de tensão faz-se necessário. O diagrama de blocos desse controle é representado pela [Figura 3.38](#). Em adição à malha fechada com ação proporcional e integral, existe um desacoplamento de perturbação externa (corrente da carga / fonte no barramento cc) e um comando de *feedforward*. O ganho de 0,5 ao final do controle é para distribuir a referência de potência ativa necessária pelos dois VSCs que compõem o conversor.

O ajuste do controle, a exemplo do que foi feito no controle de corrente, também pode ser realizado através da rigidez dinâmica do sistema definida por (3.54) e que pode ser aproximada pelas assíntotas da [Figura 3.39](#). Aqui fica claro que as perturbações de alta frequência são atenuadas pela capacitância total do barramento cc, enquanto que as de frequência muito baixas ficam a cargo do integrador. O ganho proporcional é responsável por rejeitar as perturbações na faixa intermediária de frequências.

$$\frac{I_{bat}(s)}{V_{dc}(s)} = sC_{tot} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \quad (3.54)$$

onde $C_{tot} = C_1 + C_2$ é a capacitância total do paralelismo. K_{pv} e K_{iv} são os ganhos proporcional e integral do controlador de tensão, respectivamente.

O polo mais rápido pode ser ajustado numa frequência suficientemente distante do polo do controle de corrente (e.g. 10 vezes menor), enquanto que o polo mais lento suficientemente distante desse. As equações (3.55) e (3.56) representam a função de transferência e a relação erro-entrada do sistema. Ambas podem ser utilizadas para análise posterior do ajuste do controle, em especial quanto ao quesito da estabilidade do sistema.

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^{ref}(s)} = \frac{K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}}{sC_{tot} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}} \quad (3.55)$$

$$\frac{e_v(s)}{V_{dc}^{ref}(s)} = \frac{sC_{tot}}{sC_{eq} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}} \quad (3.56)$$

Figura 3.38 – Diagrama de blocos do controle de tensão para barramentos cc em paralelo.

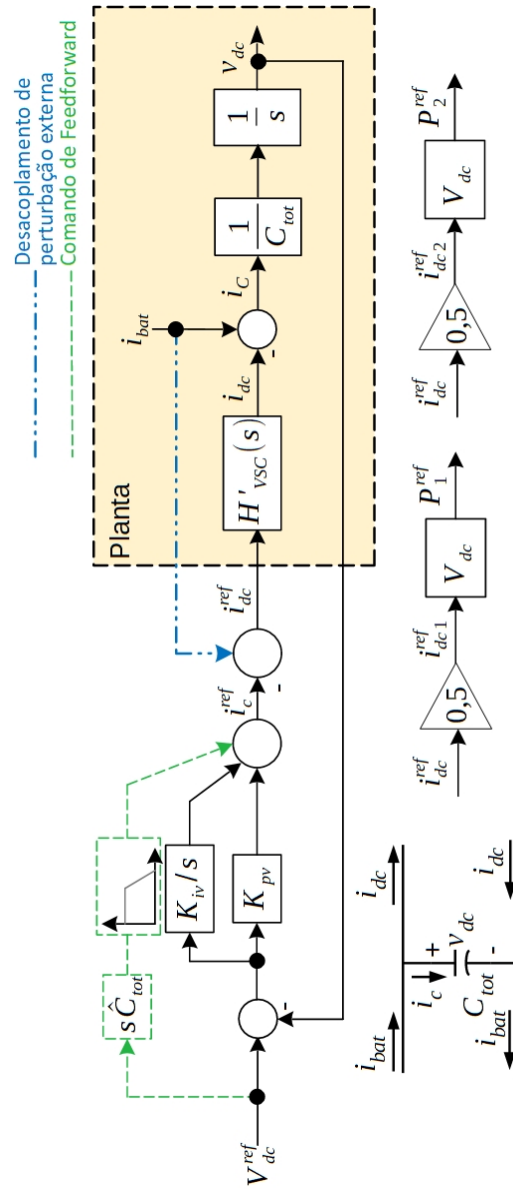
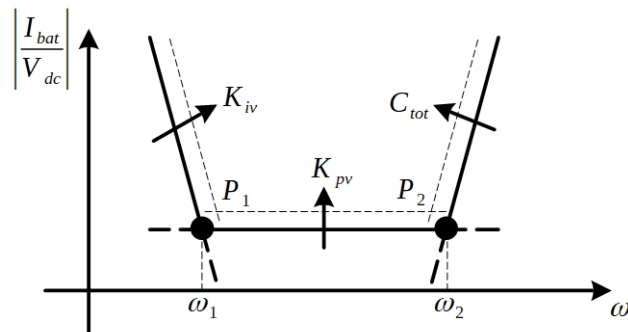


Figura 3.39 – Aproximação por assíntotas da rigidez dinâmica do controle de tensão para barramentos cc em paralelo.



3.7.2 Barramentos independentes

De maneira bem sucinta, para barramentos cc independentes basta duplicar o controle apresentado na [subseção 3.7.1](#), sendo uma malha independente para cada VSC. Eliminando-se o ganho 0,5 ao final do controle e substituindo C_{tot} por C_1 e C_2 , conforme o caso, resulta num controle adequado.

Essa forma de ligação independente, permite níveis de potências substancialmente diferentes entre os VSCs que compõem o conversor FPVU. Se por um lado isso é desejável para acomodar diferentes demandas nos barramentos cc, isso implicará em valores diferentes de amplitude dos harmônicos de ordem $6k \pm 1 \forall k$ ímpar, condição necessária para o cancelamento de harmônicos como demonstrado na [seção 3.4](#). Logo, haverá impacto negativo na qualidade da forma de onda de corrente no ponto de conexão com a rede elétrica. Esse *tradeoff* será abordado nos capítulos posteriores (resultados de simulação e experimentais).

3.7.3 Barramentos em série

A conexão em série de barramentos cc distintos requer, independentemente da aplicação, da utilização de pelo menos dois tipos de controladores, um relacionado ao fluxo de potência principal e outro ao balanceamento de tensão entre conversores [[122](#), [123](#), [124](#)]. O presente trabalho propõe um controle baseado numa malha principal para o controle da tensão total dessa série e uma malha auxiliar, em paralelo, para o balanceamento das tensões conforme apresentado na [Figura 3.40](#).

A equação que define a rigidez dinâmica do controle principal é dada por [\(3.57\)](#). Considerando a condição ideal onde as capacitâncias de ambos os conversores tem o mesmo valor, $C_1 \approx C_2$, ela pode ser reduzida à [\(3.58\)](#). Outra forma de chegar a mesma simplificação é considerar um ponto inicial onde a diferença de tensões é muito pequena $\Delta V_{dc} \approx 0$. A [Figura 3.41](#) (a) representa a sua aproximação assintota.

$$\frac{I_{bat}(s)}{V_{dc}(s)} = \left(sC_{eq} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \cdot \left[\frac{1}{1 - 0.5 \frac{\Delta V_{dc}}{I_{bat}} \frac{C_2 - C_1}{C_1 C_2} \left(K_{pv\Delta} + \frac{K_{iv\Delta}}{s} \right)} \right] \quad (3.57)$$

onde $K_{pv\Delta}$ e $K_{iv\Delta}$ são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral da malha de balanceamento. $\Delta V_{dc} = V_{dc1} - V_{dc2}$ é a diferença de tensão entre as tensões e $C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ é a capacitância equivalente da série.

$$\frac{I_{bat}(s)}{V_{dc}(s)} \approx sC_{eq} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \quad (3.58)$$

Figura 3.40 – Diagrama de blocos do controle de tensão para barramento cc em série.

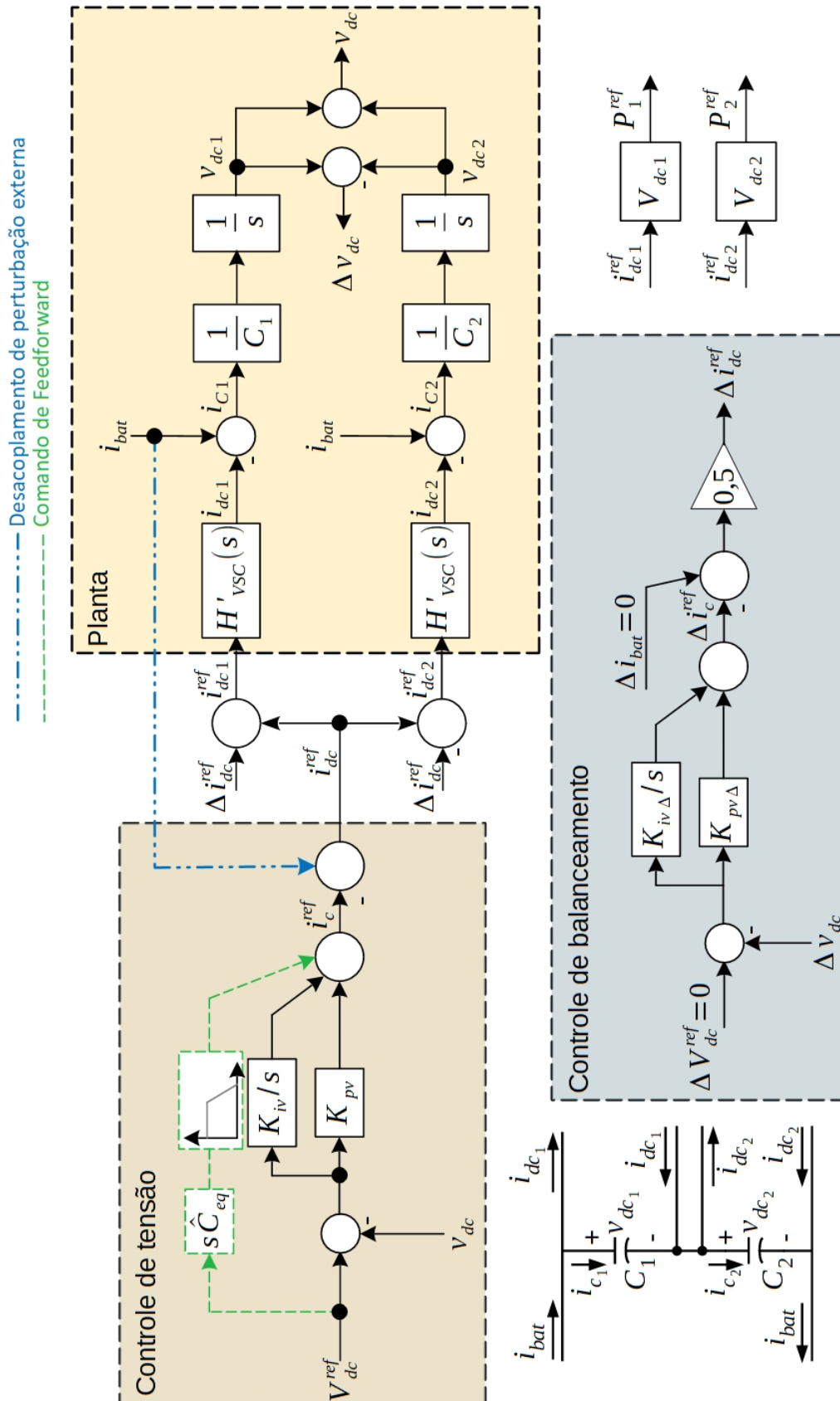
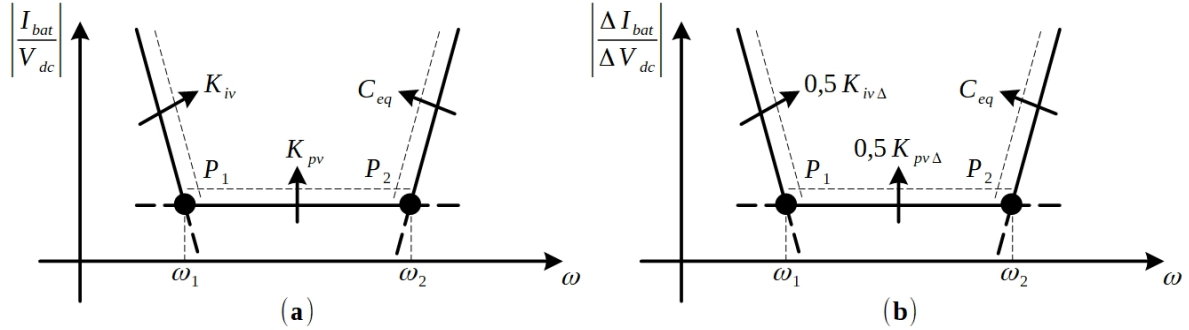


Figura 3.41 – Aproximação por assíntotas da rigidez dinâmica do controle de tensão para barramentos em série. (a) Controle da tensão total. (b) Controle de balanceamento.



A rigidez dinâmica do controle de balanceamento, relacionando a diferença entre as correntes de perturbação (ΔI_{bat}) e a diferença entre as tensões nos barramentos cc (ΔV_{dc}) é dada por (3.59). Mais uma vez, considerando $C_1 \approx C_2$ essa é reduzida a (3.60) e pode ser representada pela Figura 3.41 (b). A equação resultante é bem similar ao do controle total da tensão, com a diferença de haver um ganho 0,5 nas ações proporcional e integral do controlador.

$$\frac{\Delta I_{bat}(s)}{\Delta V_{dc}(s)} = \frac{sC_{eq} + 0.5 \left(K_{pv\Delta} + \frac{K_{iv\Delta}}{s} \right)}{1 + \frac{V_{dc}}{\Delta I_{bat}} \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \frac{C_1 - C_2}{C_1 C_2}} \quad (3.59)$$

$$\frac{\Delta I_{bat}(s)}{\Delta V_{dc}(s)} \approx sC_{eq} + 0.5K_{pv\Delta} + 0.5\frac{K_{iv\Delta}}{s} \quad (3.60)$$

Por fim, as equações da função de transferência em malha fechada e da relação erro-entrada são dadas por (3.61) e (3.62), respectivamente. Novamente, ao fazer a consideração de que os conversores possuem aproximadamente a mesma capacitância, elas podem ser aproximadas por (3.63) e (3.64). Para a malha de balanceamento tratam-se das equações (3.65) e (3.66), que sob a mesma consideração de ausência de desbalanceo, reduzem-se a (3.67) e (3.68), respectivamente.

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^{ref}(s)} = \frac{K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}}{sC_{eq} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} + 0,5\frac{\Delta V_{dc}}{V_{dc}} \left(K_{pv\Delta} + \frac{K_{iv\Delta}}{s} \right) \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2}} \quad (3.61)$$

$$\frac{e_v(s)}{V_{dc}^{ref}(s)} = \frac{sC_{eq}}{sC_{eq} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} - 0,5\frac{\Delta V_{dc}}{e_v} \left(K_{pv\Delta} + \frac{K_{iv\Delta}}{s} \right) \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2}} \quad (3.62)$$

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^{ref}(s)} \approx \frac{K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}}{sC_{eq} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}} \quad (3.63)$$

$$\frac{e_v(s)}{V_{dc}^{ref}(s)} \approx \frac{sC_{eq}}{sC_{eq} + K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}} \quad (3.64)$$

$$\frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta V_{dc}^{ref}(s)} = \frac{0,5K_{pv\Delta} + 0,5\frac{K_{iv\Delta}}{s}}{sC_{eq} + 0,5K_{pv\Delta} + 0,5\frac{K_{iv\Delta}}{s} + \frac{V_{dc}}{\Delta V_{dc}} \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2}} \quad (3.65)$$

$$\frac{e_{v\Delta}(s)}{\Delta V_{dc}^{ref}(s)} = \frac{sC_{eq}}{sC_{eq} + 0,5K_{pv\Delta} + 0,5\frac{K_{iv\Delta}}{s} - \frac{V_{dc}}{e_{v\Delta}} \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2}} \quad (3.66)$$

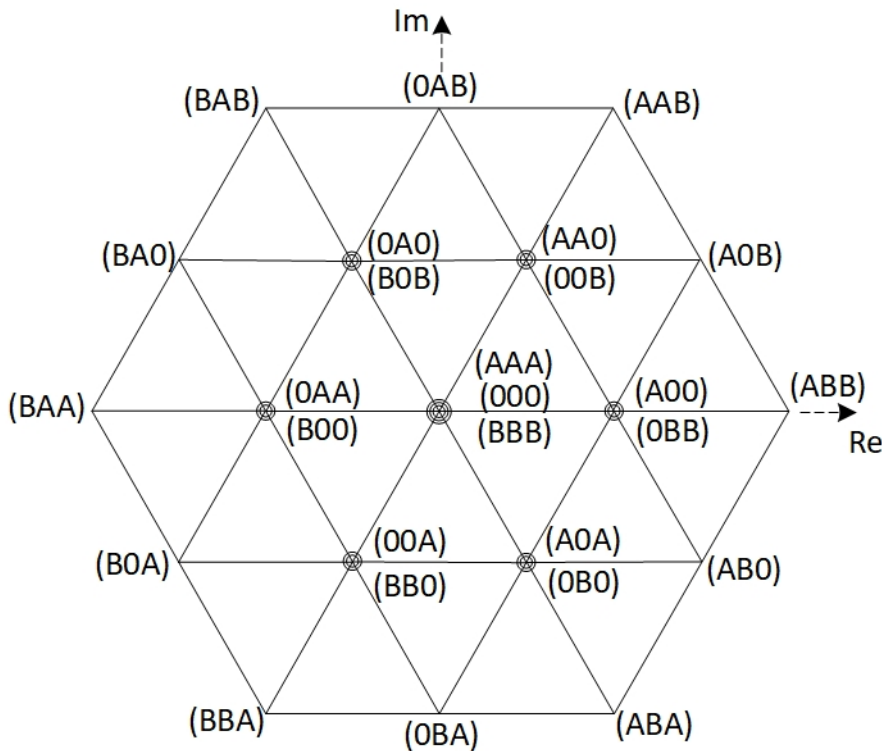
$$\frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta V_{dc}^{ref}(s)} \approx \frac{0,5K_{pv\Delta} + 0,5\frac{K_{iv\Delta}}{s}}{sC_{eq} + 0,5K_{pv\Delta} + 0,5\frac{K_{iv\Delta}}{s}} \quad (3.67)$$

$$\frac{e_{v\Delta}(s)}{\Delta V_{dc}^{ref}(s)} \approx \frac{sC_{eq}}{sC_{eq} + 0,5K_{pv\Delta} + 0,5\frac{K_{iv\Delta}}{s}} \quad (3.68)$$

3.7.4 Balanceamento de tensões em conversores 3L NPC

O conversor três níveis NPC da [Figura 2.5](#) (a) possui $3^3 = 27$ possíveis estados de chaveamento que podem ser representados pelo diagrama de vetor espacial da [Figura 3.42](#), onde os caracteres A, B e 0 representam, respectivamente, a tensão entre fase e ponto intermediário do barramento cc igual a $\frac{V_{dc}}{2}$, $-\frac{V_{dc}}{2}$ e 0 V. Os caracteres são dispostos na sequência de fases (U, V, W) da esquerda para a direita [[125](#)].

Figura 3.42 – Diagrama de vetor espacial para conversores de três níveis.



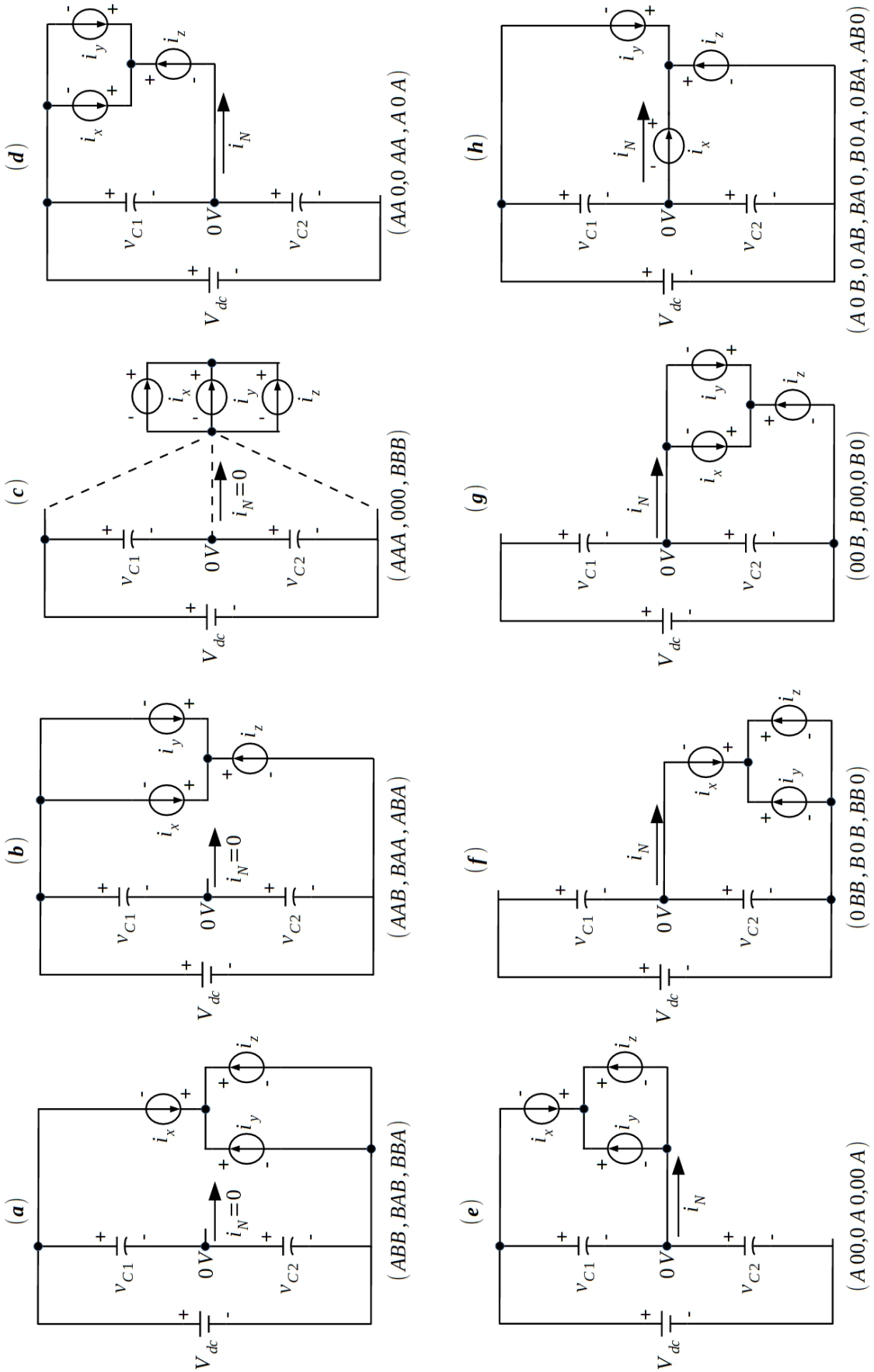
Estes estados podem ser resumidos em sete possíveis ligações trifásicas conforme mostrado na [Figura 3.43](#) [126], onde i_x , i_y , i_z simbolizam uma carga predominantemente indutiva, podendo o x , y e z serem substituídos pelo respectivo designador de fase (U, V ou W) de acordo com o estado que estiver sendo analisado.

Considerando correntes trifásicas equilibradas – i.e. $i_x(t) = -(i_y(t) + i_z(t))$ – a análise das conexões revela que:

- a) As conexões apresentadas na [Figura 3.43](#) (a) a (c) não exercem influência no balanceamento das tensões.
- b) A conexão da [Figura 3.43](#) (d) descarrega C_1 e carrega C_2 sempre que $i_z < 0$ (fluxo de potência na operação motora). No caso contrário (fluxo de potência na operação geradora), C_2 é descarregado e C_1 carregado.
- c) A conexão da [Figura 3.43](#) (e) descarrega C_1 e carrega C_2 sempre que $i_x > 0$ (fluxo de potência na operação motora). No caso contrário, C_2 é descarregado e C_1 carregado (fluxo de potência na operação geradora).
- d) A conexão da [Figura 3.43](#) (f) descarrega C_2 e carrega C_1 sempre que $i_x > 0$ (fluxo de potência na operação motora). No caso contrário (fluxo de potência na operação geradora), C_1 é descarregado e C_2 carregado.
- e) A conexão da [Figura 3.43](#) (g) descarrega C_2 e carrega C_1 sempre que $i_z < 0$ (fluxo de potência na operação motora). No caso contrário (fluxo de potência na operação geradora), C_1 é descarregado e C_2 carregado.
- f) A conexão da [Figura 3.43](#) (h) é o caso mais complexo, pois C_2 é descarregado (C_1 carregado) para $i_x > 0$, condição que pode ocorrer tanto na operação motora como na geradora. Isso também é verdadeiro para o caso oposto ($i_x < 0$ com C_1 descarregando e C_2 carregando). As flutuações de tensão causadas no ponto neutro por essas ligações só podem ser reduzidas mediante aumento das capacitâncias [126], uma vez que não há redundância de vetores nessas condições (vide [Figura 3.42](#)).

Em estratégias de controle de PWM vetorial, as conexões da [Figura 3.43](#) (d) a (g) são utilizadas em estratégias de controle para balanceamento das tensões devido à redundância de vetores [125]. Por exemplo, o estado (AA0) e o estado (00B) produzem o mesmo vetor espacial na [Figura 3.42](#), porém efeitos opostos no balanceamento.

Figura 3.43 – Conexões de rede trifásica para o VSC 3L NPC.



Em [127] são identificadas oito estratégias de controle de balanceamento para conversores multiníveis que empreguem a modulação SHE PWM, divididas em três estágios do processo de utilização da eliminação seletiva de harmônicos, a saber:

- a) **Aquisição dos ângulos de comutação:** auto-balanceamento, regulação de quantidade de carga, ajuste de harmônicos de sequência zero e ajuste do conjunto de ângulos de chaveamento redundante.
- b) **Geração da forma de onda:** modificação do ângulo.
- c) **Seleção do estado de chaveamento ótimo:** modelo preditivo de controle da eliminação seletiva de harmônicos, ajuste dos vetores espaciais de tensão, ajuste dos estados redundantes.

Dentre estas técnicas, os conversores 3L NPC utilizando SHE PWM são naturalmente auto-balanceados e, portanto, neste trabalho será acrescida apenas a técnica de modificação do ângulos proposta em [128] para lidar com condições significativamente distantes da ideal (como desbalanço das correntes no lado ca). Essa escolha está pautada principalmente pela não necessidade de obtenção de tabelas de ângulos modificadas nem da forma de implementação do modulador descritas na [subseção 3.3.2](#).

O auto-balanceamento natural de um conversor 3L NPC utilizando o SHE PWM é exemplificado pela [Figura 3.44](#), onde se verifica que existe um equilíbrio natural entre as configurações de conexão que carregam / descarregam os capacitores C_1 e C_2 ([Figura 3.43](#) (d) a (g)).

O método adicional de alteração dos ângulos de chaveamento baseia-se na alteração da largura dos pulsos do PWM de determinada fase através da alteração dos ângulos de comutação que serão comparados com a onda triangular ([Figura 3.10](#)), conforme mostrado na [Figura 3.45](#).

Como mostrado na [Figura 3.46](#), os ângulos são modificados de acordo com um sinal $\Delta\alpha$ que leva em consideração o sinal da corrente naquela fase (S_i), a ocorrência e polaridade de uma diferença de tensão no capacitor C_2 acima de um desejado limiar (S_{dc}) e um fator K acrescido de forma empírica / experimental, que de acordo com [128] deve estar entre $0,01^\circ$ e $0,2^\circ$. S_i e S_{dc} são variáveis discretas e adimensionais cujos valores podem ser -1 , 0 (S_{dc} somente) e 1 .

Figura 3.44 – Exemplo de tensões de saída utilizando o SHE PWM.

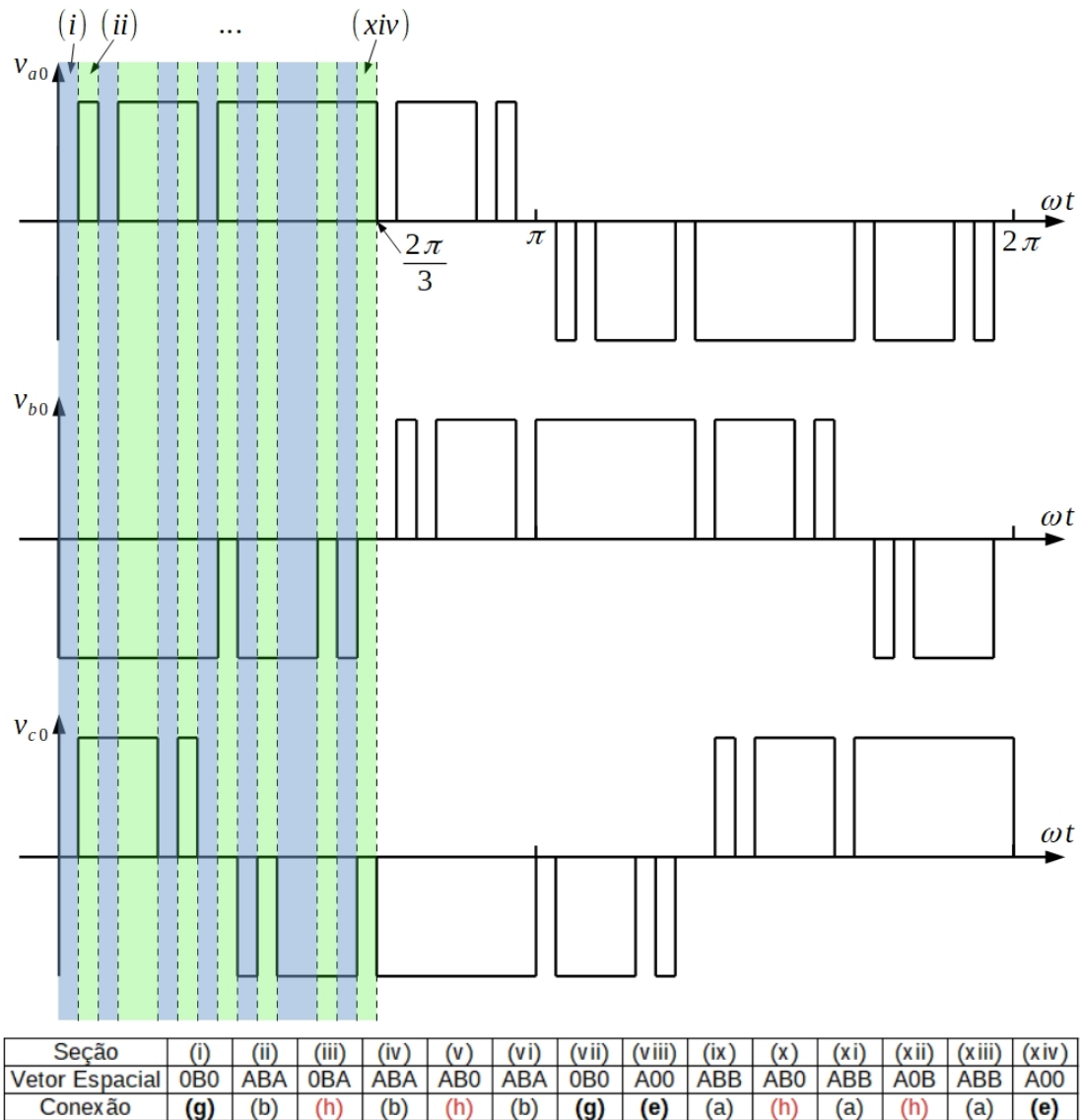


Figura 3.45 – Tensão de fase com os ângulos modificados.

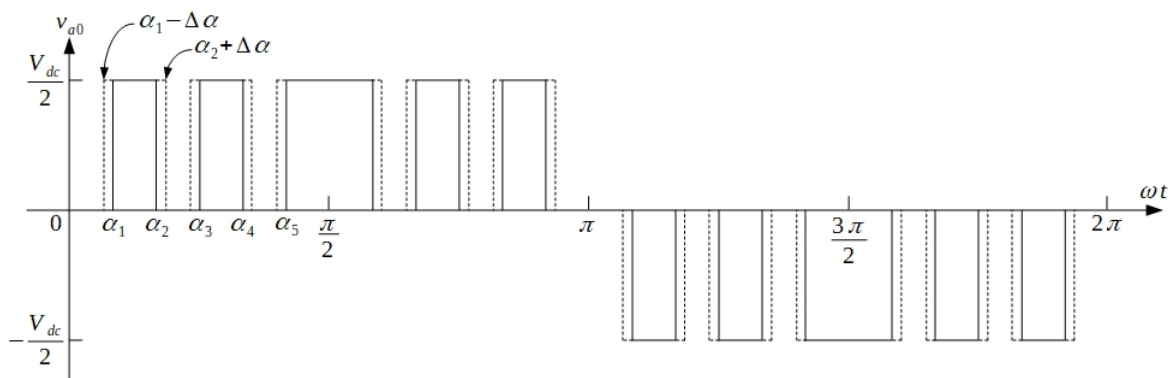
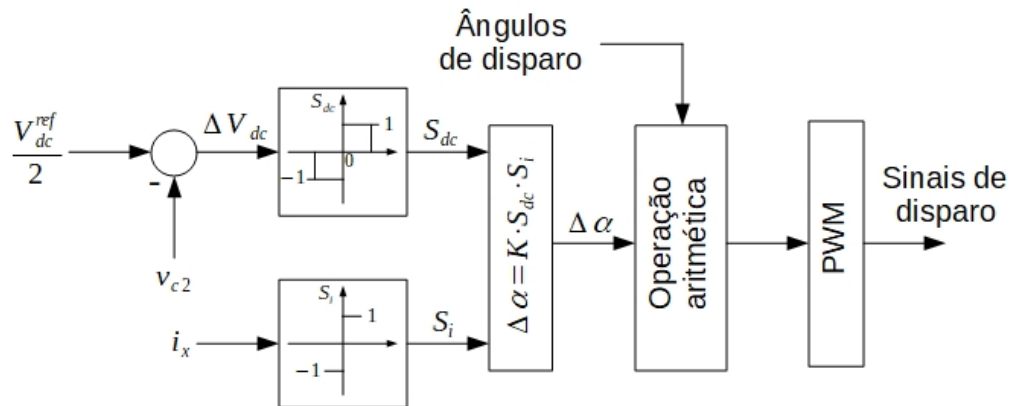


Figura 3.46 – Diagrama de blocos do controlador de tensão de neutro.



3.8 Síntese do capítulo

O conversor FPVU é um equipamento capaz de fornecer correntes senoidais no ponto de conexão com o sistema elétrico, as quais não possuem harmônicos característicos de ordem inferior a quinquagésima, atendendo, assim, os aspectos normativos vigentes.

Esse resultado é alcançado através do uso de conversores de dois ou três níveis conectados a dois secundários, um em triângulo e outro em estrela, de um transformador trifásico de três enrolamentos. Indutores são utilizados entre os conversores e os secundários para diminuição dos harmônicos nessa parte do circuito. Não há elementos capacitivos de filtro. O conversor pode funcionar como um único estágio de conversão cc/ca entre a rede e um banco de baterias, ou trabalhar com estágios intermediários cc/cc para conexão às baterias.

Os harmônicos de ordem $6k \pm 1$ para k ímpar e inteiro são naturalmente cancelados em virtude da conexão do transformador, enquanto que os harmônicos de ordem $12k \pm 1$ para k inteiro são eliminados das formas de onda do conversor através da técnica de eliminação seletiva de harmônicos.

Dois conjuntos de ângulos foram encontrados para esse conversor em sua versão de dois níveis, sendo que um dos conjuntos – daqui em diante identificado como versão 2 – apresenta as vantagens de cobrir a faixa inferior de índices de modulação, possibilitar um aproveitamento melhor do barramento cc se comparado com modulações convencionais e ter um conteúdo de harmônicos não-eliminados com amplitude inferior ao conjunto de ângulos da versão 1. Como desvantagem, ele apresenta significativa não linearidade entre os índices de modulação 0,6 e 0,8 o que representa uma dificuldade maior de implementação das tabelas de consulta (mais pontos são necessários para interpolação).

Para o caso do conversor de três níveis, o conjunto de ângulos encontrado possui

propriedades similares ao do conversor FPVU de 2 níveis versão 2, porém com maior facilidade de linearização ao longo de toda a faixa de índices de modulação. Além disso, ele apresenta harmônicos não-eliminados de amplitude significativamente inferior, o que é natural pelo número maior de níveis.

O conversor FPVU de 2 níveis versão 2 e o conversor de 3 níveis possuem alguns índices de modulação na região de interesse de funcionamento nominal que possuem harmônicos não-eliminados de baixa ordem mínimos ou mesmo nulos. Essa propriedade pode ser explorada em aplicações onde a tensão do barramento cc possa ser definida livremente para reduzir perdas nos conversores e no transformador, além de reduzir o tamanho do reator.

O cancelamento de harmônicos ocorrido no transformador de três enrolamentos se dá pelo campo magnético ainda na culatra de cada fase, como provado no presente capítulo. Isso indica que não há custo adicional de perdas no núcleo do transformador. O cancelamento por corrente na conexão com a rede elétrica, caso normalmente apresentado na literatura, se dá somente em casos em que dois transformadores distintos são utilizados para produzir o mesmo efeito.

As curvas de capacidade para conversores eletrônicos possuem dois limites: a corrente de projeto do conversor e a máxima tensão sintetizável. Essa última é influenciada pelo máximo índice de modulação possível (quanto maior, maior o limite) e pela reatância indutiva série (quanto maior, menor o limite) e impacta o fornecimento de reativos. Dado ao maior índice de modulação possível no conversor FPVU, ele apresenta melhores curvas de capacidade do que conversores convencionais.

O controle do conversor FPVU interligado à rede é implementado em dois controladores: um microcontrolador convencional que abriga um PLL e todo o controle de corrente em sistema de coordenadas síncronas, além do controle de tensão e proteções, e um FPGA que abriga um segundo PLL e a implementação do SHE PWM para os dois conversores que compõem a tecnologia. Detalhes da implementação são apresentados na [seção 6.1](#).

O controle de tensão do barramento cc foi apresentado em três variantes de acordo com a possível conexão entre o lado cc dos conversores: barramentos em paralelo, em série e independentes. O funcionamento em qualquer um desses modos, dependendo das necessidades do banco de baterias, garante a versatilidade da solução. Um algoritmo adicional é incluído no conversor de 3 níveis para lidar com o balanceamento das tensões em cada conversor, embora tenha sido mostrado que o SHE PWM possui uma característica de auto-balanceamento inerente para essa aplicação.

Tanto os controladores de corrente como o de tensão cc apresentados podem ser ajustados com auxílio das curvas de rigidez dinâmica detalhadas nas respectivas seções. A necessidade de realimentação da corrente fundamental por enrolamento secundário,

imperativa para o controle com barramentos cc em série e independentes, é atendida através da técnica de Filtragem por Transformador Virtual que mostrou ter bom desempenho tanto transitório quanto em regime permanente.

O capítulo seguinte comprova o funcionamento do conversor FPVU em suas três versões e com todos os detalhes de controle aqui apresentados por meio de simulações computacionais no domínio do tempo.

4 Resultados de Simulação

Neste capítulo são apresentados resultados obtidos através de simulações do conversor FPVU no domínio do tempo realizadas na plataforma MATLAB / Simulink. As simulações foram realizadas para duas versões do conversor de dois níveis – utilizando os dois conjuntos de ângulos apresentados na [subseção 3.3.1](#) – e para o conversor de três níveis. As técnicas de controle aplicadas foram aquelas descritas nas seções [3.6](#) e [3.7](#).

4.1 Características do sistema

Para verificar o funcionamento do controle proposto em malha fechada, simulações são realizadas através da plataforma Simulink do MATLAB, tanto para o caso da utilização de conversores de dois níveis, quanto de três níveis. Os dados do sistema simulado estão mostrados na [Tabela 4.1](#), onde optou-se por simular as duas topologias com os mesmos valores para poder comparar os possíveis ganhos em qualidade de energia, ou redução do reator de entrada, com o aumento do número de níveis. O valor de potência selecionado (280 kVA) corresponde à potência do protótipo de plena escala previsto na continuidade do projeto (ver [seção D.2](#)).

É importante ressaltar que optou-se por utilizar valores de indutância de entrada que em conjunto com as indutâncias de dispersão do transformador cheguem a valores de aproximadamente 0,2 pu e 0,1 pu para os conversores FPVU de 2 níveis e de 3 níveis, respectivamente. Essa escolha conduz a amplitudes harmônicas próximas nos secundários dos dois tipos de conversores, uma vez que o conversor FPVU 3 níveis possui, naturalmente, uma forma de onda com menor conteúdo harmônico. O valor de 0,1 pu é compatível com valores recomendados para indutância série em filtros LCL de baixa tensão [[129](#)], enquanto que o valor de 0,2 pu só é comum em filtros para casos onde a frequência de chaveamento é limitada devido à alta potência envolvida [[65](#)].

Os parâmetros de circuito equivalente do transformador estão indicados na [Tabela 4.2](#) e estão baseados nos ensaios de curto-circuito e à vazio realizados no transformador do protótipo de plena escala (vide [seção C.3](#)).

O banco de baterias foi simulado utilizando o modelo existente no MATLAB / Simulink [[130](#)] com os parâmetros principais informados na [Tabela 4.1](#) e deixando os cálculos dos parâmetros internos a cargo da modelagem padrão do software. A curva de descarga resultante do banco simulado está apresentada na [Figura 4.1](#), onde os valores de corrente selecionados foram para representar descargas nas taxas de 1C, C/2 e C/4.

Tabela 4.1 – Dados de simulação do conversor FPVU

Elemento	Parâmetro	Valor	
		VSC 2L	VSC 3L
Rede	Tensão [V]	13800	
	Frequência [Hz]	60	
Transformador	Potência Nominal [kVA]	280	
	Tensão do Primário [V]	13800	
	Tensão dos secundários [V]	440	
	Grupo de conexão	Dd0y1	
Reatores ca ^a	Indutância no Δ [μH]	590	295
	Indutância no Y [μH]	506,8	211,8
Barramento cc	Capacitância por VSC [mF]	5.25	
	Faixa de tensões [V]	647 ... 823	
Reator cc	Indutância [μH]	75	
	Resistência [$m\Omega$]	0.1	
Banco de baterias ^b	Tecnologia da bateria	Íon de Lítio	
	Tensão nominal [V]	720	
	Capacidade nominal [kWh (Ah)]	510 (708.3)	
DDSRF-PLL	Kp_{PLL}	0,742	
	Ki_{PLL}	98,9	
Controle de Corrente ^c	Kp_{dq}	0,32 (0,213)	0,16
	Ki_{dq}	13 (8,7)	6,5
Controle de Tensão	Kp_v	0,5	
	Ki_v	2,2	
Frequências características [kHz]	Microcontrolador	5,76	
	FPGA	250	
	Simulação	250	
	Chaveamento conversor ^d	1,14	1,08

^a As indutâncias de filtro escolhidas não são idênticas de forma a compensar as diferentes indutâncias de dispersão do transformador vistas por cada conversor.

^b Os fabricantes indicam, em geral, uma tensão nominal, que é somente a média entre a tensão máxima e a tensão de corte durante o período de descarga [131].

^c Para os casos em que o controle de tensão funcionou em cascata com o controle de corrente de eixo direto, a ação integral deste último foi removida.

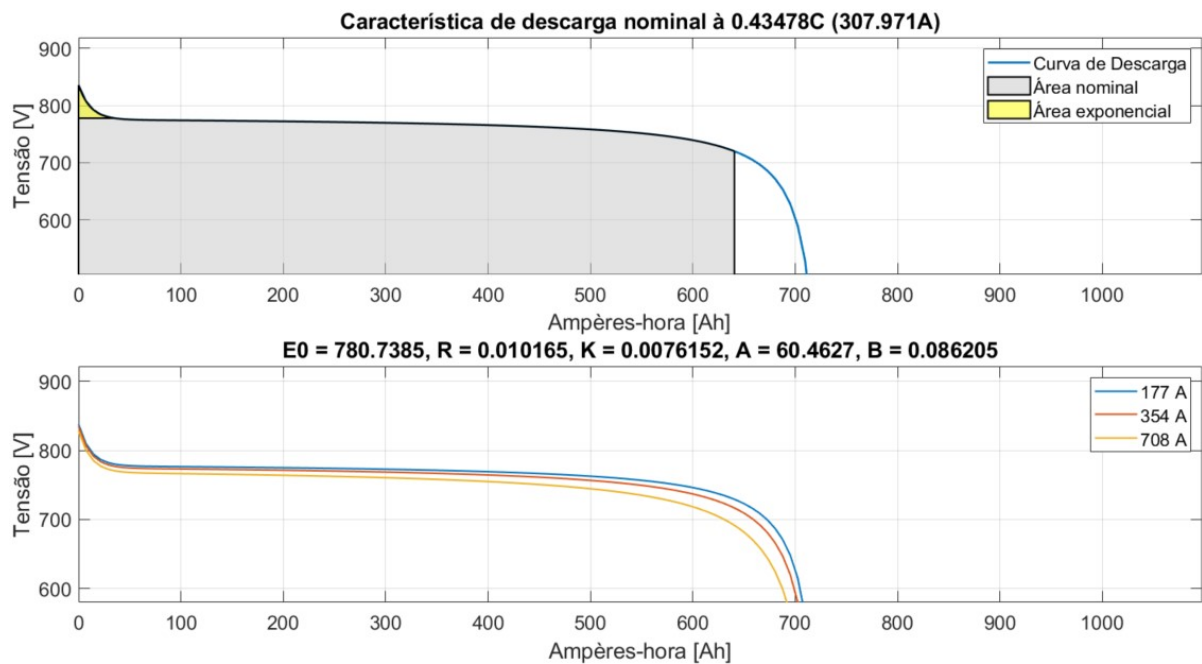
^d Importante enfatizar que, como mostrado na seção 3.3, a frequência de chaveamento dos conversores no SHE PWM é uma consequência do padrão de pulsos e da quantidade de ângulos escolhidos. Não se trata de uma grandeza selecionada ou ajustável.

A utilização de um reator cc entre o barramento cc e o banco de baterias (reator de 75 μH na Tabela 4.1) é uma necessidade ainda questionável. Material de fabricantes de conversores comerciais para grandes bancos de baterias omitem a existência de tal elemento de filtragem [132] e o trabalho apresentado em [133] não detectou efeito do *ripple* de corrente no envelhecimento de baterias de Íon de Lítio.

Tabela 4.2 – Parâmetros de circuito equivalente do transformador simulado

Ramo do circuito	Parâmetro	Valor
Magnetização	Impedância	$563,9 \angle 20,94^\circ \text{ k}\Omega$
	Resistência	$526,7 \text{ k}\Omega$
	Indutância	$534,5 \text{ H}$
Primário	Impedância	$42,31 \angle 75,59^\circ \Omega$
	Resistência	$10,5 \Omega$
	Indutância	$108,7 \text{ mH}$
Secundário Δ	Impedância	$19,5 \angle 3,69^\circ \text{ m}\Omega$
	Resistência	$19,4 \text{ m}\Omega$
	Indutância	$3,33 \mu\text{H}$
Secundário Y	Impedância	$35,6 \angle 63,25^\circ \text{ m}\Omega$
	Resistência	$16 \text{ m}\Omega$
	Indutância	$84,26 \mu\text{H}$

Figura 4.1 – Curvas de descarga da bateria simulada.



O principal motivo para este baixo impacto estaria no capacitor de dupla camada intrínseco ao eletrodo das baterias ser capaz de conduzir grande parte desse conteúdo, efetivamente reduzindo o *ripple* de corrente experimentado pela reação de transferência de carga. Outros trabalhos corroboram com essas conclusões para altas frequências (acima de 100 Hz), embora afirmem que as componentes harmônicas de baixa ordem (inferior a 10 Hz) podem degradar significativamente as células. O impacto de uma faixa intermediária de frequências (entre 10 Hz e 100 Hz) ainda é incerto [134].

Em conclusão, foi adotado neste trabalho a indutância de $75 \mu H$, a qual é, no pior dos casos, um quarto do valor de indutância dos reatores ca e produz um efeito substancial na redução do *ripple* de corrente nas baterias. A [Figura 3.1](#) indica as possíveis posições desse indutor (L_{dc}).

4.2 Ajuste dos controladores

O ajuste dos controladores do DDSRF-PLL (vide [Figura 3.32](#)) foi feito de acordo com os cálculos recomendados em [108], os quais são função da tensão e frequência do sistema, a saber:

- a) Os filtros passa-baixas nos caminhos de desacoplamento de eixos foram *Butterworth* de primeira ordem com frequência de corte $\sqrt{2}$ menor do que a fundamental da rede. Em [108] foi apresentado que esse valor resulta ainda numa resposta superamortecida do PLL, e portanto sem oscilações, e com boa resposta dinâmica. Frequências mais baixas aumentam o tempo de rastreamento do ângulo, enquanto que frequências maiores ou iguais a fundamental produzem repostas subamortecidas.
- b) Os ganhos proporcional (K_{pPLL}) e integral (K_{iPLL}) foram escolhidos de forma a se obter uma frequência de corte (ω_c) duas vezes menor do que a frequência fundamental e um fator de amortecimento (ζ) de $\frac{1}{\sqrt{2}}$, conforme (4.1) e (4.2).

$$K_{iPLL} = \frac{\omega_c^2}{V_d} \quad (4.1)$$

$$K_{pPLL} = 2\zeta \sqrt{\frac{K_{iPLL}}{V_d}} \quad (4.2)$$

O ajuste do controle de corrente foi feito para obter os maiores ganhos possíveis – uma vez que o ganho proporcional define o mínimo ponto de rigidez dinâmica (vide [Figura 3.37](#)) – respeitando uma faixa de passagem razoável em relação à frequência de 720 Hz , que corresponde à frequência dos primeiros harmônicos eliminados do SHE PWM referidos ao eixo de coordenadas síncronas. Isso foi alcançado através da alocação dos polos nas frequências de 72 Hz e $7,2 \text{ Hz}$. Na segunda alternativa de conversor FPVU 2 níveis, os polos foram reduzidos para 48 Hz e $4,8 \text{ Hz}$ devido a forte não linearidade dos ângulos na faixa de índices de modulação de interesse da aplicação (faixa entre 0,6 e 0,8 na [Figura 3.5](#)).

As [Figuras 4.2](#), [4.3](#) e [4.4](#) indicam, respectivamente, as curvas de rigidez dinâmica (3.51), a resposta em frequência entre saída e entrada (3.49) e entre erro e entrada (3.50). Não foi implementada a indutância ativa (i.e. $L_A = 0$ nas equações da malha) dada a complexidade deste controle, em especial para implementação física em protótipo.

Figura 4.2 – Curva de rigidez dinâmica do controle de corrente.

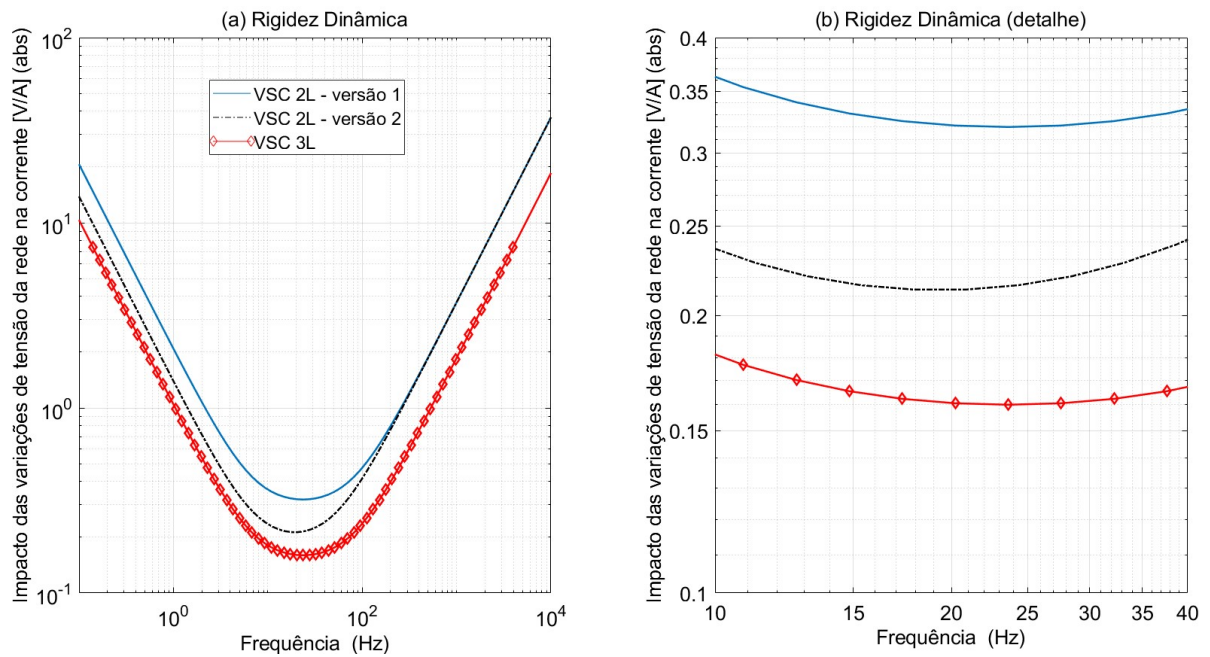
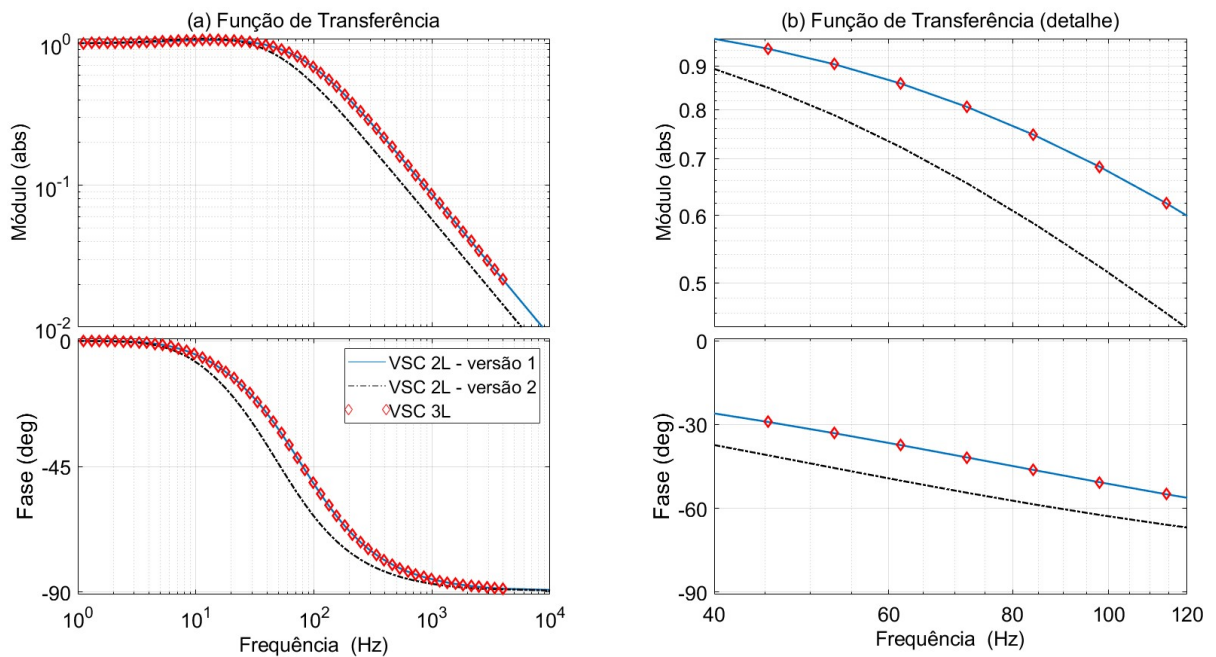
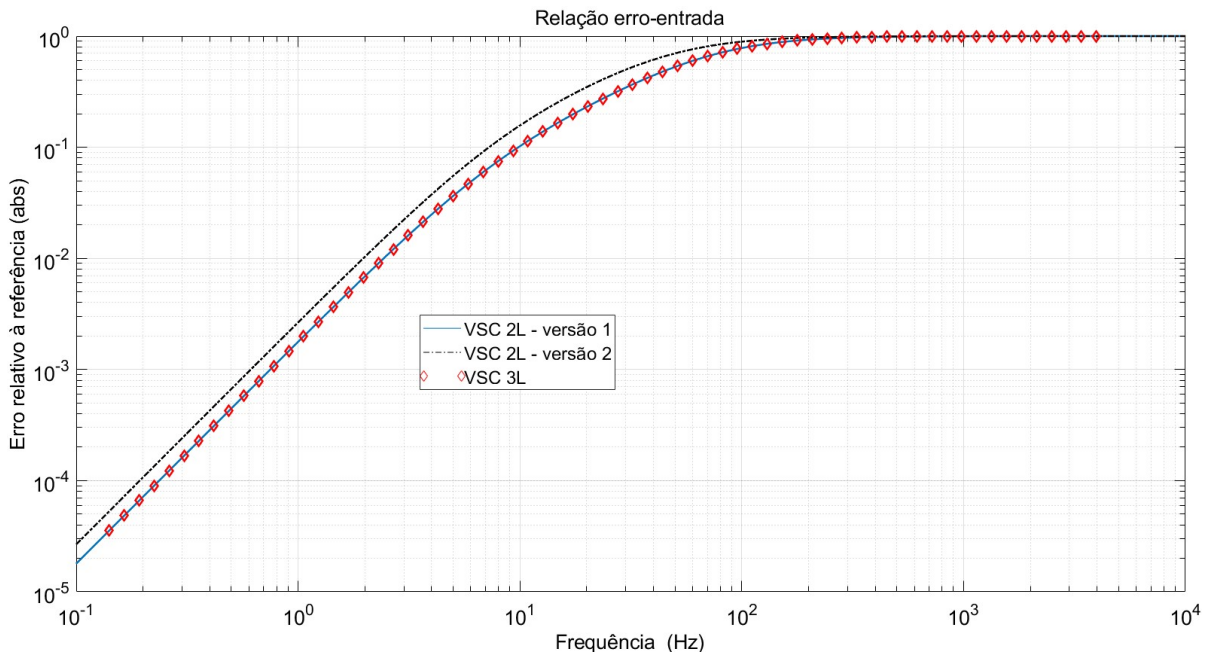


Figura 4.3 – Função de transferência do controle de corrente.



É possível verificar nas curvas de rigidez dinâmica (Figura 4.2) que o vale de cada relação perturbação-saída é o valor numérico dos ganhos proporcionais, como esperado, e que está localizado em frequências bem semelhantes para os controladores que foram regulados para a mesma frequência (cerca de 25 Hz para VSC 2L versão 1 e VSC 3L). Na segunda opção de conversores dois níveis, como a frequência do controle foi reduzida, o vale foi deslocado para a esquerda para a frequência de aproximadamente 20 Hz .

Figura 4.4 – Curva da relação entre erro e entrada do controle de corrente.



As funções de transferência e relações erro-entrada para o conversor FPVU de 2 níveis versão 1 e de 3 níveis são coincidentes em virtude do fato de tanto o ganho dos controladores como a indutância serem, nesse último, metade do valor do primeiro. Utilizando essas considerações em (3.49) e (3.50), verifica-se que as funções permanecem rigorosamente as mesmas (numerador e denominador reduzidos pelo mesmo fator).

A Tabela 4.3 sumariza importantes informações retiradas das funções de transferência da Figura 4.3. A estabilidade de todas as configurações pode ser verificada pelo fato de as respectivas funções de transferência possuírem apenas polos reais do lado esquerdo do eixo imaginário.

Tabela 4.3 – Frequências relevantes das funções de transferência do controle de corrente.

Conversor	Faixa de Passagem (-3dB)	Polos
VSC 2L versão 1	92,4 Hz	$[-15.11; -1.10]$ Hz
VSC 2L versão 2	63,7 Hz	$[-7.96; -1.19]$ Hz
VSC 3L	92,4 Hz	$[-15.11; -1.10]$ Hz

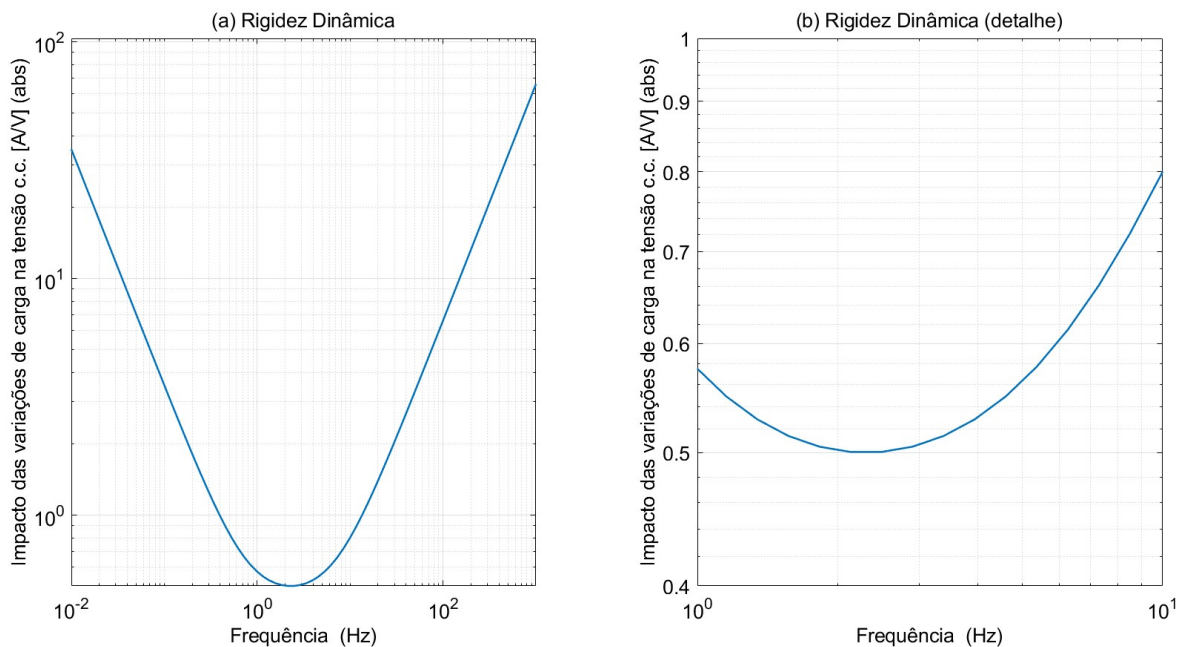
As relações entre erro e entrada da Figura 4.4 mostram erros muito baixos para comandos de baixa frequência – ressaltando que as correntes em coordenadas síncronas comportam-se como componentes cc – e mostrando a incompatibilidade do sistema com componentes de alta frequência.

A rigidez dinâmica do controle de tensão (3.54), que compõe a malha mais externa

de controle, foi ajustada em todos os casos para polos de $7,2 \text{ Hz}$ e $0,72 \text{ Hz}$. Como todos os conversores possuem a mesma capacitância de barramento cc e os mesmos ganhos, não há diferença entre as curvas. Além disso, para o controle de tensão em cascata com o controle de corrente, a ação integral do controlador de corrente de eixo direto foi desabilitada ($Ki_d = 0$) o que garante uma boa distância entre as ações das respectivas malhas.

A rigidez dinâmica da Figura 4.5 possui o vale de $0,5$ na frequência de $2,3 \text{ Hz}$. A função de transferência da Figura 4.6, conforme (3.55), possui frequência de corte em $8,27 \text{ Hz}$ e polos reais à esquerda do eixo imaginário de $-1,08 \text{ Hz}$ e $-0,12 \text{ Hz}$, garantindo também a estabilidade. A relação erro-entrada é apresentada na Figura 4.7 obtida de (3.56).

Figura 4.5 – Curva de rigidez dinâmica do controle de tensão.



4.3 Conversor FPVU de 2 níveis - versão 1

Para realizar a carga da bateria obedecendo a curva CCTC (vide Figura 2.1) de forma simples e eficaz, o controle de tensão da Figura 3.38 é colocado em cascata com o controle de corrente de eixo direto da Figura 3.34, porém com um saturador entre eles e uma adequada técnica de *anti-windup* no controle de tensão como mostrado na Figura 4.8 [131].

Procedendo desta maneira, o controle de tensão trabalhará grande parte do ciclo de carga propositalmente saturado enviando uma referência de corrente constante para o controlador de corrente a jusante. Quando a tensão se aproximar suficientemente da referência, a saída do controle de tensão ficará abaixo dos limites de saturação e esse

Figura 4.6 – Função de transferência do controle de tensão.

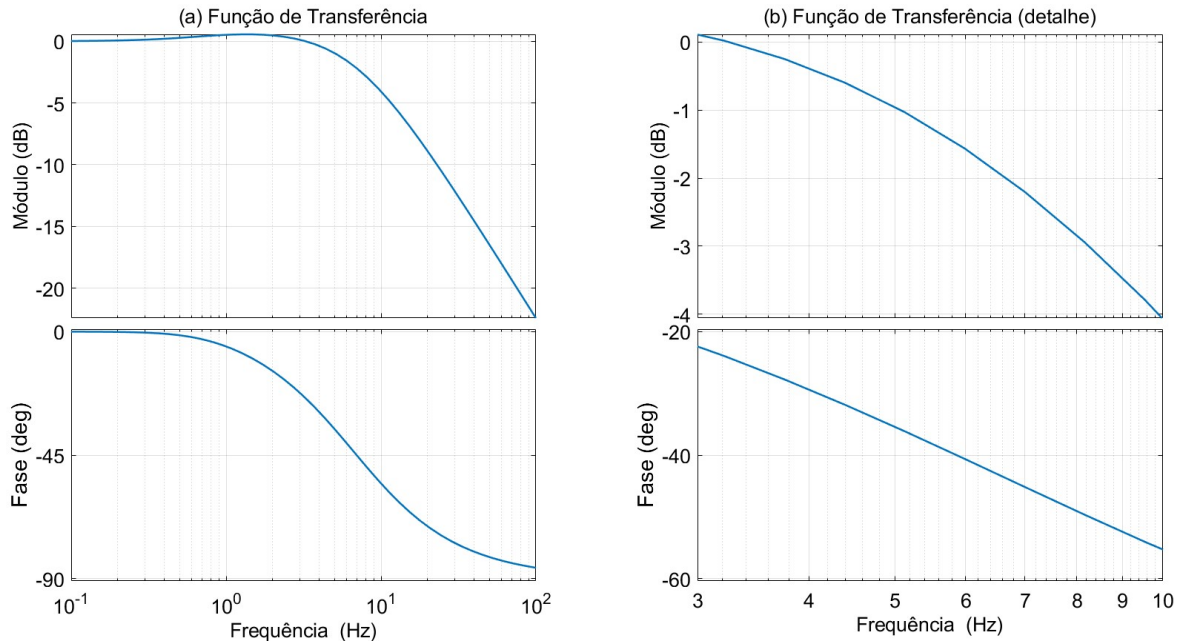
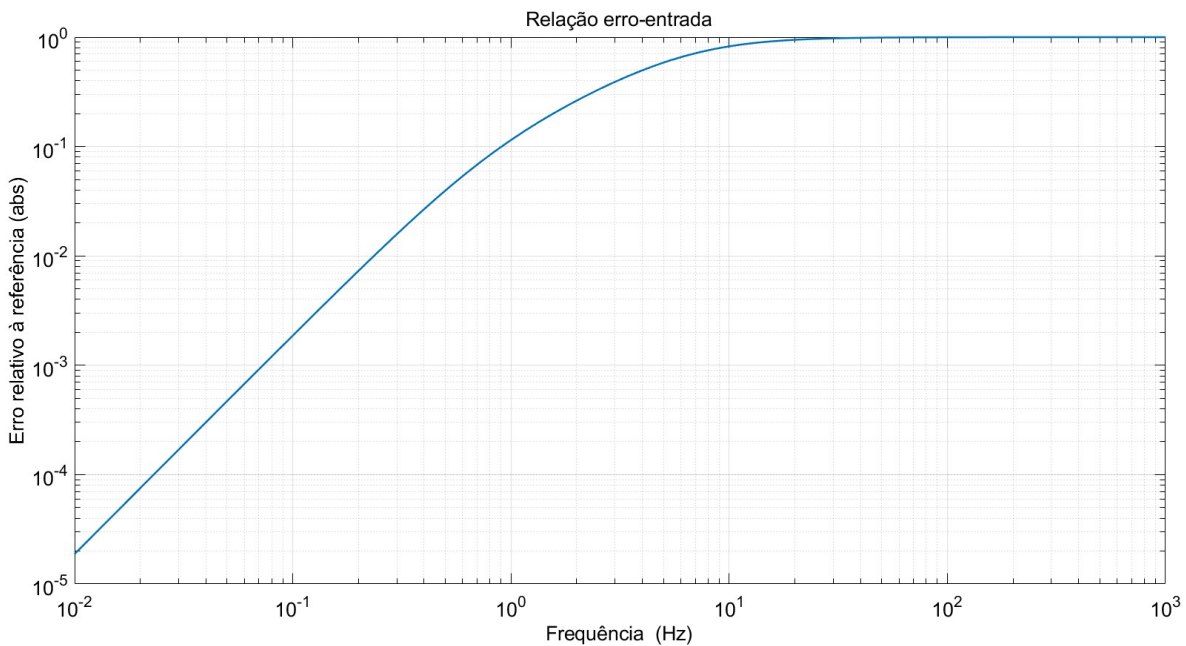
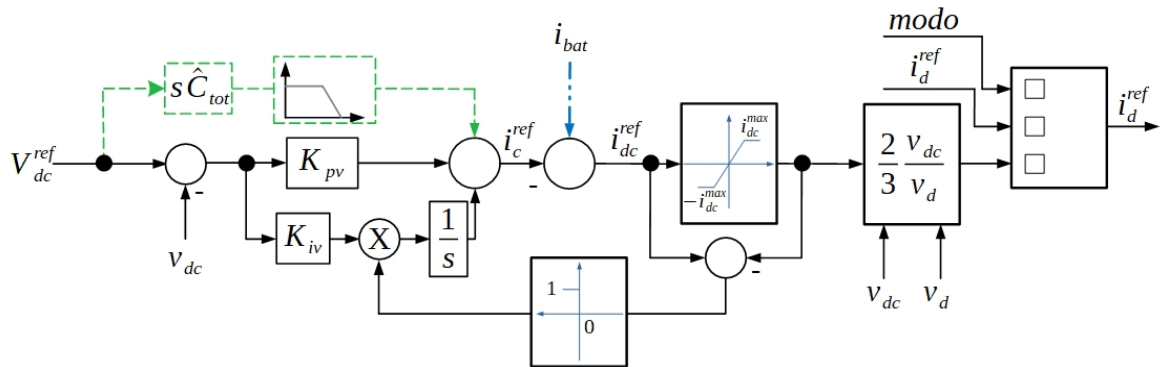


Figura 4.7 – Curva da relação entre erro e entrada do controle de tensão.



passará a atuar apropriadamente para manter a tensão no barramento cc constante. O *anti-windup* é necessário para que a ação integral do controlador não acumule o erro durante todo o período de corrente constante na carga. Quando do controle por demanda do operador do sistema, o controle de tensão é desativado e a referência de corrente de eixo direto é enviada diretamente para o controle de corrente.

Figura 4.8 – Diagrama de blocos do controle para banco de baterias.



4.3.1 Controle de corrente na rede elétrica

Os primeiros resultados de simulação foram feitos para a injeção de plena potência na rede elétrica com fator de potência de deslocamento unitário ($P^{ref} = 280 \text{ kW} \rightarrow I_d^{ref} = 259,8 \text{ A} \quad I_q^{ref} = 0 \text{ A}$). A referência de corrente de eixo direto foi inserida no instante de tempo $t = 0,3 \text{ s}$ através de uma rampa de inclinação $3750 \frac{\text{A}}{\text{s}}$ por VSC.

A Figura 4.9 apresenta as correntes no referencial síncrono para cada secundário em conjunto com as suas referências, onde pode-se verificar a adequada resposta do controle de corrente tanto em regime permanente quanto em regime dinâmico. A Figura 4.10 apresenta as correntes em sua conexão com a rede elétrica também comprovando o correto seguimento da rampa de referência.

Figura 4.9 – Injeção de potência ativa: correntes fundamentais de eixos rotativos nos secundários.

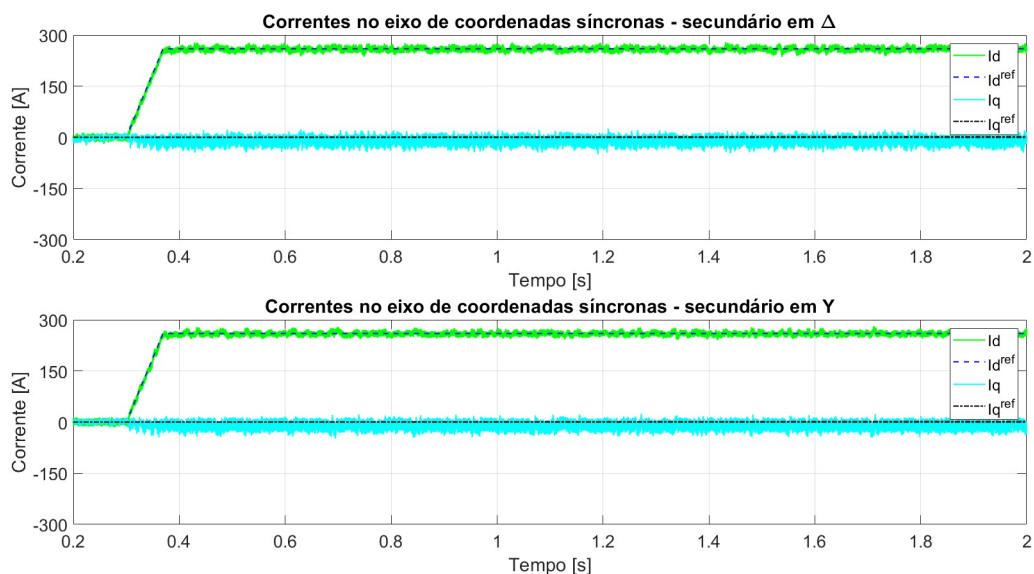
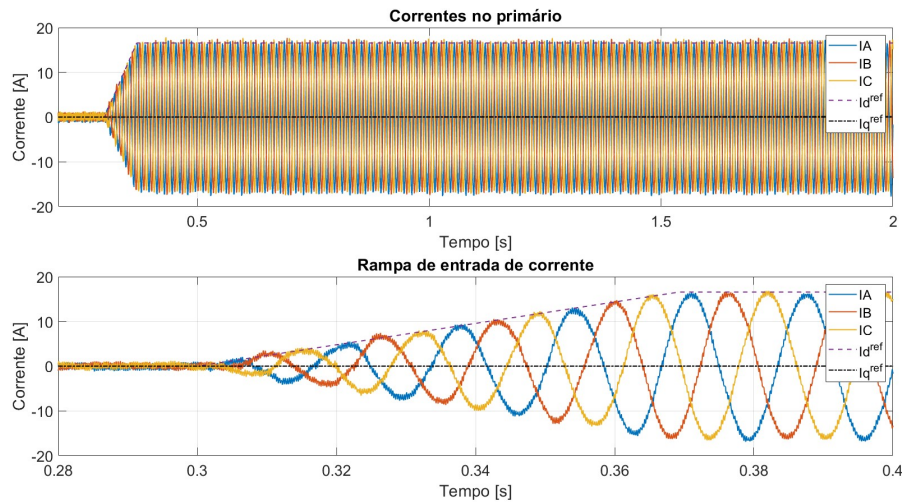


Figura 4.10 – Injeção de potência ativa: correntes trifásicas na rede elétrica.



A Figura 4.11 apresenta as tensões e correntes trifásicas no ponto de conexão com a rede elétrica, onde pode-se observar o alinhamento das correntes com as tensões das respectivas fases. A potência de base para a composição deste gráfico foi cerca de 20% maior do que a potência nominal do conversor apenas para permitir uma melhor visualização das correntes nominais com as tensões (impedindo a sobreposição dos sinais).

Conforme indicado na Figura 4.12, estes resultados foram obtidos para um estado de carga da bateria de 50%, extraindo da bateria uma corrente média de 374,67 A a uma tensão média de 771,04 V, o que supera em 8,88 kW a potência entregue à rede. Essa diferença diz respeito às perdas nas resistências inseridas no circuito simulado (indutores, transformador e modelo das chaves).

Do ponto de vista da qualidade de energia, as Figuras 4.13 e 4.14 apresentam as correntes altamente distorcidas dos secundários em triângulo e estrela, respectivamente. O valor da distorção harmônica¹ foi ainda majorado pelo valor elevado de tensão cc presente na bateria (aumento do *ripple*). É importante observar que os primeiros harmônicos não eliminados – no caso específico o 5° e o 7° – são os de maior amplitude, o que é um fato comum para a modulação SHE PWM [125]. Outro fato notório é a ausência de harmônicos de ordem $12k \pm 1$, os quais foram propositalmente eliminados da tensão chaveada, conforme mostrado na tensão chaveada de fase da Figura 4.15².

¹ O índice de distorção harmônica considerado nas correntes do secundário foi o THD, uma vez que não se trata de uma conexão ao PAC e, portanto, não há nenhuma comparação com limites normativos e não há sentido prático em determinar uma corrente de demanda para o cálculo do TDD.

² Embora a figura em questão apresente a forma de onda de apenas 3 ciclos da fundamental para melhor clareza do padrão de pulsos, a FFT foi calculada a partir de 12 ciclos da mesma forma que as demais variáveis do presente capítulo.

Figura 4.11 – Injeção de potência ativa: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica.

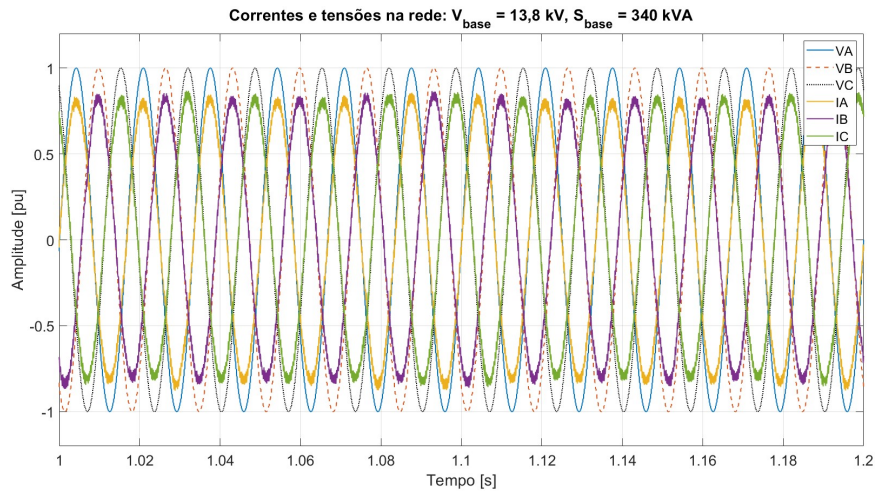


Figura 4.12 – Injeção de potência ativa: tensão, corrente e estado de carga da bateria.

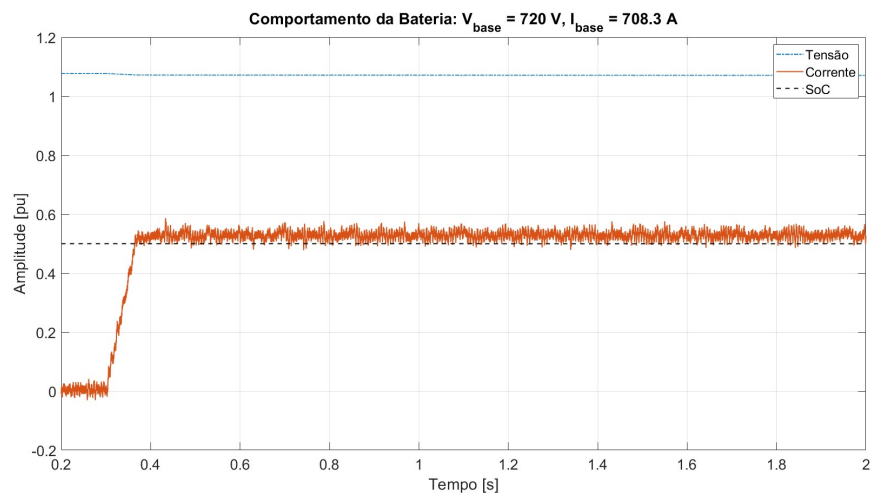


Figura 4.13 – Injeção de potência ativa: corrente na fase A do secundário em triângulo.

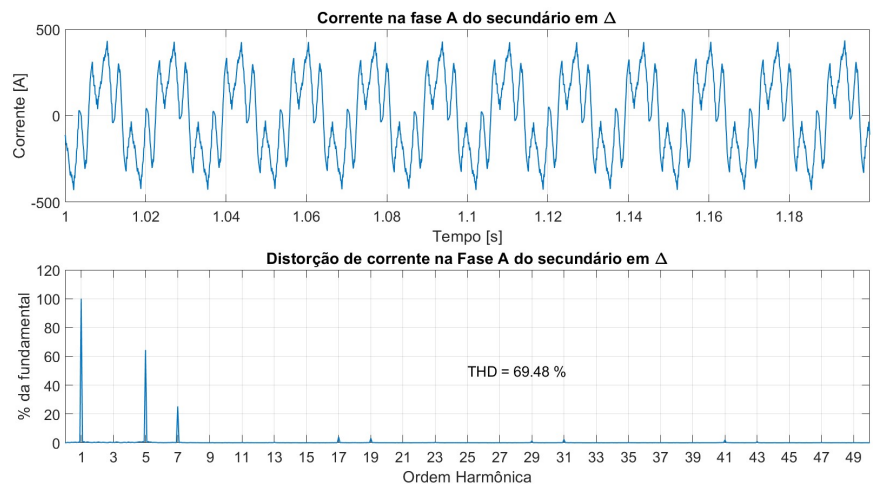
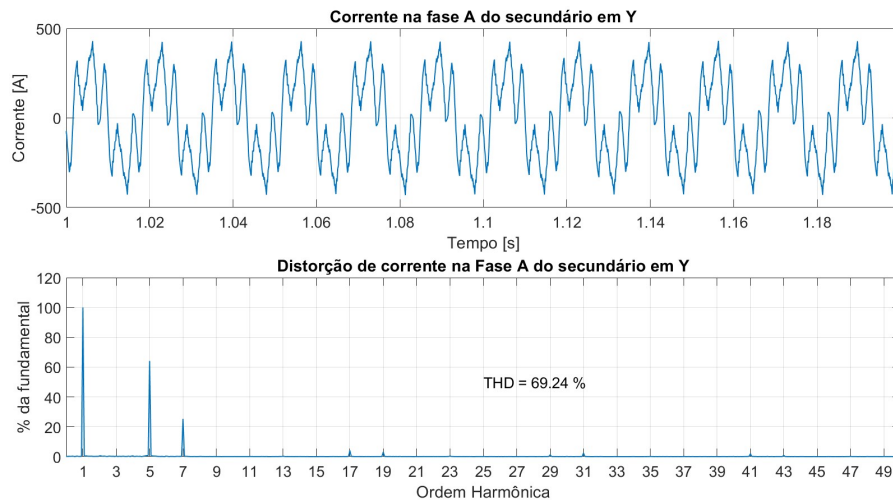
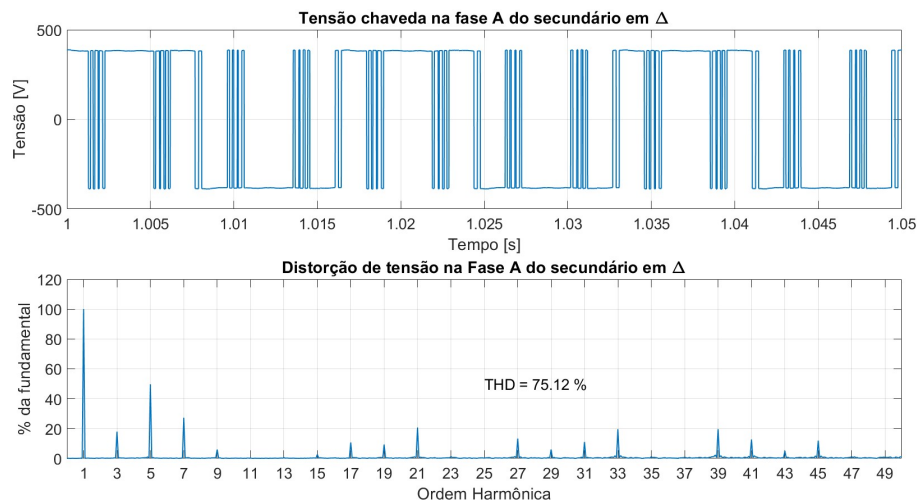


Figura 4.14 – Injeção de potência ativa: corrente na fase A do secundário em estrela.

Figura 4.15 – Injeção de potência ativa: tensão sintetizada na fase A do secundário em Δ .

A composição destas correntes com o cancelamento de harmônicos inerente ao transformador produzem correntes trifásicas com distorção total de demanda na ordem de 1% e abaixo de todos os limites individuais recomendados pela IEEE 519³, conforme comprovado através das Figuras 4.16, 4.17 e 4.18.

Em redes elétricas com grande quantidade de potência instalada de energia renovável intermitente, mais notadamente a solar e a eólica, pode ser comandada pela rede a absorção de potência pelo banco de baterias em ocasiões de excesso de geração em relação à demanda das cargas. Por isso, o conversor também foi simulado em condições de absorção de potência nominal a fator de potência de deslocamento unitário.

³ O respectivo padrão apresenta limites totais e individuais diferenciados em razão do nível de curto-circuito do sistema, onde uma rede mais forte possui maiores limites. Neste trabalho foram adotados, de forma conservadora, os limites estabelecidos para a menor potência de curto-circuito.

Figura 4.16 – Injeção de potência ativa: corrente na fase A da rede.

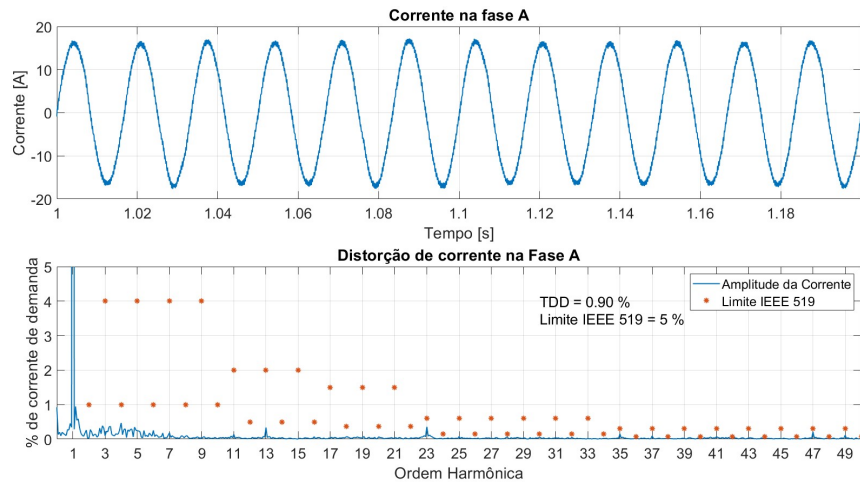


Figura 4.17 – Injeção de potência ativa: corrente na fase B da rede.

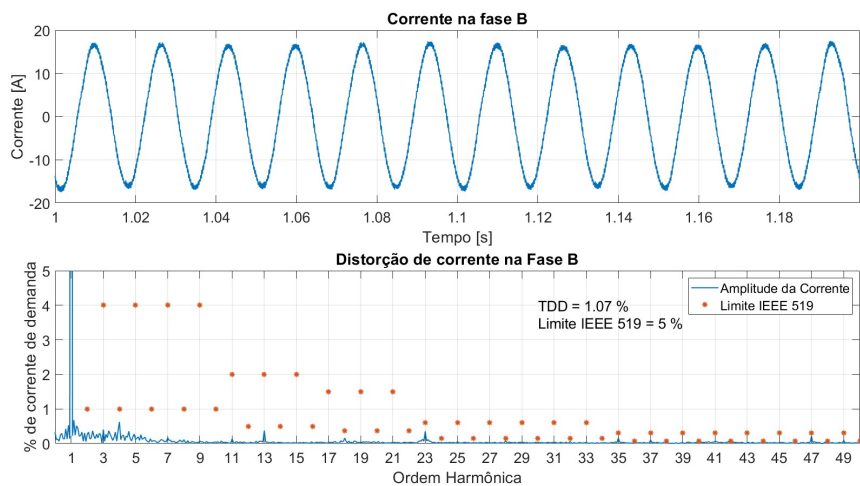
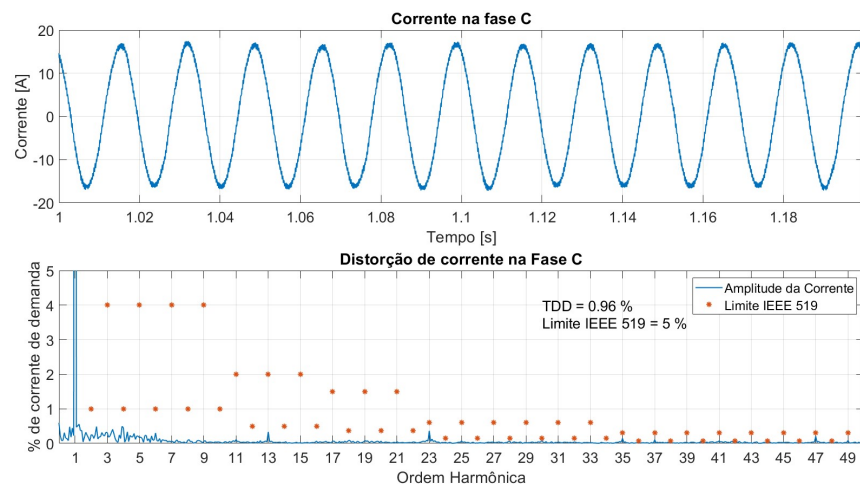


Figura 4.18 – Injeção de potência ativa: corrente na fase C da rede.



No modo de absorção de potência o controle de corrente foi novamente capaz de seguir a referência como mostrado nas Figuras 4.19 e 4.20. O deslocamento de 180° entre tensão e corrente de fase na rede elétrica mostrada na Figura 4.21 indica a inversão do fluxo de potência ativa.

O aumento da distorção harmônica de corrente na rede elétrica, tomando a fase B como exemplo na Figura 4.22, é motivado pela diminuição do índice de modulação neste modo de operação que conduz a um aumento na amplitude dos harmônicos mais significativos conforme Figura 3.11. A diminuição do índice de modulação é motivada pelo ligeiro aumento da tensão na bateria (Figura 4.23) e pela queda de tensão nas resistências do circuito. São situações opostas ao que ocorre no modo de injeção de potência ativa.

Figura 4.19 – Absorção de potência ativa: correntes fundamentais de eixos rotativos nos secundários.

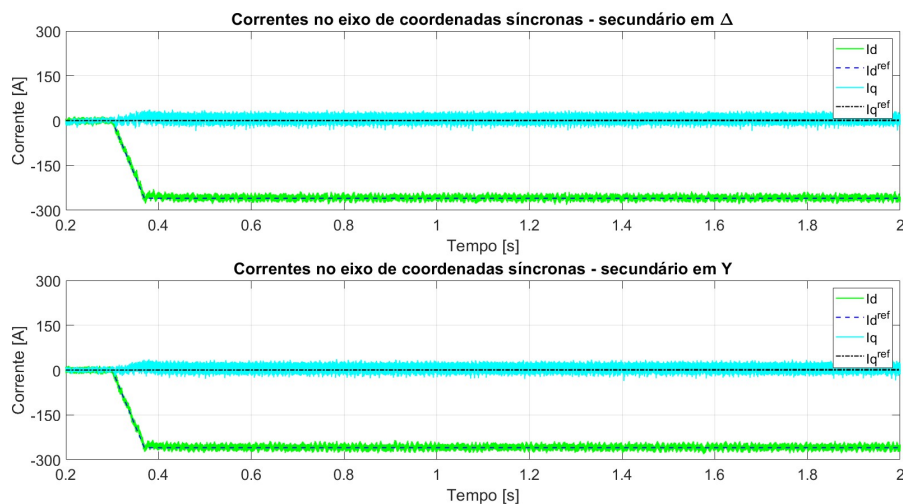


Figura 4.20 – Absorção de potência ativa: correntes trifásicas na rede elétrica.

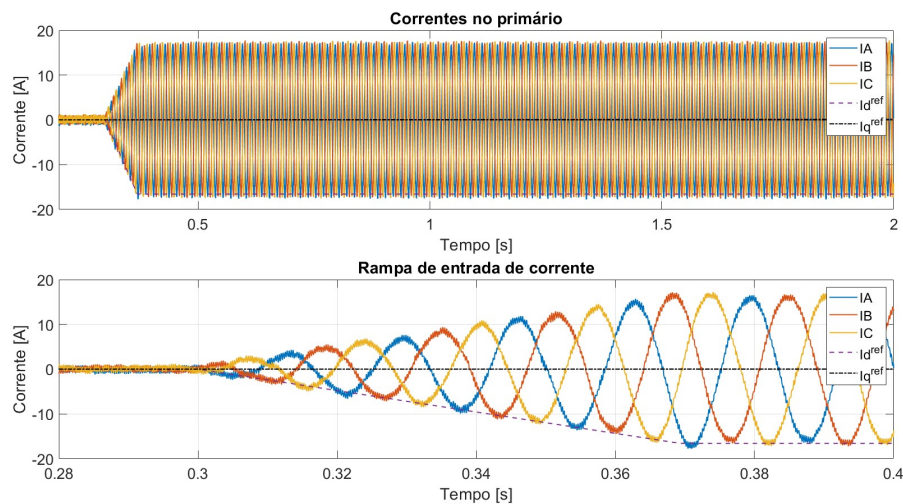


Figura 4.21 – Absorção de potência ativa: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica.

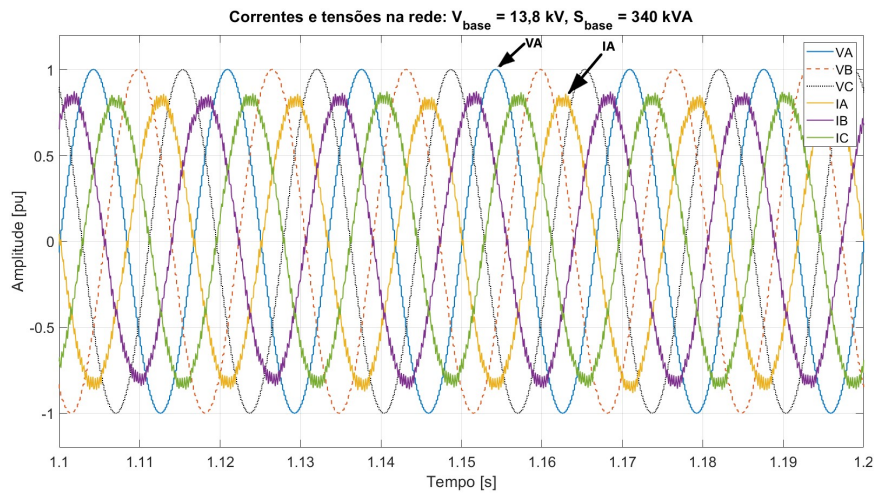


Figura 4.22 – Absorção de potência ativa: corrente na fase B da rede.

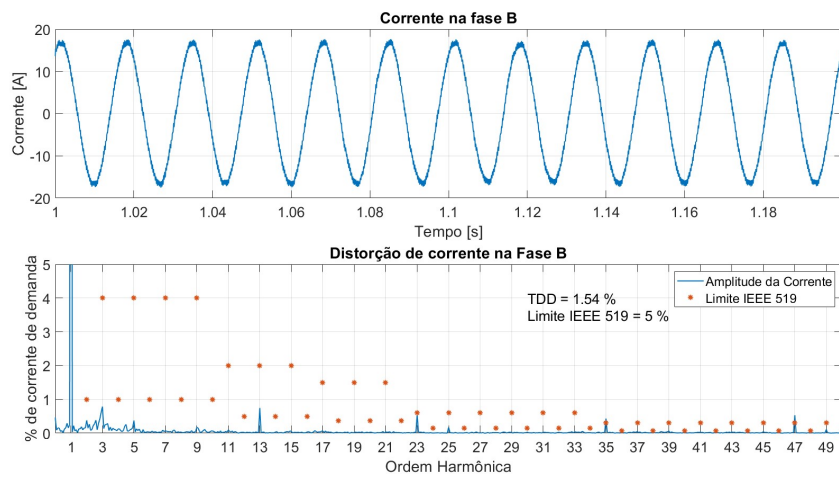
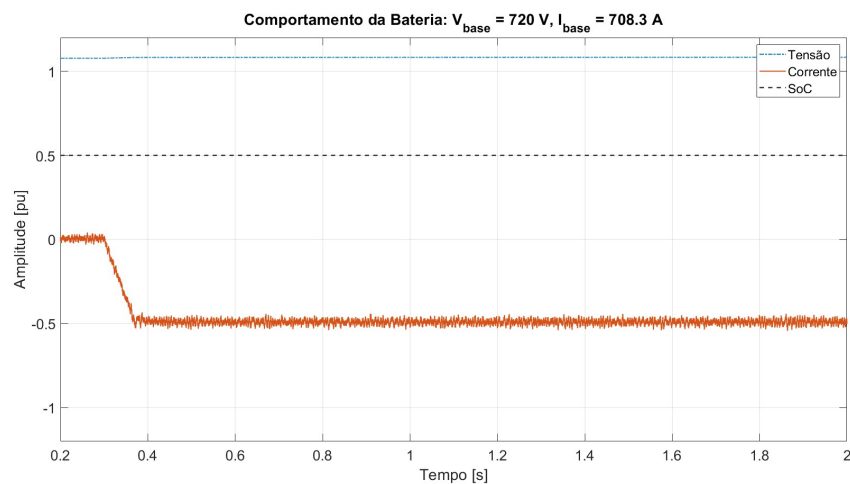


Figura 4.23 – Absorção de potência ativa: tensão, corrente e estado de carga da bateria.



As Figuras 4.24 e 4.25 apresentam os resultados para injeção de reativos de 280 kVAr^4 . Novamente o controle é capaz de seguir a referência em regime transitório e permanente.

Figura 4.24 – Fornecimento de reativos: correntes fundamentais de eixos rotativos nos secundários.

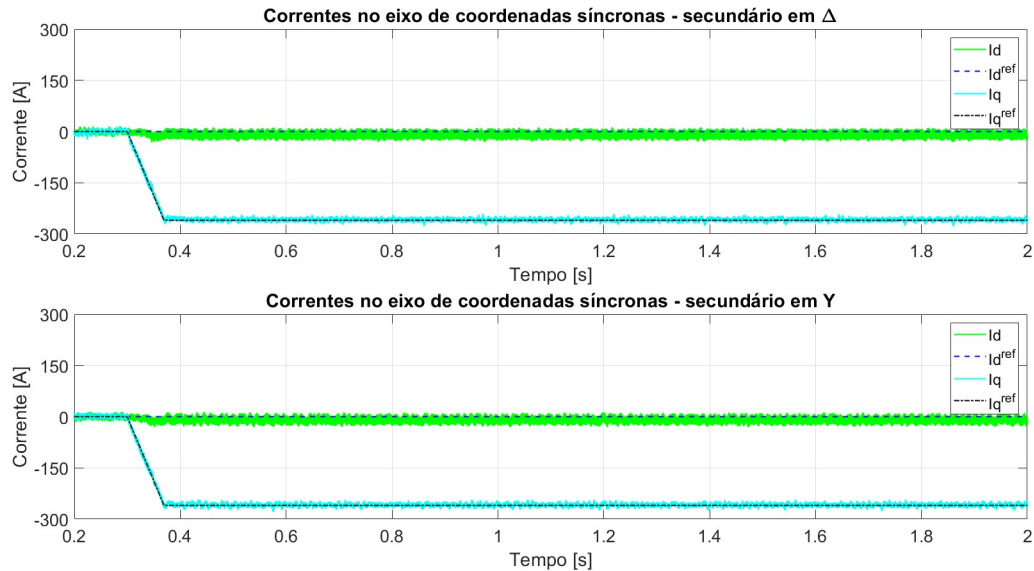
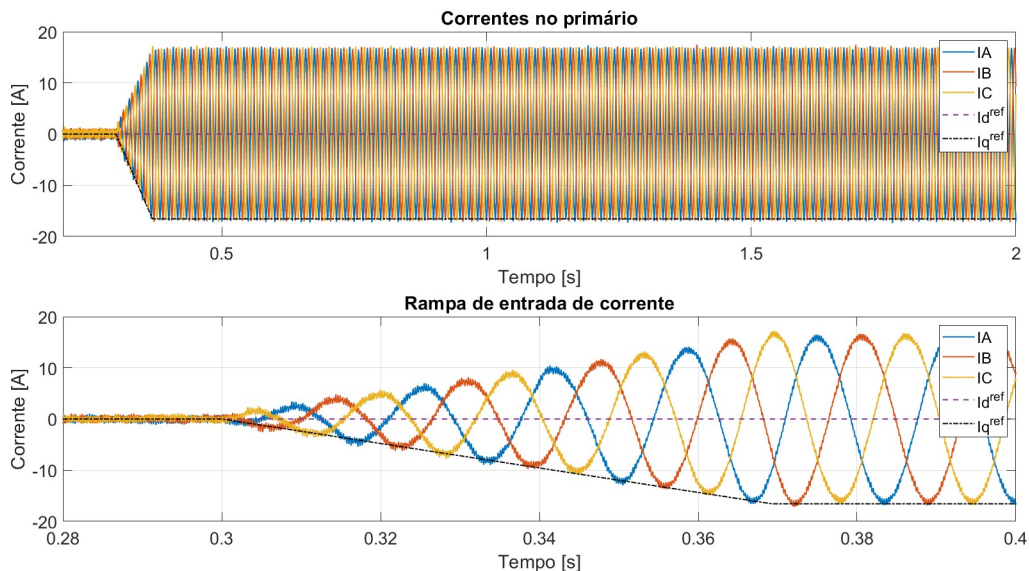


Figura 4.25 – Fornecimento de reativos: correntes trifásicas na rede elétrica.



⁴ O leitor atento irá notar que esse valor supera em muito o limite estabelecido na [seção 3.5](#). Isso se deve ao fato de o banco de baterias simulado trabalhar, em quase toda a sua faixa de estado de carga, com tensões superiores a 750 V , o que significa um aumento de cerca de 10% na tensão do barramento cc e exerce uma influência positiva na capacidade de injeção de reativos do conversor, a qual está extremamente ligada ao máximo valor de tensão possível em seus terminais.

A Figura 4.26 apresenta as correntes atrasadas de 90° das tensões indicando o fornecimento de reativos – já que foi adotada neste trabalho a convenção de ação geradora – e que não há fluxo perceptível de potência ativa. Esse último também pode ser comprovado pela ausência de corrente média no banco de baterias (Figura 4.27), que desta feita operava à uma SoC de 20% exemplificando a capacidade do sistema em funcionar em valores diferentes de estado de carga dentro da faixa de operação⁵.

Figura 4.26 – Fornecimento de reativos: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica.

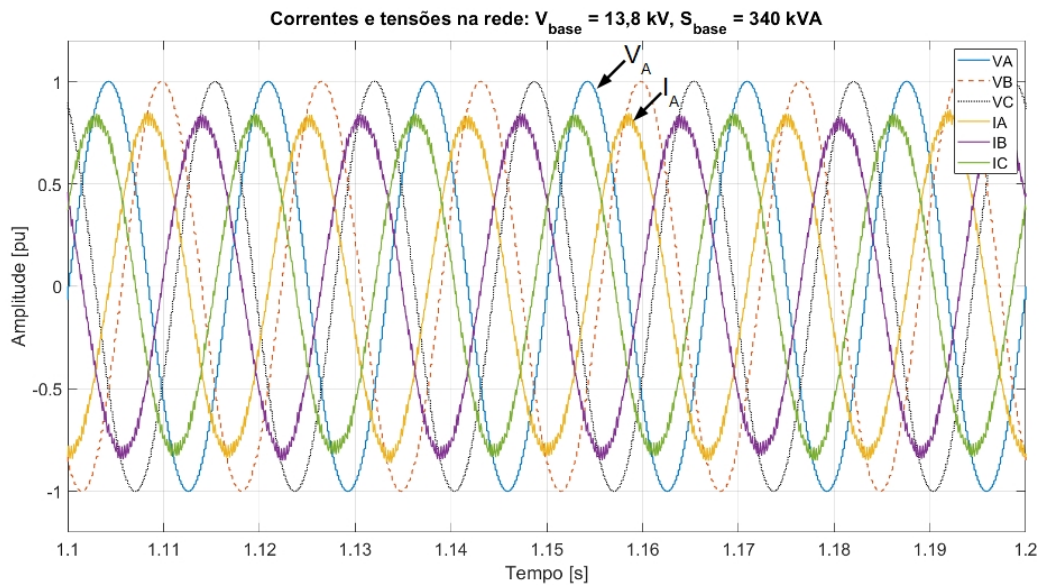
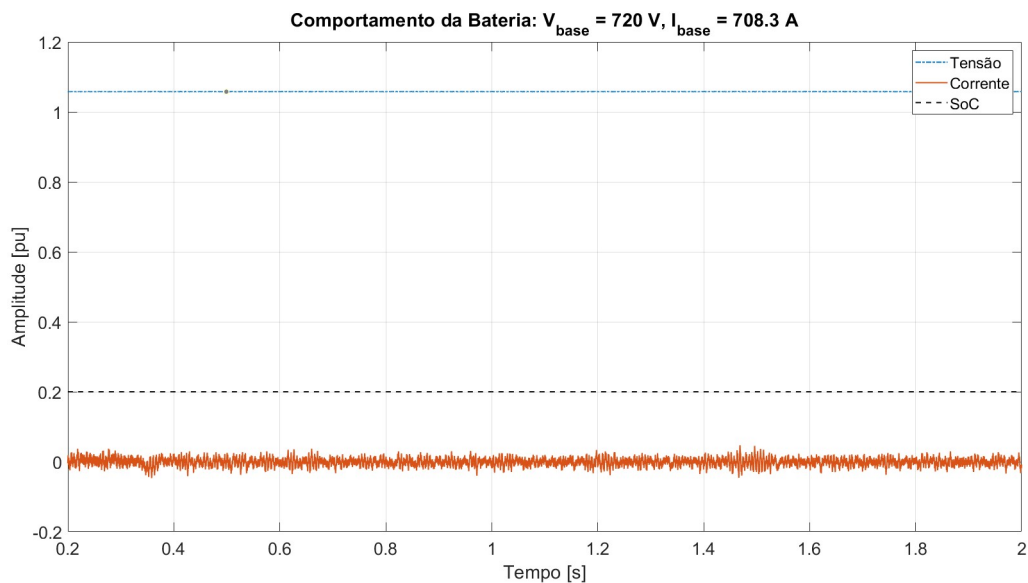


Figura 4.27 – Fornecimento de reativos: tensão, corrente e estado de carga da bateria.



⁵ Quanto à faixa de operação, em [135] é assumido que a máxima profundidade de descarga para baterias de Íon de Lítio fica entre 70–80%. Para baterias sódio-enxofre, chumbo-ácidas e de fluxo esses valores são de 90%, 65–75% e 100%, respectivamente.

As correntes nos secundários (Figura 4.28) possuem forma de onda diferente dos casos anteriores, porém os harmônicos característicos estão localizados nas mesmas frequências. A amplitude dos harmônicos está diminuída em relação às simulações de fluxo de potência ativa devido ao aumento do índice de modulação para valores mais próximos do limite, região onde a amplitude dos harmônicos característicos é menor (Figura 3.11). As correntes na rede, por sua vez, continuam a possuir forma de onda senoidal para os efeitos práticos e normativos, conforme exemplificado na Figura 4.29 para a fase A da rede.

Figura 4.28 – Fornecimento de reativos: corrente na fase A do secundário em triângulo.

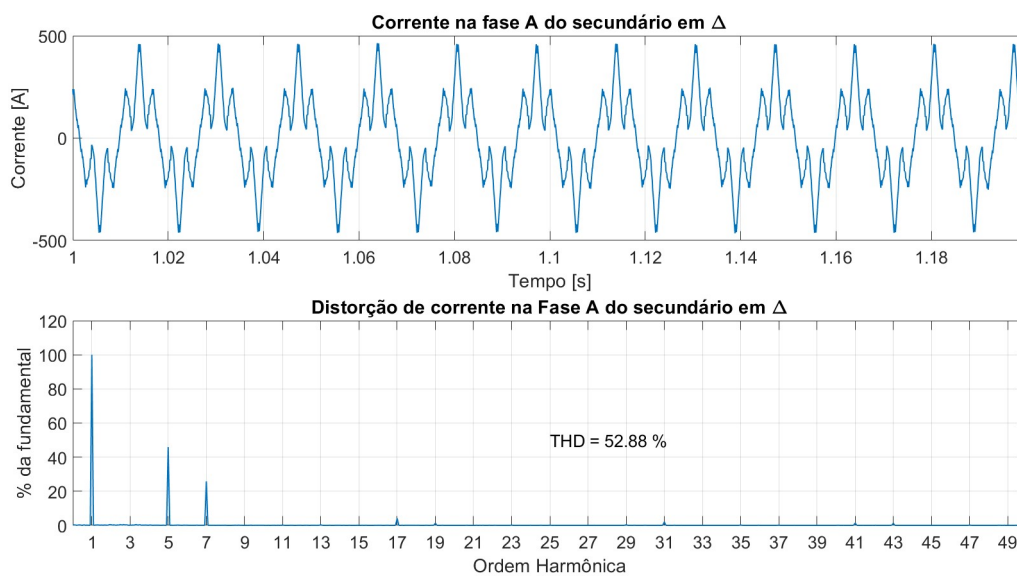
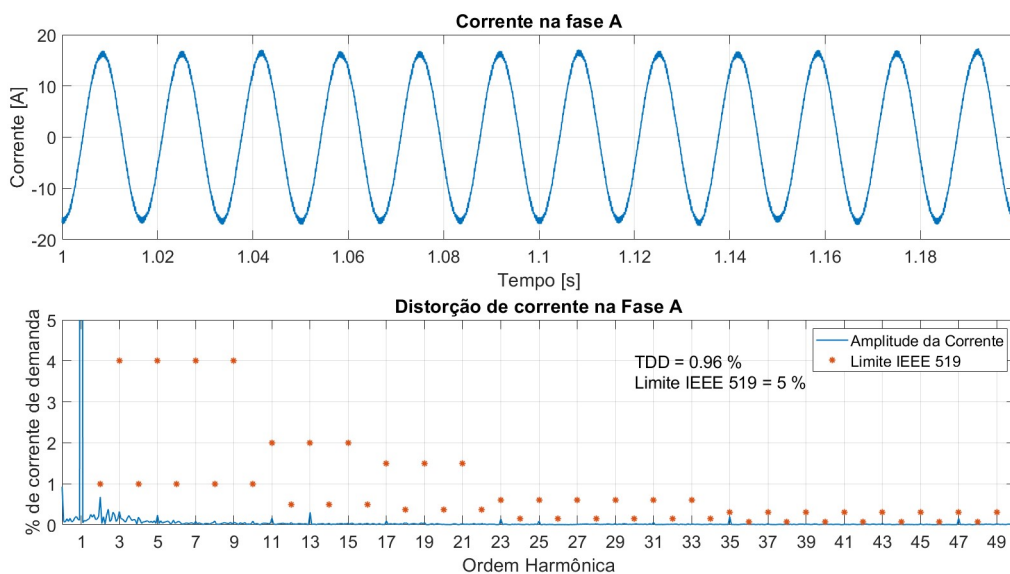


Figura 4.29 – Fornecimento de reativos: corrente na fase A da rede.



Para o consumo de reativos a plena corrente, o ajuste de controle até então utilizado apresentou distorção harmônica substancial das correntes no ponto de conexão com a rede elétrica (Figura 4.30). Como este controle demanda o menor valor de tensão sintetizada pelo conversor (\vec{U}_1 na Figura 3.28) – logo o menor índice de modulação – os conversores operam com alto nível de distorção harmônica característica ($m_i \approx 0,6$ na Figura 3.11) o que pode ter comprometido o cancelamento de harmônicos.

Para diminuir a dinâmica do controle, os ganhos proporcional e integral foram reduzidos em 20% reduzindo a faixa de passagem da malha fechada de 72 Hz para 60 Hz. Isso foi suficiente para o correto comportamento do controle de corrente conforme apontado nas Figuras 4.31 e 4.32, trabalhando com a corrente adiantada de 90° da tensão (Figura 4.33) – que na convenção ativa indica consumo de reativos. A qualidade de energia da forma de onda de corrente na rede elétrica foi atingida (Figura 4.34) mesmo a partir de correntes fortemente distorcidas nos secundários (Figura 4.35).

Figura 4.30 – Consumo de reativos: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica para o ajuste original do controle.

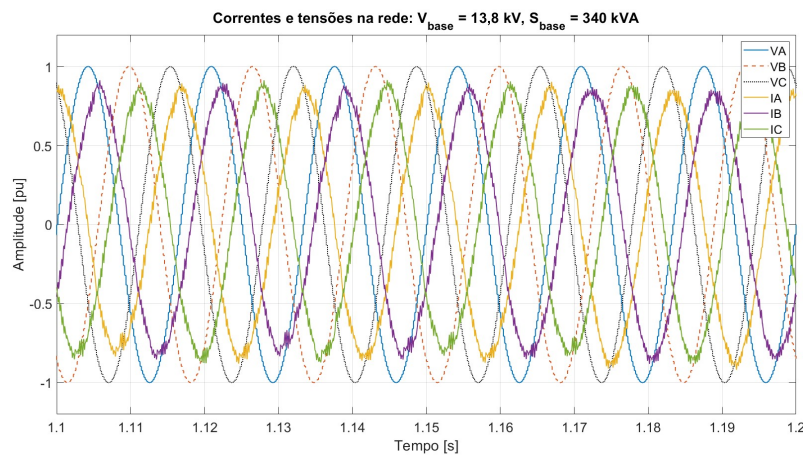


Figura 4.31 – Consumo de reativos: correntes trifásicas na rede elétrica.

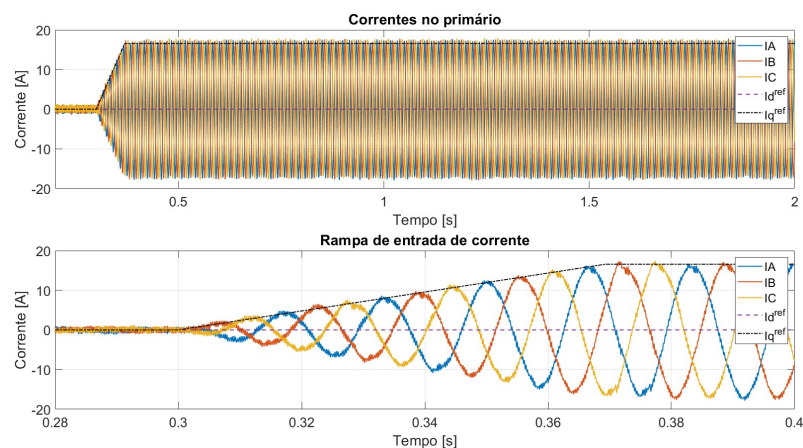


Figura 4.32 – Consumo de reativos: correntes fundamentais de eixos rotativos nos secundários.

