



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

Leonardo Pinto de Almeida

Modelagem Fasorial Trifásica com Harmônicos de Elos de Corrente Contínua

NITERÓI
Setembro de 2024

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

Leonardo Pinto de Almeida

**Modelagem Fasorial Trifásica com Harmônicos
de Elos de Corrente Contínua**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Sergio Gomes Junior, D.Sc.

NITERÓI
Setembro de 2024

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

A447m Almeida, Leonardo Pinto de
Modelagem fasorial trifásica com harmônicos de elos de
corrente contínua / Leonardo Pinto de Almeida. - 2024.
598 f.

Orientador: Sergio Gomes Junior.
Tese (doutorado)-Universidade Federal Fluminense, Escola de
Engenharia, Niterói, 2024.

1. Sistemas de potência. 2. Corrente contínua. 3.
Transitório elétrico. 4. Modelagem computacional. 5.
Produção intelectual. I. Gomes Junior, Sergio, orientador.
II. Universidade Federal Fluminense. Escola de Engenharia.
III. Título.

CDD - XXX

LEONARDO PINTO DE ALMEIDA

MODELAGEM FASORIAL TRIFÁSICA COM HARMONICOS DE
ELOS DE CORRENTE CONTÍNUA

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a Obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

(Prof. Dr. Sergio Gomes Junior - Orientador - UFF)

(Prof. Dr. Bruno Wanderley França - UFF)

(Prof. Dr. Glauco Nery Taranto - UFRJ)

(Prof. Dr. Marcelo Aroca Tomim - UFJF)

(Prof. Dr. Thiago José Masseran Antunes Parreiras - UFRJ)

Niterói
(Setembro/2024)

Agradecimentos

A conclusão desta tese não teria sido possível sem o apoio e a colaboração de muitas pessoas, às quais expresso minha mais profunda gratidão.

À minha família, especialmente aos meus pais, Waldir e Sônia, e a minha avó Aurélia (in memoriam), por seu amor incondicional, apoio emocional e compreensão durante os momentos mais desafiadores desta jornada. Sem vocês, este sonho não teria se tornado realidade.

Ao meu orientador e amigo, Sergio Gomes Junior, por sua orientação incansável, paciência e valiosos conselhos ao longo de todo o processo. Sua expertise e dedicação foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço também a todos os professores que conheci durante esta jornada, em especial, ao professor Thiago José Masseran Antunes Parreiras por suas críticas construtivas e sugestões que enriqueceram esta pesquisa.

Ao CEPEL, pelo suporte financeiro e infraestrutura fornecidos, que foram essenciais para a condução desta pesquisa.

Aos meus amigos e colegas de CEPEL, que contribuíram de forma direta ou indireta para a realização desse trabalho, por suas palavras de encorajamento, discussões técnicas e momentos de descontração que tornaram esta caminhada mais leve e prazerosa.

Por fim, agradeço a todos que, de alguma forma, contribuíram para a realização desta tese. A cada um de vocês, meu sincero muito obrigado.

"O verdadeiro sinal de inteligência não é o conhecimento, mas a imaginação."

Albert Einstein

Dedico esta tese aos meus pais, Waldir e Sônia, e a minha avó, Aurélia (in memoriam), que ao longo da minha vida zelaram pelo meu bem-estar e educação, sendo o meu apoio em todos os momentos.

Resumo

O objetivo desta tese de doutorado é propor uma nova metodologia de análise dinâmica de elos de Corrente Contínua em Alta Tensão (CCAT) utilizando tecnologia LCC (“Line-Commutated Converter”) baseada em pontes com tiristores. Esta metodologia utiliza um novo simulador que integra os transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos de uma rede elétrica de grande porte. Para isto, foram utilizados na modelagem e implementações computacionais os fasores dinâmicos, que são generalizações dos fasores convencionais de regime permanente e que permitem a modelagem dos transitórios eletromagnéticos da rede elétrica.

Dentro deste objetivo, foi desenvolvido um modelo trifásico de elo CCAT válido para dinâmicas de altas frequências, com harmônicos e correta identificação e simulação das falhas de comutação. Este modelo apresenta uma característica híbrida, ou seja, possui conjuntamente variáveis fasoriais e instantâneas.

O modelo desenvolvido foi integrado ao programa computacional AnaHVDC, que vem sendo desenvolvido pelo Centro de Pesquisas de Energia Elétrica - CEPEL.

O trabalho também apresenta resultados de validação do modelo desenvolvido utilizando a implementação computacional no AnaHVDC, realizada durante a tese. Nessa validação foram utilizados sistemas testes que foram completamente modelados no programa PSCAD/EMTDC cujas simulações foram comparadas com o modelo proposto. Os resultados apresentados corroboram a boa qualidade do modelo proposto.

Palavras-chaves: Estabilidade, Dinâmica de sistemas de potência, Elos de corrente contínua, Conversores comutados por linha a tiristores, Falha de Comutação, Transitório eletromecânico, Transitório eletromagnético, Fasores dinâmicos.

Abstract

The objective of this thesis is to propose a new methodology for dynamic analysis of High Voltage Direct Current (HVDC) links using LCC (Line-Commutated Converter) technology based on thyristor bridges. This methodology uses a new simulator that integrates the electromechanical and electromagnetic transients of a large electrical network. For this, dynamic phasors were used in the modeling and computational implementations, which are generalizations of conventional steady-state phasors and allow the modeling of electromagnetic transients in the electrical network.

Within this objective, a three-phase model of a HVDC link was developed, valid for high frequencies, including harmonics, and accurate for the identification and simulation of commutation failures. This model features a hybrid characteristic, it simultaneously includes phasor and instantaneous variables.

The developed model was integrated into the AnaHVDC software, which has been under development by Electric Energy Research Center - CEPEL.

The work also presents validation results of the model developed using the computational implementation in AnaHVDC carried out during the thesis. In this validation, test systems were completely modeled in the PSCAD/EMTDC software, whose simulations were compared with the proposed model. The presented results confirm the good quality of the proposed model.

Keywords: Stability, Power System Dynamics, HVDC links, Line-Commutated Converters, Commutation Failure, Electromechanical Transient, Electromagnetic Transient, Dynamic Phasors.

Lista de Figuras

FIGURA 1 - SISTEMA DC MULTI-INFEED NO BRASIL [2].	2
FIGURA 2 - SIMULAÇÃO HÍBRIDA [5].	4
FIGURA 3 - EQUIVALENTE <i>FDNE</i> [9].	5
FIGURA 4 - METODOLOGIA PARA ESTUDO DINÂMICO DE SISTEMAS <i>DC MULTI-INFEED</i> .	6
FIGURA 5 – SISTEMA CA/CC DO LADO DO RETIFICADOR [48].	16
FIGURA 6 – SISTEMA CA/CC DO LADO DO INVERSOR [48].	17
FIGURA 7 – CONVERSOR COM PONTE DE 6 PULSOS.	20
FIGURA 8 – CONVERSOR COM PONTE DE 12 PULSOS.	21
FIGURA 9 – EXEMPLO DE FALHA DE COMUTAÇÃO COM DURAÇÃO SUPERIOR À DURAÇÃO DA FALTA.	23
FIGURA 10 – FALHA DE COMUTAÇÃO – INSTANTE 1.	25
FIGURA 11 - FALHA DE COMUTAÇÃO – INSTANTE 2.	25
FIGURA 12 - FALHA DE COMUTAÇÃO – INSTANTE 3.	26
FIGURA 13 - FALHA DE COMUTAÇÃO – INSTANTE 4.	26
FIGURA 14 - FALHA DE COMUTAÇÃO – INSTANTE 5.	27
FIGURA 15 - FALHA DE COMUTAÇÃO – INSTANTE 6.	27
FIGURA 16 - FALHA DE COMUTAÇÃO – INSTANTE 7.	28
FIGURA 17 - FALHA DE COMUTAÇÃO – INSTANTE 8.	28
FIGURA 18 – CIRCUITO RL.	35
FIGURA 19 – FORMA DE ONDA DA TENSÃO.	38
FIGURA 20 – FORMA DE ONDA DA CORRENTE.	38
FIGURA 21 – COMPARAÇÃO ANAHVDC X ANATEM.	38
FIGURA 22 – LINHA DE TRANSMISSÃO SEM PERDAS ENTRE DOIS NÓS GENÉRICOS <i>K</i> E <i>M</i> [16].	41
FIGURA 23 – CIRCUITO EQUIVALENTE DA LT SEM PERDAS (PARTE REAL) [16].	43
FIGURA 24 – CIRCUITO EQUIVALENTE DA LT SEM PERDAS (PARTE IMAGINÁRIA) [16].	44
FIGURA 25 – MODELO APROXIMADO PARA LT COM PERDAS [16].	44
FIGURA 26 – DIAGRAMAS DO SISTEMA EXEMPLO NO PSCAD/EMTDC.	45
FIGURA 27 – TENSÃO CA PARA A ENERGIZAÇÃO DE UMA LINHA.	46
FIGURA 28 – CORRENTE CA PARA A ENERGIZAÇÃO DE UMA LINHA.	46
FIGURA 29 – VALOR INSTANTÂNEO E MÓDULO DO FASOR DA TENSÃO CA PARA A ENERGIZAÇÃO DE UMA LINHA.	47
FIGURA 30 – VALOR INSTANTÂNEO E MÓDULO DO FASOR DA CORRENTE CA PARA A ENERGIZAÇÃO DE UMA LINHA.	47
FIGURA 31 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DA TENSÃO [33].	49
FIGURA 32 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DA CORRENTE PARA O RETIFICADOR [33].	49
FIGURA 33 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DA CORRENTE PARA O INVERSOR [33].	50
FIGURA 34 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO MODELO DE PLL UTILIZADO EM [33].	52
FIGURA 35 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO SIMULADOR ANAHVDC COM O MODELO TRIFÁSICO COM HARMÔNICOS DO ELO.	55
FIGURA 36 – SISTEMA TESTE PARA VALIDAÇÃO DO MODELO FASORIAL HARMÔNICO DO ELO.	57
FIGURA 37 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO SIMULADOR ANAHVDC UTILIZADO NOS TESTES DE VALIDAÇÃO DO MODELO DO ELO CCAT COM HARMÔNICOS.	58
FIGURA 38 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA PONTE DE 6 PULSOS. VÁLVULAS 1 E 2 CONDUZINDO.	59
FIGURA 39 – CIRCUITO DO REATOR DE ALISAMENTO.	59
FIGURA 40 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA PONTE DE 6 PULSOS. VÁLVULA 2 CONDUZINDO E A VÁLVULA 1 COMUTANDO COM A VÁLVULA 3.	60
FIGURA 41 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DA TENSÃO INSTANTÂNEA - FASE A (<i>svat</i>).	65
FIGURA 42 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DA TENSÃO INSTANTÂNEA - FASE B (<i>svbt</i>).	65
FIGURA 43 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DA TENSÃO INSTANTÂNEA - FASE C (<i>svct</i>).	66
FIGURA 44 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DE TENSÃO DURANTE COMUTAÇÃO (<i>svμ(t)</i>).	66
FIGURA 45 – TENSÃO CA NA PONTE RETIFICADORA.	67
FIGURA 46 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD X ANAHVDC).	68
FIGURA 47 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svat</i> NO RETIFICADOR (PSCAD X ANAHVDC).	68
FIGURA 48 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svbt</i> NO RETIFICADOR (PSCAD X ANAHVDC).	68
FIGURA 49 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svct</i> NO RETIFICADOR (PSCAD X ANAHVDC).	69

FIGURA 50 – ÂNGULO DE DISPARO NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	69
FIGURA 51 – ÂNGULO DE SAÍDA DO PLL DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	69
FIGURA 52 – TENSÃO CA NA PONTE INVERSORA.	70
FIGURA 53 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	70
FIGURA 54 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svat</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	71
FIGURA 55 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svbt</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	71
FIGURA 56 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svct</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	71
FIGURA 57 – ÂNGULO DE DISPARO NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	72
FIGURA 58 – ÂNGULO DE SAÍDA DO PLL DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	72
FIGURA 59 – TENSÃO CA NA PONTE RETIFICADORA.	73
FIGURA 60 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	73
FIGURA 61 – TENSÃO CA NA PONTE INVERSORA.	74
FIGURA 62 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	74
FIGURA 63 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR, $hcc(max) = 12$, $hcc(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	76
FIGURA 64 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR, $hcc(max) = 48$, $hcc(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	77
FIGURA 65 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR, $hcc(max) = 384$, $hcc(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	77
FIGURA 66 – TENSÃO CC INSTANTÂNEA NO RETIFICADOR ($hcc(max) = 12 \times hcc(max) = 48 \times hcc(max) = 384$).	78
FIGURA 67 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR, $hcc(max) = 48$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	79
FIGURA 68 – MÓDULO DOS FASORES HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS DA TENSÃO CC.	79
FIGURA 69 – MÓDULO DOS FASORES HARMÔNICOS NÃO CARACTERÍSTICOS DA TENSÃO CC.	80
FIGURA 70 – TENSÃO CC NO INVERSOR, $hcc(max) = 48$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	80
FIGURA 71 – MÓDULO DOS FASORES HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS DA TENSÃO CC.	81
FIGURA 72 – MÓDULO DOS FASORES HARMÔNICOS NÃO CARACTERÍSTICOS DA TENSÃO CC.	81
FIGURA 73 – REDE CC DE QUATRO BARRAS, ASSINALADAS POR UM CÍRCULO VERMELHO.	82
FIGURA 74 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	83
FIGURA 75 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	84
FIGURA 76 – DERIVADA DA CORRENTE CC NO RETIFICADOR (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	84
FIGURA 77 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	85
FIGURA 78 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	85
FIGURA 79 – DERIVADA DA CORRENTE CC NO RETIFICADOR (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	86
FIGURA 80 – CORRENTE CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	86
FIGURA 81 – CORRENTE CC NO INVERSO (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	87
FIGURA 82 – DERIVADA DA CORRENTE CC NO INVERSOR (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	87
FIGURA 83 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA PONTE DE 6 PULSOS. VÁLVULAS 1 E 2 CONDUZINDO.	88
FIGURA 84 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO ENTRE AS VÁLVULAS 1 E 3.	89
FIGURA 85 – FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO DA CORRENTE INSTANTÂNEA.	95
FIGURA 86 – TENSÃO CA NA PONTE RETIFICADORA.	99
FIGURA 87 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	100
FIGURA 88 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	100
FIGURA 89 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	101
FIGURA 90 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	101
FIGURA 91 – TENSÃO CA NA PONTE INVERSORA.	102
FIGURA 92 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	102
FIGURA 93 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	102
FIGURA 94 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	103
FIGURA 95 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	103
FIGURA 96 – TENSÃO CA NA PONTE RETIFICADORA.	104
FIGURA 97 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	104
FIGURA 98 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	105
FIGURA 99 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	105
FIGURA 100 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	105
FIGURA 101 – TENSÃO CA NA PONTE INVERSORA.	106
FIGURA 102 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	106
FIGURA 103 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	107
FIGURA 104 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	107

FIGURA 105 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	107
FIGURA 106 – CORRENTE CA DA FASE A NO RETIFICADOR, $hca(max) = 13$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	110
FIGURA 107 – CORRENTE CA DA FASE A NO RETIFICADOR, $hca(max) = 49$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	110
FIGURA 108 – CORRENTE CA DA FASE A NO RETIFICADOR, $hca(max) = 385$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	111
FIGURA 109 – CORRENTE CA DA FASE A NO RETIFICADOR, $hca(max) = 49$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	111
FIGURA 110 – CORRENTE CA DA FASE B NO RETIFICADOR, $hca(max) = 49$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	112
FIGURA 111 – CORRENTE CA DA FASE C NO RETIFICADOR, $hca(max) = 49$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	112
FIGURA 112 – CORRENTE CA DA FASE A NO INVERSOR, $hca(max) = 49$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	113
FIGURA 113 – CORRENTE CA DA FASE B NO INVERSOR, $hca(max) = 49$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	113
FIGURA 114 – CORRENTE CA DA FASE C NO INVERSOR, $hca(max) = 49$, $hca(step) = 2$ (ANAHVDC _{INST} X ANAHVDC _{FDH}).	113
FIGURA 115 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO <i>PHASE-LOCKED LOOP</i> UTILIZADO PARA O MODELO FASORIAL DO ELO CCAT.	115
FIGURA 116 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO <i>PHASE-LOCKED LOOP</i> [54].	115
FIGURA 117 – TENSÃO CA NA PONTE RETIFICADORA.	118
FIGURA 118 – ÂNGULO DE SAÍDA DO PLL (PSCAD x ANAHVDC).	118
FIGURA 119 – GRÁFICO DA CORRENTE CA PARA DEFINIÇÃO DO ÂNGULO DE COMUTAÇÃO.	119
FIGURA 120 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO PSCAD PARA CÁLCULO DO ÂNGULO DE COMUTAÇÃO.	120
FIGURA 121 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO CIRCUITO DE COMUTAÇÃO ENTRE AS VÁLVULAS 1 E 3.	121
FIGURA 122 – COMPARAÇÃO DO ÂNGULO DE COMUTAÇÃO ENTRE O VALOR DISCRETO DO PSCAD E CONTÍNUO DO ANAHVDC.	123
FIGURA 123 – TENSÃO CA NA PONTE INVERSORA.	125
FIGURA 124 – ÂNGULO DE SAÍDA DO PLL (PSCAD x ANAHVDC).	125
FIGURA 125 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	126
FIGURA 126 – ÂNGULO DE SAÍDA DO PLL (PSCAD x ANAHVDC).	126
FIGURA 127 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	127
FIGURA 128 – MEDIÇÃO DE Udi0 NO PSCAD/EMTDC.	128
FIGURA 129 – TENSÃO CA NA PONTE INVERSORA.	128
FIGURA 130 – TENSÃO CC NO VDCOL DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	129
FIGURA 131 – TENSÃO CC FILTRADA NO VDCOL DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	130
FIGURA 132 – TENSÃO CC NO VDCOL DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	130
FIGURA 133 – TENSÃO CC FILTRADA NO VDCOL DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	130
FIGURA 134 – TENSÃO Udi0 NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	131
FIGURA 135 – TENSÃO Udi0 FILTRADA NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	131
FIGURA 136 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC) EM DETALHE.	131
FIGURA 137 – CORRENTE CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	132
FIGURA 138 – ÂNGULO DE DISPARO NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	132
FIGURA 139 – ÂNGULO DE DISPARO NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	132
FIGURA 140 – TENSÃO CC NO VDCOL DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	133
FIGURA 141 – ZOOM NA TENSÃO CC NO VDCOL DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	134
FIGURA 142 – TENSÃO CC FILTRADA NO VDCOL DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	134
FIGURA 143 – TENSÃO CC NO VDCOL DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	134
FIGURA 144 – ZOOM NA TENSÃO CC NO VDCOL DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	135
FIGURA 145 – TENSÃO CC FILTRADA NO VDCOL DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	135
FIGURA 146 – TENSÃO Udi0 NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	135
FIGURA 147 – ZOOM NA TENSÃO Udi0 NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	136
FIGURA 148 – TENSÃO Udi0 FILTRADA NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	136
FIGURA 149 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	136
FIGURA 150 – CORRENTE CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	137

FIGURA 151 – ÂNGULO DE DISPARO NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	137
FIGURA 152 – ÂNGULO DE DISPARO NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	137
FIGURA 153 – ATRASO DE DISPARO $\Delta\alpha$.	138
FIGURA 154 – TENSÃO NA VÁLVULA 1 (FASE A).	139
FIGURA 155 – PULSO DE DISPARO DA VÁLVULA 1 (FASE A).	140
FIGURA 156 – TENSÃO NA VÁLVULA 3 (FASE B).	140
FIGURA 157 – PULSO DE DISPARO DA VÁLVULA 3 (FASE B).	140
FIGURA 158 – TENSÃO NA VÁLVULA 5 (FASE C).	141
FIGURA 159 – PULSO DE DISPARO DA VÁLVULA 5 (FASE C).	141
FIGURA 160 – $\Delta\alpha$ CALCULADO DIRETAMENTE NO ANAHVDC.	142
FIGURA 161 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR EM DETALHE.	144
FIGURA 162 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC) EM DETALHE.	145
FIGURA 163 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	145
FIGURA 164 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	146
FIGURA 165 – TENSÃO NA VÁLVULA 3 (PSCAD) EM DETALHE.	146
FIGURA 166 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	147
FIGURA 167 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svat</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	147
FIGURA 168 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svbt</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	148
FIGURA 169 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svct</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	148
FIGURA 170 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO NORMAL DAS TRÊS FASES.	149
FIGURA 171 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO EM FALHA DAS TRÊS FASES.	149
FIGURA 172 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	152
FIGURA 173 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	153
FIGURA 174 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	153
FIGURA 175 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	154
FIGURA 176 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	154
FIGURA 177 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svat</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	155
FIGURA 178 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svbt</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	155
FIGURA 179 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO <i>svct</i> NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	155
FIGURA 180 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO NORMAL DAS TRÊS FASES.	156
FIGURA 181 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO EM FALHA DAS TRÊS FASES.	156
FIGURA 182 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO RETIFICADOR.	158
FIGURA 183 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	159
FIGURA 184 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	159
FIGURA 185 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	160
FIGURA 186 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	160
FIGURA 187 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	160
FIGURA 188 – $\Delta\alpha$ CALCULADO DIRETAMENTE NO ANAHVDC.	161
FIGURA 189 – TENSÃO NA VÁLVULA 1 (FASE A).	161
FIGURA 190 – TENSÃO NA VÁLVULA 4 (FASE A).	162
FIGURA 191 – PULSO DE DISPARO DA VÁLVULA 3 (FASE B).	162
FIGURA 192 – ZOOM NA TENSÃO DA VÁLVULA 1 (FASE A).	162
FIGURA 193 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	163
FIGURA 194 – CORRENTE CA NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD).	164
FIGURA 195 – CORRENTE CA NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (ANAHVDC).	164
FIGURA 196 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	165
FIGURA 197 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	165
FIGURA 198 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	166
FIGURA 199 – CORRENTE CA NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD).	167
FIGURA 200 – CORRENTE CA NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (ANAHVDC).	167
FIGURA 201 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	168
FIGURA 202 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	168
FIGURA 203 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	169
FIGURA 204 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	170
FIGURA 205 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	171
FIGURA 206 – ÂNGULO DE DISPARO NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	171

FIGURA 207 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	171
FIGURA 208 – TENSÃO CC FILTRADA NO VDCOL DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	172
FIGURA 209 – REFERÊNCIA DE CORRENTE NA SAÍDA DO VDCOL DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	172
FIGURA 210 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	173
FIGURA 211 – ÂNGULO DE DISPARO NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	173
FIGURA 212 – REFERÊNCIA DE GAMA NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	173
FIGURA 213 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	174
FIGURA 214 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	174
FIGURA 215 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	175
FIGURA 216 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	175
FIGURA 217 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	175
FIGURA 218 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	176
FIGURA 219 – FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO DA FASE A DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	176
FIGURA 220 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	178
FIGURA 221 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	178
FIGURA 222 – TENSÃO CC NA PONTE EM Y DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	178
FIGURA 223 – TENSÃO CC NA PONTE EM Δ DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	179
FIGURA 224 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	179
FIGURA 225 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO EM Y DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	180
FIGURA 226 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO EM Y DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC). ..	180
FIGURA 227 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO EM Y DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC). ..	180
FIGURA 228 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO EM Δ DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	181
FIGURA 229 – CORRENTE CA NA FASE B NO SECUNDÁRIO EM Δ DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	181
FIGURA 230 – CORRENTE CA NA FASE C NO SECUNDÁRIO EM Δ DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	181
FIGURA 231 – CORRENTE CA NA FASE A NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	182
FIGURA 232 – CORRENTE CA NA FASE B NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	182
FIGURA 233 – CORRENTE CA NA FASE C NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	182
FIGURA 234 – CORRENTE CA NOS SECUNDÁRIOS E NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	183
FIGURA 235 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	183
FIGURA 236 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	184
FIGURA 237 – TENSÃO CC NA PONTE EM Y DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	184
FIGURA 238 – TENSÃO CC NA PONTE EM Δ DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	184
FIGURA 239 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	185
FIGURA 240 – CORRENTE CA NA FASE A NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	185
FIGURA 241 – CORRENTE CA NA FASE B NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	185
FIGURA 242 – CORRENTE CA NA FASE C NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	186
FIGURA 243 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO RETIFICADOR.	186
FIGURA 244 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	187
FIGURA 245 – TENSÃO CC NA PONTE EM Y DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	187
FIGURA 246 – TENSÃO CC NA PONTE EM Δ DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	187
FIGURA 247 – CORRENTE CA NA FASE A NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	188
FIGURA 248 – CORRENTE CA NA FASE B NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	188
FIGURA 249 – CORRENTE CA NA FASE C NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	188
FIGURA 250 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	189
FIGURA 251 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	191
FIGURA 252 – CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO (PSCAD x ANAHVDC).	191
FIGURA 253 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	192
FIGURA 254 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	192
FIGURA 255 – ZOOM DA CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	193
FIGURA 256 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	193
FIGURA 257 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	194
FIGURA 258 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	195
FIGURA 259 – CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO (PSCAD x ANAHVDC).	195
FIGURA 260 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	195
FIGURA 261 – ZOOM DA CORRENTE CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	196

FIGURA 262 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR APÓS O REATOR DE ALISAMENTO (PSCAD x ANAHVDC).	196
FIGURA 263 – TENSÃO CC NO INVERSOR APÓS O REATOR DE ALISAMENTO (PSCAD x ANAHVDC).	196
FIGURA 264 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	197
FIGURA 265 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	197
FIGURA 266 – CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO (PSCAD x ANAHVDC).	198
FIGURA 267 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	198
FIGURA 268 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	199
FIGURA 269 – TENSÃO CC NA PONTE EM Δ DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	199
FIGURA 270 – TENSÃO CC NA PONTE EM Y DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	199
FIGURA 271 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	200
FIGURA 272 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO EM Δ DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	200
FIGURA 273 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO EM Y DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	201
FIGURA 274 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	201
FIGURA 275 – CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO (PSCAD x ANAHVDC).	202
FIGURA 276 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	202
FIGURA 277 – TENSÃO CC NO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	203
FIGURA 278 – TENSÃO CC NA PONTE EM Δ DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	203
FIGURA 279 – TENSÃO CC NA PONTE EM Y DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	203
FIGURA 280 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR (PSCAD x ANAHVDC).	204
FIGURA 281 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO EM Δ DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	204
FIGURA 282 – CORRENTE CA NA FASE A NO SECUNDÁRIO EM Y DO TRANSFORMADOR DO INVERSOR (PSCAD x ANAHVDC).	204
FIGURA 283 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	205
FIGURA 284 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR.	206
FIGURA 285 – TENSÃO CC NO INVERSOR.	206
FIGURA 286 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR.	206
FIGURA 287 – TENSÃO CA TRIFÁSICA NO INVERSOR.	207
FIGURA 288 – TENSÃO CC NO RETIFICADOR.	208
FIGURA 289 – TENSÃO CC NO INVERSOR.	208
FIGURA 290 – CORRENTE CC NO RETIFICADOR.	208
FIGURA 291 – ÂNGULO DE DISPARO DURANTE SNAPSHOT DO PSCAD.	210
FIGURA 292 – PONTES DE 6 PULSOS TRABALHANDO COMO RETIFICADOR E INVERSOR.	223
FIGURA 293 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA PONTE DE 6 PULSOS.	224
FIGURA 294 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO <i>PHASE-LOCKED LOOP</i> .	227
FIGURA 295 – FLUXOGRAMA DA METODOLOGIA RSF.	230
FIGURA 296 – ESQUEMA UTILIZADO PARA VALIDAÇÃO DA METODOLOGIA RSF.	231
FIGURA 297 – SISTEMA TESTE SIMPLIFICADO SIMULADO NO PSCAD/EMTDC.	231
FIGURA 298 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE DO RETIFICADOR.	232
FIGURA 299 – TENSÃO CC (SEM INTERPOLAÇÃO).	232
FIGURA 300 – CORRENTE CA (SEM INTERPOLAÇÃO).	233
FIGURA 301 – TENSÃO CC (COM INTERPOLAÇÃO).	236
FIGURA 302 – CORRENTE CA (COM INTERPOLAÇÃO).	236
FIGURA 303 – ZOOM DA CORRENTE CA (COM INTERPOLAÇÃO).	237
FIGURA 304 – FLUXOGRAMA DA METODOLOGIA RSF COM INTERPOLAÇÃO.	238
FIGURA 305 – CORRENTE CC.	239
FIGURA 306 – ÂNGULO DE DISPARO (ALFA).	239
FIGURA 307 – TENSÃO CA.	240
FIGURA 308 – TENSÃO CC.	240
FIGURA 309 – ZOOM DA TENSÃO CC.	241
FIGURA 310 – CORRENTE CA.	241
FIGURA 311 – ZOOM DA CORRENTE CA.	242
FIGURA 312 – METODOLOGIA PROPOSTA PARA RFS E IDENTIFICAÇÃO DA FALHA DE COMUTAÇÃO.	244
FIGURA 313 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO SIMULADOR ANAHVDC COM O MODELO TRIFÁSICO DE FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL DO ELO EM CONJUNTO COM A METODOLOGIA RFS.	244
FIGURA 314 – DIAGRAMA UNIFILAR DO SISTEMA TESTE.	246
FIGURA 315 – DETALHAMENTO DA PONTE CONVERSORA DO INVERSOR DO ELO HVDC E SEUS FILTROS.	246
FIGURA 316 – CONTROLE DE CORRENTE ADOTADO NO RETIFICADOR DO ELO CCAT.	247

FIGURA 317 – CONTROLE DE ÂNGULO DE EXTINÇÃO MÍNIMO ADOTADO NO INVERSOR DO ELO CCAT	247
FIGURA 318 – TENSÕES CA DO INVERSOR.	248
FIGURA 319 – ÂNGULO DE DISPARO DO INVERSOR.	248
FIGURA 320 – CORRENTE CC DO INVERSOR.	249
FIGURA 321 – TENSÃO CC DO INVERSOR.	249
FIGURA 322 – TENSÃO NA VÁLVULA 1 DO INVERSOR.	249
FIGURA 323 – CORRENTE NA VÁLVULA 1 DO INVERSOR.	250
FIGURA 324 – CORRENTE NAS VÁLVULAS – SEM FALHA DE COMUTAÇÃO.	251
FIGURA 325 – TENSÃO NAS VÁLVULAS – SEM FALHA DE COMUTAÇÃO.	251
FIGURA 326 – CORRENTE NAS VÁLVULAS – COM FALHA DE COMUTAÇÃO.	252
FIGURA 327 – TENSÃO NAS VÁLVULAS – COM FALHA DE COMUTAÇÃO.	252
FIGURA 328 – TENSÕES CA DO INVERSOR.	254
FIGURA 329 – ÂNGULO DE DISPARO DO INVERSOR.	254
FIGURA 330 – CORRENTE CC DO INVERSOR.	254
FIGURA 331 – TENSÃO CC DO INVERSOR.	255
FIGURA 332 – TENSÃO NA VÁLVULA 1 DO INVERSOR.	255
FIGURA 333 – CORRENTE NA VÁLVULA 1 DO INVERSOR.	255
FIGURA 334 – CORRENTE NAS VÁLVULAS – COM FALHA DE COMUTAÇÃO.	256
FIGURA 335 – TENSÃO NAS VÁLVULAS – COM FALHA DE COMUTAÇÃO.	256
FIGURA 336 – CONFIGURAÇÃO DA REDE CA ASSOCIADA AO TERMINAL RETIFICADOR.	258
FIGURA 337 – CONFIGURAÇÃO DA REDE CA ASSOCIADA AO TERMINAL INVERSOR.	258
FIGURA 338 – CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA CCAT.	259
FIGURA 339 – SISTEMA CCAT UTILIZADO NO PROGRAMA PSCAD/EMTDC.	259
FIGURA 340 – CCA DO RETIFICADOR.	260
FIGURA 341 – VDCOL DO RETIFICADOR.	260
FIGURA 342 – CCA DO INVERSOR.	260
FIGURA 343 – VDCOL DO INVERSOR.	261
FIGURA 344 – CONTROLE DE α_{max} DO INVERSOR.	261
FIGURA 345 – AJUSTE DO TEMPO MÍNIMO PARA EXTINÇÃO DA CONDUÇÃO DE CORRENTE PELA VÁLVULA – PSCAD/EMTDC.	261
FIGURA 346 – AJUSTE DO TEMPO MÍNIMO PARA EXTINÇÃO DA CONDUÇÃO DE CORRENTE PELA VÁLVULA – ANAHVDC.	262
FIGURA 347 – TENSÃO TRIFÁSICA DA BARRA DA INVERSORA (kV).	263
FIGURA 348 – CORRENTE CC (pu).	264
FIGURA 349 – CORRENTE NAS VÁLVULAS ÍMPARES DA PONTE Y DO INVERSOR (A).	264
FIGURA 350 – CORRENTE NAS VÁLVULAS PARES DA PONTE Y DO INVERSOR (A).	264
FIGURA 351 – CORRENTE NA VÁLVULA 1 DA PONTE Y DO INVERSOR (A).	265
FIGURA 352 – TENSÃO NA VÁLVULA 1 DA PONTE Y DO INVERSORA (kV).	265
FIGURA 353 – ÂNGULO DE DISPARO DO RETIFICADOR (GRAUS).	265
FIGURA 354 – ÂNGULO DE DISPARO DO INVERSOR (GRAUS).	266
FIGURA 355 – ZOOM DO ÂNGULO DE DISPARO DO INVERSOR (GRAUS).	266
FIGURA 356 – POTÊNCIA CA ENTREGUE PELO ELO CCAT AO SISTEMA CA DO INVERSOR (MW).	266
FIGURA 357 – GRANDEZAS DO GERADOR CONECTADO A BARRA 2 (SISTEMA CA DO RETIFICADOR).	267
FIGURA 358 – GRANDEZAS DO GERADOR CONECTADO A BARRA 4 (SISTEMA CA DO INVERSOR).	267
FIGURA 359 – COMPARAÇÃO CVMSE. CORRENTE CC, SISTEMA ZCA 6 PULSOS.	271
FIGURA 360 – COMPARAÇÃO CVMSE. CORRENTE CC, SISTEMA ZCA 12 PULSOS.	271
FIGURA 361 – SISTEMA TESTE PARA VALIDAÇÃO DO MODELO FASORIAL HARMÔNICO DO ELO.	273
FIGURA 362 – DIAGRAMA DE CONTROLE DO RETIFICADOR (CCA E VDCOL).	274
FIGURA 363 – DIAGRAMA DE CONTROLE DO INVERSOR (CCA, VDCOL E α_{max}).	275
FIGURA 364 – SISTEMA REPRESENTADO NO PSCAD/EMTDC.	275
FIGURA 365 – REDE CA DO LADO DO RETIFICADOR.	276
FIGURA 366 – REDE CA DO LADO DO INVERSOR.	276
FIGURA 367 – REDE CC E OS REATORES DE ALISAMENTO.	277
FIGURA 368 – MÓDULOS DO CONTROLE DO RETIFICADOR (VDCOL E CCA).	277
FIGURA 369 – DETALHAMENTO DO VDCOL (RETIFICADOR).	277
FIGURA 370 – DETALHAMENTO DO CCA (RETIFICADOR).	278
FIGURA 371 – MÓDULOS DO CONTROLE DO INVERSOR (VDCOL, CCA E α_{max}).	278
FIGURA 372 – DETALHAMENTO DO VDCOL (INVERSOR).	278

