

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO

CENTRO TECNOLÓGICO

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

THIAGO MOURA GALVÃO

**ENSAIO EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA COM
REGENERAÇÃO UTILIZANDO CARGA ELETRÔNICA ATIVA EM
CONEXÃO SÉRIE**

VITÓRIA
2019

THIAGO MOURA GALVÃO

**ENSAIO EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA COM REGENERAÇÃO
UTILIZANDO CARGA ELETRÔNICA ATIVA EM CONEXÃO SÉRIE**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti.

VITÓRIA
2019

Ficha catalográfica disponibilizada pelo Sistema Integrado de Bibliotecas - SIBI/UFES e elaborada pelo autor

G182e Galvão, Thiago Moura, 1984-
Ensaio em Transformadores de Potência com Regeneração Utilizando Carga Eletrônica Ativa em Conexão Série / Thiago Moura Galvão. - 2019.
126 f. : il.

Orientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.
Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Ensaio de transformadores. 2. Operação em condição nominal. 3. Conversor série. 4. Operação regenerativa. I. Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. II. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

THIAGO MOURA GALVÃO

**ENSAIO EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA COM REGENERAÇÃO
UTILIZANDO CARGA ELETRÔNICA ATIVA EM CONEXÃO SÉRIE**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 12 de Dezembro de 2019.

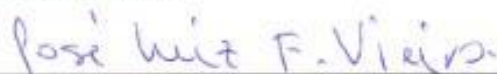
COMISSÃO EXAMINADORA



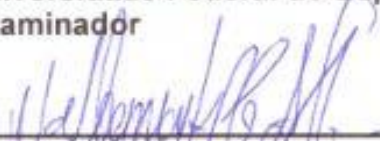
Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador



Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa
Universidade Federal de Itajubá
Examinador



Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador



Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

Prof. Dr. Oureste Elias Batista
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

“Observa o teu culto a família e cumpre teus deveres para com teu pai, tua mãe e todos os teus parentes. Educa as crianças e não precisarás castigar os homens.”

Pitágoras

Aos meus pais, Alfredo e Tânia

Agradecimentos

A Deus, por ser meu guia em todos os momentos e me conduzir ao caminho certo por mais espinhoso que seja.

Aos meus pais, Alfredo e Tânia, pelo amor, ensinamentos e apoio incondicional na minha caminhada.

A minha futura esposa Jakeline, pela força, apoio e compreensão em todos os momentos nos últimos mais desafiadores anos de vida.

Ao meu irmão Marcel, por todo apoio, incentivo, companheirismo e amizade por toda uma vida.

Ao meu irmão Marcos e cunhada Tatiana, pelo apoio irrestrito principalmente em momentos cruciais da minha vida.

Ao meu orientador Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti, pela confiança depositada no início deste doutorado, além dos ensinamentos compartilhados neste trabalho, sem o qual não seria possível realizar.

Ao Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa, por aceitar fazer parte desta banca de defesa de doutorado e disponibilizar a estrutura do Laboratório de Geração de Energia (LABGEN) na UNIFEI para a realização de trabalhos relacionados à tese.

Ao Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira, ao Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos e Prof. Dr. Oureste Elias Batista, pelo aceite em participar desta banca de defesa de doutorado e pela relevante contribuição na revisão do texto da tese.

À Profa. Dra. Tiara Rodrigues Smarssaro de Freitas, por aceitar participar desta banca de defesa de doutorado como suplente e pela amizade e ensinamentos compartilhados durante o doutoramento e estágio docente.

Ao Prof. Dr. Carlos Villegas Guerrero, por disponibilizar a estrutura do Laboratório de Qualidade da Energia e Proteção Elétrica (QMAP) da UNIFEI e pela amizade construída nos tempos de mestrado.

Ao meu orientador no mestrado Prof. Dr. Paulo Márcio da Silveira, por disponibilizar a estrutura do Laboratório de Qualidade da Energia e Proteção Elétrica (QMAP) na UNIFEI para a realização de trabalhos relacionados à tese.

Ao colega de doutorado e amigo Edmilson Bermudes Rocha Júnior, pelo companheirismo e apoio na longa e árdua caminhada durante o doutoramento.

Ao colega de doutorado e amigo Danilo de Paula e Silva, por todo apoio concedido no tema de teoria de controle aplicado na proposta defendida neste doutorado.

Aos professores e colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico (LEPAC) na UFES, pela convivência e torcida.

Ao PPGEE da UFES, representado pelo coordenador Prof. Dr. Evandro Ottoni Teatini Salles, pelos secretários Aline e Renato, por todo apoio e atendimentos prestados.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

A FAPES e ao LEPAC, pelo apoio financeiro e técnico concedido.

Resumo

Uma configuração para ensaio de transformadores, tanto com carregamento nominal ou acima do nominal, porém com baixo consumo de energia da rede elétrica, é apresentada neste trabalho. O controle da potência ativa e reativa é realizado adicionando em série com o transformador a ser ensaiado uma fonte de tensão controlada. Esta é implementada empregando uma ponte conversora CC-CA de 6 pulsos com modulação *SPWM* (modulação por largura de pulso senoidal). Realizando controle sobre as correntes de eixo direto i_d e de quadratura i_q através de reguladores PI, consegue-se indiretamente controlar as potências ativa e reativa que circulam pelo transformador ensaiado, baseado em estudos clássicos de fluxo de potência entre duas barras do sistema. Permite também a injeção de correntes harmônicas no transformador em teste para ensaios em condições não lineares. Como resultado, o objetivo é alcançado empregando um conversor cuja potência é apenas uma fração da potência nominal do transformador sob teste (*TUT*). Além disso, a potência consumida da rede é uma fração se comparada com a nominal de ensaio. A análise do sistema para o ensaio de transformador com corrente i_{dq} de controle produz resultados de simulação para diversas condições de fator de potência, harmônicos e nível de potência, que comprovam o funcionamento previsto da estrutura.

Palavras chave: Ensaio de transformadores, operação em condição nominal, conversor série, operação regenerativa.

Abstract

A setup for testing transformers, either rated values or slightly above, but low power consumption from grid, is presented in this work. Control of active and reactive power is performed by adding in series with the transformer to be tested a controlled voltage source. This is implemented by employing a 6-pulse DC-AC converter bridge with SPWM modulation (Sinusoidal Pulse Width Modulation). By controlling the direct and quadrature axis currents ($i_d - i_q$) through PI regulators, it is indirectly possible to control the active and reactive powers that circulate through the tested transformer, based on classical power flow studies between two system bus. It is also possible to inject harmonic currents into the tested transformer for recreating nonlinear conditions. As a result, the goal is achieved by employing a converter whose rated power is only a fraction of the rated power of the transformer under test (*TUT*). In addition, the consumed power of the grid is a fraction compared to the nominal of the test. The system's analysis for transformer test with i_d i_q current control produces simulation results for several conditions of power factor, harmonics and power level, that proves expected working of the structure.

Keywords: Transformers test, operation at rated condition, series converter, regenerative operation.

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Diagrama de Blocos de um CEA-CA do tipo conversor chaveado.	28
Figura 1.2 - Conversor chaveado conectado em série através de transformador de acoplamento.....	31
Figura 1.3 - Detalhes do conversor chaveado conectado através de um transformador de acoplamento em série com o circuito, num contexto de filtro harmônico ativo série de tensão.	32
Figura 1.4 - Circuito simplificado da bancada de ensaio com representação dos fluxos de potência presentes, sendo as setas maiores o fluxo de energia circulante principal (regeneração) e as menores a parcela de fluxo drenada da rede.....	33
Figura 1.5 - Circuito com fonte fornecedora "E" e fonte receptora "V".	34
Figura 1.6 - Circuito com fonte em série para controlar o fluxo de energia. "E" e "V" agora possuem módulo e fase idênticas.	35
Figura 2.2 - Diagrama simplificado da carga eletrônica ativa.....	41
Figura 2.3 - Configuração completa do sistema para simulador de carga.....	42
Figura 2.4 - Conversor <i>BTB</i> operando como compensador de potência e filtro harmônico de corrente.	43
Figura 2.5 - Diagrama de blocos de um equipamento acoplado a uma carga eletrônica ativa regenerativa.	44
2.6 – Diagrama monofásico da bancada de teste.....	45
Figura 2.7 - Estrutura do sistema trifásico e diagrama de blocos do emulador de controle.	46
Figura 2.8 – Vetores de tensão CA instantânea de dois conversores octa-série do sistema do lado da concessionária no referencial d–q.....	47
Figura 2.9 – Comparação dos sinais de tensão de referência (v_a^* , v_b^* , v_c^*) com sinal de onda triangular (v_{tri}) e produção dos sinais trifásicos de tensão S1, S2 e S3 no inversor <i>SPWM</i>	48
Figura 2.10 – Configuração experimental do circuito de um <i>DVR</i> com conversor shunt instalado no lado da carga. Fonte: Adaptado de Jimichi et al. (2008).....	49
Figura 2.11 – Sistema de filtro ativo série híbrido.	50
Figura 2.12 – Configuração do sistema de condicionador de potência.	51
Figura 3.1 - Estrutura de ensaio com carga e conversor de carga plena.....	54

Figura 3.2-Diagrama simplificado da nova metodologia de ensaios.....	55
Figura 3.3 - Estruturas com conversor de potência parcial: (a), (b) com conversor de menor corrente e (c) com conversor de menor tensão.	56
Figura 3.4 – Estrutura do sistema e conexão série do conversor de potência.	57
Figura 3.5 - Diagrama completo do sistema proposto com a estratégia de controle.	58
Figura 3.6 - Circuito equivalente para a análise de tensão.	60
Figura 3.7 - Circuito equivalente utilizado para o transformador.	61
Figura 3.8 - Diagrama de blocos do circuito de controle.	62
Figura 3.9 – Diagrama de blocos utilizado na estratégia de controle de regulação das correntes i_d^* e i_q^*	63
Figura 3.10- Frequência do sistema obtida através do <i>PLL</i> de tensão (superior) e comparativo de frequência angular entre <i>PLL</i> e <i>DSOGI</i>	65
Figura 3.11 - Sinal de tensão (superior, 10 kV/div) da fase a aplicada no <i>PLL</i> , e frequência (inferior) de sincronismo do sistema obtida do <i>PLL</i> . Eixo horizontal: 100 ms/div.	66
Figura 3.12 – Detalhe das estruturas dos circuitos <i>PLL</i> (a) versus <i>DSOGI</i> (b).....	67
Figura 3.13 – Diagrama de blocos de gerador para injeção de harmônicos de corrente.	68
Figura 4.1 – Corrente de eixo direto (azul) e corrente de eixo de quadratura (vermelho) medida na AT do sistema para $F_p = 0,85$. Eixo Vertical: 2A/div. Eixo horizontal: 100ms/div.	72
Figura 4.2–Tensão (superior, 10 kV/div) e corrente (superior, 5A/div) impostos ao <i>TUT</i> , $F_p= 0,85$ indutivo. Eixo horizontal: 5 ms/div.	73
Figura 4.3 - Potência Aparente S fornecida pelo inversor no cenário 1, 500 VA/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.	74
Figura 4.4 - Potências P (superior, 20 kW/div) e Q (inferior, 2 kvar/div) que circulam no transformador com $F_p= 0,85$. Eixo horizontal: 100ms/div.	74
Figura 4.5 - Potências P (superior, 1kW/div), Q (central, 0,5 kvar/div) e S (inferior, 1 kVA/div) fornecida pela rede à bancada para $F_p = 0,85$ (excluída a potência do inversor). Eixo horizontal: 100 ms/div.	75
Figura 4.6 – Corrente de eixo direto (azul) e corrente de eixo de quadratura (vermelho) medida na AT do sistema para $F_p = 0,7$. Eixo vertical: 1A/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.	76
Figura 4.7 - Tensão (superior, 10 kV/div) e corrente (inferior, 5 A/div) impostos ao <i>TUT</i> , $F_p = 0,7$ capacitivo. Eixo horizontal: 5 ms/div.	76

Figura 4.8 - Potência ativa (superior, 20 kW/div) e potência reativa (inferior, 20 kvar/div) que circula no transformador com $F_p = 0,7$. Eixo horizontal: 100 ms/div.....	77
Figura 4.9 - Potência Aparente S fornecida pelo inversor no cenário 2, 500 VA/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.....	77
Figura 4.10 - Potências P (superior, 1kW/div), Q (central, 0,5 kvar/div) e S (inferior, 1 kVA/div) fornecida pela rede à bancada para $F_p = 0,7$ (excluída a potência do inversor). Eixo horizontal: 100 ms/div.	78
Figura 4.11 - Corrente de eixo direto (azul) e corrente de eixo de quadratura (vermelho) medida na AT do sistema para $F_p = 1,0$ com injeção de harmônicos. Eixo vertical: 1A/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.	79
Figura 4.12–Tensão (superior, 10 kV/div) e corrente (inferior, 5 A/div) no <i>TUT</i> com injeção de harmônico de corrente de 7ª ordem e amplitude de 3%. Eixo horizontal: 5 ms/div.	79
Figura 4.13 - Potência ativa (superior, 20 kW/div) e potência reativa (inferior, 20 kvar/div) que circula no transformador com $F_p = 1,0$ e harmônicos de corrente. Eixo horizontal: 100 ms/div.	80
Figura 4.14 - Potência aparente S fornecida pelo inversor no cenário 3, 500 VA/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.....	80
Figura 4.15 - Potências P (superior, 1kW/div), Q (central, 0,5 kvar/div) e S (inferior, 1 kVA/div) fornecida pela rede à bancada para $F_p = 1,0$ com circulação de harmônico (excluída a potência do inversor). Eixo horizontal: 100 ms/div.....	81
Figura 4.16 - Espectro harmônico de corrente na AT do <i>TUT</i> . Eixo vertical: 0,5%/div. Eixo horizontal: 50 Hz/div.....	82
Figura 4.17 - Harmônico de tensão de 7ª ordem somado à tensão de referência nas fases a (preto), b (vermelho) e c (azul). Eixo vertical: 1kV/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.	82
Figura A. 1 - Corrente de eixo direto i_d (vermelho) e corrente de eixo de quadratura i_q (preto) para $F_p= 0,7$ capacitivo.Eixo vertical: 1A/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.....	94
Figura A. 2 - Potência ativa (P) que circula no transformador com $F_p= 0,7$ capacitivo. Eixo vertical: 5 kW/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.....	95
Figura A. 3 - Potência reativa (Q) que circula no transformador com $F_p=0,7$ capacitivo. Eixo vertical: 5 kvar/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.....	95
Figura A. 4 - Harmônico de 7ª ordem de 3% aplicado às tensões de referência nas fases a (preto), b (vermelho) e c (azul).....	95

Figura A. 5 - Harmônico de 7ª ordem de 3% aplicado às correntes de referência nas fases a (preto), b (vermelho) e c (azul). Eixo vertical: 1 kV/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.....	96
Figura A. 6 - Distorção harmônica total no sinal de corrente no TUT. Eixo horizontal: 33 ms/div.....	97
Figura A. 7 - Corrente de eixo direto i_d (vermelho) e corrente de eixo de quadratura i_q (preto) para $F_p = 0,85$ indutivo. Eixo vertical: 2A/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.....	97
Figura A. 8 - Potência ativa (P) que circula no transformador com $F_p=0,85$ indutivo. Eixo vertical: 5 kW/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.....	97
Figura A. 9 - Potência reativa (Q) que circula no transformador com $F_p = 0,85$ indutivo. Eixo vertical: 5kvar/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.....	104
Figura C. 1 - A área em destaque em azul representa o circuito de potência com inversor V_{VSI} e TUT e a área em verde as malhas de controle de corrente I_{dq}^*	100
Figura D. 1 - Corrente obtida na fase a do transformador série para $F_p = 1$. Eixo vertical (5 A/div). Eixo horizontal (100 ms/div).....	101
Figura D. 2 - Corrente obtida na fase a do transformador série para $F_p = 1$ e injeção harmônica. Eixo vertical (5 A/div). Eixo horizontal (100 ms/div).....	102
Figura D. 3 - Espectro harmônico da corrente obtida no TUT na AT para $F_p = 1$. Eixo vertical: 1 %/div. Eixo horizontal: 50 Hz /div.....	102
Figura D. 4 - Espectro harmônico da corrente obtida no TUT na AT para $F_p = 1$ e harmônico de 7ª ordem. Eixo vertical: 0,5 %/div. Eixo horizontal: 50 Hz /div.....	103
Figura D. 5 - Espectro harmônico da corrente obtida no TUT na AT para $F_p = 1$ e harmônico de 5ª ordem. Eixo vertical: 1 %/div. Eixo horizontal: 50 Hz /div.....	103
Figura D. 6 - Corrente obtida na fase a na saída do V_{VSI} para $F_p = 1$. Eixo vertical (10 A/div). Eixo horizontal (100 ms/div).....	104
Figura D. 7 - Corrente obtida na fase na saída do V_{VSI} para $F_p = 1$ e injeção de harmônico de 7ª ordem. Eixo vertical (10 A/div). Eixo horizontal (100 ms/div).....	104
Figura D. 8 - Tensão monofásica no primário do transformador série para $F_p =1$	105
Figura D. 9 - Tensão monofásica no primário do transformador série para $F_p =1$ e harmônico de corrente.....	105
Figura D. 10 - Potência ativa P (superior, 0,5 kW /div) e potência reativa Q (inferior, 1 kVAr/div) obtida na saída do V_{VSI}	106
Figura E. 1 - Comparação do sinal de frequência angular do PLL versus DSOGI.....	107

Figura E. 2 - Desempenho dos circuitos PLL e DSOGI no rastreo da frequência da rede.....	108
Figura E. 3 - Sinais de tensão $\alpha\beta$ e a atuação do circuito DSOGI sobre o sinal comparado com o PLL.....	108
Figura E. 4 - Frequência do sistema obtida através do PLL de tensão (superior) e comparativo de frequência angular entre PLL e DSOGI.....	109
Figura F. 1 - Indicação de pontos de medição no sistema proposto.....	110
Figura F. 2 - Medição indicada pelos osciloscópios 1 e 2 para sinal de tensão (superior, 200 V/div) e corrente (inferior, 5 A/div) no PCC.....	111
Figura F. 3 - Medição obtida nos osciloscópios 1 e 2 para potências P e Q que fluem sentido rede-bancada.....	111
Figura F. 4 - Medição indicada pelo osciloscópio 3 para sinal de tensão (superior, 200 V/div) e corrente (inferior, 5 A/div) na entrada do retificador.....	112
Figura F. 5 - Medição indicada pelo osciloscópio 5: (a) para tensão trifásica (superior, 5 kV/div) e (b) corrente trifásica (inferior, 5 A/div) na entrada do TUT. Degrau de corrente em 0,2 s.....	112
Figura F. 6 - Medição indicada pelo osciloscópio 7 para tensão no barramento CC.....	113
Figura F. 7 - Medição indicada pelo osciloscópio 8 para tensão trifásica (superior, 200 V/div) e corrente trifásica (inferior, 20 A/div) na saída do V_{VSI} sem distorção harmônica. Degrau de corrente em 0,2 s.....	114
Figura F. 8 - Medição indicada pelo osciloscópio 8 para tensão trifásica (superior, 200 V/div) e corrente trifásica (inferior, 20 A/div) na saída do V_{VSI} com distorção harmônica. Degrau de corrente em 0,2 s.....	115
Figura F. 9 - Medição indicada pelo osciloscópio 10 para sinal de P (superior, 1 kW/div) e Q (inferior, 0,5 kVAr/div) na entrada do retificador.....	116
Figura F. 10 - Medição indicada pelo osciloscópio 12 para sinal de tensão de referência V_{abc}^* com circulação de harmônicos.....	116
Figura F. 11 - Medição indicada pelo osciloscópio 12 para sinal de tensão de referência V_{abc}^* sem conteúdo harmônico.....	117
Figura F. 12 - Medição obtida no osciloscópio 15 de erro de corrente i_d e i_q para (a) $F_p = 1$, (b) $F_p = 1$ e $h_7 = 3\%$, (c) $F_p = 0,85$ ind, (d) $F_p = 0,7$ cap.....	118

Figura F. 13 - Sinal obtido no osciloscópio 13 para tensão de referência v_d^* e v_q^* para $F_p = 1$ (a) sem harmônico e (c) com harmônico. Sinal obtido no osciloscópio 5 para corrente i_d e i_q no TUT para $F_p = 1$ (b) sem harmônico e (d) com harmônico.....119

Figura F. 14 - Sinal obtido no osciloscópio 13 para tensão de referência v_d^* e v_q^* para (a) $F_p = 0,85$ ind e (c) $F_p = 0,7$ cap. Sinal obtido no osciloscópio 5 para corrente i_d e i_q no TUT para (b) $F_p = 0,85$ ind e (d) $F_p = 0,7$ cap.....120

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 - Dados de configuração no Simulink dos transformadores Geral e <i>TUT</i> , referente ao tipo de conexão de primário e secundário, bem como dos valores de resistência e indutância ajustados nos equipamentos.	59
Tabela G. 1- Diferentes cenários de ensaio para teste do TUT.....	124
Tabela G. 2 - Diferentes cenários de ensaio para teste do TUT.....	125

Lista de Abreviaturas

<i>AC AEL</i>	<i>Alternate Current Active Electronic Load</i>
<i>AEL</i>	<i>Active Eletronic Loads</i>
<i>AT</i>	Alta Tensão
<i>BT</i>	Baixa Tensão
<i>BTB</i>	<i>Back-to-Back</i>
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CEA-CA</i>	Carga Eletrônica Ativa em Corrente Alternada
<i>CI</i>	Conversor Inversor
<i>CRA</i>	Conversor Retificador Ativo
<i>CSR</i>	<i>Current Source Rectifier</i>
<i>DSOGI-PLL</i>	<i>Dual Second Order Generalized Integrator -PLL</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>DVR</i>	<i>Dynamic Voltage Restorer</i>
<i>EUT</i>	<i>Equipment Under Test</i>
<i>FACTS</i>	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
<i>FAS</i>	Filtro Ativo Série
<i>FT</i>	Função de Transferência
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>MO</i>	<i>Modulus Optimum</i>
<i>MOSFETs,</i>	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
<i>NBR</i>	Norma Brasileira
<i>ONS</i>	Operador Nacional do Sistema Elétrico
<i>PCC</i>	<i>Point of Commom Coupling</i>
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop</i>
<i>PV</i>	<i>Photovoltaic</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse-Width Modulation</i>
<i>RTDS</i>	<i>Real Time Digital Simulator</i>
<i>SOGI</i>	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
<i>SPWM</i>	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>

<i>SRF</i>	<i>Synchronous Reference Frame</i>
<i>SRFPI</i>	<i>Synchronous Reference Frame PI</i>
<i>SRF-PLL</i>	<i>Synchronous Reference Frame -PLL</i>
<i>SSSC</i>	<i>Static Synchronous Series Compensator</i>
<i>STATCOM</i>	<i>Static Synchronous Compensator</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>TUT</i>	<i>Transformer Under Test</i>
<i>TRAFO</i>	<i>Transformador</i>
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
<i>VPI</i>	<i>Vector Proportional Integral</i>
<i>VSC</i>	<i>Voltage Source Converter</i>
<i>VSI</i>	<i>Voltage Source Inverter</i>
<i>VSC₁</i>	<i>Voltage Source Converter One</i>
<i>VSC₂</i>	<i>Voltage Source Converter Two</i>
<i>VSR</i>	<i>Voltage Source Rectifier</i>
<i>V_{SSC}</i>	<i>Voltage Static Synchronous Series Compensator</i>

Lista de Nomenclaturas

B_1	<i>barramento 1</i>	
B_2	<i>barramento 2</i>	
C_f	<i>capacitância do filtro</i>	C
E	<i>tensão contínua no conversor</i>	V
E	<i>valor eficaz da tensão da fonte E</i>	V
f	<i>frequência de oscilação do sistema</i>	Hz
$FA1$	<i>filtro ativo um</i>	
$FA2$	<i>filtro ativo dois</i>	
F_p	<i>fator de potência</i>	
h_n	<i>harmônico de ordem n</i>	
I_S	<i>corrente da fonte</i>	A
I_{LINHA}	<i>corrente de linha</i>	A
i_d^*	<i>corrente de referência de eixo direto</i>	A
i_q^*	<i>corrente de referência de eixo de quadratura</i>	A
i_d	<i>corrente de eixo direto</i>	A
i_q	<i>corrente de eixo de quadratura</i>	A
i_o	<i>corrente na carga RL</i>	A
i_{abc_re}	<i>corrente elétrica trifásica da unidade de recuperação de energia</i>	A
i_{abc_ce}	<i>corrente elétrica trifásica da unidade de carga eletrônica</i>	A
i_1^{abc}	<i>corrente trifásica do sistema AC 1</i>	A
i_2^{abc}	<i>corrente trifásica do sistema AC 2</i>	A
i_h^*	<i>componente harmônica de corrente de referência</i>	A
i_o	<i>corrente de carga linear e não linear</i>	A
i_s	<i>corrente produzida pela fonte de tensão</i>	A
i_L	<i>corrente na carga eletrônica regenerativa</i>	A
i_{inj}	<i>corrente injetada na rede pelo inversor</i>	A
$I(s)$	<i>corrente de saída</i>	
i_n	<i>corrente nominal do sistema</i>	A
$i_{ah_n}, i_{bh_n}, i_{ch_n}$	<i>corrente de fase harmônica de ordem n</i>	A
$i_{abch_n}^*$	<i>corrente trifásica harmônica de ordem n</i>	A
$i_{h_n}^*$	<i>percentual de corrente harmônica de referência de ordem n</i>	pu

i_{PC}	<i>corrente do condicionador de energia</i>	A
k_p	<i>ganho do controlador proporcional</i>	
k_i	<i>ganho do controlador integral</i>	
K	<i>ganho desejado</i>	
L	<i>filtro do tipo L</i>	
L_f	<i>indutância do filtro</i>	H
L_{ce}	<i>indutância na entrada da carga eletrônica</i>	
LCL	<i>filtro do tipo LCL</i>	
LC	<i>filtro do tipo LC</i>	
L_{eq}	<i>indutância equivalente do TUT</i>	H
L_1, L_2, L_3	<i>carga linear e não linear</i>	Ω
n	<i>ordem da componente harmônica</i>	
P_E, P_V	<i>potência ativa trocada entre o trafo ensaiado e o trafo de isolamento</i>	W
P	<i>potência ativa</i>	W
P^*	<i>potência ativa de referência</i>	W
P_1	<i>potência ativa que circula no sistema AC 1</i>	W
P_2	<i>potência ativa que circula no sistema AC 2</i>	W
P_2^*	<i>potência ativa de referência do VCS₂</i>	W
Q_E	<i>potência reativa fornecida pelo trafo ensaiado "E"</i>	var
Q_V	<i>potência reativa consumida pelo trafo de isolamento "V"</i>	var
Q^*	<i>potência reativa de referência</i>	var
Q_1	<i>potência reativa que circula no sistema AC 1</i>	var
Q_2	<i>potência reativa que circula no sistema AC 2</i>	var
Q_1^*	<i>potência reativa de referência do VCS₁</i>	var
Q_2^*	<i>potência reativa de referência do VCS₂</i>	var
R_f	<i>Resistência do filtro</i>	Ω
R,S,T	<i>sistema trifásico</i>	
R_{eq}	<i>resistência equivalente</i>	Ω
R_{eq}	<i>resistência equivalente do TUT</i>	Ω
S	<i>potência aparente</i>	VA
\sin	<i>função seno</i>	
t	<i>variável de tempo</i>	s
U_S	<i>fonte de tensão</i>	
V_{LINHA}	<i>tensão de linha</i>	V

$\overline{V_{B1}}$	<i>tensão na barra 1</i>	V
$\overline{V_{B2}}$	<i>tensão na barra 2</i>	V
V_S	<i>tensão da fonte</i>	V
V_{rede}	<i>tensão da rede elétrica</i>	V
V	<i>valor eficaz da tensão da fonte V</i>	V
V_1	<i>tensão gerada pela fonte eletrônica ativa</i>	V
V_{cc}^*	<i>tensão de corrente contínua de referência</i>	V
V_{cc}	<i>tensão de corrente contínua medida</i>	V
V_{Ref}	<i>Tensão de referência</i>	V
V_{abc_re}	<i>tensão trifásica da unidade de recuperação de energia</i>	V
V_{abc_ce}	<i>tensão trifásica da unidade de carga eletrônica</i>	V
v_1^{abc}	<i>tensão trifásica do sistema AC 1</i>	V
v_2^{abc}	<i>tensão trifásica do sistema AC 2</i>	V
v_{Ca}	<i>tensão de comutação na fase a</i>	V
v_{Cb}	<i>tensão de comutação na fase b</i>	V
v_{Cc}	<i>tensão de comutação na fase c</i>	V
v_{tri}	<i>onda portadora triangular</i>	V
v_a^*	<i>onda moduladora da fase a – tensão de referência</i>	V
v_b^*	<i>onda moduladora da fase b – tensão de referência</i>	V
v_c^*	<i>onda moduladora da fase c – tensão de referência</i>	V
V_{VSI}	<i>tensão série aplicada pelo inversor de fonte de tensão</i>	V
$V(s)$	<i>tensão de entrada</i>	
$v_{ah}^*, v_{bh}^*, v_{ch}^*$	<i>tensão de fase harmônica de referência</i>	V
$v_{ah_n}^*, v_{bh_n}^*, v_{ch_n}^*$	<i>tensão de fase harmônica de ordem n</i>	V
X_L	<i>reatância da linha</i>	j
X_I	<i>impedância puramente indutiva interligando as fontes</i>	j
X_{SSSC}	<i>impedância total do SSSC</i>	Ω
X_{TRAF}	<i>reatância dos transformadores geral e TUT</i>	Ω
X_{eq}	<i>reatância equivalente</i>	Ω
X_{Ln}	<i>reatância indutiva no harmônico n</i>	Ω
Z_S	<i>impedância da fonte de tensão</i>	Ω
Z_S	<i>impedância da fonte</i>	Ω
δ	<i>ângulo de potência do sistema entre as fontes E e V</i>	$^\circ$
ω	<i>frequência angular</i>	rad/s

$\alpha\beta$	<i>referencial bifásico alfabeto</i>	
π	<i>constante pi</i>	
τ_{TRAFO}	<i>constante de tempo do transformador</i>	s
τ_{NOVO}	<i>constante de tempo desejada</i>	s
ε_{id}	<i>erro da corrente de eixo direto</i>	A

Superescritos

abc	<i>indicativo de sistema trifásico</i>
*	<i>indicativo de referência</i>

Subscritos

1	<i>indicativo de sistema AC 1</i>
1	<i>indicativo de VSC 1</i>
2	<i>indicativo de sistema AC 2</i>
2	<i>indicativo de VSC 2</i>
1	<i>indicativo de barra de tensão 1</i>
2	<i>indicativo de barra de tensão 2</i>
B1	<i>indicativo de tensão na barra 1</i>
B2	<i>indicativo de tensão na barra 2</i>
VSI	<i>indicativo de tensão série</i>
E-V	<i>indicativo de fonte “E” e “V”</i>
F	<i>indicativo de filtro</i>
h	<i>indicativo de componente harmônica</i>
inj	<i>indicativo de injeção</i>
L	<i>indicativo de resistor de carga</i>
L	<i>indicativo de indutor de carga</i>
L	<i>indicativo de linha</i>
LINHA	<i>indicativo de corrente ou tensão de linha</i>
o	<i>Indicativo de corrente ou tensão na carga</i>

<i>o1</i>	<i>indicativo de componente fundamental</i>
<i>oef</i>	<i>indicativo de valor eficaz</i>
<i>PC</i>	<i>indicativo de condicionador de energia</i>
<i>s</i>	<i>indicativo de fonte</i>
<i>TRAF</i>	<i>indicativo de transformadores</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	Regeneração de energia em conversores	27
1.2	Ensaio de transformadores de potência	29
1.3	Detalhamento da metodologia da bancada de testes	32
1.4	Objetivos do trabalho	36
1.5	Delineamento do trabalho	37
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	38
2.1	Considerações Iniciais	38
2.2	Alimentação de conversores CC-CA, regulagem e modulação de tensão	39
2.3	Topologias conversoras regenerativas	39
2.4	Estratégia de controle em conversores	44
2.5	Estratégia de modulação	47
2.5.1	<i>Sinusoidal pulse width modulation (SPWM)</i>	47
2.6	Transformador de conexão série	48
2.7	Considerações finais	51
3	NOVA CONFIGURAÇÃO PROPOSTA DO SISTEMA DE TESTE DE TRANSFORMADOR	53
3.1	Considerações iniciais	53
3.2	Conversor CC-CA utilizado	54
3.3	Descrição do sistema simulado	57
3.4	Estratégia de controle	61
3.5	<i>PLL</i> de tensão	64
3.6	Injeção de harmônicos	68
3.7	Considerações Finais	69
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NO MATLAB®/SIMULINK®	71
4.1	Considerações iniciais	71

4.2	Cenário de teste 1	72
4.3	Cenário de teste 2	75
4.4	Cenário de teste 3	78
4.5	Considerações finais	82
5	CONCLUSÕES E SUGESTÕES	84
5.1	Conclusões	84
5.2	Trabalhos futuros	85
5.3	Contribuições científicas geradas até a defesa do doutorado	85
	REFERÊNCIAS	87
	APÊNDICE A - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM RTDS (REAL-TIME DIGITAL SIMULATOR)	94
	Considerações iniciais	94
	Cenário 2	94
	Cenário 3	95
	Cenário 4	96
	APÊNDICE B	98
	Transformada de Clarke- $abc/\alpha\beta 0$	98
	Transformada de Park - $\alpha\beta 0/dq0$	98
	Transformada Inversa de Park - $dq0/abc$	99
	APÊNDICE C - CIRCUITO PARA TESTE DE TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA DESENVOLVIDO NA PLATAFORMA MATLAB®/SIMULINK®	100
	APÊNDICE D	101
	APÊNDICE E – PLL E DSOGI	107
	APÊNDICE F– MEDIÇÕES	110
	APÊNDICE G - MODELAGEM DO SISTEMA	121

1 INTRODUÇÃO

1.1 Regeneração de energia em conversores

A história da eletrônica de potência que compreende sistemas regenerativos de energia está ligada ao avanço e à evolução dos dispositivos semicondutores de potência, (ZHANG et al., 2017). Os primeiros dispositivos eletrônicos foram desenvolvidos a partir de 1900, com aplicação para o controle de potência. Esta fase de desenvolvimento durou até a década de 50.

No período mencionado, sistemas regenerativos foram aplicados inicialmente no acionamento de máquinas elétricas de grande porte, através dos sistemas Kramer e Scherbius (LOPES, 2012), particularmente em máquinas de indução com operação motora e variação de velocidade. A regeneração de energia também era obtida pelo uso do conversor dual em motores de corrente contínua. Os casos citados eram voltados para aplicações industriais e de transporte (guindastes, sistemas de tração elétrica, entre outros), (HEERDT et al., 2013).

A segunda revolução eletrônica, iniciada em 1958 através da empresa General Electric marcou o início de uma nova era na eletrônica de potência, e entre 1975 e 1995 mais chaves semicondutoras de potência foram desenvolvidas e implementadas, como por exemplo, o transistor bipolar com estruturas finas e menor tempo de chaveamento, (ZHANG et al., 2014).

Esta nova fase proporcionou o avanço dos dispositivos semicondutores de potência, com a redução de custos, disponibilidade de soluções comerciais encapsuladas, e ainda a disseminação de microcontroladores e *DSP (Digital Signal Processor)*, viabilizando o projeto de sistemas regenerativos de menor porte e potência.

Passado o ciclo de desenvolvimento, tornou-se possível conceber em laboratório sistemas de menor potência para testes de equipamentos elétricos de forma regenerativa.

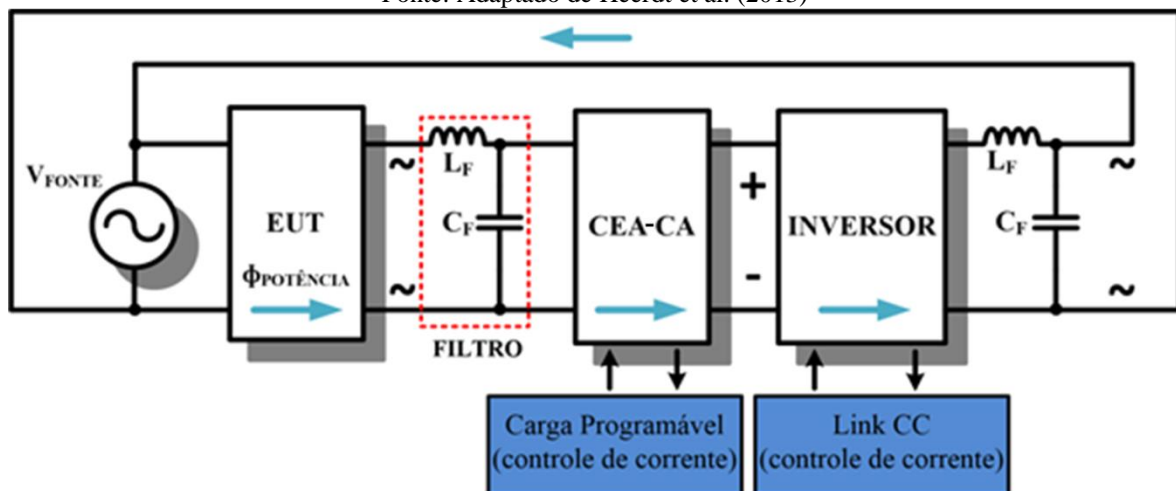
Sobre a energia empregada, especialmente em testes com cargas passivas, a viabilidade em relação a impactos ambientais e de eficiência energética se tornou discutível. Segundo Mengatto (2015) frente a esses desafios opta pelo uso da carga eletrônica regenerativa para resolver tais questões.

O autor (HEERDT et al., 2013) classifica as estruturas regenerativas disponíveis de maneira bastante completa e a topologia que se destaca em seu trabalho denomina-se carga eletrônica ativa em corrente alternada, ou *AC AEL (Alternate Current Active Electronic Load)*, cuja eficiência desejada encontra-se na tecnologia chaveada através de conversores, vista na Figura 1.1.

Similar à estrutura *AC AEL*, (LI et al., 2008) fala da necessidade de que fontes de alimentação CA representando *UPS (Uninterruptible Power Supply)*, acionamento de motor CA, e etc., sejam testados quanto à confiabilidade antes de serem aplicados na indústria.

Tradicionalmente a implementação dos exemplos mencionados com consumo de energia é comum. A desvantagem desses casos ocorre na energia envolvida desperdiçada e consequentemente em relação à regeneração de energia. Uma alternativa proposta aos problemas emprega a carga eletrônica CA através de conversor com capacidade de realimentação de energia, que permite economia da mesma e flexibilidade de operação.

Figura 1.1 - Diagrama de Blocos de um CEA-CA do tipo conversor chaveado.
Fonte: Adaptado de Heerdt et al. (2013)



Na Figura 1.1 observa-se o equipamento sob teste (*EUT – Equipment Under Test*) e o conversor eletrônico ativo em corrente alternada (*CEA-CA*), que emula um determinado perfil de carga visto pelo *EUT*. No inversor regenerativo é alcançado o controle de grandezas tais como tensão, corrente e fator de potência, (LAMARTINI, 2006), devolvendo-se grande parte da potência envolvida no ensaio, fluxo indicado pelas setas. É drenada da rede somente a potência referente às perdas nos componentes do circuito, resultando em menor consumo de energia do sistema.

Este tipo de teste possibilita o alcance de melhorias em equipamentos elétricos como transformadores de distribuição, reguladores CA, geradores, dispositivos de medição de energia e *UPS*. Ainda em relação à Figura 1.1, utilizam-se filtros harmônicos de baixa frequência no ponto de conexão.

A topologia utilizada na Figura 1.1 é denominada *Back-to-Back (BTB)*, onde os conversores utilizam o mesmo barramento em corrente contínua. Tal topologia é bastante flexível, de acordo com ALCALÁ et al. (2013) e SOUSA et al. (2010), permitindo o controle reversível (bidirecional) de potência ativa e reativa, filtragem de harmônicos e até mesmo a injeção de harmônicos para se obter ensaios mais realistas.

Cargas eletrônicas baseadas no conversor *BTB* têm inúmeras vantagens em testes de laboratório, devido ao fato de sua configuração permitir a possibilidade de regeneração de energia e a estratégia de controle apropriada poder permitir emular uma grande variedade de perfis de carga e geração, (HOGAN et al., 2014).

O autor (ALCALÁ et al., 2013) utiliza tal topologia num contexto de compensadores estáticos síncronos (*BTB-STATCOM*) para compensação de reativos e harmônicos, enquanto outras referências utilizam a topologia *BTB* num contexto de ensaio regenerativo (*AC AEL*). A topologia *BTB* deve ser projetada para suportar, no mínimo, a potência nominal do *EUT* e no máximo ensaios com sobrecarga.

Os filtros utilizados em cada conversor chaveado, além de serem robustos devido à condução de corrente superior à nominal, segundo SOUSA et al. (2010), possuem um projeto complexo pois interferem nas malhas de controle dos conversores, principalmente num cenário de filtragem ou injeção de harmônicos, de acordo com HEERDT et al. (2013) e REZENDE (2012).

1.2 Ensaio de transformadores de potência

Transformadores de potência são equipamentos chaves utilizados nos sistemas elétricos de potência e seu desempenho pode resultar em perdas para o setor e inconvenientes para consumidores industriais, comerciais e residenciais. Esses equipamentos permanecem continuamente energizados, logo exigem testes de operação em carga nominal (ou em sobrecarga) e regime térmico adequado antes de sua fabricação e comercialização.

Equipamentos com ciclo ininterrupto de funcionamento são candidatos a testes de sistemas regenerativos, no intuito de se consumir da rede elétrica apenas uma parcela de

energia aplicada em condições nominais, situação ilustrada pelo fluxo de potência circulante na Figura 1.1.