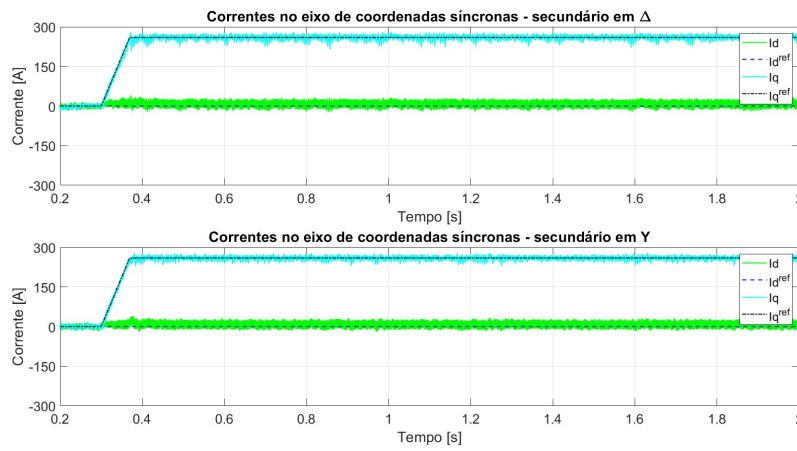


Figura 4.33 – Consumo de reativos: correntes e tensões trifásicas na rede elétrica para o novo ajuste do controle.

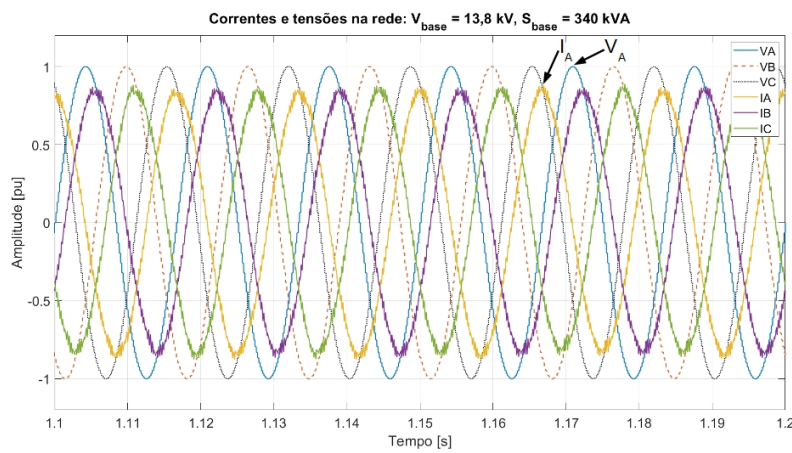


Figura 4.34 – Consumo de reativos: corrente na fase A da rede.

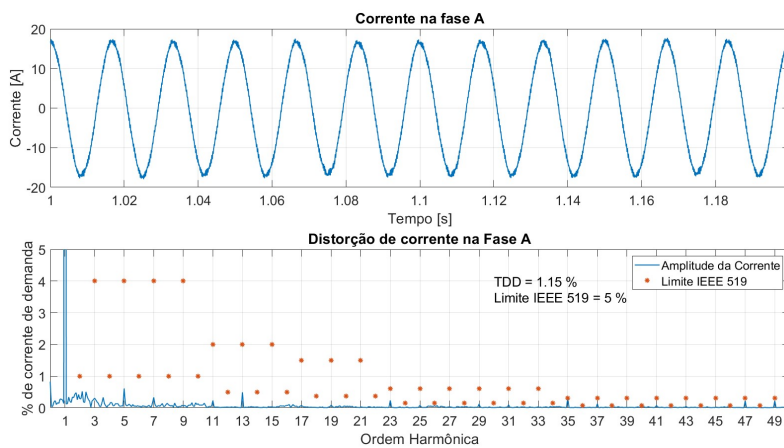
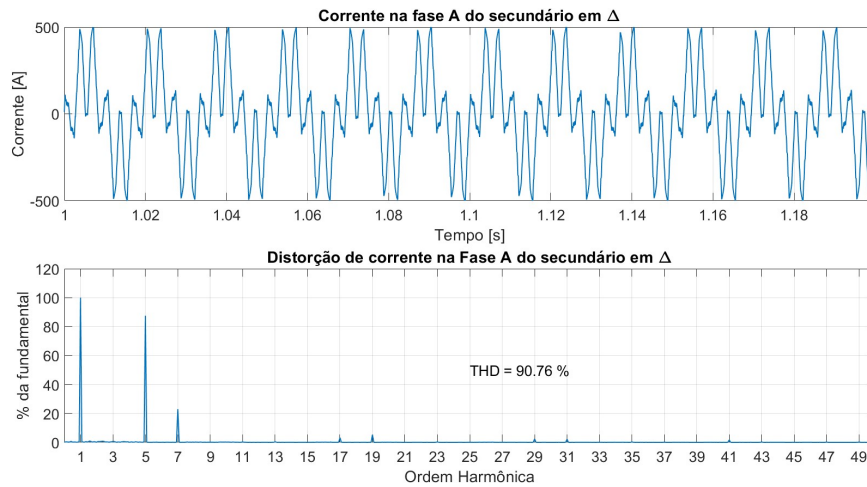


Figura 4.35 – Consumo de reativos: corrente na fase A do secundário em triângulo.



4.3.2 Controle de carga do banco

Como a dinâmica de carga e descarga do banco de baterias é muito lenta em relação as dinâmicas da simulação do conversor FPVU no domínio do tempo (simulação amostrada a $4 \mu s$), o tempo e o recurso computacional necessário para simular um ciclo completo de carga se torna inviável. Nesta seção são apresentados os resultados para o início de carga até atingir o regime de corrente constante e a operação em regime de tensão constante no final da carga.

Para exemplificar o controle de tensão constante ao final da carga, o estado de carga inicial do banco de baterias foi colocado em 95% já no início da simulação. Pode-se observar pelas Figuras 4.36, 4.37 e 4.38 a variação da corrente em função do erro de tensão em relação a referência (790 V). Como para o controle de tensão em cascata com o de corrente a ação integral dos controladores de corrente de eixo direto é desabilitada ($K_{i_d} = 0$)⁶, nota-se algum erro de regime permanente na corrente. Esse é tolerável uma vez que o objeto final de controle é a tensão do barramento cc, a qual converge para o valor de referência.

⁶ Caso a ação integral do controlador de corrente de eixo direto fosse habilitada, seria necessário reduzir a faixa de passagem da ação do controlador de tensão do barramento cc, impactando inclusive sua rigidez dinâmica. Isso de forma a evitar a interação inapropriada entre os dois controles.

Figura 4.36 – Controle de tensão constante: correntes no referencial síncrono.

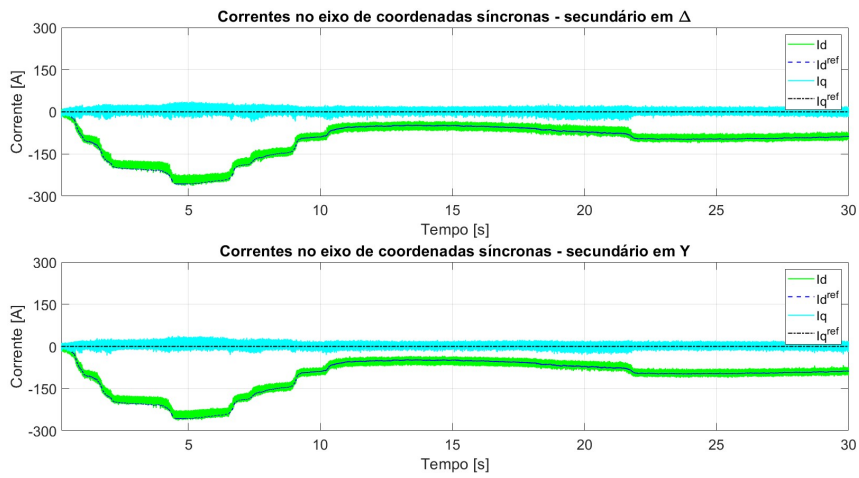


Figura 4.37 – Controle de tensão constante: correntes trifásicas.

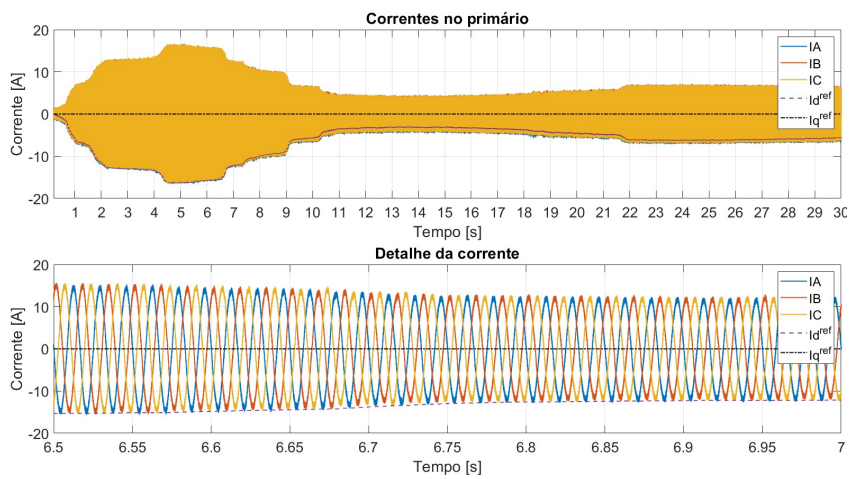
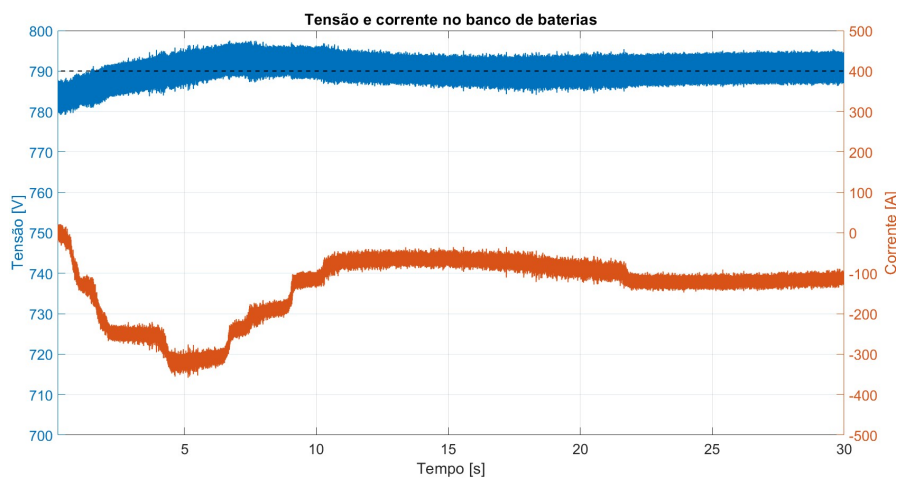


Figura 4.38 – Controle de tensão constante: tensão e corrente no banco de baterias.



A Figura 4.39 apresenta uma janela de 6 ciclos das tensões e correntes na rede, onde pode ser confirmado o consumo de potência ativa a fator de potência de deslocamento unitário (corrente a 180° da tensão). A Figura 4.40 apresenta a análise de distorção harmônica na janela de menores valores de corrente. Observa-se que embora seja visível a maior distorção da forma de onda em relação a senoide fundamental, o que é comum a todos os conversores operando com baixa carga, a distorção em relação a corrente de demanda⁷ continua abaixo dos limites recomendados.

Figura 4.39 – Controle de tensão constante: correntes e tensões trifásicas.

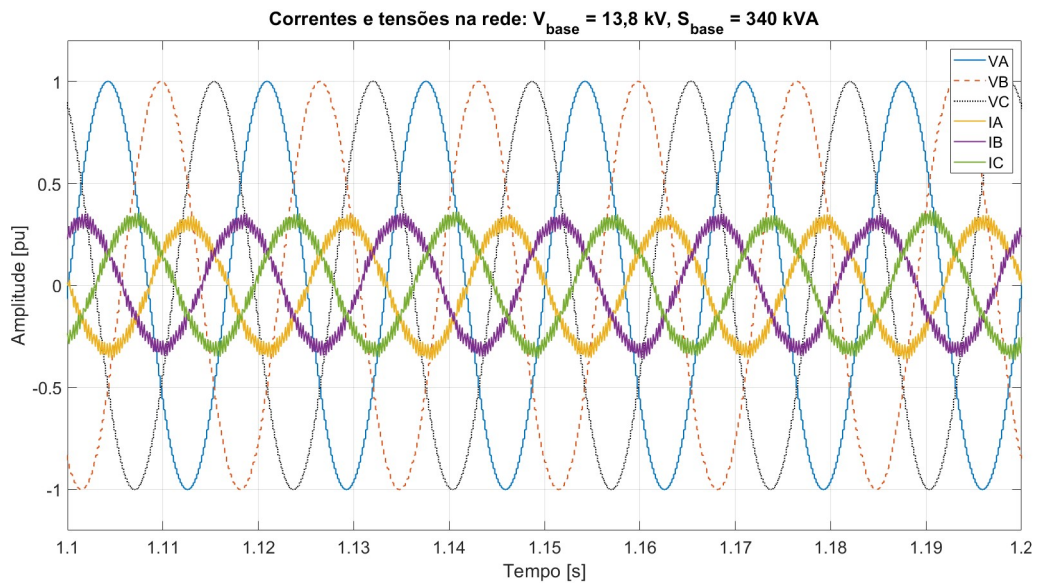
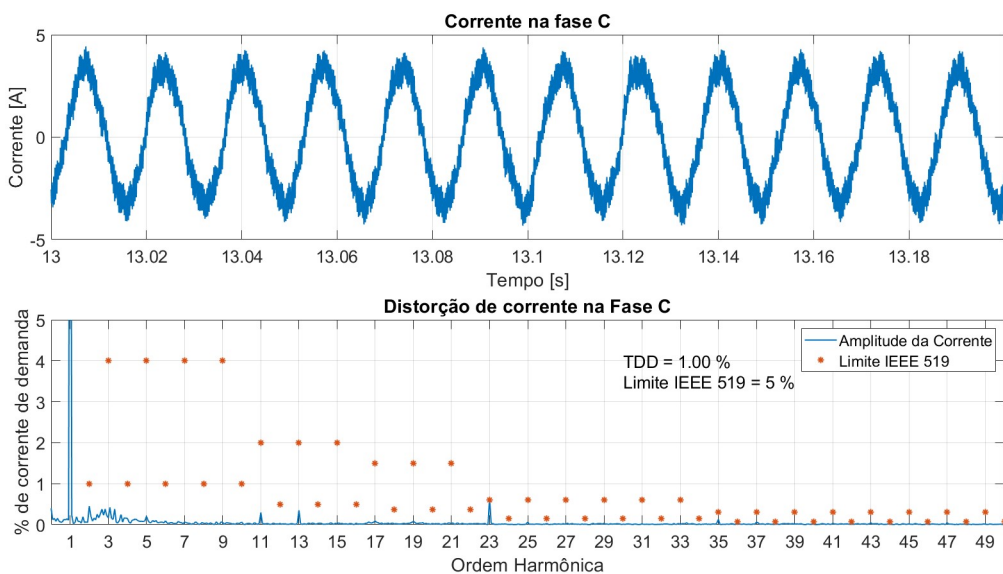


Figura 4.40 – Controle de tensão constante: análise de distorção da corrente.



⁷ No caso em estudo, a corrente de demanda foi considerada como sendo a nominal do conversor.

Para o início do período de recarga, a bateria foi deixada no estado de carga de 5% (aproximadamente o início da região nominal na Figura 4.1). As Figuras 4.41 e 4.42 mostram que o controle de tensão rapidamente convergiu para a saturação, colocando o controle do sistema no modo corrente constante. A Figura 4.43 mostra que o fator de potência de descolamento unitário foi respeitado mesmo durante a rampa.

Figura 4.41 – Controle de corrente constante: correntes no referencial síncrono.

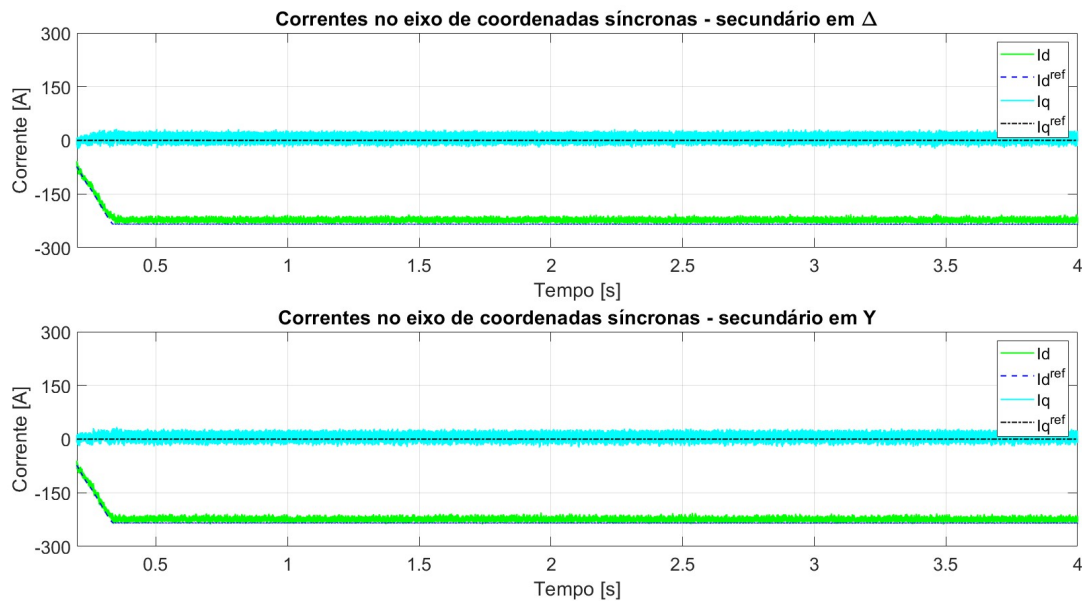


Figura 4.42 – Controle de corrente constante: correntes trifásicas.

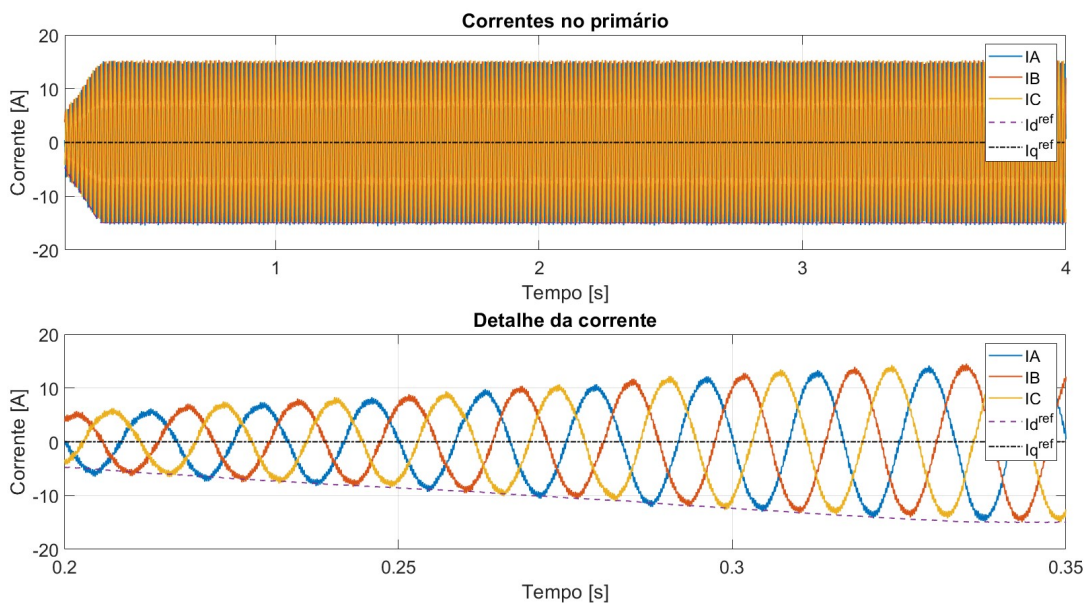
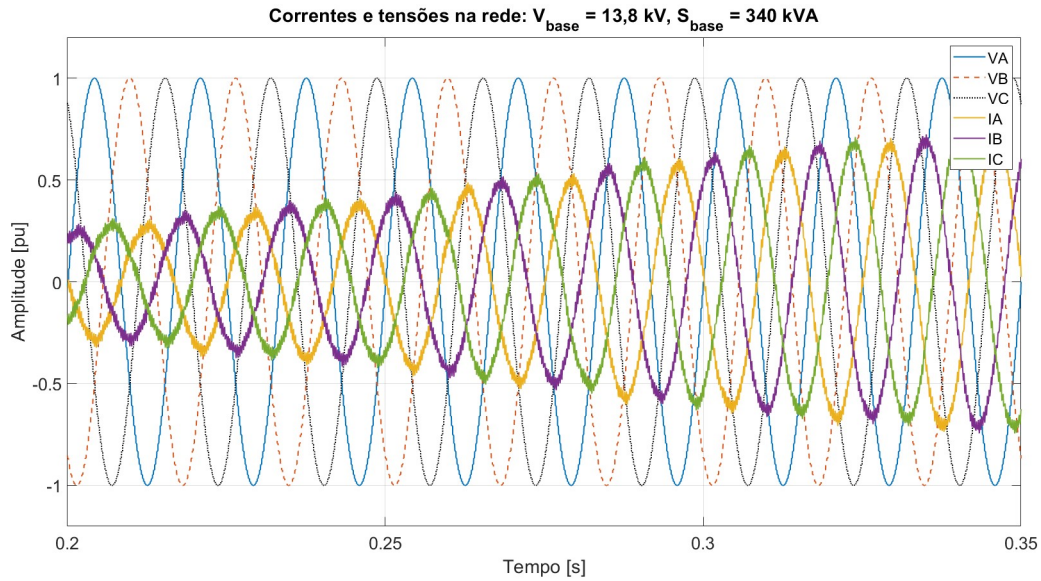


Figura 4.43 – Controle de corrente constante: correntes e tensões trifásicas.



4.3.3 Condições de rede distorcida e desequilibrada

O controle do conversor FPVU foi elaborado para trabalhar em condições de rede senoidal e balanceada, não tendo sido previsto recursos para compensação de condições não-ideais pré-existentes na rede elétrica. Por isso, faz-se necessário avaliar o comportamento do conversor nestas condições.

Iniciando com a distorção harmônica, a tensão senoidal da rede de foi acrescida de 3% de quinto e sétimo harmônicos e 2% de décimo-primeiro e décimo-terceiro harmônicos, totalizando uma THD de 5,1% sem ultrapassar os limites individuais de tensão recomendados em [67](3% para redes de 1 kV até 69 kV). Os harmônicos da rede são induzidos nos secundários e interagem com os harmônicos de mesma ordem presentes na tensão sintetizada dos VSCs. A amplitude das correntes harmônicas nessas frequências são limitadas pela impedância série do circuito.

As Figuras 4.44 e 4.45 apresentam o correto funcionamento do controle de corrente tanto na injeção quanto na absorção de potência. Como esperado, as correntes foram distorcidas em algum grau pela presença dos harmônicos na tensão como pode ser visto na Figura 4.46, onde fica visível o fator de potência de deslocamento unitário. Nestas condições a distorção harmônica ficou acima dos limites recomendados para a injeção de potência (Figura 4.47) e abaixo desses para a absorção de potência (Figura 4.48).

Figura 4.44 – Controle com tensões distorcidas: correntes no referencial síncrono.

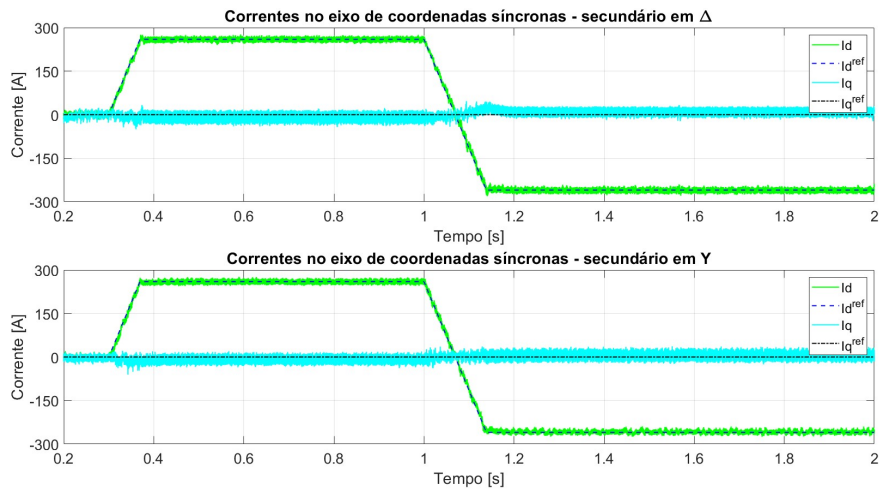


Figura 4.45 – Controle com tensões distorcidas: correntes trifásicas.

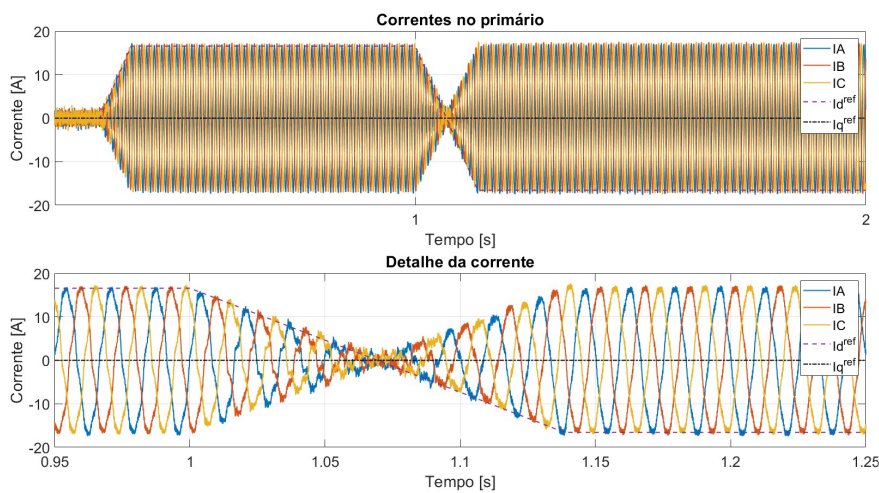


Figura 4.46 – Controle com tensões distorcidas: correntes e tensões trifásicas.

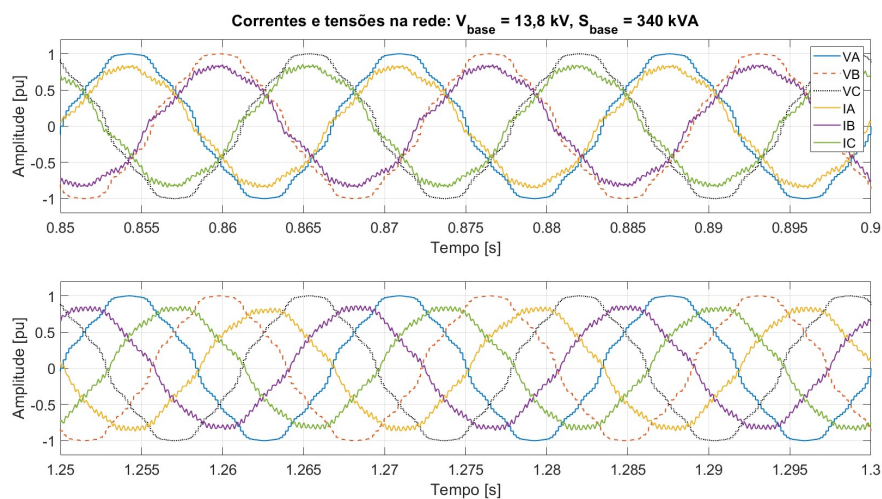


Figura 4.47 – Controle com tensões distorcidas: corrente na fase A da rede na injeção de potência.

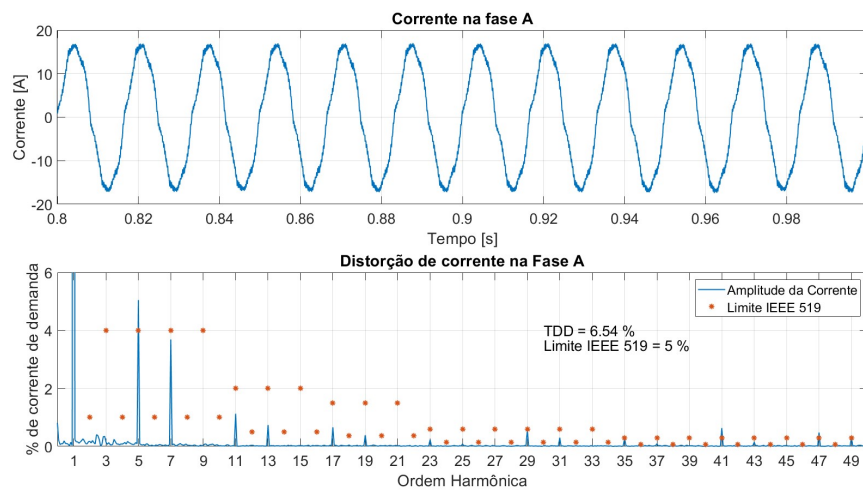
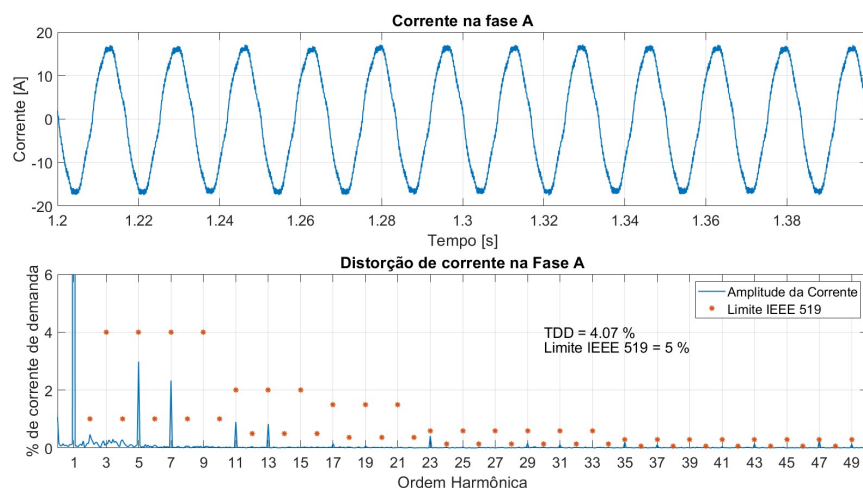


Figura 4.48 – Controle com tensões distorcidas: corrente na fase A da rede na absorção de potência.



A situação do controle do conversor FPVU em condições de desequilíbrio na rede é mais complexa, pois:

- Embora o PLL seja capaz de detectar o ângulo de sequência positiva, para que fossem injetadas correntes iguais nas três fases que estão desequilibradas seriam necessárias tensões sintetizadas diferentes por fase. Como a tensão no barramento cc é a mesma e o controle de corrente em coordenadas dq envia mesmos índice de modulação e ângulo para as três fases (vide [Figura 3.31](#)), o desequilíbrio de tensões implicará em desequilíbrio de correntes.
- As correntes desequilibradas, por sua vez, impedem o correto funcionamento da filtragem por transformador virtual ([subseção 3.6.1](#)) o que terá impacto no controle de corrente e na qualidade da energia. Isso pode ser remediado pelo

uso da medição de corrente no primário do transformador, solução que não é possível para barramentos cc em série e independentes.

Para avaliar o comportamento do conversor na condição de desequilíbrio, a amplitude da tensão na fase A foi aumentada em 3,5% e a da fase C reduzida do mesmo valor. Dessa forma o Fator de Desequilíbrio de Tensão (FDT) – calculado por (4.3) fazendo uso das componentes de sequência positiva (V_p) e negativa (V_n) da tensão dadas respectivamente por (4.4) e (4.5) [136] – é igual a 2,02%, sendo 2% o limite estabelecido pelos procedimentos de rede e distribuição brasileiros [69, 70].

$$FDT = \frac{V_n}{V_p} \quad (4.3)$$

$$V_p = \frac{Va + aVb + a^2Vc}{3} \quad (4.4)$$

$$V_n = \frac{Va + a^2Vb + aVc}{3} \quad (4.5)$$

onde $a = 1\angle 120^\circ$ e $a^2 = 1\angle 240^\circ$.

As Figuras 4.49, 4.50 e 4.51 apresentam o correto funcionamento do controle de corrente apesar do desequilíbrio nas correntes (Fator de Desequilíbrio de Corrente⁸ – FDC – de valor médio igual a 5,84%). A qualidade de energia da forma de onda de corrente na Figura 4.52 foi substancialmente afetada, embora ainda abaixo dos limites normativos.

Um importante fator que impacta essa qualidade é a questão supramencionada envolvendo o método de filtragem por transformador virtual. Prova disso é a melhoria substancial da distorção de corrente da Figura 4.53 retirada para as mesmas condições, porém utilizando a medição de corrente do primário na malha de realimentação.

⁸ Calculado de maneira similar ao FDT.

Figura 4.49 – Controle com tensões desequilibradas: correntes no referencial síncrono.

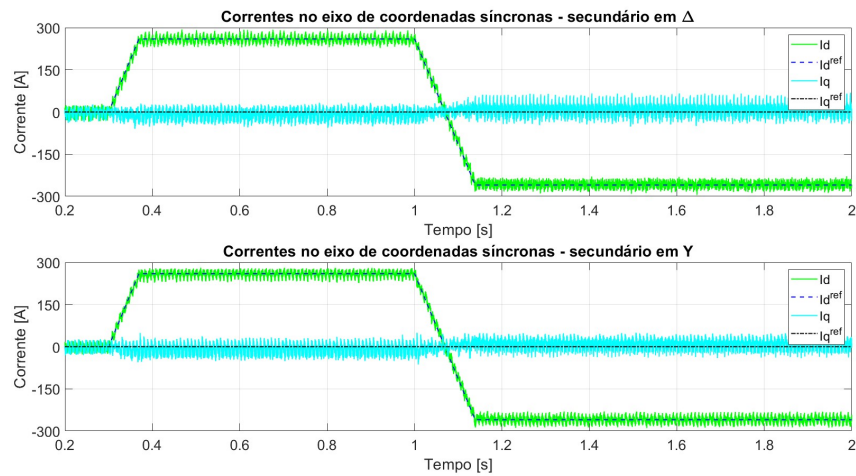


Figura 4.50 – Controle com tensões desequilibradas: correntes trifásicas.

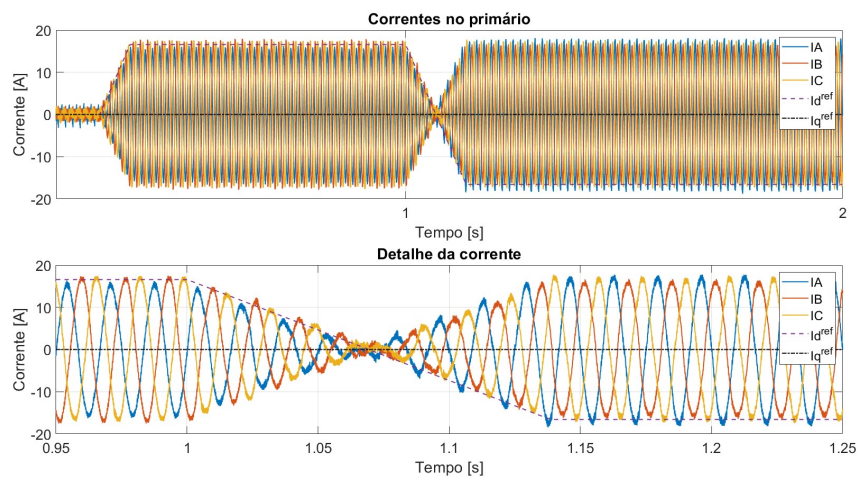


Figura 4.51 – Controle com tensões desequilibradas: correntes e tensões trifásicas.

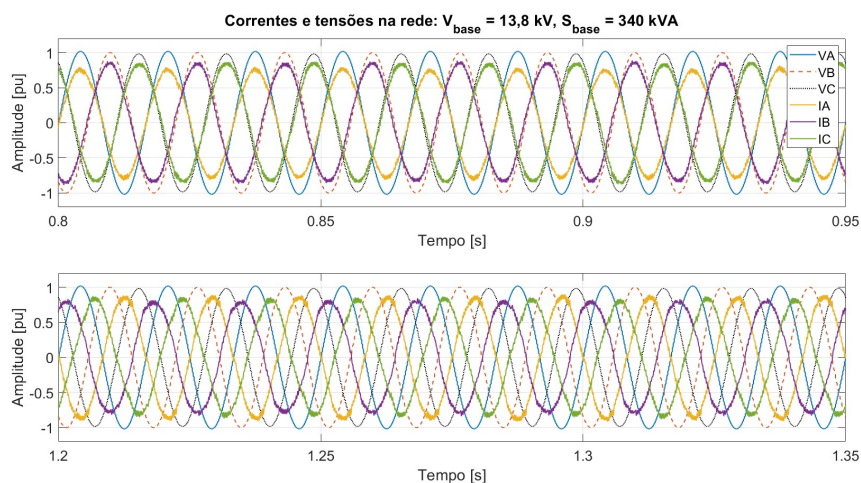


Figura 4.52 – Controle com tensões desequilibradas: corrente na fase B.

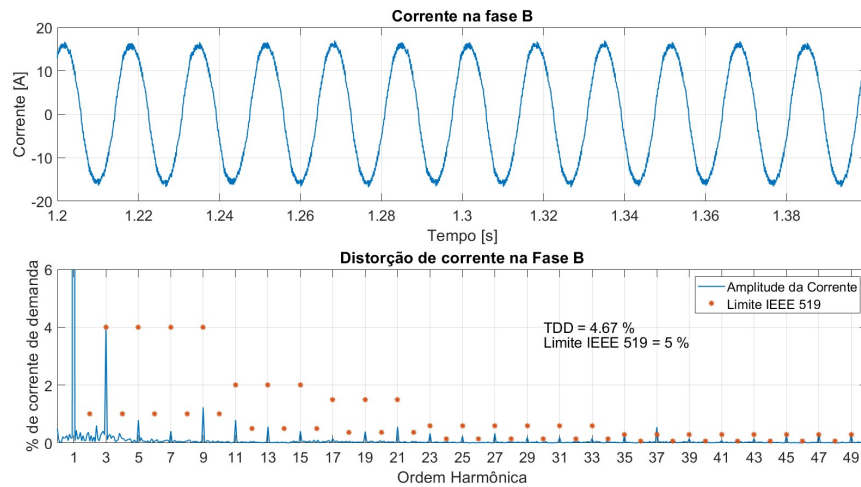
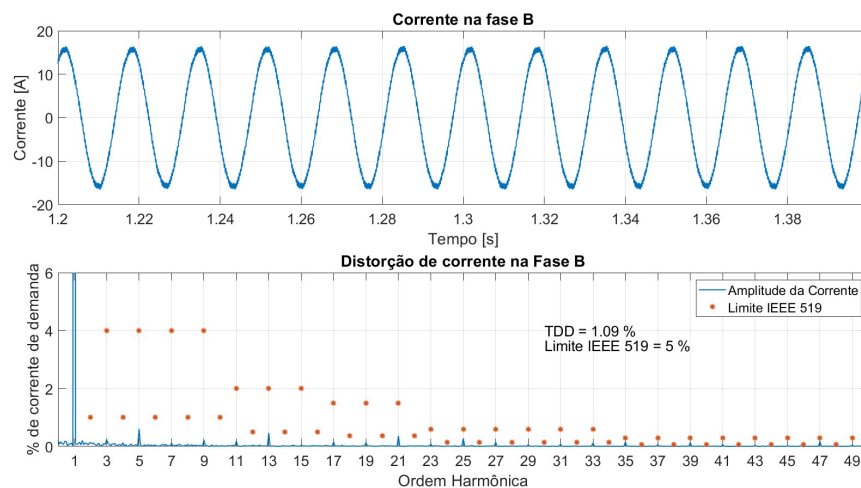


Figura 4.53 – Controle com tensões desequilibradas: corrente na fase B utilizando a medição de corrente no primário ao invés de no secundário.



4.3.4 Dinâmica do controle de tensão para outras aplicações

Nas aplicações de grandes bancos de baterias até agora simuladas, o banco de baterias mantém uma tensão firme no barramento cc diminuindo em muito a necessidade de velocidade no controle de tensão. Em outras aplicações de retificadores ativos (geração de energia eólica, solar fotovoltaica, acionamento de motores, etc.) e mesmo a aplicação do conversor AFE após um estágio intermediário cc/cc que controla a carga / descarga da bateria, o barramento cc é composto exclusivamente pelos capacitores e o controle da tensão é perturbado pelas variações na carga / fonte de energia cc.

Para este teste, a referência de tensão no barramento cc foi mantida em 700 V e uma fonte de corrente foi conectada ao mesmo para emular a entrada e saída de carga, a

qual varia a sua saída numa taxa de $7500 \frac{A}{s}$. A Figura 4.54 apresenta o funcionamento nos modos retificador e inversor, incluindo a transição entre os estados. Há um erro de regime permanente na corrente de eixo direto devido a desabilitação da ação integral do controle.

O controle da tensão foi atingido conforme apresentado na Figura 4.55 com desvios transitórios inferiores a 10% durante as aplicações abruptas de corrente. Em ambos os modos de operação o fator de potência de deslocamento foi unitário, como mostrado na Figura 4.56 e a forma de onda de corrente praticamente senoidal na Figura 4.57. Aqui esta forma de onda foi ainda beneficiada por uma menor tensão no barramento cc do que os casos anteriores, o que implicou num maior índice de modulação e menor conteúdo harmônico das correntes já nos secundários (Figura 4.58).

Figura 4.54 – Controle para estágio intermediário de conversão: correntes trifásicas.

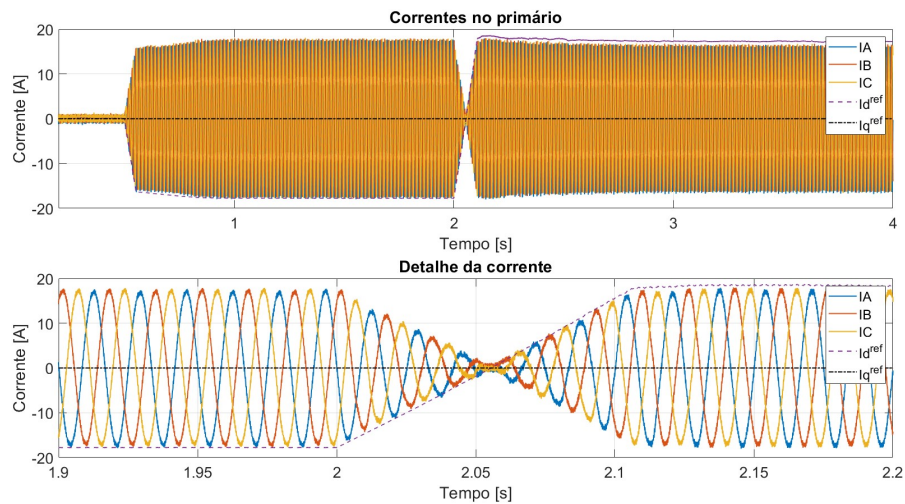


Figura 4.55 – Controle para estágio intermediário de conversão: Tensão no barramento cc

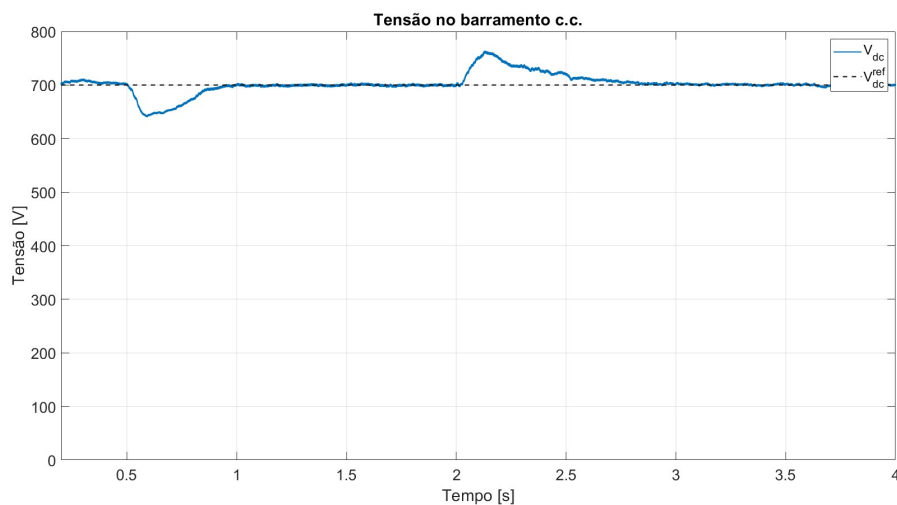


Figura 4.56 – Controle para estágio intermediário de conversão: correntes e tensões trifásicas.

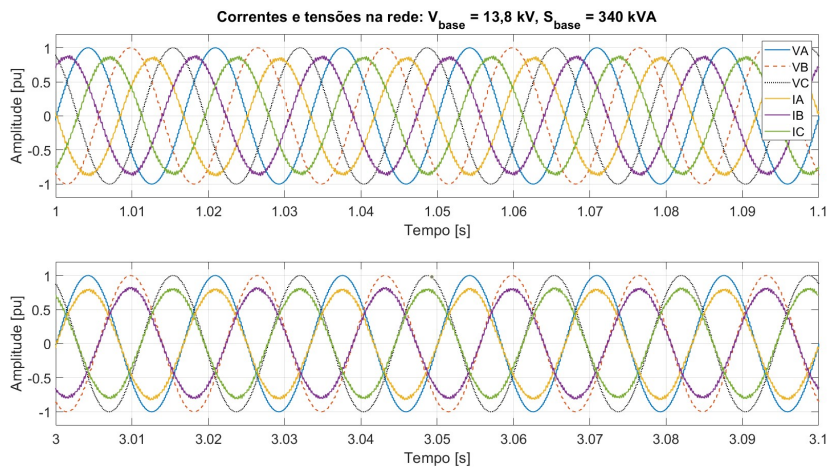


Figura 4.57 – Controle para estágio intermediário de conversão: corrente na fase A.

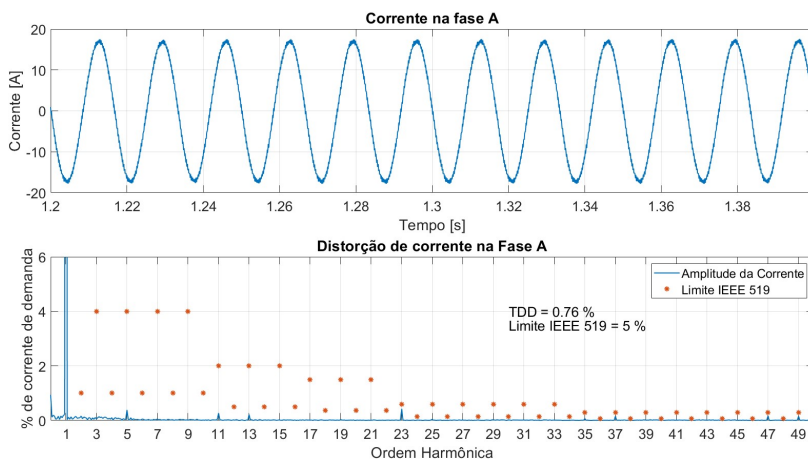
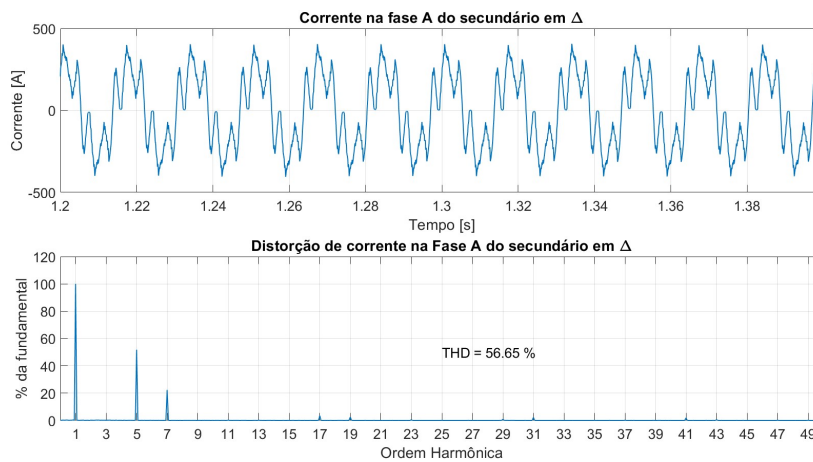


Figura 4.58 – Controle para estágio intermediário de conversão: corrente na fase A do secundário em Δ .



4.4 Conversor FPVU de 2 níveis - versão 2

A segunda versão do conversor FPVU 2 níveis possui a mesma lógica de controle anterior porém com o conjunto de ângulos da [Figura 3.5](#) implementado em seu modulador SHE PWM. Fica fácil notar pela análise da referida figura, que a região de índices de modulação de 0,6 a 0,8 é bem menos linear que as outras faixas e que o conjunto de ângulos da versão anterior ([Figura 3.4](#)). Como a tensão do barramento cc é razoavelmente alta em função do banco de baterias em estudo ([Figura 4.1](#)), essa passa a ser justamente a região de maior interesse na presente aplicação.

Para obter um funcionamento satisfatório com este novo conjunto de ângulos foram necessárias algumas providências para uma dinâmica mais lenta do controle de corrente que diminua a amplitude das variações no índice de modulação. À saber:

- Redução dos ganhos proporcionais e integrais em 20%, colocando o polo mais rápido da curva de rigidez dinâmica na frequência de 60 Hz .
- Passagem do sinal de medição da tensão cc num filtro média móvel de 48 amostras (120 Hz) na conversão da referência de corrente cc para a referência de corrente de eixo direto e no cálculo do índice de modulação a partir da tensão de referência oriunda do controle de corrente.
- Inserção de filtro passa-baixas com frequência de corte em 150 Hz na realimentação de corrente de eixo direto.

4.4.1 Controle de corrente na rede elétrica

O resultado do controle de corrente para injeção e absorção de plena potência na rede elétrica é representado na [Figura 4.59](#), para as componentes no eixo síncrono, e na [Figura 4.60](#) para as componentes trifásicas. Pode-se observar a capacidade de seguimento da referência em regime permanente e transitório. A [Figura 4.61](#) comprova o fator de potência de deslocamento unitário em ambos os modos de operação.

O resultado final é a corrente praticamente senoidal da [Figura 4.62](#), a qual foi conseguida através da síntese de tensões de fase no conversor conforme [Figura 4.63](#), a qual, apesar de diferir da [Figura 4.15](#), também não possui os harmônicos não-cancelados pelo transformador ($12k \pm 1$), promovendo a corrente de secundário da [Figura 4.64](#), que também difere significativamente da [Figura 4.13](#), mas possui os harmônicos característicos nas mesmas frequências.

Figura 4.59 – Correntes de eixos rotativos nos secundários para fluxo de potência ativa.

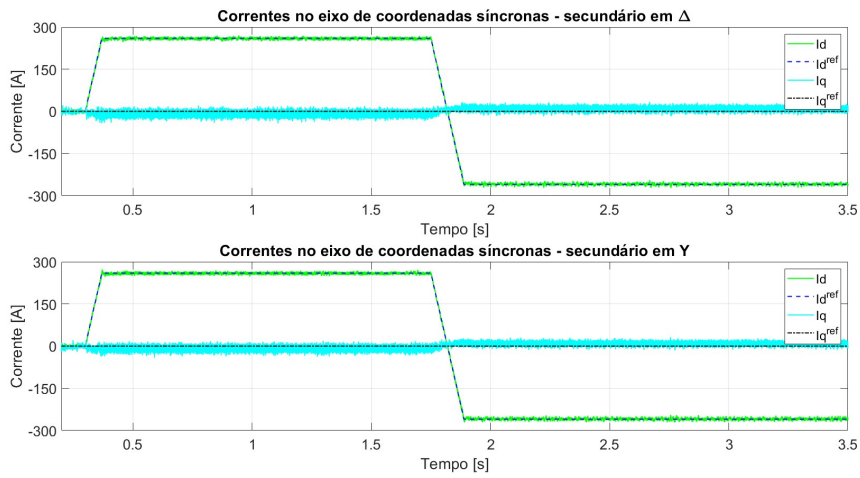


Figura 4.60 – Correntes trifásicas para fluxo de potência ativa.

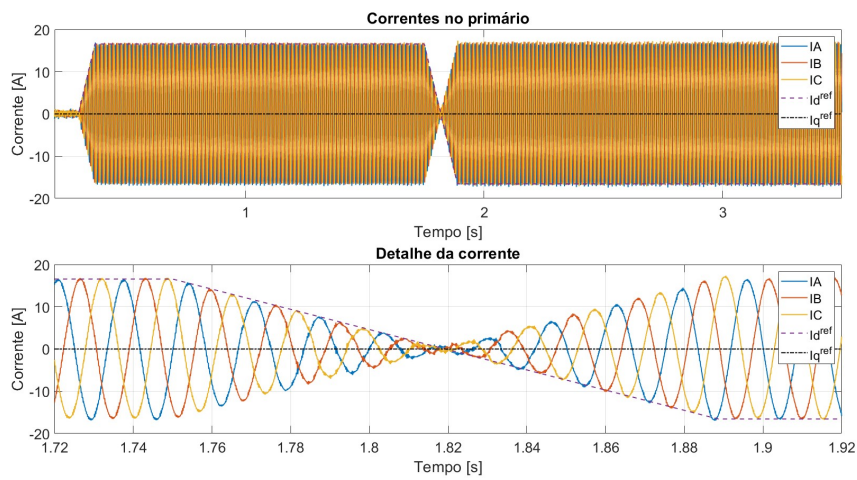


Figura 4.61 – Correntes e tensões trifásicas para fluxo de potência ativa.

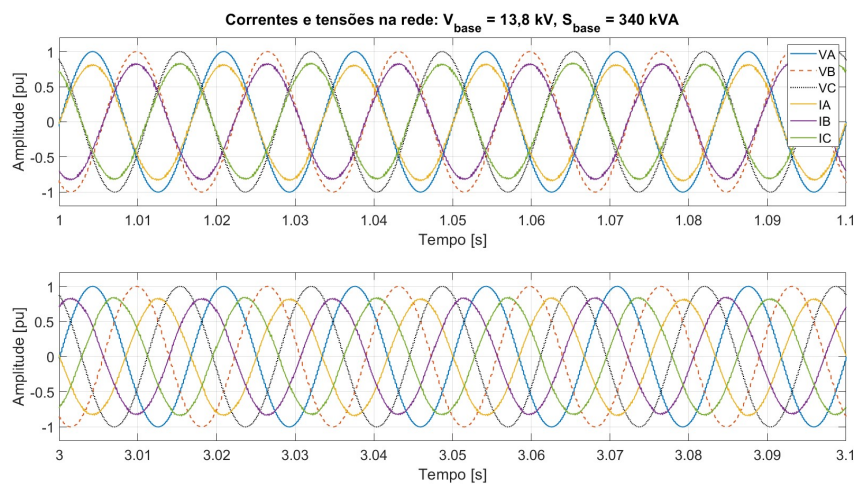


Figura 4.62 – Corrente da fase A para injeção de potência ativa.

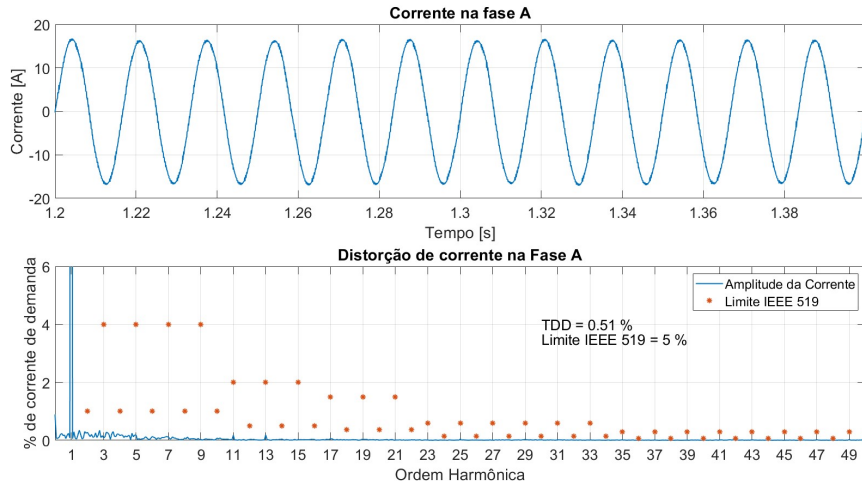


Figura 4.63 – Tensão sintetizada na fase A do secundário em Δ .

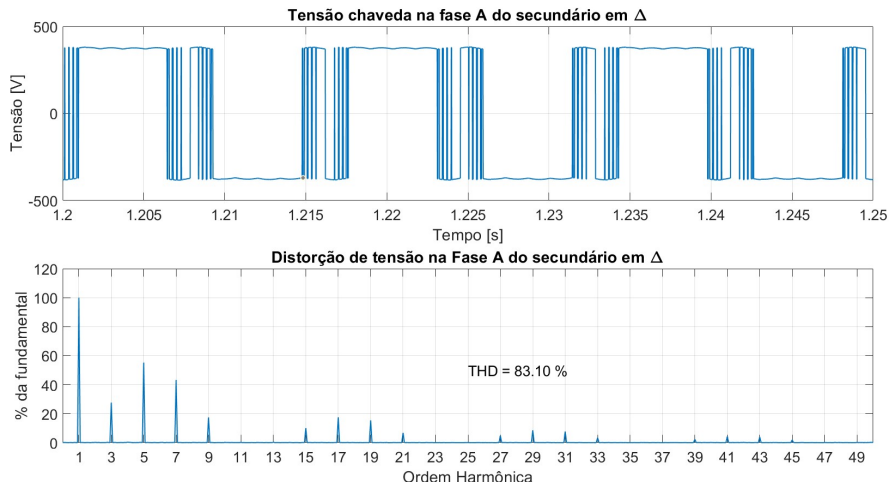
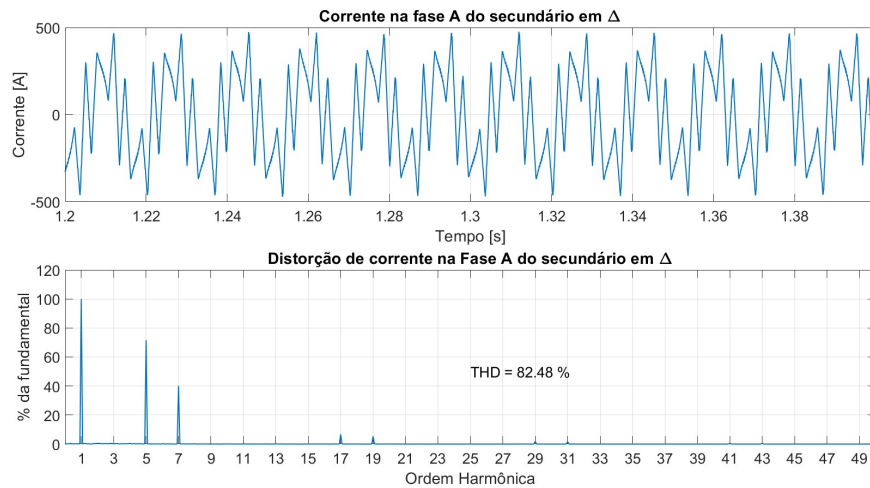


Figura 4.64 – Corrente na fase A do secundário em Δ .



As Figuras 4.65 e 4.66 apresentam os resultados transitórios e de regime permanente do teste de fornecimento e consumo de reativos. Novamente o controle foi capaz de seguir as referências, sendo que a Figura 4.67 apresenta que elas ora estão atrasadas da tensão de 90° (fornecimento de reativos) ora adiantadas (consumo de reativos).

Há uma melhor forma de onda no fornecimento de reativos (Figura 4.68) do que no consumo (Figura 4.69), e isso é justificável porque no primeiro caso o índice de modulação é de aproximadamente 0,88, enquanto no segundo de apenas 0,61 piorando em muito o conteúdo harmônico de quinta ordem da tensão sintetizada (vide Figura 3.12).

Figura 4.65 – Correntes de eixos rotativos nos secundários para fluxo de potência reativa.

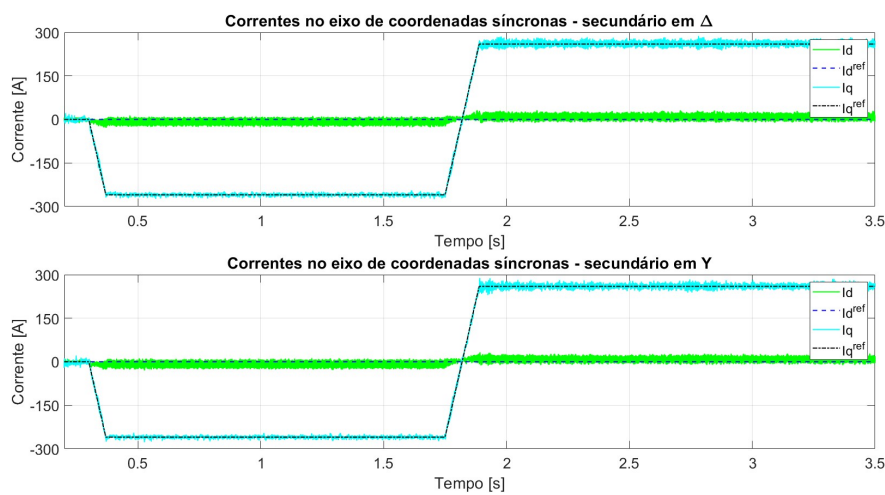


Figura 4.66 – Correntes trifásicas para fluxo de potência reativa.

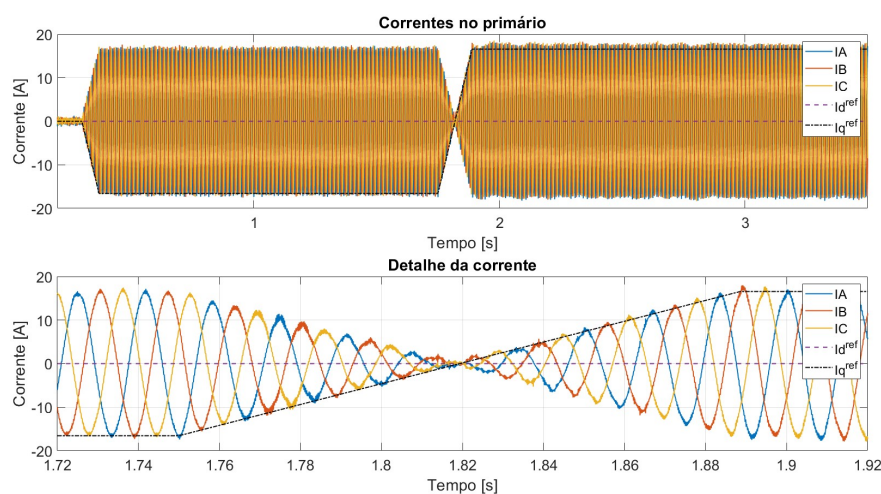


Figura 4.67 – Correntes e tensões trifásicas para fluxo de potência reativa.

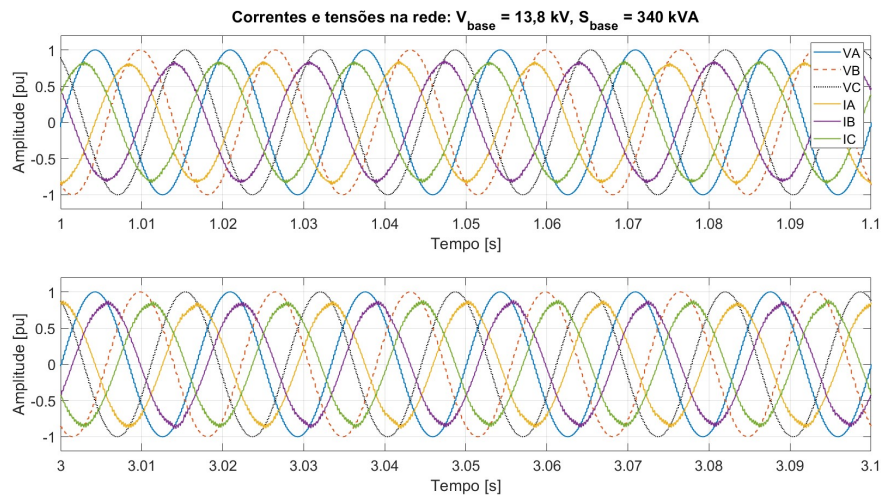


Figura 4.68 – Corrente da fase A para fornecimento de reativos.

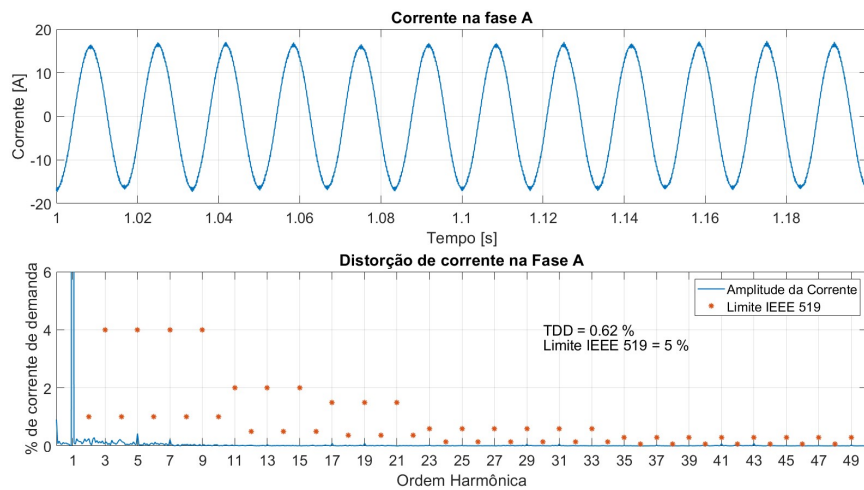
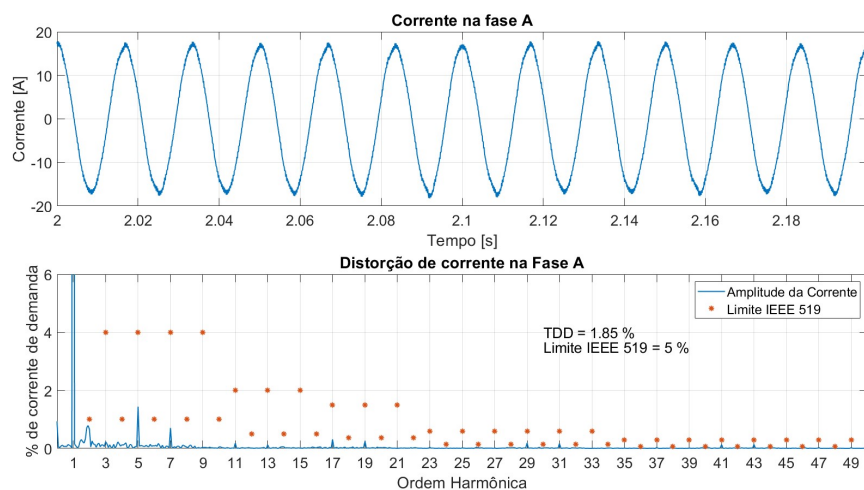


Figura 4.69 – Corrente da fase A para consumo de reativos.



4.4.2 Controle de carga do banco

Para mostrar o início da carga do banco de baterias, esse foi colocado com o estado de carga de 5% e a simulação iniciada. Em menos de 0,2 s a saída do controle de tensão entrou em saturação colocando a carga da bateria no modo de corrente constante, conforme Figuras 4.70, 4.71 e 4.72. A Figura 4.73 mostra o fator de potência de deslocamento unitário mesmo durante o transitório de corrente.

Figura 4.70 – Correntes de eixos rotativos nos secundários para início de carga.

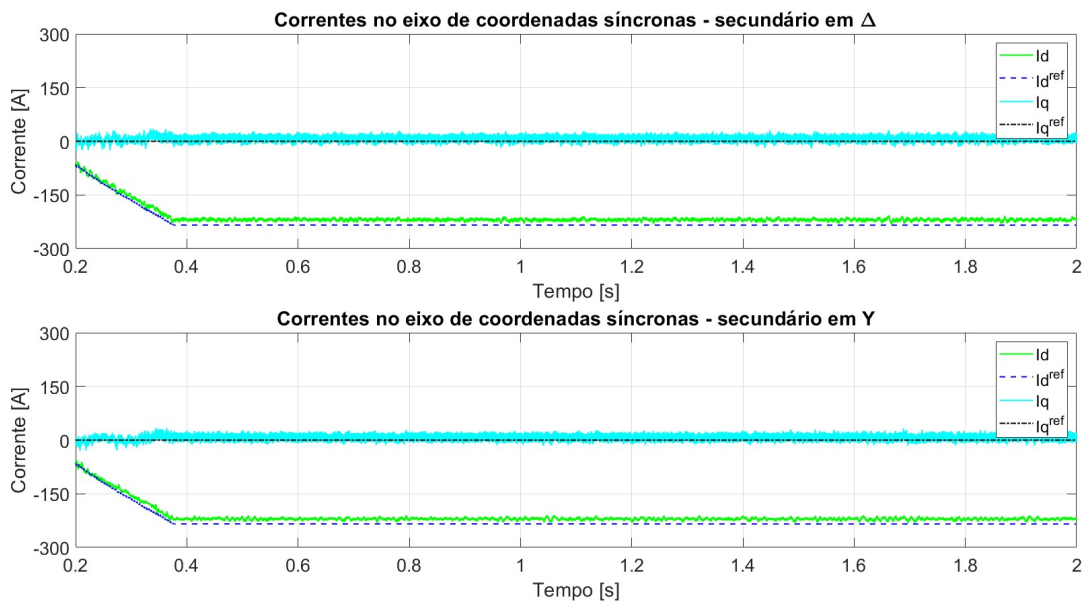


Figura 4.71 – Correntes trifásicas para início de carga.

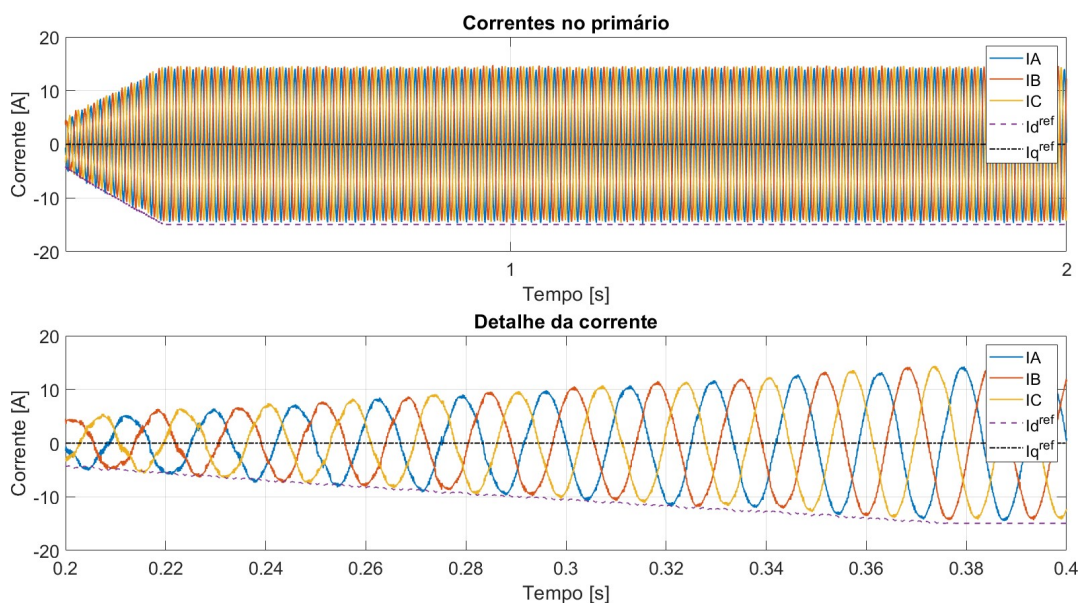


Figura 4.72 – Tensão, corrente e estado de carga do banco de baterias para início de carga.

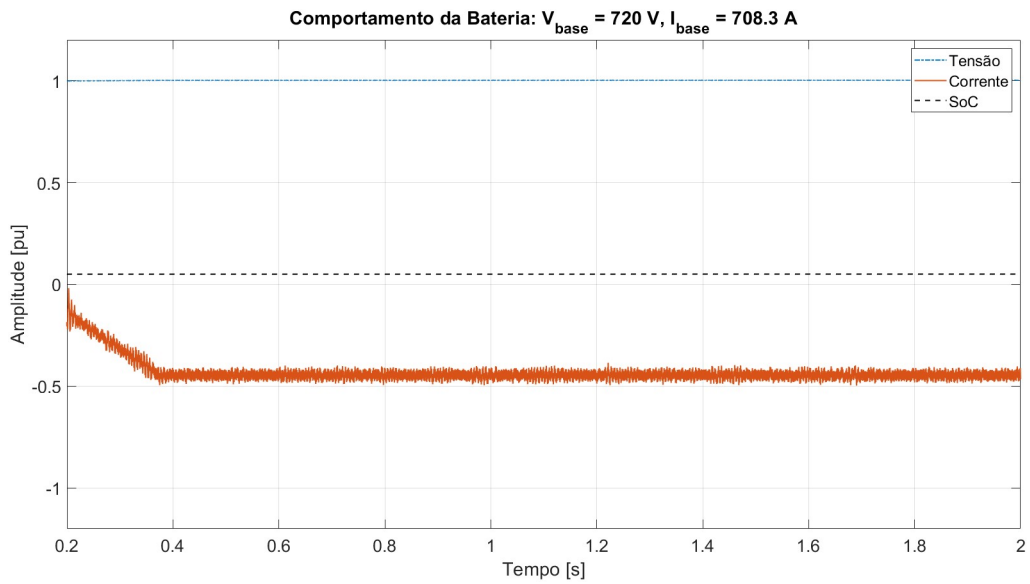
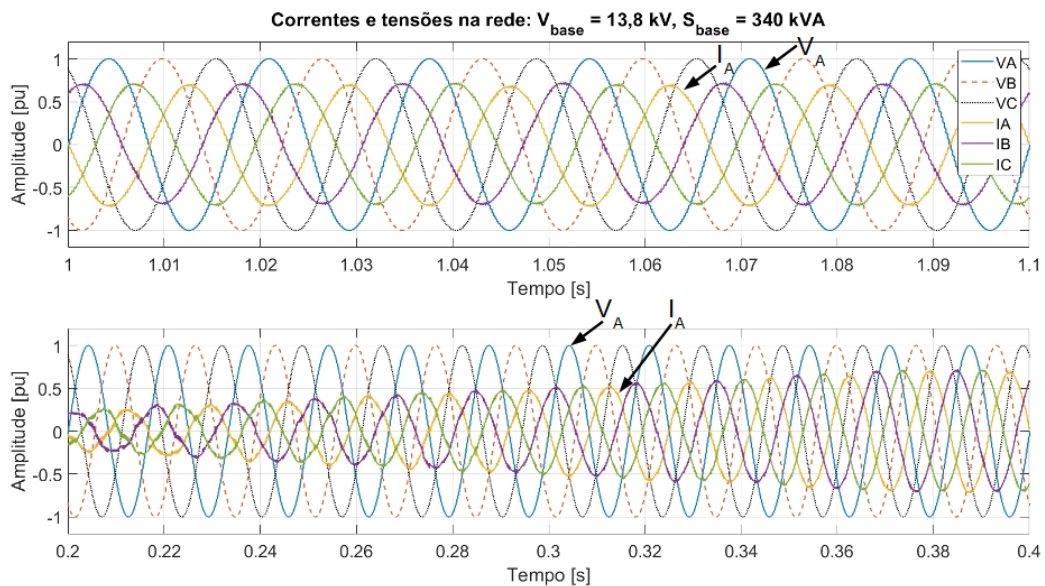


Figura 4.73 – Correntes e tensões trifásicas para início de carga das baterias.



Para o final de carga com tensão constante, o estado inicial de carga da bateria foi deixado em 95% e a tensão de referência em 790 V. O controle de tensão não saturou e a corrente do sistema (Figura 4.74) variou de acordo com a necessidade de manutenção da tensão constante (Figura 4.75) durante este estágio final de carga do banco de baterias (Figura 4.76).

Figura 4.74 – Correntes trifásicas para final de carga.

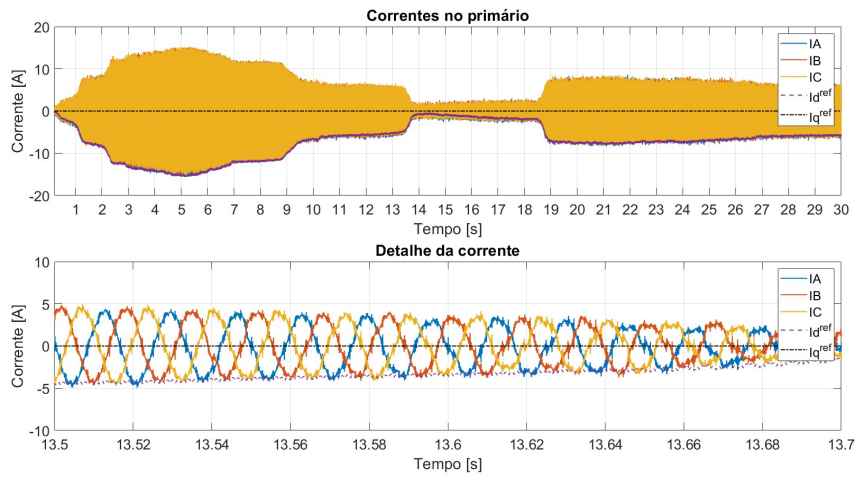


Figura 4.75 – Tensão no barramento cc para final de carga.

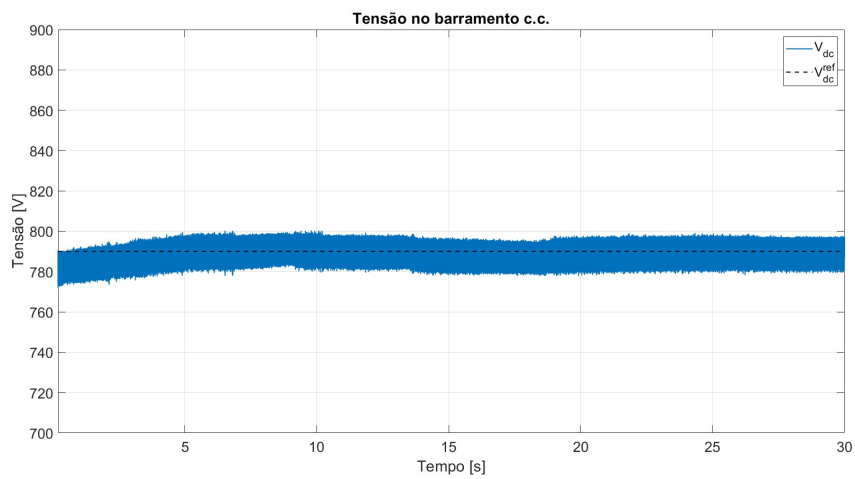
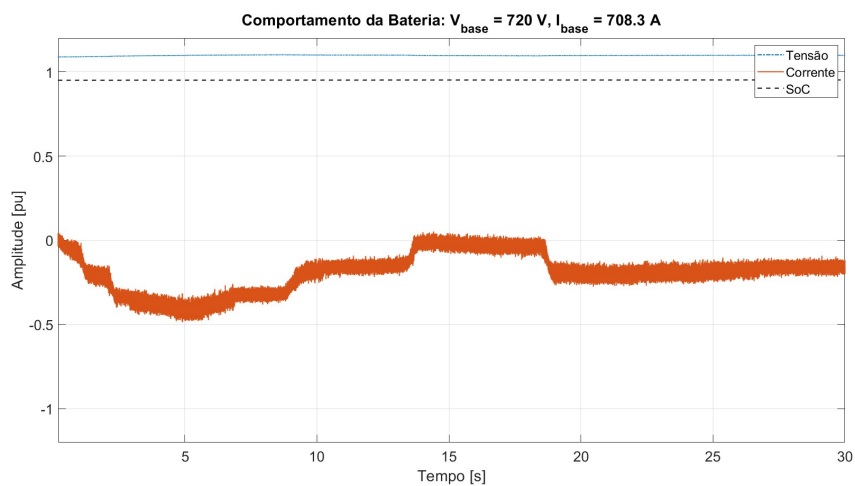


Figura 4.76 – Tensão, corrente e estado de carga do banco de baterias para final de carga.



Como o intervalo de tempo simulado é muito curto em relação à dinâmica das baterias, as variações de corrente observadas nos resultados são motivadas pelas pequenas oscilações em torno da tensão de referência do barramento cc nos primeiros segundos após essa ter sido alcançada. Observa-se uma tendência de estabilidade ao final da janela de simulação.

O fator de potência de deslocamento unitário foi mantido nas várias condições de operação (Figura 4.77) e a qualidade da forma de onda de corrente, sempre referida a corrente de demanda (nominal do conversor), permaneceu com segurança abaixo dos valores normativos (Figura 4.78).

Figura 4.77 – Correntes e tensões trifásicas para final de carga das baterias.

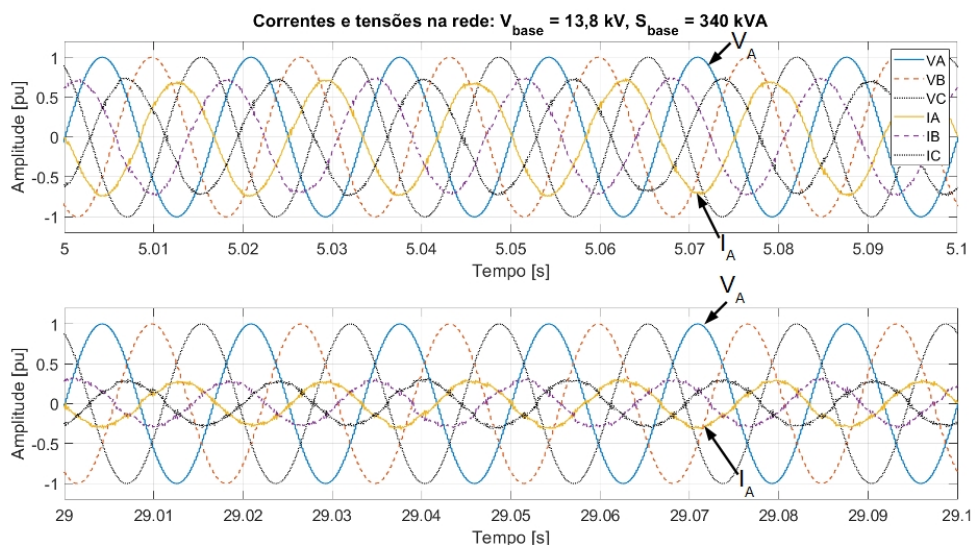
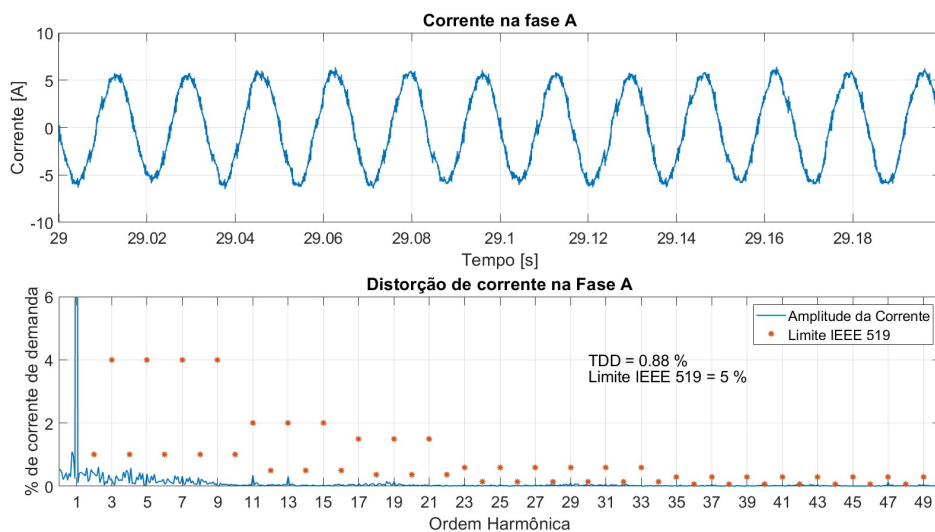


Figura 4.78 – Corrente da fase A para final de carga das baterias.



4.4.3 Condições de rede desequilibrada e distorcida

Sob as mesmas condições de distorção harmônica da [subseção 4.3.3](#), esta segunda versão do conversor FPVU foi simulada nas condições de injeção e absorção de potência ativa. As Figuras [4.79](#) e [4.80](#) apresentam o correto seguimento das referências, onde o fator de potência de deslocamento unitário pode ser confirmado na [Figura 4.81](#).

No modo de injeção de potência, a distorção da corrente no primário do transformador está acima dos limites normativos ([Figura 4.82](#)), enquanto que no modo de absorção está abaixo desses ([Figura 4.83](#)). Novamente, verifica-se que o controle não toma nenhuma ação em resposta aos harmônicos existentes na tensão da rede, como o prova a semelhança entra a forma de onda sintetizada na [Figura 4.84](#) com a da [Figura 4.63](#), onde a forma de onda da tensão na rede era puramente senoidal.

Para o mesmo desequilíbrio de tensões apresentado na [subseção 4.3.3](#), o desequilíbrio causado nas correntes alcança um FDC de 7,32% na injeção de potência e 5,92% na absorção da potência. As Figuras [4.85](#), [4.86](#) e [4.87](#) apresentam, respectivamente, a capacidade dinâmica e de regime permanente de seguimento da referência de sequência positiva, o fator de potência de deslocamento unitário e a forma de onda da corrente abaixo dos limites recomendados. Por fim, a [Figura 4.88](#) apresenta análise da corrente para medição pelo primário com resultados melhores do que a [Figura 4.87](#). Esse resultado mostra mais uma vez que existe um impacto do desequilíbrio de correntes no correto funcionamento do FTV.

Figura 4.79 – Correntes de eixos rotativos nos secundários para rede elétrica distorcida.

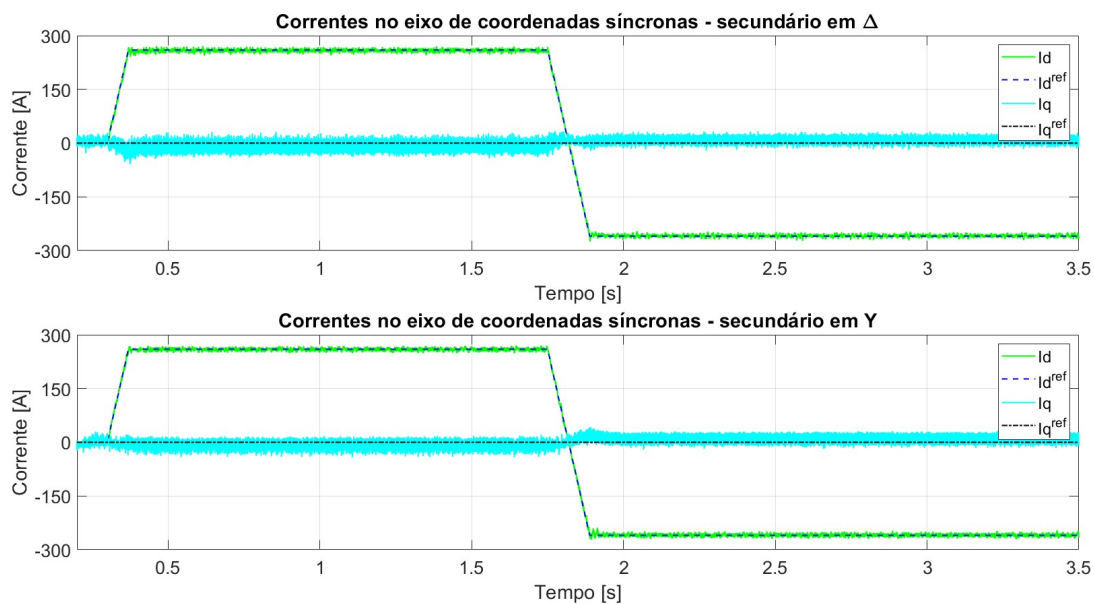


Figura 4.80 – Correntes trifásicas para rede elétrica distorcida.

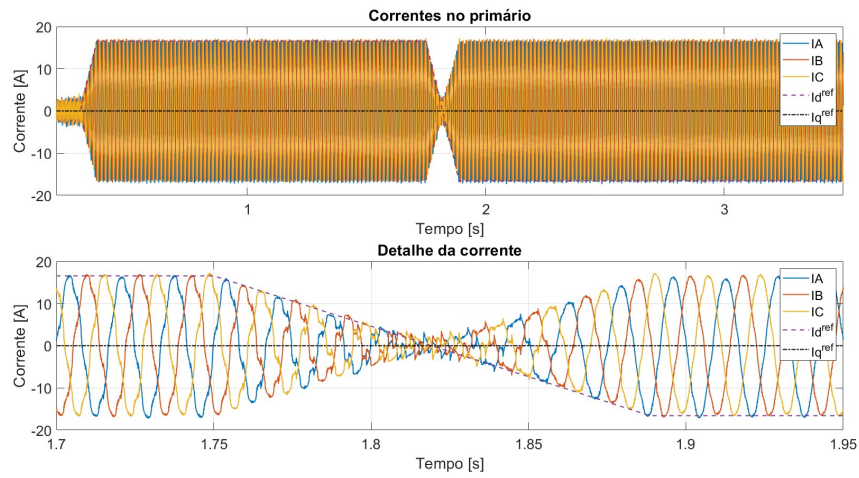


Figura 4.81 – Correntes e tensões trifásicas rede elétrica distorcida.

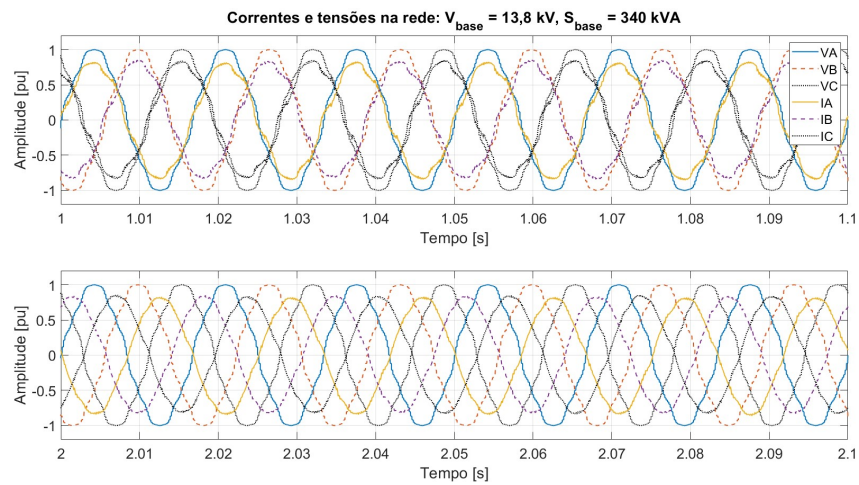


Figura 4.82 – Corrente da fase A para injeção de potência na rede elétrica distorcida.

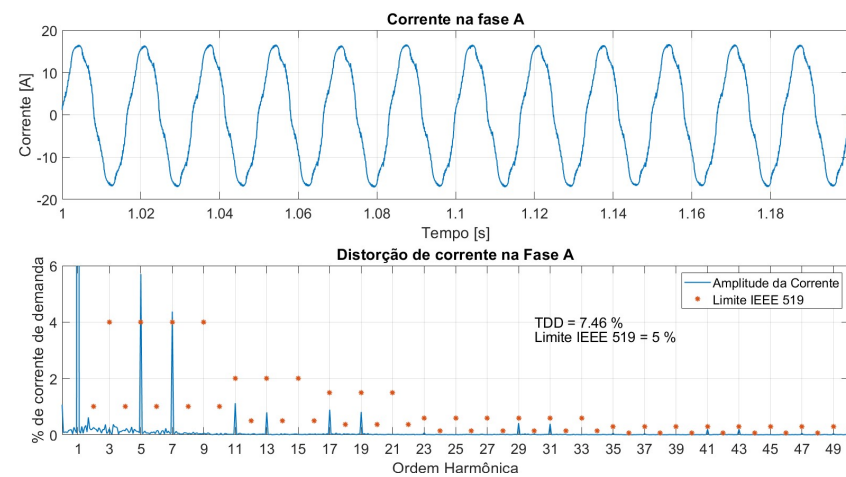


Figura 4.83 – Corrente da fase A para absorção de potência na rede elétrica distorcida.

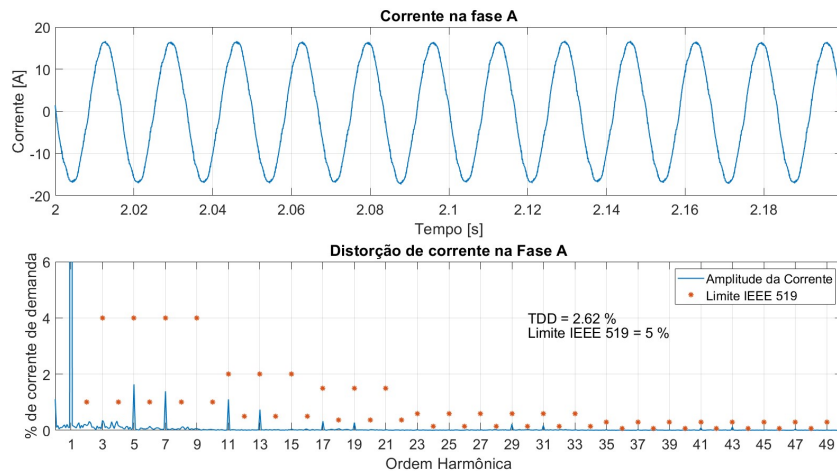


Figura 4.84 – Tensão sintetizada na fase A com rede elétrica distorcida.

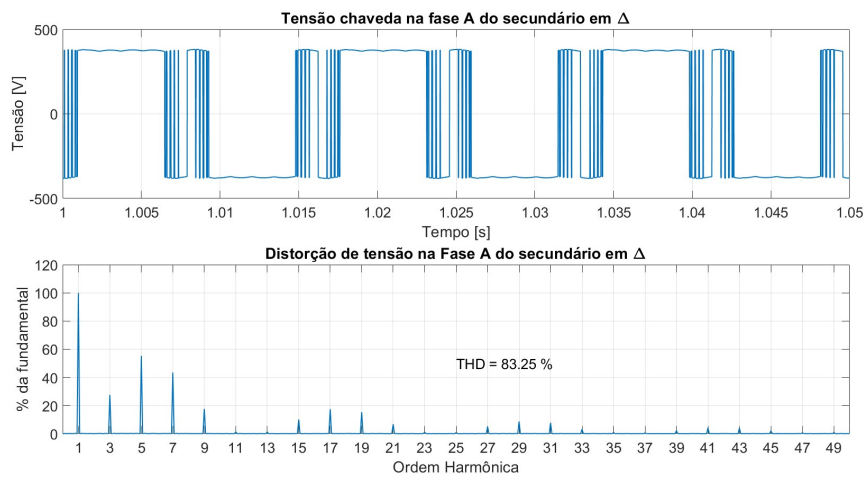


Figura 4.85 – Correntes trifásicas para rede elétrica desequilibrada.

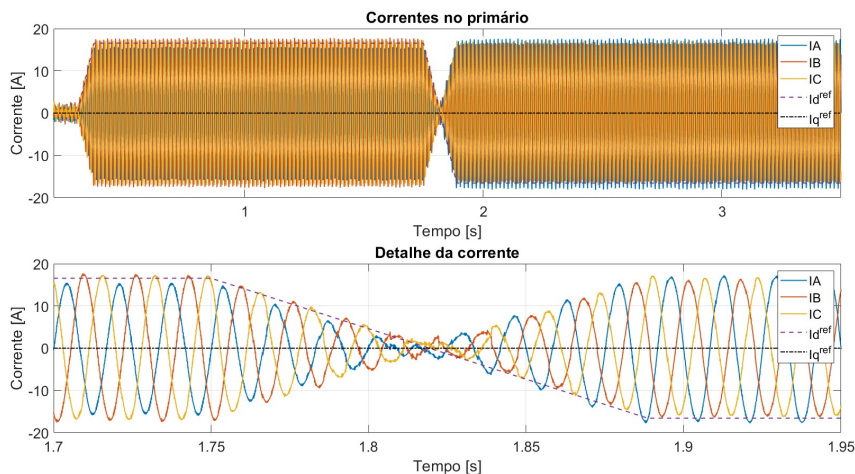


Figura 4.86 – Correntes e tensões trifásicas para rede elétrica desequilibrada.

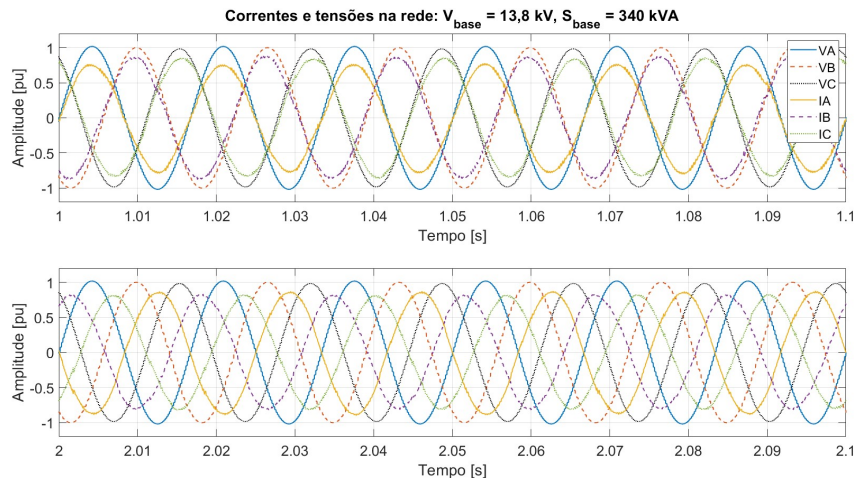


Figura 4.87 – Corrente da fase A para rede elétrica desequilibrada.

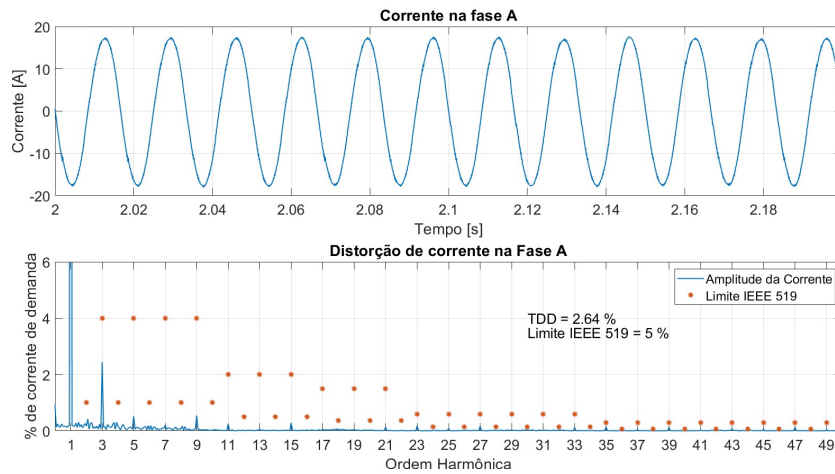
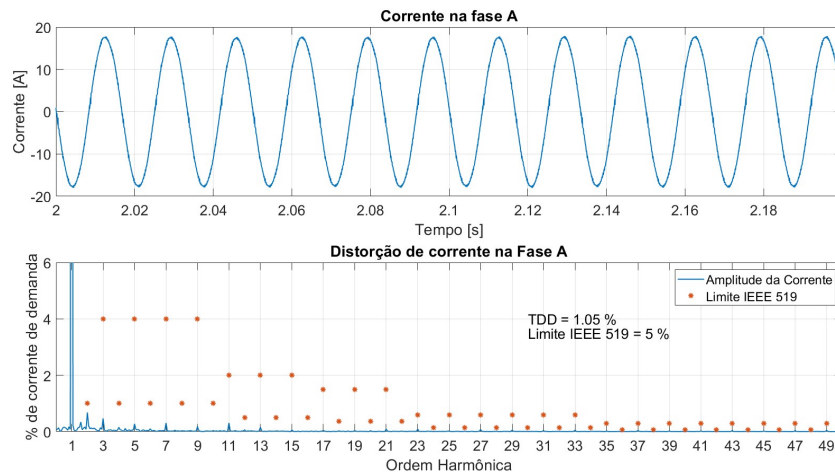


Figura 4.88 – Corrente da fase A para rede elétrica desequilibrada com medição pelo primário.



4.4.4 Dinâmica do controle de tensão para outras aplicações

na sequência, o banco de baterias foi removido do barramento cc e foi inserida uma fonte de corrente para emular o comportamento de uma carga / ou fonte. Em $t = 0,5 s$ foi demandada plena potência do barramento cc e em $t = 2 s$ a fonte de corrente foi modificada em rampa com taxa de $7500 \frac{A}{s}$ do modo de absorção para o modo de injeção de potência no barramento. Os resultados de simulação apresentam a capacidade de controle da tensão do barramento cc com uma variação transitória inferior a 5% (Figura 4.89), o que apresenta um comportamento melhor do que o indicado na subseção 4.3.4. Este é um provável efeito benéfico do uso dos filtros mencionados na início da presente seção.

As correntes trifásicas seguiram corretamente as referências (Figura 4.90) mantendo o fator de potência de deslocamento unitário (Figura 4.91) e a qualidade da forma de onda na conexão com a rede elétrica (Figura 4.92).

Figura 4.89 – Tensão no barramento cc para variações da carga.

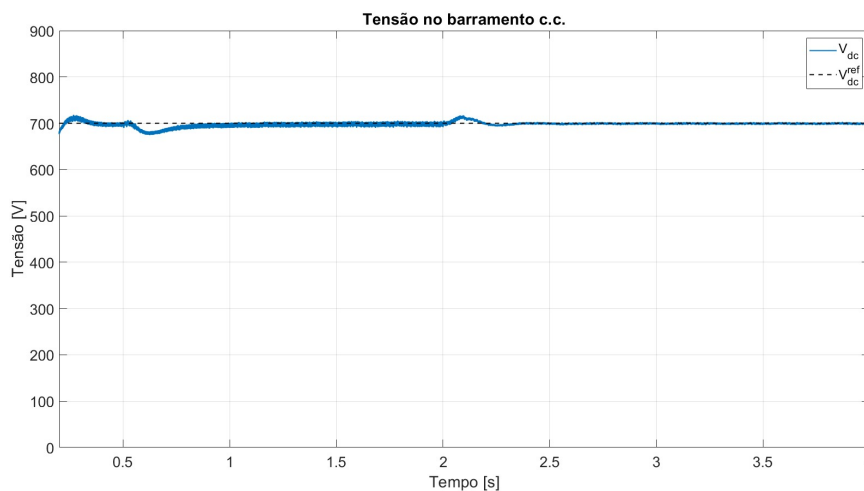


Figura 4.90 – Correntes trifásicas para variações da carga.

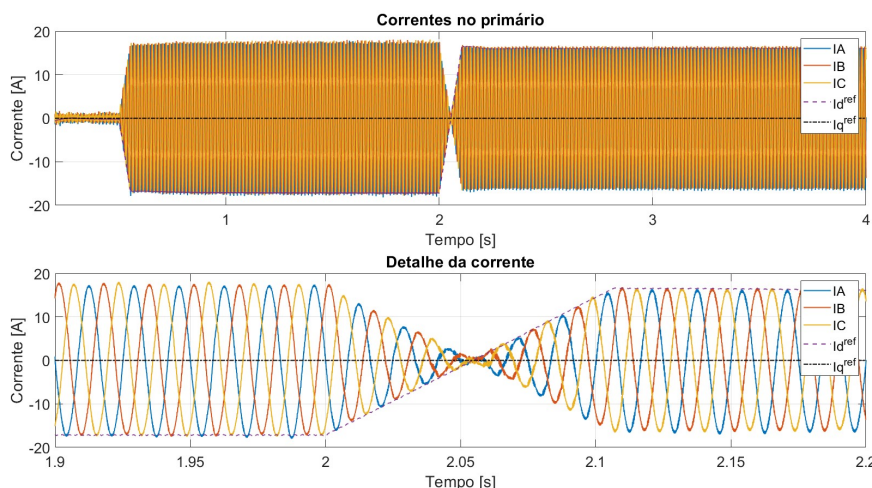


Figura 4.91 – Correntes e tensões trifásicas para duas condições de carga.

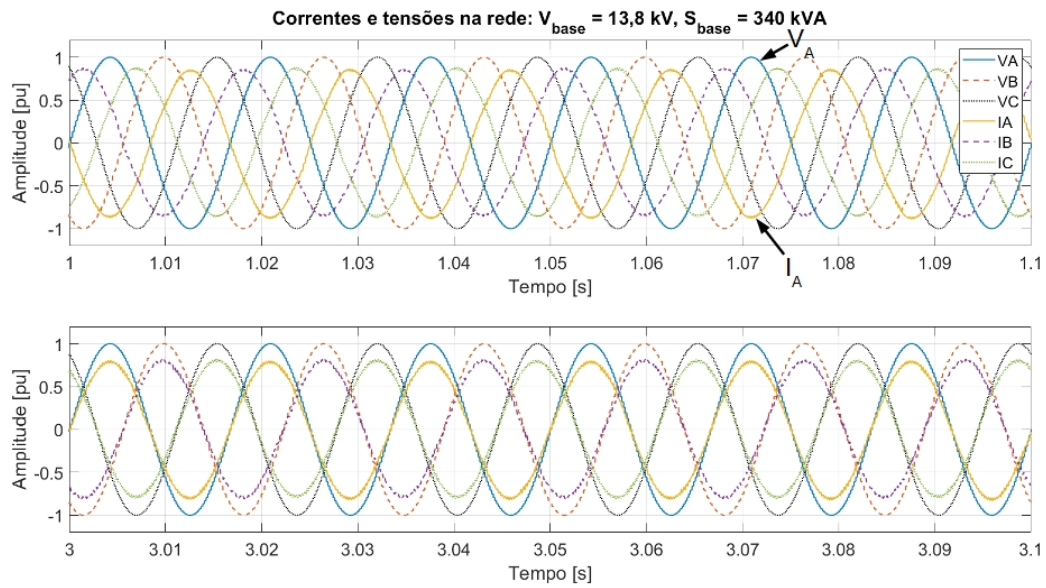
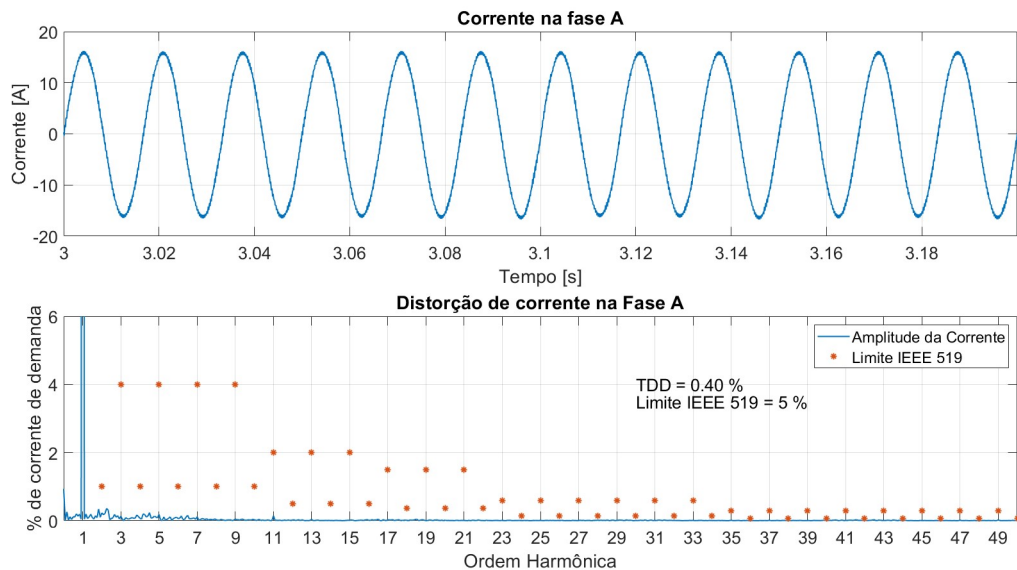


Figura 4.92 – Correntes da fase A.



4.5 Conversor FPVU de 3 níveis

O conversor FPVU em sua versão de três níveis NPC possui o conjunto de ângulos da modulação SHE PWM apresentado na [Figura 3.9](#) e essencialmente o mesmo controle da versão dois níveis, apenas com o acréscimo de uma lógica para garantir o balanceamento de tensões (vide [Figura 3.46](#)). A princípio, as capacitâncias de cada VSC são mantidas balanceadas e o controle de desbalanceamento é desabilitado, fazendo uso tão somente do auto-balanceamento inerente à modulação SHE PWM (vide [subseção 3.7.4](#)). O efeito de tal controle é analisado na [subseção 4.5.4](#).

4.5.1 Controle de corrente na rede elétrica

A simulação da injeção e absorção de potência ativa com fator de potência de deslocamento unitário mostra que o conversor é capaz de rastrear a referência de corrente tanto em regime transitório quanto em regime permanente, conforme demonstram os resultados das Figuras 4.93, 4.94 e 4.95. O estado inicial da bateria foi de 20% e é verificável pela Figura 4.96 a descarga (corrente positiva) e carga (corrente negativa) com tensão de cerca de 760 V. A Figura 4.97 apresenta a tensão sintetizada em um dos secundários para o modo de injeção de potência.

Figura 4.93 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para fluxo de potência ativa.

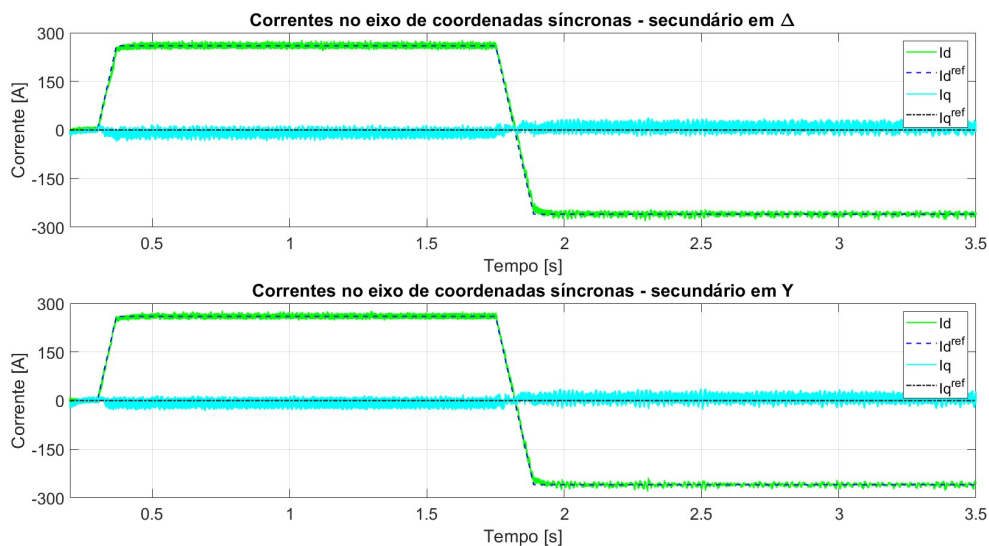


Figura 4.94 – Correntes trifásicas na rede para fluxo de potência ativa.

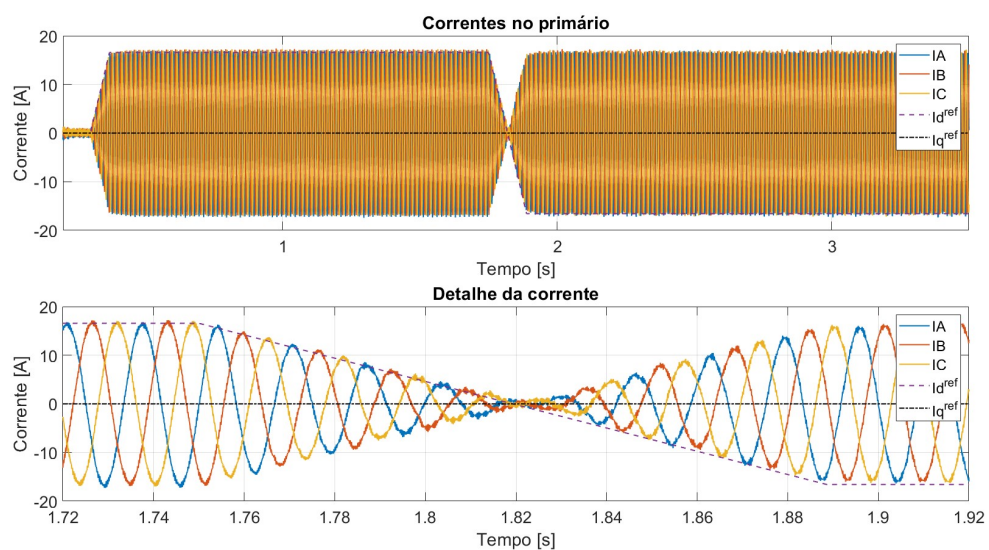


Figura 4.95 – Tensões e correntes trifásicas na rede para fluxo de potência ativa.

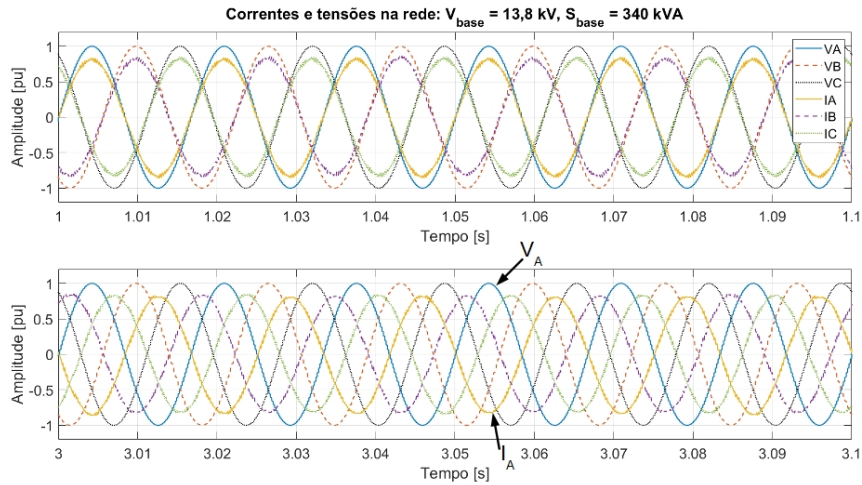


Figura 4.96 – Tensão, corrente e SoC do banco de baterias para fluxo de potência ativa.