FIGURA 373 – DETALHAMENTO DO CCA (INVERSOR).....	279
FIGURA 374 – DETALHAMENTO DO α_{max} (INVERSOR).....	279
FIGURA 375 – DETALHAMENTO DE GAMMA-KICK.....	280
FIGURA 376 – CÁLCULO DAS FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO.	280
FIGURA 377 – CÁLCULO DO ÂNGULO DE COMUTAÇÃO.....	281
FIGURA 378 – SISTEMA TESTE PARA VALIDAÇÃO DO MODELO FASORIAL HARMÔNICO DO ELO.	293
FIGURA 379 – SISTEMA REPRESENTADO NO PSCAD/EMTDC.....	295
FIGURA 380 – REDE CA DO LADO DO RETIFICADOR.....	295
FIGURA 381 – REDE CA DO LADO DO INVERSOR.....	296
FIGURA 382 – SISTEMA ZCA.....	299
FIGURA 383 – SISTEMA CA DO RETIFICADOR.....	300
FIGURA 384 – SISTEMA CA DO INVERSOR.	300
FIGURA 385 – DADOS DOS FILTROS DE 5º, 7º, 11º E 13º HARMÔNICOS.	301
FIGURA 386 – DADOS DOS FILTROS DE 11º, 13º, 23º E 25º HARMÔNICOS.	301
FIGURA 387 – REDE CC – LT COM MODELO DE BERGERON.....	301
FIGURA 388 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DA TENSÃO INSTANTÂNEA - FASE A ($svat$).	318
FIGURA 389 – FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO DE TENSÃO DURANTE COMUTAÇÃO ($sv\mu(t)$).	320

Lista de Tabelas

TABELA 1 – DESCRIÇÃO DAS VARIÁVEIS DO SISTEMA CA/CC.	17
TABELA 2 – EQUAÇÕES DAS FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO DE TENSÃO E CORRENTE POR TRECHOS [33].	50
TABELA 3 – CÁLCULO DA TENSÃO CC INSTANTÂNEA EM CONDUÇÃO NORMAL.	61
TABELA 4 – CÁLCULO DA TENSÃO CC INSTANTÂNEA EM COMUTAÇÃO.	62
TABELA 5 – COMPARAÇÃO DE TEMPO DE PROCESSAMENTO.	78
TABELA 6 – CÁLCULO DAS CORRENTES CA INSTANTÂNEAS EM CONDUÇÃO NORMAL.	91
TABELA 7 – CÁLCULO DAS CORRENTES CA INSTANTÂNEAS EM COMUTAÇÃO.	92
TABELA 8 – DADOS DO SISTEMA.	141
TABELA 9 – MODIFICAÇÃO DAS FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO DURANTE FALHAS DE COMUTAÇÃO.	143
TABELA 10 – SUPERPOSIÇÃO DAS FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO DURANTE FALHA.	149
TABELA 11 – SUPERPOSIÇÃO DAS FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO DURANTE FALHA.	157
TABELA 12 – COMPARAÇÃO DE TEMPO COMPUTACIONAL. ANAHVDC.	209
TABELA 13 – COMPARAÇÃO DE TEMPO COMPUTACIONAL. PSCAD/EMTDC	211
TABELA 14 – PROCEDIMENTO PARA INTERPOLAÇÃO DE PASSO.	233
TABELA 15 – DADOS DO SISTEMA.	273
TABELA 16 – DADOS DO SISTEMA.	294

Lista de Abreviaturas e Siglas

AHE	Aproveitamento hidroelétrico
ANAFAS	Programa de Análise de Faltas Simultâneas
AnaHVDC	Programa de simulação de sistemas de potência considerando simultaneamente os transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos e a presença de elos de corrente contínua
ANAREDE	Programa de Análise de Redes Elétricas
ANATEM	Programa de Análise de Transitórios Eletromecânicos
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CCA	Current Control Amplifier
CCAT	Corrente Contínua em Alta Tensão
CEPEL	Centro de Pesquisa de Energia Elétrica
EMT	Eletromagnético
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FC	Falha de comutação
FDNE	Frequency Dependent Network Equivalent
HVDC	High Voltage Direct Current
LCC	Line-Commutated Converter

MME	Ministério de Minas e Energia
ONS	Operador Nacional do Sistema
PLL	Phase-Locked Loop
PSCAD/EMTDC	Power System Computer Aided Design – programa comercial de simulação de transitórios eletromagnéticos
RFS	Reconstituição Fasorial Síncrona
SEB	Sistema Elétrico Brasileiro
SFA	Shifted Frequency Analysis
SIN	Sistema Interligado Nacional
SNPTEE	Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica
SPRIV	Synchronous Phasor Reconstitution of Instantaneous Variables
SVC	Static VAR compensator
TCSC	Thyristor Controlled Series Capacitor
UHE	Usina hidroelétrica
UPFC	Unified power flow controller
VDCOL	Voltage Dependent Current Order Limiter
VSC	Voltage Source Converter

Sumário

Capítulo 1 - Introdução.....	1
1.1 Motivação	7
1.2 Objetivos.....	8
1.3 Contribuição da tese.....	8
1.4 Revisão bibliográfica	9
1.5 Publicações da Tese	13
1.6 Estrutura do Trabalho	14
Capítulo 2 - Conceituação Teórica.....	16
2.1 Modelagem de Elos de Corrente Contínua	16
2.2 Ponte conversora de 6 e 12 pulsos	19
2.3 Falha de Comutação.....	22
2.4 Fasores Dinâmicos	29
2.4.1 Circuito RL modelado por fasores dinâmicos	35
2.5 Simulação de Transitórios Eletromagnéticos usando Fasores Dinâmicos ...	40
2.5.1 Modelo de acompanhamento para linha de transmissão	41
2.5.2 Energização de uma linha em vazio	45
2.6 Modelagem Fasorial de Frequência Fundamental de Elos de Corrente Contínua	48
Capítulo 3 - Metodologia Proposta	53
3.1 Visão geral do modelo proposto de elo CCAT	54
3.2 Sistema teste com conversora de 6 pulsos	56
3.3 Equacionamento instantâneo da tensão CC.....	58
3.4 Equacionamento fasorial da tensão CC	74
3.5 Solução da Rede CC	81
3.6 Equacionamento instantâneo das correntes CA.....	87
3.7 Equacionamento fasorial das correntes CA.....	108
3.8 Modelagem do PLL e do ângulo de disparo.....	114
3.8.1 Modelagem do ângulo de comutação	118
3.9 Inclusão de harmônicos no PLL.....	124
3.10 Inclusão de harmônicos no controle	127
3.11 Atraso no ângulo de disparo	138
3.12 Falha de comutação	142

3.13	Bloqueio da ponte conversora	157
3.14	Comutações simultâneas	162
3.15	Reignição	165
3.16	Múltiplos disparos dentro da largura de pulso.....	169
3.17	Curto-circuito	169
3.18	Ponte conversora de 12 pulsos.....	177
Capítulo 4 - Resultados		190
4.1	Sistema Zca com conversoras de 6 pulsos e circuito RL	191
4.2	Sistema Zca com conversoras de 6 pulsos e circuito Bergeron.....	194
4.3	Sistema Zca com conversoras de 12 pulsos e circuito RL	197
4.4	Sistema Zca com conversoras de 12 pulsos e circuito Bergeron.....	201
4.5	Comparação com o modelo de elo CCAT fundamental com RFS.....	205
4.6	Tempos computacionais	209
Capítulo 5 - Conclusão		212
5.1	Trabalhos futuros	215
Bibliografia		216
Anexo I		222
Anexo II		268
Anexo III		273
Anexo IV		306
Anexo V		314
Anexo VI		317
Anexo VII		322

Capítulo 1 - Introdução

Com o aumento da instalação de sistemas de transmissão em corrente contínua (CC) em nível mundial, torna-se inevitável a ocorrência de configurações identificadas por múltiplas alimentações CC (ou *DC Multi-infeed*), que consistem na convergência de mais de um elo em corrente contínua numa mesma área elétrica, normalmente de carga. Estas configurações ocorrem, e tornaram-se motivo de estudo [1], no Canadá, Noruega, China e Índia, e agora também no Brasil.

Atualmente, no Sistema Elétrico Brasileiro (SEB), também denominado no Brasil de Sistema Interligado Nacional (SIN), estão em operação 6 elos de corrente contínua, compostos pelos 2 bipolos de ± 600 kV de 3.132 MW cada, associados à UHE Itaipu, mais 2 bipolos ± 600 kV de 3.150 MW associados ao escoamento da geração das usinas do rio Madeira, e os mais recentes, para possibilitar o escoamento pleno da potência do AHE Belo Monte, dois bipolos de ± 800 kV, ambos partindo da subestação de Xingu 500 kV, com capacidade de 4.000 MW cada. O primeiro bipolo chega na região sudeste na subestação de Estreito 500 kV (divisa entre os estados de Minas Gerais e São Paulo) e o segundo chega na subestação de Terminal Rio 500 kV (no estado do Rio de Janeiro). Todas as estações inversoras encontram-se na região sudeste do Brasil, caracterizando uma configuração *DC Multi-infeed* com 6 inversores, injetando nesta região um montante significativo da ordem de 20 GW (Figura 1). Em dezembro de 2023, foi realizado o leilão de mais um bipolo de corrente contínua. Os estudos desenvolvidos para expansão das interligações regionais, com ênfase na expansão da capacidade de exportação da região Norte/Nordeste do Brasil, recomendaram a implantação de um novo bipolo de corrente contínua em ± 800 kV, potência nominal de 5 GW, entre a nova subestação Graça Aranha (MA) e a subestação Silvânia (GO), distantes cerca de 1450 km, denominado bipolo Nordeste [2].

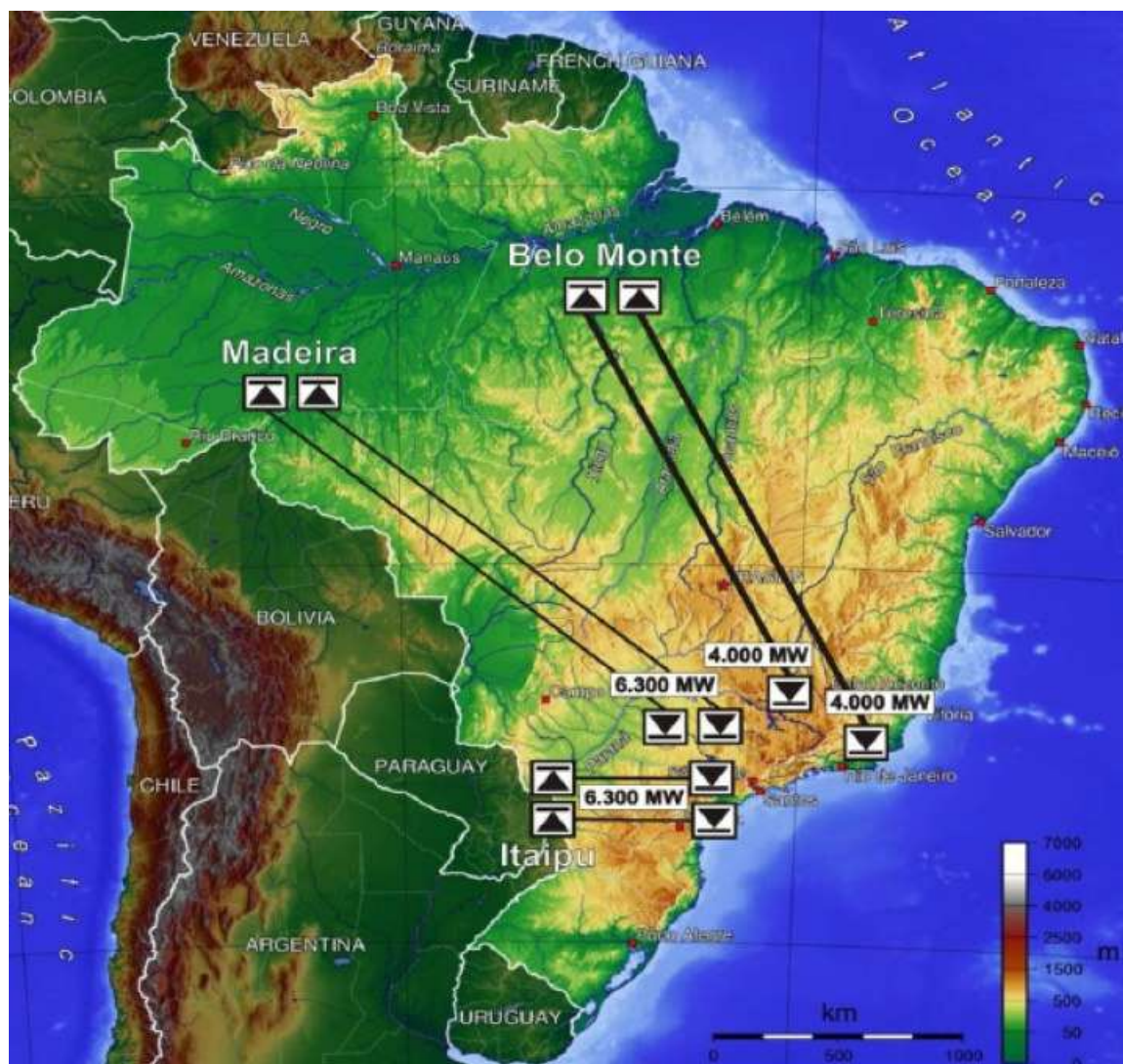


Figura 1 - Sistema DC Multi-infeed no Brasil [2].

Segundo [1], um dos principais aspectos associados à configuração *DC Multi-infeed* está relacionado à ocorrência de falhas de comutação (FCs) simultâneas (em vários conversores ao mesmo tempo) e/ou consecutivas (nova falha de comutação durante o processo de recuperação do bipolo). A ocorrência de FC causa interrupção temporária da potência transmitida e estressa os componentes do conversor [3]. Esta interrupção de potência impactará, em maior ou menor grau dependendo da abrangência destas falhas, na estabilidade eletromecânica do sistema, seja angular ou de frequência, ou até mesmo na ocorrência de colapso de tensão.

Uma das dificuldades dos estudos de estabilidade eletromecânica, realizados no planejamento da operação e da expansão dos sistemas elétricos, reside na correta detecção

e representação das FCs, por estas serem fenômenos de natureza trifásica e vinculados intrinsecamente à física dos tiristores e às condições sistêmicas.

Como em programas de estabilidade eletromecânica o comportamento das pontes conversoras é simplesmente descrito por equações algébricas de conversão CA/CC envolvendo valores médios CC e amplitudes e fases das componentes fundamentais CA de sequência positiva, a detecção da ocorrência de FCs é bastante imprecisa, sendo muitas vezes aplicada de forma controlada pelo usuário do programa, que especifica o seu instante de ocorrência e duração, não sendo neste caso associada aos tiristores diretamente.

Em tal situação, a simulação em programas de transitórios eletromagnéticos é necessária para avaliar o comportamento dos inversores. Contudo, em programas de transitórios eletromagnéticos, a representação de toda a rede elétrica de um sistema de grande porte, incluindo a dinâmica dos geradores e seus respectivos sistemas de controle, pode não ser viável do ponto de vista prático, sendo necessária a definição de uma rede equivalente.

Em grande parte dos estudos esta rede equivalente é simplesmente um equivalente de curto-circuito nas barras de fronteira sem qualquer compromisso com a dinâmica de baixa frequência das máquinas. Este tipo de equivalente é suficiente para o estudo do fenômeno de FC, pois as estações conversoras são detalhadamente representadas, incluindo seus sistemas de controle de disparo da válvula, porém não pode ser utilizado para se avaliar a estabilidade do sistema de potência, tão pouco o efeito da dinâmica de baixa frequência nestas FCs, que dependem da representação detalhada completa do sistema.

Nas pesquisas de simulação híbrida eletromecânica-eletromagnética [4][5] procura-se unir o baixo custo computacional na representação dinâmica dos sistemas CA feita em programas de estabilidade eletromecânica com a representação mais fiel e detalhada de equipamentos não-lineares, como os elos CCAT, feita em programas de transitórios eletromagnéticos.

A Figura 2 mostra esquematicamente o processo de simulação híbrida, onde o sistema 1 (sistema CA) é representado no programa de estabilidade eletromecânica, e o sistema 2 (sistema CC) no programa de transitórios eletromagnéticos.

Um dos problemas na simulação híbrida passa pela escolha da barra de interface [5]. Na Figura 2, foi escolhida a barra de comutação do elo HVDC conforme apresentado em [6]. A vantagem desta escolha é:

- complexidade baixa na interface;
- o sistema detalhado é reduzido ao mínimo;
- custo computacional minimizado;
- elo CCAT modelado detalhadamente.

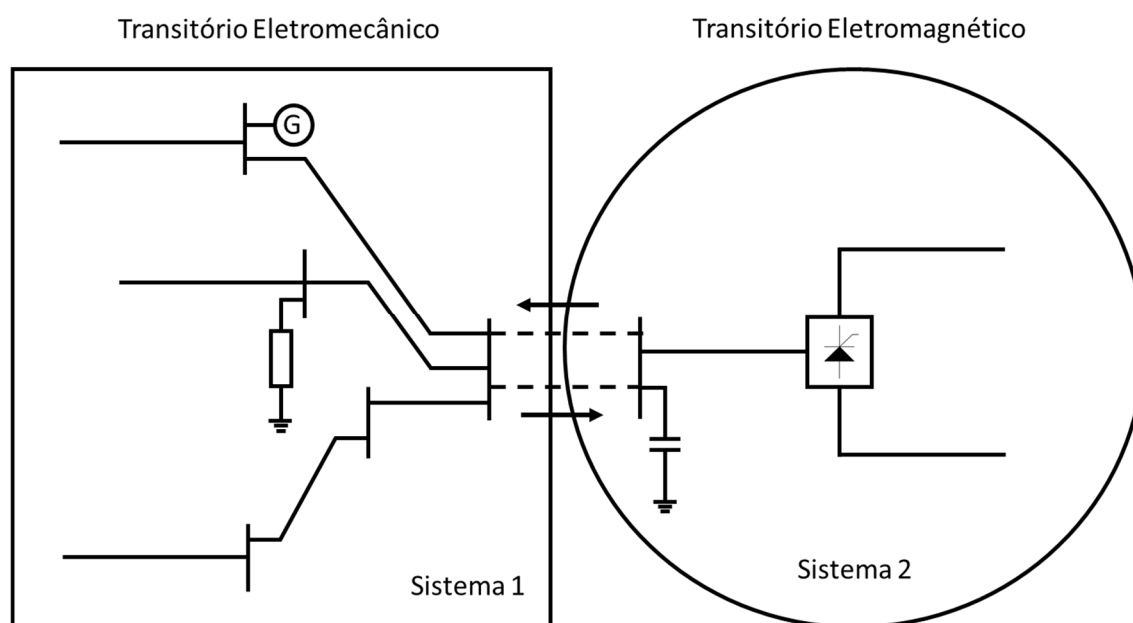


Figura 2 - Simulação híbrida [5].

Em [6] é usado um equivalente de Thevenin na frequência fundamental para representar o sistema CA no programa de transitórios eletromagnéticos. Contudo, em [7] e [8] os autores alegam que um simples equivalente na frequência fundamental não é suficiente para representar, para o conversor, a impedância do sistema CA em outras frequências. É proposta então a migração da barra de interface para dentro do sistema CA, aumentando a complexidade do sistema detalhado e consequentemente aumentando o custo computacional, mas melhorando a resposta do sistema CA vista pelo sistema CC, mesmo utilizando-se um equivalente na frequência fundamental.

Em [9] é proposto um método para equivalentes multi-porta do sistema CA. Este método combina um equivalente de rede dependente da frequência (*Frequency Dependent Network Equivalent - FDNE*), para análise dos transitórios eletromagnéticos, com um simulador de estabilidade, para análise dos transitórios eletromecânicos. Este equivalente pode ser conectado diretamente na barra de comutação do conversor, conforme mostrado na Figura 3. Segundo [10] este método não consegue eliminar a restrição de tamanho do sistema CA representado, resultante da complexidade do método *FDNE*.

Segundo a análise realizada em [11], a interface entre subsistemas eletromagnéticos e eletromecânicos, utilizada em simulações híbridas, traz erros inevitáveis, incluindo erro de interação, erro nas condições iniciais e erro causado por equivalências de interface.

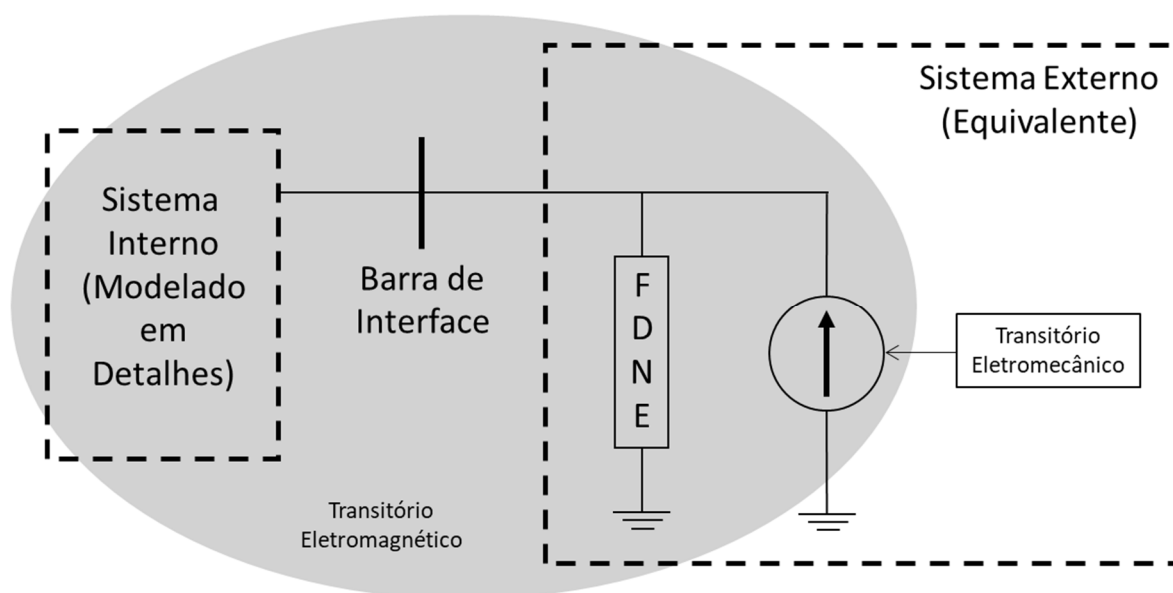
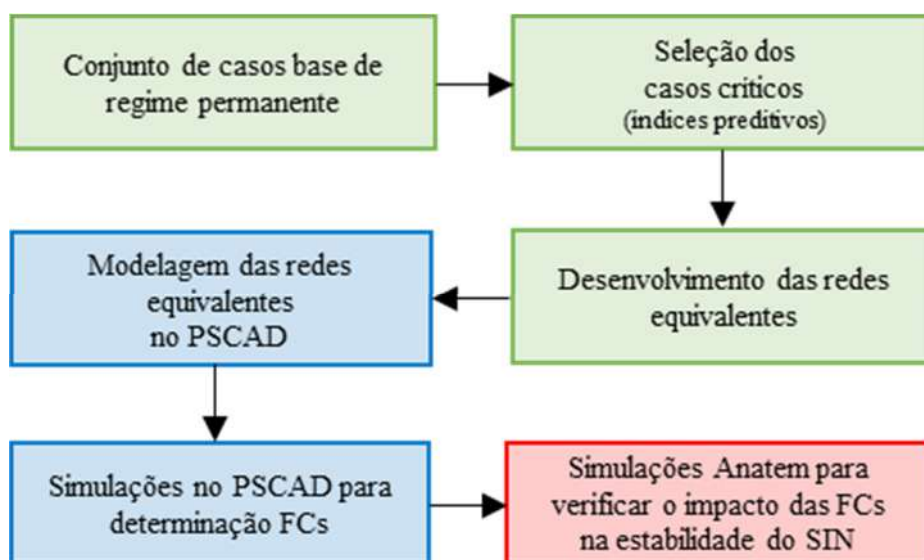


Figura 3 - Equivalente *FDNE* [9].

Já no SEB, o Operador Nacional do Sistema (ONS) adota em seus estudos uma metodologia, apresentada em [12] e discutida em [13], em que são realizadas simulações com o uso combinado de uma ferramenta para transitórios eletromagnéticos, no caso o programa PSCAD/EMTDC [14], juntamente com uma ferramenta para avaliação de transitórios eletromecânicos, no caso o programa ANATEM [15]. A metodologia [12] está exemplificada na Figura 4. Esta metodologia diferencia-se de uma simulação híbrida pois não existe uma interface entre os programas, eles são executados de forma independente e os resultados de uma simulação (eletromagnética realizada no programa PSCAD/EMTDC)

são utilizados pelo analista como dado de entrada para a outra simulação (eletromecânica no programa ANATEM).

As simulações realizadas no programa PSCAD/EMTDC são de elevado custo computacional, sendo a natureza trifásica da rede de transmissão adequadamente modelada, mas restrita, no máximo, a poucas centenas de barras e desprezando-se a dinâmica dos geradores e seus controladores. Para fins da metodologia empregada, os conversores dos elos CCAT e seus controles são detalhadamente representados no PSCAD/EMTDC, visto que o objetivo é identificar as eventuais FCs nos múltiplos terminais conversores, caracterizando o número de ocorrências e seu tempo de duração.



Cor verde: fase de preparação dos dados

Cor azul: fase de simulação em ferramenta de transitórios eletromagnéticos

Cor vermelha: fase de simulação em ferramenta de transitórios eletromecânicos

Figura 4 - Metodologia para estudo dinâmico de sistemas *DC Multi-infeed*.

No ANATEM, então, se analisa o impacto dinâmico no sistema, representado pelas suas milhares de barras, das FCs dos múltiplos elos CCAT, previamente detectadas através das simulações do PSCAD/EMTDC e modeladas no ANATEM pela interrupção da injeção de potência dos elos durante o período estimado da falha. Faz-se, desta forma, o uso combinado dos recursos de cada ferramenta.

O estudo em duas etapas justifica-se pela inexistência de uma ferramenta única que possa modelar com exatidão¹ os elos CCAT (de forma instantânea, trifásica e com harmônicos) juntamente com toda a rede do SEB. Pode-se ainda apontar a existência de algumas limitações e dificuldades desta metodologia:

- na etapa da simulação do programa de transitórios eletromagnéticos não são levadas em conta as interações dinâmicas de baixa frequência na identificação e simulação das FCs pela ausência da modelagem completa do sistema;
- as redes equivalentes, mesmo que representadas simplesmente por um equivalente de curto-circuito nas barras de fronteira, são geralmente trabalhosas de serem construídas;
- na etapa de simulação do programa de transitório eletromecânico, devido à sua modelagem simplificada, não é possível simular os transitórios de alta frequência e o efeito da dinâmica de baixa frequência nas FCs.

1.1 Motivação

A principal motivação deste trabalho é a inexistência de uma única ferramenta para a simulação de sistemas elétricos de potência de grande porte, com configuração *DC Multi-Infed*, capaz da identificação e representação das falhas de comutação, levando em consideração tanto os transitórios eletromecânicos como os transitórios eletromagnéticos da rede e de seus equipamentos, principalmente dos modelos de elos CCAT.

Em [16] foi proposto um algoritmo de simulador baseado em fasores dinâmicos para simulação de equipamentos FACTS, utilizando modelagem monofásica equivalente. Conforme mostrado, o equacionamento dos diversos componentes de rede de transmissão pode ser feito sem diferença de resultados em função dos fasores, em vez de ser feito em função de seus valores instantâneos. O algoritmo permite a simulação eficiente de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos de uma rede elétrica de grande porte.

¹ Embora seja comum no Brasil a utilização do termo “precisão” (“*precision*”) com o sentido de “exatidão” (“*accuracy*”), evitou-se esta utilização, pois em Medidas Elétricas uma maior “precisão” designa uma menor variabilidade de medidas realizadas de uma mesma grandeza. Por outro lado, uma maior “exatidão” refere-se exatamente ao uso que se quer designar na tese, que é a maior proximidade do resultado real.

No entanto, o simulador proposto em [16] não considerou a representação trifásica da rede, e nem modelos de elos CCAT, necessários para os estudos de estabilidade em sistemas elétricos de potência com configuração *DC Multi-Infeed*.

1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é propor uma nova metodologia de análise dinâmica de elos de corrente contínua, baseada em um novo simulador, o programa AnaHVDC [17], que integra os transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos de uma rede elétrica em uma mesma simulação. Para isto, foram utilizados na modelagem e implementações computacionais os fasores dinâmicos e harmônicos, que são generalizações dos fasores convencionais de regime permanente e que permitem a modelagem dos transitórios eletromagnéticos da rede elétrica.

O objetivo da tese foi o desenvolvimento de um modelo de elo de corrente contínua, válido no intervalo de frequência de alguns Hz (faixa eletromecânica) até alguns kHz (faixa eletromagnética), com harmônicos e trifásico, com uma correta identificação e simulação das falhas de comutação. O algoritmo do simulador [18] foi generalizado para considerar redes elétricas trifásicas, desequilibradas e com harmônicos, integrando o modelo de elo CCAT desenvolvido.

Além da descrição do modelo, o trabalho possui como objetivo apresentar resultados de validação do modelo proposto desenvolvido utilizando a implementação computacional no AnaHVDC realizada durante a tese. Nessa validação, foram utilizados sistemas exemplos que foram completamente modelados no programa PSCAD/EMTDC para realização das comparações de resultados das modelagens e desenvolvimentos realizados.

1.3 Contribuição da tese

A proposta de uma única e nova ferramenta para análise de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos em redes elétricas com múltiplos elos de corrente contínua justifica-se pela inviabilidade prática de representação detalhada de todo um

sistema elétrico de potência de grande porte, como o SEB, nos atuais programas de transitórios eletromagnéticos e pela impossibilidade de detecção de falhas de comutação em programas de estabilidade eletromecânica, o que torna, como apresentado anteriormente, os atuais estudos de planejamento da operação menos confiáveis e eficientes e bem mais trabalhosos.

A originalidade da pesquisa e sua contribuição é:

- desenvolvimento de novo modelo trifásico com harmônicos de elos CCAT, válido no intervalo de frequência de alguns Hz (faixa eletromecânica) até alguns kHz (faixa eletromagnética), baseado no uso dos fasores dinâmicos e de funções de chaveamento;

Com o desenvolvimento desta tese, uma importante etapa foi cumprida na busca de simular pela primeira vez, com alto grau de exatidão, o SIN completo com todas as usinas e seus sistemas de controle representados no mesmo grau de detalhamento utilizado em estudos de estabilidade eletromecânica e com os modelos completos dos elos CCAT que compõem a atual configuração *DC Multi-Infeed* do SIN, considerando simultaneamente os transitórios eletromecânicos e eletromagnéticos, além dos harmônicos.

1.4 Revisão bibliográfica

Uma metodologia que vem sendo utilizada na análise de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos é a modelagem e simulação utilizando o conceito de fasores dinâmicos.

Conforme descrito em [19] uma forma de onda $f(\tau)$, de período T , vista no intervalo $\tau \in (t - T, t]$ é dada por (1), onde $\langle f \rangle_h(t)$ corresponde aos coeficientes da série de Fourier da equação.

$$f(\tau) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \langle f \rangle_h(t) e^{jh\omega_s\tau} \quad (1)$$

$$\langle f \rangle_h(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) e^{-jh\omega_s\tau} d\tau \quad (2)$$

onde $\omega_s = 2\pi/T$; o índice h corresponde a componente harmônica, sendo $h=1$ a componente fundamental.

Deslizando a janela $(t - T, t]$ ao longo do tempo e calculando os coeficientes de Fourier, a trajetória de $\langle f \rangle_h(t)$ é obtida para cada componente harmônica. Os coeficientes serão constantes durante o regime permanente e apresentarão uma variação quando submetidos a algum distúrbio. Cada coeficiente $\langle f \rangle_h(t)$ descreve a variação no tempo da magnitude e fase de um componente harmônico, daí a denominação de fasor dinâmico.

