



UNIVERSIDADE FEDERAL  
DE MINAS GERAIS



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO N° 1202

---

Marcos Henrique da Silva Alves

**Conversor de Fator de Potência  
Verdadeiramente Unitário como Inversor  
Central em Geração Fotovoltaica**

---

Belo Horizonte  
01 de setembro de 2020

Marcos Henrique da Silva Alves

---

# **Conversor de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário como Inversor Central em Geração Fotovoltaica**

---

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

Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Braz de Jesus Cardoso Filho

Belo Horizonte  
01 de setembro de 2020

A474c	<p>Alves, Marcos Henrique da Silva. Conversor de fator de potência verdadeiramente unitário como inversor central em geração fotovoltaica [recurso eletrônico] / Marcos Henrique da Silva Alves. – 2020. 1 recurso online (xvii, 103 f. : il., color.) : pdf.</p> <p>Orientador: Braz de Jesus Cardoso Filho.</p> <p>Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.</p> <p>Apêndices: f. 99-103.</p> <p>Bibliografia: f. 93-98. Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.</p> <p>1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia solar - Teses. 3. Geração de energia fotovoltaica - Teses. 4. Inversores elétricos - Teses. I. Cardoso Filho, Braz de Jesus. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.</p>
	CDU: 621.3(043)

**"Conversor de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário  
como Inversor Central em Geração Fotovoltaica"**

**Marcos Henrique da Silva Alves**

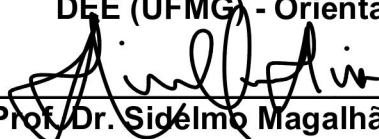
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 26 de agosto de 2020.

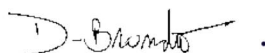
Por:



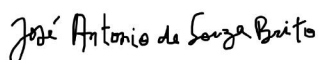
Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho  
DEE (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Sidélmo Magalhães Silva  
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão  
DEE (UFMG)



Eng.º José Antônio de Souza Brito  
Gerência de P&D (Grupo Neo Energia)

Dedido este trabalho aos meus pais, Jeane e Fernando, e aos meus avós, dona Maria e seu José, pela educação e apoio em todo momento.

---

# Agradecimentos

---

Ao Senhor Deus criador em primeiro lugar e acima de tudo, pelo dom da vida e pelo amor inefável.

À minha família e à minha noiva, por serem um pedaço do céu na minha vida.

Ao professor Braz de Jesus Cardoso Filho, pela valorosa orientação, conselho e confiança.

Ao colega Thiago Parreiras, pela parceria e apoio nessa jornada.

Aos professores do laboratório Tesla Engenharia de Potência, pelo conhecimento transmitido.

À estimada secretária Arlete Vidal por ser um auxílio presente.

Aos colegas do laboratório Tesla, pela amizade e parceria.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG, e ao seu excelente corpo docente pela contribuição no meu aprendizado.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais e ao Grupo Neoenergia pelo suporte financeiro.

A todos que cooperaram na realização desse trabalho.

...e colocou Deus o infinito no coração do homem...  
**Eclesiastes 3:11.**

A utilização massiva de conversores nos sistemas elétricos de potência, apresenta benefícios tão diversos quanto suas finalidades. Uma limitação comumente verificada, está associada a quantidade de harmônicos residuais que os conversores injetam na rede. A essa classe de conversores está ligada um largo nicho de aplicações, como transmissão de energia em corrente contínua, acionamentos elétricos, tração elétrica, fontes chaveadas e assim por diante.

Embora muitas pesquisas sejam realizadas objetivando desenvolver conversores de alta potência para conexão à rede (no inglês, *grid-tied*), compostos por vários pequenos módulos de potência conectados a *strings* menores a fim de melhorar a extração de energia disponível nos módulos solares, inversores centrais ainda constituem a solução mais utilizada em plantas de energia solar, principalmente, devido ao seu baixo custo e complexidade, bem como alta confiabilidade quando há redundância de chaves. A maioria desses conversores usa filtros passivos no lado da rede, a fim de cumprir as restrições e requerimentos de qualidade da energia dos códigos de rede dos países e padrões internacionais recomendados.

Em resumo, esses filtros contêm uma combinação de indutores e capacitores que podem ser uma fonte de ressonâncias para o sistema, além de contribuir para muitos problemas para os quais eles foram instalados com o propósito de prevenir.

Recentemente, um conversor de fator de potência verdadeiramente unitário (do inglês *True Unity Power Factor - TUPF*) foi proposto como alternativa às soluções tradicionais, que deveras apresentam limitações para sua utilização em massa.

Nesse contexto, o conversor TUPF é proposto como uma solução *grid-tied* para altas potências que fornece correntes senoidais da perspectiva normativa, sem elementos capacitivos ou filtros passivos na conexão com a rede, chaveamento em baixas frequências, bem como a utilização de transformadores e topologia convencionais de conversores.

Em se tratando de aplicação solar, o TUPF tem a vantagem de não necessitar de um conversor elevador (boost) para implementação do algoritmo MPPT. Isso se traduz em maior confiabilidade, pois é um estágio de processamento de energia a menos, levando à menor possibilidade de falha e maior eficiência.

A principal contribuição deste trabalho refere-se a apresentação do conversor TUPF como um inversor central adequado para aplicações solares fotovoltaicas na situação onde a tensão DC e o índice de modulação precisam ser continuamente modificados de acordo com a referência de um algoritmo de rastreamento da máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*), o qual difere das aplicações apresentadas anteriormente, nas quais a referência de tensão DC é um valor constante constante.

Por fim, é apresentado pela primeira vez, resultados de malha fechada em uma bancada de teste HIL, bem como a colocação em operação do primeiro protótipo do TUPF, realizando o aproveitamento da energia gerada pela usina solar fotovoltaica Tesla.

**Palavras-chave:** TUPF, energia solar, qualidade da energia, conversores de potência.

# *Abstract*

---

The massive use of converters in electrical power systems has benefits as diverse as their purposes. A commonly verified limitation is associated with the amount of residual harmonics that the converters inject into the network. A wide niche of applications is connected to this class of converters, such as direct current energy transmission, electrical drives, electrical traction, switching sources and so on.

Although much research has been carried out aiming to develop high-power converters for grid connection (in english, grid-tied), composed of several small power modules connected to smaller strings in order to improve the extraction of energy available in solar modules, central inverters they still constitute the most used solution in solar energy plants, mainly due to their low cost and complexity, as well as high reliability when there is a redundancy of keys. Most of these converters use passive filters on the network side in order to comply with the power quality restrictions and requirements of the country network codes and recommended international standards.

In summary, these filters contain a combination of inductors and capacitors that can be a source of resonances for the system, in addition to contributing to many problems for which they were installed for the purpose of prevention.

Recently, a truly unitary power factor converter (from English True Unity Power Factor - TUPF) was proposed as an alternative to traditional solutions, which indeed have limitations for their mass use.

In this context, the TUPF converter is proposed as a grid-tied solution for high powers that provides sinusoidal currents from the normative perspective, without capacitive elements or passive filters when connecting to the network, switching at low frequencies, as well as the use of transformers and topology conventional converters.

When it comes to solar application, TUPF has the advantage of not needing a boost converter to implement the MPPT algorithm. This translates into greater reliability, as it is a less energy processing stage, leading to less chance of failure and greater efficiency.

The main contribution of this work refers to the presentation of the TUPF converter as a central inverter suitable for solar photovoltaic applications in the situation where the DC voltage and the modulation index need to be continuously modified according to the reference of a maximum power tracking algorithm (MPPT, from Maximum Power Point Tracking), which differs from the applications previously presented, in which the DC voltage reference is a constant constant value.

Finally, it is presented, for the first time, closed-loop results on a HIL test bench, as well as the startup of the first TUPF prototype, making use of the energy generated by the Tesla photovoltaic solar plant.

**Keywords:** TUPF, solar power, quality energy, power converter.



---

# Lista de Figuras

---

1.1	Capacidade de geração instalada mundial. Fonte: AIE, [1]. . . . .	1
1.2	Topologias de filtros passivos para conversores <i>grid-tied</i> . (a) Filtro L. (b) Filtro passa-baixa LC. (c) Filtro passa-baixa LCL. (d) Modelo de filtro de alta ordem generalizado. Fonte: autoria própria. . . . .	3
1.3	Conceito de simulação HIL. Fonte: autoria própria. . . . .	4
2.1	Decomposição espectral. . . . .	8
3.1	Modelo SIW700, inversor central PV da fabricante WEG. . . . .	23
3.2	Modelo SINACON, inversor central PV da fabricante SIEMENS. . . . .	24
3.3	Modelo APS-PV, inversor central PV da fabricante WSTECH. . . . .	24
3.4	Modelo PVS 175, inversor central PV da fabricante ABB. . . . .	25
3.5	Diagrama elétrico do inversor central PVS 175 da fabricante ABB. . . . .	25
3.6	Exemplo de topologia a nível acadêmico. Fonte: [73, 74] . . . . .	26
4.1	Usina solar fotovoltaica Tesla. . . . .	30
4.2	Disposição dos arranjos. . . . .	31
4.3	Usina solar fotovoltaica conectada a dois inversores de 2 níveis. . . . .	32
4.4	Inclusão dos reatores. . . . .	34
4.5	Inclusão do transformador de 3 enrolamentos. . . . .	35
4.6	Conversor TUPF completo, com a identificação da rede de energia. . . . .	35
4.7	Detalhes do painel elétrico. . . . .	36
4.8	Reatores de entrada. . . . .	37
4.9	Placa de controle. . . . .	37
4.10	Placa de interface com os conversores. . . . .	38
4.11	Placas para medição de corrente e tensão. . . . .	38
4.12	Placa de modulação e condicionamento. . . . .	39
4.13	Placa FPGA acoplada à placa de modulação. . . . .	39
4.14	Bancada de desenvolvimento. . . . .	40
4.15	Modelo Typhoon HIL 600. . . . .	40
4.16	Controle de tensão e desbalanço no barramento DC. . . . .	41
4.17	Controle de corrente representado no referencial $dq$ . . . . .	42
4.18	Curvas de rigidez dinâmica. (a) Controle da corrente $I^{dq}$ . (b) Controle da tensão $V_{DC}$ . (c) Controle do desbalanço $\Delta V_{DC}$ . . . . .	43
4.19	Algoritmo MPPT para Condutância Incremental. . . . .	45
4.20	Barramentos DC conectados em paralelo. . . . .	46
4.21	Barramentos DC individuais. . . . .	47
5.1	Esquema de proteções implementado no MATLAB/Simulink. . . . .	50
5.2	Trip por sobrecorrente instantânea DC (ajuste em 45A). . . . .	51
5.3	Trip por sobrecorrente instantânea AC (ajuste em 55 A de pico). . . . .	51
5.4	Trip por sobrecorrente temporizada AC (ajuste em 50 A de pico). . . . .	52

5.5	Trip de sobretensão ajustado em 350 V. A referência de tensão foi aumentada, em degrau, de 630 V para 700 V (350 V por ponte).	52
5.6	Trip por subtensão ajustado em 320 V. A referência de tensão foi reduzida, em degrau, de 750 V para 630 V (315 V por ponte).	53
5.7	Envio de trip de gate-driver de uma das chaves da ponte Delta.	53
5.8	Envio de trip de gate-driver de uma das chaves da ponte Estrela.	54
5.9	Envio de trip de termostato da ponte Estrela.	54
5.10	Trip por perda de fase na medição do FPGA.	55
5.11	Trip por perda do FPGA (simulado com reset do mesmo).	55
5.12	Arranjo de 35.28 kWp considerado.	56
5.13	Perfil de irradiância e temperatura escolhido.	57
5.14	Variação da tensão DC com a irradiância.	57
5.15	Efeito do degrau positivo e negativo de irradiância nas corrente e tensões do primário do trafo.	58
5.16	Componentes harmônicas na fase A da corrente de primário.	58
6.1	Fonte Pacific MS Series, utilizada para alimentação do barramento DC.	62
6.2	Esquema elétrico do conversor de uma das pontes.	62
6.3	$V_{abD}$ , $V_{abY}$ , $V_{abG}$ , para índice de modulação $M = 0,9$ e $V_{DC} = 50V$ .	63
6.4	$V_{abD}$ , $V_{abY}$ , $V_{abG}$ , para índice de modulação $M = 0,9$ e $V_{DC} = 150V$ , $\delta = \pi$ .	63
6.5	$V_{abD}$ , $V_{abY}$ , $V_{abG}$ , para índice de modulação $M = 0,5$ e $V_{DC} = 311V$ , $\delta = 0$ .	64
6.6	$V_{abD}$ , $V_{abY}$ , $V_{abG}$ , para índice de modulação $M = 0,9$ e $V_{DC} = 311V$ , $\delta = 180^\circ$ .	64
6.7	$V_{abD}$ , $I_{aD}$ , $I_{aY}$ , $I_{aL}$ , para índice de modulação $M = 0,8$ e $V_{DC} = 300V$ .	65
6.8	$V_{bcP}$ , $V_{bcD}$ , $V_{bcY}$ , mostrando a defasagem de $\approx 30^\circ$ entre delta e estrela.	65
6.9	Corrente de partida (inrush) do transformador de três enrolamentos na fase a, $I_a$ .	66
6.10	Ajuste de pré-carga, tensão no contator $Q_4$ (CH1), tensão $V_{dcY}$ (CH2), tensão no contator $Q_2$ (CH3) e corrente de <i>inrush</i> com pré-carga.	66
6.11	Esquemático do transformador de interface com a rede em 220V.	67
6.12	Teste de sincronismo com a rede, $V_{abG}$ (CH1), $V_{abD}$ (CH2), $V_{abY}$ (CH3).	67
6.13	Conexão <i>back-to-back</i> .	68
6.14	Conexão com a rede via resistor de amortecimento ( $15,5\Omega$ ), $V_{abG}$ (CH1), $I_{aY}$ (CH2), $I_{aD}$ (CH3), $I_{aG}$ (CH4).	68
6.15	Primeira conexão com a rede, com controle de corrente habilitado, $V_{abG}$ (CH1), $I_{aG}$ (CH2), $I_{aY}$ (CH3), $I_{aD}$ (CH4).	69
6.16	Conversor conectado, injetando 4kW, $V_{abG}$ (CH1), $I_{abG}$ (CH2), $I_{aY}$ (CH3), $I_{aD}$ (CH4).	69
6.17	Degrau negativo na tensão do barramento DC, $V_{abG}$ (CH1), $I_{aG}$ (CH2), $V_{dcY}$ (CH3), $V_{dcD}$ (CH4).	70
6.18	Conexão do analisador de energia.	70
6.19	Condição de operação para monitoramento da qualidade de energia, $V_{abG}$ (CH1), $I_{aG}$ (CH2), $V_{abD}$ (CH3), $V_{abY}$ (CH4).	71
6.20	Painel de seleção de evento de qualidade da energia.	71
6.21	Medição das tensões <i>RMS</i> nas três fases.	72
6.22	THD na corrente da fase A.	73
6.23	THD na corrente da fase B.	73
6.24	THD na corrente da fase C.	73

6.25	Tensão entre fase $U$ e polo negativo do barramento DC, $-U_d$ (CH1). Corrente na fase $U$ (CH2). . . . .	74
6.26	Ensaio de temperatura, medição nos elementos ativos da fase U (vermelho), fase V (verde), fase W (marrom), termistor (lilas), retificador (azul). . . . .	75
6.27	Circuito térmico equivalente para módulo com dois IGBT, dois diodos em anti-paralelo e dissipador. . . . .	76
6.28	Circuito térmico equivalente simplificado. . . . .	76
6.29	Inversor de uma das pontes com detalhe para os semicondutores da fase $U$ . . . . .	77
6.30	De cima para baixo: corrente na fase $U$ ; somente parte positiva da corrente; função de chaveamento do IGBT. . . . .	77
6.31	De cima para baixo: parte positiva da corrente; corrente conduzida pelo IGBT; corrente conduzida pelo diodo de roda livre. . . . .	78
6.32	Esquemático para medição da eficiência/perdas. . . . .	78
6.33	Cenário para a medição de eficiência. . . . .	79
6.34	Medição de eficiência. . . . .	79
6.35	String box's para recebimento e seccionamento dos cabos da usina Tesla. . . . .	80
6.36	Diagrama de comando para conexão da usina ao TUPF. . . . .	81
6.37	Ambiente de testes e ensaios. . . . .	82
6.38	Perfil de irradiância prevista para o dia de realização do ensaio. . . . .	82
6.39	Condições climáticas previstas. . . . .	83
6.40	Condição 1: $V_{DC} = 569.48 V$ , $I_{DC} = 8.551 A$ e $I_{aG} = 6.017 A$ . . . . .	83
6.41	Condição 2: $V_{DC} = 568.67 V$ , $I_{DC} = 12.57 A$ e $I_{aG} = 9.221 A$ . . . . .	84
6.42	Condição 4: $V_{DC} = 573.77 V$ , $I_{DC} = 14.989 A$ e $I_{aG} = 11.449 A$ . . . . .	84
6.43	Conversão da potência gerada pela usina Tesla. . . . .	85
6.44	Dependência da eficiência com o perfil de potência. . . . .	85
6.45	Identificação de parâmetros do arranjo com <i>Curve Tracer</i> . . . . .	86
6.46	Conversão da potência gerada pela usina Tesla. . . . .	87
6.47	Dependência da eficiência com o perfil de potência. . . . .	87
6.48	Medição de interferência eletromagnética conduzida. . . . .	88



---

# Lista de Tabelas

---

2.1	Limites globais inferiores. . . . .	10
2.2	Limites das distorções harmônicas totais [em % de $V_1$ ]. . . . .	11
2.3	Limites de distorção de tensão. . . . .	12
2.4	Limites de distorção harmônica de corrente em percentual de $I_L$ , de 120 V a 69 kV. . . . .	12
2.5	Máxima distorção harmônica de corrente ímpar, em percentual de $I_{rated}$ . . . . .	14
2.6	Máxima distorção harmônica de corrente par, em percentual de $I_{rated}$ . . . . .	14
2.7	Comparativo entre as normas aplicáveis. . . . .	14
3.1	Publicações e trabalhos relacionados ao TUPF. . . . .	21
3.2	Continuação da Tabela 3.1. . . . .	22
4.1	Parâmetros do módulo fotovoltaico utilizado. . . . .	30
4.2	Configuração de cada sub-arranjo. . . . .	31
4.3	Correntes e tensões totais em cada sub-arranjo. . . . .	31
4.4	Especificação do reator de entrada. . . . .	34
4.5	Distribuição da eliminação de harmônicas. . . . .	35
4.6	Valores utilizados nos ajustes. . . . .	43
4.7	Ganhos obtidos pela sintonia por rigidez dinâmica. . . . .	44
5.1	Resumo de ajustes de proteção para a versão final do protótipo. . . . .	56
6.1	Valores de resistência térmica para o módulo SK80GB063. . . . .	75
6.2	Perdas no IGBT e no diodo de roda livre. . . . .	78

---

# Lista de abreviaturas e siglas

---

AIE - Agência Internacional de Energia  
SPE - Agência Europeia de Energia Solar  
PV - Fotovoltaic  
VSC - Voltage-Source Converter  
TUPF - True Unity Power Factor  
HIL - Hardware-In-the-Loop  
MPPT - Maximum Power Point Tracking  
DC - Direct Current  
AC - Alternating Current  
PROREDE - procedimentos de rede  
ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica  
ONS - Operador Nacional do Sistema  
SIN - Sistema Interligado Nacional  
DTHI - Distorção de Tensão Harmônica Individual  
DTHT - Distorção de Tensão Harmônica Total  
DTT - Distorção Harmônica Total de Tensão  
PAC - Ponto de Acoplamento Comum  
TDD - Total Demand Distortion  
RCC - Relação de Curto-Circuito  
DER - Distributed Energy Resource  
TRD - Total Rated Current Distortion  
PWM - Pulse Width Modulation  
SHE - Selective Harmonic Eliminated  
INPI - Instituto Nacional de Propriedade Industrial  
AFE - Active Front End  
AFEC - Active Front End Converter  
COSERN - Companhia Energética do Rio Grande do Norte  
UFMG - Universidade Federal de Minas Gerais  
USFV - Usina Solar Fotovoltaica  
COELBA - Companhia de Eletricidade da Bahia  
PLL - Phase Locked Loop

---

# Sumário

---

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação e justificativa . . . . .	1
1.2	Método de análise . . . . .	3
1.3	Objetivo geral . . . . .	4
1.3.1	Objetivos específicos . . . . .	4
1.4	Publicações realizadas . . . . .	5
1.5	Organização do texto . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Qualidade da energia na geração solar fotovoltaica</b>	<b>7</b>
2.1	Normatização aplicável . . . . .	9
2.1.1	PROREDE . . . . .	10
2.1.2	Métricas de desempenho . . . . .	10
2.1.3	PRODIST . . . . .	11
2.1.4	Métricas de desempenho . . . . .	11
2.1.5	IEEE 519/2014 . . . . .	12
2.1.6	Métricas de desempenho . . . . .	12
2.1.7	IEEE 1547/2018 . . . . .	13
2.1.8	Métricas de desempenho . . . . .	13
2.2	Comparativo . . . . .	14
2.3	Conclusão . . . . .	15
<b>3</b>	<b>Estado da arte e referencial teórico</b>	<b>17</b>
3.1	Proposição do conceito . . . . .	18
3.2	Aplicações com o TUPF . . . . .	18
3.2.1	Carregamento de baterias . . . . .	19
3.2.2	Acionamentos . . . . .	19
3.2.3	Energia eólica . . . . .	20
3.2.4	Energia solar . . . . .	20
3.3	Resumo de publicações . . . . .	21
3.3.1	Considerações . . . . .	23
3.4	Comparação com tecnologias convencionais . . . . .	23
3.5	Comparação com tecnologias acadêmicas . . . . .	26
3.6	Conclusão . . . . .	27
<b>4</b>	<b>O conversor TUPF</b>	<b>29</b>
4.1	Contexto de desenvolvimento . . . . .	29
4.2	Composição . . . . .	29
4.2.1	Planta de teste . . . . .	30
4.2.2	Inversores de 2 níveis . . . . .	32
4.2.3	Estratégia de modulação SHE-PWM e PLL . . . . .	32
4.2.4	Reatores de entrada . . . . .	33
4.2.5	Transformador de três enrolamentos . . . . .	34

4.3	Materiais e métodos . . . . .	36
4.3.1	Protótipo de pequena escala . . . . .	36
4.3.2	Instrumentação, condicionamento e controle . . . . .	37
4.3.3	Bancada de desenvolvimento e prototipagem . . . . .	40
4.4	Estratégia de controle . . . . .	41
4.5	Algoritmo MPPT . . . . .	44
4.6	Análise de conexões dos barramentos DC . . . . .	45
4.7	Conclusão . . . . .	47
<b>5</b>	<b>Implementação de proteções e resultados de simulação</b>	<b>49</b>
5.1	Introdução . . . . .	49
5.2	Teste de proteções . . . . .	49
5.3	Validação das proteções em <i>Hardware in the Loop</i> . . . . .	50
5.3.1	Proteção de sobrecorrente instatânea DC . . . . .	50
5.3.2	Proteção de sobrecorrente instatânea AC . . . . .	51
5.3.3	Proteção de sobrecorrente temporizada . . . . .	51
5.3.4	Proteção de sobretensão DC . . . . .	52
5.3.5	Proteção de subtensão DC . . . . .	52
5.3.6	Proteção de <i>gate-driver</i> e termostato . . . . .	53
5.3.7	Proteção de perda de fase (sincronismo) . . . . .	54
5.3.8	Proteção de mal funcionamento na FPGA . . . . .	55
5.4	Resultados de simulação . . . . .	56
5.5	Conclusão . . . . .	59
<b>6</b>	<b>Resultados experimentais</b>	<b>61</b>
6.1	Testes funcionais . . . . .	61
6.1.1	Barramento DC controlado por fonte DC . . . . .	61
6.1.2	Verificação de defasagens . . . . .	65
6.1.3	Ajustes de pré-carga . . . . .	66
6.1.4	Sincronismo com a rede . . . . .	67
6.1.5	Conexão com a rede . . . . .	68
6.1.6	Monitoramento da qualidade da energia e medições de harmônicos . . . . .	70
6.1.7	Medição/estimação de elevação de temperatura e perdas . . . . .	74
6.2	Integração com a usina Tesla . . . . .	80
6.2.1	Adaptação da instalação . . . . .	80
6.2.2	Ambiente e condições de testes . . . . .	81
6.2.3	Resultados obtidos sem MPPT . . . . .	83
6.2.4	Resultados obtidos com MPPT . . . . .	86
6.2.5	Resultados para testes de interferência eletromagnética conduzida . . . . .	88
6.3	Conclusão . . . . .	89
<b>7</b>	<b>Conclusões</b>	<b>91</b>
7.1	Proposta de continuidade . . . . .	92

---

<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>93</b>
A Publicações	99



# Introdução

## 1.1 Motivação e justificativa

A eletricidade está no coração das economias modernas e fornece uma parcela crescente de serviços em energia. Atualmente, a eletrônica de potência é amplamente utilizada, a fim de fornecer energia processada para aplicações que variam de computadores, comunicações, eletrônicos médicos, controle de equipamentos e de processos, transporte, geração e transmissão de energia. A demanda por eletricidade deverá aumentar ainda mais, como resultado da eletrificação do transporte e da geração de calor, além da crescente demanda por dispositivos móveis conectados.

De acordo com dados da Agência Internacional de Energia (AIE) [1], seguindo o aumento da demanda mundial, a capacidade de geração instalada também crescerá, sobretudo para as fontes renováveis, solar e eólica. A Fig. 1.1, destaca o cenário atual até 2020, e extrapola através de projeções o que se espera em termos de capacidade instalada até 2040. Nessa ilustração, das principais fontes consideradas, a solar fotovoltaica (no inglês, *photovoltaic* - PV) destaca-se pela maior taxa de crescimento sustentado, em termos de potência pico instalada, além de já ter excedido as outras renováveis em 2020 e projeção de superar todas as fontes até 2040.

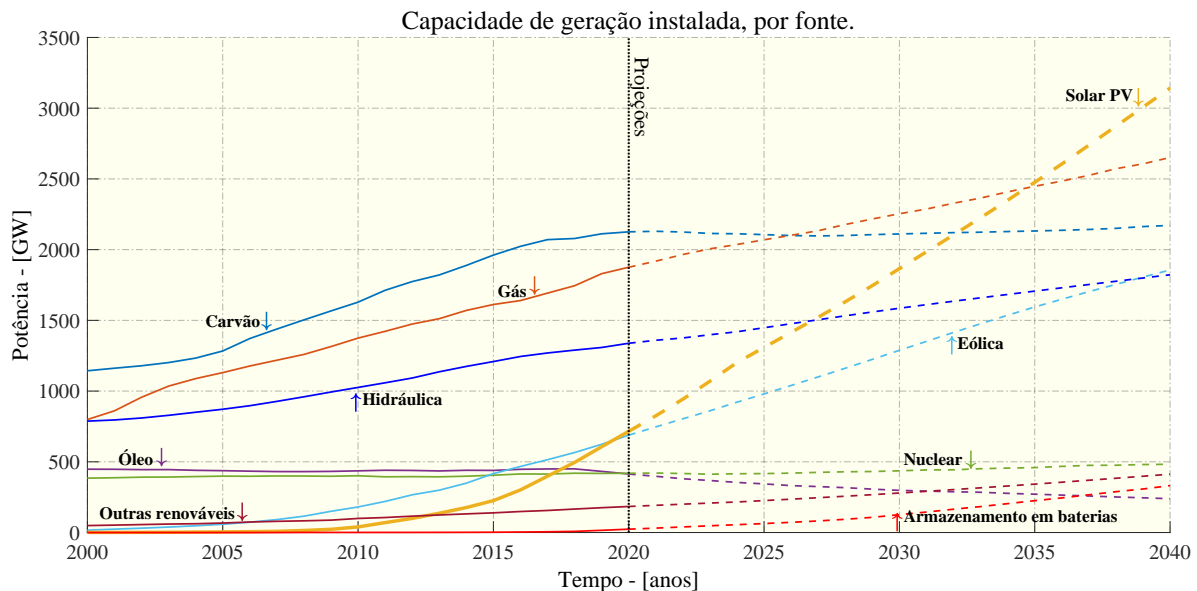


Figura 1.1: Capacidade de geração instalada mundial. Fonte: AIE, [1].

A Agência Europeia de Energia Solar (SPE, do inglês *Solar Power Europe*), corrobora esse entendimento destacando a proeminência da energia solar em seu relatório [2], demonstrando que

2018 foi um ano único para a indústria solar mundial, visto que a potência instalada excedeu a taxa dos 100 GW/ano pela primeira vez, levando à superação da marca de 0,5 TW de potência instalada global. Além disso, no mesmo relatório é esperado até 2021 uma taxa de crescimento de dois dígitos, dobrando a capacidade total instalada em quatro anos de 0,5 TW no final de 2018, para mais de 1,1 TW no final de 2022.

Ainda de acordo com [1], o Brasil é o oitavo maior consumidor mundial de energia elétrica, superando a produção de 589,4 TWh em 2017 [4], o que (de forma geral) demonstra a importância da pesquisa por soluções para interface com a rede que possibilitem uma conexão adequada em termos de gerenciamento de potência, serviços ancilares, confiabilidade, eficiência e qualidade de energia.

Embora muitas pesquisas sejam realizadas objetivando desenvolver conversores de alta potência para conexão à rede (no inglês, *grid-tied*), compostos por vários pequenos módulos de potência conectados a *strings* menores a fim de melhorar a extração de energia disponível nos painéis solares [5, 6], inversores centrais ainda constituem a solução mais utilizada em plantas de energia solar, principalmente, devido ao seu baixo custo e complexidade, bem como, alta confiabilidade [12].

A maioria desses conversores usa um filtro senoidal no lado da rede, a fim de cumprir as restrições e requerimentos de qualidade da energia dos códigos de rede [13, 14] dos países e padrões internacionais recomendados [17, 18].

O projeto desses filtros passivos constitui uma tarefa complexa. Conforme [11], quando a origem dos harmônicos é um conversor fonte de tensão (VSC, do inglês *Voltage-Source Converter*) conectado à rede, há diferentes componentes harmônicos sendo emitidos, o que gera condições de ressonância por conta da interação do filtro com a impedância do sistema, bem como variação das emissões harmônicas com o ponto de operação do conversor, sendo um desafio adicional para a escolha da frequência de corte do filtro.

Em nível de componentes, considerações adicionais de projeto estão relacionadas ao aspecto físico do dispositivo, tais como:

1. escolha do material magnético para os indutores;
2. elevação de temperatura e perdas nos indutores;
3. método de arrefecimento.

Na prática, para se levar em consideração todos os fatores de projeto, métodos de otimização multiobjetivo são utilizados, a fim de minimizar custos, tamanho, e maximizar eficiência. Adicionalmente, o projeto do filtro depende da topologia adotada. A Fig. 1.2, ilustra as principais topologias de filtros passivos utilizadas em conversores VSC *grid-tied*.

Além dessas, outras topologias de filtros têm sido propostas, buscando mitigar os efeitos danosos das ressonâncias que, quando não tratadas, prejudicam o desempenho dinâmico dos controladores de corrente, fragilizando a estabilidade do sistema.

Em resumo, esses filtros contêm uma combinação de indutores e capacitores que podem ser uma fonte de ressonâncias para o sistema, além de contribuir para muitos problemas os quais eles foram instalados com o propósito de prevenir [7].

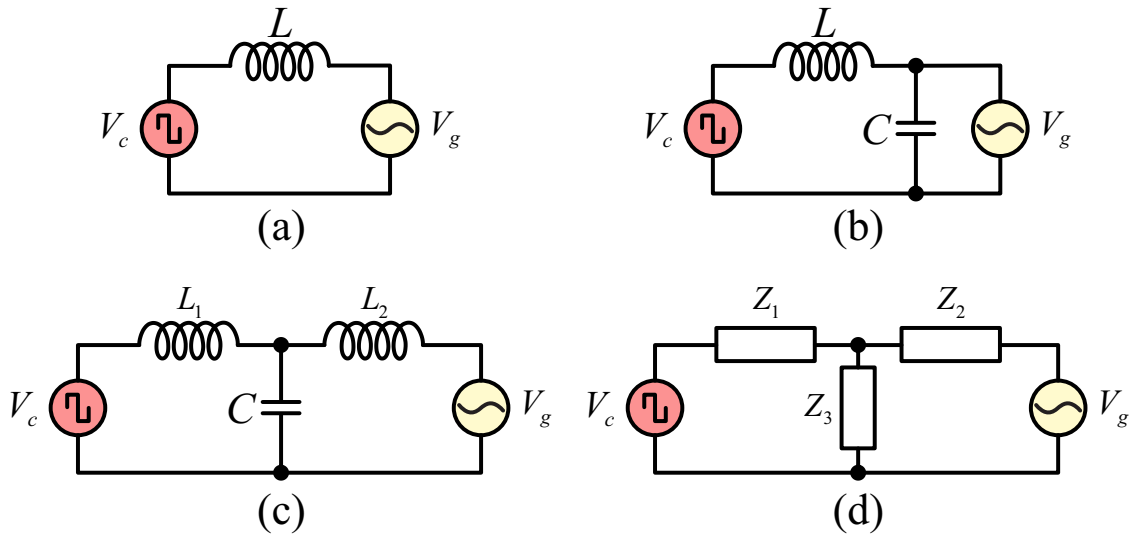


Figura 1.2: Topologias de filtros passivos para conversores *grid-tied*. (a) Filtro L. (b) Filtro passa-baixa LC. (c) Filtro passa-baixa LCL. (d) Modelo de filtro de alta ordem generalizado. Fonte: autoria própria.

Nesse contexto, o conversor TUPF (do inglês *True Unity Power Factor*) é proposto como uma solução *grid-tied* para altas potências que fornece correntes senoidais da perspectiva normativa, sem elementos capacitivos ou filtros passivos, chaveamento em baixas frequências, bem como a utilização de transformadores e topologia convencionais de conversores [30].

Essa tecnologia tem provado sua capacidade para fornecer melhores resultados na qualidade da energia gerada em comparação a outras tecnologias de inversores largamente utilizadas em fazendas eólicas [30], através do deslocamento das frequências de ressonâncias para altas ordens [31].

## 1.2 Método de análise

Avaliar topologias, estratégias de controle e aplicações de conversores de potência representa um desafio prático. Segundo [34] e [35], simulações são ferramentas essenciais para o processo de projeto e análise em eletrônica de potência, sendo consideradas como a primeira etapa de validação após a modelagem do conversor e da planta. Através desta abordagem, é possível obter maior entendimento da operação do circuito, e a partir de um conjunto de especificações, escolher tipos e valores apropriados de componente além de estimar o desempenho.

Todavia, simulações computacionais utilizam modelos simplificados de componentes que, dependendo da complexidade poderá ser um processo lento, além de não permitir a execução do algoritmo de controle diretamente a partir do hardware que ultimarará o mesmo. A fim de melhorar a exatidão e a confiabilidade dos resultados, o conceito de simulações em tempo real *Hardware-In-the-Loop* (HIL) é utilizado.

Esta tecnologia é usada para desenvolvimento e testes de sistemas embarcados complexos em tempo real. Na Fig. 1.3, esse conceito é demonstrado através de um exemplo que ilustra a aplicação realizada nesse trabalho. No exemplo, o conversor, a planta e os sensores, são virtualizados no HIL através de equações matriciais que descrevem o seu comportamento dinâmico.

No lado esquerdo da figura, o filtro de comando e as leis de controle, estão embarcados na unidade de controle, cujos sinais de modulação controlam a parte virtualizada.

Neste trabalho, utilizou-se o modelo HIL 600, da empresa *Typhoon*, que constitui uma ferramenta ideal para desenvolvimento, teste, otimização e garantia de qualidade de conversores conectados à rede [33].

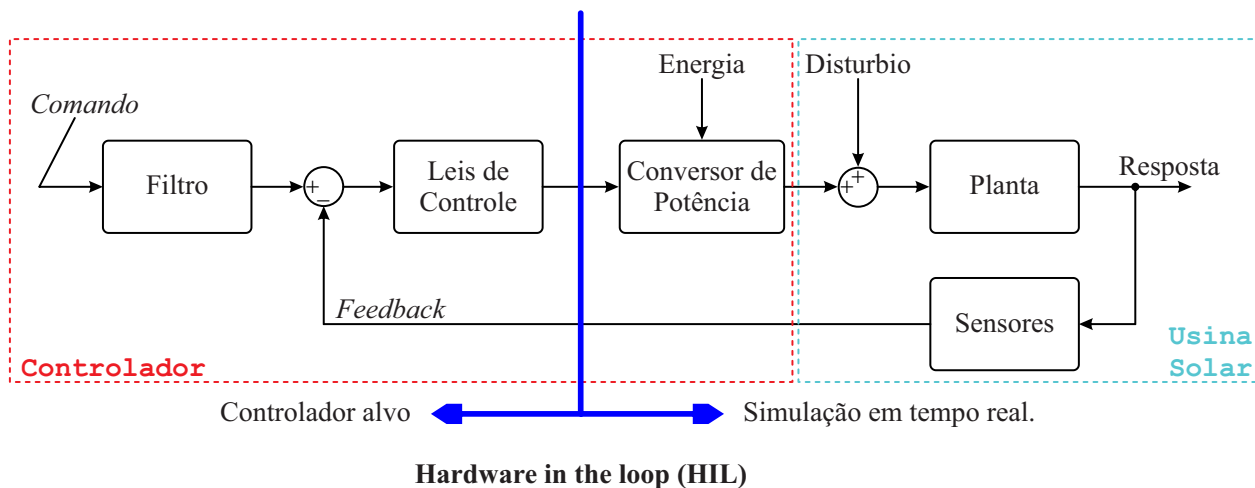


Figura 1.3: Conceito de simulação HIL. Fonte: autoria própria.

A principal contribuição deste trabalho refere-se a apresentação do conversor TUPF como um inversor central adequado para aplicações solares fotovoltaicas na situação onde a tensão DC e o índice de modulação precisam ser continuamente modificados de acordo com a referência de um algoritmo de rastreamento da máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*), o qual difere das aplicações apresentadas anteriormente, nas quais a referência de tensão DC é uma constante. Por fim, é apresentado, pela primeira vez, resultados de malha fechada em uma bancada de teste HIL, bem como a colocação em operação do primeiro protótipo do TUPF.

## 1.3 Objetivo geral

Demonstrar a utilização da tecnologia TUPF como conversor central em usinas solares fotovoltaicas.

### 1.3.1 Objetivos específicos

1. Estudar as formas de conexão do barramento DC do conversor.
2. Avaliar o desempenho da tecnologia com e sem utilização de algoritmo MPPT.
3. Avaliar o desempenho da tecnologia TUPF: caracterizar o conversor em termos de interferência conduzida, realizar e avaliar ensaio de temperatura, realizar a estimação de perdas.

## 1.4 Publicações realizadas

As contribuições mencionadas resultaram, direta ou indiretamente, em trabalhos técnico-científicos publicados em anais de congressos nacionais e internacionais. Os artigos publicados estão elencados a seguir:

1. **ALVES, Marcos H. Silva**; PARREIRAS, Thiago M.; FILHO, Braz J. Cardoso. **The True Unity Power Factor Converter Applied to Photovoltaic Applications**. 15<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)/ 5<sup>th</sup> Southern Power Electronics Conference (SPEC). Santos, Brasil, 2019.
2. PARREIRAS, Thiago M.; **ALVES, Marcos H. Silva**; ALMEIDA, Camila E.; SILVA, Sidelmo M.; FILHO, Braz J. Cardoso. **The True Unit Power Factor Converter with Flexible Arrangement for Battery Energy Systems: Series and Separate DC bus connection**. Applied Power Electronics Conference (APEC). New Orleans, USA, 2020. [Online]
3. PARREIRAS, Thiago M.; **ALVES, Marcos H. Silva**; BASTOS, Rodrigo R.; PIRES, Igor A.; FILHO, Braz J. Cardoso. **The True Unity Power Factor Converter for Basic Oxygen Furnace Charging Cranes**. IEEE IAS Annual Meeting, 2020.
4. Castro e Castro, Pedro Augusto; **ALVES, Marcos H. Silva**; Pinto, Jonathan Hunder Dutra Gherard; Rosa, Arthur; Filho, Braz de J. Cardoso; Seleme Jr., Seleme. **Desenvolvimento de um Modelo Matemático Unificado para o Conversor Boost Entrelaçado**. 13<sup>th</sup> IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON. 2018. São Paulo - Brazil.

## 1.5 Organização do texto

No capítulo 2, foi realizado uma análise comparativa das principais normas aplicáveis à geração distribuída, no aspecto da qualidade da energia gerada, e seus principais requerimentos.

No capítulo 3, é realizada uma revisão bibliográfica contendo um histórico do TUPF, suas principais aplicações, e um breve comparativo com tecnologias disponíveis no mercado.

No capítulo 4, é descrita a estrutura do conversor TUPF, a técnica de modulação utilizada, formas de conexão do barramento DC, a função do transformador de três enrolamento, bem como sua modelagem e estratégia de controle utilizada. Além disso, foi apresentada a infraestrutura disponibilizada para as simulações, ensaios, medições e operação do conversor.

Já no capítulo 5, é descrita a implementação e validação das funções de proteção utilizadas nos ensaios realizados com o protótipo de pequena escala.

No capítulo 6, são apresentados os resultados de operação do TUPF como inversor central na usina solar fotovoltaica TESLA.

Por fim, no capítulo 7 é apresentado um resumo argumentativo dos principais destaques dessa tecnologia e das etapas realizadas para conclusão deste trabalho.



# Qualidade da energia na geração solar fotovoltaica

O uso de cargas não lineares em sistemas de energia incluem conversores estáticos de potência, dispositivos de descarga a arco, dispositivos magnéticos saturáveis, além de máquinas rotativas. Desses, os conversores estáticos são os mais largamente utilizados na indústria para uma variedade de propósitos [72].

Cargas não lineares mudam a natureza senoidal da corrente AC, provocando fluxo de correntes harmônicas no lado AC que podem causar interferências com circuitos de comunicação, proteção e outros equipamentos. Tais correntes harmônicas também levam ao aumento de perdas por aquecimento em vários dispositivos eletromagnéticos, e sempre estão associadas à não linearidades das cargas. Especificamente tratando dos conversores estáticos, as correntes harmônicas são oriundas da forma de onda quadrada gerada pelo chaveamento dos dispositivos semicondutores que compõem os conversores. Por consequência, a tensão manifesta nas impedâncias também estará distorcida, devido ao efeito da queda de tensão nas impedâncias série do sistema.

Em regime permanente, a tensão (e corrente) de saída dos conversores de potência é uma função periódica do tempo, que pode ser definida por

$$v_o(t) = v_o(t + T) \quad (2.1)$$

onde  $T$  é o período de tempo. Se  $f$  for a frequência fundamental da tensão de saída em [Hz], a frequência angular será

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \quad (2.2)$$

A eq. 2.1 pode então ser reescrita como

$$v_o(\omega t) = v_o(\omega t + 2\pi) \quad (2.3)$$

O teorema de *Fourier* afirma que uma função periódica  $v_o(t)$  pode ser descrita por um termo constante, somado a uma série infinita de senos e cossenos ponderados de frequência  $n\omega$ , onde  $n$  é um número inteiro. Dessa forma,  $v_o(t)$  pode ser expressa como

$$v_o(t) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (2.4)$$

onde  $\frac{a_o}{2}$  é o valor médio da tensão de saída  $v_o(t)$ . As constantes  $a_o$ ,  $a_n$  e  $b_n$  podem ser calculadas a partir das seguintes expressões

$$a_o = \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) d(\omega t) \quad (2.5)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \cos(n\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.6)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o(t) \sin(n\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.7)$$

Na possibilidade de  $v_o(t)$  ser expressa como uma função analítica, essas constantes poderão ser determinadas através de uma integração simples. Se  $v_o(t)$  for descontínua, o que geralmente é o caso para a saída dos conversores, várias integrações - ao longo de todo o período da tensão (ou corrente) de saída - precisarão ser realizadas para determinar as constantes  $a_o$ ,  $a_n$  e  $b_n$ .