Sabendo a relevância que possuem os transformadores no sistema que está inserido, (SOUSA et al., 2010) apresenta métodos diretos e indiretos para ensaios nos equipamentos, sendo este último baseado nos ensaios clássicos em circuito aberto e em curto circuito, de acordo com as normas NBR5356-2 (2007) e IEEE-C571290 (2016).

O ensaio em curto circuito causará perdas totais concentradas em uma única parte do transformador, os enrolamentos, resultando em aquecimentos internos num padrão diferente do que ocorre com o transformador na situação nominal de funcionamento, falseando os resultados (PIERCE, 1992).

Os métodos tradicionais diretos consistem em conectar o transformador em questão ao sistema elétrico de potência, no qual resulta em pouca flexibilidade de controle de carga. Pode-se ainda em ambiente laboratorial conectar o transformador a um conjunto de cargas variáveis, porém pode resultar em desperdício de energia. Somam-se ainda a complexidade do arranjo e tamanho físico das cargas que dependem da potência do transformador.

Neste contexto, SOUSA et al. (2010) propõe e desenvolve uma bancada de ensaios regenerativos para transformadores, baseada em baixo consumo de energia (drenada da rede) e na aplicação em diversas situações de carregamento. Esta bancada é baseada na topologia de conversor de frequência regenerativa *Back-to-Back*, descrita anteriormente, com bidirecionalidade de fluxo de potência. Na topologia um dos conversores é responsável pelo perfil de carga a ser aplicado ao transformador, e o outro recupera a energia e regula o fator de potência no ponto de conexão com a rede.

Ainda na topologia *Back-to-Back*, SOUSA et al. (2010) e REZENDE (2012) propõem a aplicação de cargas não lineares ao transformador em teste, tendo em vista o crescimento do conteúdo harmônico no sistema elétrico.

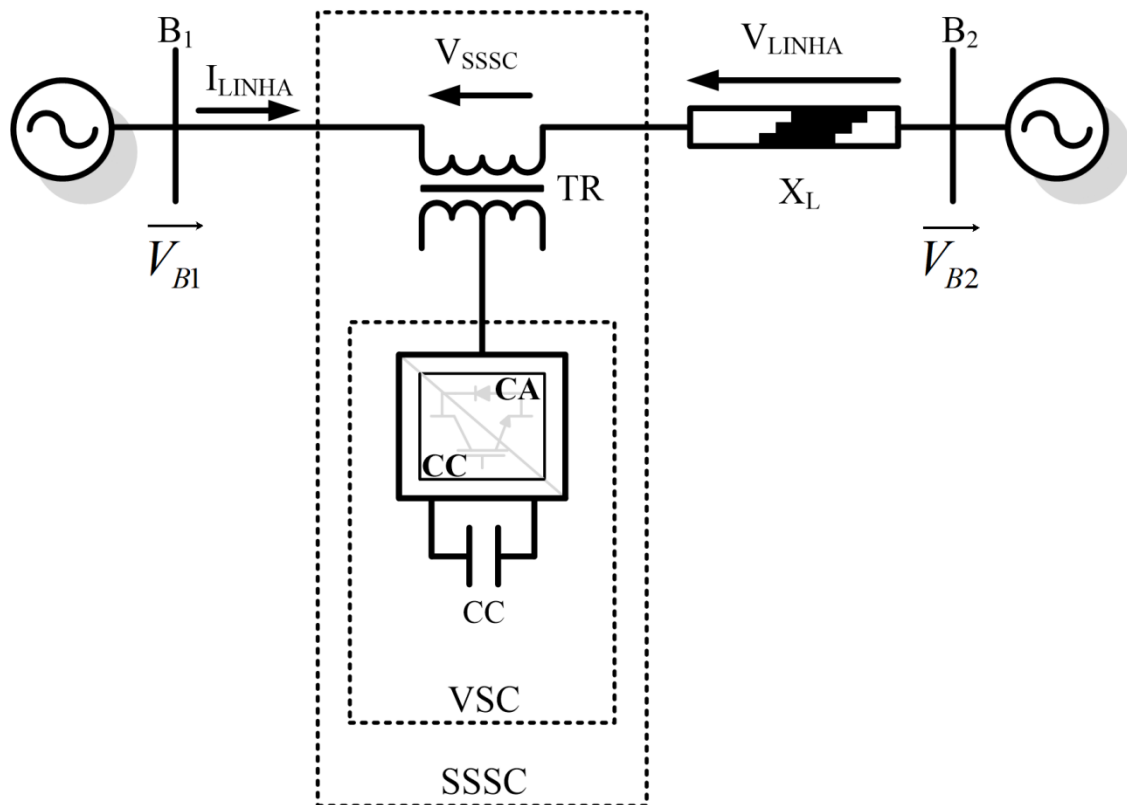
Na nova metodologia de testes em transformadores de potência proposta neste trabalho objetiva-se principalmente retirar o conversor do percurso do fluxo de potência do *EUT*, resultando numa eletrônica de menor potência e custo. Os filtros da Figura 1.1, necessários para acoplar os sinais chaveados, são retirados, resultando em componentes menores e de menor custo. A terminologia de “carga eletrônica ativa em conexão série” é a que melhor representa a nova metodologia deste trabalho.

Sobre a conexão de conversores a Figura 1.2, no contexto de compensação estática síncrona (*SSSC – Static Synchronous Series Compensator*) de acordo com VIDAL et al. (2013), ilustra a topologia onde se destaca a conexão série do conversor através de

transformador de acoplamento (TR). O conversor fonte de tensão (VSC) se aplica no controle do fluxo de potência pela injeção de uma tensão em série com a tensão de linha e esta técnica foi utilizada neste trabalho.

Figura 1.2 - Conversor chaveado conectado em série através de transformador de acoplamento.

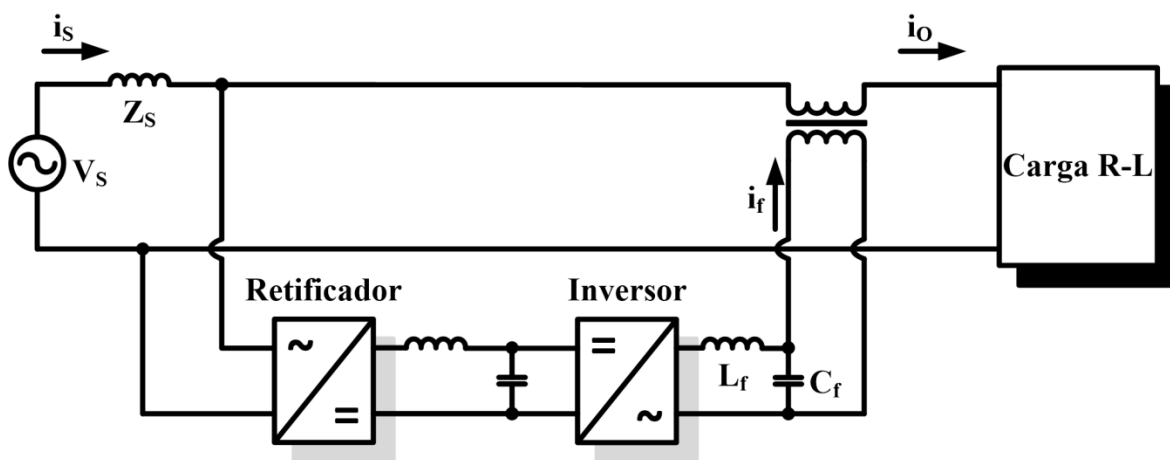
Fonte: Adaptado de Vidal et al. (2013)



O trabalho considerou também a injeção de harmônicos no equipamento em teste, como visto em REZENDE (2012) e HEERDT et al. (2013), utilizando a topologia série já apresentada, e agora novamente na Figura 1.3, porém, num contexto de filtragem ativa de harmônicos por conversor série, visto em RIBEIRO (2003).

Figura 1.3 - Detalhes do conversor chaveado conectado através de um transformador de acoplamento em série com o circuito, num contexto de filtro harmônico ativo série de tensão.

Fonte: Adaptado de Ribeiro (2003)



Observa-se ainda na Figura 1.3 a presença de um filtro LC entre o inversor e o transformador de acoplamento. Destaca-se aqui que o filtro já não necessita suportar as correntes nominais do circuito, situação observada na Figura 1.1.

Em resumo, a metodologia proposta neste trabalho possui semelhanças com o compensador estático de VIDAL et al. (2008) e com o filtro ativo harmônico série no contexto de RIBEIRO (2003).

Na proposta adotam-se ainda dois transformadores iguais em tensão, visto em SOUSA et al. (2010), REZENDE (2012) e ALCALÁ et al. (2013), ligados em sequência, além da carga eletrônica ativa (conversor) inserida em série entre os transformadores de potência fracionária. Além de questões de isolamento e compatibilidade de tensão, o transformador ensaiado deve possuir a mesma potência do outro transformador da estrutura.

1.3 Detalhamento da metodologia da bancada de testes

Uma bancada de testes com transformador e conversor de potência é projetada e simulada, com a instalação do conversor em série com o transformador sob teste, denominado *Transformer Under Test (TUT)*.

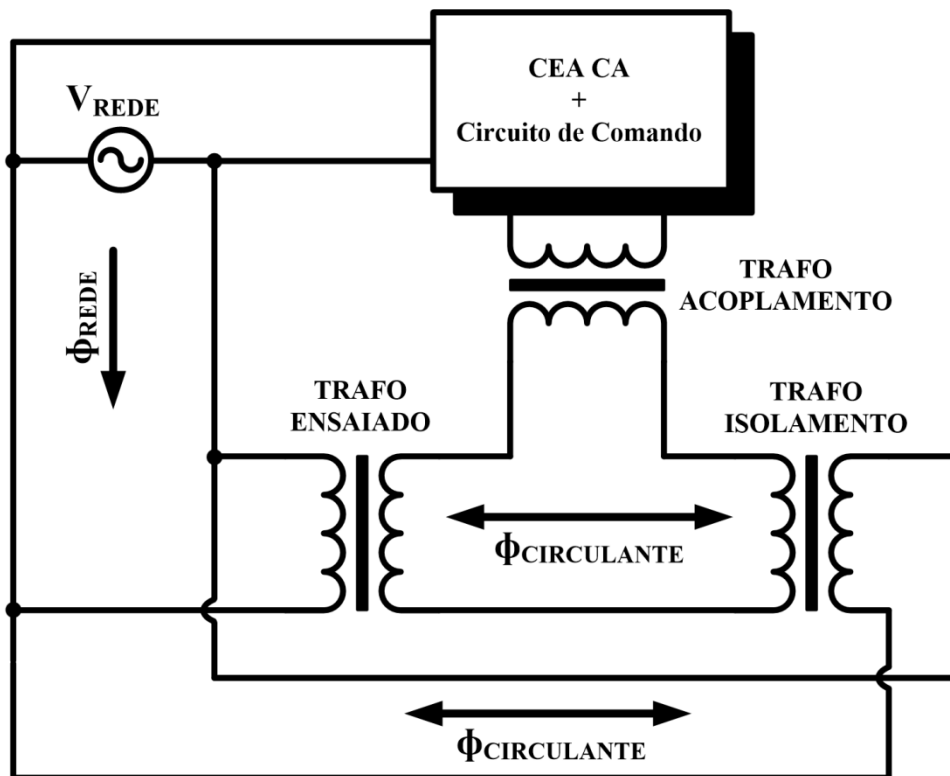
Na simulação da bancada busca-se estabelecer um sistema equilibrado de fluxo de potência, cujos resultados sejam favoráveis para o uso de conversor com faixa de potência inferior à potência nominal do *TUT*, visto em SOUSA et al. (2010), ou seja, um conversor de potência fracionária se comparado com o transformador sob teste.

Uma das características desejadas na bancada refere-se ao fluxo de potência circulante no sistema, ou seja, a energia consumida e proveniente da rede deve ser mínima. Isto confirmaria a vantagem da bancada na regeneração de energia. A potência drenada é justificada por perdas internas em transformadores, chaves estáticas de comutação do conversor e etc.

Na Figura 1.4 observa-se um sistema com dois transformadores (trafo ensaiado e o trafo de isolamento), além do transformador de acoplamento do conjunto conversor-circuito de comando. Esta representação do sistema permite observar possíveis fluxos de energia, de acordo com SOUSA et al. (2015). A Figura 1.4 representa um circuito unifilar, já a versão de análise é trifásica. As setas maiores indicam fluxo de potência que circula nos transformadores.

Figura 1.4 - Circuito simplificado da bancada de ensaio com representação dos fluxos de potência presentes, sendo as setas maiores o fluxo de energia circulante principal (regeneração) e as menores a parcela de fluxo drenada da rede.

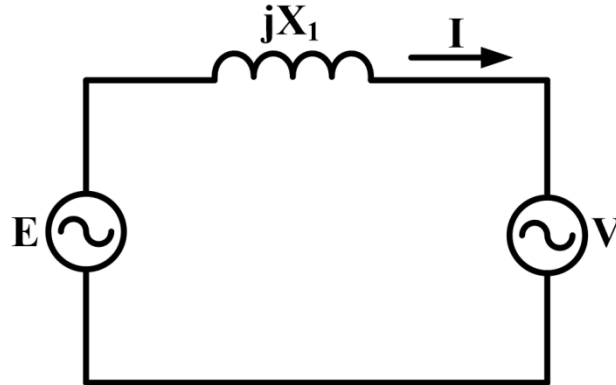
Fonte: Adaptado de Sousa (2010)



A nova metodologia de bancada de testes do *TUT* baseia-se, inicialmente, no estudo clássico do fluxo de potência em sistemas elétricos de potência em regime permanente, de acordo com MOHAMED (1995), onde uma fonte fornecedora "E" é interligada a uma

fonte receptora "V" através de uma impedância puramente indutiva jX_1 , desprezando-se as resistências, mostrada na Figura 1.5.

Figura 1.5 - Circuito com fonte fornecedora "E" e fonte receptora "V".
Fonte: Adaptada de Mohamed (1995)



A Figura 1.5 pode ser comparada à Figura 1.4 da seguinte forma: a fonte "E" representa o "trafo ensaiado" e a fonte "V", associada ao "trafo de isolamento". A indutância jX_1 corresponde à soma da indutância da rede às indutâncias dos dois transformadores. Obviamente, a carga eletrônica ativa em série está sendo desconsiderada, num primeiro momento. Considerando tais transformadores idênticos, as tensões "E" e "V" seriam iguais e não haveria circulação de corrente e energia, pois as fontes estariam "flutuando" uma em relação à outra.

Com uma diferença de potência entre as fontes "E" e "V" (associadas ao circuito da Figura 1.4), haverá circulação de corrente, e o fluxo de potência é dado pelas equações 1.1, 1.2 e 1.3 que seguem, de acordo com STEVENSON (1994):

$$P_E = -P_V = \frac{E \cdot V}{X_1} \sin(\delta) = P_{max} \cdot \sin(\delta) \quad (1.1)$$

$$Q_E = \frac{E^2 - E \cdot V \cdot \cos(\delta)}{X_1} \quad (1.2)$$

$$Q_V = \frac{E \cdot V \cdot \cos(\delta) - V^2}{X_1} \quad (1.3)$$

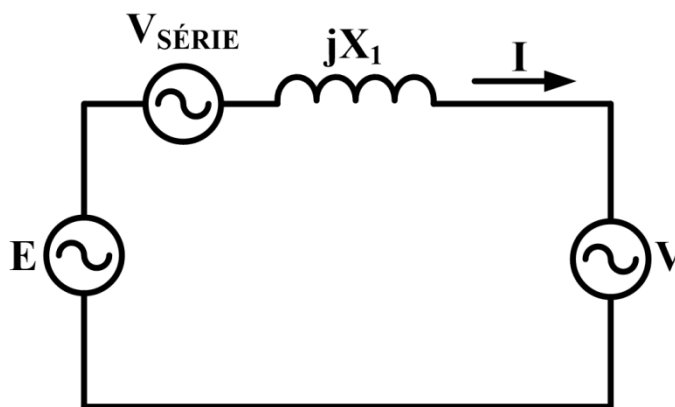
Onde:

- P_E, P_V - Potência ativa trocada entre o trafo ensaiado e o trafo de isolamento;
 Q_E - Potência reativa fornecida pelo trafo ensaiado "E";
 Q_V - Potência reativa consumida pelo trafo de isolamento "V";
 E - Valor eficaz da tensão da fonte E;
 V - Valor eficaz da tensão da fonte V;
 X_l - Impedância puramente indutiva interligando as fontes.

Além disso, δ é o ângulo de potência do sistema (ângulo entre "E" e "V"), considerando-se a tensão "V" com fase de 0° (abertura da linha).

Supondo que os transformadores do circuito da Figura 1.4 sejam iguais ou muito semelhantes em tensão, como proposto em SOUSA et al. (2011), pode-se redesenhar o circuito da Figura 1.5 na forma da Figura 1.6, tendo "E" e "V" com mesmo módulo e fase, ou seja, sem circulação de corrente e energia, a princípio. Porém, agora será considerada uma fonte $V_{SÉRIE}$ ligada entres as duas fontes, com o objetivo de controlar o fluxo de energia entre elas, principal função da carga eletrônica ativa da Figura 1.4.

Figura 1.6 - Circuito com fonte em série para controlar o fluxo de energia. "E" e "V" agora possuem módulo e fase idênticas.



Com "E" e "V" idênticas em módulo e fase, ambas apresentarão valores idênticos de potência, sendo que uma fornece e a outra consome. Essa conclusão é direta, já que as fontes são iguais e "enxergam" o mesmo módulo de corrente, porém com fases diferentes em 180° . Toda a potência reativa consumida por jX_1 é fornecida pela fonte $V_{SÉRIE}$. A carga eletrônica ativa em conexão série deverá, entre outras funções (tais como a injeção de harmônicos e devolução de energia para a rede), gerar a tensão $V_{SÉRIE}$ de acordo com a característica do ensaio.

Sobre a carga eletrônica ativa injetar harmônicos para ensaios mais realistas, deve-se garantir que o sinal não contamine a rede, segundo REZENDE (2012), sendo necessário o estudo do caminho de circulação de tais harmônicos.

Será definido o melhor ponto de conexão da carga eletrônica ativa ($V_{SÉRIE}$) da Figura 1.6, isto é, primário ou secundário dos transformadores. Essa questão influencia na tensão $V_{SÉRIE}$ sintetizada pelo inversor de frequência, além do fluxo de potência e circulação de harmônicos. O autor (MOHAN et al., 2003) acrescenta que a tensão sintetizada pelo inversor depende do nível de tensão no barramento CC, já para HEERDT et al. (2013) é fator limitante para a injeção de harmônicos no circuito.

1.4 Objetivos do trabalho

O objetivo geral foi o de desenvolver uma metodologia de ensaio de uma bancada para testes em transformadores de potência com perfil de carga previamente definido, utilizando a topologia de carga eletrônica ativa em conexão série. A simulação do sistema foi implementada na plataforma Matlab/Simulink. São algumas das características do modelo proposto:

- Drenar o mínimo de energia da rede e devolver potência para o sistema (regeneração da energia);
- Impor perfil de carga emulado no transformador sob teste (módulo e fator de potência);
- Conversor com controle de fluxo de potência unidirecional sobre o lado inversor;
- Emular carga não linear e seus efeitos no transformador em teste para ensaios mais completos.

Para alcançar o objetivo geral, os objetivos específicos previstos foram:

1. Projetar e/ou dimensionar a bancada de potência definindo os elementos do circuito equivalente e parâmetros elétricos do sistema (rede, conversor, inversor *PWM*, transformadores de potência, controlador proporcional-integral (PI), malhas de corrente e outros);

2. Estabelecer estratégia de controle sobre as malhas de corrente no referencial dq usando controlador PI;

No projeto do controlador proporcional-integral (PI) adotado neste trabalho, foi mais simples trabalhar em coordenadas dq0, já que os valores são contínuos, ou seja, pode-se usar o controlador PI diretamente em um modelo dq. O modelo dq0 proporciona uma simplificação das variáveis e flexibilidade nos cálculos. Neste trabalho, a questão da regulação da malha de corrente se resume ao projeto dos dois controladores PI, idênticos, um para a corrente de eixo direto (i_d) e o outro para a corrente de eixo de quadratura (i_q).

1.5 Delineamento do trabalho

O capítulo 2 da tese apresenta uma revisão bibliográfica do tema de estudo deste doutoramento, destacando os trabalhos cujos autores obtiveram relevante contribuição científica na área em questão e evidenciados na consulta à literatura técnica.

O capítulo 3 apresenta o desenvolvimento teórico da nova metodologia de bancada de testes em transformadores de potência com o uso do conversor eletrônico ativo. Foi analisada a configuração e aplicação da topologia adotada nos ensaios.

O capítulo 4 apresenta os resultados obtidos devido à execução de ensaios no transformador objeto da análise.

O capítulo 5 apresenta as discussões e conclusões obtidas referentes às atividades desenvolvidas. Ainda, são apresentadas as propostas futuras de pesquisa e as contribuições científicas geradas até o momento.

Na sequência da tese são apresentadas as referências mais relevantes seguida dos apêndices, que incluem outras medições de simulação.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações Iniciais

O capítulo 2 é dedicado à apresentação da revisão bibliográfica do tema proposto e assuntos complementares. A seção 2.2 trata do conversor CA utilizado na pesquisa, a forma de regulação do conversor e tecnologia empregada na modulação de tensão implementada nas simulações. A seção 2.3 traz diversas topologias conversoras de energia e suas características mais relevantes para o desenvolvimento do trabalho. A seção 2.4 apresenta formas usuais de controle de tensão realizadas pelo conversor de potência. Na seção 2.5 é apresentada a técnica de modulação SPWM aplicada nas simulações do trabalho. A seção 2.6 apresenta algumas topologias utilizando transformador série para a conexão do conversor em série com o transformador de potência a ser testado neste trabalho. Na seção 2.7 são feitas considerações finais acerca dos temas abordados no capítulo.

2.2 Alimentação de conversores CC-CA, regulação e modulação de tensão

O conversor CC-CA alimentado em tensão é o mais encontrado na indústria, segundo VITHAYATHIL (1995), usualmente no acionamento elétrico de motor de baixa potência, que geralmente não utiliza filtro. O conversor pode ser energizado através de banco de bateria, célula combustível, rede de painel solar fotovoltaico, ou qualquer outra fonte de tensão contínua, (RASHID, 1999).

O conversor CC-CA alimentado em tensão pode ser definido como sendo conversor estático destinado a controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga com característica de fonte de corrente alternada, monofásica ou trifásica, com controle dos níveis de tensão de saída e/ou da sua frequência, dependendo da aplicação, (MARTINS, 2008).

Os conversores CC-CA podem ser regulados em corrente e empregados em aplicações onde é necessário controlar a corrente de saída. Eles consistem de um inversor de tensão convencional, provido de uma malha reguladora de corrente, para permitir o controle da corrente de saída, (MARTINS, 2008).

Vários métodos de modulação são normalmente utilizados para se obter um conversor CC-CA regulado em corrente. Neste trabalho foi utilizado o modelo do conversor CC-CA regulado em corrente com modulação *PWM*. O conversor é concebido de maneira a produzir uma corrente de saída que rastreia a corrente de referência, definida no sistema de controle em malha fechada. Assim sendo, os conversores CC-CA regulados em corrente com modulação *PWM* produzem fontes CA de corrente controlada de alta qualidade, desejada principalmente para regeneradores de energia, (KASSAKIAN, 1991).

2.3 Topologias conversoras regenerativas

Diversos são os autores que pesquisam temas convergentes da eletrônica de potência, e são descritos acerca do conversor *BTB*, conversor CC-CA, regeneração de energia e transformador de potência.

O autor (SOUSA et al., 2015) descreve que novos equipamentos baseados em conversores CC-CA surgem da necessidade de realização de testes avaliativos, fundamentais no projeto e construção de dispositivos elétricos. Os testes, segundo o autor,

servem para verificar condições de operação antes do equipamento ser fabricado e comercializado.

Os ensaios dos equipamentos são desafiadores, especialmente quando é necessário o emprego de muita energia, demandando fontes de elevada potência, de custo elevado e às vezes indisponíveis.

Outro problema refere-se ao grande consumo de energia. Em testes de longo prazo, o consumo de energia torna o processo dispendioso. Os testes com transformadores na indústria, nas condições a vazio e em curto-circuito apresentam perdas pelo consumo de energia (YIYAN, 2004), mas se comparados com ensaios em carga são ensaios de perdas mínimas.

Normas internacionais como a IEC 60076 (2000) e nacionais como a NBR-5356-2 (2007) estabelecem requerimentos gerais de rotinas, tipos e testes especiais em transformadores de potência. Ensaios completos são importantes por melhor retorno econômico, (MCDERMID, 2012).

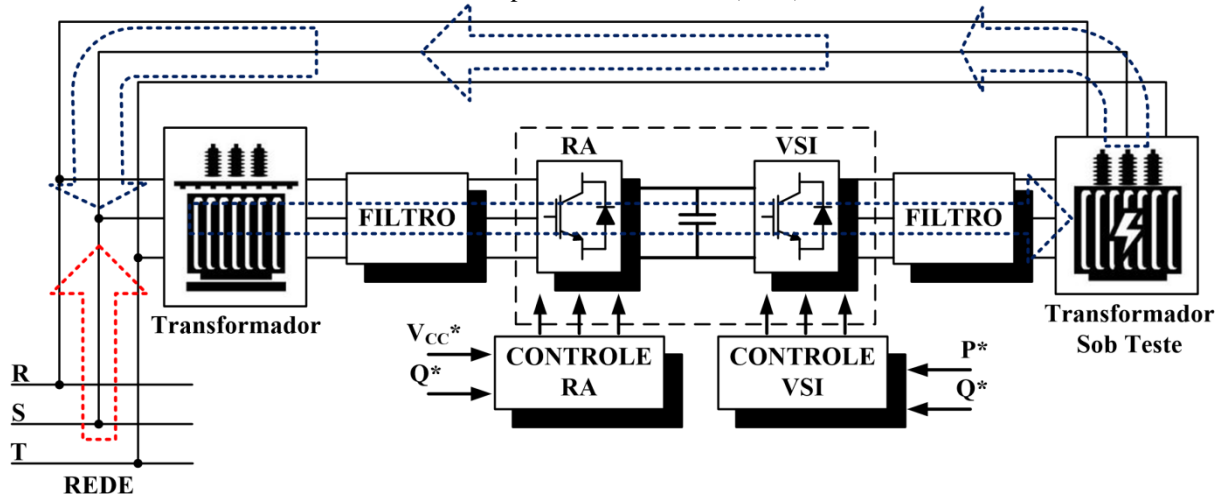
Outro aspecto que o autor aborda, corresponde à avaliação em relação à operação de carregamento do transformador em condições não ideais, em função do uso de dispositivos eletrônicos e seu efeito de distorção harmônica. Testes com sinais de tensão e corrente não linear auxiliam no entendimento da influência de harmônicos em perdas nos transformadores, aquecimento e depreciação de isolamento de componentes, (BIERHOFF, 2004).

A Figura 2.2 apresenta a topologia proposta por SOUSA et al, (2015). Nela encontra-se o conversor representado pelo retificador ativo (RA) e o inversor de fonte de tensão (VSI). O *link cc* desacopla os lados CA, permitindo o controle independente de cada conversor. O conversor (RA) mantém a tensão de *link cc* constante, e controla a potência reativa. O conversor (VSI) impõe os perfis de carga (potência ativa e reativa) ao transformador sob teste.

Como visto na Figura 2.2, conversor e transformadores estão conectados de tal forma que um fluxo de potência em *loop* é criado. Assim, a rede tem que suprir apenas as perdas inerentes dos transformadores e conversores, melhorando a eficiência do sistema.

Figura 2.1 - Diagrama simplificado da carga eletrônica ativa.

Fonte: Adaptado de Sousa et al.(2015)



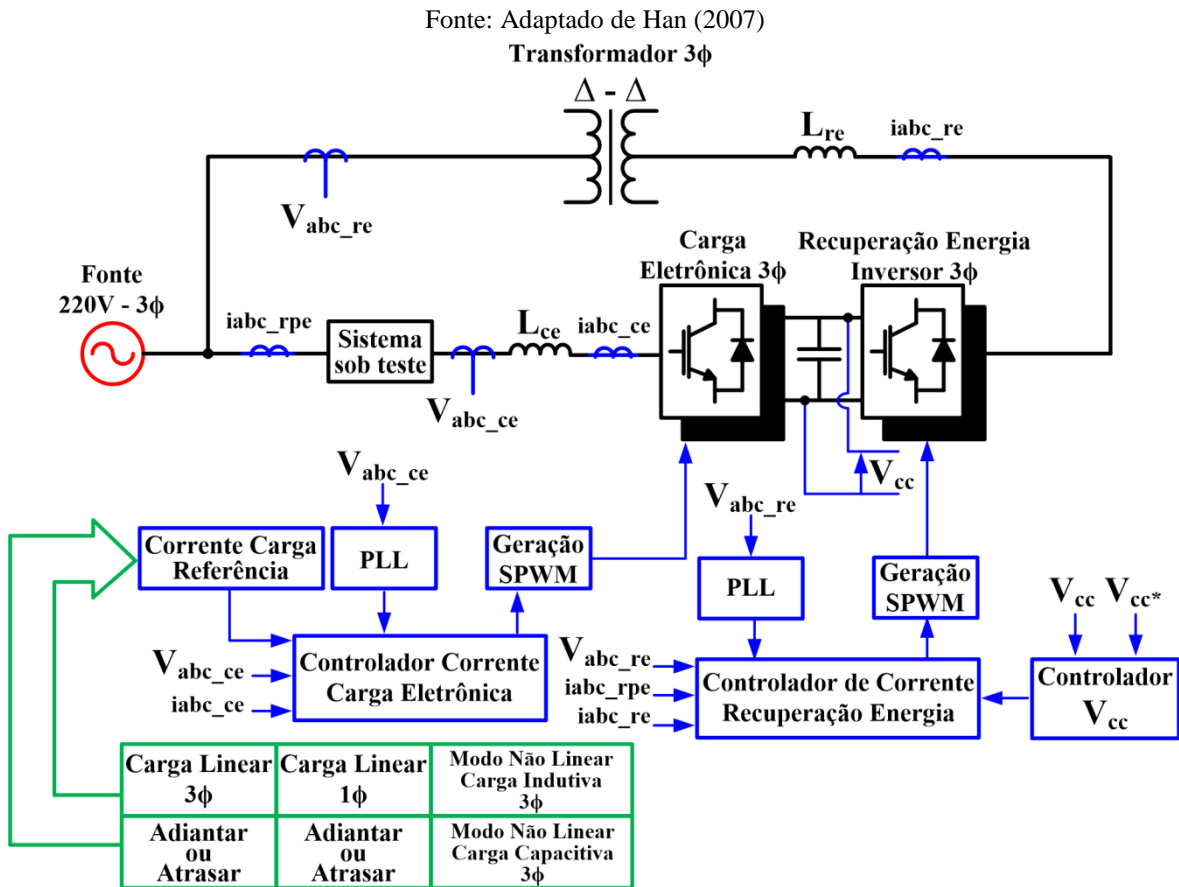
O projeto de modelagem e controladores dos conversores (RA - VSI) são semelhantes. Assim, o autor apresenta um conversor de potência baseado em *AEL* (*Active Electronic Load*) para realizar testes de rotina em transformadores de potência. A topologia permite reduzir a potência drenada, ou seja, grande parte da energia usada é regenerada (devolvida) para a rede.

Semelhante ao que foi descrito em SOUSA et al. (2015), REZENDE (2012) desenvolve um protótipo de bancada regenerativa para a aplicação em ensaios de transformadores. A bancada é caracterizada pela flexibilidade no controle de carregamento do transformador. O sistema com conversor *BTB* permite o fluxo de energia bidirecional e o controle individual de cada conversor de potência.

Inicialmente, a topologia era utilizado em frenagem com recuperação de energia em acionamentos elétricos, posteriormente se popularizou em outras aplicações devido à sua flexibilidade, de acordo com REZENDE (2012). A estrutura permite obter baixo consumo de energia, consequentemente realizar *loop* de fluxo de potência. Além disso, é possível realizar testes com correntes harmônicas de forma controlada.

Um simulador de carga com capacidade de regeneração de energia baseado na configuração de um conversor-inversor como fonte de tensão foi proposto e projetado por WANG (2008) e HAN (2007), cuja topologia é mostrada na Figura 2.3.

Figura 2.2 - Configuração completa do sistema para simulador de carga.



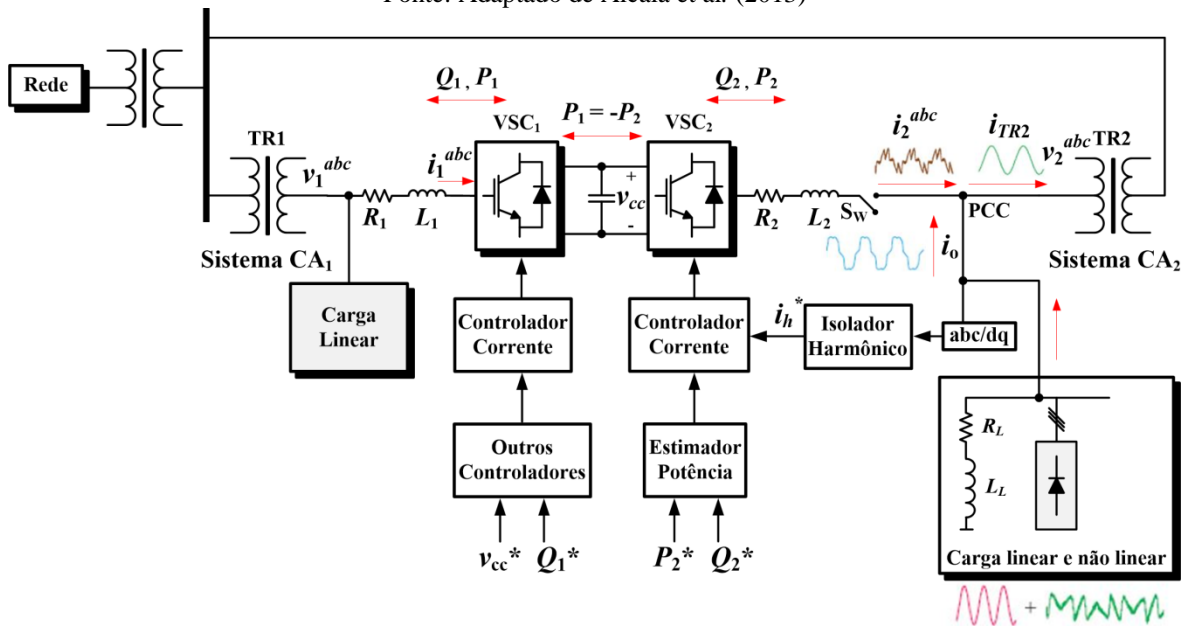
No sistema observa-se o conversor trifásico, representado por uma unidade de carga eletrônica simulada e pela unidade de recuperação de energia.

A unidade de carga eletrônica emula perfis de carga com o auxílio do controlador de corrente, e aplica as correntes trifásicas na unidade com a precisão do perfil de carga desejado. Os perfis de carga são variados, com características de carga trifásica e monofásica linear, e ainda carga trifásica não linear do tipo indutivo e capacitivo.

A unidade de recuperação de energia devolve à rede a energia que circula na estrutura, além de controlar fator de potência e potências ($P - Q$) no *PCC* por meio do controlador de corrente. A Figura 2.4 ilustra a topologia conversora *BTB* para operar simultaneamente como compensador de potências e filtro harmônico de corrente, proposto por ALCALÁ et al. (2013).

Figura 2.3 - Conversor *BTB* operando como compensador de potência e filtro harmônico de corrente.

Fonte: Adaptado de Alcalá et al. (2013)



O conversor *BTB* é composto por dois conversores fonte de tensão (VSC_1 - VSC_2). Eles compartilham o barramento CC. Manter a tensão do barramento regulada permite que cada *VSC* seja controlado independentemente como retificador/inversor em faixa de potência limitada.

Os conversores VSC_1 e VSC_2 podem atuar como retificador ou inversor dependendo da direção do fluxo de potência. As setas bidirecionais indicam que o fluxo pode inverter, e a potência reativa pode ser compensada atrasando ou adiantando o fator de potência.

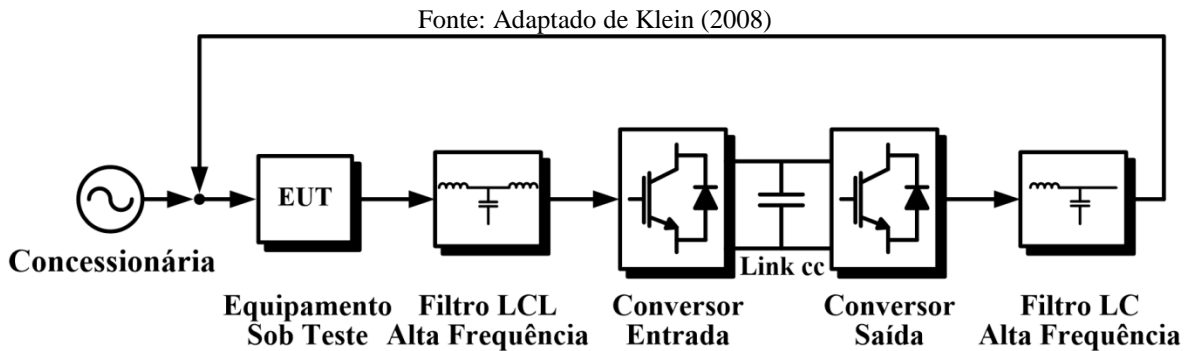
O conversor *BTB* é acoplado aos sistemas CA através de $L_{1,2}$ e $R_{1,2}$. Os *VSC*'s são conectados no secundário dos transformadores TR1-TR2. Cargas lineares e não lineares podem ser conectadas no secundário dos transformadores.

Nesta configuração o principal objetivo é analisar a injeção de corrente pelo conversor *BTB* no ponto de acoplamento comum (*PCC*), considerando compensar potência ativa, reativa, e harmônicos de corrente.

A Figura 2.5 mostra a aplicação de emulador de carga eletrônica CA regenerativa, no qual KLEIN (2008) propõe o desenvolvimento da mesma através de compensador de avanço de fase para testes com diferentes aplicações, como fontes de potência CA, geradores, transformadores e *UPS*. Sobre *UPS*, muitos são os artigos publicados sobre recicladores de energia aplicados a este dispositivo, (AYRES, 1997), (CHU, 1994) e (TSAI, 2000).

Além das vantagens mencionadas acerca da carga eletrônica CA regenerativa, pode-se explorar da topologia mostrada na Figura 2.5 a redução da área ocupada para testes de dispositivos com cargas convencionais, redução dos custos de instalação, consumo de energia dos sistemas de dissipação e redução da demanda de pico de potência.

Figura 2.4 - Diagrama de blocos de um equipamento acoplado a uma carga eletrônica ativa regenerativa.



Como observado até aqui, cargas eletrônicas têm papel importante em testes com elementos do sistema de potência, particularmente transformadores de distribuição, (SOUSA et al., 2010). Nessa linha, GUERRERO et al. (2010) e MASIELLO (2013) acrescentam que áreas de estudo como *smart grids* e microrredes com auxílio de cargas eletrônicas podem ser opções para problemas associados a integração da geração distribuída em grande escala.

2.4 Estratégia de controle em conversores

Existem diferentes formas de realizar o controle em dispositivos eletrônicos de potência, sendo brevemente apresentadas nesta seção algumas estratégias de controle aplicadas.

O dispositivo eletrônico de sistema de transmissão CA flexível (*FACTS*) desenvolvido durante a década de 1990, (ADAPA, 1995), permite controlar o fluxo de potência em uma rede de transmissão.

O dispositivo busca melhorar a controlabilidade e aumentar a capacidade de transferência de energia através do gerenciamento do fluxo de potência. O *FACTS SSSC* (*Static Synchronous Series Compensator*), que consiste de um conversor de fonte de tensão (VSC) e um transformador de acoplamento conectado em série, tem a função de controlar o fluxo de potência em uma linha de transmissão.

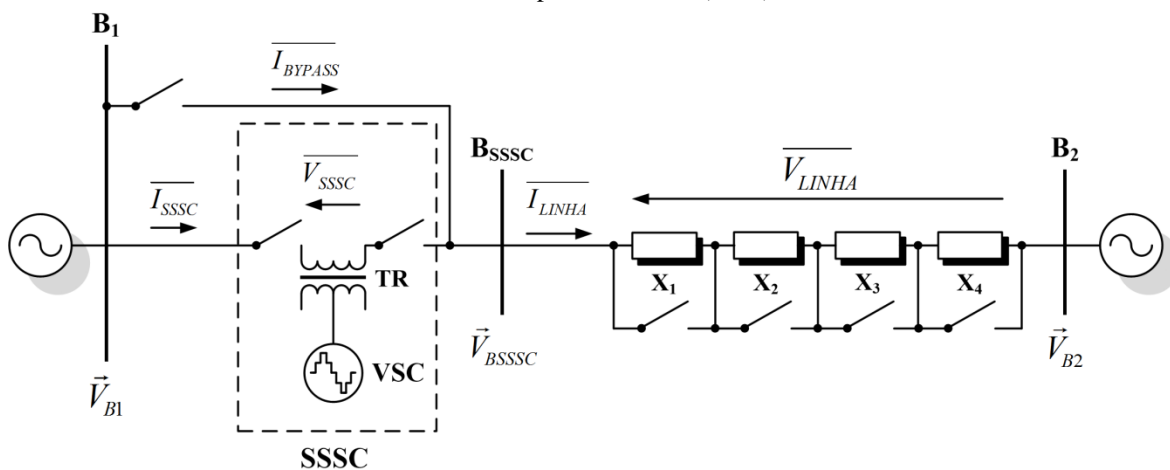
Os autores (ADAPA, 1997), (ALVIRA et al., 2010) e (HERNANDEZ, 2011) adotam estruturas baseadas em *FACTS* para realizar o controle de potência dos seus sistemas. Na mesma linha, VIDAL et al. (2008) utilizando um conversor *SSSC* inserido em uma rede de transmissão analisa o estudo com o auxílio da plataforma Matlab/Simulink, cujo objetivo é controlar os parâmetros de tensão, corrente e potência. O *SSSC* injeta uma tensão em série com a tensão de linha, que adianta ou atrasa a corrente de linha em 90° , sendo considerado um reator em série ou capacitor em série.