Na abordagem de fasores dinâmicos por janela deslizante para a solução da rede, ou seja, obtenção das tensões e correntes do sistema, cada equação algébrica-diferencial dos componentes são modificadas para $2h$ equações que relacionam as componentes real e imaginária dos fasores que representam as grandezas instantâneas originais. O índice h corresponde às componentes harmônicas. Para obtenção da forma de onda $x(\tau)$ com exatidão quando na presença de distúrbios é necessária a consideração de uma ordem harmônica alta. Mesmo em sistemas puramente lineares ainda haveria a necessidade da modelagem da rede elétrica para as diversas componentes harmônicas.

Em [20] e [21] a modelagem por fasores dinâmicos é utilizada na análise de máquinas elétricas, em [22] é usada na análise de defeitos assimétricos em sistemas de potência, e em [23] e [24] na modelagem de equipamentos *FACTS*, *TCSC* (*Thyristor-Controlled Series Capacitor*) e *UPFC* (*Unified power flow controller*) respectivamente.

Outra linha de trabalhos se baseia na modelagem de transitórios por meio de fasores de frequência fundamental [25]-[31]. Nestes trabalhos, utiliza-se a transformada de Hilbert para demonstrar a validade de representação de uma grandeza instantânea em um fasor dinâmico de frequência fundamental representado por uma grandeza complexa variável no tempo. Essencialmente define-se uma grandeza complexa no domínio do tempo como sendo a sua parte real igual à sua correspondente grandeza instantânea e a sua parte imaginária sendo dada pela transformada de Hilbert da grandeza instantânea. Em seguida é feito um deslocamento de frequência da grandeza, obtendo-se a definição do fasor dinâmico de frequência fundamental. Um dos primeiros trabalhos nesta linha foi feito em [25]. Em [26] e [27], utiliza-se a nomenclatura de “*SFA – Shifted Frequency Analysis*” e em [28]-[30] os fasores dinâmicos de frequência fundamental são chamados de “*Envelope Waveforms*” e são utilizados na simulação de transitórios com múltiplas escalas de tempo

(“*Multiscale Simulation of Transients*”). Em [31] é apresentado o desenvolvimento do programa DPSIM que utiliza a modelagem por fasores dinâmicos de frequência fundamental para simulações em tempo real utilizando passos de integração aumentados.

Em [32] é apresentada uma outra abordagem de definição de fasores dinâmicos para um *SVC* (*Static VAR compensator*) adequada para análises em conjunto com os transitórios eletromagnéticos da rede em alta frequência. Nesta abordagem, não se utilizou a janela deslizante, conforme definido em (6), e nem a transformada de Hilbert como em [25]-[31]. Utilizou-se a definição fasorial harmônica para obtenção por substituição de variáveis das equações em função das partes real e imaginárias dos fasores que representam as variáveis instantâneas e resolve-se o sistema de equações resultantes por integração numérica utilizando a regra trapezoidal. Nesta abordagem de definição, o caso de fasor de frequência fundamental é um caso particular, que em sistemas lineares é suficiente para simulação exata dos transitórios eletromagnéticos obtendo-se resultados iguais ao da análise instantânea que não utiliza fasores dinâmicos.

No caso da janela deslizante, sempre os harmônicos precisam ser considerados pois, por exemplo, na aplicação de uma variação instantânea da amplitude ou fase de uma fonte de tensão no sistema, os diversos fasores harmônicos da janela deslizante passam a variar por um período T completo, até o momento em que a janela deslizante volte a produzir apenas fasores de frequência fundamental. E esses fasores dinâmicos harmônicos da fonte vão produzir fasores harmônicos nas variáveis do sistema com a dinâmica do sistema e que, portanto, oscilarão nos modos naturais deslocados de cada frequência harmônica até a sua atenuação, ou seja, não desaparecerão quando cessam os harmônicos da fonte.

Por outro lado, na abordagem utilizada neste trabalho, a modelagem de frequência fundamental da rede elétrica já permite o cálculo dos transitórios eletromagnéticos em sistema puramente lineares de forma exata, necessitando a inclusão de componentes harmônicas somente na presença de equipamentos não lineares e quando o efeito destes harmônicos é significativo. Neste caso, a situação anterior corresponde a um degrau no fasor de frequência fundamental e o sistema responderá com transitórios apenas nos fasores de frequência fundamental.

Ressalta-se que, em casos com boa filtragem harmônica, modelos não lineares de frequência fundamental podem ser suficientemente adequados conforme apresentados em outros trabalhos [16][17][32][33][34] e pelos resultados iniciais que serão apresentados neste texto. No entanto, a inclusão de harmônicos pode trazer ganhos de exatidão significativos conforme será mostrado no modelo final de elo CCAT proposto.

Em [38] foi desenvolvido um modelo de elo CCAT com componentes harmônicas para utilização em condições balanceadas, não sendo o mesmo adequado para simulações em operação desbalanceada (defeitos monofásicos) e durante FCs.

Em [40] desenvolveu-se um modelo trifásico de elo, capaz de simular condições desequilibradas e FCs. Contudo, neste modelo não foram levados em consideração os efeitos da operação desbalanceada no *Phase-Locked Loop* (PLL) e consequentemente nas funções de chaveamento. Na modelagem de elos HVDC por fasores dinâmicos, as funções de chaveamento são de grande importância. São elas que relacionam as tensões e correntes do sistema CA com as tensões e correntes do sistema CC.

Usualmente, as funções de chaveamento não levam em consideração a falha de comutação, mas em [41] os autores propõem o cálculo de novas funções de chaveamento levando em consideração FCs simples e FCs consecutivas. Segundo os autores, durante uma falha de comutação simples, a função de chaveamento pode ser obtida a partir das funções de chaveamento originais das fases, e as funções de chaveamento para falhas consecutivas são obtidas pela superposição dos efeitos das funções de chaveamento de falhas simples.

A modelagem fasorial de elos LCC-HVDC é um assunto que continua bastante relevante, conforme pode ser percebido pelas publicações recentes [42]-[45] que continuaram a explorar o assunto, com variações e melhorias dos modelos anteriores.

Acredita-se que o modelo de LCC-HVDC proposto nesta tese é superior em exatidão comparado com os modelos apresentados na literatura, visto que mesmo os artigos mais recentes [42]-[45] não apresentam resultados equivalentes como os obtidos nesta tese. Nos trabalhos anteriores, o foco era no uso dos fasores dinâmicos para aumento da eficiência computacional, propondo modelos que produzissem resultados qualitativamente satisfatórios, mas não quantitativamente equivalentes ao de um modelo EMT. Nesta tese, buscou-se uma maior exatidão no modelo proposto, em detrimento do

tempo computacional de simulação, utilizando inclusive passos de integração equivalentes ao de um programa EMT, uma vez que o foco é viabilizar a simulação completa do SIN com alto grau de exatidão e detalhamento. Com isso, nesta tese conseguiu-se resultados bastante aderentes aos de um programa EMT, com curvas equivalentes na maioria dos casos, conforme será apresentado posteriormente nos capítulos 3 e 4, o que não havia sido conseguido até então pelos modelos propostos na literatura.

1.5 Publicações da Tese

No âmbito do trabalho desenvolvido nesta tese já foi apresentado um artigo no XXV SNPTTE 2019 [33] sobre identificação de falhas de comutação em elos de corrente contínua modelados por fasores dinâmicos. Neste artigo foram apresentados os desenvolvimentos preliminares do novo método desta tese de identificação de falhas de comutação, baseada na reconstituição das tensões e correntes das válvulas por integração numérica.

No mesmo XXV SNPTTE 2019, houve ainda participação nos seguintes trabalhos [17][36][37] sobre os desenvolvimentos do programa AnaHVDC, com correlação com esta tese.

Está em desenvolvimento a preparação de três artigos reunindo as principais contribuições da tese, apresentadas no capítulo 3 e com os resultados do capítulo 4, para serem submetidos a periódicos internacionais:

- “Methodology of Synchronous Phasor Reconstitution for Accurate Simulation of Fundamental Frequency Dynamic Phasor Model of LCC-HVDC Links” – será apresentado o método da Reconstituição Fasorial Síncrona utilizado na obtenção das tensões e correntes das válvulas do modelo de elo HVDC de frequência fundamental para identificação e simulação eficiente de falhas de comutação.

- “Hybrid Dynamic Phasor Model of LCC-HVDC Link for Accurate Dynamic Performance Analysis”: será apresentado o modelo desenvolvido de elo CCAT com harmônicos. O modelo pode ser classificado como híbrido por possuir simultaneamente variáveis fasoriais e instantâneas, diferente dos modelos fasoriais propostos até então na literatura.

- “Accurate Simulation of Commutation Failures in Dynamic Phasor Model of HVDC LCC Link”: será apresentada a parte de identificação e simulação de falha de comutação no modelo do elo CCAT com harmônicos.

Imagina-se, ainda, que em prosseguimento ao trabalho da tese haverá ainda publicações em congressos e periódicos relacionadas à aplicação do modelo desenvolvido em sistemas de múltiplas alimentações em corrente contínua e no modelo completo do SEB. No entanto, estes desenvolvimentos, de cunho mais prático e que exige um grande esforço de preparação e conferência de dados e ajustes em arquivos de dados de grandes dimensões, não fizeram parte do escopo da tese.

1.6 Estrutura do Trabalho

O desenvolvimento desse trabalho foi dividido em cinco capítulos e sete anexos da seguinte forma:

No Capítulo 1 foi feita uma contextualização do tema, incluindo a motivação, o objetivo, as contribuições pretendidas, uma revisão bibliográfica, além das publicações que já foram, ou que serão, originárias da tese.

O Capítulo 2 apresenta os conceitos de modelagem de elos de corrente contínua, falha de comutação, fasores dinâmicos, simulação de transitórios eletromagnéticos utilizando fasores dinâmicos e modelagem fasorial de elos de corrente contínua.

No Capítulo 3 é apresentada a metodologia abordada nesse trabalho, seu desenvolvimento analítico e as implementações computacionais realizadas.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados das simulações com o programa AnaHVDC. Estes resultados são validados a partir de comparações com o programa PSCAD/EMTDC.

O Capítulo 5 apresenta as considerações finais e possíveis trabalhos futuros.

O Anexo I apresenta a metodologia de Reconstituição Fasorial Síncrona (RFS) que permite a obtenção dos valores instantâneos das variáveis, tensão e corrente, a partir de um modelo de elo CCAT em fasores dinâmicos com baixa ordem harmônica.

No Anexo II é apresentada a métrica utilizada para validação dos resultados entre o modelo fasorial de elo CCAT com harmônicos e o PSCAD/EMTDC.

No Anexo III são apresentados os sistemas elétricos utilizados na validação do modelo proposto.

O Anexo IV apresenta a dedução das operações fasoriais de multiplicação fasorial de uma função de chaveamento por uma variável, derivação e integração.

O Anexo V apresenta as componentes simétricas (sequências positiva, negativa e zero) utilizadas para modelagem trifásica das tensões e correntes da rede elétrica.

O Anexo VI apresenta o cálculo computacional da Série de Fourier das funções de chaveamento.

O Anexo VII apresenta os resultados obtidos com a simulação do sistema Zca para validação do modelo de elo CCAT com harmônicos.

Capítulo 2 - Conceituação Teórica

Neste capítulo, são apresentados os conceitos teóricos relativos a este trabalho, tais como modelagem de elos CCAT, falha de comutação, teoria geral de fasores dinâmicos, simulação de transitórios eletromagnéticos usando fasores dinâmicos e modelagem fasorial de frequência fundamental de elos CCAT. Estes conceitos serão utilizados nas propostas, desenvolvimentos e contribuições da tese apresentados no próximo capítulo de metodologia proposta.

2.1 Modelagem de Elos de Corrente Contínua

O modelo convencional de elos CCAT [36] [47], onde a ponte conversora é formada por tiristores, é comumente utilizado em estudos de transitórios eletromecânicos de sistemas de potência, onde diversas simplificações são realizadas, levando-se em consideração a faixa de frequência que se deseja analisar (relacionada a oscilações eletromecânicas).

Nesse contexto, despreza-se a injeção de harmônicos ocasionada pela operação dos conversores dos elos CCAT no sistema. A ponte conversora não é detalhadamente modelada sendo substituída por simples equações algébricas. Além disso, a modelagem da rede de corrente contínua é feita através da consideração do valor médio das tensões e correntes.

A Figura 5 apresenta o sistema CA/CC do retificador para um elo CCAT. A Figura 6 mostra o lado do inversor. A Tabela 1 apresenta a descrição das variáveis.

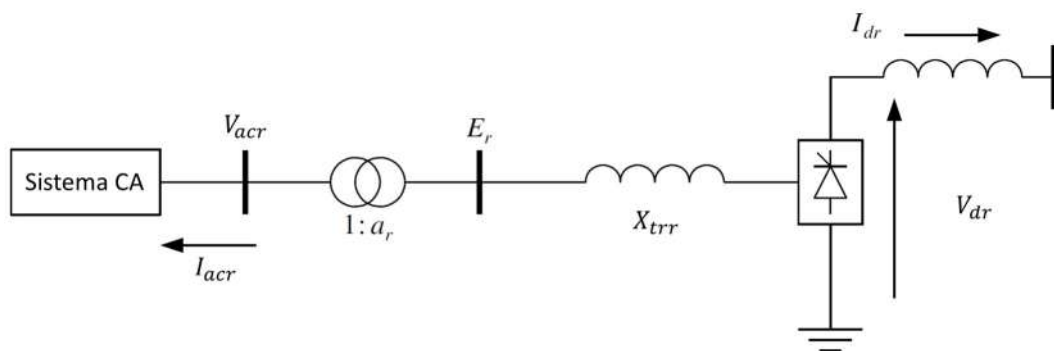


Figura 5 – Sistema CA/CC do lado do retificador [48].

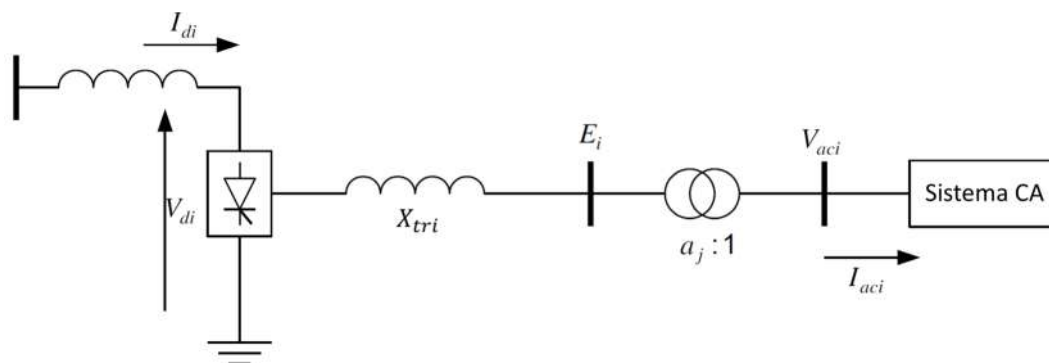


Figura 6 – Sistema CA/CC do lado do inversor [48].

Tabela 1 – Descrição das variáveis do sistema CA/CC.

Variável	Descrição
V_{car}	Módulo da tensão CA do lado do retificador
I_{car}	Módulo da corrente CA do lado do retificador
a_r	Tap no secundário do transformador conversor do lado do retificador
X_{trr}	Reatância do transformador conversor do lado do retificador
V_{dr}	Tensão CC do retificador
I_{dr}	Corrente CC do retificador
V_{cai}	Módulo da tensão CA do lado do inversor
I_{cai}	Módulo da corrente CA do lado do inversor
a_i	Tap no secundário do transformador conversor do lado do inversor
X_{tri}	Reatância do transformador conversor do lado do inversor
V_{di}	Tensão CC do inversor
I_{di}	Corrente CC do inversor

A relação entre a tensão do lado de corrente contínua e a tensão do lado de corrente alternada é dada por (3) para o retificador e (4) para o inversor.

$$V_{dr} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} a_r V_{car} \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} X_{trr} I_{dr} \quad (3)$$

$$V_{di} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} a_i V_{cai} \cos(\gamma) - \frac{3}{\pi} X_{tri} I_{di} \quad (4)$$

Onde: α é o ângulo de disparo do retificador e γ é o ângulo de extinção do inversor.

O ângulo de comutação μ é dado por (5) para o retificador e (6) para o inversor.

$$\mu_r = \arccos\left(\cos(\alpha) - \frac{2X_{trr}I_{dr}}{\sqrt{2}a_rV_{car}}\right) - \alpha \quad (5)$$

$$\mu_i = \arccos\left(\cos(\gamma) - \frac{2X_{tri}I_{di}}{\sqrt{2}a_iV_{cai}}\right) - \gamma \quad (6)$$

Cabe ressaltar que estas equações de μ são válidas para valores de μ entre 0° e 60° .

A relação entre os ângulos de disparo (α), de comutação (μ) e de extinção (γ) é dada por (7).

$$\alpha + \mu + \gamma = \pi \quad (7)$$

O ângulo do fator de potência ϕ , que representa a defasagem entre a tensão e a corrente do lado CA, pode ser obtido para o retificador por (8) e por (9) para o inversor.

$$\tan(\phi_r) = \frac{2\mu + \sin(2\alpha) - \sin(2(\alpha + \mu))}{\cos(2(\alpha + \mu)) - \cos(2\alpha)} \quad (8)$$

$$\tan(\phi_i) = \frac{2\mu + \sin(2\gamma) - \sin(2(\gamma + \mu))}{\cos(2\gamma) - \cos(2(\gamma + \mu))} \quad (9)$$

As potências ativas, injetada na rede CC do lado do retificador e na rede CA do lado do inversor, são expressas por (10) e (11), respectivamente.

$$P_{dr} = V_{dr} I_{dr} \quad (10)$$

$$P_{di} = V_{di} I_{di} \quad (11)$$

As potências reativas consumidas em ambos os terminais, retificador e inversor, são expressas por (12) e (13), respectivamente.

$$Q_{dr} = -P_{dr} \tan(\phi_r) \quad (12)$$

$$Q_{di} = -P_{di} \tan(\phi_i) \quad (13)$$

Os módulos das correntes CA podem ser obtidas por (14) e (15), respectivamente para o retificador e o inversor.

$$I_{car} = \left| \frac{P_{dr} + j Q_{dr}}{V_{car}} \right| \quad (14)$$

$$I_{cai} = \left| \frac{P_{di} + j Q_{di}}{V_{cai}} \right| \quad (15)$$

Para obtenção dos fasores de corrente CA de regime permanente utiliza-se os módulos calculados em (14) e (15) com um ângulo igual ao ângulo da tensão, no retificador ou inversor, subtraído do ângulo do fator de potência ϕ_r ou ϕ_i .

O equacionamento da rede de corrente contínua, considerando que a linha de transmissão é modelada de forma simplificada, através de uma resistência e de uma indutância em série é dado por (16).

$$V_{dr} - V_{di} - R_{dc} I_{dr} - L_{dc} \frac{dI_{dr}}{dt} = 0 \quad (16)$$

Onde: R_{dc} é a resistência da linha de transmissão CC e L_{dc} sua indutância.

2.2 Ponte conversora de 6 e 12 pulsos

O módulo básico de uma ponte conversora a tiristores é formado por uma ponte trifásica de onda completa denominada de ponte de 6 pulsos ou ponte de Graetz [47]. O termo seis pulsos se deve às seis comutações que ocorrem por período. Cada ponte de 6

pulsos é formada por seis válvulas a tiristor. Cada válvula é formada por um determinado número de tiristores conectados em série para alcançar a tensão CC desejada.

Em uma ponte de 6 pulsos cada válvula conduz por um período de 120° , e a cada 60° ocorre a comutação de uma válvula para outra. Transformadores são usados para regular o nível da tensão CA na entrada da ponte retificadora e na saída da ponte inversora. Do lado da rede CA são produzidos harmônicos característicos ímpares de ordem $6n \pm 1$, para qualquer n inteiro positivo, e harmônicos característicos pares de ordem $6n$ do lado da rede CC. A conversora com ponte de 6 pulsos é mostrada na Figura 7.

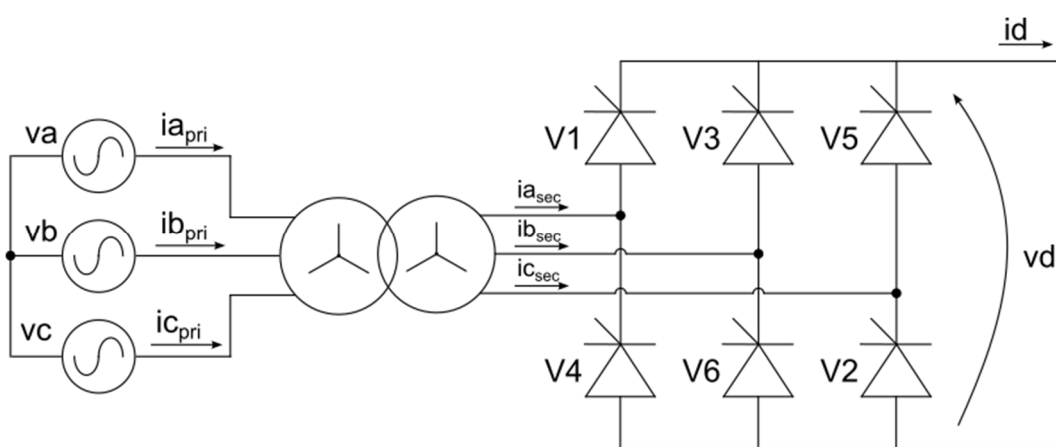


Figura 7 – Conversor com ponte de 6 pulsos.

Duas pontes de 6 pulsos podem ser conectadas em cascata, ou seja, em série do lado CC e em paralelo do lado CA, conforme mostrado na Figura 8, formando uma ponte de 12 pulsos.

Para o correto funcionamento de um conversor de 12 pulsos, é preciso uma defasagem de 30° entre as duas pontes de 6 pulsos. Sendo assim uma ponte de 6 pulsos é conectada ao sistema através de um transformador YY enquanto a outra ponte é conectada por um transformador Y Δ . Neste caso, cada válvula continua conduzindo por um período de 120° , e a cada 30° ocorre a comutação de uma válvula para outra. As comutações ocorrem de forma intercalada, ou seja, uma comutação na “ponte Y” seguida de uma comutação na “ponte Δ ”. Do lado da rede CA são produzidos harmônicos característicos ímpares de ordem $12n \pm 1$, para qualquer n inteiro positivo, e harmônicos característicos pares de ordem $12n$ do lado da rede CC.

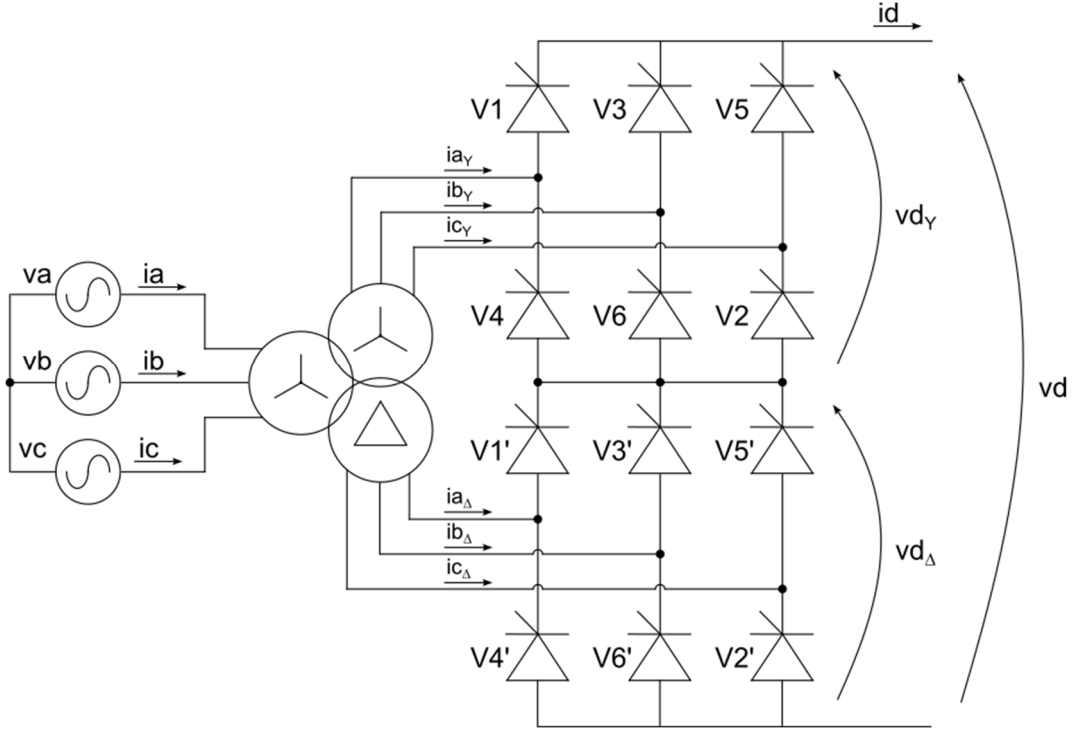


Figura 8 – Conversor com ponte de 12 pulsos.

Considerando que a ponte de 12 pulsos consiste em duas pontes de 6 pulsos conectadas, o equacionamento que relaciona as grandezas CA ($v_a(t)$, $v_b(t)$, $v_c(t)$, $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$) e as grandezas CC ($v_d(t)$ e $i_d(t)$) é praticamente o mesmo para os conversores de 6 e 12 pulsos. A tensão CC da ponte de 12 pulsos é dada por (17), e as correntes CA são apresentadas em (18), (19) e (20).

$$v_d(t)_{12pulsos} = v_d(t)_{6pulsos-Y} + v_d(t)_{6pulsos-\Delta} \quad (17)$$

$$i_a(t)_{12pulsos} = k \left(i_a(t)_{6pulsos-Y} + \left(\frac{i_a(t)_{6pulsos-\Delta} - i_b(t)_{6pulsos-\Delta}}{\sqrt{3}} \right) \right) \quad (18)$$

$$i_b(t)_{12pulsos} = k \left(i_b(t)_{6pulsos-Y} + \left(\frac{i_b(t)_{6pulsos-\Delta} - i_c(t)_{6pulsos-\Delta}}{\sqrt{3}} \right) \right) \quad (19)$$

$$i_c(t)_{12pulsos} = k \left(i_c(t)_{6pulsos-Y} + \left(\frac{i_c(t)_{6pulsos-\Delta} - i_a(t)_{6pulsos-\Delta}}{\sqrt{3}} \right) \right) \quad (20)$$

Onde k representa a relação de transformação do secundário para o primário.

Analogamente, nos modelos fasoriais, os fasores que representam as tensões CC e correntes CA também podem ser obtidos pela soma dos fasores de cada uma das pontes de 6 pulsos.

A próxima seção apresenta o fenômeno da falha de comutação. Deve-se observar que no caso de ponte de 12 pulsos, pode ocorrer falha de comutação parcial, ou seja, em apenas uma das pontes de 6 pulsos, ou total, ou seja, nas duas pontes de 6 pulsos, sendo que estas falhas podem ser sequenciais a alternarem-se durante o período dos transitórios.

2.3 Falha de Comutação

O problema de operação mais comum de um inversor é a falha de comutação [46], ou seja, quando não se completa a transferência da corrente para a próxima válvula a conduzir na sequência de disparo da ponte conversora. A menos de falha no disparo (conhecido como *misfiring*), praticamente só se dá no modo inversão. Na operação como retificador ($\alpha < 90^\circ$), o ângulo γ será bastante elevado, havendo tempo suficiente para extinção da corrente nos tiristores.

Falhas de comutação são eventos de natureza probabilística e podem ocorrer em função de reduções transitórias da magnitude, de variações bruscas na fase ou de distorção na forma de onda da tensão CA no terminal inversor. Na falha, a comutação não é concluída antes que a tensão de comutação se inverta, e a corrente então retorna da válvula em processo de condução para a válvula em processo de extinção. A falha de comutação faz com que haja condução em uma válvula fora da sequência prevista, de forma que o próximo disparo fará conduzir uma válvula ligada ao mesmo braço do conversor onde está conectada a válvula que não comutou. Neste instante será estabelecido um curto-circuito entre os terminais CC do conversor e pouco depois a corrente no secundário do transformador conversor irá se extinguir.

Em geral, para defeitos eletricamente afastados do conversor a falha de comutação dura de um a dois ciclos. Para defeitos próximos ao conversor o tempo de falha é igual à duração do defeito, pois as distorções e/ou desequilíbrios decorrentes do defeito podem provocar falhas sucessivas. Em alguns casos, para defeitos mais severos a duração total da falha de comutação pode ser ainda superior à duração do defeito, conforme mostrado no

exemplo da Figura 9. Logo após a eliminação do defeito o retorno à condução do inversor pode ser prejudicado pela dificuldade em sincronizar os pulsos de disparo com tensões extremamente baixas e distorcidas, provocando um atraso no início efetivo da condução.

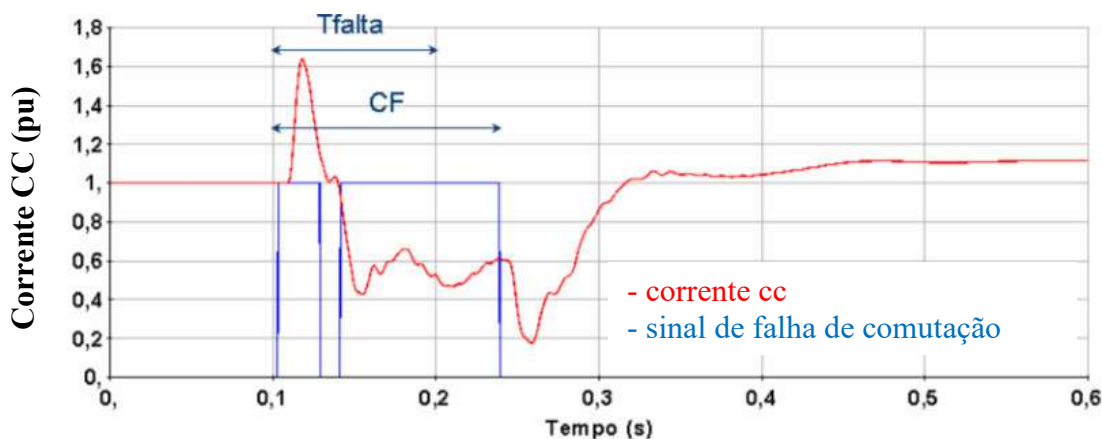


Figura 9 – Exemplo de falha de comutação com duração superior à duração da falha.

Na sequência, é analisada uma falha de comutação entre as válvulas 1 e 3 de uma ponte de 6 pulsos, operando como inversor. Para efeitos didáticos a falha será ocasionada através de um atraso no ângulo de disparo α da válvula 3, permanecendo constantes a tensão CA e a corrente CC.

- Instante 1 na Figura 10: Válvula 1 e 2 conduzindo. Próxima válvula a conduzir é a válvula 3. O ângulo de disparo α começa a ser contado a partir do momento em que a válvula está diretamente polarizada, ou seja, do instante quando a tensão sobre a válvula 3 (tensão $U_b - U_a$) passa a ser positiva.
- Instante 2 na Figura 11: Válvula 3 é disparada com 5° graus de atraso. Começa o processo de comutação entre as válvulas 1 e 3. A tensão de comutação $U_b - U_a$ inverte antes da comutação estar completa, acarretando uma falha de comutação.
- Instante 3 na Figura 12: Antes de se completar a comutação reversa da válvula 3 para a válvula 1, a válvula 4 é disparada e se inicia o processo de comutação da válvula 2 para a 4. Neste instante as válvulas 1, 2, 3 e 4 estão conduzindo e as tensões CC e CA são iguais a zero.

- Instante 4 na Figura 13: Termina o processo de comutação reversa entre as válvulas 3 e 1, e a comutação entre as válvulas 2 e 4. Neste momento as válvulas 1 e 4 estão em condução formando um curto-circuito CC. Não há circulação de corrente CA.
- Instante 5 na Figura 14: Pulso de disparo é enviado para a válvula 5 que se encontra reversamente polarizada ($U_c - U_a < 0$), não entrando em condução.
- Instante 6 na Figura 15: Válvula 6 é disparada e ocorre a comutação entre a válvula 4 e 6. Neste momento é desfeito o curto-circuito CC. Por um pequeno intervalo de tempo a tensão CC (U_d) torna-se positiva, condição anormal para a tensão no inversor.
- Entre os gráficos apresentados na Figura 15 e Figura 16, a válvula 1 é disparada, mas como ela já se encontrava em condução, nada ocorre. Neste momento a ponte volta a sua operação normal.
- Instante 7 na Figura 16: Válvula 2 é disparada e ocorre a comutação entre a válvula 6 e 2.
- Entre os gráficos apresentados na Figura 16 e Figura 17, ocorre normalmente a comutação entre as válvulas 1 e 3, 2 e 4, 3 e 5, 4 e 6.
- Instante 8 na Figura 17: Apresenta as formas de onda para um período de 2 ciclos de operação da ponte,

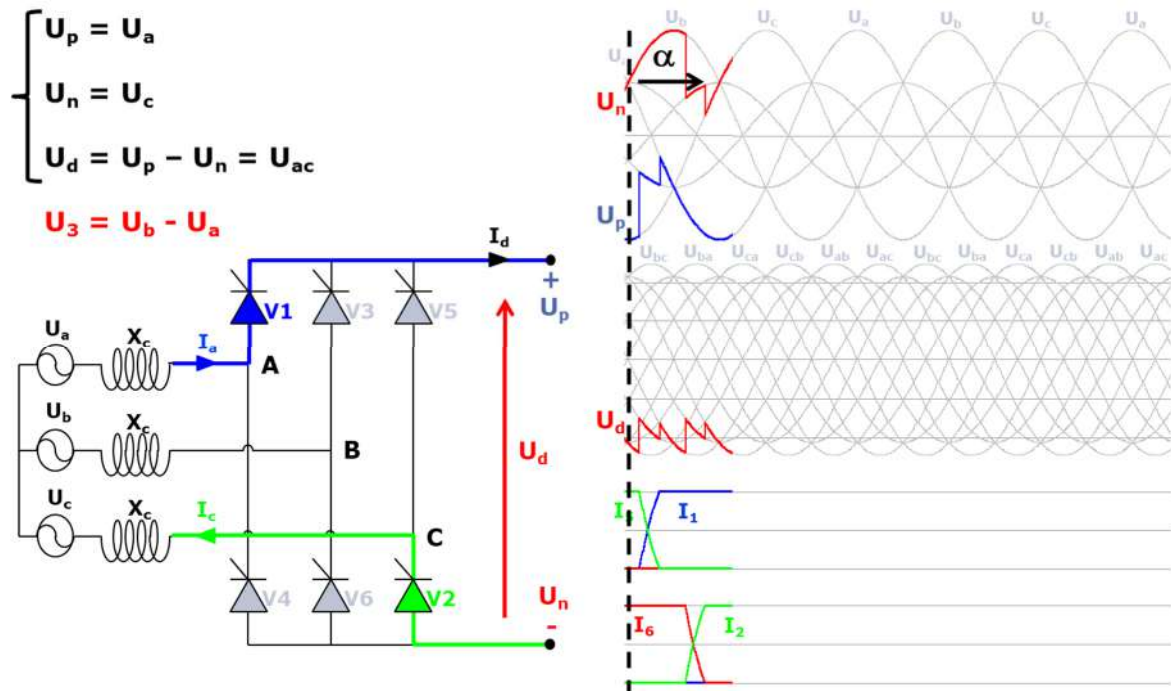


Figura 10 – Falha de Comutação – Instante 1.