A eq. 2.4 pode ainda ser reorganizada para facilitar a compreensão do seu significado.

$$a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \left( \frac{a_n}{a_n^2 + b_n^2} \cos(n\omega t) + \frac{b_n}{a_n^2 + b_n^2} \sin(n\omega t) \right) \quad (2.8)$$

Um ângulo  $\phi_n$  pode ser definido, cujo lado adjacente seja  $b_n$ , o lado oposto seja  $a_n$  e a hipotenusa seja  $\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ . Assim, a eq. 2.8 torna-se

$$a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} (\sin(\phi_n) \cos(n\omega t) + \cos(\phi_n) \sin(n\omega t)) = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (2.9)$$

onde

$$\phi_n = \operatorname{tg}^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (2.10)$$

Por fim, substituindo a eq. 2.9 na eq. 2.4, a série pode ser escrita como

$$v_o(t) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (2.11)$$

onde

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.12)$$

$C_n$  e  $\phi_n$  representam a amplitude máxima e o ângulo de atraso da  $n$ -ésima componente harmônica da tensão (ou corrente) de saída  $v_o(t)$ , respectivamente. A Fig. 2.1 é uma ilustração do significado da eq. 2.11, na qual um sinal de chaveamento em onda quadrada pode ser decomposto pela soma ponderada de sete senoides com frequências diferentes, múltiplas de  $f_1$ .

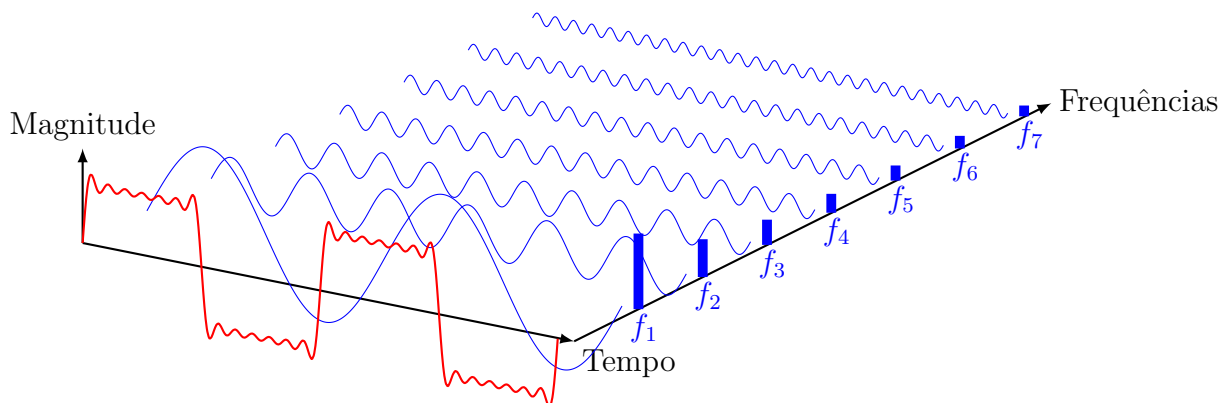


Figura 2.1: Decomposição espectral.

Para a correta análise em sistemas elétricos industriais, faz-se necessário a definição de **fator de potência verdadeiro** ( $fp_v$ ), considerando as harmônicas presentes e sua influência na defasagem entre tensão e corrente.

Considerando um sistema de potência com tensões senoidais, há dois tipos de fator de potência:

- o *fator de potência de deslocamento* ( $fp_d$ ), causado por indutâncias em cargas elétricas, levando ao atraso da corrente em relação à tensão.
- o *fator de potência harmônico* ( $fp_h$ ), resultante do chaveamento de cargas não lineares, como conversores de potência.

De acordo com [41], o fator de potência de deslocamento pode ser expressado pela eq. 2.13.

$$fp_d = \frac{P_{med}}{V_{1rms} \cdot I_{1rms}} = \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (2.13)$$

onde  $P_{med}$  é a potência média,  $V_{1rms}$  é o valor quadrático médio da tensão fundamental,  $I_{1rms}$  é o valor quadrático médio da corrente fundamental,  $\theta_v$  é o ângulo do sinal de tensão e  $\theta_i$  é o ângulo do sinal de corrente.

Já o fator de potência harmônico, pela eq. 2.14.

$$fp_h = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (2.14)$$

onde  $THD_V$  é a distorção harmônica total de tensão e  $THD_I$  é a distorção harmônica total de corrente.

O fator de potência verdadeiro, é a combinação de ambos pelo produto, conforme a eq. 2.15.

$$fp_v = \cos(\theta_v - \theta_i) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (2.15)$$

Se a amplitude das harmônicas for desprezível, a distorção harmônica de tensão e corrente pode ser considerada nula. Nessa situação, o fator de potência verdadeiro é reduzido à eq. 2.13. Além disso, é importante ressaltar que o equacionamento anterior foi desenvolvido considerando um sistema trifásico de tensões senoidais, cenário no qual a tecnologia TUPF é aplicada.

## 2.1 Normatização aplicável

De acordo com [17], um **harmônico (componente)** é um componente (inteiro) de ordem maior que um na série de *Fourier* de um sinal periódico. Quando a componente de frequência é um múltiplo não inteiro da frequência fundamental, é denominado **inter-harmônico**. Por exemplo, em um sistema a 60 Hz, a ordem harmônica 3 (terceira harmônica) é 180 Hz. Na decomposição, o sinal que se mantém em 60 Hz é chamado de **componente fundamental**, seria a “harmônica” de primeira ordem. As normas que tratam da qualidade da energia têm suas métricas de desempenho baseadas nas ordens harmônicas. Dessa forma, na sequência é realizada uma comparação e avaliação de quatro normas que tratam da qualidade da energia.

### 2.1.1 PROREDE

O PROREDE (procedimentos de rede)[14] é um conjunto de documentos elaborados pelo Operador Nacional do Sistema (ONS) com a participação de agentes e aprovados pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), que estabelece os procedimentos e requisitos técnicos necessários ao planejamento, implantação, uso e operação no Sistema Interligado Nacional (SIN), bem como as responsabilidades do ONS e dos agentes. Em seu Submódulo 2.8, são apresentados os indicadores de desempenho da rede básica relacionados à qualidade de energia elétrica e os valores limites de referência, nos aspectos global e individual. Dos índices utilizados por esta norma, apenas a distorção harmônica de tensão será considerada.

### 2.1.2 Métricas de desempenho

O desempenho do conversor quanto aos harmônicos, em regime permanente, é observado por meio de indicadores associados à distorção harmônica de tensão, monitorada em barramentos sob responsabilidade de concessionárias de transmissão e nos pontos de observação da tensão.

Observa-se ainda, que a distorção harmônica de tensão não se aplica durante a ocorrência de fenômenos transitórios ou de curta duração que resultem em injeção de correntes harmônicas, como na partida de geradores que utilizem conversores de frequência ou na energização de transformadores.

A norma estabelece dois indicadores para avaliar a distorção harmônica de tensão. A Distorção de Tensão Harmônica Individual (DTHI) é definida conforme a Eq. 2.16,

$$DTHI_h = 100 \frac{V_h}{V_1} \quad [\%] \quad (2.16)$$

que corresponde ao valor obtido da relação percentual entre a tensão harmônica de ordem  $h$ ,  $V_h$ , e a tensão à frequência fundamental,  $V_1$ , ambas em [V].

Já a Distorção de Tensão Harmônica Total (DTHT) é definida de acordo com a Eq. 2.17,

$$DTHT = \sqrt{\sum DTHI_h^2} \quad [\%] \quad (2.17)$$

que corresponde ao valor obtido da raiz quadrada do somatório quadrático das DTHI de ordens 2 a 50. Em resumo, a Tabela 2.1 apresenta os limites estabelecidos para análise da distorção de tensão.

Tabela 2.1: Limites globais inferiores.

V < 69kV				V ≥ 69kV			
DTHI, h ímpar		DTHI, h par		DTHI, h ímpar		DTHI, h par	
Ordem	Valor [%]	Ordem	Valor [%]	Ordem	Valor [%]	Ordem	Valor [%]
3, 5, 7	5%	2, 4, 6	2%	3, 5, 7	2%	2, 4, 6	1%
9, 11, 13	3%	≥ 8	1%	9, 11, 13	1,5%	≥ 8	0,5%
15 a 25	2%			15 a 25	1%		
≥ 27	1%			≥ 27	0,5%		
<b>DTHT = 6%</b>				<b>DTHT = 3%</b>			

### 2.1.3 PRODIST

O PRODIST (procedimentos de distribuição)[13] por outro lado, foi elaborado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) e estabelece os procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica em seu módulo 8. Nele é definido a terminologia e os indicadores, caracterização dos fenômenos, bem como a definição dos limites ou valores de referência.

### 2.1.4 Métricas de desempenho

O PRODIST avalia a deformação nas formas de onda das tensões em relação à onda senoidal da frequência fundamental. A distorção harmônica de corrente não é considerada. Para tal propósito, foram definidos quatro grandezas mensuráveis, conforme a seguir.

A distorção harmônica total de tensão (DTT) é definida pela eq. 2.18.

$$DTT = \frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2} \cdot 100 \quad (2.18)$$

A distorção harmônica total de tensão para as componentes pares não múltiplas de 3, é dada pela eq. 2.19.

$$DTT_P = \frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{h_p} V_h^2} \cdot 100 \quad (2.19)$$

Já a distorção harmônica total de tensão para as componentes ímpares não múltiplas de 3, é dada pela eq. 2.20.

$$DTT_I = \frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{h=5}^{h_i} V_h^2} \cdot 100 \quad (2.20)$$

Por último, há a distorção harmônica total de tensão para as componentes múltiplas de 3:

$$DTT_3 = \frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{h=3}^{h_3} V_h^2} \cdot 100 \quad (2.21)$$

Nas equações 2.18, 2.19, 2.20 e 2.21,  $V_h$  é a tensão harmônica de ordem  $h$ ,  $h_{max}$  é a ordem harmônica máxima e  $V_1$  é a tensão fundamental medida.

Para cada definição os respectivos limites de distorções harmônicas totais estão resumidos na Tabela 2.2, na qual os limites correspondem ao máximo valor desejável a ser observado no sistema de distribuição.

Tabela 2.2: Limites das distorções harmônicas totais [em % de  $V_1$ ].

Indicador	Distorção Harmônica Total		
	$V \leq 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$
DTT	10,0%	8,0%	5,0%
$DTT_p$	2,5%	2,0%	1,0%
$DTT_I$	7,5%	6,0%	4,0%
$DTT_3$	6,5%	5,0%	3,0%

### 2.1.5 IEEE 519/2014

Por outro lado, o padrão IEEE Std. 519/2014 [17] define a qualidade da energia a ser fornecida no ponto de acoplamento comum (PAC, interface entre fontes e cargas), estabelecendo metas para o projeto de sistemas elétricos que incluem cargas lineares e não lineares. Os limites aqui estabelecidos são para operação em estado estacionário em condição de pior caso.

Como o gerenciamento de harmônicas em um sistema de energia é considerado uma responsabilidade conjunta envolvendo usuários finais e proprietários ou operadores do sistema, os limites de harmônicos são recomendados para tensões e correntes. Esta norma supõe que, ao limitar as injeções de corrente harmônica, a distorção de tensão pode ser mantida abaixo de valores aceitáveis.

### 2.1.6 Métricas de desempenho

No ponto de acoplamento comum (PAC) o equipamento em questão deve fornecer tensão fase-neutro com harmônicos limitados, conforme a Tabela 2.3. Os valores estão em percentual na tensão nominal do PAC. Dessa forma, a tabela se aplica a harmônicos de tensão cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência nominal. A fim de comparar a distorção com os limites dessa tabela, pode-se utilizar a eq. 2.17.

Tabela 2.3: Limites de distorção de tensão.

Bus voltage V at PAC	Harmônico individual [%]	Distorção harmônica total (DHT) [%]
$V \leq 1,0$ kV	5,0	8,0
$1$ kV $< V \leq 69$ kV	3,0	5,0
$69$ kV $< V \leq 161$ kV	1,5	2,5
$161$ kV $< V$	1,0	1,5

Para avaliar a corrente, a norma IEEE 519 definiu a distorção total de demanda (TDD, do inglês *Total Demand Distortion*), conforme a eq. 2.22.

$$TDD = \frac{1}{I_L} \cdot \sqrt{\sum_N^{h=2} I_h^2} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.22)$$

onde  $I_L$  é a máxima corrente de demanda no PAC.

A Tabela 2.4 traz os limites para a máxima distorção harmônica de corrente, além dos valores de distorção total de demanda aceitáveis.

Tabela 2.4: Limites de distorção harmônica de corrente em percentual de  $I_L$ , de 120 V a 69 kV.

$\frac{I_{SC}}{I_L}$	Ordem harmônica individual (ímpares)					TDD
	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	
$< 20$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
$> 1000$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Esta norma considera que os harmônicos pares devem estar limitados a 25% dos harmônicos ímpares para todas as frequências.

A relação de  $I_{sc}$  por  $I_L$ , expressa na eq. 2.23, é denominada relação de curto-circuito (RCC), sendo utilizada para estabelecer o cenário para o qual os limites de distorção são calculados. Para valores baixos de RCC ( $< 50$ ) a rede é dita fraca, pois estará mais suscetível à flutuações de tensão e por consequência os limites de distorção devem ser menores. Por outro lado, para valores altos de RCC ( $> 50$ ) a rede é dita forte, visto que estará menos suscetível às flutuações de tensão.

$$RCC = \frac{S_{cc}}{S_n} = \frac{\sqrt{3}V_n I_{sc}}{\sqrt{3}V_n I_L} = \frac{I_{sc}}{I_L} \quad (2.23)$$

onde  $S_{cc}$  é a potência de curto-circuito no PAC,  $S_n$  é a potência nominal da fonte geradora,  $V_n$  é a tensão nominal de linha,  $I_{sc}$  é a máxima corrente de curto-circuito no PAC e  $I_L$  é a máxima corrente de demanda no PAC sob condição de operação normal com carga.

Por exemplo, em uma usina solar fotovoltaica a rede é fraca quando a potência instalada dos painéis representa uma fração significativa de RCC, pois nesse caso a fonte geradora tem a capacidade de perturbar a rede com maior facilidade.

### 2.1.7 IEEE 1547/2018

Esta norma fornece especificações e requisitos técnicos e de testes de interconexão e interoperabilidade para recursos de geração distribuída (no inglês, *distributed energy resource - DER*) para conexão com a rede elétrica e interfaces associadas.

Os critérios e requisitos deste documento são aplicáveis a todas as tecnologias de geração distribuída interconectadas ao sistema elétrico. A geração distribuída em sistemas de distribuição primária e secundária radia é o foco principal deste padrão, embora sua instalação em outros sistemas de distribuição seja considerada. Este padrão foi escrito assumindo uma frequência nominal do sistema em 60 Hz.

### 2.1.8 Métricas de desempenho

Neste padrão apenas os limites de distorção de corrente são definidos. A metodologia para medida e cálculo dos limites de distorção de corrente foram adotados da IEEE Std. 519 [17], todavia há diferenças notáveis. A principal é a mudança dos limites de distorção harmônica total (THD) para distorção de corrente nominal total (do inglês, *total rated current distortion - TRD*). A principal razão para essa mudança é capturar inter-harmônicos no cálculo de distorção total. A distorção de corrente nominal total (TRD), a qual inclui distorção harmônica e inter-harmônica, pode ser calculada pela eq. 2.24.

$$TRD = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_{rated}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.24)$$

onde  $I_1$  é a componente fundamental da corrente medida no ponto de referência de aplicação,  $I_{rated}$  é a corrente nominal da fonte geradora e  $I_{rms}$  é o valor quadrático médio da corrente da fonte geradora, incluindo componentes de todas as frequências.

Nas Tabelas 2.5 e 2.6 estão elencados os valores considerados aceitáveis para harmônicos ímpares e pares. Diferente da norma IEEE Std. 519, a IEEE Std. 1547 entende que maior

atenção deve ser dada aos harmônicos pares de ordem mais baixa, sobretudo harmônicos de 2° ordem, especificando valores com limites acima de 25%, conforme a Tabela 2.5.

Tabela 2.5: Máxima distorção harmônica de corrente ímpar, em percentual de  $I_{rated}$ .

Harmônico ( $h$ )	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	TRD
[%]	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0

Na prática, a norma IEEE Std. 1547 é equivalente à norma IEEE Std. 519 para redes consideradas fracas (menores valores de  $RCC$ ), segundo o conceito apresentado na seção 2.1.6.

Tabela 2.6: Máxima distorção harmônica de corrente par, em percentual de  $I_{rated}$ .

Harmônico ( $h$ )	$h = 2$	$h = 4$	$h = 6$	$8 \leq h < 50$
[%]	1.0	2.0	3.0	Faixa associada à Tabela 2.5

## 2.2 Comparativo

Os requisitos necessários para a conexão de unidades geradoras ao sistema elétrico nacional foram estabelecidos pela norma PROREDE, no qual os indicadores de qualidade da energia foram tratados no submódulo 2.8. Esse documento é aplicado à rede básica, que abrange o sistema de geração e transmissão. Para efeito de avaliação de desempenho, as harmônicas são consideradas até a 50° ordem, mas seus limites são estabelecidos para tensões a partir de 13,8 kV.

O PRODIST, de outra forma, abrange o sistema de distribuição de energia, aproximando-se mais das unidades consumidoras industriais. Nessa normatização, um número menor de ordem harmônicas é considerado, apenas até a 25° harmônica. Estabelece os mesmos valores limites considerados pelo PROREDE, porém é aplicado a todas as faixas industriais de tensão.

Na mesma linha, o padrão IEEE Std. 519/2014 considera as harmônicas até a 50° ordem, todas as faixas industriais de tensão, bem como apresenta os limites mais rigorosos para distorção de tensão e corrente. Além disso, considera uma métrica adicional para avaliar a distorção total de demanda.

Por fim, o padrão IEEE Std. 1547/2018 foi proposta para atender às situações em que o foco está na geração distribuída em redes radiais. Este padrão não se utiliza da definição de distorção harmônica total de tensão, considerando apenas as distorções de corrente. Os respectivos limites estipulados por cada norma podem ser melhores avaliados pela comparação na Tabela 2.7, para distorção de tensão.

Tabela 2.7: Comparativo entre as normas aplicáveis.

Norma	Distorção Harmônica Total de Tensão					Ordem
	$V \leq 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V \leq 13,8 \text{ kV}$	$13,8 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	$V \geq 161 \text{ kV}$	
PROREDE	-	-	6,0%	3,0%	3,0%	50
PRODIST	10,0%	8,0%	6,0%	3,0%	3,0%	25
IEEE 519	8,0%	5,0%	5,0%	2,5%	1,5%	50
IEEE 1547	Não se aplica.					

## 2.3 Conclusão

O padrão IEEE Std. 519/2014 é a normatização mais completa, abrangendo distorções de tensão e de corrente com os menores limites. Os valores limites dados neste documento são recomendações e não devem ser considerados obrigatórios em todos os casos. Todavia, devido a natureza das recomendações os equipamentos que atendem aos seus limites, de modo geral, também atendem aos limites das outras normas.

Os valores recomendados são baseados no fato de que algum nível de distorção de tensão é geralmente aceitável e os proprietários ou operadores e usuários do sistema devem trabalhar em cooperação para manter a distorção real da tensão abaixo de níveis questionáveis. Na seção [2.1.6](#), foi apresentados mais detalhes que justificam a figura de mérito escolhida.

Dessa forma, o desempenho do conversor TUPF, no quesito qualidade da energia, será avaliado considerando-se o padrão IEEE Std. 519/2014, uma vez que apresenta maior rigor na definição de limites de distorção tanto de tensão e corrente, além de ser aplicável a sistemas industriais e de potência. Considerando instalações com baixo valor de  $RCC$ , o padrão IEEE Std. 519/2014 é equivalente ao padrão IEEE Std. 1547/2018, em termos de distorção de corrente.



---

# Estado da arte e referencial teórico

---

Tradicionalmente, geradores consuetos produzem correntes e tensões senoidais. Com a larga utilização de fontes renováveis, o cenário tem mudado naturalmente, pois via de regra é necessário a utilização de conversores de potência para o processamento e adaptação das tensões e correntes geradas. Tais soluções energéticas associadas ao uso de conversores trouxeram algumas limitações do ponto de vista da estabilidade, qualidade da energia gerada e por consequência sua utilização massiva, conforme destacado em [45].

Em sistemas lineares, a relação entre a entrada e a saída no domínio da frequência pode ser expresso por uma função de transferência. A magnitude da saída pode ser obtida pelo produto da magnitude da entrada com a magnitude da função de transferência. Dessa forma, se a magnitude da função de transferência for um valor alto para uma frequência específica, a saída nessa frequência mesmo para um pequeno sinal, se torna muito grande. Esta frequência específica é chamada **frequência de ressonância** [50]. Em outras palavras, um pequeno distúrbio na frequência de ressonância leva a grandes distorções.

Diversas publicações acerca dos problemas de ressonâncias na geração distribuída indicam componentes capacitivos e indutivos como os principais causadores. Todavia, em complemento aos elementos passivos, as rápidas malhas de controle dos conversores também podem apresentar comportamento capacitivo ou indutivo em algumas faixas de frequência [52]. Em grandes sistemas, como usinas solares fotovoltaicas, a interação entre o sistema de controle dos conversores e os elementos passivos podem resultar em novas ressonâncias em várias frequências [46].

Por outro lado, a instabilidade de um sistema linear é uma característica do próprio sistema e a entrada do sistema não pode afetar sua estabilidade. A estabilidade do sistema está relacionada à localização dos polos do mesmo, e os polos da entrada não modificam isso. Caso a função de transferência tenha polos com parte real positiva, isto significa que a magnitude de algumas oscilações crescerão no domínio do tempo. Então, para que a operação seja estável, a função de transferência do sistema não deverá ter nenhum polo com parte real positiva [50]. Para lidar com os problemas de ressonâncias e estabilidade oriundos do uso de conversores conectados à rede, novas áreas de pesquisa receberam destaque.

Atualmente, a principal forma de lidar com problemas de ressonância é através do uso de filtros de amortecimento passivo e filtros ativos, como destaca [27] e [45]. Todavia, outras estratégias para minimização desse efeito têm sido propostas, como é o caso do uso de controle ressonante para redução da distorção harmônica de corrente, demonstrado em [53]. De modo geral, o que é proposto não resolve o problema, apenas oferece vantagens específicas em relação a outras abordagens.

Tratando essencialmente da geração solar fotovoltaica, inversores centrais baseados em topologias convencionais constituem a solução preferida para usinas solares fotovoltaicas, muito por conta do seu custo reduzido e simplicidade [12]. Um estudo [51] demonstrou que tais topologias não são capazes de converter toda potência disponível a partir dos arranjos fotovoltaicos,

devido ao uso de um ou poucos rastreadores do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracker - MPPT*). Além disso, tais topologias costumemente usam filtros de baixa frequência e transformadores para fornecer isolamento galvânica e melhorar tanto quanto possível a qualidade da energia no ponto de conexão com a rede. Dessa forma, fica claro que as principais soluções disponíveis no mercado de média e alta potência utilizam um AFE (do inglês, *Active Front End*) de 2 ou 3 níveis (em alguns casos), com PWM convencional e um filtro LCL.

A seguir e no próximo capítulo, será apresentado com algum detalhe, o conceito do conversor de *fator de potência verdadeiramente unitário*, cujos atributos superam as soluções apresentadas em termos da mitigação de ressonância, custo, eficiência, confiabilidade e qualidade da energia gerada.

### 3.1 Proposição do conceito

Em 2014, um estudo [15] ilustrou pela primeira vez o conceito TUPF, pela aplicação do controle de corrente no referencial  $dq$ , complementado pela utilização de uma estratégia de modulação (SHE-PWM) que elimina partes das harmônicas geradas pelo conversor. A *look-up table* pré-calculada (*offline*) com a designação dos ângulos de chaveamento teve seu tamanho reduzido pela utilização do método do fator de correlação, sem aumentar a complexidade numérica da otimização utilizada.

Além disso, ficou também demonstrado que o uso dessa estratégia de modulação em conjunto com um transformador de três enrolamentos é capaz de eliminar todas as harmônicas até a 49ª ordem, estabelecendo fator de potência verdadeiramente unitário, uma vez que satisfaz os requerimentos estabelecidos pelas principais normativas nacionais e internacionais. O método e conceito aqui demonstrados serviram de base para realização de diversos trabalhos, nos quais a qualidade da energia e especificamente o fator de potência unitário foi proposto para aplicação na melhoria de processos e serviços, bem como para a proposição de um novo nicho de conversores de potência.

No mesmo ano de 2014, pela inovação no equipamento e método, um pedido de patente nacional foi submetido ao INPI (Instituto Nacional de Propriedade Industrial) [55], sob o título “**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**”.

Já em 2015, o conversor TUPF foi proposto de fato como um equipamento [30], o qual é capaz de injetar na rede correntes com forma de onda muito próximas da forma senoidal, usando baixa frequência de chaveamento e um transformador padrão de três enrolamentos sem filtros capacitivos. Foi realizada uma análise comparativa das topologias convencionais, a fim de demonstrar uma das principais vantagens do TUPF, a qualidade de utilizar tecnologias já sedimentadas. No mesmo ano, a dissertação de mestrado [36] foi finalizada descrevendo de maneira detalhada essa tecnologia.

### 3.2 Aplicações com o TUPF

Diversos nichos de aplicação foram identificados para o conversor ora em estudo. A seguir, há um breve resumo dos artigos e publicações realizadas por membros da equipe TESLA Engenharia de Potência, que demonstram as multifacetadas dessa tecnologia.

### 3.2.1 Carregamento de baterias

Ainda em 2014, outra aplicação para o conversor TUPF foi ilustrada no artigo [37], no qual o carregamento ultra-rápido de ônibus elétricos (e-Buses) é realizado através da topologia TUPF para centenas de *kilowatts*. Dado que transportes coletivos têm algumas características que podem ser exploradas, como rotas pré-definidas e oportunidade de parada, os equipamentos para armazenamento da energia podem ser reduzidos, justificando o rápido carregamento. Além disso, essa abordagem destacou a importância dos transportes coletivos em comparação com veículos privados, reduzindo consideravelmente as emissões e o número de veículos nas pistas.

Do ponto de vista do processamento da energia, a utilização do TUPF apresentou as seguintes vantagens: foi utilizado como retificador ativo; operando em frequência reduzida (1.14 kHz); com corrente de entrada aproximadamente senoidal ( $THD_i < 0.3\%$ ); bem como uso de pequenos indutores de saída pela utilização de conversores DC-DC entrelaçados, reduzindo o *ripple* de corrente.

Posteriormente, em 2016 o artigo [39] foi publicado em revista, expandindo a aplicação realizada com carregamento ultra-rápido em [37], trazendo resultados experimentais de um protótipo de bancada em pequena escala.

### 3.2.2 Acionamentos

Em 2015, foi realizada a aplicação do conversor TUPF ao sistema de correias transportadoras de alta capacidade utilizadas em processos de mineração [38]. Demonstrou-se que a aplicação do TUPF como AFE (do inglês, *Active Front End*) permite o uso regenerativo de quantidades relevantes de energia de volta à rede para utilização em outros processos. Além disso, conversores VSC de três níveis foram utilizados para alimentação dos motores de indução, o qual ficou demonstrado ser uma escolha apropriada. Nessa situação, o TUPF operando com frequência de chaveamento de 1,08 kHz, eliminou todas as harmônicas até a 50ª ordem, assegurando a possibilidade de operação dos motores no modo de frenagem regenerativa, mantendo a qualidade da energia injetada no barramento.

Aos resultados do artigo acima, foram incluídos resultados experimentais de um protótipo do conversor TUPF no modo retificador [40]. Nesse trabalho, publicado em periódico, foi ressaltado a relevância da qualidade da energia no setor da mineração.

O ano de 2020 foi coroado com a aprovação de mais dois artigos, [9] e [10]. Em [9], trabalhos anteriores apresentaram o conversor TUPF com seus barramentos DC conectados em paralelo. Este trabalho propõe modificações no controle TUPF, especificamente na medição e condicionamento de corrente, para permitir a aplicação com barramentos DC em série ou individualmente conectados. Também analisa o impacto dessas modificações, juntamente com as condições de alimentação desequilibradas, na qualidade de energia. Os resultados de simulação de tempo real (*Hardware in The Loop*) são apresentados para validar a proposta.

Este artigo também propôs um novo nicho de aplicação para o conversor TUPF, como uma interface adequada para dispositivos de armazenamento de energia, a exemplo de baterias. Aqui, foi demonstrado o satisfatório desempenho da estratégia de controle e operações para essa topologia. Apesar da possibilidade de haver desequilíbrio nas capacitâncias e nas correntes, essa topologia é uma opção apropriada para uso com baterias.

Por outro lado, em [10] foi demonstrado como o uso do retificador ativo aumenta a eficiência energética, uma vez que a energia de frenagem não é perdida no calor. Este trabalho propõe o

conversor TUPF com barramento DC comum e o compara a uma solução existente. A análise teórica, os resultados da simulação e o cálculo das perdas revelam as vantagens da proposta em termos de qualidade de energia, eficiência energética e confiabilidade. Os resultados do HIL mostram o trabalho adequado do sistema de controle desenvolvido.

Para esta aplicação, o conversor TUPF apresentou as seguintes vantagens: uso mais eficiente da energia, pelo compartilhamento do barramento DC por todos os inversores, forma de onda de corrente praticamente senoidal no lado da rede, inibição do uso de capacitores para filtragem diferencial e das correntes de modo comum (maior confiabilidade), baixa frequência de chaveamento, produzindo menores perdas para o mesmo nível de potência, baixa amplitude de corrente no lado da rede, quando operando sem carga.

### 3.2.3 Energia eólica

Em meados de 2017, [31] analisou as vantagens da utilização do TUPF como um AFEC (do inglês, *Active Front End Converter*) aplicado a parques/turbinas eólicas, em substituição aos tradicionais conversores VSC (do inglês, *Voltage Source Converter*) de 2 níveis. A mesma estrutura básica (SHE-PWM, controle de corrente, trafo 3W) foi utilizada. Foi demonstrado que a modulação SHE-PWM é ideal para conversores de alta potência uma vez que geralmente, as frequências de chaveamento são baixas para minimizar perdas. Além disso, com o emprego do TUPF, foi possível eliminar a utilização de filtros passivos, os quais podem originar pontos de ressonância série.

A principal contribuição desse trabalho foi demonstrar a aplicação bem sucedida do TUPF em fazendas eólicas, mitigando significativamente problemas de ressonâncias, desconexões indesejadas de turbinas, bem como destacar o melhor desempenho das principais métricas de qualidade da energia, segundo a normatização vigente.

Na mesma linha de aplicação, em 2018 o artigo [32] propôs o uso do conversor TUPF como uma alternativa, na qual o recurso de prevenção de ressonância é incorporado às turbinas eólicas sendo independente das circunstâncias externas. Além de suprimir harmônicos de corrente abaixo da 50ª ordem sem usar capacitores de filtro, o conversor TUPF modifica as características de ressonância paralela do parque eólico, empurrando as frequências de suas ocorrências para valores mais altos, tornando-os menos propensos a serem excitados.

O comportamento da corrente de saída quase senoidal é demonstrado por simulação e resultados experimentais e a variação nas características dos picos de ressonância é corroborada pela análise modal em um parque eólico em estudo de caso. Conclui-se que existe uma vantagem significativa no emprego desses conversores na geração de energia eólica, principalmente nos barramentos identificados como os mais propensos a serem o centro das ressonâncias.

Como resultado da pesquisa realizada nessa linha temática, a tese de doutorado [56] foi concluída em 2019, propondo formas para identificar e manejar ressonâncias em parques eólicos.

### 3.2.4 Energia solar

No final de 2019, o TUPF foi aplicado na geração solar fotovoltaica [3]. Nesse artigo, uma das mais recentes publicações, foi realizada a apresentação de um novo nicho de aplicação para o conversor TUPF no aproveitamento da energia solar fotovoltaica. Foi demonstrado a viabilidade de utilização do TUPF como um inversor central para médias e grandes usinas solares.

O mesmo foi proposto como uma solução *grid-tied* (conectada à rede) de alta potência que fornece correntes senoidais, da perspectiva normativa, e mais uma vez sem a utilização de elementos capacitivos em filtros de rede. Somando-se a isso, o conversor foi apresentado como um inversor central adequado para aplicações solares, onde a tensão DC e o índice de modulação precisam ser continuamente modificados conforme o algoritmo MPPT utilizado, em comparação com aplicações anteriores, nas quais a tensão no barramento DC é uma constante.

Nessa referência, pela primeira vez o TUPF foi largamente simulado em ambiente de tempo real, abordando-se a estratégia de controle implementada, o esquema de modulação SHE PWM, bem como as perturbações previstas na irradiância incidente nos painéis. Em resumo, ficou demonstrado o satisfatório desempenho da topologia TUPF, mantendo a distorção harmônica máxima de corrente abaixo dos valores estabelecidos em norma até a 50<sup>o</sup> ordem. Sua eficácia, eficiência e sua robustez ficaram comprovados, através dos resultados, pelo controle de corrente e tensão para rápidas variações de irradiância.

### 3.3 Resumo de publicações

Nas Tabelas 3.1 e 3.2 estão resumidos os trabalhos e publicações relacionados ao conversor TUPF. Na terceira coluna, além do veículo de publicação, há uma estimativa do número de citações para cada trabalho. As citações estão organizadas segundo o modelo: [citações em publicações relacionadas]/[citações por autores externos].

Tabela 3.1: Publicações e trabalhos relacionados ao TUPF.

Ano	Referência	Meio e Citações	Link
2014	Parreiras, T. M.; Filho, B. J. C.. <b>Current control of three level neutral point clamped voltage source rectifiers using selective harmonic elimination.</b> IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, pp. 4608-4614.	Conferência (12/1 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/7049197">https://ieeexplore.ieee.org/document/7049197</a>
2014	Justino, Júlio C. G.; Parreiras, Thiago Morais; Filho, Braz de J. Cardoso. <b>Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging.</b> IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2014.	Conferência (8/3 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/6953492">https://ieeexplore.ieee.org/document/6953492</a>
2015	Parreiras, T. M.; Justino, J. C. G.; Filho, B. de J. Cardoso. <b>The True Unity Power Factor converter - A practical filterless solution for sinusoidal currents.</b> 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015, pp. 2557-2565.	Conferência (3/0 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/7168134">https://ieeexplore.ieee.org/document/7168134</a>
2015	Parreiras, Thiago Morais; Justino, Júlio C. G.; Filho, Braz de J. Cardoso. <b>True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems.</b> IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Seoul, Korea, 2015.	Conferência (0 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/7356904">https://ieeexplore.ieee.org/document/7356904</a>

Tabela 3.2: Continuação da Tabela 3.1.

Ano	Referência	Meio e Citações	Link
2015	T. M. Parreiras. <b>Retificador Trifásico de Fator de Potência Verdaderamente Unitário sem a Utilização de Filtros Senoidais</b> . Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.	Dissertação	<a href="https://www.pggee.ufmg.br/defesas/1118M.PDF">https://www.pggee.ufmg.br/defesas/1118M.PDF</a>
2016	Justino, Júlio C. G.; Parreiras, Thiago Morais; Filho, Braz de J. Cardoso. <b>Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging</b> . IEEE Transactions on Industry Applications. 2016.	Periódico (9/7 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/7308062">https://ieeexplore.ieee.org/document/7308062</a>
2016	Parreiras, Thiago Morais; Justino, Júlio C. G.; Rocha, Anderson V.; Filho, Braz de J. Cardoso. <b>True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems</b> . IEEE Transactions on Industry Applications, 2016.	Periódico (6/2 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/7416161">https://ieeexplore.ieee.org/document/7416161</a>
2017	Almeida, C. E.; Filho, B. de J. C. <b>Impact of active front end topology on wind farm resonance</b> . IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2017, pp. 1-5.	Conferência (2/0 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/8273746">https://ieeexplore.ieee.org/document/8273746</a>
2018	Almeida, C. E.; Filho, Braz de J. C. <b>Shifting Resonances in Wind Farms to Higher Frequencies due to TUPF Converters</b> . J. Control. Autom. Electr. Syst., vol. 29, no. 6, pp. 805–815, Dec. 2018.	Periódico (2/0 cit.)	<a href="https://link.springer.com/article/10.1007/s40313-018-0414-7">https://link.springer.com/article/10.1007/s40313-018-0414-7</a>
2019	Almeida, Camila Elias. <b>Identificação e Manejo de Ressonâncias em Parques Eólicos: Aplicação dos Conversores TUPF</b> . Tese de Doutorado. Universidade Federal de Minas Gerais. 2019.	Tese	<a href="https://www.pggee.ufmg.br/defesas/35D.PDF">https://www.pggee.ufmg.br/defesas/35D.PDF</a>
2019	ALVES, Marcos H. Silva; PARREIRAS, Thiago M.; FILHO, Braz J. Cardoso. <b>The True Unity Power Factor Converter Applied to Photovoltaic Applications</b> . 15 <sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)/ 5 <sup>th</sup> Southern Power Electronics Conference (SPEC). Santos, Brasil, 2019.	Conferência (1/0 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/9065677">https://ieeexplore.ieee.org/document/9065677</a>
2020	PARREIRAS, Thiago M.; ALVES, Marcos H. Silva; ALMEIDA, Camila E.; SILVA, Sidelmo M.; FILHO, Braz J. Cardoso. <b>The True Unit Power Factor Converter with Flexible Arrangement for Battery Energy Systems: Series and Separate DC bus connection</b> . Applied Power Electronics Conference (APEC). New Orleans, USA, 2020. [Online]	Conferência (0/0 cit.)	<a href="https://ieeexplore.ieee.org/document/9124607">https://ieeexplore.ieee.org/document/9124607</a>
2020	PARREIRAS, Thiago M.; ALVES, Marcos H. Silva; BASTOS, Rodrigo R.; PIRES, Igor A.; FILHO, Braz J. Cardoso. <b>The True Unity Power Factor Converter for Basic Oxygen Furnace Charging Cranes</b> . IEEE IAS Annual Meeting, 2020.	Conferência (0/0 cit.)	-

### 3.3.1 Considerações

O contexto no qual o conversor TUPF é citado revela muito acerca da percepção das vantagens, desvantagens e possíveis melhorias que podem ser realizadas no mesmo. Tendo em vista a busca pela melhoria, é razoável levar em consideração as principais citações de pesquisadores externos em relação ao TUPF.

O método proposto em [15] foi objeto de consideração no artigo [58] publicado em periódico, no qual um novo filtro ativo de potência foi proposto para uso em aviões elétricos, tendo por objetivo eliminar harmônicos do sistema elétrico, corrigir o fator de potência e minimizar o efeito de cargas desbalanceadas. O TUPF especificamente não se aplica a sistemas de baixa potência, porém a título de comparação já fornece energia limpa sem a necessidade de filtros.

Enquanto [37] e [39] propunham o conversor TUPF como solução para carregamento de baterias em ônibus elétricos, [59] destaca o risco de ressonância harmônica na implementação massiva de estações de recarga rápida, fato implicitamente resolvido com o TUPF em sua aplicação na geração eólica. Por outro lado, [60] propõe um conversor multinível para lidar com os problemas de ressonância nas estações de recarga, enquanto o TUPF consegue oferecer correntes senoidais com dois inversores de 2 níveis. Por último, na revisão realizada em [61] o conversor TUPF é considerado uma solução para mitigação de harmônicos, além de permitir a reutilização da energia em ambientes de mineração.

## 3.4 Comparação com tecnologias convencionais

O inversor solar SIW700 [42] é um conversor CC/CA de alto desempenho. Tal dispositivo é fornecido em painel elétrico, como solução para instalações solar fotovoltaicas. Cada SIW700 é conectado à rede elétrica por meio de um transformador isolador. Dependendo da potência do sistema, o transformador pode fazer parte do painel elétrico do SIW700 ou ser instalado separadamente. A Fig. 3.1 apresenta o painel elétrico do inversor SIW700. Esse equipamento possui rastreamento do ponto de máxima potência. É capaz de operar com tensão de entrada DC de até 1000 V, processando até 1500 kVA com eficiência de 98,2%.



Figura 3.1: Modelo SIW700, inversor central PV da fabricante WEG.

O inversor SINACON PV é usado em usinas solares fotovoltaicas de média e alta potência [43]. Dentre os principais diferenciais, podem-se citar que é equipado com módulos IGBTs de 3 níveis, e tensão de entrada DC máxima de até 1500 V para maximizar a eficiência de energia. Está disponível para conversão de potência de até 5 MVA, para até 32 entradas DC com MPPT, topologia 3 níveis a IGBT com até 98,8% de eficiência. A Fig. 3.2 mostra esse dispositivo conectado ao transformador de acoplamento.

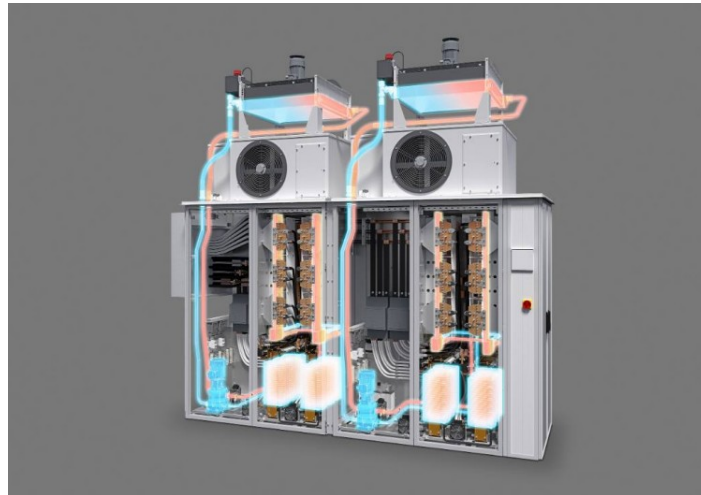


Figura 3.2: Modelo SINACON, inversor central PV da fabricante SIEMENS.

Curiosamente, a fabricante WSTECH dispõe de tecnologia similar ao caso anterior, como ilustrado na Fig. 3.3. Diferente do modelo da Fig. 3.2, esse equipamento dispõe de até 4 controladores de potência independentes, no barramento DC. A linha APS-PV [44] é compatível com tensões de até 1500 V no lado DC, para potências de 600 kVA até 5000 kVA com 98,5% de eficiência.



Figura 3.3: Modelo APS-PV, inversor central PV da fabricante WSTECH.

O modelo PVS-175 [57] da ABB é um inversor central que vem equipado com 12 MPPT, disponível para até 185 kVA em 800 V. Suporta tensões na entrada DC de até 1500 V, e apresenta alta densidade de potência: 1.3 kW/kg, com eficiência de até 98,7%. A Fig. 3.4 mostra esse equipamento.



Figura 3.4: Modelo PVS 175, inversor central PV da fabricante ABB.

Por fim, a Fig. 3.5 apresenta o diagrama elétrico desse modelo, ressaltando a estrutura modularizada para maior aproveitamento nos painéis.