A estratégia de VIDAL (2008) propõe analisar o sistema ilustrado na Figura 2.6 utilizando a estrutura de um *SSSC* nas configurações estática e dinâmica. A configuração estática é obtida com a retirada do *VSC* da estrutura, e a reatância total série (X_{STATIC}) imposta equivale à reatância de dispersão do transformador de acoplamento, somada à reatância dos reatores conectados no secundário do transformador de acoplamento.

Quando o *SSSC* está na configuração dinâmica, a impedância total (X_{SSSC}) imposta pode ser modificada de acordo com os limites do equipamento. Assim que o *SSSC* está no modo dinâmico, pode operar nos modos de limitação de potência, regulação de potência, regulação de reatância série e limitação de potência máxima. O comportamento indutivo e capacitivo do sistema é analisado obedecendo à estratégia de controle proposta.

2.5 – Diagrama monofásico da bancada de teste.

Fonte: Adaptado de Vidal (2008)



Realizando outra estratégia de controle com diferente dispositivo, HOGAN (2014) desenvolve uma carga eletrônica de configuração *BTB* para uso em um laboratório de microrredes, fornecendo uma poderosa e flexível plataforma de testes para investigar

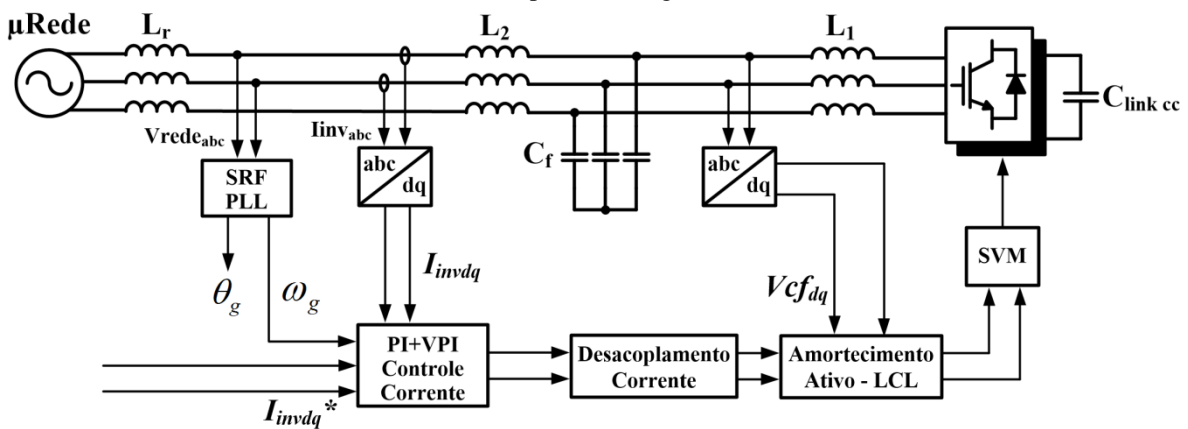
estratégias de controle, assim como MASSING (2012). O diagrama proposto para o sistema emulador é ilustrado na Figura 2.7.

A plataforma permite emular correntes de referência dentro do modelo de controle do inversor. Uma estratégia de controle de corrente ressonante é empregada no *SRF* usando uma topologia com controlador PI e *VPI* (*Vector Proportional Integral*) para habilitar o controle da corrente fundamental e harmônica. Diferentemente disto, SOUSA (2015) acredita na necessidade de substituição do controlador PI pelo controlador ressonante (PIR) dado a limitação da banda de passagem do primeiro controlador. A compensação da corrente harmônica é realizada até 18ª ordem, devido a limitações em termos de frequência de amostragem do conversor.

O controle da tensão de *link* CC é realizado pelo outro inversor da configuração *BTB*. A corrente de *feedback* é obtida do lado da rede do filtro LCL, na entrada do conversor, bem como a tensão medida antes do filtro. Uma estratégia de amortecimento é empregada para reduzir o ganho na frequência de ressonância no sistema.

Figura 2.6 - Estrutura do sistema trifásico e diagrama de blocos do emulador de controle.

Fonte: Adaptado de Hogan (2014)



O autor (HAGIWARA, 2005), também utilizando conversor *BTB*, propõe o controle independente de potências ativa e reativa limitado pela tensão de *link* CC de 3 kV, e requer do conversor *BTB* a capacidade de controlar a amplitude e fase da sua tensão CA, visto no diagrama vetorial da Figura 2.8, cuja representação é analisada no lado da concessionária. Um *cluster* de oito células conversoras conectadas em série e seus oito transformadores trifásicos correspondentes representam uma porção do conversor *BTB* octa-série.

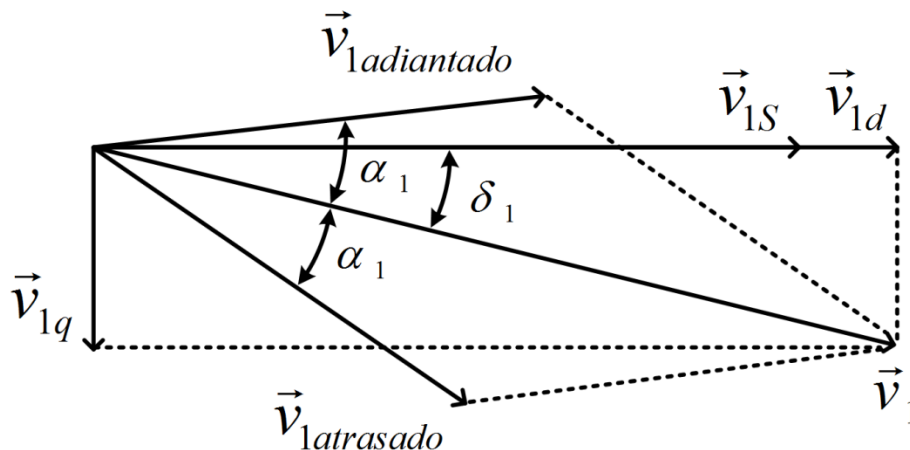
Verifica-se na Figura 2.8 que, \vec{v}_{1S} é o vetor de tensão de alimentação correspondente à tensão da concessionária, e \vec{v}_1 é a tensão CA do conversor *BTB*. O conversor *BTB* pode

controlar tanto o avanço quanto o atraso da potência reativa drenada da concessionária por meio do controle da amplitude do vetor \vec{v}_{1d} de tensão de eixo- d , paralelo a \vec{v}_{1S} . Por outro lado, pode-se controlar a potência ativa drenada da rede ou injetada nela por meio do controle do vetor \vec{v}_{1q} de tensão de eixo- q , perpendicular a \vec{v}_{1S} .

Como mostrado na Figura 2.8, \vec{v}_1 é obtido pela soma dos vetores $\vec{v}_{1adiantado}$ e $\vec{v}_{1atrasado}$. O defasamento entre \vec{v}_{1S} e \vec{v}_1 corresponde ao ângulo δ_1 , e o defasamento entre \vec{v}_1 e $\vec{v}_{1adiantado}$ ou $\vec{v}_{1atrasado}$ corresponde ao ângulo α_1 . O ajuste de δ_1 permite o controle do ângulo de fase de \vec{v}_1 em relação ao eixo- d , enquanto o ajuste de α_1 habilita o controle da amplitude de \vec{v}_1 , independentemente.

Figura 2.7 – Vetores de tensão CA instantânea de dois conversores octa-série do sistema do lado da concessionária no referencial d-q.

Fonte: Adaptado de Hagiwara (2005)



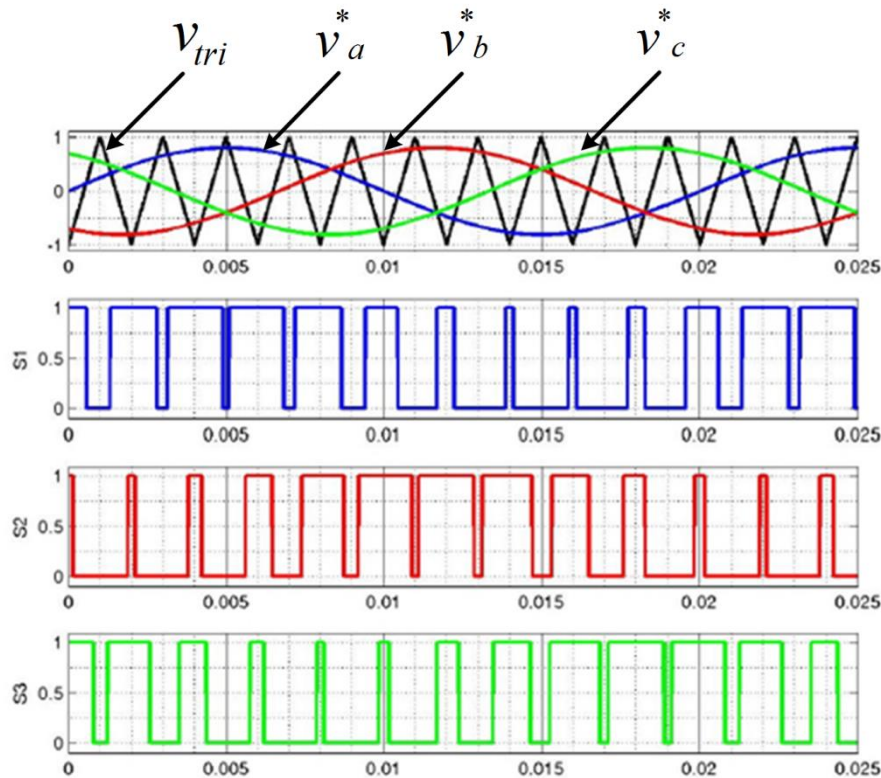
2.5 Estratégia de modulação

Neste trabalho foi utilizada a técnica de modulação *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (*SPWM*) para a sintetização da tensão de referência do sistema. A técnica amplamente empregada na indústria se justifica em função da maior simplicidade de implementação no acionamento elétrico.

2.5.1 Sinusoidal pulse width modulation (*SPWM*)

Utilizando a modulação por largura de pulso senoidal (*SPWM*), v_a^* , v_b^* , v_c^* são tensões de referência senoidais (onda moduladora) comparados com um sinal de onda triangular (onda portadora) v_{tri} , conforme Figura 2.9.

Figura 2.8 – Comparação dos sinais de tensão de referência (v_a^* , v_b^* , v_c^*) com sinal de onda triangular (v_{tri}) e produção dos sinais trifásicos de tensão S1, S2 e S3 no inversor SPWM.



A tensão de saída é, portanto, uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão CC do inversor. A frequência da onda moduladora define a frequência da componente fundamental da tensão de saída, enquanto a frequência da onda portadora define a frequência de comutação das chaves do conversor, (MARTINS, 2008).

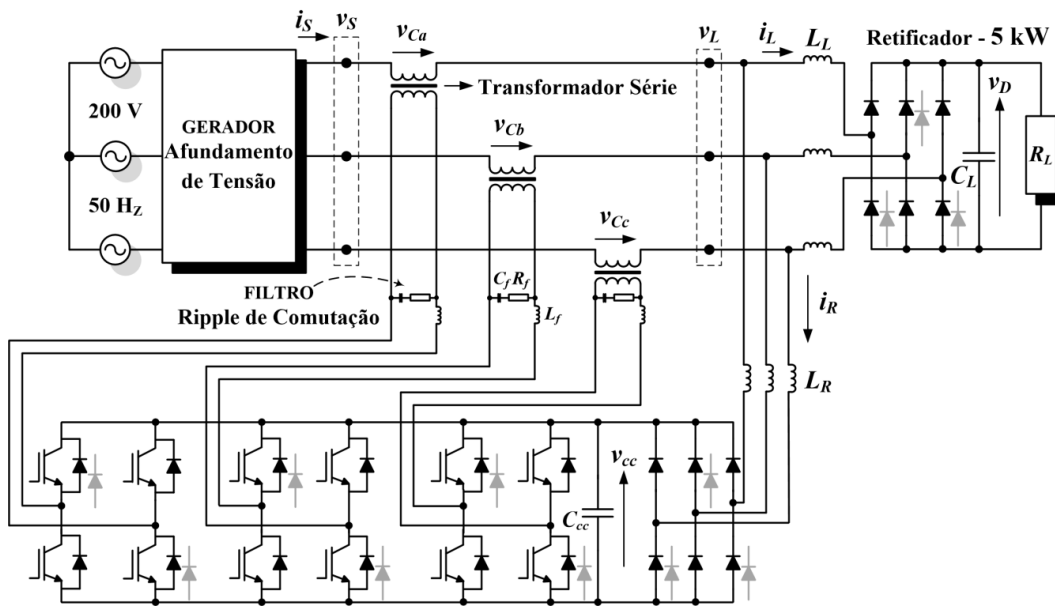
Ao utilizar essa técnica de modulação com frequências de comutação acima de 1 kHz, a forma de onda da tensão de saída do conversor com o auxílio de filtros é praticamente senoidal. Além disso, alterações de fase e amplitude podem ser feitas quase instantaneamente, modificando-se o sinal de referência.

2.6 Transformador de conexão série

Neste trabalho foram utilizados três transformadores monofásicos lineares de dois enrolamentos (primário e secundário) para a conexão série do conversor com o *TUT*, ou seja, um acoplamento série promovido entre a fonte (*VSI*) e a carga (*TUT*).

Existem diversas aplicações onde é necessário a utilização de transformadores série, em uma delas, JIMICHI et al. (2008) propõe um método de controle para a eliminação de fluxo magnético CC no transformador série de um *Dynamic Voltage Restorer (DVR)*. O método é caracterizado pela interrupção de compensação de tensão durante um curto período, sendo mais rápido que outros métodos existentes. A Figura 2.15 ilustra a configuração experimental do circuito de um *DVR* para uma carga de 200 V e 5 kW.

Figura 2.9 – Configuração experimental do circuito de um *DVR* com conversor shunt instalado no lado da carga. Fonte: Adaptado de Jimichi et al. (2008)



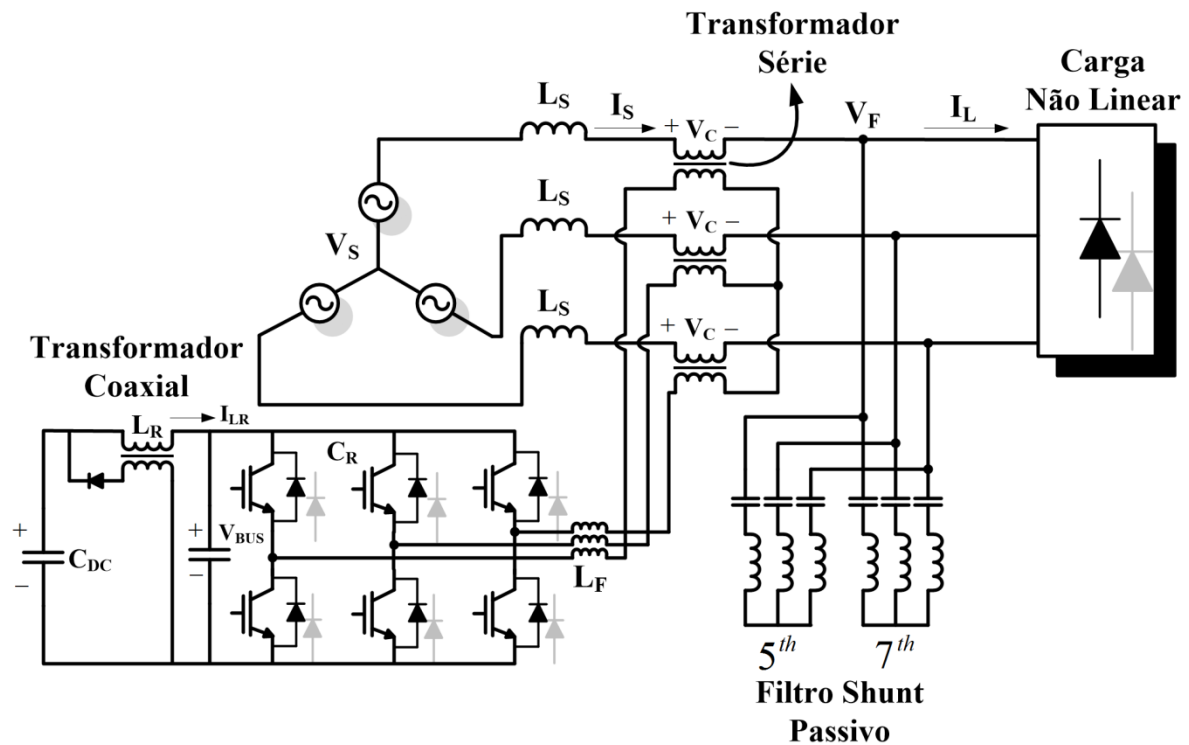
O *DVR* consiste de conversores série e shunt conectados na forma *BTB*, um capacitor CC em comum e três transformadores monofásicos em série. A estrutura apresentada no lado da carga é a mesma no lado da rede (não vista) configurando o conversor *BTB*. O circuito principal do conversor série utiliza três conversores monofásicos *VSC PWM* com frequência de comutação de 10 kHz. Cada conversor monofásico é conectado em série com a rede através dos transformadores monofásicos. O método proposto é capaz de eliminar o fluxo magnético CC presente no transformador série e causado por afundamentos de tensão provocados de forma intencional no sistema.

O transformador de conexão série é também bastante difundido no contexto de filtro ativo híbrido conectado em série no sistema de potência, (BHATTACHARYA, 1998). Basicamente, o sistema do filtro em relação à conexão a linha adota um transformador de acoplamento em série. A tensão imposta no secundário do transformador série é

fundamental para a adequação do nível de tensão da carga com a tensão de linha do sistema. A Figura 2.16 ilustra o transformador série implementado na topologia.

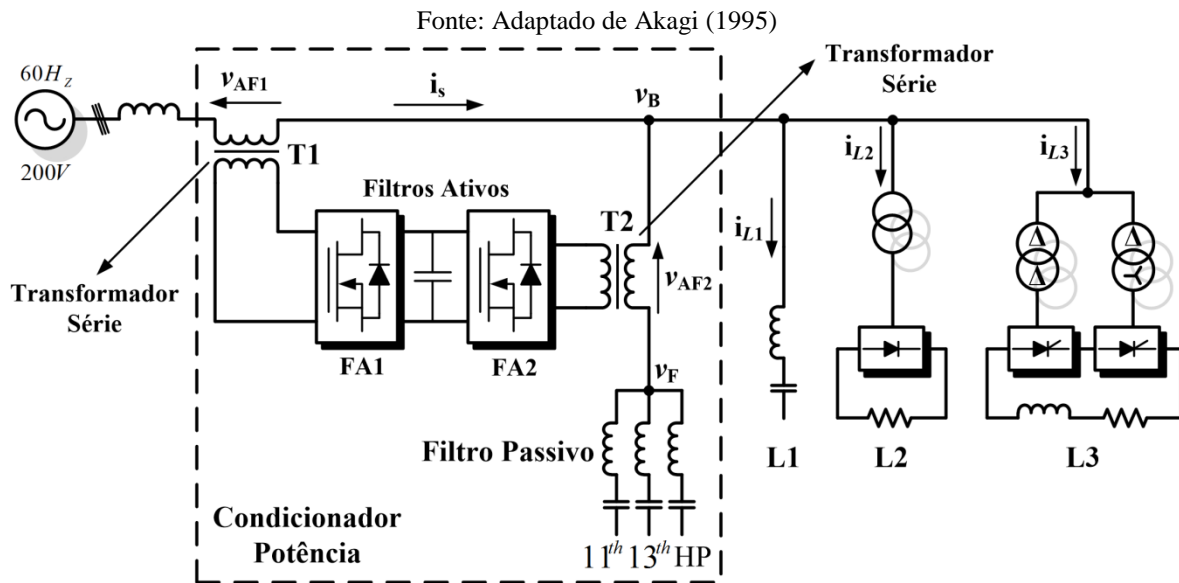
Figura 2.10 – Sistema de filtro ativo série híbrido.

Fonte: Adaptado de Bhattacharya (1998)



Além dos casos anteriores, o transformador de conexão série é empregado no contexto de condicionador de potência, ilustrado na Figura 2.17, (AKAGI, 1995). A indutância de dispersão nesses transformadores dispensa a instalação de filtro, sendo responsável por promover a redução de componentes harmônicas de altas frequências devido a inversores *PWM* dos filtros ativos (FA1 - FA2).

Figura 2.11 – Configuração do sistema de condicionador de potência.



2.7 Considerações finais

O capítulo 2 apresentou uma descrição do conversor CC-CA de tensão, bem como do conversor CC-CA regulado em corrente, o qual se diferencia do primeiro pela função de controle da corrente na saída do conversor, que representa uma proteção natural contra sobrecorrentes.

Além disso, foi apresentado um resumo do tipo de controle de tensão por meio do inversor *PWM*, usado no conversor CC-CA regulado em corrente, reconhecidamente por produzir fontes CA de alta qualidade, específica para regeneradores de energia e acionamento de máquinas elétricas.

Elencou-se um grupo de trabalhos na área de eletrônica de potência com foco em conversores de potência regenerativos, onde se destaca o trabalho de (SOUSA et al., 2010), servindo de ponto de partida para o desenvolvimento deste trabalho.

No capítulo foram vistas diferentes estratégias de controle utilizando parâmetros elétricos de referência, como por exemplo, potências (P^* e Q^*), tensão de *link* cc (V_{cc}^*), tensão de controle (v_{abc}^*) e corrente de controle ($i_d^* - i_q^*$).

Foi apresentado também o inversor *SPWM* de dois níveis de frequência fixa, adotado neste trabalho, além da fundamentação teórica de modulação *PWM*, referência para a modulação *SVM*.

O capítulo também mostrou a aplicação do transformador série na conexão dos conversores com as cargas do sistema. O transformador série necessário para adequar a

tensão na saída do dispositivo com a tensão de linha do sistema pode ser trifásico ou monofásico.

3 NOVA CONFIGURAÇÃO PROPOSTA DO SISTEMA DE TESTE DE TRANSFORMADOR

3.1 Considerações iniciais

Este capítulo é organizado da seguinte forma: A seção 3.2 descreve o conversor CC-CA do tipo *phase-shift*, escolhido em função da possibilidade do controle de fluxo de potência ativa (P) e reativa (Q) entre duas barras de tensão. Apresenta-se o diagrama simplificado da topologia conversora adotada no trabalho e define-se a melhor opção de localização do conversor dentre as opções apresentadas, levando-se em conta a disponibilidade do nível de tensão acessível.

A seção 3.3 descreve as informações gerais do sistema proposto, como valores nominais e parâmetros dos elementos constituintes do circuito, especialmente o transformador sob teste. Apresenta-se um diagrama simplificado do circuito da bancada e o equacionamento da malha para a estimativa inicial do valor de tensão a ser inserido em série no sistema pelo conversor. A estimativa considera no mínimo a circulação de corrente nominal do transformador a ser testado.

A seção 3.4 apresenta o diagrama da topologia de controle para a regulação das correntes i_{dq}^* , o qual é realizado através do controlador proporcional-integral (PI) nas malhas de corrente.

O circuito *PLL* de tensão é apresentado na seção 3.5. Com a função de sincronizar as malhas de corrente de controle i_{dq} na mesma frequência angular da rede para o controle do conversor, a resposta do *PLL* é comparada com o circuito *DSOGI*.

Na seção 3.6 apresenta-se o diagrama de blocos para a injeção de harmônicos e o equacionamento do modelo de geração dos distúrbios.

Na seção 3.7 apresenta-se uma visão geral das etapas de funcionamento do conversor CC-CA regulado em corrente, com controle de tensão *PWM*. Uma sequência de processos vinculados é descrita para explicar o processamento da energia através dos dispositivos eletrônicos aplicados. Apresentam-se também os principais valores configurados nos dispositivos simulados.

3.2 Conversor CC-CA utilizado

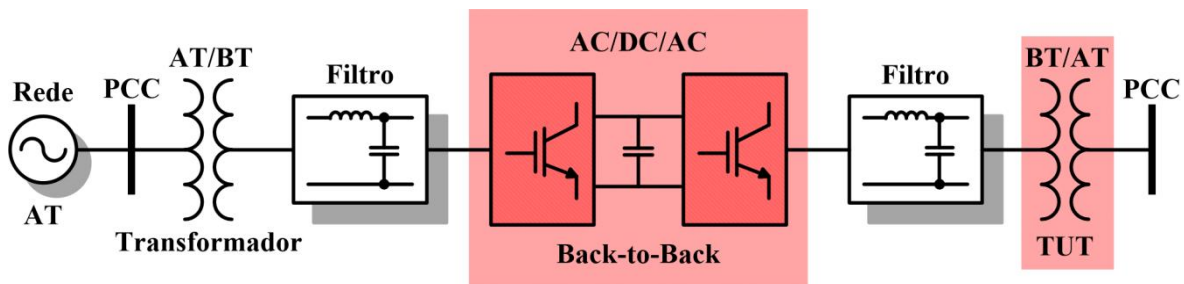
A topologia mais difundida para ensaios em transformadores é ilustrada na Figura 3.1, no qual dois conversores em conexão *Back-to-Back* (*BTB*) de potência plena com barramento CC comum são empregados.

Tais conversores apresentam valores nominais de potencia igual à potência do *TUT* (*Transformer Under Test*), possibilitando a ação de regeneração de energia por parte do conversor inversor.

A metodologia aqui apresentada teve como base a operação de um transformador *phase-shift* utilizado em sistemas de potência, o qual possibilita controlar o fluxo de potência ativa (*P*) e reativa (*Q*) entre duas barras.

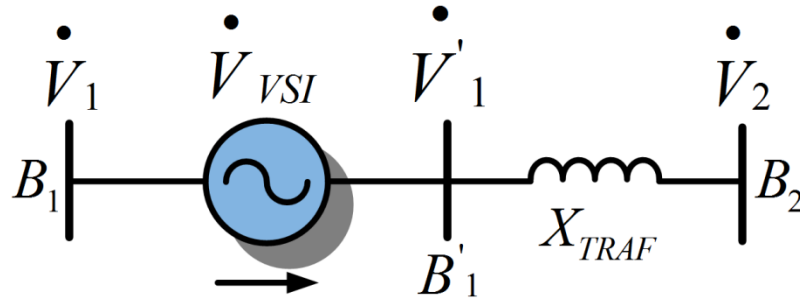
Figura 3.1 - Estrutura de ensaio com carga e conversor de carga plena.

Fonte: Adaptado de Sousa et al. (2010)



Para facilidade de compreensão, a Figura 3.2 mostra um diagrama simplificado do sistema, considerando as barras B1, B2 (que podem ser os enrolamentos primário e secundário dos transformadores) e o inversor, representado como fonte de tensão V_{VSI} . Toda a impedância do circuito é representada pela reatância série dos transformadores (X_{TRAF}). Pode-se controlar a potência que circula nos transformadores ajustando a tensão fornecida por V_{VSI} a um valor adequado, uma vez que as relações apresentadas nas equações (3.1) e (3.2) são conhecidas.

Figura 3.2-Diagrama simplificado da nova metodologia de ensaios.



Das equações 3.1 e 3.2 entende-se V'_1 e V_2 como as tensões referentes às barras B'_1 e B_2 da Figura 3.2, respectivamente, e δ , que representa o ângulo da diferença de fase entre as tensões V'_1 e V_2 .

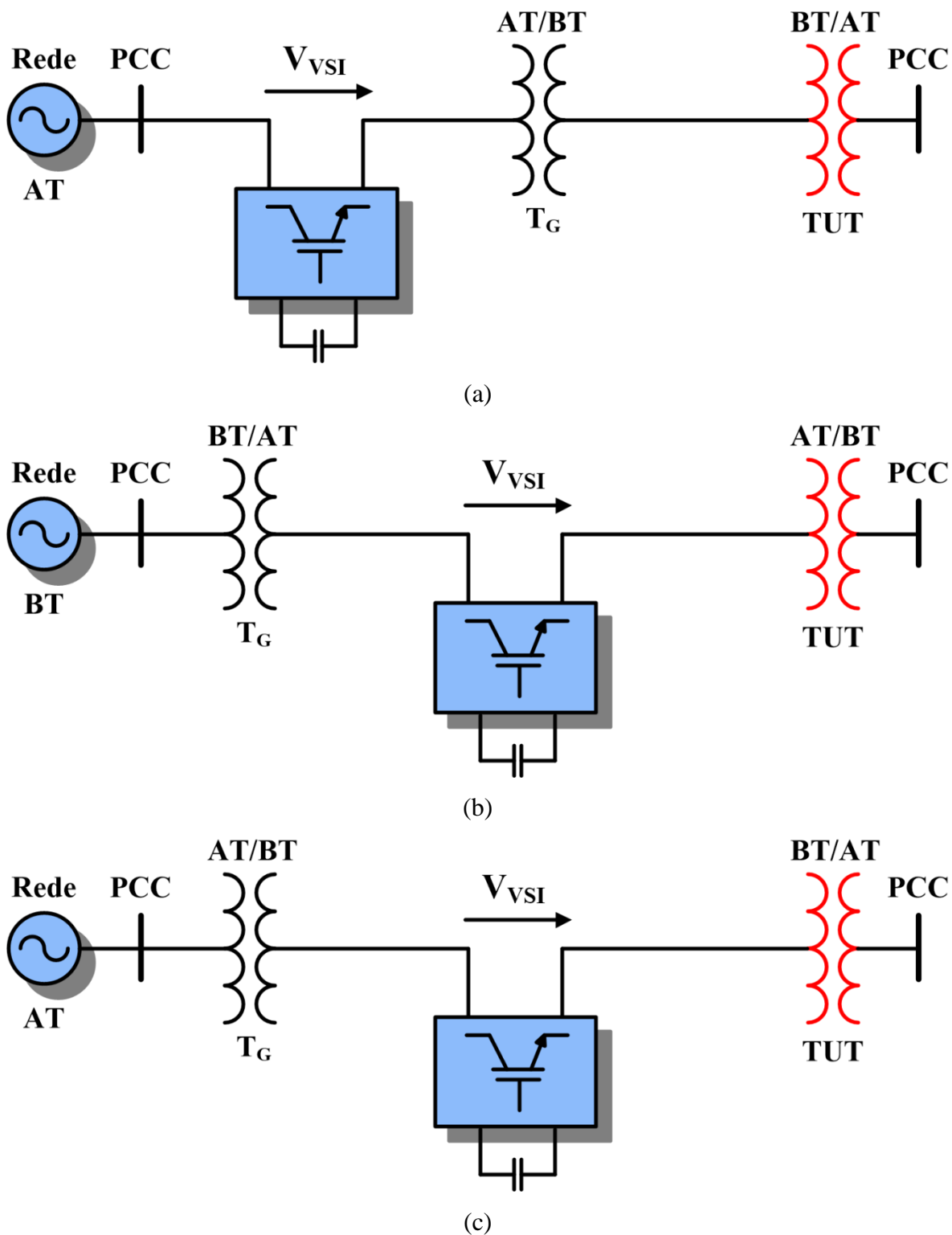
$$P'_{12} = \frac{V'_1 V_2}{X_{TRAF}} \sin \delta \quad (3.1)$$

$$Q'_{12} = \frac{(V'_1)^2 - V'_1 V_2 \cos \delta}{X_{TRAF}} \quad (3.2)$$

A configuração apresentada neste trabalho utiliza, para obter a fonte V_{VSI} , um inversor de potência com controle de tensão *SPWM*, inserido em série com o transformador a ser ensaiado. Existem diversas alternativas de conexão em função da alimentação elétrica disponível. Como exemplo, a Figura 3.3 mostra em (a) e (b) duas alternativas de conexão com o conversor inserido no ramo de alta tensão (AT), que lhe exige menor corrente: (a) se aplica quando o barramento AT estiver disponível, enquanto (b) é utilizado se o barramento BT (baixa tensão) estiver disponível. Já em (c), apresenta-se uma configuração em que o conversor está conectado no ramo de BT, que lhe exige maior corrente, mas menor tensão.

A análise desenvolvida considerou a configuração da Figura 3.3(b), e a simulação da topologia foi realizada na plataforma MATLAB/Simulink.

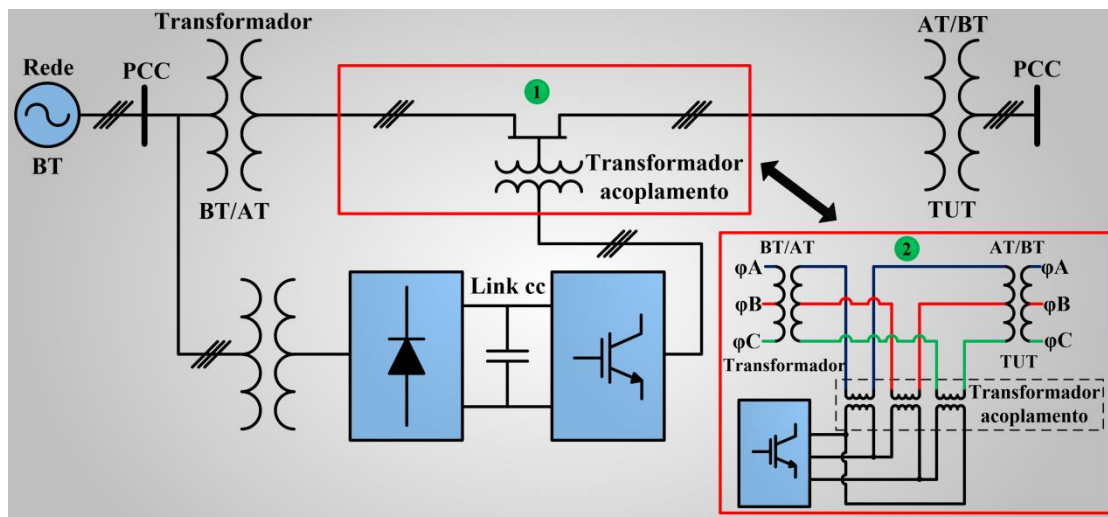
Figura 3.3 - Estruturas com conversor de potência parcial: (a), (b) com conversor de menor corrente e (c) com conversor de menor tensão.



A Figura 3.4 ilustra a topologia do sistema proposto e a conexão do conversor V_{VSI} . A área 1 em destaque indica, através do transformador de acoplamento, a conexão série do conversor com o sistema, posicionado entre o transformador TUT e o transformador geral.

A área 2 mostra a conexão do conversor no lado CC-CA referente à área 1. A ausência de filtro na conexão do conversor com o sistema se justifica pelo *THD* de corrente de 0,81%, como se observa na Figura C.1 no Apêndice C, valor adequado ao limite estabelecido na norma IEEE Std 519 (1992).

Figura 3.4 – Estrutura do sistema e conexão série do conversor de potência.



3.3 Descrição do sistema simulado

Na figura 3.5 apresenta-se o diagrama completo do sistema proposto com a malha de controle das correntes. A fonte trifásica representa a rede de alimentação com tensão de linha de 220 V e frequência de 60Hz. A rede apresenta característica de barramento infinito com valores de R e L de 0,01 Ω e 0,05 mH, respectivamente. Dois transformadores trifásicos ideais são conectados em série (Geral e *TUT*), escolhidos para simular transformadores de uma rede de distribuição com características reais. O lado AT dos transformadores corresponde a uma tensão típica de uma rede de distribuição de 13,8 kV, com potência aparente nominal de 75 kVA. Ambos os transformadores se ligam à BT no *PCC*. Os transformadores são iguais com seus parâmetros disponíveis na Tabela 3.1.

Figura 3.5 - Diagrama completo do sistema proposto com a estratégia de controle.

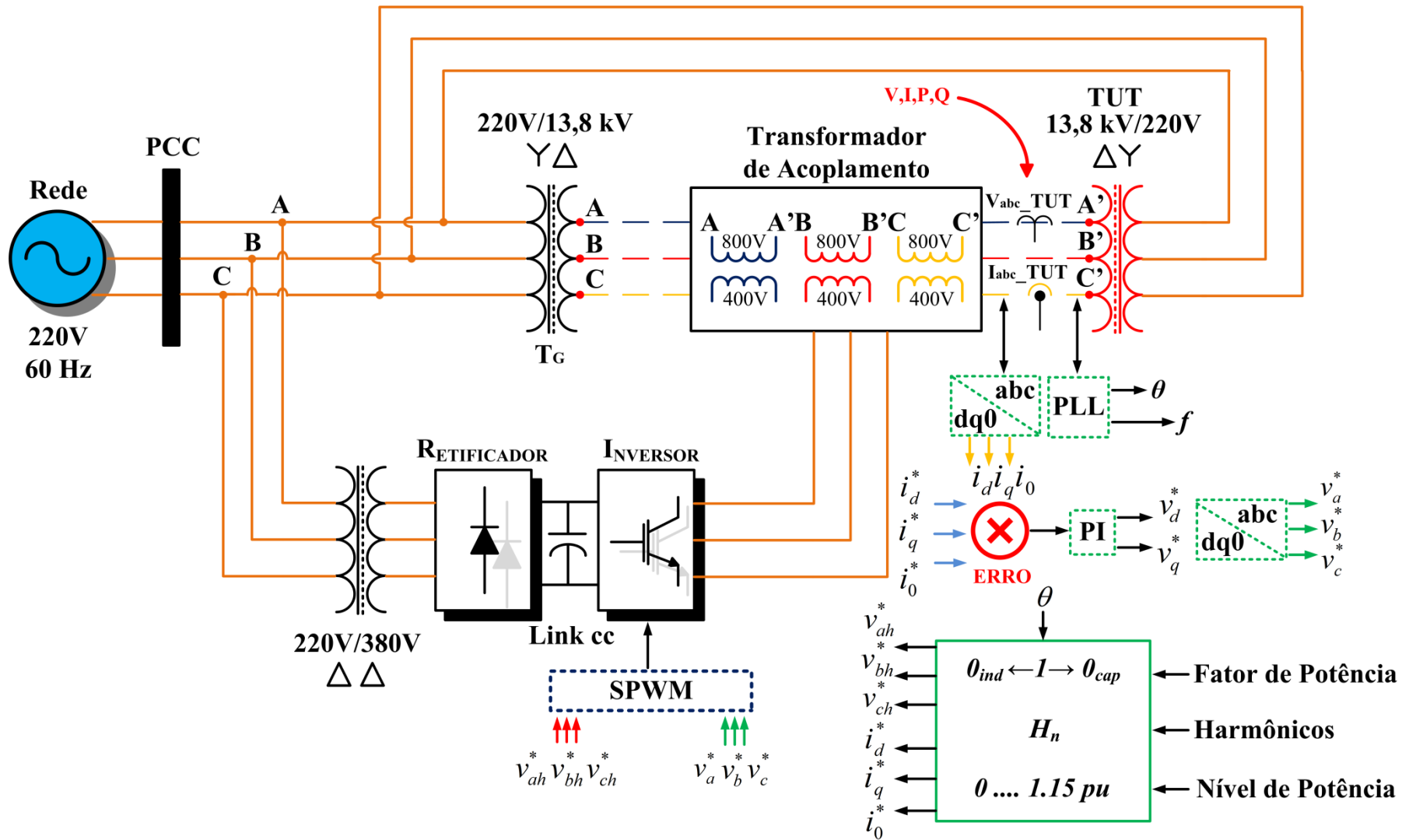


Tabela 3.1 - Dados de configuração no Simulink dos transformadores Geral e *TUT*, referente ao tipo de conexão de primário e secundário, bem como dos valores de resistência e indutância ajustados nos equipamentos.

Transformador	Conexão	Valor
Geral - <i>TUT</i>		
Terminal BT	Yn	-
Terminal AT	Delta (D1)	-
R1(Ω)	-	0,005
L1 (H)	-	26×10^{-06}
R2(Ω)	-	18,8
L2(H)	-	0,11
Rm (k Ω)	-	640
Lm (H)	-	250

O conversor trifásico é conectado em série com os transformadores na AT do sistema. As chaves estáticas (condição ideal) na porção inversora do conversor adotam IGBTs. São usados três transformadores monofásicos de isolamento na conexão com os transformadores Geral e *TUT*. Eles permitem a compatibilidade e adequação da tensão disponibilizada pelo inversor com o nível de tensão necessário em série com o sistema para a imposição das correntes de referência. Os transformadores apresentam potência aparente nominal de 2 kVA em 60 Hz, com tensão primária e secundária de 400/800 V, respectivamente. O controle de tensão sintetizada pelo conversor é realizado através do inversor *PWM*, que adota como sinal de referência as tensões v_a^* , v_b^* e v_c^* oriundas da malha de controle do sistema.

As tensões de modulação (referência) aplicadas no *PWM* são sincronizadas através do ωt ($0 - 2\pi$) obtido do PLL na AT. O lado retificador do conversor se liga à BT através de um transformador trifásico ideal com tensão primária e secundária de 220/380 V, respectivamente. Assim, é possível realizar o carregamento do barramento CC e regular a tensão sintetizada pelo inversor. Com a energização do sistema o *link* CC parte com a tensão de 400 V e após o degrau de corrente em 0,2 s a tensão atinge o regime em torno de 360 V.