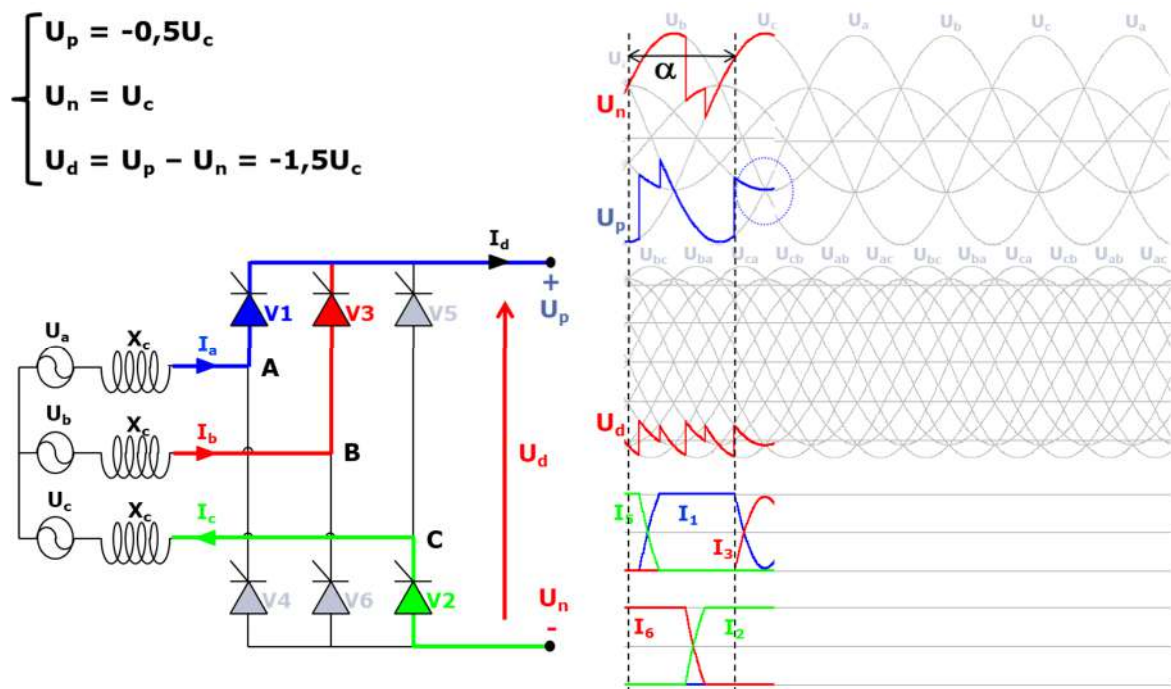


Figura 11 - Falha de Comutação – Instante 2.

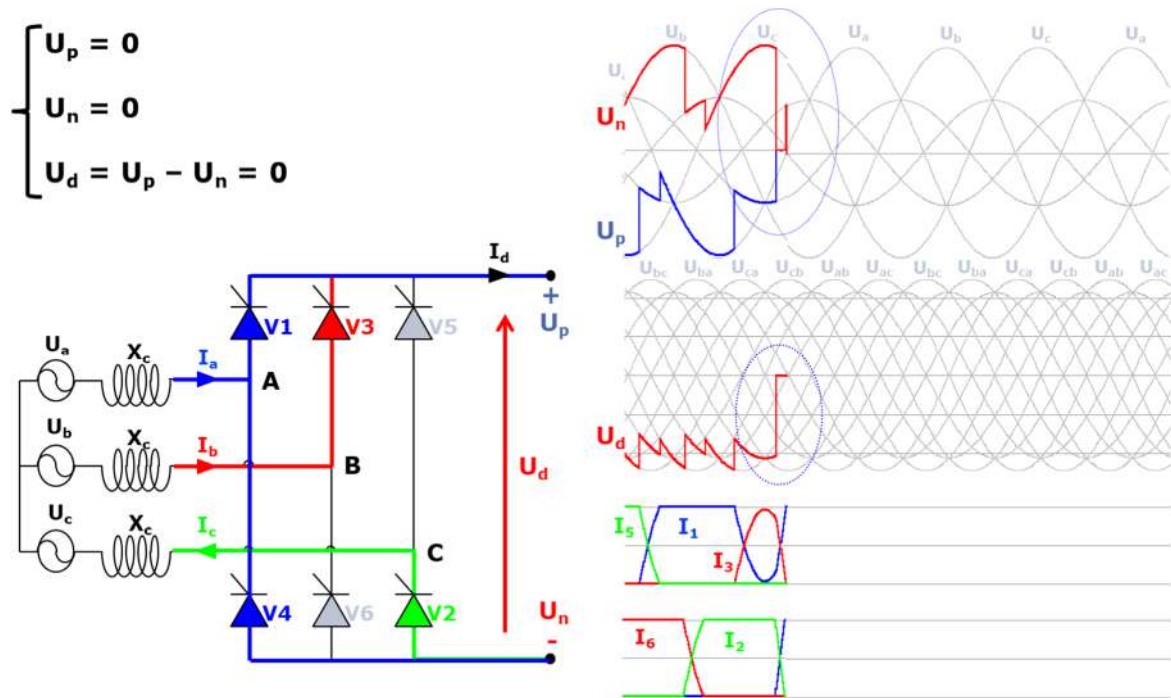


Figura 12 - Falha de Comutação – Instante 3.

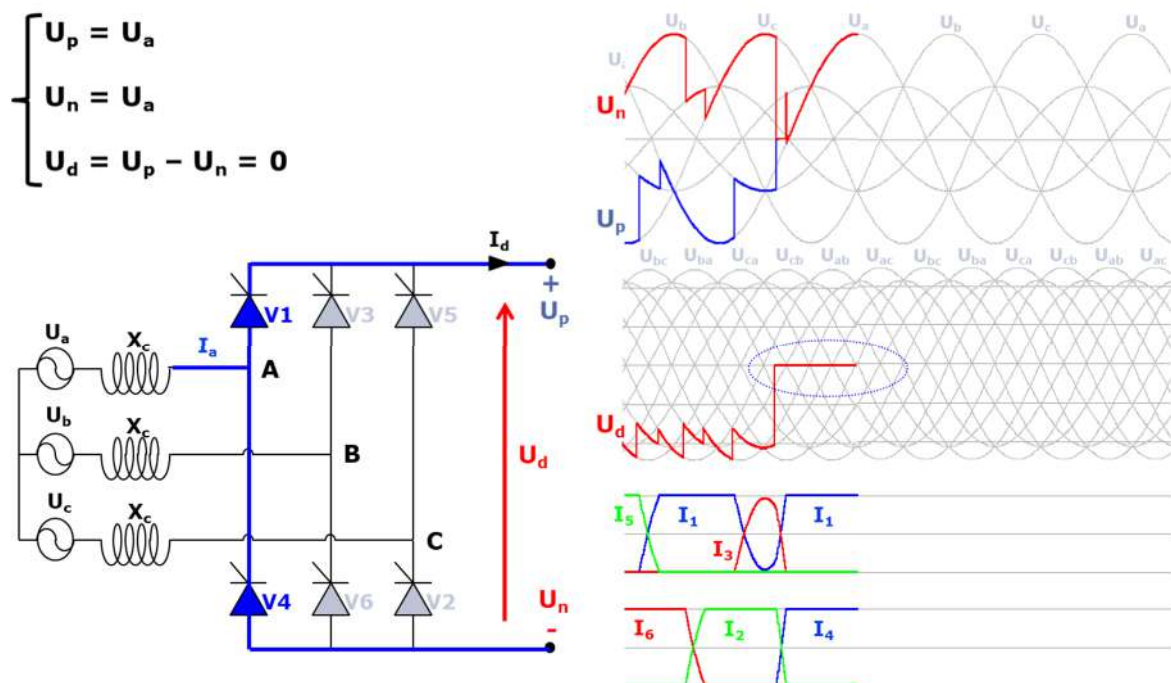


Figura 13 - Falha de Comutação – Instante 4.

A válvula 5 recebe o pulso de disparo porém está reversamente polarizada e portanto não entra em condução.

$$U_5 = U_c - U_a$$

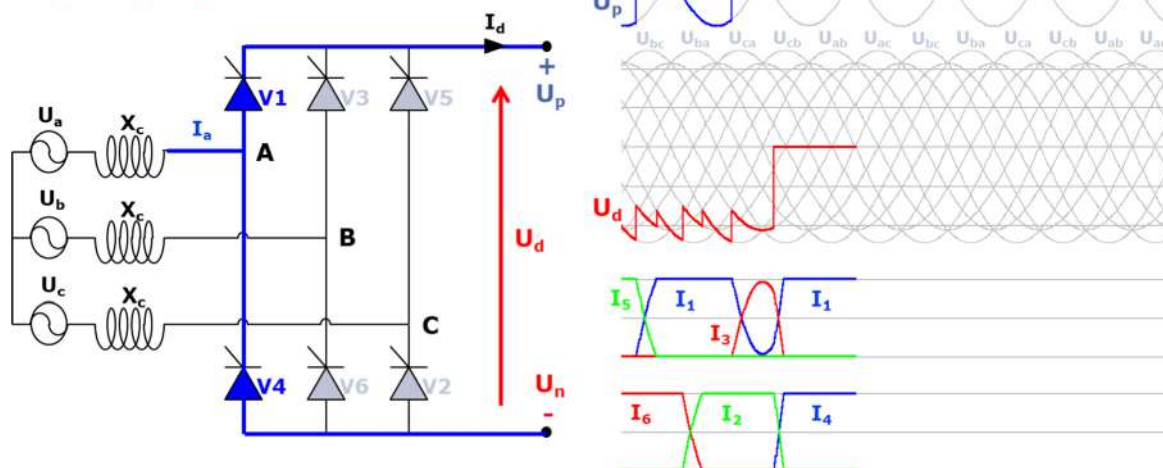


Figura 14 - Falha de Comutação – Instante 5.

$$\begin{cases} U_p = U_a \\ U_n = U_b \\ U_d = U_p - U_n = U_{ab} \end{cases}$$

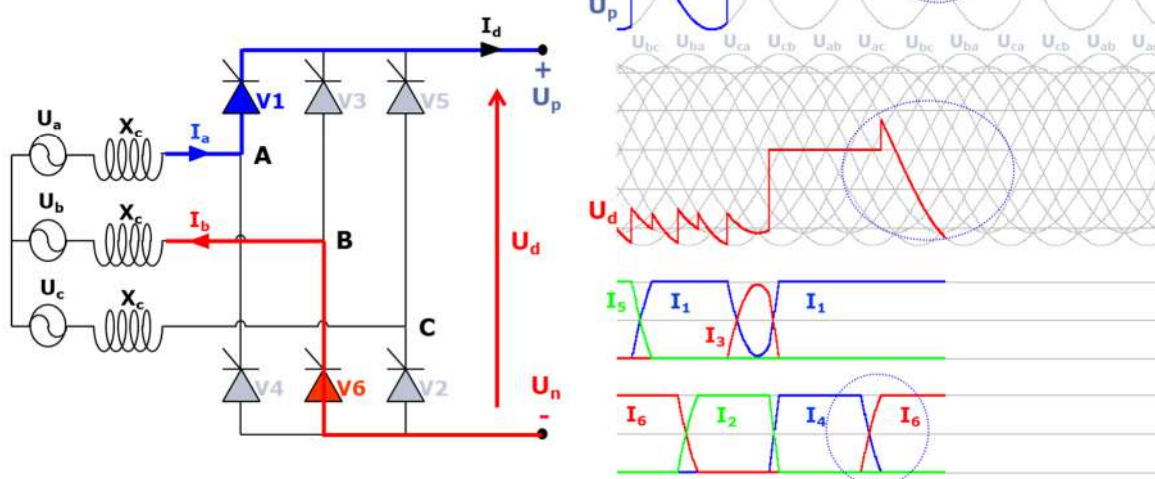


Figura 15 - Falha de Comutação – Instante 6.

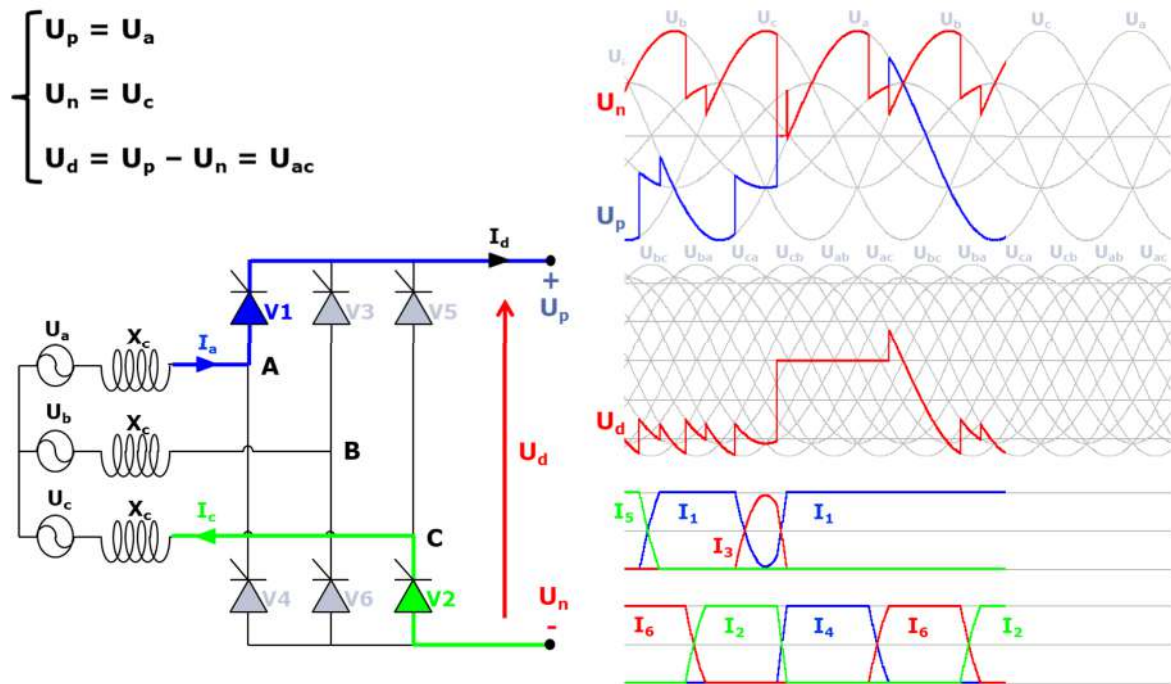


Figura 16 - Falha de Comutação – Instante 7.

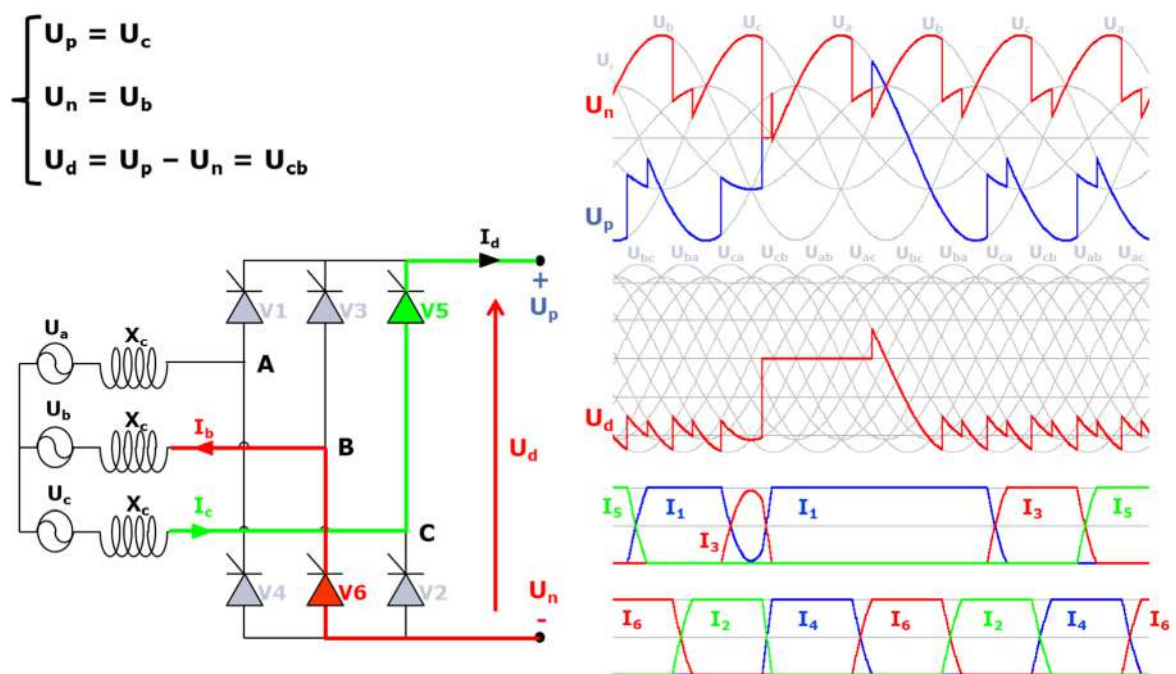


Figura 17 - Falha de Comutação – Instante 8.

2.4 Fasores Dinâmicos

Os fasores dinâmicos [16][32] são, fundamentalmente, fasores variantes no tempo, com a diferença que no caso geral podem ser incluídos os transitórios eletromagnéticos da rede elétrica na modelagem.

Em uma rede CA sem elementos não lineares as variáveis (tensão e corrente) são puramente senoidais em regime permanente. Na modelagem fasorial, tais variáveis são representadas por fasores constantes, seja na forma polar (módulo e fase) ou na forma retangular (partes real e imaginária). Quando são aplicados distúrbios, estas grandezas variam transitoriamente e, desde que o sistema seja estável, atingirão um novo regime. Nesta variação, percebe-se, através de um comportamento definido por equações diferenciais, que de fato os fasores variam no tempo, justificando a nomenclatura. Conforme mostrado em [16], o equacionamento dos diversos componentes de rede de transmissão pode ser feito sem perda de exatidão em função dos fasores, em vez de ser feito em função de seus valores instantâneos.

No caso da presença de elementos não lineares, por exemplo, elos CCAT, haverá a presença de harmônicos. Portanto as tensões e correntes do sistema serão grandezas periódicas que podem ser representadas por uma soma harmônica de termos senoidais. Neste caso, além do fasor de frequência fundamental, haverá a presença de fasores harmônicos correspondentes aos termos harmônicos. Da mesma forma que no caso linear, os fasores de frequência fundamental e harmônicos em regime permanente serão constantes. Após aplicado um distúrbio, estes fasores passam a variar no tempo durante o transitório, até voltarem a se tornar constantes, desde que o sistema seja estável. A consideração da dinâmica dos fasores dinâmicos harmônicos permite a obtenção de modelos bastante adequados, próximos aos obtidos em uma simulação em um programa de transitórios eletromagnéticos.

Ou seja, as variáveis do sistema podem ser descritas em regime permanente por uma série de Fourier com coeficientes constantes. Durante distúrbios a periodicidade do regime permanente deixa de ser válida e os coeficientes passam a variar no tempo, até que se atinja um novo regime permanente, onde os coeficientes voltam a ficar constantes.

Considere, como definida em [32] e [16], uma função no tempo não-periódica $f(t)$ representada com coeficientes variáveis no tempo:

$$f(t) = \sum_h F_{h_{re}}(t) \cos(h\omega t) - F_{h_{im}}(t) \sin(h\omega t) \quad (21)$$

Onde: h é um índice inteiro positivo das componentes harmônicas denominado ordem harmônica de cada componente, ω é a frequência angular nominal e os coeficientes $F_{h_{re}}(t)$ e $F_{h_{im}}(t)$ são variáveis no tempo.

Escrevendo (21) na forma complexa, obtém-se a definição dos chamados fasores dinâmicos:

$$\tilde{F}_h(t) = F_{h_{re}}(t) + jF_{h_{im}}(t) \quad (22)$$

Onde: $\tilde{F}_1(t)$ é o fasor dinâmico de frequência fundamental e os demais $\tilde{F}_h(t)$, para $h \neq 1$, são os fasores dinâmicos harmônicos de ordem harmônica h .

Na nomenclatura em (22) utiliza-se o símbolo *til* sobre a variável em letra maiúscula para os fasores. Na literatura de fasores dinâmicos também é comum utilizar a seguinte notação:

$$\langle f \rangle_h(t) = F_{h_{re}}(t) + jF_{h_{im}}(t) \quad (23)$$

Ou seja:

$$\langle f \rangle_h(t) = \tilde{F}_h(t) \quad (24)$$

Em particular, esta nomenclatura é utilizada para designar a obtenção dos coeficientes da série de Fourier utilizando integrais ao longo de um período definido por uma janela deslizante [20]-[24] como apresentado em (2), repetida a seguir:

$$\langle f \rangle_h(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) e^{-jh\omega_s \tau} d\tau \quad (25)$$

Esta operação também é denominada média generalizada, considerando que ela corresponde a uma média da função deslocada do período de avanço da janela ponderada por funções exponenciais $e^{-jh\omega_s \tau}$, para cada ordem harmônica considerada. O problema

desta abordagem é que durante distúrbios se necessita de infinitos harmônicos para uma representação exata de $f(t)$. Por este motivo esta operação de média generalizada não é empregada neste trabalho, sendo essa notação $\langle f \rangle_h(t)$ equivalente ao fasor correspondente da função, como em (24).

Na metodologia adotada, como será ilustrado na próxima seção, desenvolve-se o equacionamento fasorial pela substituição das variáveis instantâneas por seus somatórios dos termos fasoriais dados em (21). Com as equações diferenciais obtidas em função das partes real e imaginária dos fasores de todas as variáveis, resolve-se essas equações por integração numérica calculando-se os fasores ao longo do tempo. A obtenção das variáveis instantâneas é feita através da substituição dos fasores calculados em (21). Para o caso particular de sistemas com modelos de frequência fundamental, o mesmo procedimento pode ser aplicado sem perda de generalidade, sendo que no caso de sistemas lineares, a conversão fasorial de frequência fundamental não perde exatidão em relação às equações instantâneas originais.

A nomenclatura dada em (24) é conveniente quando se multiplica uma série de Fourier pelo sinal instantâneo representado por um conjunto de componentes fasoriais harmônicas. Neste caso o resultado fasorial dessa multiplicação para um determinado harmônico corresponderá a uma soma da multiplicação de termos real e imaginário de frequências em geral diferentes, conforme apresentado no Anexo IV. Por exemplo, assumindo que uma variável $y(t)$ corresponde à multiplicação de uma função de chaveamento $s(t)$ por uma variável $u(t)$, tem-se:

$$y(t) = s(t) u(t) \quad (26)$$

Sendo as variáveis instantâneas $y(t)$ e $u(t)$ representada por fasores e a função de chaveamento por uma série de Fourier análoga aos fasores $s(t)$, tem-se a partir de (21):

$$y(t) = \sum_h Y_{h_{re}}(t) \cos(h\omega t) - Y_{h_{im}}(t) \sin(h\omega t) \quad (27)$$

$$s(t) = \sum_h S_{h_{re}}(t) \cos(h\omega t) - S_{h_{im}}(t) \sin(h\omega t) \quad (28)$$

$$u(t) = \sum_h U_{hre}(t) \cos(h\omega t) - U_{him}(t) \sin(h\omega t) \quad (29)$$

Deve-se observar que usualmente a fórmula da série de Fourier utiliza a convenção de sinal positiva para os termos de seno e cosseno da série. Neste caso negatizou-se o termo seno para utilizar a mesma convenção de sinais dos fasores harmônicos.

O resultado da operação de multiplicação, conforme o Anexo IV, para cada fasor dinâmico $\tilde{Y}_h(t)$ de ordem h será então dada por:

$$\tilde{Y}_h(t) = \langle y \rangle_h(t) = \langle s u \rangle_h(t) \quad (30)$$

O vetor resultante da multiplicação é então dado de forma matricial:

$$\tilde{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{S} \tilde{\mathbf{u}}(t) \quad (31)$$

Onde os vetores $\tilde{\mathbf{y}}(t)$ e $\tilde{\mathbf{u}}(t)$ são formados pelo empilhamento dos diversos fasores harmônicos $\tilde{Y}_h(t)$ nas ordens consideradas, desde a fundamental até a máxima ordem. A matriz $\mathbf{S}$ que multiplica o vetor $\tilde{\mathbf{u}}(t)$ produz o vetor $\tilde{\mathbf{y}}(t)$ resultante da multiplicação dos dois somatórios que, conforme é apresentado no Anexo IV, relaciona os termos das ordens harmônicas de $\langle s \rangle_{h2}(t)$ e $\langle u \rangle_{h3}(t)$ para produzir cada componente em $\langle y \rangle_{h1}(t)$. Isso ocorre porque cada multiplicação de um seno ou cosseno da parte real ou imaginária de $\langle s \rangle_{h2}(t)$ e de $\langle u \rangle_{h3}(t)$ produzem termos nas ordens harmônicas da soma $\langle s u \rangle_{h2+h3}(t)$ e diferença $\langle s u \rangle_{|h2-h3|}(t)$ das ordens harmônicas de cada termo.

O fasor dinâmico correspondente à derivada de uma variável instantânea, que é apresentada de forma detalhada no Anexo IV, conforme apresentado a seguir:

$$y(t) = \frac{du(t)}{dt} \quad (32)$$

Assumindo-se que $u(t)$ e $y(t)$ são escritos por um somatório das partes real e imaginária de fasores dinâmicos harmônicos multiplicados pelas funções cosseno e seno, conforme (27) e (29), os fasores dinâmicos harmônicos correspondentes são dados por:

$$\tilde{Y}_h(t) = Y_{hre}(t) + jY_{him}(t) \quad (33)$$

$$\tilde{U}_h(t) = U_{hre}(t) + jU_{him}(t) \quad (34)$$

Conforme apresentado no Anexo IV, tem-se a seguinte relação fasorial:

$$\tilde{Y}_h(t) = \frac{d\tilde{U}_h(t)}{dt} + jh\omega\tilde{U}_h(t) \quad (35)$$

E na forma compacta, tem-se:

$$\langle y \rangle_h(t) = \left\langle \frac{du}{dt} \right\rangle_h(t) = \frac{d}{dt} \langle u \rangle_h(t) + jh\omega \langle u \rangle_h(t) \quad (36)$$

Da mesma forma que em [32] e [16], este trabalho não utiliza uma transformação inversa com uma integral definida ao longo de uma janela deslizante, e sim uma modelagem no domínio fasorial obtida da substituição das grandezas instantâneas pelo somatório das componentes harmônicas dos fasores, obtendo-se a relação das variáveis de tensão e corrente por complexos ou, em casos não lineares por tensores que são matrizes 2 x 2 sem a simetria complexa. No caso da relação complexa, tem-se por exemplo uma admitância relacionando uma corrente harmônica com uma tensão harmônica de mesma frequência:

$$\tilde{I}_h(t) = Y\tilde{V}_h(t) \quad (37)$$

Ou em componentes real e imaginária:

$$I_{hre}(t) + jI_{him}(t) = (Y_{hre} + jY_{him})(V_{hre}(t) + jV_{him}(t)) \quad (38)$$

E de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} I_{hre}(t) \\ I_{him}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{hre} & -Y_{him} \\ Y_{him} & Y_{hre} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{hre}(t) \\ V_{him}(t) \end{bmatrix} \quad (39)$$

Como se percebe, a matriz 2 x 2 de (39) utilizada no equivalente da multiplicação dos dois complexos em (38) possui uma matriz onde os elementos diagonais são iguais e os elementos fora da diagonal são um o negativo do outro. No caso não linear, como no modelo de elo HVDC com harmônicos proposto na tese, onde haverá a multiplicação de termos de ordens de frequências diferentes ($h1$, $h2$ e $h3$), como na matriz $\mathbf{S}$ de (31), não haverá esta simetria, ou seja, teremos termos do seguinte tipo:

$$\begin{bmatrix} I_{h1_{re}}(t) \\ I_{h1_{im}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{h2_{11}} & -Y_{h2_{12}} \\ Y_{h2_{21}} & Y_{h2_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{h3_{re}}(t) \\ V_{h3_{im}}(t) \end{bmatrix} \quad (40)$$

Ou seja, nesta multiplicação, a operação é feita com frequências de ordens em geral diferentes para a corrente, matriz de admitância e tensão. Esta matriz assimétrica é em nomenclatura matemática denominada um tensor.

Com a abordagem apresentada em [32] e [16], em sistemas de potência apenas com componentes lineares, os transitórios eletromagnéticos são simulados de forma exata apenas com fasores de componente de frequência fundamental, como será ilustrado pelo exemplo simples da seção 2.4.1.

Esta metodologia é equivalente à análise por deslocamento de frequência (“*Shifted Frequency Analysis*”) [26]-[27] ou das formas de ondas envoltórias (“*Envelope Waveforms*”) das simulações em múltiplas escalas de tempo (“*Multiscale Analysis*”) [28]-[30]. No entanto, enquanto nestes trabalhos utiliza-se a transformada de Hilbert para definição dos fasores de frequência fundamental, na abordagem apresentada, faz-se as substituições das variáveis instantâneas pelos termos dependentes das partes real e imaginário do fasor dinâmico fundamental, e pela propriedade do seno e cosseno serem funções linearmente independentes, pode-se separar os termos em seno e cosseno para montagem das duas equações para cada equação instantânea existente, funções das partes real e imaginária dos fasores dinâmicos que representam cada variável instantânea. Sendo n a quantidade de variáveis e equações do sistema instantâneo, este procedimento transforma o sistema original em um sistema de $2n$ variáveis, com as partes real e imaginária de cada fasor, e $2n$ equações, correspondentes às separações dos termos em seno e cosseno de cada equação modificada.

Além disso, considerando elementos não-lineares, desde que haja uma boa filtragem dos harmônicos também é possível obter bons resultados com modelos com fasores de frequência fundamental. No caso de as componentes harmônicas terem um impacto significativo na resposta, torna-se necessária a modelagem dos fasores dinâmicos harmônicos. Neste caso, a mesma abordagem de substituição de variáveis por seus correspondentes termos real e imaginário para cada harmônico e separação dos senos e cossenos de cada harmônico em cada equação resultante, produzirá um sistema com a mesma quantidade de variáveis e equações, agora $2h$ vezes maior sendo h a quantidade de ordens harmônicas consideradas.

Ressalta-se, entretanto, que a representação dos harmônicos está relacionada ao comportamento do equipamento não-linear e não à metodologia utilizada como no caso da janela deslizante. Até porque, como visto na revisão bibliográfica, existem modelos de frequência fundamental de equipamentos não lineares utilizando fasores dinâmicos que podem ser adequados para diversas análises.

2.4.1 Circuito RL modelado por fasores dinâmicos

Para ilustrar a solução de um sistema elétrico por fasores dinâmicos, considere o circuito RL apresentado na Figura 18.

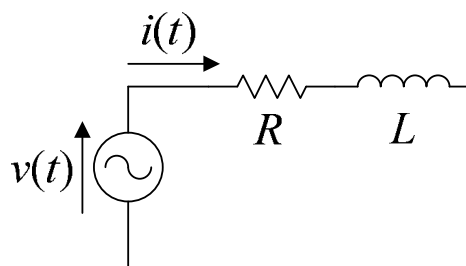


Figura 18 – Circuito RL.

A equação diferencial que descreve o comportamento do circuito é:

$$v(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (41)$$

Como $i(t)$ é senoidal em regime permanente, sua derivada $(di(t)/dt)$ na inicialização do sistema é diferente de zero, o que dificulta a realização de simulações no

tempo partindo de uma situação de regime permanente, por exemplo de um ponto de operação proveniente de um programa de fluxo de potência como é o caso do ANAREDE [49].

Considerando os fasores dinâmicos fundamentais de tensão e corrente.

$$v(t) = V_{re}(t)\cos(\omega t) - V_{im}(t)\sen(\omega t) \quad (42)$$

$$i(t) = I_{re}(t)\cos(\omega t) - I_{im}(t)\sen(\omega t) \quad (43)$$

Onde as partes reais, $V_{re}(t)$ e $I_{re}(t)$, e imaginárias, $V_{im}(t)$ e $I_{im}(t)$, formam os seus respectivos fasores dinâmicos $\tilde{V}(t)$ e $\tilde{I}(t)$.