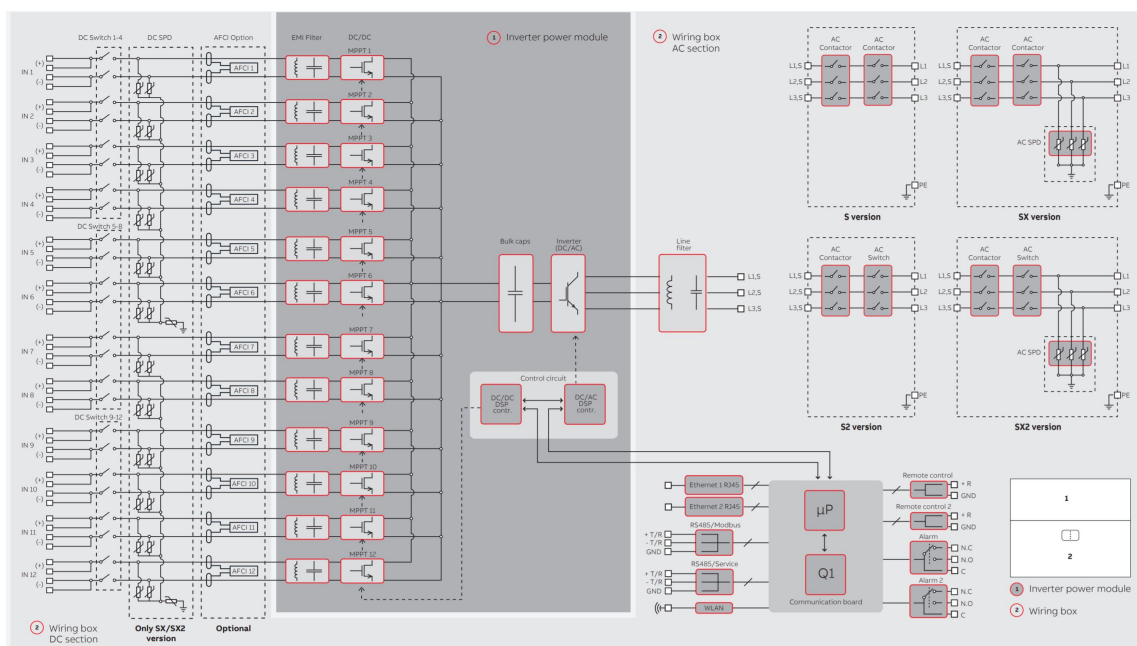


Figura 3.5: Diagrama elétrico do inversor central PVS 175 da fabricante ABB.

### 3.5 Comparação com tecnologias acadêmicas

Como foi mencionado na seção anterior, as principais tecnologias disponíveis atualmente no mercado são inversores centrais 2 ou 3 níveis NPC, os quais utilizam na maioria das vezes um filtro LCL na conexão com a rede. Para mitigar possíveis ressonâncias provenientes desses filtros passivos, são instalados filtros ativos.

Um estudo [72] realizou uma revisão de pesquisas recentes e tecnologias de conversores centrais emergentes para aplicações PV, destacando que as principais propostas (última década) buscam melhoria na eficiência, densidade de potência, confiabilidade e qualidade da energia. Nesse sentido, os tópicos mais comentados sobre inversores centrais dizem respeito ao:

- uso de diferentes topologias para tornar possível a conexão em média tensão;
- uso de conversores multiníveis para melhorar a forma de onda da corrente de saída;
- utilização de vários conversores possibilitando a aplicação de vários MPPTs;
- desenvolvimento de topologias sem transformador;

Para exemplificar, a Fig. 3.6 mostra uma topologia nova para inversores centrais com aplicação em sistemas fotovoltaicos [73, 74].

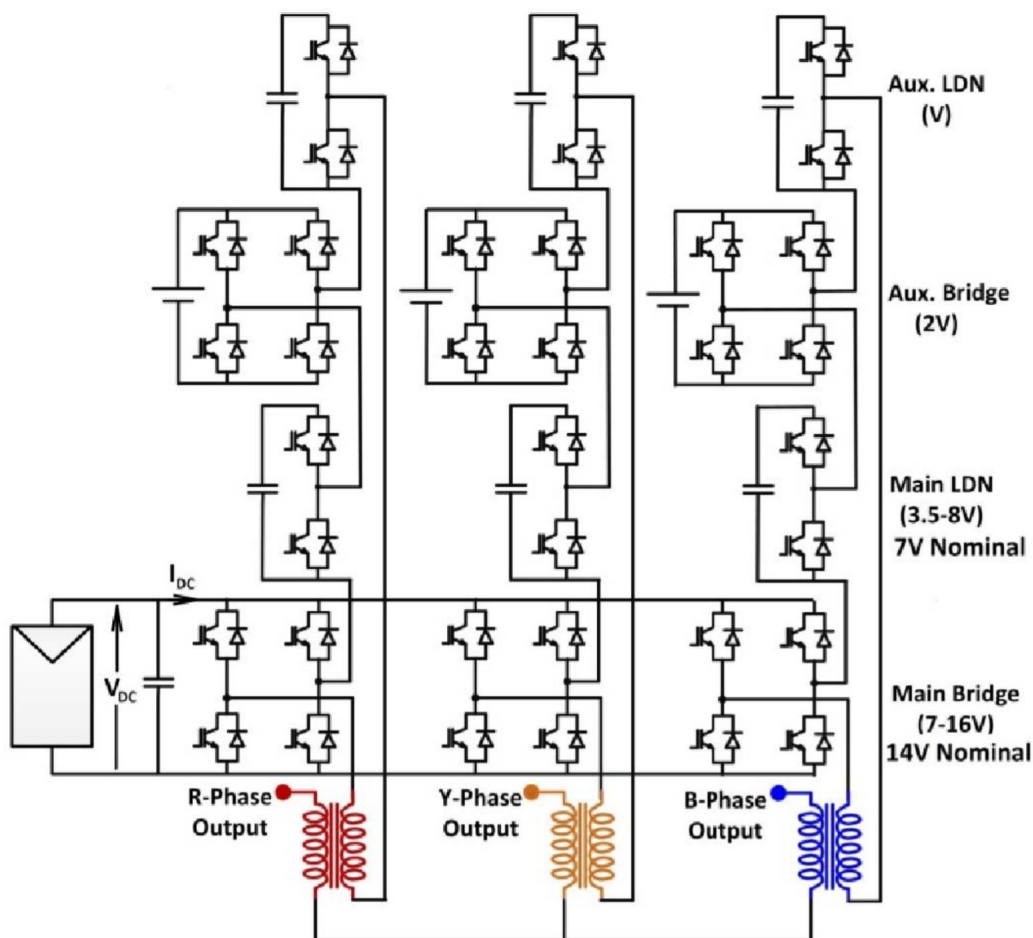


Figura 3.6: Exemplo de topologia a nível acadêmico. Fonte: [73, 74]

De acordo com os autores, duas vantagens principais são destacadas. A primeira diz respeito a possibilidade dessa topologia realizar a conexão com a rede em média tensão, pelo arranjo série de topologias meia ponte. A segunda vantagem está relacionada a melhoria da qualidade da energia pela capacidade multinível. Por fim, a proposta também recebe destaque por ser *transformerless*, utilizando um transformador próprio para conexão com a rede.

### 3.6 Conclusão

Diante da comparação dos conversores centrais atualmente disponíveis no mercado, verifica-se como padrão a utilização de um transformador de acoplamento para conexão com a rede, caracterizado como elemento adicional. Tal transformador de acoplamento não é necessário no TUPF, uma vez que o mesmo possui um transformador de três enrolamentos integrado em sua estrutura. Além disso, de modo geral, ficou claro a preferência dos fabricantes em disponibilizar um maior número de rastreadores de máxima potência, para maior aproveitamento da energia captada. Nos casos analisados, os fabricantes mantiveram a preferência pelo uso de filtros passivos na saída dos conversores.

Ressalta-se a variedade de aplicações do conversor TUPF demonstrando sua versatilidade. Neste capítulo foram identificados vários nichos de aplicação do mesmo, além de ilustrar o desenvolvimento dessa tecnologia desde sua proposição em 2014. Em todos os casos, o uso do TUPF levou à melhoria do processo no qual foi aplicado, em termos da eliminação de harmônicos, e consequente mitigação de ressonâncias, adequação aos critérios de qualidade da energia, proporcionando novas possibilidades, como recuperação regenerativa da energia.

Assim, nesse trabalho maior atenção foi dada ao setor solar fotovoltaico. Conforme a aplicação feita na seção 3.2.4 e a motivação em destaque no capítulo 1.



# O conversor TUPF

---

## 4.1 Contexto de desenvolvimento

O desenvolvimento do conversor TUPF está inserido no contexto do projeto P&D assinado entre a UFMG e a Companhia Energética do Rio Grande do Norte (COSERN), controlada pelo grupo Neoenergia. O projeto intitulado *Otimização Multiobjetivo de Recursos Energéticos Distribuídos visando Sustentabilidade e Confiabilidade em Microrredes Isoladas incluindo Sistema de Armazenamento de Energia com Baterias* foi proposto na chamada pública n° 021/2016, que busca promover o uso de sistemas de armazenamento de energia no setor elétrico brasileiro.

O projeto tem por objetivo verificar e otimizar os recursos energéticos de uma microrrede isolada na presença de geração renovável através da aplicação de sistemas de armazenamento de energia. A UFMG através do laboratório Tesla Engenharia de Potência, tem por escopo de trabalho o desenvolvimento do conversor TUPF, contemplando em linhas gerais os seguintes pontos:

1. projeto, construção e testes de protótipo em escala reduzida (30 kVA);
2. instalação do referido protótipo e testes com a Usina Solar Fotovoltaica (USFV) TESLA Engenharia de Potência (37 kWp), localizada no prédio da escola de Engenharia da UFMG;
3. projeto, construção e testes de protótipo de escala industrial (plena escala, 300 kVA);
4. instalação e comissionamento do protótipo de plena escala;
5. realização de campanha de testes e medições de dados de funcionamento do protótipo para verificação de funcionamento e desempenho da tecnologia proposta;

Este trabalho foi realizado tendo como escopo de atuação, a realização dos itens 1 e 2, da lista acima.

## 4.2 Composição

Tendo em vista que neste trabalho o TUPF foi implementado em modo gerador, nas próximas seções será descrito tanto a fonte utilizada (usina solar fotovoltaica), quanto a estrutura do conversor.

### 4.2.1 Planta de teste

A Usina Experimental Fotovoltaica TESLA Engenharia de Potência foi construída como parte do projeto de pesquisa e desenvolvimento realizado pelo laboratório Tesla na parceria entre a Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG) e a Companhia de Eletricidade da Bahia (COELBA), em atendimento à chamada estratégica ANEEL n° 13/2011. Dentre os objetivos de sua implementação está: servir de laboratório para ensino e desenvolvimento de pesquisa sobre sistemas de geração fotovoltaica.

A Fig. 4.1, mostra os arranjos de painéis solares da usina TESLA, localizada na cobertura do bloco 1 da Escola de Engenharia da UFMG.



Figura 4.1: Usina solar fotovoltaica Tesla.

Para montagem da usina foram selecionados painéis Yingli 245P-32B de  $245W_p$ . Na Tabela 4.1, estão ilustrados os principais parâmetros do painel em questão.

Tabela 4.1: Parâmetros do módulo fotovoltaico utilizado.

Parâmetro	Valor
Potência de Pico [ $P_p$ ]	245 W
Tensão de máxima potência - $V_{mp}$	32,2 V
Corrente de máxima potência - $I_{mp}$	7,6 A
Tensão de circuito aberto - $V_{oc}$	40,8 V
Corrente de curto-circuito - $I_{sc}$	8,22 A
Eficiência	15,23 %
Dimensões [mm x mm x mm]	1650 x 990 x 50

Como demonstrado na Fig. 4.1, as *strings* foram distribuídas em três arranjos para alimentar

três inversores. A Fig. 4.2 mostra de maneira ilustrada a organização da usina, bem como o arranjo utilizado para alimentar o TUPF.

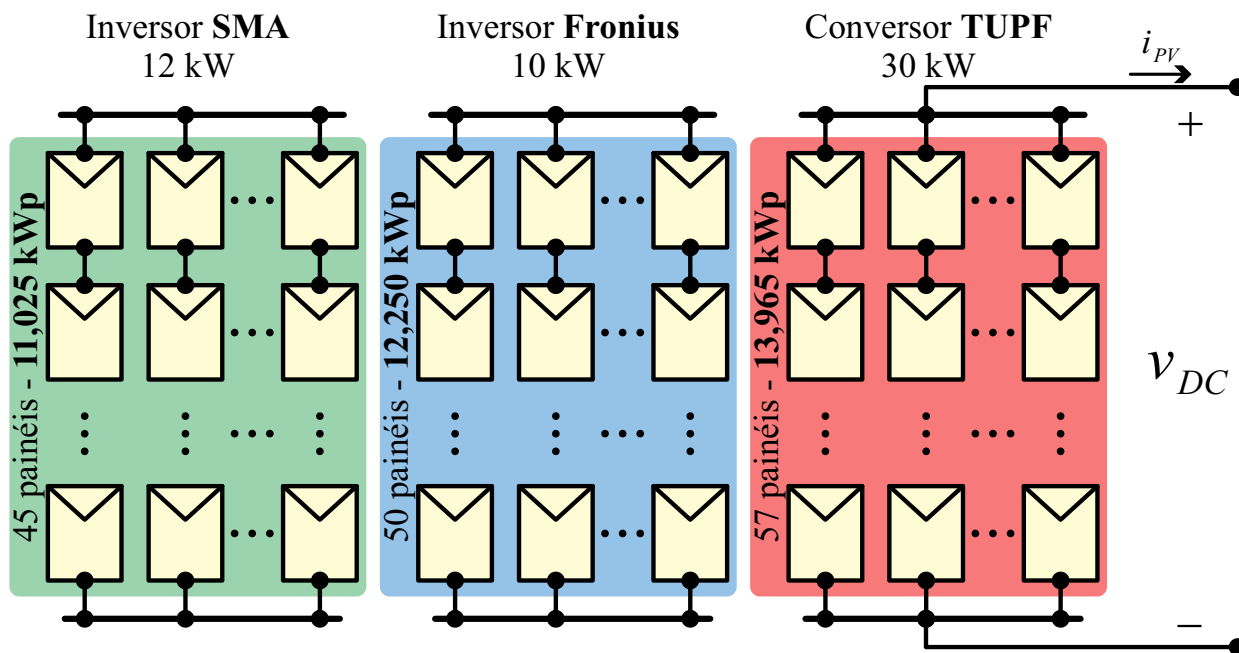


Figura 4.2: Disposição dos arranjos.

Na Tabela 4.2 está apresentado de forma resumida a configuração série e paralela dos painéis.

Tabela 4.2: Configuração de cada sub-arranjo.

Sub-arranjo	N. Série	N. Paralelo	Inversor Alimentado	
			Fabricante	Modelo
1	10	5	Fronius	IG Plus 150 V-3
2	15	3	SMA	Sunny Tripower 12000TL
3	19	3	Laboratório Tesla	TUPF

Já a Tabela 4.3 trás um resumo dos valores nominais praticados em cada arranjo.

Tabela 4.3: Correntes e tensões totais em cada sub-arranjo.

Arranjo	$V_{mpp}(STC)$	$I_{mpp}(STC)$	Entrada do Inversor		
			Tensão	Corrente Máx.	Modelo
1	322 V	38 A	230 V - 500 V	55,6 A	Fronius
2	483 V	22,8 A	380 V - 800 V	33 A	SMA
3	611,8 V	22,8 A	282 V - 700 V	43,2 A	TUPF

O arranjo fotovoltaico é a primeira etapa do sistema de geração implementado pelo TUPF. Partindo da conexão da usina ao conversor, até a entrega da energia à rede, é realizada uma descrição sequencial das etapas de processamento da energia envolvidas.

### 4.2.2 Inversores de 2 níveis

Os inversores de potência escolhidos são trifásicos da linha SEMISTACK - IGBT da fabricante Semikron [63], 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 DC capacitivo e um circuito inversor trifásico em dois níveis. Na Fig. 4.3, é ilustrado a conexão da usina ao barramento DC do TUPF.

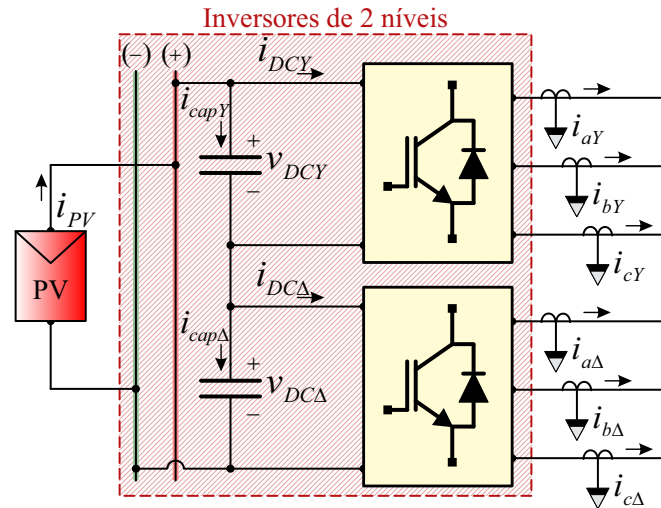


Figura 4.3: Usina solar fotovoltaica conectada a dois inversores de 2 níveis.

Esses módulos possuem capacidade nominal de  $38 A_{rms}$  de corrente em sua saída, com capacidade de sobrecarga de 150% durante 60 s a cada 10 min, para uma frequência de chaveamento da ordem de 10 kHz [63].

Sabendo que a tensão na saída das strings do arranjo fotovoltaico nas horas de irradiação plena fica em torno de 612 V, a configuração adequada para o teste do conversor na usina é a topologia série, visto que cada ponte inversora dispõe do limite de tensão de 350 V, o limite total será 700 V, acima dos 612 V na entrada do barramento DC.

### 4.2.3 Estratégia de modulação SHE-PWM e PLL

A técnica SHE (do inglês, *Selective Harmonic Elimination*) foi definida em [64] para inversores de 2 e 3 níveis. Os mesmos autores desenvolveram um método expandido para quando o controle da amplitude da fundamental é necessário [65].

Para que o fator de potência seja unitário no ponto de conexão, a técnica de modulação selecionada deve controlar a forma de onda fundamental e garantir a eliminação dos harmônicos cujas ordens estão em destaque na eq. 4.1, ou seja,  $11^a$ ,  $13^a$ ,  $23^a$ ,  $25^a$ ,  $35^a$ ,  $37^a$ ,  $47^a$  e  $49^a$ .

$$h = 12.k \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.1)$$

Para um ciclo de acionamentos de  $360^\circ$  ( $2\pi$  rad), a sequência de acionamento é idêntica porém de polaridade oposta para cada meio ciclo. Assumindo simetria de quarto de onda ímpar, os coeficientes da série de Fourier são dados pela equação 4.2.

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{4}{n_i \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_k), \text{ para } n_i \text{ ímpar} \\
a_n &= 0, \text{ para } n_i \text{ par} \\
b_n &= 0, \text{ para todo } n_i
\end{aligned} \tag{4.2}$$

onde  $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_m < \pi/2$ ,  $n_i$  ( $i = 1, 2, \dots, m$ ) são os harmônicos a serem controlados e (ou) eliminados,  $m$  é o número de pulsos na forma de onda. O conjunto de equações a ser resolvido é ilustrado na eq. 4.3.

$$\begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \dots + (-1)^{m+1} \cos(\alpha_m) \\ \cos(n_2 \cdot \alpha_1) - \cos(n_2 \cdot \alpha_2) + \dots + (-1)^{m+1} \cos(n_2 \cdot \alpha_m) \\ \vdots \\ \cos(n_i \cdot \alpha_1) - \cos(n_i \cdot \alpha_2) + \dots + (-1)^{m+1} \cos(n_i \cdot \alpha_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

$$M = \frac{V_{1M}}{V_{1M6step}} \tag{4.4}$$

$$V_{1M6step} = \frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi} \tag{4.5}$$

onde  $M$  é o índice de modulação,  $V_{DC}$  é a tensão no barramento DC, e  $V_{1M6step}$  é a máxima tensão fundamental disponível nos terminais de saída (operação *six-step*), e  $V_{1M}$  é a amplitude fundamental desejada. Um método numérico deve ser aplicado em eq. 4.3 para sua solução.

Porém, houve incompatibilidade entre as frequências de processamento requeridas pelo DSP TMS320F28335 da fabricante Texas Instruments, que opera em 6 kHz, e o modulador SHE-PWM que deve operar em frequências superiores a 24 kHz. Com o aumento da taxa de amostragem para a correta implementação do modulador, o período de cálculo disponível para execução das funções de controle torna-se demasiado pequeno, sendo insuficiente para o processamento dos algoritmos.

Tendo em vista a necessidade de processamento do ângulo da rede em alta frequência de amostragem, decidiu-se por implementar o modulador SHE-PWM e o DDSRF-PLL na FPGA da linha MAX 10 da fabricante Intel, com cerca de 50.000 elementos lógicos, além de possuir um conversor ADC *on-board* [24]. Com processamento em frequência mais alta, o resultado teve impacto positivo no desempenho.

#### 4.2.4 Reatores de entrada

Os reatores são instalados em série com a entrada do equipamento. Segundo [62], a função do reator não é eliminar harmônicas específicas; o que o filtro indutivo faz é atenuar a amplitude das correntes em todo o espectro harmônico. A fim de reduzir a amplitude das correntes harmônicas não eliminadas pela modulação dos conversores, especialmente os 5° e 7° harmônicos, e conseqüentemente reduzir seus efeitos no dimensionamentos do circuito de potência do conversor e no transformador de três enrolamentos, foram incluídos reatores de entrada trifásicos entre cada secundário e o conversor, consonante a Fig. 4.4.

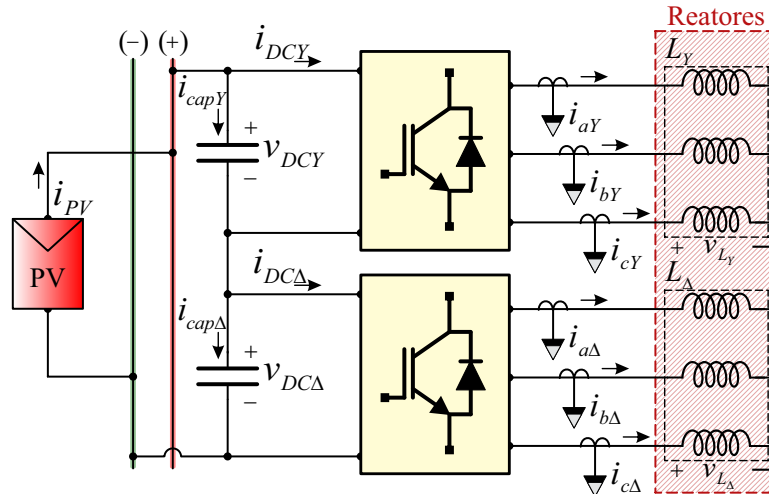


Figura 4.4: Inclusão dos reatores.

A Tabela (4.4) elenca os parâmetros de projeto exigidos.

Tabela 4.4: Especificação do reator de entrada.

Parâmetro	Valor
Tipo	Trifásico
Núcleo	Ferro
Indutância	1,5 mH
Frequência Nominal	60 Hz
Corrente total	43,2 $A_{rms}$
Tensão de linha	220 $V_{rms}$
Tensão de isolamento	0,6 $kV_{rms}$
Classe de isolamento	F

#### 4.2.5 Transformador de três enrolamentos

O transformador utilizado para interface entre os conversores e a rede cumpre três funções:

1. adequação do nível de tensão entre a rede elétrica e os inversores;
2. isolamento galvânica entre os conversores e a rede;
3. eliminação de harmônicos não cancelados pela modulação SHE-PWM, a saber:  $5^a$ ,  $7^a$ ,  $17^a$ ,  $19^a$ ,  $29^a$ ,  $31^a$ ,  $41^a$ ,  $43^a$ , ...;

Para alcançar com sucesso a terceira função, o transformador deve possuir uma defasagem de  $30^\circ$  elétricos entre o primário e um dos secundários, enquanto o outro secundário não deve possuir defasagem alguma. Então, considera-se um transformador com ligação Dd0y1 [66], onde o primário e um secundário são conectados em delta sem defasagem angular e o outro secundário é conectado em estrela com uma defasagem angular de  $30^\circ$ , em relação ao primário. A Fig. 4.8 ilustra o acoplamento do transformador de três enrolamentos aos reatores citados anteriormente.

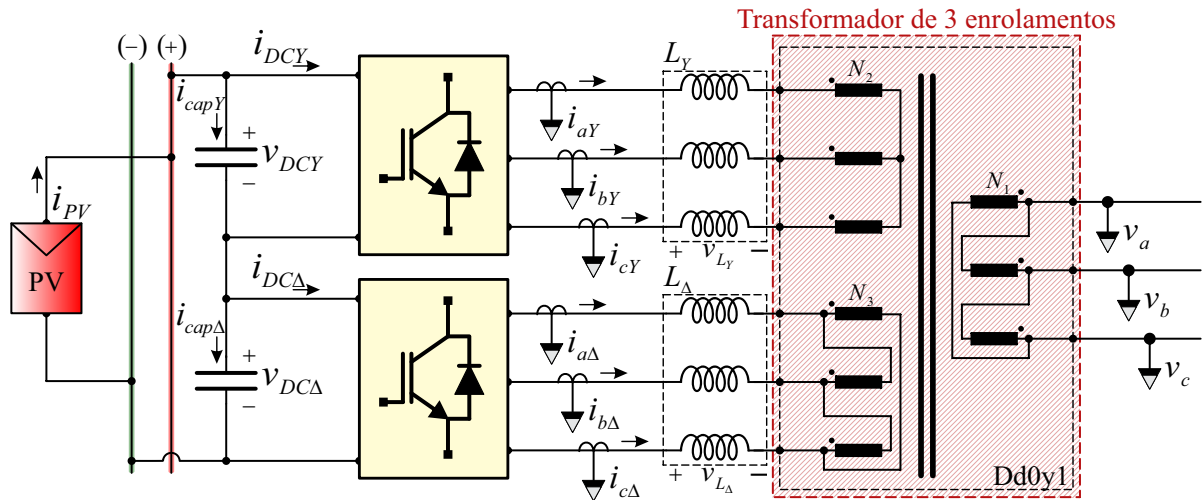


Figura 4.5: Inclusão do transformador de 3 enrolamentos.

A partir da Tabela (4.5) fica demonstrado a ordem das harmônicas eliminadas por cada elemento do conversor TUPF.

Tabela 4.5: Distribuição da eliminação de harmônicas.

Elemento	Harmônico a ser eliminado
Transformador de 3 enrolamentos	5, 7, 17, 19, 29, 31, 41, 43, ...
VSC	11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49

Ademais, na Fig. 4.9 está o diagrama ilustrativo do conversor TUPF com todos os componentes principais, bem como a representação da usina Tesla.

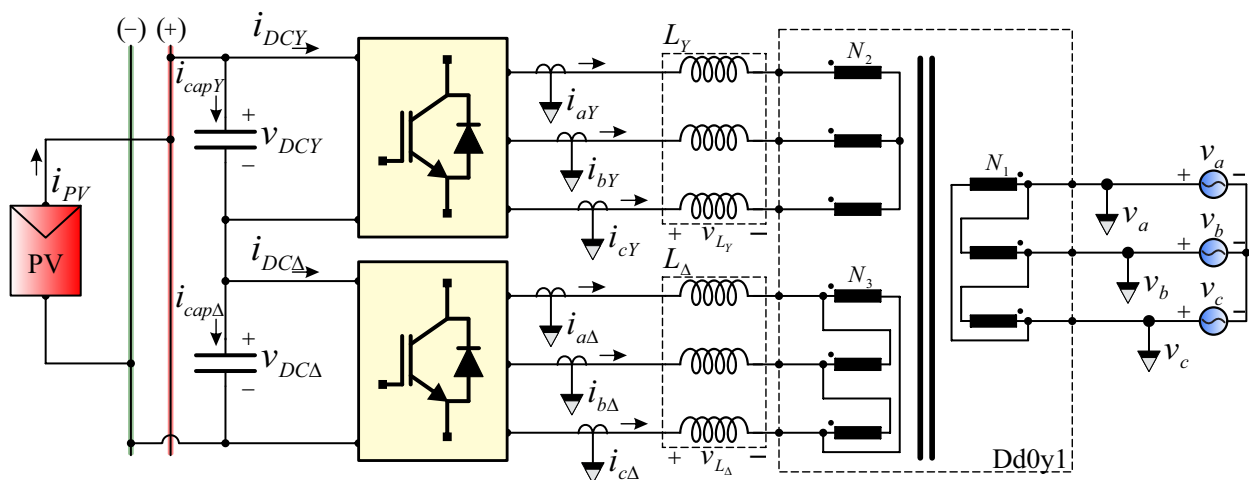


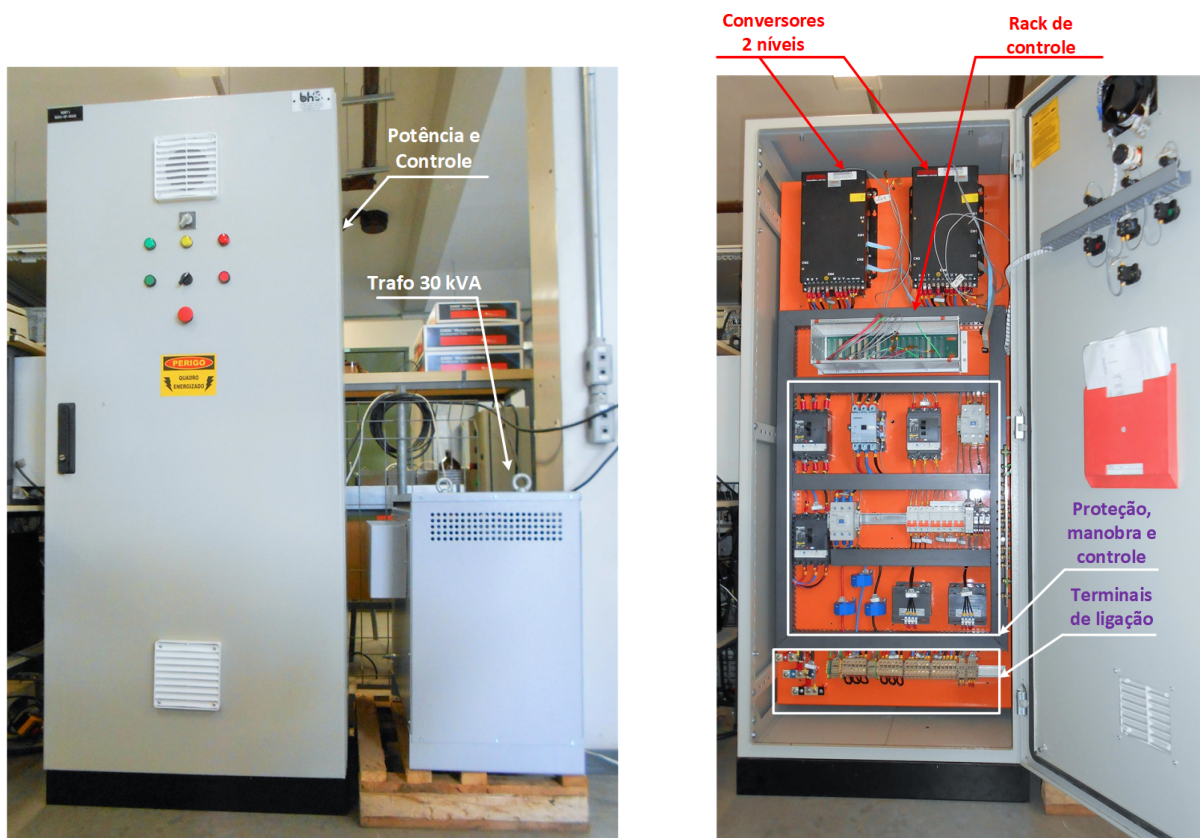
Figura 4.6: Conversor TUPF completo, com a identificação da rede de energia.

## 4.3 Materiais e métodos

Nas seções anteriores, ficou manifesto sob a forma de diagramas elétricos, a integração de cada peça do conversor TUPF. Na sequência, é apresentado o conversor montado, bem como a eletrônica envolvida que torna possível a operação do mesmo.

### 4.3.1 Protótipo de pequena escala

O protótipo de pequena escala, foi construído para uma potência de 30 kVA, o que representa 11.1% da potência do protótipo em plena escala. A Fig. 4.7(a) mostra a montagem do conversor TUPF em painel de estrutura metálica, bem como o transformador de três enrolamentos para 30 kVA. Na Fig. 4.7(b), é mostrado com algum detalhe a montagem interna do painel. De cima para baixo, estão os inversores de dois níveis, o rack de controle, dispositivos para proteção, manobra e medição, além dos terminais para conexão do cabeamento, a partir dos quais é feita a configuração do barramento DC do TUPF.



(a) Painel do conversor e transformador de três enrolamentos para 30 kVA.

(b) Montagem interna do conversor TUPF.

Figura 4.7: Detalhes do painel elétrico.

A Fig. 4.4 ilustrou a posição dos reatores de entrada no circuito. Tais reatores foram posicionados no lado posterior do painel, conforme a Fig. 4.8.

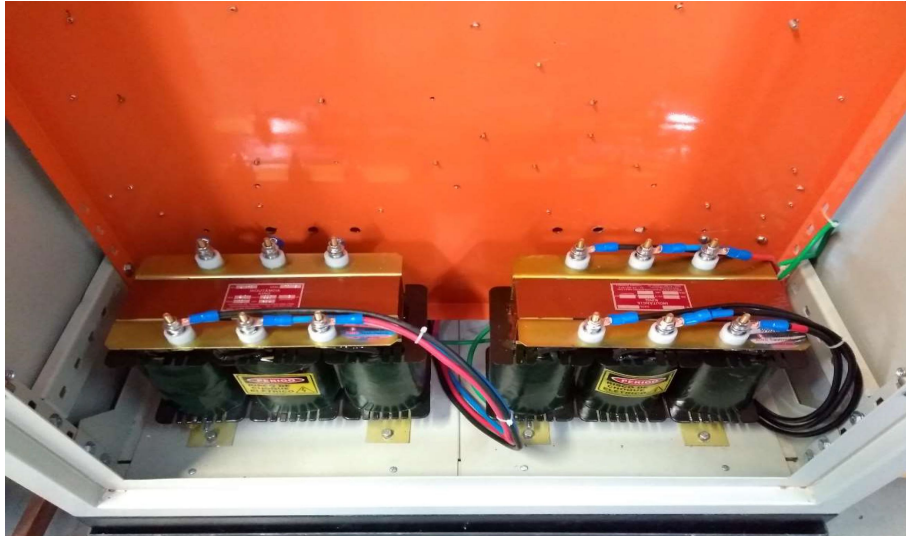


Figura 4.8: Reatores de entrada.

### 4.3.2 Instrumentação, condicionamento e controle

O *layout* de todas as placas conectadas ao *backplane* do *rack* de controle foram desenvolvidos no padrão EUROCARD VME 3U (3,937 x 6,299 pol).

A placa de controle, na Fig. 4.9, está associada ao sistema de controle, funções de proteção e algoritmo MPPT. Também é através dessa placa que os contadores de conexão com a usina e de conexão com a rede são operados.

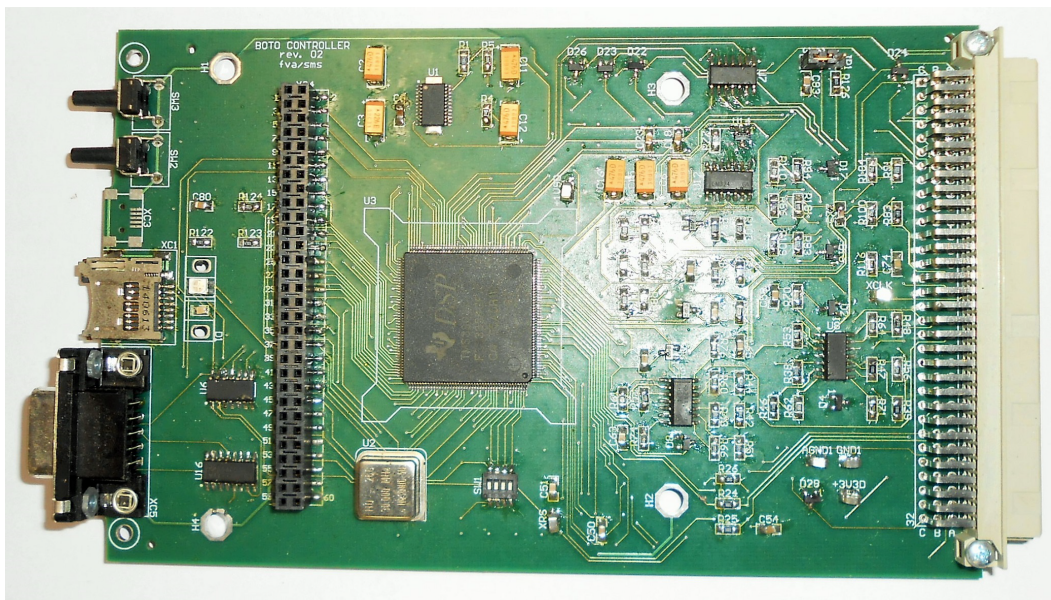


Figura 4.9: Placa de controle.

Os sinais provenientes do *hardware* de potência do conversor, corrente AC e tensão do barramento DC, já estão em tensão  $0... \pm 5V$ , sendo necessário um condicionamento para melhor uso da resolução dos canais ADC do microcontrolador. Tal conversão é implementada através de um circuito amplificador não-inversor presente na placa da Fig. 4.10.

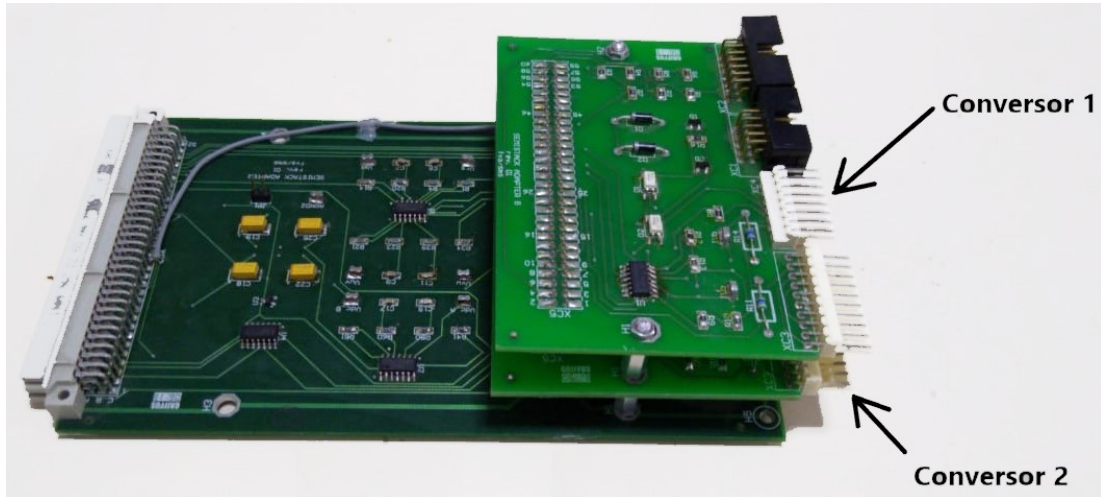
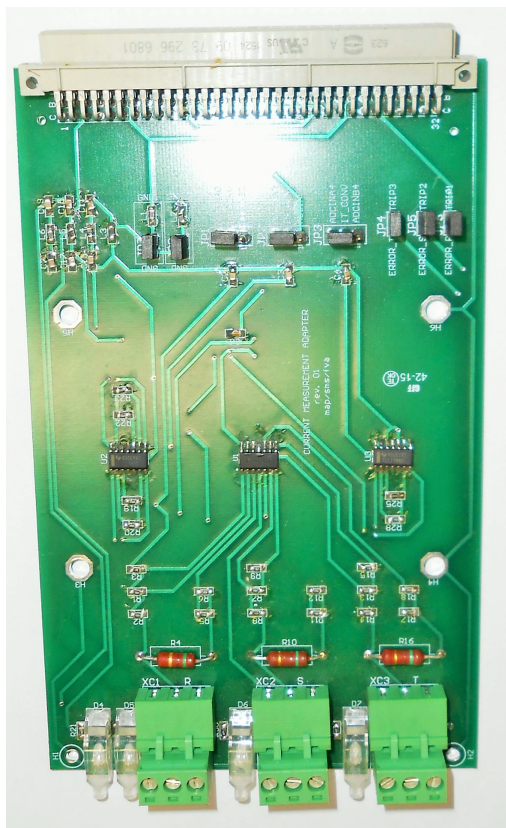
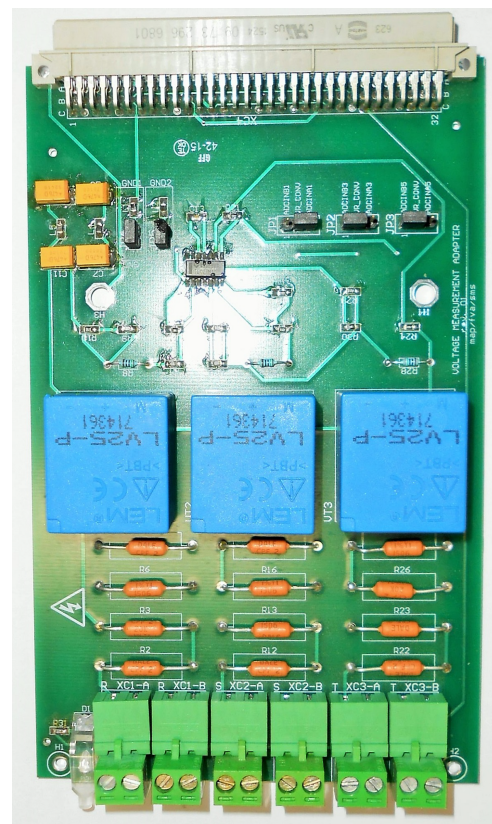


Figura 4.10: Placa de interface com os conversores.

Para medição de corrente no primário e medição de corrente na carga, utilizou-se a placa apresentada na Fig. 4.11(a), a qual é responsável por converter o sinal de corrente na saída dos transdutores, em sinal de tensão compatível com o ADC (do inglês, *Analog Digital Converter*) do microcontrolador. A medição de corrente foi realizada com o transdutor LA 205-S do fabricante LEM. A Fig. 4.11(b) demonstra a placa de condicionamento da medição de tensão.



(a) Condicionamento da medição de corrente.



(b) Medição de tensão e condicionamento.

Figura 4.11: Placas para medição de corrente e tensão.

De igual modo, o sinal proveniente do sensor de tensão (LV25-P) é um sinal de corrente. A passagem desse sinal por um resistor de precisão produz uma queda de tensão proporcional a tensão medida, a qual é amplificada através de um circuito amplificador diferencial.

A placa de FPGA é responsável por gerar os sinais de acionamento para os dois conversores que compõem o TUPF, além de implementar o algoritmo do PLL. O índice de modulação, o sinal de variação do ângulo, bem como o identificador de acionamento de ponte, serão transmitidos via barramento paralelo à FPGA, todos provenientes da placa de modulação, que por sua vez coleta do *backplane*. A Fig. 4.12 mostra a o projeto da placa de modulação em três dimensões.

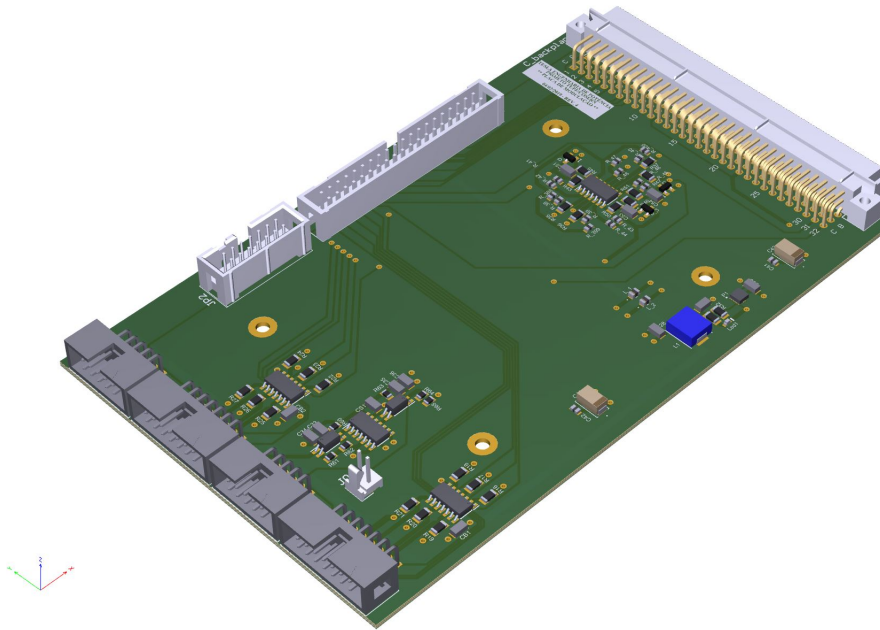


Figura 4.12: Placa de modulação e condicionamento.