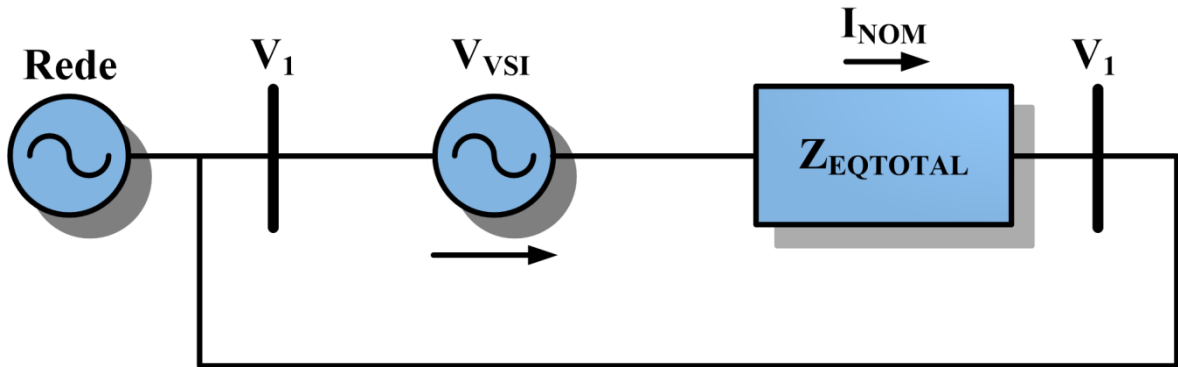
A ponte retificadora trifásica ideal é composta das chaves estáticas sem controle a base de diodos. A estratégia de controle através das malhas de corrente i_d^* e i_q^* objetiva a produção de uma tensão de referência trifásica para ser aplicada ao *PWM* para a

sintetização da tensão do conversor. Os detalhes da estratégia de controle são descritas na seção 3.4.

A fonte de tensão controlada V_{VSI} da Figura 3.6 representa o inversor de potência da Figura 3.5.

Uma estimativa inicial da tensão que deve ser introduzida em série com o sistema pode ser obtida aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) ao circuito da Figura 3.6.

Figura 3.6 - Circuito equivalente para a análise de tensão.



A equação 3.3 relaciona as tensões da malha, sendo que toda a impedância do caminho (basicamente impedância série dos transformadores) é representada por $Z_{EQTOTAL}$. Como a tensão nas duas extremidades (barras de tensão) da malha são idênticas, obtém-se a tensão necessária a introduzir para fazer circular a corrente nominal I_{NOM} , dada na equação 3.4.

$$\dot{V}_1 - \dot{V}_{VSI} + \dot{I}_{NOM} \cdot Z_{EQTOTAL} = \dot{V}_1 \quad (3.3)$$

$$\dot{V}_{VSI} = \dot{I}_{NOM} \cdot Z_{EQTOTAL} \quad (3.4)$$

A impedância equivalente total do circuito a ser simulado, visto no lado de AT, é de $178,36 \Omega$ com ângulo de fase de $64,32^\circ$, obtido da soma das impedâncias dos transformadores Geral e *TUT*. A corrente I_{NOM} calculada na AT do sistema é obtida considerando os valores nominais de potência aparente S e tensão de linha V_L de 75 kVA e 13,8 kV, respectivamente, como se observa nas equações 3.5, 3.6 e 3.7:

$$S = \sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L \quad (3.5)$$

$$75k = \sqrt{3} \cdot 13,8k \cdot I_L \quad (3.6)$$

$$I_{NOM} = I_L = 3,14A \quad (3.7)$$

Com as informações apresentadas, a tensão V_{VSI} estimada inicialmente do inversor do circuito para ser aplicada pode ser obtida da equação 3.8:

$$V_{VSI} = I_{NOM} \cdot Z_{EQTOTAL} \quad (3.8)$$

Substituindo os valores na equação (3.8) resulta em:

$$V_{VSI} = 3,14 \cdot \sqrt{2} \cdot 178,36 \angle 64,32^\circ \cong 792 \angle 64,32^\circ V \quad (3.9)$$

Onde,

V_{VSI} = Tensão sintetizada pelo conversor;

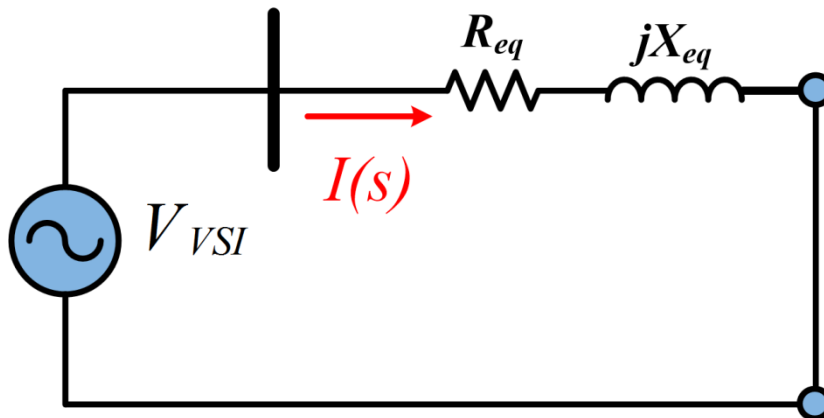
I_{NOM} = Corrente nominal do *TUT* imposta ao sistema na AT;

$Z_{EQTOTAL}$ = Impedância dos transformadores Geral e *TUT*.

3.4 Estratégia de controle

Para análise da estrutura de controle, o transformador é considerado em seu modelo simplificado, como mostrado na Figura 3.7. Os valores R_{eq} e X_{eq} são a soma das impedâncias equivalentes série dos transformadores. Considera-se, ainda, que como as correntes estarão circulando internamente, a rede pode ser considerada um curto do ponto de vista do controle.

Figura 3.7 - Circuito equivalente utilizado para o transformador.



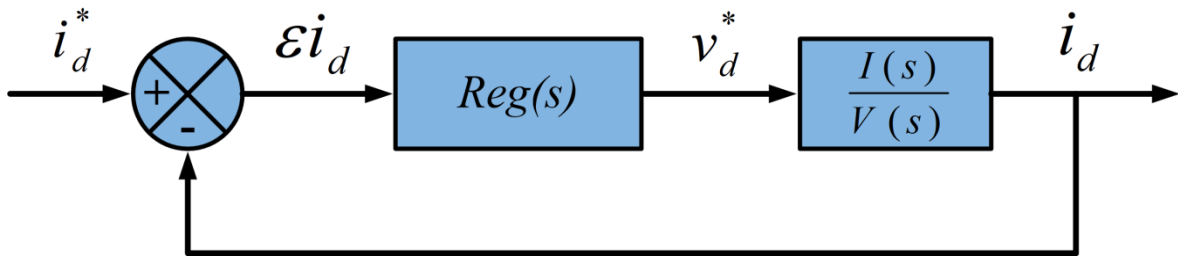
Aplicando uma tensão $V_{VSI}(s)$ e curto-circuitando o ramo, a relação entre a corrente que circulará, $I(s)$, e a tensão aplicada, em Laplace, resulta na equação 3.10:

$$\frac{I(s)}{V_{VSI}(s)} = \frac{\tau_{TRAFO}}{\tau_{TRAFO} \cdot s + 1} \quad (3.10)$$

Onde $\tau_{TRAFO} = \frac{\sum L_{eq}}{\sum R_{eq}}$, representa a constante de tempo do sistema. Consideram-se

dois transformadores em série, no qual os parâmetros de R e L são apresentados na Tabela 3.1. A estrutura de controle para o projeto do controlador, em coordenadas dq, está representada na Figura 3.8 (mostrado aqui para o eixo d):

Figura 3.8 - Diagrama de blocos do circuito de controle.



A função de transferência é um sistema de primeira ordem. Para evitar *overshoot* de corrente no transitório, um regulador PI é empregado, da forma $\frac{K(K_p s + K_i)}{s}$, com o cancelamento polo-zero, resultando:

$$\frac{i_d}{i_d^*} = \frac{\tau_{TRAFO} \cdot K}{s + \tau_{TRAFO} \cdot K} \quad (3.11)$$

O ganho K pode ser encontrado a partir da constante de tempo desejada para uma resposta a uma entrada em degrau, qual seja:

$$K = \frac{1}{\tau_{TRAFO} \cdot \tau_{novo}} \quad (3.12)$$

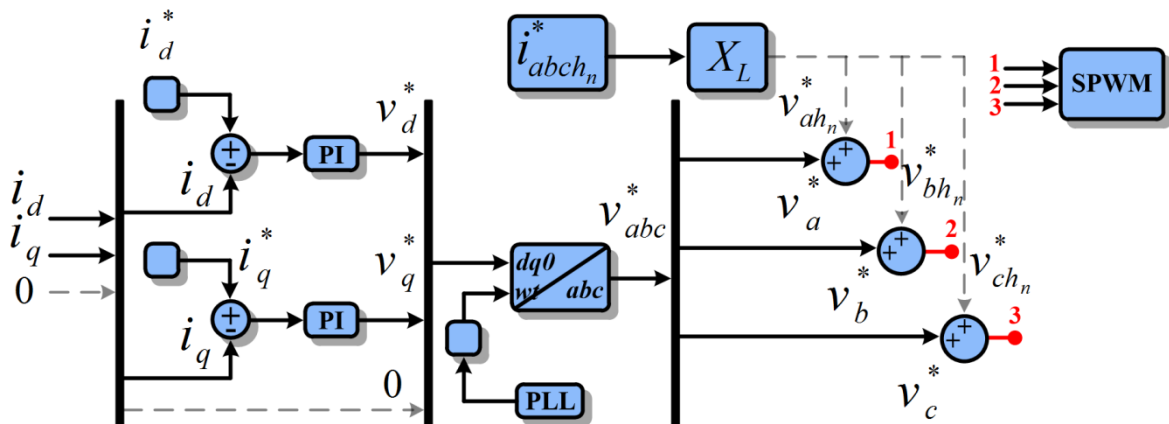
Para os transformadores empregados neste estudo, $\tau_{TRAFO}=5,3$ ms. Foi utilizado na simulação um $\tau_{novo}= 188,67$ ms, resultando $K=1000$.

No controle, a estratégia consiste em impor a corrente que circula em cada fase, onde as correntes de referência de eixo direto e de quadratura (i_d^* e i_q^*) são compostas de forma a respeitar a capacidade de corrente do transformador. Da relação entre i_d^* e i_q^* obtém-se o fator de potência desejado ao ensaio. Na sequência, são medidas no ponto de conexão da fonte controlada com o TUT as tensões trifásicas para serem aplicadas no PLL de tensão. Trabalhos encontrados na literatura adotam além das correntes, parâmetros de potência (P^* - Q^*) e tensão (V_{cc}^*) na estratégia de controle dos conversores.

Para controlar o conversor de potência através do inversor PWM, é necessário impor no sistema as correntes i_d^* e i_q^* com o perfil de carga emulado. Elas são comparadas com i_d e i_q obtidas da transformada de Park, (Krause, 1994), sobre as correntes instantâneas i_a , i_b e i_c medidas na AT. Da comparação entre a medição e a referência, resulta no sinal de erro de corrente injetado no controlador PI. Após o regulador, aplica-se a transformada inversa de Park sobre as tensões de eixo direto e quadratura v_d^* e v_q^* , respectivamente, resultando nas tensões de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* para a aplicação no módulo de geração PWM do conversor.

Para testes com harmônicos acrescentam-se as tensões v_{ah}^* , v_{bh}^* e v_{ch}^* , obtidas do produto da corrente harmônica i_{abch}^* e a reatância indutiva harmônica X_{Ln} . O diagrama de controle está mostrado na Figura 3.9.

Figura 3.9 – Diagrama de blocos utilizado na estratégia de controle de regulação das correntes i_d^* e i_q^* .



As tensões nos eixos dq possuem uma parcela principal, associada ao próprio eixo, e uma parcela cruzada, induzida pelo eixo oposto. Em regime, a contribuição da parcela cruzada é nula. Como o objetivo da proposta é impor a corrente de regime, a parcela cruzada é desconsiderada na composição das tensões v_a^* , v_b^* e v_c^* .

O ângulo obtido através do *PLL* de tensão é adotado nas coordenadas dq0 para gerar as tensões de referência aplicadas ao *SPWM*.

Por fim, compara-se o sinal de referência (moduladora) de tensão com a onda portadora triangular, resultando nos sinais de comando das chaves estáticas. Nesta fase o conversor CC-CA passa efetivamente a atuar como fonte de tensão da nova metodologia.

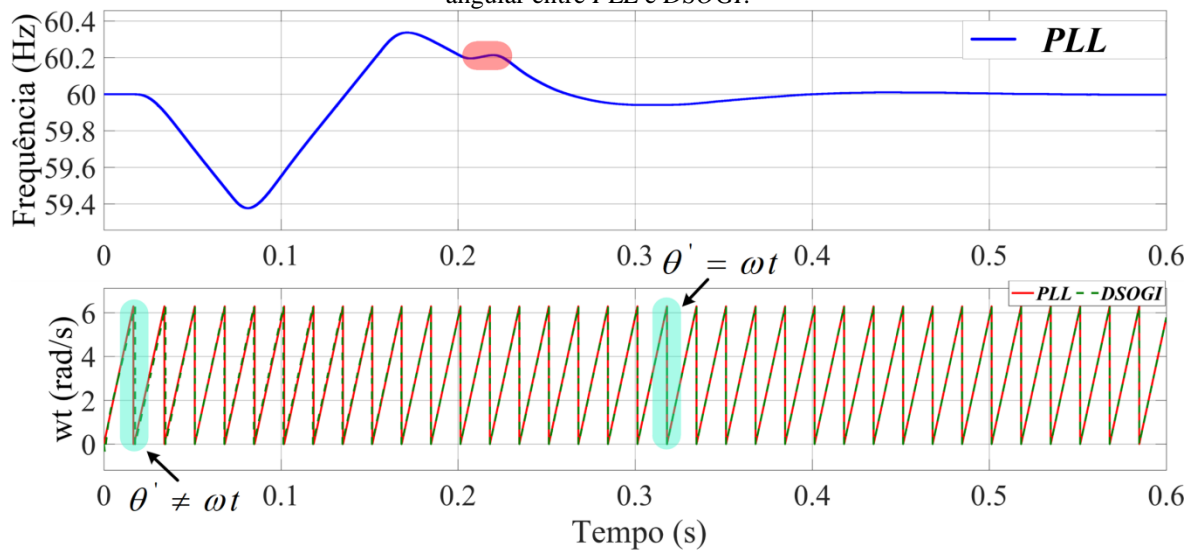
3.5 *PLL* de tensão

O circuito *PLL* (*Phase Locked Loop*) é utilizado para obter o ângulo da tensão da rede, e através dele sincronizar o sinal de controle com a rede. A técnica busca continuamente rastrear a fase do sinal de entrada, (Gupta, 1975).

O *PLL* é uma técnica usual para efetuar o sincronismo do sistema de potência com as técnicas de controle, porém na presença de conteúdo harmônico o *PLL* pode encontrar dificuldades para convergir. Assim, foi implementado o *DSOGI-PLL* (característica de filtro harmônico) para efeito de comparação com o *PLL* do Simulink®.

Compara-se na Figura 3.10 a resposta do *PLL* (ωt) com a resposta do *DSOGI-PLL* (θ'). O sinal do circuito *PLL* é representado por uma linha contínua na cor vermelha, enquanto que o sinal do *DSOGI-PLL* é representado pela linha tracejada de cor verde. Percebe-se uma ligeira diferença de sincronia dos sinais nos instantes iniciais e, feita a análise após o degrau de corrente em 0,2 s, constata-se que os sinais são iguais quanto ao sincronismo alcançado. Este dado é importante e justifica o uso do circuito *PLL* mesmo com a rede poluída de harmônicos, uma vez que os ensaios são realizados por um tempo bem maior que o de estabilização do *PLL*. Outros resultados complementares podem ser vistos no Apêndice E. O *DSOGI-PLL* pode ser explorado em trabalhos futuros pela injeção de harmônicos de elevada ordem.

Figura 3.10- Frequência do sistema obtida através do *PLL* de tensão (superior) e comparativo de frequência angular entre *PLL* e *DSOGI*.

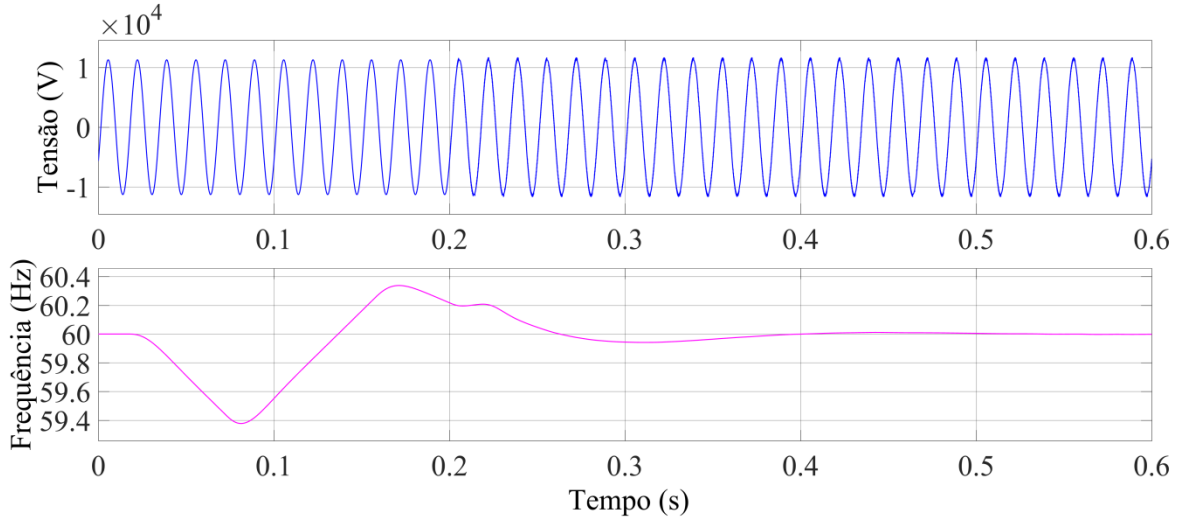


O sincronismo nos testes foi alcançado utilizando como sinal de entrada do *PLL* as tensões v_a , v_b e v_c medidas no lado AT do transformador em teste. O erro de fase foi calculado automaticamente em função dos sinais de entrada.

Os parâmetros principais de configuração do *PLL* para a simulação no Simulink foram os valores iniciais de ângulo de referência e frequência, ajustados em 0° e 60 Hz, respectivamente. O tempo de amostragem utilizado foi de $5\mu\text{s}$, o mesmo adotado na simulação.

A Figura 3.11 mostra dois sinais: o primeiro corresponde à tensão da fase a (superior) no lado AT para alimentar o circuito do *PLL*, o segundo refere-se à frequência do sistema obtido do *PLL* (inferior), o qual converge para a frequência fundamental de 60 Hz.

Figura 3.11 - Sinal de tensão (superior, 10 kV/div) da fase a aplicada no *PLL*, e frequência (inferior) de sincronismo do sistema obtida do *PLL*. Eixo horizontal: 100 ms/div.



A Figura 3.12 traz a estrutura dos circuitos *PLL* e *DSOGI*. Em (a) o *SRF-PLL* convencional traduz o vetor de tensão trifásico do referencial natural abc para o quadro de referência rotativo dq usando a transformação de Park T_{θ} . A posição angular de referencial dq é controlada pela realimentação em *loop* que regula a componente q para zero.

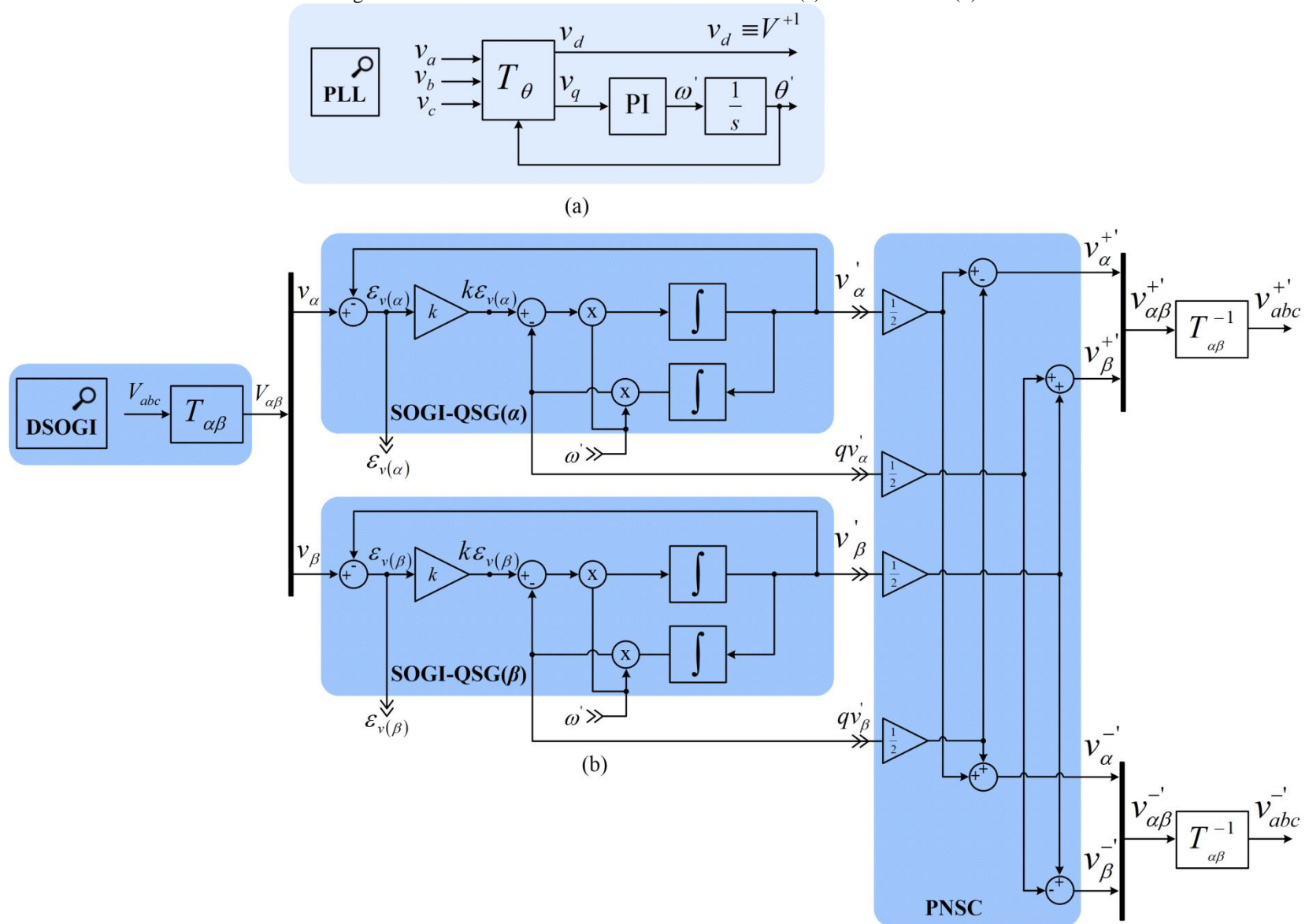
Na estrutura (b) é apresentado o *DSOGI* (Teodorescu, 2011). Como observado, dois *SOGI-QSGs* são responsáveis por gerar os sinais de eixo direto e de quadratura para as componentes α e β de entrada, ou seja, v'_{α} , v'_{β} , qv'_{α} e qv'_{β} , respectivamente. Esses sinais são fornecidos como entrada do bloco de cálculo de sequência positiva e negativa (*PNSC*), que calcula as componentes de sequência no referencial $\alpha\beta$ de acordo com as equações (3.13) e (3.14), (Teodorescu, 2011):

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta^+}]v_{\alpha\beta}; [T_{\alpha\beta^+}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$v_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta^-}]v_{\alpha\beta}; [T_{\alpha\beta^-}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Onde $q = e^{-j\pi/2}$ é o operador de defasamento angular atrasado de 90° e aplicado no domínio do tempo para obter uma versão em quadratura das formas de onda de entrada.

Figura 3.12 – Detalhe das estruturas dos circuitos *PLL* (a) versus *DSOGI* (b).

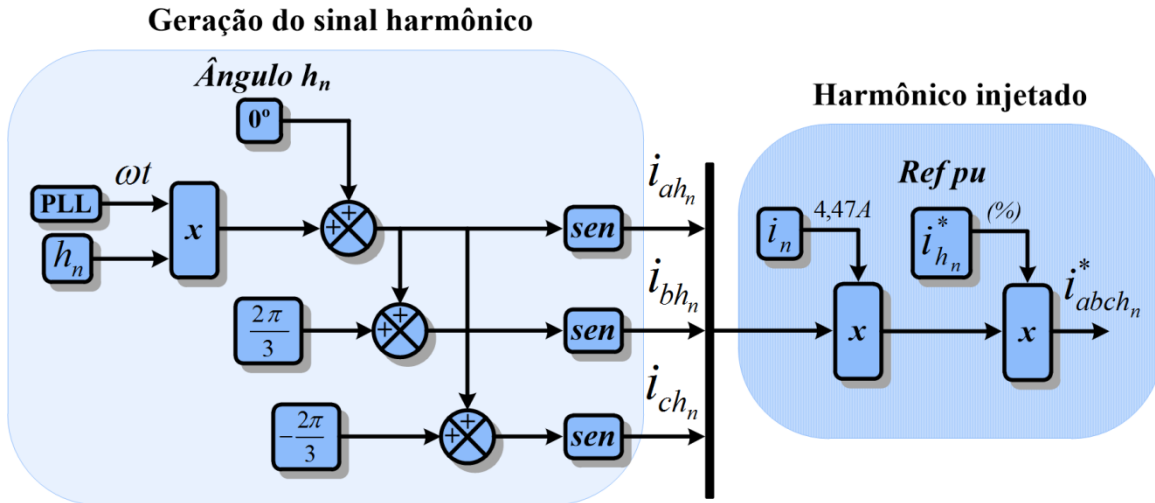


3.6 Injeção de harmônicos

Com o crescente desenvolvimento da eletrônica de potência, o uso de conversores eletrônicos atingiu um alto nível de inserção nos sistemas elétricos. Suas vantagens, entretanto, não permitem ignorar aspectos negativos, como questões de eficiência energética decorrente de perdas na comutação do conversor. Outra desvantagem corresponde à presença de distorções harmônicas produzidas pelo próprio conversor, ou ainda por meio de cargas não lineares, (SANTOS, 2016).

Para testes com distorções harmônicas, optou-se por reproduzir tal característica não linear forçando a circulação de corrente harmônica no *TUT*. O diagrama de blocos da Figura 3.13 ilustra como os harmônicos são produzidos e injetados no sistema. Na geração do sinal, define-se a ordem do harmônico em h_n com frequência angular ωt obtido do *PLL* de tensão. Estabelecido o sinal trifásico harmônico de corrente ($i_{ah_n}, i_{bh_n}, i_{ch_n}$), injeta-se a corrente harmônica de referência $i_{abch_n}^*$ baseado na corrente nominal i_n e no percentual desejado qualquer em pu. A corrente harmônica gerada é aplicada no diagrama de blocos da estratégia de controle, a qual multiplicada pela reatância indutiva X_{Ln} resulta nas tensões v_{ah}^*, v_{bh}^* e v_{ch}^* .

Figura 3.13 – Diagrama de blocos de gerador para injeção de harmônicos de corrente.



As tensões v_{ah}^*, v_{bh}^* e v_{ch}^* são obtidas pela multiplicação do harmônico específico de corrente $i_{abch_n}^*$ pela reatância indutiva X_{Ln} , de acordo com as equações (3.15), (3.16) e (3.17):

$$X_L = 2 \times \pi \times f \times L_T \times h_n \quad (3.15)$$

Onde, X_L corresponde à reatância harmônica do sistema com o transformador TUT devido à sua indutância L_T , f representa a frequência fundamental do sistema, e h_n a ordem do harmônico escolhido.

O conjunto de equações (3.16) define o nível de harmônico de corrente de referência aplicado em cada fase ($i_{ah_n}^*$, $i_{bh_n}^*$, $i_{ch_n}^*$), resultante do produto da corrente nominal imposta no TUT pelo valor do harmônico de corrente em pu $i_{h_n}^*$.

$$\begin{aligned} i_{ah_n}^* &= i_n \times i_{h_n}^* \\ i_{bh_n}^* &= i_n \times i_{h_n}^* \\ i_{ch_n}^* &= i_n \times i_{h_n}^* \end{aligned} \quad (3.16)$$

O conjunto de equações (3.17) resulta na tensão harmônica originada do harmônico de corrente e adicionada em cada fase:

$$\begin{aligned} v_{ah_n}^* &= X_L \times i_{ah_n}^* \\ v_{bh_n}^* &= X_L \times i_{bh_n}^* \\ v_{ch_n}^* &= X_L \times i_{ch_n}^* \end{aligned} \quad (3.17)$$

3.7 Considerações Finais

Pode-se destacar que a definição do melhor ponto de conexão do conversor corresponde ao ramo de alta tensão (AT) do sistema proposto. Justifica-se em função de poder realizar os trabalhos com corrente nominal de menor ordem, oferecendo menor custo operacional com equipamentos e mantendo a condição de segurança em níveis razoáveis. Outro aspecto que contribuiu favorável à definição apresentada corresponde à questão da facilidade de se ter disponível a baixa tensão (BT) para a representação da rede elétrica do sistema.

A tensão a ser imposta pela fonte de tensão em série com a conexão é facilmente calculada aplicando a LKT ao circuito série simplificado com impedância dos transformadores vistas no lado de conexão. Assim, no sistema a simular, obteve-se a

estimativa inicial do valor de tensão a ser gerada e aplicada em série (V_{VSI}) com o *TUT* de 792 V, necessária para impor a corrente emulada de determinado perfil de carga a ser definido.

O controle do conversor foi realizado através da corrente imposta utilizando as malhas de corrente i_d^* e i_q^* convertidas em tensões de modulação por meio da transformação v_{dq}^*/v_{abc}^* .

Os circuitos de rastreamento de fase *PLL* e *DSOGI* foram implementados e comparados em especial ao caso de injeção de harmônicos, o qual constatou-se o desempenho adequado do *PLL*.

Para testes realistas em condições não lineares foi implementado o gerador de sinal harmônico que se mostrou efetivo para a avaliação da resposta do sistema frente às distorções harmônicas.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NO MATLAB[®]/SIMULINK[®]

4.1 Considerações iniciais

Este capítulo apresenta, na seção 4.2, os resultados de simulação do sistema de teste do TUT com conversor CC-CA, mostrado na Figura 3.5, obtidos a partir do *software* Matlab/Simulink.

Foi considerado o carregamento do transformador de potência sob teste (*TUT*) de acordo com o fator de potência desejado, que ocorre por meio do controle da corrente de eixo direto (i_d) e corrente de eixo de quadratura (i_q) baseado em valores de referência. Os resultados são apresentados através da simulação de cenários emulados que representam diferentes perfis de carga submetidos ao *TUT* para os fatores de potência unitário, 0,85 e 0,7, com características indutiva e capacitiva. O nível de potência aplicado no *TUT* acima e abaixo do valor nominal representa outro quesito do ensaio e variou até 1,15 pu.

Foi também analisada a capacidade do sistema operar o transformador *TUT* com a injeção de harmônicos para condição de carga não linear.

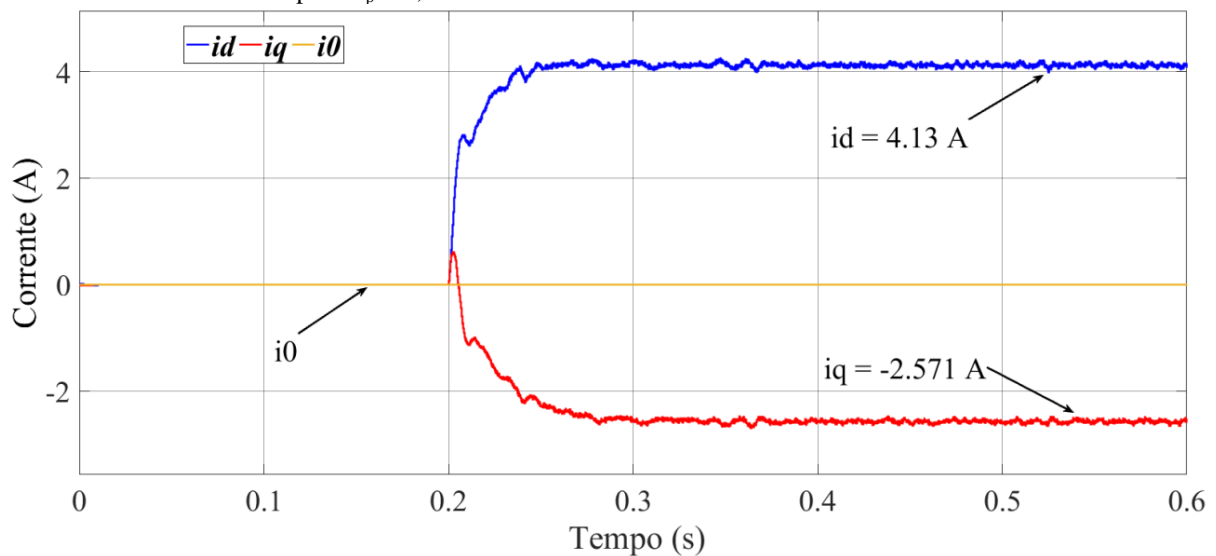
Em relação à medição dos parâmetros, considerou-se em um ciclo de sinal amostrado o tempo de amostragem de 50 μ s, conseqüentemente o número de 333 amostras por ciclo para o cálculo dos resultados. O sistema inicialmente opera flutuando, e aplica-se, em todas as simulações, um sinal de degrau de corrente em 0,2 s para observar o efeito de transitório no sistema.

4.2 Cenário de teste 1

Os resultados obtidos neste cenário correspondem ao sistema com $F_p = 0,85$ indutivo, e 1,1 pu de potência, sem harmônicos. Nesta configuração significa aplicar as correntes de referência $i_d^* = 4,13 \text{ A}$ e $i_q^* = -2,57 \text{ A}$.

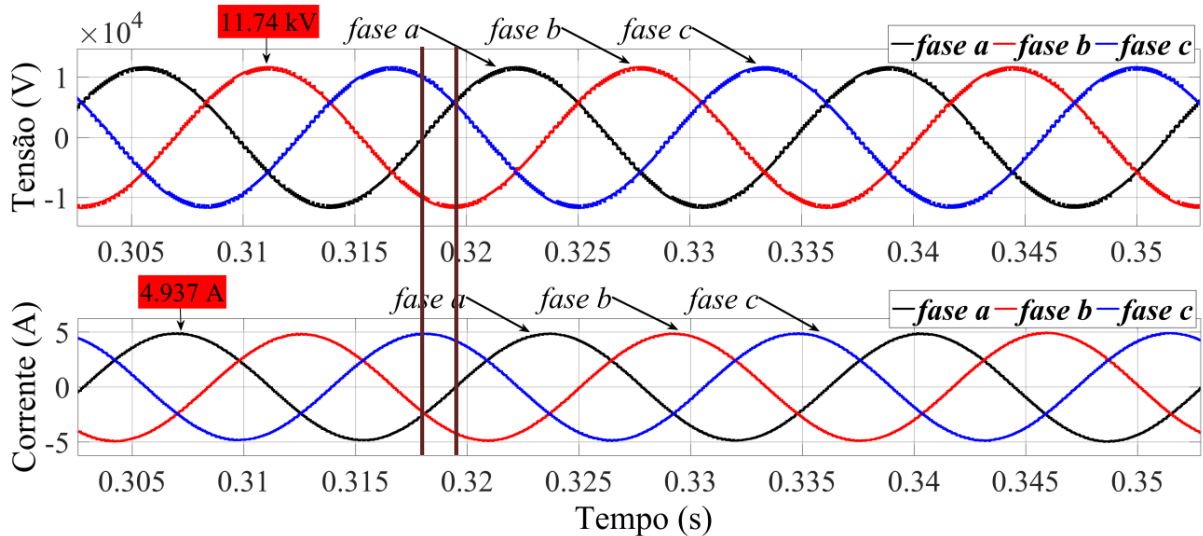
A Figura 4.1 mostra as correntes i_d (4,13 A) e i_q (-2,57 A) após 0,2 s, iguais aos valores de referência. O erro dos valores obtidos tende a zero e pode ser observado no Apêndice F.

Figura 4.1 – Corrente de eixo direto (azul) e corrente de eixo de quadratura (vermelho) medida na AT do sistema para $F_p = 0,85$. Eixo Vertical: 2A/div. Eixo horizontal: 100ms/div.



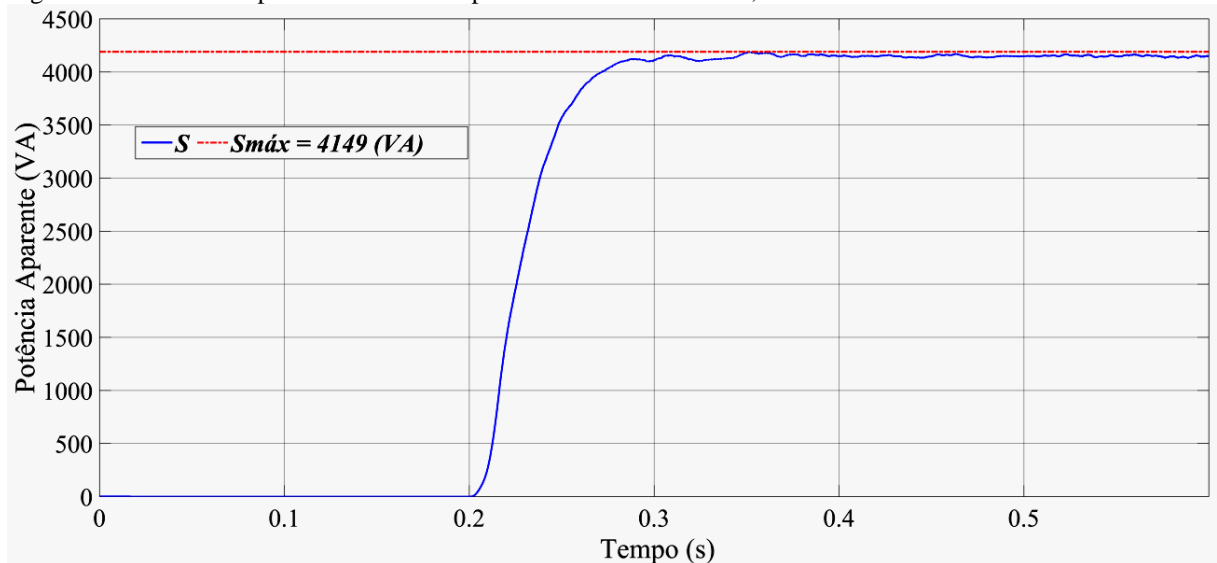
A Figura 4.2 mostra a tensão e a corrente medida na entrada do *TUT*, após o sistema se encontrar em regime. Duas linhas verticais na cor marrom indicam a passagem da tensão e corrente por zero com uma diferença de tempo igual a 1,5 ms. Pelo Δt entre tensão e corrente é obtido o ângulo de 31° na fase “a”, confirmando o $F_p = 0,85$ indutivo. Nesta condição de sobrecarga, tensão e corrente atingem 11,74 kV e 4,937 A, respectivamente, demonstrando a operação do sistema acima da potência nominal de 75 kVA.

Figura 4.2–Tensão (superior, 10 kV/div) e corrente (superior, 5A/div) impostos ao *TUT*, $F_p = 0,85$ indutivo. Eixo horizontal: 5 ms/div.

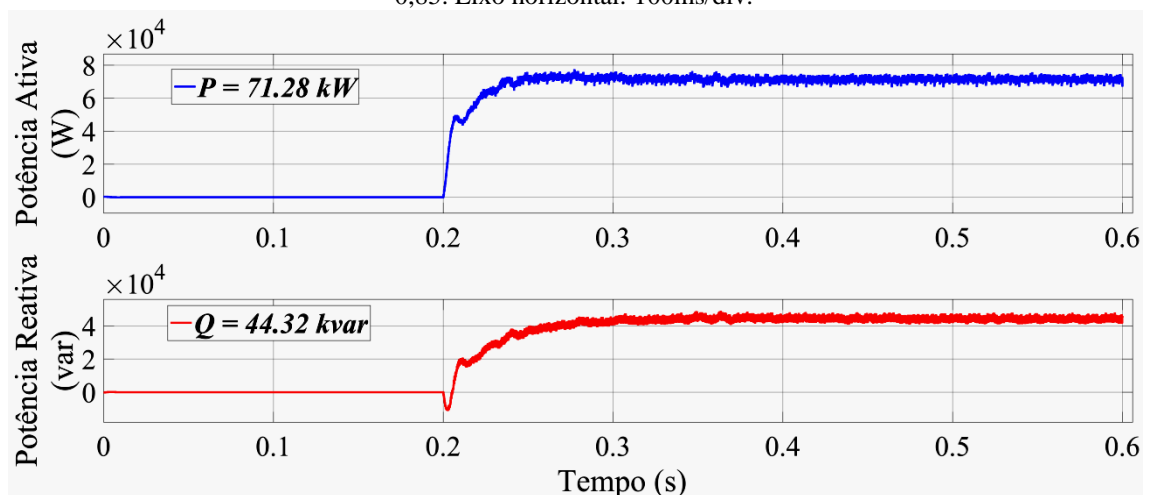


A Figura 4.3 mostra a potência aparente trifásica obtida na saída do conversor de potência para o $F_p = 0,85$. Observa-se que o valor obtido da componente CC da potência aparente S , igual a 4,149 kVA, corresponde a um valor fracionário de potência se comparado com os 75 kVA de potência nominal de carregamento do *TUT*.

Este resultado representa a principal vantagem deste trabalho para o ensaio de transformadores de potência em carga, em relação à implementada em SOUSA et al. (2010). Se antes o carregamento do transformador de potência de 75 kVA requeria um conversor Back-to-Back com os mesmos 75 kVA, agora, o mesmo transformador pode ser ensaiado com um simples conversor de potência menor que 5 kVA.