Aplicando a transformação de variáveis no equacionamento instantâneo temos a modelagem por fasores dinâmicos, ou seja, substituindo (42) e (43) em (41).

$$\begin{aligned} V_{re}(t)\cos(\omega t) - V_{im}(t)\sen(\omega t) \\ = R(I_{re}(t)\cos(\omega t) - I_{im}(t)\sen(\omega t)) \\ + L \frac{d(I_{re}(t)\cos(\omega t) - I_{im}(t)\sen(\omega t))}{dt} \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} V_{re}(t)\cos(\omega t) - V_{im}(t)\sen(\omega t) \\ = RI_{re}(t)\cos(\omega t) - RI_{im}(t)\sen(\omega t) + L \frac{dI_{re}(t)}{dt} \cos(\omega t) \\ - \omega LI_{re}(t)\sen(\omega t) - L \frac{dI_{im}(t)}{dt} \sen(\omega t) - \omega LI_{im}(t)\cos(\omega t) \end{aligned} \quad (45)$$

Considerando que as funções seno e cosseno são linearmente independentes pode-se separar a equação (45) em termos que multiplicam senos (46) e cossenos (47). Assim obtém-se o número de equações igual ao número de incógnitas possibilitando a solução do sistema de equações por integração numérica.

$$V_{re}(t) = RI_{re}(t) + L \frac{dI_{re}(t)}{dt} - \omega LI_{im}(t) \quad (46)$$

$$V_{im}(t) = RI_{im}(t) + L \frac{dI_{im}(t)}{dt} + \omega LI_{re}(t) \quad (47)$$

Como $I_{re}(t)$ e $I_{im}(t)$ são constantes em regime permanente, suas derivadas $dI_{re}(t)/dt$ e $dI_{im}(t)/dt$ na inicialização do sistema são iguais a zero. A inicialização do sistema fica menos complexa, sendo possível realizá-la através da solução de um sistema

linear, quando se considera apenas equipamentos lineares, ou através do Método de Newton, quando há equipamentos não-lineares.

Reescrevendo (46) e (47) em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_{re}(t) \\ V_{im}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL & -\omega L \\ +\omega L & R + sL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{re}(t) \\ I_{im}(t) \end{bmatrix} \quad (48)$$

Onde a matriz de dimensão 2x2 é o tensor que relaciona tensão e corrente do sistema. No caso trifásico essa matriz teria dimensão 6x6.

Fazendo $v(t) = \text{sen}(\omega t)$, na sua forma fasorial de frequência fundamental tem-se:

$$v(t) = 0\cos(\omega t) - (-1)\text{sen}(\omega t) \quad (49)$$

Considerando a aplicação de um distúrbio de $1\cos(\omega t)$ na fonte de tensão em 0,03s, para a simulação, aplica-se a regra trapezoidal de integração numérica para transformar as equações diferenciais em algébricas. Utilizando-se a Lei das Correntes de Kirchoff, a cada passo de tempo, as tensões de todas as barras do sistema podem ser calculadas pela solução de um sistema linear que relaciona as tensões em um dado instante com as correntes e tensões em passos de tempos passados. Calcula-se então $I_{re}(t)$ e $I_{im}(t)$ ao longo do tempo. A partir da solução fasorial, o valor instantâneo $i(t)$ pode ser obtido, sem perda de exatidão, a partir da equação (43).

A Figura 19 apresenta a forma de onda da tensão. Na esquerda são mostrados os valores instantâneo e absoluto da tensão e à direita a parte real e imaginária do fasor. Como o distúrbio aplicado foi $1\cos(\omega t)$ somente a parte real do fasor de tensão apresenta variação. De maneira análoga a corrente é apresentada na Figura 20. Este pequeno caso exemplo também foi simulado no PSCAD/EMTDC obtendo-se os mesmos valores instantâneos de tensão e corrente, como esperado. A Figura 21 mostra uma comparação com o ANATEM. No gráfico da corrente pode-se observar a ausência da dinâmica eletromagnética do circuito.

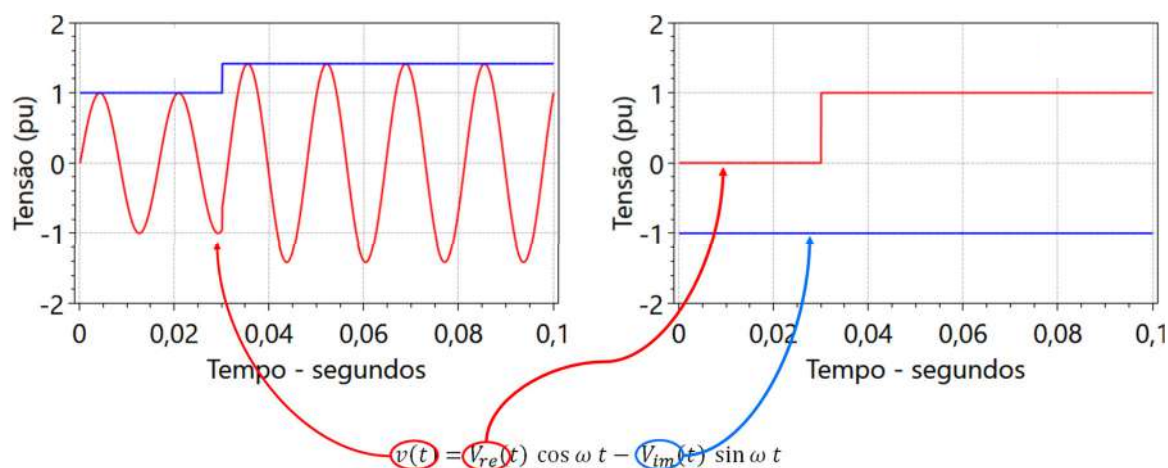


Figura 19 – Forma de onda da tensão.

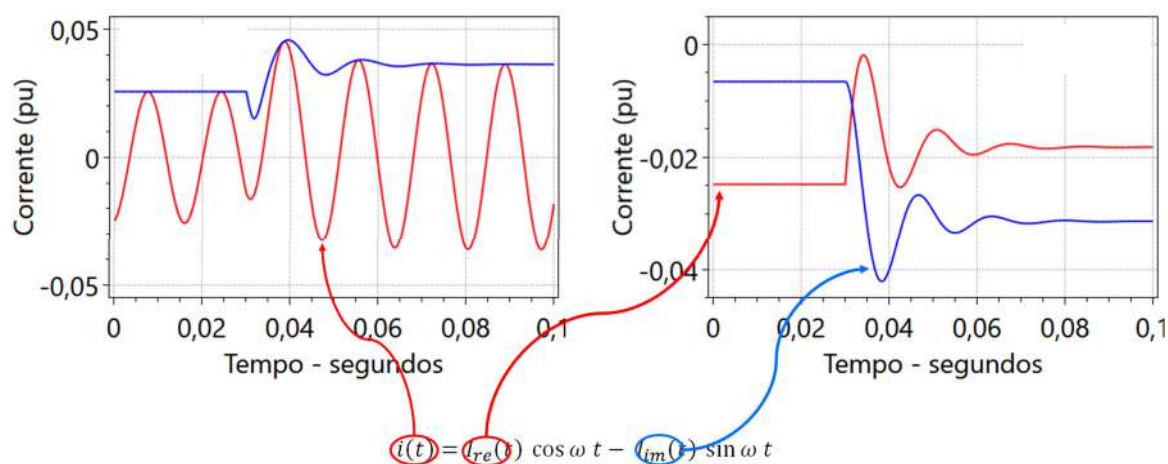


Figura 20 – Forma de onda da corrente.

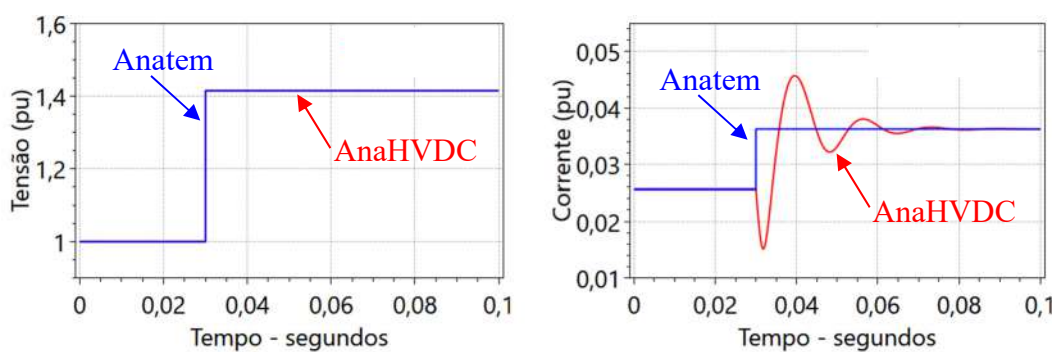


Figura 21 – Comparação AnaHVDC x ANATEM.

Neste ponto, convém discutir a definição da variável de forma fasorial em (42) e (43), onde uma única variável instantânea passa a ser representada a cada instante por duas

variáveis (partes real e imaginária do fasor). No caso mais geral, com harmônicos, cada variável instantânea passa a ser representada por $2h$ componentes, onde h é a quantidade de ordens harmônicas consideradas nos fasores dinâmicos harmônicos. Como em [32], considera-se que não há nenhuma impropriedade matemática nesta definição e no procedimento adotado. Porém, deve-se observar que existem infinitas combinações de componentes fasoriais que atendem à igualdade e deve haver alguma definição adicional para determinação única dessas componentes.

Na abordagem utilizada, também compatível com a utilização das janelas deslizantes, esta definição utiliza a solução fasorial de regime permanente como ponto de partida para os fasores dinâmicos. Considerando que o sistema está em regime periódico, pode-se determinar os fasores convencionais, iguais aos fasores dinâmicos harmônicos com valor constante, que atendem ao equacionamento do sistema considerando nulas as suas derivadas, uma vez que os fasores são constantes em regime. Com os fasores dinâmicos inicializados em regime permanente, os mesmos podem ser calculados dinamicamente ao longo da simulação pela solução das equações diferenciais por integração numérica.

Para a frequência fundamental, a solução de regime permanente é a clássica que utiliza fasores convencionais em circuitos elétricos de corrente alternada. A solução com harmônicos, é o caso mais geral, onde resolvem-se o vetor de fasores com as diversas ordens harmônicas. Em [50] é apresentada a solução fasorial harmônica pelo método de Newton-Raphson do caso geral da presença de múltiplos elementos não lineares conectados em uma rede elétrica, denominada solução no domínio harmônico (“Harmonic Domain”).

Em [26]-[27] busca-se justificar a validade da representação de uma variável por um fasor dinâmico de frequência fundamental com duas componentes utilizando a transformada de Hilbert. Nesta demonstração, é realizada uma transformação de uma variável instantânea real em uma outra variável complexa, ambas no domínio do tempo, cuja parte real da variável complexa é igual à própria variável instantânea e a parte imaginária é a transformada de Hilbert da mesma variável. Com isso consegue-se aplicar uma multiplicação na variável complexa por $e^{-j\omega t}$ com o objetivo de deslocar a frequência. Em [28]-[29] considera-se ainda a utilização de uma frequência adaptativa.

Com este deslocamento de frequência, a envoltória que multiplica a exponencial da variável complexa resultante será equivalente ao fasor dinâmico de frequência fundamental. No caso de variáveis senoidais na frequência fundamental, o fasor será constante. Este é o caso do regime permanente das tensões e correntes em um circuito linear excitado por fontes senoidais de frequência fundamental. Matematicamente esta prova é válida para o caso de utilização de fasor dinâmico de frequência fundamental, mas não se aplica ao caso mais geral da presença de fasores dinâmicos harmônicos.

No caso da consideração de harmônicos, como mencionado, utiliza-se normalmente a janela deslizante apresentada em (25) para a definição dos fasores dinâmicos harmônicos. A limitação desta definição é que ela não permite a representação sem a utilização de harmônicos. Qualquer variação transitória que haja no sistema vai ser representada pelos harmônicos resultantes da operação de integração da janela deslizante que corresponde ao período passado nos limites de integração da janela (de $t-T$ até t) em (25). Os fasores resultantes vão depender de todos os valores dentro da janela, que devem ser armazenados com passo de integração compatível com a dinâmica associada.

2.5 Simulação de Transitórios Eletromagnéticos usando Fasores Dinâmicos

O trabalho realizado em [16] propõe uma nova metodologia de modelagem computacional para simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência de grande porte contendo equipamentos não-lineares, como o elo CCAT. A metodologia consiste na aplicação do método trapezoidal aos elementos da rede modelados como fasores dinâmicos resultando em modelos de acompanhamento. No trabalho foram apresentados os modelos de acompanhamento para os elementos básicos da rede CA (resistência, indutância, capacitância e linha de transmissão com parâmetro distribuído) modelados por fasores dinâmicos.

Para exemplificar a aplicação do método trapezoidal aos elementos da rede modelados por fasores dinâmicos, será apresentado a seguir, de forma resumida, o modelo de acompanhamento desenvolvido em [16] para a linha de transmissão.

2.5.1 Modelo de acompanhamento para linha de transmissão

Para o modelo de parâmetros distribuídos da linha foi utilizado o modelo de *Bergeron* sem perdas [51][52]. As equações que relacionam tensão e corrente, mostrada na Figura 22, são dadas por:

$$v_k(t - \tau) + Zi_{km}(t - \tau) = v_m(t) - Zi_{mk}(t) \quad (50)$$

$$v_m(t - \tau) + Zi_{mk}(t - \tau) = v_k(t) - Zi_{km}(t) \quad (51)$$

Onde: Z representa a impedância característica da linha, que é puramente resistiva para linha sem perdas, e τ é o tempo de propagação dela.

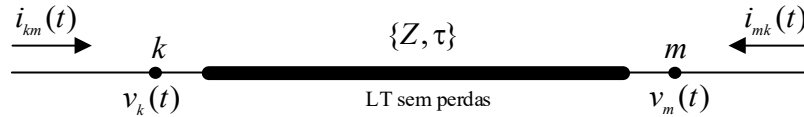


Figura 22 – Linha de transmissão sem perdas entre dois nós genéricos k e m [16].

Os fasores dinâmicos da tensão e corrente CA são dados por:

$$v_k(t) = V_{kre}(t)\cos(\omega t) - V_{kim}(t)\sin(\omega t) \quad (52)$$

$$v_m(t) = V_{mre}(t)\cos(\omega t) - V_{mim}(t)\sin(\omega t) \quad (53)$$

$$i_{km}(t) = I_{kmre}(t)\cos(\omega t) - I_{kim}(t)\sin(\omega t) \quad (54)$$

$$i_{mk}(t) = I_{mkre}(t)\cos(\omega t) - I_{mkim}(t)\sin(\omega t) \quad (55)$$

Escrevendo (50) em termos dos fasores dinâmicos, separando-se os termos dos fasores que multiplicam os senos e cossenos e isolando o termo da corrente no tempo t encontram-se os fasores dinâmicos para a corrente I_{mk} :

$$\begin{aligned} I_{mkre}(t) = & \frac{V_{mre}(t)}{Z} - V_{kre}(t - \tau) \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} - I_{kmre}(t - \tau) \cos(\omega\tau) \\ & - V_{kim}(t - \tau) \frac{\sin(\omega\tau)}{Z} - I_{kim}(t - \tau) \sin(\omega\tau) \end{aligned} \quad (56)$$

$$\begin{aligned}
I_{mk_{im}}(t) = & \frac{V_{m_{im}}(t)}{Z} - V_{k_{im}}(t - \tau) \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} - I_{km_{im}}(t - \tau) \cos(\omega\tau) \\
& - V_{k_{re}}(t - \tau) \frac{\sin(\omega\tau)}{Z} - I_{km_{re}}(t - \tau) \sin(\omega\tau)
\end{aligned} \tag{57}$$

Para obter os fasores para a corrente I_{km} , equação (51), basta trocar nas equações (56) e (57) os índices k por m e vice-versa.

$$\begin{aligned}
I_{km_{re}}(t) = & \frac{V_{k_{re}}(t)}{Z} - V_{m_{re}}(t - \tau) \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} - I_{mk_{re}}(t - \tau) \cos(\omega\tau) \\
& - V_{m_{im}}(t - \tau) \frac{\sin(\omega\tau)}{Z} - I_{mk_{im}}(t - \tau) \sin(\omega\tau)
\end{aligned} \tag{58}$$

$$\begin{aligned}
I_{km_{im}}(t) = & \frac{V_{k_{im}}(t)}{Z} - V_{m_{im}}(t - \tau) \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} - I_{mk_{im}}(t - \tau) \cos(\omega\tau) \\
& - V_{m_{re}}(t - \tau) \frac{\sin(\omega\tau)}{Z} - I_{mk_{re}}(t - \tau) \sin(\omega\tau)
\end{aligned} \tag{59}$$

Escrevendo na forma matricial tem-se:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} I_{mk_{re}}(t) \\ I_{mk_{im}}(t) \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} \frac{1}{Z} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{m_{re}}(t) \\ V_{m_{im}}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} & \frac{\sin(\omega\tau)}{Z} \\ -\frac{\sin(\omega\tau)}{Z} & \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{k_{re}}(t - \tau) \\ V_{k_{im}}(t - \tau) \end{bmatrix} \\
& - \begin{bmatrix} \cos(\omega\tau) & \sin(\omega\tau) \\ -\sin(\omega\tau) & \cos(\omega\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{km_{re}}(t - \tau) \\ I_{km_{im}}(t - \tau) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{60}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} I_{km_{re}}(t) \\ I_{km_{im}}(t) \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} \frac{1}{Z} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{k_{re}}(t) \\ V_{k_{im}}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} & \frac{\sin(\omega\tau)}{Z} \\ -\frac{\sin(\omega\tau)}{Z} & \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{m_{re}}(t - \tau) \\ V_{m_{im}}(t - \tau) \end{bmatrix} \\
& - \begin{bmatrix} \cos(\omega\tau) & \sin(\omega\tau) \\ -\sin(\omega\tau) & \cos(\omega\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{mk_{re}}(t - \tau) \\ I_{mk_{im}}(t - \tau) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{61}$$

Chamando os termos com informação do passado, indicados pelas funções de $(t - \tau)$, por b_k e b_m tem-se:

$$\begin{bmatrix} b_{m_{re}}(t) \\ b_{m_{im}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} & \frac{\sin(\omega\tau)}{Z} \\ -\frac{\sin(\omega\tau)}{Z} & \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{k_{re}}(t-\tau) \\ V_{k_{im}}(t-\tau) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\omega\tau) & \sin(\omega\tau) \\ -\sin(\omega\tau) & \cos(\omega\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{km_{re}}(t-\tau) \\ I_{km_{im}}(t-\tau) \end{bmatrix} \quad (62)$$

$$\begin{bmatrix} b_{k_{re}}(t) \\ b_{k_{im}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} & \frac{\sin(\omega\tau)}{Z} \\ -\frac{\sin(\omega\tau)}{Z} & \frac{\cos(\omega\tau)}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{m_{re}}(t-\tau) \\ V_{m_{im}}(t-\tau) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\omega\tau) & \sin(\omega\tau) \\ -\sin(\omega\tau) & \cos(\omega\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{mk_{re}}(t-\tau) \\ I_{mk_{im}}(t-\tau) \end{bmatrix} \quad (63)$$

Reescrevendo as equações (60) e (61) em função de b_k e b_m tem-se:

$$\begin{bmatrix} I_{mk_{re}}(t) \\ I_{mk_{im}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{m_{re}}(t) \\ V_{m_{im}}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} b_{m_{re}}(t) \\ b_{m_{im}}(t) \end{bmatrix} \quad (64)$$

$$\begin{bmatrix} I_{km_{re}}(t) \\ I_{km_{im}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{k_{re}}(t) \\ V_{k_{im}}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} b_{k_{re}}(t) \\ b_{k_{im}}(t) \end{bmatrix} \quad (65)$$

A Figura 23 e a Figura 24 mostram os circuitos equivalentes que são os modelos de acompanhamento de fasores dinâmicos.

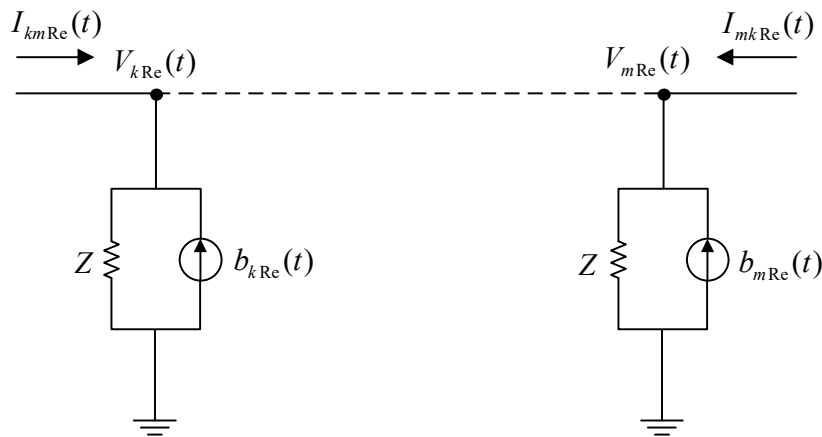


Figura 23 – Circuito equivalente da LT sem perdas (parte real) [16].

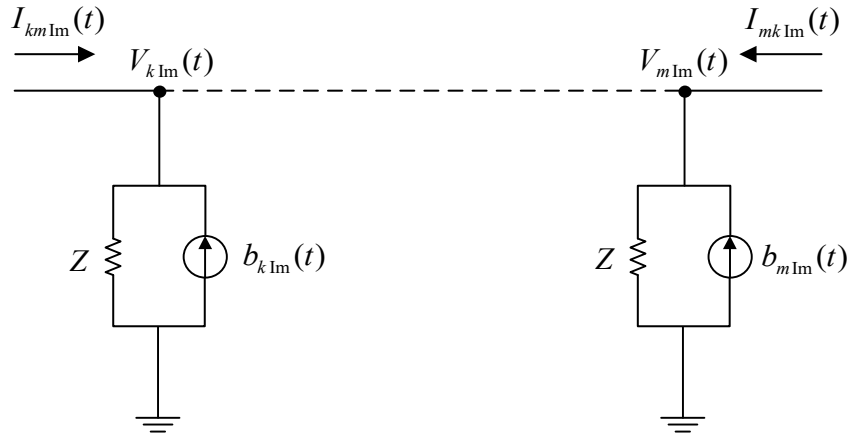


Figura 24 – Circuito equivalente da LT sem perdas (parte imaginária) [16].

Para representação da linha de transmissão com perdas [16], assumiu-se a resistência constante e concentrada em determinados pontos de um trecho com modelos de linha sem perdas em série com resistências ideais, cuja soma corresponde à resistência total (R) da linha, conforme mostrado na Figura 25.

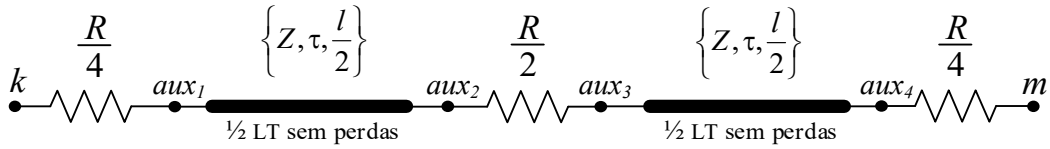


Figura 25 – Modelo aproximado para LT com perdas [16].

Nos casos em que se desejar considerar a dinâmica dos fasores dinâmicos harmônicos, pode-se usar a superposição para modelar a parte linear da rede como um conjunto de redes desacopladas entre si, cada qual com a frequência ω correspondente à ordem harmônica.

Além da questão dos fasores harmônicos, os elementos não-lineares introduzem uma complexidade adicional: o seu modelo de acompanhamento é iterativo [16]. O modelo é uma função da tensão terminal que depende da rede cuja solução depende do modelo de acompanhamento. Esta solução foi resolvida em [16] pelo método de *Quasi-Newton* e possui taxa de convergência praticamente quadrática.

2.5.2 Energização de uma linha em vazio

Para exemplificar o uso da metodologia de modelagem computacional para simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência [16], simulou-se a energização de uma linha em vazio no programa AnaHVDC por uma fonte de 500 kV cossenoidal com fechamento simultâneo do disjuntor no instante zero. Utilizou-se o modelo de *Bergeron* de parâmetros distribuídos para a linha de transmissão de 300 km com os seguintes parâmetros de sequência positiva: resistência de $0,0227578 \Omega/\text{km}$, indutância de $0,883978 \text{ mH/km}$ e capacitância de $0,0130245 \mu\text{F/km}$. O diagrama do sistema no PSCAD/EMTDC é mostrado na Figura 26.

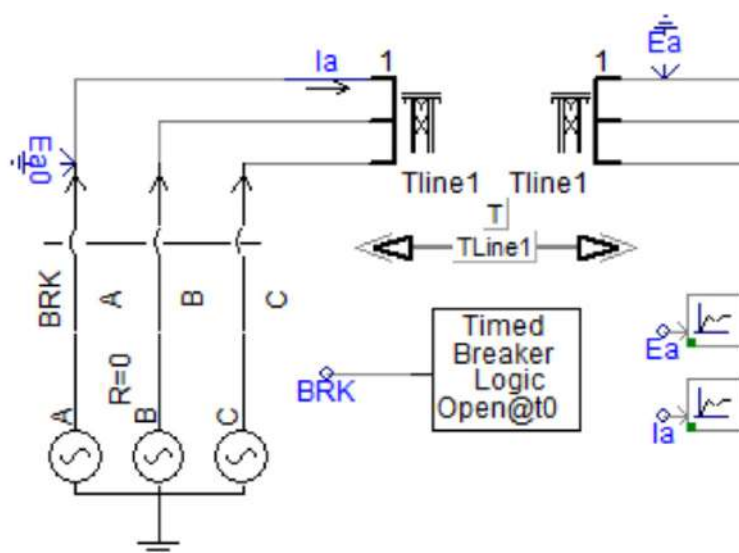


Figura 26 – Diagramas do sistema exemplo no PSCAD/EMTDC.

Na Figura 27 são apresentados os resultados de valores instantâneos nas três fases das tensões no final da linha e na Figura 28 da corrente da fonte. Os resultados foram obtidos em PSCAD/EMTDC e AnaHVDC e são equivalentes.

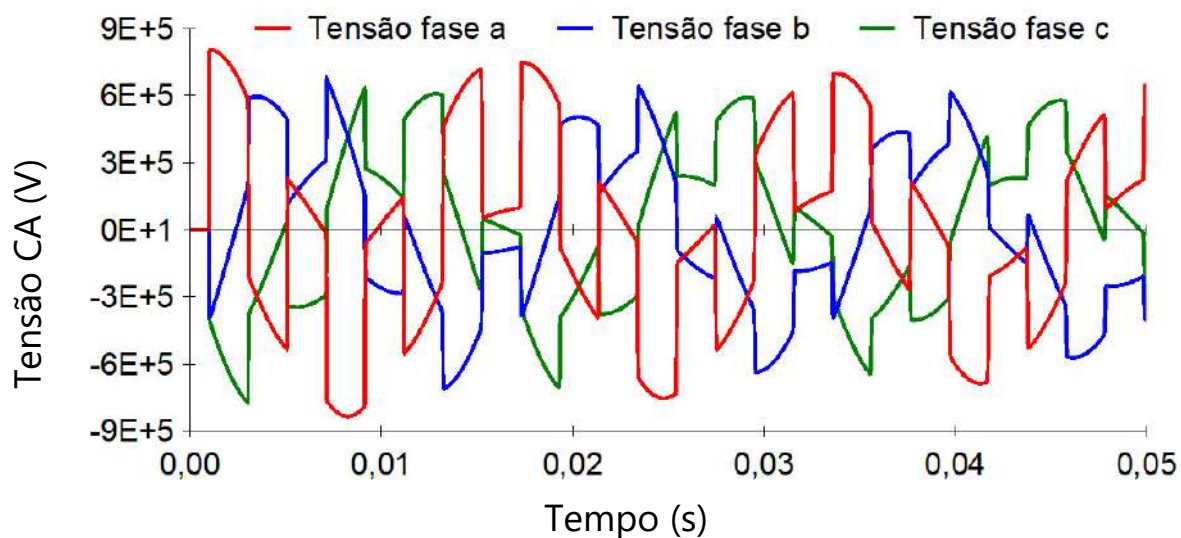


Figura 27 – Tensão CA para a energização de uma linha.

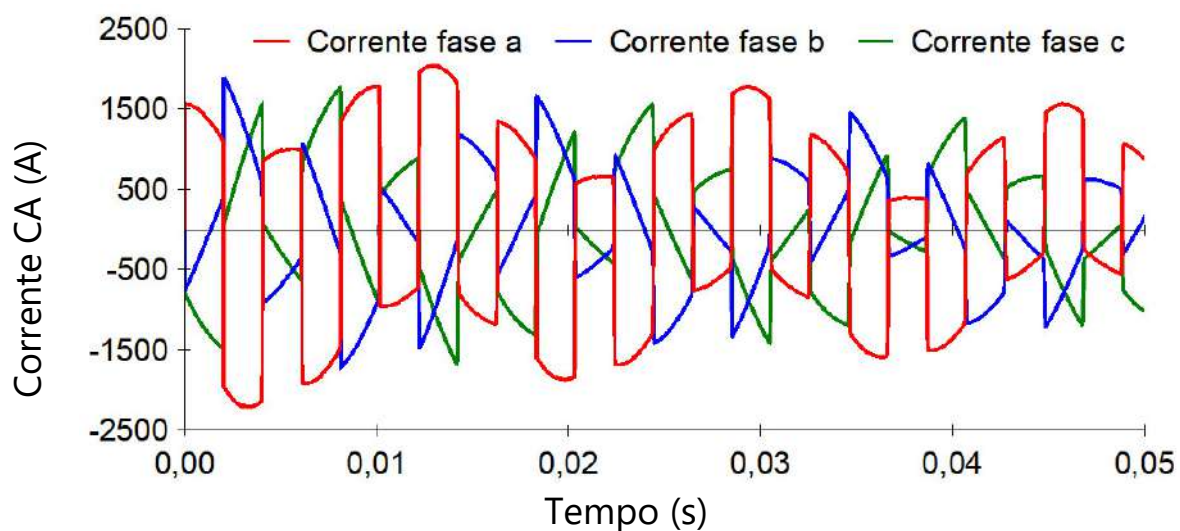


Figura 28 – Corrente CA para a energização de uma linha.

O cálculo do AnaHVDC é fasorial sem perda de exatidão para os transitórios eletromagnéticos e os valores instantâneos podem ser obtidos pela transformação dada em (42) e (43), utilizando uma defasagem de $\pm 120^\circ$ para as fases *b* e *c*. São apresentados os módulos dos fasores de tensão (Figura 29) e corrente (Figura 30) da fase *a*, junto com os valores instantâneos. Verifica-se que as reflexões das ondas de tensão e corrente que ocorrem na energização refletem-se no domínio fasorial por degraus, onde cada um desses degraus representa pedaços de senoides.

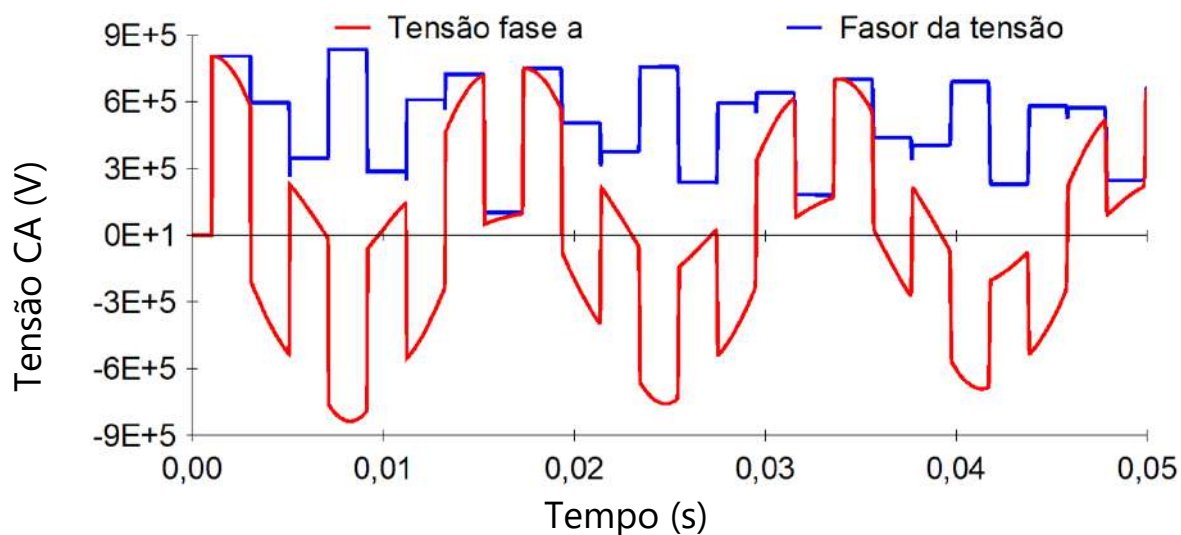


Figura 29 – Valor instantâneo e módulo do fasor da tensão CA para a energização de uma linha.