Esse conjunto é destacado na Fig. 4.13, onde há a placa de modulação montada com a placa de FPGA e uma placa auxiliar para interface com sinais de acionamento.

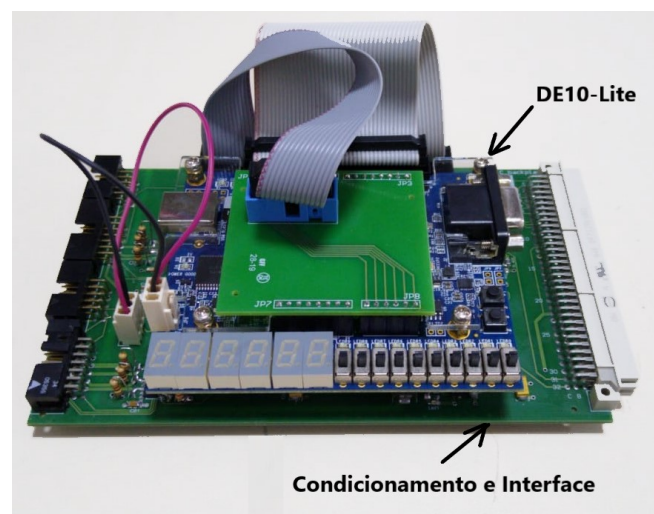


Figura 4.13: Placa FPGA acoplada à placa de modulação.

### 4.3.3 Bancada de desenvolvimento e prototipagem

Finalmente, a estratégia de controle foi implementada utilizando-se o software MATLAB/-Simulink, e validada na bancada de teste da Fig. 4.14, onde foi possível montar toda a estrutura de medição e controle, tal qual é utilizada no protótipo.

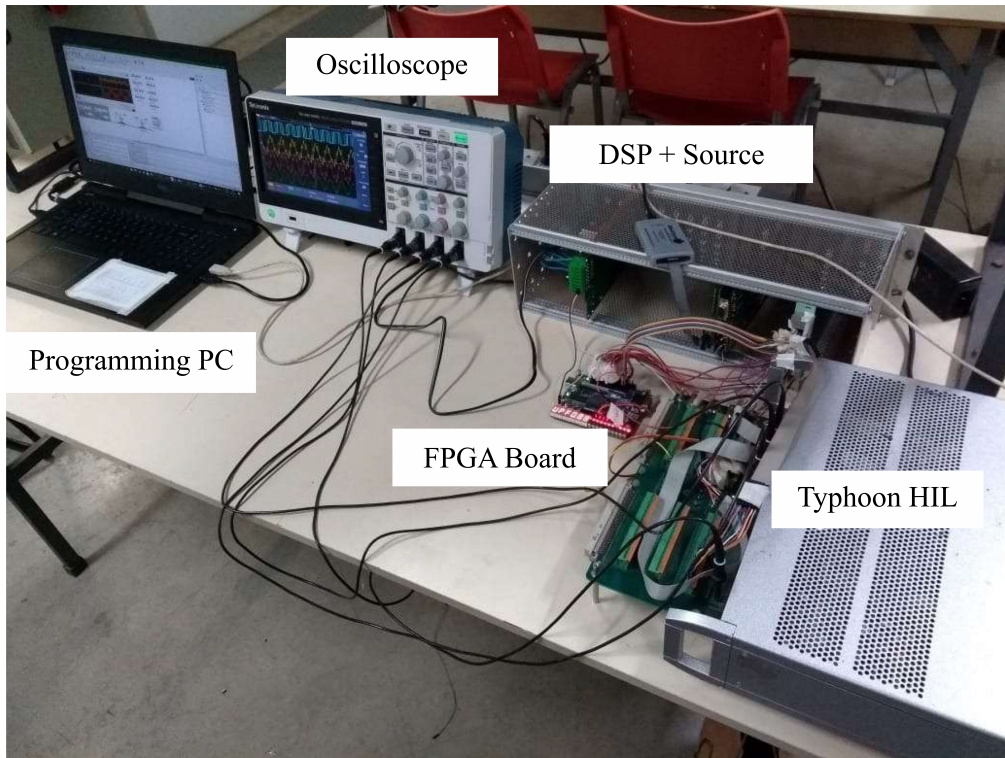


Figura 4.14: Bancada de desenvolvimento.

A planta sob análise, o conversor TUPF processando a energia da usina Tesla, foi implementado no *hardware in the loop* Typhoon HIL 600 [33], um simulador de tempo real que oferece resultados completos e confiáveis.



Figura 4.15: Modelo Typhoon HIL 600.

### 4.4 Estratégia de controle

O controle do conversor TUPF está baseado na implementação de três estruturas básicas: controle de tensão do barramento DC, controle de desbalanceamento e controle de corrente, uma vez que a tensão é imposta pela rede, que do ponto de vista do conversor é um barramento infinito.

1. Controle de tensão do barramento DC;

Mantém a tensão do barramento DC na referência desejada, conforme descrito em [13].

2. Controle de desbalanceamento do barramento DC das pontes;

Mitiga a diferença entre os níveis de tensão dos barramentos, conforme Fig. 4.16.

3. Controle de corrente;

Mantém a corrente injetada na rede na referência desejada, ou fornecida por outra malha de controle, ver [13].

Um controle de potência para cada VSC é necessário, a fim de minimizar desbalanços no barramento DC, decorrentes da diferença de capacitâncias e pela entrada/saída de potência. A Fig. 4.16, mostra a estrutura de controle para os controladores relacionados ao barramento DC.

Na Fig. 4.17, está ilustrado o diagrama do controle de corrente para o conversor no referencial rotativo  $dq$ , alinhado com o fasor espacial da tensão da rede.

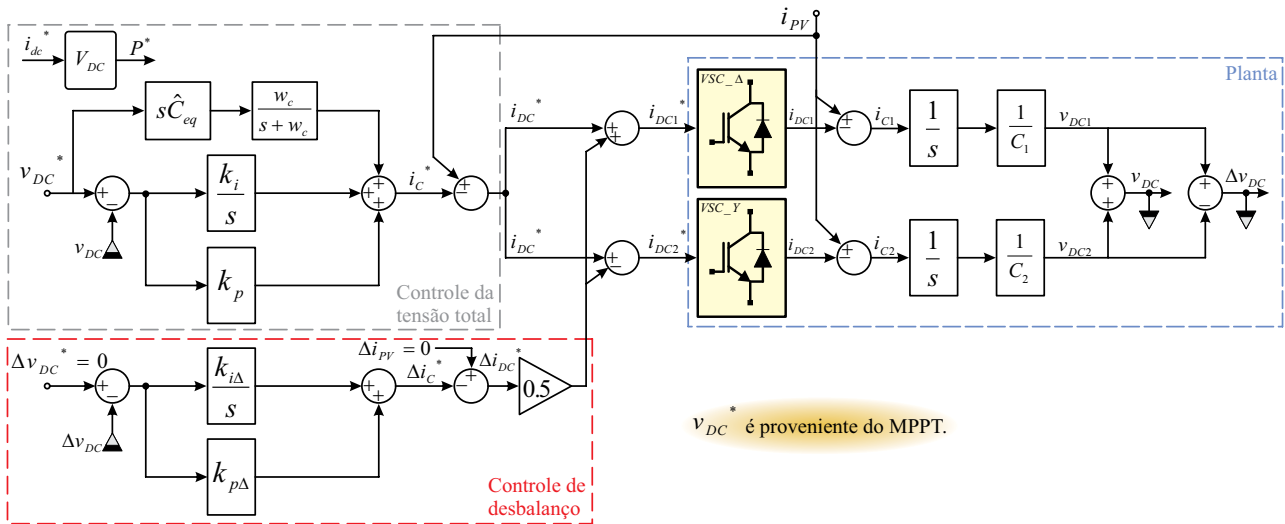


Figura 4.16: Controle de tensão e desbalanceamento no barramento DC.

A equação que define a relação perturbação externa-saída (rigidez dinâmica) para o controle de tensão principal DC é expressa por (4.6). Desse modo, considerando uma condição ideal em que as capacitâncias de ambos os conversores têm o mesmo valor,  $C_1 \approx C_2$ , ela se reduz à expressão indicada por (4.7), que pode ser representada pela Fig. 4.18 (b).

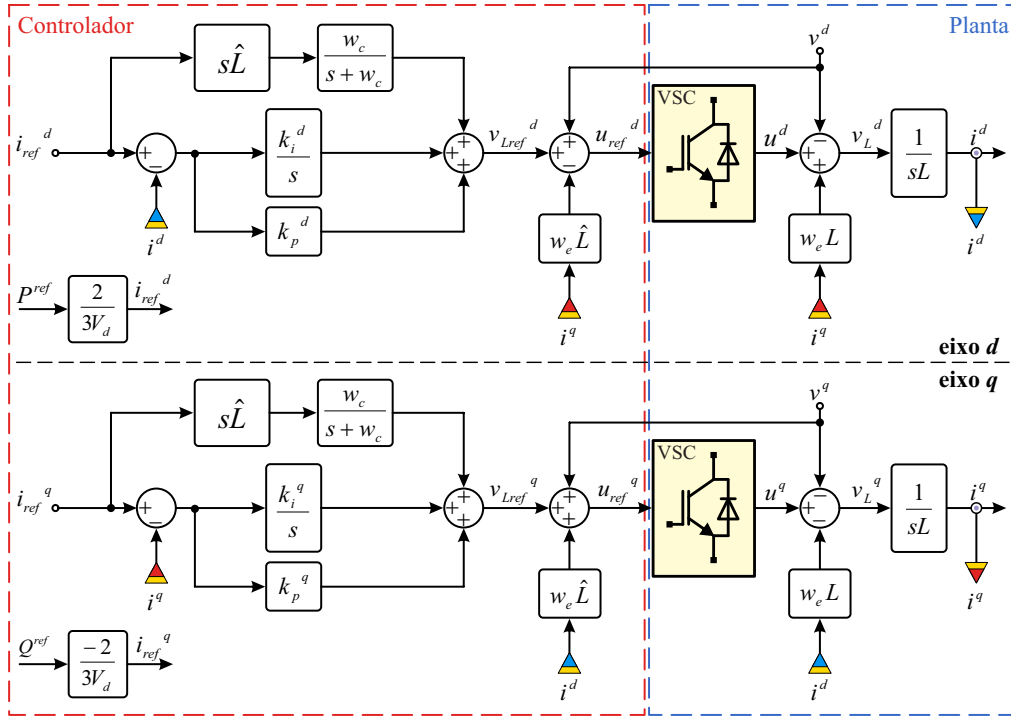


Figura 4.17: Controle de corrente representado no referencial  $dq$ .

$$\frac{I_{PV}(s)}{V_{dc}(s)} = \left( sC_{eq} + k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \right) \cdot \left[ \frac{1}{1 - 0.5 \frac{\Delta V_{dc}}{I_{PV}} \frac{C_2 - C_1}{C_1 C_2} \left( k_{p\Delta} + \frac{k_{i\Delta}}{s} \right)} \right] \quad (4.6)$$

$$\frac{I_{PV}(s)}{V_{dc}(s)} \approx sC_{eq} + k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \quad (4.7)$$

onde  $C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$  é a capacitância equivalente, para a conexão em série.

A rigidez dinâmica para o controle de desbalanço, relacionando a diferença das correntes DC ( $\Delta I_{PV}$ ) e o desbalanço entre as tensões DC ( $\Delta V_{dc}$ ), é descrita em (4.8).

$$\frac{\Delta I_{PV}(s)}{\Delta V_{dc}(s)} = \frac{sC_1 C_2 + 0.5(C_1 + C_2) \left( k_{p\Delta} + \frac{k_{i\Delta}}{s} \right)}{C_1 + C_2 + \frac{V_{dc}}{\Delta I_{PV}} \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) (C_1 - C_2)} \quad (4.8)$$

Uma vez que, a diferença entre as capacitâncias seja mínima,  $C_1 \approx C_2$ , a expressão em (4.8) é simplificada para (4.9), que pode ser ilustrada pela Fig. 4.18 (c).

$$\frac{\Delta I_{PV}(s)}{\Delta V_{dc}(s)} \approx sC_{eq} + 0.5k_{p\Delta} + 0.5 \frac{k_{i\Delta}}{s} \quad (4.9)$$

Por fim, a rigidez dinâmica para o controle de corrente é descrita por (4.10) e está ilustrada na Fig. 4.18 (a).

$$\frac{V^{dq}(s)}{I^{dq}(s)} = sL + k_p^{dq} + \frac{k_i^{dq}}{s} \quad (4.10)$$

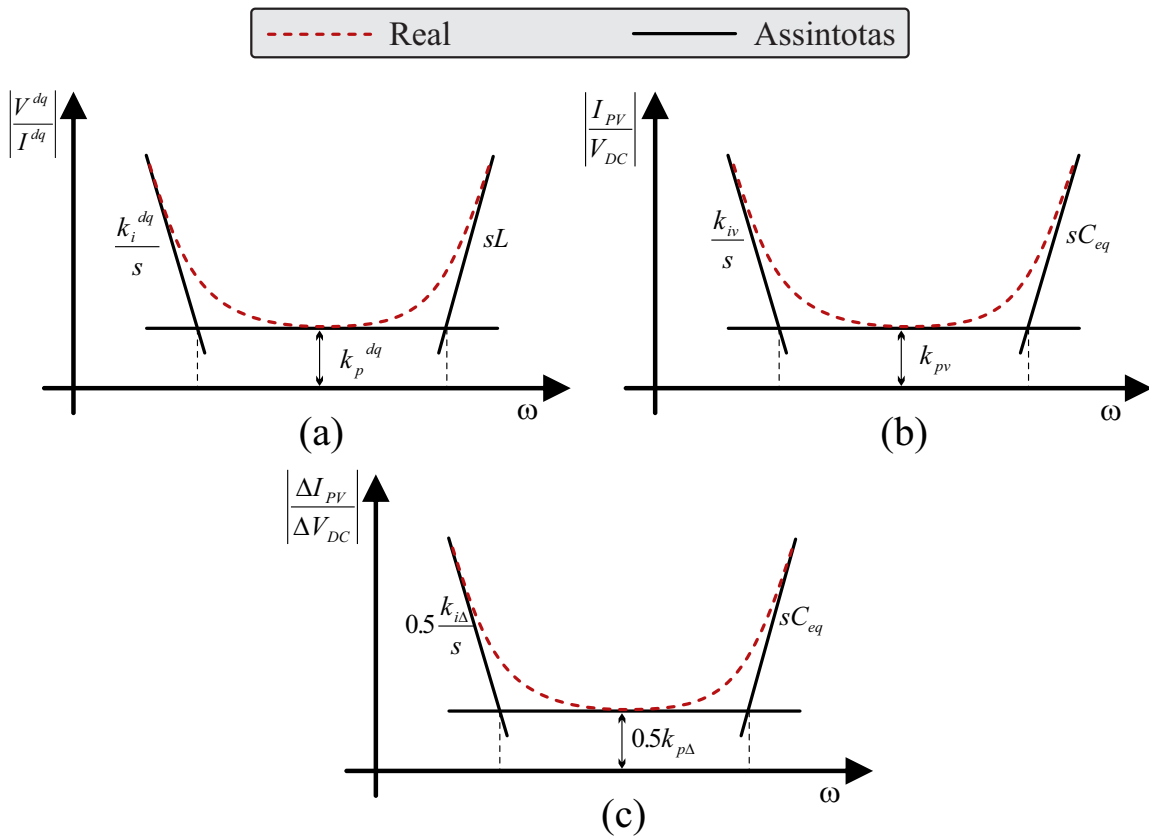


Figura 4.18: Curvas de rigidez dinâmica. (a) Controle da corrente  $I^{dq}$ . (b) Controle da tensão  $V_{DC}$ . (c) Controle do desbalanço  $\Delta V_{DC}$ .

O controle de corrente e o controle de tensão dispõem de um ramo *feedforward* paralelo oriundo da equação de rigidez dinâmica do respectivo controle, responsável por antecipar a ação do comando de controle de forma proporcional à derivada do sinal de referência. Um filtro passa baixa é utilizado para adicionar um polo, ajustado por uma frequência de corte  $\omega_c$  que limita a largura de banda do sinal de comando.

Os ganhos da malha de corrente foram escolhidos para alocar os polos mais rápidos da curva de rigidez na frequência de  $f_1 = 72$  Hz, 5 vezes menor que a frequência do primeiro harmônico característico, 5º harmônico no referencial rotativo, e o mais lento quando for o caso, na frequência de  $f_2 = 7,2$  Hz, para evitar interação entre os polos. Por outro lado, no controle de tensão e desbalanço, o pólo mais rápido foi ajustado para  $f_3 = 7,2$  Hz, suficientemente lento em relação ao controle de corrente a jusante, e o pólo mais lento em  $f_4 = 0,72$  Hz, uma década abaixo. Os valores utilizados para sintonia dos ganhos aqui mencionados, estão descritos na Tabela 4.6.

Tabela 4.6: Valores utilizados nos ajustes.

Elementos	Valor
Capacitores $C_1$ e $C_2$	4500 $\mu F$
Indutores	1,58 mH

Os coeficientes dos controladores são obtidos pela imposição da frequência desejada para o

respectivo polo, no cruzamento das assintotas na Fig. 4.18. Os ganhos proporcional e integral para o controle de corrente foram obtidos conforme demonstrado na eq. 4.11.

$$\begin{aligned} k_p^{dq} &= sL = \omega L = 2\pi \cdot f_1 \cdot L = 2\pi \cdot 72.1,58e^{-3} = 0,7147 \\ k_i^{dq} &= s \cdot k_p^{dq} = \omega k_p^{dq} = 2\pi \cdot f_2 \cdot k_p^{dq} = 2\pi \cdot 7,2 \cdot 0,7147 = 32,3356 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Para o controle de tensão os ganhos foram calculados conforme a eq. 4.12

$$\begin{aligned} k_{pv} &= s \cdot C_{eq} = \omega C_{eq} = 2\pi \cdot f_3 \cdot C_{eq} = 2\pi \cdot 7,2 \cdot 0,00225 = 0,1017 \\ k_{iv} &= s \cdot k_{pv} = \omega k_{pv} = 2\pi \cdot f_4 \cdot k_{pv} = 2\pi \cdot 0,72 \cdot 0,1017 = 0,4604 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Por fim, os ganhos do controle de desbalanceamento são obtidos conforme demonstrado na eq. 4.13.

$$\begin{aligned} k_{p\Delta} &= 2 \cdot s \cdot C_{eq} = 2 \cdot \omega C_{eq} = 2 \cdot 2\pi \cdot f_3 \cdot C_{eq} = 2 \cdot 2\pi \cdot 7,2 \cdot 0,00225 = 0,2035 \\ k_{i\Delta} &= 2 \cdot s \cdot k_{p\Delta} = 2 \cdot \omega k_{p\Delta} = 2 \cdot 2\pi \cdot f_4 \cdot k_{p\Delta} = 2 \cdot 2\pi \cdot 0,72 \cdot 0,1017 = 0,9209 \end{aligned} \quad (4.13)$$

Pela descrição anterior, a Tabela 4.7 ilustra brevemente os ganhos de controle usados no protótipo de pequena escala. Cada secundário dispõe do próprio controle de corrente, entretanto o controle de desbalanceamento e o controle tensão do barramento DC é único, visto que envolve os dois barramentos.

Tabela 4.7: Ganhos obtidos pela sintonia por rigidez dinâmica.

Controlador Malha	Ganhos do controlador	
	Proporcional	Integral
Tensão DC (Serie)	0,1017	0,4604
Desbalanceamento de Tensão	0,2035	0,9209
Corrente	0,7147	32,3356 (eixo-q) 0 (eixo-d)

Como poderá ser verificado nas seções subseqüentes, esses ajustes permitiram o funcionamento correto de todas as funcionalidades do conversor.

## 4.5 Algoritmo MPPT

Diversos algoritmos para rastreamento do ponto de máxima potência foram propostos na literatura [20], dos quais as técnicas *Perturbe e Observe* e *Condutância Incremental* são as mais largamente referenciadas devido sua simplicidade e desnecessário conhecimento prévio das características do arranjo PV.

Esses algoritmos são comparados em [21] e [22], em relação às suas capacidades de rastrear o ponto de potência máximo em condições transitórias e de estado estacionário. Em [22], seu desempenho também é avaliado na presença de ruído nos sinais de medição. Dessa forma, está representado na Fig. 4.19, o algoritmo da Condutância Incremental.

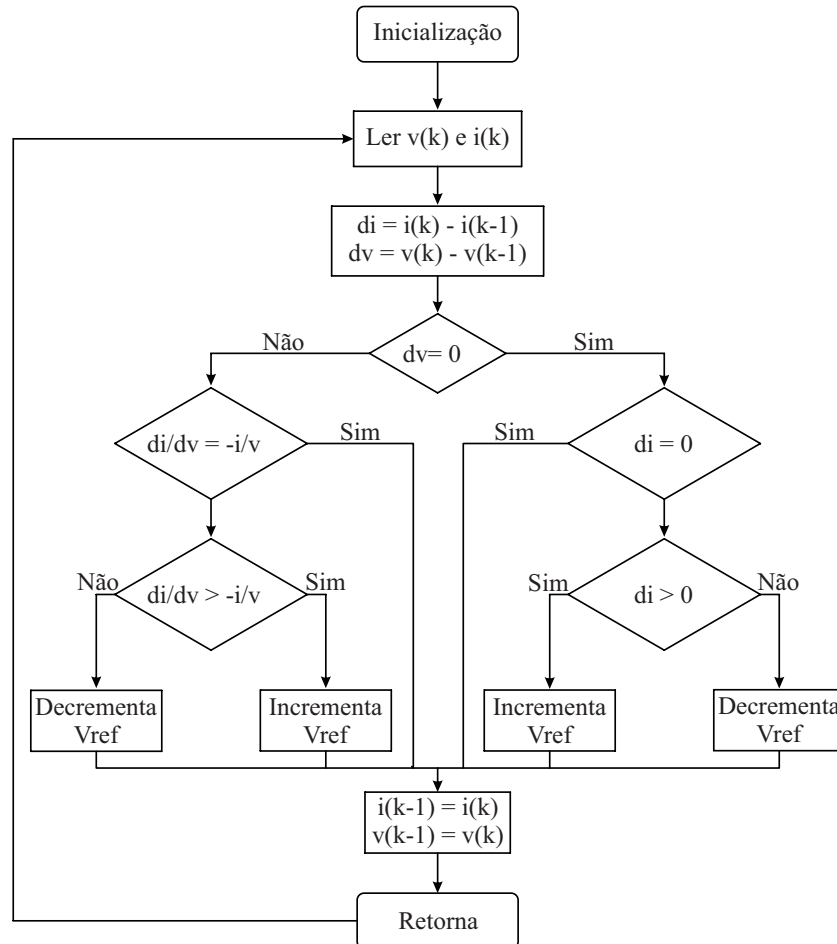


Figura 4.19: Algoritmo MPPT para Condutância Incremental.

Em todos os casos, esse método apresentado por [23] demonstrou melhor resposta e, portanto, foi considerado para a aplicação neste trabalho.

## 4.6 Análise de conexões dos barramentos DC

Há três formas de realizar a conexão dos barramentos DC do conversor TUPF:

- barramentos em paralelo;
- barramentos individuais;
- barramentos em série;

Neste trabalho, a conexão em série é objeto de estudo, logo não será tratada nos comentários desta seção.

### Barramentos em paralelo

Barramentos DC conectados em paralelo simplificam o controle de corrente e tensão. Nessa situação, haverá apenas um controle para tensão e um controle para corrente, pois a tensão nas

pontes, pela forma de conexão será a mesma. Essa proposta já foi objeto de estudo em outras duas publicações [38] e [40]. A Fig. 4.20 destaca a conexão dos barramentos DC em paralelo.

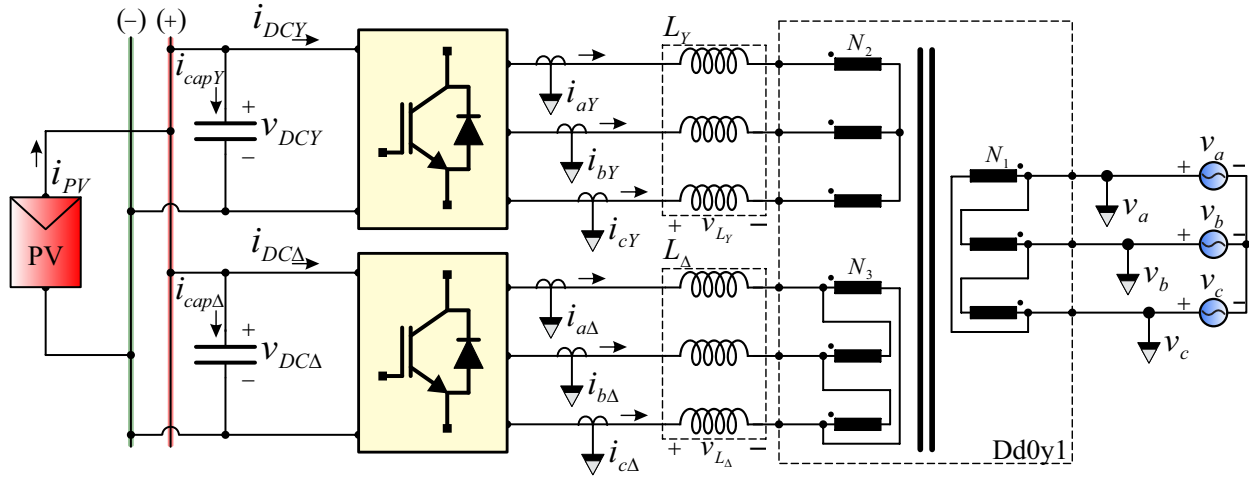


Figura 4.20: Barramentos DC conectados em paralelo.

Esse tipo de conexão é o mais utilizado na literatura, pois traz algumas vantagens intrínsecas. Nesse caso, 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, reduzindo a complexidade de processamento e o custo.

Conforme proposto em [3], os controladores podem ser sintonizados a partir das eq. 4.14 e 4.15

$$\frac{V^{dq}(s)}{I^{dq}(s)} = sL + k_p^{dq} + \frac{k_i^{dq}}{s} \tag{4.14}$$

$$\frac{I_{pv}(s)}{V_{dc}(s)} = sC_{eq} + k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \tag{4.15}$$

### Barramentos individuais

Para conexão individual dos inversores, há um controlador de tensão DC principal para cada conversor e nenhum controle de balanceamento. A equação 4.17 e a Fig. 4.18 ainda se aplicam, com a diferença de que  $C_{eq}$  deve ser substituído por  $C_1$  ou  $C_2$ , dependendo do inversor em consideração.

$$\frac{I_{PV}(s)}{V_{dc}(s)} = \left( sC_{eq} + K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \left[ \frac{1}{1 - 0.5 \frac{\Delta V_{dc}}{I_{PV}} \frac{C_2 - C_1}{C_1 C_2} \left( K_{p\Delta} + \frac{K_{i\Delta}}{s} \right)} \right] \tag{4.16}$$

$$\frac{I_{PV}(s)}{V_{dc}(s)} \approx sC_{eq} + K_p + \frac{K_i}{s} \tag{4.17}$$

Na Fig. 4.21 é apresentado a forma de conectar os barramentos individualmente. Essa forma de conexão foi abordada com mais detalhes em [9].

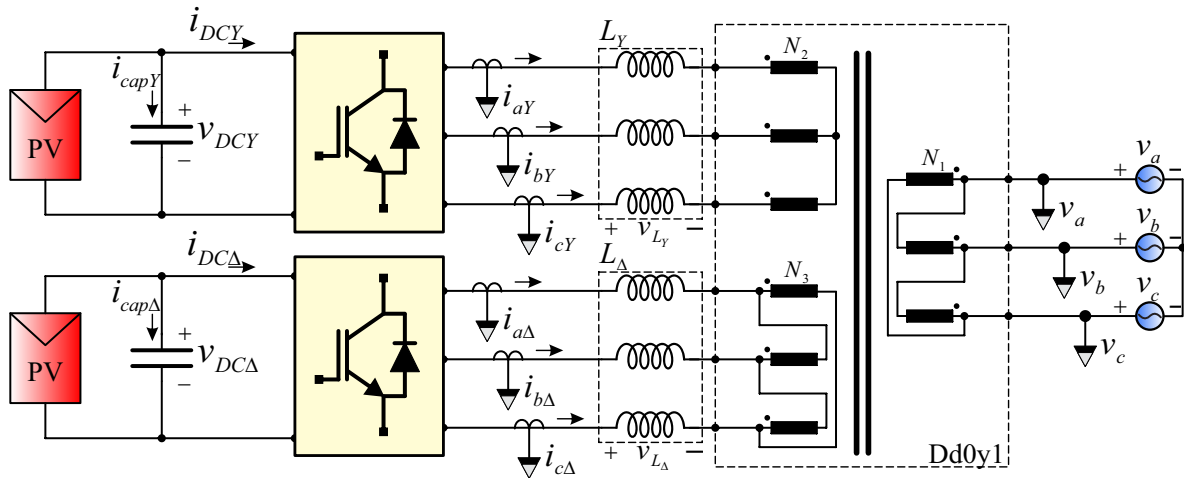


Figura 4.21: Barramentos DC individuais.

Na conexão individual, surge a possibilidade de operar os barramentos com potências diferentes. Essa configuração foi testada para um desequilíbrio de 40% entre as pontes [9]. Para um desequilíbrio tão severo, as distorções harmônicas se tornaram consideráveis. Assim, para situações com desequilíbrio acentuado, o conversor TUPF pode perder a característica de manter o fator de potência unitário.

Esse tipo de conexão não permite uma medição única no primário do transformador, pois cada barramento deverá receber comandos de controle também individuais, representando maior complexidade.

## 4.7 Conclusão

Este capítulo demonstrou os principais conceitos associados ao TUPF. Foi mostrado as formas de conexão do barramento DC, e qual especificamente está sendo estudada neste trabalho. Além disso, foi apresentada toda a estrutura disponível para a operacionalizar o conversor, bem como validar todos os sistemas que o compõem.

Em especial, o simulador de tempo real ofereceu resultados completos e confiáveis. Através dessa tecnologia, foi possível testar e depurar previamente toda a malha de controle.

No próximo capítulo, o HIL será utilizado extensivamente para validar todas as funções de proteção que formarão a base para os testes reais.



# Implementação de proteções e resultados de simulação

## 5.1 Introdução

Para a operação do conversor minimamente segura, foram implementados alguns esquemas de proteção no sistema de controle do conversor. Verificou-se o que é comumente utilizado comercialmente, em termos de funções de proteção, por exemplo, o manual do conversor CFW-11 RB [66]. Considerando a referência [66], em seu capítulo 6, na seção 6.2 *FALHAS, ALARMES E POSSÍVEIS CAUSAS* há uma tabela descritiva com as principais funções de proteção disponíveis em tal modelo, dentre das quais foram escolhidas as mais apropriadas para um conversor em modo gerador. Em seguida, são apresentados resultados de simulação para operação da tecnologia TUPF como inversor central.

## 5.2 Teste de proteções

Na lista a seguir, estão elencadas todas as funções implementadas. Neste caso, convencionou-se chamar de *trip* a ativação de qualquer função de proteção, de modo que na ocorrência de qualquer comportamento considerado anormal, segundo as regras implementadas, o conversor desativará o chaveamento das pontes e abrirá o contator de conexão com a rede.

Para identificação da proteção ativada, foi associado a cada uma, um rótulo que pôde ser verificado através da interface do software *Code Composer*. Como as proteções estão agrupadas em quarteto, o código identificador é um hexadecimal que representa um *nibble* (4 bits), identificando o grupo e a posição nesse grupo.

1. **Sobretensão** (0x00001 e 0x00004) no barramento individual das pontes delta e estrela, respectivamente.

Ocorrerá *trip* quando a tensão no barramento DC de qualquer das pontes for superior ao limiar estabelecido.

2. **Subtensão** (0x00002 e 0x00008) no barramento individual das pontes delta e estrela, respectivamente.

Ocorrerá *trip* quando a tensão no barramento DC de qualquer das pontes for inferior ao limiar estabelecido.

3. **Sobrecorrente** (0x00010, 0x00020 e 0x00040, 0x00080) nas fases *a* e *c*, das pontes delta e estrela;

Ocorrerá *trip* quando a corrente nas fases das pontes for superior ao limiar estabelecido.

4. **Sobrecorrente** (0x00100) no barramento DC;

Ocorrerá *trip* quando a corrente no barramento DC for superior ao limiar estabelecido.

5. **Sobrecorrente temporizada** nas correntes  $I_d$  e  $I_q$ , das pontes delta e estrela;

Esta função é ativada sempre que a magnitude das correntes permanecem por mais de 5 seg. acima do limiar estabelecido.  $\Delta$ : 0x00200,  $Y$ : 0x02000.

6. **Proteções externas** (0x20000, 0x40000 e 0x80000) para temperatura nas pontes delta e estrela, bem como a perda de sincronismo com a rede.

Ocorrerá *trip* quando os termistores de qualquer das pontes emitir sinal para sobreaquecimento, ou quando ocorrer qualquer evento que provoque a perda de sincronismo do PLL com a rede, o qual é implementado na FPGA. Especificamente, a proteção 0x80000 cobre *trip* do *gate-driver* de qualquer uma das chaves semicondutoras (nesse caso, o FPGA interrompe o chaveamento imediatamente e envia o sinal para o DSP desligar os contatores) e qualquer mal funcionamento da própria FPGA.

A Fig. 5.1 apresenta o esquema implementado em software.

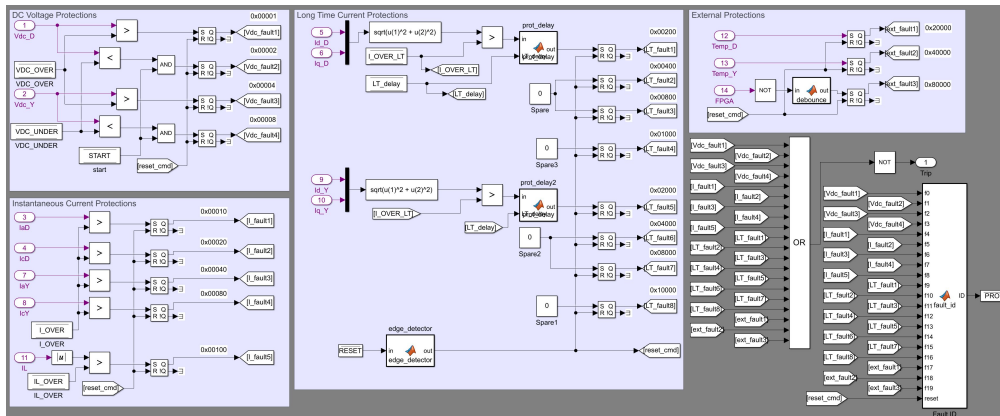


Figura 5.1: Esquema de proteções implementado no MATLAB/Simulink.

## 5.3 Validação das proteções em *Hardware in the Loop*

A eficácia de todas as proteções foi verificada em ambiente de simulação de tempo real, através do uso do equipamento *Typhoon HIL* [25, 33]. A descrição do ambiente de simulação e conexão das placas foi objeto de explanação do capítulo 4, seção 4.3.3.

### 5.3.1 Proteção de sobrecorrente instantânea DC

Na Fig. 5.2 é demonstrada a ativação da proteção de sobrecorrente instantânea no barramento DC. A variação da corrente DC (CH4) foi implementada em rampa, com ajuste para 45 A. A ativação da proteção é constatada pela mudança no sinal de *trip* (CH3). Além disso,

é possível observar o aumento da corrente (**CH2**) na rede e sua imediata interrupção, após a ocorrência. A tensão na rede (**CH1**), permanece inalterada.

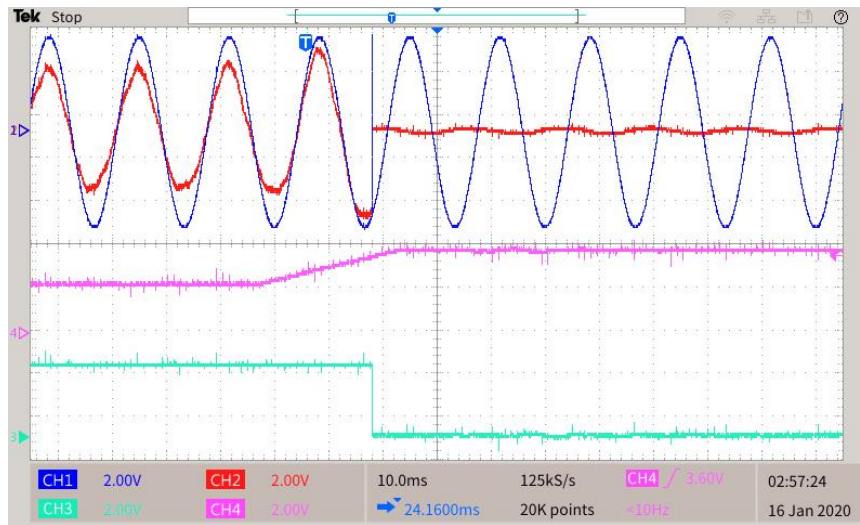


Figura 5.2: Trip por sobrecorrente instantânea DC (ajuste em 45A).

### 5.3.2 Proteção de sobrecorrente instantânea AC

A proteção de sobrecorrente instantânea AC (**CH1**, **CH2**, **CH3**) está demonstrada na Fig. 5.3, onde o limiar foi ajustado para 55 A de pico. Assim, o *trip* (**CH4**) ocorre no momento imediato ao alcance do limiar.

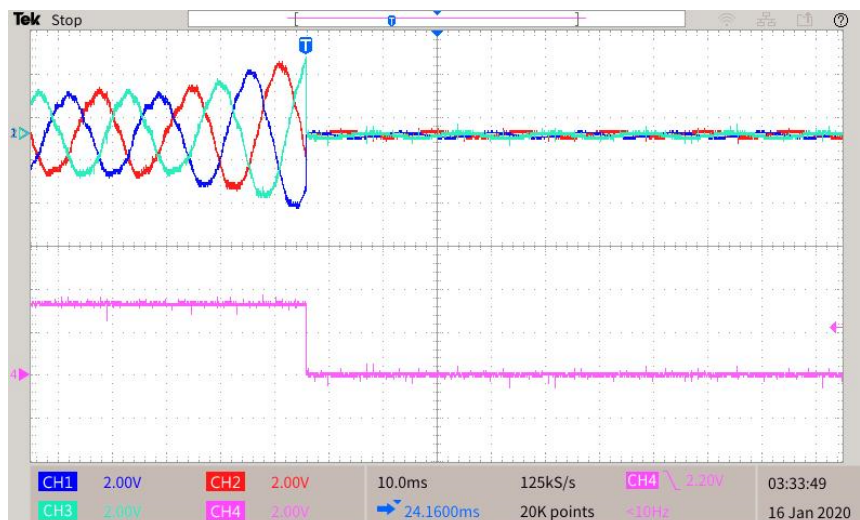


Figura 5.3: Trip por sobrecorrente instantânea AC (ajuste em 55 A de pico).

### 5.3.3 Proteção de sobrecorrente temporizada

Na Fig. 5.4 é ilustrada a eficácia da proteção de sobrecorrente temporizada. Nesse cenário, o *trip* (**CH4**) é ativado para duas condições simultâneas configuráveis: magnitude das correntes

AC (CH1, CH2, CH3) acima de 50 A, e a permanência nesse estado por no mínimo 5 segundos. Na imagem em questão, está destacada a variação de tempo ( $\Delta T$ ) implementada nesta função.

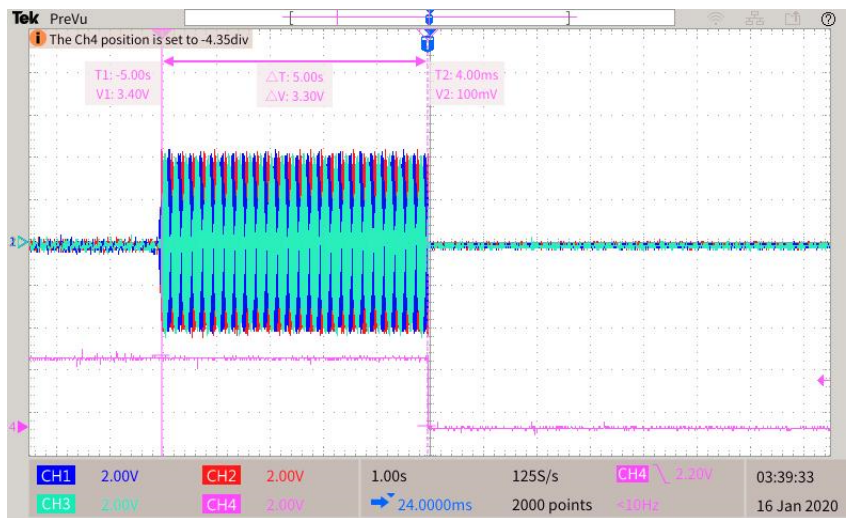


Figura 5.4: Trip por sobrecorrente temporizada AC (ajuste em 50 A de pico).

### 5.3.4 Proteção de sobretensão DC

Já na Fig. 5.5 é demonstrado a proteção de sobretensão DC, nas pontes  $\Delta$  (CH2) e Y (CH3). O ajuste foi setado para 350 V por ponte. A imagem mostra que na detecção da condição implementada, o *trip* (CH4) é ativado e a corrente (CH1) na rede é interrompida.

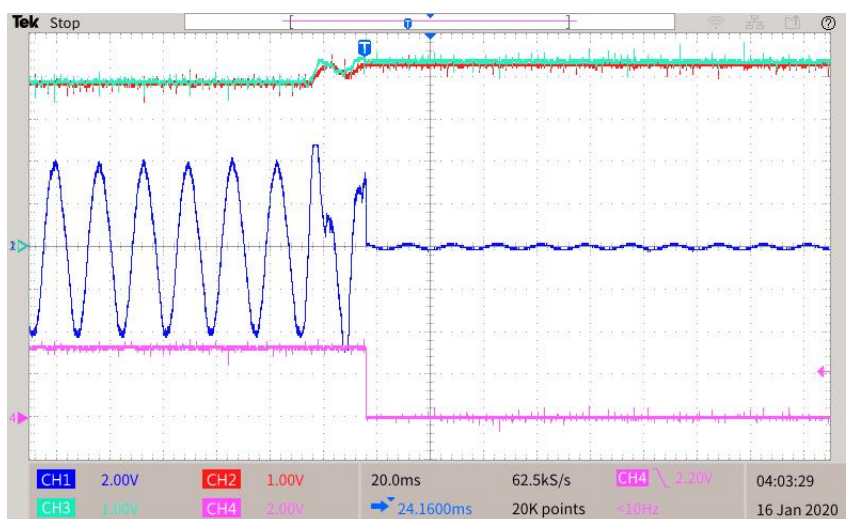


Figura 5.5: Trip de sobretensão ajustado em 350 V. A referência de tensão foi aumentada, em degrau, de 630 V para 700 V (350 V por ponte).

### 5.3.5 Proteção de subtensão DC

De igual modo, na Fig. 5.6 é demonstrada a proteção de subtensão DC, nas pontes  $\Delta$  (CH2) e Y (CH3). O ajuste foi setado para 320 V por ponte, um limite escolhido para a operação

segura do TUPF. A imagem mostra que na detecção da condição implementada, o *trip* (CH4) é ativado e a corrente (CH1) na rede é interrompida. A tensão nos barramentos permanece constante.