Figura 4.3 - Potência Aparente S fornecida pelo inversor no cenário 1, 500 VA/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.

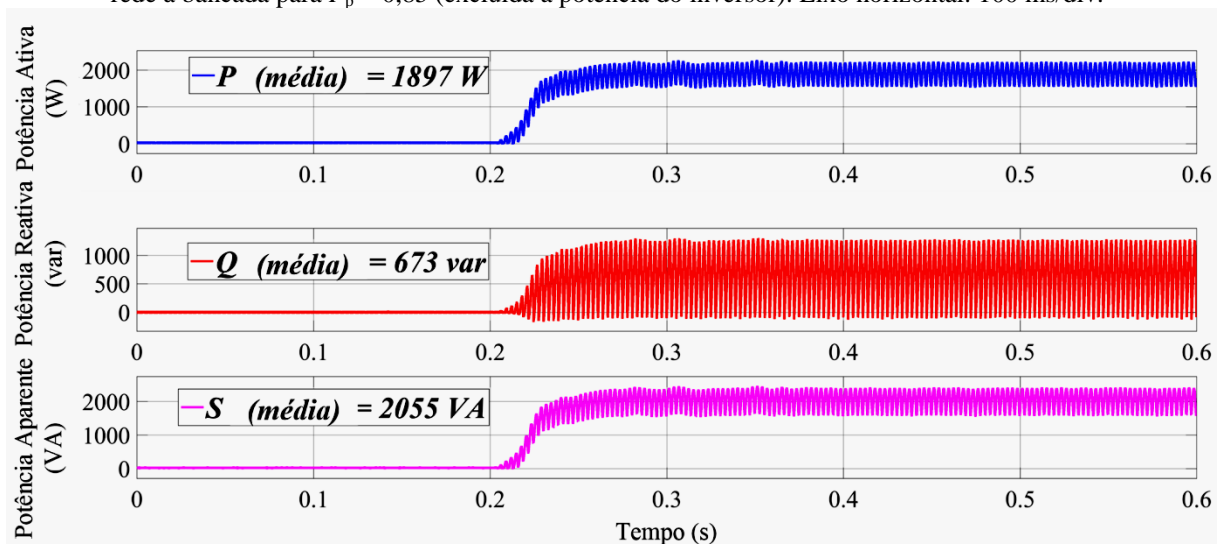
A Figura 4.4 apresenta a potência ativa (superior) e a potência reativa (inferior) que circulam pelo TUT após degrau em $t = 0,2$ s. Observa-se após o transitório nos sinais de potência o valor de 71,28 kW de potência ativa e o valor de 44,32 kvar de potência reativa. Comparando os valores obtidos apresentados com os valores calculados de 70,1 kW e 43 kvar de potência ativa e reativa, respectivamente, percebe-se uma diferença muito pequena entre os resultados. O *ripple* visível nos sinais de potência é proveniente da frequência de chaveamento do inversor PWM , que é de 5 kHz.

Figura 4.4 - Potências P (superior, 20 kW/div) e Q (inferior, 2 kvar/div) que circulam no transformador com $F_p = 0,85$. Eixo horizontal: 100ms/div.

A Figura 4.5 mostra a potência ativa P (superior), reativa Q (central) e aparente (inferior) fornecida pela rede, de característica pulsante em função da corrente na entrada do conversor retificador. O valor da componente CC de P foi de 1897 W e de Q em torno de 673var, resultando uma potência aparente S igual a 2055 VA. O valor obtido de S alimenta as perdas nos cinco transformadores do sistema, além das perdas decorrentes do chaveamento do inversor PWM .

A partir disso é possível concluir que o consumo de energia proveniente da rede é muito pequeno, confirmando a característica regenerativa de energia da bancada. Na análise de um fator de potência específico, as potências que fluem no sentido rede-bancada se mantêm similares, demonstrando uma característica de regeneração de energia independente do fator de potência considerado.

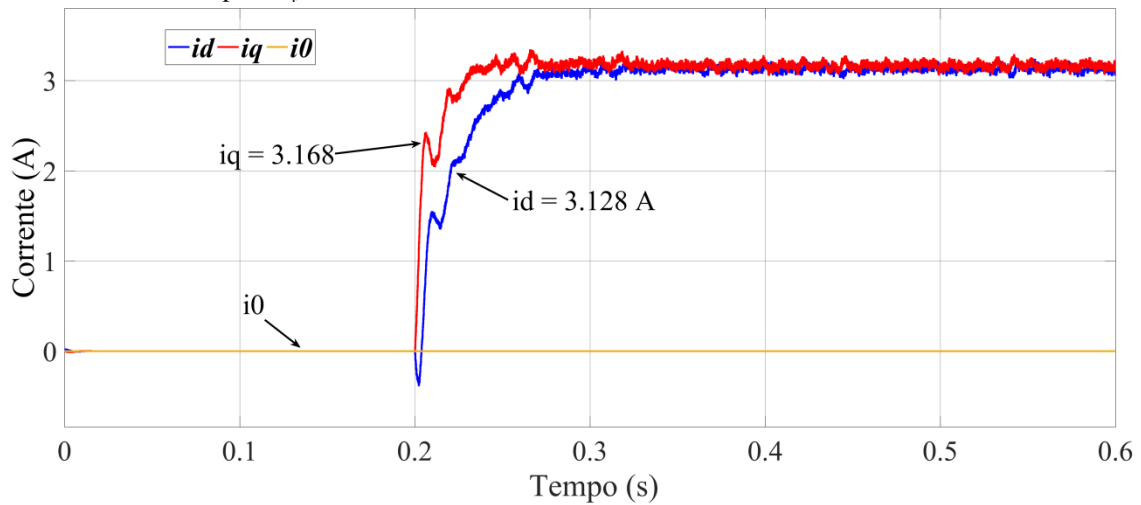
Figura 4.5 - Potências P (superior, 1kW/div), Q (central, 0,5 kvar/div) e S (inferior, 1 kVA/div) fornecida pela rede à bancada para $F_p = 0,85$ (excluída a potência do inversor). Eixo horizontal: 100 ms/div.



4.3 Cenário de teste 2

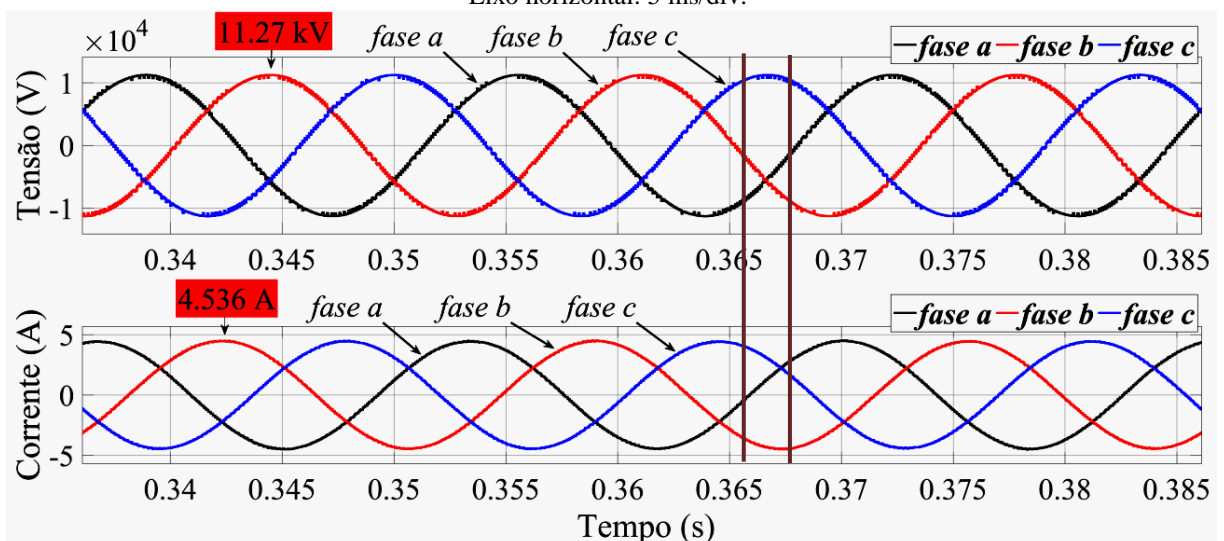
O cenário 2 de ensaio é configurado para 1,0 pu de potência e $F_p = 0,7$ capacitivo. Nesta configuração significa aplicar as correntes de referência $i_d^* = 3,13 \text{ A}$ e $i_q^* = 3,17 \text{ A}$. A Figura 4.6 mostra as correntes obtidas $i_d = 3.128 \text{ A}$ e $i_q = 3.168 \text{ A}$, após 0,2 s. Os valores medidos são coerentes com os valores de referência.

Figura 4.6 – Corrente de eixo direto (azul) e corrente de eixo de quadratura (vermelho) medida na AT do sistema para $F_p = 0,7$. Eixo vertical: 1A/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.



A Figura 4.7 mostra a corrente no tempo, adiantada da tensão na entrada do *TUT*. As linhas verticais de cor marrom mostram o intervalo de tempo de aproximadamente 2 ms entre a passagem da corrente (4,536 A) e tensão (11,27 kV) por zero. Assim, é possível confirmar o fator de potência 0,7 capacitivo com a diferença de fase medida de aproximadamente 44° relativo à fase a.

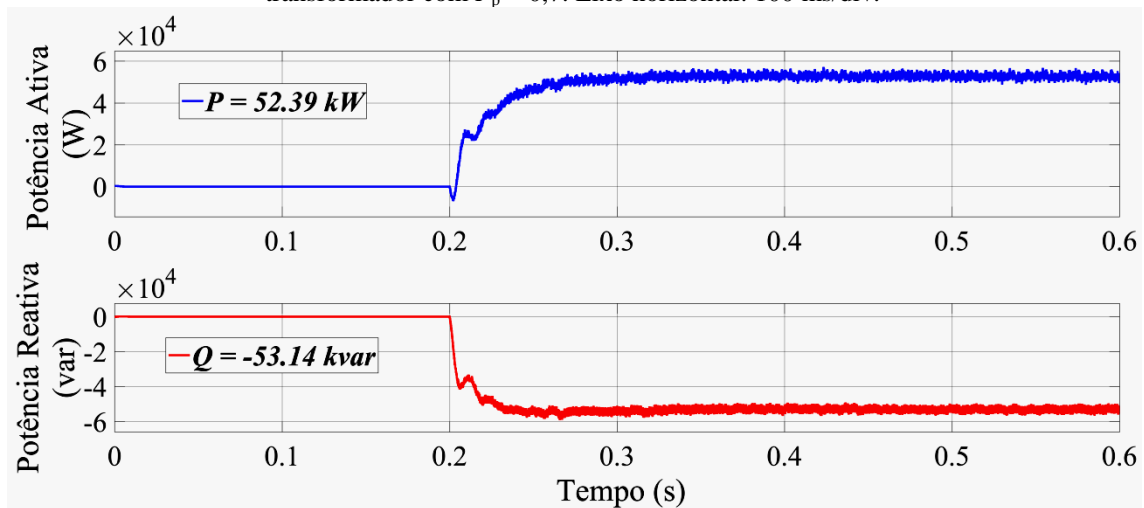
Figura 4.7 - Tensão (superior, 10 kV/div) e corrente (inferior, 5 A/div) impostos ao *TUT*, $F_p = 0,7$ capacitivo. Eixo horizontal: 5 ms/div.



A Figura 4.8 mostra a potência ativa e reativa circulando pelo *TUT* após o degrau de corrente em 0,2 s. A potência ativa obtida foi de 52,39 kW para o nível de carga definida, próximo do valor calculado de 52,5 kW. A potência reativa obtida foi de -53,14 kvar e a

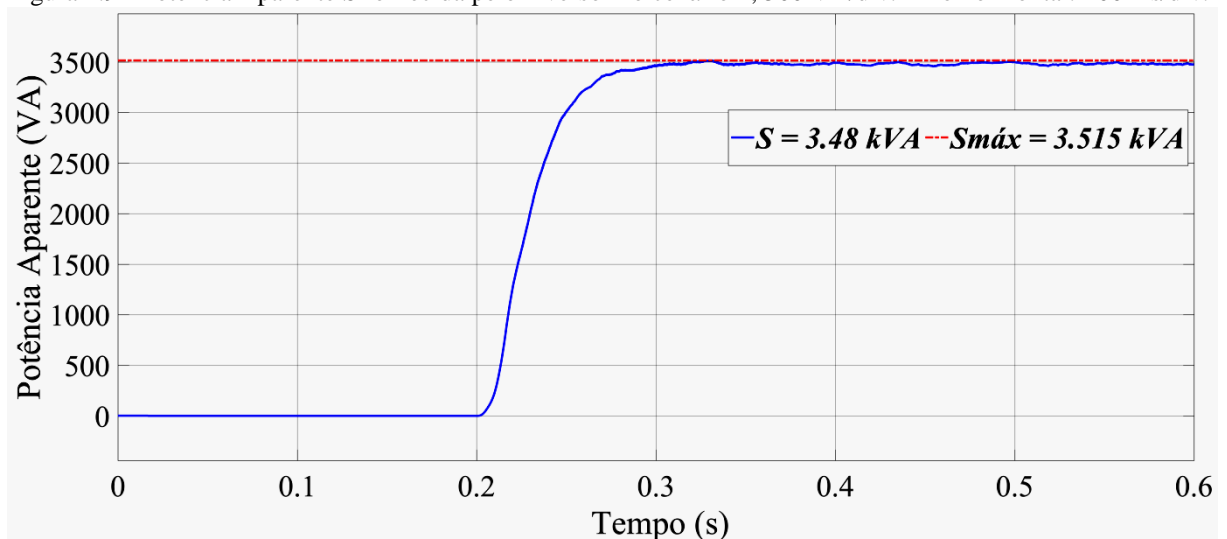
calculada de 53,2 kvar. O sinal negativo de Q indica fator de potência capacitivo. O valor de potência aparente S resultante obtido foi de 74,6 kVA, próximo do valor nominal de 75 kVA do *TUT*.

Figura 4.8 - Potência ativa (superior, 20 kW/div) e potência reativa (inferior, 20 kvar/div) que circula no transformador com $F_p = 0,7$. Eixo horizontal: 100 ms/div.



A Figura 4.9 mostra a potência aparente trifásica obtida na saída do conversor de potência para o $F_p = 0,7$. A componente CC da potência aparente S igual a 3,48 kVA repete o valor fracionário de potência quando comparado com os 75 kVA nominal do transformador *TUT*, reafirmando o principal resultado obtido.

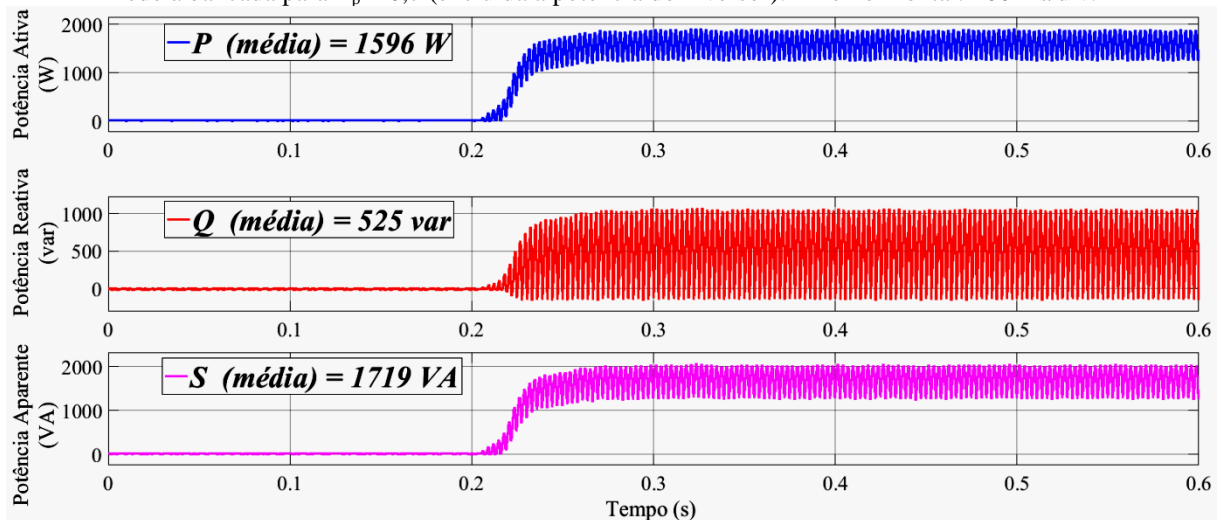
Figura 4.9 - Potência Aparente S fornecida pelo inversor no cenário 2, 500 VA/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.



A Figura 4.10 mostra a potência ativa P (superior), reativa Q (central) e aparente (inferior) proveniente da rede. O valor da componente CC de P foi de 1596 W e de Q de 525 var, resultando uma potência aparente S igual a 1719 VA.

O consumo de energia proveniente da rede se mantém pequeno, confirmando a característica regenerativa de energia da bancada.

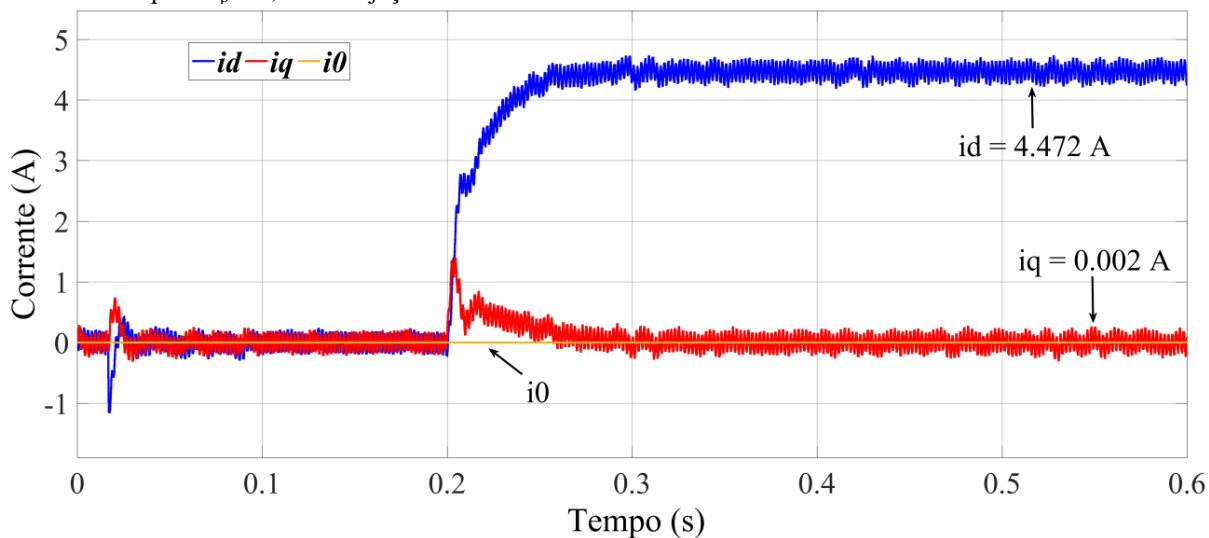
Figura 4.10 - Potências P (superior, 1kW/div), Q (central, 0,5 kvar/div) e S (inferior, 1 kVA/div) fornecida pela rede à bancada para $F_p = 0,7$ (excluída a potência do inversor). Eixo horizontal: 100 ms/div.



4.4 Cenário de teste 3

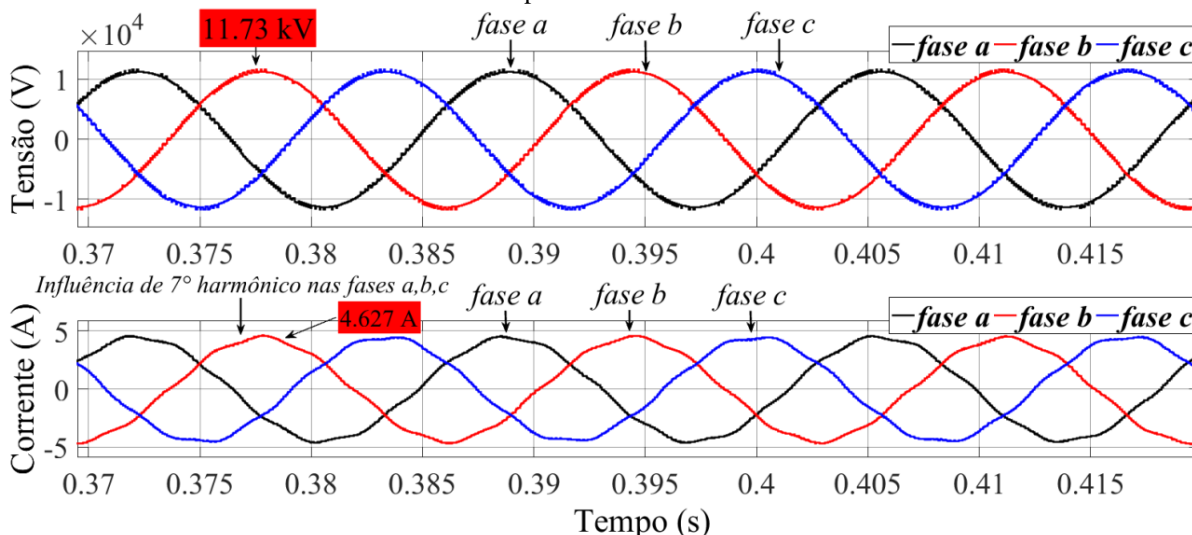
Este último cenário de teste corresponde a 1,0 pu, $F_p = 1,0$ e injeção de harmônico de corrente de 7ª ordem com amplitude de 3%. A característica de carga não linear (tensão harmônica) é somada à tensão discretizada pelo PI. Para esta configuração significa aplicar a corrente de característica fundamental $i_d^* = 4,47$ A e $i_q^* = 0$ A. A Figura 4.11 mostra as correntes obtidas $i_d = 4.472$ A e $i_q = 0.002$ A, após 0,2 s. Os valores medidos produzem erros aceitáveis como esperado. Com a injeção de harmônicos os sinais de corrente apresentam um aumento de oscilação.

Figura 4.11 - Corrente de eixo direto (azul) e corrente de eixo de quadratura (vermelho) medida na AT do sistema para $F_p = 1,0$ com injeção de harmônicos. Eixo vertical: 1A/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.



A Figura 4.12 mostra um *zoom* no sinal de tensão e corrente na entrada do *TUT*. No sinal de tensão a influência dos harmônicos é imperceptível, mas a distorção harmônica observada no sinal de corrente fica evidenciada. A tensão e corrente obtidas foram de 11,73 kV e 4,627 A, respectivamente.

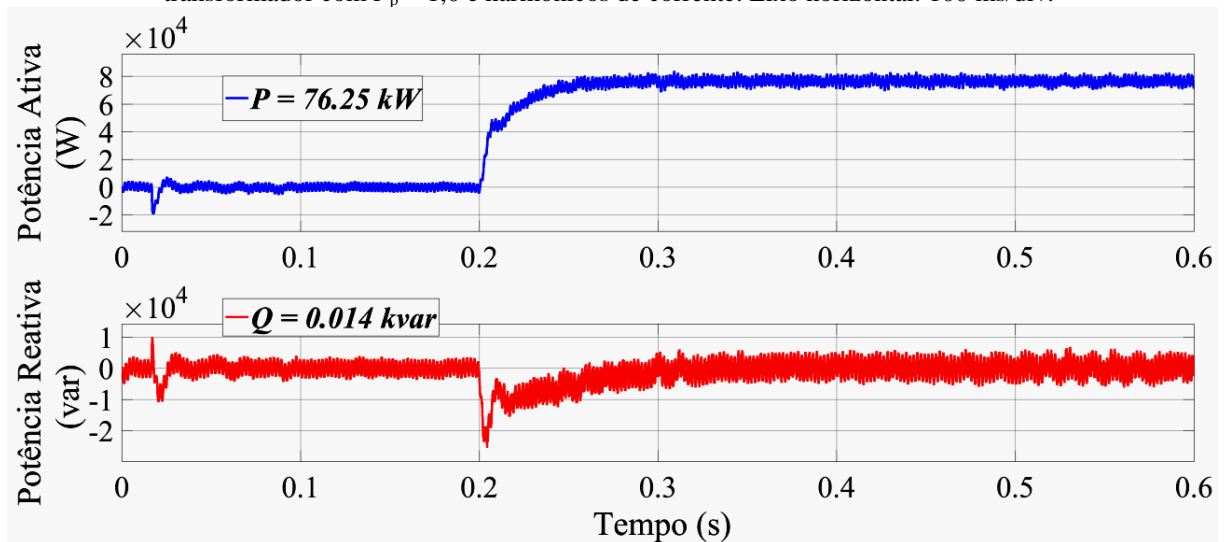
Figura 4.12–Tensão (superior, 10 kV/div) e corrente (inferior, 5 A/div) no *TUT* com injeção de harmônico de corrente de 7ª ordem e amplitude de 3%. Eixo horizontal: 5 ms/div.



A Figura 4.13 mostra a potência ativa e reativa circulando pelo *TUT* após o degrau de corrente em 0,2 s. A potência ativa obtida foi de 76,25 kW, próximo do valor nominal de 75

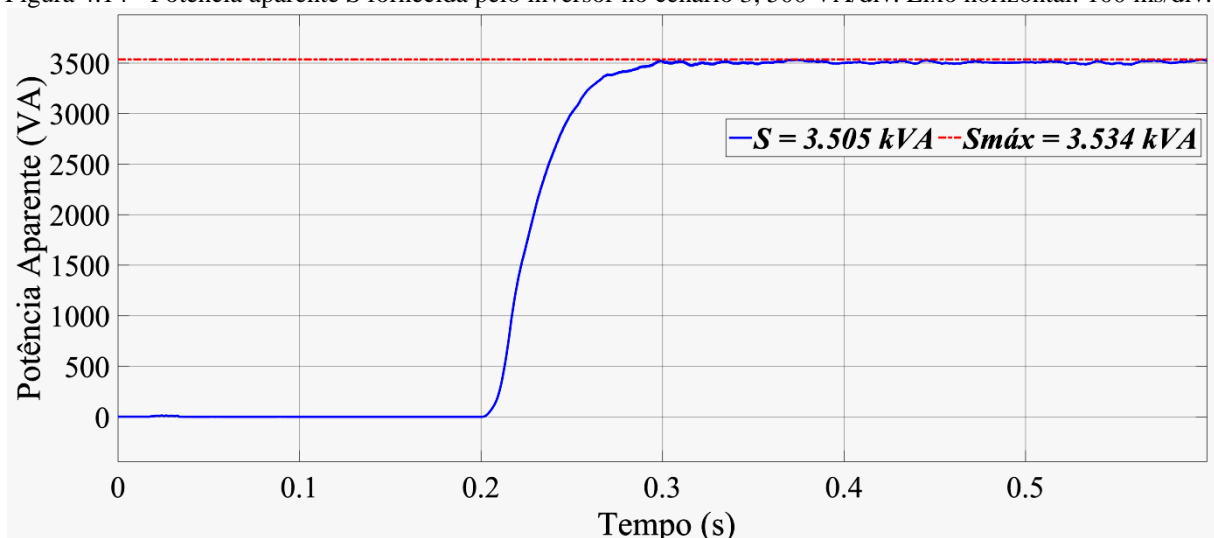
kW. A potência reativa obtida foi de 0,014 kvar, que se justifica em função do fator de potência unitário.

Figura 4.13 - Potência ativa (superior, 20 kW/div) e potência reativa (inferior, 20 kvar/div) que circula no transformador com $F_p = 1,0$ e harmônicos de corrente. Eixo horizontal: 100 ms/div.



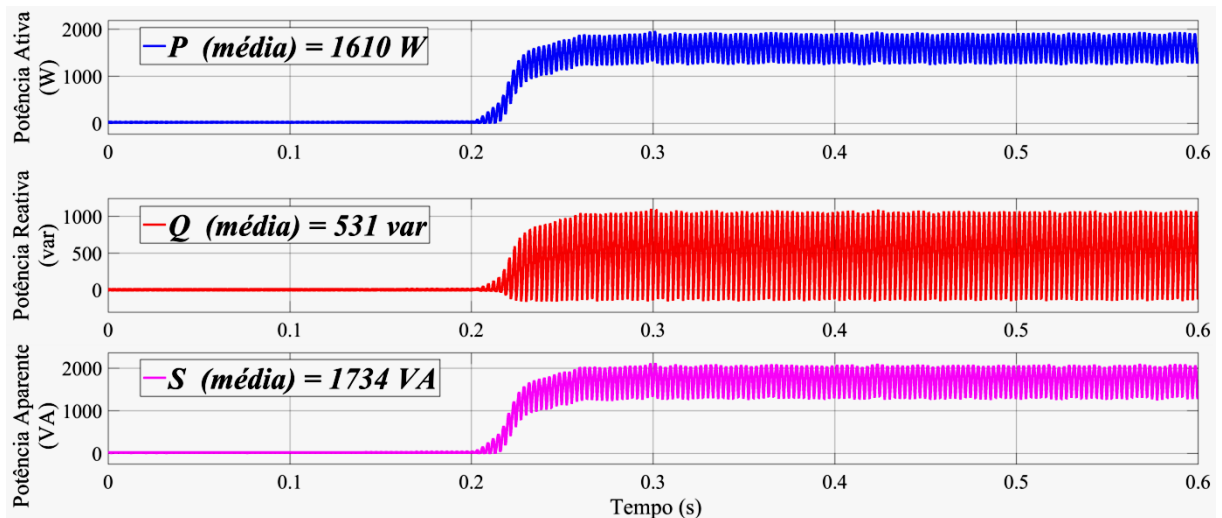
A Figura 4.14 mostra a potência aparente trifásica obtida na saída do conversor de potência para o $F_p = 1,0$ com circulação de harmônicos. A componente CC da potência aparente S igual a 3,505 kVA novamente confirma o valor fracionário de potência, ratificando o principal resultado deste trabalho. O valor máximo de S obtido foi de 3,534 kVA.

Figura 4.14 - Potência aparente S fornecida pelo inversor no cenário 3, 500 VA/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.



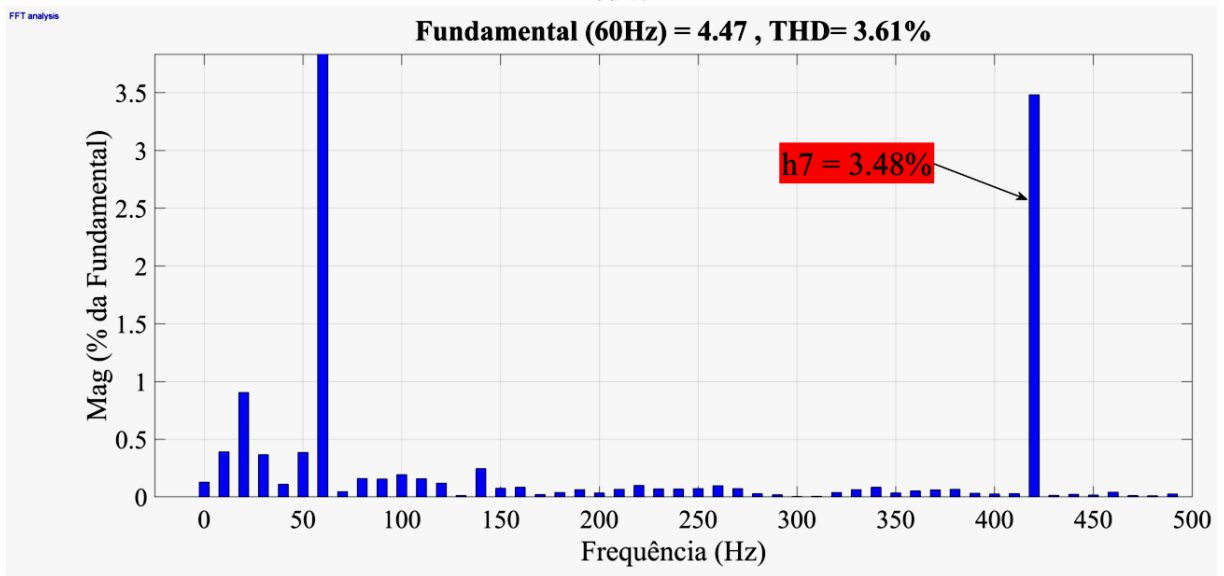
A Figura 4.15 mostra a potência ativa P (superior), reativa Q (central) e aparente (inferior) proveniente da rede. O valor da componente CC de P foi de 1610 W e de Q de 531 var, resultando numa potência aparente S igual a 1734 VA. Assim, confirma-se mais uma vez o baixo consumo de potência da rede para o sistema proposto.

Figura 4.15 - Potências P (superior, 1kW/div), Q (central, 0,5 kvar/div) e S (inferior, 1 kVA/div) fornecida pela rede à bancada para $F_p = 1,0$ com circulação de harmônico (excluída a potência do inversor). Eixo horizontal: 100 ms/div.



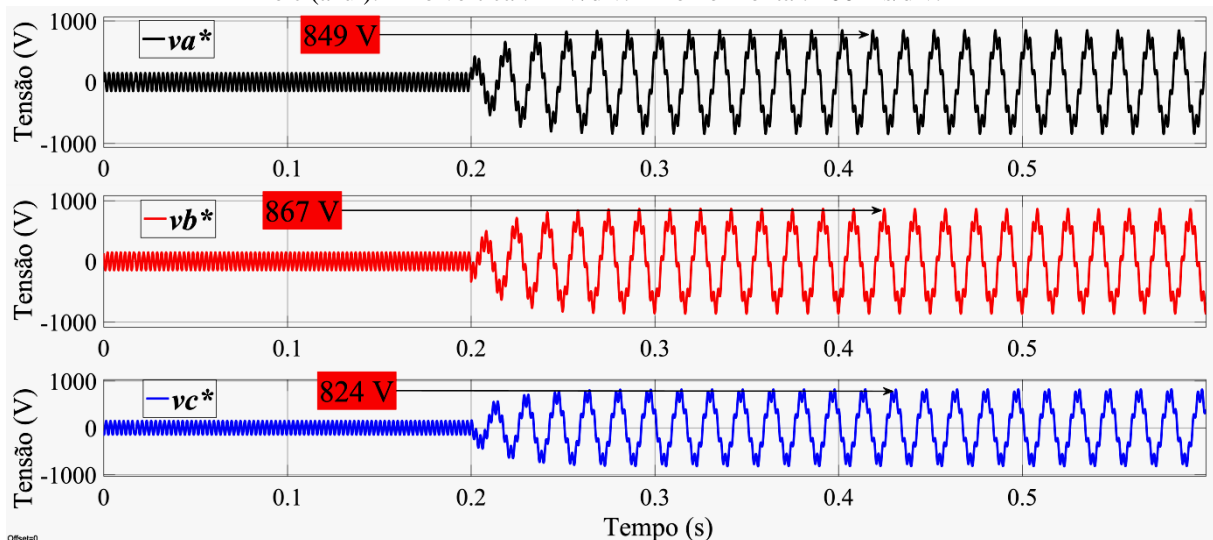
A figura 4.16 mostra o espectro harmônico de corrente no TUT . É observado o harmônico de 7ª ordem com percentual de 3,48% em relação à magnitude da frequência fundamental (4,47 A), com THD de 3,61%. Assim, o percentual de 3% referente o harmônico de 7ª ordem é confirmado.

Figura 4.16 - Espectro harmônico de corrente na AT do TUT. Eixo vertical: 0,5%/div. Eixo horizontal: 50 Hz/div.



A Figura 4.17 mostra as tensões de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* somadas às tensões harmônicas de referência injetadas no sistema.

Figura 4.17 - Harmônico de tensão de 7ª ordem somado à tensão de referência nas fases a (preto), b (vermelho) e c (azul). Eixo vertical: 1kV/div. Eixo horizontal: 100 ms/div.



4.5 Considerações finais

Foram analisadas as grandezas tensão (V), corrente (I), potência ativa (P), potência reativa (Q), potência aparente (S), corrente de eixo direto (i_d) e quadratura (i_q), presentes nos

transformadores, conversor e rede de alimentação, para diversos cenários de teste com fator de potência, nível de potência e injeção harmônica.

Os resultados de simulação no Matlab®/Simulink® com a nova metodologia de bancada de testes simulada mostrou principalmente que é possível ensaiar um transformador de potência de 75 kVA substituindo o conversor *Back-to-Back* de mesma potência do *TUT* anteriormente proposto por um conversor na faixa de 5 kVA, representando uma elevada redução de potência requerida.

Observou-se que P e Q drenados da rede para a bancada foram semelhantes variando o fator de potência, resultando num valor baixo de S, necessário para alimentar as perdas oriundas do chaveamento do inversor bem como dos transformadores.

Os valores de P e Q que circulam por *TUT* foram coerentes com os valores calculados. O valor de S resultante de P e Q é adequado ao valor nominal de *TUT*.

Foi possível validar a injeção de harmônicos de corrente circulando pelo *TUT* e avaliar positivamente o desempenho do sistema frente a esta característica não linear de ensaio.

5 CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Neste capítulo são apresentadas as principais questões conclusivas possíveis de se reproduzir, obtidas após a discussão dos resultados descritos no capítulo anterior desta proposta.

Com os resultados e contribuições alcançados na realização deste trabalho, serão enumeradas algumas linhas de prosseguimento para trabalhos futuros. A contribuição científica produzida pelos trabalhos realizados é também descrita.

5.1 Conclusões

1. Este trabalho de doutorado apresentou como principal contribuição científica o desenvolvimento de uma nova metodologia de bancada regenerativa de energia, substituindo a configuração usual de um conversor *Back-to-Back* que adota o mesmo nível de potência nominal do transformador trifásico em teste, (*TUT*) de 75 kVA visto em Sousa et al. (2010), por um conversor trifásico com controle *SPWM* cujo valor da potência empregada é uma fração da potência nominal do *TUT*, ou seja, inferior à 5 kVA, permitindo uma redução sensível de potência empregada e mantendo o mesmo desempenho nos testes do *TUT*.
2. Foi detalhada a análise e simulação da bancada capaz de realizar ensaios em transformadores trifásicos com carga, permitindo antes mesmo de sua aplicação prever possíveis problemas operacionais ou ainda analisar aspectos quanto ao desempenho e eficiência energética da bancada.
3. Verificou-se que, com a utilização do controlador PI, se consegue impor as correntes ativa e reativa desejadas ao transformador que está sendo ensaiado. Como referência para essas correntes adota-se o ângulo de evolução da tensão da fase a, obtida através de um *PLL*.
4. As simulações confirmaram que através da imposição dos valores de referência das correntes de eixo direto i_d^* e de quadratura i_q^* é possível realizar o carregamento do transformador *TUT* com potência até 1,15 pu e fator de potência indutivo ou capacitivo.

5. Foi confirmado pelos resultados que é possível usar o conversor de potência trifásico como fonte de tensão série (V_{VSI}) conectado na AT do circuito, fazendo o uso dos valores de referência de tensão de controle v_a^* , v_b^* e v_c^* .
6. Foi ratificado pelos valores de potência ativa e reativa que fluem da rede para o sistema de potência, que a nova metodologia de bancada apresentada é de mínimo consumo de potência, operando como carga regenerativa.
7. Os resultados obtidos confirmam as premissas utilizadas no desenvolvimento da abordagem, encorajando o aprimoramento e implementação do sistema em propostas futuras de trabalhos.

5.2 Trabalhos futuros

1. Validar o sistema proposto através de uma bancada experimental. Adicionalmente, discretizar o sistema de controle para a condição de carga não linear.
2. Instalação de filtro e utilização de conversor Back-to-Back na nova topologia.
3. Explorar estratégias de controle em malha fechada para tensão (V_{cc}^*) e potências (P^* e Q^*).
4. Analisar e avaliar a conexão de transformador série em pontos distintos (BT e AT) do sistema.
5. Análise considerando condições de saturação do transformador.
6. Extrapolar a abordagem apresentada para o ensaio de transformadores monofásicos e levantamento dos parâmetros dos transformadores para ensaios em condições nominais e injeção de harmônicos por fonte programável de tensão.

5.3 Contribuições científicas geradas até a defesa do doutorado

Os seguintes artigos foram publicados até a data da defesa:

1. Galvão, T., Simonetti, D. “A Low Power Setup Proposal for Power Transformer Loading Tests”. *Energies* (MDPI) ISSN 1996-1073. <https://doi.org/10.3390/en12214133>
2. Galvão, T. M., Simonetti, D. S. L. "Proposta de Conversor de Potência Parcial e o Efeito de Distorção Harmônica". *VIII Encontro Científico de Física Aplicada*, volume 4, Setembro, pp 79-84, Vitória, 2017.
3. Galvão, T. M., Simonetti D. S. L. “Proposta de Conversor de Potência Parcial para Ensaios Regenerativos de Transformadores em Carga: Análise e Simulação”. *XII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica – CBQEE*. Curitiba – PR, 2017.

REFERÊNCIAS

Adapa, R. "Flexible AC Transmission System (FACTS): System Studies to Assess FACTS Device Requirements on the Energy System." *Electric Power Research Institute*, August, pp TR-105260, 1995.

Adapa, M. H. Baker, Bohmann, L. K. C., Habashi, K., L. G., Lemay, J., Meheaban, A. S., Myers, A. K., Reeve, J., Sener, F., Torgerson, D. R., Wood, R. R.. "Proposed terms and definitions for flexible AC transmission system (FACTS)". *IEEE Transactions on Power Delivery*, October, volume 12, pp 1848-1853, 1997.

Akagi, H., Fujita, H. "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems". *IEEE Transactions on Power Delivery*, July, volume 10, pp 1570 - 1575, 1995.

ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. "Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. " *PRODIST Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica*, Janeiro, 2018.

Alcalá, J., Cárdenas, V., Miranda, H., Ramírez, J. P., Charre, S. "A three-phase back-to-back converter for reactive power compensation, current harmonic filtering and active power compensation." *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, September, pp 2371-2377, 2013.