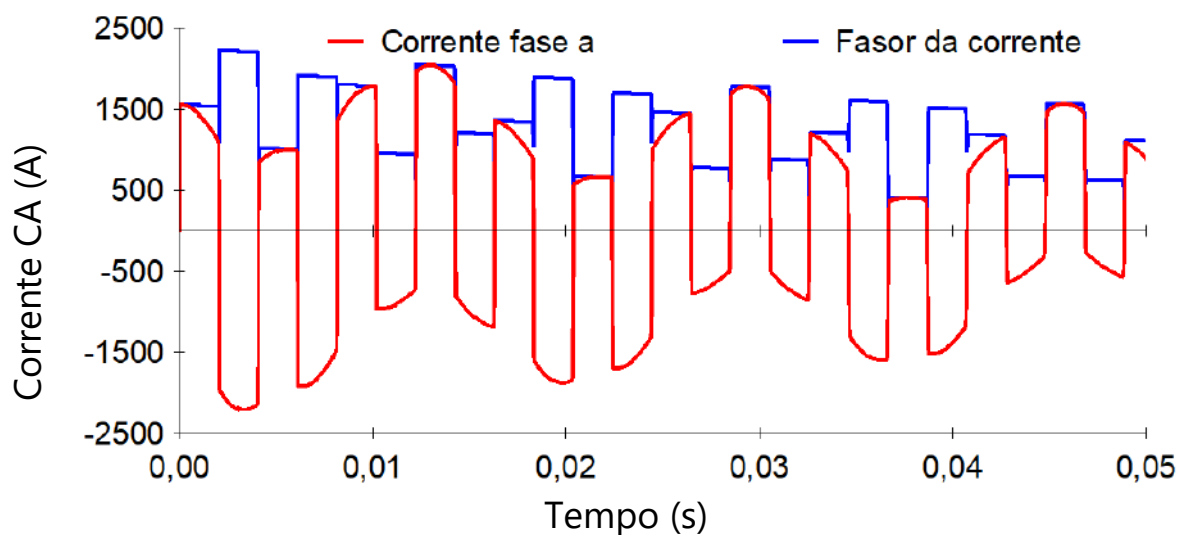


Figura 30 – Valor instantâneo e módulo do fasor da corrente CA para a energização de uma linha.

2.6 Modelagem Fasorial de Frequência Fundamental de Elos de Corrente Contínua

O modelo de elo CCAT para transitórios eletromagnéticos deve levar em consideração a dinâmica dos chaveamentos das válvulas dos conversores, da sincronização de fase usada nesses chaveamentos e dos elementos passivos (capacitores e indutores).

O modelo proposto em [33], que resumidamente será descrito nesta seção, é o modelo de frequência fundamental. Este modelo utiliza as funções de chaveamento equivalentes de tensão e corrente e os conceitos básicos de fasores dinâmicos, com representação apenas das componentes fundamentais para variáveis CA e dos valores médios para variáveis CC.

Em relação ao modelo de elo CCAT com fasores harmônicos desenvolvido nesta tese, apresentado no Capítulo 3, este modelo de frequência fundamental [33] não possui fasores harmônicos, a identificação e representação da falha de comutação é menos confiável, o ângulo de comutação utiliza uma relação de regime permanente e despreza a dinâmica Ldi/dt da impedância do transformador de cada conversor.

Basicamente, a relação entre a tensão do lado CC e as tensões do lado CA dos conversores, considerando o uso de funções de chaveamento, pode ser dada por (66).

$$V_{dc} = S_{V_a}v_a + S_{V_b}v_b + S_{V_c}v_c \quad (66)$$

Onde: S_{V_a} , S_{V_b} , S_{V_c} são as funções de chaveamento da tensão das fases a , b e c ; v_a , v_b , v_c são as tensões CA das fases a , b e c ; V_{dc} é a tensão CC do conversor.

As relações entre as correntes do lado CA e a corrente do lado CC, também considerando o uso de funções de chaveamento, podem ser dadas pelas equações (67), (68) e (69).

$$i_a = S_{I_a}I_{dc} \quad (67)$$

$$i_b = S_{I_b}I_{dc} \quad (68)$$

$$i_c = S_{I_c}I_{dc} \quad (69)$$

Onde: S_{I_a} , S_{I_b} , S_{I_c} são as funções de chaveamento da corrente das fases a , b e c ; i_a , i_b , i_c são as correntes CA das fases a , b e c ; I_{dc} é a tensão CC do conversor.

As funções de chaveamento equivalentes de tensão e de corrente (no retificador e no inversor) dos elos CCAT, assim como suas respectivas componentes fundamentais, são apresentadas na Figura 31, Figura 32 e Figura 33, respectivamente.

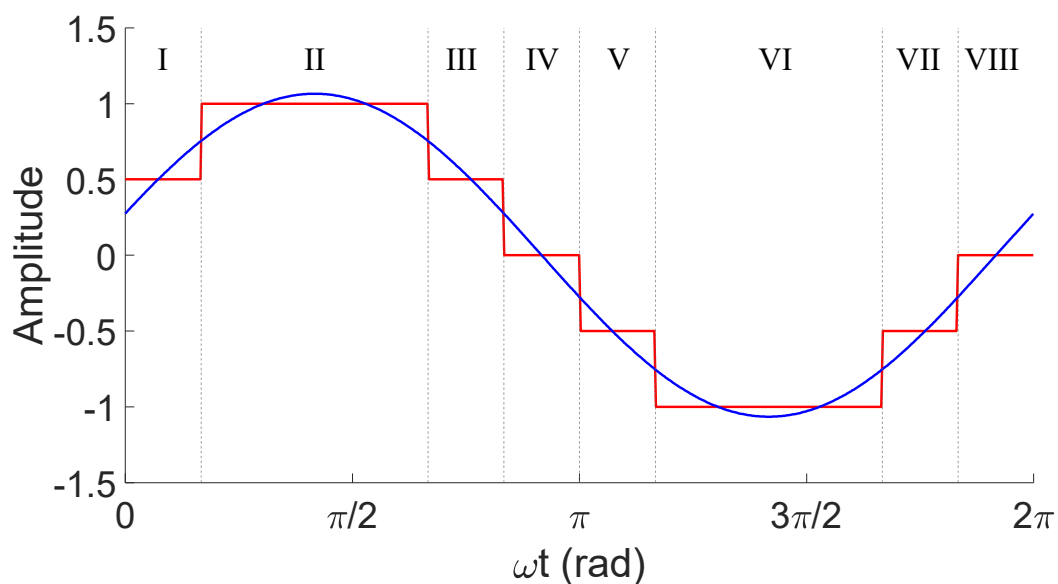


Figura 31 – Função de chaveamento da tensão [33].

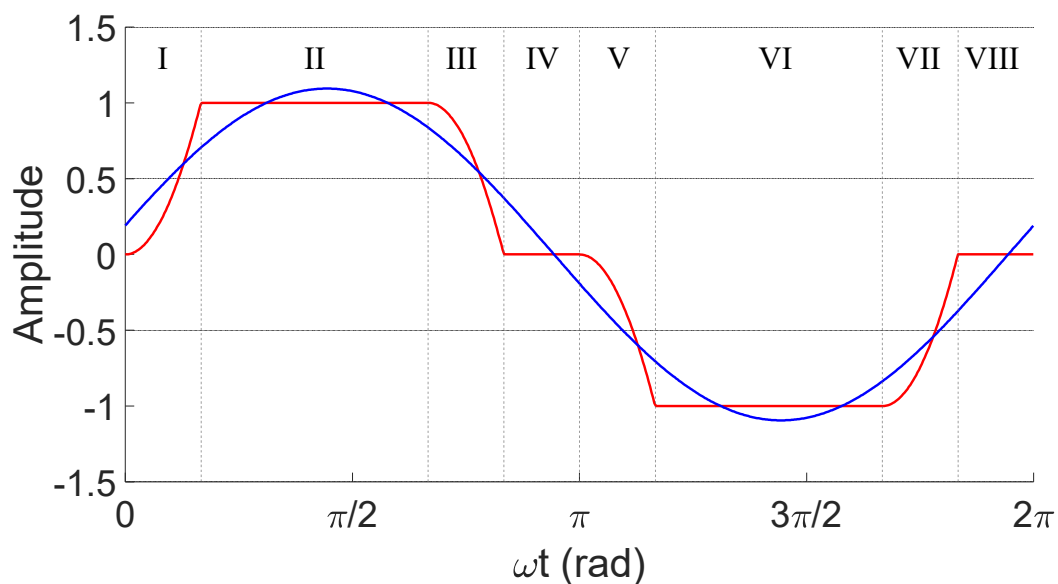


Figura 32 – Função de chaveamento da corrente para o retificador [33].

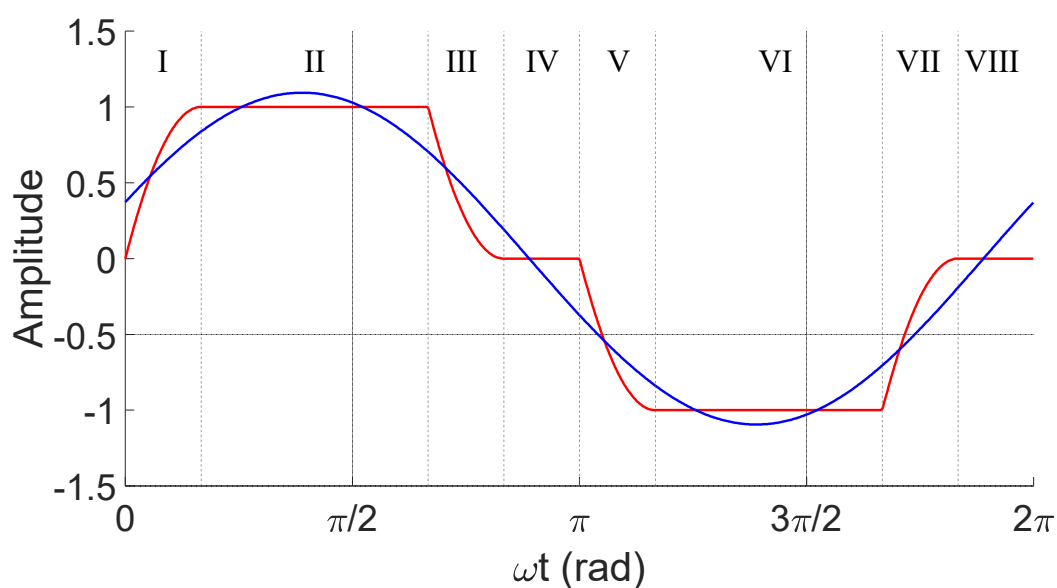


Figura 33 – Função de chaveamento da corrente para o inversor [33].

Cada um dos trechos destacados pelas linhas verticais pontilhadas, pode ser descrito através de funções analíticas conforme apresentado na Tabela 2. Nesta tabela considerou-se o ângulo da tensão fase-fase igual a zero ($\theta_{pu} = 0$).

Tabela 2 – Equações das funções de chaveamento de tensão e corrente por trechos [33].

Trecho	Largura do trecho	Função de chaveamento da tensão	Função de chaveamento da corrente
I	μ	0,5	$\frac{\cos(\alpha) - \cos(\omega t)}{\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)}$
II	$2\pi/3 - \mu$	1,0	1,0
III	μ	0,5	$1,0 - \frac{\cos(\alpha) - \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})}{\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)}$
IV	$\pi/3 - \mu$	0,0	0,0
V	μ	-0,5	$-\frac{\cos(\alpha) - \cos(\omega t - \pi)}{\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)}$
VI	$2\pi/3 - \mu$	-1,0	-1,0

Trecho	Largura do trecho	Função de chaveamento da tensão	Função de chaveamento da corrente
VII	μ	-0,5	$-1,0 + \frac{\cos(\alpha) - \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{3}\right)}{\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)}$
VIII	$\pi/3 - \mu$	0,0	0,0

Considerando apenas a componente de frequência fundamental, as tensões CA e as funções de chaveamento podem ser escritas em forma de fasores dinâmicos, como exemplificado na equação (70).

$$S_a(t) = S_{a_{re}}(t) \cos(\omega t) - S_{a_{im}}(t) \sin(\omega t) \quad (70)$$

Pode-se então, após alguma manipulação matemática encontrada em [33] e considerando valores RMS, reescrever a relação entre a tensão do lado CC e as tensões do lado CA dos conversores, em função dos fasores dinâmicos.

$$V_{dc} = (S_{V_{a_{re}}} V_{a_{re}} + S_{V_{a_{im}}} V_{a_{im}}) + (S_{V_{b_{re}}} V_{b_{re}} + S_{V_{b_{im}}} V_{b_{im}}) + (S_{V_{c_{re}}} V_{c_{re}} + S_{V_{c_{im}}} V_{c_{im}}) \quad (71)$$

Analogamente para a corrente tem-se:

$$I_{a_{re}} = S_{I_{a_{re}}} I_{dc}, \quad I_{a_{im}} = S_{I_{a_{im}}} I_{dc} \quad (72)$$

$$I_{b_{re}} = S_{I_{b_{re}}} I_{dc}, \quad I_{b_{im}} = S_{I_{b_{im}}} I_{dc} \quad (73)$$

$$I_{c_{re}} = S_{I_{c_{re}}} I_{dc}, \quad I_{c_{im}} = S_{I_{c_{im}}} I_{dc} \quad (74)$$

Considerando que o desenvolvimento realizado em [33] visava sua utilização em um sistema monofásico equivalente em sequência positiva, simplificou-se o equacionamento para ser representado a partir da sua fase a .

$$V_{dc} = 3(S_{V_{a_{re}}} V_{a_{re}} + S_{V_{a_{im}}} V_{a_{im}}) \quad (75)$$

$$I_{a_{re}} = S_{I_{a_{re}}} I_{dc}, \quad I_{a_{im}} = S_{I_{a_{im}}} I_{dc} \quad (76)$$

As equações abaixo apresentam os coeficientes da série de Fourier calculados para uma ponte de 6 pulsos. Estes coeficientes são calculados a partir da integração das equações das funções de chaveamento da Tabela 2 variando-se ωt ao longo do período e considerando a presença do θ_{pll} .

$$S_{V_{are}} = \frac{\sqrt{3/2}}{\pi} [\cos(\alpha - \theta_{pll}) + \cos(\alpha + \mu - \theta_{pll})] \quad (77)$$

$$S_{V_{aim}} = -\frac{\sqrt{3/2}}{\pi} [\sen(\alpha - \theta_{pll}) + \sen(\alpha + \mu - \theta_{pll})] \quad (78)$$

$$S_{I_{are}} = -\frac{\sqrt{3/2}}{\pi} \frac{\left[\frac{\cos(2\alpha - 2\theta_{pll})}{2} + \frac{\cos(2\alpha + 2\mu - \theta_{pll})}{2} - \mu \sen(\theta_{pll}) \right]}{[\cos(\alpha + \mu) - \cos(\alpha)]} \quad (79)$$

$$S_{I_{aim}} = -\frac{\sqrt{3/2}}{\pi} \frac{\left[\frac{\sen(2\alpha - 2\theta_{pll})}{2} + \frac{\sen(2\alpha + 2\mu - \theta_{pll})}{2} - \mu \cos(\theta_{pll}) \right]}{[\cos(\alpha + \mu) - \cos(\alpha)]} \quad (80)$$

Sendo que o ângulo de comutação μ é calculado por (5).

Além das equações mencionadas, deve ser incluído no modelo do elo, o comportamento dinâmico do *Phase-Locked Loop* (PLL) de cada conversor, para sincronização da fase utilizada nos disparos das válvulas, que impactam consideravelmente no comportamento dinâmico do elo. O diagrama de blocos que representa o modelo de PLL utilizado pode ser visto na Figura 34.

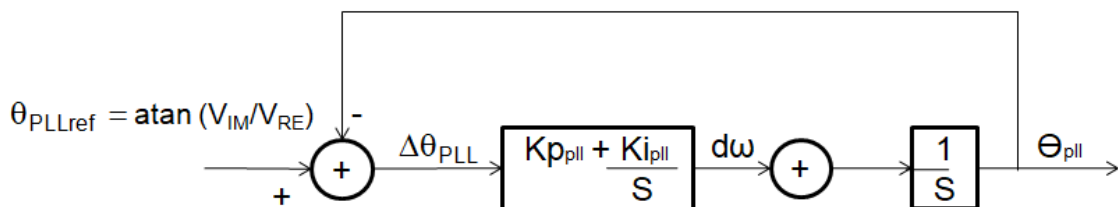


Figura 34 – Diagrama de blocos do modelo de PLL utilizado em [33].

Capítulo 3 - Metodologia Proposta

No início da tese, foi desenvolvida uma metodologia para obtenção das tensões e correntes nas válvulas denominada de Reconstituição Fasorial Síncrona (RFS). Acreditava-se que esta metodologia aplicada ao modelo fasorial de frequência fundamental do elo CCAT seria suficiente para identificação e representação das falhas de comutação. Os primeiros testes mostraram-se promissores, contudo, verificou-se a possibilidade de diversas melhorias, com o objetivo de buscar um modelo mais aderente e com grau de exatidão equivalente ao de um programa EMT convencional que possui detalhamento da ponte conversora. Este modelo proposto, apresentado neste capítulo, passou a ser então a principal contribuição da tese, superando os resultados da metodologia RFS aplicada ao modelo fundamental do elo CCAT. Com isso, optou-se por apresentar a metodologia RFS, junto com seus resultados, no Anexo I.

Neste desenvolvimento de um novo modelo fasorial com harmônicos de elo CCAT buscou-se resultados equivalentes aos de programas de transitórios eletromagnéticos, com as vantagens da utilização da modelagem fasorial dinâmica que permite a simulação de sistemas de grande porte.

Neste modelo, verificou-se que seria possível a obtenção direta das grandezas instantâneas (tensões e correntes CC e correntes CA) utilizadas na análise da dinâmica, sem a necessidade de utilização da RFS, inclusive para a identificação e representação das falhas de comutação. Este novo modelo fasorial híbrido de elo CCAT com harmônicos considera simultaneamente variáveis fasoriais e instantâneas.

Inicialmente é dada uma visão geral do modelo proposto. Posteriormente é apresentado um sistema teste que será utilizado para ilustrar os resultados dos equacionamentos que são apresentados. Nas próximas seções, são apresentados os equacionamentos instantâneos e fasoriais da tensão CC, das correntes CA, e dos ângulos de disparo, comutação, extinção e de saída do PLL. Todo o equacionamento é apresentado considerando a operação normal de uma ponte de 6 pulsos. Também é apresentada a solução da rede CC e o efeito de se considerar variáveis com harmônicos no cálculo do ângulo de saída do PLL e no controle do elo CCAT.

Posteriormente são apresentados os detalhes do modelo proposto para as operações da ponte de 6 pulsos considerando atraso no disparo, falha de comutação, reignição, comutações simultâneas, bloqueio da ponte e múltiplos disparos dentro da largura de pulso.

Em seguida, é apresentado o comportamento da ponte de 6 pulsos diante de um curto-circuito onde as diversas operações anteriormente citadas podem ocorrer.

Por fim, é apresentada a modelagem proposta da ponte de 12 pulsos.

3.1 Visão geral do modelo proposto de elo CCAT

O modelo fasorial de elo CCAT com harmônicos proposto nesta tese apresenta os seguintes pontos principais de melhoria em relação ao modelo de frequência fundamental, à saber:

- Inclusão de componentes harmônicas nas tensões e correntes CA e tensões e correntes CC.
 - Modelo de frequência fundamental utiliza valores fundamentais nas variáveis CA e valores médios nas variáveis CC.
- Cálculo do ângulo de comutação a partir da integral das tensões CA.
- Despreza-se os harmônicos e a dinâmica $L di/dt$ durante a comutação no cálculo do ângulo de comutação.
 - Modelo de frequência fundamental utiliza a fórmula de regime permanente definida em (5).
- Inexatidão na medição do ângulo de fase utilizado no disparo das válvulas (saída do PLL) que é afetada pelos harmônicos.
 - Modelo de frequência fundamental utiliza somente o valor de sequência positiva.
- Desenvolvimento de novas funções de chaveamento para representação da falha de comutação
 - Modelo de frequência fundamental apenas zera as funções de chaveamento de tensão e corrente durante a falha de comutação.
- Inclusão de harmônicos no controle e no PLL.
 - Modelo de frequência fundamental não considera harmônicos.

- Maior exatidão na identificação e representação da falha de comutação
 - Modelo de frequência fundamental apresenta diferenças significativas nas simulações da falha de comutação de alguns casos em relação ao PSCAD/EMTDC, principalmente pela menor aderência das formas de ondas das variáveis envolvidas.

A Figura 35 apresenta o diagrama esquemático do simulador AnaHVDC com o modelo proposto do elo CCAT.

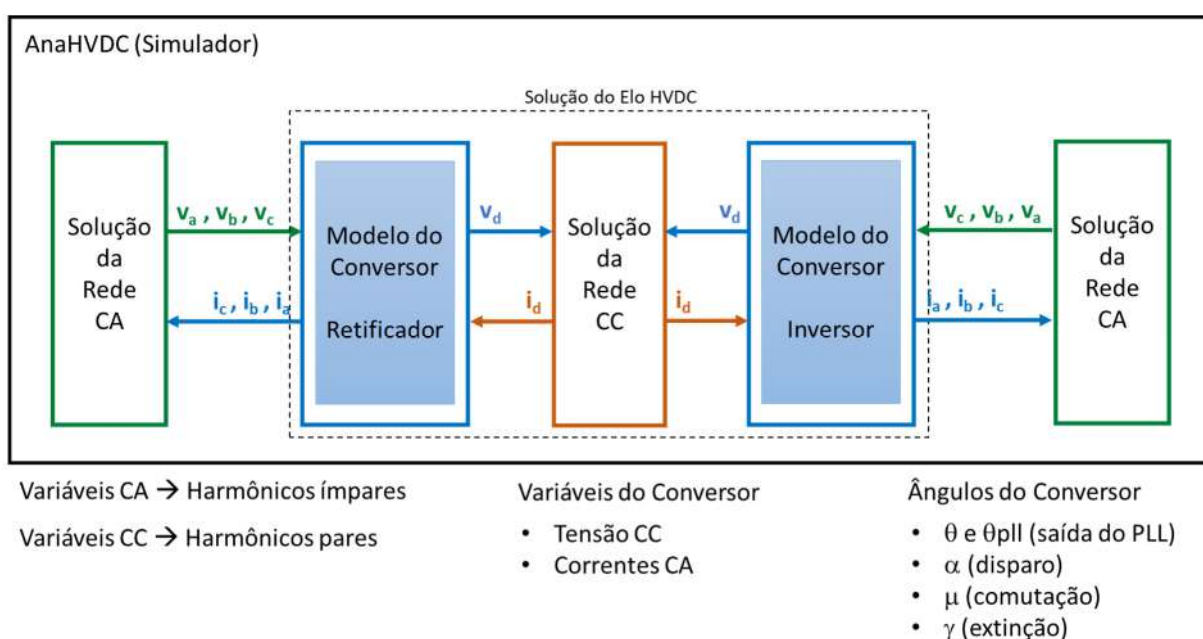


Figura 35 – Diagrama esquemático do simulador AnaHVDC com o modelo trifásico com harmônicos do elo.

A tensão CC ($v_d(t)$) e as correntes CA ($i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$) são as variáveis calculadas pelo modelo do conversor. Para o cálculo da tensão CC são utilizadas as tensões CA ($v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$), calculadas na solução da rede CA, e suas respectivas funções de chaveamento ($s_a(t)$, $s_b(t)$ e $s_c(t)$). Neste cálculo também é considerada a queda de tensão pela variação da corrente CC no circuito de comutação ($L di_d(t)/dt$). Na obtenção das funções de chaveamento são utilizados o ângulo de disparo (α), o ângulo de saída do PLL (θ_{pll}) e o ângulo de comutação (μ).

Os valores de tensão CC dos conversores, retificador e inversor, são utilizados na solução da rede CC para obtenção da corrente CC ($i_d(t)$).

Por fim as tensões CA e a corrente CC são usadas para obtenção das correntes CA.

Com a corrente CA calculada, pode-se resolver a rede CA trifásica com harmônicos. A rede CA é modelada utilizando os fasores dinâmicos de tensões e correntes em componentes simétricas para cada uma das ordens harmônicas consideradas. Nessa modelagem, os fasores de tensão CA de sequência positiva, negativa e zero são transformados para componentes de fase (a, b, c) e entregues como variáveis de entrada para a solução do modelo do elo. Após essa solução, em que se determina as correntes CA das fases, elas são transformadas para componentes simétricas e entregues para cada ordem harmônica do modelo da rede CA como variáveis de entrada. Com isso, torna-se possível a obtenção dos fasores de tensões CA em componentes simétricas e este processo é repetido iterativamente até a convergência para cada passo de integração. No Anexo V são apresentadas as transformações em componentes simétricas utilizadas na metodologia.

O ângulo α e o ângulo θ_{pu} também são usados para determinação dos instantes de disparo das válvulas e o ângulo μ para os instantes de bloqueio das válvulas. O ângulo α corresponde à saída do sistema de controle cujo diagrama de blocos é apresentado no item 1 do Anexo III. O ângulo μ , uma das partes mais críticas da modelagem, será calculado em 3.8.1 a partir da integral da tensão CA sobre a válvula.

3.2 Sistema teste com conversora de 6 pulsos

Para validar os equacionamentos apresentados neste capítulo, é utilizado um sistema composto por um elo CCAT com conversoras de 6 pulsos conectadas por um circuito RL representando a rede CC, conforme mostrado na Figura 36. Os sistemas CA, retificador e inversor, são formados por fontes ideais trifásicas conectadas diretamente às barras terminais das conversoras. As fontes possuem além da componente fundamental de 60 Hz, uma componente de 5º harmônico de sequência negativa e uma componente de 7º harmônico somente nas fases a e b , fazendo com que o sistema fique desbalanceado. Os dados do sistema, assim como os sistemas de controle, são apresentados no item 1 do Anexo III.

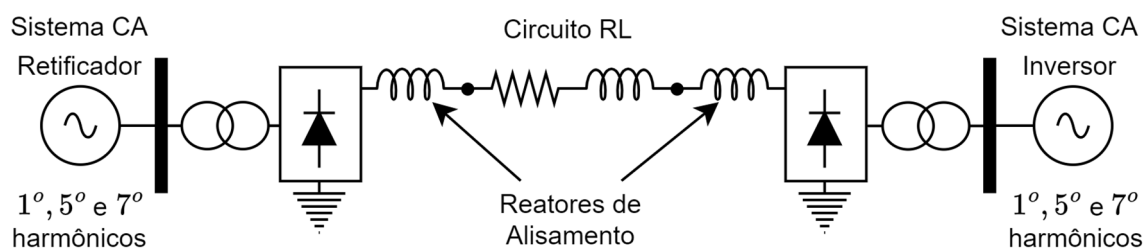


Figura 36 – Sistema teste para validação do modelo fasorial harmônico do elo.

Nesta prova de conceito as tensões CA, variáveis de entrada do modelo, são variáveis no tempo, porém pré-definidas com os valores harmônicos citados. Este sistema permite a validação das variáveis do conversor, tensão CC e correntes CA, além dos ângulos de comutação e do ângulo de saída do PLL.

Essa validação independente da solução da rede CA, ou seja, as tensões CA de entrada do modelo do conversor, fornecidas pelas fontes, não são afetadas pelas correntes CA calculadas pelo modelo do conversor e injetadas na rede CA, o que facilita o processo de depuração dos equacionamentos propostos. A Figura 37 apresenta o diagrama esquemático do simulador AnaHVDC utilizado nos testes de validação do modelo do elo CCAT com harmônicos.

Somente após a validação do modelo fasorial do elo CCAT com harmônicos é que pode ser realizada a validação do laço de solução REDE CA – MODELO ELO – REDE CC, conforme será apresentado no capítulo 4 de resultados.

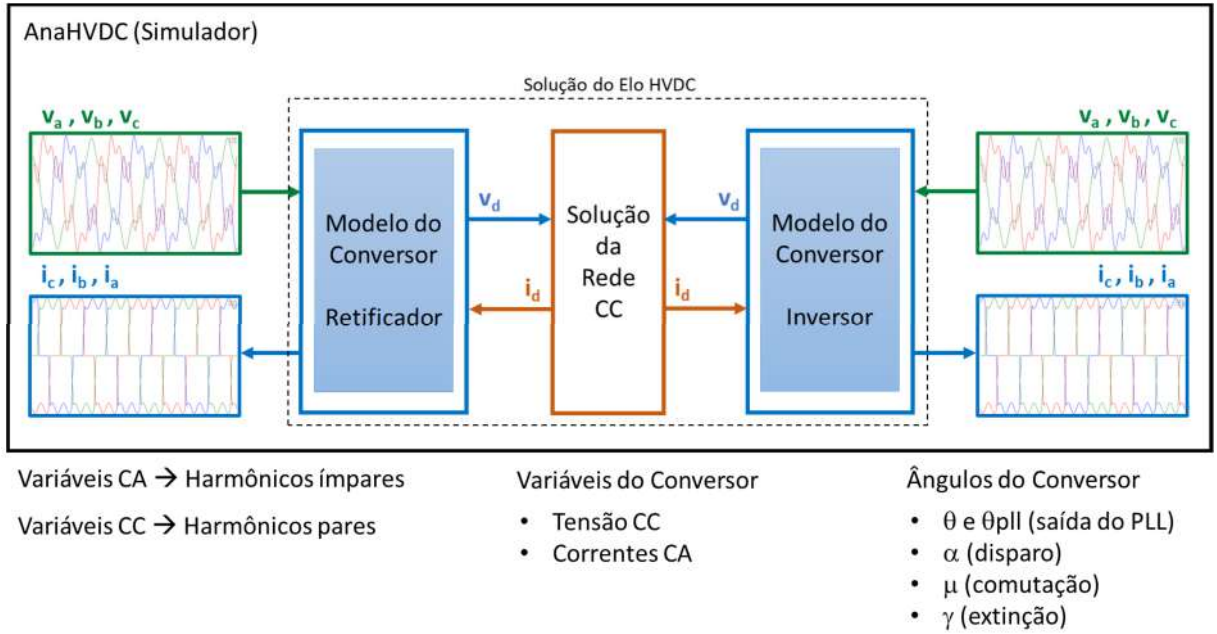


Figura 37 – Diagrama esquemático do simulador AnaHVDC utilizado nos testes de validação do modelo do elo CCAT com harmônicos.

3.3 Equacionamento instantâneo da tensão CC

A tensão CC ($v_d(t)$) é variável de saída do modelo do conversor. No cálculo desta tensão são utilizadas as tensões CA ($v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$), calculadas na solução da rede CA, e suas respectivas funções de chaveamento ($s_{va}(t)$, $s_{vb}(t)$ e $s_{vc}(t)$). O cálculo da tensão $v_d(t)$, em regime normal de operação da ponte, deve ser realizado em dois momentos distintos: em condução e em comutação. Neste ponto, o ângulo de comutação será considerado entre 0° e 60° .

A Figura 38 apresenta a ponte de 6 pulsos com somente as válvulas 1 e 2 conduzindo. Nesta configuração da ponte a tensão CC é dada por (81), onde a tensão $v_d(t)$ depende somente das tensões $v_a(t)$ e $v_c(t)$ e da derivada da corrente $di_d(t)/dt$.

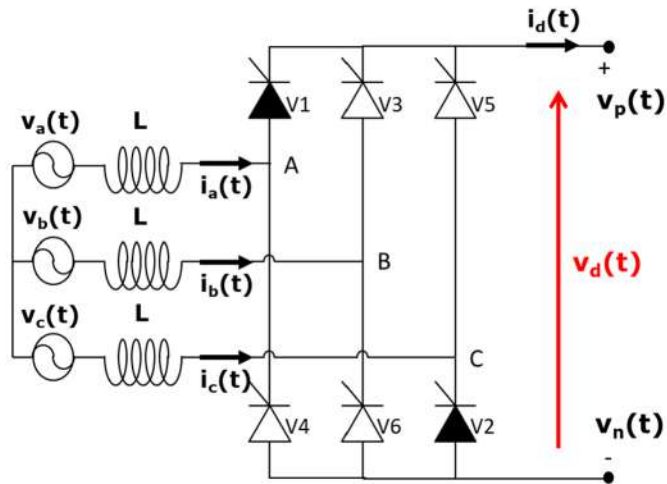


Figura 38 – Representação esquemática da ponte de 6 pulsos. Válvulas 1 e 2 conduzindo.

$$v_d(t) = v_a(t) - v_c(t) - 2L \frac{di_d(t)}{dt} \quad (81)$$

A derivada da corrente é obtida a partir do reator de alisamento, cujo circuito é apresentado na Figura 39, conectado em série com a ponte conversora, ou seja, $i_d(t) = i_{reat}(t)$.

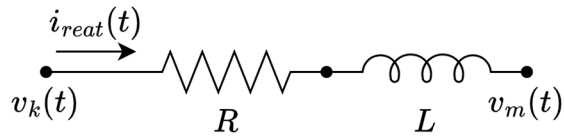


Figura 39 – Circuito do reator de alisamento.

A tensão sobre o reator de alisamento é dada por:

$$v_k(t) - v_m(t) = Ri_{reat}(t) + L \frac{di_{reat}(t)}{dt} \quad (82)$$

Isolando a derivada da corrente:

$$\frac{di_{reat}(t)}{dt} = \frac{v_k(t) - v_m(t) - Ri_{reat}(t)}{L} = \frac{di_d(t)}{dt} \quad (83)$$

Para cálculo da tensão CC durante o período de comutação, considere a Figura 40 que apresenta a ponte de 6 pulsos com a válvula 2 conduzindo e a válvula 1 comutando com a válvula 3.

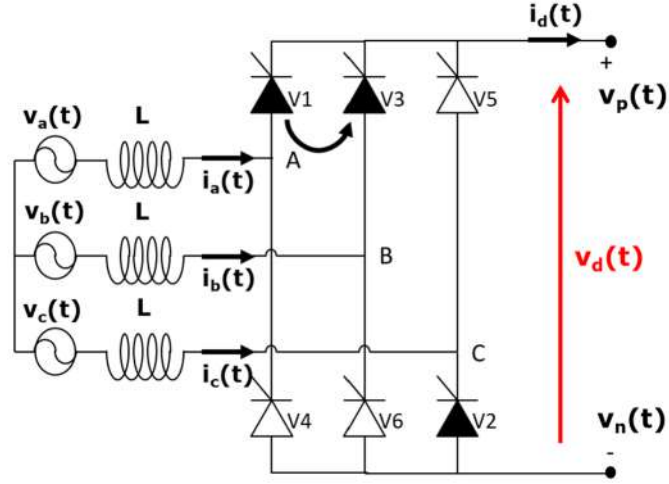


Figura 40 – Representação esquemática da ponte de 6 pulsos. Válvula 2 conduzindo e a válvula 1 comutando com a válvula 3.