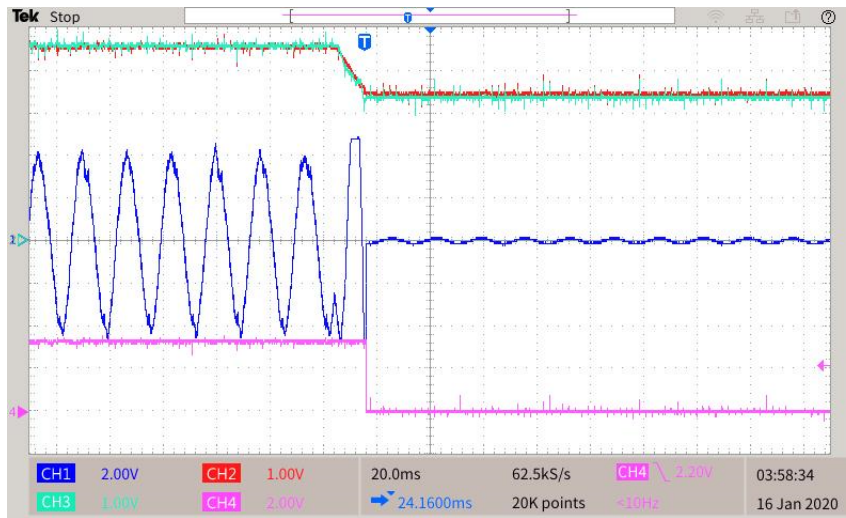


Figura 5.6: Trip por subtensão ajustado em 320 V. A referência de tensão foi reduzida, em degrau, de 750 V para 630 V (315 V por ponte).

### 5.3.6 Proteção de *gate-driver* e termostato

Os conversores utilizados nesse projeto, dispõem de mecanismos de detecção de anomalias nas chaves semicondutoras. Na Fig. 5.7 é simulado um *trip* (CH3) de *gate-driver* para a ponte  $\Delta$ , que seguindo o procedimento padrão, interrompe a corrente (CH2) injetada na rede pela abertura do contator de conexão. A tensão na rede (CH1) permanece inalterada.

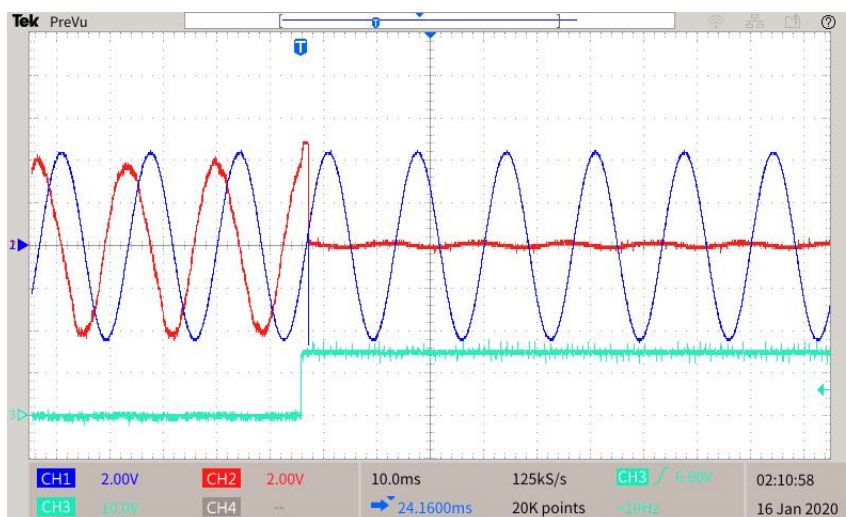


Figura 5.7: Envio de trip de *gate-driver* de uma das chaves da ponte Delta.

Da mesma forma, na Fig. 5.8 é simulado um *trip* (CH3) de *gate-driver* para a ponte  $Y$ , que seguindo o mesmo procedimento padrão, interrompe a corrente (CH2) injetada na rede pela abertura do contator de conexão. A tensão na rede (CH1) permanece inalterada.

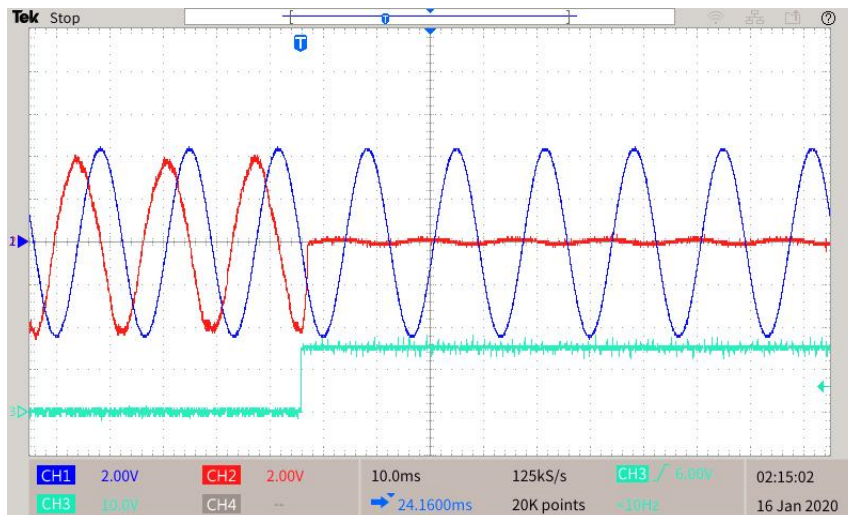


Figura 5.8: Envio de trip de gate-driver de uma das chaves da ponte Estrela.

Além da proteção interna dos *gate-drivers*, cada conversor possui um termostato que ativa um *trip* (CH3) correspondente, quando a temperatura no ponto de medição excede (com alguma tolerância) um certo valor. Segundo o datasheet [63] do fabricante, a temperatura de atuação está estimada para  $77^{\circ}C$ .

Na Fig. 5.9 é demonstrado que o sinal reservado para a proteção do termostato está atuando. Como é uma proteção interna ao conversor, garantida pelo fabricante, a modelagem da temperatura no ponto de medição não é objeto de simulação, sua ativação será apenas monitorada.

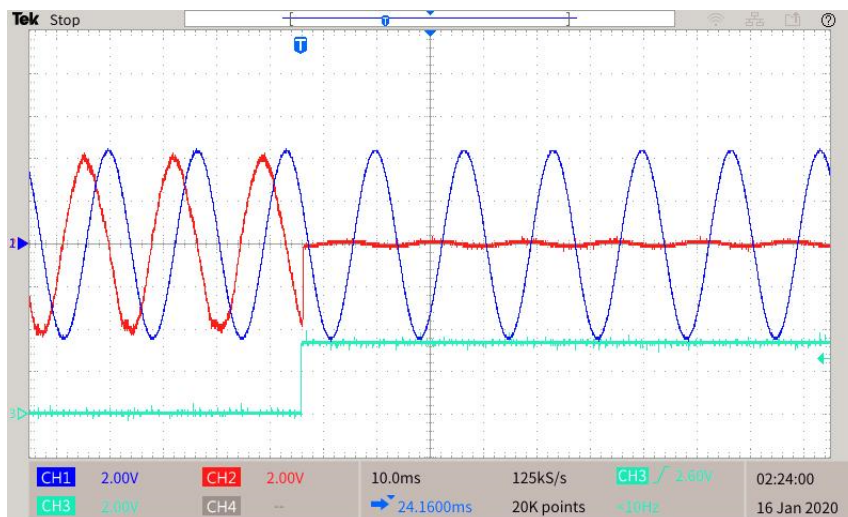


Figura 5.9: Envio de trip de termostato da ponte Estrela.

### 5.3.7 Proteção de perda de fase (sincronismo)

O algoritmo de sincronismo (*PLL*) está inteiramente implementado na FPGA. Para sua realização é necessária a medição das tensões da rede. Assim, qualquer evento que afete a tensão medida, impossibilitando o correto cálculo do ângulo de sincronismo, será entendido pelo algoritmo de controle como um evento de falta. Na Fig. 5.10 o conversor é submetido

(*virtualmente*) a um evento de perda de fase em uma das tensões da rede, pela desconexão do cabo de medição de tensão (**CH1**).

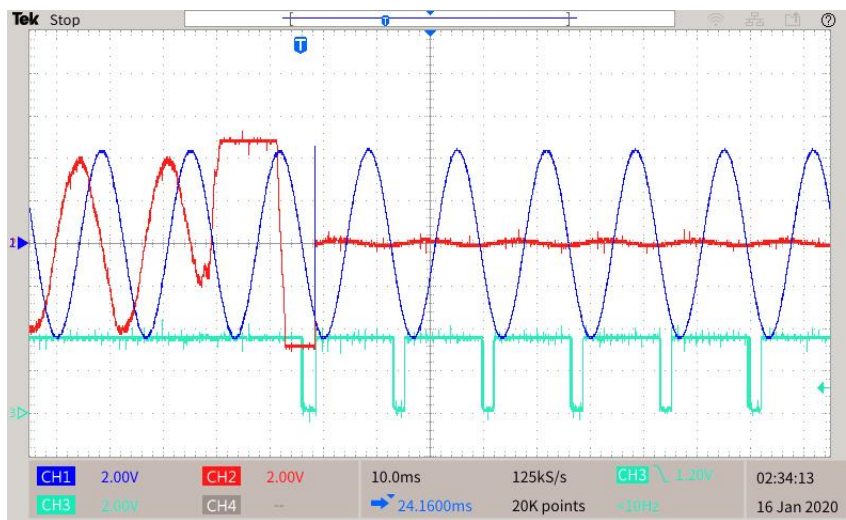


Figura 5.10: Trip por perda de fase na medição do FPGA.

Por alguns ciclos, o PLL tenta restabelecer o sincronismo, porém não logrando êxito dispara o *trip* (**CH3**) de FPGA. A FPGA então, realiza o *auto-reset*, percebendo a permanência da anormalidade e disparando o *trip* novamente, até que o problema seja sanado.

### 5.3.8 Proteção de mal funcionamento na FPGA

Na eventualidade de a FPGA sofrer algum tipo de falha interna, uma proteção também foi prevista. A Fig. 5.11 demonstra a eficácia da mesma.

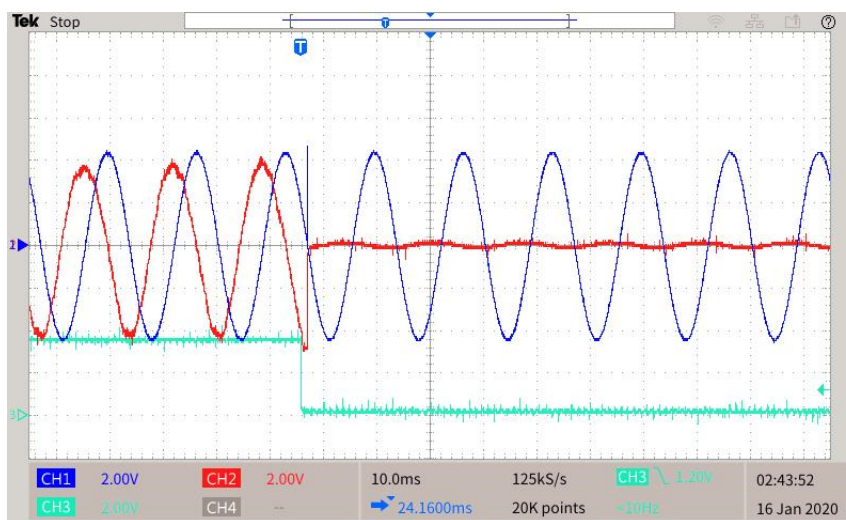


Figura 5.11: Trip por perda do FPGA (simulado com reset do mesmo).

De modo geral, os valores de ajustes das proteções nos testes com o HIL nos permitiu validar as funcionalidades das mesmas. Na Tabela 5.1, está descrito de forma resumida os valores utilizados para os ajustes das proteções do protótipo, em sua versão final.

Tabela 5.1: Resumo de ajustes de proteção para a versão final do protótipo.

Proteção	Ajuste	Motivação
VDC_OVER	400 V	Tensão nominal do banco de capacitores do barramento DC (SEMITOP Stack da Semikron)
VDC_UNDER	223 V	Aproximadamente 70 % do valor de tensão nominal de funcionamento (320 V)
I_OVER	200 A	Máxima corrente repetitiva suportada pelo IGBT utilizado (SK80GB063 da Semikron)
I_OVER_LT	80 A	Aproximadamente 150 % do valor de pico da corrente nominal de projeto do protótipo ( $I_n = 38$ A rms). O SEMITOP Stack é projetado para suportar essa sobrecarga por até 60 s a cada 10 min.
IL_OVER	70 A	150 % do valor nominal de potência (30kW) para uma tensão nominal série de 640 Vdc (320 Vdc pro conversor).

## 5.4 Resultados de simulação

Antes de partir para a realização dos ensaios, o desempenho do conversor foi avaliado considerando como caso de estudo um possível arranjo da planta solar fotovoltaica Tesla, descrita anteriormente. A planta consiste de 144 módulos Yingli 245-32b distribuídos em três arranjos, cada *string* consistindo de 10 módulos em série, sendo 14 *strings* em paralelo como descrito na Fig. 5.12. As simulações foram realizadas com o software Matlab/SIMULINK.

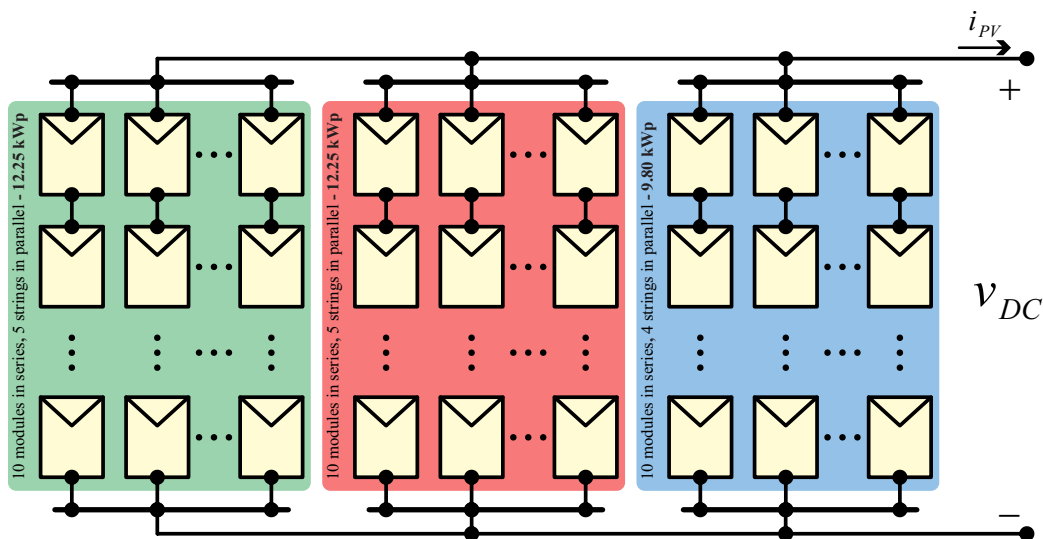


Figura 5.12: Arranjo de 35,28 kWp considerado.

Uma vez que a tensão de circuito aberto e a tensão de máxima potência para cada módulo são  $V_{oc} = 40,8$  V e  $V_{mp} = 32,2$  V, respectivamente, o arranjo considerado oferece 322 V na máxima potência e 408 V em circuito aberto.

O perfil de irradiância e temperatura mostrado na Fig. 5.13 foi escolhido para testar o cenário mais largamente usado na literatura: variação em rampa e em degrau.

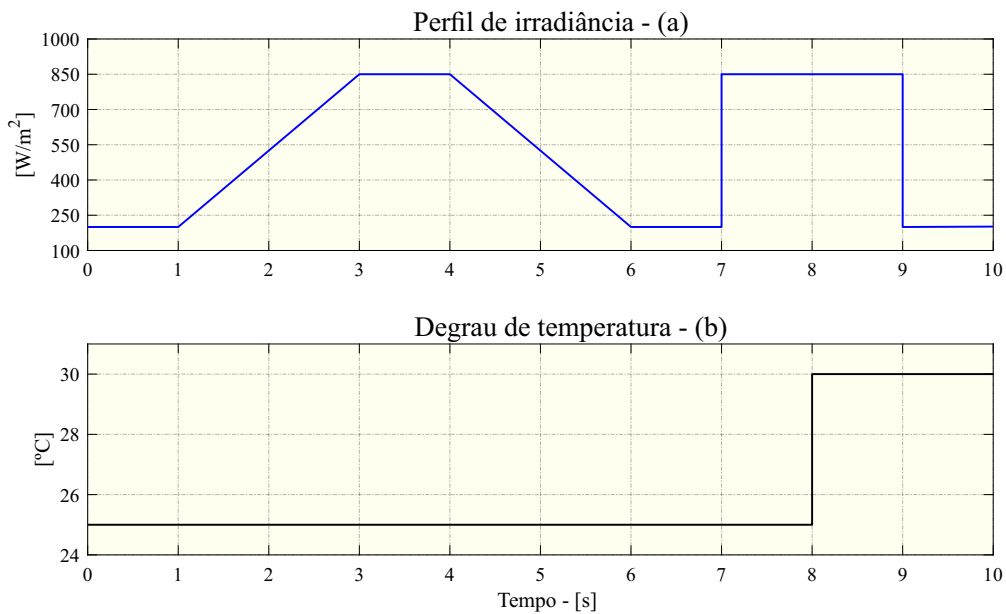


Figura 5.13: Perfil de irradiância e temperatura escolhido.

A variação em rampa é uma aproximação do comportamento verificado na prática, e serve para validar o ajuste do algoritmo MPPT. Por outro lado, a variação em degrau têm o objetivo de testar o controle sob severas condições de operação, provocando flutuações no barramento DC. A Fig. 5.14(a) mostra que o MPPT segue as variações de irradiância, fornecendo a referência de tensão necessária para o controle extrair a energia.

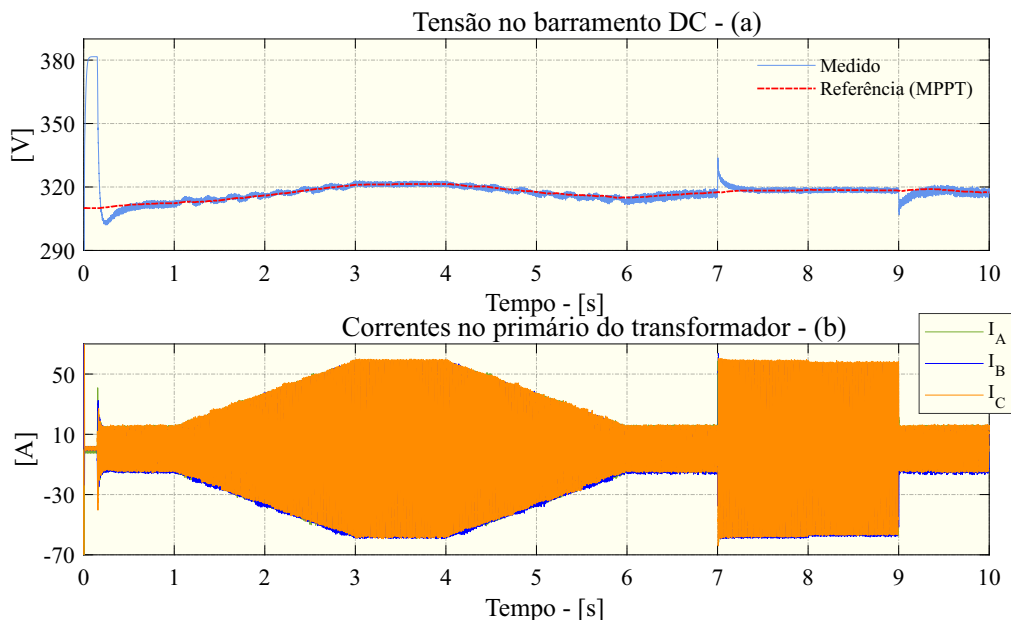


Figura 5.14: Variação da tensão DC com a irradiância.

Também é mostrado que a tensão medida no capacitor do barramento DC segue aproximadamente a tensão de referência em regime permanente. Já a Fig. 5.14(b) mostra as correntes

no primário do transformador para o mesmo perfil de irradiância. Para um severo transitório de irradiância, a Fig. 5.15 mostra a estabilidade da resposta das corrente e tensões no primário do transformador, no ponto de conexão com a rede. O sincronismo das tensões e correntes são testemunhos do fator de potência unitário com carga e sem carga.

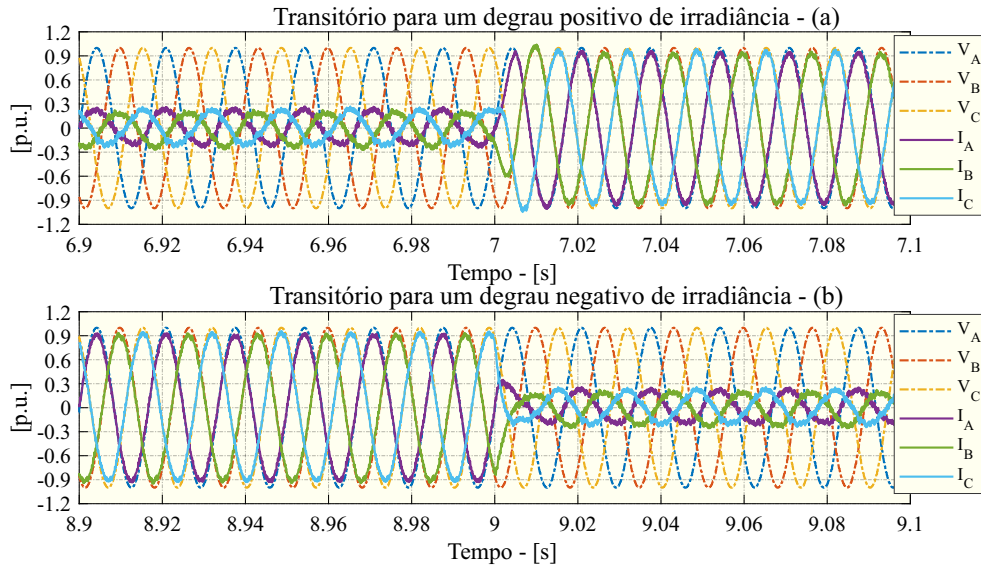


Figura 5.15: Efeito do degrau positivo e negativo de irradiância nas corrente e tensões do primário do trafo.

A verificação de conformidade com os índices de qualidade da energia é verificado considerando a Tabela 2.4. A Fig. 5.16 apresenta as componentes harmônicas da corrente na fase A do ponto de conexão com a rede, comparando-a com os respectivos índices percentuais e distorção total de demanda (TDD).

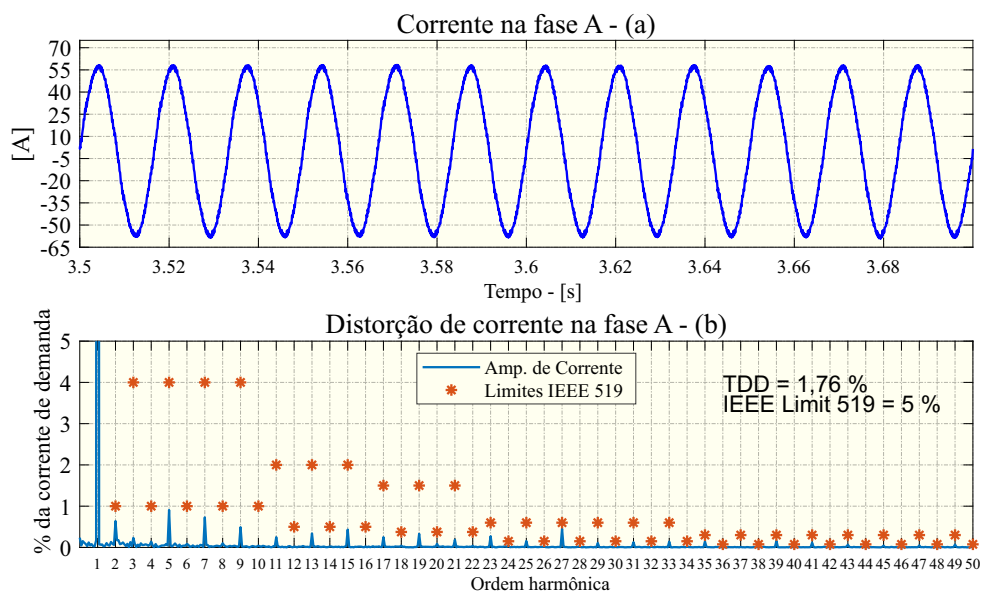


Figura 5.16: Componentes harmônicas na fase A da corrente de primário.

É possível observar que todas as harmônicas residuais ( $2 \leq h \leq 50$ ) estão abaixo do respectivo percentual recomendado. Aliado a isto, a TDD é menos da metade do valor recomendado.

## 5.5 Conclusão

As proteções aqui implementadas têm por objetivo municiar os testes reais de maior segurança em operação. Mesmo sendo um protótipo acadêmico, o conversor TUPF tem sido desenvolvido com rigor industrial, buscando atender os requerimentos das principais normas e padrões, em termos de qualidade da energia e segurança. Desse modo, uma vez que as funções de proteções escolhidas estão validadas, os testes de comissionamento foram realizados a fim de obter resultados experimentais para validação do conceito. Além disso, os resultados de simulações demonstram de forma preliminar o correto funcionamento do sistema de controle projetado para o protótipo de pequena escala.

No capítulo 6, estão elencados com detalhes os principais resultados experimentais que demonstram a operação exitosa do protótipo de pequena escala.



# Resultados experimentais

## 6.1 Testes funcionais

A geração de energia a partir da usina Tesla foi a etapa final de uma rígida sequência de testes para comissionamento do protótipo. Com a validação de todas as funcionalidades e proteções descritas no capítulo 5, deu-se início aos procedimentos de testes com o protótipo de pequena escala (30 kW) real.

Tanto quando possível, com os recursos disponíveis em laboratório, os testes para comissionamento foram baseados no padrão *IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Energy Resources with Electric Power Systems and Associated Interfaces* [70], a qual é aplicável a equipamentos para interconectar fontes de geração distribuída na rede elétrica.

Esse padrão considera dois tipos de teste. O primeiro, ensaios de tipo (**type tests**), é a designação para testes que são realizados em um único equipamento de uma linha. Já o segundo, ensaios de rotina (**routine tests**), são testes realizados em cada equipamento produzido, individualmente.

Embora o protótipo de pequena escala não seja um “cabeça de série”, e o termo **type tests** não seja estritamente aplicável, os testes para ensaio de tipo descritos no capítulo 5 desse padrão, constituem-se excelentes meios de validação da operação de conversores em ambiente acadêmico. Dentre os testes sugeridos pelo padrão, a lista abaixo sumariza os relacionados aos ensaios realizados com o TUPF.

- Estabilidade de temperatura;
- Distúrbios de tensão;
- Entrada em serviço;
- Sincronização;
- Integridade de interconexão;
- Limitação de injeção DC por inversor;
- Abertura de fase;
- Distorção de corrente;
- Limite de potência ativa;
- Regulação de tensão;

É importante ressaltar que, a utilização da norma como direcionamento não significa necessariamente que os resultados obtidos estão de acordo com os requerimentos estabelecidos, visto que o principal objetivo desse trabalho é demonstrar a operação do TUPF como uma prova de conceito.

### 6.1.1 Barramento DC controlado por fonte DC

O primeiro acionamento do protótipo foi regado de muita cautela. Para tanto, não houve conexão com a rede, os controles de tensão, de desbalanço e de corrente foram desabilitados.

Sem controle de tensão, o barramento DC foi mantido constante pelo uso de uma fonte AC *Pacific* alimentando os retificadores, conforme Fig. 6.1, ver [68].

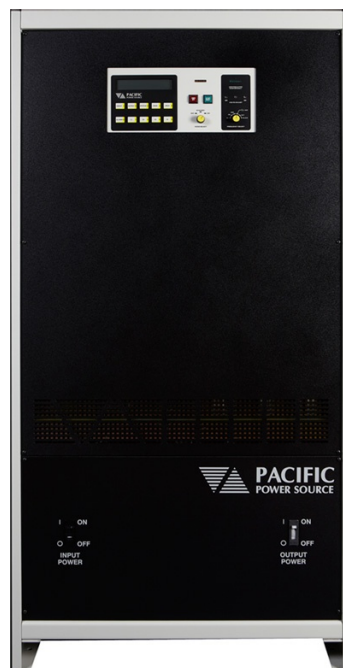


Figura 6.1: Fonte Pacific MS Series, utilizada para alimentação do barramento DC.

A fonte AC Pacific tem capacidade de fornecer 50 kW de potência, atendendo de forma segura a demanda do protótipo TUPF de pequena escala, de 30 kW. A Fig. 6.2 ilustra o conversor de uma das pontes, no qual a fonte AC Pacific é conectada ao retificador do lado esquerdo da figura.

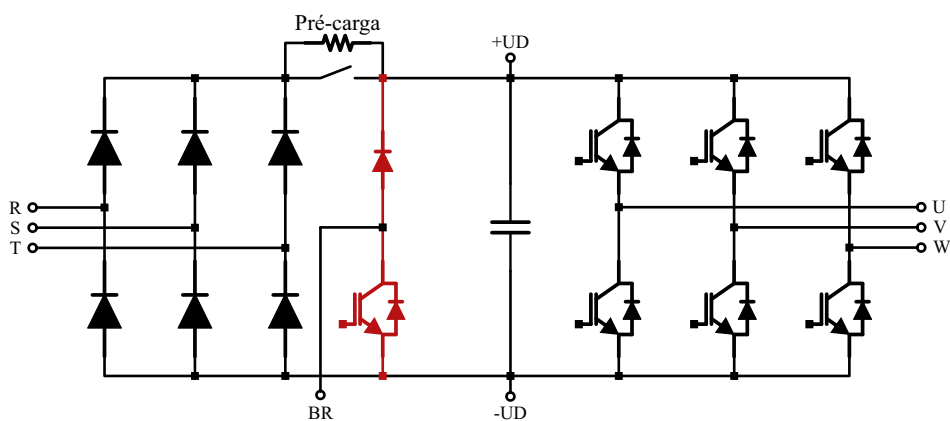


Figura 6.2: Esquema elétrico do conversor de uma das pontes.

Para a validação dos testes que envolvem o barramento DC, a proteção de subtensão foi desabilitada, uma vez que a tensão do barramento foi incrementada gradativamente até o nível de operação plena. Para cada nível de tensão ajustado, foi acionada a modulação das pontes em malha aberta (controle manual). Verificada a operação normal, o nível de tensão foi aumentado. Adicionalmente, o índice de modulação e o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente, foram avaliados.

A ideia essencial foi partir dos subsistemas mais básicos, certificar o seu correto funcionamento, para a partir daí habilitar os subsistemas mais complexos, até que o protótipo como um todo estivesse funcionando.

Na Fig. 6.3, a tensão do barramento DC ( $V_{DC}$ ) foi ajustada para 50 V. Esse valor pode ser verificado pela amplitude das tensões chaveadas (CH1 e CH2) das pontes  $\Delta$  e  $Y$ , respectivamente. A tensão na rede (CH3), foi apresentada apenas para avaliação da defasagem, além de ser necessária para o cálculo do PLL, conforme citado na seção 4.2.3. Neste primeiro cenário, o índice de modulação ( $M$ ) foi ajustado para 0,9 e a defasagem foi nula,  $\delta = 0$ .

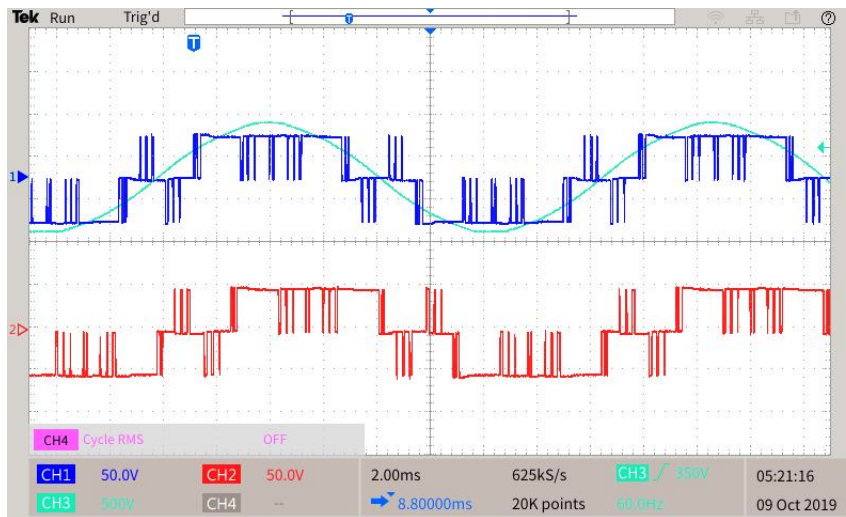


Figura 6.3:  $V_{abD}$ ,  $V_{abY}$ ,  $V_{abG}$ , para índice de modulação  $M = 0,9$  e  $V_{DC} = 50V$ .

Na Fig. 6.4 a tensão DC foi ajustada para  $V_{DC} = 150V$  e o índice de modulação mantido em  $M = 0,9$ . A amplitude das tensões chaveadas (CH1 e CH2) das pontes  $\Delta$  e  $Y$ , respectivamente, confirmam o nível de tensão DC. Nesse caso, a defasagem foi ajustada para  $\delta = \pi$  rad ( $180^\circ$ ), deslocando as tensões chaveadas de igual modo. A corrente em um dos reatores (CH4) foi auferida, conforme a figura é composta basicamente de harmônicos.

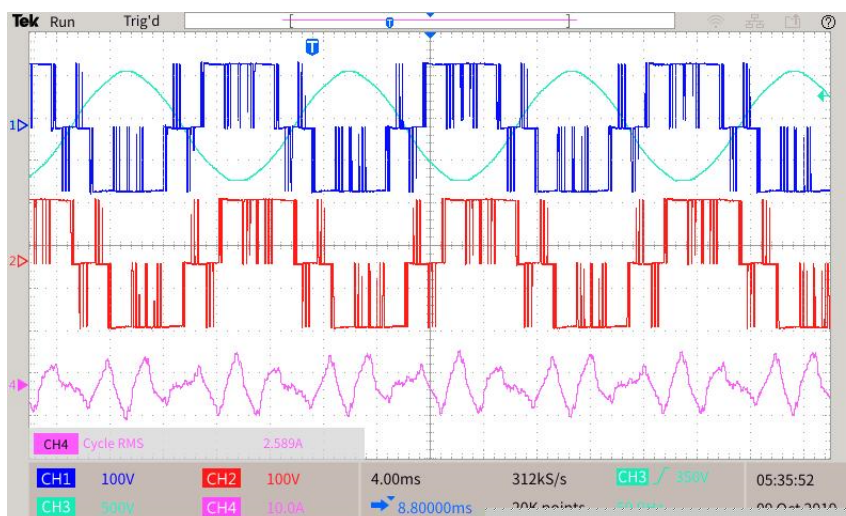


Figura 6.4:  $V_{abD}$ ,  $V_{abY}$ ,  $V_{abG}$ , para índice de modulação  $M = 0,9$  e  $V_{DC} = 150V$ ,  $\delta = \pi$ .

Já na Fig. 6.5, a tensão DC foi ajustada para seu nível de operação  $V_{DC} = 311V$  e o índice de modulação reduzido para  $M = 0,5$  com defasagem nula,  $\delta = 0$ .

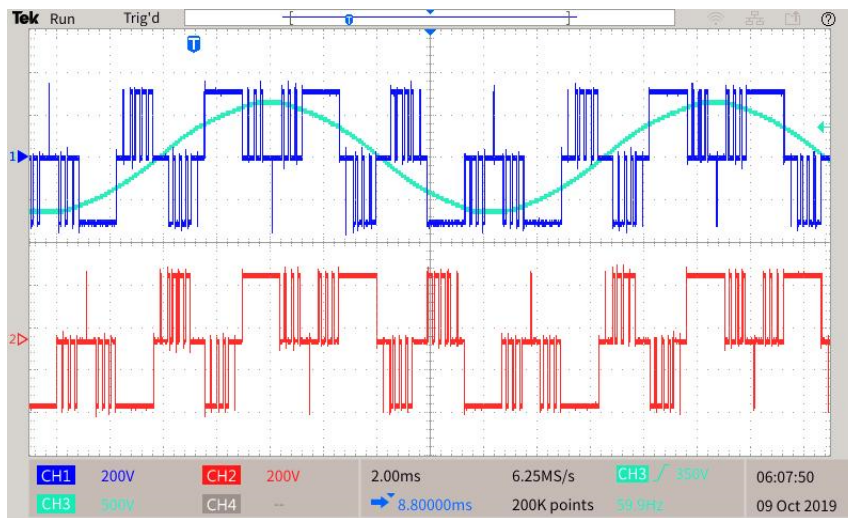


Figura 6.5:  $V_{abD}$ ,  $V_{abY}$ ,  $V_{abG}$ , para índice de modulação  $M = 0,5$  e  $V_{DC} = 311V$ ,  $\delta = 0$ .

Na Fig. 6.6, os parâmetros de controle foram colocados próximos dos seus valores limites. A tensão DC foi ajustada para  $V_{DC} = 311V$  e o índice de modulação ajustado para  $M = 0,9$  com defasagem de  $\delta = 180^\circ$ .

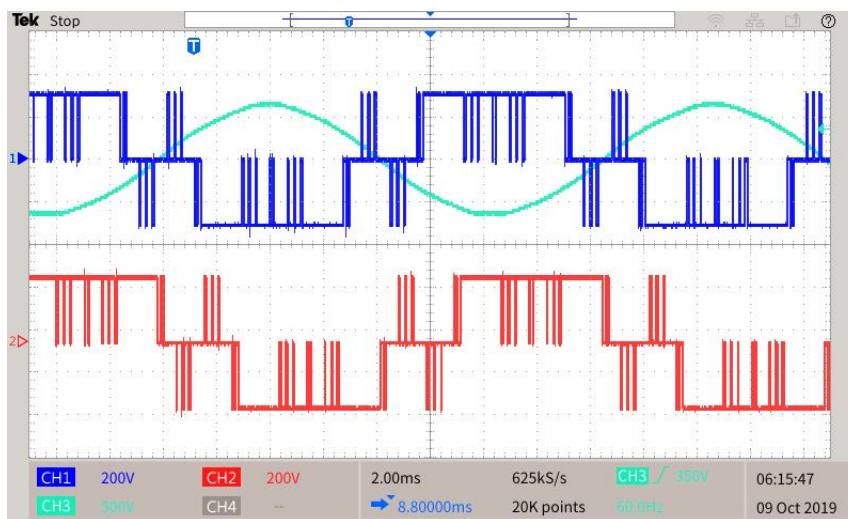


Figura 6.6:  $V_{abD}$ ,  $V_{abY}$ ,  $V_{abG}$ , para índice de modulação  $M = 0,9$  e  $V_{DC} = 311V$ ,  $\delta = 180^\circ$ .

Por fim, um resistor trifásico de  $15,5 \Omega$  foi instalado na saída do conversor TUPF. Nesse último teste com o barramento DC controlado por fonte externa, manteve-se o controle desabilitado, operação ainda em malha aberta. Na Fig. 6.7, é possível verificar a tensão chaveada na ponte  $\Delta$  (CH1), as correntes na saída das pontes  $\Delta$  e  $Y$  (CH2 e CH3), respectivamente, bem como a corrente de saída (CH4) no resistor, representando uma carga.

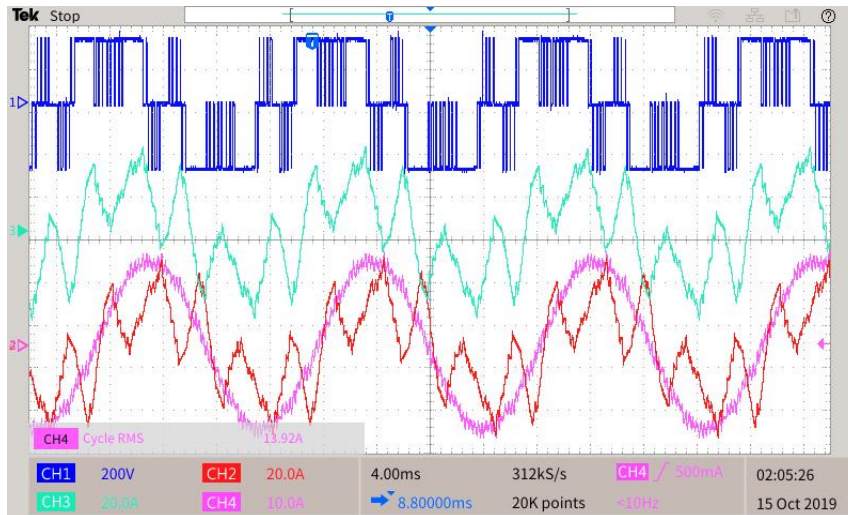


Figura 6.7:  $V_{abD}$ ,  $I_{aD}$ ,  $I_{aY}$ ,  $I_{aL}$ , para índice de modulação  $M = 0,8$  e  $V_{DC} = 300V$ .

### 6.1.2 Verificação de defasagens

O transformador de três enrolamentos é responsável pelo cancelamento das harmônicas não eliminadas pela modulação SHE PWM. Dessa forma, a verificação da defasagem entre os enrolamentos do transformador é indispensável para confirmação do seu correto funcionamento. Inicialmente, acreditava-se que o transformador era Dd0y1. Todavia, mediante os testes realizados constatou-se que o mesmo é Dd0y11, o que significa que a tensão do estrela está adiantada de  $30^\circ$  do triângulo (ou defasada de  $11 * 30 = 330^\circ$ ). Tal fato gerou a necessidade de alteração dos códigos na placa FPGA e DSP, para adequação do controle. Na Fig. 6.8 é demonstrado que, ao energizar o transformador pelo primário (CH1), a tensão no secundário em  $\Delta$  (CH2) está em sincronismo com o primário, e a tensão no secundário em Y (CH3) está adiantada de  $\approx 30^\circ$  em relação ao primário.

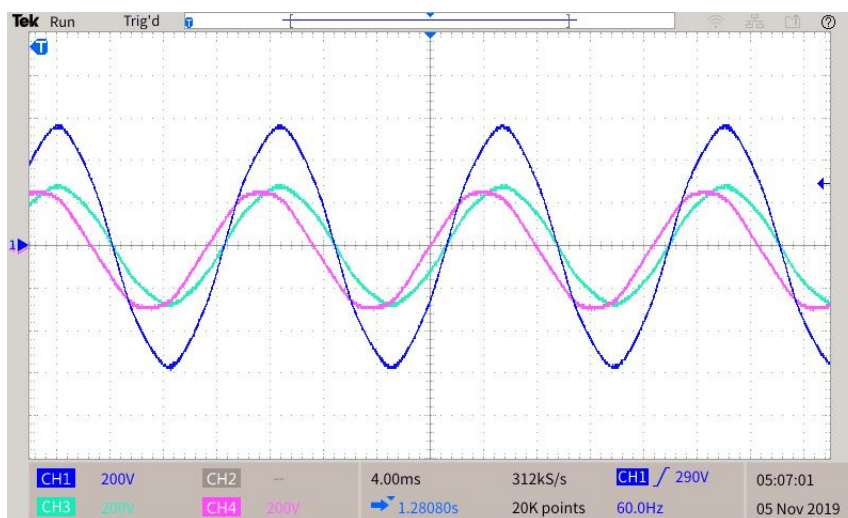


Figura 6.8:  $V_{bcP}$ ,  $V_{bcD}$ ,  $V_{bcY}$ , mostrando a defasagem de  $\approx 30^\circ$  entre delta e estrela.

### 6.1.3 Ajustes de pré-carga

Observou-se que, a partida do conversor TUPF e de suas subpartes por consequência, pode ser melhorada pela utilização do procedimento de pré-carga. Tal procedimento evita dano aos capacitores do barramento DC e dispositivos semicondutores devido grandes corrente que surgiriam na aplicação abrupta de plena tensão sobre o banco ( $i = C * \frac{dv}{dt}$ ). Através da Fig. 6.9 pode-se verificar a corrente de partida (*inrush*, sem pré-carga) do transformador de três enrolamentos na fase a,  $I_a$  (CH4).