Alvira, D., Torre, M., Bola, J., Búrdalo, U., Marquez, M., Rodriguez, M.A., Chivite, J., Hernandez, A., Alvarez, S. "The use of Synchronous Series Compensator (SSSC) for power flow control in the 220 kV Spanish Transmission Network." *CIGRE General Meeting*, Paris, France, 2010.

Ayres, C. A., Barbi, I. "A family of converters for UPS production burn-in energy recovery." *IEEE Transactions on Power Electronics*, volume 12, July, pp 615-622, 1997.

Bhattacharya, S., Frank, T. M., Divan, D. M., Banerjee, B. "Active filter system implementation". *IEEE industry Applications Magazine*, volume 4, September/October, pp 47 - 63, 1998.

Bierhoff, M. H., Fuchs, F. W. "Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation. " *Power Electronics Specialists Conference PESC 04, IEEE 35th Annual*, volume4, pp 2836 - 2842, 2004.

Blaabjerg, F., Chiarantoni, E., Dell'Aquila, A., Liserre, M., Vegura, S., "Analysis of the grid side behavior of a LCL-filter based three-phase active rectifier." *In 2003 IEEE international symposium on industrial electronics ISIE 03*, volume 2, pp 775 - 780, 2003.

Bose, B. K. "Power electronics and variable frequency drives." IEEE Press – Piscataway, N.J. 1997.

Brocker, H. W. V. D., Skudenly, H. C., Stanke, G. "Analysis and realization of a pulse width modulator based on the voltage space vectors." *IEEE Transactions on Industry Applications*, volume 24, February, pp 142 - 150, 1988.

Chu, C. L., Chen, J. F., "Self-load bank for UPS testing by circulating current method." *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, volume 141, July, pp 191-196, 1994.

Grainer, J. J., Stevenson J. W. D. "Power system analysis." *New York: McGraw-Hill*, 1994.

Guerrero. J., Blaabjerg, F., Zhelev, T., Hemmes, K., Monmasson, E., Jemei, S., Comech, M., Granadino, R., Frau, J. "Distributed Generation Toward a New Energy Paradigm." *IEEE Industrial Electronics Magazine*, volume 4, pp 52-64, 2010.

Guimarães, L. F., Kawahara, L. G., Annunziato, R. C., Gules, R. "Design and implementation of an electronic load". *In Power Electronics Conference (COBEP)*, pp 1075 - 1081, 2013.

Gupta, S., Rangaswamy, V., Ruth, R. "Load bank elimination for UPS testing". *Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1990 IEEE*, pp 1040 - 1043, 1990.

Hagiwara, M., Akagi, H. "An Approach to Regulating the DC-Link Voltage of a Voltage-Source BTB System During Power Line Faults". *IEEE transactions on industry applications*, volume 41, September/October, pp 1263 – 1271, 2005.

Han, B., Bae, B., Kwak, N. “Load Simulator with Power Recovery Capability Based on Voltage Source Converter-Inverter Set”. *Power Engineering Society General Meeting*, June, pp 1-7, 24-28, 2007.

Heerdt, J. A., Coutinho, D. F., Mussa, S. A., Heldwein, M. L. “Control strategy for current harmonic programmed AC active electronic power loads.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, volume 61, pp 3810 - 3822, 2013.

Hernandez, A., Eguia, P., Torres, E., Rodríguez, M.A. “Dynamic simulation of a SSSC for power flow control during transmission network contingencies. ”*IEEE Trondheim Power Tech*, Trondheim, Norway, 2011.

Hogan, D. J., Gonzalez-Espin, F., Hayes, J. G., Foley, R., Lightbody, G., Egan, M. G., “Load and source electronic emulation using resonant current control for testing in a microgrid laboratory.” *In 2014 IEEE 5th international symposium on power electronics for distributed generation systems (PEDG)*, pp 1 - 7, 2014.

IEC 60076. “Power transformers - Part 1: General. ”*International Electrotechnical Commission – IEC*, 2000.

IEC1000-3-2. “Part 3: Limits - Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions Electromagnetic Compatibility.” *International Electrotechnical Commission - IEC*, 1995.

IEEE Std 519. “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.” *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, New York, 1992.

IEEE C57.12.90. “Test Code for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers.” *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, March, 2016.

Jimichi, T., Fujita, H., Akagi, H. “An Approach to Eliminating DC Magnetic Flux From the Series Transformer of a Dynamic Voltage Restorer.” *IEEE Transactions on Industry Applications*, volume 44, May, pp 809 - 816, 2008.

Kanchan, R. S., Baiju, M. R., Mohapatra, K. K., Ouseph, P. P., Gopakumar, K. “Space vector PWM signal generation for multilevel inverters using only the sample amplitudes of

reference phase voltages”. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, volume 152, March, pp 297 - 309, 2005.

Kassakian, J. G., Schlecht, M. F., Verghese, G. C. “Principles of Power Electronics.” *Adisson-Wesley Publishing Company*, USA, 1991.

Klein, R. L., Paiva, A. F., Mezaroba, M., “Regenerative AC electronic load with LCL filter.” *2012 10th IEEE/IAS international conference on industry applications INDUSCON*, November, pp 1 - 7, 2012.

Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D. “Analysis of Electric Machinery and Drive Systems.” *IEEE Press - Second edition*, 2003.

Krause, P. C. “Analysis of Electric Machinery and Drive Systems.” *New York: McGraw-Hill*, p 135, 1994.

Lamartini, M. F. “Estudo e Desenvolvimento de uma Carga Eletrônica Regenerativa, Baseada em Inversor Não-Autônomo, Aplicada a Equipamento CA.” *Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Espírito Santo*, Vitória, 2006.

Li, L., Czarkowski, D., Liu, Y., Pillay, P. “Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters.” *IEEE Transactions on Industry Applications*, volume 36, February, pp 160 - 170, 2000.

Libano, F. B., Simonetti, D. S. L., Uceda, J. “An overview on hybrid active filters.” *In COBEP*, volume 1, pp 333-337, 1995.

Libano, F. B., Simonetti, D. S. L., Uceda, J. “Frequency characteristics of hybrid filter systems. ”*In Power Electronics Specialists Conference, PESC'96, 27th Annual IEEE*, volume 2, June, pp 1142-1148, 1996.

Masiello, R., Venkata, S. "Microgrids: There May Be One in Your Future [Guest Editorial]." *Power and Energy Magazine, IEEE*, volume 11, pp 14-93, 2013.

Marafão, F. P., Brandão, D. I., Gonçalves, F. A. S., Paredes, H. K. M. “Decoupled reference generator for shunt active filters using the conservative power theory.” *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, volume 24, pp 522 - 534, 2013.

Massing, J., Stefanello, M., Grundling, H., Pinheiro, H. "Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, volume 59, pp 4681-4693, 2012.

McDermid, W., Lambert, J. "Power transformer testing at Manitoba Hydro's high voltage test facility." *2012 International conference on high voltage engineering and application (ICHVE)*, pp. 92 - 94, 2012.

Mengatto, A., Zimman, F. J., Heerdt, J. A. "High current harmonic control strategy for A T-NPC interleaved AC Active Electronic Power Loads". *Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian*, December, 2015.

Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P. "Power Electronics: Converters, Applications and Design." *John Wiley & Sons*, 2003.

NBR-5356-2. "Transformador de Potência Parte 2 - Aquecimento." Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, 2007.

Novotny, D. W., Lipo, T. A. "Vector Control and Dynamics of AC Drives." *Clarendon Press Oxford, Madison WI, USA*, February, 1996.

Nussbaumer, T., Heldwein, M., Gong, G., Kolar, J., "Prediction techniques compensating delay times caused by digital control of a three-phase buck-type PWM rectifier system." *Industry Applications Conference. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, volume 2, October, pp 923-927, 2005.

Paulilo, G., Teixeira, M. D. "O Setor Elétrico - Capítulo II. Harmônicos." *Fascículo da Qualidade da Energia Elétrica*, edição 85, pp 34-42, 2013.

Perin, A. J. "Curso – Modulação PWM." *Publicação Interna, INEP/EEL/UFSC*, Florianópolis, SC, 1998.

Pierce, L. W. "An investigation of the temperature distribution incast-resin transformer windings." *IEEE Transactions on Power Deliver*, volume 7, April, pp 920-926, 1992.

Rashid, M. H. “Eletrônica de Potência – Circuitos, Dispositivos e Aplicações.” *Makron Books*, São Paulo, 1999.

Rezende, G. M., Sousa, C. V., Matos, F. F., Mendes, V. F., Cortizo, P. C., Boaventura, W. C. et al. “Simulador de Cargas Não-Lineares Regenerativo em Teste de Transformadores de Potência.” *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*, Março, pp 1583 - 1589, 2012.

Ribeiro, E.R. “Filtros Ativos Série para a Compensação de Harmônicas de Tensão.” *Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina*, 2003.

Rodriguez, J., Lai, J. S., Peng, F. Z. “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, volume 49, August, pp 724 - 738, 2002.

Rodriguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A. V., Blaabjerg, F. “New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions.” *In 37th IEEE power electronics specialists conference*, pp 1 - 7, 2006.

Roncero-Clemente, C., Milanés-Montero, M. I., Minambres, M. V. M., Romero-Cadaval, E. “Three-phase regenerative electronic load to test shunt power conditioners.” *2011 7th international conference-workshop compatibility and power electronics (CPE)*, pp 178 - 183, 2011.

Santos, K. A. G., Duarte, P. M., Ribeiro, P. F., Silveira, P. M. “The Impact of Non-Sinusoidal Voltages on the Harmonic Generation of Power Electronics Converters.” *17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, October, Belo Horizonte, Brazil, 2016.

Sousa, C. V., Matos, F. F., Mendes, V. F., Lopes, I. J., Silva, S. R., Seleme, S. I. “Regenerative PWM Source for Power Transformer Loading Tests.” *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference*, May, pp 961 -966, 2010.

Sousa, C. V., Matos, F. F., Rezende, G. M., Silva, S. R., Mendes, V. F. “Regenerative Active Electronic Load for Testing Power Transformers Under Linear and Nonlinear

Conditions.” *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, February, volume 27, pp 105 - 117, 2015.

Suul J. A., Molinas, M., Norum, L., Undeland, T. “Tuning of Control Loops for Grid Connected.” *Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International*, December, 2008.

Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., Loh, P. C. “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters.” *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, volume 153, pp 750 - 762, 2006.

Teodorescu, R., Liserre, M., Rodríguez, P. “Grid converters for photovoltaic and wind power systems.” John Wiley & Sons, Ltd., chapter 8, 2011.

Tsai, M. T. “Comparative investigation of the energy recycler for power electronics burn-in test.” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, volume 147, May, pp 192-198, 2000.

Twining, E., Holmes, D. G. “Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter.” *IEEE Transactions on Power Electronics*, volume 18, May, pp 888 - 895, 2003.

Vidal, R., Angel, M., Sautua, H. A., Iglesias, E. T., Lopez, P. E. “Real 200kVA static synchronous series compensator test bench for control strategy verification and validation using Matlab.” *IEEE Grenoble Conference*, June, 2013.

Vithayathil, J. “Power Electronics – Principles and Applications.” *McGraw-Hill, Inc.*, 1995.

Wang, C., Zou, Y., Jia, K., Li, F., Zhang, Y., She, X. “Research on the power electronic load based on repetitive controller.” *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Austin, USA*, volume 24-28, 2008.

Yiyan, H., Maosong, W. “The transformer short-circuit test and the high power laboratory in China the past, present, and future.” *Electrical Insulation Magazine*, volume 20, August, pp 14 - 19, 2004.

APÊNDICE A - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM RTDS (REAL-TIME DIGITAL SIMULATOR)

Considerações iniciais

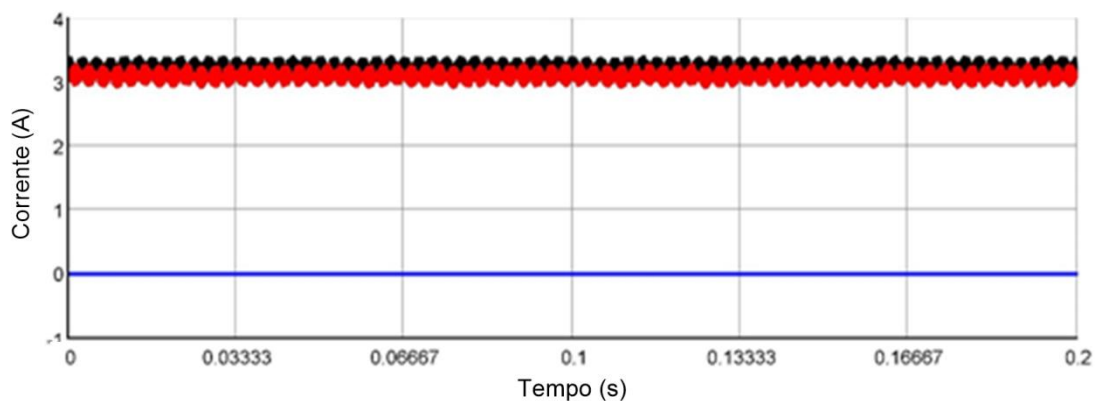
Neste apêndice são apresentados os resultados de testes já vistos no capítulo de resultados, porém empregando a plataforma *RTDS (Real-Time Digital Simulator)* por meio do ambiente de simulação *RSCAD*. Aqui, um novo cenário definido como 4 substitui o cenário 1, diferenciando-se apenas pelo nível de potência em pu.

Devido a inconsistências que ocorreram na tentativa de operar em malha fechada, foram realizados testes em malha aberta. Os valores de tensão de referência foram obtidos por simulação no Simulink e depois foram utilizados como valores de referência no *RTDS*.

Cenário 2

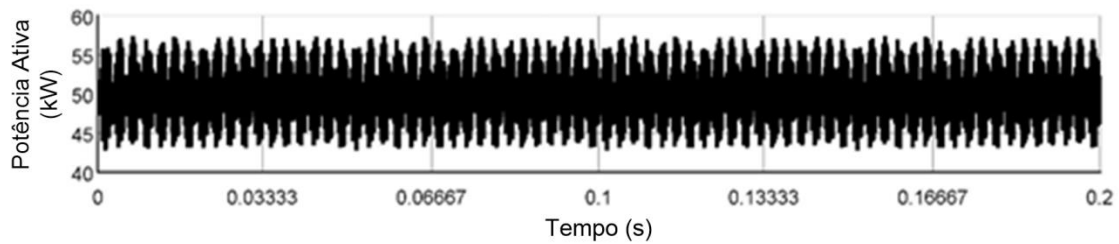
Considera-se $F_p = 0.7$ capacitivo, potência 1.0 pu e sem harmônico. A Figura A.1 mostra as correntes i_d e i_q em vermelho e preto, respectivamente. O valor de referência i_d corresponde a 3,13 A. Para a i_q , a referência é de 3,17 A. Os valores medidos estão próximos dos valores esperados. A corrente i_d obtida corresponde a 3,3 A enquanto a i_q medida foi de 3,4 A.

Figura A. 1 - Corrente de eixo direto i_d (vermelho) e corrente de eixo de quadratura i_q (preto) para $F_p = 0,7$ capacitivo. Eixo vertical: 1A/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.



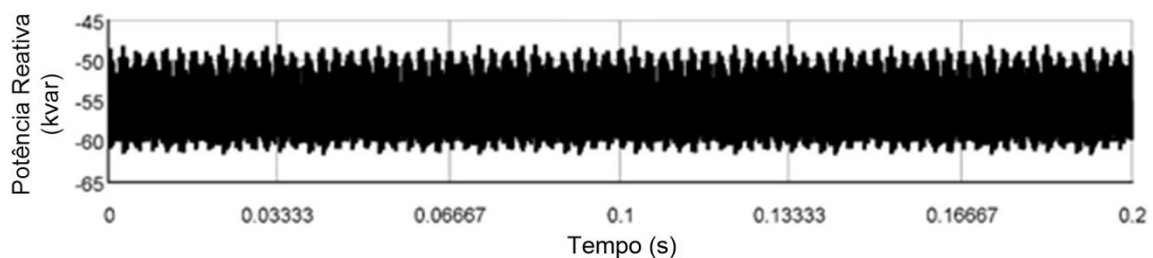
Para o fator de potência 0,7 a referência de potência ativa corresponde a 52,5 kW. O valor obtido de P foi de 51 kW, como visto na Figura A.2.

Figura A. 2- Potência ativa (P) que circula no transformador com $F_p = 0,7$ capacitivo. Eixo vertical: 5 kW/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.



No caso da potência reativa, o valor de referência corresponde a $-53,5$ kvar. A Figura A.3 mostra o valor medido para a potência Q de -55 kvar, que confirma o objetivo de carregar o transformador TUT em qualquer F_p . O sinal negativo de Q indica a característica capacitiva do sistema.

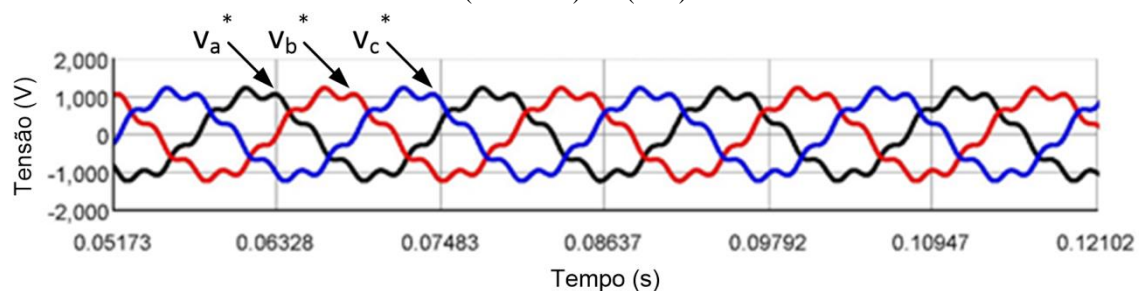
Figura A. 3 - Potência reativa (Q) que circula no transformador com $F_p=0,7$ capacitivo. Eixo vertical: 5 kvar/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.



Cenário 3

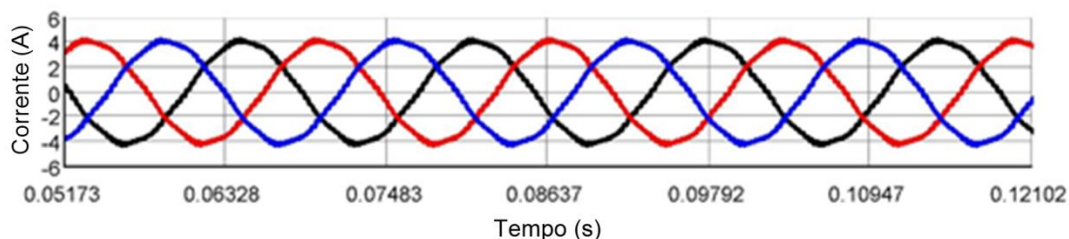
Este cenário corresponde a 1 pu de potência, $F_p = 1,0$ e harmônico de 7ª ordem com amplitude de 3%. A Figura A.4 mostra as tensões de referência v_a^* , v_b^* e v_c^* com conteúdo harmônico em função de v_{ah7}^* , v_{bh7}^* e v_{ch7}^* .

Figura A. 4 - Harmônico de 7ª ordem de 3% aplicado às tensões de referência nas fases a (preto), b (vermelho) e c (azul).



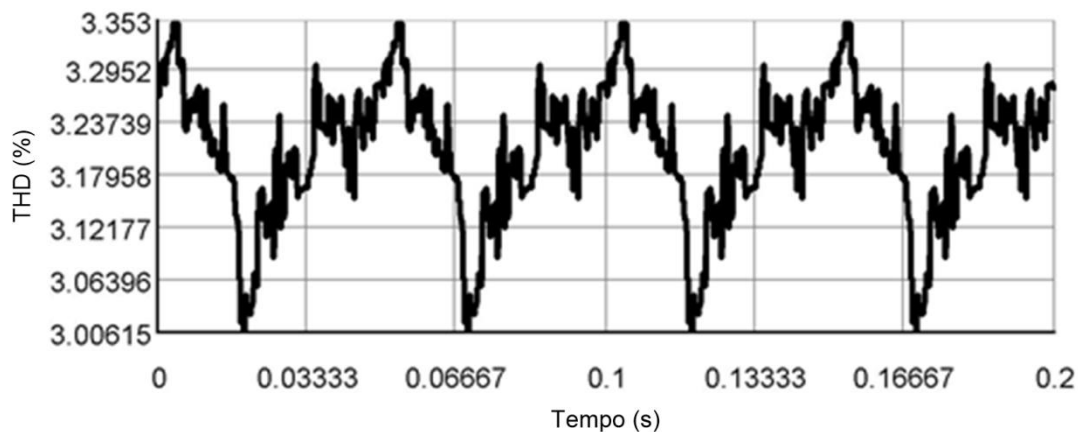
A Figura A.5 mostra a corrente no enrolamento AT de *TUT* com conteúdo harmônico. A distorção observada no sinal atual confirma a injeção de harmônicos.

Figura A. 5 - Harmônico de 7ª ordem de 3% aplicado às correntes de referência nas fases a (preto), b (vermelho) e c (azul). Eixo vertical: 1 kV/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.



A Figura A.6 mostra o *THD* para este cenário. O resultado obtido corresponde ao valor esperado.

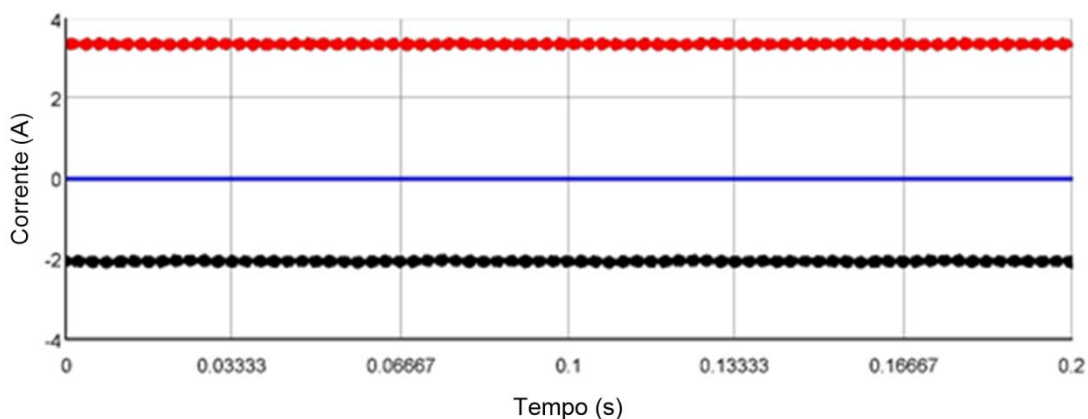
Figura A. 6 - Distorção harmônica total no sinal de corrente no *TUT*. Eixo horizontal: 33 ms/div.



Cenário 4

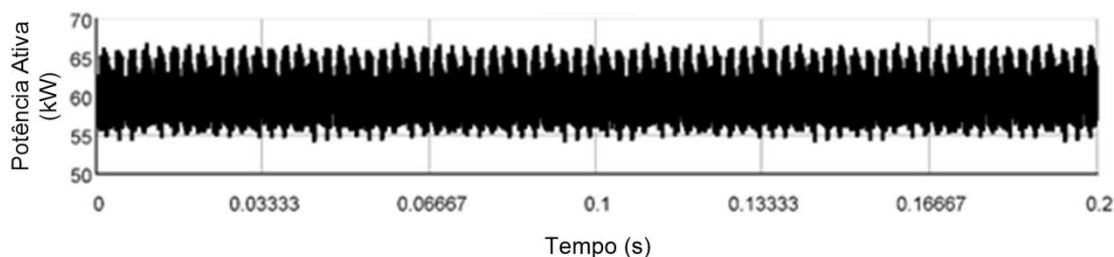
Neste teste, os resultados são relativos à $F_p = 0,85$ indutivo, 1 pu e sem harmônicos. A Figura A.7 mostra a corrente i_d em vermelho no valor de 3,7 A. A corrente i_q é representada em preto e registra o valor de 2,2 A. Este resultado aproxima-se dos valores de referência de i_d^* e i_q^* de 3,8A e 2,3A, respectivamente.

Figura A. 7 - Corrente de eixo direto i_d (vermelho) e corrente de eixo de quadratura i_q (preto) para $F_p=0,85$ indutivo. Eixo vertical: 2A/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.



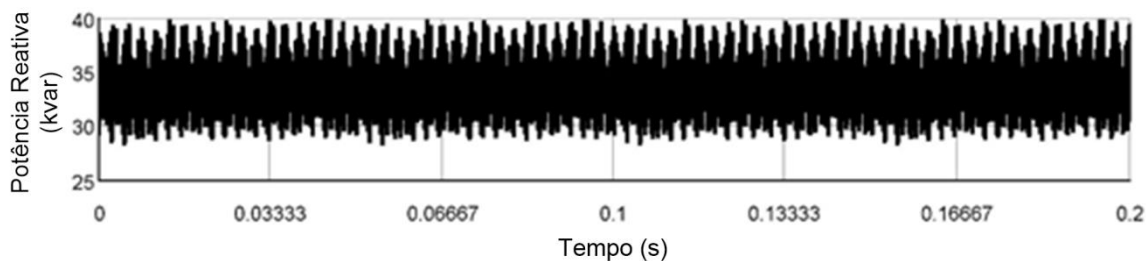
A potência ativa para este F_p é mostrada na Figura A.8. O valor encontrado oscila em 60 kW, o que resulta em um erro fracionário em relação à referência de 64 kW.

Figura A. 8 - Potência ativa (P) que circula no transformador com $F_p=0,85$ indutivo. Eixo vertical: 5 kW/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.



A potência reativa é representada na Figura A.9. O valor obtido corresponde a 34 kvar, o que resulta em um erro ligeiramente maior em comparação com a potência ativa. O valor de referência, neste caso, corresponde a 39 kvar.

Figura A. 9 - Potência reativa (Q) que circula no transformador com $F_p=0,85$ indutivo. Eixo vertical: 5kvar/div. Eixo horizontal: 33 ms/div.



APÊNDICE B

Transformada de Clarke- abc/ $\alpha\beta 0$

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Transformada de Park - $\alpha\beta 0/dq 0$

A transformada de Park é utilizada para converter o referencial bifásico $\alpha\beta$ num referencial rotativo dq. Para fazer esta transformação, é necessário o ângulo de fase θ , onde θ representa o ângulo da tensão da fase a.

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Um sistema trifásico de tensão e corrente é linearmente dependente na forma $V_a + V_b = -V_c$. A transformada de Park permite de forma direta converter o sistema de grandezas trifásicas abc no referencial dq0, como apresentado na equação (B.3), e as grandezas desse novo referencial passam a ser contínuas desde que o sistema dq0 esteja referenciado à velocidade síncrona de V_{abc} .

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

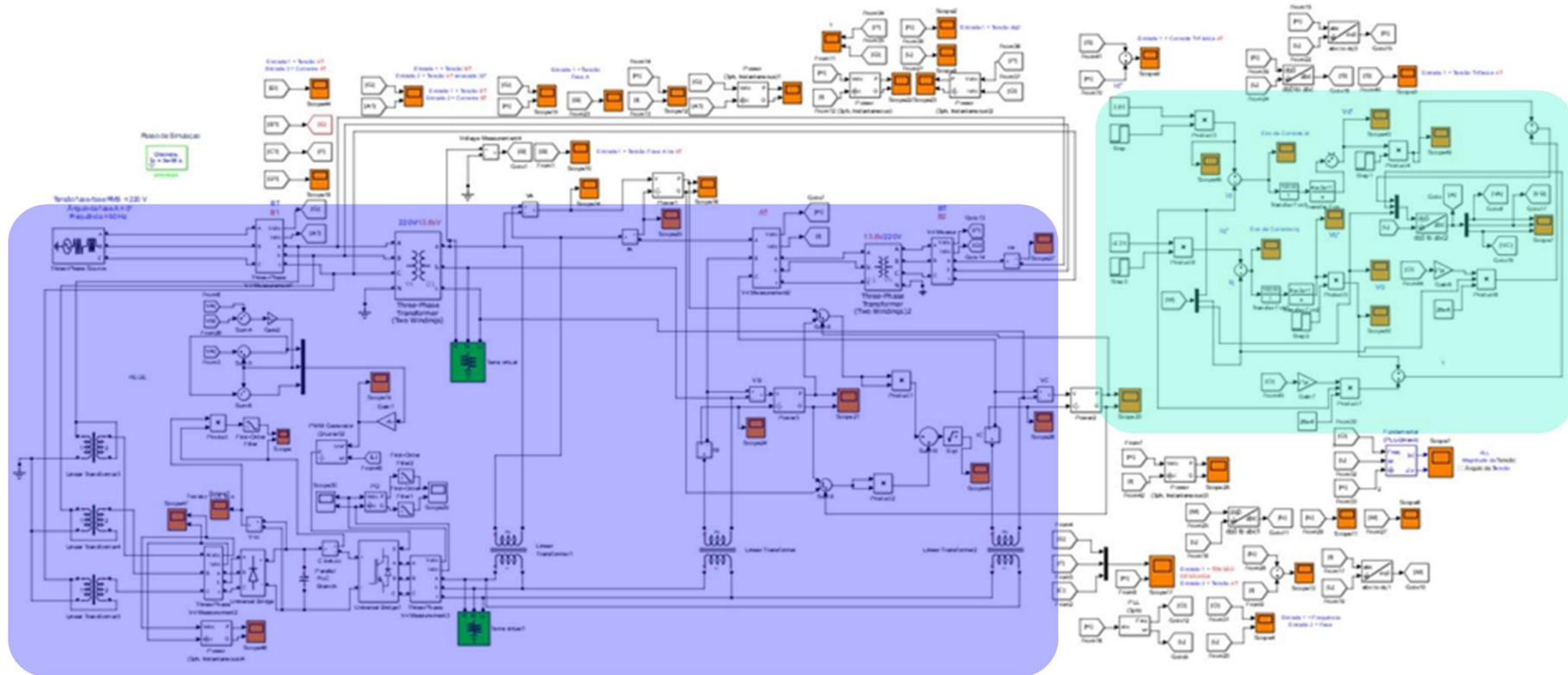
Transformada Inversa de Park - dq0/abc

Permite passar os valores calculados em dq0 para grandezas reais abc.

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

APÊNDICE C - CIRCUITO PARA TESTE DE TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA DESENVOLVIDO NA PLATAFORMA MATLAB®/SIMULINK®

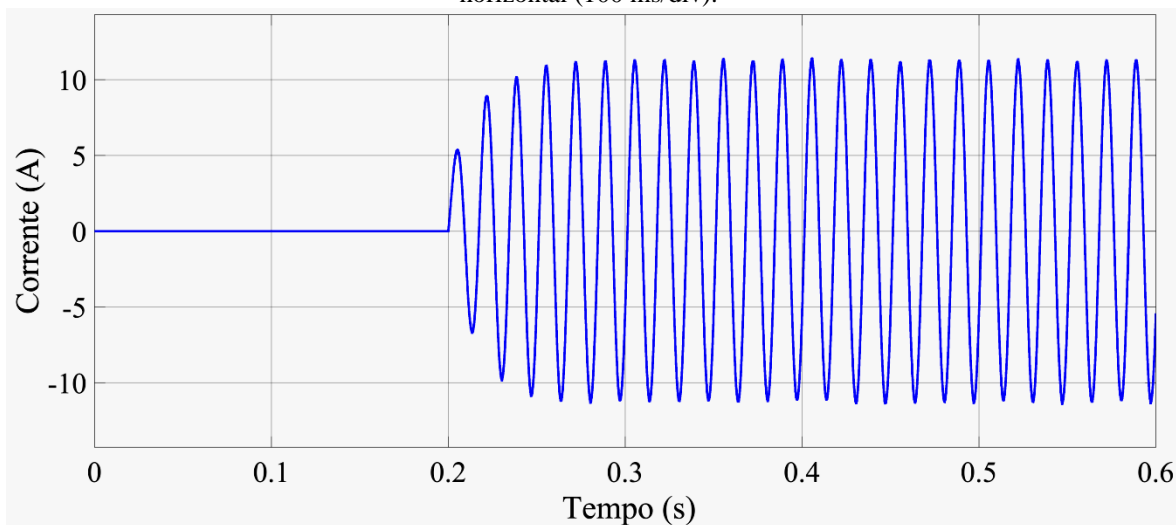
Figura C. 1 - A área em destaque em azul representa o circuito de potência com inversor V_{VSI} e TUT e a área em verde as malhas de controle de corrente i_{dq}^* .



APÊNDICE D

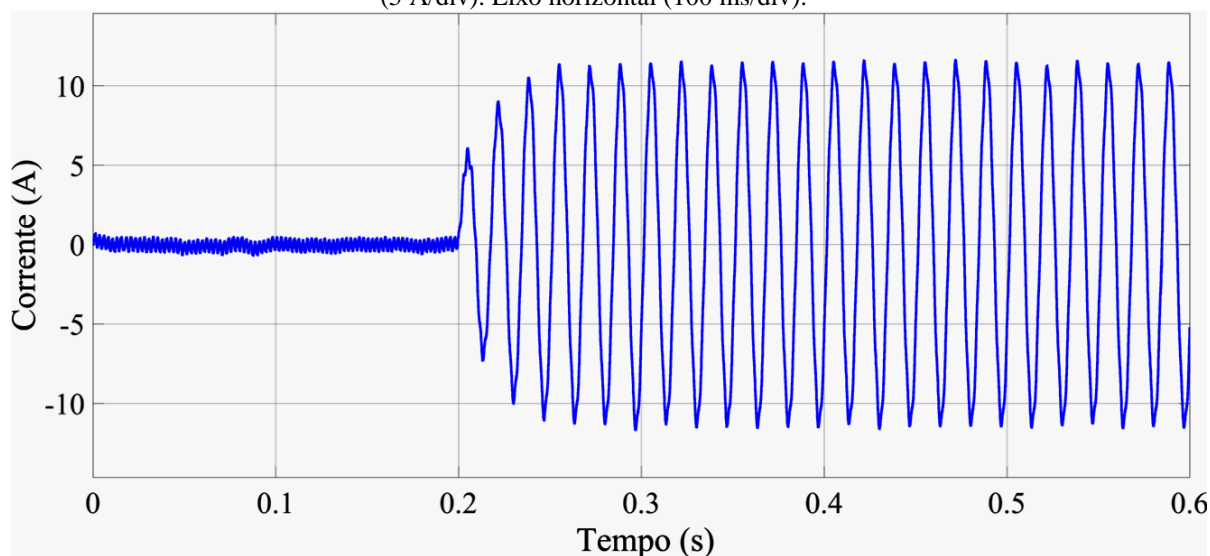
Na Figura D.1 é apresentada a corrente no primário do transformador série medida na fase a para a situação simulada de $F_p = 1$. O valor de pico obtido foi de 11,19 A e o *THD* de 0,91%.

Figura D. 1 - Corrente obtida na fase a do transformador série para $F_p = 1$. Eixo vertical (5 A/div). Eixo horizontal (100 ms/div).



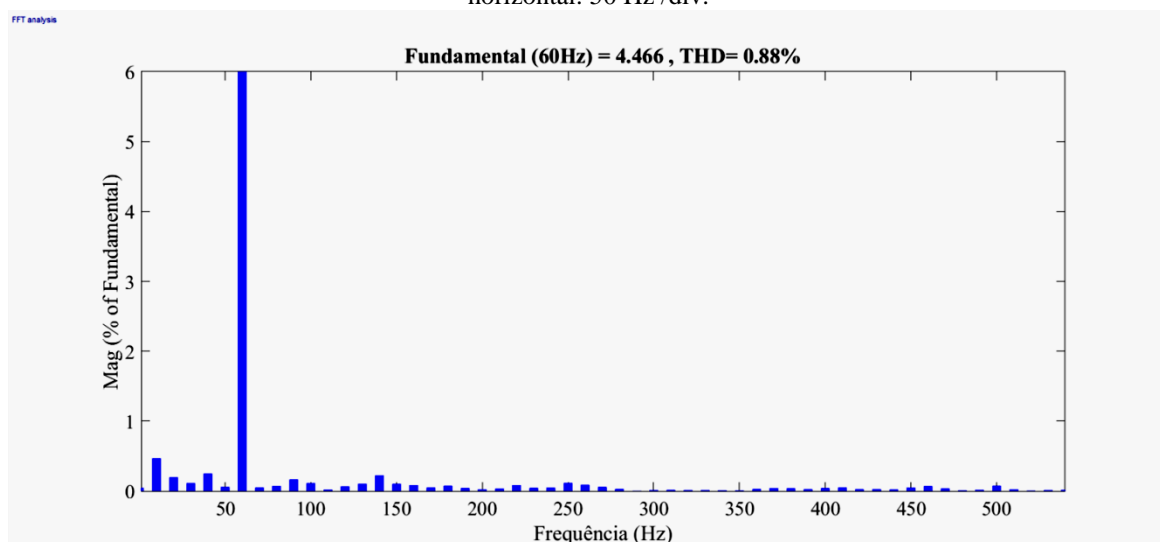
Na Figura D.2 é apresentada a corrente no primário do transformador série obtida na fase a para o cenário de $F_p = 1$ com injeção de harmônico de corrente de 7ª ordem com amplitude de 3%. O sinal apresenta o aparecimento de ripple com distorção devido imposição de circulação harmônica. O valor de pico obtido foi de 11,2 A e o *THD* de 3,62%.

Figura D. 2 - Corrente obtida na fase a do transformador série para $F_p = 1$ e injeção harmônica. Eixo vertical (5 A/div). Eixo horizontal (100 ms/div).



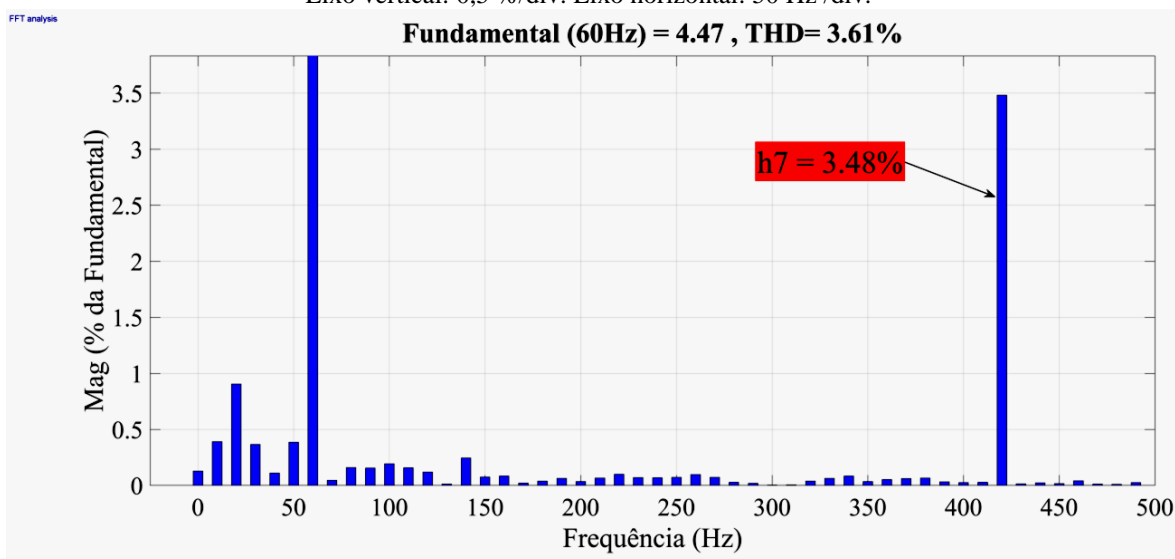
A Figura D.3 apresenta a medição de THD para a situação com $F_p = 1$. Nestas condições o valor obtido foi de 0,88%, adequado com o teste proposto.

Figura D. 3 - Espectro harmônico da corrente obtida no TUT na AT para $F_p = 1$. Eixo vertical: 1 %/div. Eixo horizontal: 50 Hz /div.



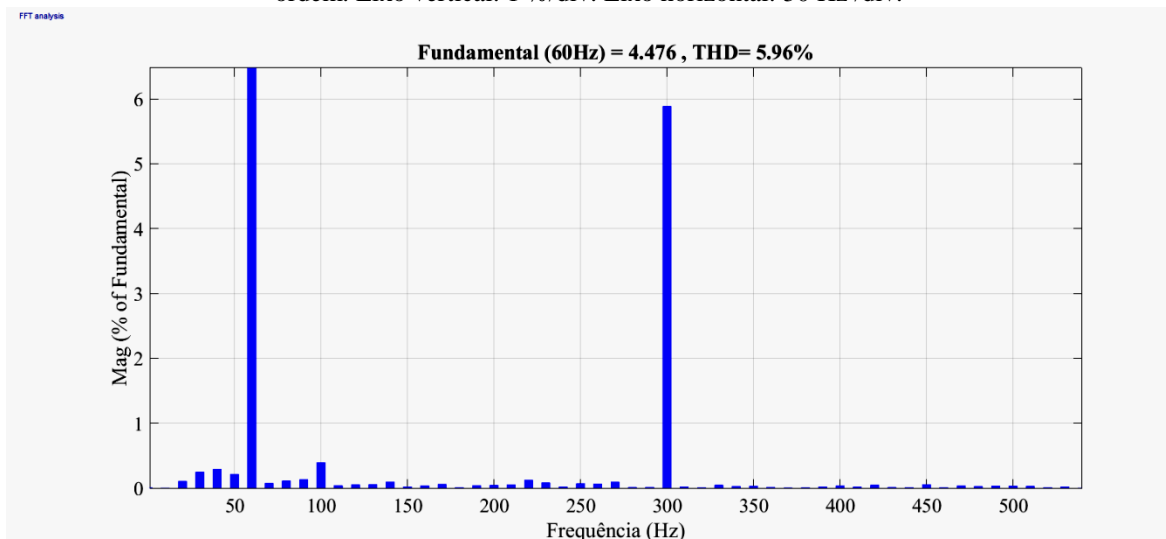
A Figura D.4 apresenta a medição de THD para a situação com $F_p = 1$ e harmônico de 7ª ordem na corrente com amplitude de 3%. Nestas condições o valor obtido para THD foi de 3,61%, e percentual harmônico individual de 3,48 %, coerente com o teste proposto.