A tensão CC pode ser obtida a partir do laço que envolve as válvulas 1 e 2, equação (84), ou pelo laço que envolve as válvulas 3 e 2, equação (85).

$$v_d(t) = v_a(t) - L \frac{di_a(t)}{dt} - v_c(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} \quad (84)$$

$$v_d(t) = v_b(t) - L \frac{di_b(t)}{dt} - v_c(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} \quad (85)$$

Fazendo $i_b(t) = i_d(t) - i_a(t)$ em (85):

$$v_d(t) = v_b(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} + L \frac{di_a(t)}{dt} - v_c(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} \quad (86)$$

Somando (84) e (86) e dividindo por 2 se obtém a tensão CC a partir das tensões CA e da derivada da corrente CC.

$$v_d(t) = \frac{v_a(t) + v_b(t)}{2} - v_c(t) - \frac{3}{2} L \frac{di_d(t)}{dt} \quad (87)$$

Utilizando raciocínio análogo ao apresentado para o cálculo de (81) e (87) pode-se calcular o valor $v_d(t)$ para as demais configurações de condução e comutação da ponte conforme apresentado na Tabela 3 e na Tabela 4.

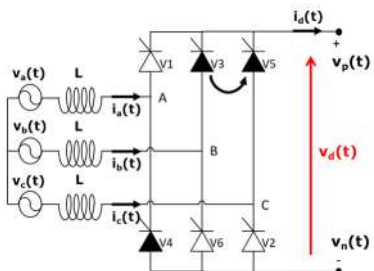
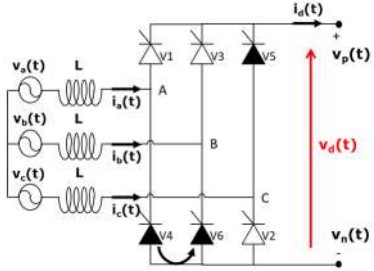
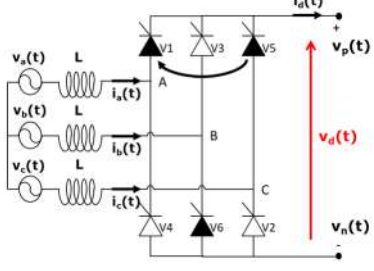
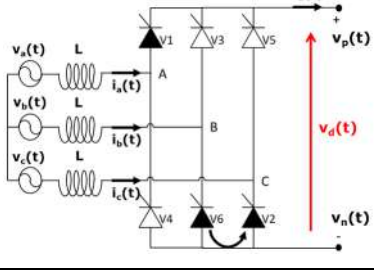
Tabela 3 – Cálculo da tensão CC instantânea em condução normal.

Válvulas em condução	Diagrama	Equação
1 e 2		$v_d(t) = v_a(t) - v_c(t) - 2L \frac{di_d(t)}{dt}$
3 e 2		$v_d(t) = v_b(t) - v_c(t) - 2L \frac{di_d(t)}{dt}$
3 e 4		$v_d(t) = v_b(t) - v_a(t) - 2L \frac{di_d(t)}{dt}$
5 e 4		$v_d(t) = v_c(t) - v_a(t) - 2L \frac{di_d(t)}{dt}$

Válvulas em condução	Diagrama	Equação
5 e 6		$v_d(t) = v_c(t) - v_b(t) - 2L \frac{di_d(t)}{dt}$
1 e 6		$v_d(t) = v_a(t) - v_b(t) - 2L \frac{di_d(t)}{dt}$

Tabela 4 – Cálculo da tensão CC instantânea em comutação.

Válvulas em comutação	Diagrama	Equação
1 e 3		$v_d(t) = + \frac{v_a(t) + v_b(t)}{2} - v_c(t) - \frac{3}{2} L \frac{di_d(t)}{dt}$
2 e 4		$v_d(t) = - \frac{v_a(t) + v_c(t)}{2} + v_b(t) - \frac{3}{2} L \frac{di_d(t)}{dt}$

Válvulas em comutação	Diagrama	Equação
3 e 5		$v_d(t) = + \frac{v_b(t) + v_c(t)}{2} - v_a(t) - \frac{3}{2} L \frac{di_d(t)}{dt}$
4 e 6		$v_d(t) = - \frac{v_a(t) + v_b(t)}{2} + v_c(t) - \frac{3}{2} L \frac{di_d(t)}{dt}$
5 e 1		$v_d(t) = + \frac{v_c(t) + v_a(t)}{2} - v_b(t) - \frac{3}{2} L \frac{di_d(t)}{dt}$
6 e 2		$v_d(t) = - \frac{v_b(t) + v_c(t)}{2} + v_a(t) - \frac{3}{2} L \frac{di_d(t)}{dt}$

A partir da análise das equações apresentadas na Tabela 3 e na Tabela 4 o cálculo da tensão CC pode ser obtido por:

$$v_d(t) = s_{va}(t)v_a(t) + s_{vb}(t)v_b(t) + s_{vc}(t)v_c(t) - \left(2 - \frac{s_{v\mu}(t)}{2}\right) L \frac{di_d(t)}{dt} \quad (88)$$

Onde:

$s_{va}(t)$, $s_{vb}(t)$ e $s_{vc}(t)$ são, respectivamente, as funções de chaveamento das tensões da fase a , b , e c , cujos valores são:

- 1 para condução da válvula ímpar
- 0,5 durante o período de comutação da válvula ímpar
- 0 quando as duas válvulas estiverem bloqueadas
- -0,5 durante o período de comutação da válvula par
- -1 para condução da válvula par

$s_{v\mu}(t)$ é a função de chaveamento de comutação, cujos valores podem ser:

- 1 durante o período de comutação de qualquer válvula
- 0 quando não existir nenhuma válvula em comutação

A equação da tensão CC pode ainda ser simplificada como:

$$v_d(t) = s_{va}(t)v_a(t) + s_{vb}(t)v_b(t) + s_{vc}(t)v_c(t) - s_{vL}(t) \frac{di_d(t)}{dt} \quad (89)$$

Onde:

$$s_{vL}(t) = \left(2 - \frac{s_{v\mu}(t)}{2} \right) L \quad (90)$$

A Figura 41 apresenta a forma de onda da função de chaveamento $s_{va}(t)$ que depende do ângulo de disparo α e do ângulo de saída do PLL θ_{PLL} e dos ângulos de comutação das fases a e b, respectivamente, μ_a e μ_b . O cálculo destes ângulos no modelo aqui proposto será posteriormente detalhado neste capítulo. Neste gráfico o eixo das abcissas corresponde ao ângulo θ_a que depende de ωt e cujo valor inicial corresponde ao disparo da válvula 1 ($\alpha - \theta_{PLL}$), ou seja:

$$\theta_a(t) = \omega t - \alpha(t) + \theta_{PLL}(t) \quad (91)$$

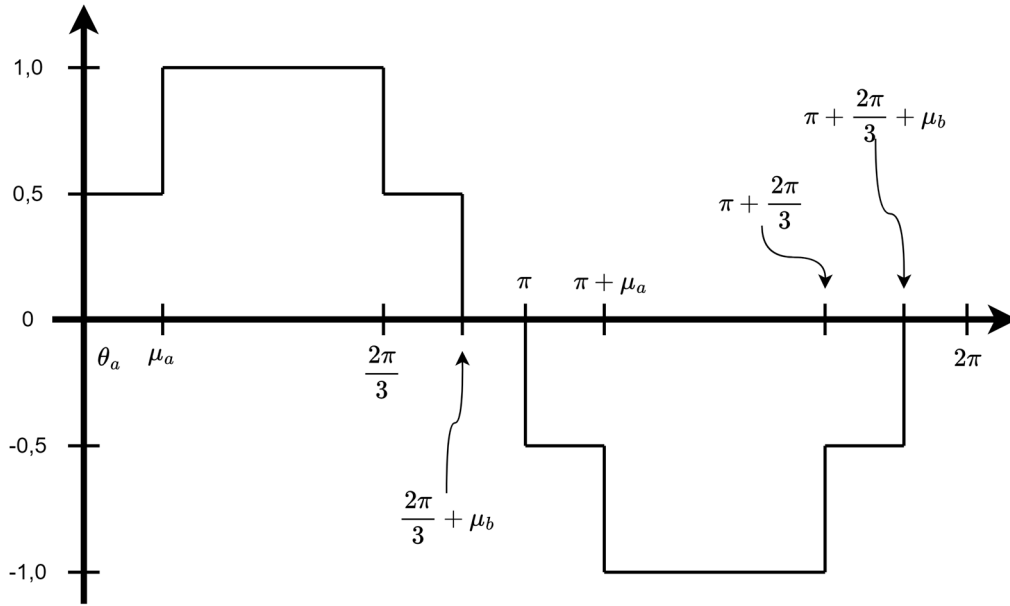


Figura 41 – Função de chaveamento da tensão instantânea - fase a ($s_{va}(t)$).

A Figura 42 e a Figura 43 apresentam as funções de chaveamento de tensão, respectivamente, para as fases b ($s_{vb}(t)$) e c ($s_{vc}(t)$). Na fase b é usado o disparo da válvula 3 como referência ($\theta_b(t)$) e na fase c o disparo da válvula 5 ($\theta_c(t)$). Sendo:

$$\theta_b(t) = \omega t - \alpha(t) + \theta_{PLL}(t) - 120^\circ \quad (92)$$

$$\theta_c(t) = \omega t - \alpha(t) + \theta_{PLL}(t) + 120^\circ \quad (93)$$

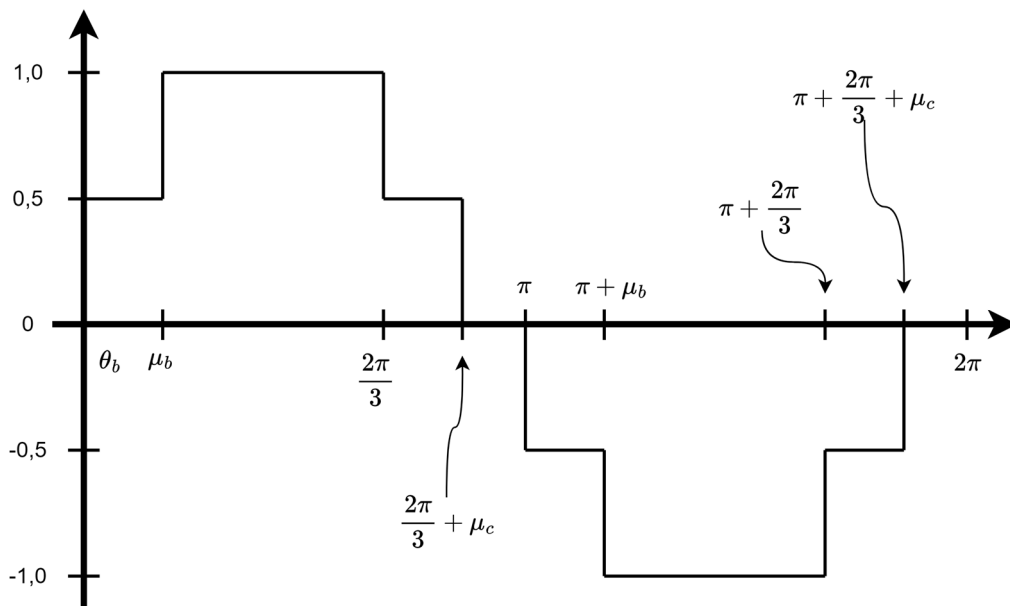


Figura 42 – Função de chaveamento da tensão instantânea - fase b ($s_{vb}(t)$).

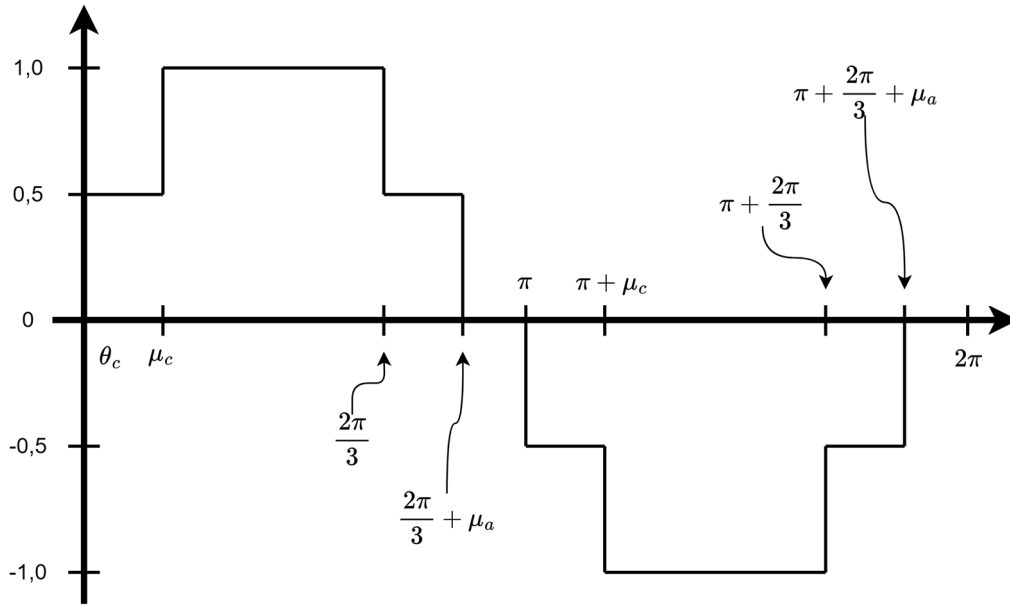


Figura 43 – Função de chaveamento da tensão instantânea - fase c ($s_{vc}(t)$).

A Figura 44 apresenta a função de chaveamento de tensão durante os períodos de comutação $s_{v\mu}(t)$. Esta função de chaveamento determina os períodos de contribuição da variação da corrente CC no circuito de comutação.

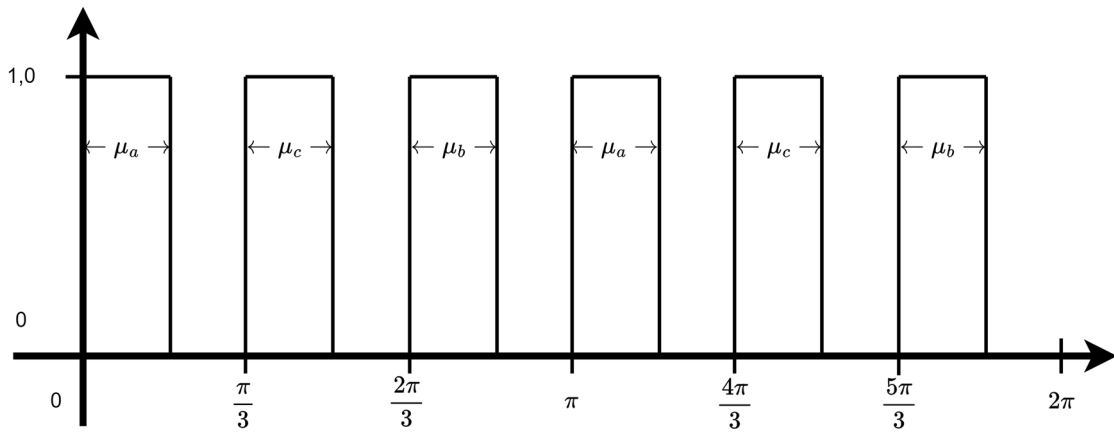


Figura 44 – Função de chaveamento de tensão durante comutação ($s_{v\mu}(t)$).

Para validar o cálculo da tensão CC instantânea, foi simulado no PSCAD/EMTDC e no AnaHVDC o sistema apresentado no item 1 do Anexo III. Nesta primeira análise, o sistema foi considerado com controle contante dos ângulos de disparo tanto do retificador

como do inversor, e foi utilizado o PLL da Figura 34, tanto no PSCAD/EMTDC como no AnaHVDC.

Primeiro foi simulado o caso em regime permanente. A tensão CA na ponte retificadora é apresentada na Figura 45.

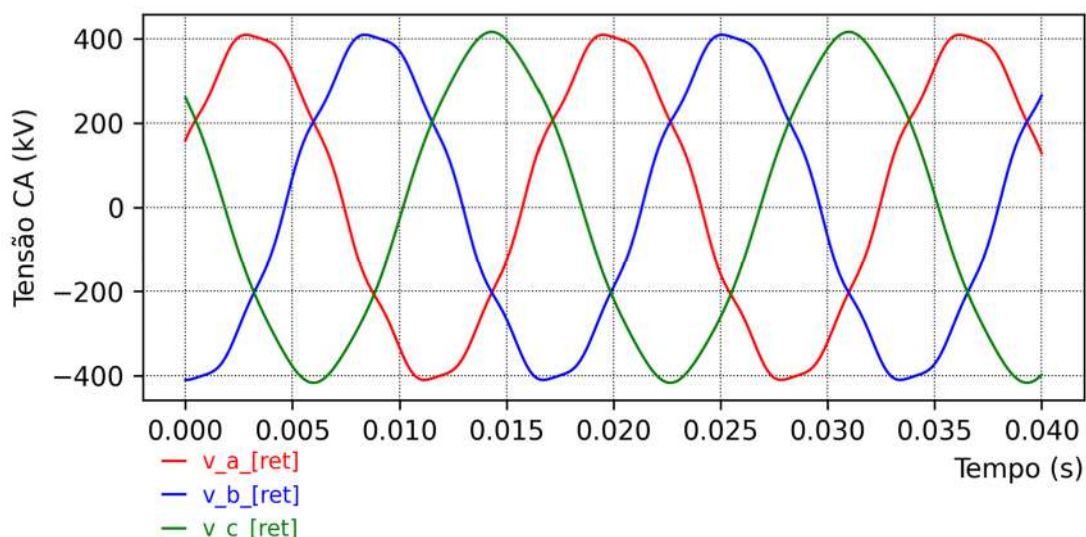


Figura 45 – Tensão CA na ponte retificadora.

A Figura 46 apresenta a comparação da tensão CC na retificadora calculada no PSCAD/EMTDC e no AnaHVDC e são equivalentes. No Anexo II é apresentada uma métrica para quantificar o erro entre as curvas comparadas utilizando o índice CVRMSE. Neste caso $CVRMSE = 0,862\%$. De forma geral um CVRMSE menor que 1% indica uma equivalência entre as curvas. Assim como as funções de chaveamento para as fases *a*, *b* e *c*, utilizadas no cálculo da tensão CC do retificador, apresentadas, respectivamente, na Figura 47, na Figura 48 e na Figura 49. A Figura 50 apresenta o ângulo de disparo do retificador e a Figura 51 o ângulo de saída do PLL.

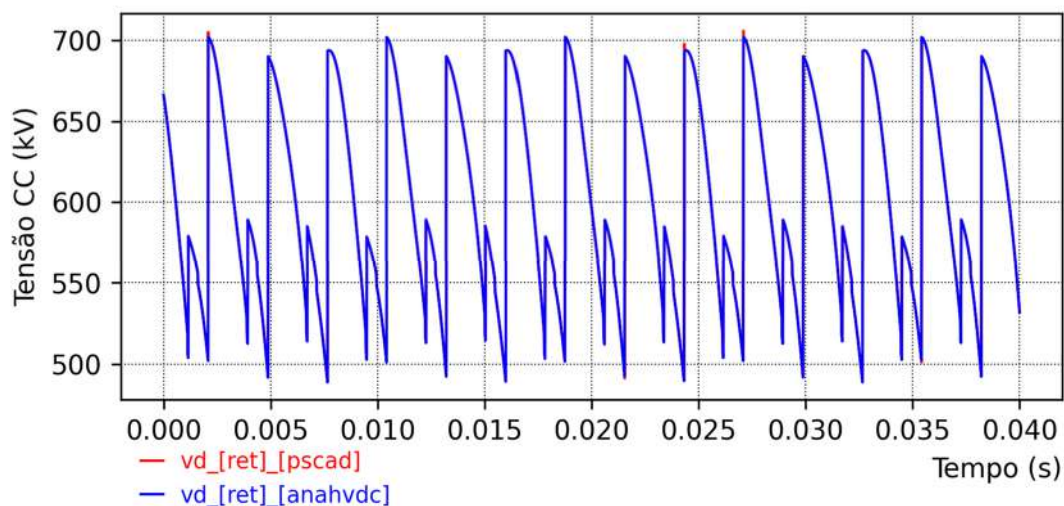


Figura 46 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

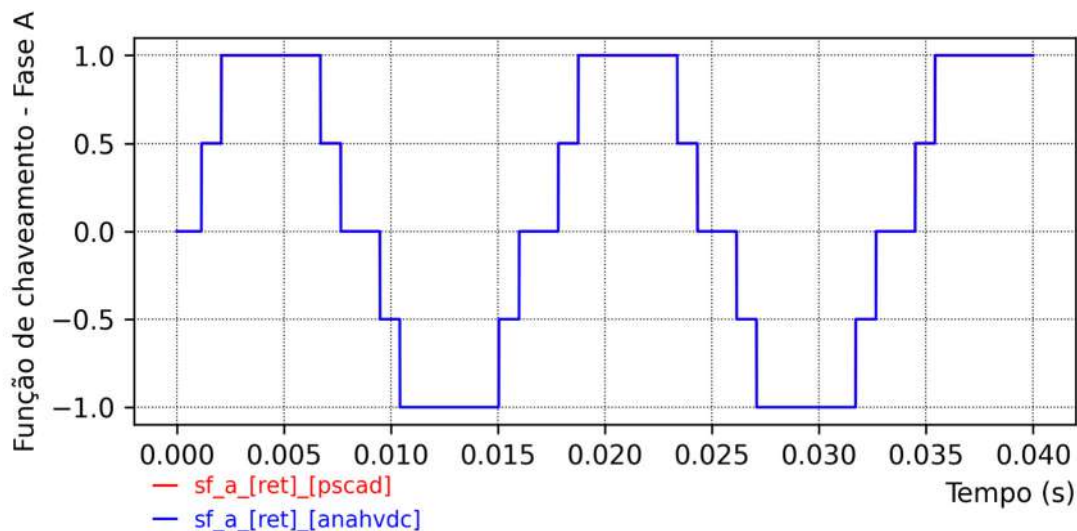


Figura 47 – Função de chaveamento $s_{va}(t)$ no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

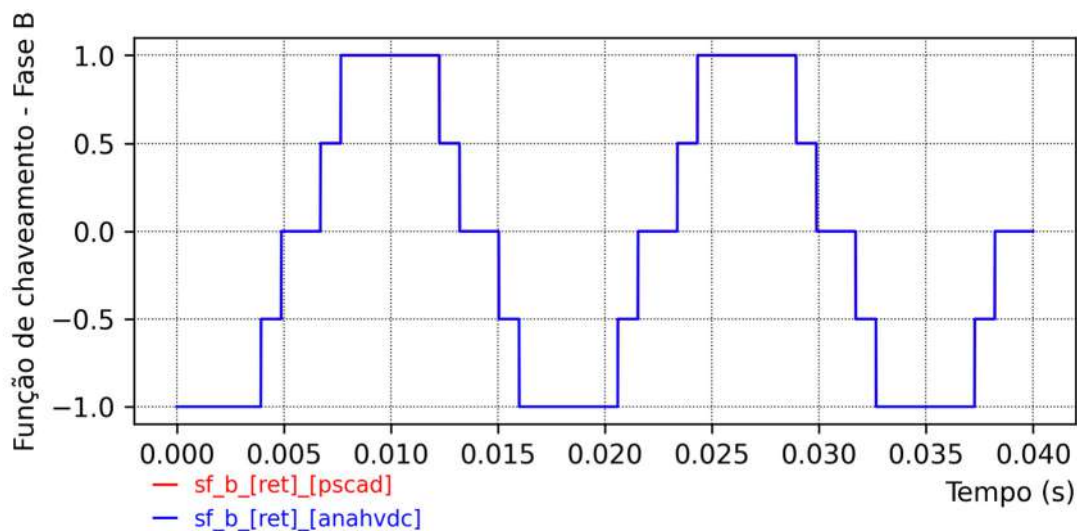


Figura 48 – Função de chaveamento $s_{vb}(t)$ no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

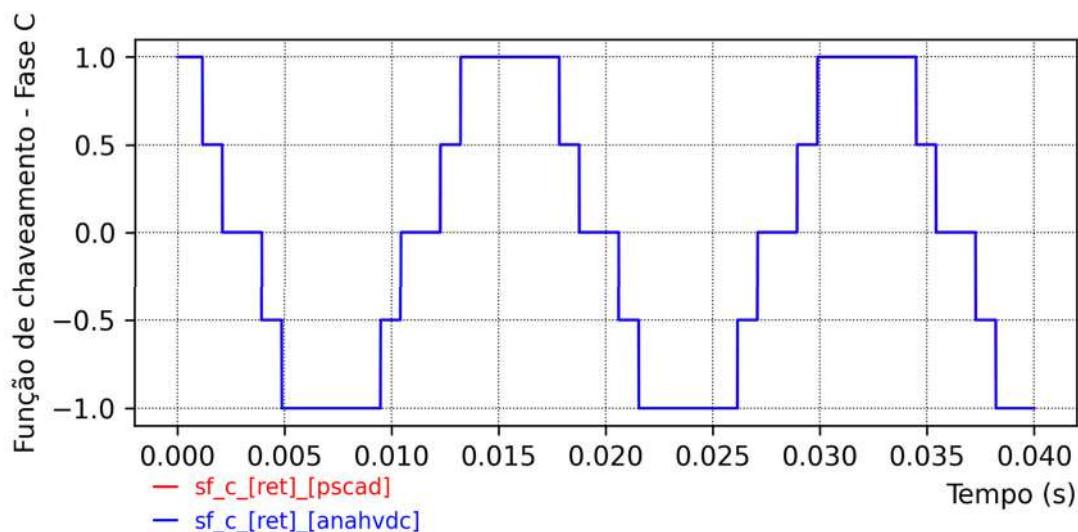


Figura 49 – Função de chaveamento $s_{vc}(t)$ no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

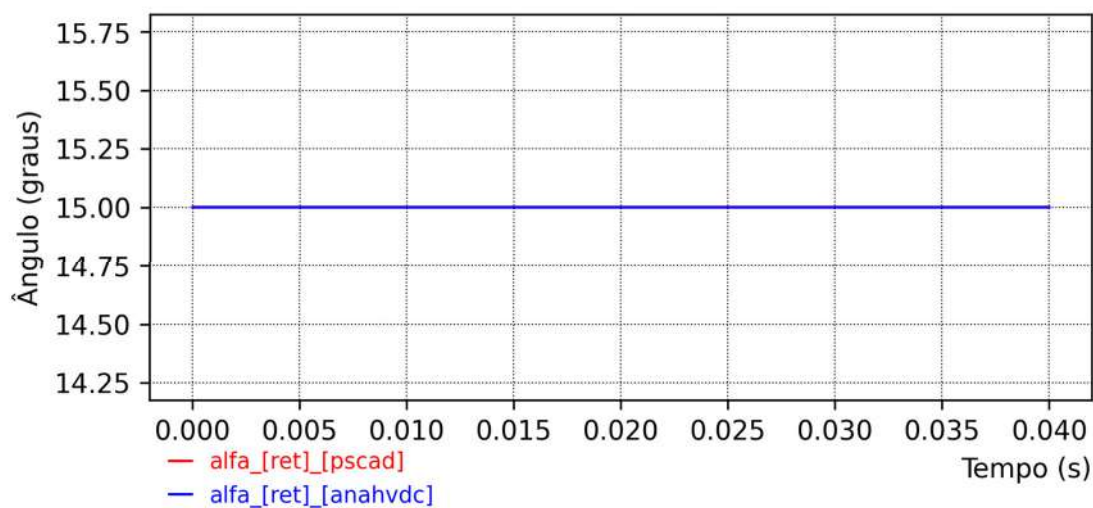


Figura 50 – Ângulo de disparo no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

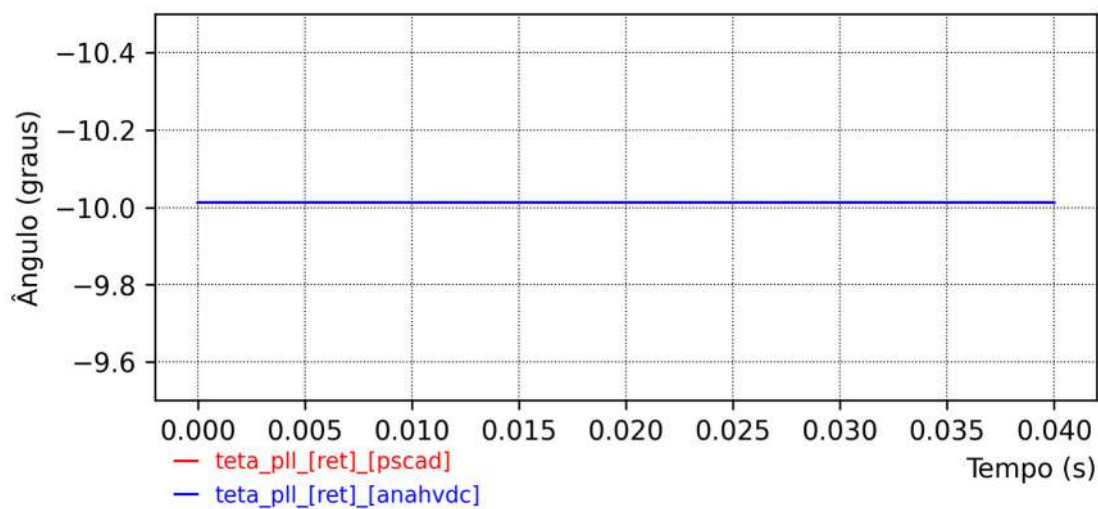


Figura 51 – Ângulo de saída do PLL do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A tensão CA na ponte inversora é apresentada na Figura 52. A Figura 53 apresenta a comparação da tensão CC na inversora. O resultado é coincidente ($\text{CVRMSE} = 0,076\%$), assim como as funções de chaveamento para as fases *a*, *b* e *c*, utilizadas no cálculo da tensão CC do inversor, apresentadas, respectivamente, na Figura 54, na Figura 55 e na Figura 56. A Figura 57 apresenta o ângulo de disparo do inversor e a Figura 51 o ângulo de saída do PLL.

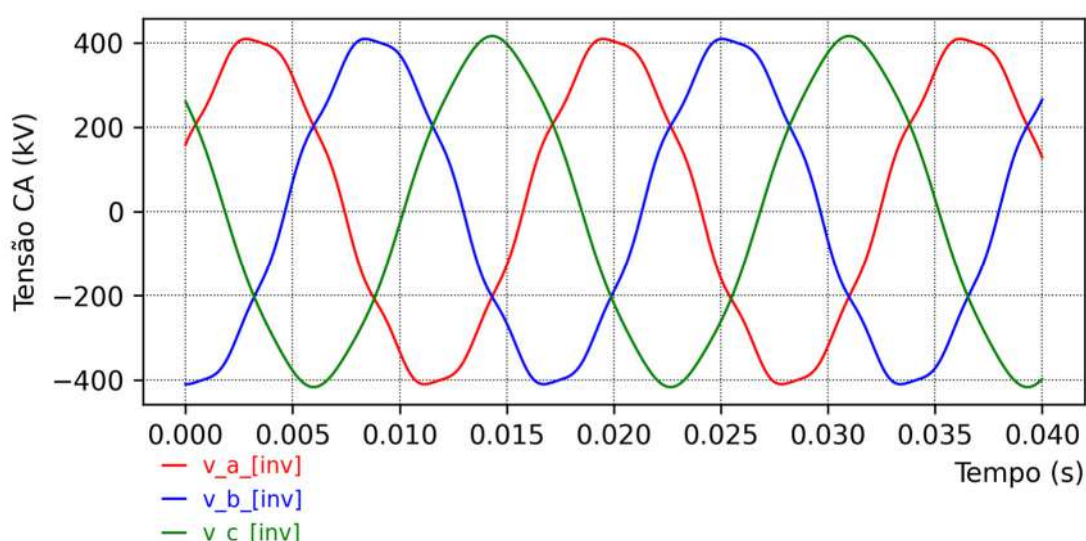


Figura 52 – Tensão CA na ponte inversora.