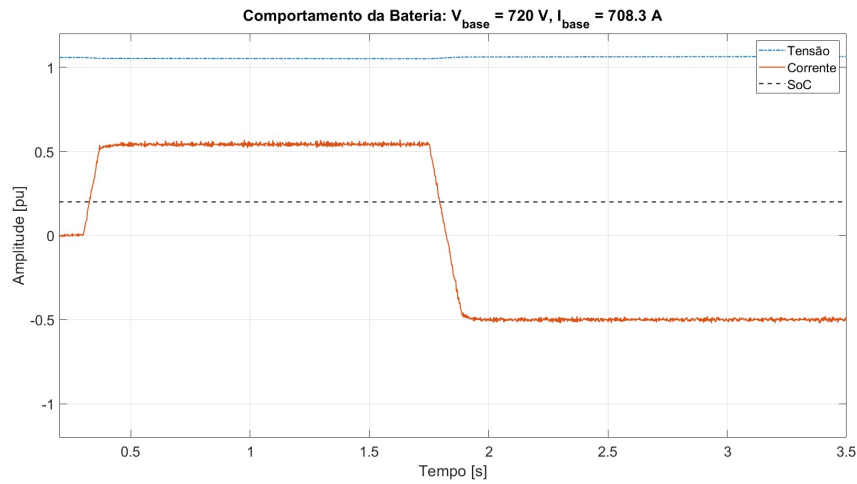
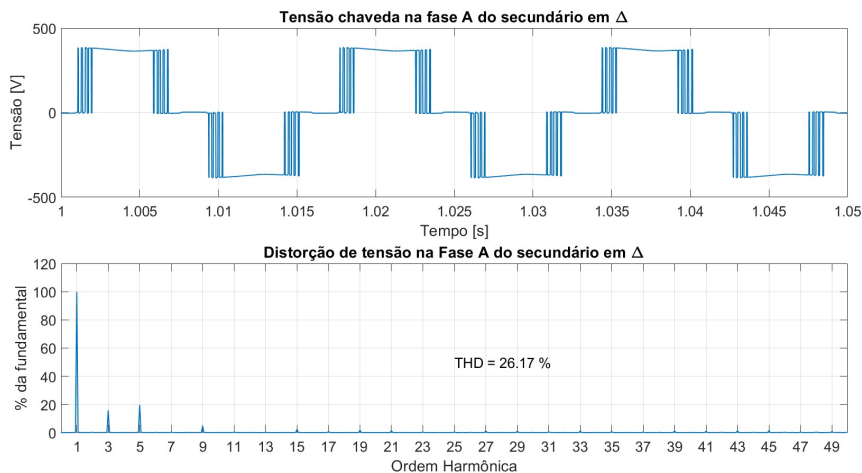


Figura 4.97 – Tensão sintetizada pelo conversor para injeção de potência ativa.



Observa-se, ainda na [Figura 4.97](#), os três níveis da tensão e a ausência de harmônicos de ordem $12k \pm 1$. A ausência do 7º harmônico é apenas devido ao fato de o índice de modulação no modo de injeção de potência ter coincido com o valor de 0,78, onde não há produção do referido harmônico (vide [Figura 3.13](#)). O resultado são correntes como a da [Figura 4.98](#) nos secundários e correntes como a da [Figura 4.99](#) no primário.

Nas mesmas condições de estado de carga e tensão do banco de baterias, foi simulado o fornecimento e consumo de reativos. As [Figuras 4.100](#) e [4.101](#) comprovam a capacidade dinâmica e de regime permanente do controle da corrente de eixo em quadratura, enquanto que a [Figura 4.102](#) apresenta o correto defasamento entre tensão e corrente para um caso e para o outro.

Figura 4.98 – Corrente da fase A no secundário em Δ para injeção de potência ativa.

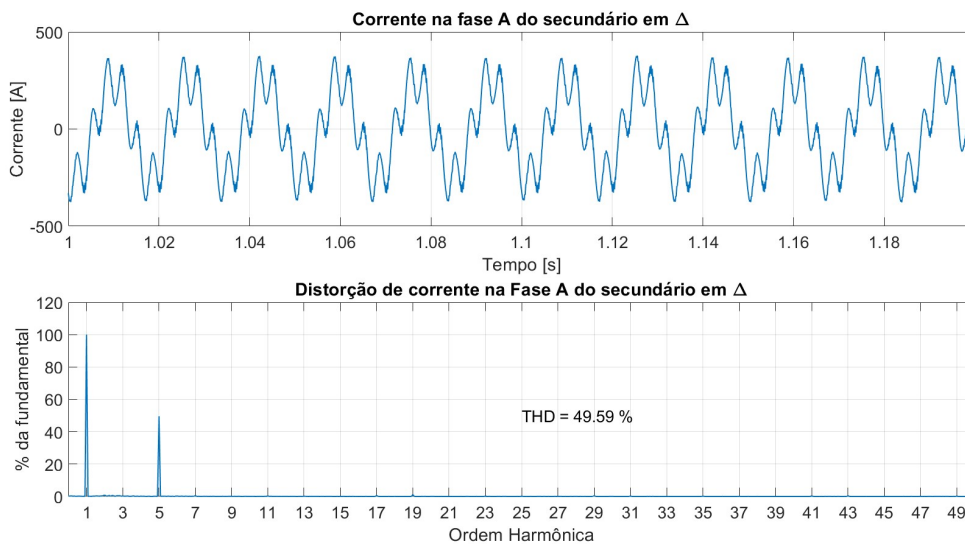


Figura 4.99 – Corrente da fase A na rede elétrica para injeção de potência ativa.

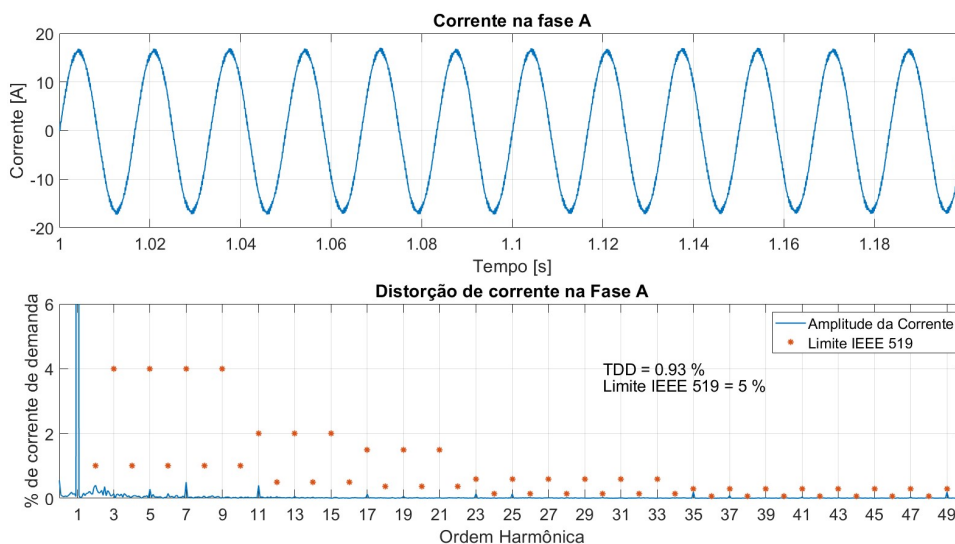


Figura 4.100 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para fluxo de potência reativa.

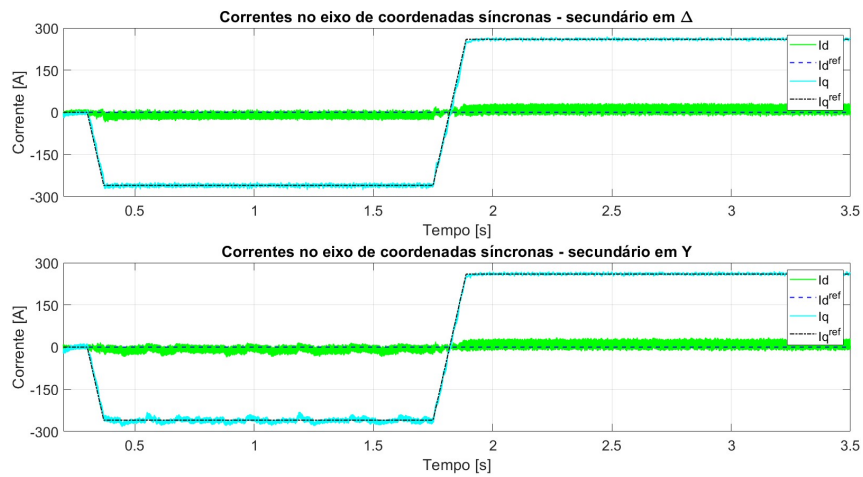


Figura 4.101 – Correntes trifásicas na rede para fluxo de potência reativa.

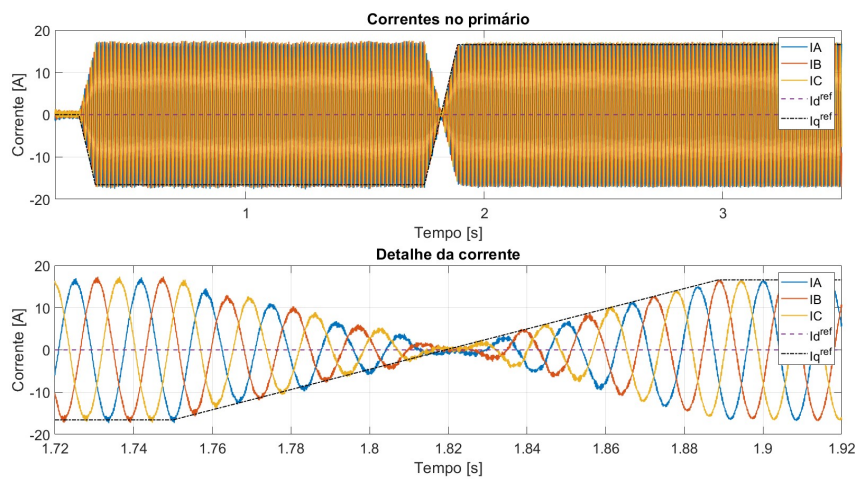
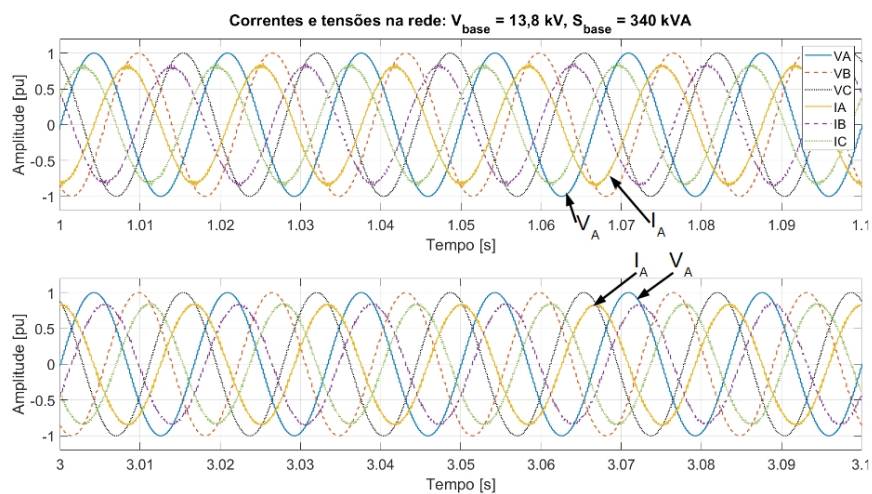


Figura 4.102 – Tensões e correntes trifásicas na rede para fluxo de potência reativa.



Diferentemente do que ocorreu nas duas versões de conversores dois níveis, aqui não houve diferença apreciável de qualidade de energia entre o modo de fornecimento e o modo de consumo de reativos, apesar de existir uma diferença substancial de índices de modulação – 0,815 para o primeiro e 0,68 para o segundo. A tensão sintetizada pelo conversor, a corrente de secundário e a corrente na rede são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 4.103, 4.104 e 4.105. Essas foram obtidas para o caso de menor índice de modulação (consumo de reativos).

Figura 4.103 – Tensão sintetizada pelo conversor para consumo de reativos.

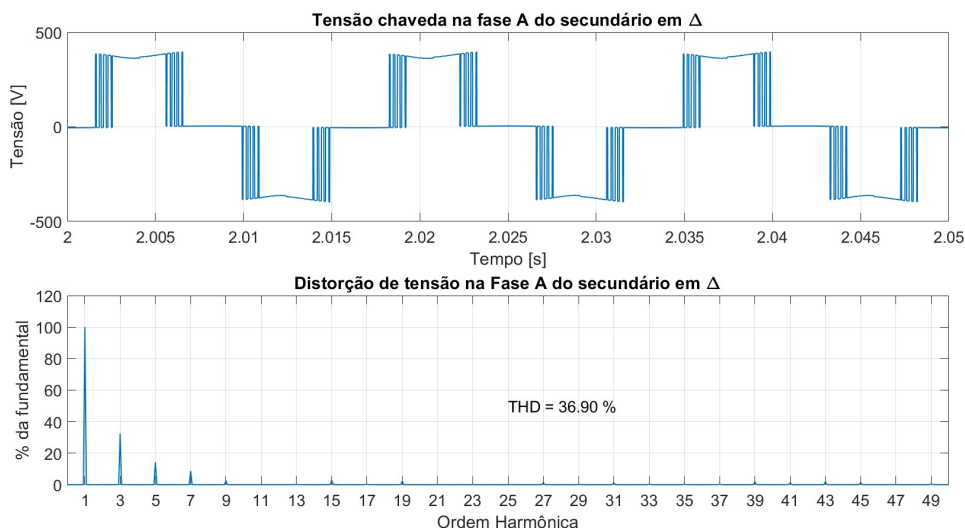


Figura 4.104 – Corrente da fase A no secundário em Δ para consumo de reativos.

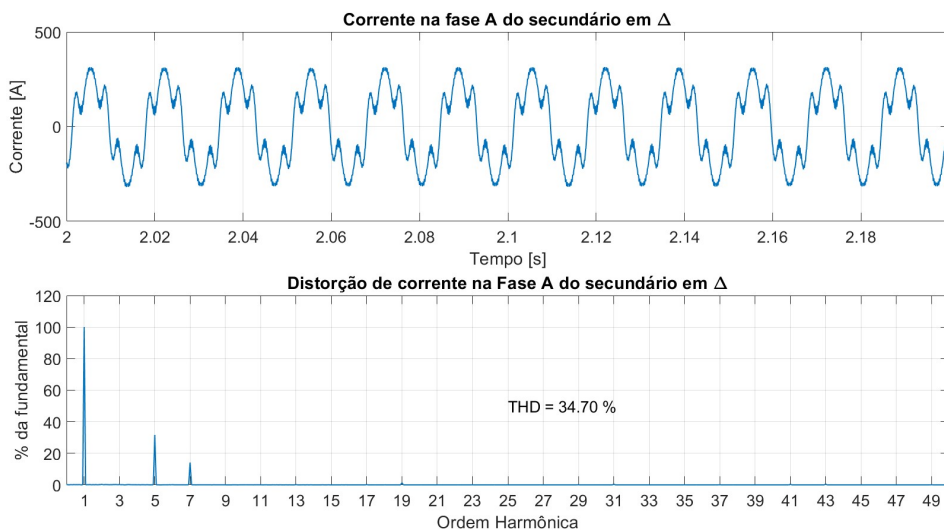
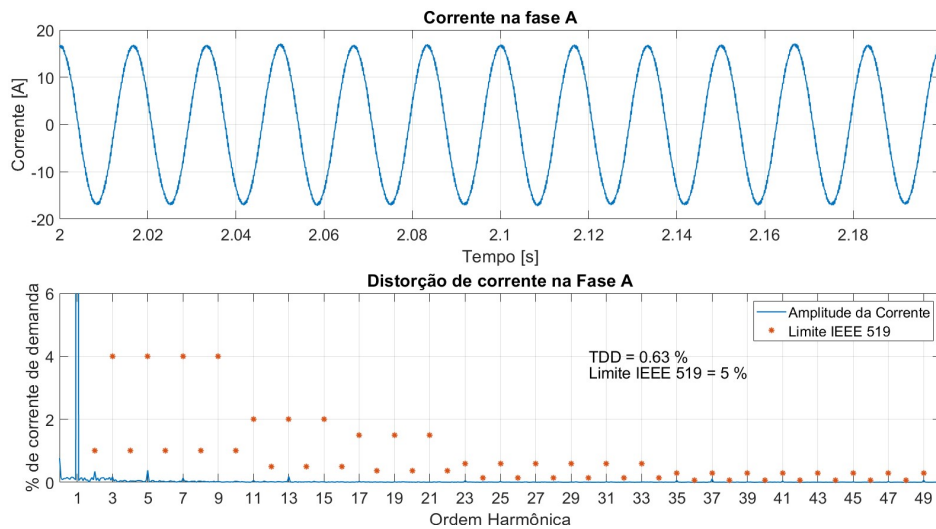


Figura 4.105 – Corrente da fase A na rede elétrica para consumo de reativos.



4.5.2 Controle de carga do banco

A carga do banco de baterias foi simulada deixando esse com estado de carga inicial de 5% e a referência de tensão em 790 V. Como mostrado pelas Figuras 4.106 e 4.107, rapidamente o controle de tensão convergiu para situação de saturação entrando o conversor no modo de corrente constante com fator de potência de deslocamento unitário (Figura 4.108).

O período final de carga foi simulado deixando a bateria com estado inicial de carga em 95%, como mostrado na Figura 4.109. Nestas condições não houve saturação do controle de tensão colocando, portanto, o controle no modo de tensão constante.

Figura 4.106 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para início de carga.

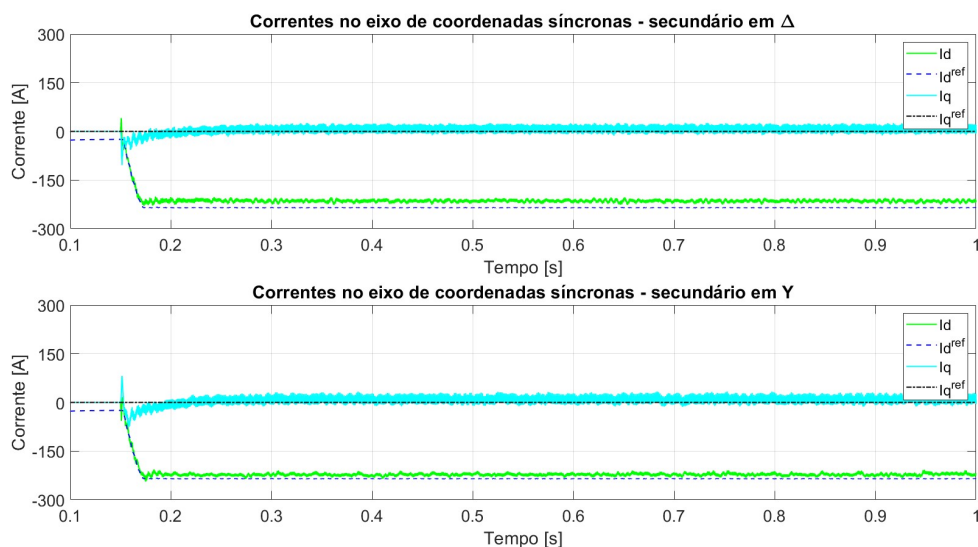


Figura 4.107 – Correntes trifásicas na rede para início de carga.

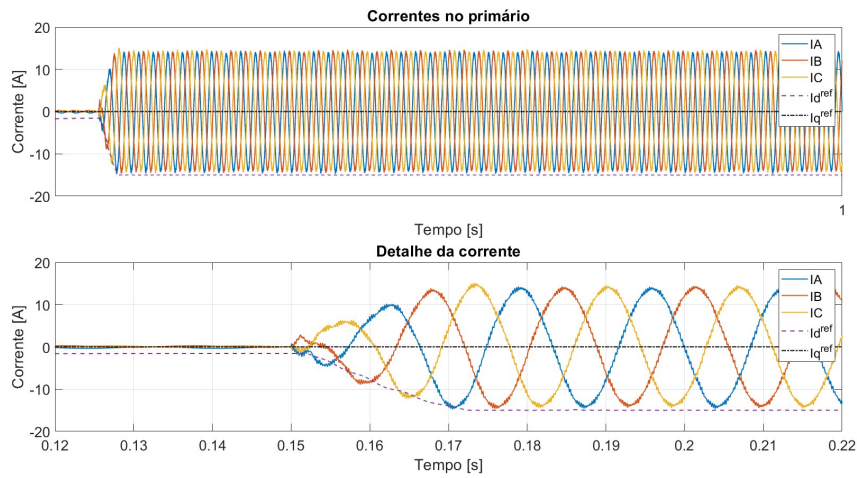


Figura 4.108 – Tensões e correntes trifásicas na rede para início de carga.

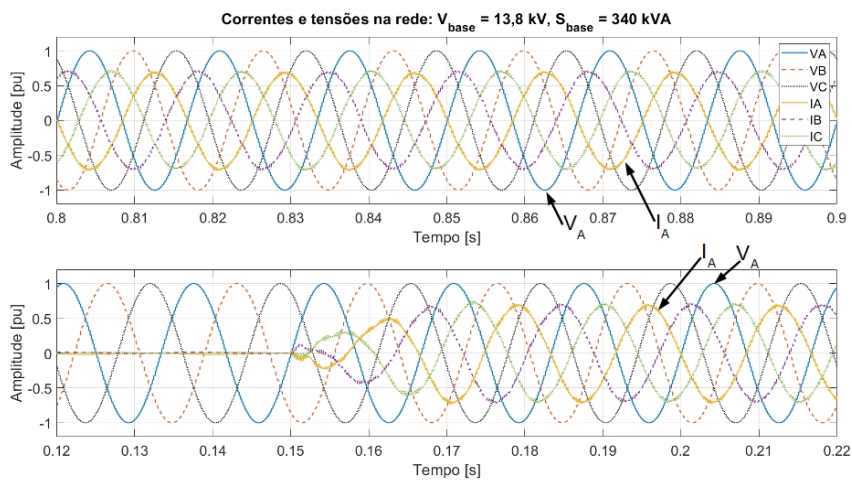
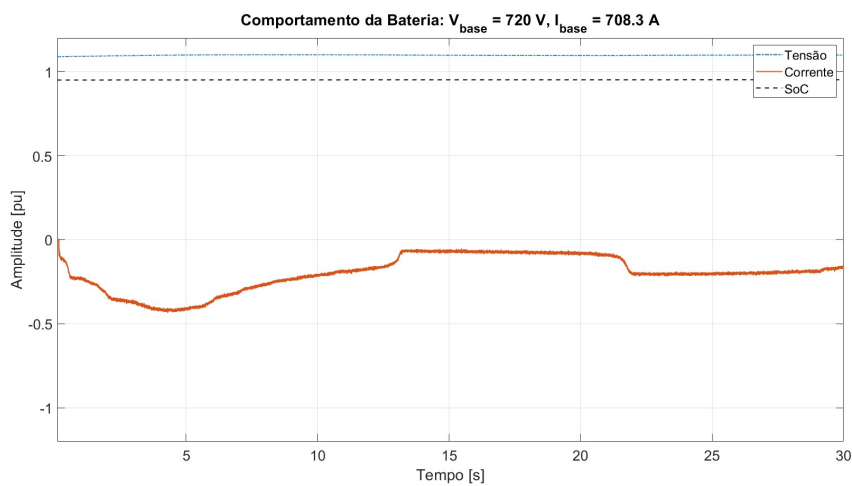


Figura 4.109 – Tensão, corrente e SoC do banco de baterias no modo tensão constante.



A referência de corrente de eixo direto (Figuras 4.110 e 4.111), oriunda do controle de tensão, variou de acordo com a necessidade de absorção de potência ativa para atingir a tensão de referência (Figura 4.112) no barramento. Estes resultados foram obtidos com fator de potência de deslocamento unitário (Figura 4.113) e qualidade de forma de onda de corrente na rede mantida mesmo em condições de menor valor de corrente (Figura 4.114).

Figura 4.110 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários no modo tensão constante.

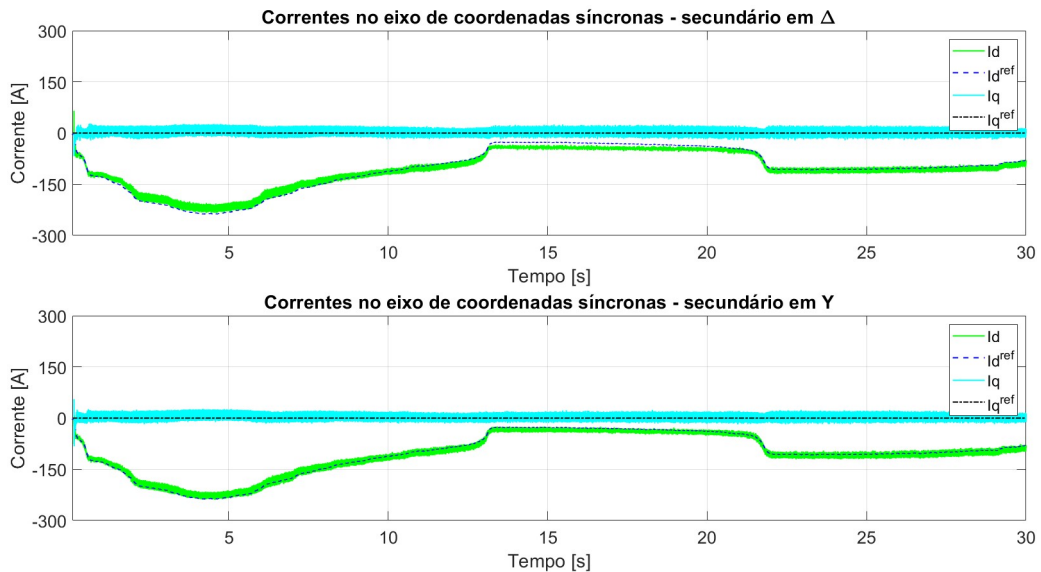


Figura 4.111 – Correntes trifásicas na rede no modo tensão constante.

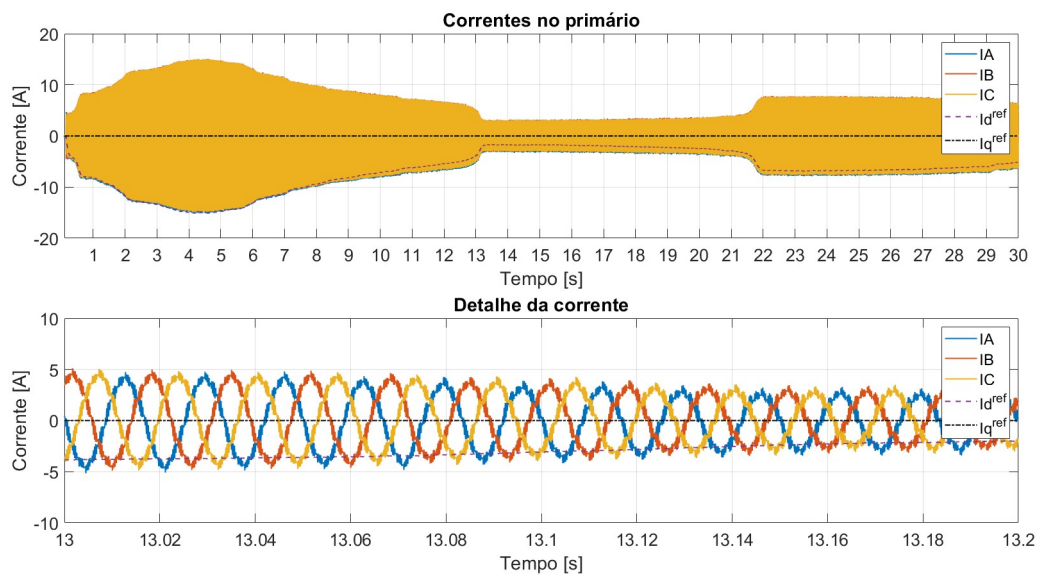


Figura 4.112 – Tensão no barramento cc no modo tensão constante.

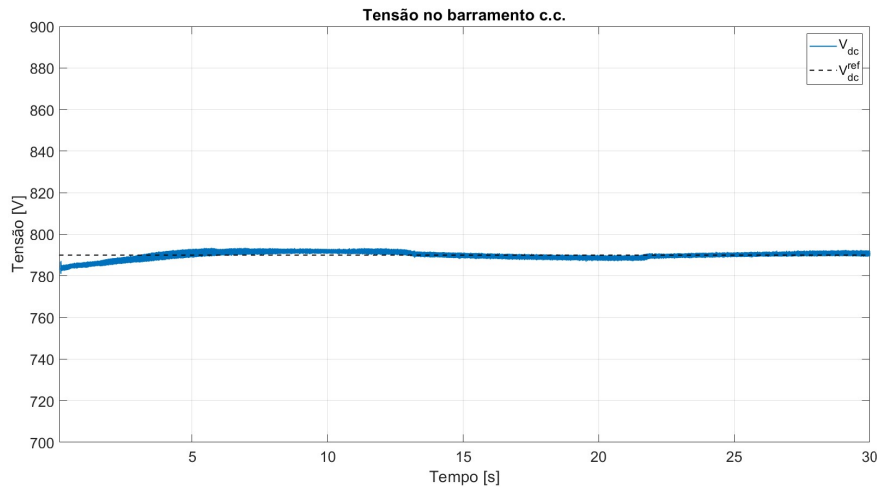


Figura 4.113 – Tensões e correntes trifásicas no modo tensão constante.

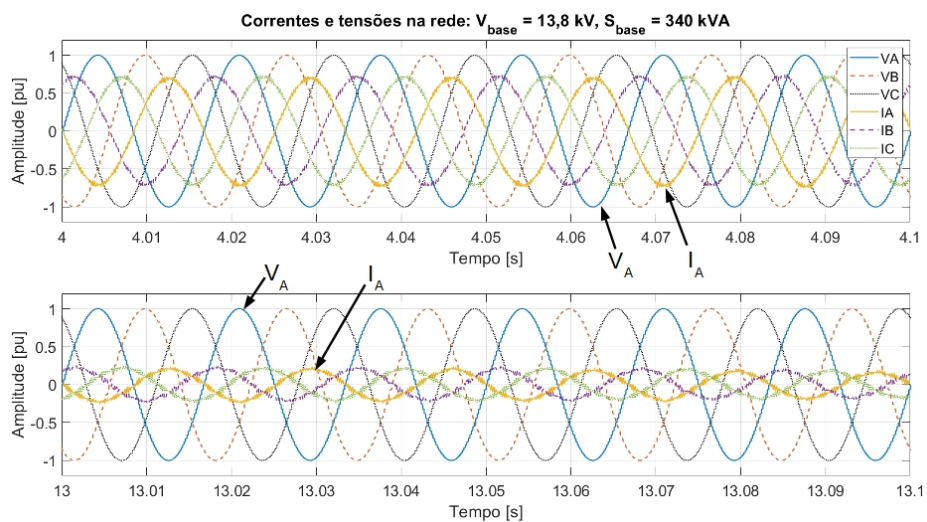
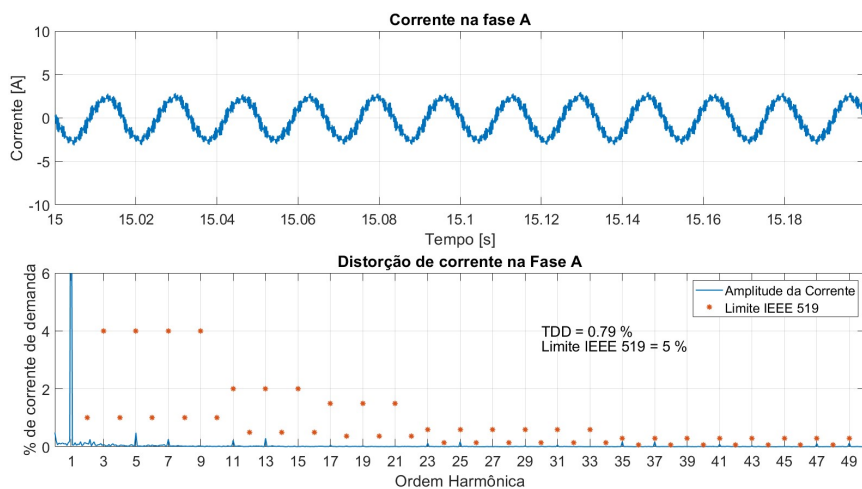


Figura 4.114 – Corrente da fase A na rede no modo tensão constante.



4.5.3 Condições de rede desequilibrada e distorcida

Sob as condições de distorção detalhadas na [subseção 4.3.3](#), o controle foi novamente capaz de controlar a componente fundamental da corrente ([Figura 4.115](#)) para atingir a desejada injeção / absorção de potência ([Figura 4.116](#)) com fator de potência de deslocamento unitários ([Figura 4.117](#)). Como não há ação de controle em relação às componentes harmônicas da tensão na rede e o conversor FPVU 3 níveis possui indutâncias de filtro com metade do valor que sua contraparte em 2 níveis, há um aumento da distorção de corrente no primário tanto no consumo quanto na injeção de potência ativa, [Figuras 4.118 e 4.119](#), respectivamente.

Figura 4.115 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para rede distorcida.

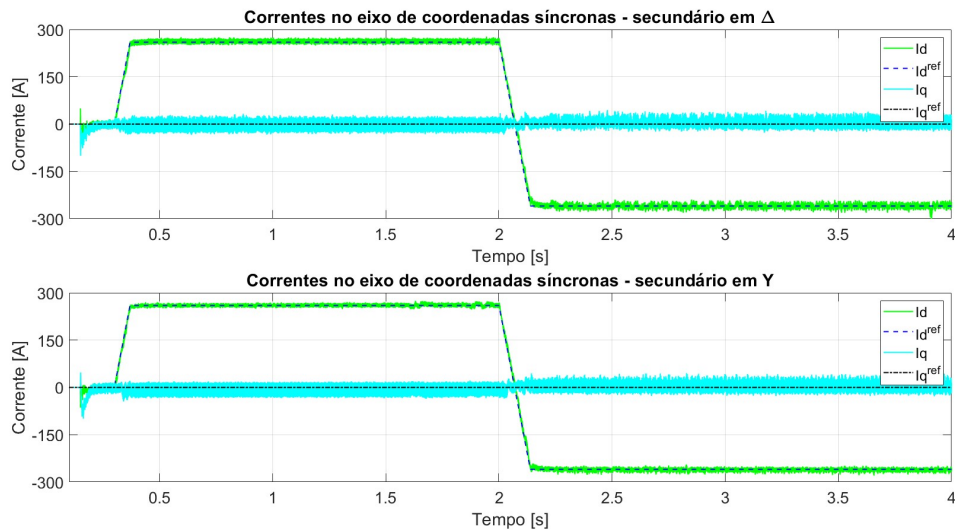


Figura 4.116 – Correntes trifásicas para rede distorcida.

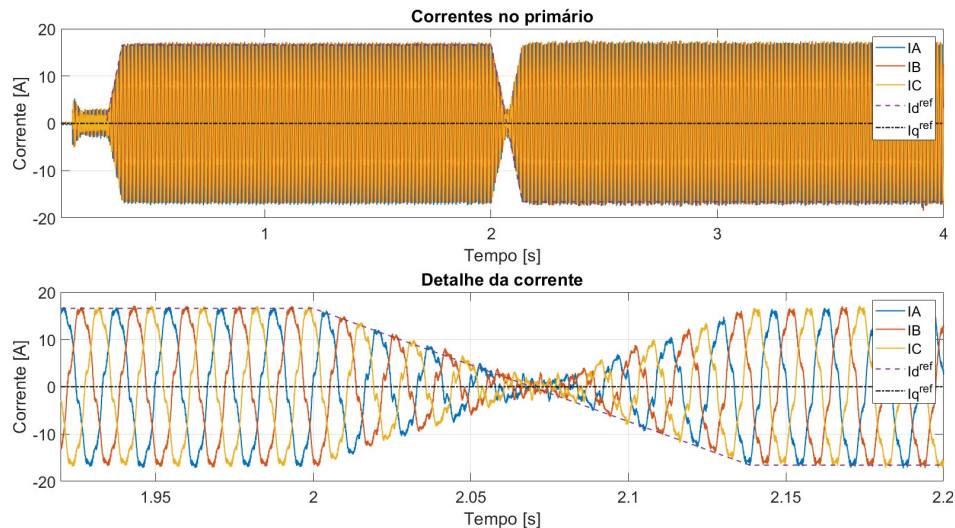


Figura 4.117 – Tensões e correntes trifásicas para rede distorcida.

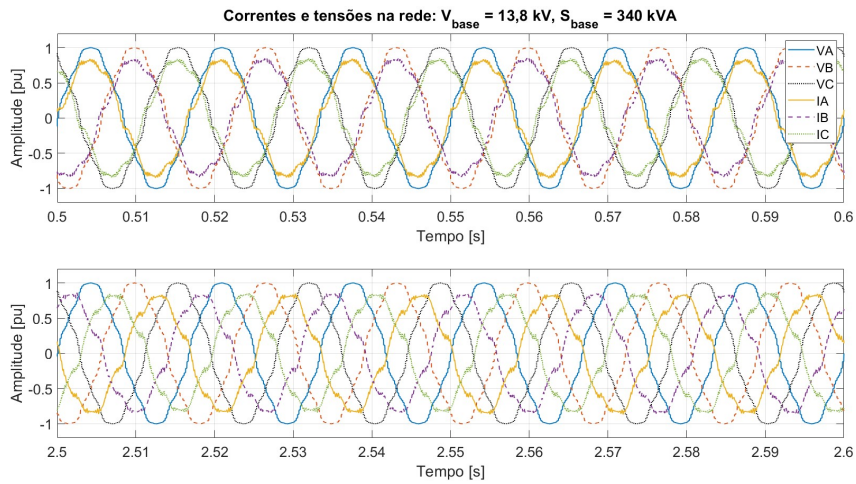


Figura 4.118 – Corrente da fase A na rede elétrica para absorção de potência ativa em rede distorcida.

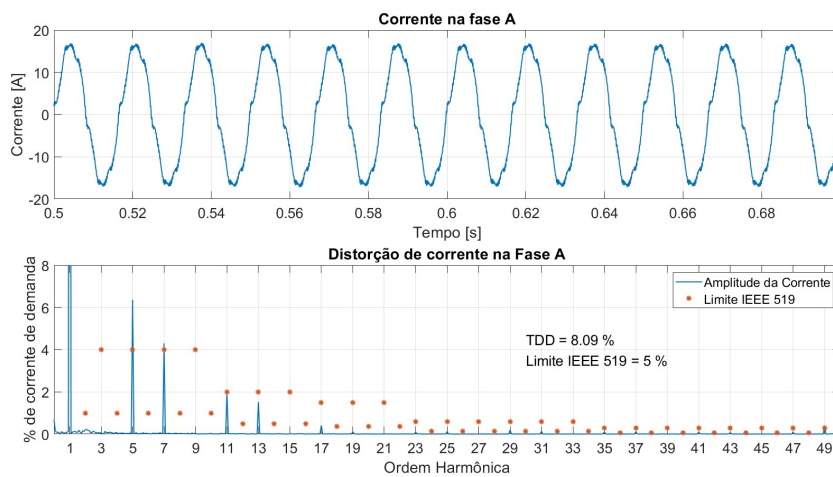
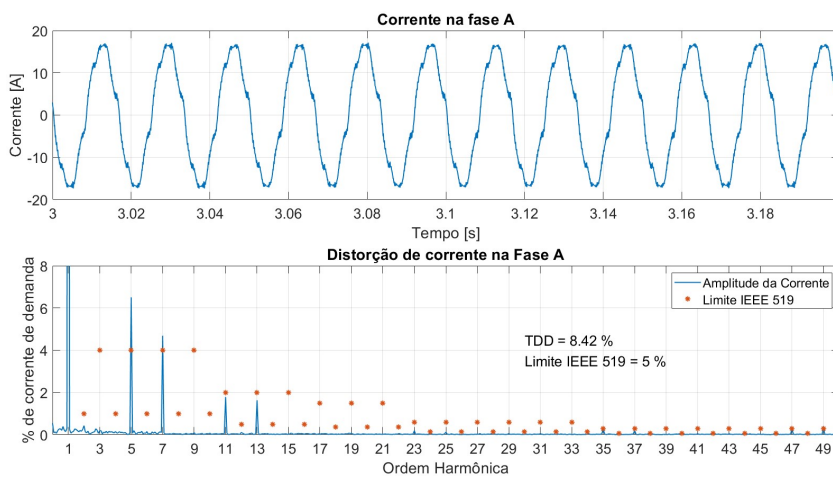


Figura 4.119 – Corrente da fase A na rede elétrica para injeção de potência ativa em rede distorcida.



Também sob as condições de desequilíbrio relacionadas na [subseção 4.3.3](#), é possível verificar que o controle, implementado em sua maior parte como nos conversores de dois níveis, sofre do mesmo problema causado pela impossibilidade do uso de índices de modulação e ângulos de defasagem diferentes em cada fase do conversor. As correntes foram controladas para injeção / absorção de potência ativas ([Figura 4.120](#)), porém com desbalanço ([Figura 4.121](#)) quantificado em um FDC de 11,1% na injeção e 13,9% na absorção. As correntes mantiveram-se alinhadas com a tensão ([Figura 4.122](#)) e com forma de onda praticamente senoidal ([Figura 4.123](#)).

Figura 4.120 – Correntes fundamentais em coordenadas síncronas nos secundários para rede desequilibrada.

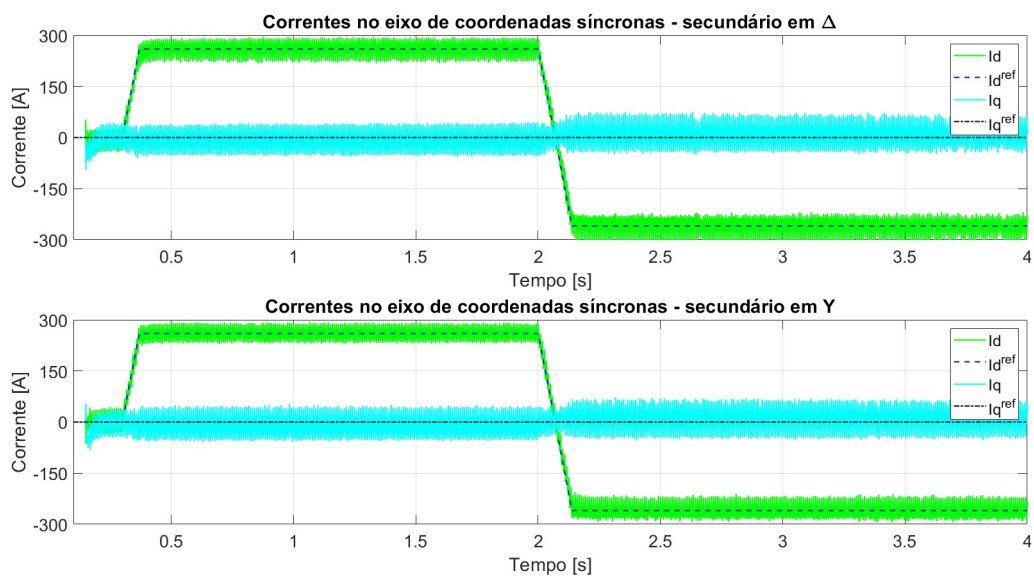


Figura 4.121 – Correntes trifásicas para rede desequilibrada.

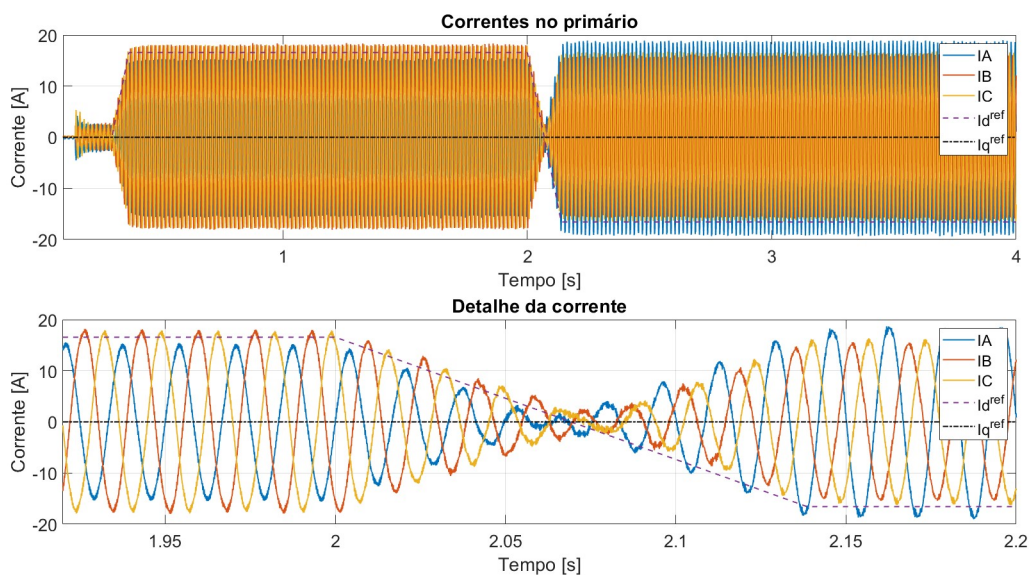


Figura 4.122 – Tensões e correntes trifásicas para rede desequilibrada.

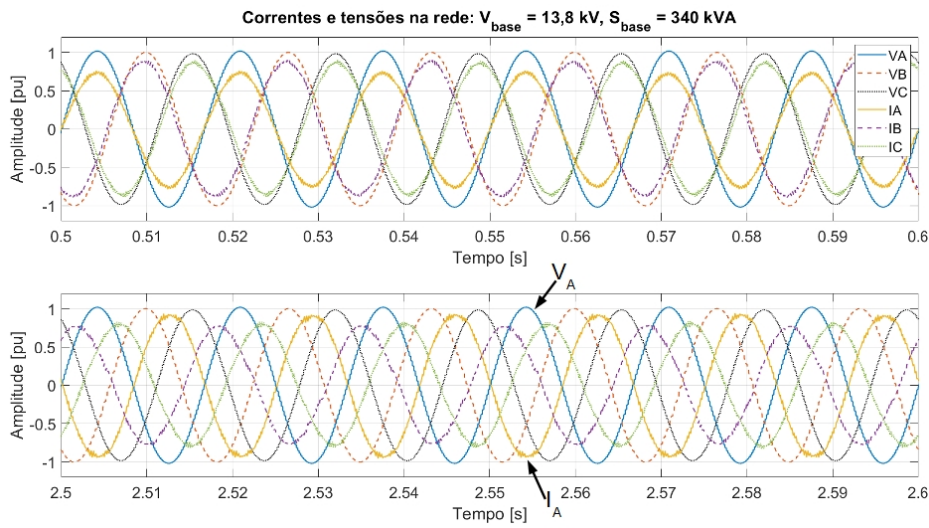
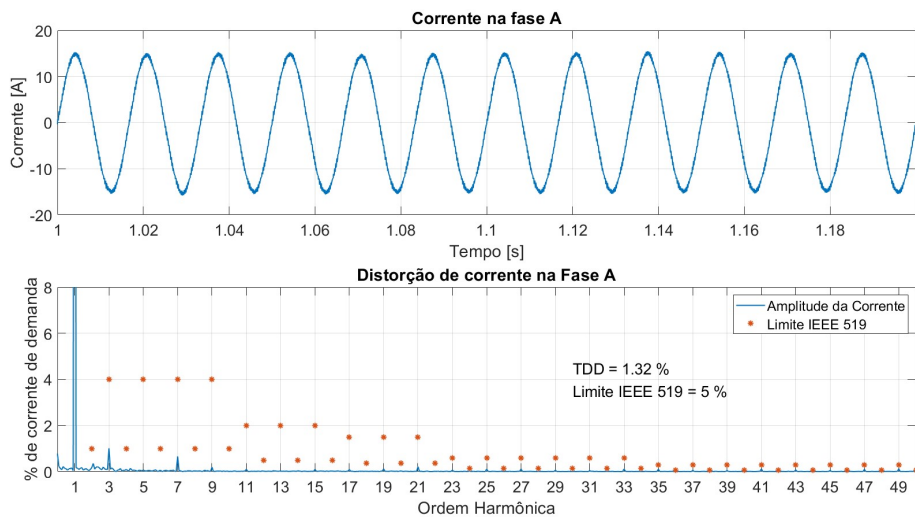


Figura 4.123 – Corrente da fase A na rede elétrica para rede desequilibrada.



4.5.4 Dinâmica do controle de tensão e controle de balanceamento

Para um melhor funcionamento do controle de tensão do barramento cc não ligado diretamente a um banco de baterias, eliminando oscilações na tensão de barramento e grandes desvios da referência quando da entrada / saída de carga, foram utilizados os mesmos filtros descritos na [subseção 4.4.4](#). Os ganhos integral e proporcional do controle de tensão foram duplicados ($Ki_v = 4.4$ e $Kp_v = 1$) colocando o polo mais rápido da curva de rigidez dinâmica na frequência de $14,4 \text{ Hz}$.

A [Figura 4.124](#) apresenta o resultado da tensão no barramento cc para início de operação em $0,15 \text{ s}$, entrada de plena carga em 1 s , saída de carga em 3 s e entrada de plena geração em 5 s . Em todos os casos, a fonte de corrente no barramento cc variou em uma taxa de $7500 \frac{\text{A}}{\text{s}}$. Todas as variações transitórias da tensão foram inferiores à

50 V (7,1%) e isso foi obtido por meio do adequado controle de corrente (Figura 4.125) mantendo o fator de potência de deslocamento unitário (Figura 4.126) e com forma de onda da corrente praticamente senoidal (Figura 4.127).

Para verificar o balanceamento dos capacitores nos barramentos cc, as Figuras 4.128 e 4.129 apresentam as tensões e correntes nos capacitores dos conversores conectados aos secundários em triângulo e estrela, respectivamente. Os resultados foram coletados sem o funcionamento do algoritmo de balanceamento das tensões, com um desbalanço de 40% entre as capacitâncias C_1 e C_2 de cada conversor. O conversor FPVU foi comandado para absorção de plena potência ativa em 0,5 s, alterando de absorção para injeção a partir de 2 s.

Figura 4.124 – Tensão do barramento cc para variações da carga.

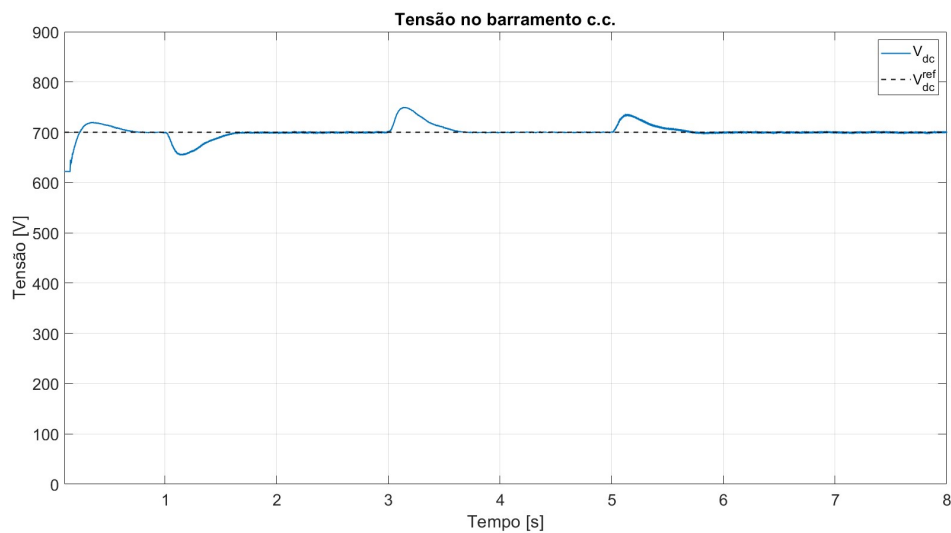


Figura 4.125 – Correntes trifásicas para variações da carga.

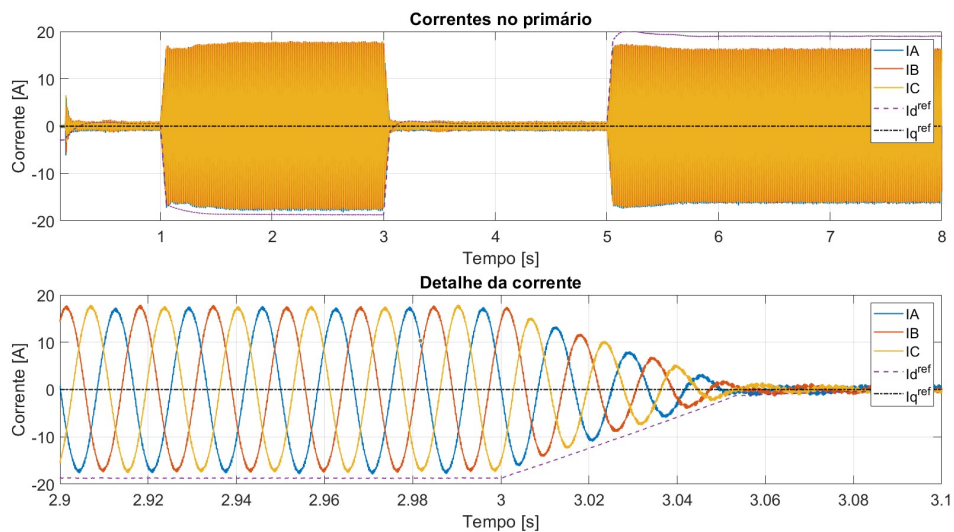


Figura 4.126 – Tensões e correntes trifásicas para variações da carga.

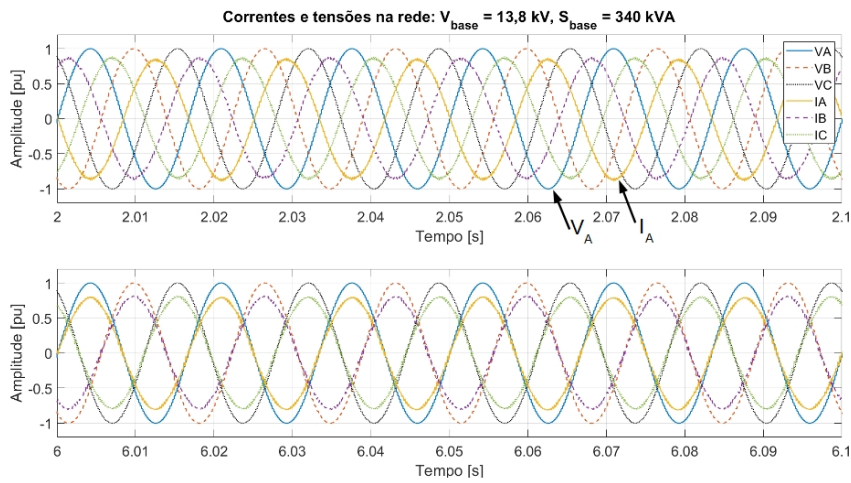


Figura 4.127 – Corrente da fase A na rede elétrica para variações da carga.

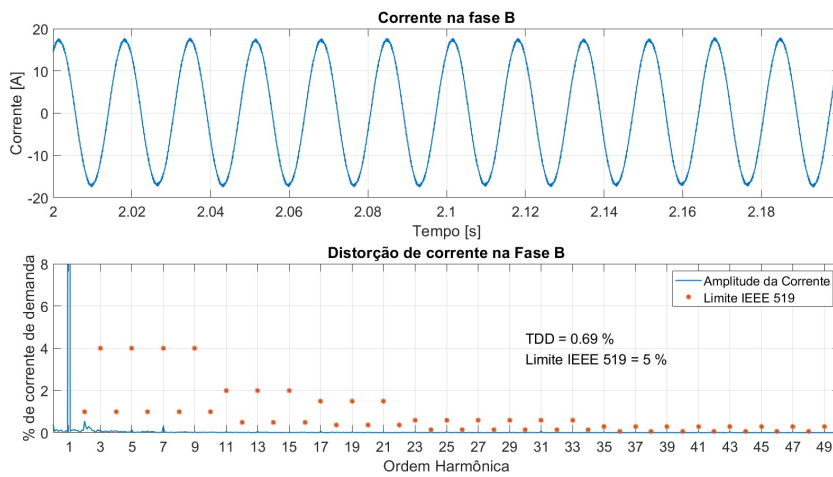


Figura 4.128 – Tensões nos capacitores do barramento cc no secundário em Δ (sem controle de balanceamento).

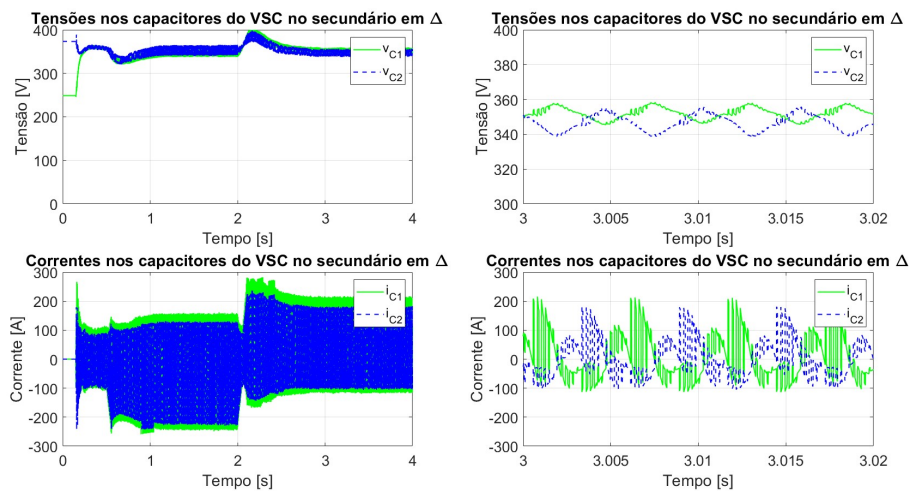
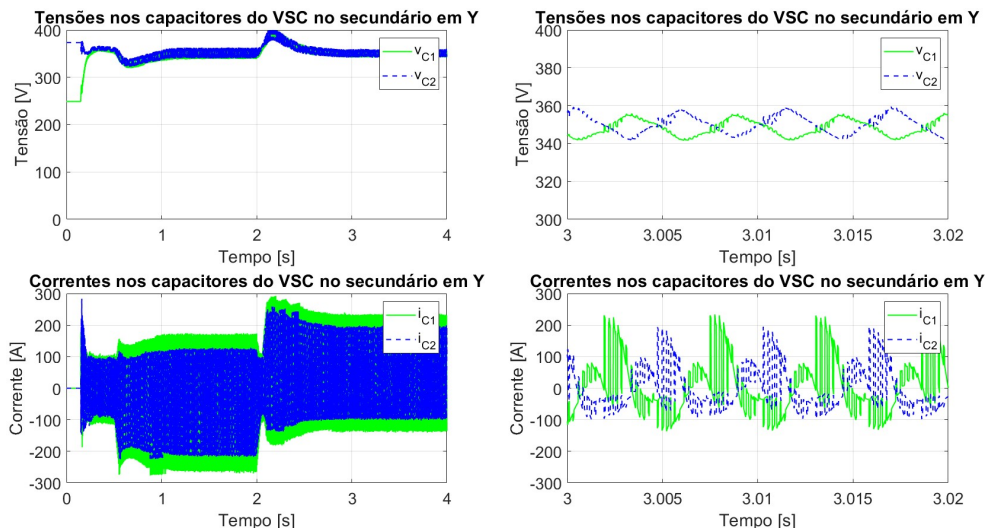


Figura 4.129 – Tensões nos capacitores do barramento cc no secundário em Y (sem controle de balanceamento).



É possível observar, em ambos os conversores, o auto balanceamento inerente ao SHE PWM que tira os capacitores de uma diferença de cerca de 125 V antes do início do chaveamento para um desbalanceamento que oscila em 180 Hz com amplitude máxima de cerca de 20 V. Nesta situação, houve o aparecimento de harmônicos pares de baixa ordem no espectro das correntes na rede elétrica (Figura 4.130), o que denota uma pequena perda da simetria de meia-onda.

A mesma simulação foi repetida agora com o funcionamento do algoritmo de balanceamento indicado na Figura 3.46, onde o limiar para modificação dos ângulos de chaveamento foi escolhido como 0,1 V e o valor da constante K foi escolhido como 0,02°. Os resultados são apresentados nas Figuras 4.131, 4.132 e 4.133.

Pode-se verificar uma ligeira melhora no balanceamento da tensão média do conversor no secundário em triângulo (Figura 4.131 em comparação com Figura 4.128), o que foi suficiente para reduzir a amplitude das componentes harmônicas pares da corrente na rede para atender os limites recomendados pela IEEE 519:2014 (Figura 4.133).

Figura 4.130 – Corrente da fase A na rede elétrica para desbalanço nas capacitâncias (sem controle de balanceamento).

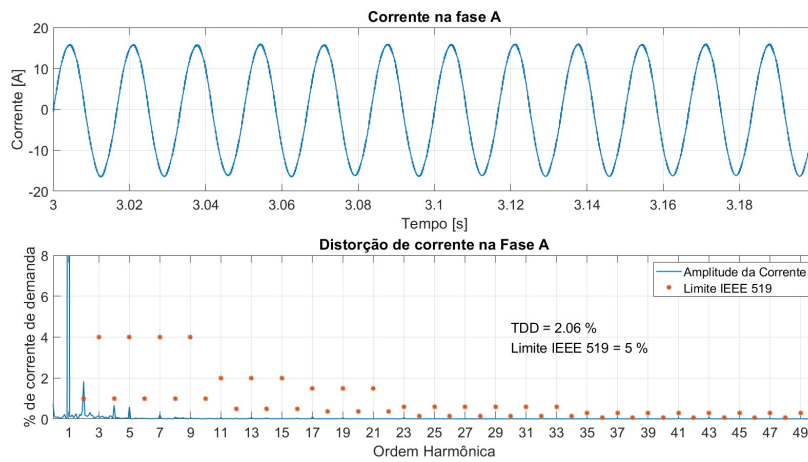


Figura 4.131 – Tensões nos capacitores do barramento cc no secundário em Δ (com controle de balanceamento).

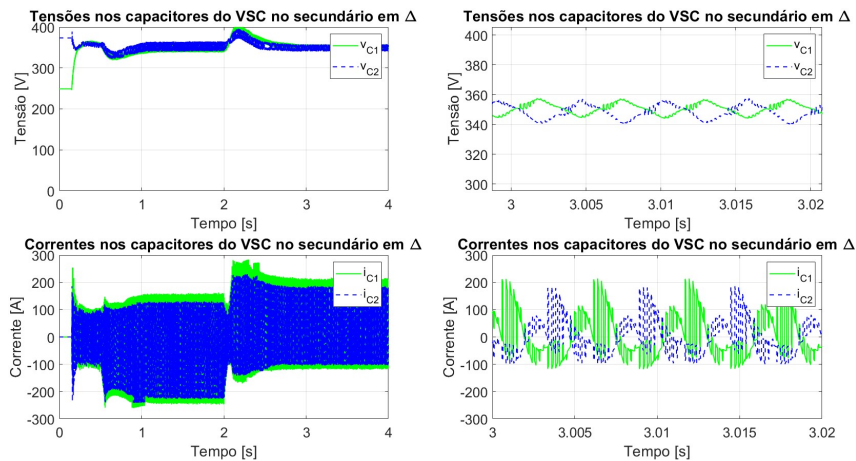


Figura 4.132 – Tensões nos capacitores do barramento cc no secundário em Y (com controle de balanceamento).

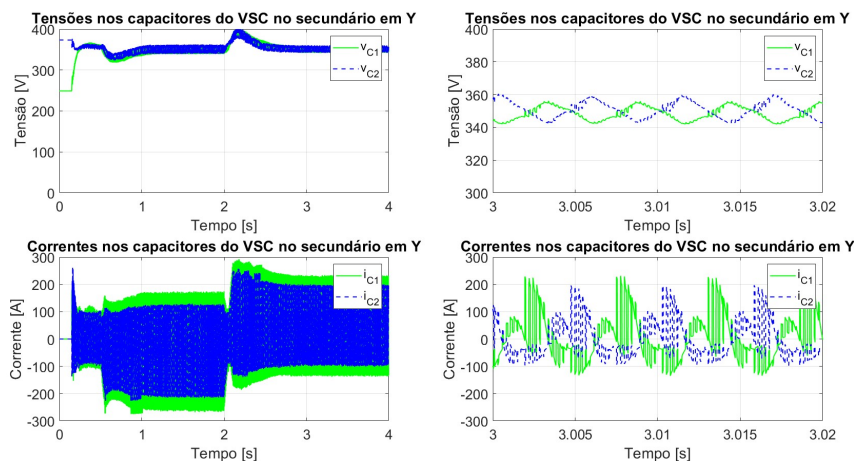
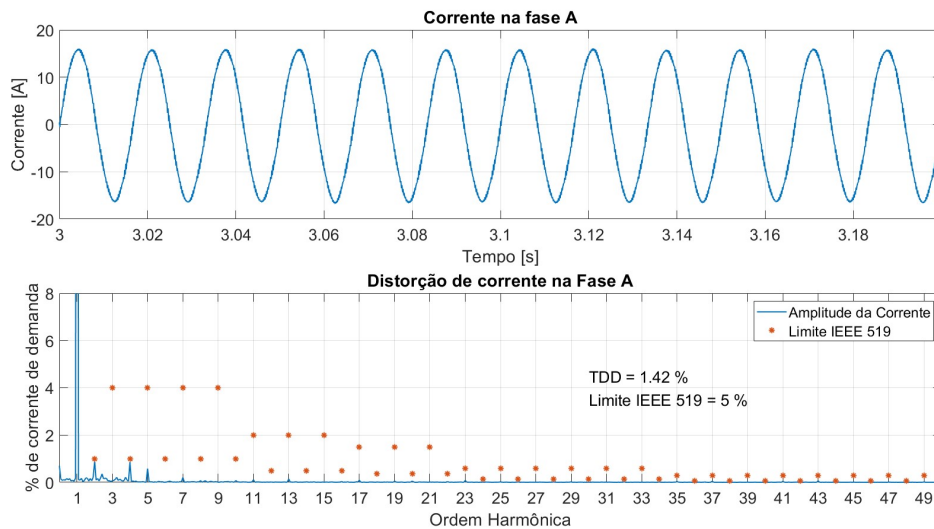


Figura 4.133 – Corrente da fase A na rede elétrica para desbalanço nas capacitâncias (com controle de balanceamento).



4.6 Influência do tempo morto no comportamento dos conversores

As chaves semicondutoras de potência reais possuem tempos de ligamento e desligamento finitos e que não são estritamente idênticos, o que demanda a aplicação de um tempo morto (t_{dead}) entre o desligamento de uma chave e o fechamento da seguinte para evitar a ocorrência de curto-circuito. Para verificar possíveis impactos na operação do conversor FPVU, a simulação dos conversores das seções 4.3.4, 4.4.4 e 4.5.4 foram acrescidas de uma lógica de tempo morto de $4\mu s$ ⁹, que corresponde a uma amostra da simulação em tempo discreto.

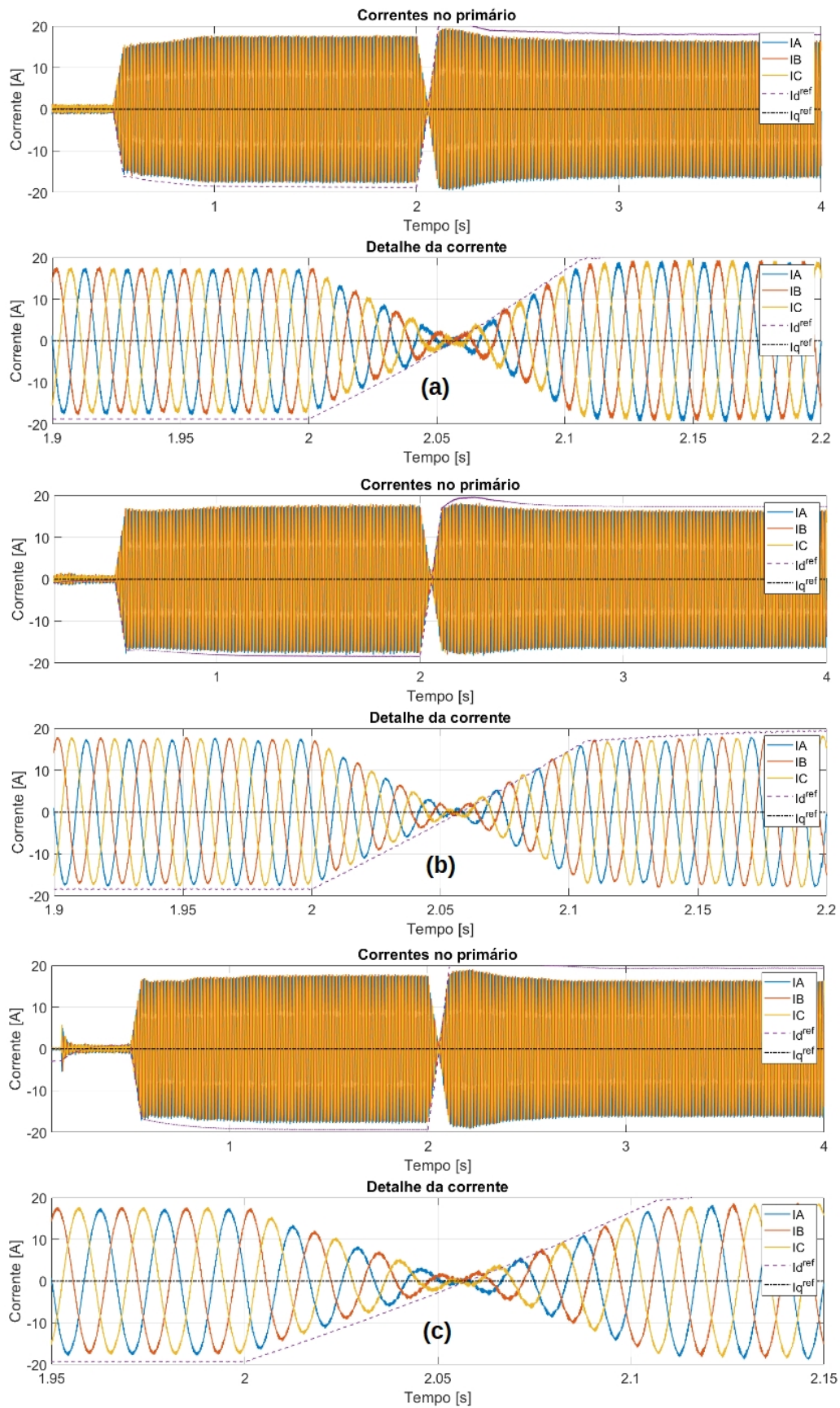
A Figura 4.134 comprova visualmente que todos os conversores mantiveram sua capacidade de operação dinâmica e de regime permanente. Na Tabela 4.4 são comparados os índices de distorção totais com e sem o tempo morto, onde pode-se verificar que o uso do tempo morto não teve impacto significativo na qualidade da forma de onda.

Tabela 4.4 – Comparação de índices de distorção fazendo uso de tempo morto no chaveamento.

Conversor FPVU	Com tempo morto			Sem tempo morto		
	TDD_a	TDD_b	TDD_c	TDD_a	TDD_b	TDD_c
VSC 2L versão 1	0,85%	0,81%	0,77%	0,78%	0,76%	0,8%
VSC 2L versão 2	0,91%	0,96%	0,94%	0,93%	0,83%	0,8%
VSC 3L	0,76%	1,05%	0,99%	0,77%	0,91%	0,78%

⁹ Tal valor de tempo morto está significativamente acima do necessário ao conversor simulado, pois as chaves utilizadas para o conversor FPVU na seção 4.7 possuem tempos de atraso no desligamento e de descida somados que são inferiores à $1\mu s$ [137, 138]. Isso faz com que a análise ora apresentada seja mais conservadora.

Figura 4.134 – Correntes trifásicas com tempo morto. (a) VSC 2L versão 1. (b) VSC 2L versão 2. (c) VSC 3L.



4.7 Análise comparativa de perdas e custos

Para efeito comparativo com uma tecnologia convencional de conversores, foi simulado um conversor com as características descritas na [Tabela 4.5](#), o qual é composto por um único VSC 2L com um filtro de rede senoidal do tipo LCL (vide [Figura 1.8](#)). Para adequação da tensão ao barramento de média tensão, um transformador de baixa frequência deve ser utilizado (o que já é inerente ao conversor FPVU). Como a presente seção tem foco nas perdas nos semicondutores, apenas os resultados da baixa tensão são apresentados.

Tabela 4.5 – Dados de simulação do conversor convencional

Elemento	Parâmetro	Valor
Dados nominais	Tensão [V]	440
	Frequência [Hz]	60
	Potência Nominal [kVA]	280
Filtro de rede	Indutância no conversor [μH]	170
	Indutância na rede [μH]	57,3
	Capacitância em derivação [μF] ^a	156,8
	Resistência de amortecimento [$m\Omega$]	136,4
	Capacitância de modo comum [μF] ^b	1
Barramento cc	Capacitância [mF]	10.5
	Tensão Nominal [V]	700
PWM	Tipo de modulação	SVPWM
	Frequência de chaveamento [Hz]	2040
Controle de Corrente ^c	Kp_{dq}	0,36
	Ki_q	56,2
Controle de Tensão ^d	Kp_v	1,65
	Ki_v	25,9

^a O ramo RC em derivação está conectado em triângulo.

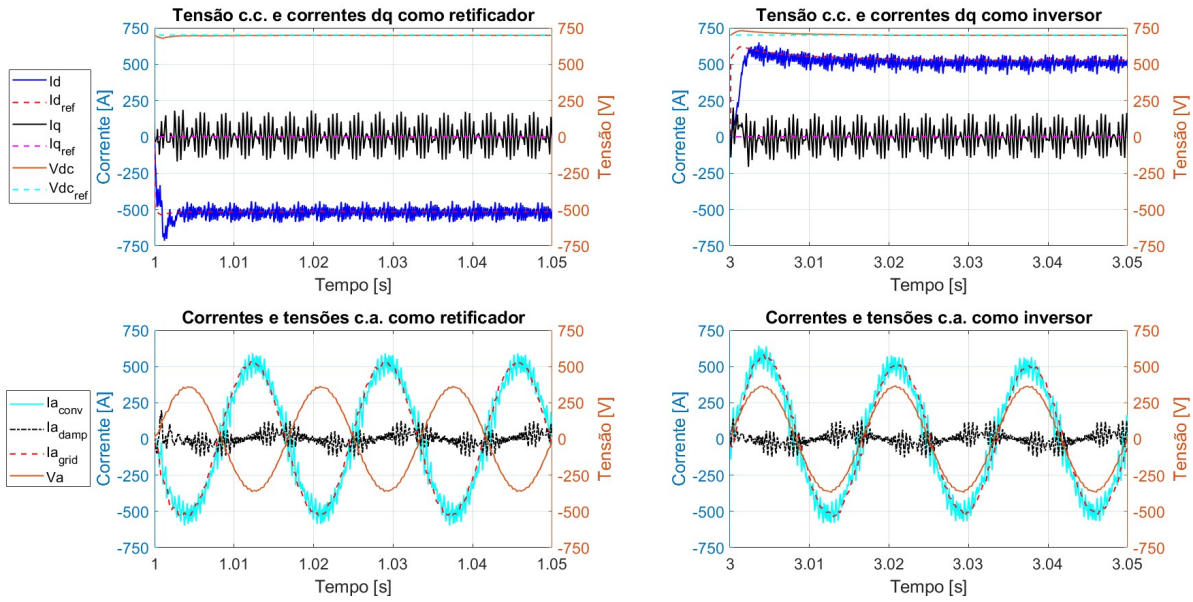
^b Capacitores conectados do lado da rede entre fase e terra para lidar com a circulação de correntes de modo comum.

^c O controle de corrente foi ajustado para o polo mais rápido da curva de rigidez dinâmica em 250 Hz e o mais lento em 25 Hz.

^d O controle de tensão foi ajustado para o polo mais rápido da curva de rigidez dinâmica em 25 Hz e o mais lento em 2,5 Hz.

A [Figura 4.135](#) apresenta as correntes e tensões no conversor operando tanto na absorção de potência ativa (modo retificador) quanto na injeção de potência (modo inversor). Pode-se observar que a corrente que circula no conversor ($I_{a_{conv}}$) possui um *ripple* de alta frequência, enquanto que a corrente após o filtro LCL ($I_{a_{grid}}$) é praticamente senoidal ao custo de fazer circular os harmônicos de alta frequência ($I_{a_{damp}}$) pelo ramo RC em derivação.

Figura 4.135 – Correntes e tensões no funcionamento do conversor convencional.



Para comparação de perdas entre o conversor convencional e as configurações de conversor FPVU propostas no presente capítulo, foi necessário definir módulos de potência compatíveis com o nível de corrente e tensão de cada uma das configurações. Os módulos escolhidos em conjunto com suas principais características estão listados na [Tabela 4.6](#) e são todos de fabricação da Infineon.

A metodologia para cálculo das perdas consiste em calcular as perdas de condução e chaveamento dos semicondutores a partir das curvas disponibilizadas pelo fabricante dos módulos. Em primeiro momento é preciso obter a distribuição das correntes em um dos IGBTs com seu respectivo diodo de roda livre para um ciclo da fundamental, como mostrado na [Figura 4.136](#) para o conversor de 2 níveis convencional. A simulação ocorreu para plena potência no barramento cc ora consumindo ora fornecendo potência. As correntes foram controladas para o fator de potência de deslocamento unitário.

As perdas de condução nos IGBTs são calculadas através da curva de tensão entre coletor e emissor (V_{CE}) em função da corrente de coletor (I_C) da [Figura 4.137](#) (a). A cada instante em que há condução no IGBT, a potência instantânea é o simples produto do valor daquela corrente pela sua respectiva tensão V_{CE} obtida da [Figura 4.137](#) (a). Ao final do ciclo, o valor médio das perdas é dado pela média desses valores instantâneos (4.6). O método para as perdas de condução no diodo é feito de forma similar utilizando a curva de tensão direta (V_F) em função da corrente direta (I_F) da [Figura 4.137](#) (c), conforme dado em (4.7).

$$P_{IGBT_{cond}} = \frac{1}{T} \sum_{t_0}^T V_{CE}(t_k) I_C(t_k) (t_k - t_{(k-1)}) \quad (4.6)$$

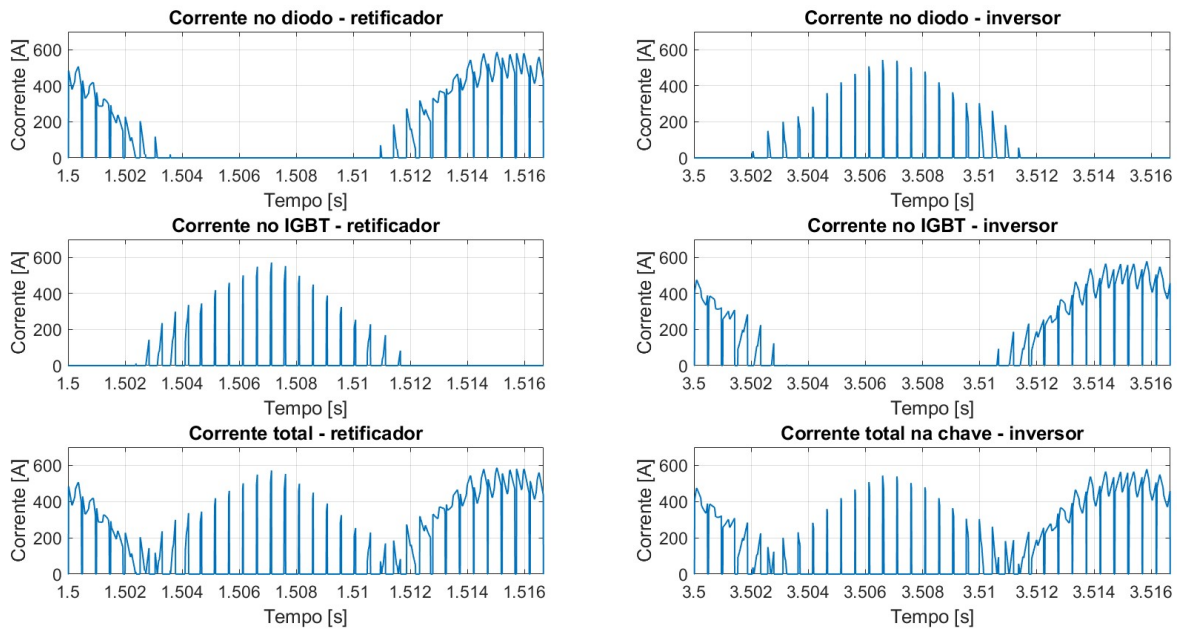
Tabela 4.6 – Dados dos módulos semicondutores de potência

Conversor	Módulo	Configuração	Corrente nominal	Classe de tensão
VSC convencional	FF900R12IE4 [139]	Meia-ponte	900 A	1200 V
FPVU 2 níveis	FS450R12KE3 [137]	Ponte trifásica	450 A	1200 V
FPVU 3 níveis	F3L400R07ME4_B22 [140]	3 níveis ^a	400 A	650 V
	F3L400R07ME4_B23 [138]	3 níveis ^b	400 A	650 V

^a Trata-se de um módulo que possui dois IGBTs com seus respectivos diodos de roda-livre e um diodo de grampeamento, o que corresponde a metade superior de um braço de um conversor 3 níveis trifásico.

^b Similar ao F3L400R07ME4_B22, porém com o diodo de grampeamento em posição adequada a metade inferior do braço.

Figura 4.136 – Conversor convencional: distribuição das correntes nos dispositivos semicondutores.

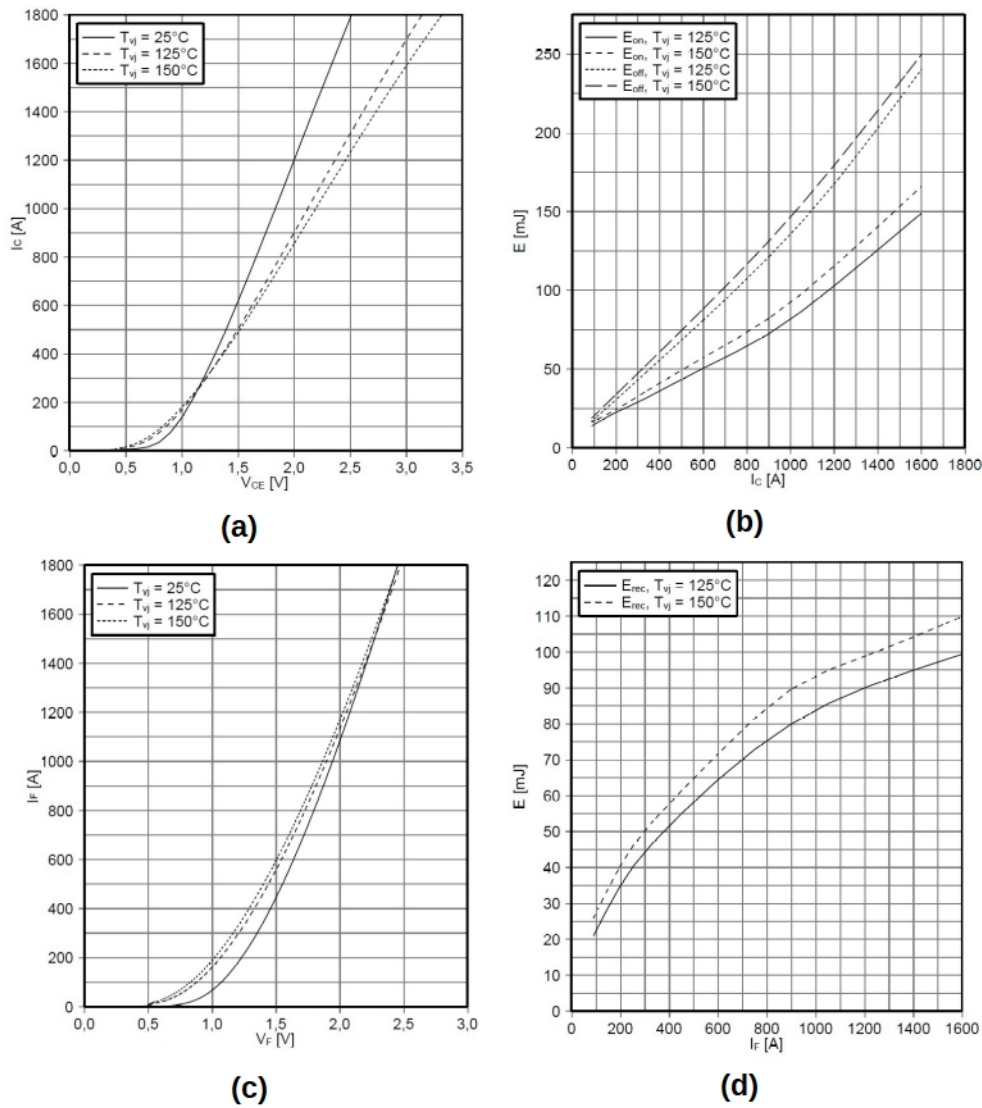


$$P_{FWD_{cond}} = \frac{1}{T} \sum_{t_0}^T V_F(t_k) I_F(t_k) (t_k - t_{(k-1)}) \quad (4.7)$$

Já as perdas de chaveamento nos IGBTs são calculadas a partir da energia desprendida no ligamento (E_{ON}) ou desligamento (E_{OFF}), as quais são também dependentes do valor de corrente no instante do chaveamento como mostrado na Figura 4.137 (b). Os instantes de chaveamento podem ser obtidos através da Figura 4.136 levando em consideração no algoritmo se trata-se de um desligamento (existência de corrente pré-chaveamento) ou de um ligamento (corrente nula pré-ligamento).

A perda total média consiste na soma de todas essas energias em um ciclo da

Figura 4.137 – Curvas características do módulo FF900R12IE4. (a) $V_{CE}(I_C)$. (b) $E_{ON}(I_C)$ e $E_{OFF}(I_C)$. (c) $V_F(I_F)$. (d) $E_{rec}(I_F)$.



Fonte: [Infineon Technologies AG](#)[139], 2013c

fundamental divididas pelo período em análise, como mostrado em (4.8).

$$P_{IGBT_{sw}} = \frac{1}{T} \sum_{t_0}^T E_{ON/OFF}(t_k) \quad (4.8)$$

Por fim, as perdas de recuperação reversa nos diodos são calculadas por (4.9) através do uso da informação de energia de recuperação reversa (E_{rec}) em função da corrente direta no diodo (vide Figura 4.137 (d)) no momento do desligamento do mesmo, de modo similar as perdas de desligamento no IGBT.

$$P_{FWD_{sw}} = \frac{1}{T} \sum_{t_0}^T E_{rec}(t_k) \quad (4.9)$$

As perdas dos semicondutores para a configuração do conversor de 2 níveis convencional está sintetizada na [Tabela 4.7](#) para os dois modos de operação do conversor, retificador e inversor, por elemento, por chave e total. A essas perdas ainda devem ser adicionados 725,8 W de perdas nos resistores de amortecimento do filtro LCL. O dispositivo utilizado pode trabalhar com temperaturas de operação na junção de até 150° (temperatura máxima de 175°), por isso os valores de perdas foram calculados para duas temperaturas de operação diferentes.

Importante observar algumas características comuns aos conversores convencionais ligados à rede elétrica, a saber:

- a) As perdas de condução no modo retificador são dominadas pelos diodos. Já no modo inversor, as maiores perdas estão concentradas nos IGBTs. Isso é justificado pela condução de corrente nos dispositivos nos dois modos (vide [Figura 4.136](#)).
- b) As perdas de chaveamento, por sua vez, sofrem pequena variação de um modo para o outro, já que pode ser verificada na [Figura 4.136](#) que tanto o diodo quanto o IGBT possuem um chaveamento quase que uniformemente distribuído na forma de onda de corrente tanto na operação como retificador quanto na operação como inversor.
- c) Em temperaturas de junção mais altas, as perdas de condução nos diodos diminuíram já que a [Figura 4.137 \(c\)](#) apresenta um coeficiente de variação negativo com a temperatura. Já para os IGBTs as perdas de condução aumentaram com a temperatura, pois nestes dispositivos o coeficiente de temperatura é positivo ([Figura 4.137 \(a\)](#)).
- d) As perdas de chaveamento sempre aumentam com o aumento da temperatura de junção (condizente com as curvas das [Figura 4.137 \(b\) e \(d\)](#)).

Usando o mesmo procedimento, o cálculo de perdas das versões de conversor FPVU aqui apresentadas é realizado. As curvas do módulo de potência considerado para as duas versões de conversor FPVU de 2 níveis são apresentadas na [Figura 4.138](#). A [Figura 4.139](#) apresenta as curvas do módulo considerado para o conversor FPVU de 3 níveis.

Os resultados de perdas para os conversores FPVU de 2 níveis versões 1 e 2 estão apresentadas nas Tabelas 4.8 e 4.9, respectivamente. Tais resultados são baseados na distribuição de corrente nos dispositivos de acordo com as Figuras 4.140 e 4.141, respectivamente. Observa-se em todos os casos que as perdas nos semicondutores são inferiores às perdas do conversor convencional, isso ainda sem levar em consideração que para o conversor convencional devem ser acrescidas as perdas no amortecimento passivo do filtro.

Tabela 4.7 – Perdas nos semicondutores do conversor 2 níveis convencional

Dispositivo	Temperatura de junção ^b	Chaveamento		Condução		Total ^a	
		$P < 0$	$P > 0$	$P < 0$	$P > 0$	$P < 0$	$P > 0$
Diodo	125	46	45	205	18	251	63
	150	51	50	195	17	246	67
IGBT	125	102	100	22	205	124	305
	150	109	108	22	207	131	315
Chave	125	148	145	227	223	375	368
	150	160	158	217	224	377	382
Conversor ^c	125	888	870	1362	1338	2250	2208
	150	960	948	1302	1344	2262	2292

^a Todas as perdas em Watts.

^b Em graus Celsius.

^c O conversor é composto por seis chaves.

Figura 4.138 – Curvas características do módulo FS450R12KE3. (a) $V_{CE}(I_C)$. (b) $E_{ON}(I_C)$ e $E_{OFF}(I_C)$. (c) $V_F(I_F)$. (d) $E_{rec}(I_F)$.

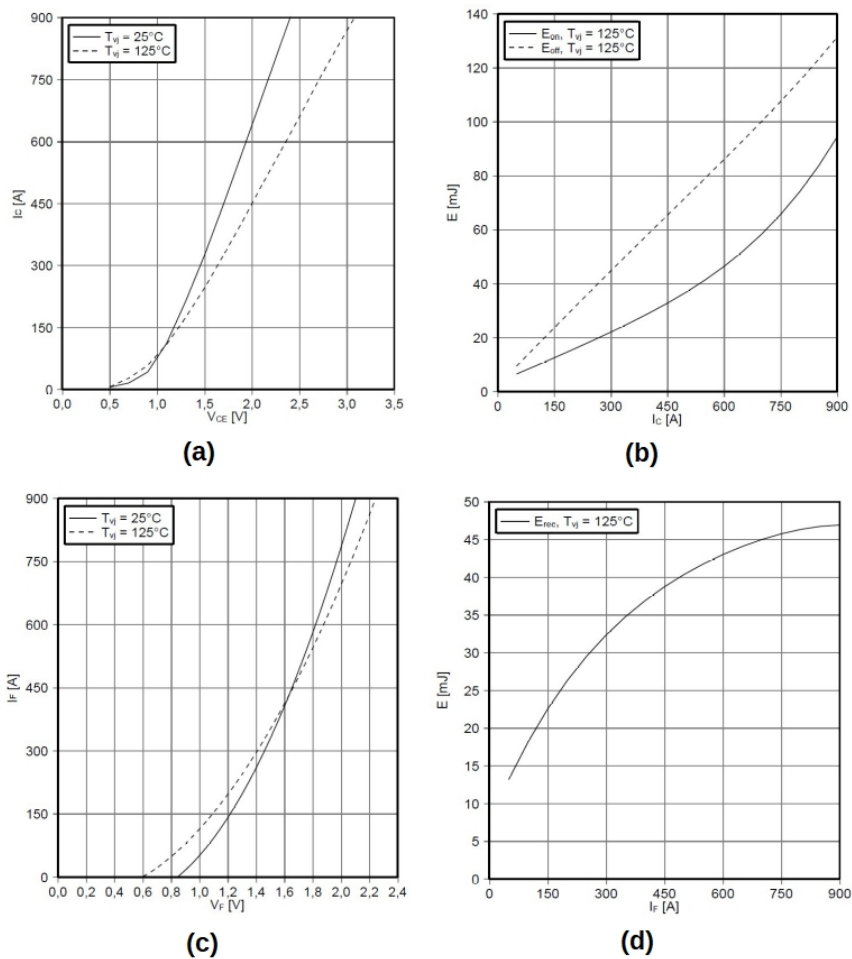
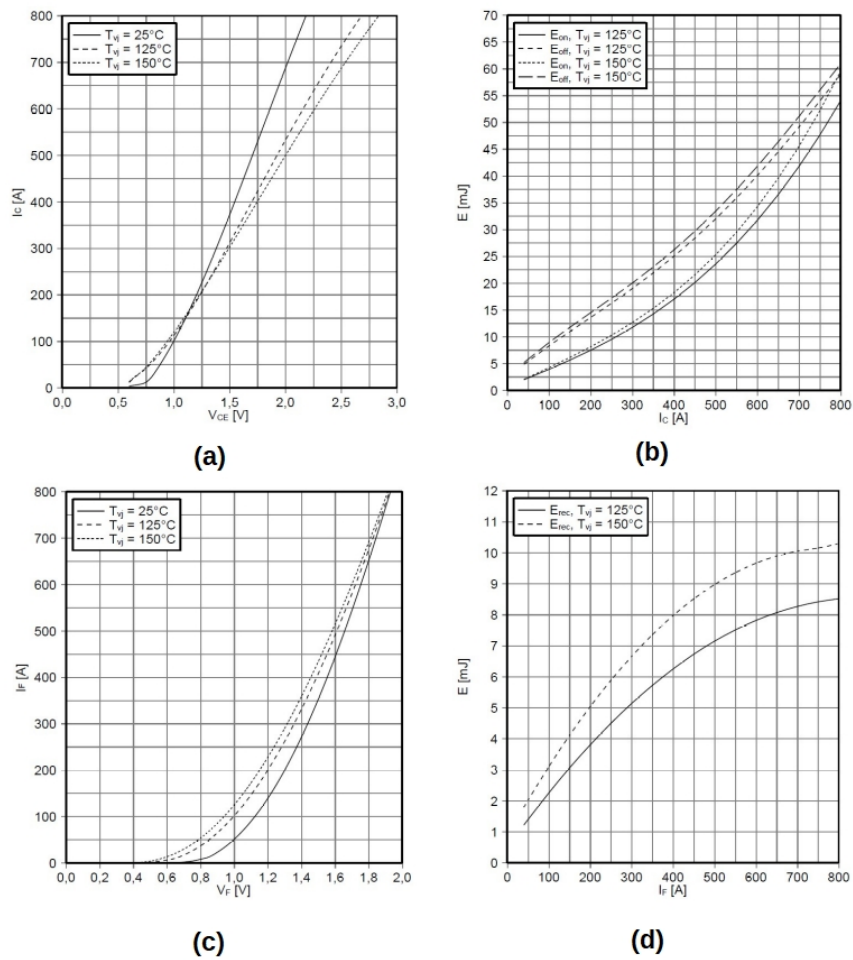


Figura 4.139 – Curvas características dos módulos F3L400R07ME4_B22 e B23. (a) $V_{CE}(I_C)$. (b) $E_{ON}(I_C)$ e $E_{OFF}(I_C)$. (c) $V_F(I_F)$. (d) $E_{rec}(I_F)$.



Fonte: Infineon Technologies AG[138][140], 2013b

Tabela 4.8 – Perdas nos semicondutores do conversor FPVU de 2 níveis versão 1

Dispositivo	Temperatura de junção [$^\circ\text{C}$]	Chaveamento [W]		Condução [W]		Total [W]	
		$P < 0$	$P > 0$	$P < 0$	$P > 0$	$P < 0$	$P > 0$
Diodo	125	14,3	13,5	105	13,9	119,3	27,4
IGBT	125	32,5	30,4	19,6	112	52,1	142,4
Chave	125	46,8	43,9	124,6	125,9	171,4	169,8
VSC ^a	125	280,8	263,4	747,6	755,4	1028,4	1018,8
Conversor	125	561,6	526,8	1495,2	1510,8	2056,8	2037,6

^a Cada VSC é composto por seis chaves e cada conversor por dois VSCs.

Tabela 4.9 – Perdas nos semicondutores do conversor FPVU de 2 níveis versão 2

Dispositivo	Temperatura de junção [°C]	Chaveamento [W]		Condução [W]		Total [W]	
		$P < 0$	$P > 0$	$P < 0$	$P > 0$	$P < 0$	$P > 0$
Diodo	125	10	7,4	111	11,7	121	19,1
IGBT	125	26,5	20	23,6	111	50,1	131
Chave	125	36,5	27,4	134,6	122,7	171,1	150,1
VSC ^a	125	219	164,4	807,6	736,2	1026,6	900,6
Conversor	125	438	328,8	1615,2	1472,4	2053,2	1801,2

^a Cada VSC é composto por seis chaves e cada conversor por dois VSCs.

Figura 4.140 – Conversor FPVU de 2 níveis versão 1: distribuição das correntes nos dispositivos semicondutores.

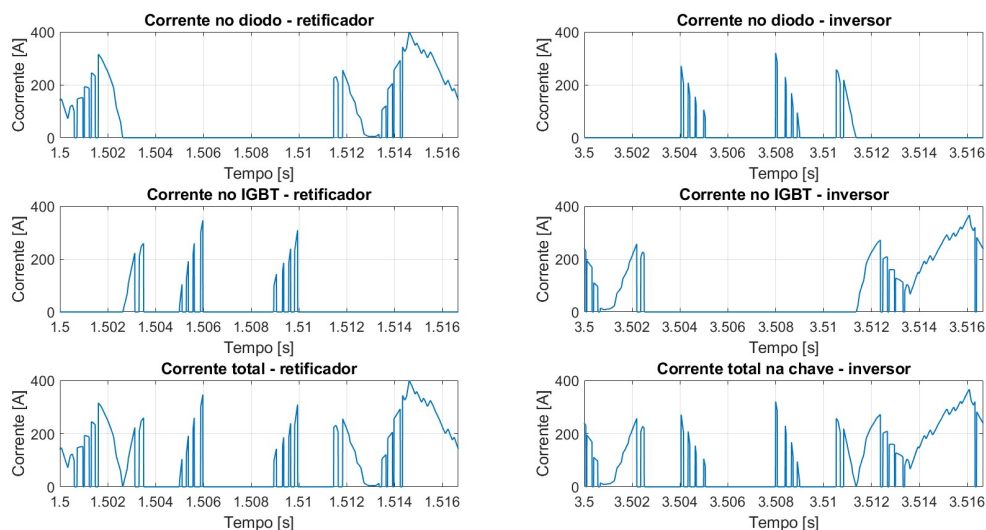
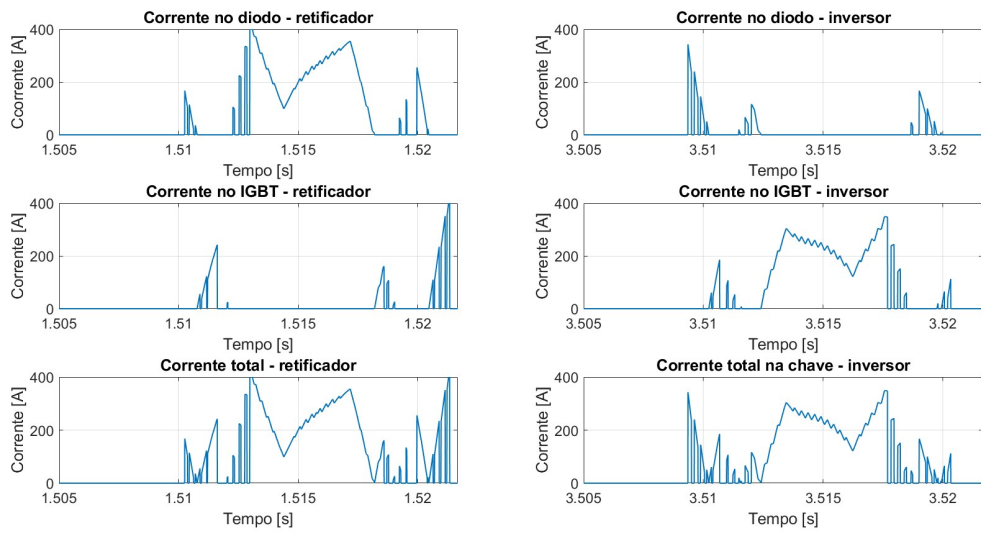


Figura 4.141 – Conversor FPVU de 2 níveis versão 2: distribuição das correntes nos dispositivos semicondutores.



Entre as versões de conversores FPVU, a segunda versão possui perdas ainda inferiores à primeira versão no modo inversor devido aos chaveamentos ocorrerem em sua maioria para valores inferiores da corrente (vide Figura 4.141 em relação a Figura 4.140).

Por fim, foram calculadas as perdas para o conversor em 3 níveis a partir das distribuições de correntes das Figuras 4.142, 4.143 e 4.144. A nomenclatura das chaves obedece ao estabelecido na Figura 2.5 (a).

Constata-se na Tabela 4.10 que as perdas são superiores as encontradas nas versões de 2 níveis, o que indica que outros fatores devem ser determinantes na opção pela configuração três níveis, como: redução dos reatores de entrada, uso do conversor FPVU em maiores valores de tensão ou mesmo uso de chaves semicondutoras de menor custo para um mesmo nível de tensão cc (vide Tabela 3.3).

Tabela 4.10 – Perdas nos semicondutores do conversor FPVU de 3 níveis

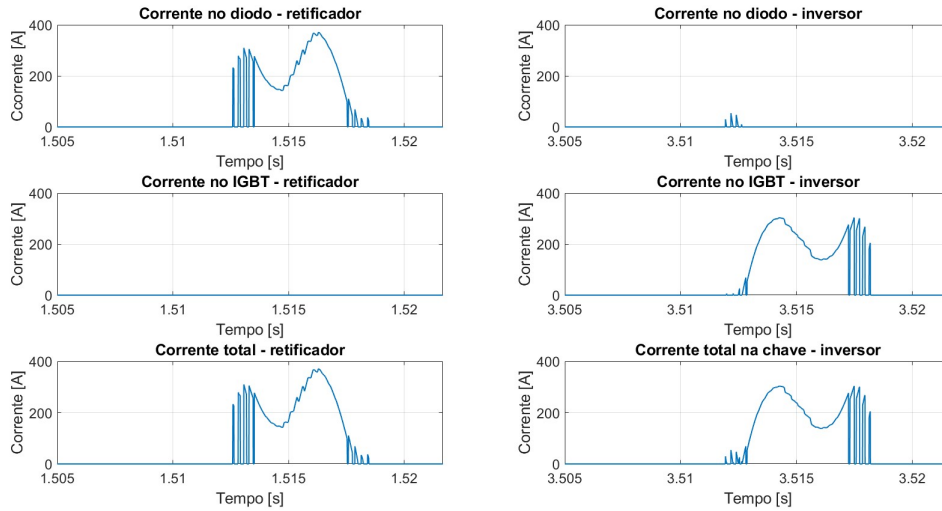
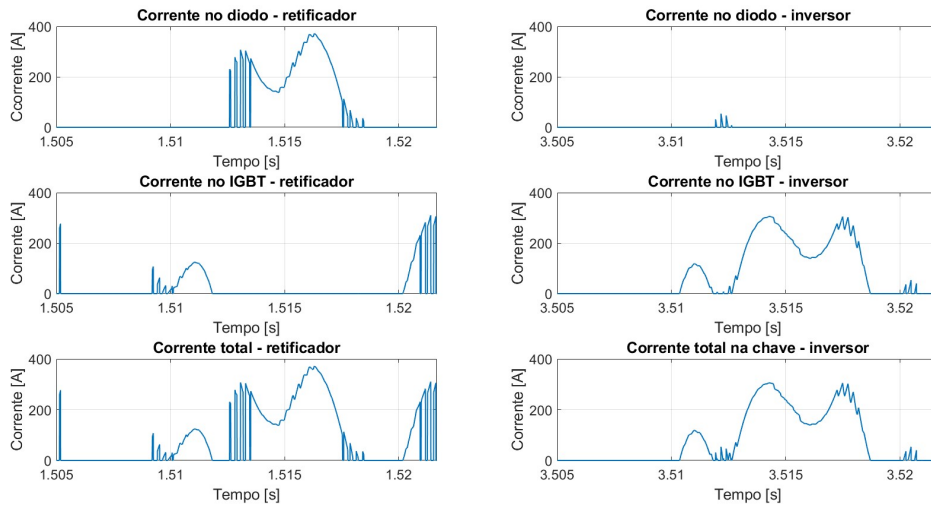
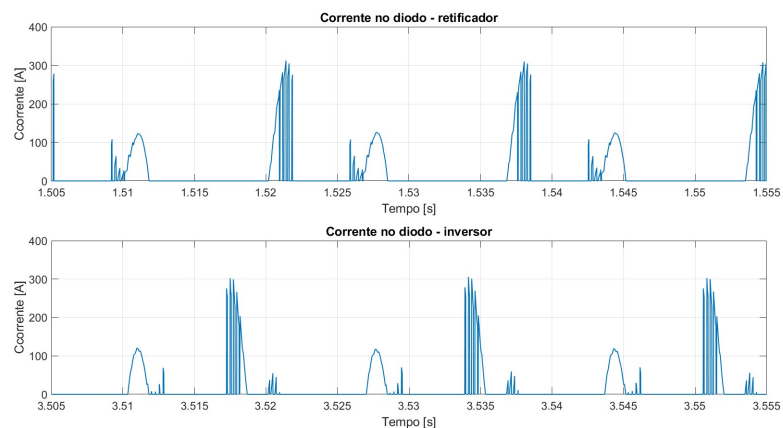
Dispositivo	Temperatura de junção ^b	Chaveamento		Condução		Total ^a	
		$P < 0$	$P > 0$	$P < 0$	$P > 0$	$P < 0$	$P > 0$
Diodo 2+	125	1,6	0	82,5	0,3	84,1	0,3
	150	2,3	0,3	85,4	0,3	87,7	0,6
IGBT 2+	125	0	9,4	0	83,9	0	93,3
	150	0	10,1	0	85,5	0	95,6
Diodo 1+	125	1,6	0	85,4	0,3	87	0,3
	150	2,2	0,3	82,3	0,3	84,5	0,6
IGBT 1+	125	11	1,2	25,7	101,8	36,7	103
	150	11,8	1,2	25,8	102,8	37,6	104
Diodo $D+$	125	1,1	1,4	25	18,2	26,1	19,6
	150	1,6	2,4	23,5	17,5	25,1	19,9
VSC ^c	125	91,8	72	1311,6	1227	1403,4	1299
	150	107,4	85,8	1302	1238,4	1409,4	1324,2
Conversor ^d	125	183,6	144	2623,2	2454	2806,8	2598
	150	214,8	171,6	2604	2476,8	2818,8	2648,4

^a Todas as perdas em Watts.

^b Em graus Celsius.

^c Cada VSC é composto por seis conjuntos dos dispositivos precedentes.

^d O conversor é composto por dois VSCs.

Figura 4.142 – Conversor FPVU de 3 níveis: distribuição das correntes na chave S_{2+} .Figura 4.143 – Conversor FPVU de 3 níveis: distribuição das correntes na chave S_{1+} .Figura 4.144 – Conversor FPVU de 3 níveis: distribuição das correntes no diodo D_+ .

Para agregar maior valor as comparações efetuadas nesta seção, a [Tabela 4.11](#) apresenta uma comparação de custo dos principais componentes pertencentes às alternativas convencional e de conversores FPVU. Apenas os principais elementos do circuito de potência foram considerados, já que não se espera que os custos com elementos de controle¹⁰, condutores, invólucro, refrigeração e outros difiram significativamente entre alternativas dada a faixa de potência do conversor. Também seria inapropriado comparar o custo de um SCP produzido em escala industrial com um protótipo laboratorial produzido uma única vez e com vários circuitos excedentes ao estritamente necessário.

Essa estimativa mostra um custo bem próximo entre as versões do conversor FPVU de dois níveis e o de três níveis, sendo que ambos estão com um custo cerca de 28% acima do conversor de 2 níveis convencional. Principal elemento responsável por essa diferença é o transformador que, por ser de três enrolamentos e construído para correntes altamente distorcidas nos secundários (fator $K = 10$ conforme [141]), possui um custo 58,7% superior que o transformador convencional de dois enrolamentos. Esse resultado indica que um trabalho para reduzir a distorção de corrente nos secundários do transformador pode se justificar pela redução de custo do SCP.

4.8 Barramentos série e independente

Para simulação do conversor FPVU nas opções de barramentos cc conectados em série ou mesmo independentes conforme subseções 3.7.2 e 3.7.3, a opção neste trabalho foi de apresentar resultados de simulação para as características do protótipo em pequena escala ([subseção 5.3.1](#)) testado no laboratório TESLA, uma vez que as opções de conexão entre a Usina Fotovoltaica TESLA e o protótipo implicam na necessidade de barramentos cc em série.

A [Tabela 4.12](#) apresenta as características do conversor simulado e a [Tabela 4.13](#) os parâmetros de circuito equivalente do transformador, os quais foram obtidos através dos ensaios de curto-circuito e a vazio descritos na [seção C.2¹¹](#).

¹⁰ A título de exemplo, a placa de FPGA adquirida para desempenhar a função de PLL e modulador SHE PWM, exclusiva aos conversores FPVU, custou ao laboratório US\$ 55,00. Comparando-se esse valor com os elementos da [Tabela 4.11](#), verifica-se que é um elemento pouco significativo em termos de custo total do equipamento.

¹¹ Com exceção de que no transformador real foi verificado que o grupo de conexão dos enrolamentos seria Dd0y11 ao invés de Dd0y1.

Tabela 4.11 – Estimativas de custos dos principais elementos de potência dos conversores.

SCP	Descrição do item	Qtde	V. Unit. ^a	V. Total
VSC 2L	Transformador trifásico à seco, 13800–440 V, grupo de ligação: Dy1, classe de tensão 15 kV, invólucro IP21, classe de temperatura F, fator K = 4.	1	R\$ 42.405,00	R\$ 42.405,00
	Reator trifásico de núcleo de ferro, 0,17 mH, 1,1 kV, 464 Arms, Ar Natural (AN), classe de temperatura F.	1	R\$ 6.139,24	R\$ 6.139,24
	Reator trifásico de núcleo de ferro, 0,06 mH, 1,1 kV, 464 Arms, Ar Natural (AN), classe de temperatura F.	1	R\$ 3.552,04	R\$ 3.552,04
	Capacitor de filme para filtros ca, 480 V_{rms} , 166 μF , 5% B32373A4167J680	3	R\$ 436,46	R\$ 1.309,38
	Resistor planar 0,1 Ω , 5%, 300 W TGHMVR100JE	3	R\$ 169,1	R\$ 507,3
	Módulo IGBT Si 1200 V 900 A FF900R12IE4	3	R\$ 3.215,72	R\$ 9.647,16
TOTAL				R\$ 63.560,12
FPVU 2L ^b	Transformador trifásico à seco, 13800–440–440 V, grupo de ligação: Dd0y1, classe de tensão 15 kV, invólucro IP21, classe de temperatura F, fator K = 10.	1	R\$ 67.300,00	R\$ 67.300,00
	Reator trifásico de núcleo de ferro, indutância: 0,59 mH, nível de isolamento 1,1 kV, frequência: 60 Hz, corrente nominal 232 Arms, refrigeração: Ar Natural (AN), classe de isolamento: F (155 °C).	2	R\$ 5.131,24	R\$ 10.262,48
	Módulo IGBT Si 1200 V 450 A trifásico FS450R12KE3	1	R\$ 3.666,76	R\$ 3.666,76
	TOTAL			
FPVU 3L	Transformador idêntico ao do FPVU 2L ^c .	1	R\$ 67.300,00	R\$ 67.300,00
	Reator trifásico de núcleo de ferro, 0,295 mH, 1,1 kV, 232 Arms, Ar Natural (AN), classe de temperatura F.	2	R\$ 3.854,44	R\$ 7.708,88
	Módulo IGBT Si 650 V 400 A 3L (lower switch) F3L400R07ME4_B23	3	R\$ 1.125,43	R\$ 3.376,29
	Módulo IGBT Si 650 V 400 A 3L (upper switch) F3L400R07ME4_B22	3	R\$ 1.125,43	R\$ 3.376,29
	TOTAL			

^a Orçamentos para transformadores e indutores de acordo com o Anexo A. Preços dos demais componentes eletrônicos obtidos em <https://br.mouser.com/>, convertidos a uma taxa de câmbio de R\$5,50 / US\$ e acrescidos de 20% de taxas de importação.

^b Os indutores dos conversores FPVU não foram diferenciados entre secundários no orçamento, pois os valores de indutância e, consecutivamente os preços, são muito próximos.

^c De fato, o fator K poderia ter sido reduzido para o conversor FPVU 3L que possui menor conteúdo harmônico de corrente no secundário, portanto essa é uma estimativa conservadora.

Tabela 4.12 – Dados de simulação do conversor FPVU

Elemento	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão [V]	440
	Frequência [Hz]	60
Transformador	Potência Nominal [kVA]	30
	Tensão do Primário [V]	440
	Tensão dos secundários [V]	220
	Grupo de conexão	Dd0y1
Reatores ca ^a	Indutância no Δ [mH]	1,5
	Indutância no Y [mH]	1,5
Barramento cc	Capacitância por VSC [μF]	4500
	Faixa de tensões [V]	340 ... 400
DDSRF-PLL	Kp_{PLL}	1,484
	Ki_{PLL}	197,8
Controle de Corrente	Kp_{dq}	0,75
	Ki_q	30
Controle de Tensão Série	Kp_v	0,25
	Ki_v	3,6
Controle de Tensão Independente	Kp_v	0,5
	Ki_v	7,2
Controle de Balanceamento de Tensão	$Kp_{v\Delta}$	0,5
	$Ki_{v\Delta}$	7,2

^a Não houve compensação das diferenças de indutância entre secundários do transformador para o protótipo em plena escala.

Tabela 4.13 – Parâmetros de circuito equivalente do transformador simulado

Ramo do circuito	Parâmetro	Valor
Magnetização	Impedância	$682,98 \angle 65,8^\circ \Omega$
	Resistência	$1,667 k\Omega$
	Indutância	$1,986 H$
Primário	Impedância	$0,2028 \angle 18,3^\circ \Omega$
	Resistência	$0,1926 \Omega$
	Indutância	$169 \mu H$
Secundário Δ	Impedância	$0,0796 \angle 30,95^\circ \Omega$
	Resistência	$0,0683 \Omega$
	Indutância	$108,3 \mu H$
Secundário Y	Impedância	$0,0424 \angle 60,44^\circ \Omega$
	Resistência	$0,0209 \Omega$
	Indutância	$97,9 \mu H$

Como é comum em capacitores eletrolíticos utilizados em barramentos cc, uma tolerância de $\pm 20\%$, foi simulado o conversor FPVU com seus barramentos conectados em série com um desbalanço de 40% entre a capacitância dos dois VSCs, o que representa um ponto extremo de operação.