Figura D. 4 - Espectro harmônico da corrente obtida no *TUT* na AT para $F_p = 1$ e harmônico de 7ª ordem.
Eixo vertical: 0,5 %/div. Eixo horizontal: 50 Hz /div.



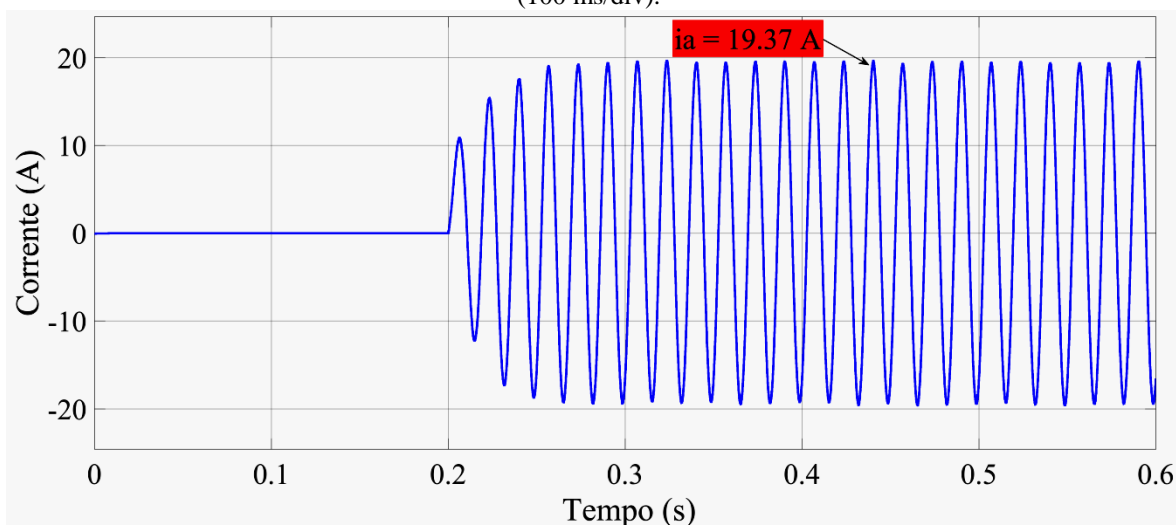
A Figura D.5 apresenta a medição de *THD* para a situação com $F_p = 1$ e harmônico de 5ª ordem na corrente, com amplitude de 5%. Nestas condições, o valor obtido para o *THD* foi de 5,96% e percentual harmônico individual de 5,8 %, coerente com o teste proposto.

Figura D. 5 - Espectro harmônico da corrente obtida no *TUT* na AT para $F_p = 1$ e harmônico de 5ª ordem. Eixo vertical: 1 %/div. Eixo horizontal: 50 Hz /div.



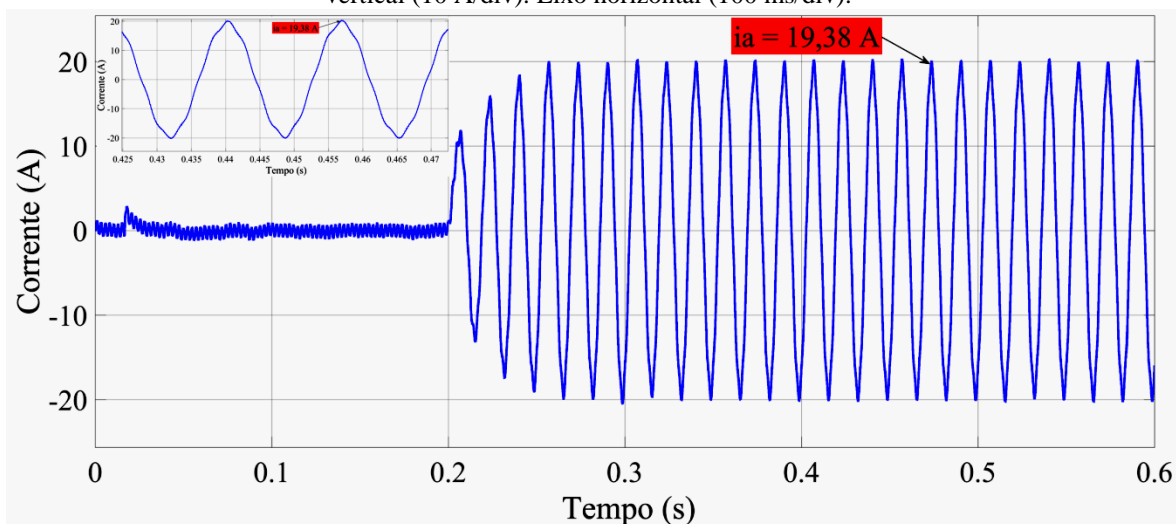
A Figura D.6 apresenta a corrente obtida na saída do inversor referente à fase a para o cenário de teste com $F_p = 1$. A corrente senoidal medida tem valor de pico de 19,37 A.

Figura D. 6 - Corrente obtida na fase a na saída do V_{VSI} para $F_p = 1$. Eixo vertical (10 A/div). Eixo horizontal (100 ms/div).



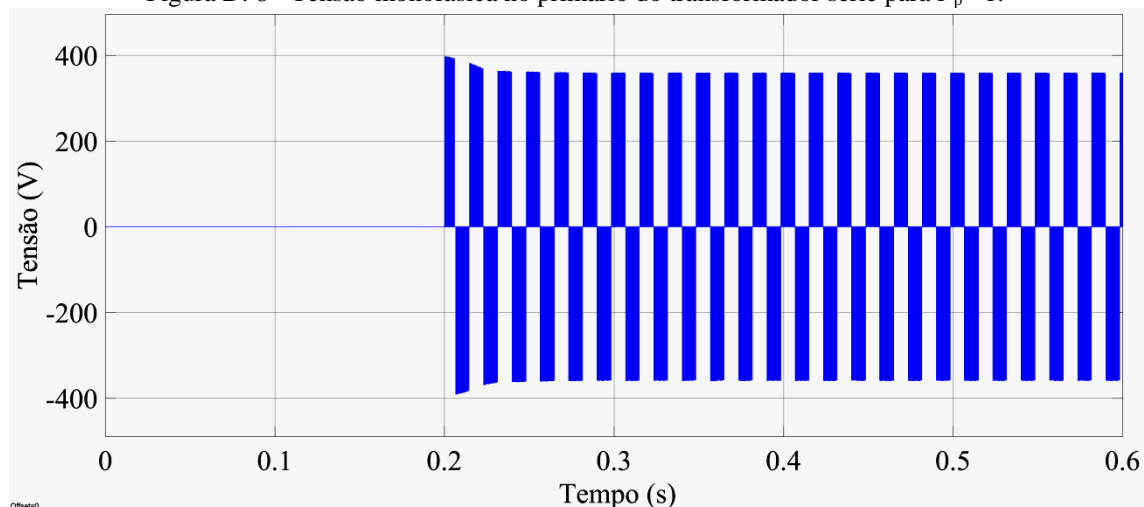
A Figura D.7 apresenta a corrente obtida na saída do inversor referente à fase a para o cenário de teste com $F_p = 1$ e injeção de 7º harmônico de corrente com amplitude de 3% . A corrente tem forma de onda senoidal distorcida como se observa no zoom, com valor de pico de 19,38 A e THD de 3,63 %.

Figura D. 7 - Corrente obtida na fase a na saída do V_{VSI} para $F_p = 1$ e injeção de harmônico de 7ª ordem. Eixo vertical (10 A/div). Eixo horizontal (100 ms/div).



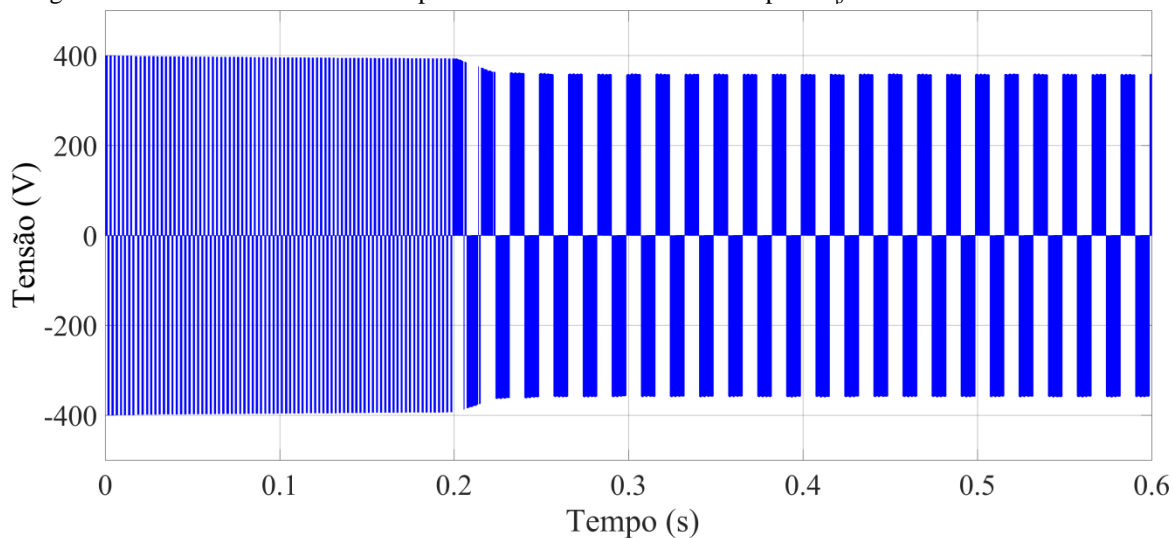
Na Figura D.8 é apresentada a tensão no primário do transformador série referente à fase a. O valor máximo medido em regime foi de 360 V.

Figura D. 8 - Tensão monofásica no primário do transformador série para $F_p = 1$.



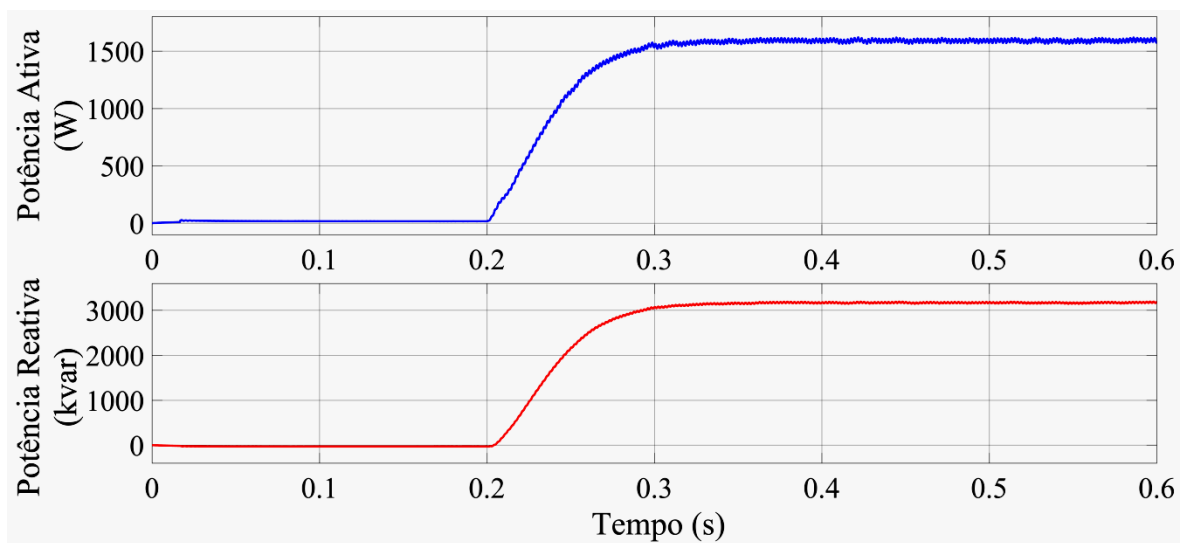
Na Figura D.9 é apresentada a tensão no primário do transformador série referente à fase a. O valor de tensão obtido foi de 360 V. No intervalo de 0 a 0,2 s surge uma tensão provocada pela corrente vista na Figura D.7 no mesmo intervalo de tempo.

Figura D. 9 - Tensão monofásica no primário do transformador série para $F_p = 1$ e harmônico de corrente.



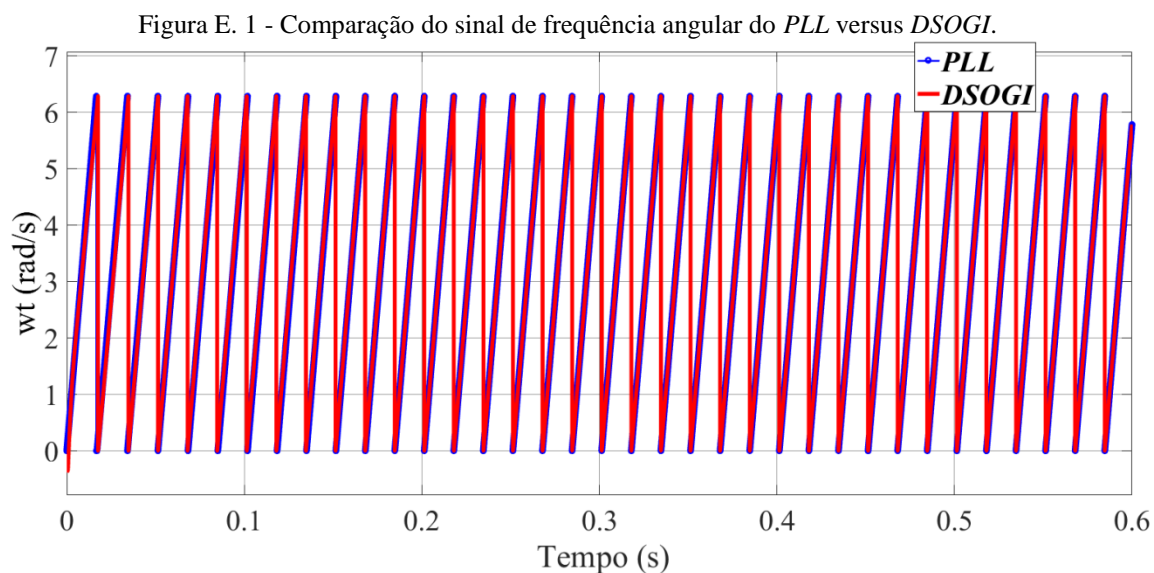
A Figura D.10 apresenta a potência ativa (P) e reativa (Q) medida na saída do V_{VSI} para $F_p = 1$. O valor de P obtido corresponde a 1,619 kW e Q de 3,192 kvar.

Figura D. 10 - Potência ativa P (superior, 0,5 kW /div) e potência reativa Q (inferior, 1 kVAr/div) obtida na saída do V_{VSI} . Eixo horizontal (100 ms/div).

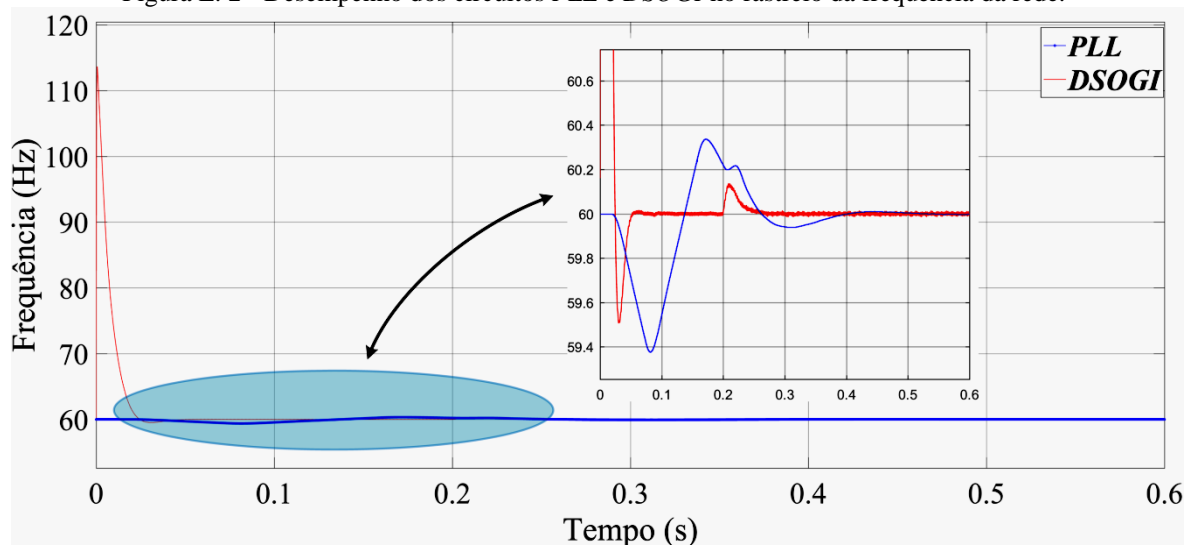


APÊNDICE E – *PLL* E *DSOGI*

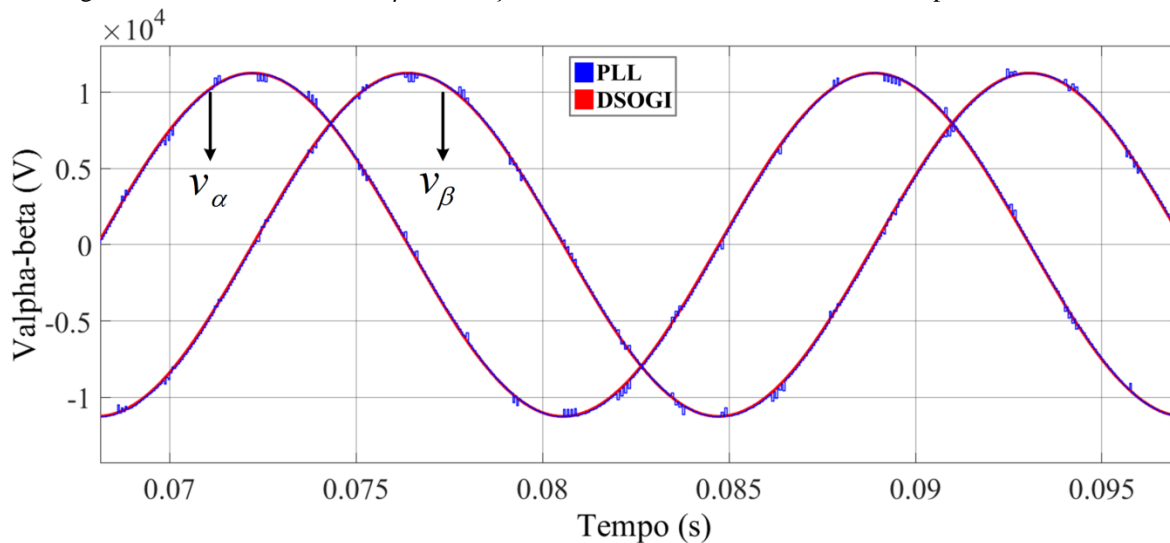
A Figura E.1 mostra um comparativo do sinal ωt obtido do *PLL* em relação ao sinal θ' proveniente do *DSOGI*. Os sinais *PLL* e *DSOGI* são representados nas cores azul e vermelha, respectivamente.



A Figura E.2 novamente compara os sinais dos circuitos *PLL* e *DSOGI* em relação à frequência. Em 0,2 s percebe-se o efeito do degrau de corrente aplicado no sistema pelo zoom. O sinal do *PLL* em azul e *DSOGI* em vermelho rapidamente convergem em 60 Hz.

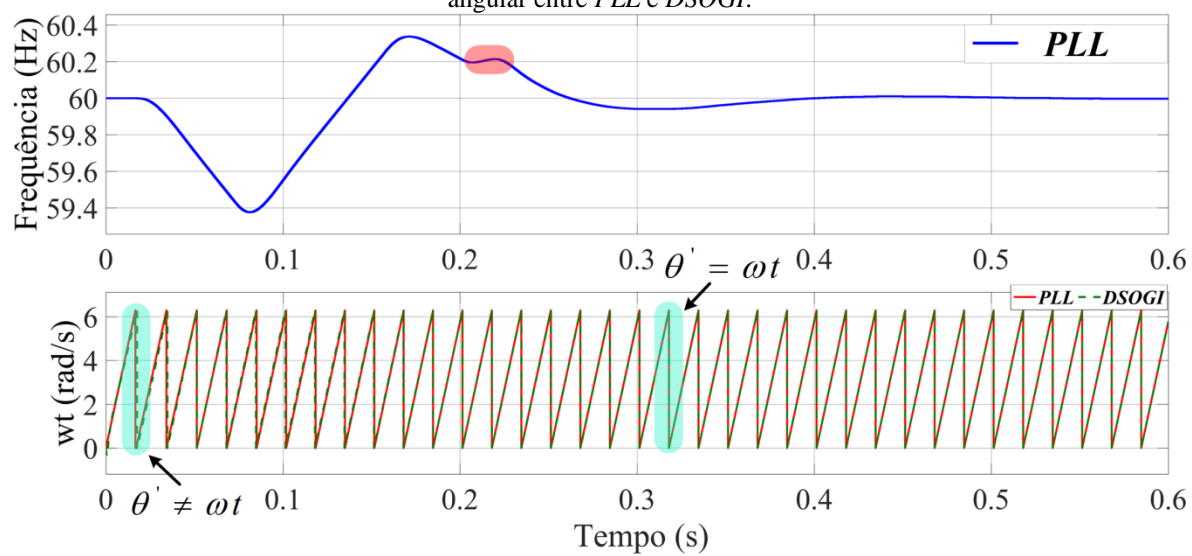
Figura E. 2 - Desempenho dos circuitos *PLL* e *DSOGI* no rastreamento da frequência da rede.

A Figura E.3 apresenta os sinais de tensão $\alpha\beta$ obtidos na transformada de Clarke. O sinal na cor azul representa a tensão com *ripple* em função do chaveamento do conversor. Em vermelho apresenta-se a tensão filtrada pelo *DSOGI* (sem *ripple*).

Figura E. 3 - Sinais de tensão $\alpha\beta$ e a atuação do circuito *DSOGI* sobre o sinal comparado com o *PLL*.

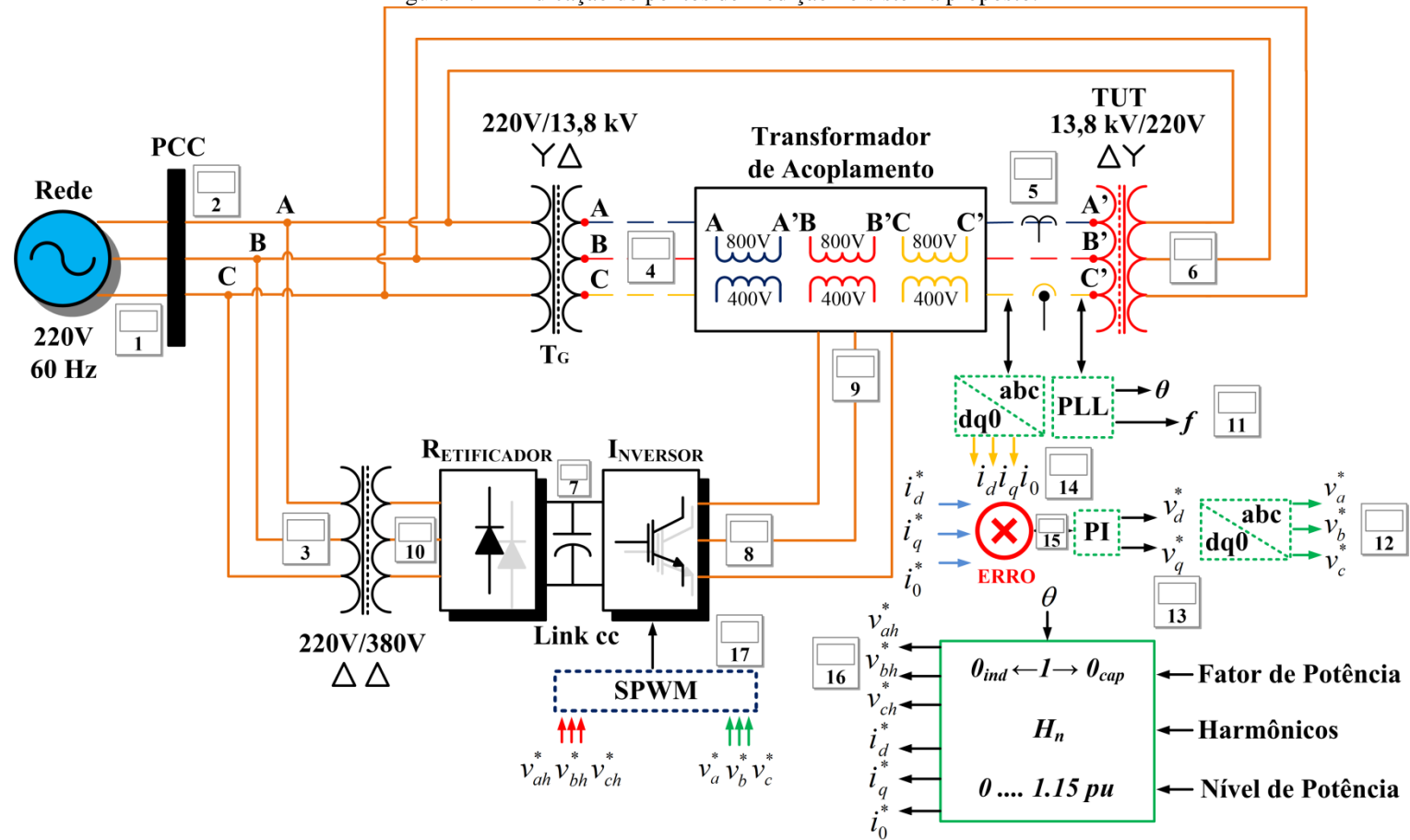
Na Figura E.4 o gráfico de frequência (superior) é obtido através do *PLL* de tensão com 60 Hz em regime permanente. Na mesma figura, o gráfico de frequência angular (inferior) ωt mostra a mesma resposta em regime permanente para os circuitos *PLL* e *DSOGI*.

Figura E. 4-Frequência do sistema obtida através do *PLL* de tensão (superior) e comparativo de frequência angular entre *PLL* e *DSOGI*.



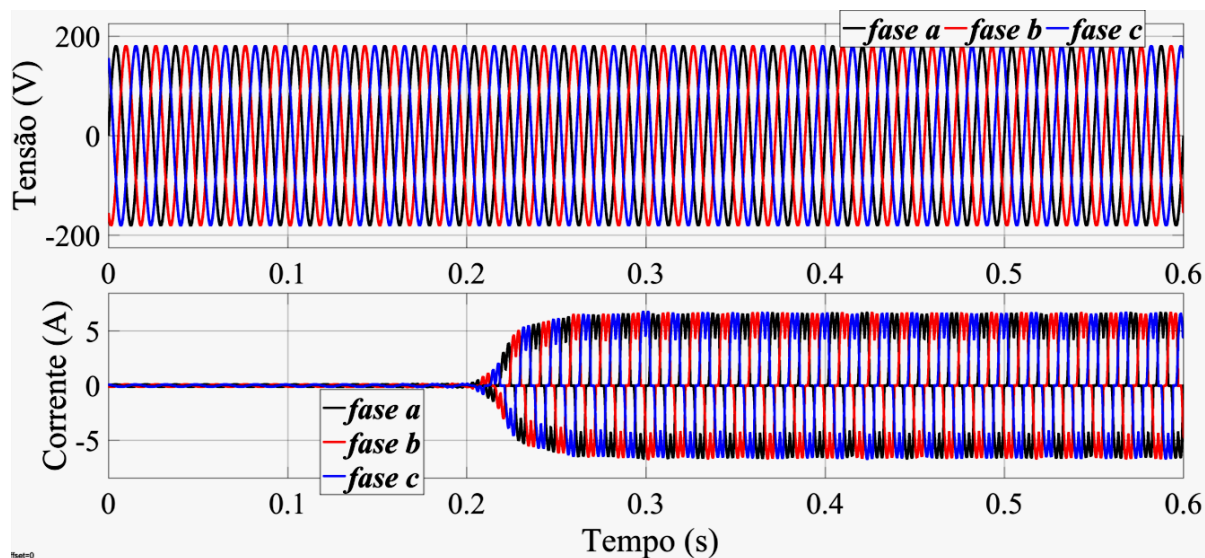
APÊNDICE F – MEDIÇÕES

Figura F. 1 - Indicação de pontos de medição no sistema proposto.



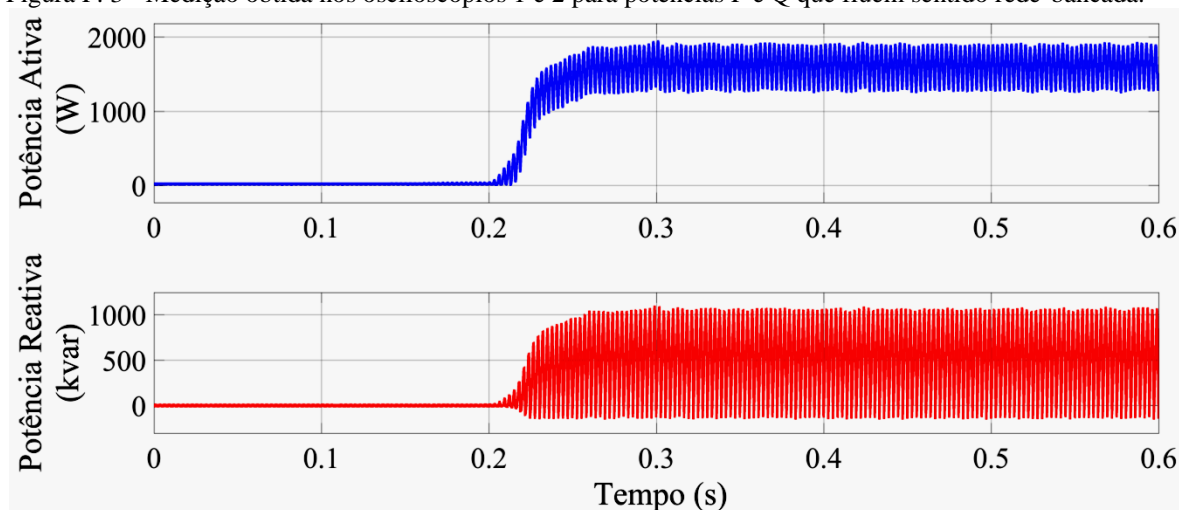
No Apêndice F são apresentadas novas medições que complementam os resultados já descritos. A Figura F.1 traz assinalados os pontos onde as grandezas são medidas. A Figura F.2 mostra a tensão fase-neutro disponível na rede, e corrente por ela fornecida.

Figura F. 2 - Medição indicada pelos osciloscópios 1 e 2 para sinal de tensão (superior, 200 V/div) e corrente (inferior, 5 A/div) no PCC.



A Figura F.3 mostra a potência que flui da rede para a bancada.

Figura F. 3 - Medição obtida nos osciloscópios 1 e 2 para potências P e Q que fluem sentido rede-bancada.



As tensões e correntes na entrada do retificador são mostradas na Figura F.4, e na Figura F.5 tem-se corrente e tensão na AT do *TUT*.

Figura F. 4 - Medição indicada pelo osciloscópio 3 para sinal de tensão (superior, 200 V/div) e corrente (inferior, 5 A/div) na entrada do retificador.

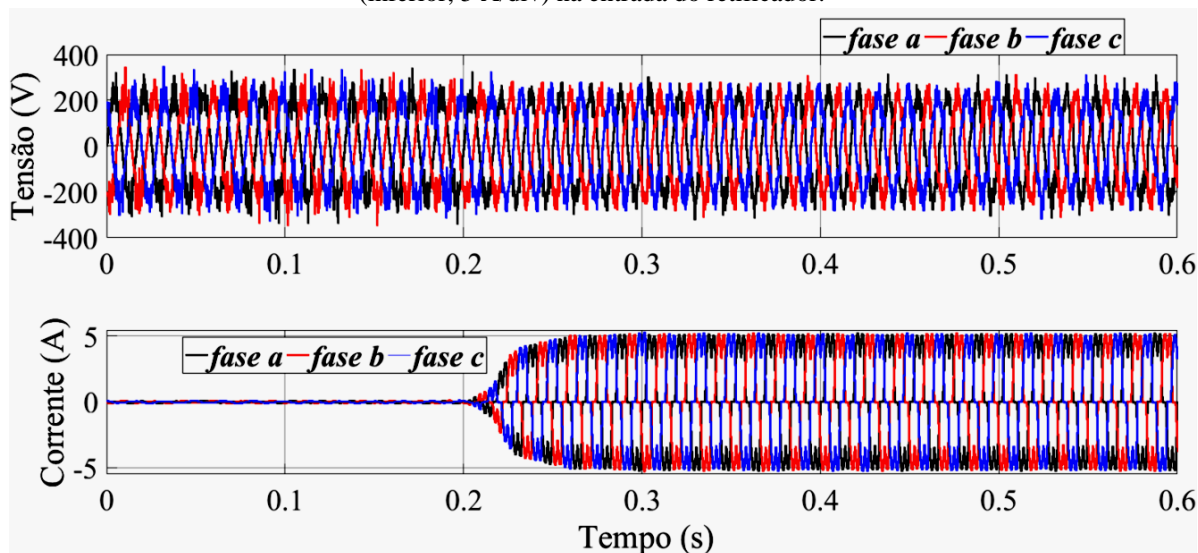
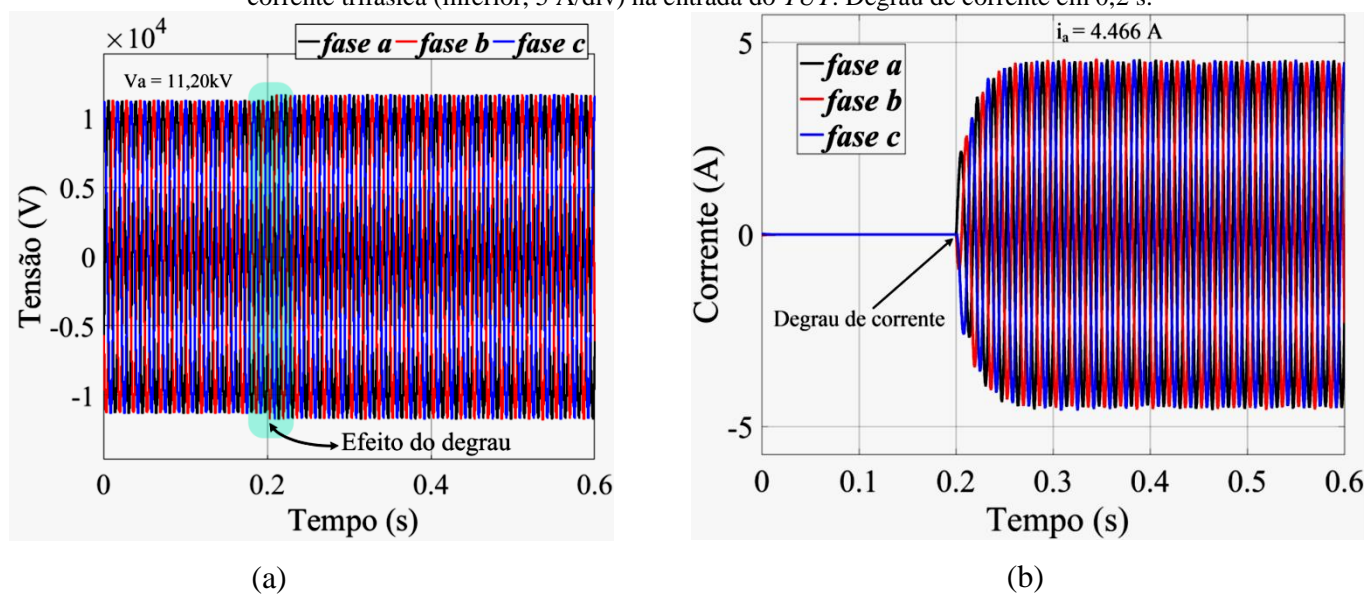
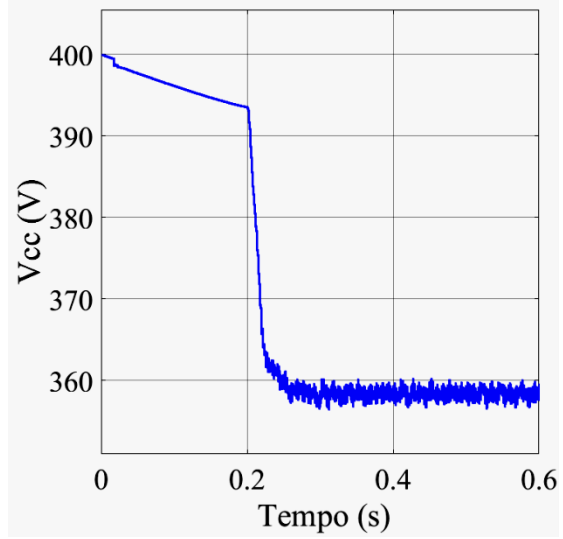


Figura F. 5 - Medição indicada pelo osciloscópio 5: (a) para tensão trifásica (superior, 5 kV/div) e (b) corrente trifásica (inferior, 5 A/div) na entrada do *TUT*. Degrau de corrente em 0,2 s.



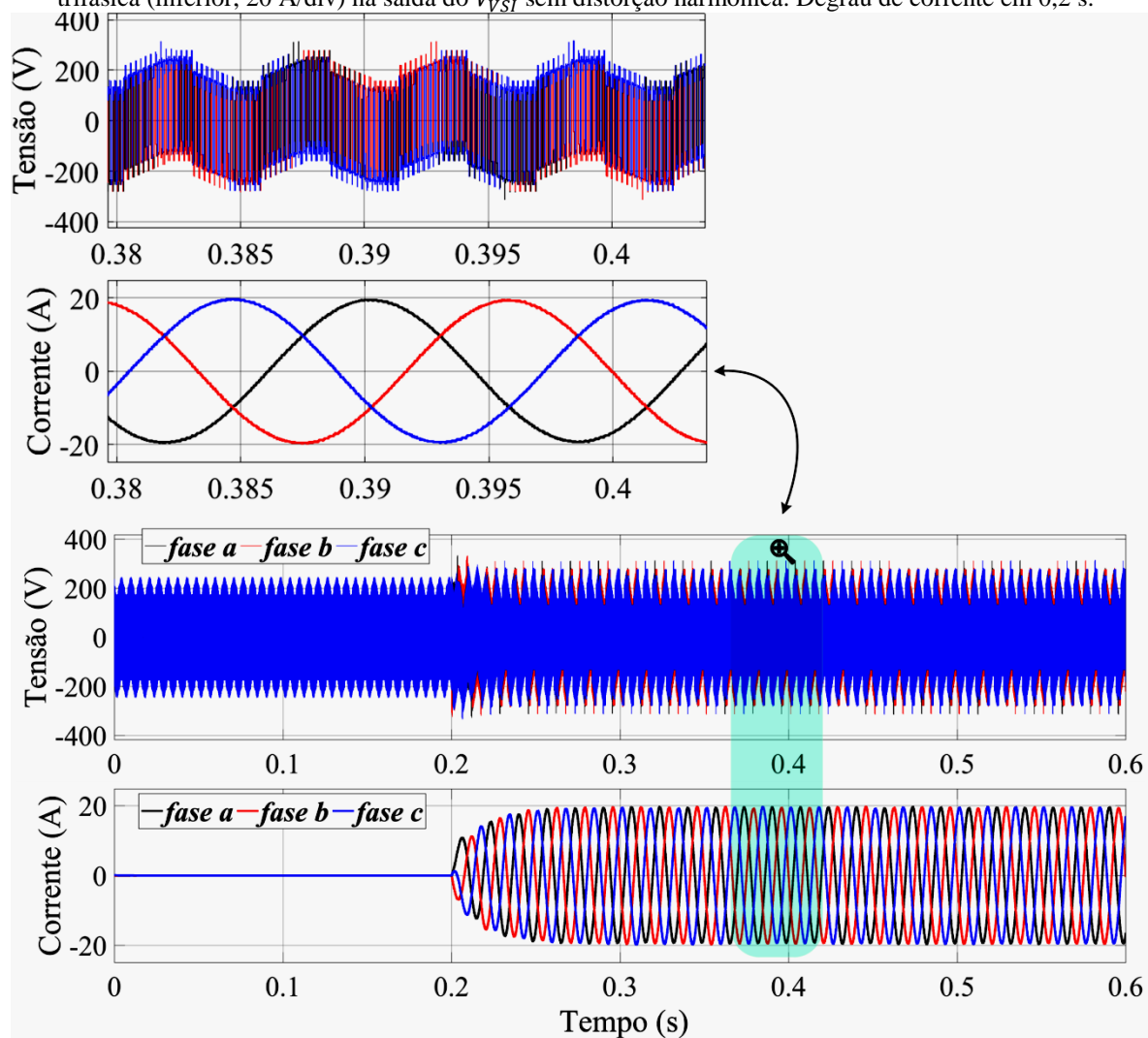
Na Figura F.6 visualiza-se a tensão no barramento cc do retificador, e seu comportamento quando o sistema entra em operação em 0,2 s.

Figura F. 6 - Medição indicada pelo osciloscópio 7 para tensão no barramento CC.