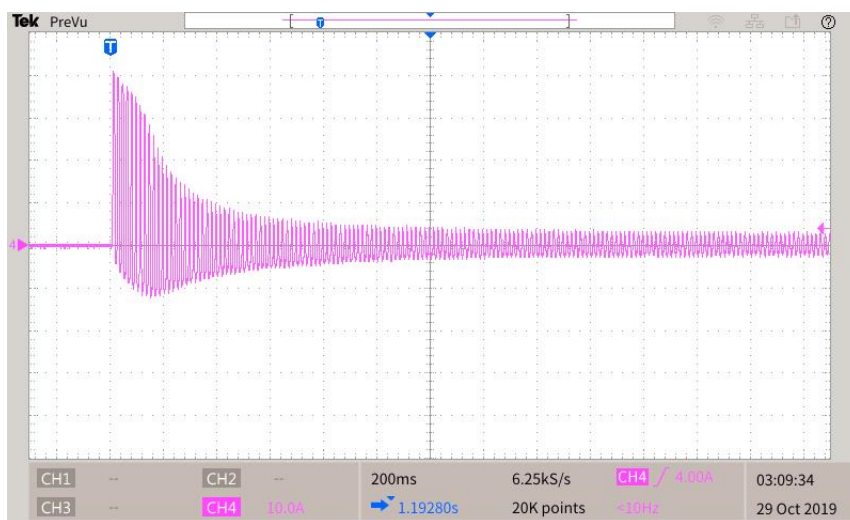


Figura 6.9: Corrente de partida (*inrush*) do transformador de três enrolamentos na fase a,  $I_a$ .

Ao partir o conversor pela conexão direta com a rede, sua corrente de partida atinge valores de  $\approx 40$  A, já excedendo a corrente máxima de operação, embora num curto período de tempo. Já na Fig. 6.10 é demonstrado o procedimento de pré-carga escolhido.

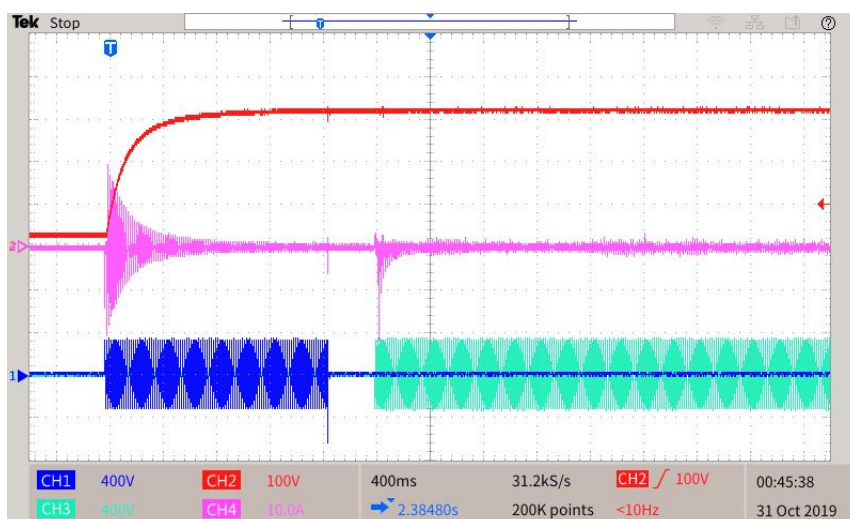


Figura 6.10: Ajuste de pré-carga, tensão no contator  $Q_4$  (CH1), tensão  $V_{dcY}$  (CH2), tensão no contator  $Q_2$  (CH3) e corrente de *inrush* com pré-carga.

Nesse procedimento, o barramento DC é carregado através das pontes retificadoras pelo

tempo de  $\approx 1,5$  seg., o tempo necessário para que sua tensão esteja em nível de operação. Verifica-se que a tensão  $V_{DC}$  (CH2) cresce suavemente até o limite determinado pela tensão nos retificadores. Além disso, o pico da corrente de partida do transformador (CH4) reduziu pela metade,  $\approx 20$  A. Após o tempo de pré-carga, o contator Q4 (CH1) é retirado automaticamente, entrando a conexão com a rede (CH3) de forma manual.

### 6.1.4 Sincronismo com a rede

O sincronismo com a rede foi o último teste antes da efetiva conexão com a mesma. Para essa etapa, tomou-se um cuidado adicional. A ligação do transformador conforme indicado na Fig. 6.11, transformando-o em um transformador de relação 254 - 440 V, permitiu a obtenção de uma tensão 380 V através de uma entrada 220 V.

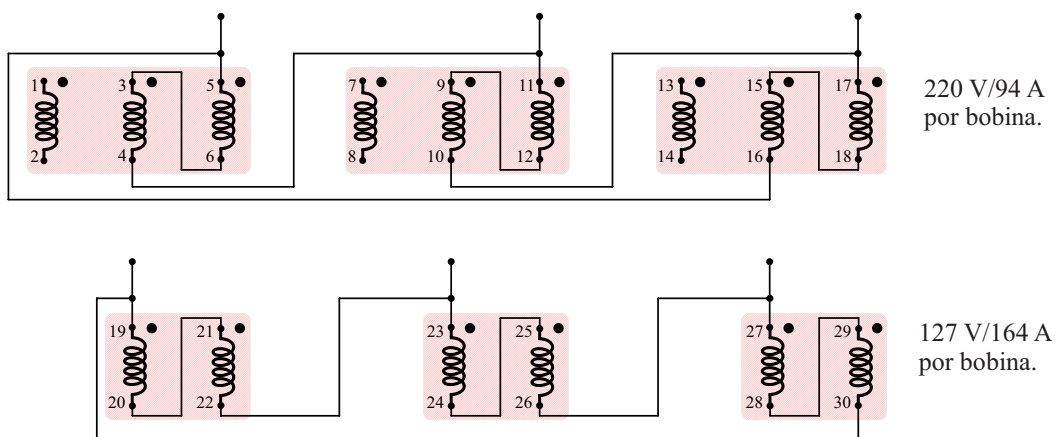


Figura 6.11: Esquemático do transformador de interface com a rede em 220V.

Com esse menor valor de tensão de rede no TUPF, conseguiu-se um menor valor de tensão mínima no barramento DC do mesmo, o que foi fundamental tanto para o teste de circulação de corrente, quanto para o teste com a usina Tesla. Com a adaptação anterior já implementada, a Fig. 6.12 mostra o resultado.

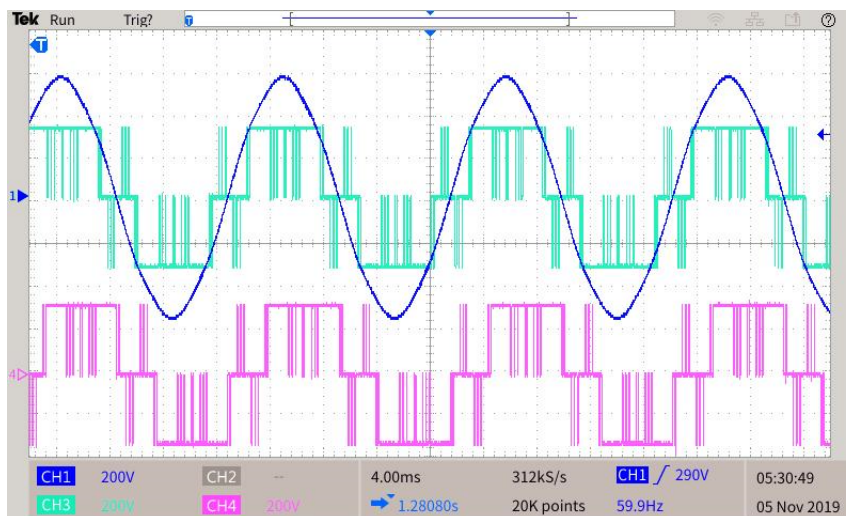


Figura 6.12: Teste de sincronismo com a rede,  $V_{abG}$  (CH1),  $V_{abD}$  (CH2),  $V_{abY}$  (CH3).

A Fig. 6.12 demonstrada a sincronia entre a tensão da rede (CH1) e a tensão chaveada no secundário em  $\Delta$  (CH3), bem como a correta defasagem de  $\approx 30^\circ$  (em atraso) da tensão no secundário em  $Y$  (CH4).

### 6.1.5 Conexão com a rede

Testadas as partes individuais do TUPF, todas as proteções listadas no capítulo 5 foram habilitadas novamente. Além do mais, em todos os testes de conexão com a rede, anteriores à conexão com a usina Tesla, um esquema de conexão *back-to-back* foi utilizado, conforme a Fig. 6.13. Essa forma de ligação do conversor, possibilita o controle de corrente com a rede, bem como a medição de eficiência/perdas.

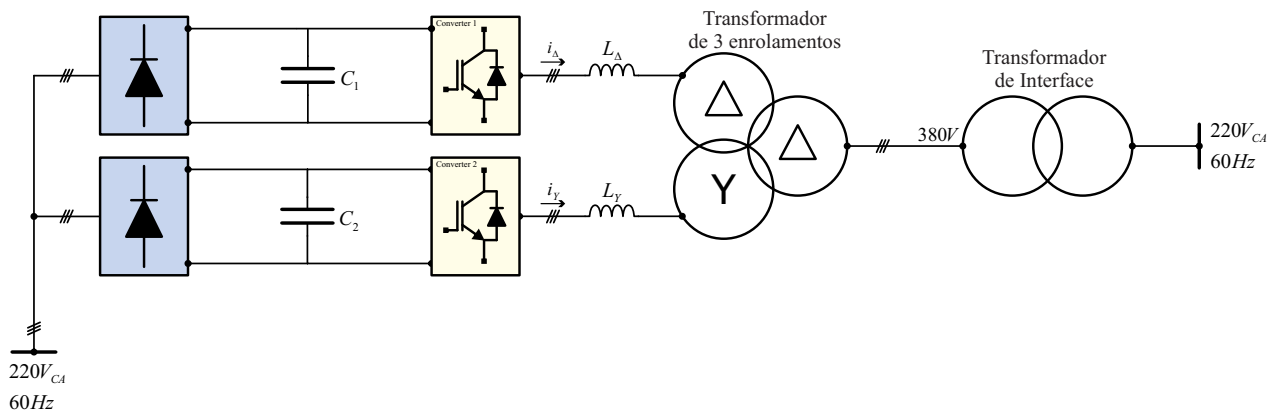


Figura 6.13: Conexão *back-to-back*.

Como foi a primeira vez que o conversor TUPF foi conectado à rede, e seu controle de corrente habilitado, utilizou-se novamente um resistor ( $15,5 \Omega$ ) em série com o conversor para amortecer o transitório de conexão, além de oferecer maior estabilidade. Na Fig. 6.14, está ilustrada a primeira conexão do conversor à rede.

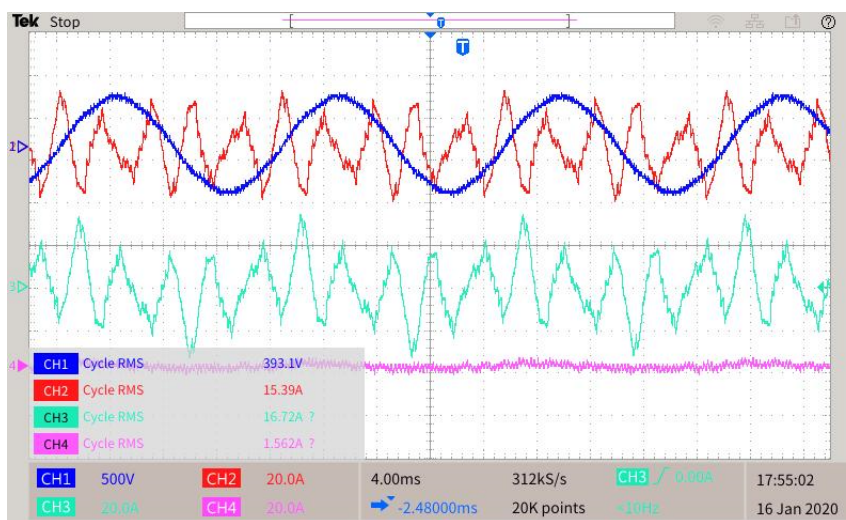


Figura 6.14: Conexão com a rede via resistor de amortecimento ( $15,5\Omega$ ),  $V_{abG}$  (CH1),  $I_{aY}$  (CH2),  $I_{aD}$  (CH3),  $I_{aG}$  (CH4).

A referida imagem, demonstra a estabilidade do conversor, na qual é apresentada a tensão na rede (CH1), as correntes nos secundários em  $\Delta$  (CH3) e em Y (CH2), bem como a corrente na rede (CH4), que neste primeiro momento estava com referência nula. Uma vez confirmada a segurança e estabilidade da conexão, chegou a hora da prova de conceito do projeto. A Fig. 6.15 demonstra a realização dessa prova de conceito. Nessa imagem, está ilustrado o **momento exato da primeira conexão do conversor TUPF** com controle de corrente habilitado.

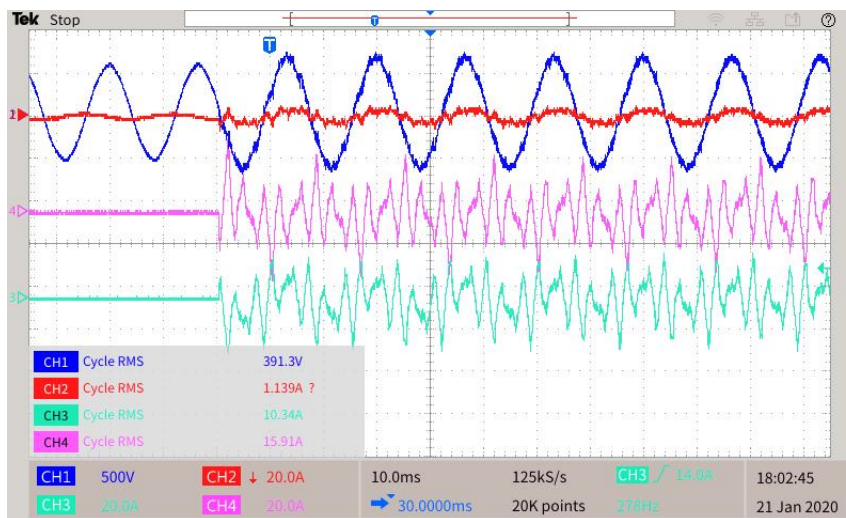


Figura 6.15: Primeira conexão com a rede, com controle de corrente habilitado,  $V_{abG}$  (CH1),  $I_{aG}$  (CH2),  $I_{aY}$  (CH3),  $I_{aD}$  (CH4).

Ainda na Fig. 6.15, é apresentada as correntes nos secundário em  $\Delta$  (CH4) e em Y (CH3), bem como a tensão (CH1) e corrente na rede (CH2). Com a conexão plenamente estabelecida, passou-se a injetar potência na rede. A Fig. 6.16, apresenta as correntes nos secundário em  $\Delta$  (CH4) e em Y (CH3), bem como a tensão (CH1) e corrente na rede (CH2) para uma referência de potência ativa de 4 kW.

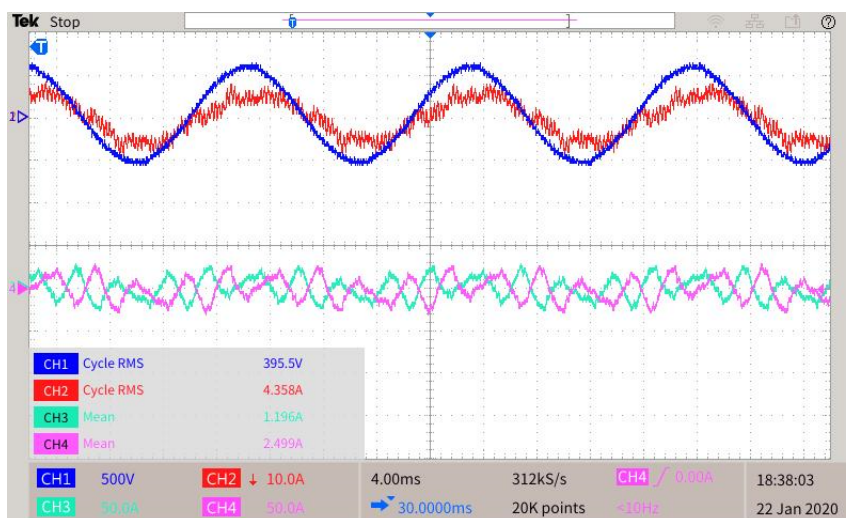


Figura 6.16: Conversor conectado, injetando 4kW,  $V_{abG}$  (CH1),  $I_{abG}$  (CH2),  $I_{aY}$  (CH3),  $I_{aD}$  (CH4).

É importante ressaltar que, esse conversor não dispõe de controle de tensão na saída. Considera-se que a tensão trifásica de saída é mantida pela rede, que para os propósitos do controle, é um barramento infinito.

A Fig. 6.16 demonstram a eficácia dos controles de tensão e desbalanço. Neste teste, a conexão *back-to-back* (com retificadores passivos) foi utilizada apenas para realização da pré-carga. A Fig. 6.17 é apresentado o comportamento dos referidos controles para um degrau negativo na referência de tensão  $V_{DC}$ , de 600 V para 530 V. De imediato, observa-se que o controle deixou de injetar corrente (CH2) para que as tensões (CH3 e CH4) reduzissem para a referência desejada, para em seguida injetar novamente. A tensão na rede (CH1) manteve-se inalterada.

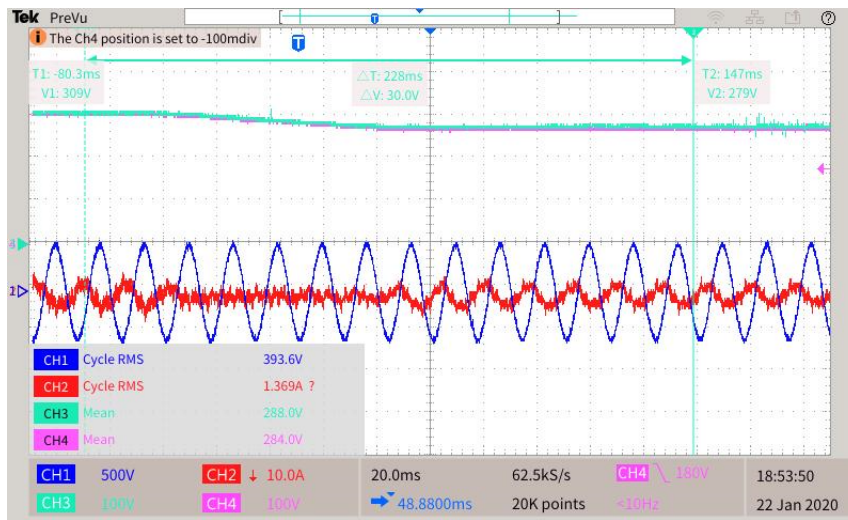


Figura 6.17: Degrau negativo na tensão do barramento DC,  $V_{abG}$  (CH1),  $I_{aG}$  (CH2),  $V_{dcY}$  (CH3),  $V_{dcD}$  (CH4).

### 6.1.6 Monitoramento da qualidade da energia e medições de harmônicos

O monitoramento da qualidade da energia foi realizado através de equipamento específico para este propósito. Foi utilizado o analisador de qualidade de energia *Dranetz Power Xplorer*, cuja conexão está ilustrada na Fig. 6.18.

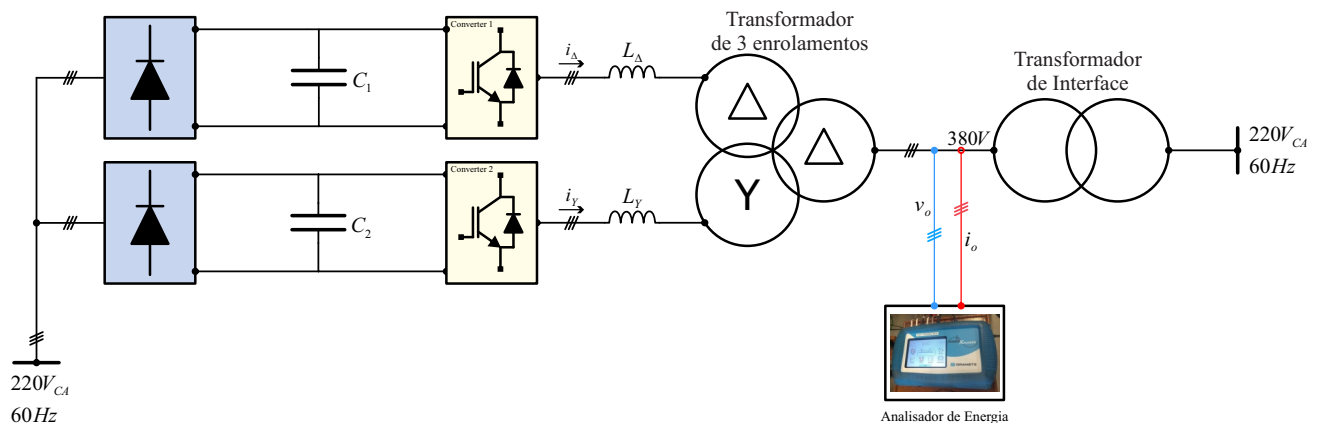


Figura 6.18: Conexão do analisador de energia.

A análise dos dados foi realizada através do aplicativo *DranView 7*, na versão demonstração. Embora essa versão tenha sido utilizada, todas as funcionalidades estavam disponíveis.

A Fig. 6.19 apresenta a condição de operação para a qual a análise da qualidade da energia foi realizada. Nesse imagem, está a tensão (CH1) e a corrente (CH2) na rede, além da corrente no secundário em  $\Delta$  (CH3) e corrente no secundário em Y (CH4).

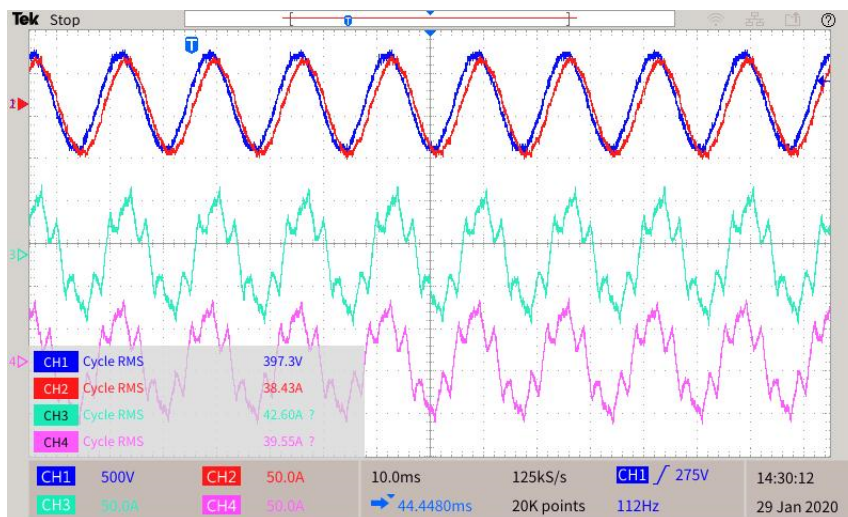


Figura 6.19: Condição de operação para monitoramento da qualidade de energia,  $V_{abG}$  (CH1),  $I_{aG}$  (CH2),  $V_{abD}$  (CH3),  $V_{abY}$  (CH4).

Na Fig. 6.20 é demonstrada a interface que o software dispõe para seleção da faixa de tempo para cálculo das métricas de qualidade. Para os propósitos desse trabalho, a medida escolhida está em destaque na referida figura. A ferramenta disponibiliza ainda, uma estimativa fasorial das tensões para cada passo de tempo, pois para sua correta aplicação é necessário a medição das tensões e correntes trifásicas.

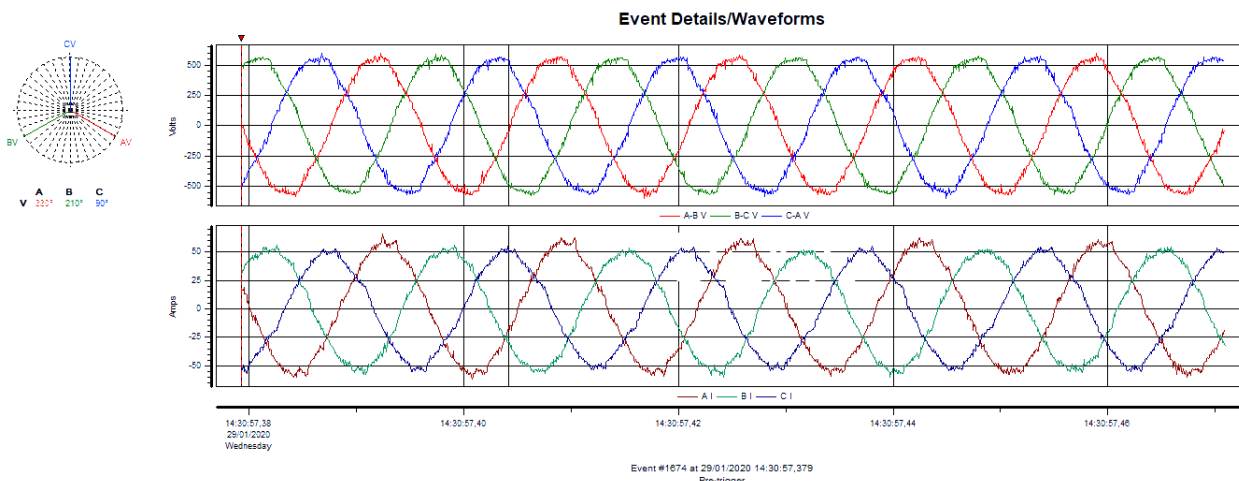


Figura 6.20: Painel de seleção de evento de qualidade da energia.

Já na Fig. 6.21, está ilustrado um painel para medição da tensão trifásica *rms*, para aproximadamente 12 ciclos a 60 Hz.

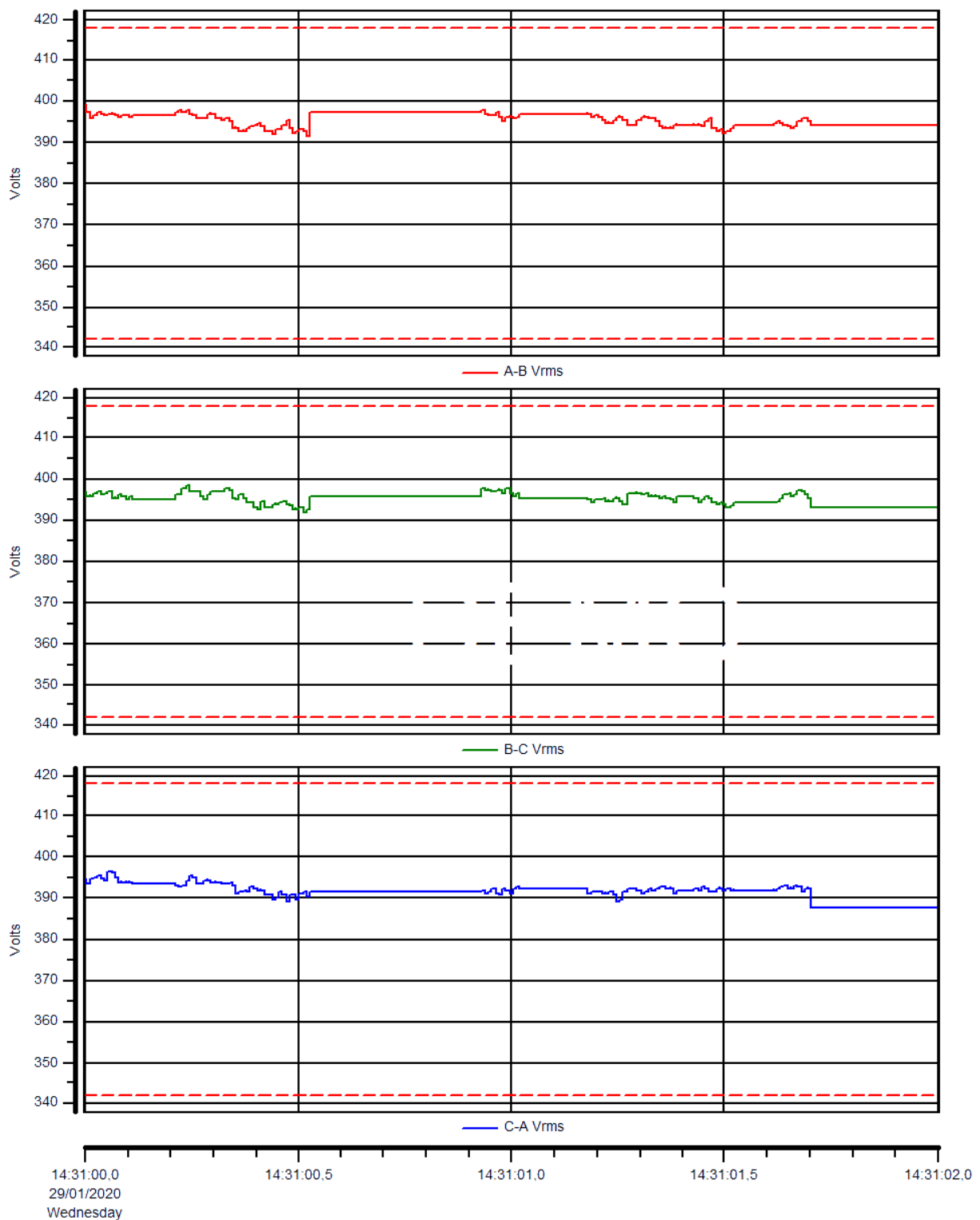


Figura 6.21: Medição das tensões  $RMS$  nas três fases.

Por fim, as Fig. 6.22, Fig. 6.23 e Fig. 6.24, trazem uma análise harmônica das correntes nas três fases da rede. Vale ressaltar que, a maior THD obtida é de 5.03% da fundamental, em conformidade com o valor estabelecido pela IEEE 519, como pode ser verificado na Tabela 2.7.

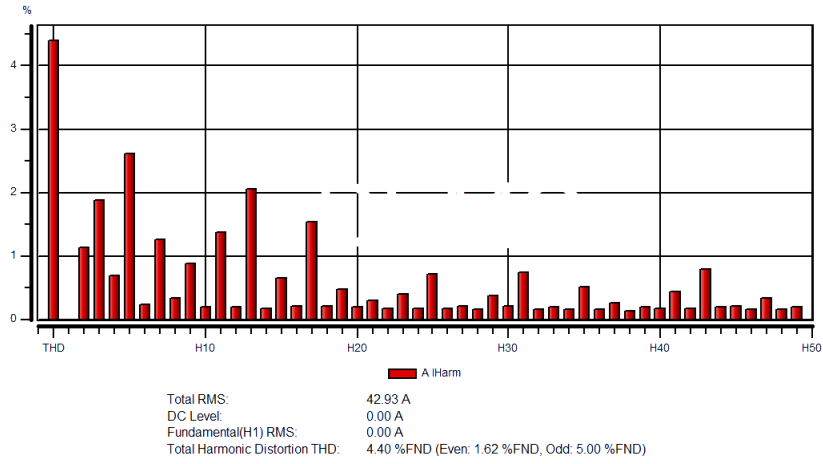


Figura 6.22: THD na corrente da fase A

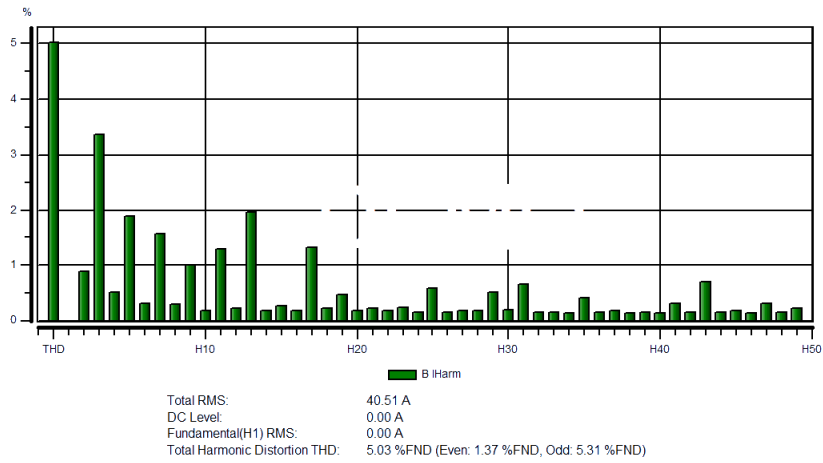


Figura 6.23: THD na corrente da fase B

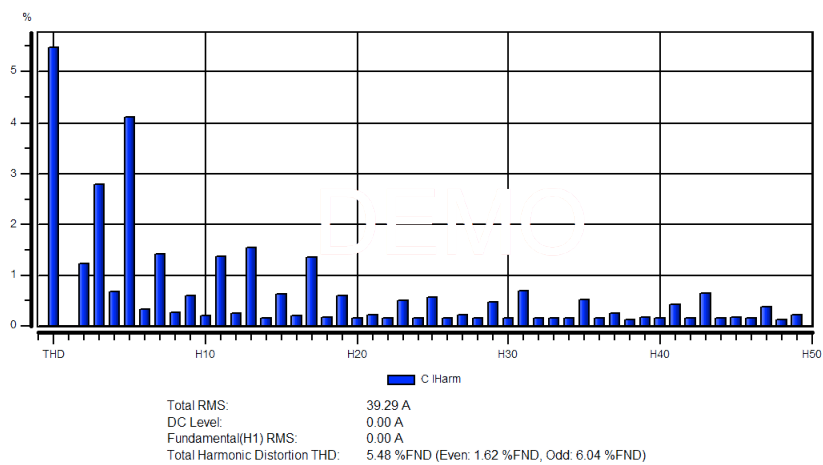


Figura 6.24: THD na corrente da fase C

### 6.1.7 Medição/estimação de elevação de temperatura e perdas

Com a operação descrita anteriormente, foram salvos valores de correntes, tensão de fase no inversor e temperatura no dissipador para avaliar a elevação de temperatura na junção dos dispositivos semicondutores. Mantidas as condições seguras de operação relativas ao máximo valor de tensão descrita na folha de dados do módulo semicondutor, a garantia de uma vida útil longa para o conversor é dada pela operação abaixo do valor de máxima temperatura de junção. Portanto, uma estimativa de temperatura de junção é de extrema importância para que não haja uma queima precoce do equipamento. Uma das possibilidades para estimar a temperatura de junção é conhecer os seguintes dados:

- Corrente em uma fase.
- Tensão entre a fase em que a corrente foi medida e um ponto do barramento DC.
- Temperatura no dissipador – o mais próximo possível do baseplate do módulo.
- Folha de dados do módulo semicondutor utilizado no inversor.

Para uma condição de operação em plena potência, foram salvos os dados mostrados nas figuras 6.25 e 6.26.

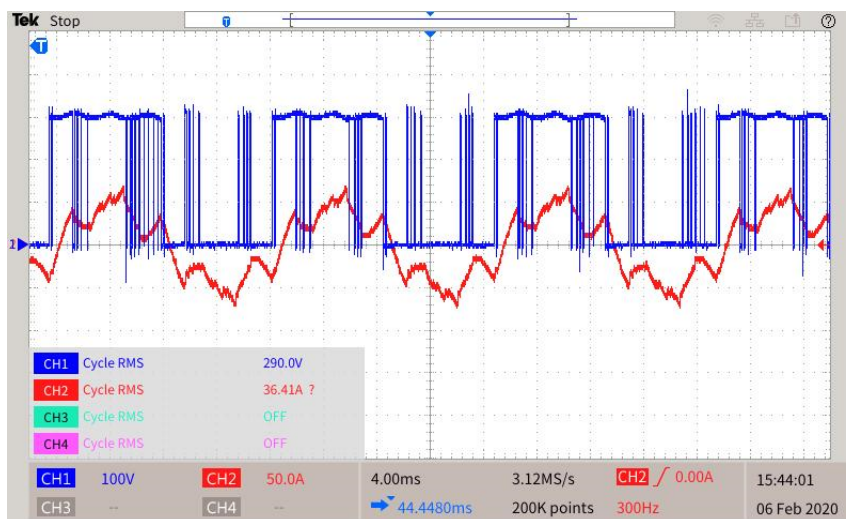


Figura 6.25: Tensão entre fase  $U$  e polo negativo do barramento DC,  $-U_d$  (CH1). Corrente na fase  $U$  (CH2).

A curva com temperatura mais alta na Fig. 6.26 foi medida o mais próximo possível do *baseplate* do módulo, então, será considerado que essa é a temperatura do baseplate. O conversor utilizado para os testes é o SEMISTACK SKS 46F B6U+E1CIF+B6CI 17 V06 da SEMIKRON [63]. Ele utiliza os módulos de meia-ponte de IGBT SK80GB063.

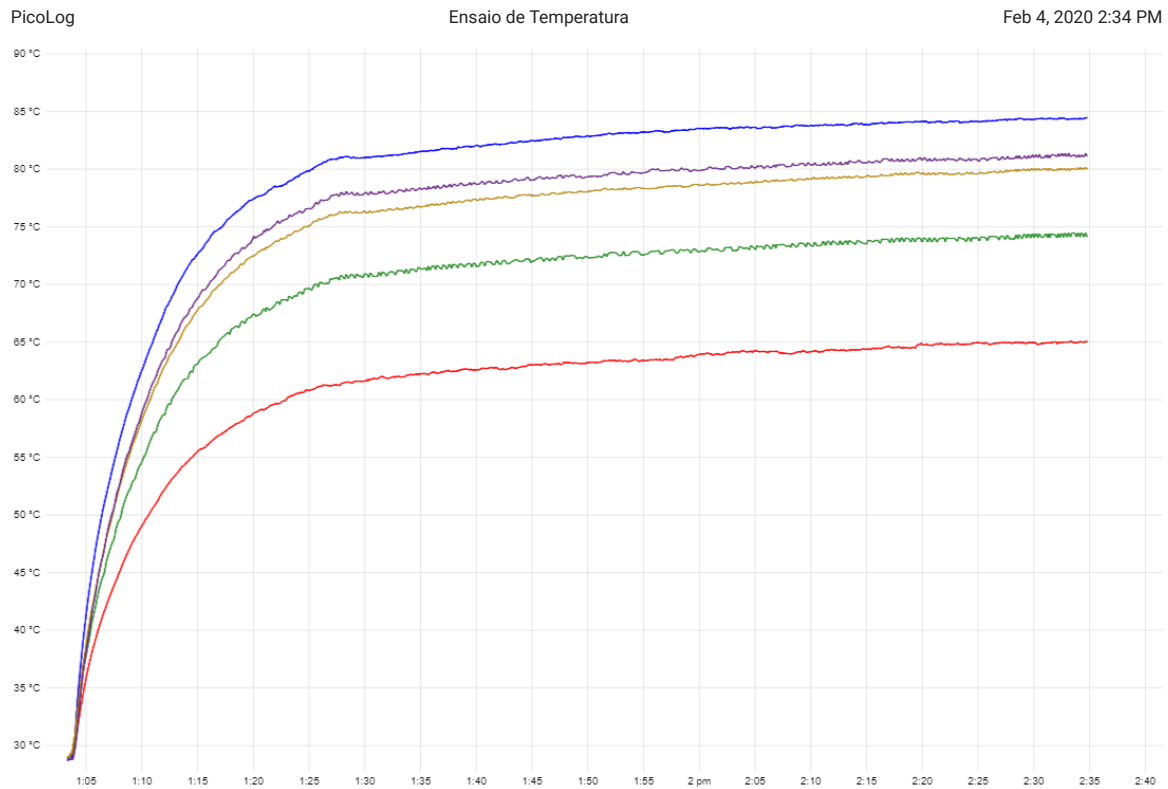


Figura 6.26: Ensaio de temperatura, medição nos elementos ativos da fase U (vermelho), fase V (verde), fase W (marrom), termistor (lilas), retificador (azul).

Para estimar a temperatura de junção é necessário:

- Determinar o circuito térmico.
- Calcular as perdas nos IGBTs e nos diodos de roda livre.

### Circuito Térmico

É possível obter o circuito térmico mostrado na Fig. 6.27 a partir da folha de dados do módulo de IGBT em questão. Em que  $P_{loss}^{IGBT}$  e  $P_{loss}^{FWD}$  é o valor das perdas em cada IGBT e diodo de roda livre, respectivamente.  $R_{(th,j-c)}$ ,  $R_{(th,c-hs)}$  e  $R_{(th,hs-amb)}$  são as resistências térmicas entre junção e encapsulamento, encapsulamento e dissipador, dissipador e ambiente, respectivamente. E  $T_{amb}$  é a temperatura ambiente. A Tabela 6.1 mostra os valores das resistências térmicas para o módulo SK80GB063.

Tabela 6.1: Valores de resistência térmica para o módulo SK80GB063.

$R_{th,j-hs}^{IGBT}$ [ $^{\circ}$ C/W]	$R_{th,j-hs}^{FWD}$ [ $^{\circ}$ C/W]
0,6	0,9

Como temos o valor da temperatura no baseplate e como os valores dados na folha de dados são resistências térmicas entre junção e dissipador de calor, o circuito térmico da Fig. 6.27 pode ser simplificado como mostrado na Fig. 6.28.

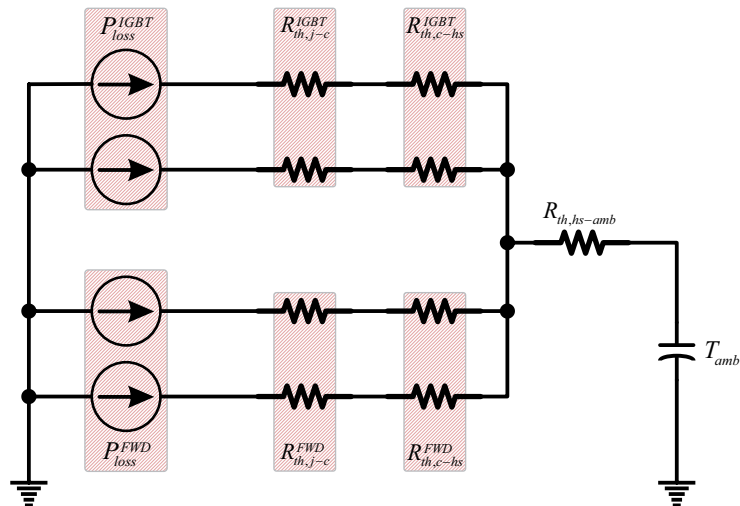


Figura 6.27: Circuito térmico equivalente para módulo com dois IGBT, dois diodos em antiparalelo e dissipador.

Para o cálculo das perdas é necessário saber a corrente que passa pelo IGBT, a corrente que passa pelo diodo e as informações de perdas presentes na folha de dados do componente.

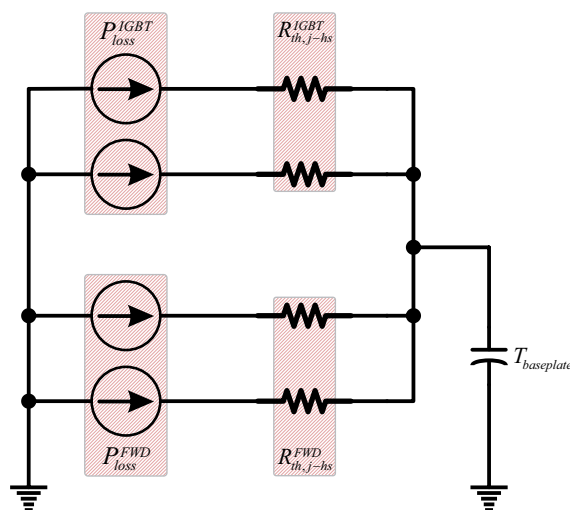


Figura 6.28: Circuito térmico equivalente simplificado.

A parte positiva da corrente da fase “U” passa pelo IGBT de cima e pelo diodo de roda livre de baixo, componentes hachurado de azul na Fig. 6.29. Já a parte negativa da corrente é conduzida pelos componentes hachurados em vermelho, também na Fig. 6.29.

Ao separar somente a parte positiva da corrente, pode-se calcular as perdas em apenas um IGBT e um diodo de roda livre.