O conversor FPVU simulado possui o mesmo padrão de ângulos da versão apresentada na seção 4.3 com uma fonte de corrente conectada ao seu barramento cc resultante da série com o objetivo de emular uma carga / fonte. Os resultados da operação a plena potência estão indicados na Figura 4.145, onde pode-se verificar uma pequena variação transitória em relação a tensão de referência (cerca de 15 V no pior caso) mantendo o balanceamento entre as tensões ($V_{DC\Delta}$ e $V_{DC\gamma}$) dos dois conversores. Também é possível verificar a forma de onda senoidal da corrente na rede e o fator de potência de deslocamento unitário nos dois modos de operação.

A Figura 4.146 apresenta as correntes de fase da rede (I_A) e dos dois secundários ($I_{a\Delta}$ e $I_{a\gamma}$), onde pode-se visualmente verificar a formação de uma corrente senoidal apesar da alta distorção das correntes nos secundários. Além disso, é possível observar que a corrente da rede está em fase com a do secundário em triângulo, enquanto que existe uma defasagem de 30° na corrente do secundário em estrela.

Figura 4.145 – Barramentos em série: tensões ca e cc e corrente de fase.

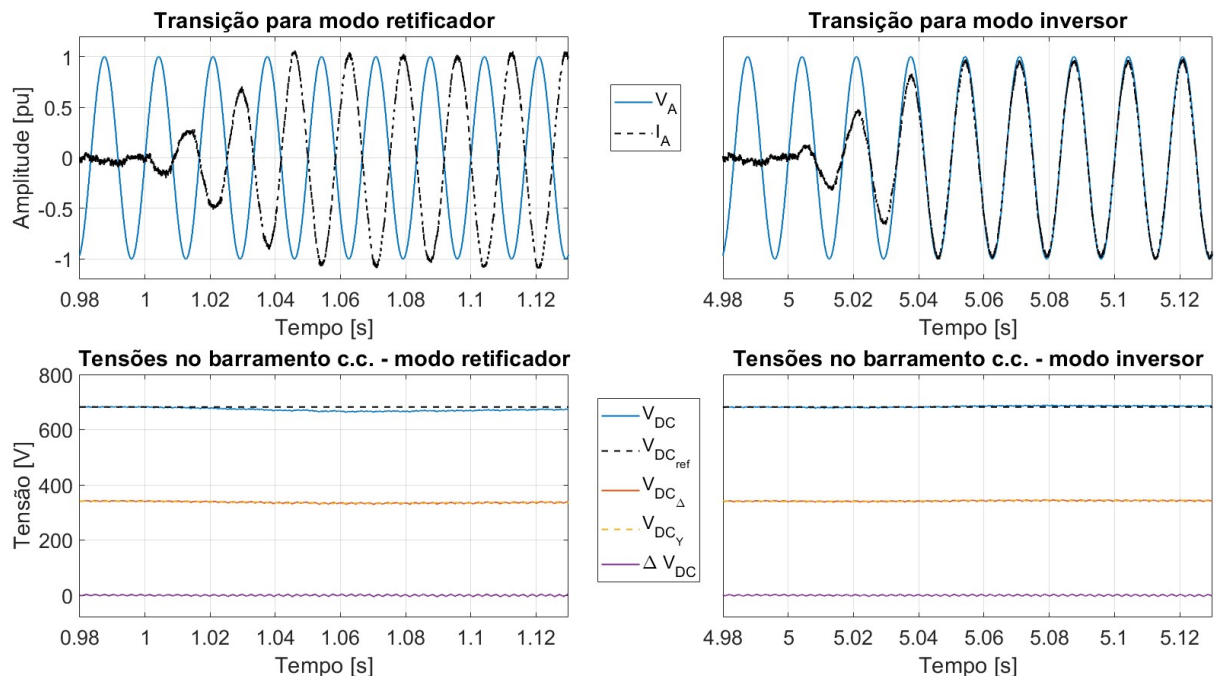
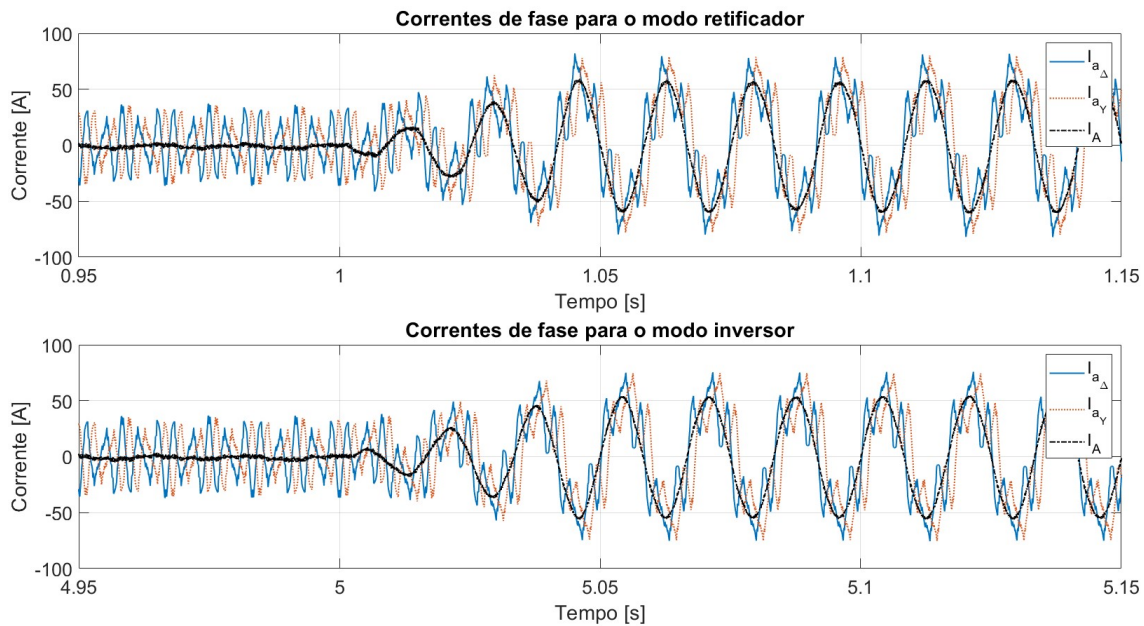


Figura 4.146 – Barramentos em série: correntes na rede e secundários.



A [Figura 4.147](#) mostra que os resultados foram obtidos de forma simétrica nas três fases e as [Figuras 4.148 e 4.149](#) apresentam a manutenção da qualidade de energia da forma de onda da corrente na rede para esse caso extremo de desbalanço. Os resultados indicam que a diferença de potência ativa necessária entre os secundários para manter o mesmo valor de tensão em barramentos cc é de pequeno valor em relação ao fluxo de potência principal, não causando portanto diferenças substanciais nas tensões sintetizadas pelos conversores em cada secundário.

Para os barramentos trabalhando de forma independente, as [Figuras 4.150 e 4.151](#) apresentam o correto controle das tensões nos barramentos cc com as correntes senoidais e fator de potência de deslocamento unitário tanto no modo retificador quanto no modo inversor para o caso de equilíbrio na demanda / suprimento de potência ao barramento cc. A [Figura 4.152](#) apresenta a forma de onda praticamente senoidal da corrente na rede elétrica.

Ao permitir desbalanço nas potências entre os barramentos independentes, a transferência de potência precisa ser diferente entre secundários de forma a manter a tensão cc de cada conversor individualmente. Isso implica na síntese de tensões diferentes por cada conversor comprometendo o cancelamento de harmônicos apresentado na [seção 3.4](#).

Figura 4.147 – Barramentos em série: tensões e correntes ca

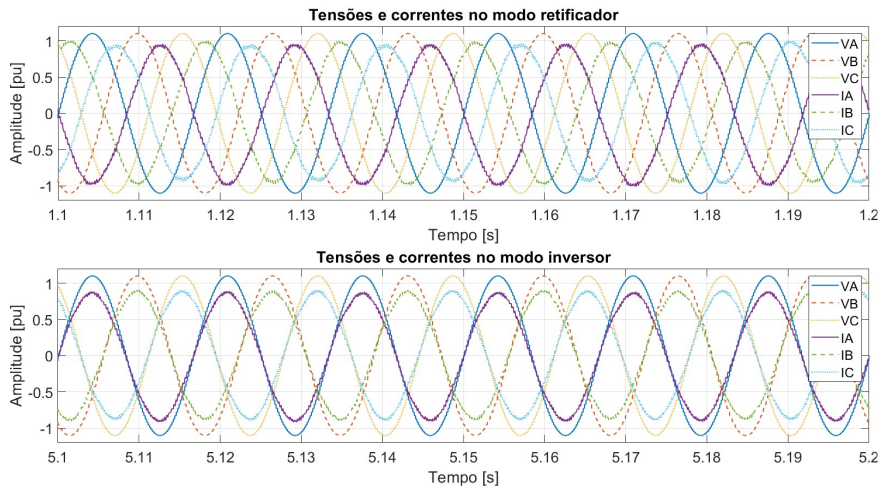


Figura 4.148 – Barramentos em série: corrente da fase A para o modo retificador.

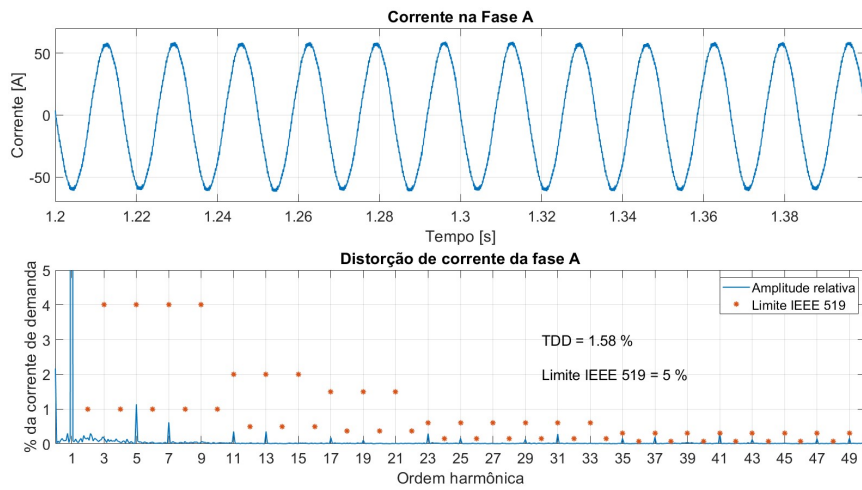


Figura 4.149 – Barramentos em série: corrente da fase A para o modo inversor.

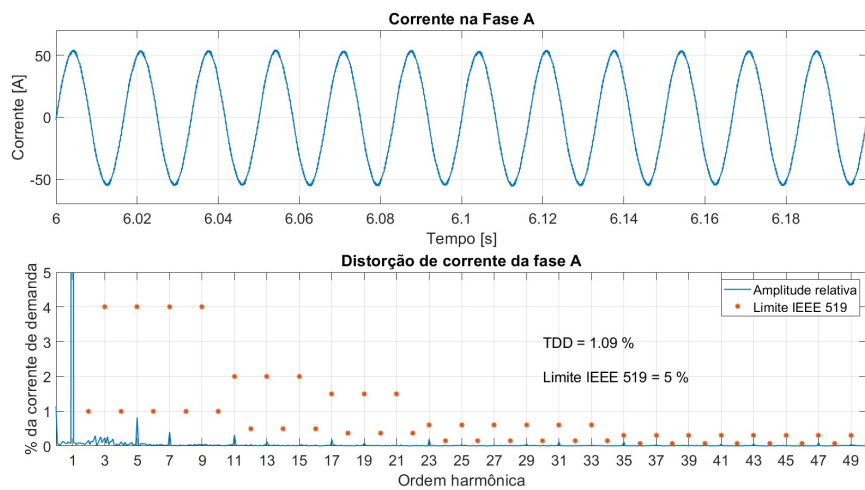


Figura 4.150 – Barramentos independentes: tensões ca e cc e corrente de fase sem desbalanço.

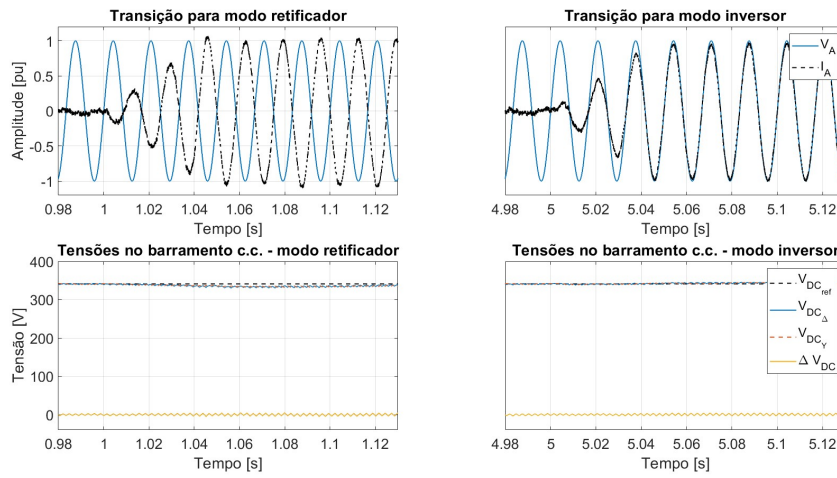


Figura 4.151 – Barramentos independentes: tensões e correntes ca sem desbalanço.

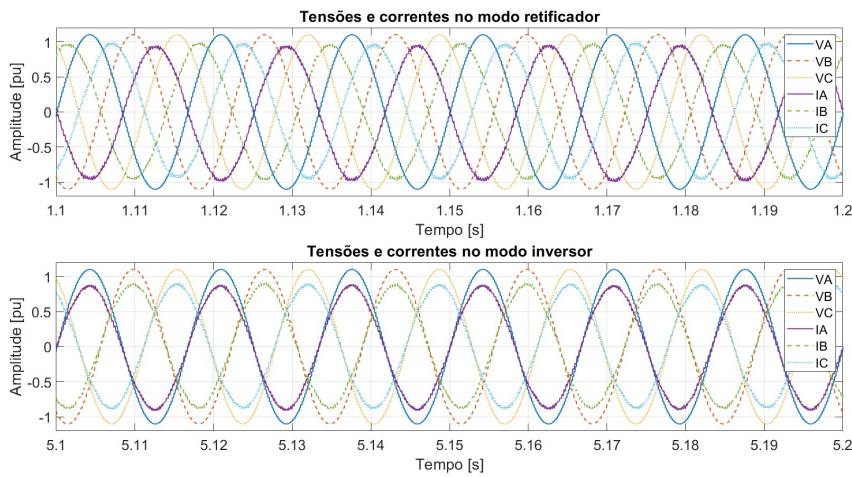
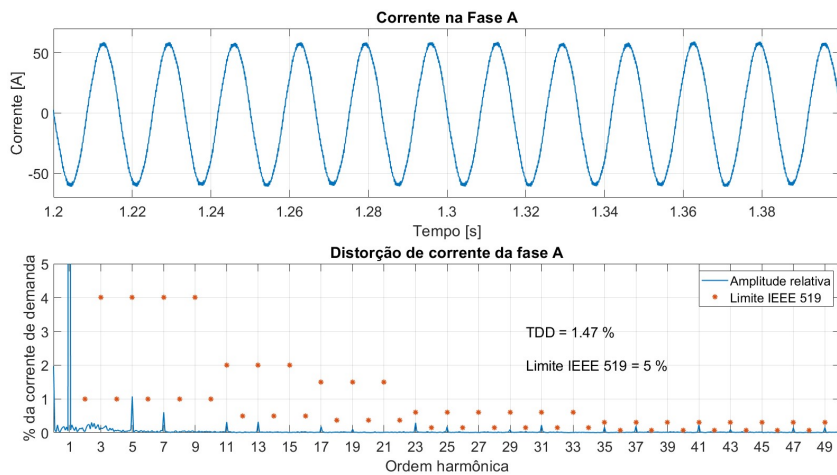


Figura 4.152 – Barramentos independentes: corrente da fase A para o modo retificador sem desbalanço.



Simulações sucessivas comprovam o crescente aumento da distorção na forma de onda de corrente com o aumento do nível de desbalanço de potências, conforme compilado na Tabela 4.14. Contudo, vale ressaltar que em nenhum caso houve comprometimento do correto funcionamento do controle de corrente e tensão em malha fechada do conversor. Para exemplificar, as Figuras 4.153 e 4.154 mostram as formas de onda das tensões e correntes para um desbalanço de 20%, caso limite para manter o índice de distorção total e a maioria dos harmônicos individuais dentro dos limites normativos (Figura 4.155).

Tabela 4.14 – Indicadores de distorção em função do desbalanço para o modo retificador.

Desbalanço [%]	TDD [%]	Harmônicos [%]			
		$h = 5$	$h = 7$	$h = 17$	$h = 19$
0	1,43	1	0,6	0,3	0,3
10	1,95	1,5	0,7	0,4	0,2
20	4,98	4	2,2	1,1	0,8
30	7,78	6,3	3,5	1,5	1,1
40	9,56	7,8	4,5	1,9	1,3
50	12,72	10,6	6	2,5	1,5
60	15,35	13	7,1	2,5	1,7
70	16,86	14,2	8,2	2,9	1,8
80	19,53	16,6	9,4	3,2	1,9
90	21,24	18,1	10,4	3,2	1,8
100	23,24	20	11,2	3	1,8

Figura 4.153 – Barramentos independentes: tensões ca e cc e corrente de fase com 20% de desbalanço.

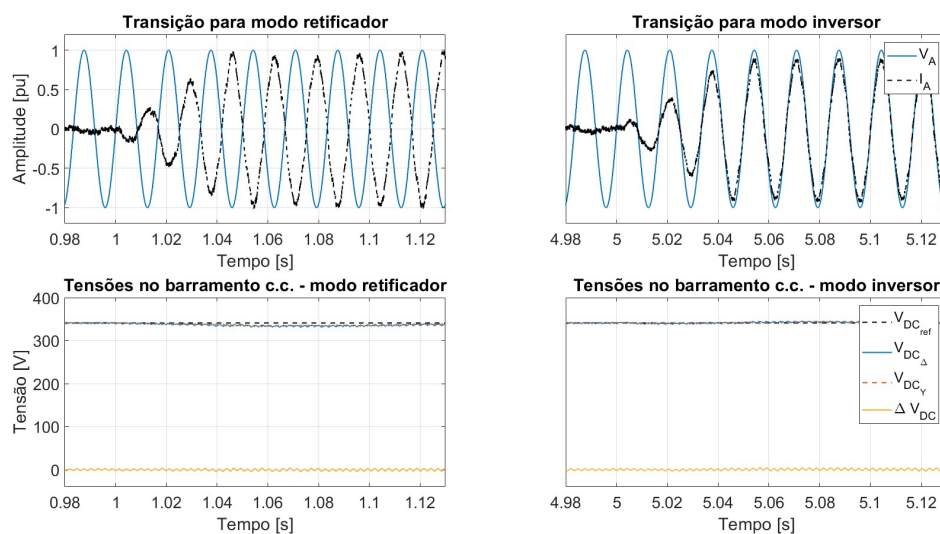


Figura 4.154 – Barramentos independentes: tensões e correntes ca com 20% de desbalanço.

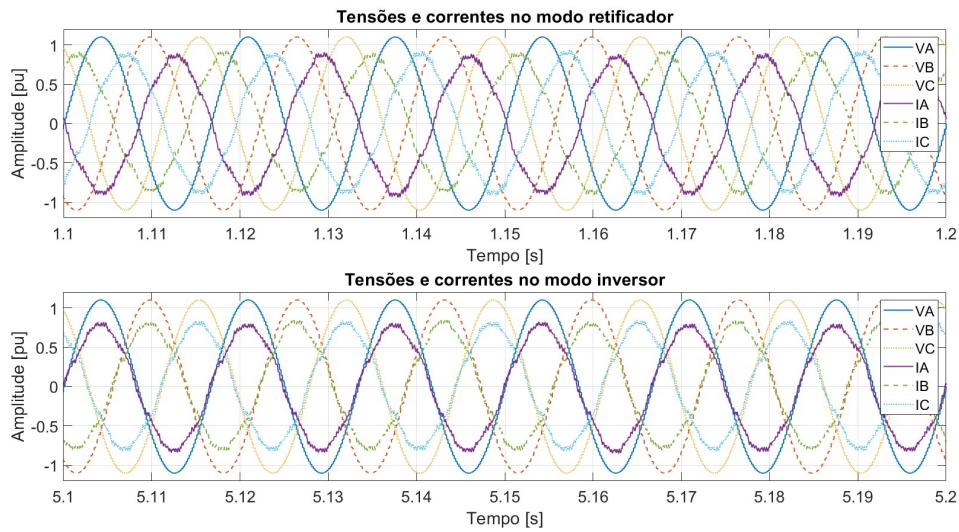
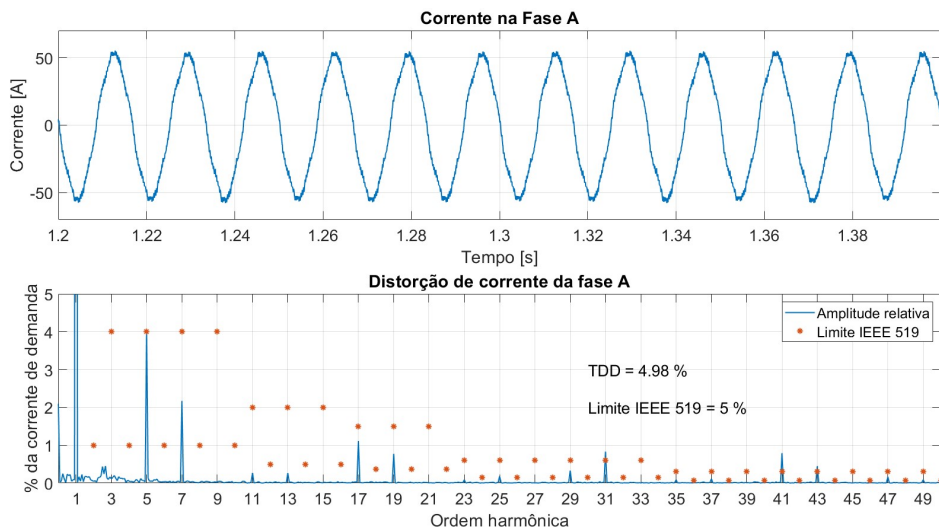


Figura 4.155 – Barramentos independentes: corrente da fase A para o modo retificador com 20% de desbalanço.



4.9 Síntese do capítulo

Extensos resultados de simulações são apresentados para três versões do conversor FPVU: de 2 níveis com o conjunto de ângulos da Figura 3.4, chamado de versão 1; de 2 níveis com o conjunto de ângulos da Figura 3.5, chamado de versão 2; e de 3 níveis. Todos os resultados para SCPs de 280 kVA com barramentos cc em paralelo conectados a um banco de baterias de íon de lítio de 510 kWh.

Os controladores de corrente em coordenadas síncronas foram ajustados de forma a manterem-se suficientemente abaixo da frequência de 720 Hz, a qual se refere as primeira

e segunda ordens harmônicas eliminados pelo SHE PWM (11^a e 13^a) referias ao sistema de coordenadas síncrono. Os controladores de tensão, por sua vez, foram ajustados para ficarem suficientemente mais lentos que os de corrente a jusante. Dessa forma, evitou-se a interação prejudicial entre os controladores e entre esses e o modulador.

Os resultados obtidos mostraram que todas as tecnologias propostas foram capazes de funcionar atendendo a demanda da rede elétrica por potências ativa e/ou reativa, do carregamento do banco de baterias nos modos corrente-constante e tensão-constante, com correntes senoidais do ponto de vista normativo no lado da rede elétrica. Os conversores também foram capazes de funcionar adequadamente quando as baterias foram substituídas por uma fonte ideal de corrente emulando uma carga/fonte qualquer, o que é importante para os casos onde há um estágio cc/cc intermediário de conversão.

Entre os conversores FPVU, a principal diferença quantitativa foi verificada nas correntes de secundários do conversor de três níveis, as quais apresentaram um nível de distorção harmônica substancialmente inferior que as versão dois níveis. Isso graças a forma de onda de tensão de um conversor de três níveis ser naturalmente uma melhor aproximação discreta da forma de onda senoidal.

Ainda para o conversor FPVU de 3 níveis foi mostrado que o balanceamento das tensões nos capacitores é mantido devido as características de auto-balanceamento naturais do SHE PWM, embora o uso de um controle de balanceamento tenha produzido ainda efeitos benéficos ao conversor.

O uso do tempo morto de $4\mu s$ produziu ligeira piora nos índices de distorção (no pior caso, houve uma aumento de 0,14% no TDD), mas mantendo ainda o bom funcionamento de todo o sistema e a forma de onda senoidal da corrente.

Os resultados em redes distorcidas e desequilibradas mostraram que o conversor FPVU é capaz de funcionar nas condições limites normativas, embora os algoritmos de controle até então implementados não o tornem capaz de nenhuma ação de auxílio a mitigação do problema no sistema elétrico. Uma rede elétrica distorcida provocou uma distorção similar nas correntes, enquanto que uma rede elétrica desequilibrada provocou um desequilíbrio nas correntes. No caso particular de redes desequilibradas, o FTV como implementado não foi capaz de extrair somente a fundamental, ocasionando uma maior distorção da corrente. Quando substituído pela medição de corrente no primário, esse efeito foi suprimido.

Análises comparativas de perdas mostraram que o conversor FPVU em todas as suas versões possui perdas totais inferiores que o conversor convencional de dois níveis (se consideradas as perdas no amortecimento passivo do filtro LCL), embora somente as versões de 2 níveis apresentaram perdas nos semicondutores menores que as do conversor convencional. A comparação de custos mostrou que os conversores FPVU tendem a ter

um maior custo que o conversor convencional (cerca de 28% nos elementos de potência), o que foi em muito motivado pelo aumento substancial do custo do transformador (cerca de 58%) em virtude do uso de dois secundários e de maior fator K.

Por fim, resultados para o conversor FPVU de dois níveis com barramentos cc em série e individuais mostraram a capacidade de funcionamento do SCP nessas variantes. Para barramentos cc em série, mesmo fortes desbalanços entre as capacitâncias não foram capazes de comprometer a síntese senoidal de correntes no sistema. Já para barramentos independentes, o nível de distorção da forma de onda de corrente aumenta à medida em que se aumenta o desbalanço de potências entre os barramentos cc. Para um desbalanço de 20%, o TDD ainda ficou abaixo dos limites recomendados pela IEEE 519.

O capítulo seguinte apresenta os materiais e métodos utilizados para validação experimental do controle e da configuração proposta através de resultados de ensaios em *hardware* de simulação em tempo real e de protótipo laboratorial em escala reduzida.

5 Materiais e Métodos

Neste capítulo são apresentados os equipamentos e softwares utilizados no desenvolvimento das atividades de cálculos e simulação computacional, simulação em tempo real e testes laboratoriais em pequena escala. Também é descrita a forma como os dados foram coletados, analisados – quando aplicável – e apresentados. Ele serve como material de apoio e de consulta recorrente durante a leitura do capítulo seguinte.

5.1 Simulações e cálculos computacionais

Todas as atividades de cálculos e simulação computacionais, bem como as de desenvolvimento de software para programação do controle do conversor (ver seção 5.2) foram realizadas em um *laptop* adquirido pelo laboratório TESLA / UFMG¹ para melhor desempenho em simulações de alta exigência computacional. Os dados do equipamentos estão listados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Dados do *laptop* para simulações computacionais, desenvolvimento e implementação de controle.

Característica	Descrição
Modelo	Dell G7 15
Processador	Intel Core i7-8750H
Memória RAM	16 GB, DDR4, 2666 MHz
HD	1 TB (5400 rpm)
SSD	256 GB
Placa de vídeo	GTX 1050 Ti com GDDR5 de 4 GB
Sistema Operacional	Windows 10 Home 64-bits pt-BR
Tela	LED Full HD IPS retro iluminada (1920x1080) de 15,6" com antirreflexo
Teclado	Teclado WASD retro iliminado - em inglês

Cálculos computacionais, como o dos ângulos da eliminação seletiva de harmônicos apresentados na seção 3.3, foram realizados utilizando o software MATLAB da MathWorks em sua versão R2019a 64-bits. Simulações da operação do conversor no domínio do tempo (vide Capítulo 4) foram realizadas utilizando o ambiente de programação gráfica *Simulink* que funciona sobre a plataforma do próprio MATLAB. A versão utilizada é a 9.3 e o *toolbox* utilizado para a modelagem do sistema foi o *SimScape* versão 4.6.

¹ O referido *laptop*, bem como parte da instrumentação de laboratório, material de instalação e componentes para montagem de protótipos foram adquiridos com recursos do projeto de pesquisa com o grupo Neoenergia através da chamada ANEEL 021/2016 sob o número PD-00043-0516/2016.

A modelagem e simulação pelo método de elementos finitos do transformador de três enrolamentos na [subseção 3.4.3](#) foi realizada utilizando o Ansoft Maxwell versão 15.0.0, com os componentes Maxwell 3D e Maxwell 2D instalados.

5.2 Simulações em tempo real

Após implementação e resultados satisfatórios em ambiente de simulação, o controle do sistema foi implementado para testes em hardware de simulação em tempo real (*Hardware-In-the-Loop* ou simplesmente HIL). Esta etapa permite um pré-comissionamento do controle para posterior uso no protótipo com maior segurança pessoal e patrimonial.

Todo o hardware de controle do conversor FPVU foi montado em rack com cartões no padrão *Eurocard* de desenvolvimento próprio do laboratório TESLA, conforme apresentado na [Figura 5.1](#). A comunicação de dados entre as placas é feita através do *backplane* que possui capacidade para transmissão de 96 sinais, entre alimentação, entradas e saídas digitais e analógicas.

Os controles em malha fechada de tensão e corrente, bem como a implementação de proteções foram realizadas através da modelagem do controle no próprio *Simulink* e conversão em código C utilizando o *Embedded Coder* versão 7.2 e o seu respectivo pacote de suporte para processadores C2000 da *Texas Instruments* na versão 19.1.3. O código foi baixado em processador TMS320F28335 instalado em placa denominada “Placa de DSP” e mostrada na [Figura 5.2](#) (a), a qual contém ainda circuitos amplificadores ([Figura 5.2](#) (b)) para adequar sinais analógicos externos de $\pm 10\text{ V}$ para as entradas de $0 \dots 3\text{ V}$. O *upload* do código, bem como o *debugging* do sistema foi feito através do *Code Composer Studio* 6.2.0.

Figura 5.1 – (a) Rack de controle desenvolvido no padrão Eurocard. (b) Configuração.

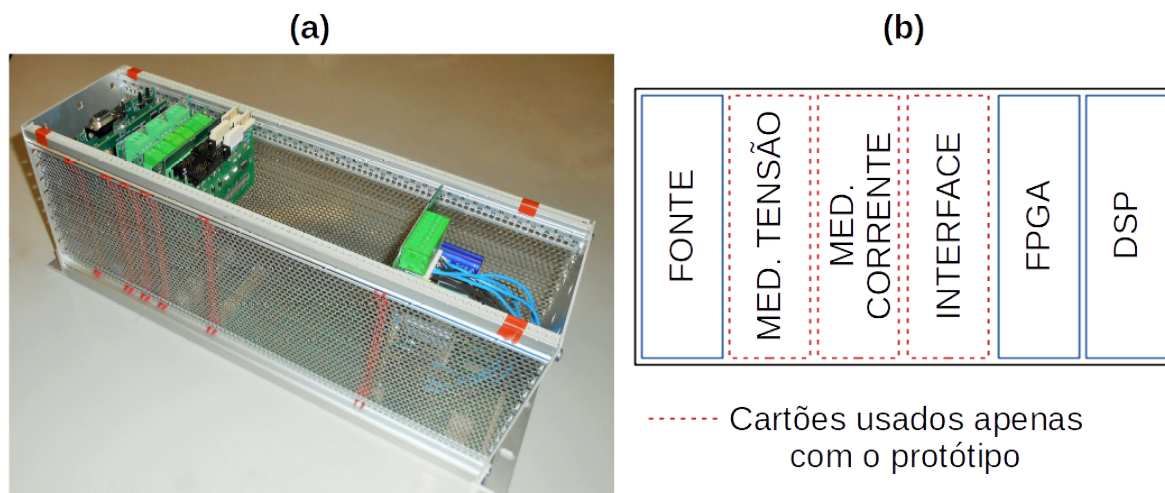
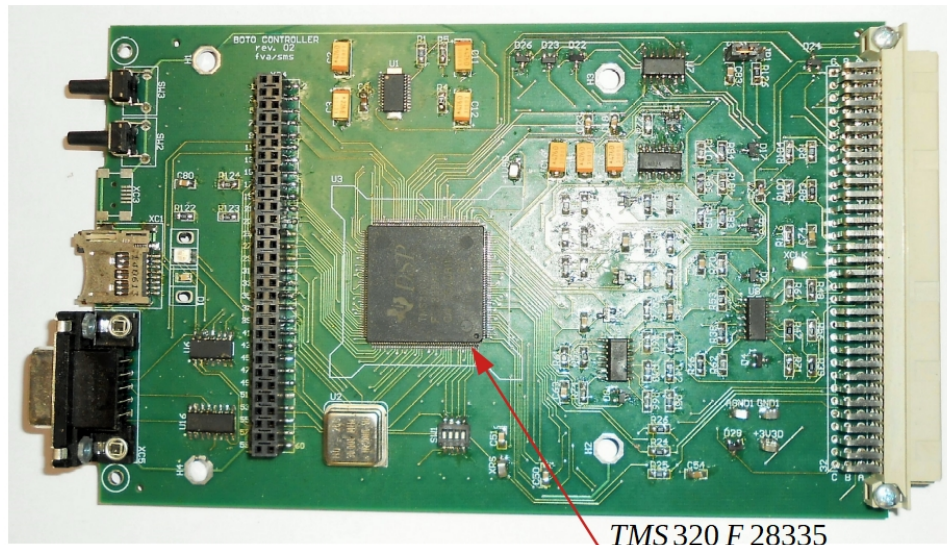
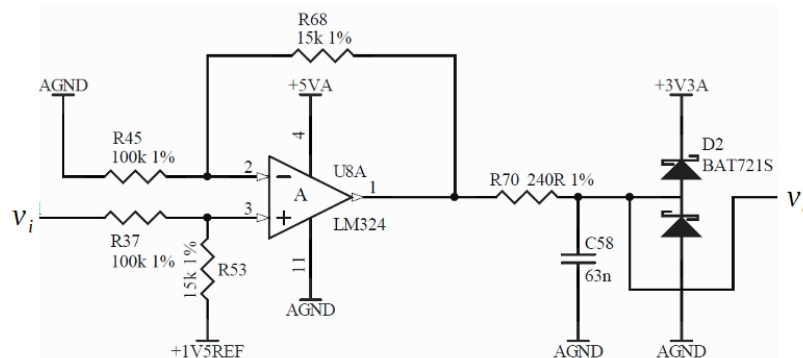


Figura 5.2 – Placa de DSP. (a) Vista frontal da placa. (b) Circuito de condicionamento dos sinais analógicos.



(a)



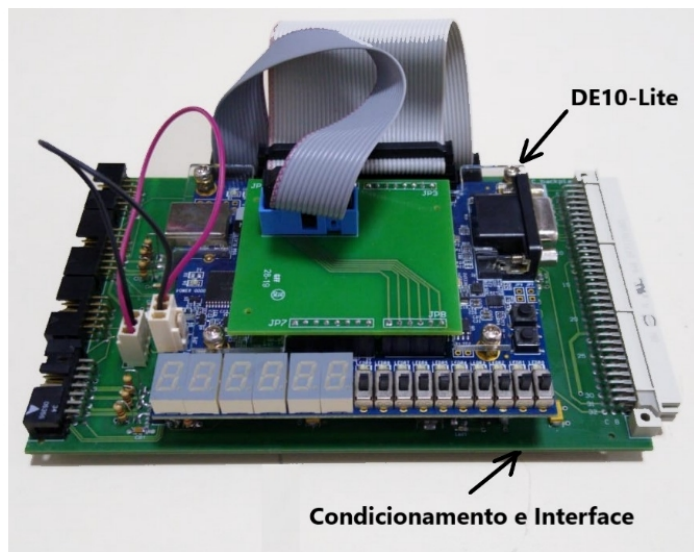
$$v_o = 1.5 + 0.15 v_i$$

(b)

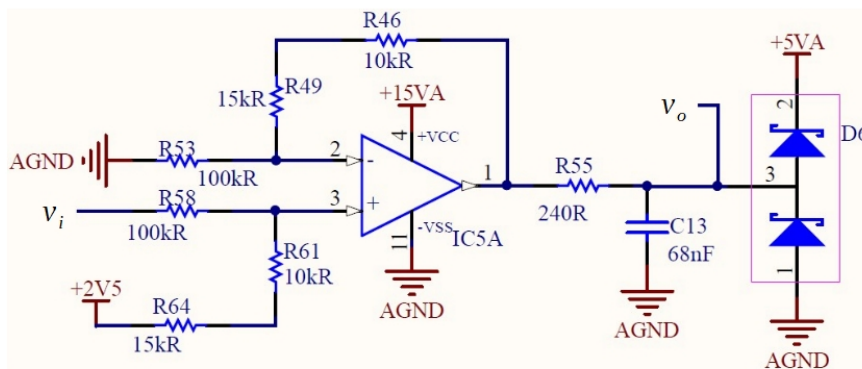
A modulação SHE PWM em conjunto com o necessário algoritmo de rastreamento de ângulos foi também realizado no *Simulink*, com posterior conversão para ponto fixo com o auxílio da ferramenta *Fixed-Point Designer* versão 6.3 e geração do código VHDL através do *HDL Coder* versão 3.14. Todos esses são *tollboxes* para uso com o próprio Simulink. A combinação do código gerado com a programação dos canais ADC (medições de tensão para o rastreamento de ângulo), o roteamento dos GPIOs, a compilação e o *upload* do código para a FPGA foram feitos com o software *Quartus Prime* 18.1.0 da Intel.

O hardware utilizado foi a FPGA MAX 10 da Intel já montada em placa de desenvolvimento DE-10 Lite de fabricação da Terasic. Essa placa foi adaptada ao rack de controle do conversor de FPFVU através da denominada “Placa de FPGA” da Figura 5.3 (a), a qual também contém adequação de sinal de tensão $\pm 10 V$ para a entrada analógica da DE-10 Lite de $0 \dots 5 V$, conforme Figura 5.3 (b).

Figura 5.3 – Placa de FPGA. (a) Vista da placa. (b) Circuito de condicionamento dos sinais analógicos.



(a)



$$v_o = 2.5 + 0.25 v_i$$

(b)

Os resultados foram retirados nos equipamentos de simulação em tempo real *Typhoon HIL 600* e *Typhoon HIL 604* da Figura 5.4, cujas principais características estão apresentadas na Tabela 5.2. Ambos os equipamentos pertencem ao laboratório e são capazes de fazer todos os experimentos descritos no presente trabalho. O uso de um ou outro dependeu exclusivamente de disponibilidade do equipamento. O *Typhoon HIL Control Center* em sua última versão² é o software necessário para modelagem e interface com a planta no hardware.

As medições dos sinais nas saídas do HIL foram realizadas utilizando o osciloscópio digital TBS 2074 de fabricação da Tektronix cujas características estão apresentadas na Tabela 5.3. A captura de telas e pontos em formato CSV foram realizadas com auxílio do software *Tektronix OpenChoice Desktop* na sua versão 2.6.

² À época de redação do texto, a versão utilizada foi a 2020.3

Figura 5.4 – Hardware de simulação em tempo real. (a) HIL 600. (b) HIL 604.



Tabela 5.2 – Características do Typhoon HIL 600 e 604.

Parâmetro	HIL 600	HIL 604
Processador	Virtex-6 FPGA	Zynq-7 SoC
Possibilidade de Paralelismo	Não	Sim
Entradas Analógicas	$8 \times \pm 5 V$	$16 \times \pm 10 V$
Saídas Analógicas	$16 \times \pm 5 V$	$32 \times \pm 10 V$
Entradas Digitais	32	32
Saídas Digitais	32	32

Tabela 5.3 – Características do osciloscópio Tektronix TBS 2074.

Parâmetro	Descrição
Canais	4 não-isolados
Tela	9" WVGA colorida
Divisões	$10 \times 15 [vxh]$
Faixa de passagem	70 MHz
Taxa de amostragem	1 GS/s
Gravação	até 20.000 pontos por canal

5.3 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos no laboratório TESLA Engenharia de Potência localizado no Bloco 2 da Escola de Engenharia da UFMG. Alguns resultados foram obtidos através da interligação do conversor FPVU com a Usina Solar Fotovoltaica TESLA (Figura 5.5)³, localizada no teto do próprio edifício. A interligação de dois arranjos

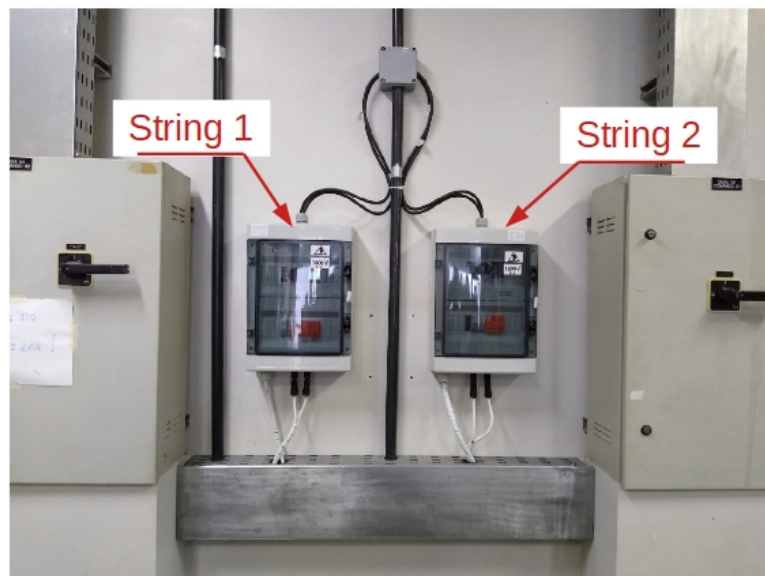
³ Maiores detalhes da instalação e capacidades da usina podem ser encontrados no link <http://tesla.eng.ufmg.br/joomla/index.php/pt/component/spsimpleportfolio/item/15-usina-fotovoltaica>

de painéis solares da referida Usina com o laboratório foi realizada através de cabos 16mm^2 e da instalação de *string boxes* na chegada dos mesmos no laboratório (Figura 5.6).

Figura 5.5 – Usina solar fotovoltaica TESLA.



Figura 5.6 – *String boxes* no laboratório recebendo os cabos na usina fotovoltaica.



O laboratório TESLA possui redes trifásicas em 440V e 220V , sendo que ambas foram utilizadas na alimentação dos circuitos do experimento. Para os testes com a usina fotovoltaica foi desejável a redução da tensão de 440V para aproximadamente 380V de forma a reduzir a tensão no barramento cc, já no ensaio de plena corrente (ou *back-to-back* - ver Capítulo 6) essa redução foi imprescindível. Em ambos os casos utilizou-se do transformador Indusul[®] de 125kVA disponível no laboratório (Figura 5.7) configurado para uma relação de $254 - 440\text{V}$ conforme diagrama de ligação da Figura 5.8.

Figura 5.7 – Transformador configurável Indusul:(a) Transformador. (b) Dados de placa.

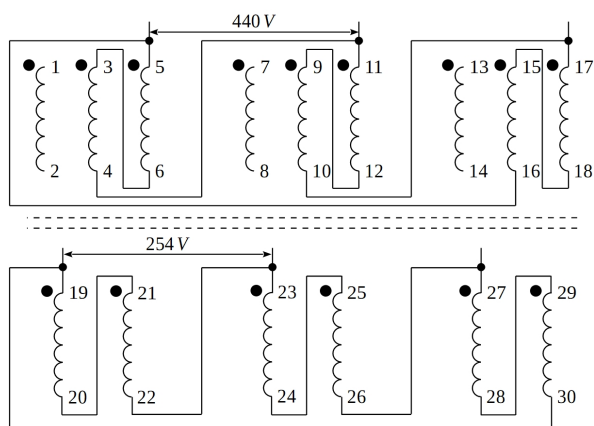


(a)

INDUSUL		NORMA ABNT NBR 10295/11			
TRANSFORMADOR A SECO					
KVA	125	FASES	3		
CLASSE ISOL.	0,6/0,6 KV		TIPO	STF	
HZ	60	GR. DE LIG.	---		
CLASSE ISOLAM.	F	155°C	ELEVACÃO TEMPER.	105°C	
IMPEDÂNCIA À 115°C	4,1 %	EM	220 V	GRAU DE PROTEÇÃO	(P-23)
CCO.	9524 002	N°SÉRIE	04059701001	MÊS/ANO	04/14
				PESO	650 Kg
TERMINAIS PRIMÁRIO		BOBINA 1	BOBINA 2	BOBINA 3	
TENSÃO POR ENROLAMENTO (V)	220	1 3 5 7 9 11 13 15 17	2 4 6 8 10 12 14 16 18		
CORRENTE POR ENROLAMENTO (A)	94				
TERMINAIS SECUNDÁRIO		BOBINA 4	BOBINA 5	BOBINA 6	
TENSÃO POR ENROLAMENTO (V)	127	19 21 23 25 27 29	20 22 24 26 28 30		
CORRENTE POR ENROLAMENTO (A)	154				
www.indusul.com		55 (47) 2378-4062			

(b)

Figura 5.8 – Diagrama de ligação do transformador Indusul para relação de 440 – 254 V.



5.3.1 Protótipo em pequena escala

O protótipo em escala reduzida de 30 kVA foi montado conforme diagrama unifilar da [Figura 5.9](#) e está apresentado na [Figura 5.10](#). Tal protótipo está descrito em maiores detalhes com todos os seus dispositivos de conexão, proteção e manobra no [Apêndice D](#). Aqui cabe ressaltar os principais itens de impacto na topologia e controle do conversor FPVU.

Os conversores 2 níveis são do modelo SEMISTACK - IGBT, código SKS 46F B6U+E1CIF+B6CI 17 V06, cuja a vista frontal sem tampa e o diagrama do circuito de potência estão apresentados na [Figura 5.11](#). As características principais estão apresentados na [Tabela 5.4](#). Importante ressaltar que cada um destes conversores possui duas medições de corrente de fase através de sensores de efeito Hall CSNF161 de fabricação da Honeywell, o qual oferece em sua saída um sinal de corrente proporcional a corrente medida por uma razão de 1 : 1000 e é capaz de medir correntes na faixa de $\pm 150 A$. Desses saem as medições para o controle de corrente do sistema.

Adicionalmente, foram instalados sensores de corrente do tipo LA 205-S de fabricação da LEM, cujo fator de conversão é de 1 : 2000 e mede correntes na faixa de $\pm 300 A$, para uma eventual medição da corrente no primário do transformador e para medição da corrente do lado cc, como é necessário para um algoritmo de rastreamento de máxima potência em aplicações solares, por exemplo, além de servir para o desacoplamento de perturbação externa no controle de tensão do barramento cc (ver [seção 3.7](#)).

Do ponto de vista de controle, além do já descrito na [seção 5.2](#) foram desenvolvidas e instaladas placas para:

- a) **Medição de tensões** de fase na rede elétrica ([Figura 5.12\(a\)](#)), que possui transdutores de tensão LV 25-P de fabricação da LEM (razão de conversão de 2,5 e faixa de medição de $\pm 14 mA$) e circuitos de adequação do sinal conforme [Figura 5.12 \(b\)](#);
- b) **Medição de correntes** na rede elétrica e na saída cc ([Figura 5.13 \(a\)](#)), a partir do sinal dos transdutores LEM LA 205-S e adequando o sinal conforme [Figura 5.13 \(b\)](#);
- c) **Interface com conversores Semikron** ([Figura 5.14 \(a\)](#)) servindo de interface entre o comando e os conversores Semikron (sinais de pulso, comando de pré-carga, alimentação de ventiladores, medição de correntes), além de medir as tensões do barramento cc e adequá-las através do circuito da [Figura 5.14 \(b\)](#). A adequação das correntes oriundas do sensor CSNF161 também encontra-se nesta placa e é representada pela [Figura 5.14 \(c\)](#).

Figura 5.9 – Diagrama unifilar do protótipo do em escala reduzida.

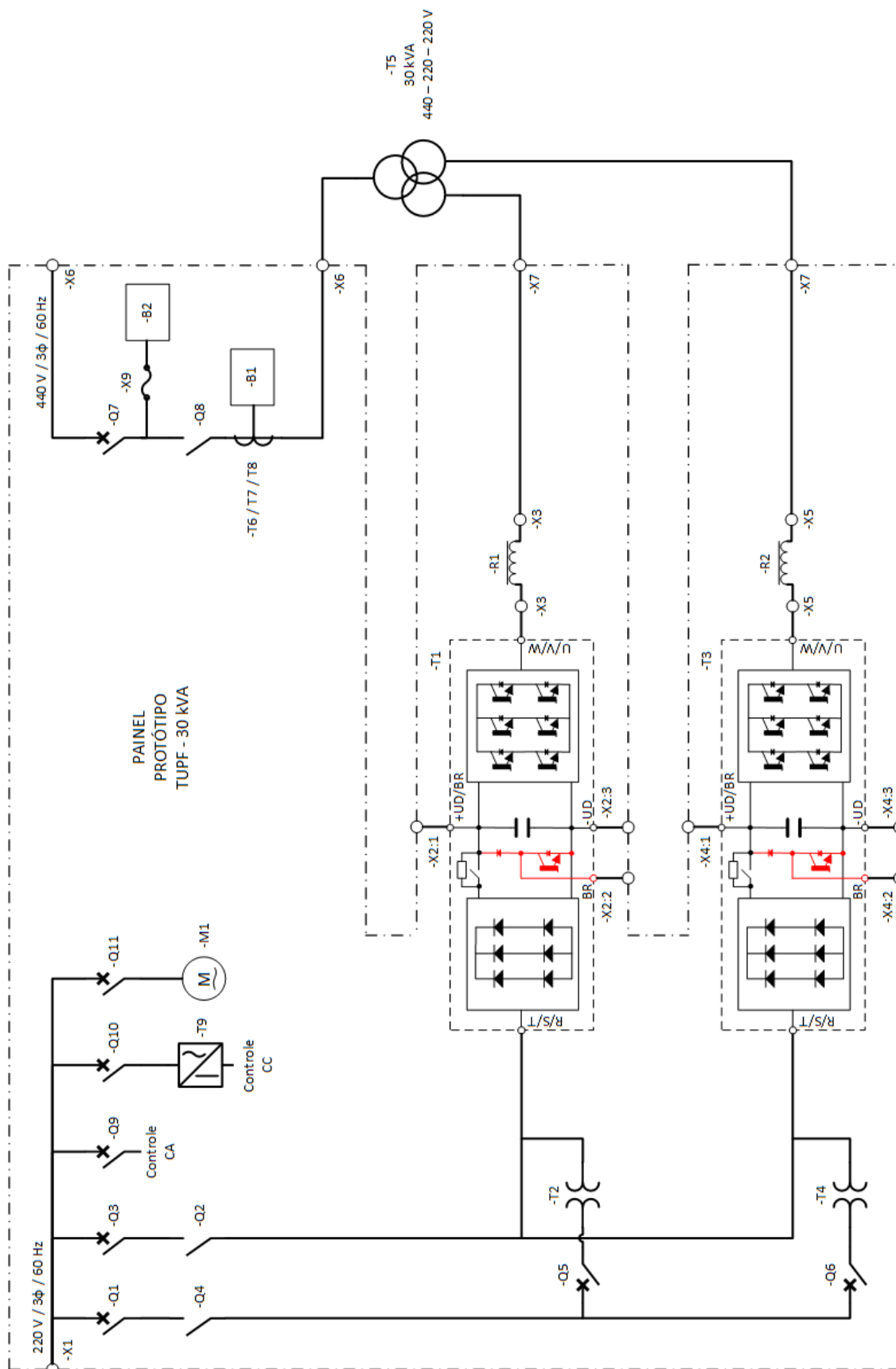
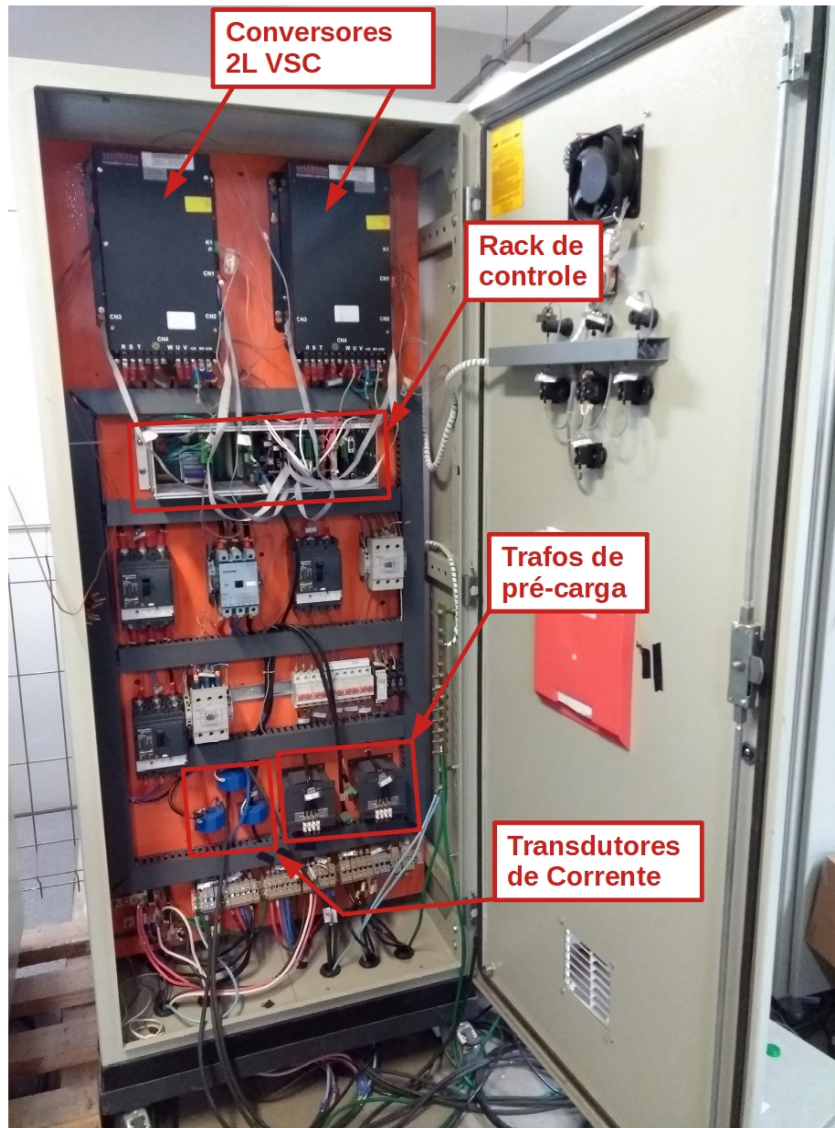
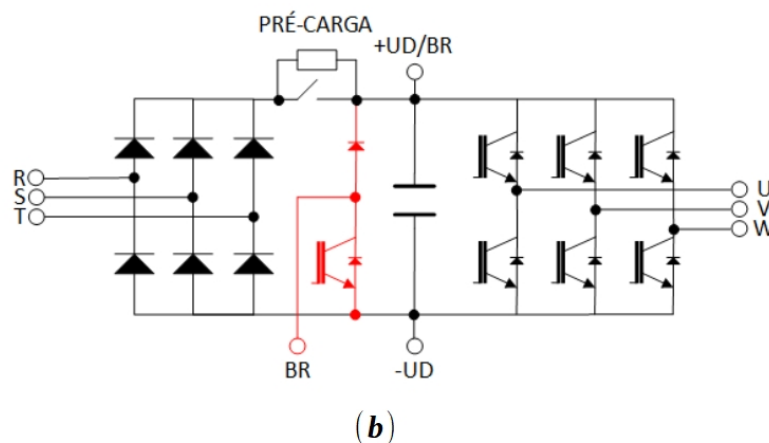
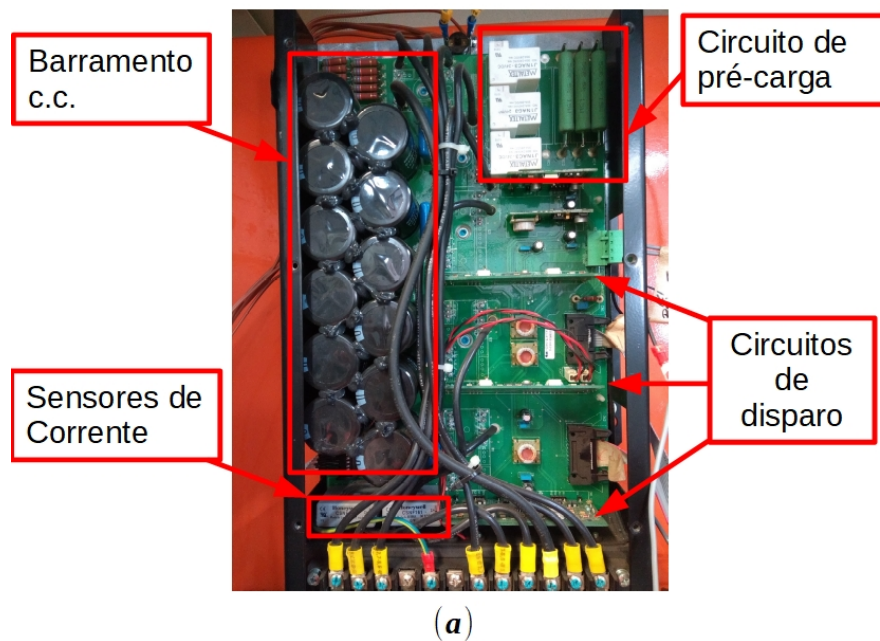


Figura 5.10 – Protótipo de 30kVA do conversor FPVU.

Tabela 5.4 – Características principais do conversor *Semistack IGBT*.

Parâmetro	Descrição	Característica
Módulos IGBTs	(3x) Semitop 3 SK80GB063	600 V / 57 A
Ponte Retificadora	(1x) Semitop 2 SK 95 D	1200 V / 95 A
Módulo <i>chopper</i>	(1x) Semitop 2 SK 70 GAL 063	600 V / 53 A
Circuito de Disparo	(3x) Semidriver SKHI 20opA	
Capacitância Equivalente	4500 μF / 400 V	12 \times 1500 μF / 200 V
Dissipador	Semikron P35/325F	40 \times 200 \times 325 mm

Figura 5.11 – Conversor Semikron *Semistack IGBT*. (a) Vista frontal sem tampa. (b) Diagrama do circuito de potência.



A [Tabela 5.5](#) apresenta um resumo das principais características do painel elétrico do protótipo, incluindo uma estimativa de custo. Vale ressaltar que se trata de um protótipo laboratorial em pequena escala que possui circuitos excedentes ao necessário em um eventual equipamento industrial, além de que vários materiais e componentes foram aproveitados do estoque existente no laboratório. Portanto o mesmo não está otimizado financeira ou dimensionalmente.

O transformador de 30 kVA da [Figura 5.15](#) com ligações *Dd0y11*⁴, parte integrante do conversor FPVU, completa o protótipo. Seu custo aproximado foi de R\$ 5.100,00.

⁴ De fato, no início dos trabalhos imaginava-se que tratar-se de um transformador *Dd0y1*, porém no decorrer dos testes descobriu-se tratar de um transformador cujo secundário em estrela está adiantado de 30° dos demais enrolamentos. O controle foi prontamente adequado para essa situação e prosseguiu-se com os testes.

Figura 5.12 – Placa de medição de tensão. (a) Placa montada. (b) Circuito de condicionamento.

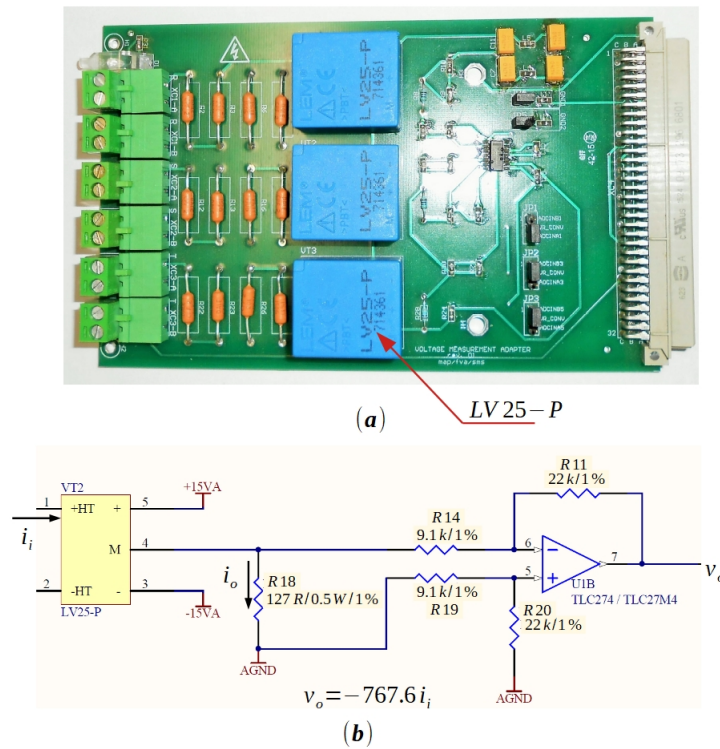


Figura 5.13 – Placa de medição de corrente. (a) Placa montada. (b) Circuito de condicionamento.

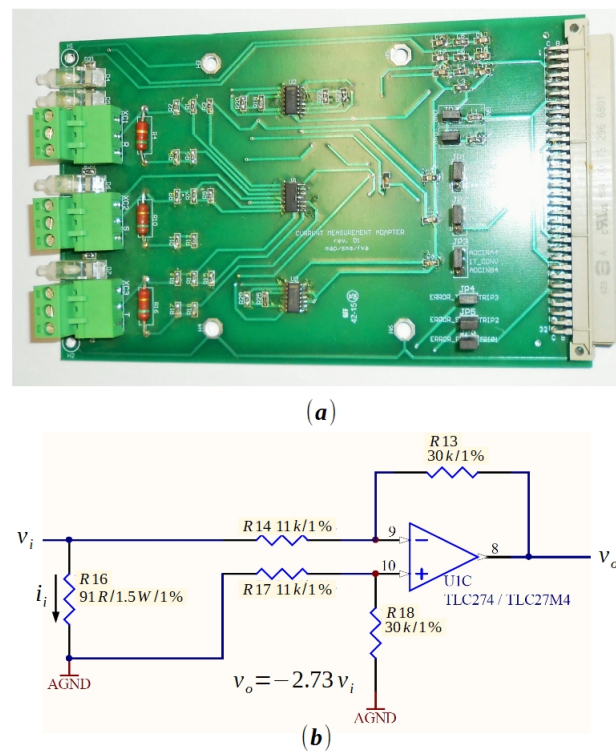


Figura 5.14 – Placa de interface com conversores. (a) Placa montada. (b) Circuito de condicionamento da tensão cc (c) Circuito de condicionamento da corrente.

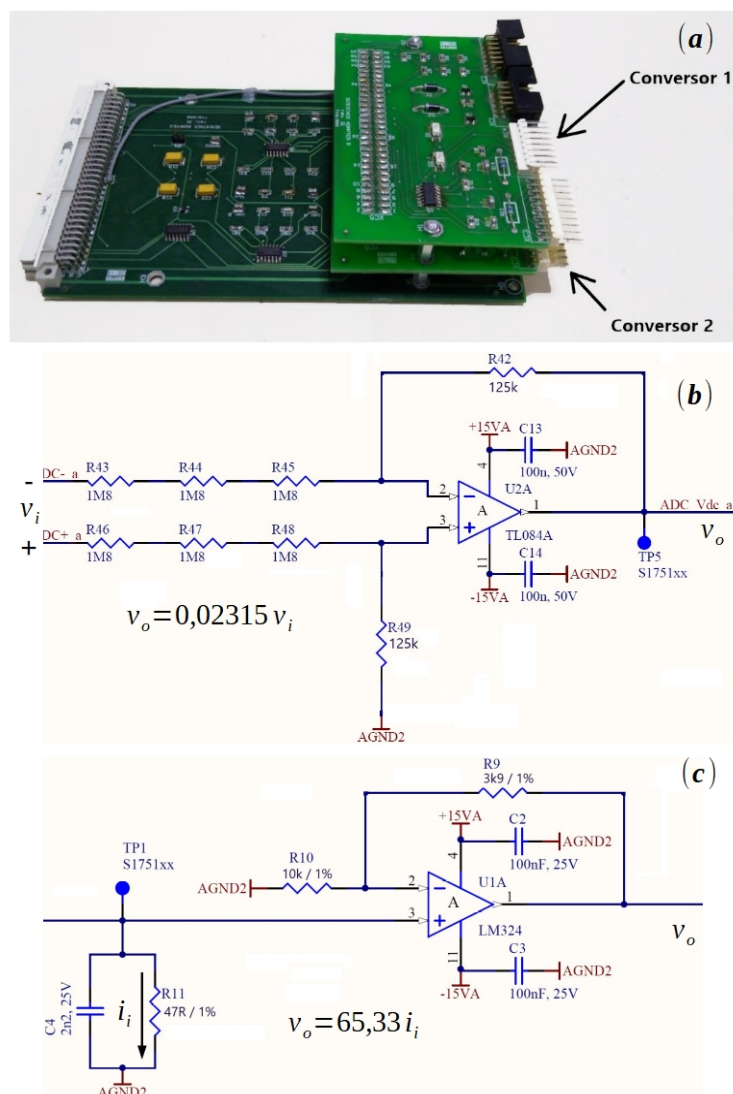
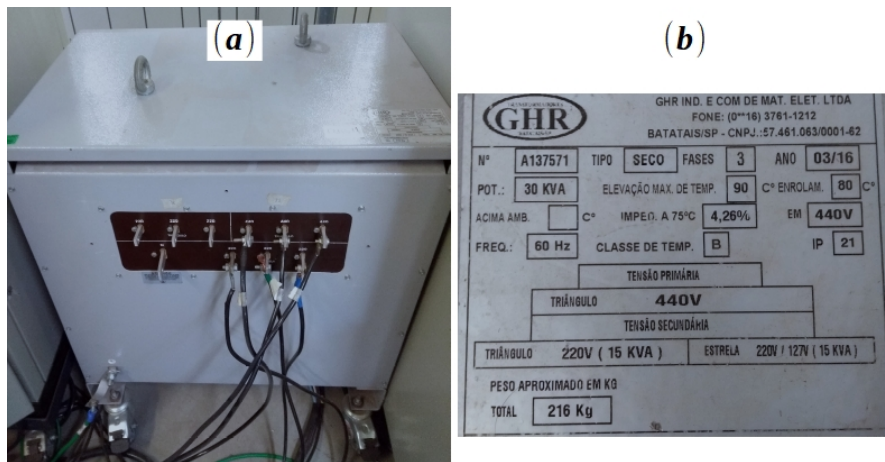


Tabela 5.5 – Resumo de dados do protótipo em pequena escala

Parâmetro	Valor
Dimensões	2200x800x600 mm (AxLxP)
Massa	277,9 kg
Potência Específica	107,9 W/kg
Densidade de Potência	28,4 W/g
Custo estimado ^a	R\$ 45.040,00

^a Custo que engloba apenas materiais, uma vez que o projeto e a montagem foram realizados pelo laboratório.

Figura 5.15 – Transformador do protótipo FPVU:(a) Transformador. (b) Dados de placa.



5.3.2 Instrumentos de medição

Além do osciloscópio descrito na seção 5.2, foram utilizados nos ensaios com o protótipo um analisador de potência Yokogawa WT1800 e um analisador de energia Dranetz PX5-XFAST. Para o analisador de energia, a análise e coleta dos dados foi realizada com o auxílio do software *Dran-View* em sua versão 7.

Pontas diferenciais de tensão, pontas de corrente ca e pontas de corrente cc/cc conforme Tabela 5.6 foram utilizadas para medição adequada e segura das grandezas elétricas.

Tabela 5.6 – Pontas de tensão e corrente.

Fabricante	Código	Descrição
Keysight	N2791A	Ponta diferencial de tensão, 25 MHz, faixas de medição de $\pm 700 V$ e $\pm 70 V$ para atenuações de 100 : 1 e 10 : 1, respectivamente.
Tektronix	A621	Ponta de corrente ca, 5 Hz \dots 50 kHz, faixas de medição de 1000 A_{rms} , 100 A_{rms} e 10 A_{rms} para saídas de 100 mV/A, 10 mV/A e 1 mV/A, respectivamente.
Tektronix	A622	Ponta de corrente cc/ca, cc \dots 100 kHz, faixas de medição de 100 A e 10 A para saídas de 100 mV/A e 10 mV/A, respectivamente.

5.4 Análise dos resultados

A maioria dos resultados apresentados são uma medição direta dos valores simulados oriundos dos respectivos programas de simulação e ou tela de instrumentos. Em alguns casos, os dados foram coletados através de arquivo CSV para posterior compilação e análise através da apresentação de curvas comparativas, por exemplo.

Em vários momentos o espectro harmônico dos sinais de corrente e/ou tensão foram analisados por meio do algoritmo de FFT disponível no próprio pacote do MATLAB [142]. Atentou-se para, nestes casos, executar a análise em ao menos 12 ciclos da fundamental de 60 Hz como recomendado na normalização IEC [143].

5.5 Síntese do capítulo

O presente capítulo mostrou os materiais utilizados para validação experimental do controle e da potência da tecnologia do conversor FPVU. Também foram listados os programas computacionais utilizados tanto na implementação de controle e simulações, quanto no auxílio ao tratamento dos resultados.

Para o controle foram desenvolvidas e montadas pelo laboratório placas no padrão *Eurocard* para instalação num único rack de controle. Para teste preliminar desse sistema, os equipamentos de simulação em tempo real *Typhoon* HIL 600 e HIL 604 são utilizados.

Para a validação experimental, um protótipo em escala reduzida (30 kVA) foi montado baseado em conversores comerciais da Semikron. Além disso, o laboratório já possui outros recursos como: usina solar fotovoltaica própria com *strings* disponíveis à conexão, transformador multi-bobinas configurável e redes de alimentação trifásica de 440 V e 220 V.

A instrumentação adequada para as medições durante os testes contempla: osciloscópio de 4 canais, analisador de potência, analisador de energia, pontas de corrente e diferenciais de tensão.

Os resultados experimentais obtidos com tais recursos são apresentados no próximo capítulo.

6 Resultados Experimentais

O presente capítulo tem por objetivo final apresentar a validação do conversor FPVU por meio de resultados experimentais em um protótipo em pequena escala. Uma etapa preliminar apresentada é a montagem do controle e testes em hardware de simulação em tempo real. Dessa forma, pôde-se prosseguir para os testes experimentais com maior segurança no controle implementado. O hardware e protótipo utilizados foram descritos no Capítulo 5 e suas características de simulação e controle são as mesmas apresentadas na seção 4.8.

6.1 Implementação do algoritmo de controle

O esquema de controle geral do conversor FPVU já foi apresentado na [Figura 3.31](#), onde a parte de controle em malha fechada é implementada no microcontrolador a uma taxa de processamento de 5,76 kHz. Essa frequência foi escolhida por dois motivos:

- a) Foi verificado empiricamente que a máxima frequência que o processador consegue trabalhar todos os cálculos implementados para o controle dos dois conversores que compõem o conversor FPVU é de cerca de 6 kHz;
- b) Para a frequência escolhida de 5,76 kHz, oito amostras correspondem exatamente ao intervalo de tempo necessário para produzir uma defasagem de 30° necessária ao funcionamento do FTV ([subseção 3.6.1](#)).

Os valores de índice de modulação e ângulo do vetor espacial de tensão no referencial síncrono são então enviados via comunicação paralela para a placa que contém o FPGA MAX10 onde é implementado outro DDSRF-PLL e o SHE PWM, agora em uma frequência de processamento de 250 kHz. Essa frequência provou-se, também empiricamente, ter resolução suficiente para sintetizar a tensão desejada na saída dos conversores e em sincronismo com a rede elétrica.

6.1.1 Implementação do controle em microcontrolador

A [Figura 6.1](#) apresenta a tela principal do algoritmo de controle implementado no MATLAB / Simulink para posterior conversão utilizado o Embedded Coder. As interrupções são controladas por um bloco ePWM exclusivamente utilizado para gerá-las na frequência desejada (5,76 kHz).

A [Figura 6.2](#) apresenta o conteúdo do subsistema “Controle do TUPF”, onde as saídas dos canais ADC (variando de 0 a 4096) são recebidas e convertidas em valor de -1 a

1 pu no subsistema “ADC”. O subsistema “Condicionamento” contém apenas os ganhos utilizados para converter as medições de pu para sistema internacional de unidades. As variáveis que aparecem nesta tela são as regiões de memória para visualização / interface no *Code Composer Studio*.

Figura 6.1 – Tela principal do programa do microcontrolador.

Arquivo para teste do controle com SHEPWM + Typhoon HIL

C28x IRQ1
Interrupt
C28x HardInt

Trigger()

Controle do TUPF

C2833x
GPIOx
GPIO DO
LED RGB(60/59/58)

Pulse

Revision Control:
v0 - As received
v1 - Control modified:
a) Option for Ib calculated instead of measured;
b) Allowing different gains for d and q current axis;
c) Decoupling adjusted to include transformer leakage inductances;
d) Command feedforward in current control;
e) Control modified to use only one PLL;
f) Voltage modified for correct calculation of Id_ref (Pdc = Pac);
g) Initial value of Ki_d = 0;
h) PI controllers modified to avoid any integral actions when KI = 0;
i) DC voltage command feedforward included and reactive reference calculated as a function of Vd.
j) Increasing filter cut-off frequency at current feedback.
k) Option for perturbation decoupling in the DC link control
v2 - Control for series connected DC links (wrong current feedback)
v3 - Control for PV application (wrong current feedback)
v3.1 - Modifications for improvement:
a) Sampling frequency adjusted for options in 5.76 kHz / 6 kHz / 6.48 kHz (including all filters);
b) Replacing the 5th order filter for a moving average one (DC link measurement);
c) Option for measurement of only two AC voltages;
v3.2 - Modification to correct current feedback
v3.3 - GPIO modified for matching new FPGA board (fs = 5.76 kHz)
v5 - Version for prototype application:
a) MPPT: Individual tolerances for current, voltage and conductance
b) Enable / Disable through modulation index word; trip feedback from FPGA;
c) All protections in a Non-Automatic Resettable logic.
v5.1.1 - For Dd0y11 application (angle generation)
v7 - For use with prototype, after solving the Dd0y11 connection issues
a) Include debouce on temperature protections;
b) Measurements gains adjusted;
c) Include internal feedback decoupling for current control;
d) Adjusted protections initial values on script;
e) Include power and voltage limiter;
v8 - Modification to correct current measurement phase sequence:
a) Rename all last identifiers;
b) Including saturation mode at the current controller outputs;

Figura 6.2 – Subsistema “Controle TUPF”.

VdcD → Vdc_digD Vdc_realD → VdcD MD → MD
VdcY → Vdc_digY Vdc_realY → VdcY
IaD → IaD_dig IaD_real → IaD deltaD → deltaD
IbD → IbD_dig IbD_real → IbD
IaY → IaY_dig IaY_real → IaY MY → MY
IbY → IbY_dig IbY_real → IbY
IS_IL → IS_IL_dig IS_IL_real → IL deltaY → deltaY
VA → VA_dig VA_real → VR
VC → VC_dig VC_real → VT fault 0 = fault

ADC Condicionamento Controle Saídas

Variáveis

VDC_D VDD VQD IDD IQD Md Ad
VDC_Y VDY VQY IDY IQY My Ay
IL

Referências

PREF QREF
MPPT

VDCMIN INCV
TOL_i EN_MPPT
TOL_v VMPPT
TOL_g

Ganhos

KP_V KI_V
KP_dV KI_dV
KP_Id KI_Id
KP_Iq KI_Iq

AUTO
M
delta

Proteções

PROT LT_delay
I_OVER IL_OVER
I_OVER_LT
VDC_OVER
VDC_UNDER

Comandos

START EN_VDC INIT_PWM
RESET EN_I

Flags

EN

Offsets

DC_OFF
IL_OFF

Toggle

f()

A [Figura 6.3](#) apresenta o conteúdo do subsistema “Controle”, onde o controle de corrente em coordenadas síncronas de cada conversor (subsistemas “Controle ID” e “Controle IY”) é implementado conforme [Figura 3.34](#). O controle da tensão do barramento cc em malha fechada está contido no subsistema “Vdc_control” e é implementado de acordo com [Figura 3.40](#) para barramento cc em série. O rastreamento do ângulo da rede, conforme [Figura 3.32](#) está contido na *MATLAB function* “PLL VD”. E o subsistema “Filter” contém o FTV para extração da componente fundamental dos sinais de corrente conforme [Figura 3.35](#). Adicionalmente foi implementado o MPPT de condutância incremental [144] para simulações em tempo real em aplicações fotovoltaicas e os testes com usina solar fotovoltaica TESLA.

Também encontra-se neste programa as proteções implementadas no subsistema “Protections_logic” mostrado na [Figura 6.4](#), onde encontram proteções de sub e sobretensão para cada conversor, proteções de sobrecorrente instantânea e temporizada, proteções por acionamento dos termostatos dos dissipadores dos conversores Semikron e proteção do FPGA¹. Cada proteção corresponde a um número hexadecimal de forma que seja possível identificar no *Code Composer Studio* qual(is) proteção(ões) atuou(aram) através da saída da *MATLAB Function* “Fault ID”.

Finalmente, o conteúdo do subsistema “Saídas” na [Figura 6.5](#) mostra o comando do contator principal do painel do protótipo, bem como a conversão dos sinais de índice de modulação e de ângulo para binário em ponto fixo. Como optou-se por comunicação paralela com a FPGA para maior velocidade de transmissão de dados, os mesmos GPIOs são utilizados para a transmissão dos sinais referentes ao conversor do secundário em estrela e o conversor do secundário em triângulo. A cada amostragem do sistema, é enviado o sinal de um dos conversores (ou seja, os sinais de cada conversor são atualizados numa taxa de 2,88 kHz).

¹ O sinal de proteção do FPGA pode ocorrer por três motivos:

- a) Ausência de tensão ou sequência de fases invertida;
- b) Falha do próprio hardware do FPGA;
- c) Atuação da proteção dos circuitos de disparo dos IGBTs.

Figura 6.3 – Subsistema “Controle”.

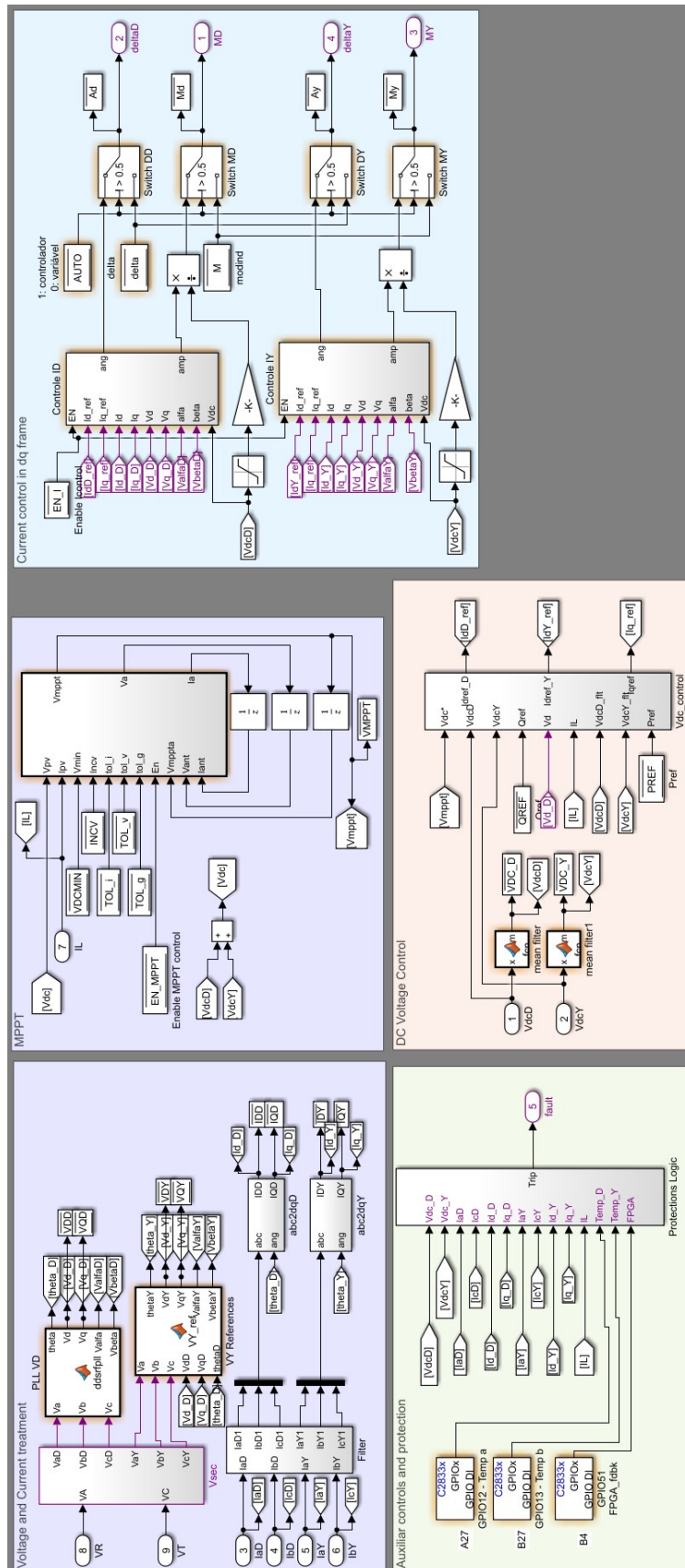


Figura 6.4 – Subsistema “Protections logic”.

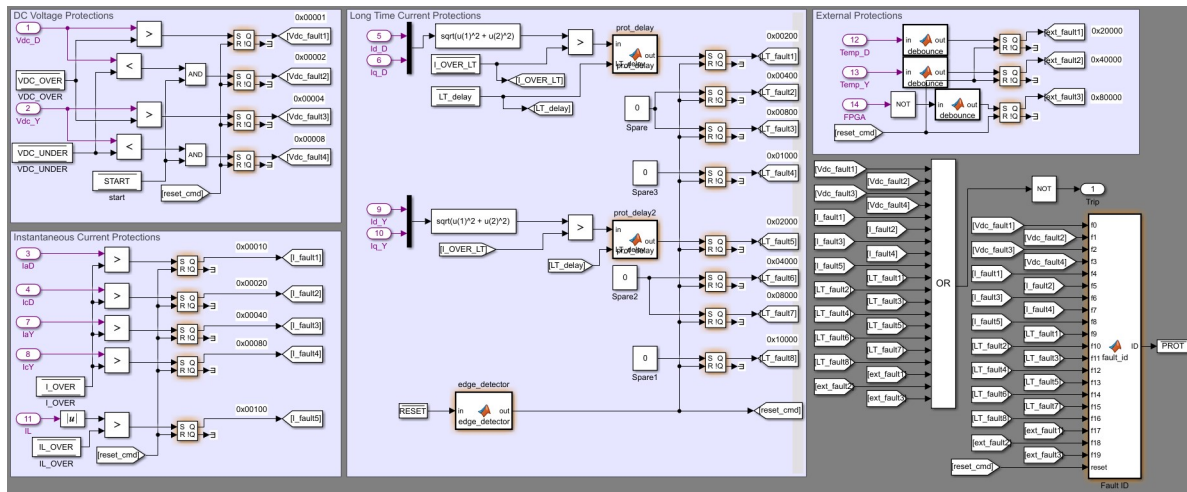
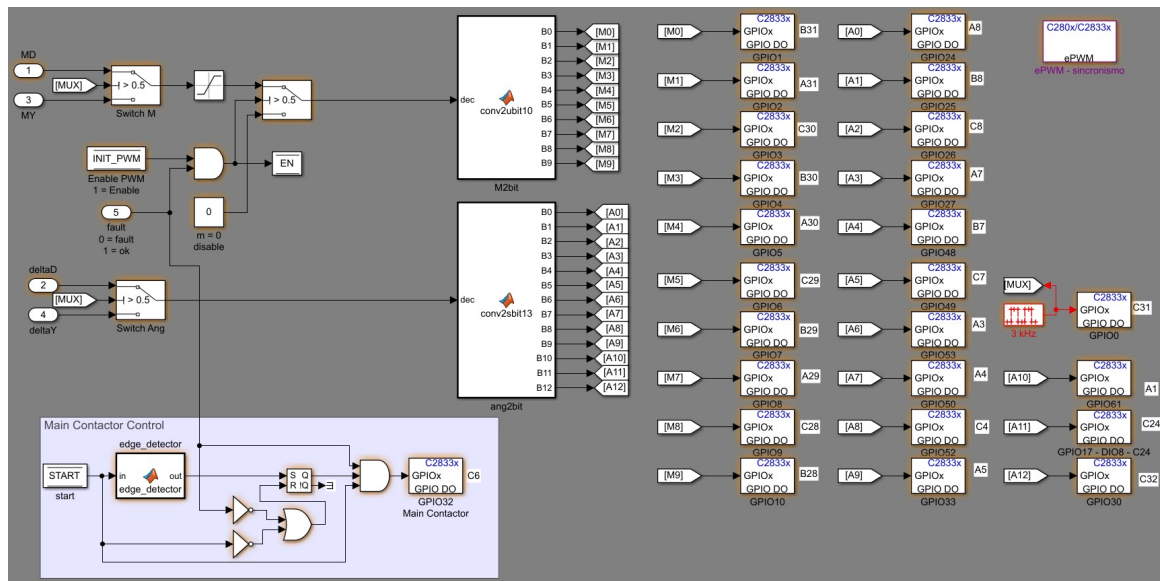


Figura 6.5 – Subsistema “Saídas”.



6.1.2 Implementação do controle em FPGA

Conforme descrito na seção 5.2, o algoritmo do FPGA foi compilado no Quartus Prime onde os canais ADC (para medição das tensões de fase) e o roteamento dos GPIOs é realizado. Contudo, os arquivos VHDL que compõem o algoritmo foram gerados utilizando o HDL Coder a partir de um programa em ponto fixo no MATLAB / Simulink, o qual é aqui brevemente apresentado.

A Figura 6.6 apresenta uma visão geral do programa, onde o subsistema “DAC” é utilizado para conversão do sinal dos canais ADC (0 a 4096) para -1 a 1 pu. O subsistema “DDSRF-PLL” contém o mesmo PLL já descrito na seção 3.6, com um cuidado especial a ser dado para os filtros passa-baixas utilizados no desacoplamento de eixos. Como

a frequência de corte desejada para o filtro ($\frac{60}{\sqrt{2}} Hz$) é muito inferior à frequência de amostragem do FPGA ($250 kHz$) e estamos lidando com filtros IIR e um algoritmo em ponto fixo, a precisão requerida seria muito grande para uma resposta adequada. Nesses casos, é recomendado promover a redução da taxa de amostragem (*downsampling*) e então implementar o filtro IIR nessa menor taxa [145]. A Figura 6.7 apresenta essa implementação que foi realizada com o auxílio de blocos *Rate Transition* do próprio MATLAB.

O subsistema “SHE_PWM_TUPF” contém o modulador SHE PWM implementado conforme subseção 3.3.1 utilizando o conjunto de ângulos da Figura 3.4, a linearização entre pontos da tabela de consulta – já reduzida conforme (3.20) para um índice de correção de 0,9999 – é feita através da equação da reta descrita por (6.1) onde a inclinação ($\frac{\Delta\alpha}{\Delta m_i}$) e a constante (G) são alteradas de acordo com o índice de modulação requerido.

$$\alpha(m_i) = m_i \frac{\Delta\alpha}{\Delta m_i} + G \tag{6.1}$$

O subsistema “Signal_Routing” faz o roteamento das entradas de índice de modulação e ângulo oriundas do microcontrolador para o conversor do secundário em estrela ou em triângulo, conforme o caso, retendo o valor anterior para o outro conversor. Nesse algoritmo é também verificado se o índice de modulação está dentro de uma faixa permitida, caso contrário desabilitando os pulsos do conversor. Por fim, o subsistema “display” é utilizado apenas para converter o índice de modulação para visualização nos *displays* de 7 segmentos da placa DE10-Lite (vide Figura 5.3).

Figura 6.6 – Tela principal do programa da FPGA.

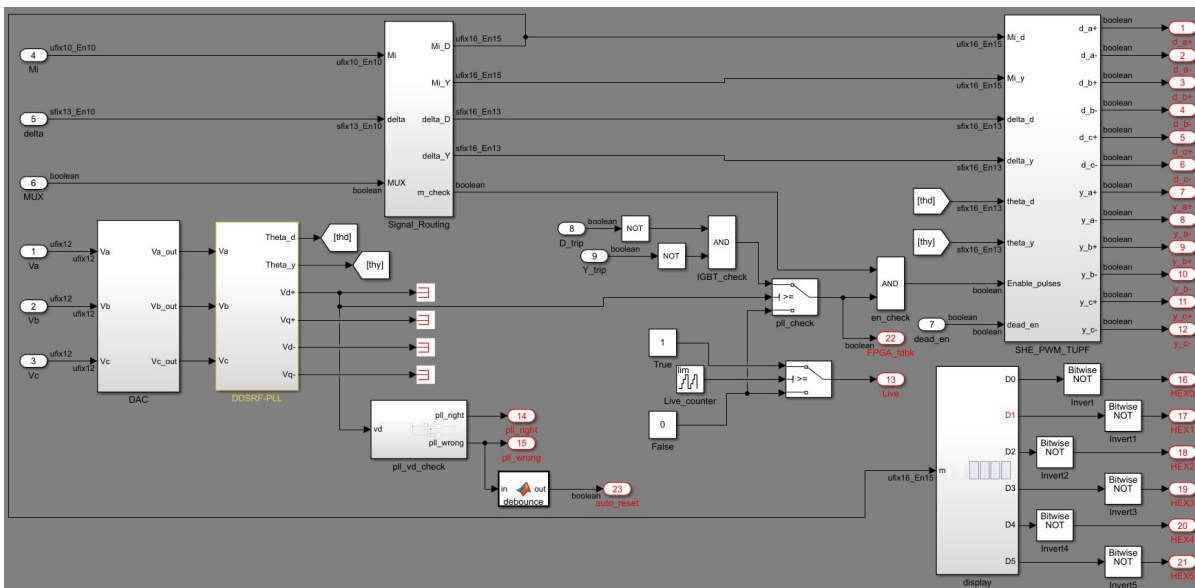
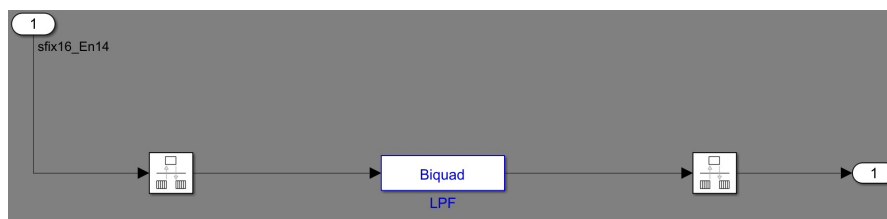
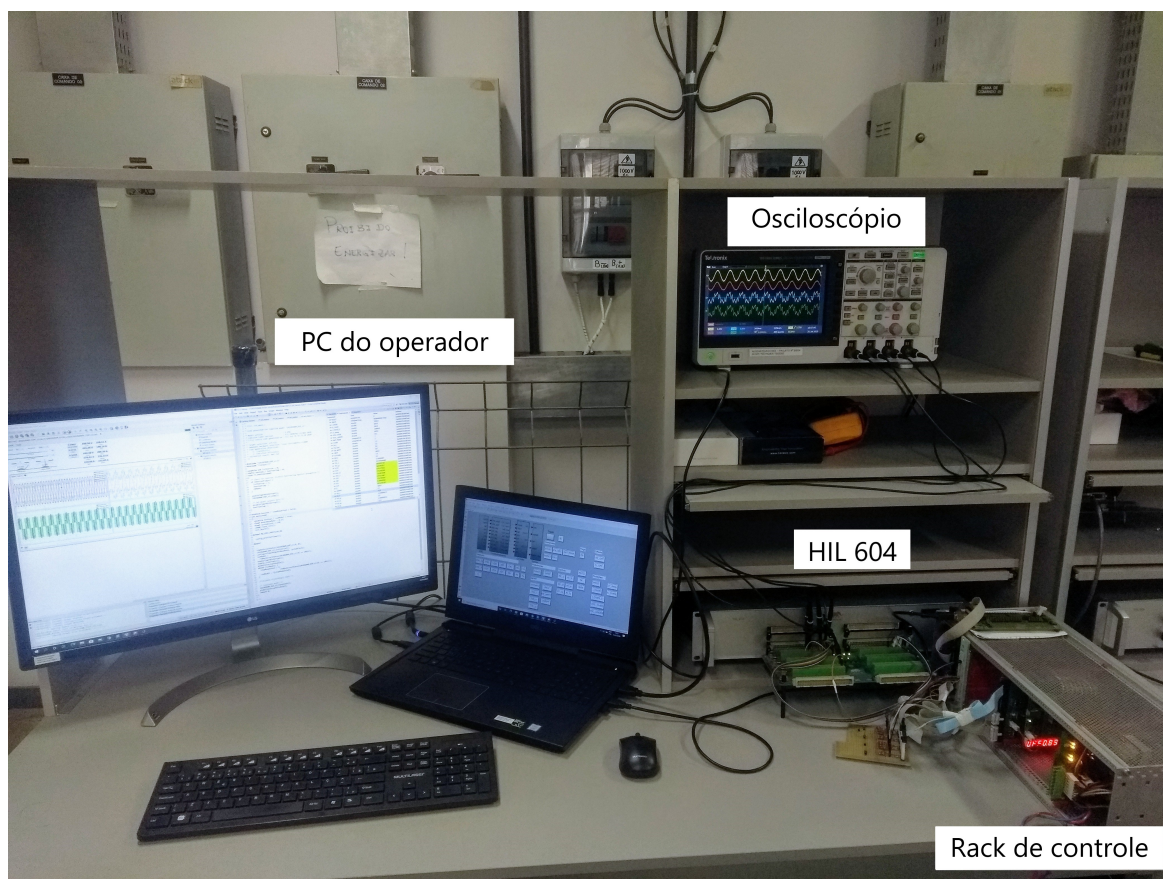


Figura 6.7 – Implementação do filtro passa-baixas após o *downsampling*.

6.2 Resultados em plataforma *hardware-in-the-loop*

A Figura 6.8 apresenta a montagem para testes em simulação de tempo real utilizando o rack de controle do conversor FPVU e o Typhoon HIL 604. Alguns testes foram também efetuados utilizando o Typhoon HIL 600.

Figura 6.8 – Bancada para testes do controle em plataforma de simulação em tempo real.



6.2.1 Barramentos cc em paralelo

O circuito simulado no HIL 604 para barramentos cc em paralelo está demonstrado na [Figura 6.9](#), conforme desenvolvido do *Typhoon HIL Control Center*. As escalas dos sinais medidos nas saídas analógicas do HIL estão descritas na [Tabela 6.1](#).

A [Figura 6.10](#) apresenta a tensão na fase A da rede elétrica com as correntes nas três fases para injeção de plena potência, onde pode-se observar a simetria das correntes, sua forma de onda senoidal e o fator de potência de deslocamento unitário.

A [Figura 6.11](#) apresenta a tensão na fase A da rede elétrica com sua respectiva corrente e as correntes dos dois secundários, que possuem forma de onda semelhante porém com a defasagem esperada de 30° . A [Figura 6.12](#) apresenta o resultado da FFT na corrente da rede.

Tais resultados foram obtidos a partir de correntes altamente distorcidas nos secundários com conteúdo harmônico substancial, em especial de quinta e sétima ordem, porém sem a presença dos harmônicos de ordem $12k \pm 1$ como mostrado na [Figura 6.13](#)². Essa composição espectral é resultado das tensões chaveadas no conversor ([Figura 6.14](#)) que possui os mesmos harmônicos característicos.

Figura 6.9 – Circuito simulado no Typhoon HIL para barramentos cc em paralelo.

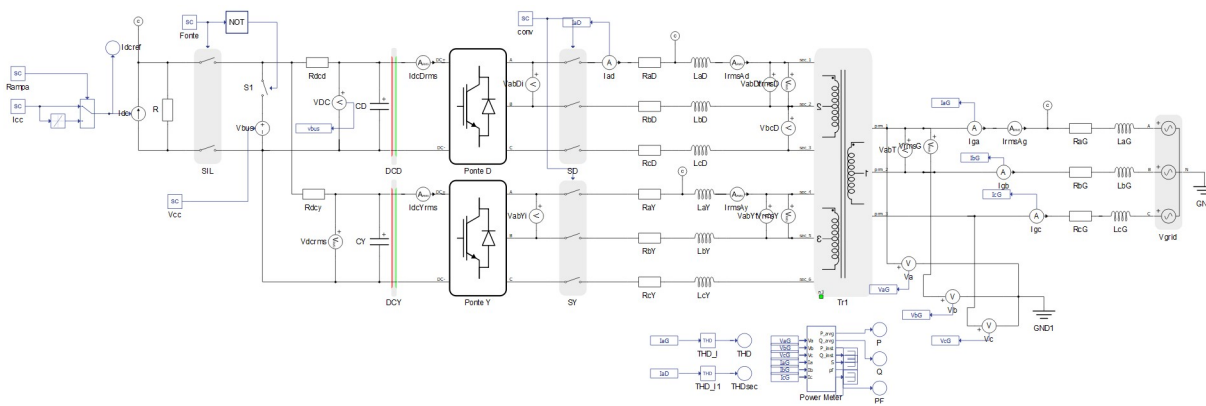


Tabela 6.1 – Escalas das saídas analógicas

Variável	Escala	Unidade
Tensões ca e cc	80	V/V
Correntes na rede elétrica	12,445	A/V
Correntes nos secundários	25	A/V

² Na figura em questão, a limitação na visualização do osciloscópio e na resolução do cursor foi responsável pela medição imprecisa da fundamental (62,5 Hz ao invés de 60 Hz).

Figura 6.10 – Correntes nas fases A (CH1), B (CH2) e C (CH3) e tensão na fase A (CH4) para injeção de plena potência ativa.

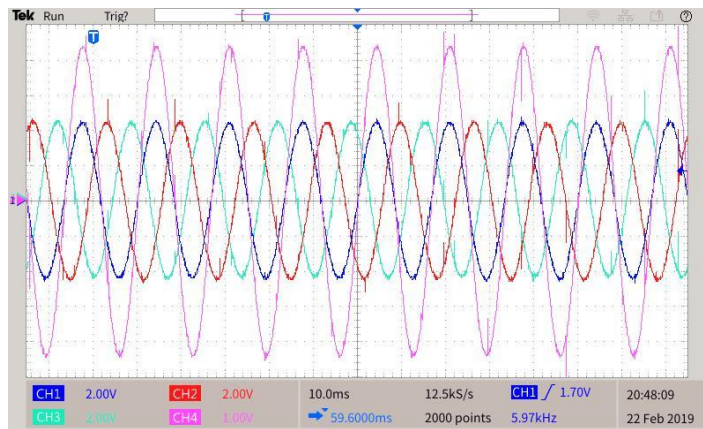


Figura 6.11 – Correntes no primário (CH1), secundário em Δ (CH2) e secundário em Y (CH3) e tensão na rede elétrica (CH4) para injeção de plena potência ativa.

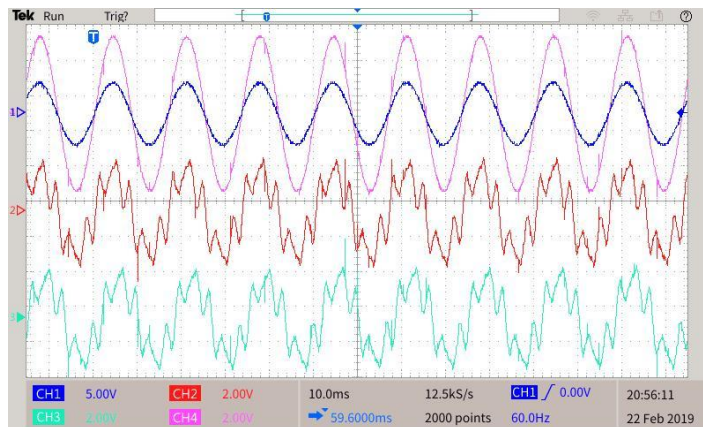


Figura 6.12 – FFT da corrente na fase A da rede elétrica para injeção de plena potência ativa.

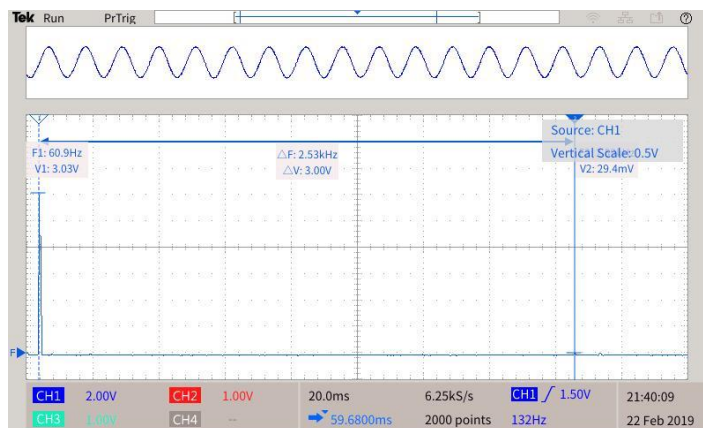


Figura 6.13 – FFT da corrente na fase A do secundário em Δ para injeção de plena potência ativa.

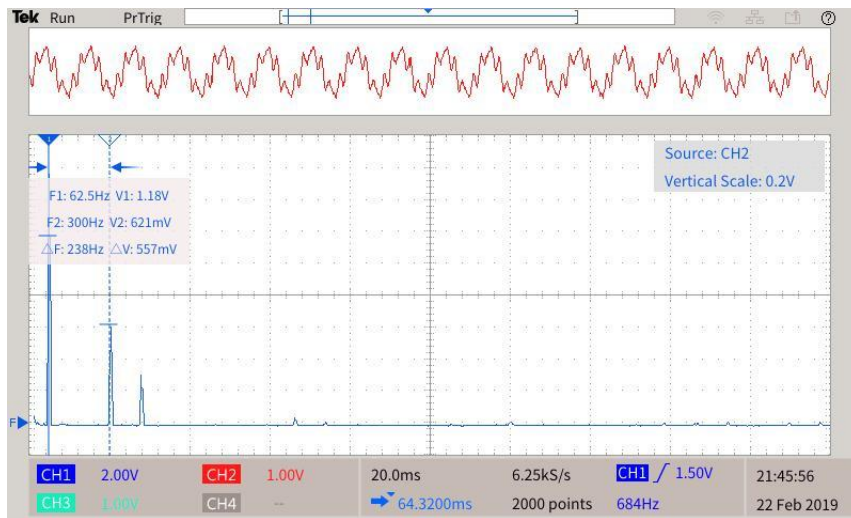
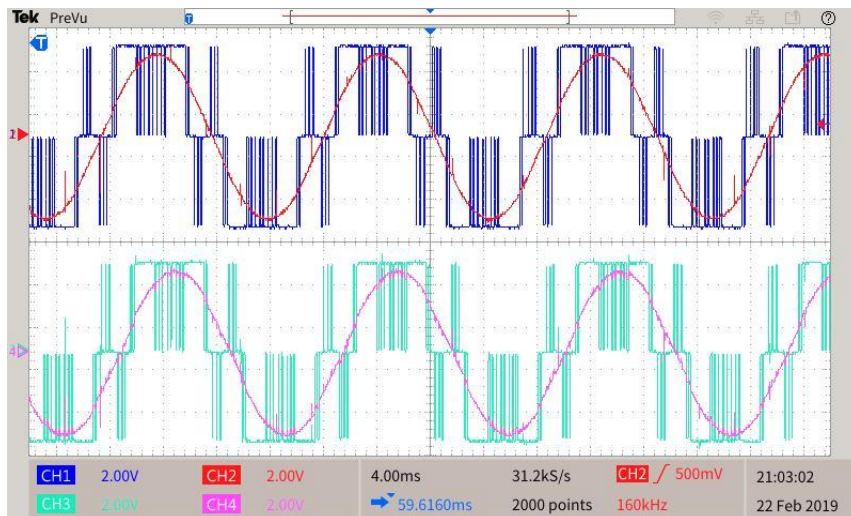
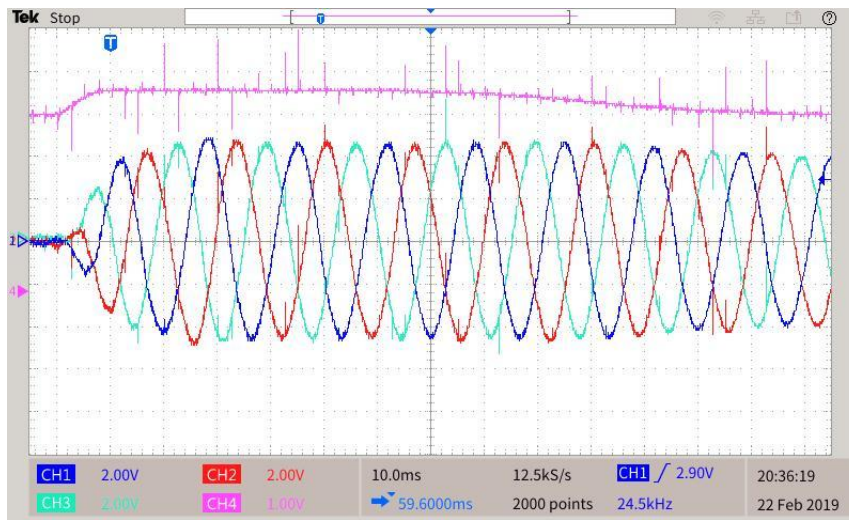


Figura 6.14 – Tensões de linha AB nos secundários do transformador (CH2 e CH4) e sintetizadas pelos conversores (CH1 e CH3).



Por fim, a Figura 6.15 apresenta um teste de injeção de plena potência em degrau e o comportamento das correntes na rede elétrica e da tensão do barramento cc. Tal teste foi feito para avaliar a estabilidade do sistema sob tal condição extrema de funcionamento e sem o uso do desacoplamento de perturbação externa (corrente da fonte cc). Pode-se observar que houve uma variação máxima de tensão de cerca de 48 V (15%) e que em cerca de oito ciclos da fundamental a tensão retornou ao seu valor nominal.

Figura 6.15 – Correntes trifásicas (CH1 a CH3) e tensão do barramento cc (CH4) para degrau de injeção de plena potência ativa.



6.2.2 Barramentos cc em série

Com o esquemático do *Control Center* modificado para barramentos cc em série ao invés de em paralelo, como mostrado na Figura 6.16, foram realizados os testes com um desbalanço na capacitância entre barramentos cc de 40 %, que é o máximo teoricamente possível se levarmos em consideração a tolerância de $\pm 20\%$ nas capacitâncias. As escalas utilizadas nas saídas analógicas do HIL estão indicadas na Tabela 6.2.

A Figura 6.17 apresenta a tensão de fase e as correntes trifásicas no modo de absorção de potência. Verifica-se a simetria das correntes e o aspecto senoidal novamente obtido através da composição de correntes altamente distorcidas em ambos os secundários (Figura 6.18). A Figura 6.19 apresenta as correntes nos enrolamentos do transformador para o caso da injeção de potência ativa.

Figura 6.16 – Circuito simulado no Typhoon HIL para barramentos cc em série.

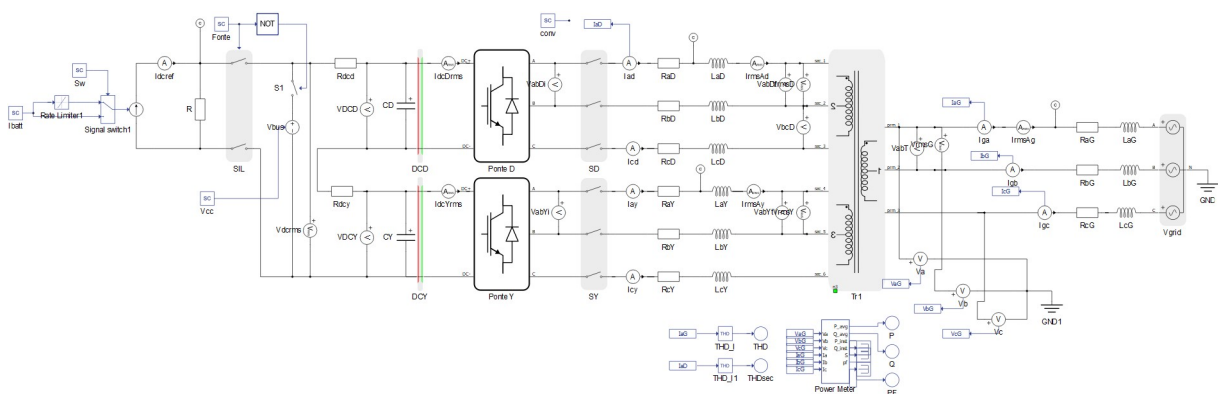
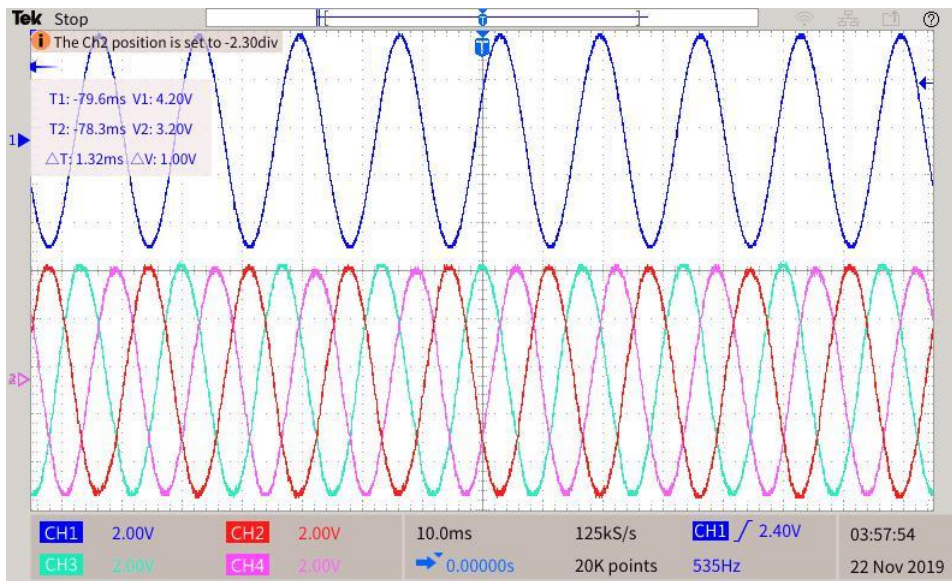
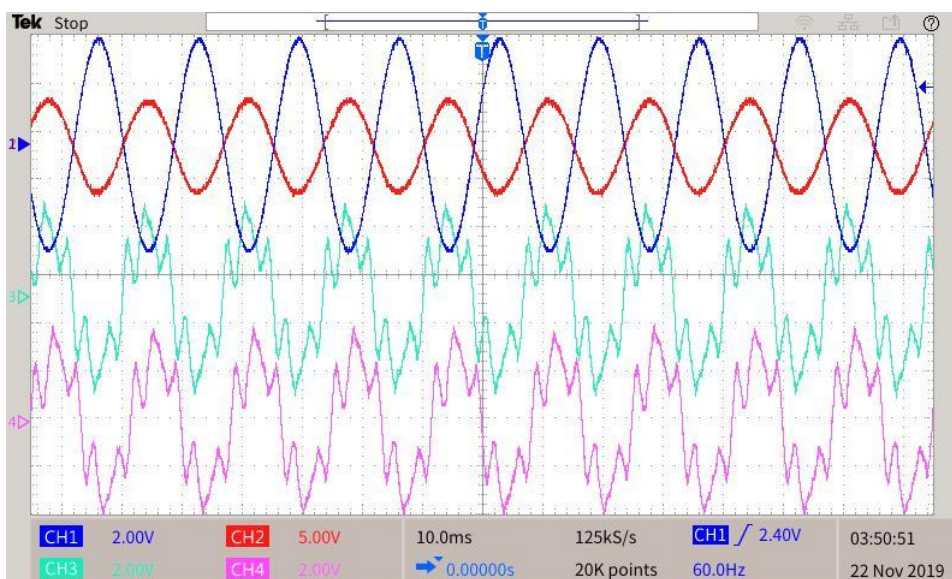


Tabela 6.2 – Escalas das saídas analógicas - série

Variável	Escala	Unidade
Tensões ca e cc	80	V/V
Correntes na rede elétrica e no barramento cc	12,445	A/V
Correntes nos secundários	20	A/V

Figura 6.17 – Tensão de fase (CH1) e correntes nas fases A (CH2), B (CH3) e C (CH4) para absorção em plena potência ativa.

Figura 6.18 – Tensão de fase (CH1) e correntes nos enrolamentos primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e estrela (CH4) para absorção de potência ativa.

A Figura 6.20 apresenta o resultado da FFT feita a partir dos dados coletados do osciloscópio para medição de corrente na fase A no modo de injeção de potência. Observa-se a ocorrência de harmônicos de baixa ordem, porém todos os valores abaixo dos limites recomendados pela IEEE 519.

A Figura 6.21 apresenta as correntes nos enrolamentos do transformador para o caso de injeção de cerca de 13 kW de potência ativa e consumo de cerca de 27 kVAr de potência reativa, indicando, portanto, a capacidade de controle com fator de potência de deslocamento não unitário.

Figura 6.19 – Tensão de fase (CH1) e correntes nos enrolamentos primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e estrela (CH4) para injeção de potência ativa.