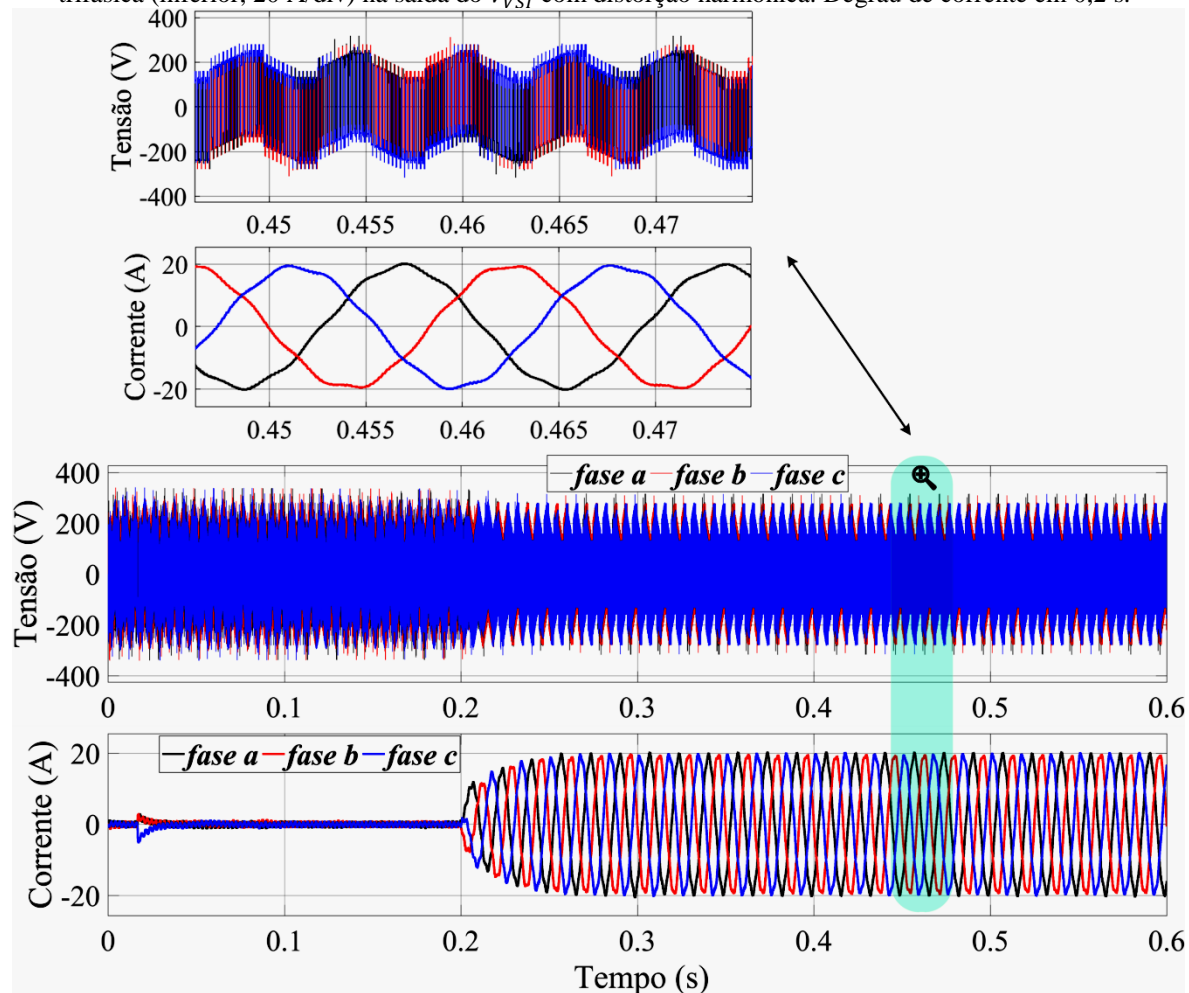
A Figura F.7 mostra um *zoom* de tensão e corrente obtido na saída do inversor.

Figura F. 7 - Medição indicada pelo osciloscópio 8 para tensão trifásica (superior, 200 V/div) e corrente trifásica (inferior, 20 A/div) na saída do V_{VSI} sem distorção harmônica. Degrau de corrente em 0,2 s.



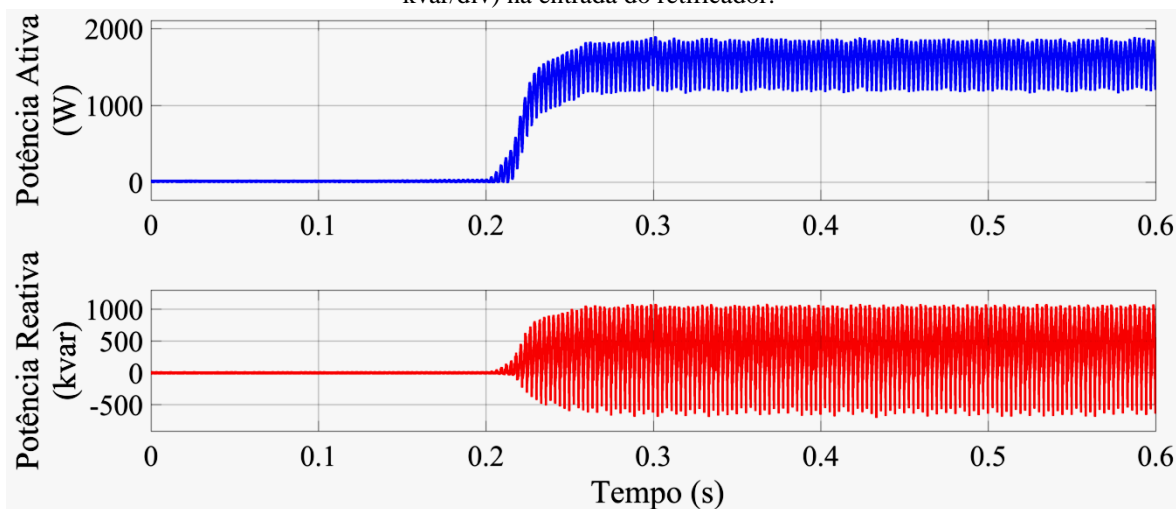
A Figura F.8 mostra um *zoom* de tensão e corrente obtido na saída do inversor com distorção harmônica.

Figura F. 8 - Medição indicada pelo osciloscópio 8 para tensão trifásica (superior, 200 V/div) e corrente trifásica (inferior, 20 A/div) na saída do V_{VSI} com distorção harmônica. Degrau de corrente em 0,2 s.



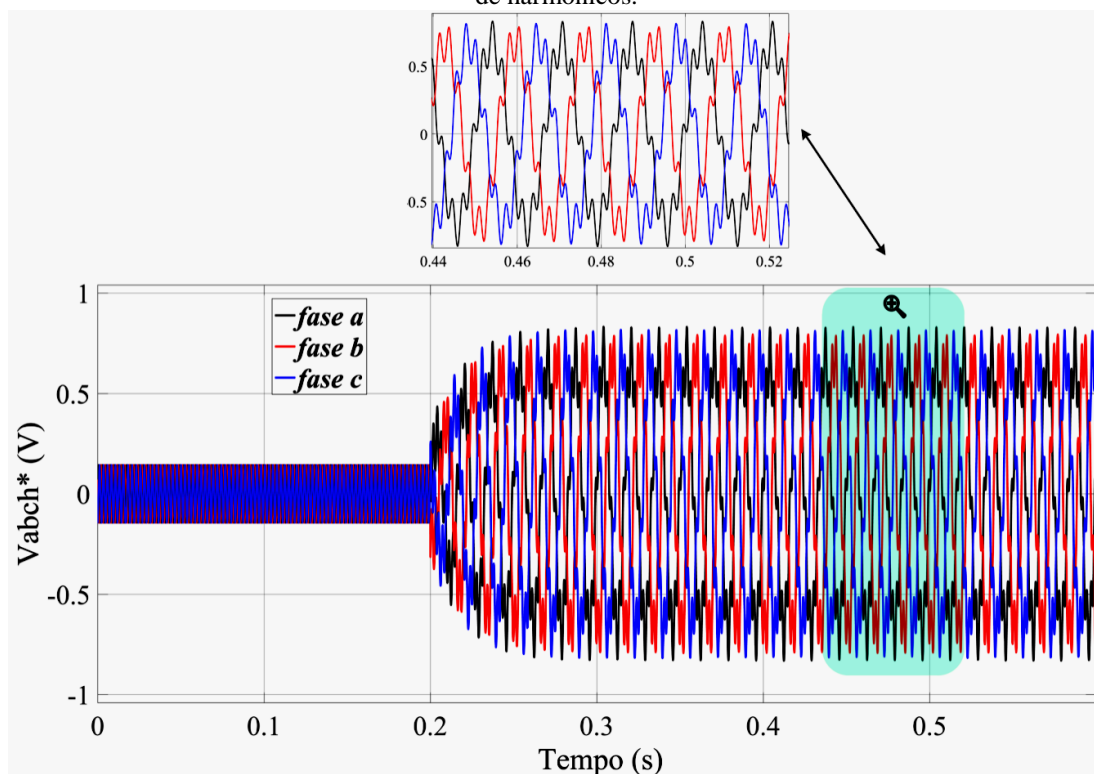
A Figura F.9 mostra a potência ativa (P) e reativa (Q) obtida na entrada do retificador.

Figura F. 9 - Medição indicada pelo osciloscópio 10 para sinal de P (superior, 1 kW/div) e Q (inferior, 0,5 kvar/div) na entrada do retificador.



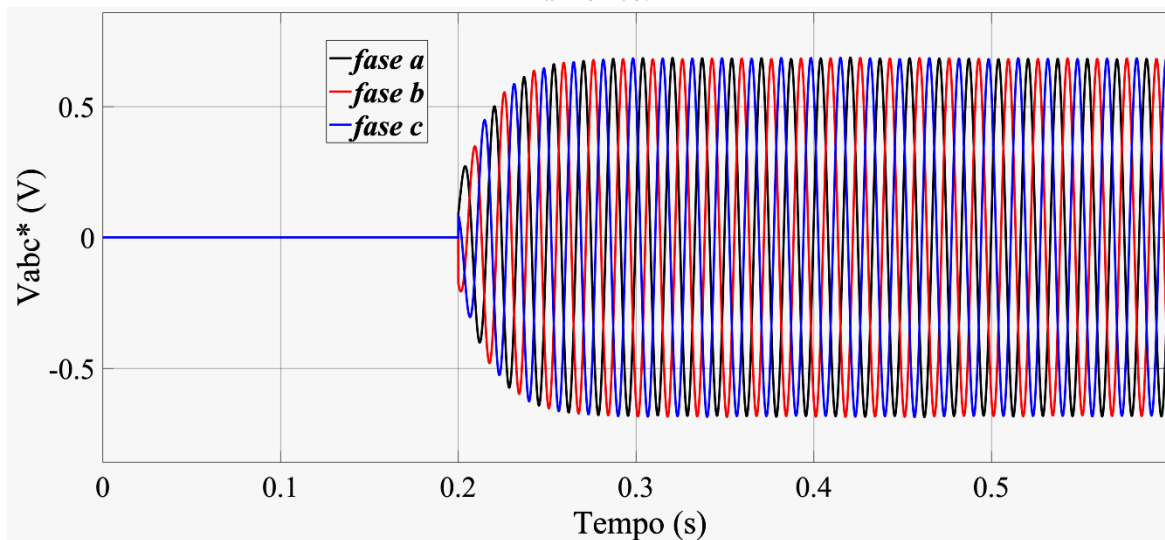
A Figura F.10 mostra as tensões de fase de referência com distorções harmônicas aplicadas no inversor.

Figura F. 10 - Medição indicada pelo osciloscópio 12 para sinal de tensão de referência V_{abc}^* com circulação de harmônicos.

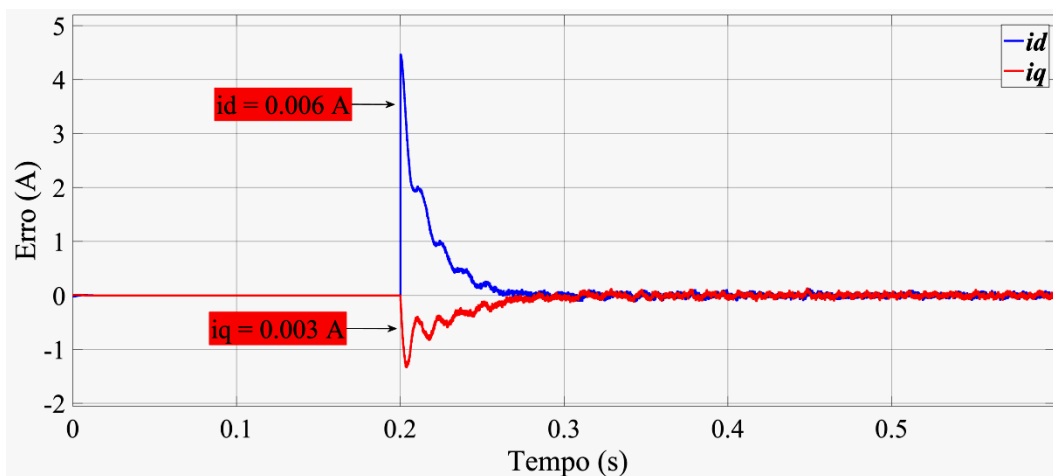


A Figura F.11 mostra as tensões de fase de referência sem distorções harmônicas aplicadas no inversor.

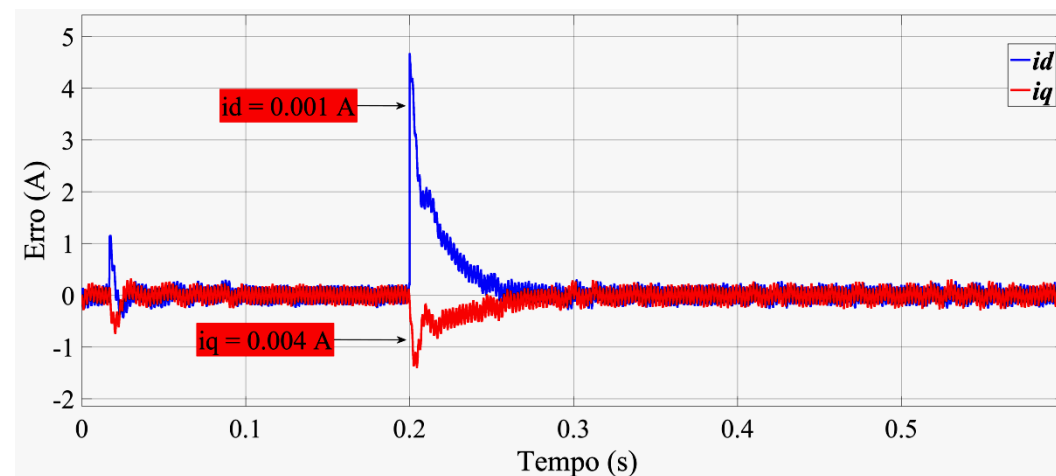
Figura F. 11 - Medição indicada pelo osciloscópio 12 para sinal de tensão de referência V_{abc}^* sem conteúdo harmônico.



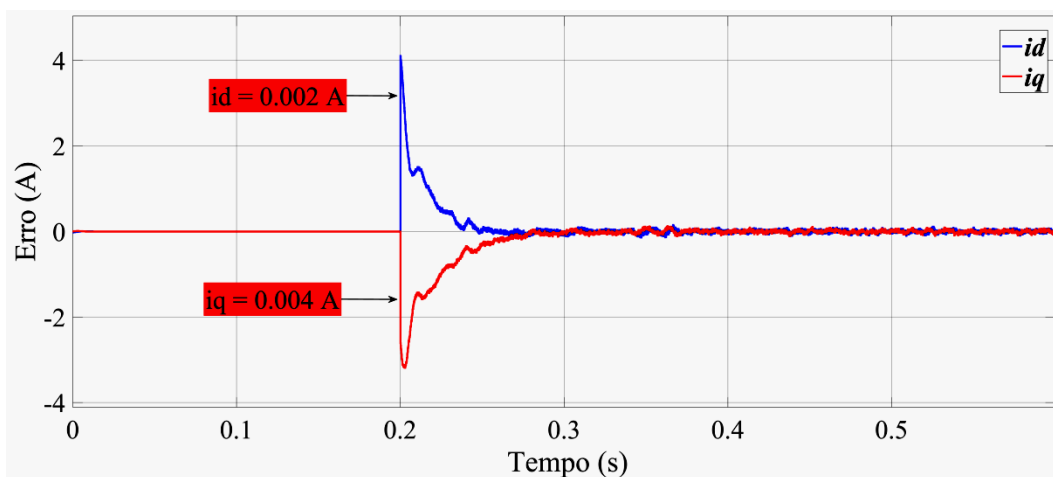
A Figura F.12 mostra o erro das correntes i_d e i_q de controle em diferentes cenários de ensaio. A Figura F.13 mostra as tensões v_d e v_q e as correntes i_d e i_q com e sem a influência de distorções harmônicas. A Figura F.14 mostra as tensões v_d e v_q e as correntes i_d e i_q de acordo com o fator de potência indutivo ou capacitivo.



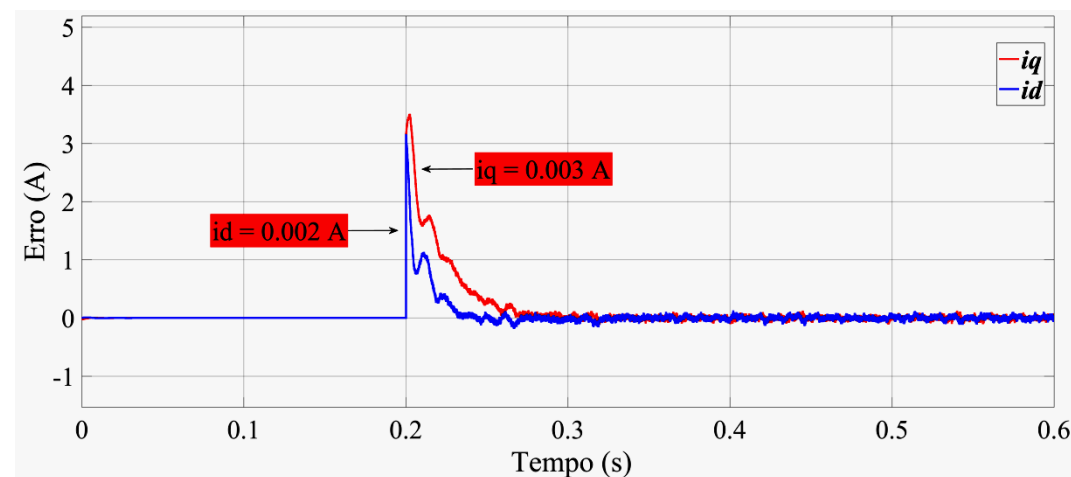
(a)



(b)

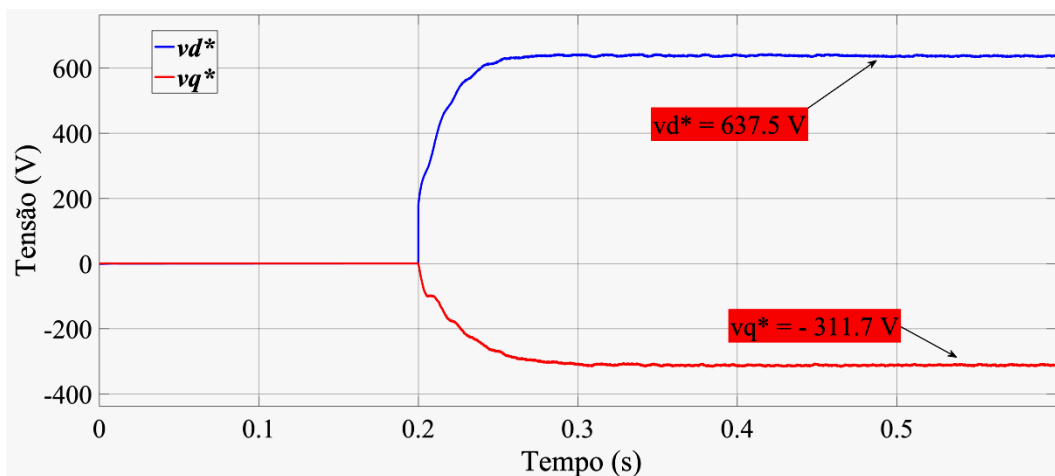


(c)

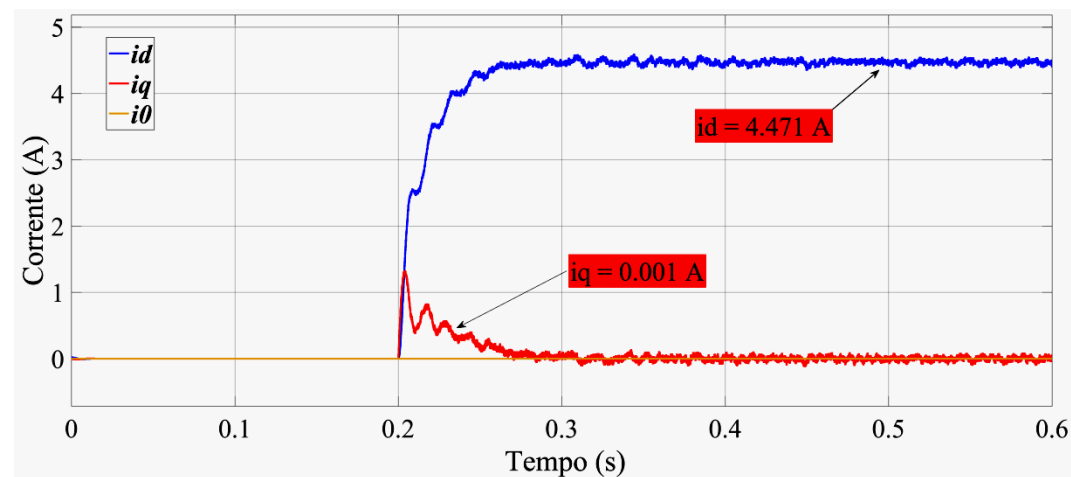


(d)

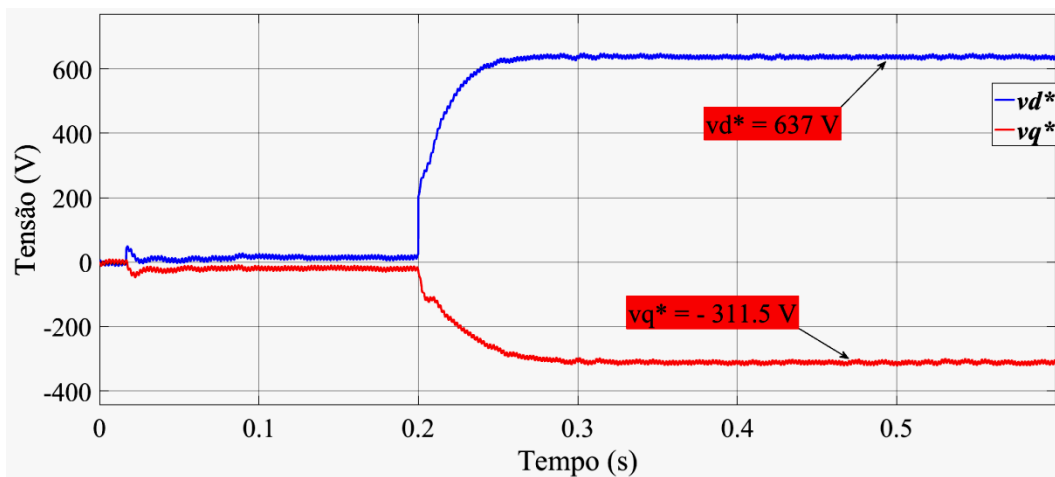
Figura F. 12 - Medição obtida no osciloscópio 15 de erro de corrente i_d e i_q para (a) $F_p = 1$, (b) $F_p = 1$ e $h_7 = 3\%$, (c) $F_p = 0.85$ ind, (d) $F_p = 0.7$ cap.



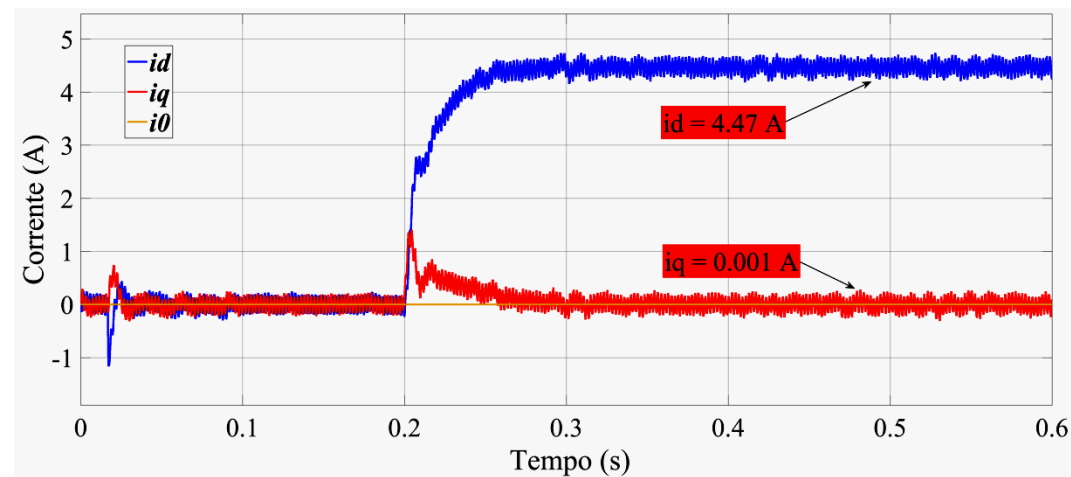
(a)



(b)

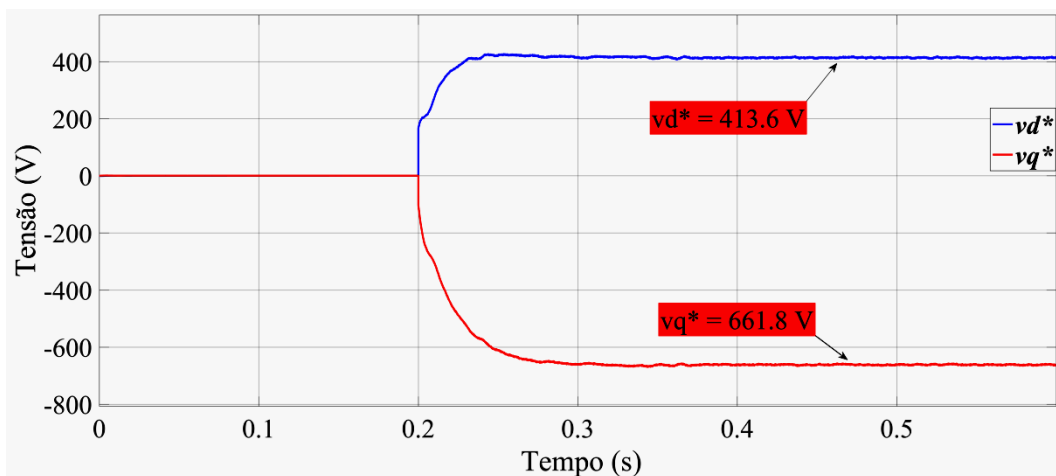


(c)

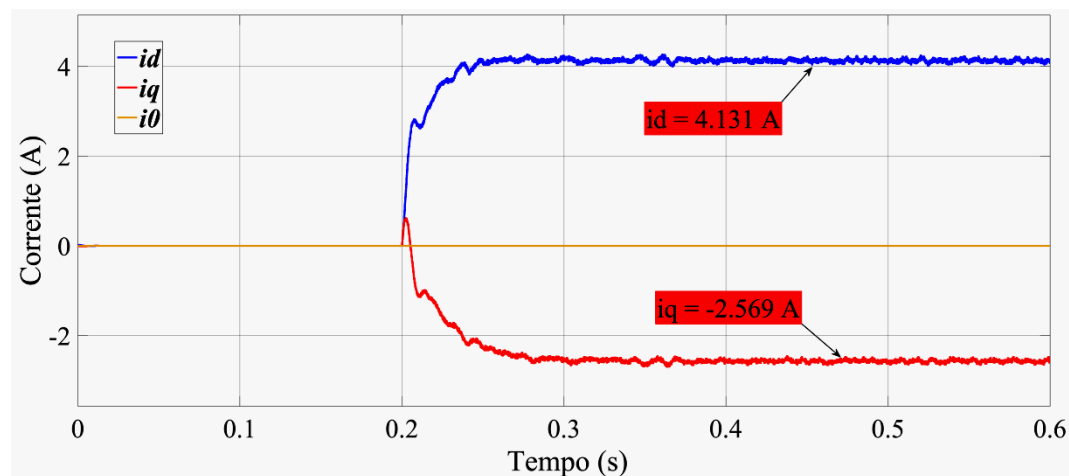


(d)

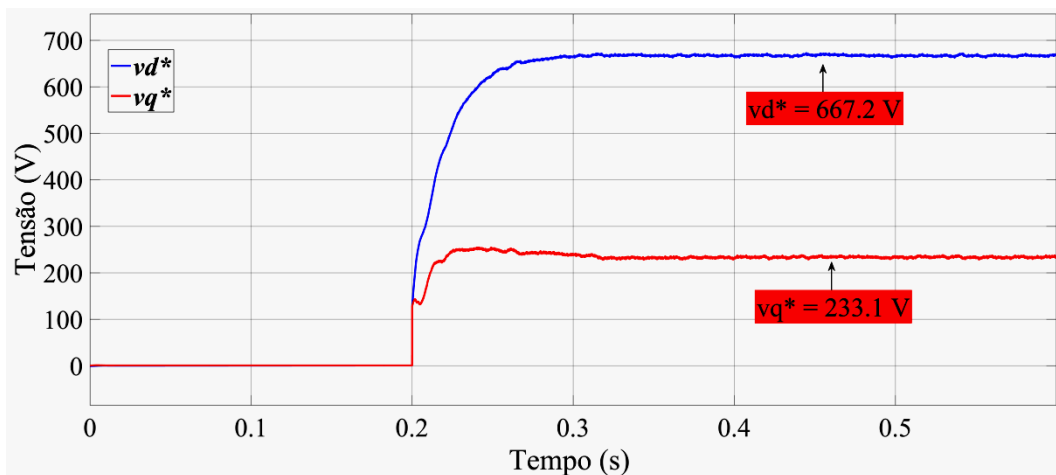
Figura F. 13 - Sinal obtido no osciloscópio 13 para tensão de referência v_d^* e v_q^* para $F_p = 1$ (a) sem harmônico e (c) com harmônico. Sinal obtido no osciloscópio 5 para corrente i_d e i_q no TUT para $F_p = 1$ (b) sem harmônico e (d) com harmônico.



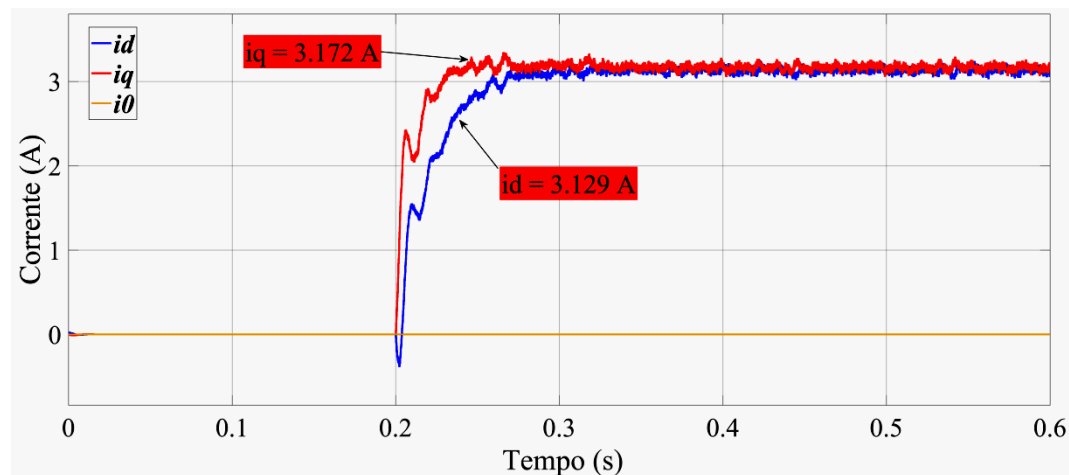
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura F. 14 - Sinal obtido no osciloscópio 13 para tensão de referência v_d^* e v_q^* para (a) $F_p = 0,85$ ind e (c) $F_p = 0,7$ cap. Sinal obtido no osciloscópio 5 para corrente i_d e i_q no *TUT* para (b) $F_p = 0,85$ ind e (d) $F_p = 0,7$ cap.

APÊNDICE G - MODELAGEM DO SISTEMA

1 - Cálculo da impedância de TUT e T_G

- Reatância do primário de TUT

$$jX_1 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_1 = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 26 \times 10^{-6} = j9,8017 \times 10^{-3} \Omega \quad (G.1)$$

- Impedância do primário de TUT

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + jX_1 \\ Z_1 &= 0,005 + j9,8017e^{-3} \Omega \end{aligned} \quad (G.2)$$

- Z_1 referido ao secundário de TUT

$$RT = a = \frac{13800}{220} \sim 63 \quad (G.3)$$

$$\begin{aligned} Z_1 &= a^2 \cdot R_1 + a^2 \cdot jX_1 = 63^2 \cdot 0,005 + 63^2 \cdot j9,8017e^{-3} \\ Z_1 &= 19,845 + j38,9029 \Omega \end{aligned} \quad (G.4)$$

- Reatância do secundário de TUT

$$jX_2 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_2 = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,11 = j41,4690 \Omega \quad (G.5)$$

- Impedância do secundário de TUT

$$\begin{aligned} Z_2 &= R_2 + jX_2 \\ Z_2 &= 18,8 + j41,4690 \end{aligned} \quad (G.6)$$

- Impedância equivalente de TUT

$$\begin{aligned} Z_{EQTUT} &= Z_1 + Z_2 \\ Z_{EQTUT} &= 19,845 + j38,9029 + 18,8 + j41,4690 \\ Z_{EQTUT} &= 38,645 + j80,3719 \Omega \end{aligned} \quad (G.7)$$

- Impedância equivalente total do sistema

$$TUT = T_G \quad (\text{G.8})$$

$$Z_{EQTOTAL} = Z_{EQTUT} + Z_{EQT_G} \quad (\text{G.9})$$

$$\begin{aligned} Z_{EQTOTAL} &= 38,645 + j80,3719 + 38,645 + j80,3719 \\ &= 77,29 + j160,7438\Omega \text{ (retangular)} \\ &= 178,36 \angle 64,32^\circ \text{ (polar)} \end{aligned} \quad (\text{G.10})$$

2 - LKT no circuito equivalente

$$\dot{V}_1 - \dot{V}_{VSI} + \dot{I}_{NOM} \cdot Z_{EQTOTAL} = \dot{V}_1 \quad (\text{G.11})$$

$$\dot{V}_{VSI} = \dot{I}_{NOM} \cdot Z_{EQTOTAL} \quad (\text{G.12})$$

$$S = \sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L \quad (\text{G.13})$$

$$75k = \sqrt{3} \cdot 13,8k \cdot I_L \quad (\text{G.14})$$

$$I_{NOM} = I_L = 3,14A \quad (\text{G.15})$$

$$V_{VSI} = I_{NOM} \cdot Z_{EQTOTAL} \quad (\text{G.16})$$

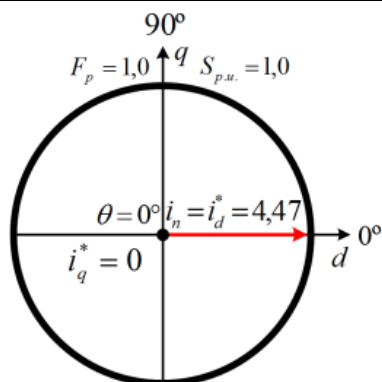
$$V_{VSI} = 3,14 \cdot \sqrt{2} \cdot 178,36 \angle 64,32^\circ \sim 792 \angle 64,32^\circ V \quad (\text{G.17})$$

3 - Transformada abc/dq0 na corrente do sistema para comparação com as correntes de referência:

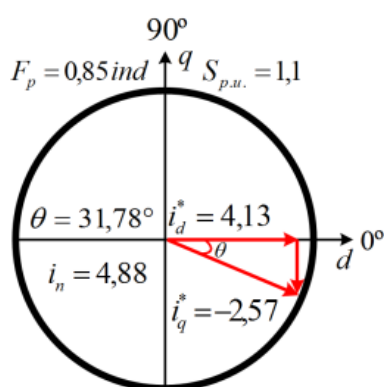
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta) - \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 \quad 0 \quad 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{G.18})$$

4 - Manipulando as correntes de referência i_d^* e i_q^* de acordo com fator de potência

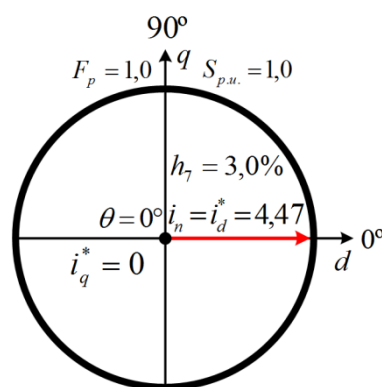
Tabela G. 1- Diferentes cenários de ensaio para teste do TWT.



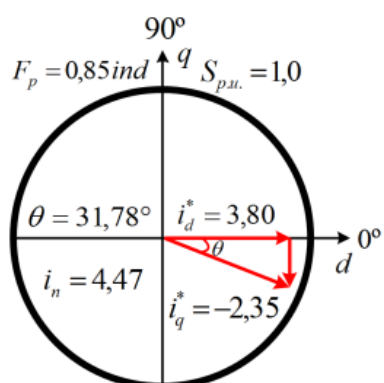
- Fator de potência - ($F_p = 1,0$)
- Nível de potência - ($S_{pu} = 1,0$)
- Corrente $i_n = 4,47A$
- Corrente $i_d^* = 4,47A$
- Corrente $i_q^* = 0A$
- Ângulo $\theta = 0^\circ$



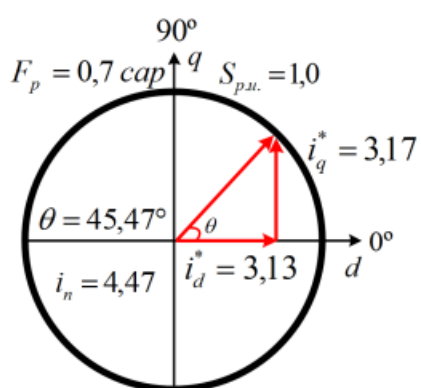
- Fator de potência indutivo - ($F_p = 0,85$)
- Nível de potência - ($S_{pu} = 1,1$)
- Corrente $i_n = 4,88A$
- Corrente $i_d^* = 4,13A$
- Corrente $i_q^* = -2,57A$
- Ângulo $\theta = 31,78^\circ$



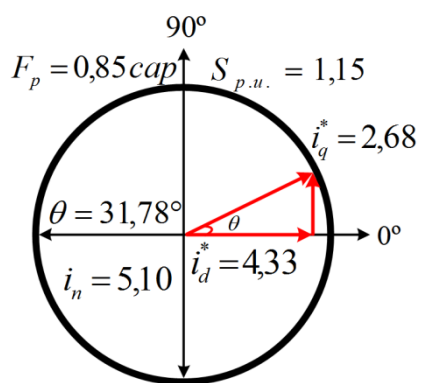
- Fator de potência - ($F_p = 1,0$)
- Nível de potência - ($S_{pu} = 1,0$)
- Corrente $i_n = 4,47A$
- Corrente $i_d^* = 4,47A$
- Corrente $i_q^* = 0A$
- Ângulo $\theta = 0^\circ$
- $h_7 = 3,0\%$

Tabela G. 2 - Diferentes cenários de ensaio para teste do T_{UT}.

- Fator de potência indutivo - ($F_p = 0,85$)
- Nível de potência - ($S_{pu} = 1,0$)
- Corrente $i_n = 4,47A$
- Corrente $i_d^* = 3,80A$
- Corrente $i_q^* = -2,35A$
- Ângulo $\theta = 31,78^\circ$



- Fator de potência capacitivo - ($F_p = 0,7$)
- Nível de potência - ($S_{pu} = 1,0$)
- Corrente $i_n = 4,47A$
- Corrente $i_d^* = 3,13A$
- Corrente $i_q^* = 3,17A$
- Ângulo $\theta = 45,47^\circ$



- Fator de potência capacitivo - ($F_p = 0,85$)
- Nível de potência - ($S_{pu} = 1,15$)
- Corrente $i_n = 5,10A$
- Corrente $i_d^* = 4,33A$
- Corrente $i_q^* = 2,68A$
- Ângulo $\theta = 31,78^\circ$

5 - Equacionamento do Controle

$$\frac{I(s)}{V_{VSI}(s)} = \frac{\tau_{TRAFO}}{\tau_{TRAFO} \cdot s + 1} \quad (G.19)$$

$$\tau_{TRAFO} = \frac{\sum L_{eq}}{\sum R_{eq}} \quad (G.20)$$

$$\frac{K(K_p + K_i)}{s} \quad (G.21)$$

$$\frac{i_d}{i_d^*} = \frac{\tau_{TRAFO} \cdot K}{s + \tau_{TRAFO} \cdot K} \quad (G.22)$$

$$K = \frac{1}{\tau_{TRAFO} \cdot \tau_{novo}} \quad (G.23)$$

5 - Tensões v_d^* e v_q^* após atuação do controlador PI:

$$v_d^* = \varepsilon i_d \cdot K_{PI} \quad (G.24)$$

$$v_q^* = \varepsilon i_q \cdot K_{PI} \quad (G.25)$$

5 - Transformada inversa de Park para obter as tensões de modulação do *SPWM*:

$$\begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \\ v_0^* \end{bmatrix} \quad (G.26)$$