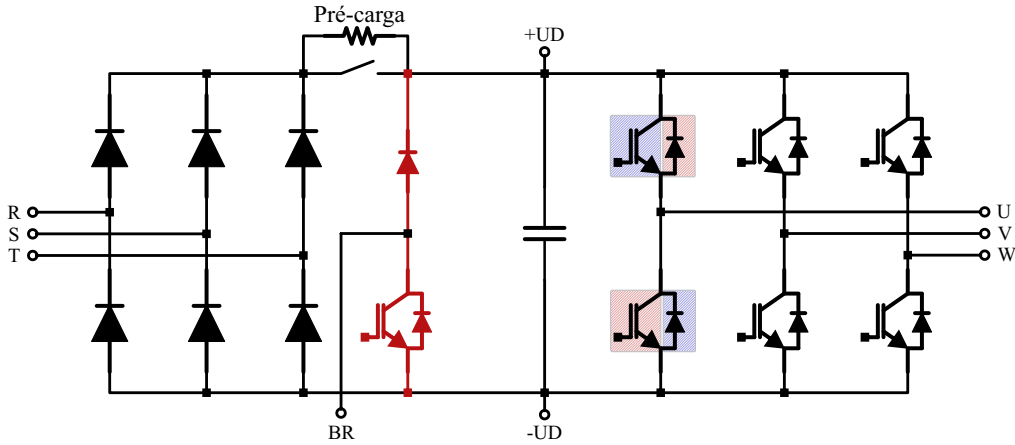


Figura 6.29: Inversor de uma das pontes com detalhe para os semicondutores da fase *U*.

Agora, é necessário separar os intervalos em que a corrente é conduzida pelo IGBT dos intervalos em que o diodo de roda livre conduz a corrente. Isso pode ser feito utilizando a curva de tensão da Fig. 6.30. Nos intervalos em que a tensão é positiva, o IGBT está conduzindo, nos intervalos em que a tensão é nula, o diodo de roda livre está conduzindo, o que vai gerar a função de chaveamento “S” do IGBT. Basicamente, faz-se o indicado em Eq. (6.1).

$$f(n) = \begin{cases} 1, & \text{se tensão for positiva} \\ 0, & \text{se tensão for nula} \end{cases} \quad (6.1)$$

A função de chaveamento do diodo de roda livre é o complementar de “S”. Na Fig. 6.30 são mostrados a corrente na fase “U”, somente a parte positiva da corrente e a função de chaveamento do IGBT. Ao se multiplicar a parte positiva da corrente por “S”, obtém-se a corrente no IGBT – segunda curva da Fig. 6.31. Ao multiplicar a parte positiva da corrente pelo sinal complementar de “S”, obtém-se a corrente no diodo de roda livre – terceira curva da Fig. 6.31.

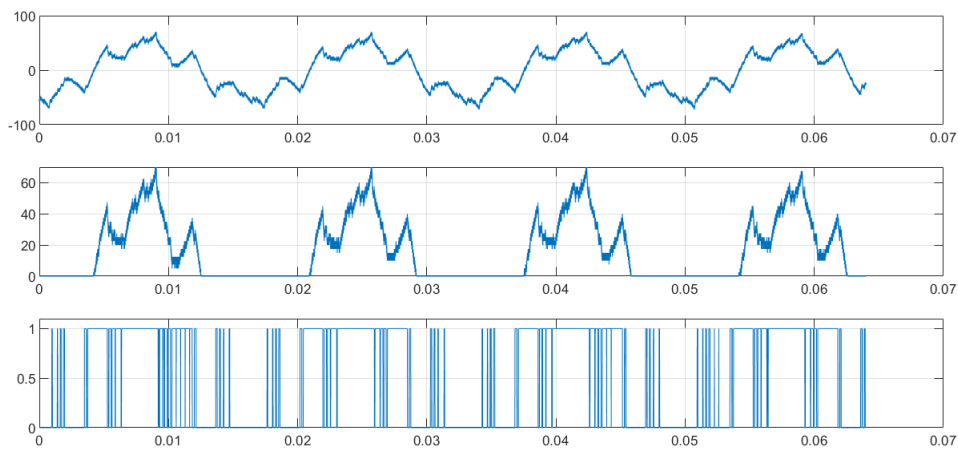


Figura 6.30: De cima para baixo: corrente na fase *U*; somente parte positiva da corrente; função de chaveamento do IGBT.

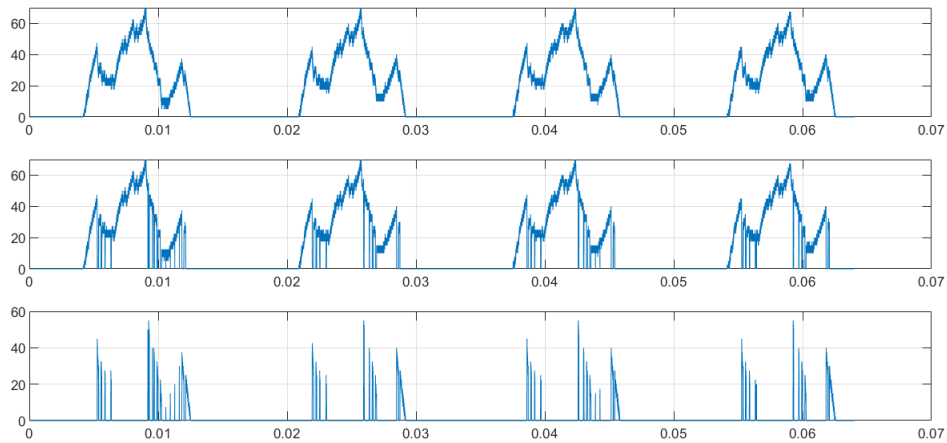


Figura 6.31: De cima para baixo: parte positiva da corrente; corrente conduzida pelo IGBT; corrente conduzida pelo diodo de roda livre.

Com as correntes que passam no IGBT e no diodo e com as curvas de perdas das folhas de dados do módulo, é possível calcular as perdas em cada um deles. Os valores estão mostrados na Tabela 6.2. Com os valores das perdas, pode-se calcular as temperaturas de junção dos IGBT e do diodo de roda livre, valores também mostrados na Tabela 6.2. Além disso, tanto IGBT como diodo de roda livre estão operando com temperatura bem abaixo do seu valor máximo.

Tabela 6.2: Perdas no IGBT e no diodo de roda livre.

$P_{loss}^{IGBT}$ [W]	$P_{loss}^{FWD}$ [° C/W]	$T_j^{IGBT}$ [° C]	$T_j^{FWD}$ [° C]
24,02	1,44	99,41	86,3

### Medição de perdas

Para viabilizar a medição da eficiência/perdas, foi realizada a instalação do analisador YOKOGAWA WT1800, na conexão *back-to-back* já existente, conforme a Fig. 6.32.

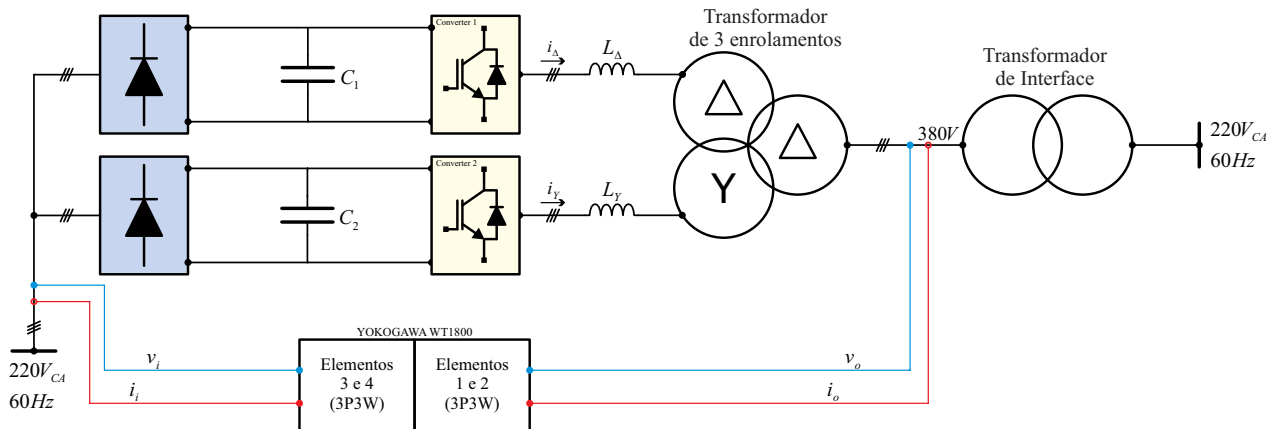


Figura 6.32: Esquemático para medição da eficiência/perdas.

A Fig. 6.33 mostra a condição de teste para a qual a medição de eficiência foi realizada.

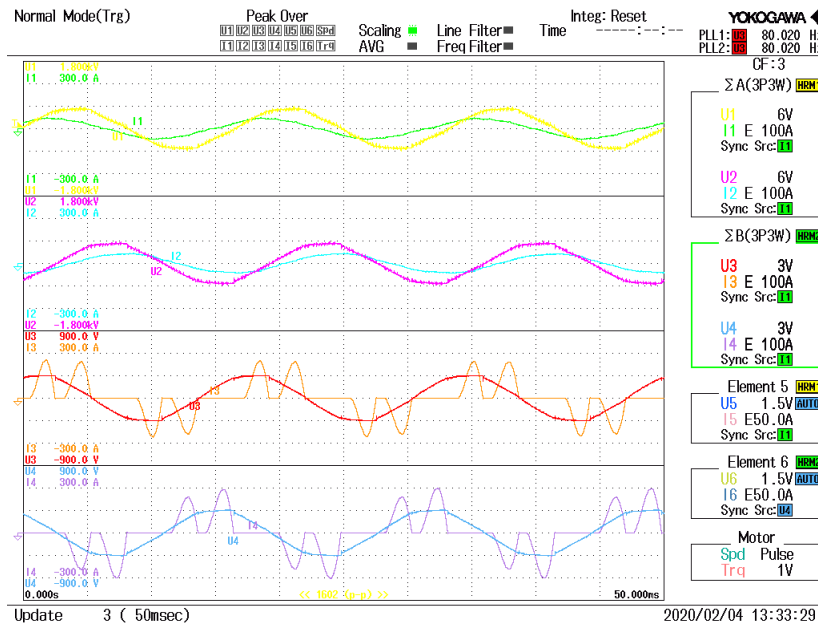


Figura 6.33: Cenário para a medição de eficiência.

Já a Fig. 6.34 demonstra que o conversor TUPF, apresenta alto rendimento ( $\eta = 90,602\%$ ) para condição de operação próxima da nominal. Esse rendimento considera as perdas nos conversores, tanto nos diodos dos retificadores quanto as perdas nos IGBTs dos inversores, além disso também leva em conta as perdas nos reatores e no transformador de três enrolamentos. A eficiência medida representa o protótipo de pequena escala como um todo.

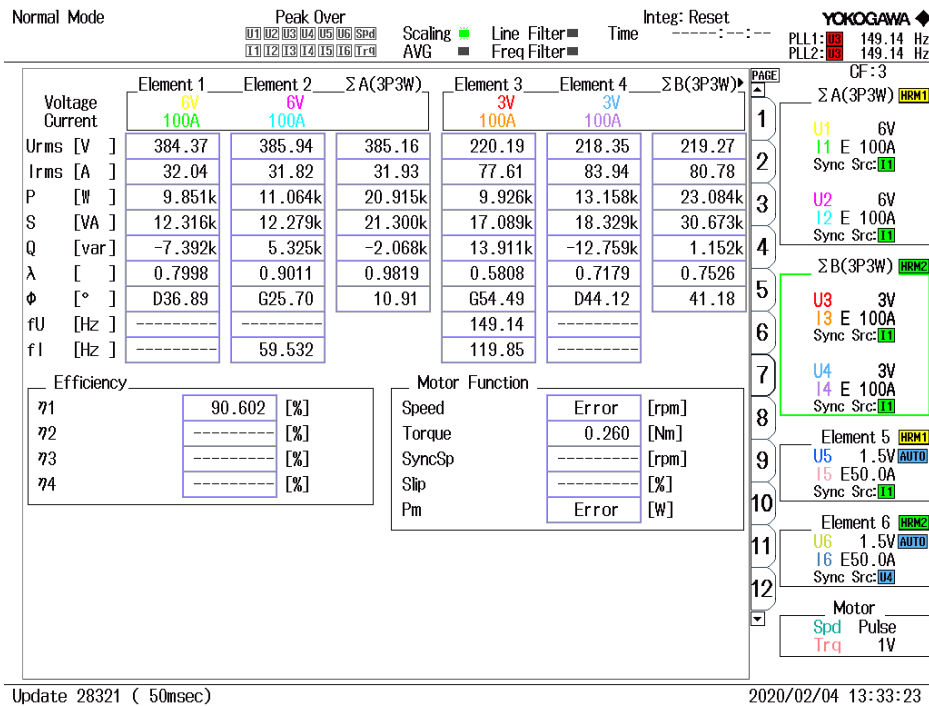


Figura 6.34: Medição de eficiência.

## 6.2 Integração com a usina Tesla

Na seção 6.1.5 foi finalizada toda a descrição das etapas anteriores a conexão e geração de energia a partir da usina Tesla. Este capítulo é dedicado a exposição dos procedimentos e resultados obtidos a partir da operação do TUPF com uma fonte solar fotovoltaica.

### 6.2.1 Adaptação da instalação

Para a aplicação do conversor TUPF com a usina Tesla, estava previsto o deslocamento do conversor para a sala de controle da usina. Então foi realizado um estudo de viabilidade, no qual ficou constatado que seria dispendioso e inapropriado fazer o comissionamento e testes do conversor diretamente no ambiente da usina. Dessa forma, foi realizada a instalação de cabeamento específico para instalações solares, conectando a usina ao laboratório TESLA. A usina Tesla foi apresentada no capítulo 4.

Tal instalação foi considerada adequada, visto que disponibiliza no ambiente de laboratório, meios para desenvolvimento de diversas pesquisas envolvendo a geração de energia a partir da fonte fotovoltaica, bem como propicia um ambiente de desenvolvimento mais seguro e aparelhado, com diversos equipamentos de medição disponíveis.

Na Fig. 6.35 é apresentada a instalação permanente realizada no âmbito do laboratório, para recebimento dos cabos oriundos da usina solar.



Figura 6.35: String box's para recebimento e seccionamento dos cabos da usina Tesla.

Optou-se por seguir o padrão já verificado na usina, e dividir os cabos em duas string box's. Dessa forma, considerando que há na sala de controle da usina, um mecanismo de proteção e seccionamento, com essa nova instalação, deseja-se dispôr de duas camadas de proteção e seccionamento, em série. Outrossim, a divisão do arranjo dos painéis em duas strings, favorece a manipulação das mesmas para a obtenção de diferentes níveis de tensão e potência.

Adicionalmente, um painel elétrico foi montado, segundo o diagrama de comando apresentado na Fig. 6.36, a fim de possibilitar a conexão e entrada segura da usina com o conversor TUPF.

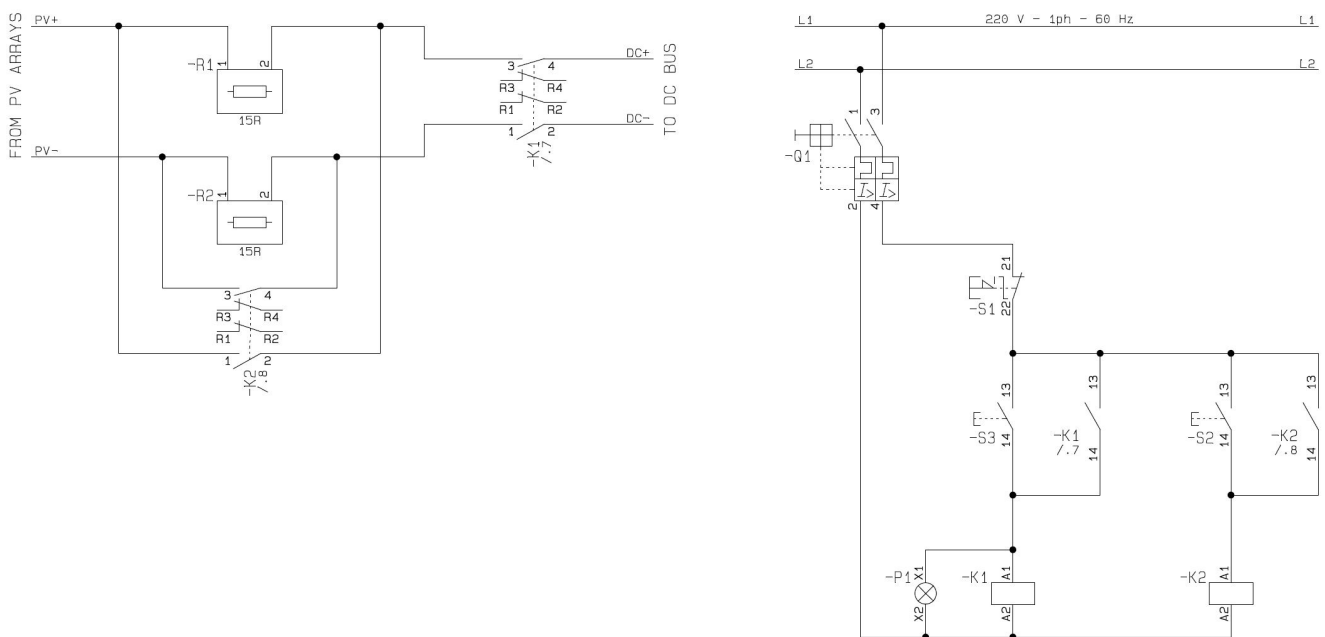


Figura 6.36: Diagrama de comando para conexão da usina ao TUPF.

Novamente utilizou-se resistores de  $15,5 \Omega$ , em série, para a conexão da usina ao barramento DC, após a etapa de pré-carga. Uma vez que a conexão foi bem sucedida, os resistores são removidos manualmente, via botoeira que aciona o contator paralelo, e desconecta os resistores. Os resistores ajudam a minimizar a corrente de curto, caso alguma anormalidade ocorra.

## 6.2.2 Ambiente e condições de testes

A Fig. 6.37 mostra o ambiente de ensaio e comissionamento montado para os testes do conversor TUPF. A operação foi realizada com o uso de dois computadores, um dedicado ao comando e controle do conversor em operação, e um segundo dedicado à aquisição de medições pertinentes ao ensaio.



Figura 6.37: Ambiente de testes e ensaios.

Para melhor entendimento das condições nas quais este ensaio foi realizado, as Fig. 6.38 e Fig. 6.39 apresentam as condições climáticas para o dia 14/02/2020.

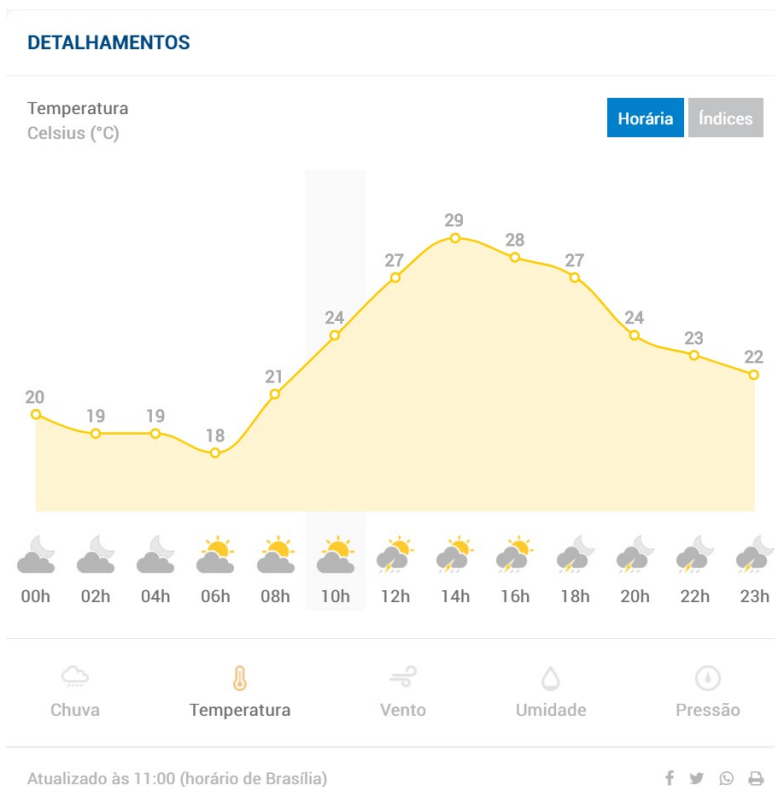


Figura 6.38: Perfil de irradiância prevista para o dia de realização do ensaio.



Figura 6.39: Condições climáticas previstas.

Vale ressaltar que para o ensaio com a usina Tesla conectada, os barramentos DC foram colocados em série, e a conexão *back-to-back* foi desfeita, dando lugar à fonte solar conectada ao barramento DC. Todavia, o equipamento de análise de energia foi mantido conectado, conforme a Fig. 6.37, a fim de possibilitar o cálculo da eficiência e medição de outras grandezas relevantes.

### 6.2.3 Resultados obtidos sem MPPT

A Fig. 6.40, demonstra o comportamento do TUPF para uma tensão no barramento DC de  $V_{DC} = 569.48 V$  (*Element 3*). Para essa condição, a corrente DC é  $I_{DC} = 8.551 A$  (*Element 3*) e a corrente injetada na rede é  $I_{aG} = 6.017 A$  ( $\sum A(3P3W)$ ). Já a eficiência,  $\eta_1 = 80.894\%$ .

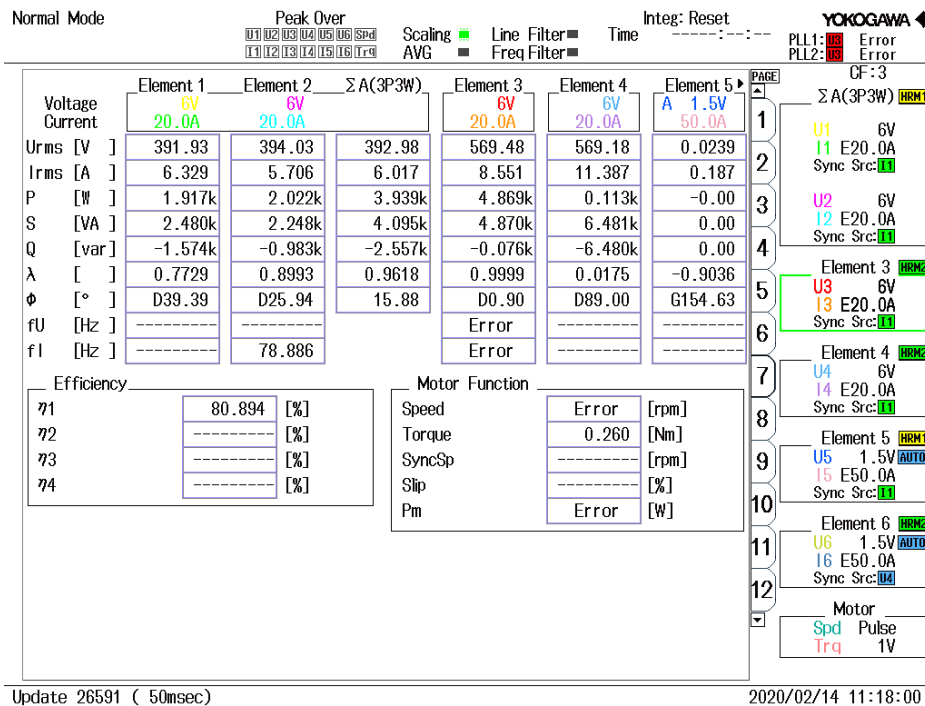


Figura 6.40: Condição 1:  $V_{DC} = 569.48 V$ ,  $I_{DC} = 8.551 A$  e  $I_{aG} = 6.017 A$ .

Já a Fig. 6.41, apresenta o comportamento do TUPF para uma tensão no barramento DC de  $V_{DC} = 568.67 V$  (*Element 3*). Para essa condição, a corrente DC é  $I_{DC} = 12.571 A$  (*Element 3*) e a corrente injetada na rede é  $I_{aG} = 9.221 A$  ( $\sum A(3P3W)$ ), a eficiência,  $\eta_1 = 87.108\%$ .

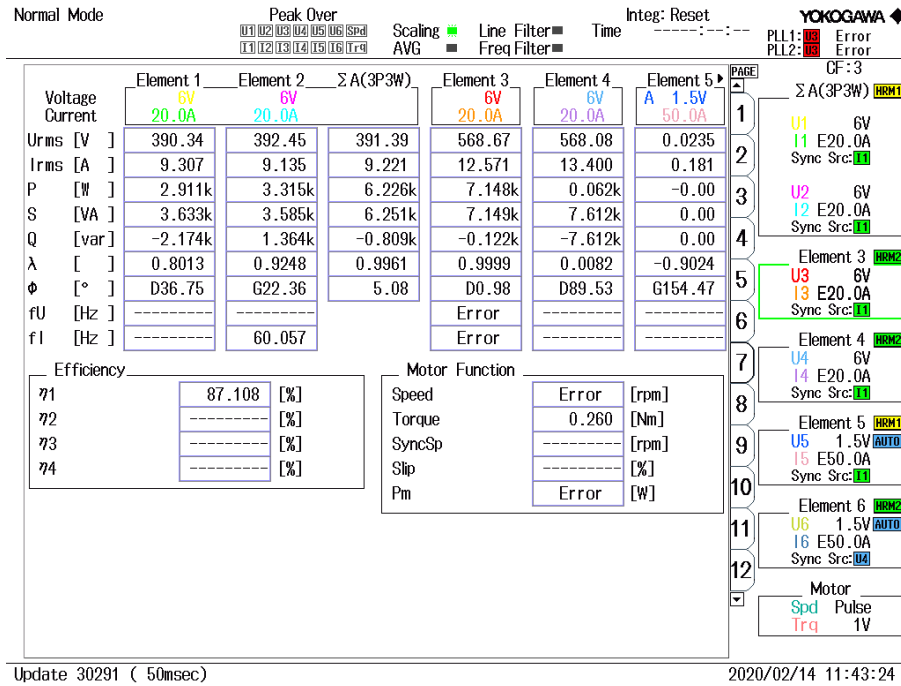


Figura 6.41: Condição 2:  $V_{DC} = 568.67 V$ ,  $I_{DC} = 12.57 A$  e  $I_{aG} = 9.221 A$ .

E a Fig. 6.42, por outro lado, demonstra o desempenho do TUPF para uma tensão no barramento DC de  $V_{DC} = 573.77 V$  (Element 3).

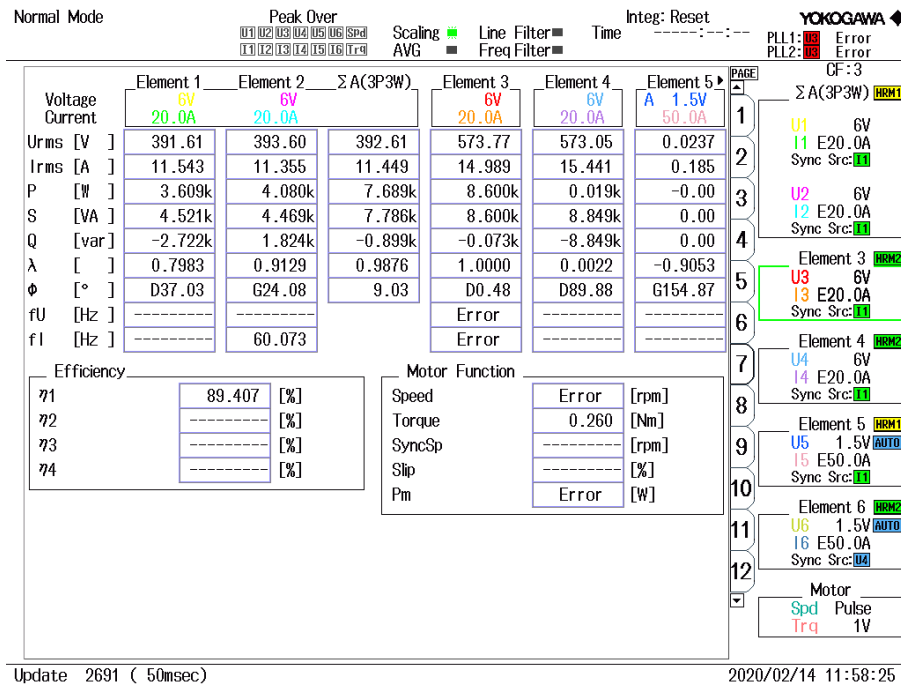


Figura 6.42: Condição 4:  $V_{DC} = 573.77 V$ ,  $I_{DC} = 14.989 A$  e  $I_{aG} = 11.449 A$ .

Para essa condição, a corrente DC é  $I_{DC} = 14.898 A$  (Element 3) e a corrente injetada na rede é  $I_{aG} = 11.449 A$  ( $\sum A(3P3W)$ ), a eficiência,  $\eta_1 = 89.407\%$ . Assim, pode ser verificado

pela sequência das figuras 6.40, 6.41 e 6.42 que a eficiência do conversor aproxima-se de 100% à medida que sua capacidade nominal é alcançada.

Em seguida, a curva de irradiância foi medida e comparada com a potência de entrada, oriunda dos painéis e a potência de saída, injetada na rede. A Fig. 6.43 mostra o comportamento do TUPF em resposta às variações da irradiância. Vale mencionar que, a irradiância foi medida a cada 1 segundo.

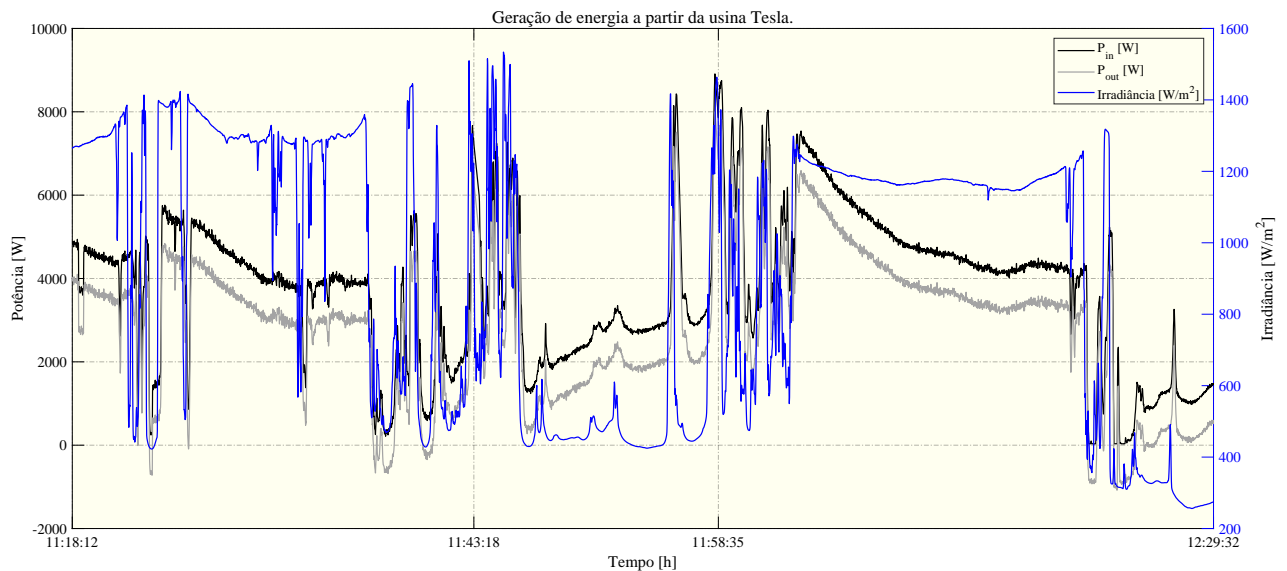


Figura 6.43: Conversão da potência gerada pela usina Tesla.

Agora na Fig. 6.44, é destacado a relação da eficiência do conversor com a potência gerada.

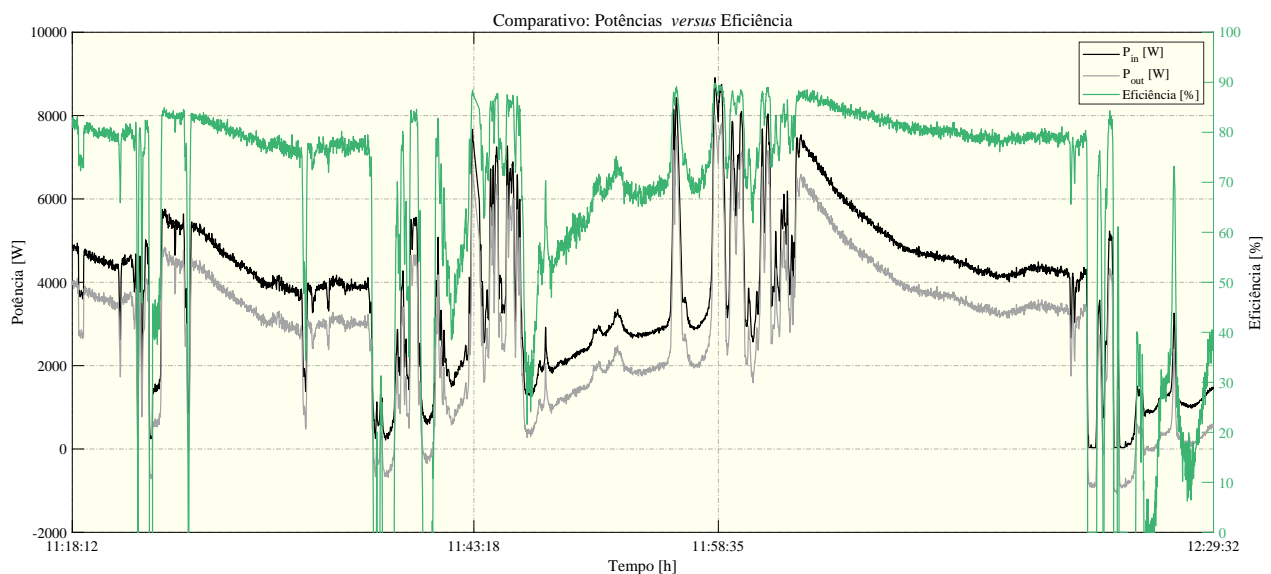


Figura 6.44: Dependência da eficiência com o perfil de potência.

Importante mencionar, que a tensão  $V_{DC}$  é mantida aproximadamente constante pelo controle de tensão. Portanto, quando a irradiância aumenta, a energia excedente é transferida para a rede, através da corrente injetada. Nesse mesmo contexto, levando em conta os dados dos três cenários apresentados nas Fig. 6.40, Fig. 6.41 e Fig. 6.42, fica evidenciado que a eficiência do conversor aumento à medida que a operação está próxima da condição nominal. Ademais, nenhum algoritmo MPPT foi utilizado neste ensaio.

Para verificação dos parâmetros teóricos, foi utilizado o equipamento *Curve Trace SOLAR I-Ve*, conforme demonstrado na Fig. 6.45. Nessa imagem, para uma irradiância de  $1263 [W/m^2]$  (superior a condição em laboratório), a tensão de circuito aberto foi medida em 621.1 V; valor inferior aos 775 V, considerando 19 módulos em série. Os detalhes do arranjo foram explicados na Tabela 4.3.

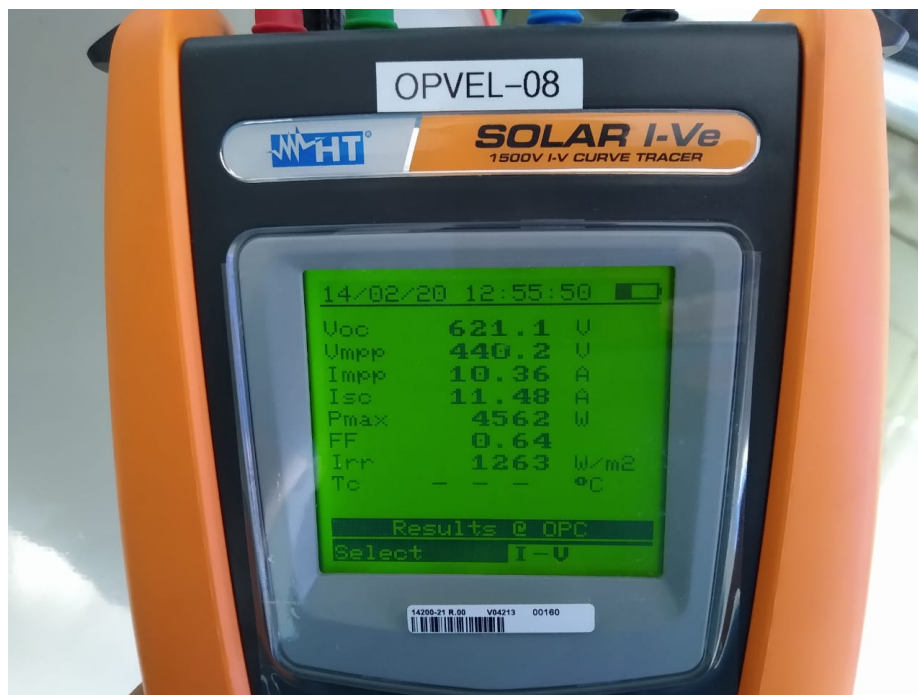


Figura 6.45: Identificação de parâmetros do arranjo com *Curve Tracer*.

De modo geral, para rápidas variações de irradiância, o conversor manteve o bom desempenho (alta eficiência), demonstrando a capacidade de aproveitar o potencial energético disponibilizados nos painéis.

#### 6.2.4 Resultados obtidos com MPPT

Posteriormente, em 24 de abril de 2020, o conversor TUPF foi novamente acionado com a usina TESLA conectada, com o propósito de avaliar o desempenho do conversor com o algoritmo MPPT. Na oportunidade, o céu estava parcialmente nublado, com algumas “janelas” de sol. A temperatura média nesse dia foi de  $25^{\circ}\text{C}$ .

Para este ensaio, a curva de irradiância foi medida e comparada com a potência de entrada, oriunda dos painéis e a potência de saída, injetada na rede. A Fig. 6.46 e Fig. 6.47 mostra o comportamento do TUPF em resposta às variações da irradiância, bem como o perfil de eficiência em relação à potência instantânea.

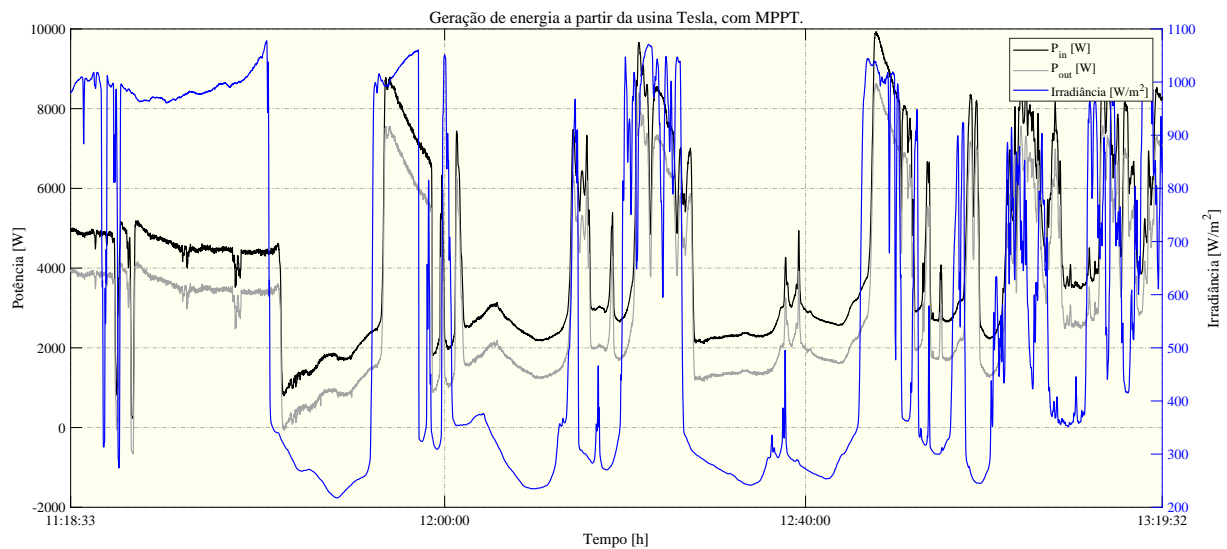


Figura 6.46: Conversão da potência gerada pela usina Tesla.

Adicionalmente, para uma rede de 380 V, os diodos de roda livre dos IGBT's permitem um barramento DC com no mínimo  $380 \cdot \sqrt{2} = 537,4\text{V}$ . Como a tensão de máxima potência foi estimada em 440,2 V na Fig. 6.45, em nenhum momento o conversor atingiu a corrente de máxima potência.

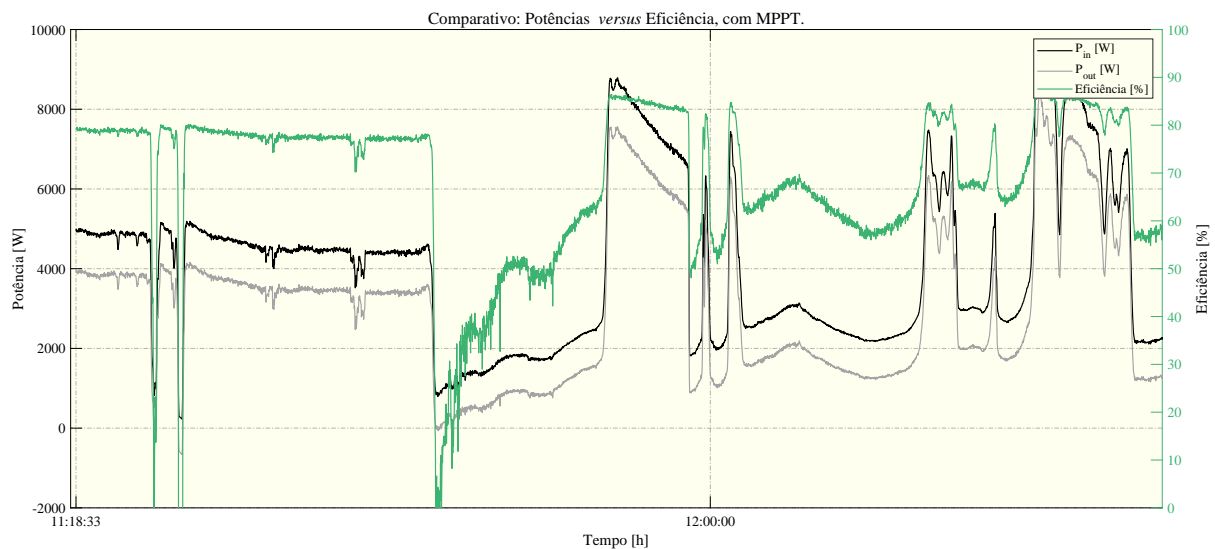


Figura 6.47: Dependência da eficiência com o perfil de potência.

Comparando as figuras 6.46 e 6.43, é possível perceber que não houve melhoria pelo uso do algoritmo MPPT, o que já era esperado, tendo em vista que a tensão mínima para operação do conversor (537,4 V) já está acima da tensão de máxima potência que o instrumento indica na Fig. 6.45.

Com esses resultados, fica demonstrado a capacidade do conversor TUPF operar como AFE, interfaceando uma usina solar fotovoltaica com a rede elétrica.

## 6.2.5 Resultados para testes de interferência eletromagnética conduzida

Para concluir as análises propostas nesse trabalho, procedeu-se a verificação de conformidade do conversor TUPF com a norma IEC 61800 - part 3 [71], em termos de compatibilidade eletromagnética. Tal norma define um conversor como um PDS (do inglês, *power drive systems*). Assim, o TUPF pode ser categorizado como um equipamento C3, de aplicação industrial limitado a 1000 V.

Para realização dessas medidas, utilizou-se uma LISN (do inglês, *Line Impedance Stabilization Network*) modelo L3-500, da marca PMM. A LISN foi posicionada na entrada dos conversores, para filtrar e separar as correntes de ruído, e também proporciona meios para medi-los. É usada somente durante as medidas de interferência eletromagnética conduzida e fornece uma linha de impedância estabilizada, garantindo repetibilidade dos resultados obtidos. Para comparação com os limites da norma utilizou-se um analisador de espectro convencional.

Neste caso, a norma citada define que o ensaio deve ser realizado para um equipamento com corrente nominal menor que 100 A. No ensaio, a faixa de frequência de **150 kHz a 30 MHz** deve ser varrida. A unidade de medida *quase-pico* foi utilizada para comparação com a norma. Na Fig. 6.48 está resumido o resultado obtido para o teste de interferência eletromagnética conduzida.