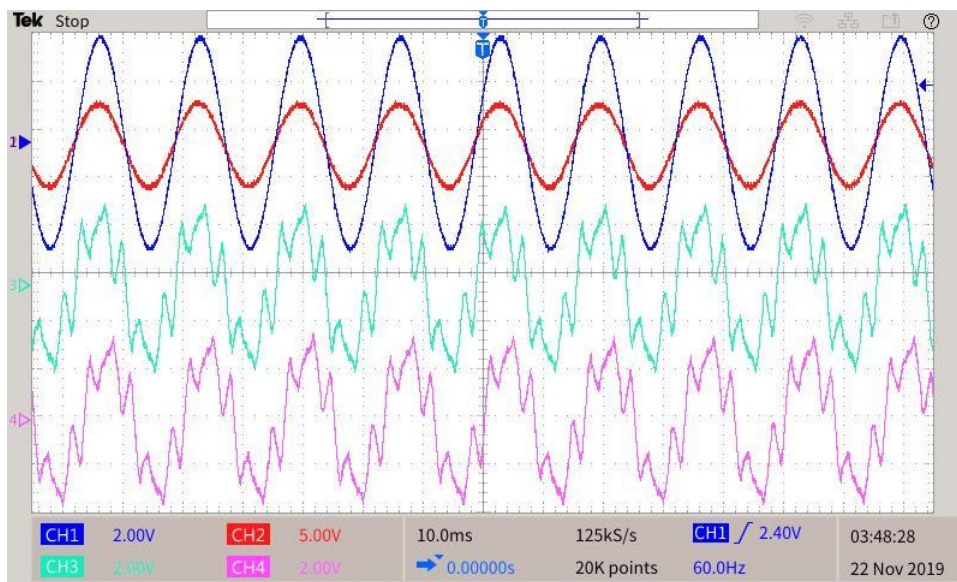
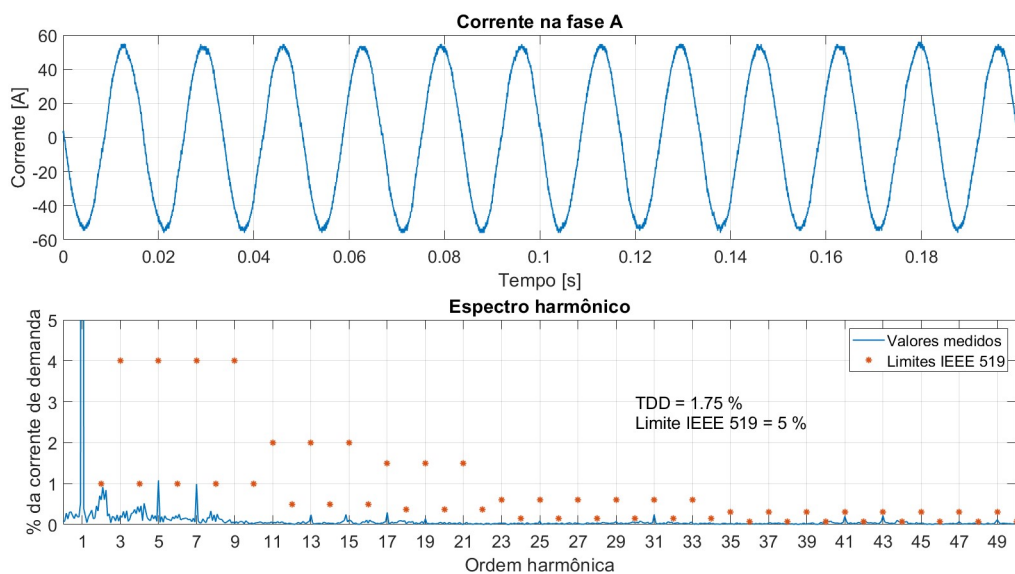


Figura 6.20 – FFT da corrente da fase para o caso série com desbalanço.



Por fim, a Figura 6.22 apresenta a transição em rampa do modo de absorção em plena potência para o modo de injeção também em plena potência, comprovando a capacidade dinâmica do controle e o funcionamento do controle de tensão (total e balanceamento).

Figura 6.21 – Fornecimento de potência ativa e consumo de potência reativa: tensão de fase (CH1) e corrente (CH2) na rede elétrica. Correntes nos secundários em Y (CH3) e Δ (CH4).

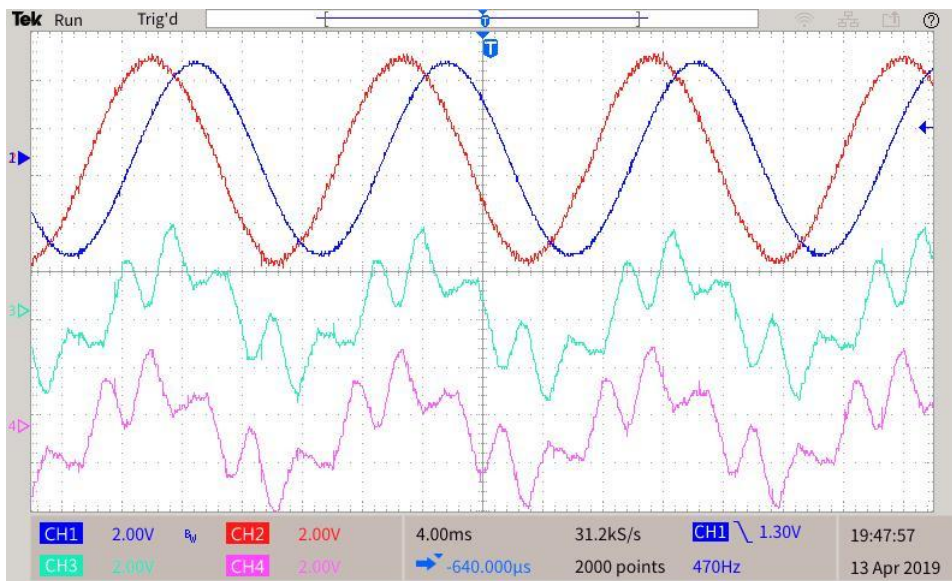
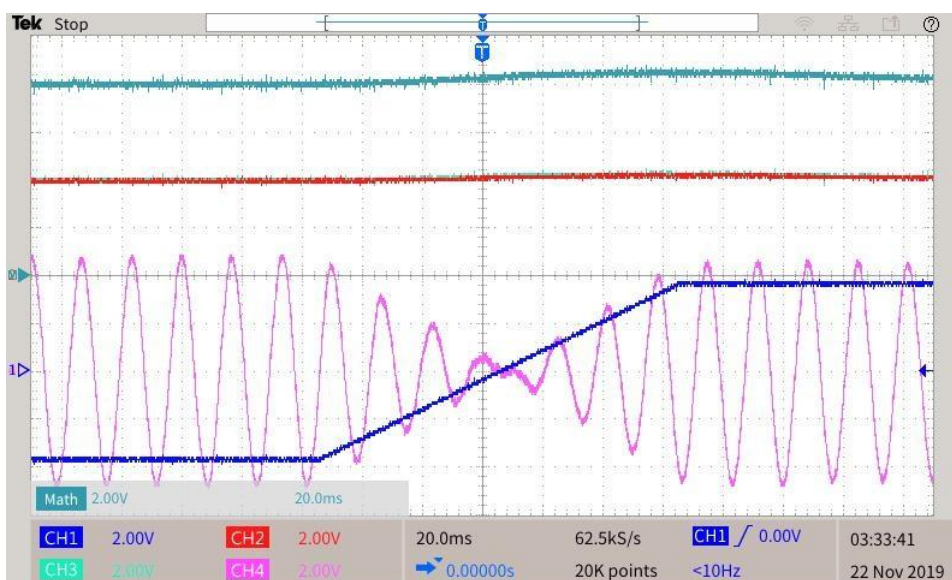


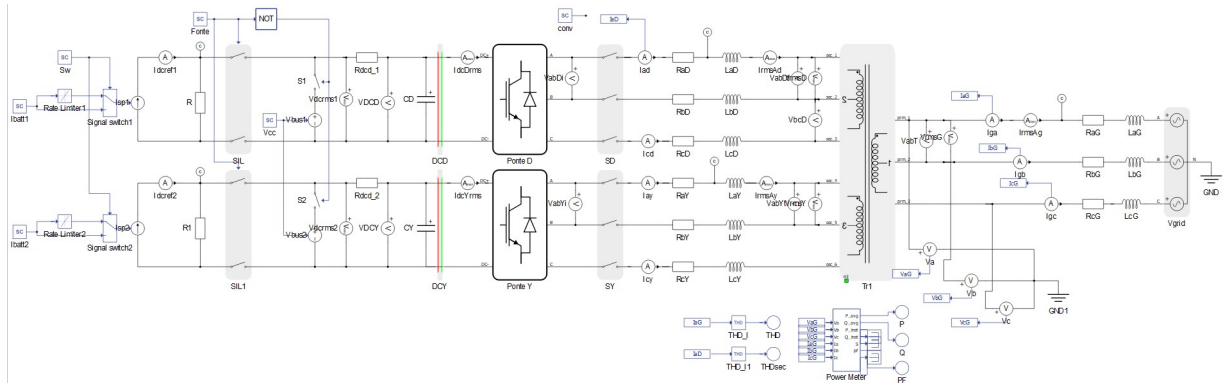
Figura 6.22 – Transição do consumo para o fornecimento de potência. Corrente nos terminais cc (CH1). Tensões cc nos conversores do Δ e do Y (CH2 e CH3, respectivamente) e total (Math). Corrente na rede elétrica (CH4).



6.2.3 Barramentos cc independentes

O circuito simulado para barramentos cc independentes está apresentado na [Figura 6.23](#), sendo que as escalas das saídas analógicas do HIL são as mesmas já apresentadas na [Tabela 6.2](#).

Figura 6.23 – Circuito simulado no Typhoon HIL para barramentos cc independentes.



Nesse caso foram simuladas várias condições de desbalanço de potências nas entradas cc de 0 a 100 %. A [Figura 6.24](#) apresenta o resultado de funcionamento para ausência de desbalanço, com o espectro harmônico da corrente na rede elétrica sendo apresentado na [Figura 6.25](#). Verifica-se nesses resultados o correto funcionamento do conversor com os resultados de distorção harmônica total e individuais abaixo dos limites recomendados.

Figura 6.24 – Fornecimento de potência ativa sem desbalanço: tensão de fase (CH1) e corrente (CH2) na rede elétrica. Correntes nos secundários em Δ (CH3) e Y (CH4).

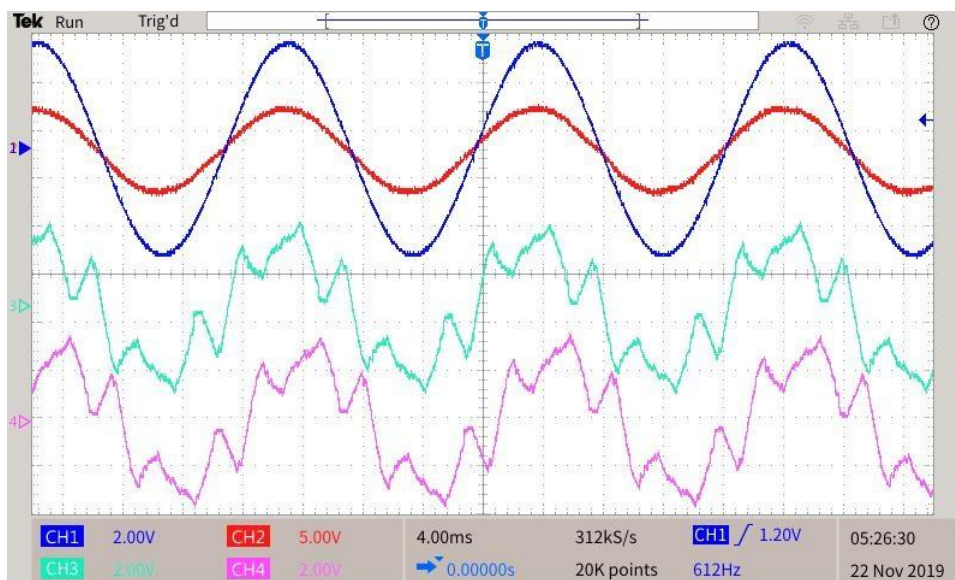
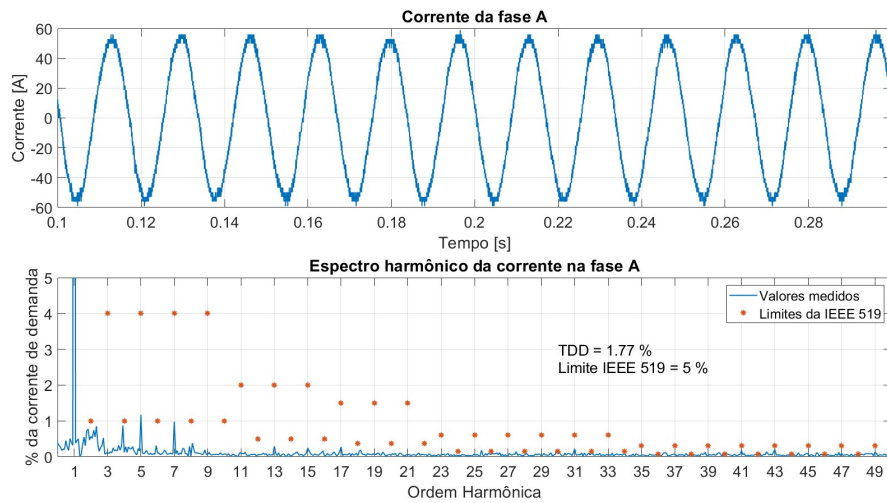


Figura 6.25 – FFT da corrente da fase para barramentos cc independentes sem desbalanço.



A Figura 6.26, por sua vez, apresenta o resultado de funcionamento para desbalanço de aproximadamente 32 %, enquanto que a análise harmônica para tal condição é apresentada na Figura 6.27. Verifica-se aqui ainda o correto funcionamento do conversor com a qualidade de forma de onda atingindo o limiar dos limites recomendados.

Por exagero, a Figura 6.28 apresenta o funcionamento para um VSC fornecendo plena potência ativa enquanto que o outro está consumindo plena potência ativa, provando que o sistema continua a funcionar, porém com a qualidade da forma de onda de corrente na rede elétrica completamente comprometida. A Tabela 6.3 sumariza os principais indicadores de qualidade para desbalanços de até 100 %.

Figura 6.26 – Fornecimento de potência ativa com desbalanço de $\approx 32\%$: tensão de fase (CH1) e corrente (CH2) na rede elétrica. Correntes nos secundários em Δ (CH3) e Y (CH4).

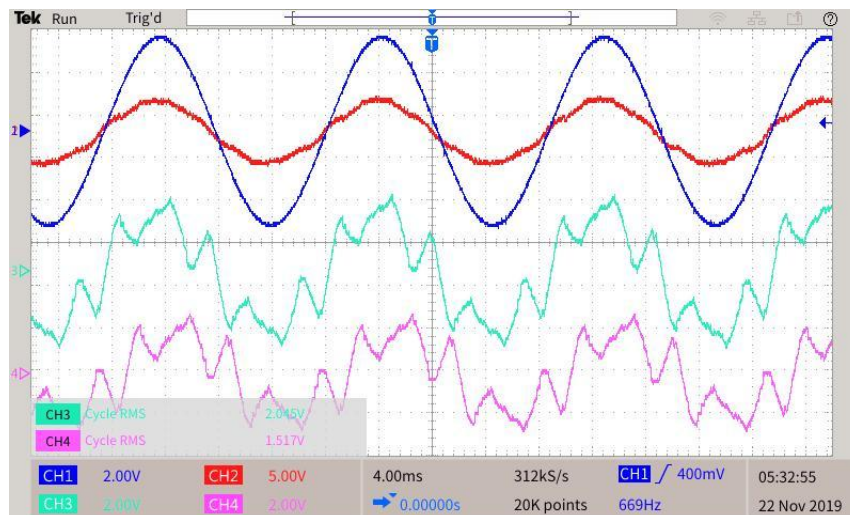


Figura 6.27 – FFT da corrente da fase para barramentos cc independentes com desbalanço.

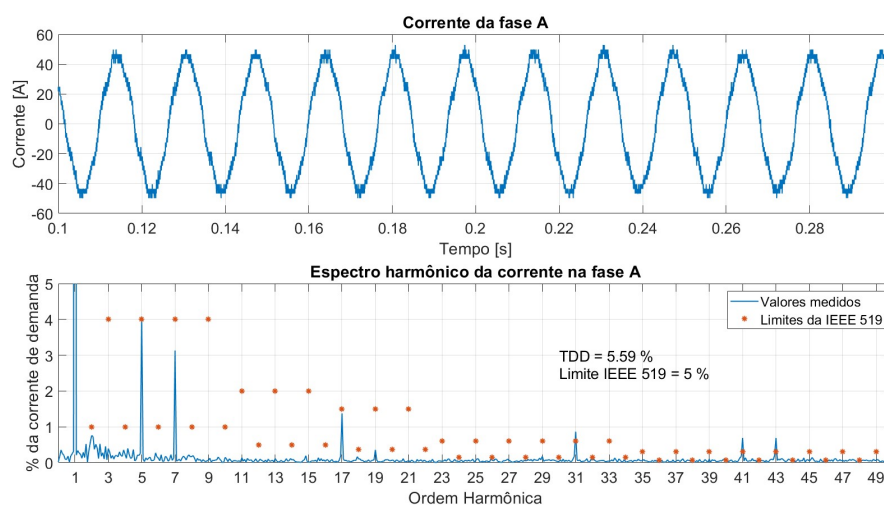
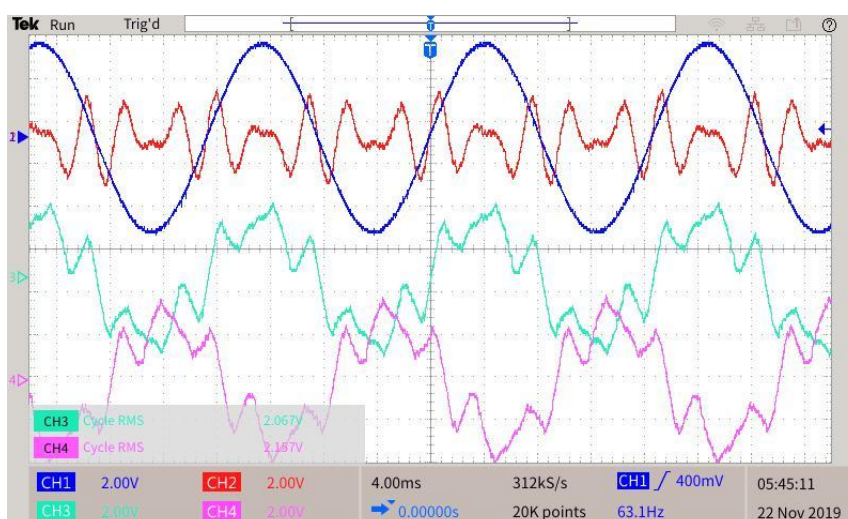
Figura 6.28 – Desbalanço de 200 %: tensão de fase (CH1) e corrente (CH2) na rede elétrica. Correntes nos secundários em Δ (CH3) e Y (CH4).

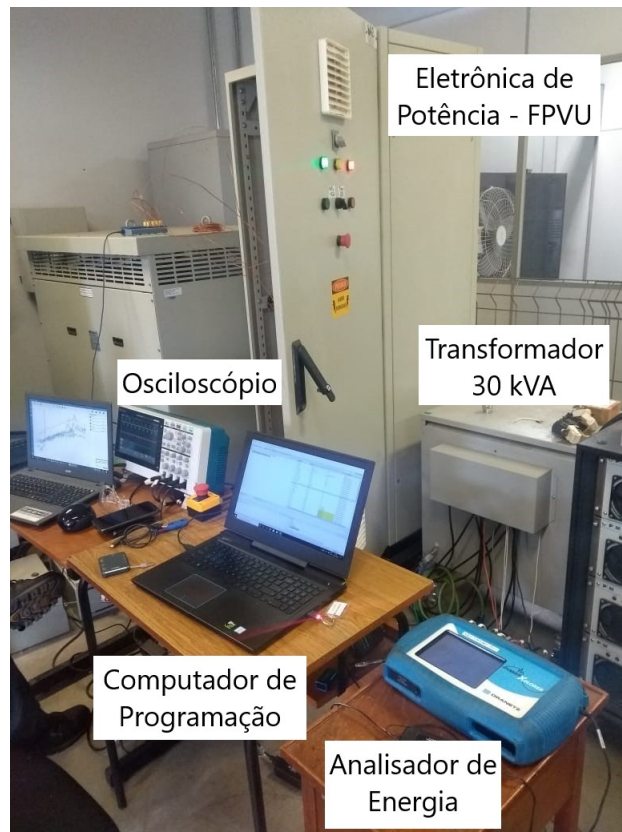
Tabela 6.3 – Indicadores de distorção em função do desbalanço.

Desbalanço	TDD	Desbalanço	TDD
≈ 10%	2.02%	≈ 21%	3.81%
≈ 32%	5.07%	≈ 43%	6.87%
≈ 53%	8.85%	≈ 64%	10.79%
≈ 74%	12.16%	≈ 85%	13.74%
≈ 96%	16.23%	≈ 100%	16.87%

6.3 Resultados experimentais em conversor FPVU 2L

Os experimentos laboratoriais realizados no protótipo do conversor FPVU de 2 níveis apresentado na [subseção 5.3.1](#) foram realizados no laboratório TESLA, onde a [Figura 6.29](#) apresenta uma das configurações da montagem³.

Figura 6.29 – Montagem de testes do protótipo em pequena escala.



6.3.1 Testes de circulação de corrente

Para permitir a plena circulação de corrente no protótipo conectado à rede elétrica sem a necessidade de uma fonte e/ou uma carga cc, foi realizada a conexão da [Figura 6.30](#). Este ensaio, doravante chamado *back-to-back*, permite a inserção de potência na rede elétrica através das pontes ativas (modo inversor), enquanto que a potência extraída do barramento cc é suprida pela própria rede através das pontes retificadores inerentes aos conversores Semikron (vide [Figura 5.11](#)). Procedendo dessa maneira, a rede é responsável pelo fornecimento apenas das perdas do conjunto sob ensaio, o que é um modo interessante para teste dos equipamentos, especialmente em potências mais elevadas⁴.

³ A imagem em questão apresenta a montagem do ensaio de corrente ([Figura 6.30](#)) com o analisador de qualidade de energia. Contudo, foram feitos ensaios em outras configurações (como na [subseção 6.3.2](#)) e com outros instrumentos, como com o wattímetro Yokogawa WT1800 que pode ser visto na [Figura C.12](#).

⁴ Como será o caso do protótipo do conversor FPVU em plena escala (280 kVA).

O transformador de interface ligado conforme [Figura 5.8](#) é utilizado para fornecer ao conversor FPVU uma tensão inferior (cerca de 380 V), a qual faz-se necessária uma vez que todo VSC 2 níveis funciona no modo *buck* quando trabalhando como inversor e a tensão no barramento cc é fixa no valor de tensão retificada pelas pontes a diodos.

A [Figura 6.31](#) apresenta o resultado das correntes trifásicas no primário do transformador de três enrolamentos em conjunto com a tensão de linha entre fases A e B. A corrente com forma de onda próxima da senoide na conexão com a rede elétrica é obtida através das correntes distorcidas nos secundários adequadamente defasadas entre si de 30° (em 60 Hz corresponde a 1,39 ms), como indicado de forma aproximada na [Figura 6.32](#). Importante notar que o transformador real possui conexões de enrolamento conforme grupo de ligação Dd0y11, fazendo com que a corrente do secundário em estrela esteja adiantada do secundário em triângulo.

Figura 6.30 – Diagrama de conexão para o ensaio *back-to-back*.

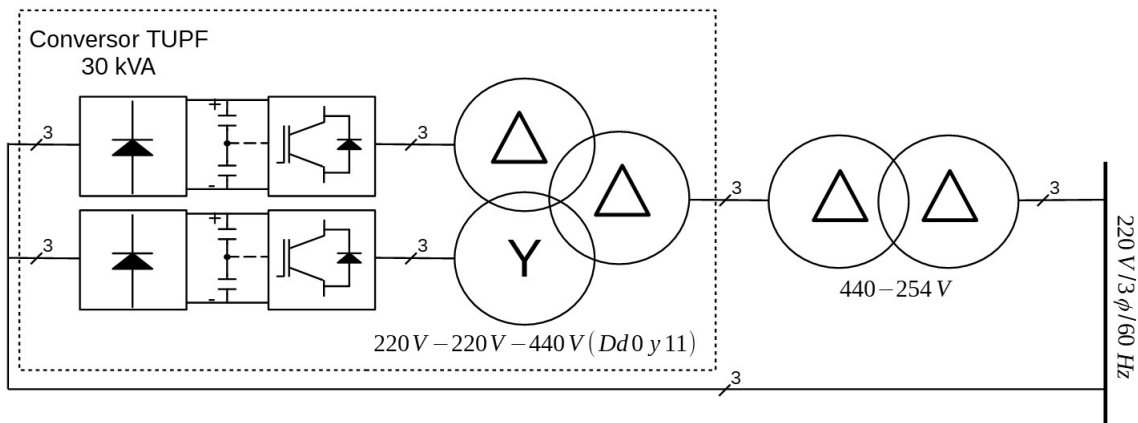


Figura 6.31 – Tensão de linha v_{AB} (CH1) e correntes trifásicas: i_A (CH2), i_B (CH3) e i_C (CH4) para o ensaio *back-to-back*.

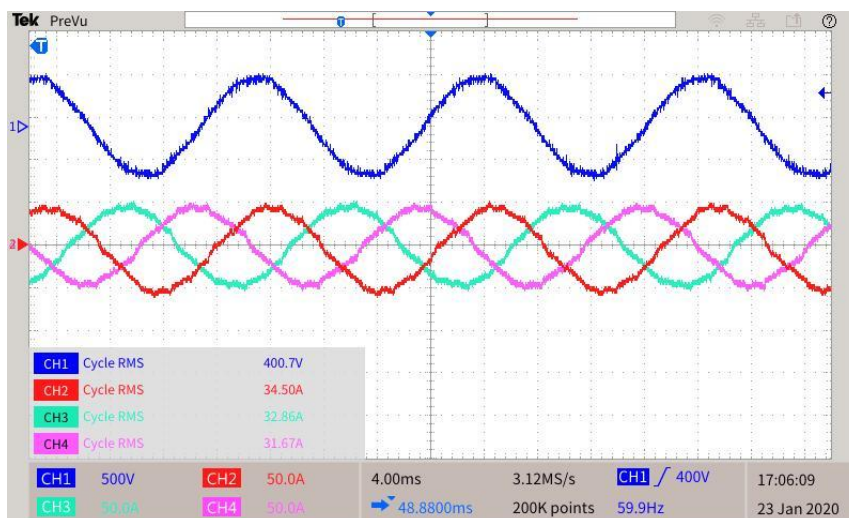
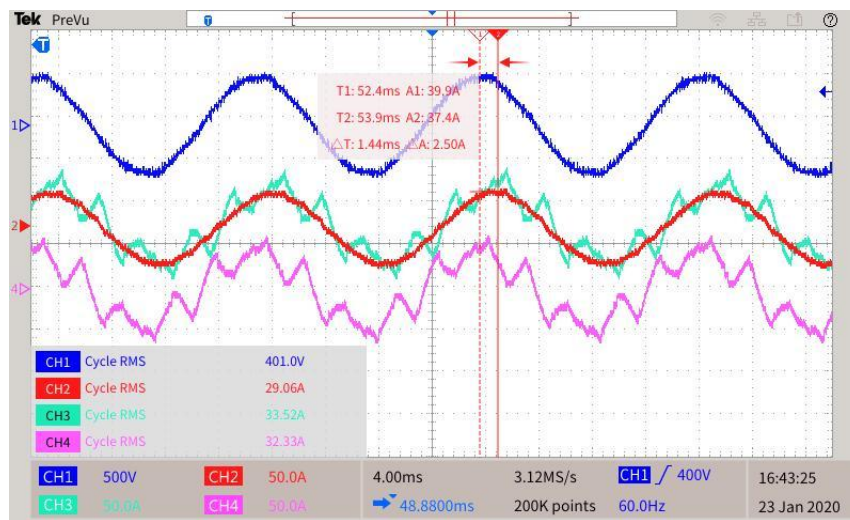


Figura 6.32 – Tensão de linha v_{AB} (CH1) e correntes do primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e Y (CH4) para o ensaio *back-to-back*.



A qualidade da forma de onda de corrente calculada computacionalmente, [Figura 6.33](#), apresenta uma distorção superior ao esperado pelos resultados de simulação em condições de rede senoidal equilibrada, o que foi confirmado com medições utilizando o analisador de energia Dranetz ([Figura 6.34](#)).

Isso se deve ao fato de neste ensaio *back-to-back* existir pulsação oriunda do uso dos retificadores passivos a 6 pulsos, como pode ser observado nas ondulações da medição da tensão chaveada na fase A para o terminal negativo do barramento cc na presença de corrente ([Figura 6.35](#)). Na [Figura 6.36](#), por outro lado, feita para o caso em que não houve comando para circulação de potência, as tensões chaveadas medidas – nesse caso, tensões de linha – não apresentam ondulações perceptíveis por se tratar do caso sem carga.

As diferenças entre a [Figura 6.34](#) e a [Figura 6.33](#) são motivadas pela precisão do analisador de energia ($\pm 0,1\%$ da medição $\pm 0,05\%$ do fundo de escala) somada a precisão da ponta de corrente (DRANFLEX-3003XL: $\pm 1\%$ da medição $\pm 0,1 A$ para a escala de 300 A). Considerando uma corrente de pico de 50 A, verifica-se que podemos chegar a um erro na casa de 0,9 A (1,8%), valor que abrange todos os harmônicos não característicos apresentados pela medição com o analisador de energia.

Para verificar a possibilidade de circulação de reativos, a [Figura 6.37](#) apresenta o resultado para consumo de reativos apenas (funcionamento emulando um indutor). Verifica-se a defasagem entre corrente e tensão, contudo há um certo comprometimento da forma de onda de corrente no primário do transformador de três enrolamentos, o que é um efeito combinado do baixo índice de modulação utilizado no consumo de reativos com a pulsação no barramento cc.

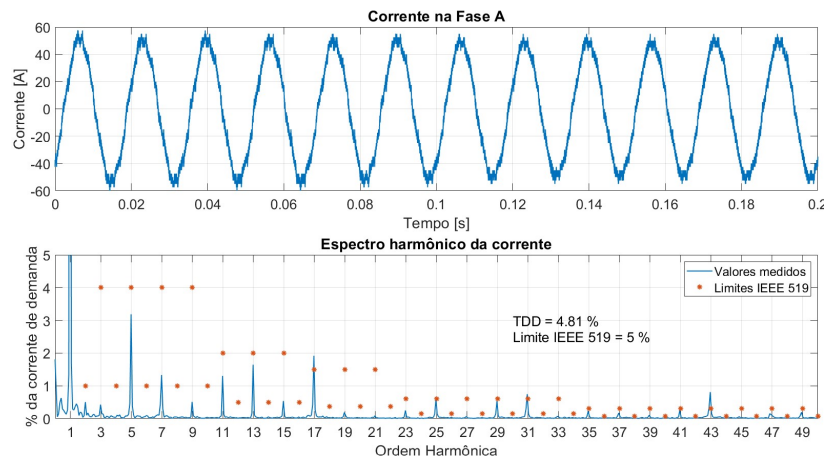
Figura 6.33 – FFT da corrente da fase para o ensaio *back-to-back*.

Figura 6.34 – Indicadores harmônicos retirados do analisador de qualidade de energia.

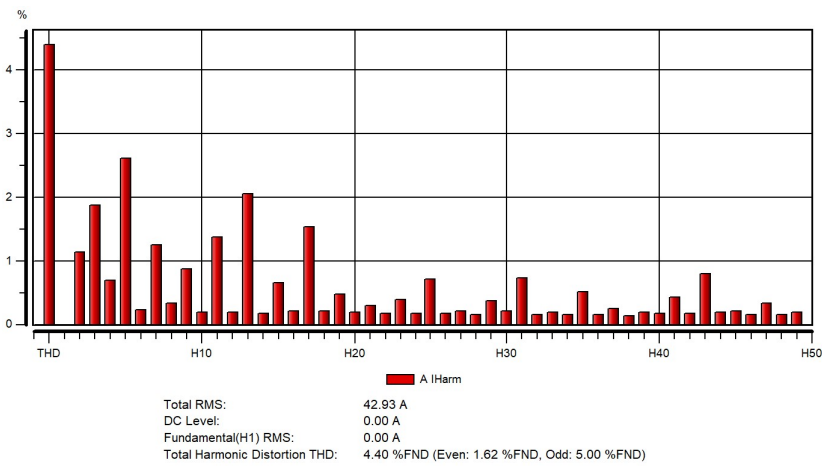
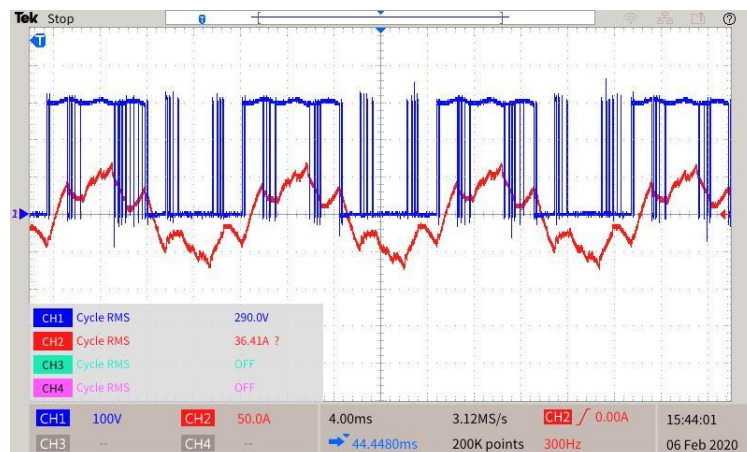
Figura 6.35 – Tensão sintetizada na fase A do conversor referenciada ao barramento negativo (CH1) e correntes na mesma fase (CH2) para o ensaio *back-to-back*.

Figura 6.36 – Tensões de linha v_{BC} no primário (CH1) e sintetizadas pelos conversores dos secundários em Δ (CH2) e Y (CH3) e corrente no secundário em Y (CH4).

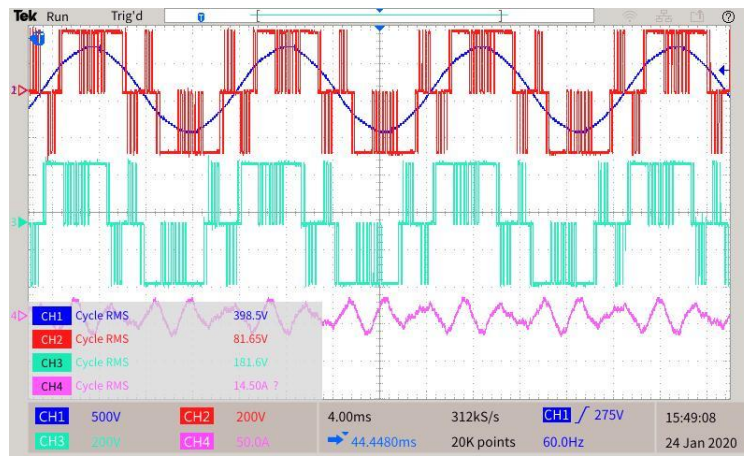
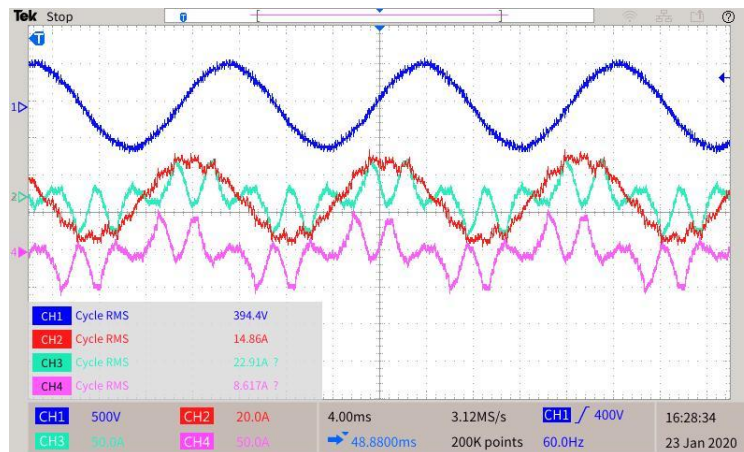


Figura 6.37 – Tensão de linha (CH1) e correntes do primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e Y (CH4) para consumo de potência reativa.



6.3.1.1 Análise de perdas

Na Figura 6.38, o protótipo foi colocado em funcionamento injetando potência ativa e, ao mesmo tempo, fornecendo reativos de forma a obter-se corrente próxima à nominal do conversor com uma pequena defasagem da corrente. Essa condição de operação é utilizada para o cálculo de perdas, pois consegue-se corrente nominal sem saturar o índice de modulação.

Utilizando o analisador de potência Yokogawa WT1800, foram feitos dois ensaios:

- No primeiro caso, Figura 6.39, os elementos do analisador são ligados de forma a permitir a medição de rendimento / perdas de todo o conjunto do protótipo conversor FPVU: pontes retificadoras, pontes IGBT e transformador. Os resultados são apresentados na Figura 6.40;

Figura 6.38 – Tensão de linha (CH1) e correntes do primário (CH2), secundário em Δ (CH3) e Y (CH4) para fornecimento de potência ativa e reativa.

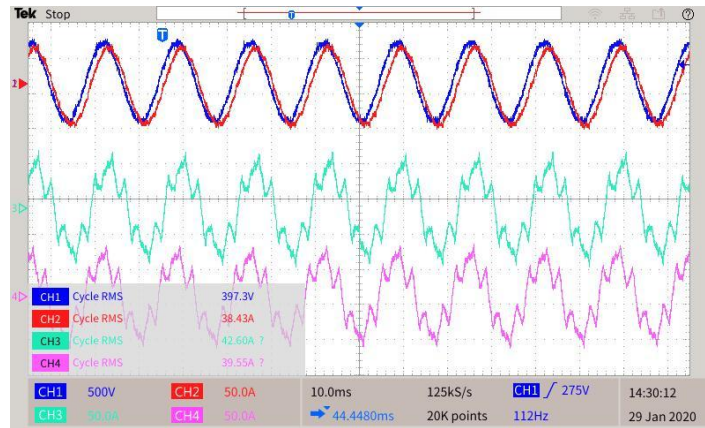


Figura 6.39 – Diagrama de conexão para medição das perdas totais.

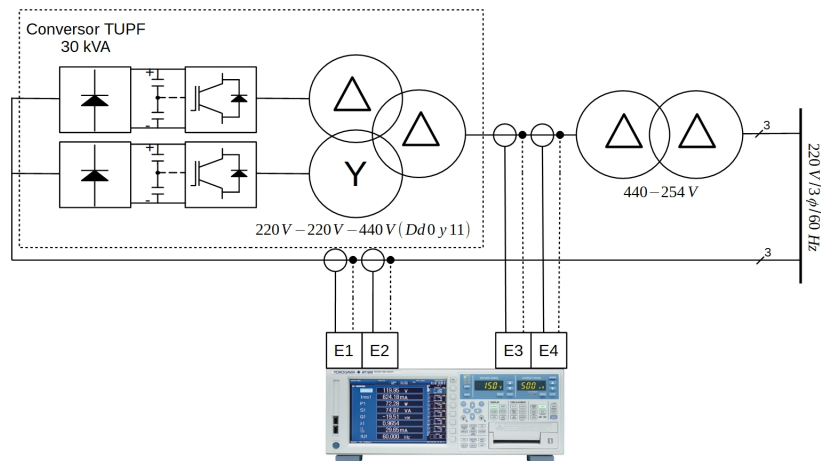
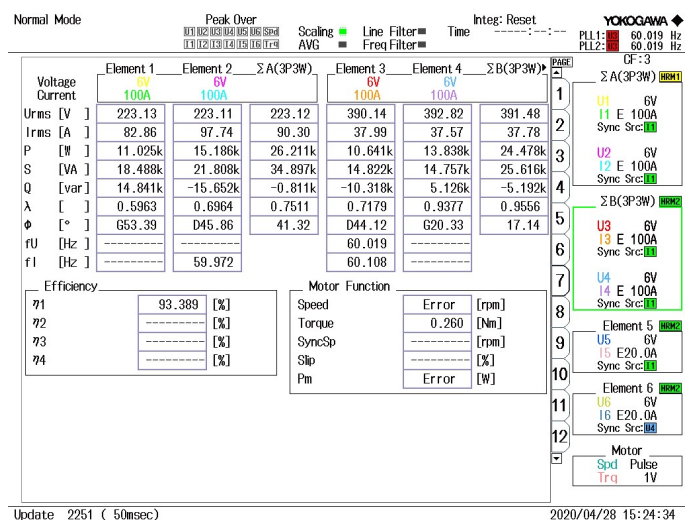


Figura 6.40 – Resultado da medição de perdas totais.



- b) No segundo caso, [Figura 6.41](#), os elementos do analisador são ligados de forma a permitir a medição das perdas somente no transformador. Os resultados são apresentados na [Figura 6.42](#).

Para separar as perdas dos retificadores a diodos, o que não foi possível fazer por meio de medições devido a não existir ponto acessível na saída dos retificadores para medição da corrente, foi medida a forma de onda de corrente na entrada do paralelo dos retificadores ([Figura 6.43](#)) e estimadas as perdas com base nos dados do *datasheet* do módulo de diodos [146], conforme [Figura 6.44](#). A distribuição das perdas e rendimentos de cada estágio de conversão / transformação são então aproximadas de acordo com a [Tabela 6.4](#).

Figura 6.41 – Diagrama de conexão para medição de perdas no transformador.

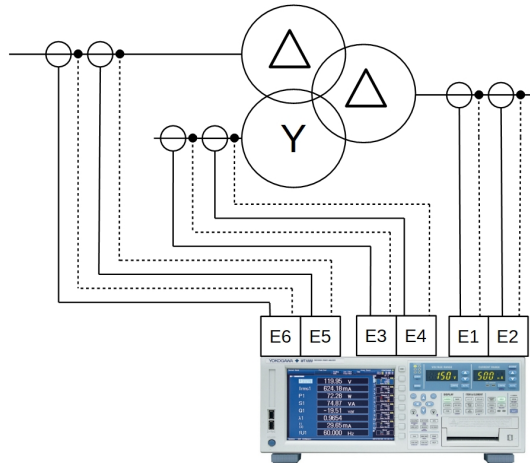


Figura 6.42 – Resultado da medição de perdas no transformador.

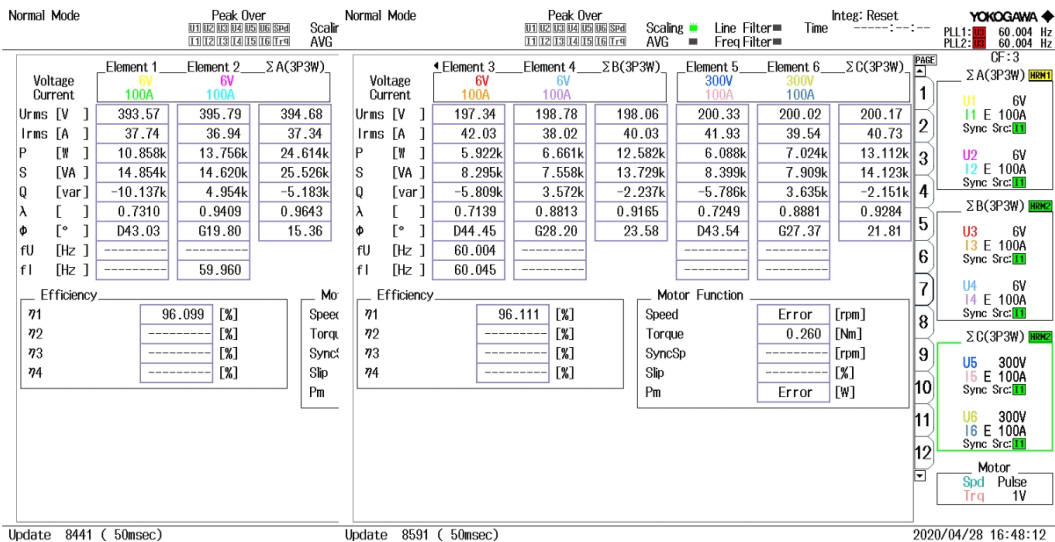


Figura 6.43 – Corrente na entrada dos retificadores a diodo.



Figura 6.44 – Cálculo de perdas em um diodo do módulo retificador trifásico em ponte.

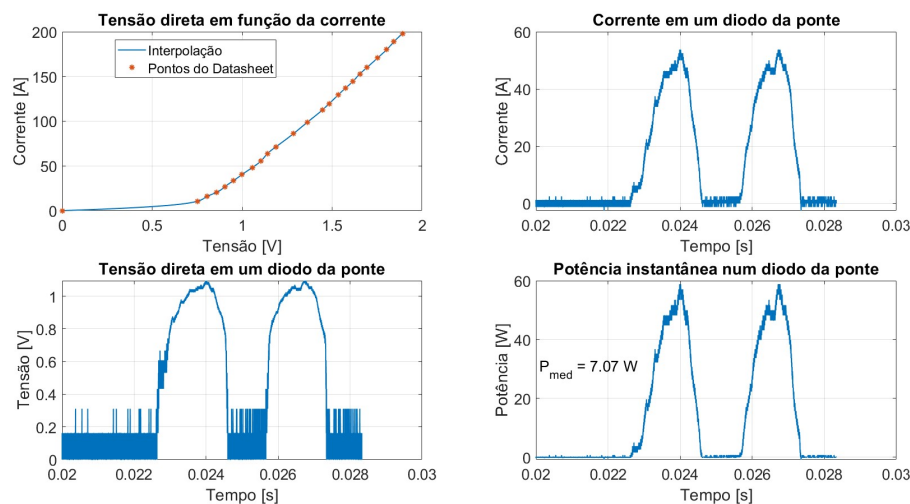


Tabela 6.4 – Distribuição das perdas no protótipo em pequena escala.

Estágio de conversão	Perdas [W]	Perdas [%]	Rendimento [%]
Pontes de diodos	84,83	4,90	99,68
Pontes IGBTs	568,17	32,78	97,8
Transformador	1080	62,32	95,8
TOTAL	1733	100	93,4

Mais de 60% das perdas estão no transformador, enquanto que cerca de 33% correspondem as pontes IGBTs. As perdas nos diodos representam 4,9% e não devem ser consideradas como do conversor FPVU, já que o retificador a diodos não é parte inerente

da tecnologia. Esse foi utilizado apenas para viabilização dos testes em plena corrente. Em termos percentuais, deve-se também considerar que o teste foi realizado em plena corrente, mas não em plena potência dada a necessidade de uma tensão menor para permitir o teste *back-to-back* (24,6 kW de acordo com a [Figura 6.42](#)).

Quanto ao transformador, maior responsável por perdas, o seu rendimento individual de 95,8% está menos de 1% abaixo do valor dos ensaios de fábrica do equipamento, cujas perdas totais de 1040 W apresentadas no Anexo B correspondem a um rendimento de 96,65%. A diferença se deve ao uso do transformador em potência inferior e também a alguma contribuição de perdas adicionais no cobre pela circulação de correntes com alto conteúdo harmônico nos secundários.

6.3.2 Testes com a usina fotovoltaica

Fazendo uso de um arranjo de painéis fotovoltaicos disponível na Usina Solar Fotovoltaica TESLA, cujos dados estão sumarizados na [Figura 6.45](#) e é composta por painéis solares YL 245 P-32b [147], o protótipo foi ligado conforme [Figura 6.46](#). O transformador para disponibilizar a tensão de cerca de 380 V foi mantido para permitir uso de menores valores de tensão no barramento cc, como o demanda o ponto de máxima potência nominal do arranjo – 440 V iria resultar numa tensão mínima de 622 V, a qual está acima da tensão de máxima potência nominal do arranjo.

Na prática, foi verificado com o auxílio de um *Curve Tracer* que o arranjo estava trabalhando com valores de tensão e potência bem inferiores aos valores nominais ([Figura 6.47](#)) indicando uma degradação de parte dos painéis da série.

A [Figura 6.48](#) indica um teste preliminar do controle de tensão antes da conexão da usina. A referência de tensão foi alterada em degrau de 600 V para 530 V, e o controle foi capaz de se adequar a mudança em menos de 6 ciclos da fundamental, mantendo o balanceamento das tensões dos barramentos cc.

O teste foi realizado no dia 23 de abril de 2020 por 2 horas. A [Figura 6.49](#) indica as curvas da potência inserida e da irradiação medida na Usina durante os ensaios, onde pode-se verificar que a potência segue a trajetória da irradiação, embora a limitação indicada na [Figura 6.47](#) fez com que não fosse possível extrair a máxima potência do arranjo, já que a tensão de máxima potência possui valor inferior a mínima tensão possível no barramento cc ($380\sqrt{2} = 537,4 V$).

Por fim, na [Figura 6.50](#) a irradiância é substituída pelo rendimento indicando que o rendimento do conversor é tanto maior quanto maior seja a potência transferida, o que é comum para todo conversor eletrônico de potência: o rendimento do equipamento é tanto maior quanto mais próximo das características nominais. Aqui vale ainda ressaltar que trabalhou-se com potências bem inferiores à nominal do protótipo (30 kW), portanto o

rendimento tende a ser superior para os casos em que o dimensionamento do sistema de geração e do conversor sejam compatíveis.

Figura 6.45 – Curvas características dos módulos e do arranjo montado.

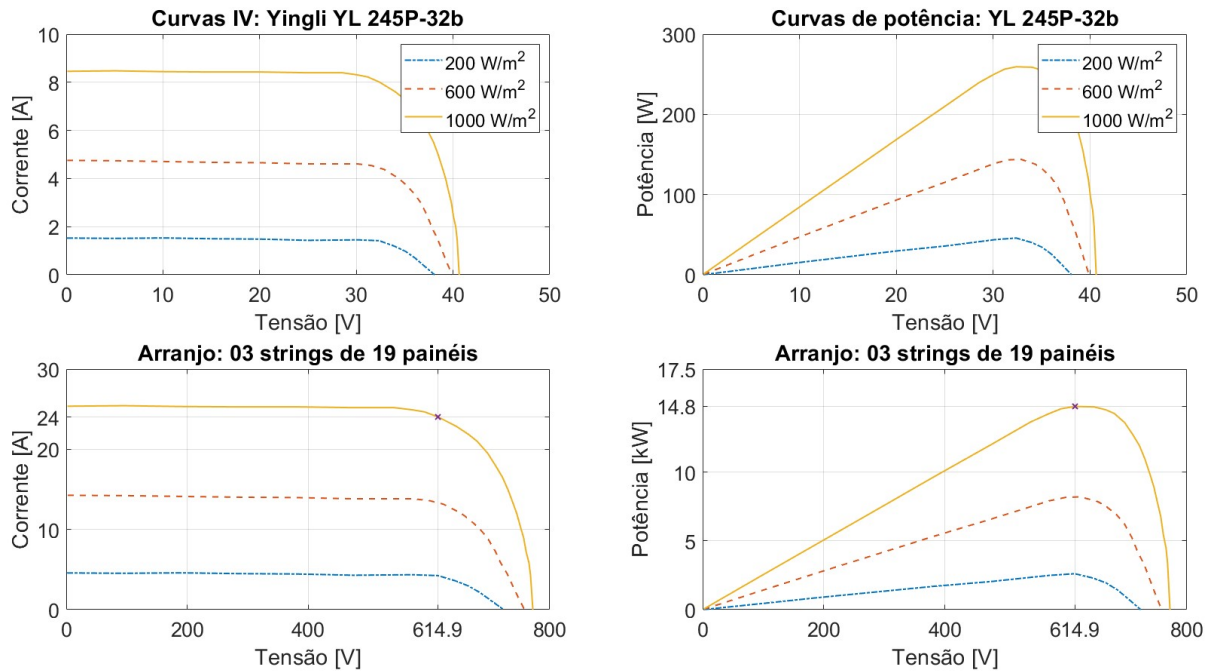


Figura 6.46 – Conexão do ensaio com a Usina Solar.

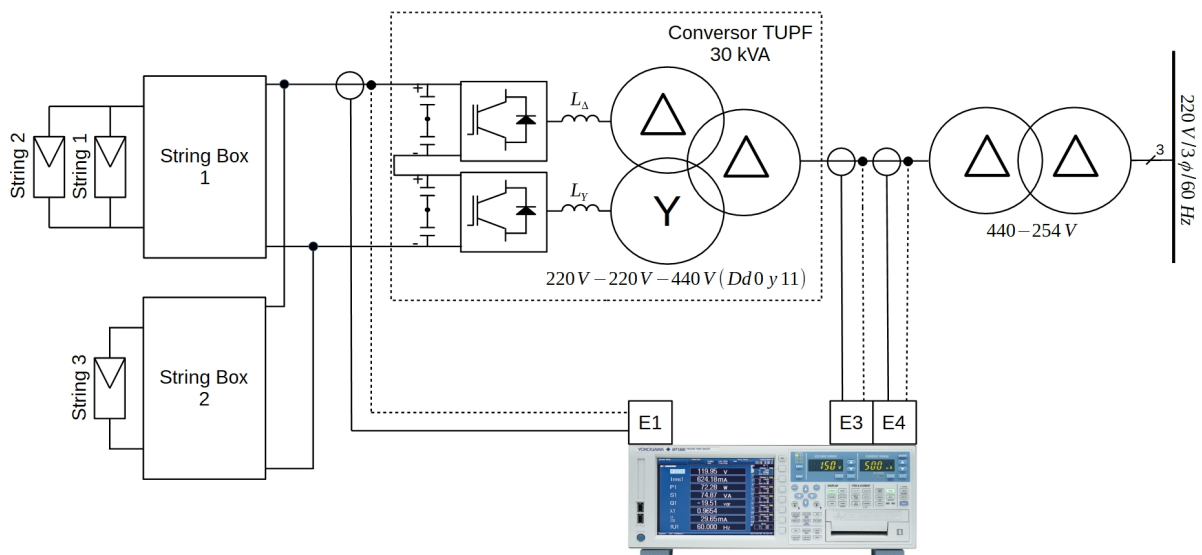


Figura 6.47 – Dados de funcionamento do arranjo solar obtido com o *Curve Tracer*.

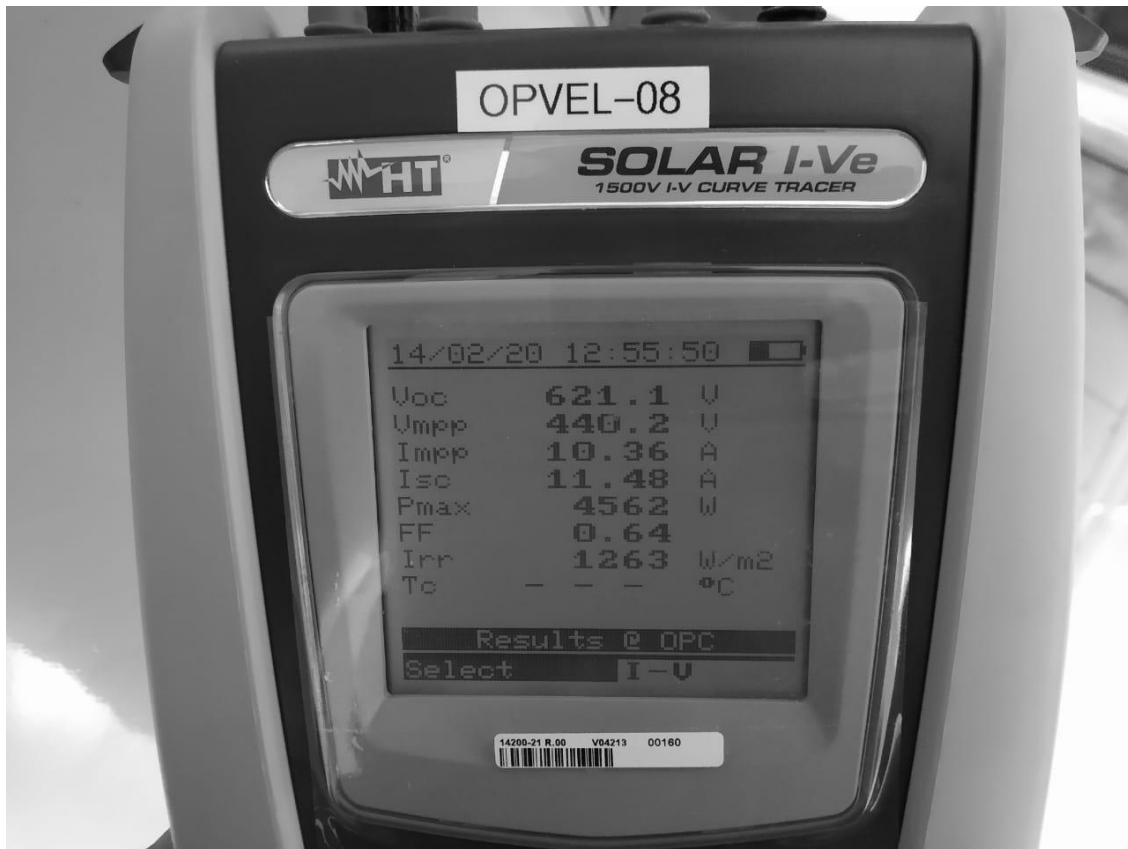


Figura 6.48 – Teste do controle de tensão: tensão de linha no primário (CH1), corrente de fase no primário (CH2), tensão cc dos conversores do Δ (CH3) e do Y (CH4).

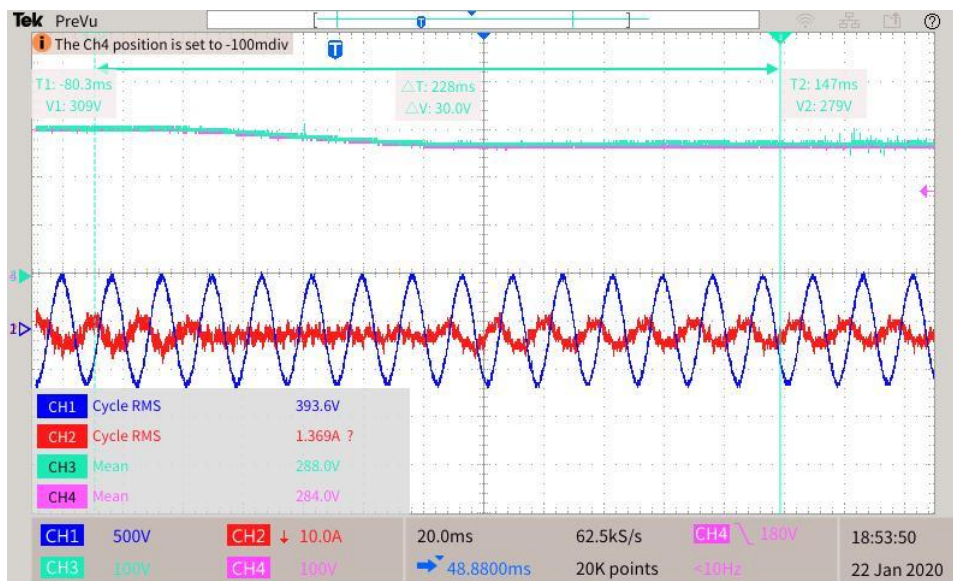


Figura 6.49 – Potências e irradiância em função do tempo durante o ensaio.

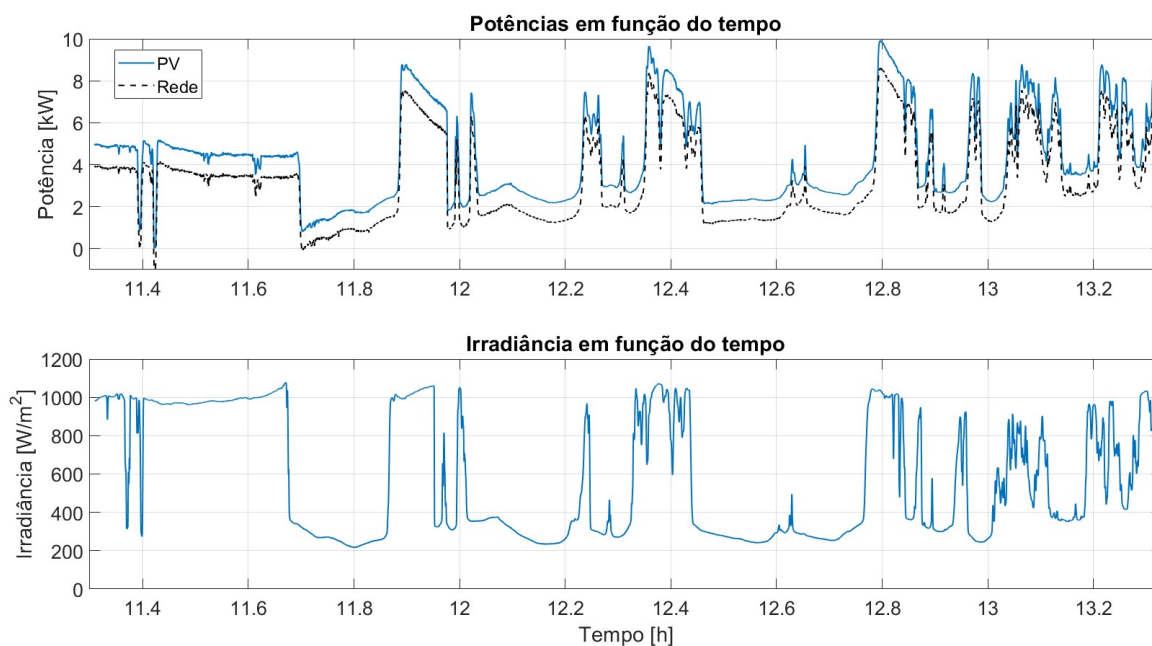
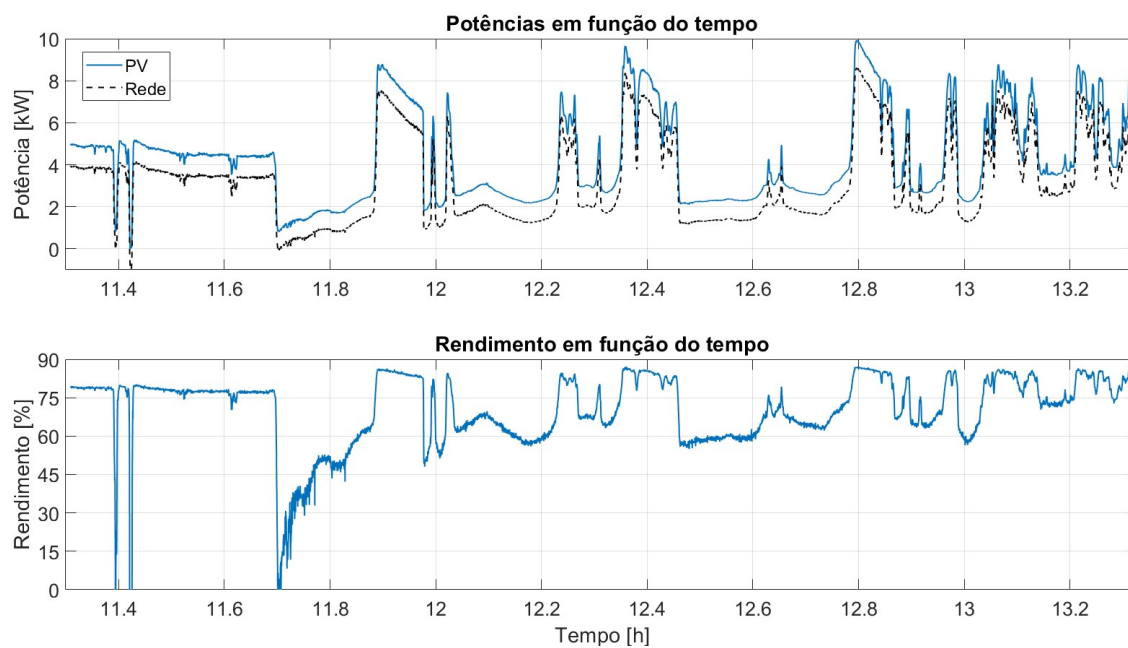


Figura 6.50 – Potências e rendimento em função do tempo durante o ensaio.

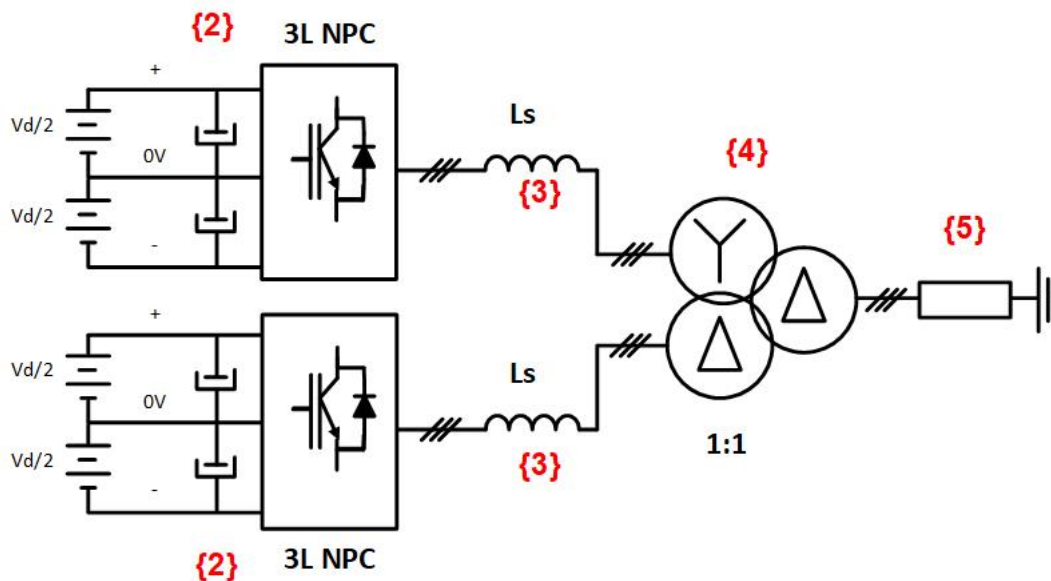


6.4 Resultados preliminares em conversor FPVU 3L

Resultados experimentais preliminares foram obtidos para demonstrar, ainda que em malha aberta (índice de modulação e frequência fixas), o conceito do conversor FPVU 3 níveis. A configuração de testes está apresentada nas Figuras 6.51 e 6.52, onde dois conversores trifásicos de 3 níveis de montagem da WEG⁵{2} tiveram seus respectivos barramentos cc alimentados através de baterias chumbo-ácidas e suas saídas ligadas através de reatores {3} a um transformador de três enrolamentos {4}. Por fim, o enrolamento primário deste transformador foi ligado a uma carga RL {5}.

A Figura 6.53 mostra a forma de onda da tensão de fase de um conversor, a forma de onda de sua tensão de linha e o seu espectro harmônico. A Figura 6.54 mostra a corrente chaveada pelos dois conversores com seus respectivos harmônicos e a corrente resultante na carga. Por fim, a Figura 6.55 mostra as mesmas formas de onda, mas agora com os harmônicos da corrente na carga. Pode-se verificar, novamente, a capacidade do sistema em eliminar os harmônicos desejados através da combinação conversores e transformador, obtendo, dessa maneira, uma forma de onda de corrente na carga bem próxima da senoidal.

Figura 6.51 – Configuração de testes com conversores 3 níveis.



⁵ Protótipos fabricados sob encomenda de 7,5 kW / 220 V cada.

Figura 6.52 – Foto da montagem do experimento utilizando conversores de três níveis

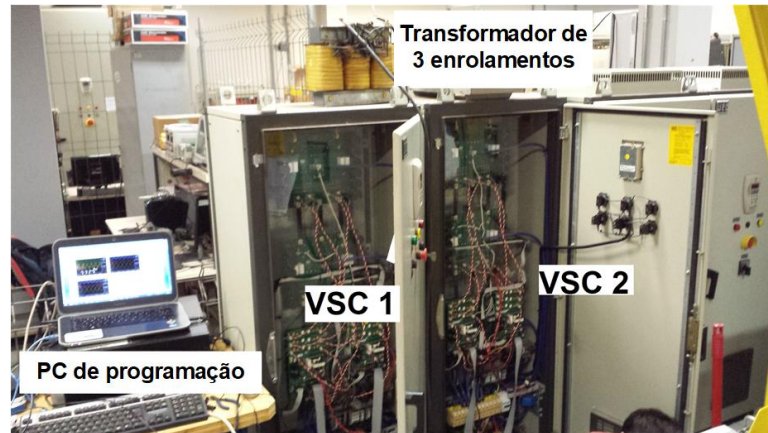


Figura 6.53 – Experimento 3 níveis: Tensões de fase (a), linha (b) e harmônicos (c) do conversor.

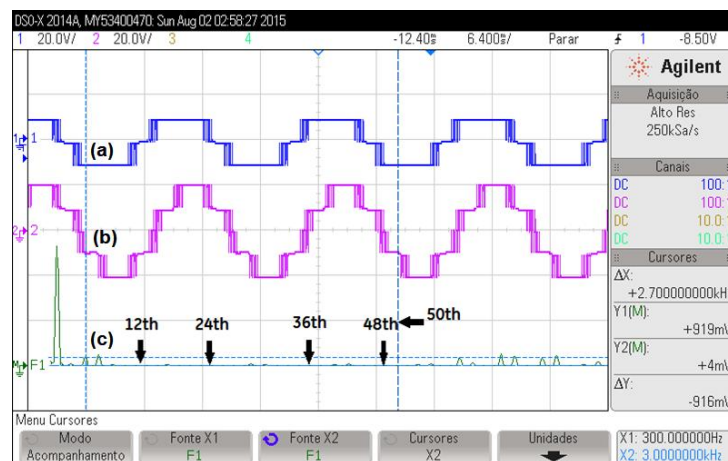


Figura 6.54 – Correntes no secundários em delta (a) e em estrela (b), e no primário (c), e espectro harmônico da corrente em um dos secundários (d).

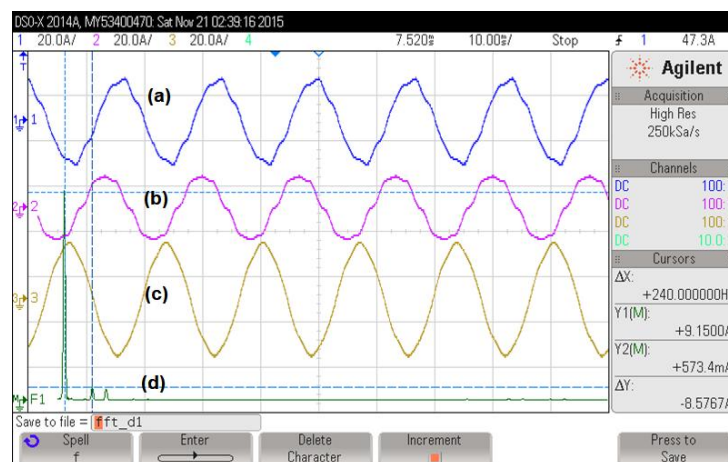
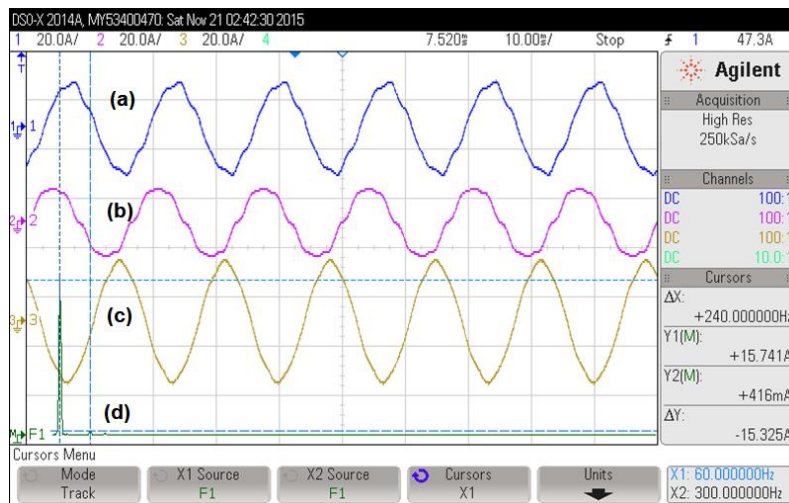


Figura 6.55 – Correntes no secundários em delta (a) e em estrela (b), e no primário (c), e espectro harmônico da corrente no primário (d).



6.5 Síntese do capítulo

O algoritmo dos controles de corrente em coordenadas síncronas e tensão em malha fechada e das proteções foi implementado em microcontrolador TMS320F28335 com auxílio do *Embedded Coder toolbox* do MATLAB. Já os moduladores SHE PWM em conjunto com seu próprio PLL foram implementados no FPGA MAX 10 com o auxílio do *HDL Coder toolbox* também do MATLAB. O conjunto de ângulos implementado corresponde ao conversor FPVU versão 1 identificado no [Capítulo 3](#).

O controle foi testado em plataforma de simulação em tempo real nas três configurações possíveis de conexão dos barramentos cc: em paralelo, em série e independentes. Em todos os casos mostrou-se o efetivo funcionamento do *hardware* e *software* de controle, produzindo correntes senoidais na rede elétrica.

Para barramentos cc em série, mesmo um forte desbalanço de 40% entre capacidades não foi capaz de comprometer a qualidade da forma de onda de corrente. Já para barramentos independentes, a distorção harmônica de corrente aumenta na medida em que se aumenta o desbalanço entre as potências de entrada, embora a capacidade de controle do conversor não seja comprometida mesmo nos casos mais extremos.

Uma vez validado o controle, foram realizados testes em um protótipo em escala reduzida (30 kVA). Testes do tipo *back-to-back* foram realizados para permitir a circulação de plena corrente, enquanto só era demandado da rede elétrica a potência necessária para suprir as perdas da montagem. Esse método apresentou duas desvantagens principais: necessidade de redução da tensão nos conversores para permitir a circulação da corrente e comprometimento da qualidade de forma de onda de corrente na saída em virtude da

pulsação dos barramentos cc alimentados por pontes retificadoras. Os testes, contudo, foram capazes mostrar o correto funcionamento da tecnologia proposta.

As análises de perdas mostraram bons resultados de rendimento do sistema, em especial se levado em consideração que a potência efetiva no primário do transformador (24,6 kW) representa 82% da potência nominal do conversor. Mais de 60% das perdas ficaram concentradas no transformador, sendo que as pontes IGBTs corresponderam por aproximadamente metade desse valor.

Testes com o protótipo do conversor FPVU ligado à Usina Fotovoltaica mostraram a capacidade de o mesmo funcionar por horas variando a potência na saída em proporção a irradiância disponível. O rendimento do conversor mostrou-se ser função da potência de saída, o que é comum a todos os SCP. Um rendimento superior a 85% foi obtido para uma potência de saída inferior a 9 kW, o que corresponde a menos de um terço da potência de saída nominal do protótipo.

Testes preliminares com uma versão de três níveis do conversor FPVU foram realizados. Embora em malha aberta e com baixa potência, os resultados provam que o conceito do conversor FPVU pode ser expandido para essa opção com maior número de níveis, se for requerido pela aplicação.

No próximo capítulo são apresentadas as conclusões do presente trabalho, seguidas de propostas para continuidade da pesquisa nesta tecnologia.

7 Conclusões

O princípio de funcionamento do conversor baseia-se no uso da propriedade inerente de cancelamento de harmônicos de um transformador com dois secundários, um em triângulo e outro em estrela, e da correta síntese de tensões sem os harmônicos não cancelados pelo transformador, fazendo uso da técnica de modulação por eliminação seletiva de harmônicos. Antes do presente trabalho, tal tecnologia estava ainda em estado inicial de desenvolvimento com apenas resultados de simulação num ambiente idealizado, onde todo o controle funcionava na mesma taxa de amostragem que a simulação e o barramento cc era composto por fontes de tensão ideais. O presente trabalho procurou consolidar o conversor FPVU como uma opção real de conversor para interface de sistemas de potência elevada com a rede elétrica, com especial atenção aos sistemas de armazenamento de energia por baterias.

Uma primeira conclusão importante desse trabalho é que o cancelamento de harmônicos de ordem $6k \pm 1$ para todo k ímpar em transformadores de três enrolamentos, seja um transformador trifásico ou um banco de transformadores monofásicos, onde todos os enrolamentos de uma mesma fase compartilham a mesma culatra, se dá pelo cancelamento de campo magnético na referida culatra. Isso implica que a tensão induzida em todos os enrolamentos, mesmo mediante a aplicação de harmônicos nas ordens supracitadas, é sempre senoidal.

Como efeito positivo, não é necessário considerar no projeto do transformador nenhuma perda adicional de núcleo em função desses harmônicos. Também não existem perdas adicionais no cobre do primário do transformador, uma vez que por seus enrolamentos não circulam correntes distorcidas. Por outro lado, as componentes harmônicas das correntes produzidas nos enrolamentos submetidos à essas tensões harmônicas são limitadas apenas pelas indutâncias série (filtro e dispersão) do circuito, o que demanda o uso de reatores com valor substancial de impedância (e.g. 0,2 pu e 0,1 pu para conversores de 2 níveis e de 3 níveis, respectivamente).

O controle de corrente em eixo de coordenadas síncronas é adequado à aplicação com o conversor FPVU desde que seja ajustado para uma frequência de corte apropriadamente distanciada (e.g. 10 vezes menor) que a frequência dos primeiros harmônicos eliminados do PWM (11° e 13°) referida ao plano síncrono, o que corresponde a frequência de 720 Hz para o conversor FPVU trabalhando com uma fundamental de 60 Hz .

A medição da componente fundamental da corrente necessária à realimentação do controle pode ser feita pela medição de corrente diretamente do primário do transformador, a qual já é praticamente senoidal, porém demanda a medição para fins de controle de uma

corrente que pode ser de difícil acesso (e.g. primário em MT) e localizada em ponto distante do conversor. Além disso, essa medição só é possível de ser utilizada onde assume-se a distribuição por igual das correntes entre secundários do conversor FPVU, o que não atende o caso de barramentos cc em série ou independentes, onde essas correntes precisam, em virtude de desbalanços, possuírem valores diferentes.

O método de Filtragem por Transformador Virtual (FTV) apresentado no presente trabalho surge como uma opção importante que permite o uso das correntes medidas nos secundários, as quais são filtradas digitalmente por um sistema que emula o comportamento do transformador de três enrolamentos. Essa opção viabiliza o controle dos barramentos em todas as três configurações: paralelo, série e independentes, já que possui excelente comportamento dinâmico e de regime permanente. Esse método mostrou-se vulnerável à presença de correntes desequilibradas, onde a filtragem dos harmônicos não foi perfeita implicando em maior distorção das correntes no primário.

O comprovado funcionamento do conversor nas três opções de conexão dos barramentos cc garante a versatilidade do conversor FPVU, onde tal tipo de conexão pode ser melhor adequada as necessidades da aplicação de maior tensão ou corrente ou até mesmo de isolamento galvânica entre elementos distintos.

A implementação do controle dividida entre um microprocessador com frequência de processamento de 5,76 kHz para todo o controle em malha fechada e um FPGA com frequência de processamento de 250 kHz para a modulação SHE PWM, cada qual com o seu próprio PLL, mostrou-se adequada ao funcionamento do conversor FPVU dada a demanda por resolução desse PWM não convencional.

O conversor FPVU é próprio para aplicação com SCP de sistemas de armazenamento de energia por baterias, seja como estágio único de conversão, onde há demanda por controle de carga da bateria, seja com o uso de um estágio intermediário de conversão cc/cc, onde a tensão de referência do barramento cc pode ser mantida constante durante todo o tempo.

O algoritmo de controle atualmente desenvolvido considera o sistema elétrico com tensões senoidais e equilibradas, o que implica que quando a tensão do sistema é distorcida e/ou desequilibrada serão observadas correntes distorcidas e/ou desequilibradas no primário do transformador, embora o conversor continue a operar nessas condições.

A análise de perdas mostrou que o conversor FPVU de dois níveis possui menores perdas nos semicondutores do que a alternativa convencional, enquanto que no conversor FPVU de 3 níveis as perdas são maiores. Se considerada as perdas no amortecimento do filtro LCL necessário nas alternativas convencionais, todas as versões do conversor FPVU possuem menores perdas.

A análise de custo mostrou que o conversor FPVU de 2 níveis e de 3 níveis possuem aproximadamente o mesmo custo em seus componentes de potência principais, sendo

esses cerca de 28% maiores que os custos para os elementos do conversor convencional. O principal motivo foi o uso de um transformador de três enrolamentos, ao invés de apenas dois, com um fator K maior do que o necessário na alternativa convencional. Importante salientar, contudo, que como foi mostrado na [seção 2.4](#), o uso de transformadores de vários enrolamentos é comum em vários sistemas industriais para evitar a necessidade de mais transformadores. Em casos como esse, o conversor FPVU tende a ter custo similar ou até inferior que as alternativas comerciais.

Entre as versões de conversor FPVU, o conversor de 2 níveis versão 2 é mais atrativo em termos de faixa de índice de modulação, aproveitamento do barramento cc e eficiência, embora seu controle exija um pouco mais de cuidado em função da significativa não-linearidade dos ângulos na faixa de índices de modulação de 0,6 a 0,8. O conversor FPVU de 3 níveis se justifica quando há uma necessidade de aumentar a tensão no barramento cc de cada conversor, permitindo assim o uso de chaves semicondutoras que bloqueiem apenas metade da tensão. Essa versão também pode permitir um menor conteúdo harmônico nos secundários do transformador, com algum impacto na redução do custo adicional em relação ao fator K.

Como a capacidade de fornecimento de reativos de conversores conectados à rede elétrica é uma função do máximo índice de modulação e da reatância série, o conversor FPVU de 2 níveis versão 2 e o conversor FPVU de 3 níveis mostraram-se também superiores que ao conversor FPVU de 2 níveis versão 1 e o conversor convencional. A aplicação como STATCOM é favorecida nesses casos.

Os resultados em simulação de tempo real e experimentais provaram o funcionamento das estratégias de controle propostas, colocando o conversor FPVU em um novo patamar, passando de uma tecnologia em estágio inicial de pesquisa acadêmica para uma tecnologia já preparada para estudos de caso e aplicações, implementações de melhorias de controle, testes de campo e, até mesmo, desenvolvimento industrial. As várias versões e alternativas de controle aqui apresentadas indicam ainda a versatilidade dessa solução para o atendimento às diversas demandas de armazenamento de energia, energia renovável e acionamentos elétricos.

7.1 Propostas de Continuidade

A análise aprofundada do conversor aqui apresentada com os resultados de simulação e experimentais e todo o hardware construído servem de excelente plataforma para continuidades nessa linha de pesquisa com estudos como:

- a) Testes em protótipo de plena potência;
- b) Testes em simulação em tempo real com a segunda versão do conversor FPVU de 2 níveis e a opção de 3 níveis;

- c) Testes laboratoriais com protótipos para a segunda versão de 2 níveis (mesmo hardware atualmente construído) e de 3 níveis (necessária a integração entre controle e protótipo existente);
- d) Caracterizar os limites de máximos índices de modulação para o SHE PWM com a eliminação de harmônicos característica do conversor FPVU;
- e) Caracterizar o conversor FPVU na aplicação STATCOM;
- f) Caracterizar todas as possíveis combinações de ângulos para produção do conversor FPVU, incluindo um estudo sobre as condições para aproveitar-se dos índices de modulação de maior interesse;
- g) Melhorias no controle para possibilitar compensação de redes desequilibradas¹ e/ou distorcidas;
- h) Modificação da técnica de FTV para permitir o ajuste dinâmico dos ganhos em função de possíveis desequilíbrios nas correntes, de forma a manter a capacidade de filtragem em tais condições;
- i) Implementação de algoritmos e testes de capacidades de sobrevivência ao afundamento de tensão (LVRT do inglês *Low Voltage Ride Through*) com a possibilidade, inclusive, de suporte de reativos durante o afundamento o que é um requerimento normativo nacional e internacional;
- j) Implementação de algoritmo, simulação e testes para operação do conversor FPVU como formador de rede, o que aumentaria em muito o interesse na tecnologia para aplicação em microrredes²;
- k) Expansão do conceito do conversor FPVU para transformadores com número de enrolamentos superior a 3 (mais de 2 secundários) para aplicações, por exemplo, de acionamentos elétricos que exijam tensões superiores a 4,16 kV nos terminais do motor.

7.2 Lista de Publicações

A [Tabela 7.1](#) indica as publicações feitas pelo autor no tema do conversor FPVU com uma breve descrição do conteúdo, além de uma indicação temporal sobre em qual fase do programa de pós-graduação o autor se encontrava caso a caso.

¹ Nesse caso, o modulador como implementado à época de redação do texto está pronto para receber índices de modulação e ângulos individuais por fase, sendo necessária a modificação do controle de corrente me malha fechada para enviar valores adequadamente diferentes em caso de desequilíbrio nas tensões da rede. Uma correção dos índices de modulação e ângulos em função do desequilíbrio ou mesmo controles individuais por fase são opções viáveis.

² Para operar como formador de rede, como as tensões induzidas no primário do transformador são essencialmente senoidais, pensa-se que seriam dispensados os capacitores normalmente utilizados para o controle de tensão nesse modo de operação.

Tabela 7.1 – Lista de publicações do autor relacionadas ao conversor FPVU

(continua)

Referência	Descrição	Fase no PPGE
JUSTINO, J. C. G.; PARREIRAS, T. M.; de J. Cardoso Filho, B. Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging. In: <i>2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)</i> . IEEE, 2014. p. 892–899. ISBN 978-1-4799-5776-7. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/6953492/ >. [59]	Artigo sobre a aplicação do conversor FPVU 2 níveis no carregamento ultra-rápido de sistema de armazenamento de energia de ônibus elétricos híbridos entre supercapacitores e baterias.	Mestrado
PARREIRAS, T. M.; FILHO, B. J. C. Current control of three level neutral point clamped voltage source rectifiers using selective harmonic elimination. In: <i>IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society</i> . IEEE, 2014. p. 4608–4614. ISBN 978-1-4799-4032-5. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/7049197/ >. [60]	Artigo sobre o controle de corrente em conversores 3 níveis utilizando a modulação SHE PWM. Contém uma seção sobre o conversor FPVU ^a .	Mestrado
Braz de Jesus Cardoso Filho e Thiago Morais Parreiras. <i>Método e equipamento para eliminação de componentes harmônicos e obtenção de fator de potência unitário em conversores corrente alternada - corrente contínua e corrente contínua - corrente alternada</i> . 2014. Pedido de Patente BR 10 2014 023057 2 A2. [23]	Pedido de patente nacional do conversor FPVU e possíveis aplicações.	Mestrado
PARREIRAS, T. M.; JUSTINO, J. C. G.; Cardoso Filho, B. d. J. The True Unity Power Factor converter - A practical filterless solution for sinusoidal currents. In: <i>2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)</i> . IEEE, 2015. p. 2557–2565. ISBN 978-8-9570-8254-6. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/7168134/ >. [24]	Artigo que descreve de forma completa o conversor FPVU tanto em 2 quanto em 3 níveis, sem atrelá-lo a qualquer aplicação.	Egresso
PARREIRAS, T. M.; ROCHA, A. V.; JUSTINO, J. C. G.; Cardoso Filho, B. d. J. True unit power factor active front end for high capacity belt conveyor systems. In: <i>2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting</i> . IEEE, 2015. p. 1–9. ISBN 978-1-4799-8394-0. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/7356904/ >. [148]	Artigo sobre a aplicação do conversor FPVU 3 níveis no acionamento de motores de uma correia transportadora de grande porte em mineração.	Egresso
JUSTINO, J.; PARREIRAS, T.; FILHO, B. Hundreds kW Charging Stations for e-Buses Operating Under Regular Ultra-Fast Charging. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , v. 52, n. 2, p. 1–1, 2015. ISSN 0093-9994. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/7308062/ >. [149]	Evolução do artigo apresentado no ECCE [59], aprovada em processo revisão paritária (<i>per review</i>) para publicação em periódico.	Doutorado

^a Artigo premiado como a melhor apresentação da seção na conferência em questão.

(continuação)

Referência	Descrição	Fase no PPGE
PARREIRAS, T. M.; JUSTINO, J. C. G.; ROCHA, A. V.; FILHO, B. d. J. C. True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , IEEE, v. 52, n. 3, p. 2737–2746, may 2016. ISSN 0093-9994. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/7416161/ >. [150]	Evolução do artigo apresentado no IAS Annual Meeting [148], aprovada em processo revisão paritária (<i>per review</i>) para publicação em periódico.	Doutorado
da Silva Alves, M. H.; Morais Parreiras, T.; de Jesus Cardoso Filho, B. The True Unity Power Factor Converter Applied to Photovoltaic Applications. In: <i>2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)</i> . IEEE, 2019. p. 1–6. ISBN 978-1-7281-4180-0. Disponível em: < https://ieeexplore.ieee.org/document/9065677/ >. [113]	Artigo sobre a aplicação do conversor FPVU em aplicações fotovoltaicas. Parte de projeto de pesquisa ANEEL (Neoenergia).	Doutorado
PARREIRAS, T. M.; ALVES, M. H. d. S.; ALMEIDA, C. E.; SILVA, S. M.; FILHO, B. d. J. C. The True Unit Power Factor Converter with Flexible Arrangement for Battery Energy Systems: Series and Separate DC bus connection. In: <i>2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)</i> . IEEE, 2020. p. 3405–3412. ISBN 978-1-7281-4829-8. Disponível em: < https://ieeexplore.ieee.org/document/9124607/ >. [151]	Artigo sobre a aplicação do conversor FPVU com barramentos cc em série e independentes. Parte de projeto de pesquisa ANEEL (Neoenergia).	Doutorado
PARREIRAS, T. M.; ALVES, M. H. d. S.; BASTOS, R. R.; PIRES, I. A.; F., B. d. J. C. The True Unit Power Factor Converter for Basic Oxygen Furnace Charging Cranes. In: <i>IEEE Industry Application Society, 55th Annual Meeting: IAS 2020</i> . [S.l.]: IEEE, 2020. p. 1–9. [152]	Artigo sobre a aplicação do conversor FPVU em pontes rolantes para convertedores a Oxigênio ^a . Parte de projeto de pesquisa ANEEL (Neoenergia).	Doutorado
A. de L. Brandão, D.; M. Parreiras, T.; A. Pires, I.; De J. Cardoso Filho, B. Aplicação do Retificador True Unity Power Factor em Estações de Carregamento Ultrarrápidas. In: <i>Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020</i> . sbabra, 2020. Disponível em: < https://www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/sba/article/view/1555 >. [153]	Artigo sobre a aplicação do conversor FPVU no carregamento ultrarrápido de supercapacitores para veículos elétricos. Parte de projeto de pesquisa ANEEL (Neoenergia).	Doutorado

^a Uma evolução desse artigo está em processo de revisão paritária para possível publicação pela *IEEE Transactions on Industry Applications*.

Além disso, como mostrado na Tabela 7.2, ao longo do seu vínculo de doutorado, o autor participou da produção de outros artigos que, embora não diretamente ligados ao conversor FPVU, fazem uso de conceitos fundamentais no estudo do mesmo e que foram aplicados na pesquisa.

Tabela 7.2 – Lista de outras publicações do autor

Referência	Descrição	Fase no PPGEE
PARREIRAS, T.; PRADO, B.; FILHO, B. Common-mode overvoltage mitigation in a medium voltage pump motor transformerless drive in a mining plant. In: <i>IEEE Industry Application Society, 52nd Annual Meeting: IAS 2016</i> . [S.l.: s.n.], 2016. ISBN 9781467386715. [154]	Artigo sobre solução passiva para tensões de modo comum em motores de média tensão alimentados por inversores de frequência de 3 níveis sem o uso de transformadores. Parceria com a indústria (GE Power Conversion).	Doutorado
PARREIRAS, T. et al. Forward dual-active-bridge solid state transformer for a SiC-based cascaded multilevel converter cell in solar applications. In: <i>2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)</i> . IEEE, 2017. p. 2989–2996. ISBN 978-1-5090-5366-7. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/7931122/ >. [155]	Artigo sobre topologia, baseada na tecnologia de transformador eletrônico, para célula de conversor multiníveis em cascata aplicado a geração solar fotovoltaica. Parte de projeto de pesquisa ANEEL (COELBA).	Doutorado
MACHADO, A. et al. Control of a SiC-based Cascaded Multilevel Converter cell for solar applications. In: <i>2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)</i> . Florianópolis: IEEE, 2017. p. 1–7. ISBN 978-1-5090-5339-1. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/7972496/ >. [156]	Artigo sobre o controle da topologia apresentada no artigo do APEC [155]. Parte de projeto de pesquisa ANEEL (COELBA).	Doutorado
PARREIRAS, T. M.; PRADO, B. M.; Cardoso de J. Cardoso, B. Common-mode Overvoltage Mitigation in a Medium Voltage Pump Motor Transformerless Drive in a Mining Plant. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , p. 1–1, 2017. ISSN 0093-9994. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/8027081/ >. [157]	Evolução do artigo apresentado no IAS Annual Meeting [154], aprovada em processo revisão paritária (<i>per review</i>) para publicação em periódico. Parceria com a indústria (GE Power Conversion).	Doutorado
AMARAL, F. et al. Operation of a Grid-Tied CMC Based on a SiC Forward SST Under Unbalanced PV Power Generation. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , p. 1–1, 2018. ISSN 0093-9994. Disponível em: < http://ieeexplore.ieee.org/document/8337771/ >. [158]	Artigo sobre o controle trifásico do conversor em cascata multiníveis para aplicação fotovoltaica baseado na célula apresentada no artigo do APEC [155]. Parte de projeto de pesquisa ANEEL (COELBA).	Doutorado
PARREIRAS, T. M. et al. Forward Dual-Active-Bridge Solid-State Transformer for a SiC-Based Cascaded Multilevel Converter Cell in Solar Applications. <i>IEEE Transactions on Industry Applications</i> , v. 54, n. 6, p. 6353–6363, nov 2018. ISSN 0093-9994. Disponível em: < https://ieeexplore.ieee.org/document/8408712/ >. [159]	Evolução do artigo apresentado no APEC 2017 [155], aprovada em processo de revisão paritária (<i>per review</i>) para publicação em periódico. Parte de projeto de pesquisa ANEEL (COELBA).	Doutorado

7.3 Projeto de Pesquisa Neoenergia

Os recursos financeiros para realização das atividades apresentadas neste trabalho foram oriundos de fomento externo através de um projeto de P&D assinado entre a UFMG e a Companhia Energética do Rio Grande do Norte (COSERN), empresa privada controlada pelo grupo Neoenergia, "(...) maior grupo privado do setor elétrico brasileiro, e em número de clientes, com 10,8 milhões de unidades consumidoras na Bahia, em Pernambuco e no Rio Grande do Norte." [160]

O projeto da Neoenergia 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*, foi tido como exequível, do ponto de vista regulatório, pela ANEEL através da chamada pública nº 021 de 2016, a qual tem o intuito de promover arranjos técnicos e comerciais para avaliação e inserção de sistemas de armazenamento de energia no setor elétrico brasileiro [161].

Esse projeto visa verificar e otimizar os recursos energéticos de uma microrrede isolada na presença de geração renovável através da aplicação de sistemas de armazenamento de energia. Como estudo de caso, é utilizado o caso da ilha de Fernando de Noronha, que tinha, até meados de 2014, seu consumo anual (cerca de 16 GWh) fornecido, exclusivamente, por cinco grupos geradores diesel com capacidade total de 5,88 MW, consumindo, aproximadamente, 4,5 milhões de litros de combustível por ano. Desde 2015, o sistema elétrico consta com duas usinas solares fotovoltaicas totalizando uma capacidade instalada de 950 kWp [162]. Nesse sistema foram instalados dois sistemas de baterias de 510 kWh / 280 kW com o objetivo de estudar o melhor aproveitamento da energia renovável disponível e, conseqüentemente, reduzir a quantidade de combustível consumida.

O escopo da UFMG no projeto diz respeito ao desenvolvimento do conversor FPVU 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 escala reduzida com a USFV Tesla, de 37 kWp, localizada no prédio da Escola de Engenharia da UFMG [163].

Um pedido de patente encontra-se em redação por um escritório de advocacia tendo como objeto a solução de controle adotada para funcionamento do conversor FPVU.

Referências

- [1] THE INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY. *Electricity Storage Valuation Framework: Assessing system value and ensuring project viability*. Abu Dhabi, 2020. 112 p. Disponível em: <<https://www.irena.org/publications/2020/Mar/Electricity-Storage-Valuation-Framework-2020>>. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 52.
- [2] International Energy Agency. *Data and statistics*. 2020. Disponível em: <<https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tables>>. Acesso em: 28 dez. 2020. Citado na página 46.
- [3] Global Wind Energy Council. *Global Wind Report 2019*. Bruxelas, 2020. 78 p. Disponível em: <<https://gwec.net/global-wind-report-2019/>>. Citado 3 vezes nas páginas 45, 47 e 48.
- [4] Asociación Empresarial Eólica. *Wind energy in Spain*. 2020. Disponível em: <<https://www.aeeolica.org/en/about-wind-energy/wind-energy-in-spain>>. Acesso em: 26 set. 2020. Citado na página 48.
- [5] Mordor Intelligence. *Italy Wind Energy Market - Growth, Trends, and Forecasts (2020 - 2025)*. 2020. Disponível em: <<https://www.mordorintelligence.com/industry-reports/italy-wind-energy-market>>. Acesso em: 26 set. 2020. Citado na página 48.
- [6] SolarPower Europe. *Global Market Outlook for Solar Power 2020-2024*. Bruxelas, 2020. 114 p. Disponível em: <<https://www.solarpowereurope.org/global-market-outlook-2020-2024/>>. Citado 3 vezes nas páginas 47, 48 e 49.
- [7] International Renewable Energy Agency. *Renewable Power Generation Costs in 2019*. Abu Dhabi, 2020. 160 p. Disponível em: <<https://www.irena.org/publications/2020/Jun/Renewable-Power-Costs-in-2019>>. Citado 3 vezes nas páginas 47, 49 e 50.
- [8] ANDERSON, P. Protection against Abnormal System Frequency. In: *Power System Protection*. IEEE, 1999. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/search/srchabstract.jsp?arnumber=5264146>>. Citado na página 50.
- [9] REED, S. *Power Prices Go Negative in Germany, a Positive for Energy Users*. 2018. Disponível em: <<https://www.nytimes.com/2017/12/25/business/energy-environment/germany-electricity-negative-prices.html>>. Citado na página 50.
- [10] GENOESE, F.; GENOESE, M.; WIETSCHERL, M. Occurrence of negative prices on the German spot market for electricity and their influence on balancing power markets. In: *2010 7th International Conference on the European Energy Market*. IEEE, 2010. p. 1–6. ISBN 978-1-4244-6838-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5558703/>>. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 51.
- [11] LEVINE, J. G.; BARNES, F. S. Applications of Energy Storage to Generation and Absorption of Electrical Power. In: BARNES, F. S.; LEVINE, J. G. (Ed.). *Large Energy Storage Systems Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011. cap. 1, p. 1–16. ISBN 978-1-4200-8601-0. Citado na página 50.

- [12] HATZIARGYRIOU, N.; ASANO, H.; IRAVANI, R.; MARNAY, C. Microgrids. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 5, n. 4, p. 78–94, jul 2007. ISSN 1540-7977. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4263070/>>. Citado na página 52.
- [13] TUBALLA, M. L.; ABUNDO, M. L. A review of the development of Smart Grid technologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 59, p. 710–725, jun 2016. ISSN 13640321. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032116000393>>. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 53.
- [14] Lyon Group. *Opal Road Battery Power Plant*. 2020. Disponível em: <<https://www.lyonasia.com.au/projects/opal-road-battery-power-plant/>>. Acesso em: 26 set. 2020. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 54.
- [15] Lyon Group. *Riverland Battery Power Plant*. 2020. Disponível em: <<https://www.lyonasia.com.au/projects/riverland-battery-power-plant/>>. Acesso em: 26 set. 2020. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 54.
- [16] HELLMAN, H.-P. et al. Benefits of battery energy storage system for system, market, and distribution network – case Helsinki. *CIREN - Open Access Proceedings Journal*, v. 2017, n. 1, p. 1588–1592, oct 2017. ISSN 2515-0855. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/oap-cired.2017.0810>>. Citado na página 54.
- [17] ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. *Power System Harmonics*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2003. 389 p. ISBN 0470851295. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/0470871229>>. Citado 4 vezes nas páginas 54, 95, 104 e 407.
- [18] PARREIRAS, T. M. *Análise das distorções harmônicas geradas por um parque de turbinas eólicas*. Monografia (Especialização) — UFMG, 2012. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/1843/BUOS-9C6FD4>>. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 57.
- [19] HOEVENAARS, A.; FARBIS, M.; MCGRAW, M. Active Harmonic Mitigation: What the Manufacturers Don't Tell You. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 26, n. 5, p. 41–51, sep 2020. ISSN 1077-2618. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9123539/>>. Citado na página 56.
- [20] YAO, W.; YANG, Y.; ZHANG, X.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. Design and Analysis of Robust Active Damping for LCL Filters Using Digital Notch Filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 3, p. 2360–2375, mar 2017. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7467545/>>. Citado na página 56.
- [21] BRADT, M. et al. Harmonics and resonance issues in wind power plants. In: *PES T&D 2012*. IEEE, 2012. p. 1–8. ISBN 978-1-4673-1935-5. ISSN 21608555. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6281633/>>. Citado na página 57.
- [22] SUN, Y.; JONG, E. C. W. de; CUK, V.; COBBEN, J. F. G. Harmonic resonance risk of massive ultra fast charging station grid integration. In: *2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. IEEE, 2018. v. 2018-May, p. 1–6. ISBN 978-1-5386-0517-2. ISSN 21640610. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8378897/>>. Citado na página 59.

- [23] Braz de Jesus Cardoso Filho e Thiago Morais Parreiras. *Método e equipamento para eliminação de componentes harmônicos e obtenção de fator de potência unitário em conversores corrente alternada - corrente contínua e corrente contínua - corrente alternada*. 2014. Pedido de Patente BR 10 2014 023057 2 A2. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 277.
- [24] PARREIRAS, T. M.; JUSTINO, J. C. G.; Cardoso Filho, B. d. J. The True Unity Power Factor converter - A practical filterless solution for sinusoidal currents. In: *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. IEEE, 2015. p. 2557–2565. ISBN 978-8-9570-8254-6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7168134/>>. Citado 4 vezes nas páginas 59, 114, 277 e 397.
- [25] ALMEIDA, C. E.; FILHO, B. d. J. C. Impact of active front end topology on wind farm resonance. In: *2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting*. Chicago, IL: IEEE, 2017. p. 1–5. ISBN 978-1-5386-2212-4. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8273746/>>. Citado na página 59.
- [26] ALMEIDA, C. E.; Cardoso Filho, B. d. J. Shifting Resonances in Wind Farms to Higher Frequencies due to TUPF Converters. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 29, n. 6, p. 805–815, dec 2018. ISSN 2195-3880. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/s40313-018-0414-7>>. Citado na página 59.
- [27] TAN, D. Emerging System Applications and Technological Trends in Power Electronics: Power electronics is increasingly cutting across traditional boundaries. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 38–47, jun 2015. ISSN 2329-9207. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7130752/>>. Citado na página 60.
- [28] LUIZ, A.-S. A. *Tensões e correntes senoidais em conversores para média tensão industrial*. 233 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2007. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/1843/BUOS-8CVEGE>>. Citado na página 60.
- [29] PARREIRAS, T. M. Dissertação (Mestrado), *Retificador trifásico de fator de potência verdadeiramente unitário sem a utilização de filtros senoidais*. 2015. 178 p. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/1843/BUBD-AK3PNV>>. Citado 5 vezes nas páginas 60, 61, 62, 114 e 119.
- [30] ALMEIDA, C. E. *Identificação e manejo de ressonâncias em parques eólicos: aplicação dos conversores TUPF*. 173 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2019. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/1843/30417>>. Citado na página 61.
- [31] ALVES, M. H. d. S. Dissertação (Mestrado), *Conversor de fator de potência verdadeiramente unitário como inversor central em geração fotovoltaica*. 2020. 103 p. Disponível em: <https://ppgee.ufmg.br/diss_defesas_detalhes.php?aluno=1741>. Citado na página 61.
- [32] WANG, G. et al. A Review of Power Electronics for Grid Connection of Utility-Scale Battery Energy Storage Systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 7, n. 4, p. 1778–1790, oct 2016. ISSN 1949-3029. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7506096/>>. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 72.

- [33] Freitas Junior, V.; WOSZEZENKI, C.; ANDERLE, D. F.; SPERONI, R.; NAKAYAMA, M. K. A pesquisa científica e tecnológica. *Revista Espacios*, v. 35, n. 9, p. 12, 2014. ISSN 0798-1015. Disponível em: <<https://www.revistaespacios.com/a14v35n09/14350913.html>>. Citado na página 62.
- [34] CLARK, K. Power Conversion System Architectures For Grid Tied Energy Storage. In: *High Megawatt Power Conditioning System Workshop*. Gaithersburg, MD: National Institute of Standards and Technology (NIST), 2012. p. 17. Disponível em: <<https://www.nist.gov/document-6218>>. Citado na página 65.
- [35] HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Experiment and Simulation of a Modular Push–Pull PWM Converter for a Battery Energy Storage System. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1131–1140, mar 2014. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6566011/>>. Citado na página 66.
- [36] TRINTIS, I. *Grid Converters for Stationary Battery Energy Storage Systems*. 133 p. Tese (Doutorado) — AALBORG UNIVERSITY, 2011. Citado na página 66.
- [37] NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURERS ASSOCIATION. *NEMA Standards Publication PE 5-1997 (R2003): Utility Type Battery Chargers*. Arlington, VA, 1997. 46 p. Citado 2 vezes nas páginas 66 e 80.
- [38] IEEE. *Standard for the Design of Battery Chargers Used in Stationary Application*. 2018. Disponível em: <<https://standards.ieee.org/develop/project/2405.html>>. Citado na página 66.
- [39] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *IEEE Std 1547-2018: IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*. New York, NY, 2018. 137 p. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=8332110>>. Citado 2 vezes nas páginas 66 e 80.
- [40] CHAPMAN, S. J. Synchronous Generators. In: *Electric Machinery Fundamentals*. 2. ed. New York, NY: McGraw-Hill, Inc., 1991. cap. 8, p. 428–499. ISBN 0-07-010914-1. Citado 3 vezes nas páginas 67, 107 e 110.
- [41] YAZDANI, A.; IRAVANI, R. Grid-Imposed Frequency VSC System: Control in dq-Frame. In: *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. 1st. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2010. v. 1, cap. 8, p. 204–244. ISBN 978-0-470-52156-4. Citado 2 vezes nas páginas 67 e 112.
- [42] DIAZ, N. L.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. A Communication-Less Distributed Control Architecture for Islanded Microgrids With Renewable Generation and Storage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 3, p. 1922–1939, mar 2018. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7911341/>>. Citado na página 67.
- [43] STROE, D.-I.; KNAP, V.; SWIERCZYNSKI, M.; STROE, A.-I.; TEODORESCU, R. Operation of a Grid-Connected Lithium-Ion Battery Energy Storage System for Primary Frequency Regulation: A Battery Lifetime Perspective. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 1, p. 430–438, jan 2017. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7588052/>>. Citado na página 68.

- [44] CHANG, W.-Y. The State of Charge Estimating Methods for Battery: A Review. *ISRN Applied Mathematics*, v. 2013, n. 1, p. 1–7, 2013. ISSN 2090-5572. Disponível em: <<http://www.hindawi.com/journals/isrn/2013/953792/>>. Citado na página 68.
- [45] TAR, B.; FAYED, A. An overview of the fundamentals of battery chargers. *Midwest Symposium on Circuits and Systems*, n. October, p. 16–19, 2017. ISSN 15483746. Citado na página 68.
- [46] WU, B. *High-Power Converters and ac Drives*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2006. i–xiv p. ISBN 9780471773719. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/0471773719>>. Citado 5 vezes nas páginas 70, 95, 398, 406 e 409.
- [47] ALLEN-BRADLEY. *PowerFlex 7000 Medium Voltage AC Drive*. Milwaukee, WI, 2017. Disponível em: <http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/td/7000-td002_-en-p.pdf>. Citado na página 70.
- [48] Fernão Pires, V.; ROMERO-CADAVAL, E.; VINNIKOV, D.; ROASTO, I.; MARTINS, J. Power converter interfaces for electrochemical energy storage systems – A review. *Energy Conversion and Management*, v. 86, p. 453–475, oct 2014. ISSN 01968904. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0196890414004142>>. Citado na página 70.
- [49] RODRIGUEZ, J.; BERNET, S.; WU, B.; PONTT, J. O.; KOURO, S. Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 2930–2945, dec 2007. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4352074>>. Citado na página 72.
- [50] AKAGI, H. Multilevel Converters: Fundamental Circuits and Systems. *Proceedings of the IEEE*, v. 105, n. 11, p. 2048–2065, nov 2017. ISSN 0018-9219. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7900354/>>. Citado na página 72.
- [51] KOURO, S.; LEON, J. I.; VINNIKOV, D.; FRANQUELO, L. G. Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 9, n. 1, p. 47–61, 2015. ISSN 1932-4529. Citado na página 72.
- [52] TAMYUREK, B.; KIRIMER, B. An Interleaved High-Power Flyback Inverter for Photovoltaic Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 6, p. 3228–3241, jun 2015. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6843955/>>. Citado na página 72.
- [53] TSENG, K.-C.; CHENG, C.-A.; CHEN, C.-T. High Step-Up Interleaved Boost Converter for Distributed Generation Using Renewable and Alternative Power Sources. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 5, n. 2, p. 713–722, jun 2017. ISSN 2168-6777. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7590044/>>. Citado na página 72.
- [54] BERES, R. N.; WANG, X.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; BAK, C. L. A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 1, p. 54–69, mar 2016. ISSN 2168-6777. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7350094/>>. Citado na página 73.

- [55] NORTHERN POWER SYSTEMS, INC. Jeffrey K. Petter. *Multiphase Power Converters and Mutiphase Power Converting Methods*. 2010. US7692938B2, apr. 6, 2010. Citado na página 73.
- [56] NORTHERN POWER SYSTEMS, INC. Christopher Samuel Badger, Kiran Kumar Kulihithalu Channakeshava, Shazreen Meor Danial, Stephen Paul Hoskins e Jeffrey K. Petter. *Modular Power Converters Usable Alone or in a Multiphase Power Converter*. 2011. US20120069619A1, mar. 22, 2012. Citado na página 73.
- [57] TRINTIS, I. et al. Line reactor for parallel-interleaved high power inverters. In: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. IEEE, 2017. p. P.1–P.10. ISBN 978-90-75815-27-6. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8099257/>. Citado na página 73.
- [58] AEG Power Solutions. *Bi-directional Storage Converter Protect SC.600-ID-UL*. 2016. 2 p. Disponível em: <https://www.aegps.com/en/products/smart-grid-energy-storage/battery-energy-converter/>. Citado na página 75.
- [59] JUSTINO, J. C. G.; PARREIRAS, T. M.; de J. Cardoso Filho, B. Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2014. p. 892–899. ISBN 978-1-4799-5776-7. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6953492/>. Citado 3 vezes nas páginas 77, 114 e 277.
- [60] PARREIRAS, T. M.; FILHO, B. J. C. Current control of three level neutral point clamped voltage source rectifiers using selective harmonic elimination. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2014. p. 4608–4614. ISBN 978-1-4799-4032-5. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7049197/>. Citado 5 vezes nas páginas 77, 87, 114, 119 e 277.
- [61] PAREDES, H. K. M.; MARAFÃO, F. P.; BRANDÃO, D. I.; COSTABEBER, A. Multi-task control strategy for grid-tied inverters based on conservative power theory. *IET Renewable Power Generation*, v. 9, n. 2, p. 154–165, mar 2015. ISSN 1752-1416. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-rpg.2014.0065>. Citado 2 vezes nas páginas 77 e 78.
- [62] NUNEZ-ZUNIGA, T.; POMILIO, J. Shunt active power filter synthesizing resistive loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 2, p. 273–278, mar 2002. ISSN 0885-8993. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/988946/>. Citado na página 78.
- [63] Mack Grady, W.; GILLESKIE, R. J. Harmonics and How They Relate To Power Factor. In: *Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA '93), San Diego, CA*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 1–8. Citado na página 78.
- [64] NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. Análise de regime permanente senoidal. In: *Circuitos Elétricos*. 8. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009. cap. 9, p. 230–271. ISBN 978-85-7605-159-6. Citado na página 78.
- [65] LUIZ, A.-S. A.; FILHO, B. J. C. Minimum reactive power filter design for high power converters. In: *2008 13th International Power Electronics and Motion*

- Control Conference*. IEEE, 2008. p. 1345–1352. ISBN 978-1-4244-1741-4. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4635455/>>. Citado 4 vezes nas páginas 79, 135, 398 e 409.
- [66] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 60076-1 Ed 3.0: Power transformers – part 1: General*. Geneva, 2011. 152 p. Citado 2 vezes nas páginas 80 e 407.
- [67] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *IEEE Std 519-2014: IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems*. New York, NY, 2014. 29 p. Citado 2 vezes nas páginas 80 e 159.
- [68] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 61000-4-7 Ed 2.1: Electromagnetic compatibility (EMC) – part 4-7: Testing and measurement techniques – general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*. Geneva, 2009. 86 p. Citado na página 80.
- [69] OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA. *Procedimentos de Rede - Submódulo 2.8: Gerenciamento dos indicadores de qualidade da energia elétrica da rede básica*. Brasília, 2016. 32 p. Citado 2 vezes nas páginas 80 e 162.
- [70] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. *PRODIST - Módulo 8 Rev. 11: Qualidade da energia elétrica*. Brasília, 2020. 88 p. Citado 2 vezes nas páginas 80 e 162.
- [71] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 61000-4-30 Ed 3.0: Electromagnetic compatibility (EMC) - part 4-30: Testing and measurement techniques - power quality measurement methods*. Geneva, 2015. 146 p. Citado na página 80.
- [72] VOLKE, A.; HORNKAMP, M. *IGBT Modules: Technologies, Driver and Application*. Munich: Infineon Technologies AG, 2011. 534 p. ISBN 978-3-00-032076-7. Citado 2 vezes nas páginas 81 e 82.
- [73] NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURERS ASSOCIATION. *ANSI C84.1-2020: Electric power systems and equipment – voltage ratings (60 Hz)*. Rosslyn, VA, 2020. 21 p. Citado na página 82.
- [74] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *FZ1200R45HL3: IHM-B module with Trench/Fieldstop IGBT3 and Emitter Controlled Diode*. München, 2018. 9 p. Citado na página 82.
- [75] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *FZ750R65KE3: High insulated module*. München, 2018. 9 p. Citado na página 82.
- [76] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, sep 1981. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4503992/>>. Citado na página 82.
- [77] BRUCKNER, T.; BERNET, S.; GULDNER, H. The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 3, p. 855–868, jun 2005. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1435696/>>. Citado na página 82.

- [78] GUENEGUES, V.; GOLLENTZ, B.; RAËL, S.; MEIBODY-TABAR, F.; LECLERE, L. A Converter Topology for High Speed Motor Drive Applications. In: *IEEE 13th European Conference on Power Electronics and Applications Applications (EPE)*. Barcelona: IEEE, 2009. p. 1–8. ISBN 978-1-4244-4432-8. Citado na página 82.
- [79] SOMANI, A.; GUPTA, R. K.; MOHAPATRA, K. K.; MOHAN, N. On the Causes of Circulating Currents in PWM Drives With Open-End Winding AC Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3670–3678, sep 2013. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6238343/>>. Citado na página 83.
- [80] 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 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4158397/>>. Citado 2 vezes nas páginas 83 e 85.
- [81] 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 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4157658/>>. Citado na página 83.
- [82] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 3. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003. 802 p. ISBN 978-0-471-22693-2. Citado 2 vezes nas páginas 83 e 95.
- [83] YANG, K. et al. A Groebner Bases Theory-Based Method for Selective Harmonic Elimination. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 12, p. 6581–6592, dec 2015. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7000602/>>. Citado 3 vezes nas páginas 84, 85 e 366.
- [84] YANG, K. et al. Selective Harmonic Elimination With Groebner Bases and Symmetric Polynomials. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 2742–2752, apr 2016. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7128729/>>. Citado 3 vezes nas páginas 84, 85 e 366.
- [85] FLOURENTZOU, N.; AGELIDIS, V. G. Harmonic performance of multiple sets of solutions of SHE-PWM for a 2-level VSC topology with fluctuating DC-link voltage. In: *2007 Australasian Universities Power Engineering Conference*. IEEE, 2007. v. 124, p. 1–8. ISBN 978-0-646-49488-3. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4548078/>>. Citado na página 84.
- [86] YANG, K. et al. Unified Selective Harmonic Elimination for Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 2, p. 1579–1590, feb 2017. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7442885/>>. Citado 2 vezes nas páginas 85 e 366.
- [87] HOLTZ, J.; LOTZKAT, W.; KHAMBADKONE, A. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8, n. 4, p. 546–553, 1993. ISSN 08858993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/261026/>>. Citado 2 vezes nas páginas 86 e 90.

- [88] SPIEGEL, M. R. Curve Fitting, Regression and Correlation. In: *Schaum's outline of theory and problems of probability and statistics*. New York, NY: McGraw-Hill, 1975. cap. 8, p. 258–305. ISBN 0-07-060220-4. Citado na página 88.
- [89] GOPAKUMAR, K. Recent Trends in Multilevel Inverter. In: WILAMOWSKI, B. M.; IRWIN, J. D. (Ed.). *The Industrial Electronics Handbook: Power Electronics and Motor Drives*. 2. ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011. cap. 19, p. 19–1 – 19–24. ISBN 978-1-4398-0285-4. Citado na página 90.
- [90] MIRZAEI, H.; DE, A.; TRIPATHI, A.; BHATTACHARYA, S. Design Comparison of High-Power Medium-Voltage Converters Based on a 6.5-kV Si-IGBT/Si-PiN Diode, a 6.5-kV Si-IGBT/SiC-JBS Diode, and a 10-kV SiC-MOSFET/SiC-JBS Diode. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 4, p. 2728–2740, jul 2014. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6718059/>>. Citado na página 91.
- [91] Mitsubishi Electric. *Mitsubishi Electric's New 6.5 kV Full-SiC Power Semiconductor Module Achieves World's Highest Power Density*. 2018. 3 p. Disponível em: <<https://www.mitsubishielectric.com/news/2018/0131-a.html>>. Acesso em: 2020-10-08. Citado na página 91.
- [92] KADAVELUGU, A. et al. Experimental switching frequency limits of 15 kV SiC N-IGBT module. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. IEEE, 2014. p. 3726–3733. ISBN 978-1-4799-2705-0. ISSN 2150-6078. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6870034/>>. Citado na página 91.
- [93] PELLY, B. R. The External Performance Characteristics of Phase-Controlled Converters. In: *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters: Operation, Control, and Performance*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1971. cap. 4, p. 69–110. ISBN 0-471-67790-6. Citado na página 95.
- [94] VERVLOET, W. A. Associação de Retificadores. In: *Eletrônica Industrial*. 2. ed. Rio de Janeiro: LTC, 1982. cap. 10, p. 99–148. Citado na página 95.
- [95] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. Line-Commutated Rectifiers. In: *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. New York, NY: Kluwer Academic Publishers, 2001. cap. 17, p. 609–635. ISBN 0-7923-7270-0. Citado na página 95.
- [96] HART, D. W. Full-Wave Rectifiers. In: *Power Electronics*. New York, NY: McGraw-Hill, 2011. cap. 4, p. 111–170. ISBN 978-0-07-338067-4. Citado na página 95.
- [97] TAHA, M. 12-Pulse Active Rectifier for More Electric Aircraft Applications. In: *Flight Physics - Models, Techniques and Technologies*. In-Tech, 2018. v. 2, cap. 11, p. 64. ISBN 9789537619992. Disponível em: <<http://www.intechopen.com/books/flight-physics-models-techniques-and-technologies/12-pulse-active-rectifier-for-more-electric-aircraft-applications>>. Citado na página 95.
- [98] TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320x2833x, TMS320x2823x*: Technical Reference Manual. Dallas, TX, 2020. 868 p. Disponível em: <<https://www.ti.com/product/TMS320F28335>>. Citado na página 110.
- [99] SAIED, B. M.; DAWWD, S. A.; AL-SOUFI, A. S. FPGA based selective harmonic elimination pulse width modulation technique. *2009 4th International Design and Test Workshop, IDT 2009*, IEEE, p. 2–7, 2009. Citado na página 110.

- [100] ARIAS, R.; MEDIOTE, H.; TACCA, H. Flash FPGA-based numerical pulse-width modulator. *Advances in Power Electronics*, v. 2011, n. 2, 2011. ISSN 2090181X. Citado na página 110.
- [101] VESAPOGU, J. M.; PEDDAKOTLA, S.; KUPPA, S. R. A. Harmonic analysis and FPGA implementation of SHE controlled three phase CHB 11-level inverter in MV drives using deterministic and stochastic optimization techniques. *SpringerPlus*, v. 2, n. 1, p. 1–16, 2013. ISSN 21931801. Citado na página 110.
- [102] BENDIB, D.; LARBES, C.; GUELLAL, A.; KHIDER, M.; AKEL, F. FPGA-based implementation of online selective harmonic elimination PWM for voltage source inverter. *International Journal of Electronics*, Taylor & Francis, v. 104, n. 10, p. 1715–1731, 2017. ISSN 13623060. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/00207217.2017.1321147>>. Citado na página 110.
- [103] IMARAZENE, K.; Ali Khodja, Y. S.; ROUABHIA, C.; BERKOUK, E. M.; CHEKIREB, H. FPGA-based control of three-level inverter using Selective Harmonics Elimination PWM. *2017 6th International Conference on Systems and Control, ICSC 2017*, IEEE, p. 578–582, 2017. Citado na página 110.
- [104] De Carvalho Alves, M. D.; LEAO, R. N. A.; AQUINO, S. Digital implementation of SHE-PWM modulation on FPGA for a multilevel inverter. *SBSE 2018 - 7th Brazilian Electrical Systems Symposium*, p. 1–6, 2018. Citado na página 110.
- [105] AHMAD, S.; GANIE, Z. A.; ASHRAF, I.; IQBAL, A. Harmonics minimization in 3-level inverter waveform and its FPGA realization. *3rd International Conference on Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their Impact on Humanity, CIPECH 2018*, IEEE, p. 183–187, 2018. Citado na página 110.
- [106] 宋鹏金 et al. *Method for realizing selective harmonic elimination modulation by adopting fixed control cycle*. 2013. 8 p. Disponível em: <<https://patents.google.com/patent/CN103401405A/en>>. Citado na página 111.
- [107] TIBOLA, J. R.; PINHEIRO, H.; CAMARGO, R. F. de. Closed loop selective harmonic elimination applied to a grid connected PWM converter with LCL filter. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. IEEE, 2011. p. 746–752. ISBN 978-1-4577-1646-1. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6085282/>>. Citado na página 111.
- [108] CORTÉS, P. R. *Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos*. 418 p. Tese (Doutorado) — Universitat Politècnica de Catalunya, 2005. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/2117/93607>>. Citado 2 vezes nas páginas 111 e 138.
- [109] BOLLINGER, J. G.; DUFFIE, N. A. *Computer Control of Machines and Processes*. Reading, MA: Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1988. 613 p. ISBN 0-201-10645-0. Citado 2 vezes nas páginas 113 e 118.
- [110] HOLTZ, J.; BEYER, B. The trajectory tracking approach—a new method for minimum distortion PWM in dynamic high-power drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 30, n. 4, p. 1048–1057, 1994. ISSN 00939994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/297922/>>. Citado na página 113.

- [111] HOLTZ, J.; BEYER, B. Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 5, p. 1110–1120, 1995. ISSN 00939994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/464526/>>. Citado na página 113.
- [112] SILVA, C.; OYARZUN, J. High Dinamic [*sic*] Control of a PWM Rectifier using Harmonic Elimination. In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 2006. p. 2569–2574. ISBN 1-4244-0390-1. ISSN 1553-572X. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4152929/>>. Citado na página 114.
- [113] da Silva Alves, M. H.; Morais Parreiras, T.; de Jesus Cardoso Filho, B. The True Unity Power Factor Converter Applied to Photovoltaic Applications. In: *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. IEEE, 2019. p. 1–6. ISBN 978-1-7281-4180-0. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9065677/>>. Citado 2 vezes nas páginas 115 e 278.
- [114] HEMDANI, A.; NAOUAR, M. W.; BELKHODJA, I. S.; MONMASSON, E. Design of a digital IIR filter for active filtering applications. In: *2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*. IEEE, 2012. p. 1107–1112. ISBN 978-1-4673-0784-0. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6196622/>>. Citado na página 115.
- [115] REINHART, J. Dissertação (Mestrado), *Controlling Harmonic Distortion in Power Electronics using Active Power Filters*. 2013. 44 p. Citado na página 115.
- [116] GAUTAM, S.; YUNQING, P.; KAFLE, Y.; KASHIF, M.; HASAN, S. U. Evaluation of Fundamental d-q Synchronous Reference Frame harmonic Detection Method for Single Phase Shunt Active Power Filter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, v. 4, n. 1, p. 112–126, mar 2014. ISSN 2088-8694. Disponível em: <<http://www.iaesjournal.com/online/index.php/IJPEDS/article/view/4723>>. Citado na página 115.
- [117] SRIRANJANI, R.; JAYALALITH, S. LMS Algorithm Based Fundamental Current Detection for Shunt Hybrid Filter. *Journal of Applied Sciences*, v. 14, n. 14, p. 1612–1617, dec 2014. ISSN 18125654. Disponível em: <<http://www.scialert.net/abstract/?doi=jas.2014.1612.1617>>. Citado na página 115.
- [118] CHEN, B.; PIN, G.; NG, W. M.; PARISINI, T.; HUI, S.-Y. R. A Fast-Convergent Modulation Integral Observer for Online Detection of the Fundamental and Harmonics in Grid-Connected Power Electronics Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 4, p. 2596–2607, apr 2017. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7473876/>>. Citado na página 115.
- [119] JORDÃO, R. G. *Transformadores*. São Paulo: Editora Edgar Blücher, 2002. 197 p. ISBN 978-85-212-0316-2. Citado 2 vezes nas páginas 118 e 378.
- [120] HAMMOND, P. A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 202–208, 1997. ISSN 00939994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/567113/>>. Citado na página 118.
- [121] LORENZ, R.; LIPO, T.; NOVOTNY, D. Motion control with induction motors. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1215–1240, 1994. ISSN 00189219. Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=301685>>. Citado 2 vezes nas páginas 118 e 120.

[122] Hong Yan; Xinbo Ruan; Wu Chen. The input voltage sharing control strategy for input-series and output-parallel converter under extreme conditions. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2009. p. 662–667. ISBN 978-1-4244-2893-9. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5316408/>>. Citado na página 123.

[123] FU, X. et al. Control of series connected VSC modules for UHVDC application. In: *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2017. v. 2017-Janua, n. 1, p. 4494–4499. ISBN 978-1-5386-1127-2. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8216774/>>. Citado na página 123.

[124] JANG, Y.; JOVANOVIĆ, M. M.; DILLMAN, D. L.; LI, S.-H.; YANG, C.-C. Input-voltage balancing of series-connected converters. In: *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2011. p. 1153–1160. ISBN 978-1-4244-8084-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5744739/>>. Citado na página 123.

[125] BOSE, B. K. Voltage-Fed Converters. In: *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, NJ: Pearson Education, Inc, 2002. cap. 5, p. 191–270. ISBN 978-81-203-2749-8. Citado 3 vezes nas páginas 126, 127 e 144.

[126] SANTOS, M. E. d. *Análise e projeto de um inversor trifásico para aplicações em médias tensões industriais*. 191 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2007. Disponível em: <<https://ppgee.ufmg.br/defesas/769D.PDF>>. Citado na página 127.

[127] WU, M.; LI, Y. W.; KONSTANTINOOU, G. A Comprehensive Review of Capacitor Voltage Balancing Strategies for Multilevel Converters Under Selective Harmonic Elimination PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 3, p. 2748–2767, mar 2021. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9152155/>>. Citado na página 129.

[128] PULIKANTI, S. R.; DAHIDAH, M. S. A.; AGELIDIS, V. G. Voltage Balancing Control of Three-Level Active NPC Converter Using SHE-PWM. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 258–267, jan 2011. ISSN 0885-8977. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5571023/>>. Citado na página 129.

[129] LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, sep 2005. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1510826/>>. Citado 2 vezes nas páginas 135 e 409.

[130] The MathWorks, Inc. *Battery*: Generic battery model. 2020. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html>>. Acesso em: 02 nov. 2020. Citado na página 135.

[131] DÍAZ-GONZÁLEZ, F. *Energy Storage in Power Systems*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2016. ISBN 9781118971291. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781118971291>>. Citado 2 vezes nas páginas 136 e 141.

- [132] WSTECH. *Original Operating Instructions: Battery Charger BATD0280-ES-1-480-1 (Outdoor)*. Flensburg, 2018. 100 p. Disponível em: <<https://www.wstech.com/products/energy-storage/bat/>>. Citado 2 vezes nas páginas 136 e 406.
- [133] De Breucker, S.; ENGELLEN, K.; D'HULST, R.; DRIESEN, J. Impact of Current Ripple on Li-ion Battery Ageing. *World Electric Vehicle Journal*, v. 6, n. 3, p. 532–540, sep 2013. ISSN 2032-6653. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/2032-6653/6/3/532>>. Citado na página 136.
- [134] XAVIER, L. S. et al. Power converters for battery energy storage systems connected to medium voltage systems: a comprehensive review. *BMC Energy*, BMC Energy, v. 1, n. 1, p. 7, dec 2019. ISSN 2524-4469. Disponível em: <<https://bmccenergy.biomedcentral.com/articles/10.1186/s42500-019-0006-5>>. Citado na página 137.
- [135] World Energy Council. *E-storage : Shifting from cost to value. Wind and solar applications*. London, 2016. 52 p. Disponível em: <<https://www.worldenergy.org/publications/2016/e-storage-shifting-from-cost-to-value-2016/>>. Citado 2 vezes nas páginas 151 e 307.
- [136] PILLAY, P.; MANYAGE, M. Definitions of Voltage Unbalance. *IEEE Power Engineering Review*, v. 21, n. 5, p. 49–51, 2001. ISSN 0272-1724. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4311362/>>. Citado na página 162.
- [137] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *FS450R12KE3*: 1200 V, 450 A sixpack IGBT module. Munich, 2013. 8 p. Disponível em: <<https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/fs450r12ke3/>>. Citado 3 vezes nas páginas 199, 203 e 206.
- [138] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *F3L400R07ME4_B23*: 650 V, 400 A 3-level IGBT module: lower switch. Munich, 2013. 11 p. Disponível em: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/f3l400r07me4_b23/>. Citado 3 vezes nas páginas 199, 203 e 207.
- [139] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *FF900R12IE4*: 1200 V, 900 A dual IGBT module. Munich, 2013. 9 p. Disponível em: <<https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/ff900r12ie4/>>. Citado 2 vezes nas páginas 203 e 204.
- [140] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *F3L400R07ME4_B22*: 650 V, 400 A 3-level IGBT module: upper switch. Munich, 2013. 11 p. Disponível em: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/f3l400r07me4_b22/>. Citado 2 vezes nas páginas 203 e 207.
- [141] UNDERWRITERS LABORATORIES. *UL 1561*: Dry-type general purpose and power transformers. [S.l.], 2012. 62 p. Citado 3 vezes nas páginas 212, 408 e 409.
- [142] The MathWorks, Inc. *fft*: Fast fourier transform. 2020. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/fft.html>>. Acesso em: 29 oct. 2020. Citado na página 237.
- [143] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 61000-4-7 Ed 2.1*: Electromagnetic compatibility (EMC) - part 4-7: Testing and measurement techniques - general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for

power supply systems and equipment connected thereto. Geneva, 2009. 82 p. Citado na página 237.

[144] HUSSEIN, K. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 142, n. 1, p. 59, 1995. ISSN 13502360. Disponível em: https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-gtd{_}19951. Citado na página 241.

[145] VEEN, B. V. *Very Low Frequency Filtering: Do It Right Using Downsampling*. 2014. Disponível em: <https://allsignalprocessing.com/2014/12/14/very-low-frequency-filtering/>. Acesso em: 17 nov. 2020. Citado na página 244.

[146] SEMIKRON. *SK 95 D: Bridge Rectifier*. [S.l.], 2005. 3 p. Citado na página 262.

[147] YINGLI SOLAR. *YL 255 P-32b – 1810x990 SERIES*: Yl 235 p-32b. yl 240 p-32b. yl 245 p-32b. yl 250 p-32b. yl 255 p-32b. [S.l.], 2009. 2 p. Citado na página 264.

[148] PARREIRAS, T. M.; ROCHA, A. V.; JUSTINO, J. C. G.; Cardoso Filho, B. d. J. 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. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7356904/>. Citado 2 vezes nas páginas 277 e 278.

[149] JUSTINO, J.; PARREIRAS, T.; FILHO, B. Hundreds kW Charging Stations for e-Buses Operating Under Regular Ultra-Fast Charging. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 2, p. 1–1, 2015. ISSN 0093-9994. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7308062/>. Citado na página 277.

[150] PARREIRAS, T. M.; JUSTINO, J. C. G.; ROCHA, A. V.; FILHO, B. d. J. C. True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 52, n. 3, p. 2737–2746, may 2016. ISSN 0093-9994. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7416161/>. Citado na página 278.

[151] PARREIRAS, T. M.; ALVES, M. H. d. S.; ALMEIDA, C. E.; SILVA, S. M.; FILHO, B. d. J. C. The True Unit Power Factor Converter with Flexible Arrangement for Battery Energy Systems: Series and Separate DC bus connection. In: *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2020. p. 3405–3412. ISBN 978-1-7281-4829-8. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9124607/>. Citado na página 278.

[152] PARREIRAS, T. M.; ALVES, M. H. d. S.; BASTOS, R. R.; PIRES, I. A.; F., B. d. J. C. The True Unit Power Factor Converter for Basic Oxygen Furnace Charging Cranes. In: *IEEE Industry Application Society, 55th Annual Meeting: IAS 2020*. [S.l.]: IEEE, 2020. p. 1–9. Citado na página 278.

[153] A. de L. Brandão, D.; M. Parreiras, T.; A. Pires, I.; De J. Cardoso Filho, B. Aplicação do Retificador True Unity Power Factor em Estações de Carregamento Ultrarrápidas. In: *Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020*. sbabra, 2020. Disponível em: https://www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/sba/article/view/1555. Citado na página 278.

- [154] PARREIRAS, T.; PRADO, B.; FILHO, B. Common-mode overvoltage mitigation in a medium voltage pump motor transformerless drive in a mining plant. In: *IEEE Industry Application Society, 52nd Annual Meeting: IAS 2016*. [S.l.: s.n.], 2016. ISBN 9781467386715. Citado na página 279.
- [155] PARREIRAS, T. et al. Forward dual-active-bridge solid state transformer for a SiC-based cascaded multilevel converter cell in solar applications. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2017. p. 2989–2996. ISBN 978-1-5090-5366-7. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7931122/>>. Citado na página 279.
- [156] MACHADO, A. et al. Control of a SiC-based Cascaded Multilevel Converter cell for solar applications. In: *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. Florianópolis: IEEE, 2017. p. 1–7. ISBN 978-1-5090-5339-1. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7972496/>>. Citado na página 279.
- [157] PARREIRAS, T. M.; PRADO, B. M.; Cardoso de J. Cardoso, B. Common-mode Overvoltage Mitigation in a Medium Voltage Pump Motor Transformerless Drive in a Mining Plant. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 1–1, 2017. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8027081/>>. Citado na página 279.
- [158] AMARAL, F. et al. Operation of a Grid-Tied CMC Based on a SiC Forward SST Under Unbalanced PV Power Generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, p. 1–1, 2018. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8337771/>>. Citado na página 279.
- [159] PARREIRAS, T. M. et al. Forward Dual-Active-Bridge Solid-State Transformer for a SiC-Based Cascaded Multilevel Converter Cell in Solar Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 6, p. 6353–6363, nov 2018. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8408712/>>. Citado na página 279.
- [160] COSERN. *Quem somos*. 2018. Disponível em: <<http://servicos.cosern.com.br/a-cosern/Paginas/QuemSomos/Quem-Somos.aspx>>. Citado na página 280.
- [161] ANEEL. *CHAMADA Nº 021/2016 Projeto Estratégico: "Arranjos Técnicos e Comerciais para a Inserção de Sistemas de Armazenamento de Energia no Sistema Elétrico Brasileiro"*. Brasília, 2016. 23 p. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/documents/656831/14930433/Chamada+PD_Estrategico_21_Armazenamento_Julho2016/>. Citado na página 280.
- [162] FREITAS, D. S. de; MASCARENHAS, A. C. R.; Pinto Almeida, M.; ZILLES, R.; LORENZO, E. Impacto da geração fotovoltaica na rede elétrica de Fernando de Noronha. *Foto Volt*, v. 3, n. 2, p. 16–21, 2017. ISSN 2447-1615. Disponível em: <http://www.arandanet.com.br/revista/fotovolt/materia/2017/05/05/impacto_da_geracao.html>. Citado na página 280.
- [163] FOUREAUX, N. C. et al. Decisões de Projeto da Usina Experimental Fotovoltaica Tesla Engenharia de Potência. In: *VI Congresso Brasileiro de Energia Solar (CBENS)*. Belo Horizonte: ABENS, 2016. Disponível em: <<http://www.abens.org.br/CBENS2016/anais/anais/trabalhos/2596Pfinal.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 280 e 395.

- [164] ANEKE, M.; WANG, M. Energy storage technologies and real life applications – A state of the art review. *Applied Energy*, Elsevier Ltd, v. 179, p. 350–377, oct 2016. ISSN 03062619. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0306261916308728>>. Citado 3 vezes nas páginas 305, 306 e 309.
- [165] ROBERTS, B. Capturing grid power. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 7, n. 4, p. 32–41, jul 2009. ISSN 1540-7977. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5159604/>>. Citado na página 307.
- [166] DODDS, P. E.; GARVEY, S. D. The Role of Energy Storage in Low-Carbon Energy Systems. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 1, p. 3–22. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000014>>. Citado 2 vezes nas páginas 307 e 313.
- [167] CAMARGO, C. C. d. B.; TEIVE, R. C. G. *Gerenciamento pelo lado da demanda: Aspectos técnicos, econômicos, ambientais e políticas de conservação da energia*. Itajaí: Universidade do Vale do Itajaí, 2006. 287 p. ISBN 85-7696-012-5. Citado na página 307.
- [168] IRENA; IEA-ETSAP. *Technology Brief - Electricity Storage*. [S.l.], 2012. 28 p. Disponível em: <<http://www.irena.org/publications/2015/Oct/Electricity-storage>>. Citado na página 307.
- [169] GUNNEY, M. S.; TEPE, Y. Classification and assessment of energy storage systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 75, n. October 2016, p. 1187–1197, aug 2017. ISSN 13640321. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032116308218>>. Citado na página 309.
- [170] IEC. *Electrical Energy Storage - White Paper*. [S.l.], 2011. 1–78 p. Disponível em: <<http://www.iec.ch/whitepaper/pdf/iecWP-energystorage-LR-en.pdf>>. Citado 3 vezes nas páginas 309, 331 e 355.
- [171] FARHADI, M.; MOHAMMED, O. Energy Storage Technologies for High-Power Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 3, p. 1953–1961, may 2016. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7362184/>>. Citado 3 vezes nas páginas 309, 312 e 354.
- [172] KOOHI-KAMALI, S.; TYAGI, V. V.; RAHIM, N. A.; PANWAR, N. L.; MOKHLIS, H. Emergence of energy storage technologies as the solution for reliable operation of smart power systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 25, p. 135–165, 2013. ISSN 13640321. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2013.03.056>>. Citado na página 312.
- [173] TEIXEIRA, F.; SOUSA, J. de; FAIAS, S. How market power affects the behavior of a pumped storage hydro unit in the day-ahead electricity market? In: *2012 9th International Conference on the European Energy Market*. IEEE, 2012. p. 1–6. ISBN 978-1-4673-0833-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6254793/>>. Citado na página 315.
- [174] MOHSENIAN-RAD, H. Coordinated Price-Maker Operation of Large Energy Storage Units in Nodal Energy Markets. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 31, n. 1, p. 786–797, jan 2016. ISSN 0885-8950. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7064800/>>. Citado na página 315.

- [175] YANG, C.-J. Pumped Hydroelectric Storage. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Elsevier, 2016. cap. 2, p. 25–38. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000026>>. Citado na página 315.
- [176] LEVINE, J. G. Pumped Hydroelectric Energy Storage. In: BARNES, F. S.; LEVINE, J. G. (Ed.). *Large Energy Storage Systems Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011. cap. 3, p. 51–76. ISBN 978-1-4200-8601-0. Citado na página 316.
- [177] MARTIN, G. G. Underground Pumped Hydroelectric Energy Storage. In: BARNES, F. S.; LEVINE, J. G. (Ed.). *Large Energy Storage Systems Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011. cap. 4, p. 77–110. ISBN 978-1-4200-8601-0. Citado na página 316.
- [178] ESCOMBE, F. Novel Hydroelectric Storage Concepts. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Elsevier, 2016. cap. 3, p. 39–67. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000038>>. Citado na página 316.
- [179] YAO, E.; WANG, H.; XI, G. A Novel Pumped Hydro Combined with Compressed Air Energy. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 8, p. 155–166. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000087>>. Citado na página 317.
- [180] SUCCAR, S. Compressed Air Energy Storage. In: BARNES, F. S.; LEVINE, J. G. (Ed.). *Large Energy Storage Systems Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011. cap. 5, p. 112–180. ISBN 978-1-4200-8601-0. Citado na página 318.
- [181] BUDT, M.; WOLF, D.; SPAN, R.; YAN, J. A review on compressed air energy storage: Basic principles, past milestones and recent developments. *Applied Energy*, Elsevier Ltd, v. 170, p. 250–268, 2016. ISSN 03062619. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.02.108>>. Citado 3 vezes nas páginas 318, 320 e 321.
- [182] GARVEY, S. D.; PIMM, A. Compressed Air Energy Storage. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 5, p. 87–111. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000051>>. Citado 3 vezes nas páginas 319, 320 e 327.
- [183] DONADEI, S.; SCHNEIDER, G.-S. Compressed Air Energy Storage in Underground Formations. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 6, p. 113–133. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000063>>. Citado na página 322.
- [184] PIMM, A.; GARVEY, S. D. Underwater Compressed Air Energy Storage. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 7, p. 135–154. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000075>>. Citado na página 322.

- [185] BENDER, D. Flywheels. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 10, p. 183–201. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000105>>. Citado 2 vezes nas páginas 322 e 325.
- [186] Mousavi G, S.; FARAJI, F.; MAJAZI, A.; AL-HADDAD, K. A comprehensive review of Flywheel Energy Storage System technology. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 67, p. 477–490, jan 2017. ISSN 13640321. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032116305597>>. Citado na página 323.
- [187] TSAO, P.; SENESKY, M.; SANDERS, S. A synchronous homopolar machine for high-speed applications. In: *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*. IEEE, 2002. v. 1, p. 406–416. ISBN 0-7803-7420-7. ISSN 0197-2618. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1044119/>>. Citado na página 324.
- [188] ARANI, A. K.; KARAMI, H.; GHAREHPETIAN, G.; HEJAZI, M. Review of Flywheel Energy Storage Systems structures and applications in power systems and microgrids. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 69, n. September 2015, p. 9–18, mar 2017. ISSN 13640321. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2016.11.166>><<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032116309054>>. Citado na página 325.
- [189] STUTZ, B. et al. Storage of thermal solar energy. *Comptes Rendus Physique*, Elsevier Masson SAS, v. 18, n. 7-8, p. 401–414, sep 2017. ISSN 16310705. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.crhy.2017.09.008>><<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1631070517300646>>. Citado 2 vezes nas páginas 325 e 330.
- [190] Ann Cruickshank, C.; BALDWIN, C. Sensible Thermal Energy Storage: Diurnal and Seasonal. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 15, p. 291–311. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000154>>. Citado na página 326.
- [191] BROWN, L. S.; HOLME, T. A. *Química Geral: Aplicada à Engenharia*. São Paulo: Cengage Learning, 2014. 653 p. ISBN 978-85-221-0688-2. Citado 2 vezes nas páginas 326 e 336.
- [192] BEGEAL, C.; DECKER, T. Solar Thermal Energy Storage. In: BARNES, F. S.; LEVINE, J. G. (Ed.). *Large Energy Storage Systems Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011. cap. 7, p. 182–212. ISBN 978-1-4200-8601-0. Citado na página 327.
- [193] VALDERRAMA, C.; Luis Cortina, J.; AKBARZADEH, A. Solar Ponds. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 14, p. 273–289. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000142>>. Citado na página 328.
- [194] NOËL, J. A.; KAHWAJI, S.; DESGROSSEILLIERS, L.; GROULX, D.; WHITE, M. A. Phase Change Materials. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing*

- Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 13, p. 249–272. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000130>>. Citado na página 328.
- [195] KERSKES, H. Thermochemical Energy Storage. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 17, p. 345–372. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000178>>. Citado na página 330.
- [196] CHISHOLM, G.; CRONIN, L. Hydrogen From Water Electrolysis. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 16, p. 315–343. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000166>>. Citado na página 331.
- [197] CROTOGINO, F. Larger Scale Hydrogen Storage. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 20, p. 411–429. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000208>>. Citado na página 333.
- [198] TICHLER, R.; BAUER, S. Power-to-Gas. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 18, p. 373–389. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B978012803440800018X>>. Citado na página 334.
- [199] PLETCHER, D. Fuel Cells. In: *A First Course in Electrode Process*. 2. ed. Cambridge: RSC Publishing, 2009. cap. 8, p. 222–247. ISBN 978-1-84755-893-0. Citado 2 vezes nas páginas 335 e 336.
- [200] GLAIZE, C.; GENIÈS, S. *Lithium Batteries and Other Electrochemical Storage Systems*. Hoboken, NJ USA: John Wiley & Sons, Inc., 2013. 1–354 p. ISBN 9781118761120. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781118761120>>. Citado 6 vezes nas páginas 336, 337, 338, 339, 345 e 347.
- [201] MAY, G. J.; DAVIDSON, A.; MONAHOV, B. Lead batteries for utility energy storage: A review. *Journal of Energy Storage*, Elsevier Ltd, v. 15, p. 145–157, 2018. ISSN 2352152X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.est.2017.11.008>>. Citado 3 vezes nas páginas 337, 342 e 343.
- [202] VETTER, M.; LUX, S. Rechargeable Batteries with Special Reference to Lithium-Ion Batteries. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 11, p. 205–225. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000117>>. Citado 5 vezes nas páginas 338, 340, 341, 342 e 344.
- [203] SCOTT, I.; LEE, S.-H. Battery Energy Storage. In: BARNES, F. S.; LEVINE, J. G. (Ed.). *Large Energy Storage Systems Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011. cap. 6, p. 153–180. ISBN 978-1-4200-8601-0. Citado 8 vezes nas páginas 338, 340, 341, 342, 343, 345, 346 e 347.

- [204] DUNN, B.; KAMATH, H.; TARASCON, J.-M. Electrical Energy Storage for the Grid: A Battery of Choices. *Science*, v. 334, n. 6058, p. 928–935, nov 2011. ISSN 0036-8075. Disponível em: <<http://www.sciencemag.org/cgi/doi/10.1126/science.1212741>>. Citado na página 339.
- [205] KESHAN, H.; THORNBURG, J.; USTUN, T. Comparison of lead-acid and lithium ion batteries for stationary storage in off-grid energy systems. In: *4th IET Clean Energy and Technology Conference (CEAT 2016)*. Institution of Engineering and Technology, 2016. p. 30 (7 .)–30 (7 .). ISBN 978-1-78561-238-1. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2016.1287>>. Citado 2 vezes nas páginas 340 e 342.
- [206] NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION (NASA). Lawrence H. Thaller. *Electrically Rechargeable Redox Flow Cell*. 1976. US3996064A, dec. 7, 1976. Citado 2 vezes nas páginas 345 e 346.
- [207] DOETSCH, C.; BURFEIND, J. Vanadium Redox Flow Batteries. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 12, p. 227–246. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000129>>. Citado na página 346.
- [208] Hayt Jr., W. H.; BUCK, J. A. *Engineering Electromagnetics*. 8. ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2012. 593 p. ISBN 978-0-07-338066-7. Citado na página 348.
- [209] SLEMON, G. R. Processos de Conversão de Energia Elétrica. In: *Equipamentos Magnetelétricos: Transdutores, Transformadores e Máquinas*. São Paulo: LTC/Editora da Universidade de São Paulo, 1974. cap. 1, p. 1–106. Citado na página 349.
- [210] S. Iro, Z.; SUBRAMANI, C.; DASH, S. A Brief Review on Electrode Materials for Supercapacitor. *International Journal of Electrochemical Science*, v. 11, n. 12, p. 10628–10643, dec 2016. ISSN 14523981. Disponível em: <<http://www.electrochemsci.org/abstracts/vol11/111210628.pdf>>. Citado na página 349.
- [211] GONZÁLEZ, A.; GOIKOLEA, E.; BARRENA, J. A.; MYSYK, R. Review on supercapacitors: Technologies and materials. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 58, p. 1189–1206, may 2016. ISSN 13640321. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032115016329>>. Citado 2 vezes nas páginas 350 e 351.
- [212] DRUMMOND, R.; ZHAO, S.; HOWEY, D. A.; DUNCAN, S. R. Circuit synthesis of electrochemical supercapacitor models. *Journal of Energy Storage*, Elsevier Ltd, v. 10, p. 48–55, 2017. ISSN 2352152X. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.est.2016.11.003>>. Citado na página 352.
- [213] ZHANG, L.; HU, X.; WANG, Z.; SUN, F.; DORRELL, D. G. A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier Ltd, v. 81, n. February 2017, p. 1868–1878, jan 2018. ISSN 13640321. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032117309292>>. Citado na página 352.

- [214] LUONGO, C. Superconducting storage systems: an overview. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 32, n. 4, p. 2214–2223, jul 1996. ISSN 00189464. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/508607/>>. Citado na página 354.
- [215] CICERON, J.; BADEL, A.; TIXADOR, P.; FOREST, F. Design Considerations for High-Energy Density SMES. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, v. 27, n. 4, p. 1–5, jun 2017. ISSN 1051-8223. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7827089/>>. Citado na página 355.
- [216] Superconductor Technologies Inc. *About Semiconducting Wire*. 2018. Disponível em: <http://www.suptech.com/about_superconducting_wire_n.php>. Citado na página 355.
- [217] XU, Y. et al. Research on the Application of Superconducting Magnetic Energy Storage in Microgrids for Smoothing Power Fluctuation Caused by Operation Mode Switching. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, v. 8223, n. August 2017, p. 1–1, 2018. ISSN 1051-8223. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/8298535/>>. Citado na página 355.
- [218] ALI, M. H.; Bin Wu; DOUGAL, R. A. An Overview of SMES Applications in Power and Energy Systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 1, n. 1, p. 38–47, apr 2010. ISSN 1949-3029. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5433171/>>. Citado na página 355.
- [219] CAVA, F.; KELLY, J.; PEITZKE, W.; BROWN, M.; SULLIVAN, S. Advanced Rail Energy Storage: Green Energy Storage for Green Energy. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 4, p. 69–86. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B978012803440800004X>>. Citado na página 357.
- [220] DING, Y. et al. Liquid Air Energy Storage. In: LETCHER, T. M. (Ed.). *Storing Energy: with Special Reference to Renewable Energy Sources*. Amsterdam: Elsevier, 2016. cap. 9, p. 167–181. ISBN 978-0-12-803440-8. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9780128034408000099>>. Citado na página 357.
- [221] BENATO, A.; STOPPATO, A. Pumped Thermal Electricity Storage: a technology overview. *Thermal Science and Engineering Progress*, feb 2018. ISSN 24519049. Disponível em: <<http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S2451904917303700>>. Citado na página 357.
- [222] PEREIRA, C. *Redes Elétricas no Domínio da Frequência*. São Paulo: Artiber Editora, 2015. ISBN 858809892X. Citado 5 vezes nas páginas 377, 378, 385, 390 e 392.
- [223] OLIVEIRA, J. C. de; COGO, J. R.; ABREU, J. P. G. de. *Transformadores: teoria e ensaios*. São Paulo: Editora Edgar Blücher, 1984. 174 p. Citado 2 vezes nas páginas 378 e 379.
- [224] SHAARBAFI, K. *Transformer Modelling Guide*. Calgary: AESO, 2014. Citado na página 382.

- [225] SEMIKRON. *Power Electronics Systems - SEMISTACK - IGBT: SKS 46F B6U+E1CIF+B6CI 17 V06*. [S.l.], 2008. 1–3 p. Citado na página 395.
- [226] ABAD, G.; LÓPEZ, J.; RODRÍGUEZ, M.; MARROIO, L.; IWANSKI, G. Hardware Solutions for LVRT. In: *Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation Applications*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2011. p. 479–499. ISBN 9781118104965. Disponível em: <<http://doi.wiley.com/10.1002/9781118104965.ch9>>. Citado 2 vezes nas páginas 398 e 414.
- [227] WEG. *Inversor de Frequência CFW-11: Manual do Usuário*. Jaraguá do Sul, 2016. 59 p. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hf1/h68/WEG-cfw11-manual-do-usuario-200-400v-mec.-e-10000256340-manual-portugues-br.pdf>>. Citado 4 vezes nas páginas 404, 405, 413 e 414.
- [228] IEC. *IEC 61800-2 Ed 2.0: Adjustable speed electrical power drive systems – Part 2: General requirements – Rating specifications for low voltage adjustable speed a.c. power drive systems*. Geneva, 2015. 194 p. Citado na página 404.
- [229] JAISWAL, G. C.; BALLAL, M. S.; TUTAKNE, D.; SURYAWANSHI, H. M. Impact of Power Quality on the Performance of Distribution Transformers: A Fuzzy Logic Approach to Assessing Power Quality. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 25, n. 5, p. 8–17, sep 2019. ISSN 1077-2618. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8746110/>>. Citado na página 406.
- [230] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 60076-11:2004: Power transformers – part 11: Dry-type transformers*. Geneva, 2004. 78 p. Citado na página 406.
- [231] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *IEEE Std C57.110-2008 (Revision of IEEE Std C57.110-1998): IEEE recommended practice for establishing liquid-filled and dry-type power and distribution transformer capability when supplying nonsinusoidal load currents*. New York, NY, 2008. 52 p. Citado na página 408.
- [232] IEC. *IEC 60076-6 Ed 1.0: Power transformers – part 6: Reactors*. 1.0. ed. Geneva, 2007. 246 p. ISBN 2-8318-9507-3. Citado na página 409.
- [233] LEM. *Voltage Transducer LV 25-P*. Plan-les-Ouates, 2014. 4 p. Citado 2 vezes nas páginas 414 e 415.
- [234] MADERGAN, C. Transformadores de Corrente (TCs), Transformadores de Potencial (TPs) e Bobinas de Rogowski para Proteção. In: *Proteção e Seletividade em Sistemas Elétricos Industriais*. São Paulo: Atitude Editorial Ltda., 2012. p. 151–184. ISBN 978-85-65828-00-0. Citado na página 415.
- [235] LEM. *Current Transducer LF 305-S*. Plan-les-Ouates, 2003. 3 p. Citado 2 vezes nas páginas 416 e 417.
- [236] ABB. *Current sensors, voltage sensors and voltage detectors*. Chassieu Cedex, 2016. 116 p. Citado 2 vezes nas páginas 416 e 417.

Apêndices

APÊNDICE A – Sistemas de Armazenamento de Energia Elétrica em Larga Escala

Este apêndice apresenta as principais tecnologias para armazenamento de energia elétrica, a qual é uma forma secundária de energia. Ele inicia por apresentar a classificação dos sistemas, potenciais aplicações em SEP e os desafios para sua implementação e, na sequência, apresenta a tecnologia envolvida para as diversas aplicações de maior interesse na atualidade. Enfoque maior é dado as tecnologias de baterias, caso para o qual o conversor FPVU é estudado no presente trabalho.

A.1 Classificação, Aplicação e Desafios

O armazenamento de energia é algo que, embora as vezes não claramente observado, já ocorre no dia-a-dia da humanidade, como, por exemplo, ao armazenar lenha para prover calor no inverno ou manter fogo. Em engenharia, o termo armazenamento de energia é utilizado para referir-se ao conceito de armazenar energia, numa forma qualquer, a qual irá ser reutilizada para gerar energia quando necessário. Tal armazenamento pode ocorrer tanto na sua forma primária, quando a fonte de energia envolve somente a extração ou captura da matéria prima, antes da energia contida nela ser convertida em calor ou trabalho mecânico, ou em sua forma secundária, onde a energia produzida, em todas as suas formas, ocorre como resultado da transformação da energia primária através de um processo de conversão [164]. A [Figura A.1](#) indica o fluxo, da extração ao consumo, de algumas formas de energia primária e secundária, enquanto a [Tabela A.1](#) relaciona formas de energia primárias e secundárias através dos seus respectivos processos de conversão.

A forma mais estável e comum de se armazenar energia é em sua forma primária, sendo que a maioria da energia primária é normalmente obtida em uma forma armazenável como mostra a [Tabela A.2](#). Trata-se de um armazenamento que tem uma densidade de energia muito alta e pode prover armazenamento de energia por longos períodos. Por outro lado, a maioria das fontes de energia renovável não são facilmente armazenadas em sua forma natural e necessitam, portanto, serem convertidas para armazenamento numa forma secundária.

Embora com apenas alguns poucos investimentos de sucesso em condições bem específicas (ver ??), o armazenamento de energia elétrica (forma secundária) foi estabelecido

Figura A.1 – Energias primárias e secundárias

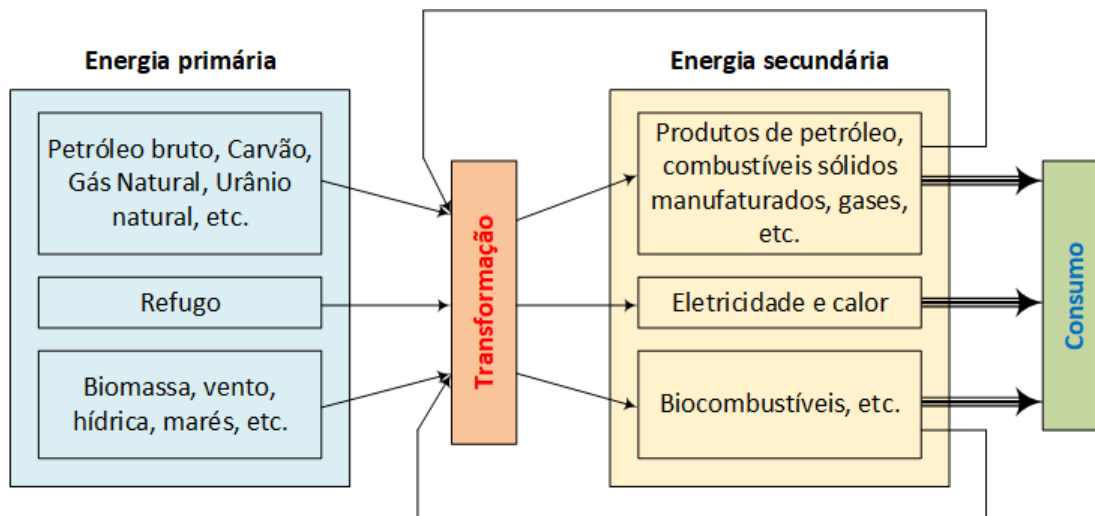


Tabela A.1 – Energias e tecnologias de conversão

Energia na forma primária	Processo de conversão	Energia na forma secundária
Petróleo bruto	Refinaria de óleo	Gasolina, diesel
Carvão	Usina térmica	Trabalho, calor, eletricidade
Urânio natural	Usina nuclear	Trabalho, eletricidade, calor
Energia solar	Usina fotovoltaica	Eletricidade, calor
Energia solar	Usina solar térmica	Eletricidade, calor, trabalho
Energia eólica	Parque eólico (turbina eólica)	Trabalho, eletricidade
Queda ou fluxo de água	Usina hídrica	Trabalho, eletricidade
Energia das marés	Usina maremotriz	Trabalho, eletricidade
Biomassa	Biorrefinaria, usina térmica	Trabalho, eletricidade, biocombustível, biodiesel, calor
Energia geotérmica	Usina Geotérmica	Trabalho, Eletricidade, calor

Fonte: [Aneke e Wang\[164\], 2016](#)

Tabela A.2 – Exemplos de armazenamento de energia em sua forma primária

Energia na forma primária	Forma de armazenamento
Petróleo bruto	Tanques de armazenamento
Gás Natural	Cavernas subterrâneas, tanques de armazenamento (forma líquida)
Carvão	Empilhamento
Biomassa	Toras, lascas ou pelotas de madeira

Fonte: [Aneke e Wang\[164\], 2016](#)

como um dos cinco principais pontos de atenção para a rede elétrica em 2030, num encontro promovido em Abril de 2003 pelo departamento de energia dos EUA e que envolveu executivos seniores representando universidades, laboratórios, concessionárias de energia elétrica, indústria, fabricantes de equipamentos, provedores de tecnologia da informação, agências governamentais e grupos de interesse [165]. Isso se deve, de maneira especial, ao fato dos sistemas de armazenamento de energia serem uma das quatro estratégias possíveis para gerenciar deficit e excesso de geração de energia elétrica (ver Tabela A.3), eventos esses que serão amplificados em virtude da alta penetração de renováveis e veículos elétricos num novo sistema elétrico com baixa emissões de carbono [166] (Figura A.2).

Tabela A.3 – Estratégias principais para gerenciar deficit e excesso de eletricidade

Estratégia	Descrição
Geração despachável	Geração flexível é utilizada para evitar deficit de energia. As maiores desvantagens dessa solução, já em uso, são os altos custos de capital e de capacidade de geração e a ausência de estratégia para se beneficiar do excesso de geração, quando esse ocorrer.
Reforço nas redes de transmissão e distribuição	Essa estratégia permite o aumento do fluxo de potência <i>no espaço</i> e, portanto, a demanda e o fornecimento de energia são balanceadas sobre áreas geográficas maiores.
Gerenciamento pelo lado da demanda: controle direto e indireto ¹	Tarifação diferenciada ao longo do dia já são aplicadas a grandes consumidores para transferir demanda de ponta para horário fora de ponta. No futuro, tecnologias de resposta pelo lado da demanda, viabilizada pelas <i>Smart Grids</i> , poderão permitir aos operadores de sistema a transferência direta da demanda dos consumidores.
Construção de sistemas de armazenamento de energia	Algumas tecnologias de armazenamento de energia, como as baterias, podem ajudar tanto em deficit quanto em excesso de energia. Outras, como a produção de hidrogênio para uso fora do setor elétrico, poderá endereçar apenas os excessos.

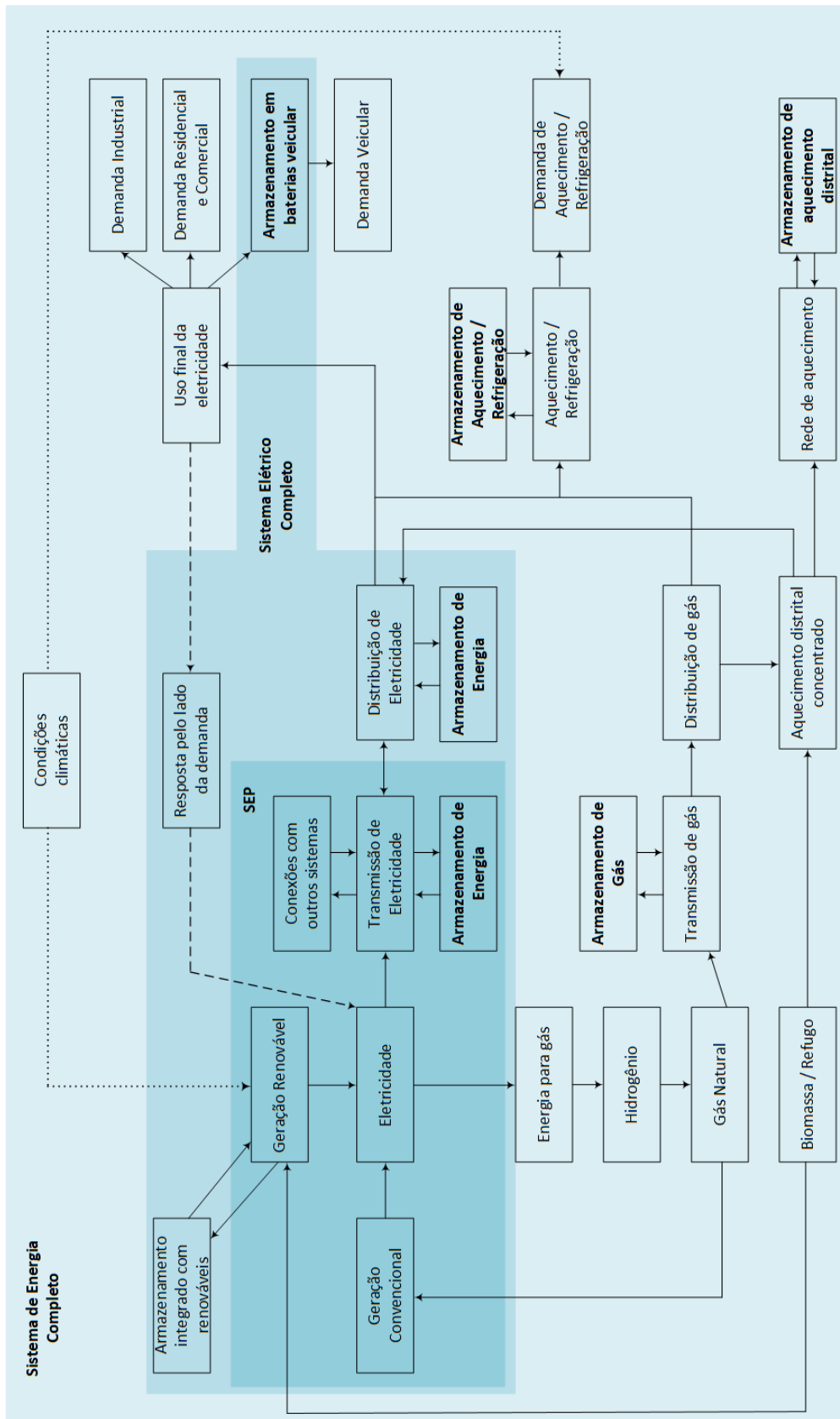
Fonte: Dodds e Garvey[166], 2016

As tecnologias de armazenamento de energia elétrica são diversas e podem ser caracterizadas e agrupadas de diferentes formas [135]:

- a) **Categoria científica:** conforme indicado na Figura A.3, as tecnologias de armazenamento de energia elétrica podem ser classificadas quanto a forma de armazenamento em mecânica, térmica, química, eletroquímica e eletromagnética. Pode se observar que, com frequência, é necessária a conversão da energia elétrica de uma forma em outra para armazenamento.
- b) **Características de performance** [168]:

¹ No tema de gerenciamento pelo lado da demanda, é definido como controle direto da demanda o uso de tecnologias para interferir diretamente no comportamento de um consumidor, enquanto que o controle indireto é definido como a indução de uma mudança de postura no consumo de energia elétrica através de uma tarifa adequada [167].

Figura A.2 – Esquemático dos papéis potenciais do armazenamento de energia em sistemas elétricos com baixa emissão de carbono



- **Capacidade de armazenamento de energia (kWh):** trata-se da quantidade de energia que pode ser armazenada no sistema².
 - **Taxas de carga e descarga (kW):** define quão rápido a energia pode ser carregada ou descarregada³. Para a maioria das tecnologias, a taxa de descarga pode variar durante a operação e é, com frequência, maior que a taxa de carga.
 - **Tempo de resposta (s, min.):** corresponde ao tempo necessário para o sistema de armazenamento iniciar o fornecimento de energia quando demandado.
 - **Vida útil:** dado como o número de ciclos de carga e descarga, anos ou energia armazenada / fornecida (kWh), dependendo da tecnologia.
 - **Eficiência:** (ou eficiência de um ciclo completo, *roundtrip efficiency*, %) calculada pela razão entre a energia descarregada por um sistema e a energia necessária para carregá-lo a cada ciclo, e indica as perdas energéticas num ciclo de armazenamento.
 - **Densidade de Energia (kWh/kg , kWh/m^3) e Densidade de potência (kW/kg , kW/m^3):** parâmetros de importância em aplicações onde o espaço é um fator relevante.
- c) **Duração do armazenamento:** Segundos a minutos, diário, semanal a meses.
- d) **Maturidade:** Pesquisa e Desenvolvimento (P&D), demonstração, comercialização. Como indicado na [Figura A.4](#).

Devido a variedade de características de performance disponíveis, a comparação entre tecnologias de armazenamento pode se dar de várias formas. Por exemplo, a [Figura A.5](#)⁴ indica uma comparação dos sistemas de armazenamento de acordo com a vida útil e a eficiência. Contudo, um método muito comum de comparação é por meio da energia e potência nominais e do tempo de duração da descarga [169, 170, 164], como mostrado na [Figura A.6](#). Farhadi e Mohammed[171], inclusive, utilizam-se desses parâmetros para separar as tecnologias de armazenamento de energia elétrica em dois grandes grupos:

- a) **Dispositivos de Alta Energia de Armazenamento (DAEA):** caracterizados por alta energia de armazenamento e tempo de descarga estendido.
- b) **Dispositivos de Alta Potência de Armazenamento (DAPA):** caracterizados por alta potência de armazenamento e tempo de descarga rápido.

A diversidade de tecnologias para Sistemas de Armazenamento de Energia Elétrica, daqui em diante chamado apenas de SAEE, com as mais diversas características técnicas,

² Para baterias, trabalhando a uma certa tensão de operação V , a capacidade de armazenamento de energia é dada em Ah , com $kWh = V \times Ah/1000$.

³ Com frequência, para baterias, é dado em Amperes (A), com $kW = V \times A/1000$.

⁴ Na figura em questão, DoD é aprofundidade de descarga a cada ciclo (*Depth of Discharge*).

Figura A.3 – Classificação dos sistemas de armazenamento de energia elétrica quanto a forma de energia.

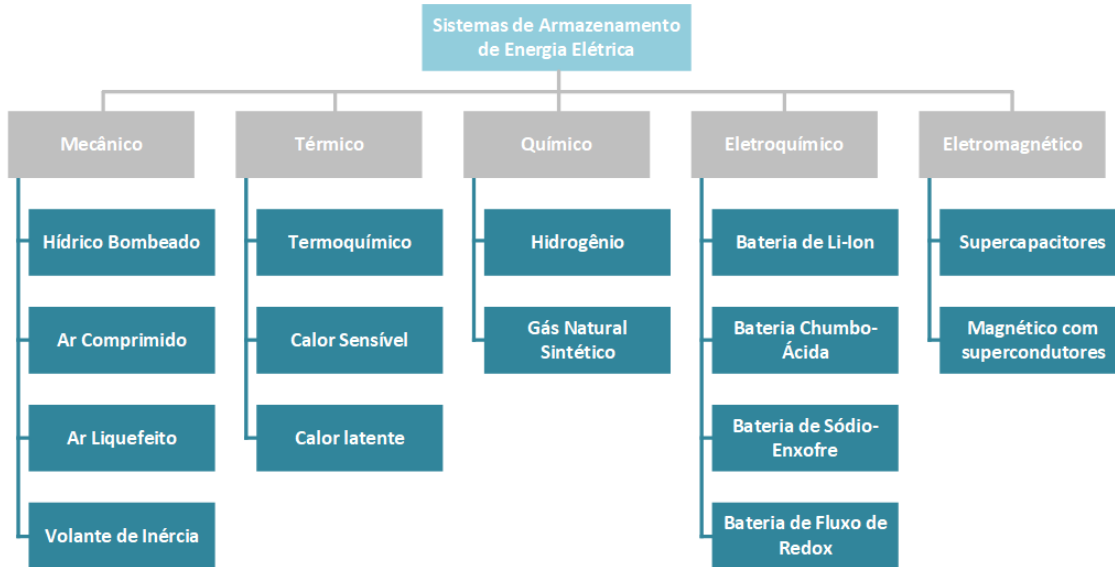


Figura A.4 – Estado de evolução das tecnologias de armazenamento de energia

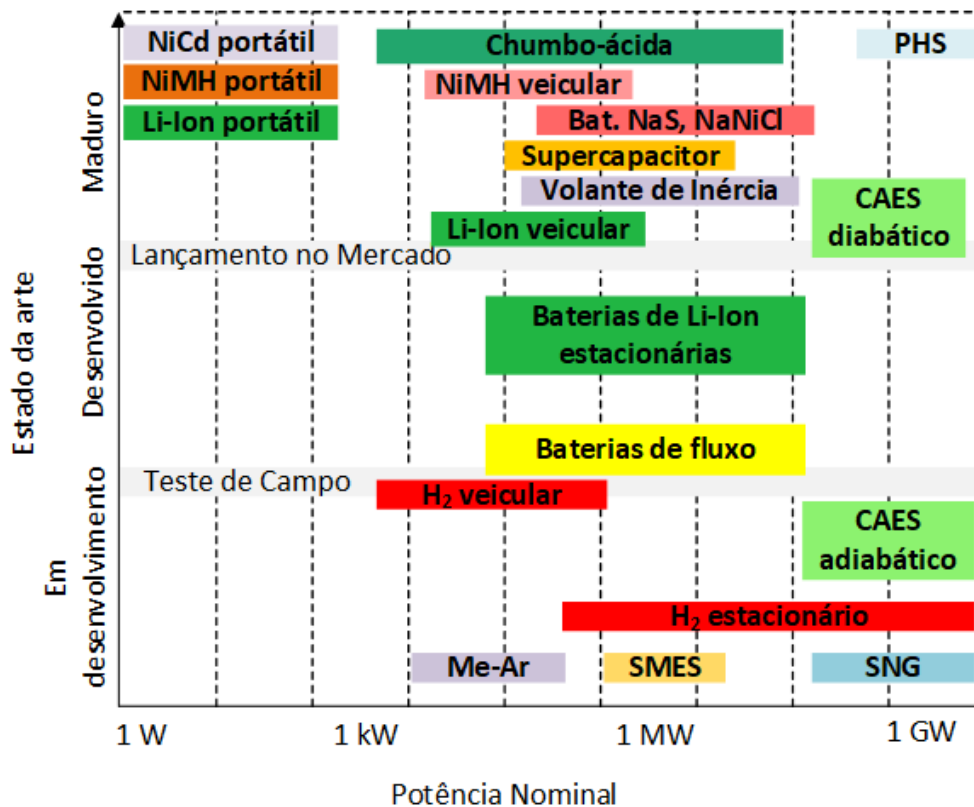


Figura A.5 – Comparação de sistemas de armazenamento pela vida útil e eficiência

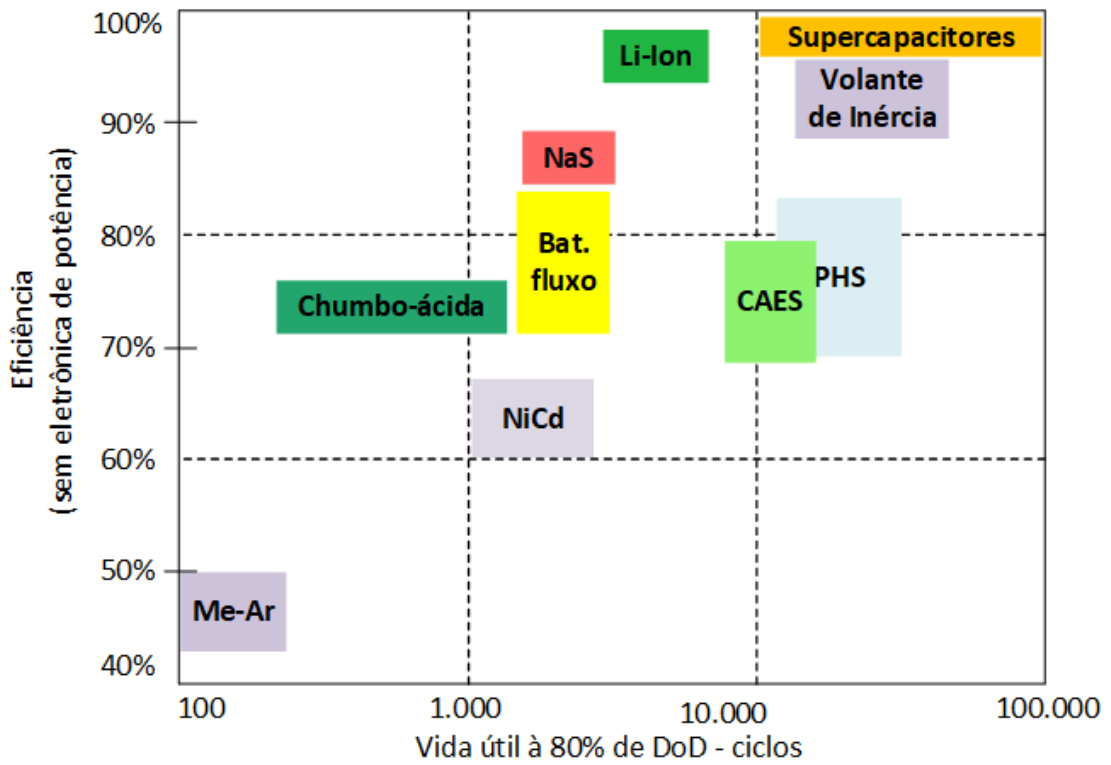
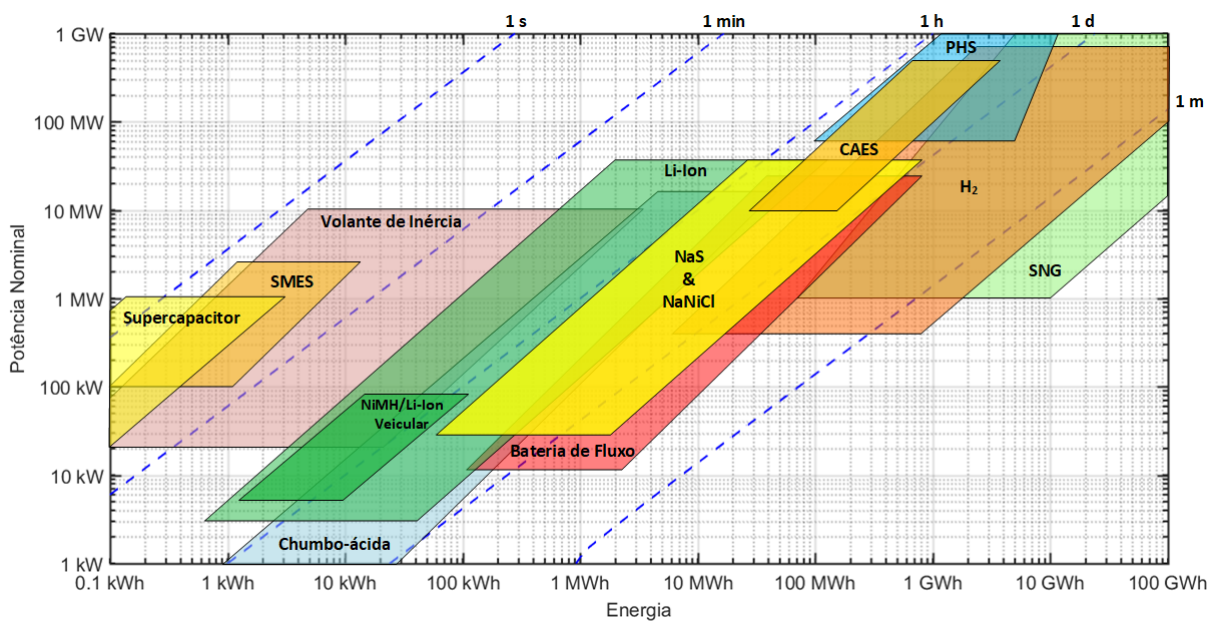


Figura A.6 – Comparação dos sistemas de energia elétrica quanto a potência, energia e duração de descarga.

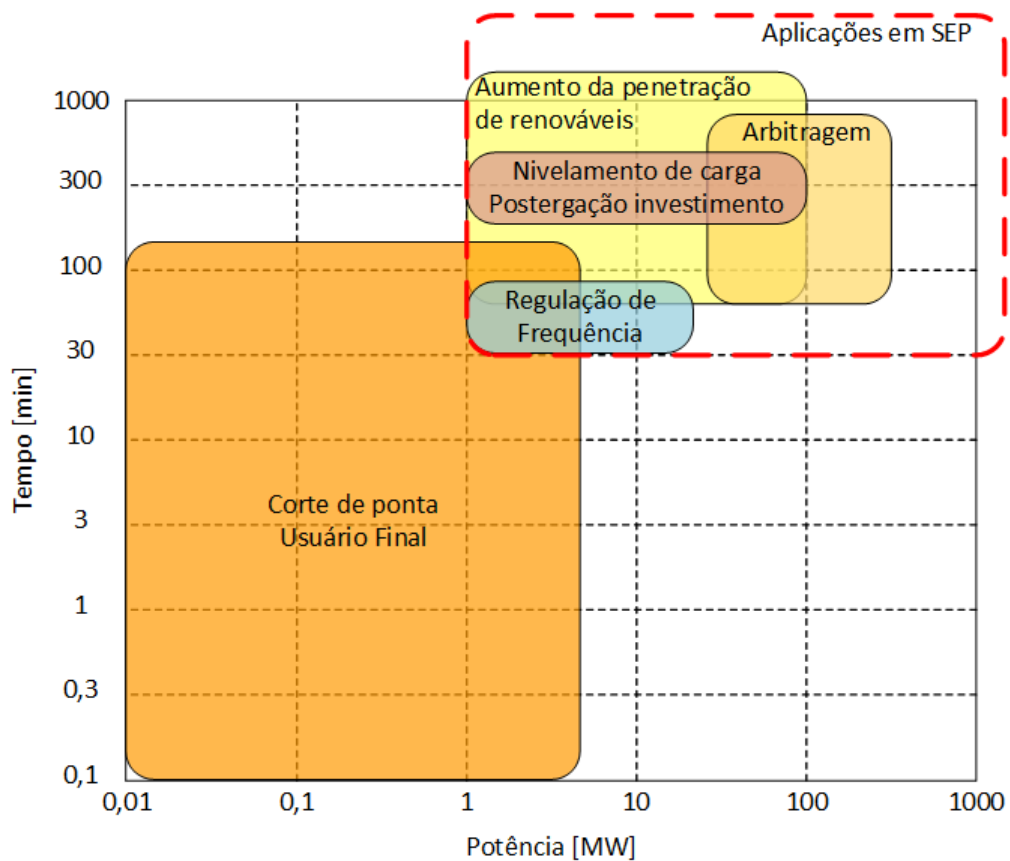


faz com que cada um dos sistemas seja mais vantajoso em faixas de aplicações específicas em redes de energia elétrica. A [Figura A.7](#) mostra a faixa de potências e tempo necessárias para diversas aplicações na rede elétrica, aqui sumarizadas [[172](#), [171](#)]:

- a) **Aumento da penetração de renováveis:** para solucionar o problema da intermitência das fontes renováveis, é preciso que haja suporte de outras fontes convencionais ou de SAEE. É esperado que para cada 10% de penetração de geração eólica, por exemplo, um balanço de potência de outras fontes (ou SAEE) de 2 a 4% da capacidade instalada eólica, seja necessário para manter o sistema elétrico estável.
- b) **Deslocamento de carga e corte de ponta:** o uso de SAEE, nesse caso, refere-se a utilizar, em horário de ponta, uma energia que havia sido armazenada previamente em horário fora de ponta.
- c) **Regulação de frequência e amortecimento de oscilações:** a estabilidade do sistema é geralmente analisada através de análise modal e no domínio da frequência e, portanto, a frequência é um importante parâmetro a ser mantido dentro de um limite aceitável. Além do mais, geradores distribuídos com interface eletrônica de potência são, em geral, unidades de baixa inércia. Logo, para ajustar a frequência da rede dinamicamente durante transientes, SAEE devem ser capazes de rápida injeção e absorção de potência de curta duração (1-2s).
- d) **Reserva de operação:** refere-se a capacidade geradora que está disponível e pode ser injetada no sistema pela decisão do operador dentro de um curto intervalo de tempo.
- e) **Suportabilidade à afundamentos de tensão:** trata-se de uma redução na tensão de determinada rede causada pela ocorrência de uma falta em suas proximidades, o que limita que a potência ativa que pode ser entregue pelas unidades geradoras. Se existe um substancial valor de potência ativa no gerador e essa potência não for controlada, poderá ocorrer aumento desregulado de velocidade das turbinas ou da tensão cc de conversores estáticos de interface. Tais problemas podem ser evitados através de um SAEE que absorve o excesso de potência que não deve ser entregue a rede e, em acréscimo, deixa essa energia disponível para ser utilizada em outros momentos.
- f) **Melhoria da qualidade de energia:** Para manter os valores de tensão dentro de um limite aceitável e normalizado, é mandatário o controle preciso do fluxo de potência reativa na rede elétrica. SAEE, em geral, podem ser utilizados para desempenhar esse papel, seja através do uso de geradores síncronos, ou, na maioria dos casos, através do conversor estático utilizado para interface com a rede elétrica.

- g) **Microrredes:** Em microrredes, além de todos os requisitos anteriores, pode ser necessário garantir o suprimento, ao menos de cargas críticas, durante a falta da rede principal. O uso de SAEE pode também garantir esse suprimento ininterrupto.

Figura A.7 – Aplicações em SEP de SAEE.



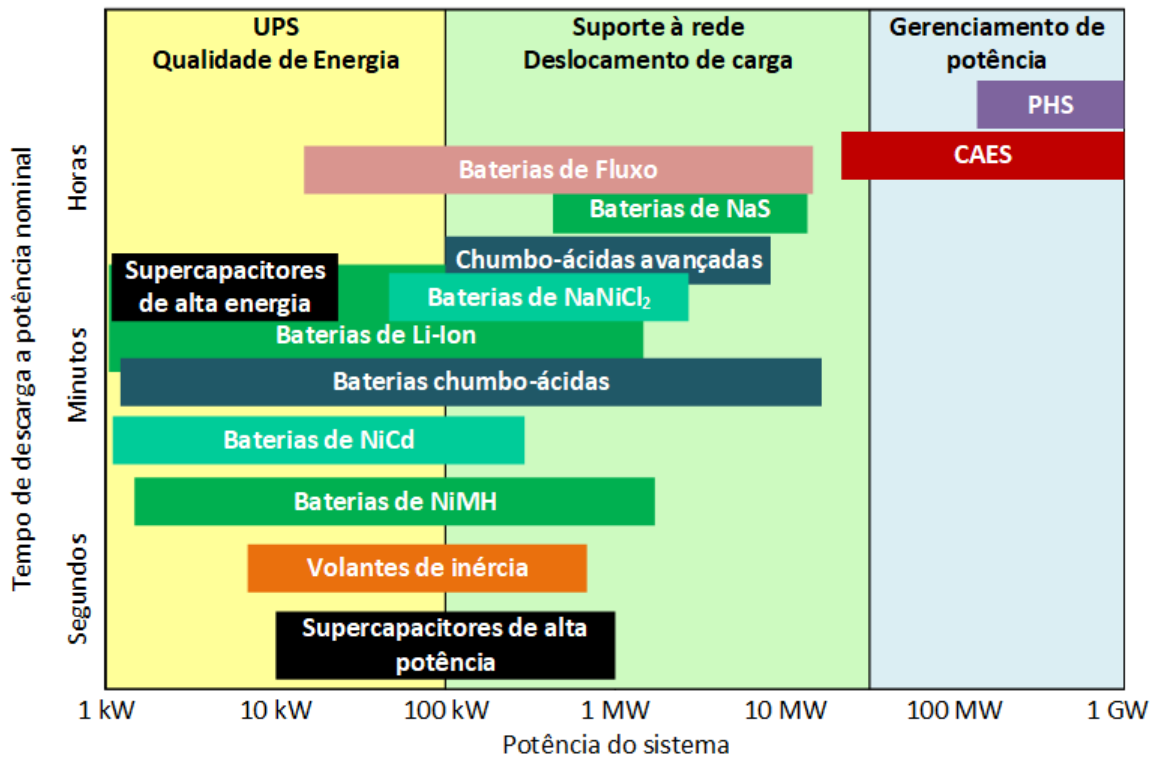
Com base nas necessidades específicas de todas essas aplicações (Figura A.7), e de acordo com as características específicas de cada SAEE, esses podem ser classificados também com relação aos tipos de aplicação em SEP para os quais cada tecnologia é mais promissora, como mostrado na Figura A.8.

Por fim, embora as tecnologias de SAEE possam o potencial de trazer todos os benefícios mencionados ao sistema elétrico, elas “estão entre as mais complexas e menos bem entendidas tecnologias de baixa emissão de carbono.”[166] (tradução do autor)⁵. Portanto, existem ainda vários desafios importantes para sua implementação em larga escala:

- a) Demonstrar a importância potencial de novos SAEE aplicados ao SEP, a qual ainda é incerta por várias razões:

⁵ (...) are among the most complicated and least well-understood low-carbon technologies.

Figura A.8 – Classificação dos SAEE por potência, tempo de descarga e tipo de aplicação



- A quantidade ótima de armazenamento depende da quantidade de geração despachável na rede elétrica como um todo e da magnitude dos picos de demanda.
 - Existe um compromisso entre armazenamento de energia e outras alternativas, como o reforço do sistema elétrico e o gerenciamento pelo lado da demanda.
 - A grande diversidade de SAEE torna um desafio identificar qual a melhor alternativa para diferentes sistemas de energia elétrica.
 - O papel dos SAEEs pode alterar se não for visto como um sistema independente de determinada tecnologia de geração.
- b) É preciso reduzir os custos dessas tecnologias, as quais ainda apresentam valores relativamente elevados. Esse fator se complica ainda mais pelo numeroso e diverso universo de tecnologias de SAEE. É preciso inovação tecnológica para reduzir custo de capital e melhorar a performance dos sistemas. Um nicho promissor para desenvolvimento mais rápido dos SAEE são as aplicações isoladas, onde o armazenamento tem um maior valor para sistemas menores e mais contidos.
- c) A aceitação e engajamento da população é um item crucial para o desenvolvimento de sistemas elétricos inovativos e com baixa emissão de carbono, mas ainda existe uma escassez de conhecimento por parte da população acerca de tecnologias de armazenamento de energia e dos papéis que elas podem

desempenhar nos sistemas elétricos.

- d) Encontrar o papel mais apropriado para um SAEE, depende do projeto do sistema, em particular da fração de geração inflexível e da fração de geração despachável. Outros fatores são a integração de determinada tecnologia com o sistema e o valor de cada tecnologia em relação ao custo de implementação. Há incertezas futuras relacionadas ao sistema elétrico e as próprias tecnologias (grande parte ainda em desenvolvimento).
- e) Por fim, é necessário adaptar os mercados de energia para refletir o real valor de um SAEE⁶.

O restante do presente apêndice se dedica a indicar as principais tecnologias de SAEE em análise pela indústria e academia. Procurar-se-á dar maior ênfase às tecnologias de baterias, para as quais se propõe a utilização do conversor FPVU como uma alternativa de alto custo-benefício.

A.2 Armazenamento Mecânico

Uma forma clássica de armazenamento da energia elétrica são os sistemas eletromecânicos, os quais convertem essa energia em formas que são mais facilmente armazenadas. Tratam-se de sistemas que convertem o excesso de energia elétrica em energia potencial ou cinética. Alguns dos principais sistemas baseados em armazenamento mecânico incluem: volantes de inércia, armazenamento através de bombeamento hídrico e armazenamento por ar comprimido.

A.2.1 Armazenamento Hídrico Bombeado

O armazenamento hídrico bombeado (PHS do inglês *Pumped Hydroelectric Storage*) é a solução mais madura e comercialmente disponível para armazenamento de energia em larga escala [175]. Trata-se de uma instalação que contém, tipicamente, um reservatório superior e um reservatório inferior, como mostrado na ?? (?). Bombas são utilizadas para deslocar água do reservatório inferior para o superior a preços de energia elétrica relativamente baixos (horário fora de ponta), enquanto que em períodos de grande demanda de eletricidade (horário de ponta), água é liberada do reservatório superior ao inferior, através de geradores, para geração de energia a preços mais altos.

Existem, basicamente, dois tipos de instalação PHES:

- a) PHES puro, ou fora da correnteza, a qual é baseada inteiramente em água que havia sido bombeada previamente para o reservatório superior, como única

⁶ Vários trabalhos tem sido feito por pesquisadores no âmbito de identificar melhores modelos de mercado para os SAEEs, como os trabalhos de [Teixeira, Sousa e Faias\[173\]](#) e [Mohsenian-Rad\[174\]](#), citados na ??

fonte de energia. Também chamado de PHES em malha fechada.

- b) PHES híbrido, o qual utiliza tanto a água bombeada como o fluxo de água natural para gerar energia. Também chamado de PHES em malha aberta.

Tradicionalmente, o projeto de tais sistemas de armazenamento tem sido feito com base em bombas e turbinas em separado, como o exemplo de *Gorona de Viento* mostrado na ???. Contudo, desde os anos 50, um conjunto reversível bomba-turbina se tornou o tipo de projeto dominante, como o exemplo de *Frades II*, também mostrado na mesma seção.

A [Equação A.1](#), da energia potencial gravitacional, indica bem os dois recursos fundamentais de um PHES, sendo eles uma diferença de elevação entre reservatórios e a água [176]. Já a [Equação A.2](#), por sua vez, indica a equação para a potência de saída de uma determinada instalação PHS, onde as variáveis modificáveis são a diferença de elevação, a vazão volumétrica e a eficiência. Observa-se, portanto, que existe uma relação de compromisso entre a vazão de água e a diferença de elevação entre reservatórios, onde um puder ser maximizado, o outro poderá ser reduzido.

$$E_p = m \cdot g \cdot H \quad (\text{A.1})$$

onde E_p é a energia potencial em Joules, m é a massa em kg, g é a aceleração da gravidade ($9,81 \text{ m/s}^2$) e H é a altura entre barragens em metros.

$$P = \rho \cdot g \cdot \eta \cdot Q_{vol} \cdot H \quad (\text{A.2})$$

onde P é a potência gerada em Watts, Q_{vol} é a vazão volumétrica em m^3/s , ρ é a densidade do fluido ($\rho = 1000 \text{ kg/m}^3$ para a água) e η é a eficiência da instalação.

Apesar de ser a tecnologia mais consolidada para armazenamento de energia em larga escala, uma PHES encontra como maior dificuldade a localização de instalações propensas a sua utilização e que impliquem num impacto ambiental limitado. Outro fator de impacto diz respeito aos custos e tempo prolongado para construção de uma instalação. Esses fatores conduzem à pesquisas sob novas formas de exploração desse tipo de armazenamento de energia elétrica, como o armazenamento subterrâneo apresentado por [Martin\[177\]](#), onde um reservatório, o superior, é mantido na superfície da instalação, enquanto que o outro é instalado abaixo do solo. Esse reservatório subterrâneo, o coração desse tipo de sistema, pode ser artificialmente construído ou ser um aquífero existente ou outra forma de contenção subterrânea de água presente na natureza.

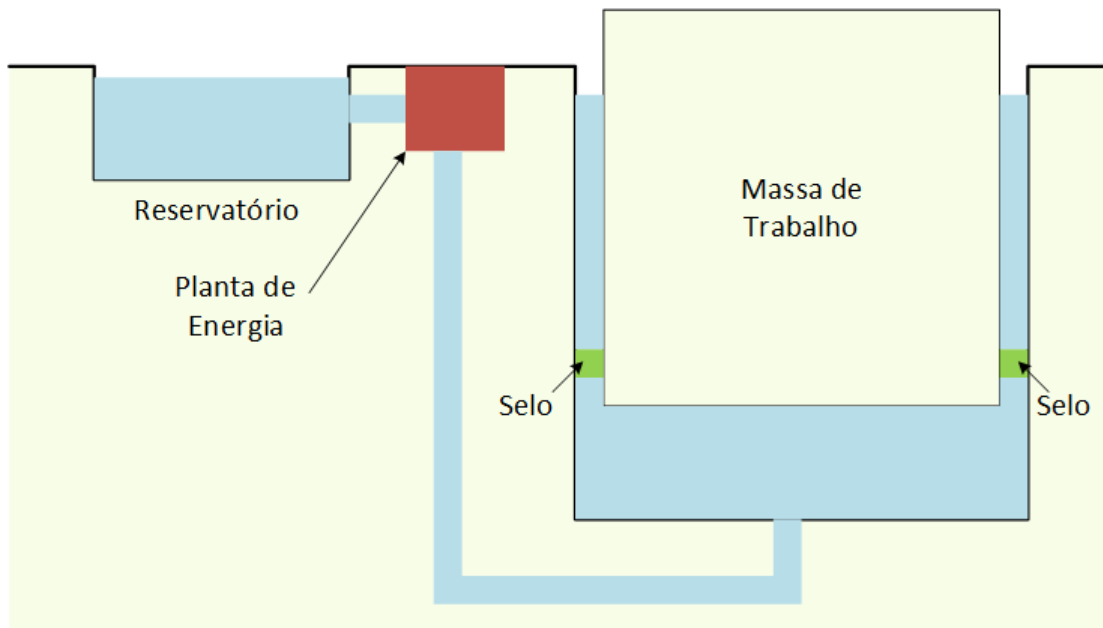
Além disso, outras tecnologias PHES mais avançadas são alvos de pesquisas constantes e, na grande maioria dos casos, sua variação está na forma de construção e localização dos reservatórios de água, como nos exemplos a seguir [178]:

- a) **PHES com água do mar:** utilizando-se da água do mar, pode-se construir instalações PHES interessantes. Entre as opções estão utilizar um reservatório

superior localizado razoavelmente acima do nível do mar e utilizar o próprio mar aberto como reservatório inferior. Também pode ser feito o inverso, um reservatório inferior construído no fundo do mar, enquanto que o mar aberto constitui o reservatório superior.

- b) **PHES com ar comprimido:** um projeto promissor é o uso de um tanque com água pressurizada ao invés do reservatório superior. O ar dentro do tanque fica pressurizado quando a água é bombeada para dentro do mesmo e a energia é armazenada em ar comprimido ao invés de energia potencial hídrica. Essa solução poderia, potencialmente, livrar o PHES dos requerimentos geográficos, uma vez que a diferença de elevação entre reservatórios não é mais necessária [179].
- c) **PHES de pistão no cilindro:** em termos simplificados, consiste em substituir uma quantidade muito grande de água numa curta diferença de altura (por exemplo, aproximadamente $400 \times 10^6 t$ de água seriam necessárias para armazenar $20 GWh$ numa diferença de elevação de $20 m$) por um disco de rocha de peso similar, e volume muito menor, escavado diretamente do chão, como mostrado na [Figura A.9](#). Esse PHES funciona, em essência, da seguinte maneira:
- Escavar e reforçar uma trincheira profunda para formar a periferia do pistão e a parede do cilindro;
 - Escavar horizontalmente para formar e reforçar a base do pistão;
 - Instalar selos entre a trincheira e a área de trabalho abaixo da base;
 - Armazenar energia pelo bombeamento da água até a área de trabalho de forma a levantar o pistão no cilindro;
 - Recuperar a energia armazenada pela liberação da água através de turbinas hidroelétricas.
- d) **PHES com membrana subterrânea:** nesse sistema, a energia é armazenada através do bombeamento de água para uma cavidade, enterrada abaixo de uma camada de $25 m$ de solo, e que é delimitada por duas camadas de uma membrana, selada nas extremidades. A cavidade infla quando a água é bombeada a, aproximadamente, $5 bar$, levantando o solo $10 m$ acima do nível da terra em seu entorno. A energia é recuperada quando a água é liberada através de uma turbina.
- e) **PHES de lagoa *offshore* em águas rasas:** uma lagoa é formada pela construção de uma invólucro, que se estende do leito marítimo à superfície, em torno de uma área substancial de água numa localidade de larga variação entre as marés alta e baixa. Na maré alta, a água é represada pela lagoa artificial com a ajuda de um sistema de bombeamento, que, devido a maré alta, demanda pouca energia para enviar água para o reservatório, enquanto que na maré baixa

Figura A.9 – PHES de pistão no cilindro



a água é liberada através de turbinas com um potencial energético bem maior devido a maré baixa. Trata-se, portanto, de um sistema de armazenamento e geração de energia combinados.

- f) **PHES de ilha em águas profundas:** construindo-se uma barreira para cercar uma quantidade substancial de água, forma-se uma ilha com uma lagoa interna. O nível de água da lagoa pode ser reduzido pelo bombeamento da mesma para fora da ilha, armazenando espaço para entrada de água através de turbinas de forma a recuperar o nível da lagoa, teoricamente, até o nível fora da ilha.

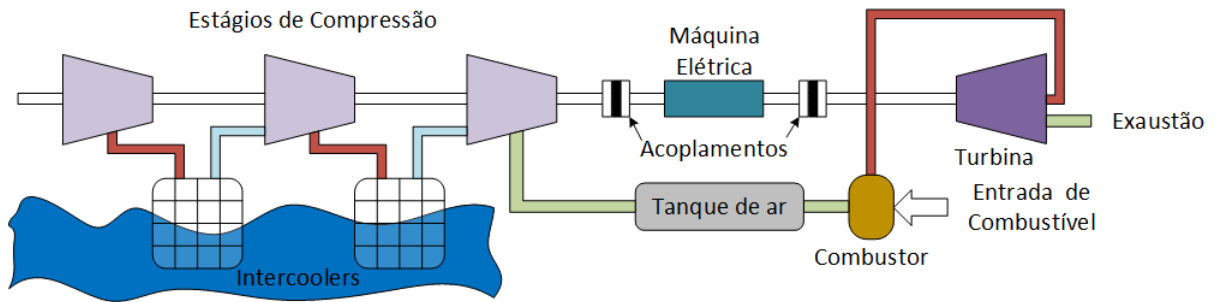
A.2.2 Armazenamento de energia por ar comprimido

O sistema de armazenamento de energia por ar comprimido (CAES do inglês *Compressed Aird Energy Storage*) constitui uma importante alternativa para armazenamento de energia em larga escala, se comparado ao PHS, devido aos requisitos mais modestos de área ocupada e a disponibilidade maior de formações geológicas propícias a essa forma de armazenamento numa área continental, como, por exemplo, no caso dos EUA [180], onde, inclusive, a primeira patente sobre esse tipo de armazenamento data dos anos 40 [181].

A operação básica de um CAES é tradicionalmente bem similar a de turbinas à gás, com a exceção de que os estágios de compressão e expansão ocorrem de forma separada e em tempos diferentes. Como mostrado na Figura A.10, devido ao fato de a energia para compressão ser fornecida de forma independente, a plena capacidade da turbina pode ser utilizada para geração durante a expansão, enquanto que turbinas convencionais usam aproximadamente dois terços da potência de saída do estágio de expansão para funcionar

os compressores.

Figura A.10 – Esquema de um sistema CAES diabático



Durante a geração de energia, motores elétricos são utilizados para comprimir o ar em alta pressão e armazená-lo num contêiner adequado. Durante a expansão, é realizada a combustão do ar armazenado com, tipicamente, gás natural para que os produtos dessa combustão sejam expandidos através da turbina a gás. Trata-se de um sistema combinado de armazenamento (ar comprimido) e geração (devido ao uso de combustível). Tal sistema é chamado de CAES diabático.

A medida que o ar é comprimido, sua temperatura aumenta e uma decisão importante deve ser tomada com relação ao calor. Por razões práticas, o ar em alta pressão nunca é armazenado em alta temperatura, em especial, por que isso significaria, para uma mesma pressão e volume, menor massa de ar armazenado do que em baixas temperaturas, como pode-se inferir da lei do gás ideal (A.3) [182].

$$pV = mR_{ar}T \quad (\text{A.3})$$

onde p é a pressão do ar; V representa o volume fechado de ar; m denota a massa de ar no volume V ; T significa a temperatura do ar em Kelvin; e R_{ar} é a constante específica de gás, que para o ar seco é dada por (A.4).

$$R_{ar} = 278,058 \frac{J}{Kkg} \quad (\text{A.4})$$

A pressão atmosférica (p_0), na qual o ar é coletado, varia pouco com o tempo e em muito com a altura acima do nível do mar. A pressão atmosférica média ao nível do mar é dada por (A.5), a qual é comumente considerada para propósitos de projeto⁷.

$$p_0 = 101.325 Pa \quad (\text{A.5})$$

A pressão do ar elevada pelo compressor (p_1) em relação a p_0 , guarda, com essa, uma relação (r) dada por (A.6), a qual, para a maioria dos sistemas CAES seriamente sob

⁷ De fato, sistemas que são localizados significativamente acima do nível do mar tem o valor de p_0 reduzido, para projeto, por aproximadamente $12,3 Pa m^{-1}$.

consideração, é ajustada para valores entre 20 e 200. A temperatura na saída do compressor (T_1) é maior do que a temperatura do ar na entrada do sistema (T_0 : temperatura ambiente) e pode ser dada, para o ar seco, por (A.7), em caso de não ser permitida nenhuma transferência de calor durante a compressão. Como mostrado na Tabela A.4, tais relações podem resultar em elevações de temperatura significativas para valores de r elevados.

$$r := \frac{p_1}{p_0} \quad (\text{A.6})$$

$$\left(\frac{T_1}{T_0}\right) = \left(\frac{p_1}{p_0}\right)^x \quad (\text{A.7})$$

Tabela A.4 – Elevação de Temperatura devido a compressão adiabática

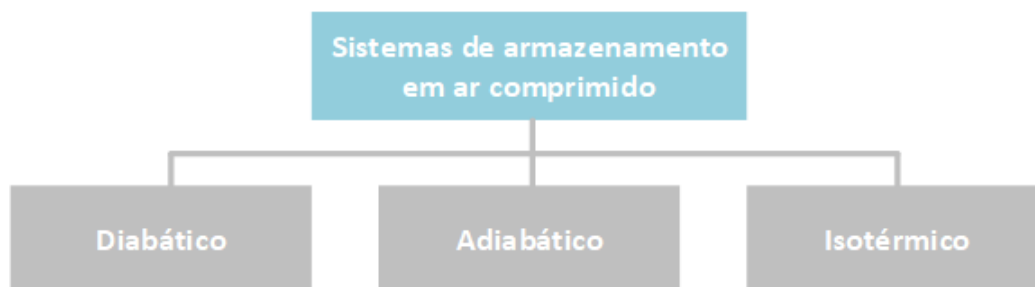
Razão de pressões, r	1	2	5	10	20	50
Temperatura Final (T_1) [K]	300	365,7	475,1	579,2	706,1	917,4
Elevação de temperatura ($T_1 - T_0$) [K]	0	65,7	175,1	279,2	406,1	617,4

Fonte: Garvey e Pimm[182], 2016

Por esses motivos, como mostrado na Figura A.10, nos diversos estágios de compressão, o ar é sempre resfriado por *intercoolers*. O combustível é necessário durante o processo de expansão no CAES diabático para aquecer o ar que havia sido resfriado durante o processo de compressão e, dessa forma, prevenir condensação e congelamento no maquinário de expansão [181].

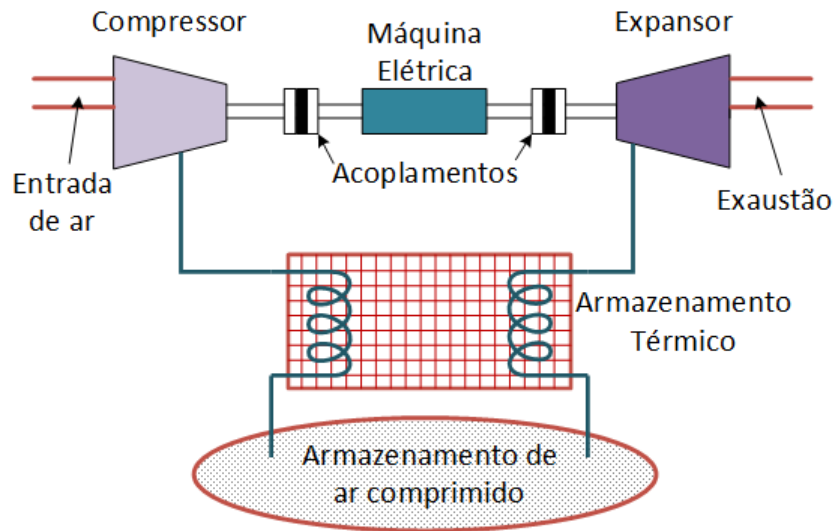
A forma de se manejar o calor num sistema CAES é, justamente, o principal critério de categorização de sistemas CAES, como mostrado na Figura A.11.

Figura A.11 – Conceitos de sistemas CAES classificados pela sua mudança de estado



Uma forma de minimizar (ou até eliminar) o uso de combustível, seria combinar o CAES com um sistema de armazenamento de energia térmico (ver seção A.3) de forma a poder recuperá-lo, com alta qualidade, durante a expansão, transformando-o assim num sistema CAES adiabático (Figura A.12). Tal sistema poderia, dessa forma, se tornar um sistema puramente de armazenamento de energia [182].

Figura A.12 – Esquemas de um sistema CAES adiabático



Em contraste aos casos anteriores, um CAES isotérmico tenta prevenir o aumento da temperatura nos compressores durante a carga e a queda de temperatura durante a descarga nos dispositivos de expansão. Até o momento, todos os conceitos conhecidos de CAES isotérmicos são baseados em máquinas de pistão, uma vez que as mesmas podem operar com compressões ou expansões suficientemente lentas dando tempo suficiente para a troca de calor dentro do próprio maquinário [181].

Devido a essa variedade de conceitos de sistemas CAES, todos relacionados com a forma de lidar com o aquecimento do ar durante a compressão, o cálculo da eficiência cíclica (η_{cyc}) de tal sistema pode ser dada da forma apresentada por (A.8).

$$\eta_{cyc} = \frac{E_{out,el} - E_{in,th}\eta_{ref}}{E_{in,el}} \quad (A.8)$$

onde $E_{out,el}$, $E_{in,el}$ e $E_{in,th}$ são, respectivamente, as energias elétricas de saída e entrada, e a energia térmica de entrada. η_{ref} , por sua vez, corresponde a eficiência de uma planta térmica virtual com a mesma fonte e quantidade de energia térmica de entrada, como referência.

Pode-se claramente observar, que nos casos de sistemas CAES não diabáticos, o termo da energia térmica de entrada é nulo e (A.8) se reduz a equação típica de rendimento de máquinas e instalações.

Por fim, vale salientar que, para além da forma de gerenciar a troca de calor do ar, outro ponto essencial para a implementação de sistemas CAES consiste na construção ou localização de mecanismos de contenção adequados para o ar comprimido, os quais podem se encaixar numa das opções que se seguem:

- a) **Contenção de ar isobárica:** tal sistema é de grande interesse na engenharia, uma vez que tanto o compressor quanto o expansor trabalham entre (quase

que exatamente) as mesmas duas pressões e, portanto, podem ser otimizados por um único critério de projeto. A forma mais simples de conseguir esse tipo de contenção é empregar um contêiner de volume fixo como uma caverna subterrânea [183] ou, até mesmo, submersa [184], de formato fixo e permitir (ou forçar) algum líquido dentro da caverna para substituir o ar que foi removido;

- b) **Contenção de ar isocórica:** conceitualmente, o sistema mais simples, consiste em um ou mais volumes de forma fixa acoplados por algum arranjo de dutos. O sistema de armazenamento está cheio quando a pressão do ar está em seu máximo e está vazio quando a pressão está em seu mínimo permitido. A temperatura do ar permanecerá, essencialmente, constante se a caverna está vazia ou é preenchida lentamente;
- c) **Contenção de ar em tanques:** é óbvio que é possível armazenar ar comprimido em tanques construídos acima do nível do mar ou do solo, porém existem limitações devido ao alto custo de tal tanque, além do risco de, na ocorrência de uma falha, uma grande quantidade de energia ser liberada do tanque muito rapidamente como uma explosão, sem a proteção natural provida por sistemas subterrâneos ou submersos.

A.2.3 Volante de Inércia

O outro sistema de armazenamento mecânico, ao qual será dada alguma ênfase nesse capítulo, é o armazenamento de energia através do volante de inércia. Em oposição ao que foi visto nas subseções A.2.1 e A.2.2, trata-se, nesse caso de um sistema de armazenamento de alta potência ao invés de ser um sistema de alta energia, o qual armazena energia cinética numa massa rotativa (rotor) em acordo com (A.9) [185].

$$E = \frac{1}{2} J \omega^2 \quad (\text{A.9})$$

onde E é a energia armazenada em Joules, J é o momento de inércia, em $kg \cdot m^2$, e ω a velocidade angular em rad/s .

Quando carregando, o torque é aplicado ao rotor, por uma máquina elétrica operando como motor, na direção de acelerá-lo, aumentando sua velocidade e, consecutivamente, a energia armazenada. Quando descarregando, a mesma máquina elétrica, agora operando como um gerador, aplica ao rotor um torque frenante, desacelerando o rotor, enquanto extraindo energia elétrica. Sistemas modernos de volante de inércia, desenvolvidos especificamente para sistemas de armazenamento de energia, são embutidos num invólucro a vácuo para reduzir o arrasto aerodinâmico e possuem vida útil, em ciclos e anos, alta em comparação com outras opções de armazenamento de energia.

A máxima velocidade na qual um volante de inércia pode operar é limitada pela resistência do material do rotor, de forma que a equação de energia específica (em J/kg)

pode ser dada (A.10), equação que revela que um material leve e resistente, como um composto de carbono, armazena, consideravelmente, mais energia por unidade de massa do que um material pesado e resistente, como um aço de alta resistência, e que um disco armazena mais energia por unidade de massa que um cilindro oco com a mesma resistência.

$$\frac{E}{m} = K_S \frac{\sigma}{\rho} \quad (\text{A.10})$$

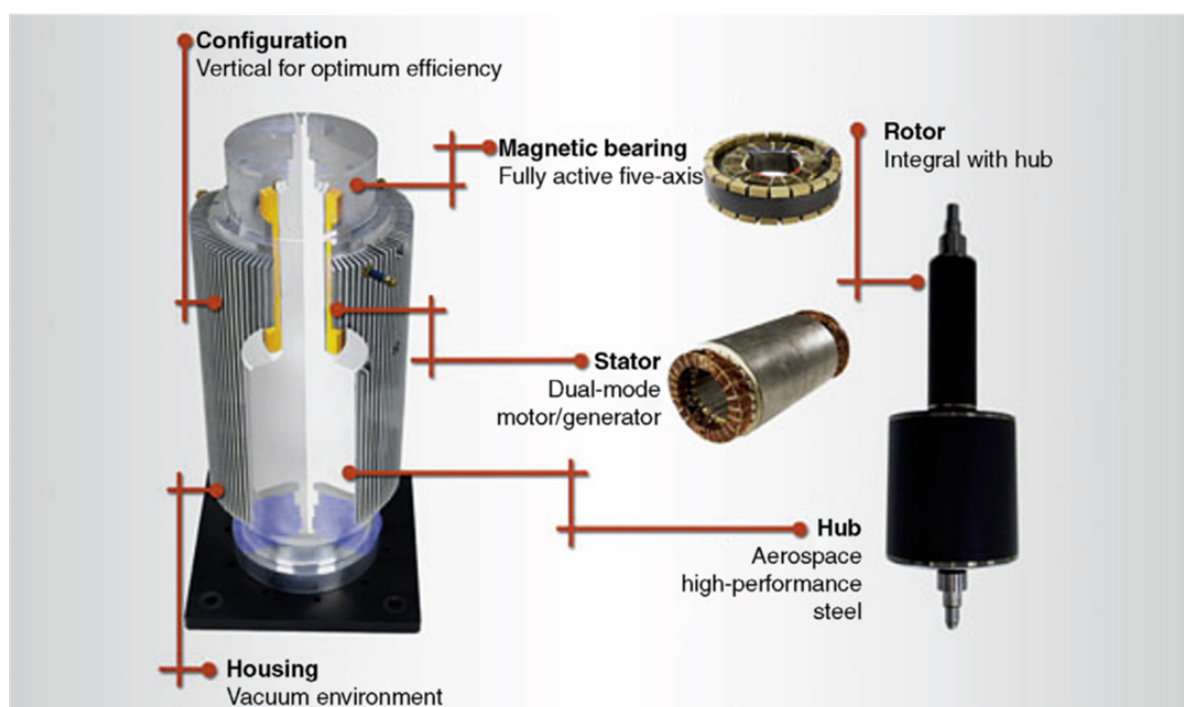
onde m é a massa em kg , K_S é o fator de forma do material, σ é a tensão mecânica máxima suportada pelo material em Pa , e ρ é a densidade do material em kg/m^3 .

O projeto de sistemas modernos de volante de inércia, como o da Figura A.13, além do invólucro à vácuo, é composto principalmente dos seguintes itens, para os quais vários trabalhos de P&D tem sido desenvolvidos ao longo dos anos [186]:

- a) **Rotor:** Embora o aço tenha sido utilizado muitos anos atrás, ele não permitia a operação em altas velocidades por não suportar a carga. Mais tarde ligas, por exemplo de titânio ou alumínio, foram utilizadas, contudo, a solução mais recente é o emprego de materiais compósitos que, a partir dos anos 70, permitiram o desenvolvimento de velocidades até 100.000 *rpm* simultaneamente com altas densidades de potência.
- b) **Máquina Elétrica:** É a interface eletromecânica com o volante de inércia, operando como motor durante o armazenamento e gerador na descarga da energia. Vários tipos de máquinas podem ser utilizadas, como as que seguem:
 - **Máquina síncrona de ímãs permanentes:** é a escolha mais comum devido a sua alta eficiência, pois tem baixas perdas devido ao rotor de material magnético duro. Contudo, o alto custo ainda é um problema.
 - **Máquina de indução:** Pode ser considerada a melhor alternativa em virtude de sua construção robusta, baixo custo, alto torque e confiabilidade. Possui como limitação a ser vencida a operação em altas velocidades. DFIM tem surgido como opção, inclusive pela possibilidade de redução da eletrônica de potência associada.
 - **Máquina cc sem escovas:** uma máquina síncrona com um ímã permanente no rotor e com o estator alimentado através de um inversor. Alta densidade de potência, alta eficiência, faixa de velocidades relativamente larga, projeto compacto e baixo custo de manutenção são suas vantagens.
 - **Máquina de relutância chaveada:** É a de estrutura mais simples e robusta, porém tem alto *ripple* de torque. O controle de torque em baixas velocidades é difícil, enquanto que em altas velocidades chega a ser mais simples que o da máquina de indução.
 - **Máquina homopolar:** com o mesmo princípio de funcionamento de uma máquina síncrona convencional, porém com ambos os enrolamentos (armadura

- e campo) no estator, eliminando anéis coletores e permitindo a construção de um rotor de um rotor simples de uma única peça de metal. A construção robusta e a alta confiabilidade resultantes são atrativas para operação em alta velocidade por longo período de tempo [187].
- **Máquina sem rolamentos:** essa máquina combina as funções de suspensão magnética e geração de torque num único dispositivo. Possui as vantagens de estrutura descomplicada, compactação, e custo reduzido em comparação com rolamentos magnéticos.
- c) **Rolamentos do rotor:** um ponto de extrema importância em volantes de inércia é o projeto dos rolamentos, o qual, feito de forma apropriada, pode reduzir as perdas e requerimentos de manutenção. No início, rolamentos mecânicos eram utilizados, mas sofriam de grande desgaste, perdas e pequena vida útil em operação a altas velocidades. Em oposição a eles, os rolamentos magnéticos passaram a ser utilizados com desempenho muito superior. Os rolamentos magnéticos possuem como principal desvantagem um complicado sistema de controle e podem ser divididos em três tipos:
- **Rolamento magnético permanente (passivo):** incluem ímãs permanentes e devem ser combinados com outros tipos de rolamentos, uma vez que são inerentemente instáveis. Possuem baixas perdas, devido a ausência de corrente, e baixo custo.
 - **Rolamento magnético ativo:** são utilizados como rolamentos auxiliares para reduzir vibrações do rotor, e contém bobinas que variam as forças eletromagnéticas de acordo com a posição do eixo, o que aumenta a estabilidade através de um sistema de realimentação.
 - **Rolamento magnético supercondutor:** são consideravelmente apropriados para aplicações em alta velocidades, uma vez que as baixas perdas em altas velocidades conduzem a ausência de fricção, longa vida útil, e alta estabilidade. Como supercondutores necessitam de baixas temperaturas, faz-se necessário o uso de sistema de refrigeração criogênico, o que eleva substancialmente o custo da solução.
- d) **Interface eletrônica de potência:** os conversores estáticos desempenham um papel crucial em sistemas modernos de volante de inércia, uma vez que eles controlam o torque na máquina elétrica e o fluxo bidirecional de potência entre ela e um sistema de tensão e frequências fixas (ca ou cc). Várias topologias tem sido estudadas: cicloconversores, conversores ca-cc-ca (*back-to-back*), conversores ca-cc, conversores multiníveis, etc. A melhor escolha dependerá de fatores específicos da aplicação e, também, dos requisitos para conexão à rede elétrica, como a qualidade de energia.

Figura A.13 – Construção de um volante de inércia moderno



Fonte: [Bender\[185\]](#), 2016

Os volantes de inércia, devido a sua rápida resposta e alta densidade de potência, podem auxiliar a operação de sistemas elétricos de potência e microrredes, melhorando a estabilidade (dinâmica ou transiente) e diminuindo as variações de tensão e frequência, em especial em sistemas sujeitos às rápidas variações de geração de energia que podem ocorrer em instalações de geração de energia renovável [188].

A.3 Armazenamento Térmico

O armazenamento térmico pode desempenhar também papel fundamental no armazenamento da energia disponível por fontes renováveis, seja para aproveitamento direto do calor armazenado, seja para produção posterior de energia elétrica. O armazenamento pode se dar de três formas: calor sensível, onde não há mudança de fase no material, calor latente, onde tal alteração ocorre, e, uma forma ainda incipiente, de armazenamento termoquímico, onde se tira proveito de uma reação termoquímica reversível [189].

A.3.1 Calor Sensível

A forma mais comum de se armazenar energia térmica é dentro de um material, através do aumento de sua temperatura. Esse processo é considerado sensível quando não há mudança na composição química ou de fase do material associada com o processo

de aquecimento [190]. A quantidade de calor que pode ser armazenada dessa maneira é diretamente proporcional ao calor e massa específicos do material e a mudança de temperatura associada com o processo (como nos indica a equação do calor associado a uma determinada variação de temperatura (A.11) [191]). Por essa razão, sólidos, como rocha e concreto, e líquidos, como água e glicol, que possuem altos valores de calor e massa específicos são com frequência utilizados para aumentar o calor que pode ser armazenado. A escolha do meio de armazenamento é, com frequência, influenciada pelo fluido sendo trabalhado no sistema, por exemplo, se o fluido sendo trabalhado primariamente pelo sistema é um líquido, então o meio de armazenamento será, frequentemente, também um líquido.

$$q = mc\Delta T \quad (\text{A.11})$$

onde q é o calor em Joules, m é a massa do material em kg e c é o calor específico em $J g^{-1} K^{-1}$.

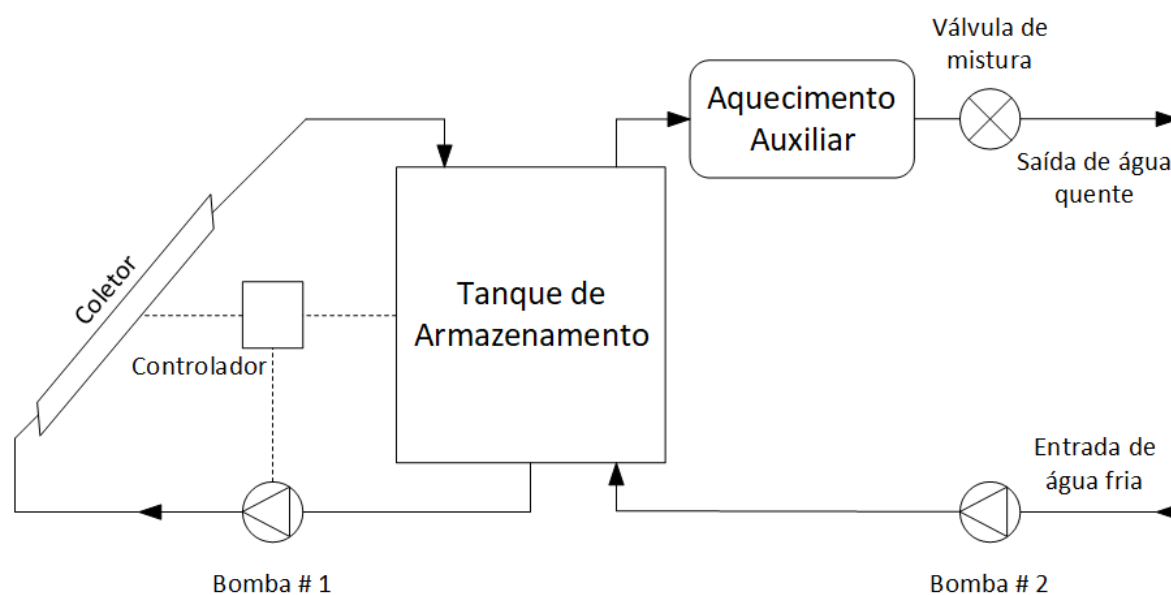
Uma variedade de estilos de trocadores de calor estão disponíveis para sistemas de armazenamento de energia, mas eles geralmente podem ser classificados em três categorias:

- a) **Bobinas imersas:** geralmente localizados ao fundo de tanques de armazenamento térmico para tirar vantagem da grande diferença de temperaturas entre o fluido aquecido e a água potável na entrada.
- b) **Trocador de calor externo de braço lateral:** representa uma opção flexível que permite a utilização de tanques padrões (ou seja, de baixo custo).
- c) **Tipo manta:** consiste em um tanque de armazenamento com dupla camada de parede, que permite o fluido quente circular através da cavidade formada pelas duas paredes transferindo, assim, calor para o líquido armazenado.

Uma das aplicações mais antigas do armazenamento de calor sensível são sistemas de armazenamento solar, os quais incluem um ou mais coletores solares para capturar e converter energia do Sol em calor, um tanque para armazenar a energia disponível até ser requerida, e um sistema de circulação para mover o fluido de transferência de calor entre coletores e o tanque, como mostrado no diagrama conceitual da [Figura A.14](#).

O armazenamento de energia térmico é uma parte integrante do aquecimento solar de água, que, de maneira significativa, melhora a eficiência e o custo-benefício ao permitir melhor utilização do equipamento solar e adequação da fonte de calor (radiação solar) à carga. A maioria dos sistemas de tamanho médio e pequeno utilizam armazenamento diário, onde a energia é armazenada por um ou dois dias. Contudo, sistemas de armazenamento sazonal são utilizados em certas aplicações, onde a energia solar é coletada durante os meses de verão para reter calor a ser utilizado durante os meses de inverno. Sistemas sazonais possuem custos e necessidade volumétrica de armazenamento bem superiores aos sistemas de armazenamento de curto tempo.

Figura A.14 – Um sistema solar simples de aquecimento de água



O armazenamento térmico sensível possui papel fundamental na diminuição da demanda de eletricidade (água aquecida pelo Sol, ao invés do uso de chuveiros elétricos, por exemplo) e constitui-se, também, numa item fundamental para construção de sistemas CAES adiabáticos [182], os quais foram descritos na [subseção A.2.2](#).

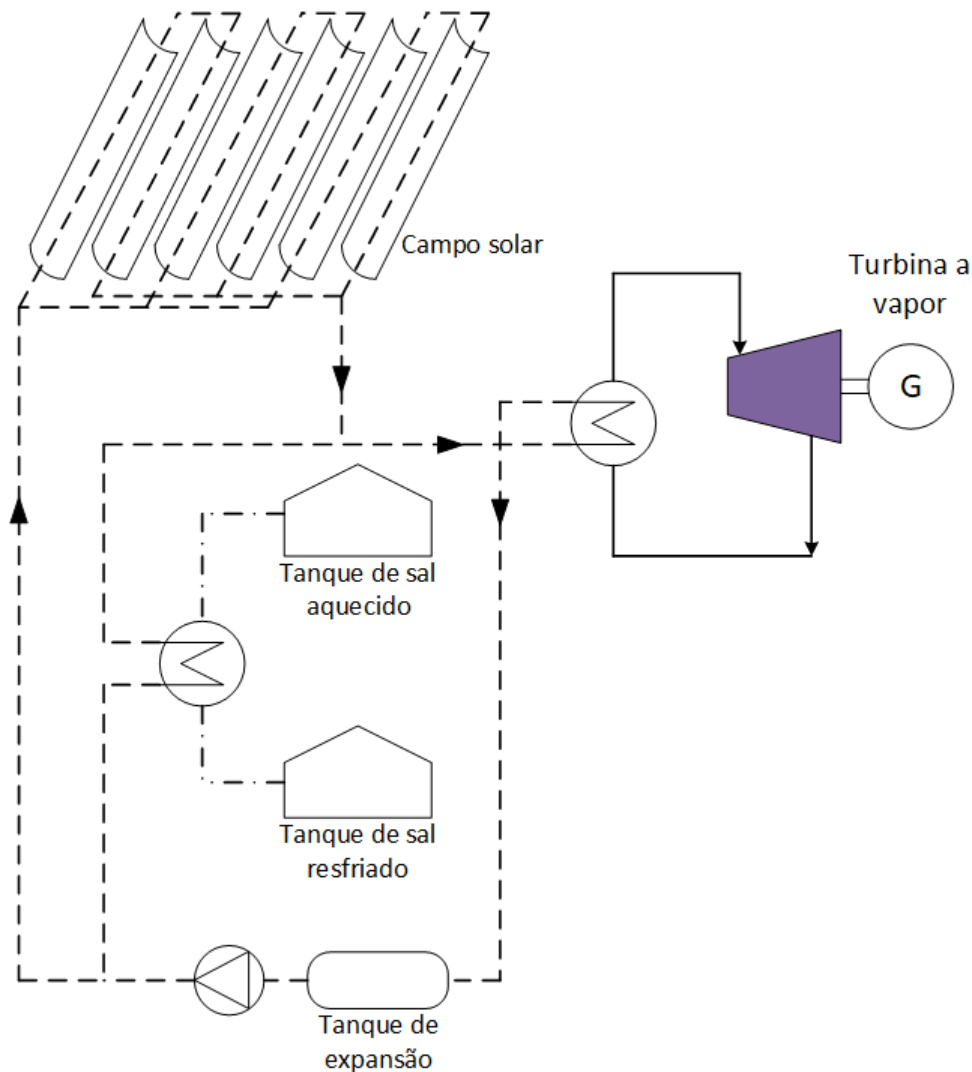
Talvez a aplicação mais pertinente desse tipo de sistema sejam os sistemas solares concentrados de larga escala [192] (CSP do inglês *Concentrating Solar Power*), como o ilustrado na [Figura A.15](#), onde espelhos são utilizados para refletir e concentrar luz solar para dentro de receptores em um campo solar que coleta a energia e a converte em calor. O calor da radiação concentrada é utilizado para aumentar a temperatura do fluido de transferência de calor, tipicamente sal fundido, até aproximadamente 400°C e carrega essa energia até uma unidade de geração à vapor. Esse sistema de armazenamento pode aumentar o fator de capacidade⁸ anual de uma planta solar de 25% para algo em torno de 70%.

O uso de sal fundido elimina a necessidade de trocadores de calor de alto custo, além de permitir a operação em altas temperaturas, reduzindo, portanto, a quantidade de fluido de transferência de calor, fatores que conduzem a uma redução do custo total do sistema de armazenamento. A desvantagem principal desse sistema é que os sais fundidos solidificam em temperaturas relativamente altas, entre 120°C e 220°C , o que significa que um cuidado especial deve ser tomado para assegurar que o sal não se solidifique na tubulação da instalação.