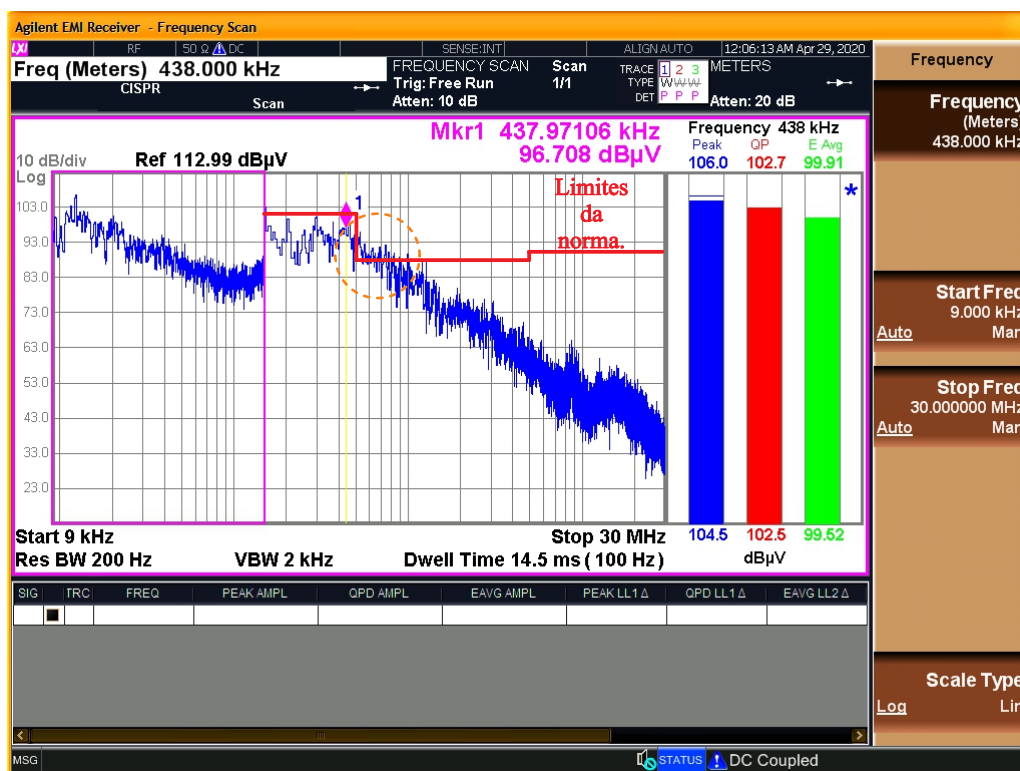


Figura 6.48: Medição de interferência eletromagnética conduzida.

Nessa imagem, foi traçada uma linha vermelha delimitando os limites estabelecidos pela norma, a saber: **100 dB $\mu$ V** para  $0,15 \leq f < 0,5$ , **86 dB $\mu$ V** para  $0,5 \leq f < 5,0$  e **90 dB $\mu$ V** para  $5,0 \leq f < 30,0$ , todos os valores de frequência em MHz.

Para frequências entre 500 kHz e 1 MHz, o conversor excedeu ligeiramente o limite estabelecido. Esse detalhe de modo algum tira o mérito do conversor TUPF, visto que o protótipo tem caráter experimental e acadêmico. De qualquer modo, em todos os outros pontos o conversor está em conformidade com a norma.

É válido comentar que, há basicamente dois métodos de se reduzir o ruído gerado. O primeiro, um método corretivo, o qual faz o bloqueio do ruído existente através de filtragem e segundo, um método preventivo, o qual procura atacar os pontos onde o ruído é gerado ou transmitido para os condutores de entrada. Na maior parte dos casos, ambos os métodos precisam ser utilizados concomitantemente, pois nem sempre é possível um nível de minimização suficiente, através do método preventivo, para se descartar o filtro.

## 6.3 Conclusão

Este capítulo conclui todas as etapas para validação da tecnologia TUPF aplicada ao aproveitamento da energia solar fotovoltaica.

Dentre as melhorias que foram realizadas no desenvolvimento deste trabalho, a modificação na instalação da usina Tesla foi considerada um ponto positivo, visto que disponibiliza no ambiente do laboratório Tesla, meios para desenvolvimento de diversas pesquisas envolvendo a geração de energia a partir da fonte fotovoltaica, bem como propicia um ambiente de desenvolvimento mais seguro e aparelhado, com diversos equipamentos de medição disponíveis.

A divergência entre os parâmetros teóricos da usina, e os valores mensurados com o equipamentos *curve tracer* são justificáveis em parte pela degradação natural dos módulos fotovoltaicos. Todavia, isso não justifica uma diferença de mais de 100 V entre a tensão de circuito aberto esperada e o valor medido. Neste sentido, é razoável considerar a possibilidade de algum módulo estar danificado.

Portanto, considerando que o protótipo foi dimensionado para 30 kVA, e cerca de apenas 30% de sua capacidade foi utilizada, o conversor demonstrou excelente desempenho para uma construção acadêmica, com recursos limitados. Os dados obtidos demonstram que a eficiência tende a ser maior, a medida que a potência convertida se aproxima da capacidade nominal.



## Conclusões

---

O uso de energias renováveis é atualmente uma necessidade. A energia solar fotovoltaica tem se destacado pelo constante crescimento, além de possibilitar geração distribuída em microrredes.

As principais soluções para a interface da geração com a rede, normalmente apresentam baixa eficiência, bem como todos os problemas relacionados às ressonâncias. Foi mostrado que a solução mais sedimentada para lidar com problemas de qualidade da energia é o uso de filtros passivos. Uma das grandes dificuldades da aplicação de filtros passivos na mitigação de harmônicos é que eles não são uma solução de prateleira, sendo necessário um projeto específico para cada aplicação.

Por definição, o TUPF pode ser aplicado em qualquer cenário de geração distribuída sem a necessidade de projeto específico; se o limite de potência nominal do equipamento for respeitado, os harmônicos serão mitigados implicitamente.

As principais desvantagens dos filtros passivos são:

1. utilização de um filtro para cada frequência harmônica.
2. seu dimensionamento é dependente das impedâncias da fonte e da carga instalada.
3. após sintonização, funcionam adequadamente desde que não haja modificações na carga instalada, visto que novas impedâncias alteram o espectro harmônico da instalação, modificando a sintonia preestabelecida.
4. leva ao aumento do consumo, pois são construídos com indutores e capacitores, elementos passivos.

Em se tratando de aplicação solar, o TUPF têm a vantagem de não necessitar de um conversor elevador (boost) para implementação do algoritmo MPPT. Isso se traduz em maior confiabilidade, pois é um estágio de processamento de energia a menos. Menor possibilidade de falha.

A operação com algoritmo MPPT demonstrou resultados semelhantes à operação sem MPPT. Isso pode ser justificado pela tensão reduzida fornecida pelo arranjo dos módulos. Em linhas gerais o algoritmo funcionou, todavia na maior parte do tempo fornecia referência na tensão mínima, uma vez que a tensão de máxima potência estava abaixo da tensão mínima de operação do conversor. A limitação imposta no barramento DC pode ser mitigada pelo uso de otimizadores de potência instalados nos módulos ou arranjos maiores.

Como os conversores de dois níveis utilizados possuem frequência de chaveamento da ordem de 1 kHz, foi alcançado tanto ganho de eficiência quanto menor elevação de temperatura durante operação. Dessa forma, os resultados apresentados, conduzem ao entendimento de que o TUPF é capaz de funcionar adequadamente sob variações de tensão DC, promovendo melhor qualidade

de energia a baixo custo e alta eficiência (90% para metade da capacidade nominal), para aplicações solares fotovoltaicas de média/alta potência.

Dentre as principais vantagens verificadas nessa tecnologia, é possível ressaltar:

1. eliminação do problema do filtro na conexão com a rede, visto que elementos capacitivos provocam ressonância.
2. o TUPF não tem o elemento capacitivo, a interface é realizada pelo transformador, mantendo a qualidade na corrente injetada.
3. o conversor não tem limitação de potência, podendo ser utilizado em qualquer aplicação que envolva a geração de energia e injeção na rede.

Vale ressaltar que, um transformador elevador sempre vai existir em qualquer conexão de conversores, é o caso do transformador de 3W do TUPF. Mas no caso do TUPF, o transformador já faz parte da topologia, não implicando em um equipamento adicional. Ou seja, na prática, o TUPF poderia ser conectado à rede diretamente. Por outro lado, em conversores convencionais, é necessário filtros capacitivos, além de alta frequência. Quando se deseja utilizar baixas frequências, os elementos capacitivos crescem, uma desvantagem.

Portanto, este trabalho propôs um novo nicho de aplicações para o conversor TUPF, como um inversor central adequado para aplicações solar fotovoltaicas. Nesse contexto, foi demonstrado o satisfatório desempenho do conversor para esse tipo de aplicação, bem como a robustez dos controles de tensão e corrente para rápidas variações de irradiância.

## 7.1 Proposta de continuidade

Com a experiência adquirida no desenvolvimento e colocação em operação do protótipo de pequena escala, é factível a continuação da pesquisa nos seguintes tópicos:

- realizar estudo de confiabilidade no protótipo de plena escala.
- avaliar o desempenho do conversor TUPF nas diferentes configurações do barramento DC, aplicado ao aproveitamento solar fotovoltaico.
- realizar estudo para desenvolvimento de um algoritmo MPPT adequado para as especificidades do conversor TUPF, buscando melhor aproveitamento da energia gerada.
- avaliar o desempenho da tecnologia TUPF com o uso de otimizadores instalados nos módulos fotovoltaicos ou em arranjos maiores.

---

# Referências Bibliográficas

---

- [1] AIE. **Agência Internacional de Energia**. Disponível em: <https://www.iea.org/>. [Acessado em: 02-Jun-2020].
- [2] Solar Power Europe. **Global Market Outlook 2019-2023**. 2019. Disponível em: [https://www.solarpowereurope.org/wp-content/uploads/2019/09/20190510\\_SolarPower-Europe\\_Global-Market-Outlook-for-Solar-Power-2019-2023.pdf](https://www.solarpowereurope.org/wp-content/uploads/2019/09/20190510_SolarPower-Europe_Global-Market-Outlook-for-Solar-Power-2019-2023.pdf). [Acessado em: 01-Jun-2020]
- [3] **ALVES, Marcos H. Silva**; PARREIRAS, Thiago M.; FILHO, Braz J. Cardoso. **The True Unity Power Factor Converter Applied to Photovoltaic Applications**. 15<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)/ 5<sup>th</sup> Southern Power Electronics Conference (SPEC). Santos, Brasil, 2019.
- [4] IEA Atlas of Energy. **Agência Internacional de Energia**. Disponível em: <http://energyatlas.iea.org/#!/tellmap/-1118783123>. [Acessado em: 03-Jun-2020].
- [5] Amaral, F. V.; Parreiras, T. M.; Lobato, G. C.; Machado, A. A. P.; Pires, I. A.; Filho, B. de Jesus Cardoso. **Operation of a Grid-Tied Cascaded Multilevel Converter Based on a Forward Solid-State Transformer Under Unbalanced PV Power Generation**. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 54, no. 5, pp. 5493–5503, Sep. 2018.
- [6] Foureaux, N.; Machado, A.; Silva, E.; Pires, I.; Brito, J.; Filho, Braz J. Cardoso. **Central inverter topology issues in large-scale photovoltaic power plants: Shading and system losses**. 2015 IEEE 42nd Photovolt. Spec. Conf. PVSC 2015, pp. 4–9, 2015.
- [7] Bradt, M.; et al. **Harmonics and resonance issues in wind power plants**. PES T&D 2012, 2012, pp. 1–8.
- [8] Rashid, Muhammad H. **Eletrônica de Potência. Dispositivos, circuitos e aplicações**. 4. ed., São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.
- [9] PARREIRAS, Thiago M.; **ALVES, Marcos H. Silva**; ALMEIDA, Camila E.; SILVA, Sidelmo M.; FILHO, Braz J. Cardoso. **The True Unit Power Factor Converter with Flexible Arrangement for Battery Energy Systems: Series and Separate DC bus connection**. Applied Power Electronics Conference (APEC). New Orleans, USA, 2020. [Online]
- [10] PARREIRAS, Thiago M.; **ALVES, Marcos H. Silva**; BASTOS, Rodrigo R.; PIRES, Igor A.; FILHO, Braz J. Cardoso. **The True Unity Power Factor Converter for Basic Oxygen Furnace Charging Cranes**. IEEE IAS Annual Meeting, 2020.
- [11] Beres, Remus N.; Wang, Xiongfei; Liserre, Marco; Blaabjerg, Frede; Bak, Claus Leth. **A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid Connected Voltage-Source Converters**. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. Vol. 4, I1, 2016.

- [12] Kouro, S.; Leon, J. I.; Vinnikov, D.; Franquelo, L. G.. **Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology**. *Ind. Electron. Mag. IEEE*, vol.9, no.1, pp.47–61,2015.
- [13] ANEEL. **Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST)**. 2017.
- [14] ONS. **Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de qualidade da energia elétrica da Rede Básica, Procedimentos Rede**. 2017.
- [15] Parreiras, T. M.; Filho, B. J. C.. **Current control of three level neutral point clamped voltage source rectifiers using selective harmonic elimination**. *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 4608–4614.
- [16] Arrillaga, J.; Watson, N.. **Harmonic Sources**. *Power System Harmonics*, Chichester, UK: JohnWiley & Sons, Ltd,2003, pp. 61-142.
- [17] IEEE STANDARDS. **IEEE Std 519-2014. Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. *IEEE Std 519-2014 (Revision IEEE Std 519-1992)*, 2014.
- [18] IEEE. **IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces**. New York, NY: IEEE Std 1547-2018, 2018.
- [19] Bollinger, J. G.; Duffie, N. A.. **Computer Control of Machines and Processes, Discrete Controller Design**. Reading, MA: Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1988, pp. 111-172.
- [20] Subudhi, B.; Pradhan, R.. **A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems**. *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, Jan. 2013.
- [21] Zainudin, H. N.; Mekhilef, S.. **Comparison Study of Maximum Power Point Tracker Techniques for PV Systems**. *Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10)*, Cairo University, Egypt, 2010, no. 1, pp. 750–755.
- [22] Calavia, M.; Perié, J.; et al. **Comparison of MPPT strategies for solar modules**. *Int. Conf. Renew. Energies Power Qual.*, 2010.
- [23] Hussein, K. H.; Muta, I.; Hoshino, T.; Osakada, M. **Maximum Photovoltaic Power Tracking: an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions**. *IEEProc.- Gener. Transm. Distrib.*, vol.142,no.1, pp.59–64, 1995.
- [24] Terasic Inc., **DE10-Lite Board, 2019**. [Online]. Available: <http://de10-lite.terasic.com/>. [Acessado em: 27-Mai-2020].
- [25] Typhoon HIL. **Hardware in the Loop Software e Hardware**. 2018. [Online]. Available: <https://www.typhoon-hil.com/>. [Acessado em: 27-Mai-2020].

- [26] Novotny, D. W.; Lipo, T. A. **Vector Control and Dynamics of AC Drives**. 1. ed.. New York: Oxford, 1996.
- [27] 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 J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 54–69, Mar. 2016.
- [28] Yazdani, A.; Iravani, R.. **Grid-Imposed Frequency VSC System: Control in dq-Frame**. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*, 1st ed., vol. 1, Hoboken: John Wiley & Sons, 2010, pp. 204–244.
- [29] Rodriguez, P.; Pou, J.; Bergas, J.; Candela, J. I.; Burgos, R. P.; Boroyevich, D.; **Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control**. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, Mar. 2007.
- [30] Parreiras, T. M.; Justino, J. C. G.; Filho, B. de J. Cardoso. **The True Unity Power Factor converter - A practical filterless solution for sinusoidal currents**. 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015, pp. 2557–2565.
- [31] Almeida, C. E.; Filho, B. de J. C. **Impact of active front end topology on wind farm resonance**. IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2017, pp. 1-5.
- [32] Almeida, C. E.; Filho, B. de J. Cardoso. **Shifting Resonances in Wind Farms to Higher Frequencies due to TUPF Converters**. *J. Control. Autom. Electr. Syst.*, vol. 29, no. 6, pp. 805–815, Dec. 2018.
- [33] Typhoon HIL. **Typhoon HIL 600 brochure**. [Online]. Disponível em: [https://www.typhoon-hil.com/doc/brochures/Typhoon\\_HIL600\\_Brochure\\_downloadable.pdf](https://www.typhoon-hil.com/doc/brochures/Typhoon_HIL600_Brochure_downloadable.pdf). [Acessado em: 08-JUN-2020].
- [34] MAKSIMOVIC, DRAGAN; STANKOVIC, ALEKSANDAR M.; THOTTUVELIL, V. JOSEPH; VERGHESE, GEORGE C. **Modeling and Simulation of Power Electronic Converters**. *Proceedings of the IEEE*, No. 89, Issue: 6, 2001.
- [35] Thottuvelil, V. J., et al. **Hierarchical Approaches to Modeling High-Power-Factor AC-DC Converters**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1991.
- [36] T. M. Parreiras. **Retificador Trifásico de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário sem a Utilização de Filtros Senoidais**. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.
- [37] Justino, Júlio C. G.; Parreiras, Thiago Morais; Filho, Braz de J. Cardoso. **Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2014.
- [38] Parreiras, Thiago Morais; Justino, Júlio C. G.; Filho, Braz de J. Cardoso. **True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems**. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Seoul, Korea, 2015.

- [39] Justino, Júlio C. G.; Parreiras, Thiago Morais; Filho, Braz de J. Cardoso. **Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging**. IEEE Transactions on Industry Applications. 2016.
- [40] Parreiras, Thiago Morais; Justino, Júlio C. G.; Rocha, Anderson V.; Filho, Braz de J. Cardoso. **True Unit Power Factor Active Front End for High-Capacity Belt-Conveyor Systems**. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016.
- [41] Grady, W. M.; Gilleskie, R. J.. **Harmonics and how they relate to power factor**. Proc. EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conf., San Diego, CA, 1993, 8p.
- [42] SIW700. **SIW700 Datasheet**. [Online]. Disponível em: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hb7/h93/WEG-siw700-inversor-solar-fotovoltaico-10002127700-1.5x-manual-portugues-br.pdf>. [Acessado em: 27-JUL-2020].
- [43] SINACON. **SINACON PV Datasheet**. [Online]. Disponível em: <https://assets.new.siemens.com/siemens/assets/api/uuid:cb65b0d3-6425-48f5-92cb-cc217d2d5285/sinacon-pv-technical-data-en.pdf>. [Acessado em: 27-JUL-2020].
- [44] APS-PV. **APS-PV Datasheet**. [Online]. Disponível em: <https://www.wstech.com/downloads/APS-Series/Data%20sheets/APS-PV-Series%20130%20Datasheet%201500Vdc%20v005%20EN.pdf>. [Acessado em: 27-JUL-2020].
- [45] Blaabjerg, Frede; Wang, Xiongfei. **Harmonic Stability in Renewable Energy Systems: An Overview**. IEEE Energy Conversion Congress & Expo. Pittsburgh, PA, EUA. 2014.
- [46] Mertens, Axel; Fuchs, Felix. **Influence of Harmonic Grid Resonance on the Operation of Grid-Connected Converters**. IEEE Energy Conversion Congress & Expo. Pittsburgh, PA, EUA. 2014.
- [47] Hoseinzadeh, Bakhtyar; Bak, Claus Leth; Blaabjerg, Frede. **Impact of Grid Impedance Variations on Harmonic Emission of Grid-Connected Inverters**. IEEE Power Tech Conference. Manchester. 2017.
- [48] Hoseinzadeh, Bakhtyar; Bak, Claus Leth; Blaabjerg, Frede. **Reduction of Current Harmonic Distortion in Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters via Resonant Current Control**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. VOL. 60. N° 4. ABRIL, 2013.
- [49] Peña-Alzola, Rafael; Liserre, Marco; Blaabjerg, Frede; Ordonez, Martin; Yang, Yongheng. **LCL-filter Design for Robust Active Damping in Grid Connected Converters**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL INFORMATICS. VOL. 10. N° 4. 2014.
- [50] Ogata, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5° Ed. Pearson Prentice Hall. São Paulo. 2010.

- [51] Parreiras, Thiago M.; Machado, Alysson P.; Amaral, Fernando V.; Lobato, Gideon C.; Brito, José A. S.; Filho, Braz Cardoso. **Forward Dual-Active-Bridge Solid-State Transformer for a SiC-Based Cascaded Multilevel Converter Cell in Solar Applications**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 54, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 2018.
- [52] Ebrahimzadeh, Esmail; Blaabjerg, Frede; Wang, Xiongfei; Bak, Claus Leth. **Reducing Harmonic Instability and Resonance Problems in PMSG-Based Wind Farms**. IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, VOL. 6, NO. 1, MARCH 2018.
- [53] Castilla, Miguel; Miret, Jaume; Camacho, Antonio; Matas, José; Vicuna, Luis García. **Reduction of Current Harmonic Distortion in Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters via Resonant Current Control**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 60, NO. 4, APRIL 2013.
- [54] Zhang, Chi; Dragicevic, Tomislav; Vasquez, Juancho C.; Guerrero, Josep M. **Resonance Damping Techniques for Grid-Connected Voltage Source Converters with LCL filters – A Review**. IEEE International Energy Conference. 2014.
- [55] Filho, Braz de Jesus Cardoso; Parreiras, Thiago Morais. **Metodo 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**. Pedido de Patente BR 10 2014 023057 2 A2.
- [56] Almeida, C. A. **Identificação e Manejo de Ressonâncias em Parques Eólicos: Aplicação dos Conversores TUPF**. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Minas Gerais, 2019.
- [57] PVS-175. **PVS-175 Datasheet**. [Online]. Disponível em: [https://library.e.abb.com/public/0f00edbf0a574789ba72e3c9dd64e788/PVS-175-TL\\_9AKK107046A3492\\_EN\\_Rev\\_C.pdf](https://library.e.abb.com/public/0f00edbf0a574789ba72e3c9dd64e788/PVS-175-TL_9AKK107046A3492_EN_Rev_C.pdf). [Acessado em: 03-AGO-2020].
- [58] Chen, Jiawei; Zhang, Xiuqin; Wen, Changyun. **Harmonics Attenuation and Power Factor Correction of a More Electric Aircraft Power Grid Using Active Power Filter**. Industrial Electronics IEEE Transactions on, vol. 63, no. 12, pp. 7310-7319, 2016.
- [59] Sun, Y.; Jong, E. C. W. de; Cuk, V.; Cobben, J. F. G.. **Harmonic resonance risk of massive ultra fast charging station grid integration**. Harmonics and Quality of Power (ICHQP) 2018 18<sup>th</sup> International Conference on, pp. 1-6, 2018.
- [60] Camurca, Luis; Gao, Xiang; Costa, Levy F.; Liserre, Marco. **Design of a Medium Voltage DC Fast Charging Station with Grid Voltage Regulation and Central Modular Multilevel Converter**. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2018 IEEE, pp. 2798-2804, 2018.
- [61] Yaghoobi, Jalil; Abdullah, Ahmad; Kumar, Dinesh; Zare, Firuz; Soltani, Hamid. **Power Quality Issues of Distorted and Weak Distribution Networks in Mining Industry: A Review**. Access IEEE, vol. 7, pp. 162500-162518, 2019.

- [62] Volpiano, Sérgio Luiz. **Eletrônica de potência aplicada ao acionamento de máquinas elétricas**. São Paulo: SENAI-SP Editora, 2013.
- [63] SEMIKRON. **Datasheet Power Electronics Systems - SEMISTACK - IGBT: SKS 46F B6U+E1CIF+B6CI 17 V06**. 2008.
- [64] Patel, H. S.; Hoft, R. G.. **Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I—Harmonic elimination**. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-9, no. 3, pp. 310–317, May/Jun. 1973..
- [65] Patel, H. S.; Hoft, R. G.. **Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II—Voltage control techniques**. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-10, no. 5, pp. 666–673, Sep./Oct. 1974.
- [66] WEG. **Manual do Inversor de Frequência**. CFW-11 Vectrue Inverter.
- [67] IEC. **Power Transformers - Part 1: General**. IEC 60076-1, p. 71, 2011.
- [68] Pacific Power Source, **Pacific Power Source MS Series**. Available: <https://www.ppstsolutions.com/manufacturers/pacific-power-source/pacific-power-source-ms-series/>. [Accessed: 12 de fevereiro de 2021].
- [69] Analisador de Qualidade de Energia. **DRANETZ Power Xplorer**. Available: <https://www.dranetz.com/>. [Accessed: 12 de fevereiro de 2021].
- [70] IEEE Std. 1547<sup>TM</sup>-2020. **IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Energy Resources with Electric Power Systems and Associated Interfaces**. IEEE SA Standards Board. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/>. [Accessed: 12 de fevereiro de 2021].
- [71] IEC 61800-3. **Adjustable speed electrical power drive systems – Part 3: EMC requirements and specific test methods**. IEC Central Office, Genova, Suíça. 2012.
- [72] Kouro, Samir; Leon, Jose I.; Vinnikov, Dimitri; Franquelo, Leopoldo G. **Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology**. IEEE Industrial Electronics Magazine. 2015.
- [73] S. K. Chattopadhyay; C. Chakraborty; B. C. Pal. **A hybrid multilevel inverter topology with third harmonic injection for grid connected photovoltaic central inverters**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Hangzhou, 2012, pp. 1736-1741, doi: 10.1109/ISIE.2012.6237353.
- [74] S. K. Chattopadhyay; C. Chakraborty. **A New Asymmetric Multilevel Inverter Topology Suitable for Solar PV Applications With Varying Irradiance**. IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 8, no. 4, pp. 1496-1506, Oct. 2017, doi: 10.1109/TSTE.2017.2692257.

*Apêndice A*

---

## **Publicações**

# The True Unity Power Factor Converter Applied to Photovoltaic Applications

Marcos Henrique da Silva Alves  
Graduate Program in Elect. Engineering  
Universidade Federal de Minas Gerais  
Belo Horizonte - MG, Brazil  
marcoshenrique@ieee.org

Thiago Morais Parreiras  
Graduate Program in Elect. Engineering  
Universidade Federal de Minas Gerais  
Belo Horizonte - MG, Brazil  
thiago.m.parreiras@ieee.org

Braz de Jesus Cardoso Filho  
Department of Elect. Engineering  
Universidade Federal de Minas Gerais  
Belo Horizonte - MG, Brazil  
braz.cardoso@ieee.org

**Abstract**—The True Unity Power Factor (TUPF) converter is a grid-connected active rectifier capable of delivering a sinusoidal current through a combination of Selective Harmonic Elimination (SHE) technique in two power electronics converters and harmonic cancellation at a three-winding transformer. This configuration provides a cost-effective solution with low switching frequency and simple converter and transformer designs without using bulk sinusoidal filters. The application of the TUPF converter in Photovoltaic (PV) systems demands dc link voltage control in response to a proper selected and adjusted Maximum Power Point Tracker (MPPT). This work proposes a control scheme for this operation and verifies its results with respect to power quality and power tracking. The results are validated through simulation and hardware-in-the-loop (HIL) tests.

**Index Terms**—power quality, harmonics, photovoltaic, voltage control, power factor

## I. INTRODUCTION

At the end of 2016, the Photovoltaic (PV) global installed capacity surpassed the 300 GW mark and Solar Power Europe prospects as a medium scenario an increase to over 700 GW by 2021 [1] which demonstrates the importance of searching for grid interface solutions that provides an adequate connection to the grid in terms of power management, ancillary services, reliability, efficiency and power quality.

Although much research is performed to construct high power grid-tied converters composed of several smaller power modules connected to smaller strings in order to improve the extraction of the energy available in the Solar Panels [2], [3], central inverters still constitute the solution more used in Solar Power Plants, mainly due to its low cost, complexity and therefore high reliability [4].

The majority of such converters uses a bulk sinusoidal filter at the grid side in order to comply with restrict power quality requirements of countries grid codes [5], [6] and international standards recommendations [7], [8]. These filters contains a combination of inductors and capacitors that can be a source

This work was supported in part by the Brazilian federal government agencies Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), and Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), in part by the Minas Gerais state government agency Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), and in part by CELPE through the ANEEL R&D Program “Chamada ANEEL: 021/2016” under Research Grant PD-00043-0516/2016.

of systems resonances and therefore contributing to the very problem they were installed to prevent [9].

In this context, a True Unity Power Factor (TUPF) converter is proposed as a high power grid-tied solution that provides sinusoidal currents, from the normative perspective, without capacitive elements at the grid filter, with low switching frequencies and conventional transformer design and converters topologies [10].

This technology has proven to be able of providing better power quality results than other inverters technologies in large wind farms [11] by shifting the resonance frequencies to higher orders [12]. It was also presented as an alternative for ultra fast charging of electrical buses [13] and high-capacity belt conveyors in comparison to conventional configurations [14].

The main contribution of this work is to present the TUPF converter as a suitable central inverter for solar PV applications in a situation where the dc voltage, and therefore the modulation index, needs to be continuously modified according to a proper Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm, which differs from the previous presented applications where dc voltage reference is a constant. Furthermore, it presents for the first time complete closed-loop results in a HIL test bench.

## II. TUPF CONVERTER

### A. System Description

Fig. 1 shows the basic structure of the TUPF converter applied as central inverter in a PV application. It consists of two Voltage Source Converters (VSCs) with their dc links connected in parallel. Each VSC is connected to a secondary of a three-winding (3-w) transformer. As there is a phase shift of  $30^\circ$  between secondaries, due to delta and star connections, only characteristic harmonics of order according to (1) can be present at the primary winding [15].

$$h = 12k \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (1)$$

The VSCs in the TUPF converter are modulated with pre-calculated phase voltage waveforms to eliminate harmonic voltages of the same order indicated by (1) until  $h = 49$  through a proper implementation of Selective Harmonic Elimination (SHE) PWM technique [7]. The combined effect of

# The True Unit Power Factor Converter with Flexible Arrangement for Battery Energy Systems: Series and Separate DC bus connection

Thiago M. Parreiras\*, Marcos H. da S. Alves\*, Camila E. Almeida<sup>†</sup>, Sidelmo M. Silva<sup>‡</sup> and Braz de J. C. Filho<sup>‡</sup>

\*Graduate Program in Electrical Engineering, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil

<sup>†</sup>Halliburton Brazil Technology Center, Rio de Janeiro, Brazil

<sup>‡</sup>Department of Electrical Engineering, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil

{thiago.m.parreiras, marcoshenrique, braz.cardoso}@ieee.org, camila.almeida@halliburton.com, sidelmo@ufmg.br

**Abstract**—Bidirectional power converters are necessary for utility interface of Battery Energy Storage Systems (BESS), which are increasingly being used as a mechanism of improving energy balance between demand and generation over time in the electrical system with an ever increasing penetration of renewable energy sources, like solar and wind systems. Since harmonics are an important issue in the use of high power converters, the True Unity Power Factor (TUPF) converter is an interesting option to provide sinusoidal currents with high efficiency. Previous works presented the TUPF converter with its DC links parallel-connected, which reduces the arrangement options for BESS connections. This work proposes modifications to the TUPF control, specifically the current measurement and conditioning, to allow application with series or individually connected DC links. It also analyses the impact of this modifications, along with unbalanced power conditions, in the power quality. Simulation and Hardware-in-the-Loop (HIL) results are presented to validate the proposal.

**Index Terms**—battery chargers, bidirectional power flow, electric current control, energy storage, power conversion harmonics

## I. INTRODUCTION

In an electrical system with an ever increasing penetration of renewable energy sources [1]–[3], technical and commercial issues arise as a consequence of the unbalance between demand and generation over time [4], [5]. These issues are even more important in Distributed Energy Resources (DER) that can eventually operate in a controlled island mode [6]. The solution foreseen by experts to solve such issues is implementing large-scale Energy Storage Systems (ESS) [7]. Particularly, Battery Energy Storage Systems (BESS) are growing in interest in medium power applications due to the development of lithium-ion cells [8].

Bidirectional power converters are necessary for utility interface of BESS to supply or drain power from the electrical system while handling the charge and discharge process in an appropriate way [9]. In some cases the use of BESS

This work was supported in part by the Brazilian federal government agencies Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), and Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), in part by the Minas Gerais state government agency Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), and in part by CELPE through the ANEEL R&D Program “Chamada ANEEL: 021/2016” under Research Grant PD-00043-0516/2016.

along with Renewable Sources allow the system to operate as a conventional generation unit, supplying power when demanded, as well as providing ancillary services [10], [11].

Among several options found in the literature, including Modular Multilevel Converters (MMC) [12], [13], the majority of commercial systems still make use of Two or Three Level Voltage Source Converters (2L or 3L VSC) with low frequency transformers connected to large arrays of batteries, which are less expensive, complex and more reliable solutions [14], while providing galvanic isolation as required by current standards [15], [16]. These power converters can introduce power quality problems related with the injection of harmonic currents, which are generally mitigated by the use of bulk sinusoidal filters [17], which consist of a combination of inductors and capacitors that can be source of system resonances [18].

In this context, the TUPF converter illustrated in Fig. 1 is proposed as a high power grid-tied solution without sinusoidal filter, with low switching frequencies and conventional transformer design and converter topologies [19]. It comprises a combination of two 2L VSCs working in a proper calculated Selective Harmonic Elimination (SHE) PWM technique along with a three-winding transformer. This configuration results in the elimination / cancellation of harmonics until the 50th, distributed according to Table I, therefore providing sinusoidal currents from the normative perspective [20]. This technology has proven to be able to provide better power quality results than other inverters technologies in large wind farms [21] by shifting resonance frequencies to higher orders [22].

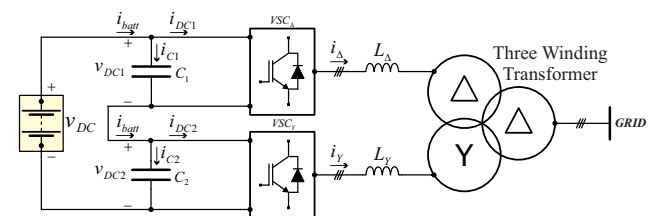


Fig. 1. True Unity Power Factor converter with series-connected DC links.

In all applications the TUPF converter was proposed so far, the DC links were connected in parallel what simplifies the DC voltage and current controls [23], [24]. This work proposes the

# The True Unity Power Factor Converter for Basic Oxygen Furnace Charging Cranes

Thiago M. Parreiras\*, Marcos H. da S. Alves\*, Rodrigo R. Bastos\*, Igor A. Pires<sup>†</sup> and Braz de J. C. Filho<sup>‡</sup>

\*Graduate Program in Electrical Engineering, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil

<sup>†</sup>Department of Electronic Engineering, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil

<sup>‡</sup>Department of Electrical Engineering, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil

{thiago.m.parreiras, marcoshenrique, braz.cardoso}@ieee.org, rodrigorb9@gmail.com, iap@ufmg.br

**Abstract**—Large charging cranes are used to introduce hot metal into the Basic Oxygen Furnace through the use induction motor drives for main and auxiliary hoist. These motor drives shall have the capability of dealing with bi-directional power flow due to the action of lifting (motoring) or lowering (regenerating) the load. The use of active rectifier increases the energy efficiency since the braking energy is not lost in heat. This work proposes the True Unit Power Factor converter with common DC bus and compare it to an existent solution. Theoretical analysis, simulation results and losses calculation show the advantages of the proposal in terms of power quality, energy efficiency and reliability. Hardware-in-the-loop results show the proper work of the developed control system.

**Index Terms**—power conversion harmonics, AC-DC power converters, power quality, energy efficiency, furnace

## I. INTRODUCTION

Hot liquid metal is introduced into the Basic Oxygen Furnace (BOF) already containing scrap metal through large charging cranes, before the oxygen is supplied through a water-cooled lance (Fig. 1) [1]. The crane's main hoist, usually composed by two motors, lifts the ladle and, after the crane is positioned in front of the furnace, the auxiliary hoist, usually a single motor, tips the ladle and pours the liquid metal into the BOF [2].

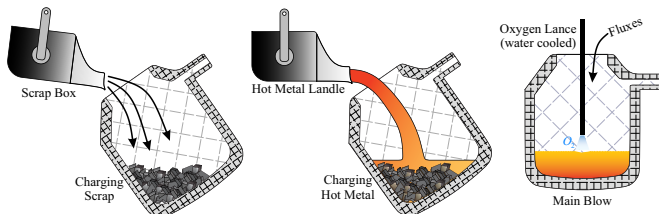


Fig. 1. Charging process steps in oxygen steelmaking process.

Early 1900's crane drives were composed by wound rotor induction motors or series wound DC motors. Both with its speed/torque control performed by manually operated rheostats [3]. In some instances, both AC and DC motors (and generators) were used in a Ward-Leonard converter set.

This work was supported in part by the Brazilian federal government agencies Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), and Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), in part by the Minas Gerais state government agency Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), and in part by NEOENERGIA through the ANEEL R&D Program "Chamada ANEEL: 021/2016" under Research Grant PD-00043-0516/2016.

The advance in power electronics converters led to an increasing shift from the conventional approaches to DC thyristor drives (1970s) and, in the 1990s, to AC drives due mainly do the development of the insulated gate bipolar transistor (IGBT) technology. Since then, AC drives become the preferred choice due to the absence of commutator and brush-related reliability problems and maintenance costs [4].

These advantages are even greater when using vector-controlled squirrel cage rotor induction machines, which are known for its low maintenance costs. In old cranes, retrofit from vintage crane drives to squirrel cage induction motor ones proves to be the most cost-effective choice for industrial applications [5].

In such applications, it is possible to control the inverter to operate the induction machine in the generation mode providing, therefore, regenerative braking action on the load. The kinetic and potential energies gained back to the DC-link in large cranes hoist motion is substantial, and must be dealt with by either using a dynamic braking with chopper resistor (Fig. 2 a) or an active front end (AFE) rectifier (Fig. 2 b) [6], [7].

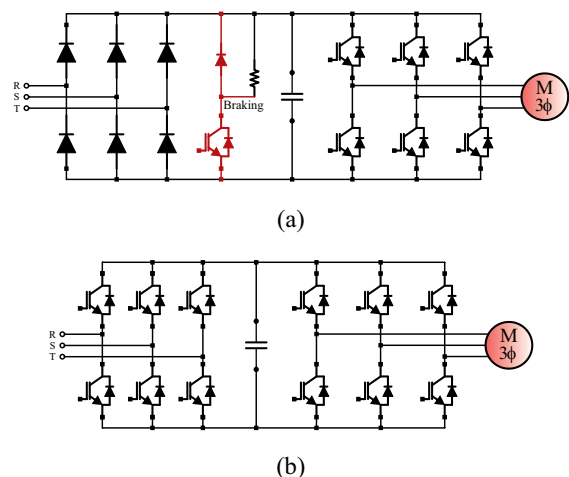


Fig. 2. (a) Dynamic braking with chopper resistor. (b) Regenerative braking with an AFE.

In the first option the energy is waste in heating while in the second one it is returned to the grid resulting in decrease of steelmaking plant energy consumption [8]. Another advantage

# Desenvolvimento de um modelo matemático unificado para o conversor boost entrelaçado

Pedro A. de C. e Castro, Marcos Henrique da Silva Alves, Jonathan H. D.G.Pinto,  
Arthur Hermano Rezende Rosa, Braz de Jesus Cardoso Filho e Seleme Isaac Seleme Júnior

*Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*  
*Universidade Federal de Minas Gerais*

Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brasil

email: ccastro.pedro@gmail.com, marcosalvesee@gmail.com, gherardnovo@hotmail.com  
braz.cardoso@ieee.org, seleme@cpdee.ufmg.br.

**Resumo**—In the context of power electronics, the strategies of topologies for static power converters for direct current energy sources have been used and studied. It is desirable to obtain converters with controlled output voltages and low levels of input current ripple. Several topologies are consecrated in the literature as boost, buck-boost. However, these topologies have shortcomings for applications where it is desired to decrease harmonic content and lower input current ripple and limited switching frequency. Therefore, the interleaved boost converter was developed, which improves the performance of energy conversion in terms of efficiency, smaller passive component size, lower electromagnetic conduction and less current ripple. The mathematical model of this topology presents two distinct modes of operation, one for duty cycles smaller than 0.5 and one for greater than 0.5. The modeling of these converters found in the literature does not clarify this point, leaving to the readers conceptual doubts. Therefore, this article presents the modeling of the dc/dc boost converter using the average model technique in state equations for both ranges of duty cycles.

**Index Terms**—boost interleaved, average model in state space, static converters, general model, current ripple.

## I. INTRODUÇÃO

O uso de fontes alternativas para geração de energia no sistema elétrico vem aumentando significativamente nos últimos anos [1], [2]. Particularmente, fontes renováveis, como a solar, estão cada vez mais populares devido, principalmente, a queda nos seus preços [1]. Tais fontes de energia apresentam alguns problemas, como a baixa tensão de geração e a intermitência [1]. Portanto, é recomendado a utilização de conversores estáticos de potência do tipo CC/CC, como reforço para aumentar a tensão a níveis desejáveis para o trabalho em questão [2].

Na literatura são apresentadas diversas topologias como: *boost*, *buck*, *buck-boost*, série ressonante, ponte completa, *push-pull*, entre outras. No entanto, essas topologias não são as mais indicadas pelo fato de atribuírem uma ondulação (*ripple*) de corrente na saída da fonte à qual será conectada [3]. Esta ondulação, juntamente com o conteúdo harmônico, influenciam na vida útil do sistema ao qual serão conectados, por exemplo: células combustíveis e baterias [4].

O conversor CC/CC *boost* é uma topologia consagrada na literatura e de simples construção, sendo amplamente estudada. No entanto, sua dinâmica tem limitações devido ao zero no semi-plano direito [5]. Esta topologia necessita de um capacitor de valor elevado, funcionando como filtro de saída para que se obtenha uma baixa ondulação na tensão

ao se trabalhar com razões cíclicas elevadas. Com isso, esta topologia não se torna interessante quando é desejado trabalhar em aplicações com alta densidade de potência [3], [4].

Em aplicações com requisitos como os apresentados acima, torna-se interessante usar a técnica de entrelaçamento de conversores [6]. Para realizar o entrelaçamento das células é necessário que elas estejam operando à mesma frequência de comutação e que ocorra, na modulação PWM, deslocamento de fase da portadora de uma em relação à outra de  $\frac{2\pi}{n}$  radianos, em que  $n$  é o número de células ou módulos [7]. A utilização de um conversor entrelaçado com  $n$  células, produz um aumento de  $n$  vezes a frequência da ondulação da corrente e reduz a magnitude de pico desta ondulação de corrente por um fator  $n$  [8], [9]. A Figura 1 mostra um resultado comparativo da simulação de um conversor *boost* e um *boost* entrelaçado. É possível observar que a ondulação da corrente de entrada, Figura 1a, e da tensão de saída, Figura 1b, são menores que *nobust* convencional. Além disso, para os mesmos parâmetros de projeto, percebe-se que a tensão de saída atingiu valores maiores com o *boost* entrelaçado em relação ao convencional.

Esta técnica é utilizada para conseguir uma menor ondulação de corrente na entrada e uma maior densidade de potência [2]. Tal técnica permite reduzir o peso total dos elementos passivos, ao usar fases, ou canais, paralelos, além de aumentar a confiabilidade do conversor [6]. Um conversor entrelaçado consiste em células de conversores idênticos conectadas em paralelo, sendo que cada célula é controlada por um sinal de chaveamento com a mesma defasagem entre si [10].

Para a modelagem da topologia do *boost* entrelaçado, há uma situação singular, na qual ocorre uma descontinuidade, pois existem modelos diferentes para razões cíclicas menores que 0.5 e para maiores que 0.5. Apesar de vários artigos tratarem sobre a sua modelagem em equações de estado [1], [2], [6], [10]–[13], não foi encontrado na literatura um método cuja utilização não fosse limitada a somente um desses intervalos (ex.:  $0 < d < 0.5$  ou  $0.5 < d < 1$ ). Sendo assim, o objetivo desse artigo é apresentar a metodologia para modelar em equações de estado o conversor *boost* entrelaçado de dois níveis sem que o modelo apresente descontinuidades, ou seja, um modelo geral que poderá ser utilizado para qualquer valor de razão cíclica.