Outra alternativa de armazenamento térmico sensível da energia solar para posterior

⁸ Defini-se por fator de capacidade de uma usina de geração a razão entre a produção efetiva de energia num determinado período de tempo e a sua capacidade total máxima nesse mesmo período.

Figura A.15 – Diagrama de uma instalação CSP



geração de energia elétrica consiste na utilização de lagoas solares, as quais são lagoas ou tanques onde se forma um gradiente de salinização da água com uma alta concentração e densidade de sal encontrada no fundo. Logo o calor absorvido permanece contido nessa região devido ao fato de o gradiente de salinização inibir a convecção natural. A água mais fria na superfície, por sua vez, acaba por agir como um isolante térmico, uma vez que ela não se mistura com a água salina [193]. Está localizada em Israel, e operando desde 1988, a lagoa de *Beit HaArava* que ocupa uma área de 210.000 m^2 e tem capacidade instalada de geração de 5 MW , a maior instalação do tipo no mundo.

A.3.2 Calor Latente

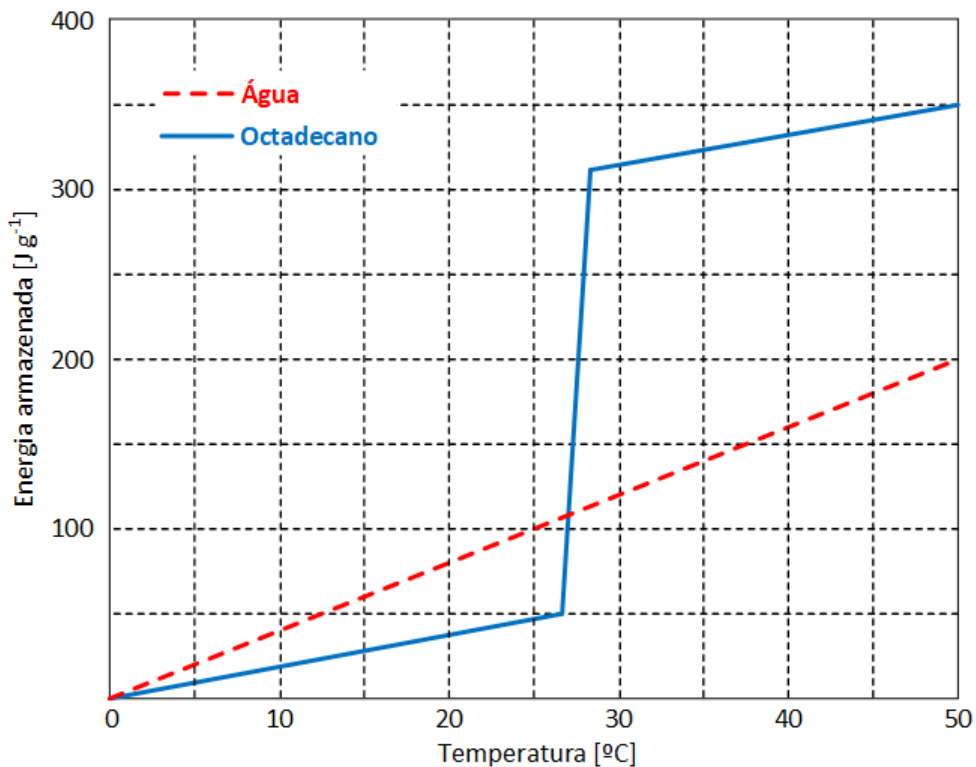
Sob uma pequena faixa de temperaturas, materiais que armazenam energia em forma de calor latente podem superar a performance de, até mesmo, os melhores materiais de armazenamento térmico sensível [194]. Esses materiais, chamados de Materiais de Mudança

de Fase (MMFs), quando aquecidos à sua temperatura de transição, são convertidos de uma fase em outra. Quando a transição de uma substância pura é de primeira ordem, ela ocorre isotermicamente e necessita de uma energia de transição, também conhecida como calor latente, e, quando a mudança de fase é reversível, essa energia pode ser recuperada através de resfriamento. Além disso, toda a energia utilizada para aquecer o material até a temperatura de transição e depois da mudança de fase é também armazenada em forma de calor sensível, como pode-se observar pela [Equação A.12](#) da quantidade total de calor que pode ser armazenada.

$$q = \int_{T_1}^{T_{trs}} mc_{p,1} dT + m\Delta_{trs}H + \int_{T_{trs}}^{T_2} mc_{p,2} dT \quad (\text{A.12})$$

onde T_{trs} é a temperatura de transição, $\Delta_{trs}H$ é o calor latente, e $c_{p,1}$ e $c_{p,2}$ são, respectivamente, a capacidade calorífica específica das fases de baixa temperatura e alta temperatura. A [Figura A.16](#) compara a capacidade de armazenamento em calor sensível da água com a capacidade do MMF octadecano.

Figura A.16 – Comparação da energia armazenada pela água (via calor sensível) com o octadecano (sensível + latente) de temperatura de fusão de 28°C



Várias propriedades devem ser levadas em consideração quando selecionando um MMF, como condutividade térmica, estabilidade, ciclabilidade, segregação de fase, custo e segurança, mas as principais são:

- a) **Temperatura de transição de fase:** se ela não estiver na faixa de temperaturas da aplicação, não ocorrerá mudança de fase, e o material funcionará apenas como um armazenamento térmico sensível.
- b) **Calor latente da fase de transição:** para alcançar alta densidade de armazenamento de energia, é necessário ter um calor latente tão alto quanto possível para maximizar a energia armazenada na fase de transição.

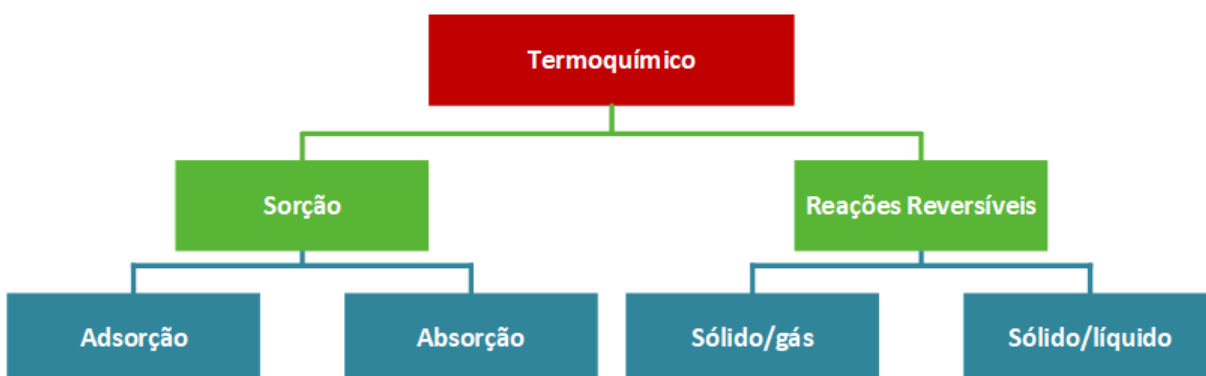
O armazenamento térmico por calor latente tem sido pesquisado, por exemplo, para manutenção de temperatura de ambientes, diminuindo, assim, a demanda por eletricidade e/ou gás [189].

A.3.3 Termoquímico

Numerosos estudos nos últimos anos tem mostrado que o armazenamento termoquímico é uma tecnologia chave para um desenvolvimento altamente eficiente de energia no curto e longo prazo. O armazenamento de energia na forma de ligações químicas de materiais adequados pode ser realizado com quase nenhuma perda energética por longos períodos de tempo. Ao mesmo tempo, alta densidade de armazenamento de energia pode ser alcançada. Ambas características são de crucial interesse para aplicações de armazenamento de energia [195].

Como indicado na [Figura A.17](#), processos termoquímicos são classificados em dois ramos principais: processos de sorção, que podem ser subdivididos em adsorção e absorção; e reações químicas reversíveis, que, por sua vez podem ser divididos em reações sólido/líquido e sólido/gás.

Figura A.17 – Classificação de armazenamento termoquímico

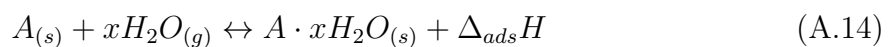


O armazenamento termoquímico por reação é baseado na possibilidade de dividir, reversivelmente, um composto químico A-B em espécies diferentes A e B pelo fornecimento de uma quantidade de calor (por exemplo, do Sol), aqui denotada por $\Delta_R H$, suficiente

para quebrar suas ligações, em uma reação endotérmica. Se as novas espécies, A e B, são impedidas de se recombinar, então a energia pode ser armazenada por um período de tempo indeterminado. Quando necessário, a reação pode ser revertida transformando os produtos A e B novamente no composto A-B, numa reação exotérmica, liberando o calor armazenado. Reações desse tipo estão disponíveis numa larga faixa de temperatura, de valores inferiores a 100°C à superiores a 800°C . Um exemplo desse tipo de reação é a desidratação de hidratos de sal, como, por exemplo, de hidróxido de magnésio para óxido de magnésio, descrita pela [Equação A.13](#).



O processo de adsorção é também importante em armazenamento termoquímico, o qual descreve a fixação de moléculas ou íons de um gás ou líquido à superfície de um sólido. Como exemplificado em [\(A.14\)](#), durante o processo de descarga de energia o sólido reagente A , em contato com vapor de água H_2O_g , adsorve o vapor de água para formar o produto $A \cdot x\text{H}_2\text{O}_{(s)}$ e a entalpia de adsorção ($\Delta_{ads}H$) é liberada na forma de calor. Como se trata de uma reação de adsorção reversível, a mesma quantidade de calor pode ser aplicada para decompor o produto $A \cdot x\text{H}_2\text{O}_{(s)}$ em vapor de água e o adsorvente A .



Projetos experimentais de armazenamento termoquímico estão relacionados ao armazenamento térmico de energia para posterior aquecimento de água.

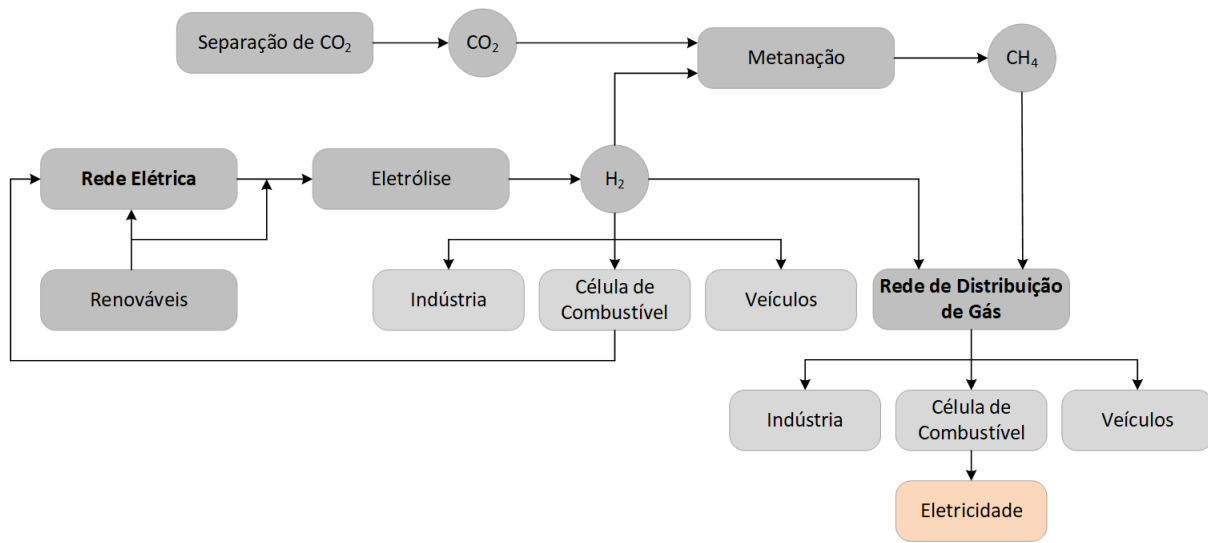
A.4 Armazenamento Químico

Estudos de relevância tem sido feitos para utilizar o excesso de energia elétrica disponível por meio de geração renovável, em horário fora de ponta, para produção de hidrogênio que pode ser armazenado, em sua forma pura, ou combinado com CO_2 para produção de gás natural. Esses produtos podem ser tanto utilizados diretamente em processos como aquecimento de água e outros, como também podem ser utilizados em células combustíveis para produção de energia elétrica em período de ponta ou de pouca geração de energia renovável, como ilustrado pela [Figura A.18](#) [170].

A.4.1 Hidrogênio

Se for considerado que, para os sistemas modernos de energia, os requisitos fundamentais são resposta rápida e ausência de poluição, então, o hidrogênio constitui o meio perfeito para armazenamento de energia [196]. O hidrogênio não é encontrado em concentrações apreciáveis ou exploráveis livremente no planeta e, portanto, deve ser produzido de outros compostos, como ocorre no caso da eletrólise, processo, através do qual,

Figura A.18 – Conceito geral do uso de hidrogênio e gás natural como portadores de energia



eletricidade é utilizada para quebrar água (H_2O) em suas partes componentes – oxigênio e hidrogênio – sem produtos secundários nocivos ou poluentes. Desse modo, o eventual excesso de energia elétrica gerada por renováveis pode ser transformado em hidrogênio, o qual será armazenado e/ou transmitido para atender a demanda energética em outras localidades ou períodos de tempo, incluindo aí a própria produção de energia elétrica.

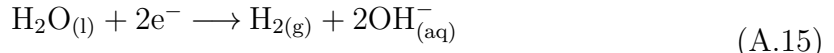
O hidrogênio é um elemento gasoso ocorrendo como um gás diatômico H_2 e possui duas aplicações principais como um vetor de energia. A primeira, seria ser queimado num processo de combustão similar ao gás natural. Trata-se de um processo de combustão extremamente limpo tendo água como o único produto. Um subconjunto dessa aplicação é misturar hidrogênio ao gás natural presente numa rede de gás convencional, como será tratado na [subseção A.4.2](#). Além da combustão, o hidrogênio pode ser explorado através de uma recombinação catalítica com o oxigênio, a qual produz energia elétrica através de células de combustível.

A eletrólise da água é termodinamicamente desfavorecida e, como tal, requer uma entrada de energia que, no caso da divisão eletrolítica de água em hidrogênio e oxigênio, vem na forma de uma diferença de potencial de 1.48 V entre anodo e catodo de um célula eletroquímica. Os dispositivos utilizados para esse processo de transformação são chamados de eletrolisadores, divididos em três tipos principais:

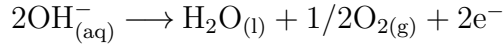
- a) **Eletrolisador alcalino:** o primeiro sistema de eletrólise comercializado, com tecnologia consolidada e baixos custos, onde o catodo e o anodo são, com frequência, fabricados de níquel e o separador entre as câmaras anódicas e catódicas é feito de um polímero permeável por íons de hidróxido e moléculas de água. As reações em um eletrolisador alcalino são dadas por (A.15). Como

desvantagens, apresenta densidade de corrente limitada, habilidade limitada de operar em baixas cargas, e uma inabilidade em operar sob alta pressão.

Reação no catodo

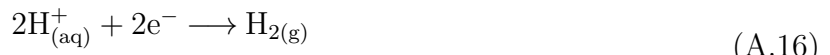


Reação no anodo

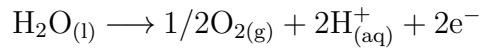


- b) **Eletrolisador de membrana de troca de prótons:** o eletrolisador mais pesquisado no momento. Constituído de uma membrana condutora de Proton, que separa dois catalisadores, em geral platina no catodo, para redução de próton, e irídio no anodo, para oxidação da água (A.16). Contém também placas de fluxo bipolar, em cada extremidade, para entrada de água e condução dos gases oriundos dos locais reativos. Entre essas placas de fluxo bipolar e os catalisadores, são incluídas, por fim, camadas condutoras de papel de carbono no catodo e de titânio no anodo.

Reação no catodo

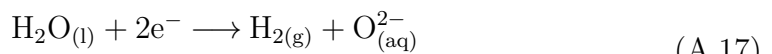


Reação no anodo

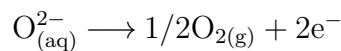


- c) **Eletrolisador de óxido sólido:** se difere dos sistemas anteriores devido ao fato de operar em temperaturas de operação no óxido sólido, na faixa de 800–1000°C, o que implica que o eletrolisador é alimentado com água no estado gasoso. Esse aumento de demanda energética térmica é compensado por um decréscimo da demanda energética elétrica, de forma que a demanda energética total do sistema permaneça insensível a temperatura. A água, em forma de vapor em alta pressão, é reduzida no catodo para produzir gás de hidrogênio e ânions de oxigênio, os quais migram através do eletrólito, óxido sólido, até o anodo, onde eles são oxidados para produzir gás oxigênio (A.17). Os elétrons produzidos pela oxidação movem-se pelo circuito externo e fornecem os elétrons para a redução da água. Os gases produzidos difundem através de eletrodos porosos.

Reação no catodo



Reação no anodo



No caso de o hidrogênio produzido pelos eletrolisadores não ser utilizado por outros processos na mesma taxa em que é disponibilizado, como é o caso do armazenamento para posterior produção de eletricidade, é preciso de opções adequadas para armazenamento em larga escala de hidrogênio [197], as quais, em geral, são subterrâneas como:

- a) Campos esgotados de óleo e gás;
- b) Aquíferos;
- c) Cavernas de sal.

A.4.2 Gas Natural Sintético

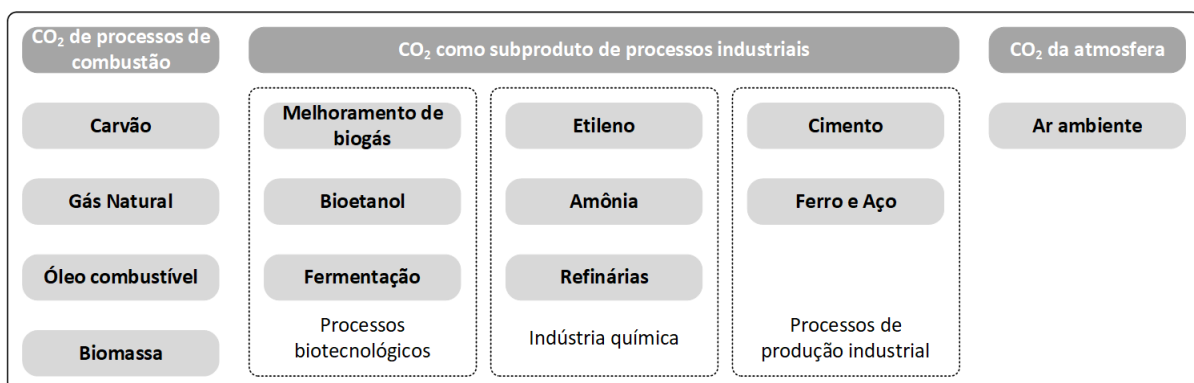
Como mostrado na [Figura A.18](#), além da opção de utilização direta do hidrogênio obtido através do processo de eletrólise ([subseção A.4.1](#)), existem outras formas de se aproveitar o hidrogênio para produção de energia:

- a) O hidrogênio (H_2) em conjunto com o dióxido de carbono (CO_2) podem ser convertidos, em instalações especialmente projetadas para esse fim, em metano sintético (CH_4), o qual pode ser armazenado;
- b) O hidrogênio pode, também, ser acrescentado ao gás natural podendo ser utilizado em todos os seguimentos de energia (aquecimento, eletricidade e transporte).

A produção de metano (metanação), através da redução do dióxido de carbono utilizando o hidrogênio produzido por eletrólise, ocorre num processo catalítico chamado de reação de Sabatier, descrito por ([A.18](#)). Para o qual, é preciso recuperar CO_2 de uma das fontes indicadas na [Figura A.19](#), através de um dos vários processos físicos e químicos de adsorção e separação por membrana disponíveis na literatura [[198](#)].



Figura A.19 – Fontes de CO_2 para produção de metano



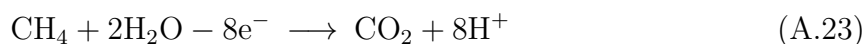
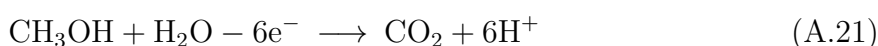
A.4.3 Célula de combustível

Nas subseções [A.4.1](#) e [A.4.2](#), foi visto que uma alternativa para armazenar o excesso de energia produzida constitui-se na produção de Hidrogênio, que pode ser armazenado

em sua forma pura, ou misturado com gás natural, ou ainda, combinado com dióxido de carbono para a produção de metano. Enquanto existe a alternativa de utilizar esses produtos diretamente em processos industriais ou de aquecimento, outra opção é produzir energia elétrica através de tais produtos, para os quais se faz necessário o uso das células de combustível.

Uma célula de combustível é um dispositivo que converte energia química em energia elétrica utilizável através de reações de oxidação e redução ocorrendo no anodo e catodo, respectivamente. Ao contrário de células de eletrólise, o catodo é o eletrodo positivo e o anodo, o eletrodo negativo. A célula de combustível se distingue da bateria (ver seção A.5) pelo fato de que os reagentes para as duas reações dos eletrodos são armazenados externamente a célula, trazendo, como consequência, o fato de que a capacidade de energia armazenada não é determinada pela performance da célula, mas pela capacidade de armazenamento externo dos combustíveis (no caso, hidrogênio e metano) [199].

Em quase todo tipo de célula combustível, a reação do catodo é a redução de oxigênio (A.19), enquanto que no anodo, o combustível mais comum é o hidrogênio, produzindo a reação dada por (A.20). Outros combustíveis podem ser utilizados produzindo suas reações específicas de anodo, como o metanol (A.21), o etanol (A.22) e o metano (A.23), contudo somente o hidrogênio possui como único produto a água, enquanto que os outros combustíveis orgânicos produzem também o dióxido de carbono. A Tabela A.5 mostra a reação geral dessas quatro possíveis químicas de células de combustíveis, bem como suas tensões de equilíbrio (máximas), estimadas da termodinâmica.



Portanto, células combustíveis podem ser utilizadas para produção de energia elétrica a partir do hidrogênio, que é preferível devido a ausência de emissão de CO_2 ou, até mesmo, do metanol sintético. A semelhança dos eletrolisadores apresentados na subseção A.4.1, as células de combustíveis podem ser, entre outras, alcalinas, de membrana de troca de prótons e de óxido sólido, o que é interessante do ponto de vista da Engenharia.

A.5 Armazenamento Eletroquímico

Em eletroquímica, bateria é uma célula, ou uma série de células, que gera corrente elétrica, podendo ser composta por uma grande variedade de materiais diferentes e ter

Tabela A.5 – Reações globais para quatro possíveis células combustíveis e suas tensões celulares de equilíbrio em temperatura ambiente

Combustível	Reação Global	Tensão [mV]
H ₂	2H ₂ + O ₂ → 2H ₂ O	1223
CH ₃ OH	CH ₃ OH + 1 1/2O ₂ → CO ₂ + 2H ₂ O	1220
C ₂ H ₅ OH	C ₂ H ₅ OH + 3O ₂ → 2CO ₂ + 3H ₂ O	1140
CH ₄	CH ₄ + 2O ₂ → CO ₂ + 2H ₂ O	1061

Fonte: Pletcher[199], 2009

muitas aplicações, contudo, em todos os casos, ela provê um método para aproveitar o trabalho de uma célula galvânica e utilizá-la produtivamente [191]. As baterias podem ser divididas em primárias, que não podem ser recarregadas (fazem uso de reações não reversíveis), e secundárias, as quais, ao fazer uso de reações reversíveis, podem ser descarregadas e recarregadas várias vezes. Por razões óbvias, esse último tipo de bateria constitui o grupo de interesse para aplicações de armazenamento de energia elétrica.

Baterias recarregáveis são utilizadas em muitos campos de aplicação, cada qual com seu perfil operacional específico e, conseqüentemente, diferentes tecnologias de baterias secundárias. Os maiores domínios de aplicação de baterias secundárias são [200]:

- a) **Baterias de Partida** - utilizadas para ignição de motores a combustão, são caracterizadas por pequenos microciclos de carga e descarga por dia, onde, em geral, a profundidade de descarga é pequena;
- b) **Baterias de tração e baterias *on-board*** - usadas em empilhadeiras, veículos elétricos e híbridos, etc, onde a motorização é, total ou parcialmente, elétrica. Essas aplicações requerem o suprimento de potência ao motor, mas também necessitam entregar energia suficiente para operação autônoma. A profundidade de descarga pode ser razoável em macrociclos diários;
- c) **Baterias para dispositivos móveis** - computadores portáteis, telefones celulares, etc. Em geral, são submetidas a uma descarga plena (ou quase plena) e depois recarregadas até 100% do estado de carga (SoC do inglês *State of Charge*).
- d) **Baterias de *standby*** - baterias estacionárias para fontes ininterruptas de energia (UPS do inglês *Uninterruptible power supply*), sistemas de segurança em cc (proteção de subestações), etc. Elas somente assumem a alimentação da carga, total ou, em alguns casos, apenas a parte mais essencial da mesma, em caso de falha na alimentação principal. Caracteriza-se por profundidades de descarga razoáveis acontecendo em poucos ciclos por ano.

- e) **Baterias estacionárias de ciclo profundo** - utilizadas em sistemas autônomos (por exemplo, parquímetros alimentados por geração fotovoltaica), ou para suporte à rede elétrica, o qual é o caso de interesse dese trabalho. Possuem, em geral, profundidade de descarga razoáveis em ciclos diários, com carregamento quando há excesso de geração e baixo custo da energia elétrica e descarregam no caso oposto. A [Tabela A.6](#) indica uma revisão dos requisitos e tecnologias consideradas adequadas a esse tipo de aplicação.

Tabela A.6 – Principais requisitos de armazenamento e tecnologias apropriadas para baterias estacionárias de ciclo profundo.

Exemplos de Aplicação	Características Importantes de Projeto	Tecnologias utilizadas ou previstas
Inversores para suporte à rede elétrica, Iluminação de Emergência	W/kg , tempo de vida em flutuação	Chumbo-ácida selada, NiCd
Armazenamento para sistemas autônomos (solar, eólico, telecomunicações)	Wh/kg , ciclabilidade sem manutenção	Chumbo-ácida aberta, Chumbo-ácida selada, NiCd, Íon de Lítio
Armazenamento para sistemas conectados à rede elétrica	Custo	Chumbo-ácida selada, Sódio-enxofre, Íon de Lítio, Baterias de fluxo redox

Fonte: [Glaize e Geniès\[200\], 2013](#)

Nos primórdios do desenvolvimento de redes públicas de eletricidade, baixa tensão cc era distribuída para comunidades locais em grandes cidades e baterias de chumbo-ácidas eram utilizadas para prover armazenamento de potência de pico e curto prazo, contudo, distribuição cc foi rapidamente substituída por sistemas ca com sua habilidade de permitir o uso de transformadores para aumentar ou abaixar a tensão permitindo, assim, o desenvolvimento de redes cobrindo maiores áreas. Como consequência, o uso de baterias estacionárias foi reduzindo rapidamente, na mesma velocidade que as redes de energia aumentavam de tamanho. Nesse novo sistema, estabilidade foi alcançada através de um gerenciamento cuidadoso da rede de forma a balancear geração e consumo [201].

A medida em que a contribuição das fontes de geração renováveis, nominalmente solar e eólica, tem crescido em importância no sistema elétrico, um nível maior de reserva de energia com resposta rápida é necessário e, sob essas condições, baterias secundárias podem voltar a desempenhar papel de importância em sistemas elétricos ao oferecer um armazenamento eletroquímico de energia que é compacto, fácil de implantar, econômico, e provê rápida resposta tanto no regime de carga quanto de descarga.

Existem vários tipos de baterias recarregáveis, entre elas: chumbo-ácida, alcalina, níquel-cádmio, níquel-hidrogênio, hidreto de níquel-metal, níquel-zinco, óxido de lítio-cobalto, íon de lítio-polímero, lítio-ferro-fosfato, lítio-enxofre, fluxo de vanádio, lítio-níquel-

mangânês-cobalto e sódio-enxofre, sendo a de chumbo ácida ainda a mais popular e com maior literatura a respeito [202]. Essas baterias chumbo-ácidas já comercialmente disponíveis, em muitos casos, possuem a capacidade de atender algumas das aplicações de sistemas elétricos, embora as tecnologias mais avançadas prometem melhorias de desempenho que irão ampliar sua utilização e mercado para armazenamento de energia em larga escala [203], como as baterias de Íon de Lítio e de fluxo de vanádio, as quais oferecem características de especial interesse para armazenamento estacionário [202].

Para um correto entendimento dos princípios básicos de funcionamento de cada bateria secundária, é preciso definir corretamente alguns termos [200]:

- a) **Célula elementar**: também chamado de bateria elementar, compreende dois eletrodos imersos num eletrólito;
- b) **Eletrólito**: substância ou composto que facilita a passagem de uma corrente elétrica através do movimento de íons;
- c) **Oxidação**: é a reação na qual um átomo ou um íon perde um ou mais elétrons. O agente na oxidação é um doador de elétrons, o qual é um redutor;
- d) **Redução**: é a reação na qual um átomo ou um íon ganha um ou mais elétrons. O agente na redução é um aceitador de elétrons, o qual é um oxidante;
- e) **Reação redox**: uma reação de oxidação / redução (redox) é definida genericamente por (A.24);



onde *Ox* e *Red* correspondem, respectivamente, ao oxidante e ao redutor e *a*, *n* e *b* são os coeficientes utilizados para balancear os dois lados da equação, os quais são dependentes das espécies que estão presentes;

- f) **Anodo**: é o eletrodo onde a reação de oxidação acontece;
- g) **Catodo**: é o eletrodo onde a reação de redução acontece;
- h) **Eletrodo**: os dois eletrodos de uma célula são classificados como *positivo* e *negativo*, sendo que, dependendo do processo ocorrendo na bateria (carga ou descarga) o mesmo eletrodo pode estar funcionando como anodo ou como catodo⁹, conforme mostrado na Tabela A.7;
- i) **Material ativo**: os produtos químicos envolvidos nas reações de carga e descarga;
- j) **Capacidade**: quantidade de energia elétrica que pode, potencialmente, ser liberada de uma bateria pré-carregada. Especificamente, essa quantidade pode

⁹ Eletroquímicos tem aplicado, com certa frequência, o termo catodo para o eletrodo positivo e anodo para o eletrodo negativo, porque nos primórdios da geração de eletricidade através de reações químicas (início do século XIX), existiam apenas baterias primárias, onde, de fato, os termos são sinônimos.

Tabela A.7 – Comportamento dos eletrodos nos processos de carga e descarga

Eletrodo	Carga	Descarga
Positivo	Anodo	Catodo
Negativo	Catodo	Anodo

Fonte: Glaize e Geniès[200], 2013

ser dada por (A.25);

$$C_{bat} = \int_0^t i(t) dt \quad (\text{A.25})$$

onde C é a capacidade da bateria em Ah , $i(t)$ é a corrente de descarga (constante ou variável) ao longo do tempo (t).

- k) **Profundidade de descarga (DoD)**: é uma indicação da quantidade de eletricidade já extraída da bateria em relação a sua capacidade, dada por (A.26);

$$DoD = \frac{\int_0^t i_{descarga}(t) dt}{C_{bat}} \quad (\text{A.26})$$

- l) **Estado de carga (SoC)**: é uma indicação da quantidade de eletricidade ainda disponível na bateria, dada por (A.27);

$$SoC = 1 - DoD \quad (\text{A.27})$$

- m) **Estado de saúde (SoH)**: é uma indicação do estado de envelhecimento ou de falha de uma bateria secundária. Conforme (A.28), ela pode ser avaliada como a quantidade de eletricidade medida durante uma descarga completa em relação à capacidade nominal.

$$SoH = \frac{C_{atual}}{C_{nominal}} \quad (\text{A.28})$$

As baterias, independentemente de sua química – aquosa, não-aquosa, Lítio ou baseada em sódio – armazenam energia dentro da estrutura do eletrodo através de reações de transferência de carga, diferindo-se, portanto, das células de combustíveis (subseção A.4.3), por exemplo, as quais armazenam energia nos reagentes que são fornecidos externamente às células. As duas, por sua vez, diferem das células de fluxo redox, as quais armazenam energia em espécies redox que estão circulando continuamente através das células [204].

Uma bateria é composta de diversas células eletroquímicas, conectadas em série e/ou em paralelo, de forma a prover, respectivamente, a tensão e capacidade requeridas. Cada célula é composta de um eletrodo positivo e um negativo, onde as reações de oxidação e redução (redox) acontecem, sendo tais eletrodos imersos em um eletrólito, usualmente

uma solução contendo sais dissociados, de forma a permitir a transferência de íons entre si. Uma vez que esses eletrodos são conectados externamente, através dos coletores de corrente, reações químicas ocorrem em conjunto em ambos os eletrodos, liberando elétrons e, portanto, provendo a corrente a ser aproveitada pelo usuário.

Os coletores de corrente, tipicamente feitos de metais que não reajam com os materiais do eletrodo e eletrólito, permitem o transporte de elétrons para e dos eletrodos. A tensão de cada célula é determinada pela energia da reação química ocorrendo da mesma. Os eletrodos são feitos, na prática, de compostos complexos. Eles contêm, além do material ativo, ligantes poliméricos para unir a estrutura do pó e diluentes condutores, como o carbono negro, de forma a dar à toda a estrutura uma condutividade eletrônica, de modo que os elétrons possam ser transportados para o material ativo. Além disso, esses componentes são combinados para garantir porosidade suficiente para permitir que o eletrólito líquido penetre na estrutura do pó e permita que os íons atinjam os locais de reação [203].

Entre os diversos tipos de baterias secundárias, as que tem sido mais frequentemente estudadas, em na literatura sobre o assunto, para aplicações de armazenamento em SEP são as de chumbo-ácido, sódio-enxofre, íon de lítio e fluxo redox de vanádio, apresentadas em mais detalhes nas seções A.5.1, A.5.2, A.5.3, A.5.4, respectivamente. A Tabela A.8 indica a comparação de algumas características importantes de cada uma dessas baterias [203].

Dentre as baterias citadas na Tabela A.8, Keshan, Thornburg e Ustun[205] identificaram as baterias de chumbo-ácida como e as de íon de lítio como as primeiras opções para armazenamento de energia estacionário, em especial para sistemas isolados ou microrredes. Os autores apresentaram uma comparação entre os dois tipos em aspectos técnicos –eficiência, performance de carga e descarga, e vida útil cíclica –, com as baterias de íon de lítio tendo desempenho superior em todos os requisitos para vários valores de Taxa C^{10} . A análise econômica, por sua vez, é menos direta, uma vez que o custo inicial das baterias de chumbo-ácida é bem inferior. Contudo, quando o custo de instalação é dividido durante todo o período de operação, as baterias de íon de lítio continuam vencedoras. Por fim, os autores constatam que, apesar dos resultados sempre favoráveis as baterias de íon de lítio, essas ainda tem sido preterias com frequência às baterias chumbo-ácidas em sistemas com orçamento reduzido.

¹⁰ A Taxa C , em inglês *C-Rate*, é uma medida da corrente de carga e descarga da bateria, onde uma descarga de $1C$ drena uma corrente igual a capacidade nominal da bateria [202]. Por exemplo, uma bateria de 1 Ah fornece 1 A por uma hora se a taxa é $1C$. A mesma bateria forneceria $0,5\text{ A}$ por duas horas para uma taxa $0,5C$, e assim por diante.

Tabela A.8 – Características dos maiores sistemas de baterias secundários

	Chumbo-ácida	NaS	Li-Ion	Fluxo Redox de Vanádio
<i>Química:</i>				
Anodo	<i>Pb</i>	<i>Na</i>	<i>C</i>	$V^{2+} \leftrightarrow V^{3+}$
Catodo	<i>PbO₂</i>	<i>S</i>	<i>LiCoO₂</i>	$V^{4+} \leftrightarrow V^{5+}$
Eletrólito	<i>H₂SO₄</i>	β -alumina	Solvente orgânico	<i>H₂SO₄</i>
<i>Tensão de célula:</i>				
Circuito aberto	2,1 V	2,1 V	4,1 V	1,2 V
Operação	1,8 V a 2,0 V	1,8 a 2,0 V	3,0 a 4,0 V	
<i>Energia específica e densidade energética:</i>				
Wh/kg	10 a 35	133 a 202	150	20 a 30
Wh/L	50 a 90	285 a 345	400	30
Perfil de descarga	Plano	Plano	Inclinado	Moderado
Potência específica [W/kg]	35 a 50	36 a 60	80 a 130	110
Vida útil [ciclos]	200 a 700	2.500 a 4.500	1.000	12.000
Vantagens	Baixo custo, tecnologia consolidada	Potencial baixo custo, alta vida cíclica, alta energia, boa densidade de potência, alta eficiência	Alta energia específica e densidade energética, baixa auto-descarga, longa vida cíclica	Alta energia, eficiência e taxa de carga, baixo custo de substituição
Limitações	Densidade energética limitada, evolução de hidrogênio	Gerenciamento térmico, segurança, vedação e durabilidade da solidificação-derrretimento	Baixa taxa (comparado com sistemas aquosos)	Mistura de eletrólitos

Fonte: Scott e Lee[203], 2011

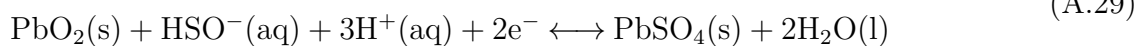
A.5.1 Baterias chumbo-ácidas

As baterias chumbo-ácidas, o tipo de bateria recarregável mais antigo que existe, foram inventadas em 1859 pelo físico francês Gaston Planté e consistem em placas de chumbo numa solução de ácido sulfúrico [202], como mostrado na Figura A.20. Suas reações básicas são dadas por (A.29).

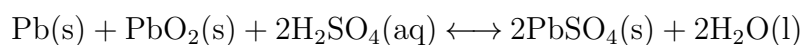
Reação no eletrodo negativo



Reação no eletrodo positivo

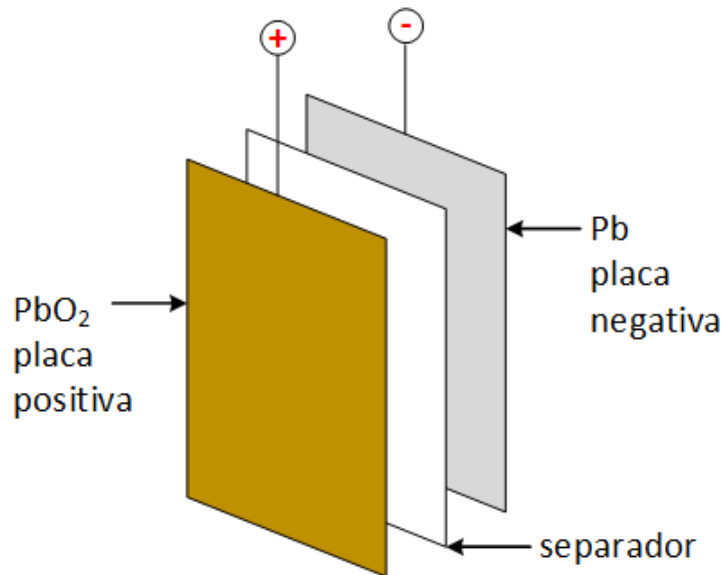


Reação total



O material ativo positivo é dióxido de chumbo altamente poroso (*PbO₂*), enquanto que o negativo é chumbo finamente dividido (*Pb*), ambos imersos num eletrólito composto

Figura A.20 – Principais componentes da bateria chumbo-ácida



de ácido sulfúrico aquoso diluído (H_2SO_4). As reações redox que ocorrem nessa bateria envolvem um mecanismo de dissolução-precipitação [203], onde, na descarga, íons de HSO_4^- migram para o eletrodo negativo e produzem íons H^+ e sulfato de chumbo, enquanto que, no eletrodo positivo, por sua vez, o dióxido de chumbo reage com o eletrólito para formar cristais de sulfato de chumbo ($PbSO_4$) e água [201]. No estado descarregado, ambos os eletrodos, positivo e negativo, se tornam ($PbSO_4$), e o eletrólito perde muito de seu ácido sulfúrico dissolvido. O processo de descarga é impulsionado pela condução de elétrons do eletrodo negativo de volta para dentro da célula, no eletrodo positivo, através do circuito externo [202].

O eletrólito líquido limitou a aplicação dessa bateria até a introdução de um eletrólito gel na década de 30. Isso estendeu o uso da bateria chumbo-ácida em diferentes posições sem vazamento. Melhorias adicionais na década de 70 conduziram a introdução da bateria chumbo-ácida regulada por válvula (com frequência chamada de bateria selada); esse desenvolvimento tornou possível manter a bateria em qualquer posição. As baterias de chumbo-ácida reguladas a válvula, em contraste com as baterias inundadas, tem menor chance de falha da célula, não requerem adição manual de ácido ou água e, principalmente, a degradação por evolução de hidrogênio durante a flutuação é razoavelmente menor [205].

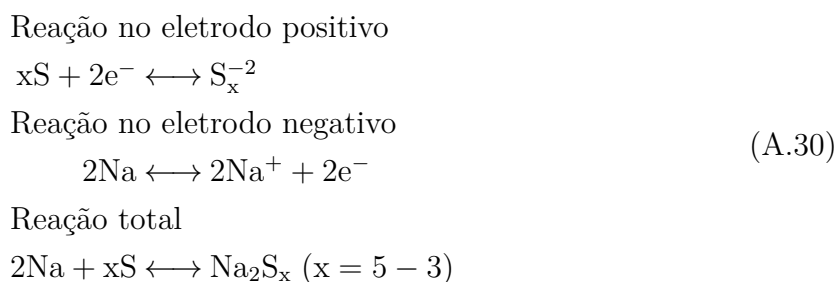
Historicamente, são baterias geralmente usadas para prover tensão contínua para sistemas *standby* (ver seção A.5), onde as mesmas são submetidas a descargas ocasionais quando da ocorrência de interrupções e, portanto, densidade de potência e energia são de importância secundária em relação a longa vida útil e baixa manutenção. Para sistemas de armazenamento para suporte à rede elétrica, em especial com fontes alternativas como a solar fotovoltaica, esse tipo de bateria, além de não constituir a melhor opção em

termos de energia específica, potência específica e vida útil cíclica (ver [Tabela A.8](#)), sofre de problemas como sulfatação irreversível das placas negativas em virtude de operação em estado de carga parcial, devido ao fato de não serem necessariamente recarregadas rotineiramente até o estado de plena carga. Contudo, elas apresentam como característica extremamente vantajosa o fato sua reciclagem ser uma prática estabelecida desde quando elas começaram a ser utilizadas e que continua a avançar¹¹, onde ocorre uma quase que completa recuperação e re-uso dos materiais num processo com uma entrada de energia relativamente baixa, enquanto mantendo as emissões de chumbo nos limites baixos requeridos pelas regulamentações ambientais [201].

A.5.2 Baterias sódio-enxofre

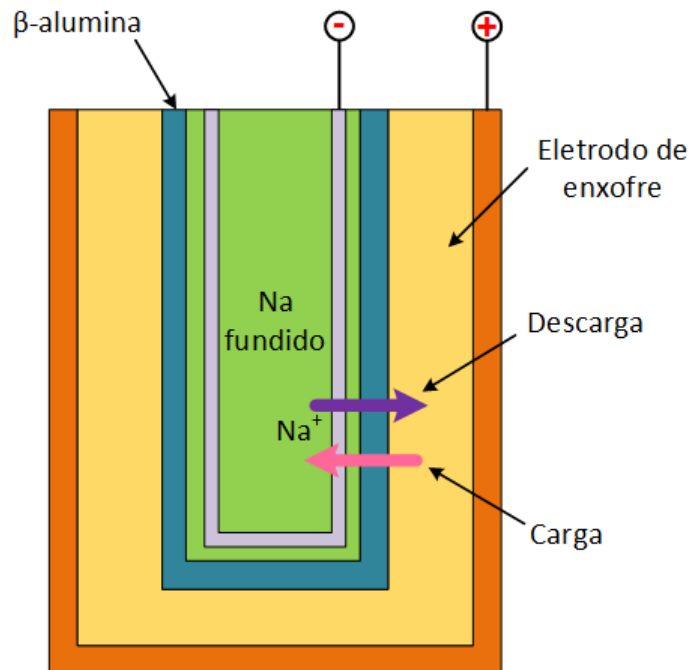
A primeira pesquisa sobre o potencial da bateria de sódio-enxofre baseada no uso de β -alumina como eletrólito sólido é creditada a *Ford Motor Company* na década de 60. De sua descoberta até meados dos anos 90, esse tipo de bateria foi considerado o candidato mais promissor a ser capaz de satisfazer as necessidades de um número de aplicações emergentes de armazenamento de energia, entre elas os veículos elétricos [203].

A estrutura básica de uma célula da tecnologia de baterias NaS está mostrada na [Figura A.21](#), enquanto que as reações químicas, de meia célula e total, estão apresentadas em ([A.30](#)). Tal célula deve ser operada em temperatura suficientemente alta (270 a 350°C) para manter todos os materiais ativos de eletrodo em estado fundido e, dessa forma, garantir condução iônica adequada através do eletrólito de $\beta - Al_2O_3$. Durante a descarga, o sódio (eletrodo negativo) é oxidado na sua interface com o eletrólito, normando íons Na^+ que migram através do eletrólito combinam com o enxofre sendo reduzido no compartimento do eletrodo positivo para formar pentassulfeto de sódio (Na_2S_5), o qual é imiscível com o enxofre restante, portanto formando uma mistura líquida de duas fases. Após todo o enxofre livre ser consumido, o Na_2S_5 é convertido gradativamente em polissulfuretos de sódio com conteúdo de enxofre progressivamente mais alto (Na_2S_{5-x}). Durante a carga, essas reações químicas são revertidas.



¹¹ As taxas de recilcagem de baterias chumbo-ácidas aproximam 100% nos países ocidentais e taxas muito altas podem ser encontradas no restante do mundo. Essas baterias usam 85% do chumbo produzido no mundo, sendo que chumbo reciclado representa 60% da produção total de chumbo mundial [201].

Figura A.21 – Estrutura básica de uma célula NaS



A.5.3 Baterias de íon de lítio

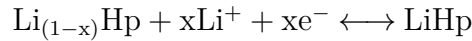
As baterias de íon de lítio são uma invenção relativamente recente e disponíveis comercialmente a partir da década de 80. Sua química e tecnologia estão, agora, razoavelmente bem provadas e essa tecnologia substituiu com sucesso baterias recarregáveis mais antigas, como as de níquel-cadímio. Nos anos 90, ouviu-se falar de algumas dessas baterias, do tipo lítio-óxido de cobalto ($LiCoO_2$), explodindo em chamas. Essa tecnologia foi substituída pelas baterias de fosfato de lítio ferro ($LiFePO_4$) e óxido de lítio níquel manganês cobalto ($LiNiMnCoO_2$), as quais são bem mais seguras [202].

Elas estão rapidamente se tornando as baterias mais importantes para ambas as aplicações portáteis (computadores, celulares) e estacionárias (armazenamento de energia em SEP) por possuírem, como principais vantagens, alta densidade energética, alta vida útil, carregamento rápido e eficiente, baixa taxa de auto-descarga e, virtualmente, nenhuma manutenção. Como desvantagens, essa tecnologia apresenta um preço ainda relativamente alto, mas melhorando, e a possibilidade de ruptura térmica, necessitando de circuitos de proteção cuidadosamente elaborados (o que tem relação com o seu custo alto).

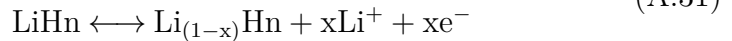
As baterias de íon de lítio tem aparência similar a maioria das baterias, onde, dentro de um invólucro cilíndrico de metal, existem três folhas pressionadas – eletrodos positivo, negativo e separador – em espiral e cercadas por um eletrólito líquido. Durante a carga, íons de lítio fluem do eletrodo positivo, por exemplo de $LiCoO_2$, através do separador poroso, intercalam dentro do eletrodo negativo, de grafite (C_6). Durante a descarga, os íons fluem na direção oposta intercalando, dessa vez, dentro do eletrodo positivo. Quando

os íons de lítio destacam-se e se movem em direção ao eletrodo oposto, elétrons também serão destacados, pois os íons de lítio são carregados positivamente, e irão fluir para fora da bateria, através do componente conectado a ela, e então de volta para o lado oposto para reencontrar os íons de lítio [203]. Esse processo pode ser visto na Figura A.22, enquanto que as equações generalizadas estão apresentadas em (A.31) [200].

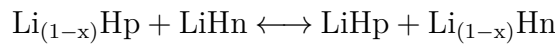
Reação no eletrodo positivo



Reação no eletrodo negativo

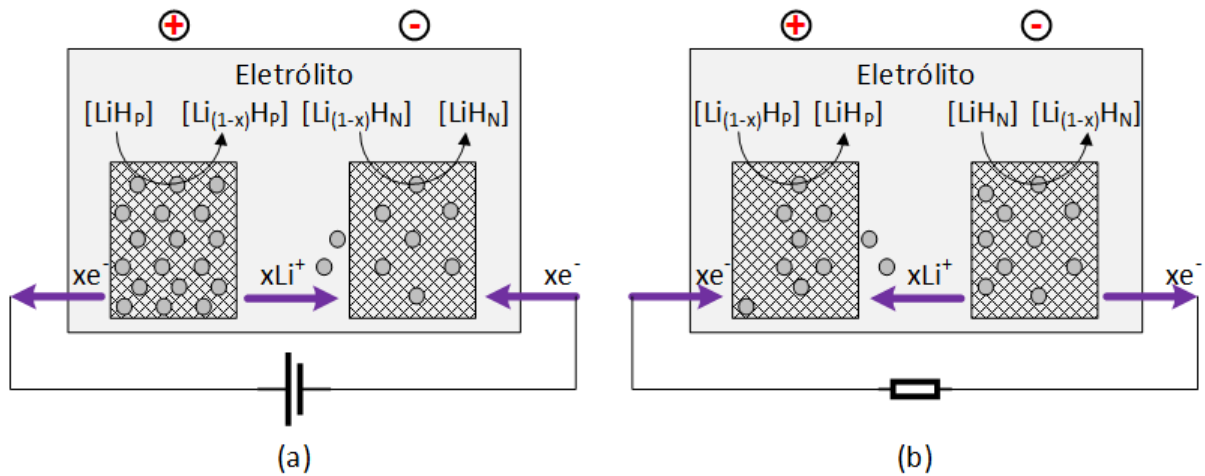


Reação total



onde Hp é o material de eletrodo funcionando num potencial alto, por exemplo CoO_2 ou FePO_4 , e Hn é o material de eletrodo funcionando num potencial baixo, na maioria dos casos C_6 .

Figura A.22 – Estrutura básica de uma célula de íon de lítio. (a) Carga. (b) Descarga.



A.5.4 Baterias de Fluxo de Vanádio

A invenção das baterias de fluxo remonta à década de 70, com um primeiro desenvolvimento no Japão, em 1971, e, em sequência, um financiamento da NASA, iniciado em 1973, com o objetivo de pesquisar células de fluxo redox eletricamente recarregáveis até que, em 1975, Thaller[206] preencheu uma patente, cuja descrição é idêntica aos sistemas dos dias atuais, envolvendo dois tanques, uma célula com separador e dois eletrodos de grafite, com o objetivo de viabilizar uma forma eletroquímica de armazenamento de energia em larga escala. De fato, pode-se verificar nessa patente que as necessidades previstas pelo inventor são as mesmas levantadas pelo sistema elétrico atual:

Por causa da crise energética em meados dos anos 70 e devido aos fatores econômicos dentro da indústria de sistemas elétricos, existe uma

necessidade de armazenar grandes quantidades de energia elétrica que possa ser produzida de forma intermitente ou aleatória por dispositivos como geradores acionados por vento, células solares ou similares.[206] (tradução do autor)¹²

Em 1978, um sistema todo em vanádio foi proposto pela primeira vez, onde ambos os eletrodos consistem do mesmo metal, porém em estágios de oxidação diferentes. A partir daí, o interesse acadêmico e industrial nesse tipo de sistema foi intenso até os anos 90, porém, na primeira década do século XXI, o número de publicações e patentes reduziu substancialmente, até que, na década presente, impulsionado por essa nova onda da energia renovável, o interesse foi renovado atingindo os maiores patamares históricos de publicações [207].

Uma célula de fluxo redox é um sistema eletroquímico que permite que a energia seja armazenada em duas soluções contendo diferentes pares redox com potenciais eletroquímicos suficientemente separados entre si para prover uma força eletromotriz capaz de acionar as reações de oxidação e redução necessárias para carga e descarga da célula. A energia é armazenada quimicamente em formas iônicas diferentes de vanádio em um eletrólito de ácido sulfúrico diluído, o qual é bombeado de tanques separados para dentro da célula de fluxo, separados por uma membrana de troca de prótons, onde uma forma do eletrólito é oxidada e a outra reduzida (Figura A.23) [203].

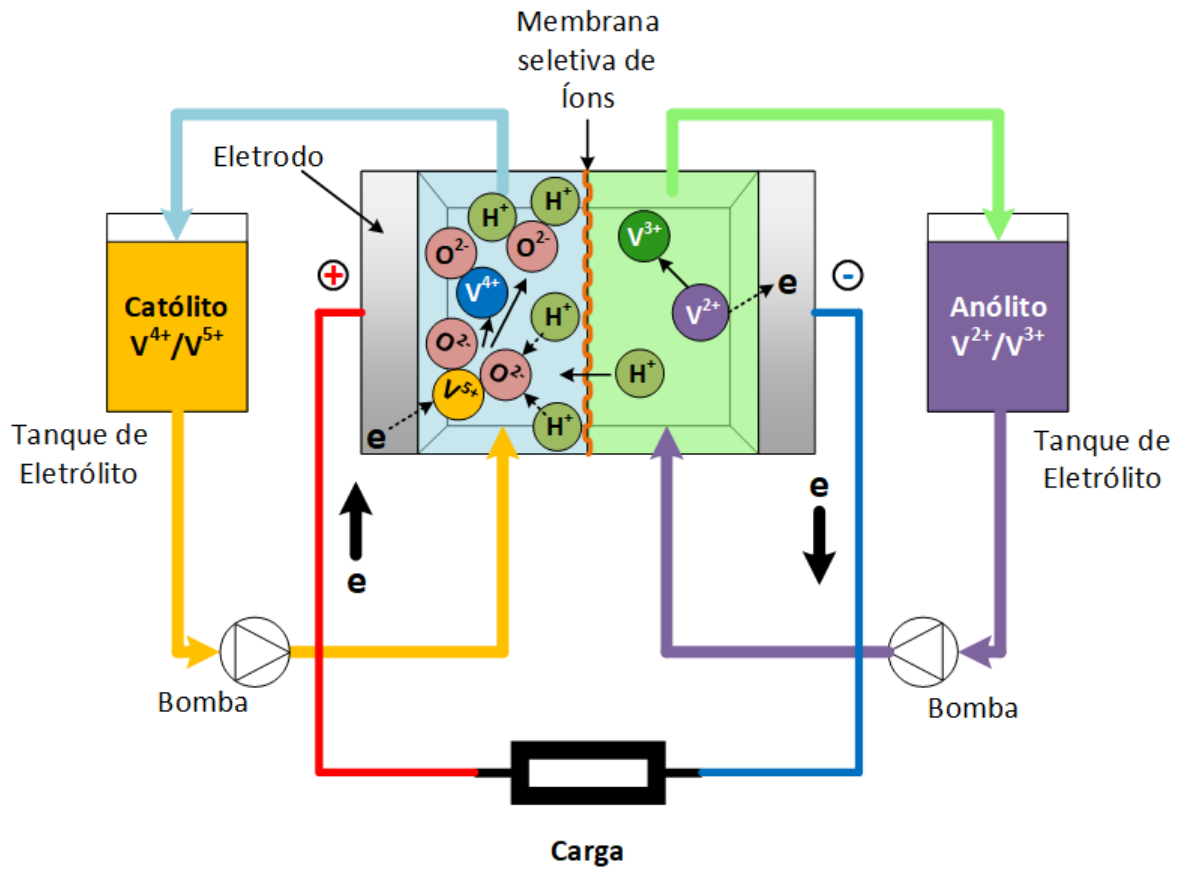
Os dois eletrólitos não se misturam, sendo separados na célula por uma membrana extremamente fina que permite a travessia apenas de íons selecionados. As reações acontecem, na célula, em eletrodos compostos de polímero de feltro de carbono inerte e criam uma corrente que se torna disponível à produção de trabalho através do circuito externo.

Antes do surgimento das baterias de fluxo de vanádio, a maior desvantagem das baterias de fluxo redox estava no fato de os dois líquidos eletrólitos serem feitos de substâncias diferentes e separados por uma fina membrana que era, eventualmente, permeada, fazendo com que as substâncias se misturassem e a bateria ficasse inutilizada.

Com as baterias de fluxo redox de vanádio, o vanádio está presente em ambos os eletrólitos, negativo e positivo, mas em estados de oxidação diferentes, uma vez que o vanádio possui quatro estados de oxidação ($V^{+2}, V^{+3}, V^{+4}, V^{+5}$), uma habilidade compartilhada somente com o urânio e outros elementos altamente radioativos, o que traz a vantagem de, em caso de mistura acidental dos eletrólitos, a bateria não sofrer danos permanentes. No compartimento positivo, o eletrólito contém íons VO_2^+ (vanádio no estágio de oxidação +5) e VO^{2+} (vanádio no estágio de oxidação +4), enquanto que no compartimento negativo, o eletrólito contém íons V^{3+} e V^{2+} .

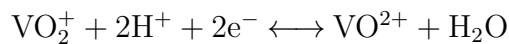
¹² *Because of the energy crisis in the mid-1970s and due to economic factors within the electric utility industry, there is a need for storing bulk quantities of electrical power which might be produced intermittently or randomly by devices such as wind-driven generators, solar cells or the like.*

Figura A.23 – Estrutura básica de uma célula fluxo redox de vanádio (na descarga)

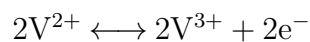


Conforme (A.32), durante a carga, os íons VO_2^+ do eletrodo positivo são transformados em íons VO^{2+} , com um elétron sendo extraído do terminal positivo, enquanto que no terminal negativo os íons V^{3+} são transformados em íons V^{2+} pela adição de um elétron. Durante a descarga, é claro, esses processos são revertidos [200].

Reação no compartimento positivo

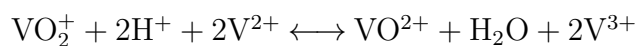


Reação no compartimento negativo



(A.32)

Reação total



As maiores vantagens das baterias de fluxo redox de vanádio são [203]:

- Como o eletrólito retorna ao mesmo estado ao final de cada ciclo, ele pode ser reutilizado indefinidamente;
- Como o eletrólito age apenas como um local de reação, sem experimentar mudança físico-química, ele pode suportar um grande número de ciclos de carga e descarga sem um decréscimo significativo em capacidade;

- c) Devido ao fato de dividirem o mesmo eletrólito, cada célula de uma bateria é praticamente idêntica, diferentemente de células de baterias convencionais conectadas em série cuja potência é limitada pela bateria com pior desempenho na linha.
- d) O uso de soluções para armazenar energia significa que as capacidades de potência (tamanho das pilhas) e energia (tamanho dos tanques de eletrólitos) são independentes, o que faz das baterias de fluxo de vanádio escaláveis para uma larga faixa de tensões, correntes e capacidades, de acordo com a necessidade de cada aplicação.
- e) Como a quantidade de energia que pode ser provida está ligada a capacidade de armazenamento dos tanques de eletrólitos, o sistema não possui limite teórico de capacidade energética.

A maior desvantagem desse sistema de baterias reside no fato de sua densidade energética ser limitada pelo pentóxido de vanádio (V_2O_5) e medida em cerca de 167 kWh/kg . Por exemplo, um sistema de baterias de fluxo redox de vanádio de 600 MWh iria requerer 30 milhões de litros de eletrólito, os quais, se armazenados em tanques de 6 m de altura, iriam necessitar de uma base no tamanho de um estádio de futebol. Obviamente, isso também impacta os custos do sistema.

A.6 Armazenamento Eletromagnético

Capacitância e indutância são conceitos já exaustivamente estudados e aplicados na Engenharia Elétrica. Enquanto que a capacitância (C), de um sistema de dois condutores separados por um dielétrico, pode ser definida como a razão entre a magnitude da carga total (Q) em um dos condutores pela diferença de potencial (V_0) entre eles (A.33), a indutância (L), por sua vez, pode ser definida pela razão entre o fluxo concatenado (λ) por uma bobina e a corrente (i) que percorre a mesma (A.34) [208]. De onde se verifica, claramente, a relação de capacitores com campo elétrico e indutores com campos magnéticos.

$$C = \frac{Q}{V_0} \quad (\text{A.33})$$

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (\text{A.34})$$

Nos capacitores, a energia eletrostática é armazenada no dielétrico, quando da aplicação de um campo elétrico, por polarizações eletrônicas, iônicas e moleculares¹³, e

¹³ Polarização eletrônica, iônica e molecular, quando da aplicação de um campo elétrico, referem-se, respectivamente, ao pequeno deslocamento de elétrons dentro de um átomo em relação ao núcleo, a retirada de íons de suas posições normais na estrutura do material e ao movimento simétrico das moléculas carregadas, no sentido de se alinhar com esse campo.

pode ser recuperada quando esse campo é removido. Já nos indutores, o processo de se estabelecer um campo magnético numa bobina, implica que energia deve ser entregue a essa bobina, a qual é armazenada nesse mesmo campo. Em termos da indutância e capacitância, na maioria dos dispositivos práticos, a energia armazenada em capacitores e indutores pode ser dada por (A.35) e (A.36), respectivamente [209].

$$E_C = \frac{1}{2}CV^2 \quad (\text{A.35})$$

$$E_L = \frac{1}{2}Li^2 \quad (\text{A.36})$$

Capacitores e indutores comuns e tradicionais do uso em engenharia são construídos na ordem de mF , μF , nF , pF e mH , μH , nH , respectivamente, o que implica numa capacidade limitada de armazenamento de energia. Para armazenamento de energia em valores substanciais para aplicação em sistemas de energia elétrica, novas tecnologias de fabricação são aplicadas para produzir componentes com capacitâncias e indutâncias com valores substancialmente maiores. Esses equipamentos são tratados nas seções A.6.1 e A.6.2.

A.6.1 Supercapacitores

Supercapacitores, também chamados de ultracapacitores, tiveram sua origem em 1957, quando um grupo de engenheiros da *General Electric* realizavam experimentos com dispositivos utilizando eletrodos de carbono porosos e descobriram o efeito capacitor de dupla camada. Esses componentes obedecem as mesmas leis fundamentais de capacitores convencionais, como, por exemplo, a equação para capacitância em um capacitor de placas paralelas (A.37), e, portanto, para obter altas capacitâncias, utilizam-se de eletrodos com alta área superficial específica e dielétricos mais finos [210]. Em geral, possuem maior potência que baterias, mas menor capacidade de armazenamento de energia.

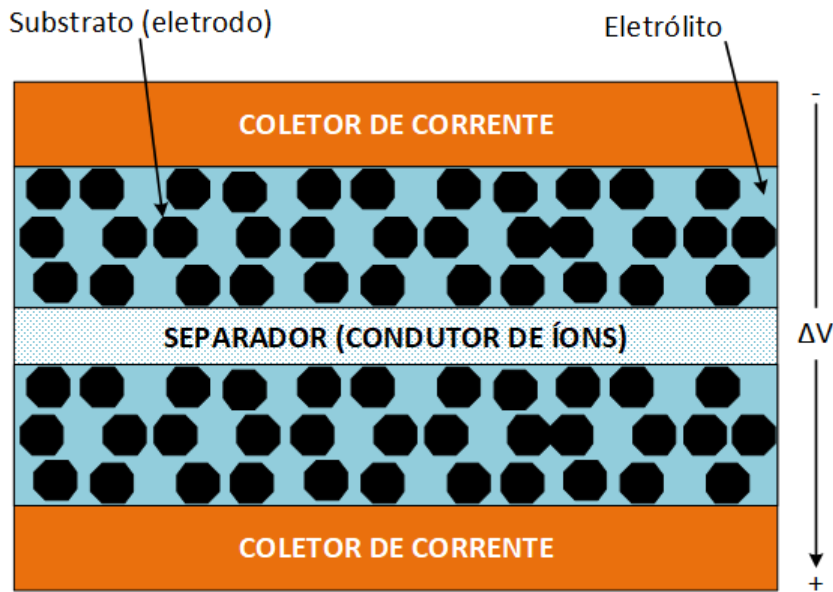
$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (\text{A.37})$$

onde: ϵ_r é a permissividade relativa do dielétrico; $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} F/m$ é a permissividade do espaço vazio; A é a área da placa; e d é a espessura da camada de material dielétrico.

Uma célula de um supercapacitor, esquematicamente mostrada na Figura A.24, é composta de dois eletrodos com um separador entre eles, os eletrodos podem ser idênticos entre si, para células simétricas, ou diferentes, para células assimétricas. O separador, embebido no eletrólito, deve, ao mesmo tempo, prevenir o contato entre eletrodos, mas ser permeável a íons, enquanto possuindo pequena espessura.

O princípio de operação do supercapacitor é baseado no armazenamento de energia e distribuição de íons oriundos do eletrólito para a área superficial dos eletrodos. Baseado no mecanismos de armazenamento de energia, supercapacitores podem ser classificados em três classes, como indicado na Figura A.25:

Figura A.24 – Diagrama esquemático de um supercapacitor simétrico



- a) **Capacitores de dupla camada elétrica:** são construídos utilizando dois materiais baseados em carbono como eletrodos, um eletrólito e um separador. Uma dupla camada elétrica é uma estrutura que surge quando um objeto carregado é colocado em um líquido, uma carga oposta balanceadora para essa superfície carregada será formada no líquido, concentrando-se próximo a superfície¹⁴. Assim, quando aplicada uma tensão no eletrodo, existe um acúmulo de carga em sua superfície, resultando em íons no eletrólito difundindo através do separador para dentro dos poros do eletrodo de polaridade oposta. É um processo não faradaico, ou seja, onde não ocorre reações de oxidorredução;
- b) **Pseudocapacitores:** comparados com os capacitores de dupla camada elétrica, que armazenam carga de forma eletrostática, pseudocapacitores armazenam energia através de processos faradaicos que envolvem a transferência de carga entre eletrodo e eletrólito. Quando o potencial é aplicado ao pseudocapacitor, o material do eletrodo sofre oxidação ou redução, o que envolve a passagem de carga através da dupla camada, resultando numa corrente faradaica através da célula supercapacitora. Esse processo permite que os pseudocapacitores atinjam maiores capacitâncias específicas e densidades de energia em comparação aos de camada dupla. Por envolver ações de oxidorredução, sofrem de problemas semelhantes das baterias, como falta de estabilidade durante o ciclo e baixa densidade de potência;

¹⁴ Existem várias teorias ou modelos para essa interface entre um líquido e um sólido, a aproximação mais simples é dada pelo modelo de *Helmholtz*, onde a carga do condutor sólido é neutralizada por íons de sinal contrário a uma distância d do sólido. É uma teoria que considera camadas rígidas contra-balanceando as cargas do sólido [211].

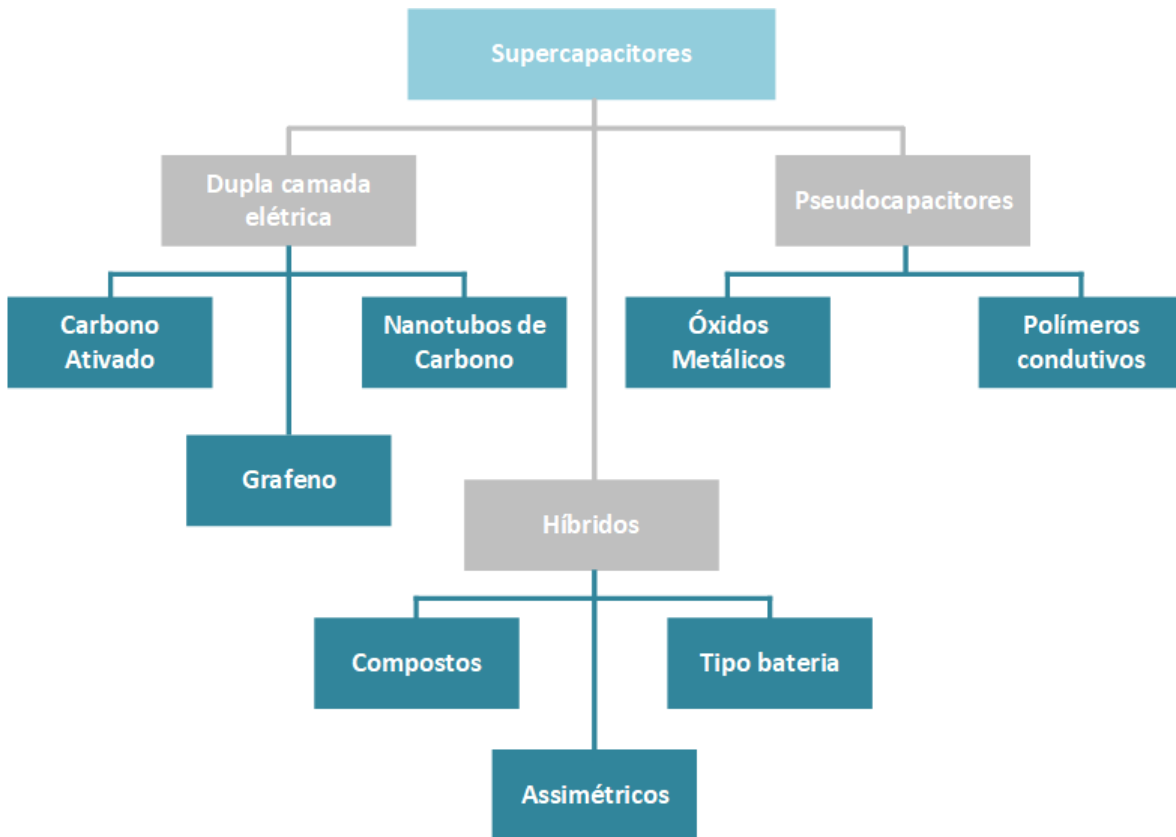
- c) **Supercapacitores híbridos:** combina, na mesma célula, as duas formas de armazenamento anteriores. Com a correta combinação de eletrodos, é possível aumentar a tensão da célula, o que, por sua vez, leva a uma melhora das densidades de energia e potência. Atualmente, as pesquisas tem focado em três tipos de supercapacitores híbridos:
- *Eletrodos compostos:* combinam materiais baseados em carbono com óxidos metálicos ou polímeros condutores num único eletrodo, o que significa que um único eletrodo terá ambos mecanismos de armazenamento de energia, físico e químico. Materiais baseados em carbono oferecem capacitância de dupla camada de carga e alta área específica de superfície, o que aumenta o contato entre materiais pseudocapacitivos e eletrólito, os quais, através das reações faradaicas, aumentam a capacitância no eletrodo composto.
 - *Assimétrico:* combinam os processos faradaicos e não faradaicos ao combinar um eletrodo negativo de efeito de dupla camada, baseado em carbono, com um eletrodo positivo de efeito pseudocapacitor, óxido metálico ou polímero condutor, no mesmo capacitor.
 - *Tipo Bateria:* combinam dois tipos de eletrodos, como no caso do assimétrico, porém, nesse caso, combina-se um eletrodo típico de supercapacitores com um eletrodo típico de baterias. A mesma célula, utiliza ambas as propriedades, de capacitores e baterias. Um caso especial desse tipo de supercapacitor, são os capacitores de Lítio-Íon, os quais são capazes de armazenar de 5 a 10 vezes mais energia do que supercapacitores convencionais, possuindo alta capacidade de potência longa vida útil [211].

As pesquisas em supercapacitores tem se focado em aumentar a densidade de energia, enquanto mantendo a densidade de potência e, portanto, os materiais do eletrólito e, principalmente, dos eletrodos tem concentrado o maior esforço e investimento em P&D. Alguns dos principais materiais são [211]:

- a) *Eletrodos baseados em carbono:* carbono ativado, carboneto derivados de carbono, nanotubos de carbono, grafeno, carbono mesoporoso;
- b) *Eletrodos de óxido metálicos:* óxido de rutênio, óxido de manganês;
- c) *Eletrodos de polímeros;*
- d) *Eletrólitos aquosos e orgânicos;*
- e) *Eletrólitos de líquidos iônicos.*

A crescente popularidade dos supercapacitores tem criado a demanda por melhor performance e entendimento sob a perspectiva de sistemas. Uma ferramenta importante para atingir essa melhoria de performance é o desenvolvimento e modelos que permitam predições a cerca do supercapacitor durante carga e descarga, reduzindo o número de

Figura A.25 – Classes de supercapacitores



experimentos e permitindo uma metodologia de projeto construtivo [212]. Modelagem de supercapacitores é, também, essencial para monitoramento de condições e síntese de controle [213]. Para modelar o comportamento elétrico dos supercapacitores, os seguintes modelos tem sido aplicados:

- a) **Modelo eletroquímico:** baseado nos princípios físicos de funcionamento, possuem melhor precisão, mas baixa eficiência de cálculo, uma vez que ele é capaz de capturar o processo real dentro do supercapacitor ao custo de equações diferenciais parciais acopladas, o que dificulta sua aplicação em sistemas embarcados para gerenciamento e controle de energia em tempo real;
- b) **Modelo de circuitos equivalentes:** derivados de experiência empírica e dados experimentais sob certas condições, faz com que eles sejam inadequados para representar o supercapacitor sob uma larga faixa de condições, contudo uma estrutura simples e uma precisão de modelagem razoável, faz com que sejam bem aceitos para síntese de sistemas de gerenciamento de energia em tempo real;
- c) **Modelos inteligentes:** técnicas de modelagem inteligentes, como redes neurais artificiais e lógica *fuzzy*, tem sido utilizados para prever a performance de sistemas de armazenamento de energia, incluindo os supercapacitores. En-

quanto esses modelos inteligentes possuem a capacidade de retratar a complexa relação não linear entre performance e os fatores que a influenciam, sem um entendimento detalhado dos mecanismos envolvidos, uma grande quantidade de dados de alta qualidade para treinamento é indispensável para assegurar a precisão e generalidade do modelo;

- d) **Modelos de ordem fracionária:** consistem de equações diferenciais de ordem não inteira e, com frequência, possuem uma maior capacidade de capturar as dinâmicas dos supercapacitores, se comparado aos modelos de circuito equivalente de ordem inteira. Demandam, contudo, muita capacidade computacional.

As tarefas mais importantes na operação dos supercapacitores são a estimação do estado de carga (SoC) e o monitoramento do estado de saúde (SoH do inglês *State of Healthy*) do supercapacitor. Uma medição precisa da SoC pode permitir ao controlador de energia utilizar de melhor forma os supercapacitores, sem incorrer em sobrecargas ou sobre-descargas prejudiciais ao equipamento. Monitoramento do SoH, por outro lado, se preocupa mais em assegurar um projeto de sistema ótimo para resiliência e confiabilidade, uma vez que supercapacitores são implantados como dispositivos livres de manutenção, e, com frequência, inacessíveis em muitas aplicações.

A.6.2 Armazenamento de Energia Magnética com Supercondutor

O armazenamento de energia magnético com supercondutor, ou simplesmente SMES (do inglês *Superconducting Magnetic Energy Storage*), foi concebido inicialmente como um dispositivo de nivelamento de carga, ou seja, para suavizar o pico de demanda de energia elétrica das concessionárias, assim como o armazenamento bombeado, bancos de baterias e CAES [214]. Contudo, com o desenvolvimento da tecnologia, ela mostrou-se mais propensa a aplicações de alta potência, já que o SMES possui um tempo de resposta muito rápido (dentro de milissegundos) com uma boa densidade de potência, enquanto que sua densidade de energia é relativamente baixa [171].

Num SMES, a energia elétrica é armazenada pela circulação de corrente numa bobina supercondutora, ou indutor (ver [Equação A.35](#)). Como não há conversão de energia em outras formas (por exemplo, mecânica ou química), sistemas SEMS possuem uma eficiência de ciclo completo muito alta, além de poder responder muito rapidamente para amortecer ou absorver potência ativa da rede ou carga, tendo como únicas limitações a velocidade da malha de controle e o tempo de chaveamento dos dispositivos de estado sólido utilizados para conectar o SMES a rede elétrica. De fato, sistemas SMES podem ser vistos como sistemas flexíveis de transmissão ca (FACTS do inglês *Flexible AC Transmission System*) com a capacidade adicional de fluxo bidirecional de potência ativa.

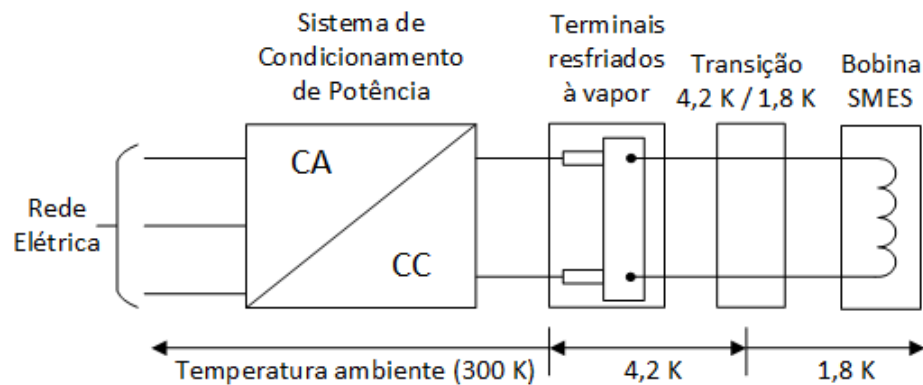
A [Figura A.26](#) mostra um diagrama de blocos genérico de um sistema SMES clássico, cujo princípio básico é o armazenamento de energia no campo magnético gerado por uma corrente cc percorrendo uma bobina. Se essa bobina fosse enrolada utilizando-se de fios comuns, toda a energia magnética seria dissipada em calor na resistência do fio, contudo, se o fio é supercondutor, então a energia poder ser armazenada por tempo virtualmente indeterminado. Como a bobina é um dispositivo cc, e, de maneira geral, deve ser conectada à rede elétrica ca, um Sistema de Condicionamento de Potência (SCP) se faz necessário, o qual consiste em um conversor eletrônico de potência cc/ca, para promover o fluxo bidirecional de potência. Além disso, sistemas ancilares são necessários como:

- a) Invólucro à vácuo e bobina em criostato;
- b) Sistemas criogênico e de refrigeração;
- c) Terminais de corrente que fazem a transição elétrica entre a bobina supercondutora e o SCP em temperatura ambiente.

O projeto da bobina cc é proposto, em suas formas mais clássicas, como solenoide ou toroide modular, sendo que, o primeiro, é conhecido por possuir uma melhor densidade de energia específica para um supercondutor isotrópico, enquanto que, o segundo, tem a vantagem de ter um campo magnético muito pequeno na direção radial e, portanto, podem oferecer boas performances com um condutor altamente anisotrópico.

Tradicionalmente, o Supercondutor de Baixa Temperatura (SBT), nióbio-titânio

Figura A.26 – Diagrama de blocos genérico de um SMES



(NbTi), é utilizado em sistemas SMES devido a sua natureza dúctil, o que permite a construção de uma estrutura filamentar fina. Nesse caso, o líquido de refrigeração pode ser hélio líquido a 4,2 K ou superfluido de hélio a 1,8 K. Contudo, “muita pesquisa e alguma sorte tem, agora, produzido materiais supercondutores com altas temperaturas críticas. Hoje em dia, materiais estão disponíveis que podem funcionar em cerca de 100 K.”[170] (tradução do autor)¹⁵

Ciceron et al.[215], por exemplo, apresentam considerações de projeto para desenvolvimento de sistemas SMES com alta densidade de energia, almejando alcançar uma densidade de 20 kJ/kg num SMES de 1MJ. Planeja-se alcançar tal feito, inédito até o momento, através do uso de fitas de supercondutores do tipo ReBCO¹⁶, numa bobina a ser refrigerada por hélio líquido a 4,2 K.

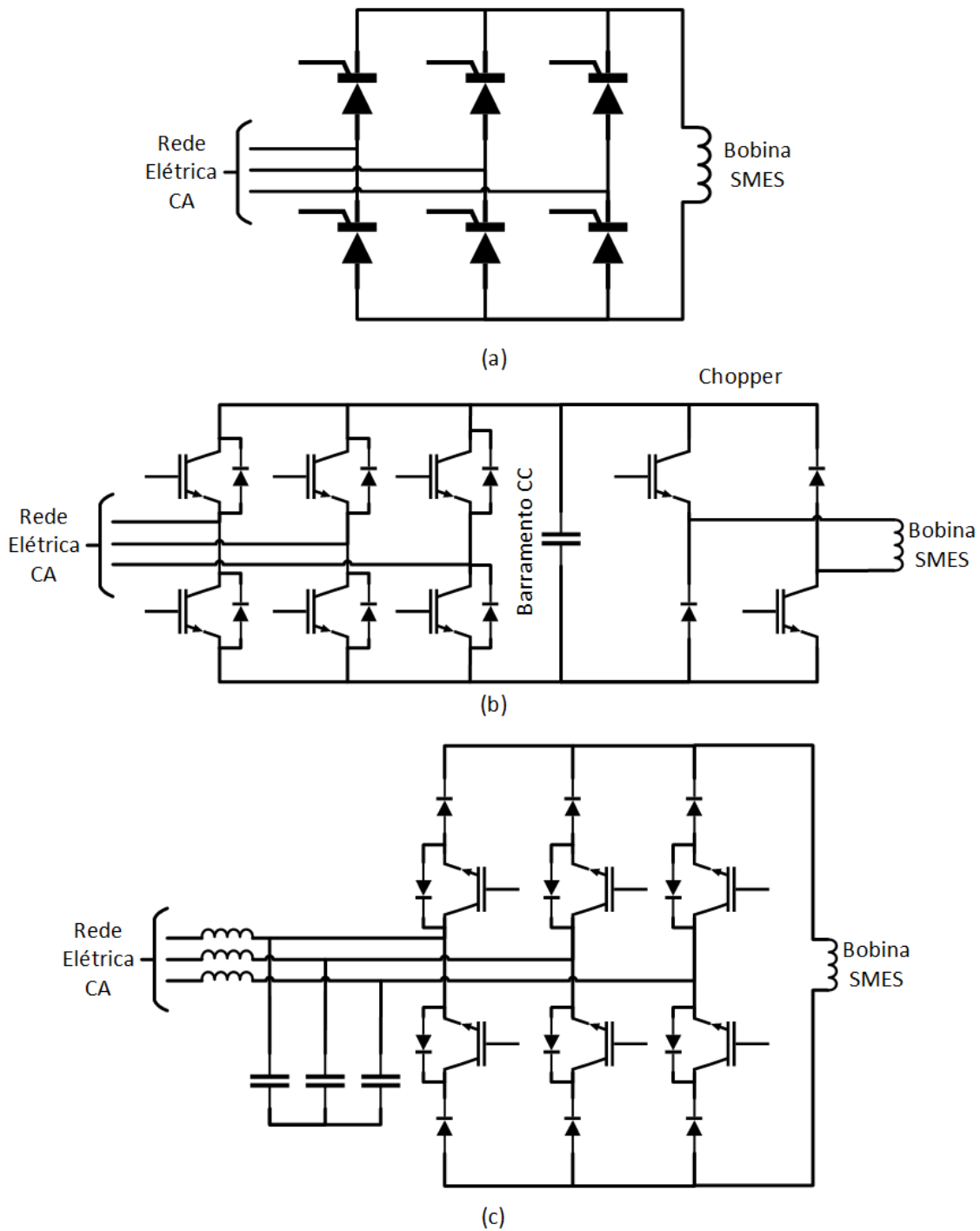
Xu et al.[217], por sua vez, utiliza-se também das fitas do tipo ReBCO, nesse caso específico, tendo o ítrio como material de terra rara, para propor o projeto conceitual de uma bobina de SMES de 4 H de indutância e 2,5 MJ, contudo, dessa vez, pretende-se utilizar uma temperatura razoavelmente maior, de 20 K. O objetivo desse sistema é suavizar a transição de uma microrrede entre o modo conectado à rede e o modo ilhado sem prejuízos a qualidade de energia devido as flutuações de tensão e frequência que podem surgir de desbalanços transitórios entre geração e carga. O SMES foi escolhido devido ao rápido tempo de resposta.

Uma classificação adicional de sistemas SMES, diz respeito a topologia do SCP utilizado, onde, conforme mostrado na Figura A.27, o SCP pode ser baseado em tiristores, em conversores fonte de tensão e conversores fonte de corrente [218].

¹⁵ *Much research and some luck has now produced superconducting materials with higher critical temperatures. Today materials are available which can function at around 100 K.*

¹⁶ O composto terra-rara - Bário - Óxido de Cobre (ReBCO do inglês *Rare earth - Barium - Copper Oxide*), dito supercondutor de alta temperatura de segunda geração, tem sido escolhido pela maioria dos fabricantes de fios por possuir superior performance num campo magnético, características mecânicas melhoradas e menor custo, em relação aos supercondutores de alta temperatura de primeira geração, os quais possuem alta dependência da prata como matéria prima [216].

Figura A.27 – Classificação de sistemas SMES quanto ao SCP. (a) SMES baseado em tiristores. (b) SMES baseado em conversor fonte de tensão. (c) SMES baseado em fonte de corrente.



A.7 Considerações finais sobre sistemas de armazenamento de energia

Esse capítulo apresentou uma revisão dos principais sistemas passíveis de serem utilizados no armazenamento de energia elétrica, quando essa está em abundância e de baixo custo, para posterior utilização quando demandado pelo sistema. Procurou-se mostrar as várias opções existentes, ou pelo menos as mais presentes na literatura sobre o assunto, embora existam, ainda, uma variedade de outros sistemas em pesquisa, como:

- a) O armazenamento mecânico de energia potencial ao usar energia elétrica para acionar um veículo de grande massa sobre trilhos, para um local mais elevado e, depois deixá-lo descer nos trilhos para recuperar a energia através da aplicação de torque frenante [219].
- b) O armazenamento mecânico de energia por ar liquefeito, que se assemelha ao sistemas CAES (subseção A.2.2) na utilização de energia em excesso para compressão do ar e na recuperação dessa energia durante um processo de expansão, contudo incluindo ainda processos intermediários de liquefação (durante o armazenamento) e reaquecimento (durante a descarga), de forma que o meio de armazenamento seja líquido [220].
- c) O armazenamento térmico de energia por calor sensível (subseção A.3.1) ou latente (subseção A.3.2), pode ser utilizado num sistema de armazenamento térmico bombeado, onde eletricidade, em horário fora de pico, é convertida em calor usando bombas de calor de alta temperatura e armazenado em dois tanques principais. Durante a descarga, por sua vez, o calor armazenado é convertido em eletricidade através de motores térmicos [221].

Embora, como visto no presente capítulo, exista uma grande variedade de possibilidades para armazenamento de energia em sistemas elétricos, sendo que cada uma delas, em geral, atende a uma faixa específica de demandas por potência e energia. Poucas tecnologias estão consolidadas para aplicação em sistemas elétricos de potência, o que consiste em grande barreira para a implementação de sistemas de armazenamento de energia em larga escala, já a alguns anos identificado como uma necessidade para acomodar a crescente expansão das formas de geração de energia elétrica renovável e intermitente.

Entre as tecnologias mais desenvolvidas, destacam-se as baterias (seção A.5), as quais atendem, simultaneamente, a uma faixa interessante de potências e energias (seção A.1). Apesar de sofrerem de, ainda, relativamente baixo ciclo de vida, essas tecnologias possuem pequena dependência de um relevo existente (ao contrário de sistemas PHES e CAES, por exemplo) e possuem um crescente e acelerado investimento em pesquisa e desenvolvimento em função, também, do crescente interesse da sociedade e governos por veículos elétricos e híbridos. As baterias podem, também, ser facilmente combinadas com

elementos de armazenamento de alta potência, como supercapacitores ([subseção A.6.1](#)) ou sistemas SMES ([subseção A.6.2](#)), para constituir um sistema de armazenamento que consiga, simultaneamente, responder as variações na geração e consumo de energia elétrica tanto de curto como de médio a longo prazo.

Como as baterias trabalham em corrente contínua, sua interface com a rede elétrica em corrente alternada se dá, necessariamente, através de conversores, os quais também são responsáveis pelo correto controle de carga e descarga das baterias.

APÊNDICE B – Algoritmos para cálculo dos ângulos de comutação

Este apêndice apresenta os algoritmos desenvolvidos para o cálculo dos ângulos de comutação necessários à modulação SHE PWM implementada no conversor FPVU. Primeiramente são apresentados os algoritmos utilizando o método iterativo de Newton-Raphson, o qual é o método mais tradicional na literatura. Na sequência é apresentada uma alternativa utilizando um algoritmo algébrico cuja solução não depende de palpite inicial, embora de maior custo computacional. Por fim, é apresentado o algoritmo utilizado para reduzir a quantidade de dados nas tabelas de consulta, tornando a viável a implementação física do controle.

B.1 Algoritmo iterativo de Newton–Raphson

O método iterativo de Newton-Raphson utilizado neste trabalho está detalhado na seção 3.3.1. O algoritmo foi implementado em código MATLAB conforme segue:

```
%-----
%-----SHE PWM - Conversores 2 níveis-----
%-----Algoritmo de Newton-Raphson para cálculo dos ângulos-----
%-----Elaborado por: Thiago Morais Parreiras-----
%-----

clear
close all
clc

%-----
%-----Tratamento dos dados de entrada-----
%-----

A=load('inputs.txt');           % carregado de arquivo externo

type = A(1,1);                 % excursão positiva (=1) ou negativa (=2)
erro = A(2,1);                 % Erro permitido [%]
M = A(3,1);                    % Quantidade de pulsos ou chopps
```

```

mi = A(4,1);           % Índice de modulação
n = A(5,:);           % ordem dos harmônicos a serem eliminados
alfa = A(6,:);        % ângulo do primeiro palpite
delta_mi = 0.001;     % Variação do índice de modulação

```

```

alfa=transpose(alfa*pi/180);
original=alfa;
erro = erro/100;
ind=0;
N=0;
teste=0;

```

```

%-----
%-----Executando o algoritmo-----
%-----

```

```

while abs(mi)<=1 && N<10000 && teste==0
    ind=ind+1;
    % Avaliando a função
    for i = 1:M
        f(i)=0; % inicializa a função
        if i == 1 % avaliando a série para a fundamental
            for k = 1:M
                f(i)=f(i)+(((-1)^k)*cos(n(i)*alfa(k)));
            end
            f(i) = 1+2*f(i)-mi;
        else % avaliando a série para os harmônicos eliminados
            for k = 1:M
                f(i) = f(i)+(((-1)^k)*cos(n(i)*alfa(k)));
            end
            f(i) = 1+2*f(i);
        end
    end
end
% Transpondo a função somente na primeira iteração
if ind==1
    f = transpose(f);
end
% Capturando os valores de erro
a=max(abs(f));

```

```
N=0;
% Avaliando a matriz Jacobiana e obtendo próximos palpites
while a>erro && N<10000
    for i = 1:M
        for k = 1:M
            f0(i,k)=2*((-1)^(k+1))*n(i)*sin(n(i)*alfa(k));
        end
    end
    dalfa=-inv(f0)*f;
    alfa=alfa+dalfa;
% Verificando o número de iterações
N = N+1;
% Avaliando a função para o novo palpite
for i = 1:M
    f(i)=0; % inicializa a função
    if i==1
        for k = 1:M
            f(i)=f(i)+(((-1)^k)*cos(n(i)*alfa(k)));
        end
        f(i)=1+2*f(i)-mi;
    else
        for k = 1:M
            f(i)=f(i)+(((-1)^k)*cos(n(i)*alfa(k)));
        end
        f(i)=1+2*f(i);
    end
end
a=max(abs(f));
end
% Testando a coerência da resposta obtida
teste=0;
for j=2:M
    if alfa(j)>alfa(j-1) && alfa(j)>=0 && alfa(j)<=90*pi/180
        teste=teste+0;
    else
        teste=teste+1;
    end
end
end
% Recebendo os ângulos na coluna apropriada da matriz de saída
```

```

ang(ind,:)=alfa*180/pi;
% Incrementando o índice de modulação
if type == 1 % avaliando em ordem crescente
    mi = mi + delta_mi;
elseif type == 2 % avaliando em ordem decrescente
    mi = mi - delta_mi;
end
end

%-----
%-----Tratamento opcional de dados e mensagens de erro-----
%-----

% Opcional para ajuste da ordem dos índices de modulação quando Mi < 0
% [Apenas facilita o uso dos dados nas ferramentas já elaboradas]
NL = length(ang);
Nx = NL;
x = 0; % = 1 quando já se sabe a resposta & Mi é negativo!
if x == 1
    for i = 1:NL
        ang2(i,:) = ang(Nx,:);
        Nx=NL-i;
    end
end
end
% Informando o erro
if N >= 10000
    fprintf('Falhou em convergir! Tente outra vez com outros valores.\n');
    fault = 1;
elseif teste > 0
    fprintf('ERRO: Resultado de ângulo indevido. Tente outros valores.\n');
    fault = 1;
end
end

```

Já para conversores 3 níveis, a formulação da série de Fourier difere do caso anterior, como apresentado em 3.3.2. O algoritmo modificado é o que segue:

```

%-----
%-----SHE PWM - Conversores 3 níveis-----
%-----Algoritmo de Newton-Raphson para cálculo dos ângulos-----
%-----Elaborado por: Thiago Morais Parreiras-----

```

```

%-----

clear
close all
clc

%-----
%-----Tratamento dos dados de entrada-----
%-----

A=load('inputs.txt');

type = A(1,1);          % excursão positiva (=1) ou negativa (=2)
erro = A(2,1);         % erro permitido [%]
M = A(3,1);            % quantidade de pulsos ou chopps
mi = A(4,1);           % índice de modulação
n = A(5,:);            % ordem dos harmônicos a serem eliminados
alfa = A(6,:);         % ângulo do primeiro palpite

alfa=transpose(alfa*pi/180);
original=alfa;
erro = erro/100;
ind=0;
N=0;
teste=0;

%-----
%-----Executando o algoritmo-----
%-----

while mi<=1 && mi>=0 && N<1000 && teste==0
    ind=ind+1;
    % Avaliando a função
    for i = 1:M
        f(i)=0; % inicializa a função
        if i==1 % avaliando a série para a fundamental
            for k = 1:M
                f(i)=f(i)+((-1)^(k+1))*cos(n(i)*alfa(k));
            end
        end
    end
end

```

```

        f(i)=f(i)-mi;
    else    % avaliando a série para os harmônicos eliminados
        for k = 1:M
            f(i)=f(i)+((-1)^(k+1))*cos(n(i)*alfa(k));
        end
    end
end
end
% Transpondo a função somente na primeira iteração
if ind==1
    f=transpose(f);
end
% Capturando os valores de erro
a=max(abs(f));
N=0;
% Avaliando a matriz Jacobiana e obtendo próximos palpites
while a>erro && N<1000,
    for i = 1:M
        for k = 1:M
            f0(i,k)=((-1)^k)*n(i)*sin(n(i)*alfa(k));
        end
    end
    dalfa=-inv(f0)*f;
    alfa=alfa+dalfa;
% Verificando o número de iterações
N=N+1;
% Avaliando a função para o novo palpite
for i = 1:M
    f(i)=0; % inicializa a função
    if i==1
        for k = 1:M
            f(i)=f(i)+((-1)^(k+1))*cos(n(i)*alfa(k));
        end
        f(i)=f(i)-mi;
    else
        for k = 1:M
            f(i)=f(i)+((-1)^(k+1))*cos(n(i)*alfa(k));
        end
    end
end
end
end

```

```
a=max(abs(f));
end
% Testando a coerência da resposta obtida
teste=0;
for j=2:M
    if alfa(j)>alfa(j-1) && alfa(j)>=0 && alfa(j)<=90*pi/180
        teste=teste+0;
    else
        teste=teste+1;
    end
end
% Recebendo os ângulos na coluna apropriada da matriz de saída
ang(ind,:)=alfa*180/pi;
% Incrementando o índice de modulação
if type == 1 % avaliando em ordem crescente
    mi = mi + 0.001;
elseif type == 2 % avaliando em ordem decrescente
    mi = mi - 0.001;
end
end

if type==2 && N<1000
    NL=length(ang);
    Nx=NL;
    for i=1:NL
        ang2(i,:)=ang(Nx,:);
        Nx=Nx-i;
    end
end

%-----
%-----Mensagens de erro-----
%-----

%Informando o resultado ou o erro
if N>=1000
    fprintf('Falhou em convergir! Tente outra vez com outros valores. ');
elseif teste>0
    fprintf('ERRO: Resultado de ângulo indevido. Tente outros valores.\n');
```

end

B.2 Algoritmo algébrico

Com o intuito de conseguir uma ferramenta mais eficaz e flexível para o cálculo das diferentes soluções de eliminação seletiva de harmônicos, o autor tem trabalhado na ferramenta de solução das equações apresentadas nas seções 3.3.1 e 3.3.2 através do algoritmo algébrico baseado em polinômios simétricos e bases de Groebner [83, 84, 86]. O algoritmo foi, inicialmente, desenvolvido em linhas de comando do MATLAB como segue:

```
%-----
%-----Algorithm to calculate Selective Harmonic Elimination Angles-----
%-----Author: Thiago Morais Parreiras-----
%-----Date: 31.10.2017-----
%-----

clear
close all
clc

% [1] K. Yang, Z. Yuan, R. Yuan, W. Yu, J. Yuan, and J. Wang, "A Groebner
% Bases Theory-Based Method for Selective Harmonic Elimination," IEEE
% Trans. Power Electron., vol. 30, no. 12, pp. 6581-6592, Dec. 2015.

% [2] K. Yang, Q. Zhang, R. Yuan, W. Yu, J. Yuan, and J. Wang, "Selective
% Harmonic Elimination With Groebner Bases and Symmetric Polynomials,"
% IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 4, pp. 2742-2752, Apr. 2016.

% [3] K. Yang, Q. Zhang, J. Zhang, R. Yuan, Q. Guan, W. Yu, and J. Wang,
% "Unified Selective Harmonic Elimination for Multilevel Converters,"
% IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 2, pp. 1579-1590, Feb. 2017.

%-----
%----Expanding the Fourier Series through the Multiple-Angles Formula---
%-----

% Unified SHE equations for multilevel inverters:
% sum(cos(theta_i), i = 1:N) = m
% sum(cos(n*theta_i), i = 1:N) = 0, n = 3, 5, 7, ...
```



```

% cos(n*x) = Tn*cos(x)
% where Tn is the Chebshev Polynomial of the first kind

n_angles = 5;           % Number of angles
h = [5 7 11 13];       % Harmonics to be eliminated

% Chebshev Polynomials of the first kind
h = [1 h];
h_len = length(h);
a = sym('a',[n_angles,h_len]);
x = sym('x',[n_angles,1]);
for i = 1:n_angles
    a(i,:) = chebyshevT(h,x(i));
end

% Polynomial equations with cos(thetai) = xi
px = sym('p',[h_len,1]);
for i = 1:h_len
    px(i) = sum(a(:,i));
end

%-----
%-----Degree Reduction by the Elementary Symmetric Polynomials-----
%-----

% Obtaining the elementary symmetric polynomials
e = sym('e',[n_angles,1]);
x_aux = sym('x',[n_angles,1]);
x = '[';
for i = 1:n_angles
    if i < n_angles
        x = [x char(x_aux(i)) ',''];
    else
        x = [x char(x_aux(i)) '']];
    end
end
for i = 1:n_angles
    aux = ['polylib::elemSym(' x ',' num2str(i) ')'];
    e(i) = evalin(symengine,aux);
end

```

```

    e(i) = feval(symengine,'expr',e(i));
end

% Conversion to polynomials in terms of elementary symmetric polynomials
pe = sym('pe',[h_len,1]);
e_aux = sym('e',[n_angles,1]);
ee = '[';
for i = 1:n_angles
    if i < n_angles
        ee = [ee char(e_aux(i)) ',''];
    else
        ee = [ee char(e_aux(i)) '']'];
    end
end
for i = 1:h_len
    aux = ['polylib::representByElemSym(poly(' char(px(i)) '), ' ee ')'];
    pe(i) = evalin(symengine,aux);
    pe(i) = feval(symengine,'expr',pe(i));
end

%-----
%-----Computing the Groebner Basis-----
%-----

m = 0.1;
e_sym = sym('e',[n_angles,1]);
pe = subs(pe,e_sym(1),m);
g = '[';
for i = 2:h_len
    if i < h_len
        g = [g char(pe(i)) ',''];
    else
        g = [g char(pe(i)) '']'];
    end
end
aux = ['groebner::gbasis(' g ',LexOrder)'];
g = evalin(symengine,aux);
g = g.';

```

```

%-----
%-----Solving the Groebner Equations-----
%-----

% Finding the equation degree
degree = feval(symengine,'degree',g(h_len-1));
degree = double(degree);

% Calculating the elementary symmetric polynomials
e_roots = zeros(h_len,degree);
e_roots(1,:) = m;
coef = coeffs(g(h_len-1));
coef = fliplr(coef);
e_roots(2,:) = roots(coef);
for i = 3:h_len
    for j = 1:degree
        a = subs(g(h_len-i+1),e_sym(2),e_roots(2,j));
        coef = coeffs(a);
        coef = fliplr(coef);
        e_roots(i,j) = roots(coef);
    end
end

%-----
%--Constructing univariate polynomials and solving the switching angles--
%-----

% Constructing the univariate polynomials
a = zeros(h_len,degree);
f = sym('f',[degree,1]);
for i = 1:degree
    for j = 1:h_len
        if mod(j,2) == 0
            a(j,i) = e_roots(j,i);
        else
            a(j,i) = -e_roots(j,i);
        end
    end
end
poly_coeffs = [1 a(:,i)'];

```

```

    f(i) = poly2sym(poly_coef);
end

% Solving for x
x_roots = zeros(h_len,degree);
for i = 1:degree
    coef = coeffs(f(i));
    coef = fliplr(coef);
    x_roots(:,i) = roots(coef);
end

% Finding the switching angles

% 1st) Removing false solutions:
for i = 1:h_len
    for j = 1:degree
        if imag(x_roots(i,j)) <= 1e-10 % Checking if all roots are real
            x_roots(i,j) = real(x_roots(i,j));
        else
            x_roots(:,j) = 0;
        end
        if abs(x_roots(i,j)) > 1 % Checking roots within (-1,1)
            x_roots(:,j) = 0;
        end
    end
end
end

k = 0;
for i = 1:degree
    if all(x_roots(:,i))
        x_true(:,i-k) = x_roots(:,i);
    else
        k = k + 1;
    end
end
end

% 2nd) Calculating the angles and recovering the switching transition
% state
[M,N] = size(x_true);

```

```

angles = zeros(M,N);
transition = sym('t',[M,N]);
for i = 1:M
    for j = 1:N
        if x_true(i,j) >= 0
            angles(i,j) = acos(x_true(i,j));
            transition (i,j) = 'up';
        else
            angles(i,j) = pi - acos(x_true(i,j));
            transition (i,j) = 'down';
        end
    end
end

% From rad to degrees + sorting in ascending order
angles = angles*180/pi;
[angles, I] = sort(angles,1);
for i = 1:N
    transition(:,i) = transition(I(:,i),i);
end

```

Como resultado, foi possível repetir a maioria dos resultados apresentados nos artigos em referência até 7 ângulos de comutação, contudo, para ângulos superiores a esse, o algoritmo não convergiu a um resultado final após dias funcionando. O autor ainda desenvolveu algoritmos similares em outros softwares, agora de matemática simbólica, como o Mathematica e o Maple, os quais são os mesmos utilizados pelos autores do algoritmo, porém não houve diferença nos resultados. Por fim, foi feito contato com um dos autores dessa pesquisa, conforme pode ser visto nas Figuras B.1 e B.2, onde o mesmo informou que o problema não estaria relacionado aos recursos computacionais, mas sim, principalmente, as próprias funções de redução em polinômios simétricos desses softwares matemáticos.

Em testes adicionais, foi verificado que o problema das referidas funções não está tão relacionado a quantidade de ângulos, mas sim com a ordem harmônica. A partir da vigésima-terceira ordem, as equações algébricas ficam muito extensas causando um esforço computacional inviável. O algoritmo continua aqui apresentado, pois pode ser útil em outras aplicações.

Figura B.1 – Discussão por e-mail com o Prof. Yang – autor do algoritmo



Thiago Parreiras <thiago.m.parreiras@ieee.org>

[SHE PWM] Information regarding your IEEE article

杨克虎 <ykh@cumtb.edu.cn>

Thu, Jan 25, 2018 at 10:06 PM

To: Thiago Parreiras <thiago.m.parreiras@ieee.org>

Hi Thiago Parreiras,

I don't think so, using a more powerful CPU helps a little in simplifying the SHE equations, the main reason you can't get the results is the limitation of the SymmetricReduction function in Mathematica, in our study, this command works well for N is small, such as 5,6,7, but when N becomes big, e.g. N=9, it also cannot complete the simplification on our workstation, so, we develop an algorithm to do this. If you need the simplified SHE equations for N=9, we can provide it to you when I come back to Beijing.

Best regards,

Kehu Yang

杨克虎 博士/教授
中国矿业大学（北京）机电与信息工程学院
地址：中国.北京.海淀区学院路丁11号
手机：13811753952

Kehu Yang Ph.D/Professor
School of Mechanical Electronic & Information Engineering
China University of Mining & Technology, Beijing
Addr: No.Ding 11, Xueyuan Road, Beijing, P.R.China
Mobile: 13811753952

-----邮件原文-----

发件人：Thiago Parreiras <thiago.m.parreiras@ieee.org>
收件人：杨克虎 <ykh@cumtb.edu.cn>
抄 送：(无)
发送时间：2018-01-25 23:05:21
主题：Re: [SHE PWM] Information regarding your IEEE article

Hi Professor Yang,

Thank you so much for your message and attention.

I am trapped in the simplification of the original SHE equations with elementary symmetric polynomials (SymmetricReduction function in Mathematica).

I think my main issue may be the fact that I am using a regular laptop for this calculation (Core I5 - 8 Gb RAM only!). Do you agree?

Thank you again for your time.

BR,

Thiago

On Thu, Jan 25, 2018 at 5:10 PM 杨克虎 <ykh@cumtb.edu.cn> wrote:

Hello, Thiago Parreiras:

Thanks very much for interested in our researches, its my pleasure to discuss with you and give some instructions about the proposed methods.

Can you tell me which step are you trapped in? the calculation of Groebner bases or the simplification of original SHE equations with elementary symmetric polynomials?

Normally, if you complete the simplification of the SHE equations, it will take several hours to give the final results for 9 switching angles, otherwise it probably cannot finish the computation on current computers. BTW, our

Figura B.2 – Discussão por e-mail com o Prof. Yang – autor do algoritmo (cont.)

computing hardware is XEON E5-1650 with 128G RAM. If you need further help, feel free to contact me.

Kehu Yang

 杨克虎 博士/教授
 中国矿业大学（北京）机电与信息工程学院
 地址：中国.北京.海淀区学院路丁11号
 手机：13811753952

Kehu Yang Ph.D/Professor
 School of Mechanical Electronic & Information Engineering
 China University of Mining & Technology, Beijing
 Addr: No.Ding 11, Xueyuan Road, Beijing, P.R.China
 Mobile: 13811753952
 ----邮件原文----

发件人: Thiago Parreiras <thiago.m.parreiras@ieee.org>
 收件人: ykh<ykh@cumtb.edu.cn>
 抄 送: (无)
 发送时间: 2018-01-25 20:17:40
 主题: [SHE PWM] Information regarding your IEEE article

Dear Prof. Yang,

I hope this email finds you well.

I am a Brazilian PhD student in electrical engineering. I have been studying your IEEE articles in Selective Harmonic Elimination and trying to replicate the results.

I am interested in applying this calculation in my research work entitled *True Unity Power Factor Converter* [1].

I replicated successfully the angles calculation for 5 switching angles as in article [2]. Now I'm trying to calculate for 9 angles as in section IV B of the article [3], but the algorithm is running for days by now and no answer so far.

I have made scripts in Mupad (MATLAB), Maple and Mathematica. All of them show similar issue.

I would like to know how long it took you to obtain the 9 angles results and what kind of hardware you have used. Can you help a fellow in academia? Obviously, I will properly reference your work in future papers.

Thanks in advance!

[1] T. M. Parreiras, J. C. G. Justino, A. V. Rocha, and B. de J. C. Filho, "True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 2737–2746, May 2016.

[2] K. Yang, Q. Zhang, R. Yuan, W. Yu, J. Yuan, and J. Wang, "Selective Harmonic Elimination With Groebner Bases and Symmetric Polynomials," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 2742–2752, Apr. 2016.

[3] K. Yang, Q. Zhang, J. Zhang, R. Yuan, Q. Guan, W. Yu, and J. Wang, "Unified Selective Harmonic Elimination for Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 2, pp. 1579–1590, Feb. 2017.

Atenciosamente / Best Regards,

Thiago Morais Parreiras, MSc.
 Universidade Federal de Minas Gerais
 TESLA Engenharia de Potência
 Tel +55 31 3409-4874
 Cel +55 31 9 9982-4972
thiago.m.parreiras@ieee.org

[Av. Antônio Carlos, 6627](#) - Sala 2832
 Belo Horizonte, MG CEP 31270-901

--
 Atenciosamente / Best Regards,

Thiago Morais Parreiras, MSc.
 Universidade Federal de Minas Gerais
 TESLA Engenharia de Potência

B.3 Algoritmo para redução da tabela através dos coeficientes de correlação linear

Com os ângulos obtidos para toda a faixa de índices de modulação, o algoritmo abaixo pode ser utilizado para redução da tabela através da verificação da correlação linear entre os pontos, ou seja, entre quais valores de índice de modulação todos os ângulos se comportam de maneira suficientemente linear para que a interpolação seja uma boa aproximação.

```
%-----
%-----SHE PWM - Composição da Tabela-----
%-----Redução da tabela pelo coeficiente de correlação linear-----
%-----Elaborado por: Thiago Morais Parreiras-----
%-----

clear
close all
clc

%-----
%-----Tratamento dos dados de entrada-----
%-----

dados = load ('valores.txt'); % obtendo valores de um arquivo externo
i = length(dados(:,1)); % obtendo o número de linhas
j = length(dados(1,:)); % obtendo o número de colunas
Mi = dados(:,1);
for n = 1:j-1
    for m = 1:i
        alfa(m,n)=dados(m,n+1);
    end
end

%-----
%-----Cálculo dos coeficientes de correlação-----
%-----

b=0;
bb=1;
```



```

bbb=1;
co=0.9998;%valor mínimo para boa aproximação por uma reta
while max(b)<Mi(i)
    n=0;
    while n<(j-1) && m<=i
        n=n+1;
        a=1;
        m=4+bb;
        while a>co && m<(i-1)
            m=m+1;
            [r,p]=corrcoef(Mi(bb:m),alfa(bb:m,n));
            [x,y]=find(p<0.1);
            a=abs(r(x(1),y(1)));
        end
        if m<=i
            Mindex(n)=Mi(m-1);
        else
            Mindex(n)=Mi(i);
        end
    end
    end
    b(bbb)=min(Mindex(n));
    bb=find(Mi==b(bbb));
    bbb=bbb+1;
end

%-----
%-----Obtenção dos valores de saída-----
%-----

for t=1:bbb-1
    fprintf('\n Índice de modulação%g= %g\n',t,b(t));
end

```

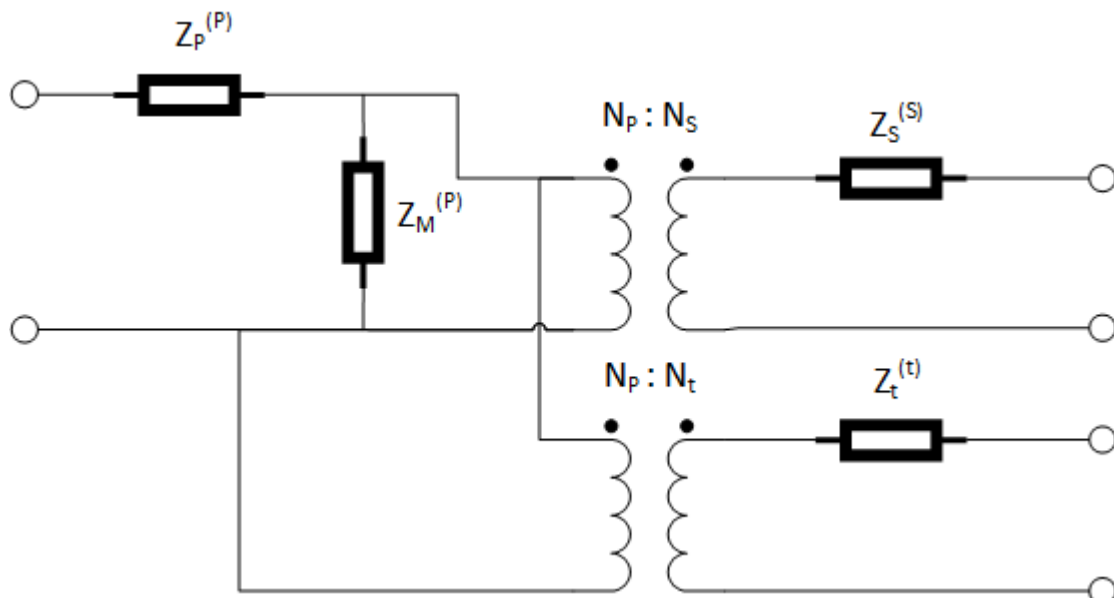

APÊNDICE C – Ensaio nos Transformadores de Três Enrolamentos

Este apêndice tem por objetivo a apresentação do procedimento e resultados de testes obtidos a vazio e em curto-circuito para o transformador trifásico de três enrolamentos utilizado para os protótipos em escala reduzida e plena escala do conversor FPVU. Com base nestes resultados, se torna possível calcular os valores dos parâmetros de baixa frequência do circuito elétrico equivalente por fase do equipamento sob teste a serem utilizados nos modelos de simulação e ajustes de controle.

C.1 Procedimento de testes e cálculos dos parâmetros

O circuito equivalente de um transformador de três enrolamentos monofásico é mostrado na [Figura C.1](#). A determinação dos parâmetros de baixa frequência de tal circuito através de ensaios, demanda um ensaio a vazio e três ensaios de curto-circuito, deslocando, a cada ensaio, o curto-circuito para um enrolamento diferente [222].

Figura C.1 – Circuito equivalente de um transformador monofásico de três enrolamentos



Onde $Z_P^{(P)}$ e $Z_M^{(P)}$ são as impedâncias do primário e de magnetização referidas ao enrolamento primário, respectivamente. $Z_S^{(S)}$ e $Z_t^{(t)}$ são as impedâncias do secundário em delta e do secundário em estrela referidas aos seus próprios enrolamentos, respectivamente. N_P , N_S e N_t , por sua vez, correspondem ao número de espiras de cada enrolamento.

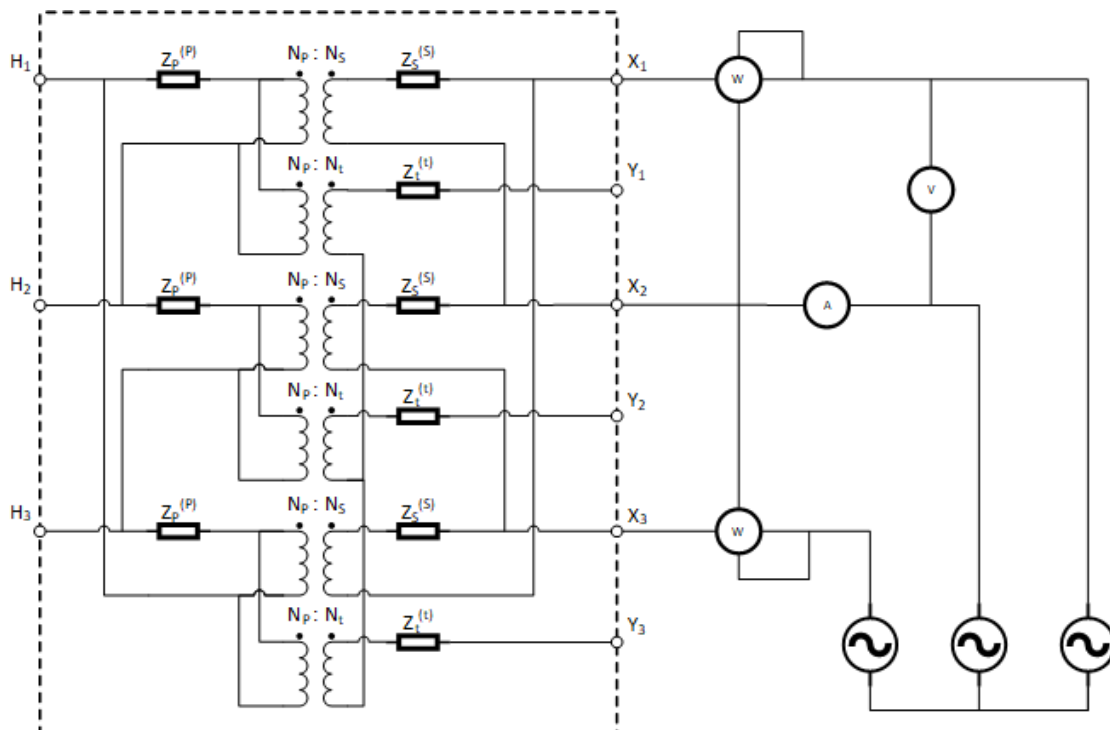
Para o caso de um transformador trifásico alimentado por tensões equilibradas e suprido cargas balanceadas, obtêm-se os parâmetros por fase utilizando-se as grandezas por fase obtidas no ensaio de acordo com a ligação do enrolamento onde se efetua a medição (estrela ou triângulo) [119].

Para o uso em análises de sistemas elétricos de potência, é comum utilizar-se de circuitos equivalentes por fase. Para tanto, quando de ligações dos enrolamentos em triângulo, é preciso obter o seu equivalente em estrela de forma a poder extrair esse circuito equivalente para análise. Embora as ligações afetem a impedância vista por fase no Sistema Internacional de unidades, a transformação corretamente casada produz os mesmos valores em percentual ou em por unidade [222, 223].

C.1.1 Ensaio a vazio e obtenção dos parâmetros de magnetização

Para determinação dos parâmetros de magnetização do circuito equivalente, é realizado um ensaio a vazio conforme [Figura C.2](#), onde o enrolamento secundário (enrolamento de baixa) em delta é alimentado na tensão nominal e os demais enrolamentos são deixados a vazio.

Figura C.2 – Ligação para ensaio a vazio



O ângulo de defasagem entre tensão a vazio (V_0) e a corrente de excitação (I_0) é dado por [C.1](#), as componentes de perdas por histerese e *Foucault* (I_P) e de magnetização da corrente (I_M) são dadas por [C.2](#) e [C.3](#), respectivamente. Por fim, a resistência de perdas

no núcleo (R_P) a reatância de magnetização (X_M) e a impedância de magnetização (Z_M), todas referidas ao primário, são dadas por C.4, C.5 e C.6, respectivamente. Em todas as equações, P_0 refere-se a potência ativa absorvida pelo transformador durante o ensaio, a qual pode ser calculada, por exemplo, pelo método do dois wattímetros [223].

$$\phi_0 = \cos^{-1} \frac{P_0}{(\sqrt{3}V_0 I_0)} \quad (\text{C.1})$$

$$I_P = I_0 \cos(\phi_0) \quad (\text{C.2})$$

$$I_M = I_0 \sin(\phi_0) \quad (\text{C.3})$$

$$R_P^{(P)} = \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 \frac{\sqrt{3}V_0}{I_P} \quad (\text{C.4})$$

$$X_M^{(P)} = \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 \frac{\sqrt{3}V_0}{I_M} \quad (\text{C.5})$$

$$Z_M^{(P)} = R_P^{(P)} \parallel X_M^{(P)} \quad (\text{C.6})$$

C.1.2 Ensaio em curto-circuito e obtenção dos parâmetros série

Para determinação dos parâmetros série do circuito equivalente, faz-se necessários três ensaios de curto-circuito. A saber:

- I. Secundário em delta em curto-circuito e a alimentação pelo primário (Figura C.3);
- II. Secundário em estrela em curto-circuito e a alimentação pelo primário (Figura C.4);
- III. Alimentação por um dos secundários, enquanto o outro encontra-se em curto-circuito (Figura C.5). No caso do ensaio realizado nesse projeto específico, alimentou-se o secundário em estrela.

Por medidas de segurança, a corrente dos secundários em curto-circuito deve ser monitorada durante a realização dos ensaios I e II. Tal medida torna-se necessária para evitar que a corrente do secundário ultrapasse o seu valor nominal, já que a potência individual de cada secundário é inferior à do primário (no caso específico, a metade).

A partir do ensaio I, obtêm-se a impedância série entre primário e secundário em delta (Z_{PS}) referida ao primário pelo uso das equações C.7 e C.8. As equações C.9 e C.10, por sua vez, permitem o cálculo da impedância série entre primário e secundário em estrela (Z_{Pt}) referida ao primário, a partir do ensaio II. Por fim, através dos resultados do ensaio III, obtêm-se a impedância entre o secundário em estrela e secundário em triângulo (Z_{tS}) referida ao secundário em estrela com o auxílio das equações C.11 e C.12. Em todas essas equações, V_{CC} , I_{CC} e P_{CC} correspondem a tensão, corrente e potência medidas durante o ensaio, respectivamente.

$$\phi_{PS} = \cos^{-1} \frac{P_{CC1}}{(\sqrt{3}V_{CC1} I_{CC1})} \quad (\text{C.7})$$

Figura C.3 – Ligação para o ensaio I

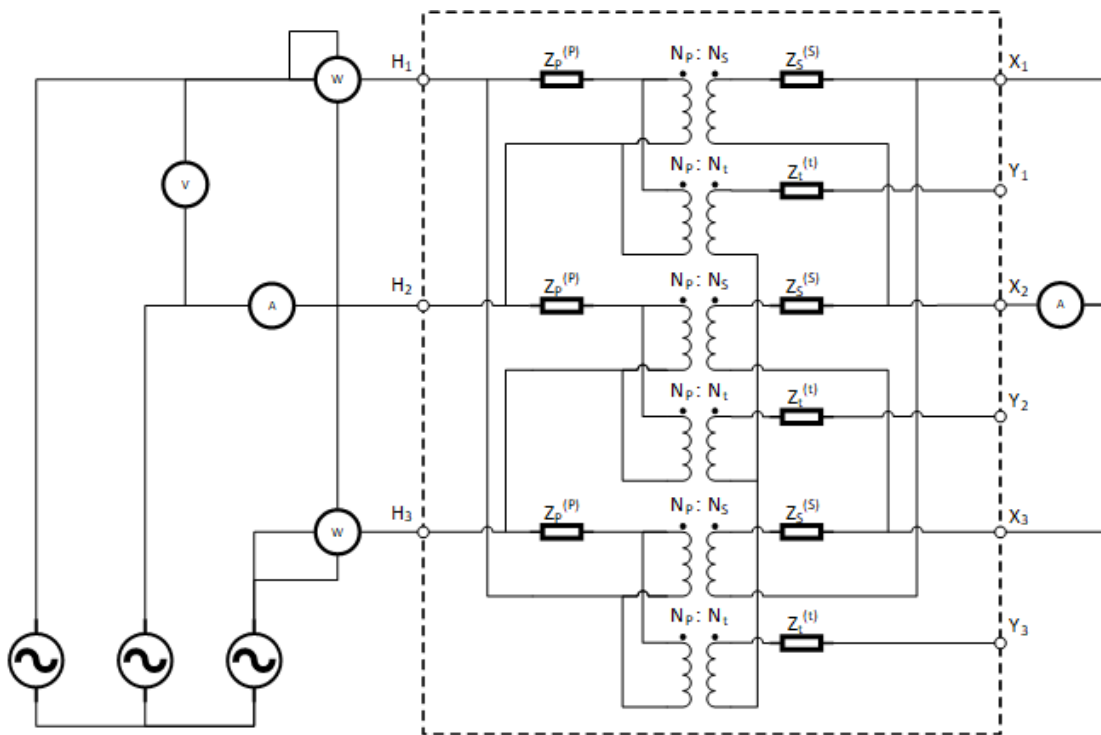


Figura C.4 – Ligação para o ensaio II

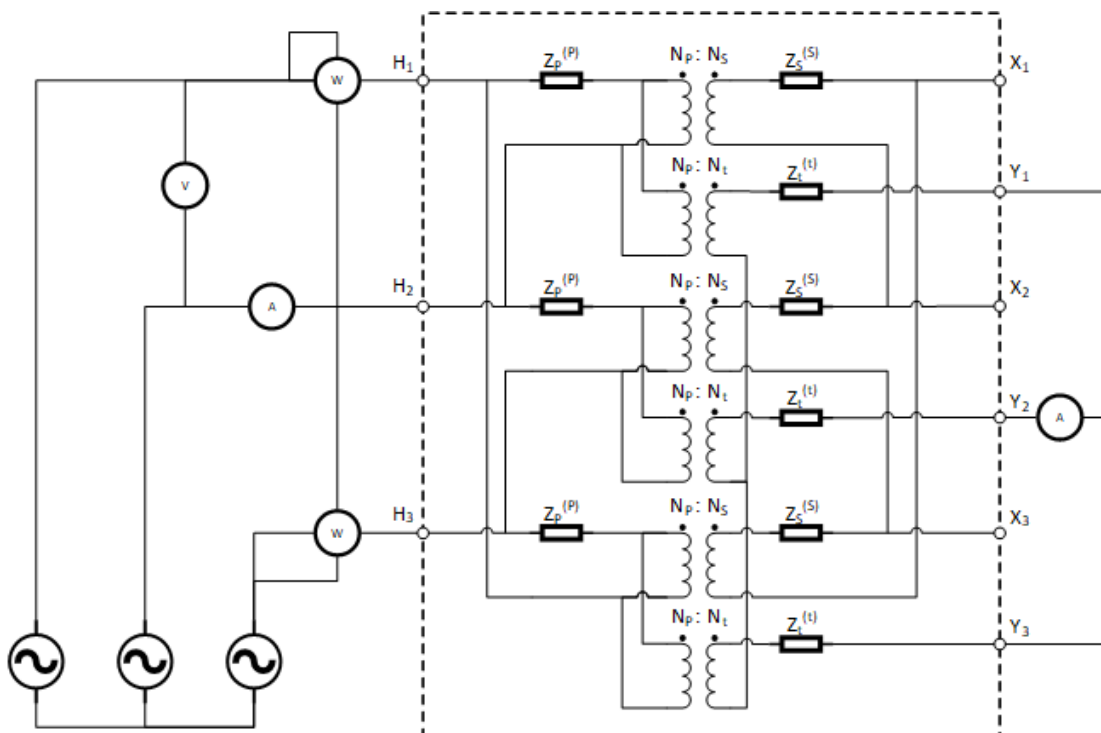
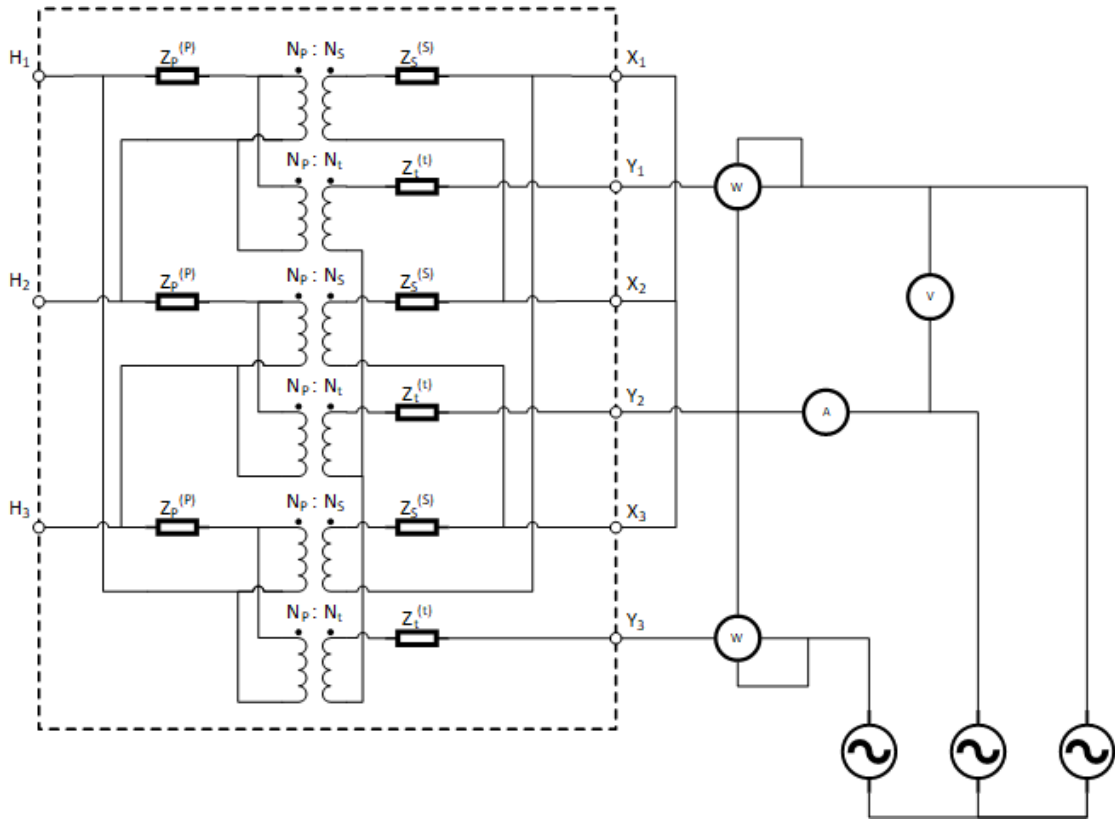


Figura C.5 – Ligação para o ensaio III



$$Z_{PS}^{(P)} = \frac{\sqrt{3}V_{CC1}}{I_{CC1}} \quad (C.8)$$

$$\phi_{Pt} = \cos^{-1} \frac{P_{CC2}}{(\sqrt{3}V_{CC2}I_{CC2})} \quad (C.9)$$

$$Z_{Pt}^{(P)} = \frac{\sqrt{3}V_{CC2}}{I_{CC2}} \quad (C.10)$$

$$\phi_{tS} = \cos^{-1} \frac{P_{CC3}}{(\sqrt{3}V_{CC3}I_{CC3})} \quad (C.11)$$

$$Z_{tS}^{(S)} = \frac{\sqrt{3}V_{CC3}}{I_{CC3}} \quad (C.12)$$

Os valores de impedâncias de cada enrolamento individual podem ser obtidos ao se referir a impedância Z_{tS} ao primário (C.13) e resolver o sistema linear resultante (C.14) – (C.16).

$$Z_{tS}^{(P)} = \left(\frac{N_P}{N_t}\right)^2 Z_{tS} \quad (C.13)$$

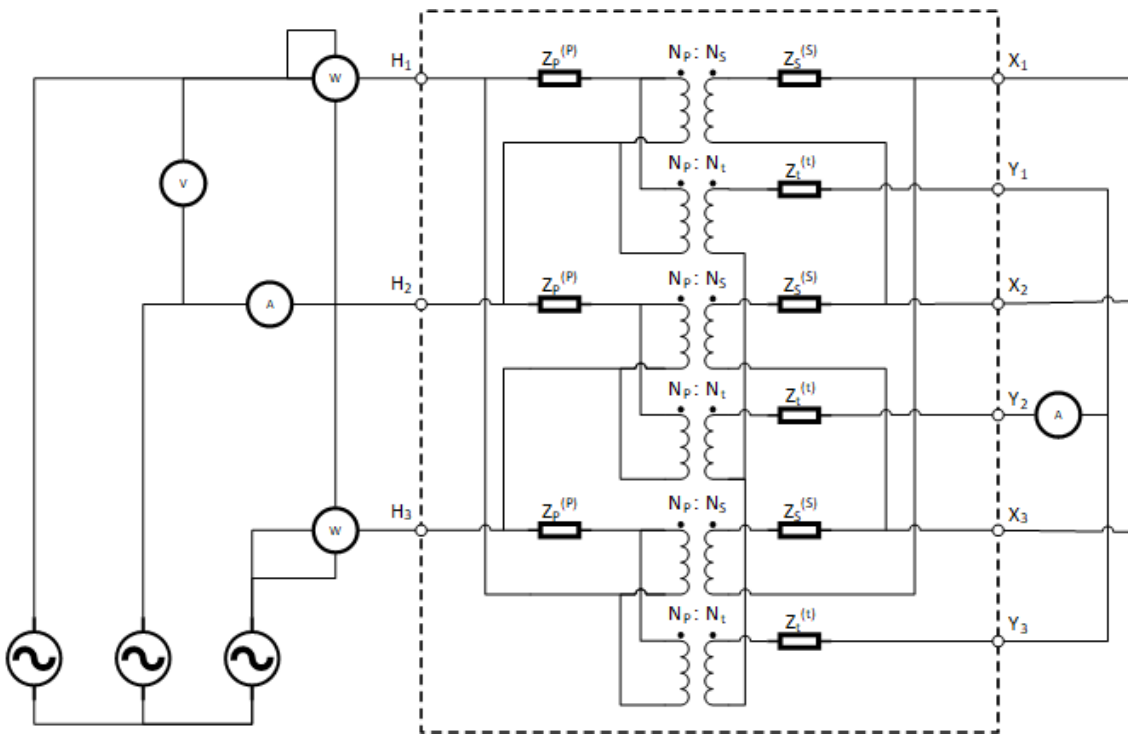
$$Z_P^{(P)} = \frac{1}{2} \left(Z_{PS}^{(P)} + Z_{Pt}^{(P)} - Z_{tS}^{(P)} \right) \quad (C.14)$$

$$Z_S^{(P)} = \frac{1}{2} \left(Z_{PS}^{(P)} + Z_{tS}^{(P)} - Z_{Pt}^{(P)} \right) \quad (C.15)$$

$$Z_t^{(P)} = \frac{1}{2} \left(Z_{Pt}^{(P)} + Z_{tS}^{(P)} - Z_{PS}^{(P)} \right) \quad (\text{C.16})$$

Um ensaio adicional que permite a circulação de corrente de plena carga no primário sendo alimentado pela rede é apresentado na Figura C.6, onde ambos os secundários estão em curto-circuito. Nesse caso, é possível, através de (C.17) e (C.18) obter uma impedância total equivalente ao primário em série com os dois secundários em curto (chamada aqui de Z_{eq}), a qual pode ser conferida com os resultados anteriores através do uso de (C.19) [224].

Figura C.6 – Ligação para o ensaio adicional



$$\phi_{eq} = \cos^{-1} \frac{P_{CC4}}{\sqrt{3}V_{CC4}I_{CC4}} \quad (\text{C.17})$$

$$Z_{eq}^{(P)} = \frac{\sqrt{3}V_{CC4}}{I_{CC4}} \quad (\text{C.18})$$

$$Z_{eq}^{(P)} = Z_P^{(P)} + Z_S^{(P)} \parallel Z_t^{(P)} \quad (\text{C.19})$$

C.2 Ensaios no transformador de 30 kVA (pequena escala)

C.2.1 Resultados dos testes

Os testes foram realizados com o Analisador de Energia WT1800 de fabricação da Yokogawa, o que permitiu a medição de todas as correntes de fase, tensões de linha e potência ativa trifásica. Para obtenção dos parâmetros do circuito equivalente por fase, foram considerados os valores médios de tensão e corrente em cada ensaio.

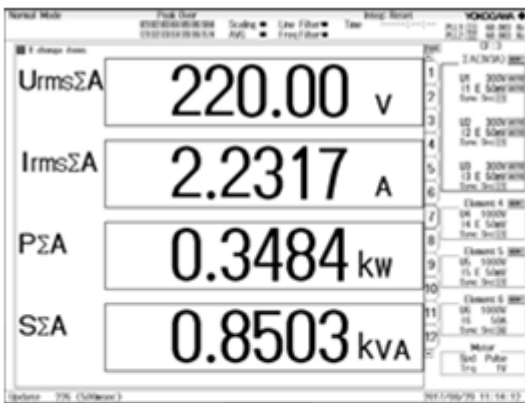
A [Figura C.7](#) (a) indica os valores médios de corrente e tensão e os valores das potências trifásicas ativa e aparente no ensaio a vazio. As [Figuras C.7](#) (a), [C.7](#) (b), [C.7](#) (c) e [C.7](#) (d), indicam os mesmos resultados para os ensaios de curto-circuito I, II, III e para o ensaio adicional (descrição detalhada dos ensaios está na [seção C.1](#)), respectivamente. Os dados de placa do transformador ensaiado, bem como os parâmetros calculados a partir dos ensaios estão indicados na [Tabela C.1](#). Exceto onde indicado em contrário, todos os valores estão referidos ao próprio enrolamento e todos os ensaios foram realizados na frequência da rede elétrica (60 Hz).

Tabela C.1 – Dados de placa e parâmetros calculados para o transformador de ensaio

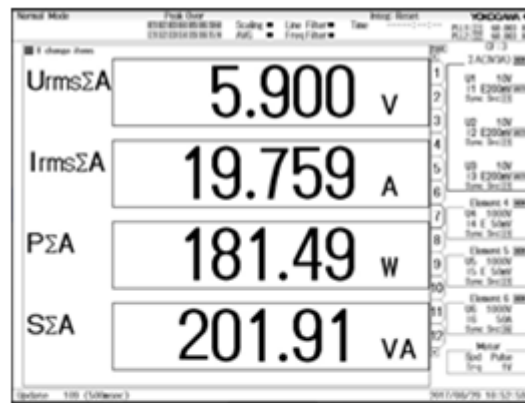
Dados de Placa		
Potência Nominal	Tensão Nominal do Primário	Tensão de cada secundário
30 kVA	440 V	220 V
Ramo de Magnetização		
Impedância	Resistência	Indutância
682,98∠65,8° Ω	1,667 kΩ	1,986 H
Impedância Série do Primário		
Impedância	Resistência	Indutância
0,2028∠18,3° Ω	0,1926 Ω	169 μH
Impedância Série do Secundário em Δ		
Impedância	Resistência	Indutância
0,0796∠30,85° Ω	0,0683 Ω	108,3 μH
Impedância Série do Secundário em Y		
Impedância	Resistência	Indutância
0,0424∠60,44° Ω	0,0209 Ω	97,9 μH
Impedância Série do Ensaio Adicional (referido ao primário)		
Impedância	Resistência	Indutância
0,3903∠30,63° Ω	0,3358 Ω	0,528 mH

Fonte: Resultados de ensaio

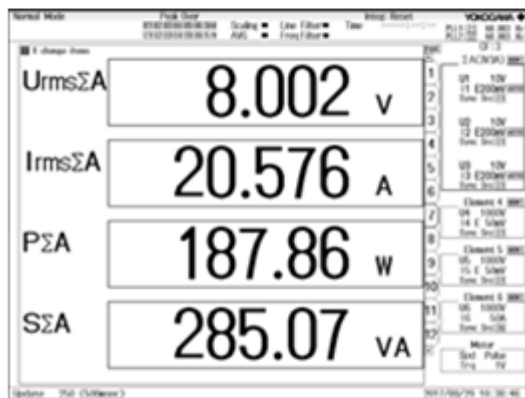
Figura C.7 – Medições de ensaio. (a) Vazio. (b) Ensaio I. (c) Ensaio II. (d) Ensaio III. (e) Ensaio Adicional.



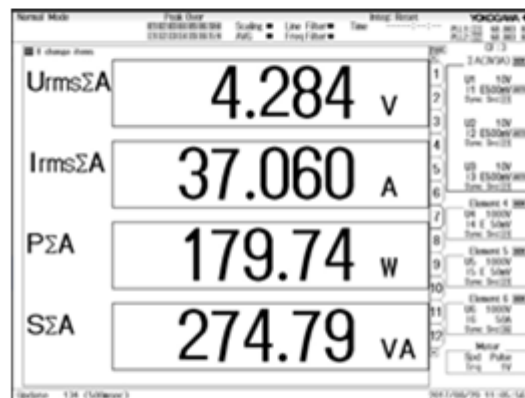
(a)



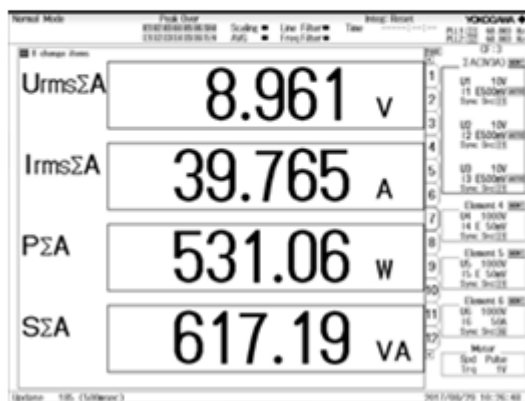
(b)



(c)



(d)

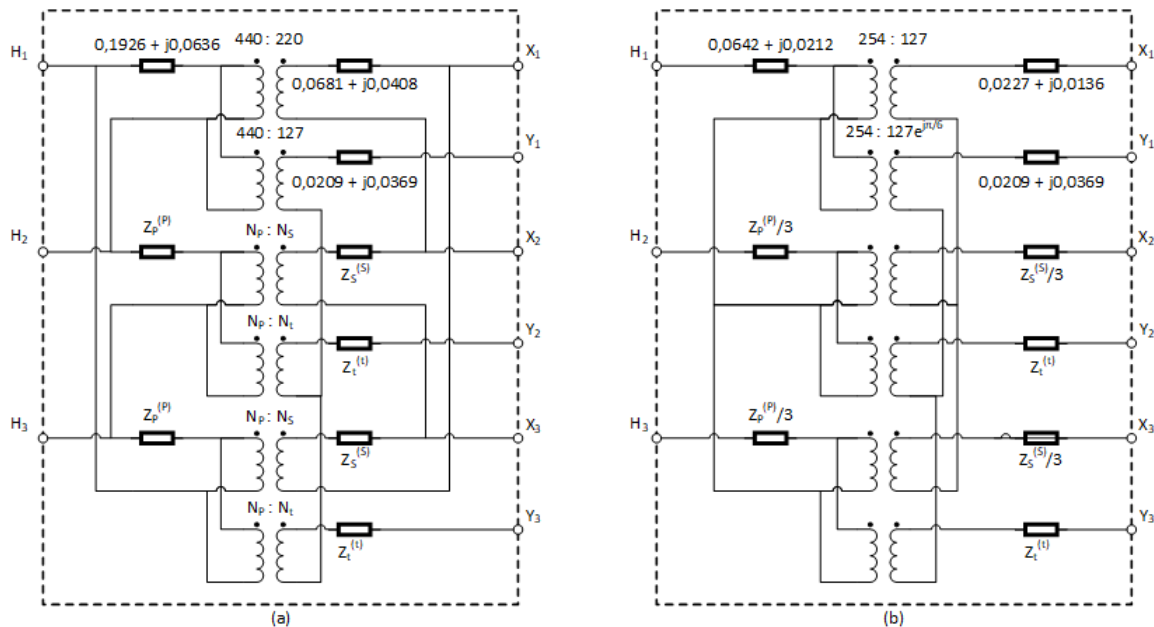


(e)

C.2.2 Circuito equivalente por fase

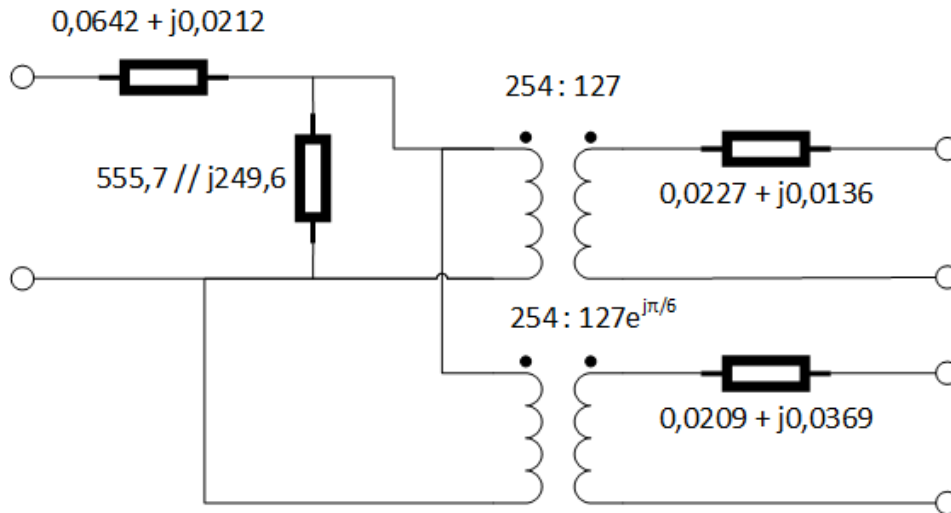
Com os resultados apresentados na [seção C.2](#), o circuito equivalente trifásico do transformador fica de acordo com o apresentado na [Figura C.8 \(a\)](#), onde todas as impedâncias já foram referidas para os seus respectivos secundários (por simplicidade de visualização, o ramo de magnetização foi omitido). Para obtenção do circuito equivalente por fase, é necessário primeiro realizar a transformação de equivalência dos secundários em triângulo para estrela, o que, para impedâncias trifásicas equilibradas, é obtido através da simples divisão das impedâncias por três. O circuito resultante está mostrado na [Figura C.8 \(b\)](#), onde a defasagem angular própria da ligação foi incluída na relação de transformação do transformador ideal [222].

Figura C.8 – Circuito equivalente do transformador: (a) Conexão original; (b) Todos os enrolamentos em Y



Por fim, o circuito equivalente por fase do transformador está indicado na [Figura C.9](#).

Figura C.9 – Circuito equivalente por fase do transformador ensaiado



C.3 Ensaio no transformador de 280 kVA (plena escala)

Um transformador de 280 kVA foi adquirido para o protótipo em plena escala cujos dados de placa estão apresentados na [Tabela C.2](#). Também para esse foram realizados os ensaios à vazio e em curto-circuito para obtenção dos dados de circuito equivalente.

Tabela C.2 – Dados de placa para o transformador de plena escala

Potência Nominal	Tensão Nominal do Primário	Tensão de cada secundário	Grupo de Ligação
280(305) kVA	440 V (+10 % + 15 %)	440 V	Dd0y1

Fonte: Dados do fabricante

Foi utilizada uma fonte de tensão da PACIFIC, modelo 3060-MS, para a alimentação do transformador durante os testes ([Figura C.10](#)). As medições foram feitas com o Analisador de Energia WT1800 de fabricação da Yokogawa ([Figuras C.11 e C.12](#)), o que permitiu a medição de todas as correntes de fase, tensões de linha e potência ativa trifásica. Para obtenção dos parâmetros do circuito equivalente por fase, foram considerados os valores médios de tensão e corrente em cada ensaio.

C.3.1 Resultados dos testes

A [Figura C.13](#) indica os valores médios de corrente e tensão e os valores das potências trifásicas ativa e aparente no ensaio a vazio. As [Figuras C.14, C.15, C.16 e C.17](#), indicam os mesmos resultados para os ensaios de curto-circuito I, II, III e para o ensaio adicional, respectivamente. Como o transformador tem três tapes no primário, cada teste em que o primário era alimentado foi repetido para todos os seus tapes.

Figura C.10 – Painel frontal da fonte 3060-MS



Figura C.11 – Ligação do analisador no transformador



Figura C.12 – Montagem para os ensaios



Figura C.13 – Medições do ensaio a vazio (tapa 440 V).

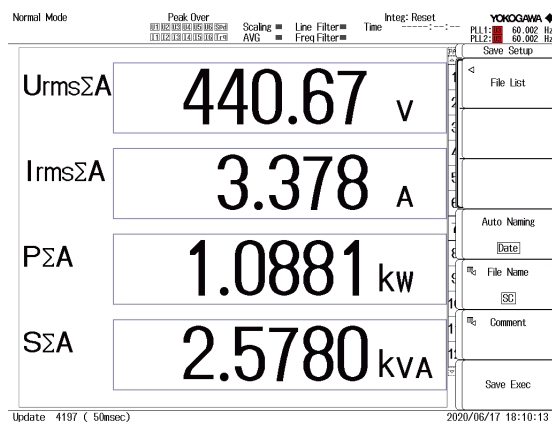


Figura C.14 – Medições do ensaio I: curto-circuito no secundário em delta. (a) 440 V. (b) 486 V. (c) 506 V.

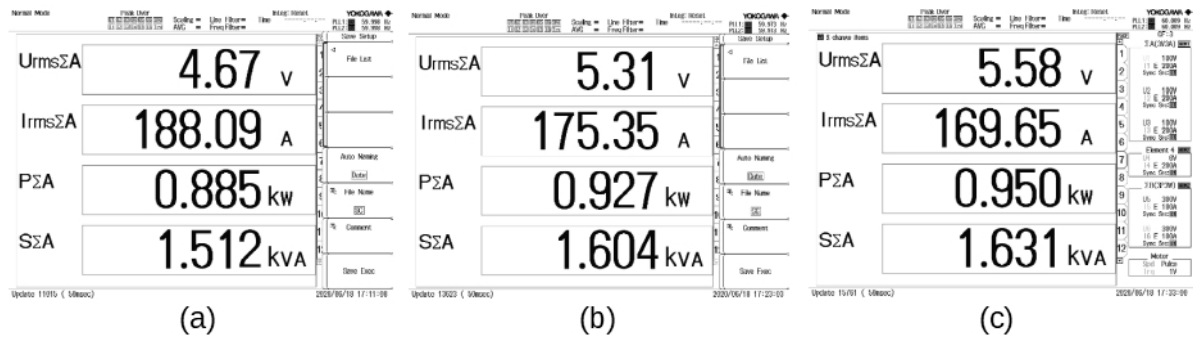


Figura C.15 – Medições do ensaio II: curto-circuito no secundário em estrela. (a) 440 V. (b) 486 V. (c) 506 V.

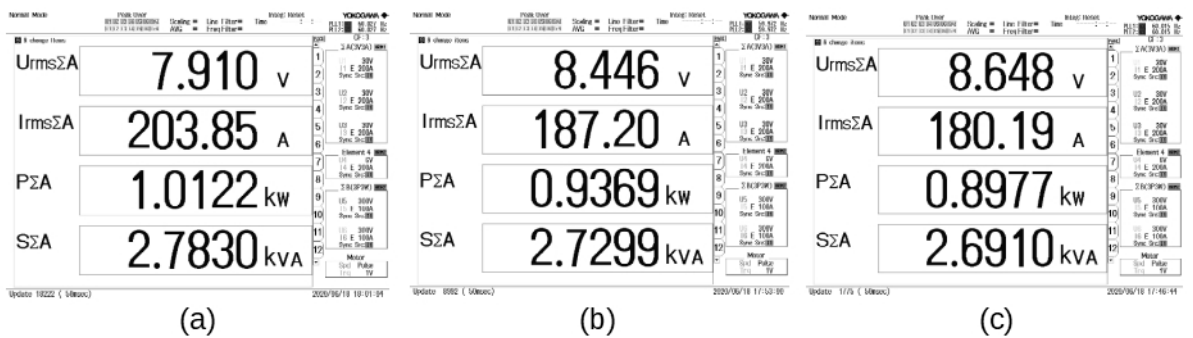


Figura C.16 – Medições do ensaio III: curto-circuito no secundário em estrela e alimentação pelo secundário em delta.

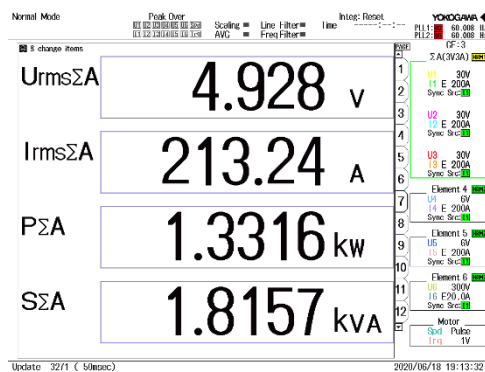
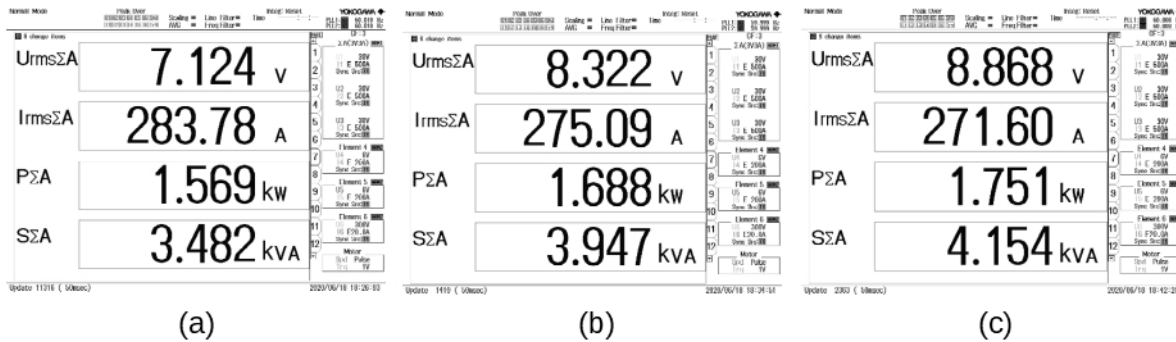


Figura C.17 – Medições do ensaio adicional: curto-circuito em ambos os secundários. (a) 440 V. (b) 486 V. (c) 506 V.



Os parâmetros calculados a partir dos ensaios estão indicados na [Tabela C.3](#) e [Tabela C.4](#). Exceto onde indicado em contrário, todos os valores estão referidos ao próprio enrolamento e todos os ensaios foram realizados na frequência da rede elétrica (60 Hz).

Cabe ressaltar que a ocorrência de valor de indutância negativa na [Tabela C.3](#) é uma consequência direta das simplificações assumidas no modelo de circuito equivalente de transformador:

As impedâncias calculadas em (7.90)¹ estão mostradas na figura 7.55 (b)² anterior. Elas não possuem a princípio nenhum significado físico. São apenas impedâncias equivalentes. Desta forma, podem assumir valores que muitas vezes vão parecer estranhos, tais como parte reativa capacitiva ou mesmo parte resistiva negativa.[222]

Tabela C.3 – Parâmetros calculados para o transformador de ensaio

Ramo do circuito	Parâmetro	Tape: 440 V	Tape: 484 V	Tape: 506 V
Magnetização	Impedância	225,95∠65,04° Ω	–	–
	Resistência	535,4 Ω	–	–
	Indutância	543,4 mH	–	–
Primário	Impedância	36,6∠74,06° mΩ	43∠75,57° mΩ	45,7∠76,12° mΩ
	Resistência	10 mΩ	10,7 mΩ	11 mΩ
	Indutância	93,3 μH	110,5 μH	117,7 μH
Secundário Δ	Impedância	15∠−0,71° mΩ	19,5∠3,69° mΩ	22,1∠5,35° mΩ
	Resistência	15 mΩ	19,4 mΩ	22 mΩ
	Indutância	−0,492 μH	3,33 μH	5,47 μH
Secundário Y	Impedância	31∠62,48° mΩ	35,6∠63,25° mΩ	37,9∠63,88° mΩ
	Resistência	14,3 mΩ	16 mΩ	16,7 mΩ
	Indutância	72,88 μH	84,26 μH	90,26 μH

Fonte: Resultados de ensaio

¹ Equações (C.14) a (C.16) deste apêndice.

² Figura C.1 deste apêndice.

Tabela C.4 – Impedâncias série calculadas a partir do ensaio adicional (referidas ao primário)

Parâmetro	Tape: 440 V	Tape: 484 V	Tape: 506 V
Impedância	43,5∠63,40° Ω	52,4∠64,81° Ω	56,6∠65,18° Ω
Resistência	19,5 mΩ	22,3 mΩ	23,7 mΩ
Indutância	103,1 μH	125,8 μH	136,2 μH

Fonte: Resultados de ensaio

Contudo ressalta-se neste ponto que uma indutância negativa não deve ser interpretada como uma reatância capacitiva, mas, sim, deve ser analisada da forma que circuitos magnéticos são modelados em circuitos elétricos: um componente que representa o fluxo magnético. Então, esta indutância negativa significaria que a dispersão de fluxo no caminho série entre os enrolamentos de primário e de secundário em delta é menor do que o fluxo de dispersão dado pelo modelo para o enrolamento de primário.

Uma forma de validar os dados obtidos é utilizando o ensaio adicional, pois ele permite que seja feita uma conferência de todos os outros resultados obtidos, uma vez que a impedância obtida nesse ensaio deve ser igual à impedância equivalente série entre primário e os dois secundários em paralelo, como mostrado em (Equação C.19). Na Tabela C.5 são comparados os valores calculados pela equação com os obtidos no ensaio adicional.

A variação nos valores resistências entre o calculado e o ensaio adicional é esperado devido aos diferentes valores das correntes no primário entre ensaios, o que implica num diferente aquecimento dos condutores e, conseqüentemente, influenciará nos valores das resistências. Com relação às indutâncias, os valores são praticamente os mesmos (diferenças menores do que 0,1 %) o que indica que os testes foram feitos de forma coerente, que não houve nenhum erro durante suas realizações e que o resultado de indutância negativa é válido.

Tabela C.5 – Comparação da impedância equivalente calculada com os valores obtidos pelo ensaio adicional

Resultado	Parâmetro	Tape: 440 V	Tape: 484 V	Tape: 506 V
Ensaio adicional	Impedância	43,5∠63,40° mΩ	52,4∠64,81° mΩ	56,6∠65,18° mΩ
Calculado	Impedância	44,2∠61,62° mΩ	53,1∠63,39° mΩ	57,2∠63,89° mΩ
Ensaio adicional	Resistência	19,5 mΩ	22,3 mΩ	23,7 mΩ
Calculado	Resistência	21 mΩ	23,8 mΩ	25,2 mΩ
Ensaio adicional	Indutância	103,1 μH	125,8 μH	136,2 μH
Calculado	Indutância	103,2 μH	125,9 μH	136,3 μH

Fonte: Resultados de ensaio

C.3.2 Circuito equivalente por fase

Com os resultados apresentados na [subseção C.3.1](#), o circuito equivalente trifásico do transformador, para o tap de primário de 440 V, fica de acordo com o apresentado na [Figura C.18 \(a\)](#), onde todas as impedâncias já foram referidas para os seus respectivos secundários (por simplicidade de visualização, o ramo de magnetização foi omitido). Para obtenção do circuito equivalente por fase, é necessário primeiro realizar a transformação de equivalência dos secundários em triângulo para estrela, o que, para impedâncias trifásicas equilibradas, é obtido através da simples divisão das impedâncias por três. O circuito resultante está mostrado na [Figura C.18 \(b\)](#), onde a defasagem angular própria da ligação foi incluída na relação de transformação do transformador ideal [222].

Por fim, o circuito equivalente por fase do transformador está indicado na [Figura C.19](#).

Figura C.18 – Plena potência: circuito equivalente do transformador. (a) Conexão original. (b) Todos os enrolamentos em Y.

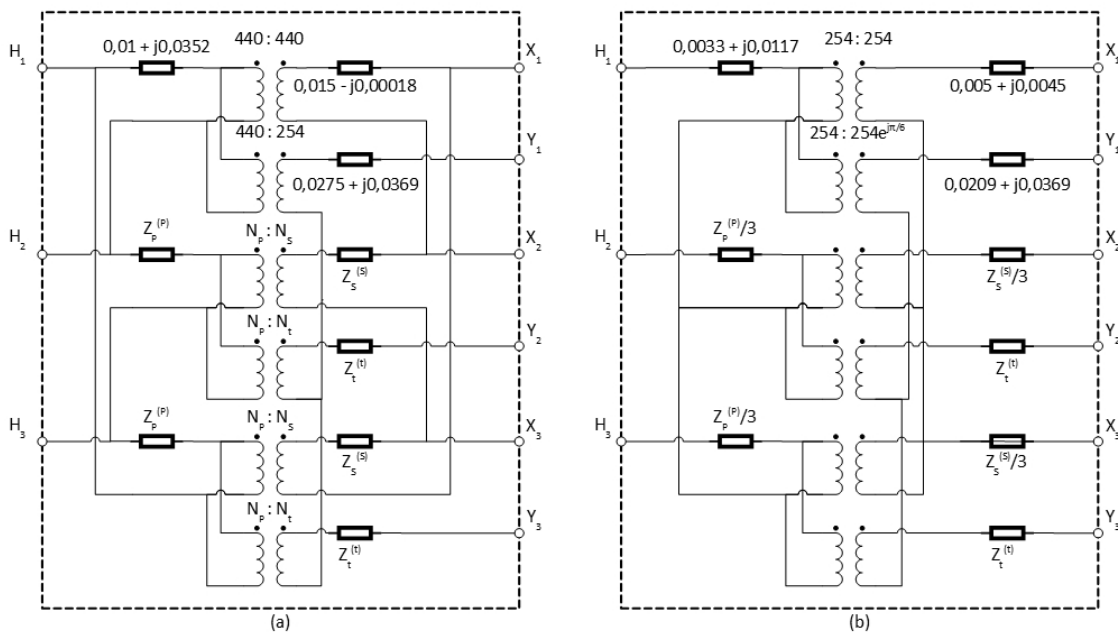
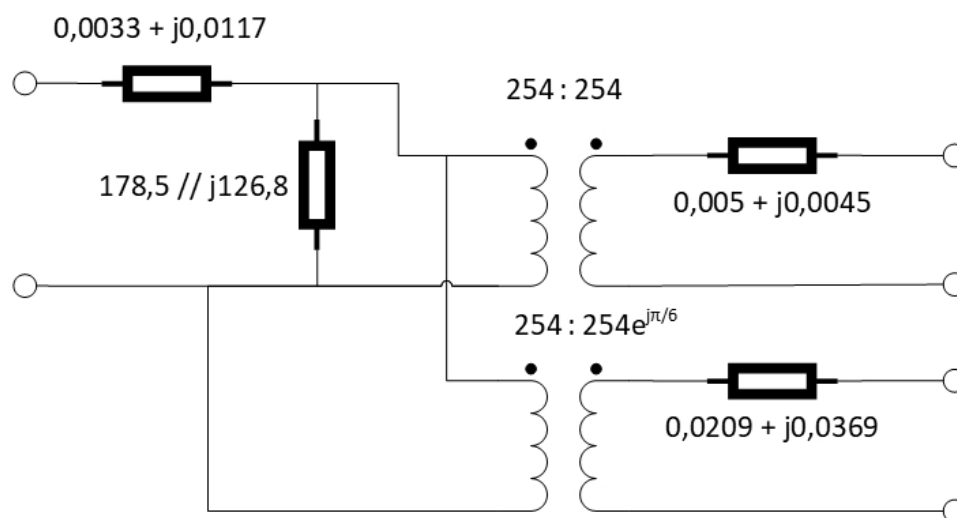


Figura C.19 – Plena potência: circuito equivalente por fase do transformador ensaiado



APÊNDICE D – Dimensionamento de protótipos

Este apêndice tem por objetivo a apresentação do projeto e dimensionamento dos protótipos de escala reduzida e plena escala do conversor FPVU. O protótipo em escala reduzida serviu para validação do controle proposto para a topologia desse novo conversor sob condições de menor potência e tensão, em ambiente laboratorial controlado. Os testes foram realizados no laboratório TESLA e na usina solar fotovoltaica de mesmo nome instalada num dos prédios da escola de Engenharia da UFMG [163]. Dessa forma, após resultados satisfatórios, terão início os testes no protótipo de plena potência, também já construído.

D.1 Protótipo em Pequena Escala

D.1.1 Projeto Elétrico do Painel

O protótipo em pequena escala será capaz de lidar com um fluxo de potência nominal de 30 kVA, o que representa 7,5 % do valor previsto para o protótipo de campo em plena potência. Eventuais sobrecargas que façam com que a potência atinja valores de até 40 kVA (10 % do valor do protótipo de campo) devem ser previstas no hardware de potência. Essa sobrecarga terá maior impacto na eletrônica de potência, onde as perdas são maiores.

A [Figura D.1](#) indica o diagrama unifilar do protótipo de pequena escala, onde todo o circuito de conversão eletrônica de potência é considerado para tensões nominais de 220 Vca / 330 Vcc. O transformador de três enrolamentos para interface com a rede elétrica eleva essa tensão alternada de 220 V para 440 V.

Os conversores de potência selecionados são inversores trifásicos da linha SEMIS-TACK – IGBT da Semikron [225], os quais possuem em seu circuito de potência um retificador trifásico em ponte não controlado, um circuito de pré-carga através de resistor, um circuito chopper para ligação de resistores de frenagem, um barramento cc capacitivo e um circuito inversor trifásico em dois níveis, como mostrado na [Figura D.2](#). Além do circuito de potência, esse módulo possui os circuitos de disparo e proteção dos IGBTs e um circuito de medição de corrente na saída de duas de suas fases.

Estes módulos de potência possuem a capacidade nominal de corrente em sua saída de 38 Arms com capacidade de sobrecarga de 150 % durante 60 s a cada 10 minutos. Esses

Figura D.1 – Diagrama unifilar do protótipo em pequena escala

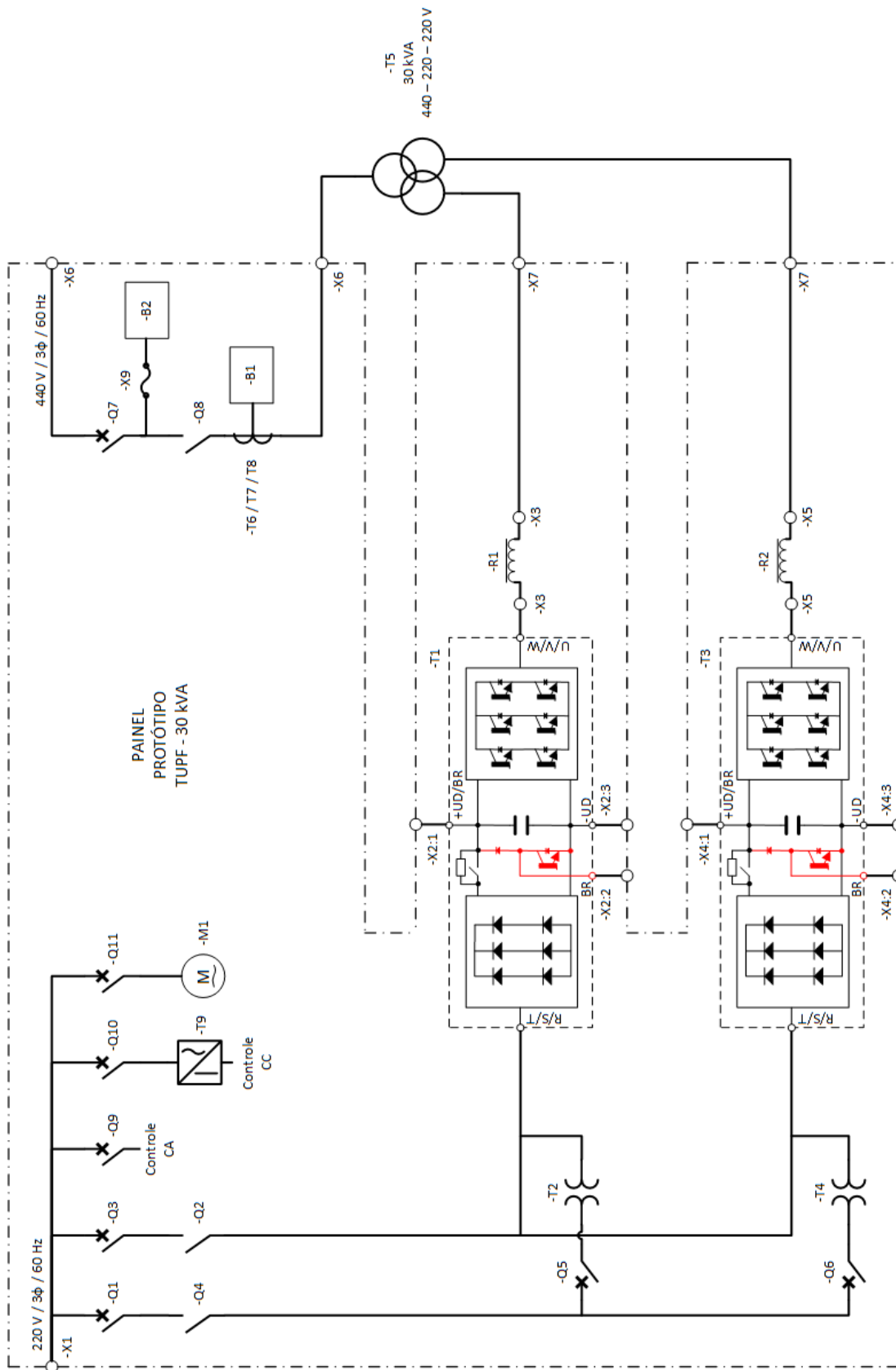
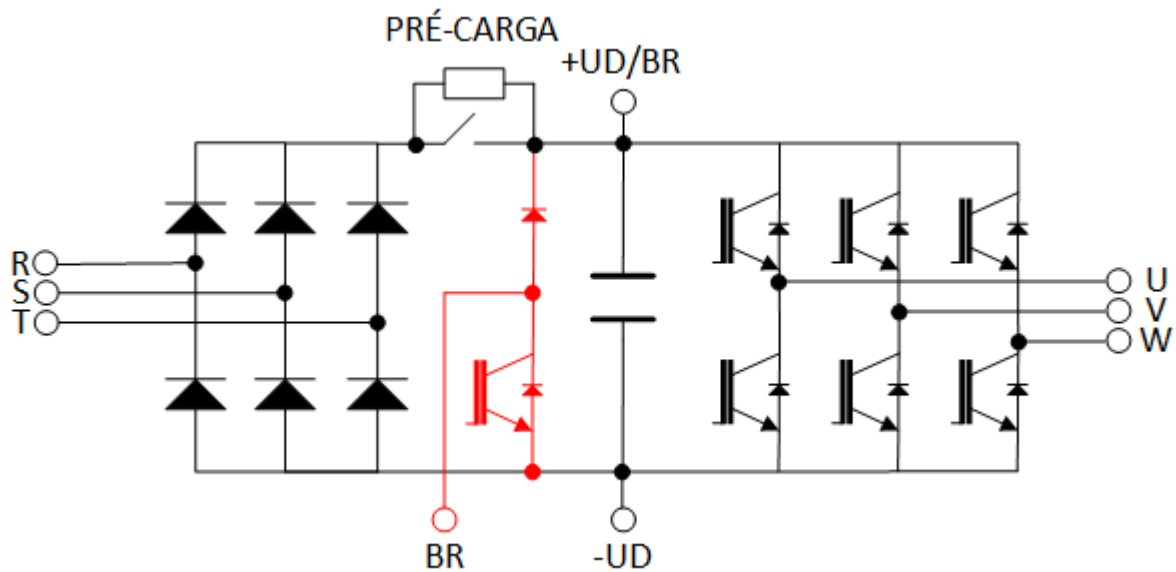


Figura D.2 – Diagrama de potência do inversor SEMIKRON



valores são informados pelo fabricante para uma frequência de chaveamento da ordem de 10 kHz. Como o TUPF com conversores dois níveis possui uma frequência de chaveamento equivalente da ordem de 1 kHz [24] é esperado um ganho em eficiência e menores elevações de temperatura durante a operação do protótipo.

O uso dos inversores acima citados em combinação com as ligações indicadas pelo unifilar da [Figura D.1](#) permitem dois modos de operação do protótipo TUPF, os quais serão essenciais para os ensaios passo a passo de tal equipamento para validação completa e segura da solução. Esses modos são:

- a) *Inversor*: Operação com o conversor TUPF alimentando uma carga trifásica em 440V através dos terminais -X6, enquanto que cada módulo é alimentado pela rede elétrica em 220 V através de seus respectivos retificadores não controlados de entrada (terminais -X1);
- b) *Retificador Ativo*: Nesse modo de operação o conversor TUPF opera conectado à rede elétrica em 440V através dos terminais -X6, enquanto que os retificadores trifásicos não controlados em 220 V são utilizados somente durante o estágio de pré-carga dos capacitores.

Os terminais -X2 e -X4 permitem acesso ao barramento cc de ambos os módulos de potência, permitindo a conexão de cargas, unidades de geração ou baterias. Além disso é possível operar com os barramentos cc de forma isolada, conectados em paralelo ou conectados em série, de acordo com a necessidade. Esses mesmos terminais também permitem o acesso a saída do circuito chopper de cada conversor, o que torna possível a conexão de resistências de frenagem necessárias, por exemplo, durante afundamentos de

tensão severos em turbinas de geração eólica [226].

Por fim, o projeto da [Figura D.1](#) ainda indica elementos de manobra e proteção (contatores, disjuntores e fusíveis), indutores para mitigação de harmônicos de corrente, circuitos de medição de tensão e corrente, um exaustor para ventilação do painel e uma fonte de tensão para alimentação de circuitos de controle em 24 Vcc.

Outros elementos de menor impacto, em sua maioria de controle, mas necessários ao perfeito funcionamento protótipo foram omitidos do diagrama unifilar da [Figura D.1](#). O layout do painel é apresentado na [Figura D.3](#).

D.1.2 Definição dos materiais

Com base nas premissas da [subseção D.1.1](#), a [Tabela D.1](#) indica a lista dos componentes elétricos e eletrônicos necessários para a montagem do protótipo.

D.1.3 Dimensionamento dos indutores

Os indutores instalados entre os módulos eletrônicos de potência e o transformador de três enrolamentos (-R1 e -R2 na [Figura D.1](#)) tem por objetivo reduzir a amplitude das correntes de 5^o e 7^o harmônico circulantes nos secundários do transformador e nos módulos de potência, as quais surgem em virtude do fato de essas ordens harmônicas não serem eliminadas na forma de onda de tensão dos conversores que formam o TUPF.

Como a rede elétrica, em teoria, possui forma de onda puramente senoidal na frequência fundamental, o único limitador para a circulação dessas correntes harmônicas são as impedâncias do transformador e cabos, o que pode conduzir a valores inaceitáveis de corrente (produção de perdas muito levadas nas chaves semicondutoras, cabos e transformador). Eis a razão para utilizar-se de indutores externos nessa aplicação.

Os critérios adotados para o dimensionamento desses indutores são dois, a saber:

- a) Que a soma das indutâncias não ultrapassem o valor de 0,2 pu em cada secundário, o qual é um limite razoável para indutância série em conversores de alta potência em baixas frequências de chaveamento [65].
- b) Que a amplitude das correntes de 5^o e 7^o harmônicos estejam limitadas a 40 % e 20 % da fundamental, respectivamente, para condições nominais de funcionamento. Esses valores limites estão próximos dos valores típicos encontrados em retificadores não-controlados de seis pulsos alimentando barramentos cc capacitivos [46].

Em relação ao primeiro critério, a [Tabela D.2](#) indica os valores das grandezas de base para cada secundário e os possíveis valores de indutância para 0,1 pu, 0,15 pu e 0,2 pu. Considerando uma indutância de dispersão do transformador vista em cada

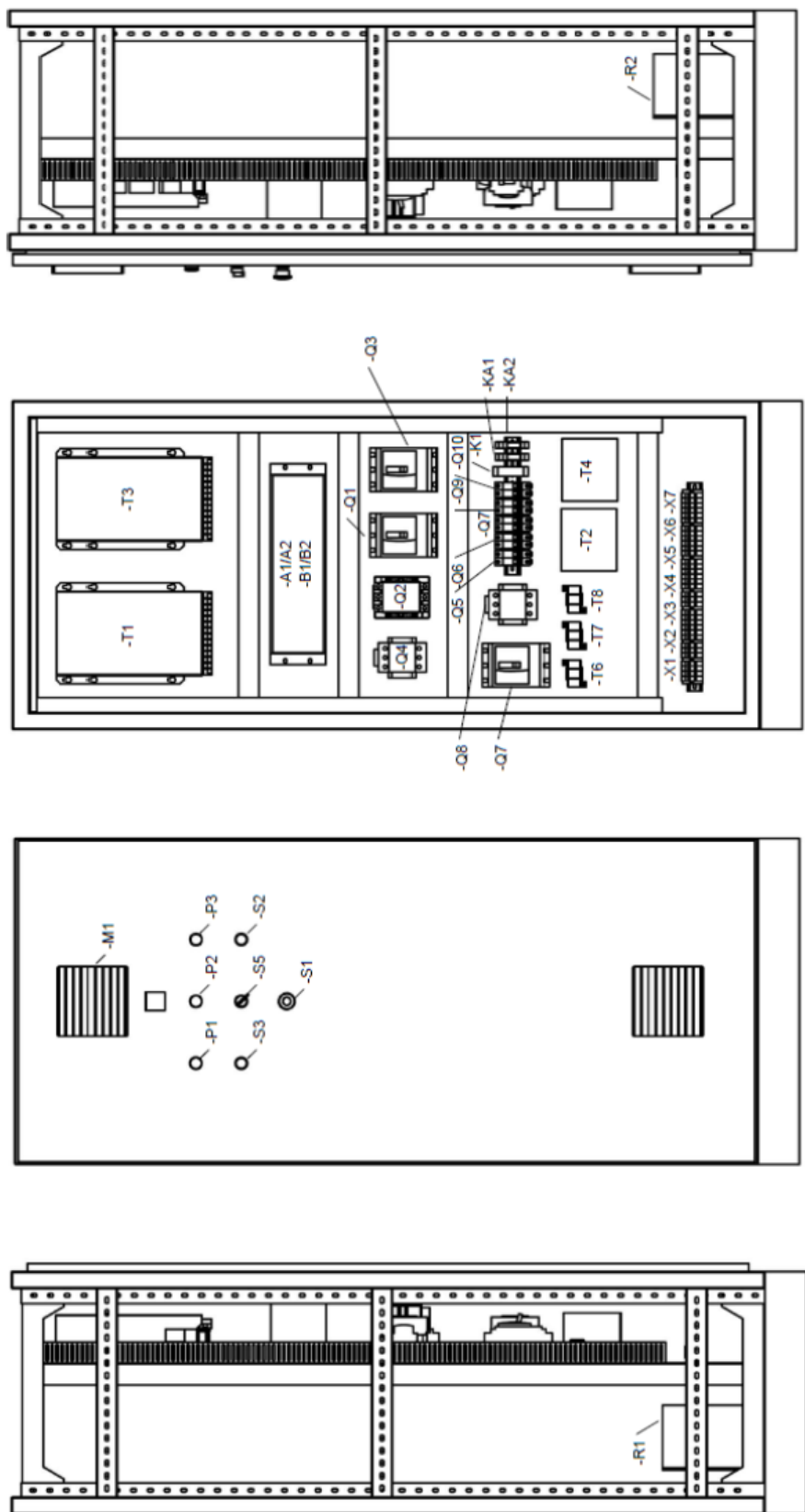


Figura D.3 – Layout do painel elétrico

Tabela D.1 – Lista de materiais

(continua)

Identificação	Descrição	Qtde	Código	Fabricante
-A1, -A2	Placa eletrônica de interface para módulo de potência SKS 46F B6U+E1CIF+B6CI 17 V06	1	INTERFACE SKS	TESLA
-B1	Placa de medição indireta de corrente (uso com transdutores LEM)	1	I BOARD	TESLA
-B2	Placa eletrônica para medição direta de tensão em até 440 V	1	V	BOARD TESLA
-K1	Relé temporizado ao trabalho, contato 1NAF, 0,3 – 3 s, alimentação: 24Vcc ou 220-240 V @ 50/60 Hz	1	RTW-RE01-U003SE40	WEG
-KA1, -KA2	Relé auxiliar plug-in com contato 1NAF, bobina em 220Vca + base	2	JXC1RA4 + PRT7-1	Metaltex
-M1	Exaustor monofásico, 15 W , 120 / 220 Vca	1	D12040	Airfan
-P1	Sinaleiro luminoso na cor verde, 230 – 240 Vca	1	L20-DR2-GP	Metaltex
-P2	Sinaleiro luminoso na cor amarela, 230 – 240 Vca	1	L20-DR2-Y	Metaltex
-P3	Sinaleiro luminoso na cor vermelha, 230 – 240 Vca	1	L20-DR2-R	Metaltex
-Q1	Disjuntor termomagnético tripolar, 25 A, 690 V, Icu = 20 kA @ 440 V, Compact NSX100B	1	LV429556	Schneider
-Q3	Disjuntor termomagnético tripolar, 100 A, 690 V, Icu = 20 kA @ 440 V, Compact NSX100B	1	LV429550	Schneider
-Q2	Contator tripolar 105 A (AC-3), bobina 220 V 50/60 Hz, contatos auxiliares 2NA + 2NF	1	3TS50 22-0AN2	Siemens
-Q4, -Q8	Contator tripolar 65 A (AC-3), bobina 220 V 50/60 Hz, contatos auxiliares 2NA + 2NF	2	CT65-H5-322	Metaltex
-Q5, -Q6	Mini-disjuntor bipolar, 6A, Icn = 3 kA @ 220V, curva C	2	N3-2C6	Metaltex
-Q7	Disjuntor termomagnético tripolar, 50 A, 690 V, Icu = 20 kA @ 440 V, Compact NSX100B	1	LV429553	Schneider
-Q9, -Q10, -Q11	Mini-disjuntor bipolar, 4A, Icn = 3 kA @ 220V, curva C	3	N3-2C4	Metaltex
-R1, -R2	Indutor trifásico 1,5 mH, 600 V, 42 Arms, classe de isolamento F	2	—————	SP Trafo / Similar
-S1	Botão de emergência com trava, diâmetro 40 mm, cor vermelha, 1NF	1	P20BKR-R-1B	Metaltex
-S2	Botão não-retentivo 1NF, cor vermelha	1	P20BFR-R-1B	Metaltex

(conclusão)

Identificação	Descrição	Qtde	Código	Fabricante
-S3	Botão não-retentivo 1NA, cor verde	1	P20BFR-G-1A	Metaltex
-S5	Chave seletora de três posições fixas, punho longo, 2NA	1	P20SHR4-B-2A	Metaltex
-T1, -T3	Módulo inversor trifásico, 46 Arms, 250Vca, 350 Vdc, inclui circuito de pré-carga e circuito chopper de frenagem	2	SKS 46F B6U + E1CIF + B6CI 17 V06	Semikron
-T2, -T4	Transformador de isolamento monofásico, 220 – 220 V, 500 VA	2	4AM48 95-0AS10-0C	Siemens / Similar
-T5	Transformador trifásico três enrolamentos, 440 (Δ) – 220 (Δ) – 220 (Y) V, 30 kVA, em invólucro metálico com grau de proteção IP21, classe de isolamento B	1	—————	GHR / Similar
-T6, -T7, -T8	Transdutor de corrente por efeito Hall em malha fechada, 200 – 0,1 A	3	LA 205-S	LEM
-T9	Fonte de alimentação chaveada, 85 265 Vca / 100 400Vcc – 24 / 15 / 5 Vcc	1	B-097	Tecnotrafo
-X1	Barramento de cobre + isoladores	4	—————	HS Metais / Similar
-X2, -X3, -X4, -X5, -X6, -X7	Borne terminal para cabos até 16 mm ² , 82 A / 750 Vca	30	MTB-16EN	Metaltex
-X8, -X9	Borne porta fusível para cabos até 4mm ² , 6,3 A /500 Vca	5	MAB1-F	Metaltex
-X8, -X9	Fusível de vidro, 1 A, 5x20mm	5	F1A5x20MM	Metaltex

Fonte: Dados da pesquisa

secundário de 0,21 mH (cerca de 0,025 pu), uma indutância de 1,5 mH (cerca de 0,175 pu) foi escolhida para esse projeto. Com essa seleção em mente, uma simulação foi

Tabela D.2 – Cálculo dos possíveis indutores em relação a limitação de indutância

Sistema	Valores de base			Possíveis Indutores
$S_R = 15 \text{ kVA}$	$V_B = 127 \text{ V}$	$\omega_B = 377 \text{ rad/s}$	$0,1 \text{ pu} = 0,86 \text{ mH}$	
$V_{LL} = 220 \text{ V}$	$I_B = 39,36 \text{ A}$	$L_B = 8,56 \text{ mH}$	$0,15 \text{ pu} = 1,28 \text{ mH}$	
$f = 60 \text{ Hz}$	$Z_B = 3,23 \Omega$	$C_B = 0,82 \mu\text{F}$	$0,2 \text{ pu} = 1,71 \text{ mH}$	

Fonte: Dados da pesquisa

feita utilizando a plataforma *SimPowerSystems* do *Simulink*/MATLAB para verificar se as correntes resultantes estariam dentro dos limites pré-estabelecidos. As [Figura D.4](#) e

Figura D.5 indicam as formas de onda da tensão de fase sintetizada pelo conversor e da corrente resultante, respectivamente. Ambas são acompanhadas de seu espectro harmônico correspondente. Pode-se observar que as correntes de 5^o e 7^o harmônicos estão dentro

Figura D.4 – Tensão de fase e espectro harmônico

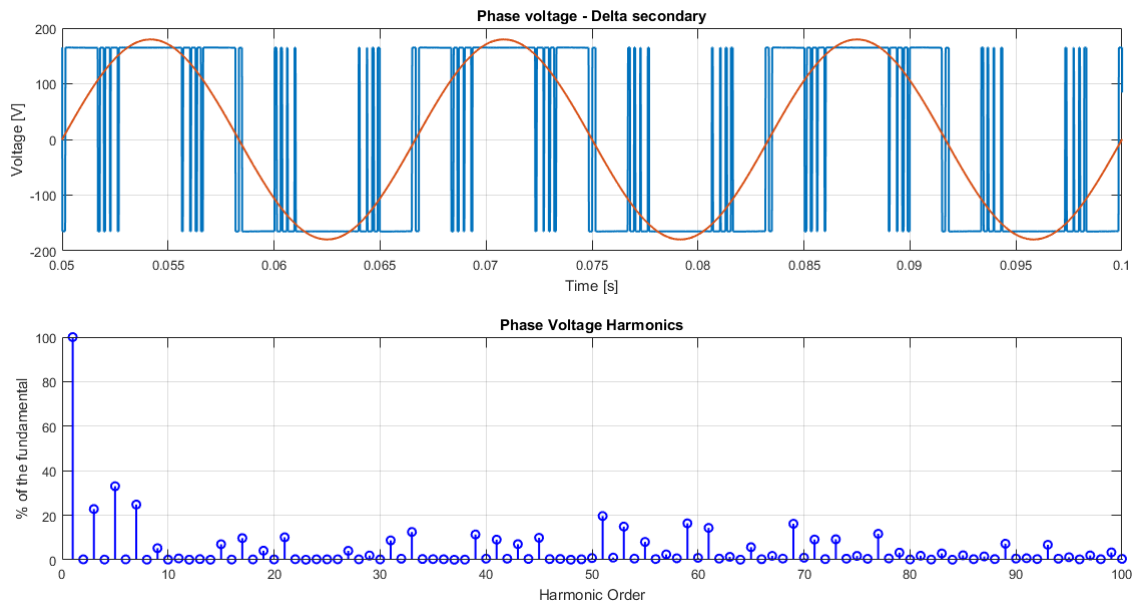
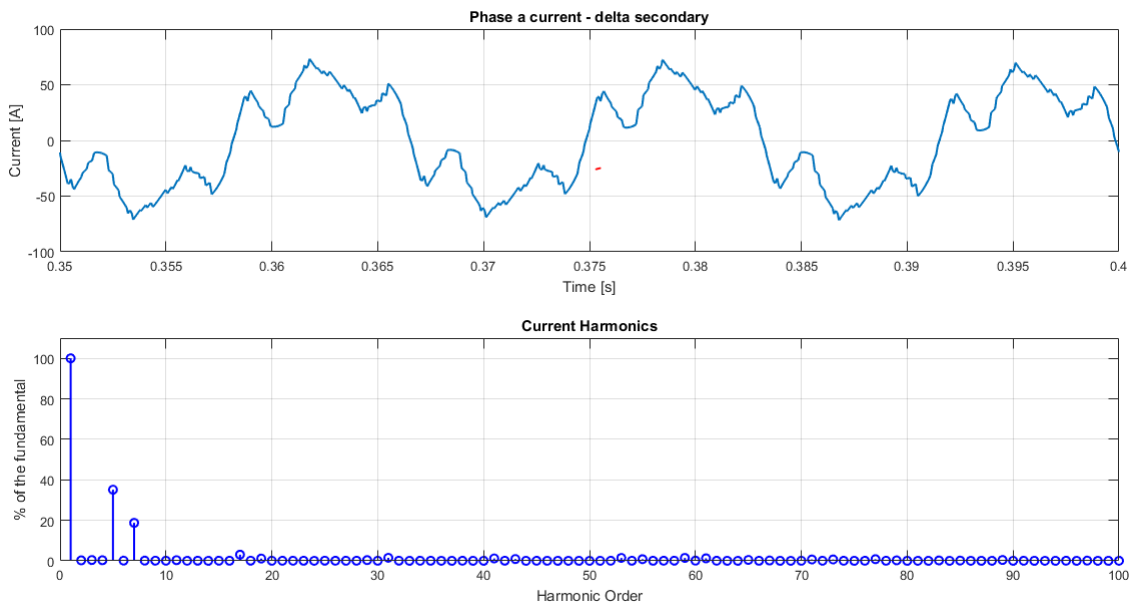


Figura D.5 – Corrente no indutor e espectro harmônico



dos limites pré-estabelecidos e, portanto, que a construção de um indutor que atenda aos parâmetros da Tabela D.3 e da Tabela D.4 atenderá ao projeto em questão. Por último, é importante ressaltar que um dos objetivos desse projeto é verificar alternativas de controle e *hardware* que possam minimizar os valores dessas indutâncias (idealmente, eliminá-las)

Tabela D.3 – Especificação Indutores

Parâmetro	Valor
Tipo	Trifásico
Núcleo	Ferro
Indutância	1,5 mH
Frequência Nominal	60 Hz
Corrente Nominal	42 Arms
Tensão de Linha	220 V

Fonte: Dados da pesquisa

Tabela D.4 – Correntes harmônicas no indutor

Ordem	Frequência [Hz]	Corrente Arms	Ordem	Frequência [Hz]	Corrente Arms
1	60	39,4	59	3540	0,5
5	300	12,9	61	3660	0,5
7	420	7	65	3900	0,2
17	1020	1,1	67	4020	0,1
19	1140	0,4	71	4260	0,2
29	1740	0,2	73	4380	0,2
31	1860	0,6	77	4620	0,3
41	2460	0,5	79	4740	0,1
43	2580	0,3	83	4980	0,1
53	3180	0,5	85	5100	0,1
55	3300	0,3	89	5340	0,2
TOTAL [Arms]		41,9	THDi [%]		37,9

Fonte: Dados da pesquisa

sem prejuízo da qualidade de energia entregue a rede elétrica. Contudo, nessa fase da pesquisa, é importante que o protótipo em pequena escala possua tais indutores de forma a permitir testes e comparações de alternativas.

D.2 Protótipo em Plena Escala

O protótipo em plena escala foi projetado em conceito semelhante ao de escala reduzida: fazendo uso de conversores comerciais montados em painel elétrico. As principais diferenças estão relacionadas aos níveis de tensão e corrente envolvidos e também ao fato de ser um projeto pensado para montagem terceirizada. Os dados do protótipo desejado

estão sumarizados na [Tabela D.5](#).

Tabela D.5 – Características principais do protótipo em plena escala

Parâmetro	Valor
Potência nominal	280 kVA
Tensão nominal na rede	440 V
Corrente nominal na rede	367,4 A
Tensão nominal nos conversores	440 V
Corrente nominal nos conversores	183,7 A
Tensão nominal no barramento CC	660 V
Tensão máxima no barramento CC	800 V

Fonte: Dados da pesquisa

D.2.1 Definição dos conversores

Por se tratar de um protótipo para um conversor FPVU de 280 kVA em 440 V , cada conversor deve ser capaz de suportar 140 kVA em 440 V ¹. O equipamento preliminarmente selecionado para este propósito é apresentado na [Tabela D.6](#) [227], cujo circuito interno é representado na [Figura D.6](#).

Tabela D.6 – Características principais do protótipo em plena escala

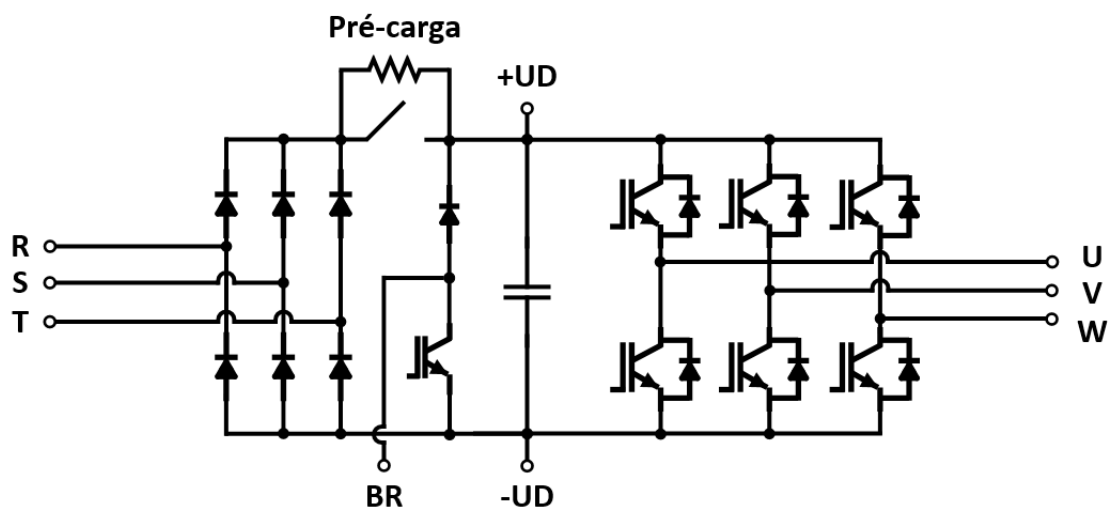
Parâmetro	Valor
Retificador de entrada	A diodos (6 pulsos)
Inversor de saída	VSC 2 níveis
IGBT de Frenagem	Integrado
Corrente de Saída Nominal	211 A_{rms}
Corrente de Saída de Sobrecarga	232,1 A_{rms} por 1min. ²
Frequência de Chaveamento Nominal	2,5 kHz
Tensão Nominal	380...480 V
Tensão de Controle	24 V_{dc} (Externa)
Modelo	BRCFW110211T4ODBWZ
Fabricante	WEG

Fonte: [WEG](#)[227]

¹ Para alguns ensaios, em especial o *back-to-back* que permite plena circulação de corrente, a tensão da rede é propositalmente reduzida. Nestes casos, para que a limitação de corrente seja respeitada faz-se necessária uma redução da potência proporcional a redução de tensão.

² Sobrecarga definida de acordo com norma IEC 61800-2 [228] da seguinte forma: 10 % de sobrecarga por 1 min., seguida de 9 min. com carga reduzida à 98 % do valor nominal.

Figura D.6 – Diagrama do conversor WEG



Para verificar a capacidade de funcionamento do conversor em questão em relação a aplicação pretendida, foram calculadas as perdas do conversor funcionando como FPVU em sua condição mais crítica de funcionamento e comparadas com as perdas para o funcionamento do inversor previsto no manual [227], conforme Tabela D.7. O procedimento de cálculo é o mesmo descrito na ??.

Tabela D.7 – Características elétricas consideradas no cálculo de perdas

Parâmetro	Modo original	Modo FPVU
Tensão de saída		380 V
Potência de saída		140 kVA
Corrente fundamental		212,7 A
Fator de potência de deslocamento	0,92	1,00

Fonte: Dados da pesquisa

A Tabela D.8 mostra os valores calculados. É possível verificar que as perdas utilizando o conversor FPVU são ligeiramente menores, o que indica que tal *hardware* de potência será capaz de funcionar no modo previsto, em especial que seu circuito de arrefecimento está suficientemente dimensionado.

Tabela D.8 – Características elétricas consideradas no cálculo de perdas

Modo	P_{diodos}	P_{IGBTs}	P_{TOTAL}
Original	227,62 W	1107,47 W	1334,10 W
FPVU	191,81 W	981,21 W	1173,02 W

Fonte: Dados da pesquisa

D.2.2 Dimensionamento do transformador de potência

O transformador de potência do protótipo em plena escala deve ser dimensionado para atender, principalmente, os seguintes requisitos:

- Transferir a potência requerida pelo sistema. Neste projeto, está sendo utilizada como referência o valor de potência do conversor comercial instalado no sistema de baterias de Fernando de Noronha [132], de forma que sejam possíveis comparações mais significativas dos resultados.
- Ter uma relação de tensões que permita a conexão do mesmo de forma segura nas instalações do laboratório TESLA da UFMG e, ao mesmo tempo, permita flexibilidade nos testes previstos de serem realizados.
- A conexão dos enrolamentos trifásicos deve ser escolhida de forma que exista um secundário em fase com o primário e outro defasado de 30° . Dessa forma o cancelamento de harmônicos de ordem diferente de $12k \pm 1$ é garantido [46].
- Ter condutores especialmente dimensionados levando em consideração o alto conteúdo harmônico das correntes nos secundários, de forma a evitar impacto na eficiência e aquecimento do transformador [229].

D.2.2.1 Características gerais

As características desejadas para o transformador estão mencionadas na Tabela D.9, onde a potência de 280 kVA é a mesma do conversor da WSTECH [132]. O transformador será a seco, com ventilação por convecção natural, com nível de isolamento e elevação de temperatura definidos pela IEC 60076-11 [230].

A diferença entre a soma das potências aparentes dos secundários e a potência do primário deve-se ao fato de nos secundários existir uma contribuição substancial dos harmônicos, em especial de 5^a e 7^a ordem, para o valor eficaz da corrente, o que não ocorre no primário onde a corrente é praticamente senoidal.

A tensão escolhida de 440 V no primário permite a conexão na baixa tensão do laboratório de forma simples e segura, enquanto que as derivações solicitadas, em

Tabela D.9 – Características elétricas consideradas no cálculo de perdas

Parâmetro	Descrição
Tipo	Seco
Refrigeração	Ar Natural (AN)
Frequência Fundamental	60 Hz
Potência Aparente do Primário	280 kVA
Potência Aparente de cada Secundário	152,5 kVA
Relação de Transformação	440 (+10% + 15%) – 400 – 400V
Conexão e defasamento	Dd0y1
Nível de isolamento	1,1 kV
Classe de isolamento	H (180 žC)
Classe de elevação de temperatura	F (115 žC)

Fonte: Dados da pesquisa

combinação com o valor nominal da tensão nos secundários, permitem tensões secundárias de 380 V, 400 V e 440 V, para uma mesma tensão de rede de 440 V.

Embora existam várias conexões entre enrolamentos trifásicos que satisfaçam a condição estabelecida para o cancelamento de harmônicos, optou-se por dois enrolamentos em triângulo (primário e um secundário), tendo em vista a redução da corrente que circula dentro do enrolamento, ficando apenas um enrolamento em estrela, o qual é necessário para a correta defasagem angular³. Resultando, assim, no símbolo de conexão de defasamento **Dd0y1** [66].

D.2.2.2 Considerações para cargas não-senoidais

Como os secundários do transformador são percorridos por correntes altamente distorcidas, cuja forma de onda e o espectro harmônico estão apresentados na Figura D.7, é preciso que os mesmos sejam construídos levando essas componentes em consideração no dimensionamento, de maneira especial, dos condutores, uma vez que não só o aumento da corrente eficaz total, mas também a presença de harmônicos de frequência superior a fundamental produzem perdas adicionais nos enrolamentos e no núcleo, além de possível estresse na isolamento de enrolamentos e laminação (devido ao ciclo térmico) e pequenas vibrações no núcleo [17].

Os efeitos no núcleo, para o projeto em questão, são mitigados pelo cancelamento de harmônicos que ocorre no próprio fluxo do transformador, já os efeitos nos enrolamentos são considerados através da aplicação, na especificação de um transformador, de um

³ Como todos os enrolamentos são em baixa tensão, não há vantagem substancial na redução da tensão do enrolamento pela conexão em estrela.

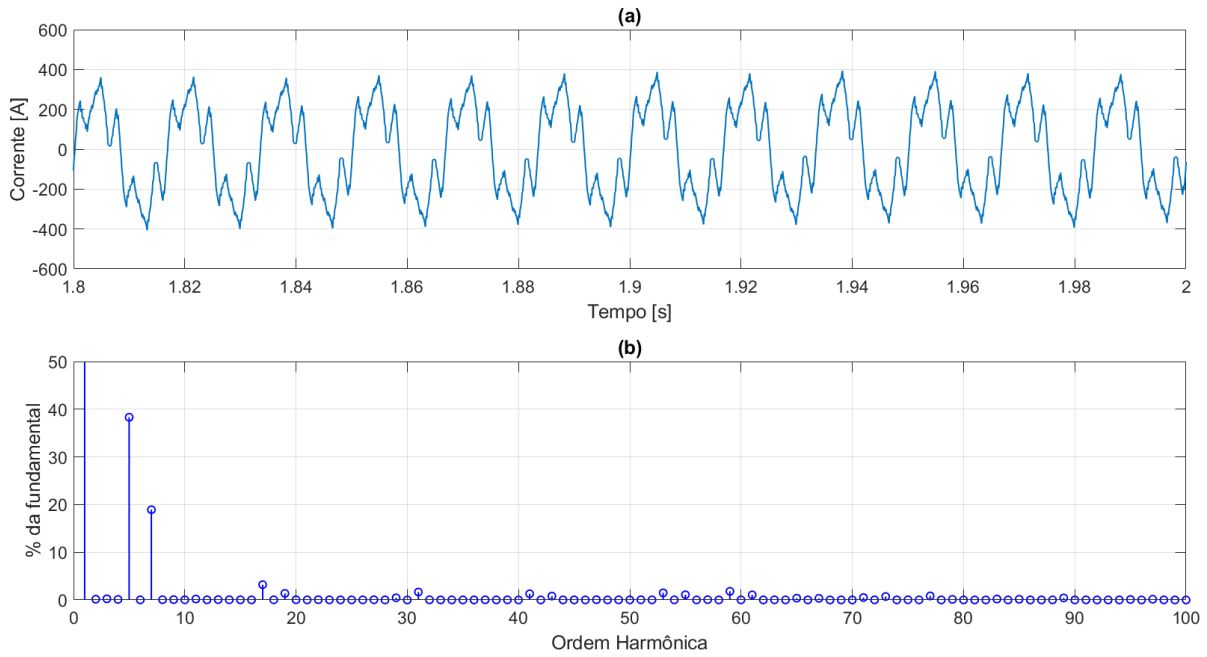


Figura D.7 – Corrente do secundário e respectivo espectro harmônico

fator de *derating* que indica a capacidade de um transformador trabalhar com cargas não senoidais. Dois fatores comumente utilizados na indústria são o fator de perdas harmônicas (F_{HL}) da norma IEEE C57.110 [231], definido por (D.1), e o fator K da UL1561 [141], definido por (D.2). Quando a corrente nominal do transformador (I_R) possui o mesmo valor da componente fundamental da corrente (I_1), os dois fatores resultam no mesmo valor numérico. Esse é o caso da especificação de novos transformadores.

$$F_{HL} = \frac{P_{EC}}{P_{EC-O}} = \frac{\sum_{h=1}^{h=h_{max}} I_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h=h_{max}} I_h^2} \quad (D.1)$$

$$K = \sum_{h=1}^{h=h_{max}} I_h (pu)^2 h^2 \quad (D.2)$$

onde:

P_{EC} são as perdas por corrente parasita nos enrolamentos [W]

P_{EC-O} são as perdas por corrente parasita nos enrolamentos para a frequência fundamental [W]

h é a ordem harmônica

h_{max} é o maior valor de ordem harmônica ainda significativo

I_h é o valor eficaz do harmônico de ordem h [A]

Os valores eficazes das correntes harmônicas no secundário estão indicados na Tabela D.10 para a mesma potência e diferentes valores de tensão. Por sua vez, a Tabela D.11 indica os valores numéricos dos fatores calculados a partir desse conteúdo de distorção⁴. A distorção harmônica total foi calculada conforme (D.3).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} \quad (D.3)$$

D.2.3 Dimensionamento dos indutores

Os reatores são percorridos por correntes de mesma forma de onda que a apresentada na Figura D.7 e Tabela D.10, devendo ser construídos para acomodar as perdas oriundas das componentes fundamental e harmônica da corrente.

O valor de indutância, por outro lado, foi calculado de forma a atender, simultaneamente, as seguintes restrições:

- Manter um valor de reatância série $\leq 0,2 pu$, o qual é o típico para conversores de alta potência [65];
- Limitar os valores de correntes harmônicas de baixa ordem, especialmente 5^o e 7^o harmônicos, aos valores típicos de retificadores trifásicos não-controlados com barramento CC capacitivo [46].

Além disso, são especificadas derivações do enrolamento em 50 % e 75 % da indutância total para possibilitar testes com menores indutâncias, uma vez que é objetivo de médio a longo prazo do projeto reduzir, através de novas estratégias de eliminação de harmônicos, o valor da indutância série para valores $\leq 0,1 pu$, os quais são típicos de filtros de harmônicos de conversores de baixa tensão [129].

A Tabela D.12 sumariza o cálculo de possíveis valores de indutância série, enquanto que a Tabela D.13 apresenta as especificações finais do reator, o qual se enquadra na cláusula 8 da IEC 60076-6 como *converter or phase reactor* [232]. Vale ressaltar que o valor escolhido para reatância total foi de 0,175 pu, uma vez que deve-se ter em conta a impedância de dispersão do próprio transformador na mitigação dos harmônicos. Nesse caso, foi estimado 0,025 pu de impedância série vista por cada secundário.

⁴ De fato, a norma UL 1561 [141] estabelece fatores K padronizados (4, 9, 13, 20, 30, 40, ou 50). Como o projeto está sendo realizado no Brasil e a referida norma está servindo apenas de referência para a análise do projeto do transformador na presença de harmônicos, foi mantido o valor exato do fator K calculado.

Tabela D.10 – Correntes harmônicas no secundário em função do TAP em uso

Ordem Harmônica	Frequência [Hz]	Corrente Eficaz [A]		
		440 V	400 V	380 V
1	60	183,70	202,07	212,71
5	300	70,38	77,41	81,49
7	420	36,59	40,25	42,37
17	1020	5,88	6,47	6,81
19	1140	2,57	2,83	2,98
29	1740	0,83	0,91	0,96
31	1860	3,05	3,35	3,53
41	2460	2,37	2,61	2,74
43	2580	1,49	1,64	1,72
53	3180	2,76	3,03	3,19
55	3300	2,02	2,22	2,34
59	3540	3,31	3,64	3,83
61	3660	1,84	2,02	2,13
65	3900	0,68	0,75	0,79
67	4020	0,62	0,69	0,72
71	4260	0,92	1,01	1,06
73	4380	1,32	1,45	1,53
77	4620	1,54	1,70	1,79
79	4740	0,22	0,24	0,26
83	4980	0,35	0,38	0,40
85	5100	0,28	0,30	0,32
89	5340	0,79	0,87	0,91
95	5700	0,18	0,20	0,21
97	5820	0,28	0,30	0,32
Corrente Eficaz Total [A]		200,33	220,36	231,96
Distorção Harmônica [%]		43,49		

Fonte: Dados da pesquisa

Tabela D.11 – Fatores de *derating* para cargas não-senoidais

Norma	Nomenclatura	Valor
IEEE Std C57.110	F_{HL}	9,52
UL1561	K	9,52

Fonte: Dados da pesquisa

Tabela D.12 – Memória de cálculo da indutância série

Valores de Base		
Grandeza	Símbolo	Valor
Potência nominal	S_R	152,5 kVA
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		
0,1 pu	0,15 pu	0,2 pu
0,34 mH	0,51 mH	0,67 mH

Fonte: Dados da pesquisa

Tabela D.13 – Especificação do reator série

Parâmetro	Descrição
Tipo	Trifásico à seco
Refrigeração	Ar Natural (AN)
Núcleo	Ferro
Frequência Fundamental	60 Hz
Indutância	0,59 / 0,4425 / 0,295 mH
Corrente Nominal	232 A_{rms}
Nível de isolamento	1,1 kV
Classe de isolamento	F (155 \checkmark C)

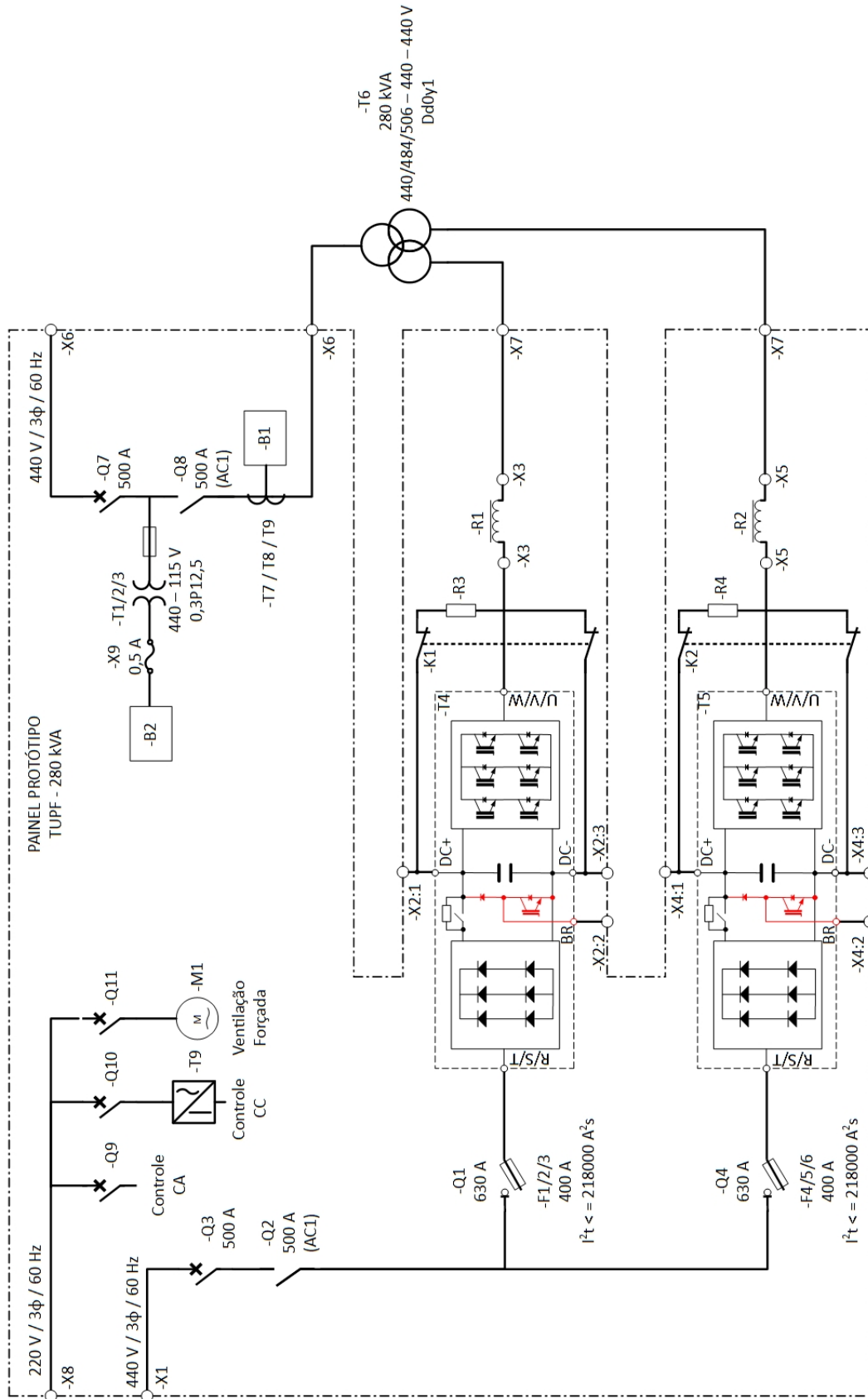
Fonte: Dados da pesquisa

D.2.4 Projeto Elétrico do Painel

A [Figura D.8](#) apresenta o diagrama unifilar do painel elétrico requerido para o protótipo em plena escala do conversor TUPF, onde os componentes internos ao painel estão delimitados pela linha de traço e ponto, o que exclui, devidamente, o transformador de três enrolamentos.

Os principais elementos que compõem o referido painel, podem ser divididos em quatro subcircuitos principais. A saber:

Figura D.8 – Diagrama unifilar do protótipo em plena escala



D.2.4.1 Circuito de Alimentação do Primário

Embora o transformador de potência (-T6) seja externo ao painel, o seu circuito de proteção (disjuntor -Q7) e manobra (contator -Q8) do primário está inserido no painel elétrico do protótipo, o que facilita acesso, segurança e concentra todas as ligações de cabos do transformador para o próprio painel.

Além disso, é também nesse circuito que se encontram as medições de tensão (transformadores de potencial -T1/2/3) e de corrente (sensores -T7/8/9) da rede necessários ao controle do conversor.

D.2.4.2 Circuito de Alimentação da Retificação Passiva

Como mostrado no relatório 23.1, optou-se pela aquisição de conversores de potência comerciais (-T4 e -T5), os quais possuem, por sua vez, embutidos em sua eletrônica de potência retificadores passivos a diodos. O circuito de proteção (disjuntor -Q3) e manobra (contator -Q2) provê alimentação em separado para tais retificadores, o que permite utilizá-los para pré-carga dos conversores, em conjunto com seu circuito interno de pré-carga [??], além de um maior número de possibilidades para testes do protótipo, como:

- **Testes sob carga e desconectado da rede:** onde os conversores são alimentados através dos retificadores passivos e uma carga externa é ligada ao primário do transformador;
- **Testes *back-to-back*:** onde tanto essa entrada, quanto a entrada do primário são conectadas à rede elétrica e o conversor trabalha com as pontes inversoras fornecendo potência ativa à rede elétrica, enquanto que essa potência acrescida das perdas do sistema é suprida ao barramento cc pelas pontes retificadoras.

Por fim, esse circuito prevê ainda fusíveis ultra-rápidos (F1/2/3/4/5/6) em conjunto com seccionadores (-Q1/4) que permitem a proteção adequada dos diodos de potência [227] e a possibilidade de seccionamento individualizado dos conversores.

D.2.4.3 Circuito do Barramento C.C.

Tanto a aplicação alvo do presente projeto de pesquisa, armazenamento de energia em baterias, como outras aplicações de prospecto para o uso do conversor TUPF (geração de energia fotovoltaica) são de natureza cc. Por esse motivo, a conexão dos barramentos cc são disponibilizadas para conexão externa através dos terminais -X2 e -X4. Além disso, constituem motivos adicionais à essa conexão os seguintes itens:

- **Possibilidade de conexão de resistores de frenagem:** os conversores -T4 e -T5 foram especificados com o opcional de *chopper* de frenagem de forma a permitir

futuros testes com resistores de frenagem, utilizados em algumas aplicações de geração renovável, como para suportabilidade de afundamentos de tensão severos em geração eólica [226].

- **Possibilidade de conexão série ou paralela dos barramentos:** Dependendo do range de tensões cc disponíveis em virtude da configuração do arranjo de baterias (ou painéis fotovoltaicos), pode ser mais interessante a conexão dos barramentos cc em série ou paralelo⁵.

Ainda são previstos relés (-K1 e -K2) em conjunto com resistências de descarga (-R3 e -R4), para garantir que os barramentos cc, quando não intencionalmente em operação, permaneçam descarregados.

D.2.4.4 Circuitos auxiliares e de controle

Proteção e manobra de circuitos auxiliares (ventiladores, tomadas, etc.) e de controle (controle do conversor, rack de controle TESLA, etc.) são ainda previstos através de uma alimentação de 220 V a partir da qual fontes adequadas são instaladas para obtenção dos valores cc pro ventura necessários.

D.2.4.5 Seleção de sensores

O hardware de potência escolhido para os conversores [227] possui, inerente à sua construção, a medição da tensão do barramento cc (U_D), a qual é disponibilizada num sinal analógico (VFB) de 0 a 5 V obedecendo a escala indicada em (D.4), o que permite uma faixa de medições de tensão de 0 a 833,8 V. Dessa feita, não se faz necessário a seleção de nenhum sensor adicional para adequação dessa grandeza elétrica.

$$VFB = \frac{U_D}{166,75} \quad (D.4)$$

A medição da tensão da rede é feita através do transdutor de tensão LV 25-P [233], cujas principais características estão apresentadas na Tabela D.14. Tal sensor tem por princípio converter um sinal de corrente de entrada (I_{PN}) num sinal de corrente secundário (I_{SN}) duas vezes e meia maior. O ajuste da escala de tensão é feito pela escolha das resistências de entrada (R_1) e de medição (R_M) indicadas na Figura D.9.

Embora o sensor seja adequado para operar na faixa de tensões de 10 a 500 V, o que permitiria a sua ligação direta ao 440 V da rede, optou-se pela utilização

⁵ Não é de interesse do projeto, a princípio, a conexão dos barramentos cc em série devido ao nível de tensões envolvidas, que podem se aproximar ou até, em transitórios, superar os 1500 V. Do ponto de vista de segurança de pessoal, trata-se de um risco maior e não justificável pelas demandas atuais do projeto. O controle da conexão em série de barramentos cc foi validada no protótipo de pequena escala.

Tabela D.14 – Especificação do transdutor de tensão

Parâmetro	Descrição
I_{PN}	10 mA
Faixa de medição	0... ± 14 mA
I_{SN}	25 mA
Tensão de Alimentação	±12... 15 V

Fonte: LEM[233]

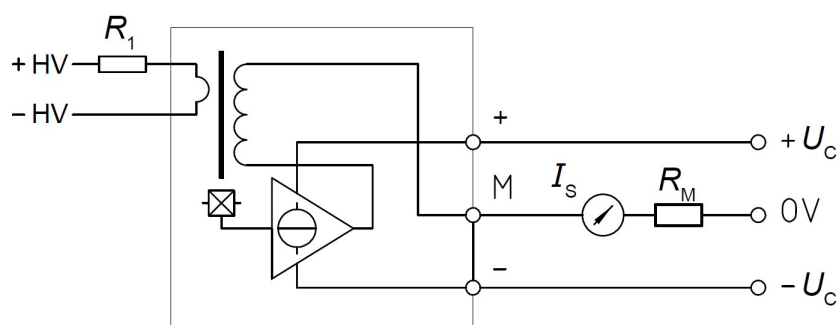


Figura D.9 – Circuito de medição do transdutor LV25-P

de transformadores de potencial (-T1/2/3 na Figura D.8) por questões de segurança e compatibilidade eletromagnética, uma vez que a placa de medição de tensão é instalada no mesmo rack que contém todo o restante do controle do conversor. As principais características do transformador de potencial estão indicadas na Tabela D.15 [234].

Tabela D.15 – Especificação do transformador de potencial

Parâmetro	Descrição
Tipo	Indutivo
Uso	Interior (<i>indoor</i>)
Tensão Nominal Primária	440 V
Tensão Nominal Secundária	115 V
Frequência	60 Hz
Carga Nominal	12,5 VA
Classe de Exatidão	0,3 %
Grupo de ligação	2

Fonte: Dados da pesquisa

A medição de corrente da rede pode ser feita diretamente no primário do transformador, o que apresenta a vantagem de ser uma medição em um sinal de corrente já senoidal para todos os efeitos práticos facilitando, portanto, o controle. Contudo, essa

opção apresenta como desvantagem ser o sinal de corrente medido já a soma da corrente dos dois conversores, o que impossibilita comandos de corrente individualizados por conversor, o que é necessário, por exemplo, no caso de barramentos cc em série ou barramentos individuais.

A alternativa de medir a corrente diretamente da saída dos conversores (secundários do transformador) propicia uma maior flexibilidade por não haver a restrição indicada anteriormente. Contudo, os sinais medidos são altamente distorcidos e não podem ser utilizados diretamente no controle em malha fechada sem uma filtragem adequada do sinal.

Por se tratar de um protótipo para validação da tecnologia FPVU, ambas as medições estão previstas no projeto o que permitirá, inclusive, comparação entre as alternativas.

A medição direta das correntes no conversor, a exemplo do que ocorreu para a medição de tensão, é disponibilizada pelo fabricante do hardware de potência selecionado, sendo que um sinal analógico de tensão de -5 a 5 V é disponibilizado para as correntes das fases V e W de cada conversor obedecendo a relação expressa por (D.5).

$$I_V = I_W = \frac{2,5I_{inst}}{\sqrt{2}I_{nom,HD}} \quad (D.5)$$

onde I_{inst} é o valor instantâneo da corrente medida e $I_{nom,HD}$ é o valor eficaz da corrente nominal do conversor para regime pesado⁶.

A medição da corrente diretamente do primário do transformador deve ser feita por sensores que possuam capacidade de corrente superior à corrente eficaz nominal do conversor ($I_{nom} = \frac{280 \text{ kVA}}{440 \text{ V}\sqrt{3}} = 367,4 \text{ A}$), além de possuírem uma banda de passagem suficientemente larga para detecção de possíveis harmônicos ou valores instantâneos sem atenuação para fins de proteção. A Tabela D.16 apresenta dois sensores de efeito Hall de características similares, inclusive mecânicas, que podem ser utilizados para essa finalidade (-T7,-T8 e -T9 na Figura D.8) [235, 236].

⁶ O conversor selecionado possui uma corrente eficaz nominal de regime normal (ND - *Normal Duty*) de 211 A e de regime pesado (HD - *Heavy Duty*) de 180 A, sendo essa última o valor utilizado em (D.5).

Tabela D.16 – Especificação do transdutor de corrente

Parâmetro	Valor
Corrente Nominal do Primário [I_{PN}]	500 A_{rms}
Faixa de Medição	$\pm 800 A_{peak}$
Corrente do Secundário em I_{PN}	100 mA
Precisão em I_{PN}	$\leq \pm 0,6\%$
Faixa de Passagem (-1 dB)	$DC \dots 100 kHz$
Código ABB	ES500C
Código LEM	LF 505-S

Fonte: [LEM](#); [ABB](#)[235, 236]

Anexos

ANEXO A – Orçamentos de transformadores e indutores

Na seção 4.7 são apresentadas estimativas de custos dos principais componentes de potência do conversor FPVU em comparação com uma topologia convencional. Os orçamentos de fornecedores nacionais utilizados para indutores e transformadores estão apresentados nas Figuras A.1 e A.2, respectivamente.

Figura A.1 – Orçamento dos indutores.

	PÓLUX INDÚSTRIA ELETROMECÂNICA LTDA RUA JOAO JANUARIO AYROSO JARAGUA ESQUERDO JARAGUA DO SUL - SC CEP: 89253100 Fone: 47 3275-3541 Fax: 47 3373-6877 CNPJ: 79.383.899/0001-29 I.E: 251330621 www.polux.ind.br		Nº Orçamento: 136154 Emissão: 06/01/2021 Validade: 16/01/2021 Vendedor: DIRETO FABRICA Email: vendas@polux.ind.br Fone: 47 32753541 Celular: 47 33736877	
	Cliente: 1.1254 - FUNDACAO DE DESENVOLVIMENTO DA PESQUISA Endereço: AV ANTONIO CARLOS Bairro: PAMPULHA Fone: 31 3409-4874 Cidade: BELO HORIZONTE - MG CEP: 31.270-901 CNPJ/CPF: 18.720.938/0001-41 IE/RG: ISENT0		Contato: THIAGO Setor: Fone: 31 - 3409-4874 Fax: E-mail: thiago.m.parreiras@ieeee.org	

Prezado(a) Senhor(a) THIAGO,

Agradecemos vossa consulta e temos a satisfação de apresentar nossa proposta para o fornecimento dos produtos abaixo relacionados, conforme segue:

Item	Código	Descrição	Cl. Fiscal	%ICMS	%IPI	Qtde	VI. Unitário	Prev. Fat.
1	9.01.01.1556	REATOR TRIFÁSICO DE NÚCLEO DE FERRO, INDUTÂNCIA: 0,59 MH, FREQUÊNCIA: 60 HZ, CORRENTE NOMINAL 232 ARMS IP00	85045000	12,00	0,00	1,00	R\$ 5.131,24	27/01/2021
							VI. Total:	R\$ 5.131,24
2	9.01.01.1556	REATOR TRIFÁSICO DE NÚCLEO DE FERRO, INDUTÂNCIA: 0,295 MH, FREQUÊNCIA: 60 HZ, CORRENTE NOMINAL 232 ARMS IP00	85045000	12,00	0,00	1,00	R\$ 3.854,44	27/01/2021
							VI. Total:	R\$ 3.854,44
3	9.01.01.1556	REATOR TRIFÁSICO DE NÚCLEO DE FERRO, INDUTÂNCIA: 0,17 MH, FREQUÊNCIA: 60 HZ, CORRENTE NOMINAL 464 ARMS IP00	85045000	12,00	0,00	1,00	R\$ 6.139,24	27/01/2021
							VI. Total:	R\$ 6.139,24
4	9.01.01.1556	REATOR TRIFÁSICO DE NÚCLEO DE FERRO, INDUTÂNCIA: 0,06 MH, FREQUÊNCIA: 60 HZ, CORRENTE NOMINAL 464 ARMS IP00	85045000	12,00	0,00	1,00	R\$ 3.552,04	27/01/2021
							VI. Total:	R\$ 3.552,04

Figura A.2 – Orçamento dos transformadores.



São Paulo, 07 de janeiro de 2021

À

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS		Proposta n°:	058/21
A/C Sr.(a):	THIAGO	Dpto.:	
Referência:			
Telefone:	31 3409-4200	Cel.:	
		E-mail:	thiago.m.parreiras@ieee.org

Conforme solicitado, segue proposta para fornecimento de Transformador Trifásico Tipo Seco com Bobinas Encapsuladas a Vácuo em Resina Epóxi, Marca União.

1- Descrição Técnica


Item 1	<p>Potência: 300KVA Modelo: Dry Plus Tensão Primária: 13.800V Tensão Secundária: 440V sendo D-150KVA E Y-150KVA – DUPLO SECUNDARIO Derivações: 13.200/12.600/12.000/11.400V Nível de Tensão: 15,0/1,1kV Nível Básico de Impulso (NBI): 95kV Descargas parciais: < 10pC Grupo de ligação: Dd0y1 Deslocamento angular: 30° Frequência: 60Hz Classe de temperatura / Elevação: F-155°C / 100°C Fator K = 10 Grau de proteção: IP21 Refrigeração: (AN) Ar Natural</p> <p>Acessórios inclusos Rodas bidirecionais, Relé controlador de temperatura digital e sondas térmicas tipo pt100</p>
Item 2	<p>Potência: 300KVA Modelo: Dry Plus Tensão Primária: 13.800V Tensão Secundária: 440V Derivações: 13.200/12.600/12.000/11.400V Nível de Tensão: 15,0/1,1kV Nível Básico de Impulso (NBI): 95kV Descargas parciais: < 10pC Grupo de ligação: Dyn1 Deslocamento angular: 30° Frequência: 60Hz Classe de temperatura / Elevação: F-155°C / 100°C Fator K = 4 Grau de proteção: IP21 Refrigeração: (AN) Ar Natural</p> <p>Acessórios inclusos Rodas bidirecionais, Relé controlador de temperatura digital e sondas térmicas tipo pt100</p>

4- Condições Comerciais

Item	Qtd.	Preço unitário	Sub Total
1	1	R\$ 67.300,00	R\$ 67.300,00
2	1	R\$ 42.405,00	R\$ 42.405,00
Valor total da proposta			R\$ 109.705,00

ANEXO B – Relatório de testes do transformador do protótipo

Figura B.1 – Relatório de testes em fábrica do transformador do protótipo em escala reduzida.

		G.H.R. Indústria de Comércio de Materiais Elétricos LTDA. Rua Coronel Joaquim Marques, 1527 - Distrito Industrial Batatais-SP CEP: 14300-000 Fone: 16 3761-1212 Fax: 16 3761-1851 www.transformadorghr.com.br	
RELATÓRIO DE ENSAIO FINAL			
Cliente:	ZAPP AUTOMAÇÃO E SERVIÇOS LTDA - ME		O.P 43706
Marca:	GHR	Tipo: TRAFÓ TRIF.	Regime: CONTINUO
Potência:	30 KVA	Nº de Serie: A137571	Nº de Fases: 3 Ø
T.Entrada:	440	Ligação: D I.Prim.:(A) 39,37	Material Isolante: CLASSE: F
Tap's:	440V D - 220V D - 220V Y +N		
T.Saída:	220	Ligação: DY I. Sec.:(A) 78,73	Frequência: 60 Hz
Isolação:	1,2 kV	Normas: NBR 10295:2013 e ABNT NBR 5356-1-2-3-4-5: 2010	
Resultados			
Relação de Transformação		VAZIO	
Volts	440-220	440-127	220-127
A	2,002	3,459	1,730
B	2,001	3,460	1,729
C	2,002	3,460	1,729
	ENTRA	SAI	SAI SAI NEUTRO
	440	221	220 220 126
	441	220	219 220 127
	440	220	221 220 129
Resistência Ôhmica dos Enrolamentos			
H1 - H2 =	0,133047	ohm	X1 - X2 = 0,1214 ohm
H1 - H3 =	0,13305	ohm	X1 - X3 = 0,1214 ohm
H2 - H3 =	0,13305	ohm	X2 - X3 = 0,1215 ohm
Tensão Aplicada ao Dielétrico		Perdas	
AT/BT a Massa:	4,4	kV	Em Vazio: 334 W
BT/AT a Massa:	4,4	kV	Em Curto-circuito: 706 W
Temperatura:	28	°C	Totais: 1040 W
Duração da Leitura:	60 seg.		
Conclusão:	OK		
Resistência de Isolamento		Tensão Induzida	
AT/BT:	2000	MEGAOHMS	Frequência: 120
AT/Massa:	2000	MEGAOHMS	Duração da Leitura: 60 seg.
BT/Massa:	2000	MEGAOHMS	Tensão: 880
Megometro de:	2500	Volts	Resultado: OK
Temperatura:	30	°C	
Duração da Leitura:	60	seg.	
Corrente de Excitação:	I1= 1,52	I2= 1,06	I3= 1,60 IØ= 3,54%
Polaridade:	ADITIVA	Média das Corrente= 1,39	
Deslocamento angular:	30	°	
Sequência de fase:	DIRETA	%	
Impedância a 115° C / (Ez %)	4,01	%	
Tensão de Alimentação:	440	V	
Calculo da Impedância			
	COR.	Volts	TENSÃO PROPORCIONAL
	41,7	15,4	15,33
	39,5	16,3	
	44,7	17,3	
	Média=	42,0	16,34
EDER	EDER	22/03/2016	
REALIZADO POR:	APROVADO POR:	DATA:	
FR LAB 02			