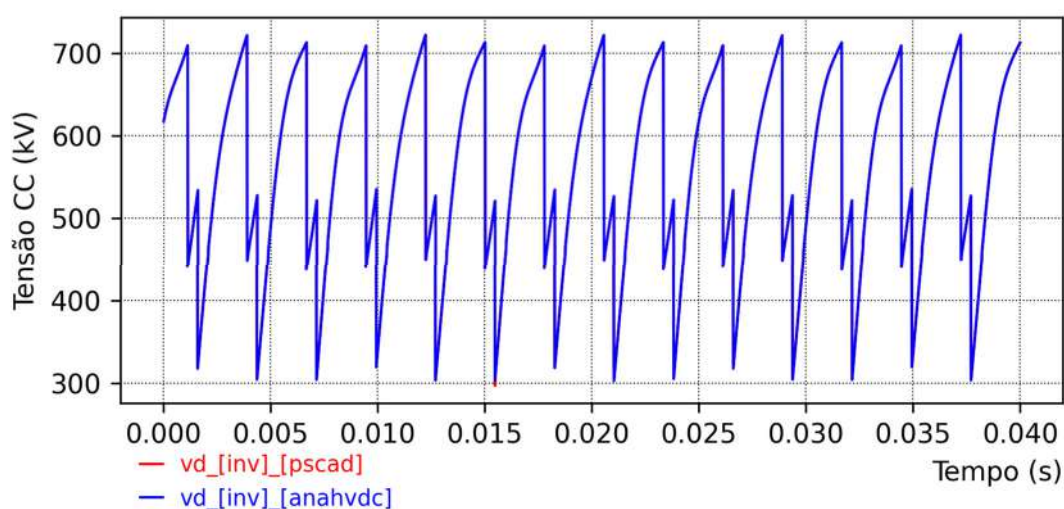


Figura 53 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

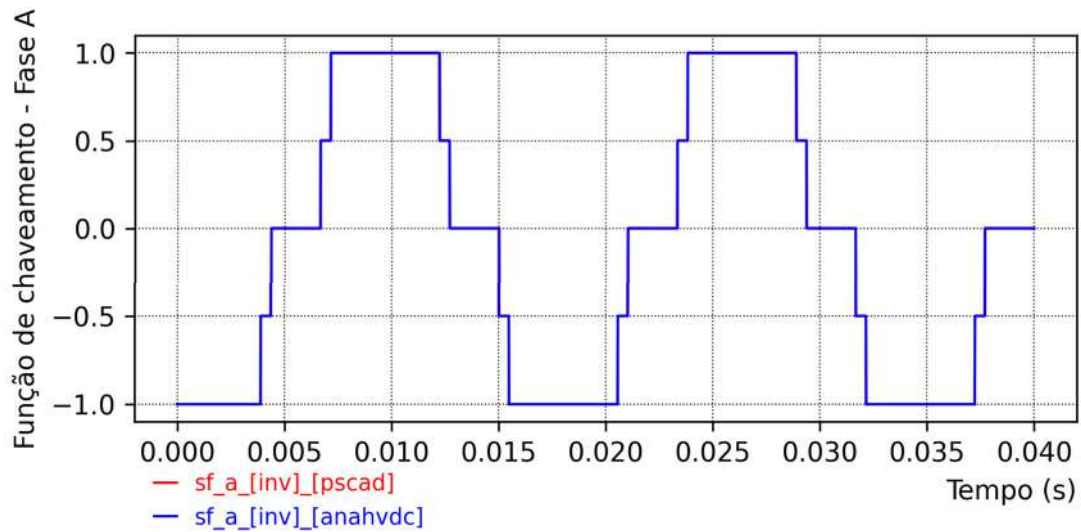


Figura 54 – Função de chaveamento $s_{va}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

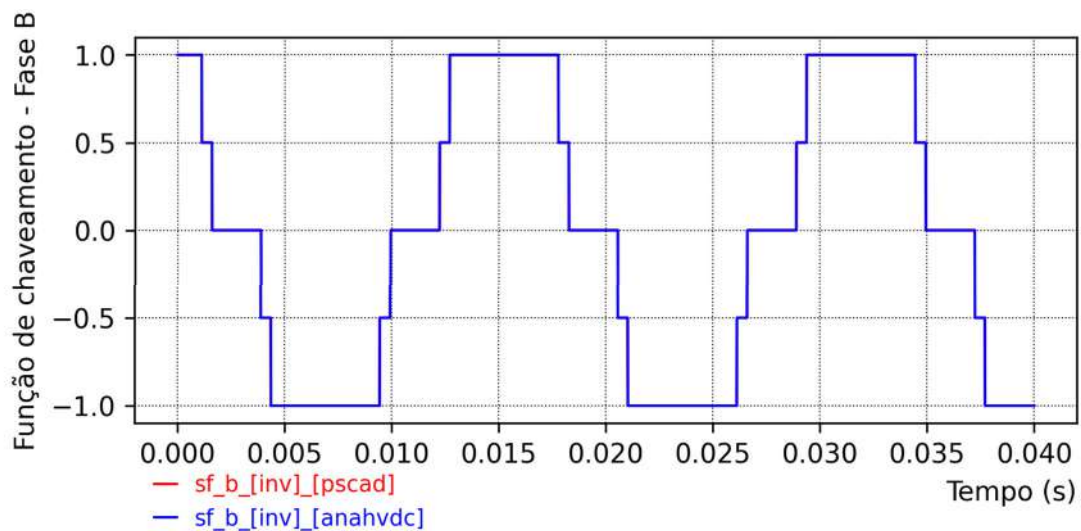


Figura 55 – Função de chaveamento $s_{vb}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

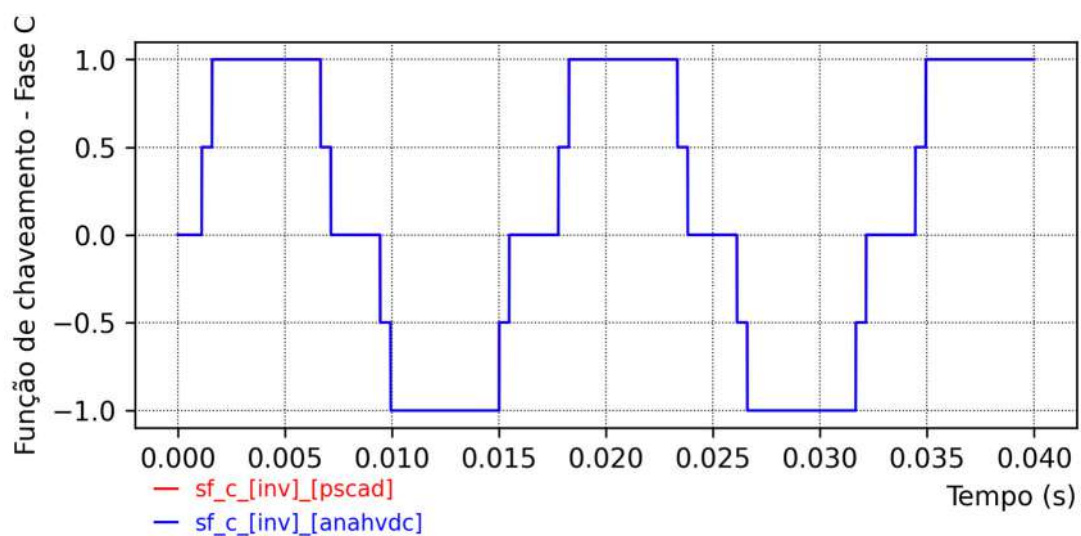


Figura 56 – Função de chaveamento $s_{vc}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

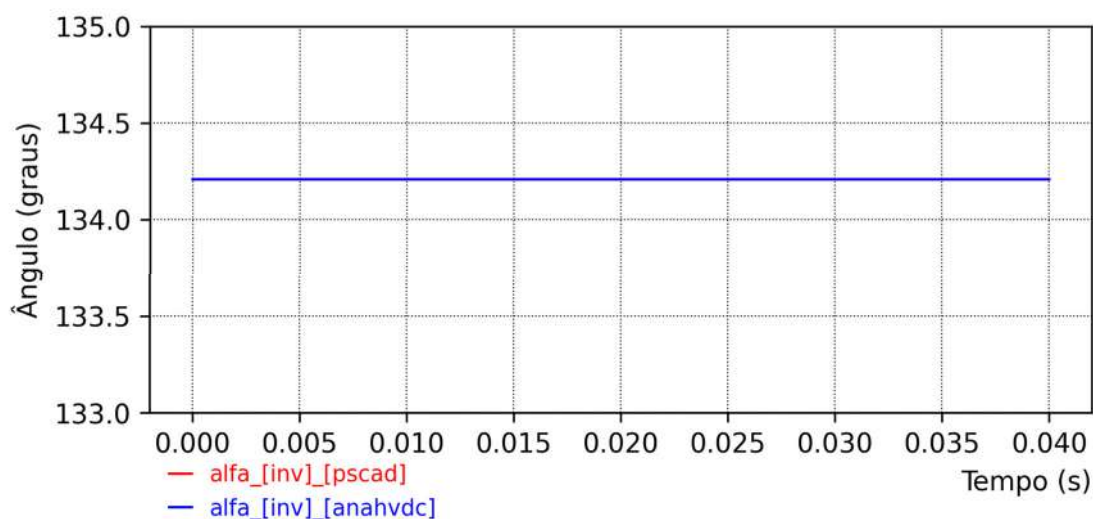


Figura 57 – Ângulo de disparo no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

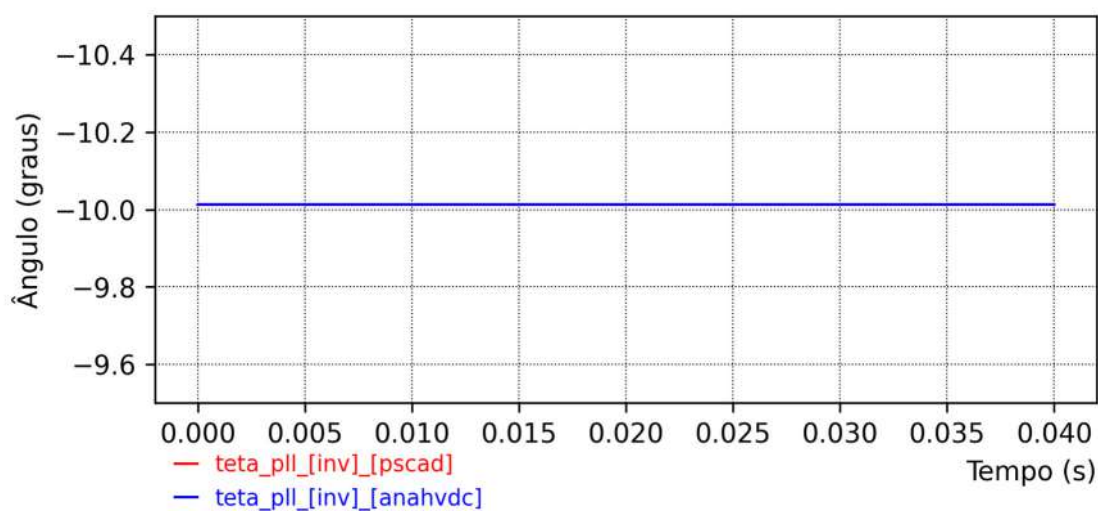


Figura 58 – Ângulo de saída do PLL do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

Depois foi simulado um degrau de 250 kV (0,5pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da retificadora. A Figura 59 apresenta a tensão CA com o degrau aplicado em 0,05s.

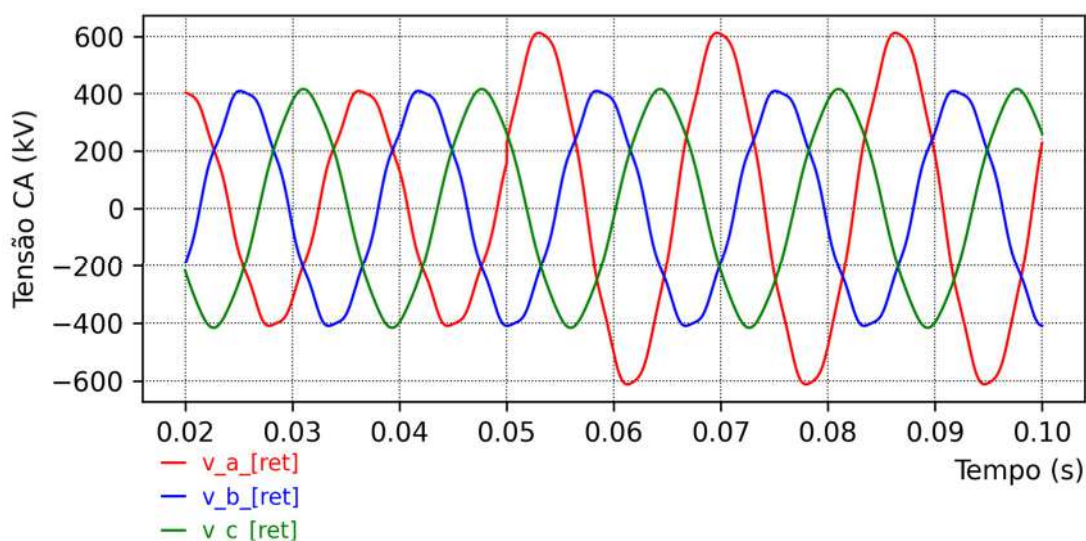


Figura 59 – Tensão CA na ponte retificadora.

A Figura 60 apresenta a comparação da tensão CC na retificadora calculada no PSCAD/EMTDC e no AnaHVDC. O resultado é equivalente (CVRMSE = 0,753%).

As demais variáveis, como apresentado no caso em regime, não apresentaram alterações significativas e por este motivo foram suprimidas.

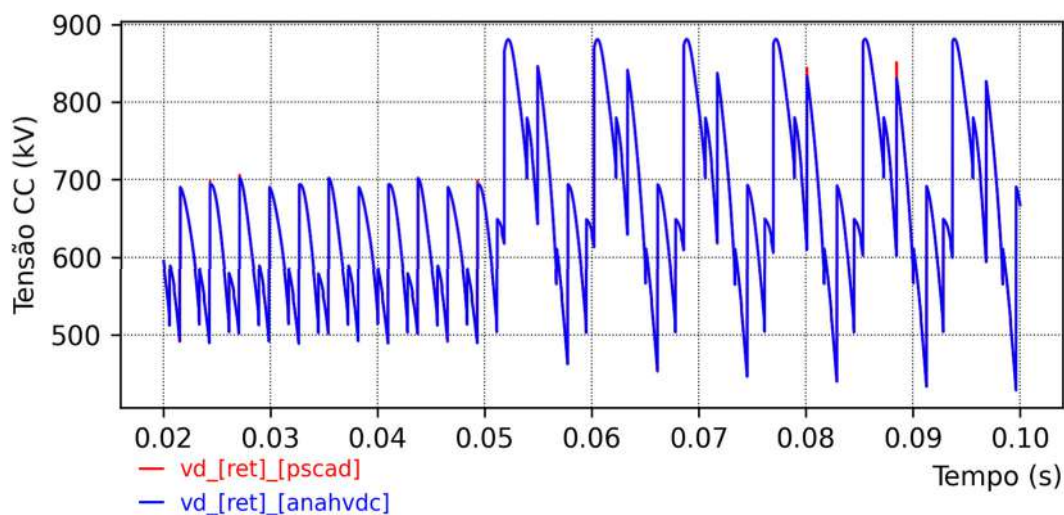


Figura 60 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

Por fim, foi simulado um degrau de -125 kV (-0,25pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da inversora. A Figura 61 apresenta a tensão CA com o degrau aplicado em 0,05s.

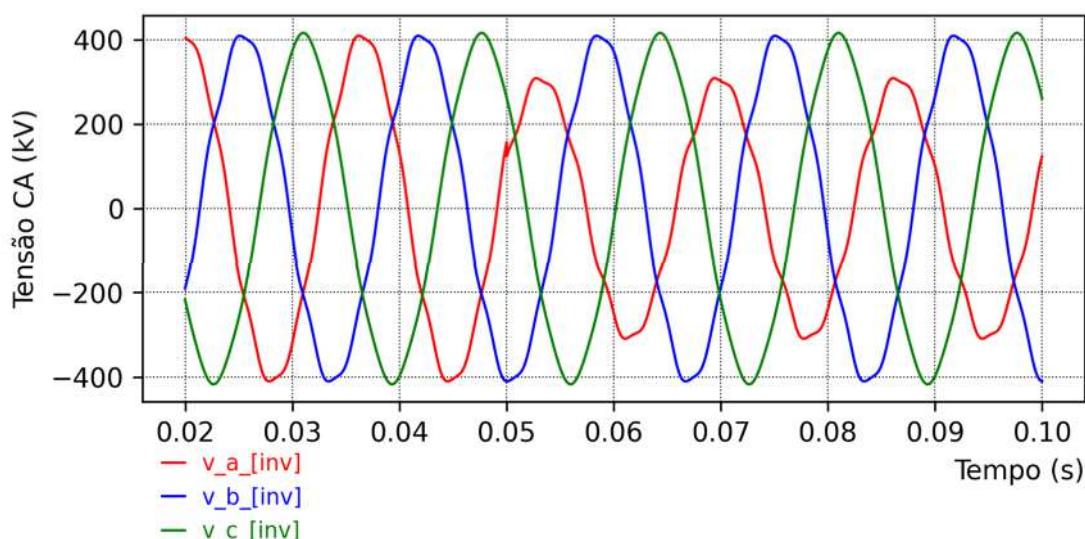


Figura 61 – Tensão CA na ponte inversora.

A Figura 62 apresenta a comparação da tensão CC na inversora calculada no PSCAD/EMTDC e no AnaHVDC. O resultado é coincidente (CVRMSE = 0,183%).

As demais variáveis, como apresentado no caso em regime, não apresentaram alterações significativas e por este motivo foram suprimidas.

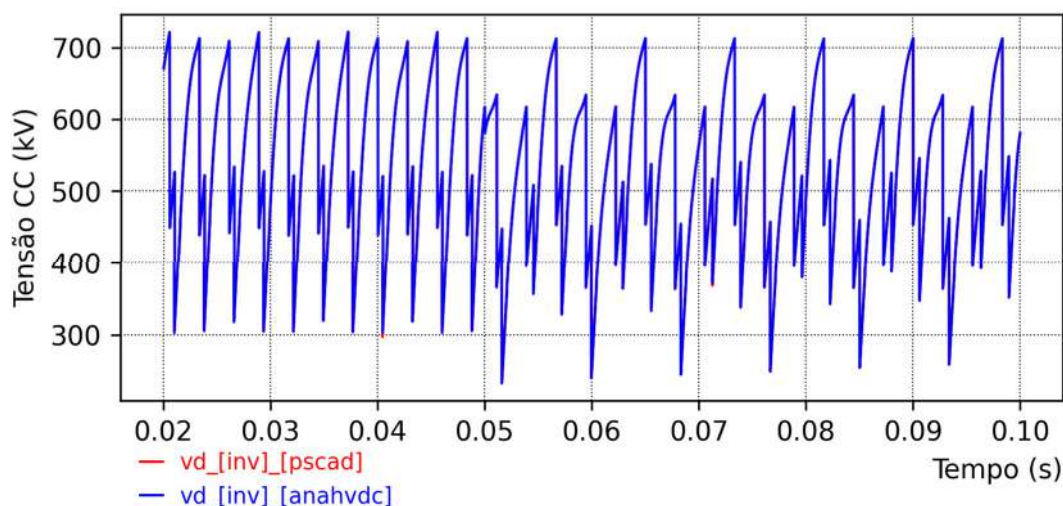


Figura 62 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

3.4 Equacionamento fasorial da tensão CC

Nesta seção é apresentado o equacionamento fasorial da tensão CC, cuja equação instantânea correspondente apresentada em (89) é repetida a seguir:

$$v_d(t) = s_{va}(t)v_a(t) + s_{vb}(t)v_b(t) + s_{vc}(t)v_c(t) - s_{vL}(t) \frac{di_d(t)}{dt} \quad (94)$$

Utilizando a notação compacta de representação fasorial, obtém-se a seguinte equação fasorial correspondente a cada fasor harmônico de tensão CC. Nos termos desta equação, as funções de chaveamento são representadas por série de Fourier. No Anexo VI é apresentado o cálculo computacional de séries de Fourier de funções compostas por pulsos.

$$\langle v_d \rangle_h(t) = \langle s_{va}v_a \rangle_h(t) + \langle s_{vb}v_b \rangle_h(t) + \langle s_{vc}v_c \rangle_h(t) - \langle s_{vL}(t) \frac{di_d}{dt} \rangle_h(t) \quad (95)$$

Verifica-se que os três primeiros termos são multiplicações entre grandezas algébricas, e o quarto termo possui a derivada da corrente. Esta multiplicação pode ser feita da mesma forma que nos termos algébricos utilizando a representação fasorial da derivada:

$$\langle \frac{di_d}{dt} \rangle_h(t) = \frac{d}{dt} \langle i_d \rangle_h(t) + jh\omega \langle i_d \rangle_h(t) \quad (96)$$

Deve-se observar que embora a derivada da corrente esteja presente na fórmula, esta derivada é obtida na solução da rede CC, conforme será visto na seção 3.5, quando a partir das tensões dos conversores, as tensões das barras CC e a corrente do conversor são obtidas, e conseqüentemente a derivada pode ser calculada pela divisão da tensão sob a indutância do reator de alisamento por sua indutância.

Conforme apresentado no Anexo VI, a multiplicação de uma função de chaveamento, representada por uma série de Fourier, por uma variável representada por um vetor de fasores dinâmicos harmônicos resulta na multiplicação de uma matriz, cujos elementos são formados utilizando a mesma série de Fourier, pelo mesmo vetor de fasores dinâmicos harmônicos, ou seja:

$$\tilde{v}_d(t) = \mathbf{S}_{va}\tilde{v}_a(t) + \mathbf{S}_{vb}\tilde{v}_b(t) + \mathbf{S}_{vc}\tilde{v}_c(t) - \mathbf{S}_{vL} \left[\frac{d\tilde{i}_d(t)}{dt} + jh\omega \tilde{i}_d(t) \right] \quad (97)$$

Deve-se observar que o vetor de fasores dinâmicos das tensões $\tilde{v}_d(t)$ e $\tilde{i}_d(t)$ são compostos de componentes harmônicas de ordem par e os fasores das tensões CA $\tilde{v}_a$, $\tilde{v}_b$ e $\tilde{v}_c$ de ordem ímpar. As funções de chaveamento que multiplicam a tensão CA são de ordem ímpar produzindo componentes de tensão CC de ordem par e as que multiplicam a

corrente CC são de ordem par produzindo também as componentes da tensão CC de ordem par.

Para validar o cálculo da tensão CC fasorial, foi simulado no AnaHVDC o sistema apresentado no item 1 do Anexo III, o mesmo utilizado na validação da tensão CC instantânea. Novamente, o sistema foi considerado com controle contante dos ângulos de disparo tanto do retificador como do inversor, e foi utilizado o PLL da Figura 34. Primeiro foi simulado o caso em regime permanente. Para validação da tensão CC fasorial é feita sua comparação com a tensão CC instantânea, a qual já foi validada em relação ao PSCAD/EMTDC.

A Figura 63 apresenta a comparação da tensão CC fasorial (sufixo [fdh]) com a tensão CC instantânea (sufixo [inst]), ambas calculadas do lado do retificador. Neste caso é considerado um harmônico CC máximo $h_{cc(max)} = 12$ e um step de 2, ou seja, além do valor médio ($h_{cc} = 0$), são considerados os harmônicos de ordem 2, 4, 6, 8, 10 e 12. Neste caso as curvas não são equivalentes (CVRMSE = 5,40%) no entanto apresentam a consistência esperada.

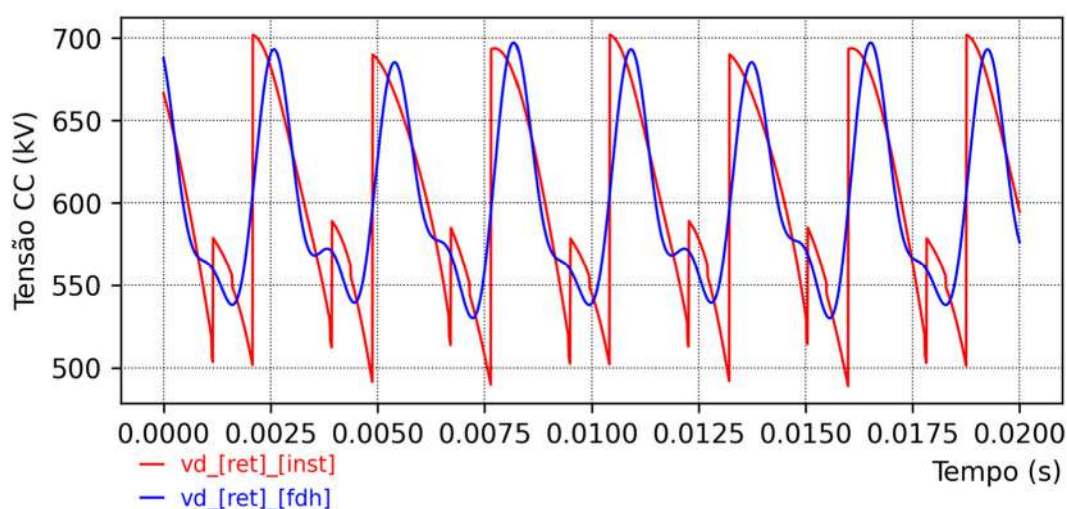


Figura 63 – Tensão CC no retificador, $h_{cc(max)} = 12$, $h_{cc(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

A Figura 64 apresenta a mesma comparação utilizando $h_{cc(max)} = 48$, e a Figura 65 um $h_{cc(max)} = 384$. Quanto maior a ordem harmônica CC utilizada no cálculo da série de Fourier das funções de chaveamento e no próprio cálculo da tensão CC, maior a aderência da forma de onda da tensão fasorial com a instantânea. Neste caso o CVRMSE foi reduzido de 5,40% ($h_{cc(max)} = 12$) para 2,84% ($h_{cc(max)} = 48$) e 1,01% ($h_{cc(max)} = 384$).

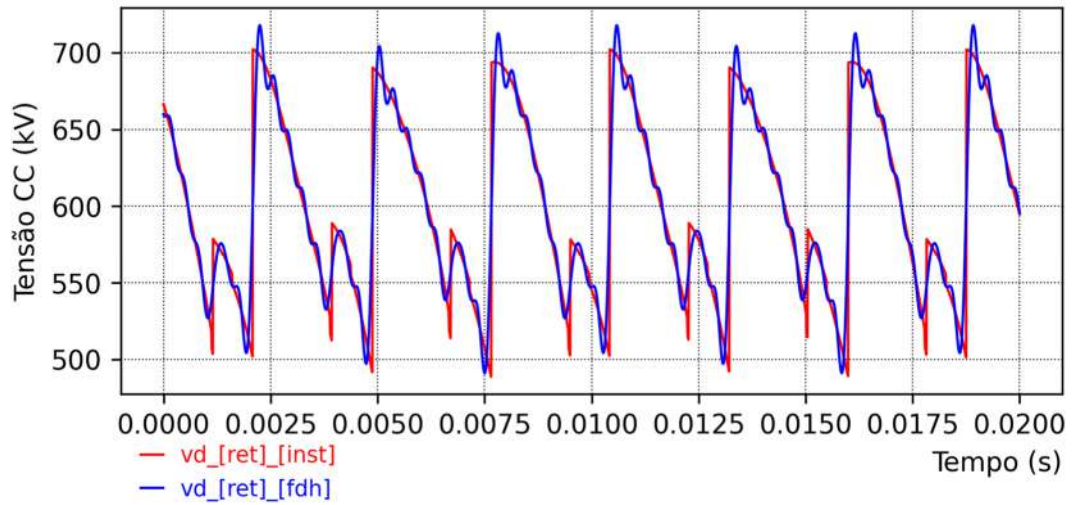


Figura 64 – Tensão CC no retificador, $h_{cc(max)} = 48$, $h_{cc(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

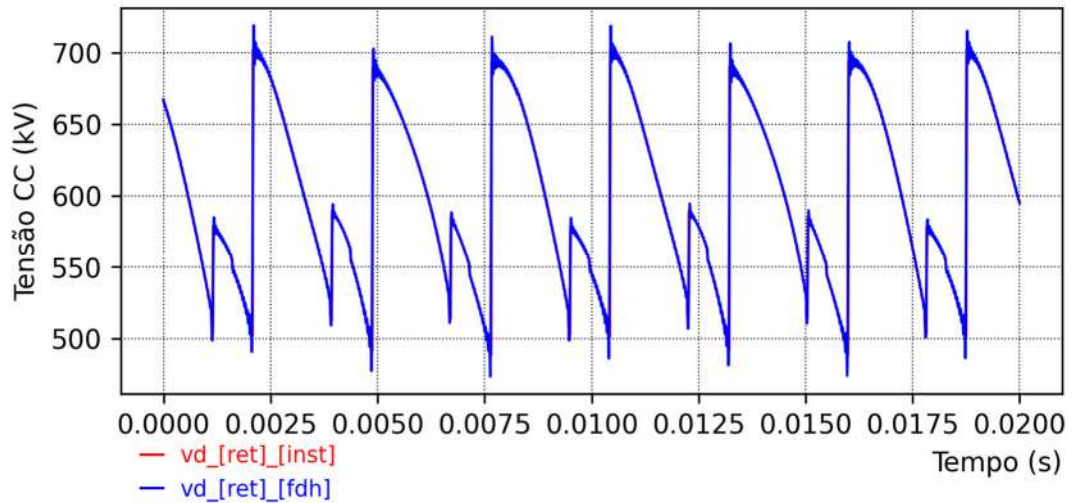


Figura 65 – Tensão CC no retificador, $h_{cc(max)} = 384$, $h_{cc(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

Contudo, o tempo de processamento necessário para simular os casos aumenta à medida que vai se aumentando a ordem harmônica máxima, ou seja, à medida em que se aumenta o número de equações a serem resolvidas. A Tabela 5 apresenta uma comparação de tempo dos três casos apresentados. No tempo de processamento total foi considerado apenas o tempo de solução do sistema não incluindo o tempo de inicialização dos modelos.

Tabela 5 – Comparação de tempo de processamento.

$h_{cc(max)}$	$h_{ca(max)}$	Passo de integração	Tempo de simulação	Tempo total de processamento
12	13	10 μ s	30 ms	1.0149 s
48	49	10 μ s	30 ms	1.5415 s
384	385	10 μ s	30 ms	28.6384 s

A Figura 66 mostra a tensão CC instantânea. Para este caso, com fontes ideais nas barras das conversoras impondo as tensões CA de entrada, as três tensões são coincidentes, mostrando que a solução da tensão instantânea praticamente não depende da ordem harmônica usada no cálculo da tensão fasorial. A única dependência seria a da derivada da corrente CC, mas que não se mostrou significativa neste caso.

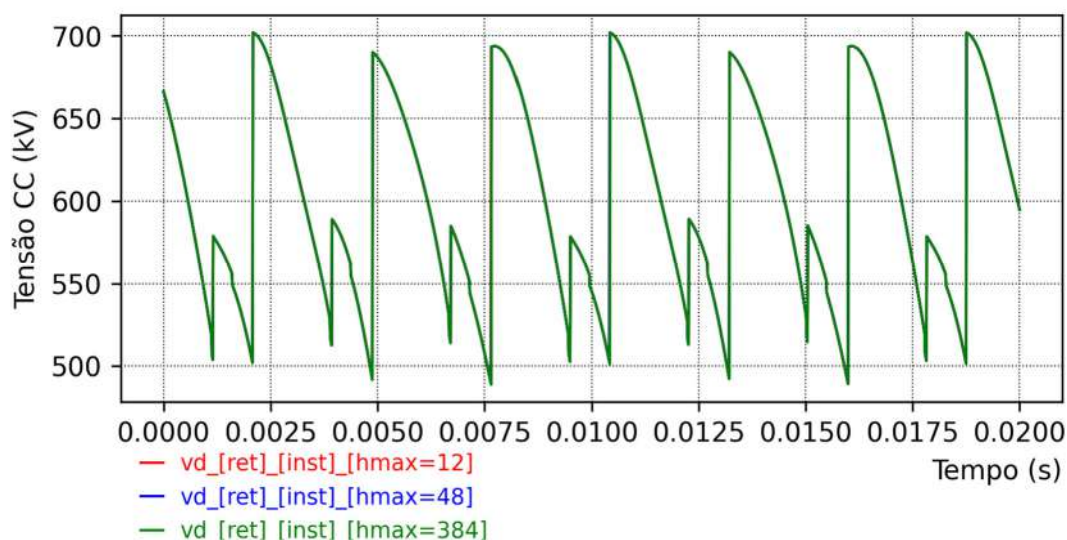
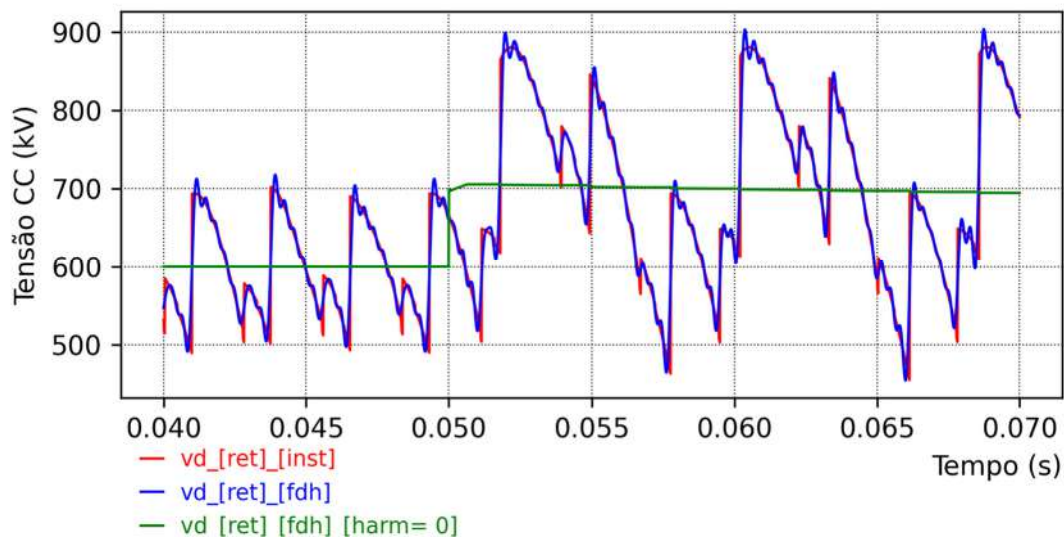


Figura 66 – Tensão CC instantânea no retificador
($h_{cc(max)} = 12 \times h_{cc(max)} = 48 \times h_{cc(max)} = 384$).

Depois foi simulado um degrau de 250 kV (0,5pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da retificadora. A Figura 67 apresenta a tensão CC com o degrau aplicado em 0,05s. São apresentados resultados somente para o caso de $h_{cc(max)} = 48$. Neste gráfico também é apresentado o valor do módulo do fasor de tensão CC para $h_{cc} = 0$, ou seja, o valor médio da tensão CC fasorial.

A Figura 68 apresenta o módulo dos fasores harmônicos característicos da tensão CC. No início estes fasores são constantes, o que permite a inicialização do caso, e variam apenas na aplicação do distúrbio em 0,05 s até atingirem um novo valor de regime.



**Figura 67 – Tensão CC no retificador, $h_{cc(max)} = 48$
(AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).**

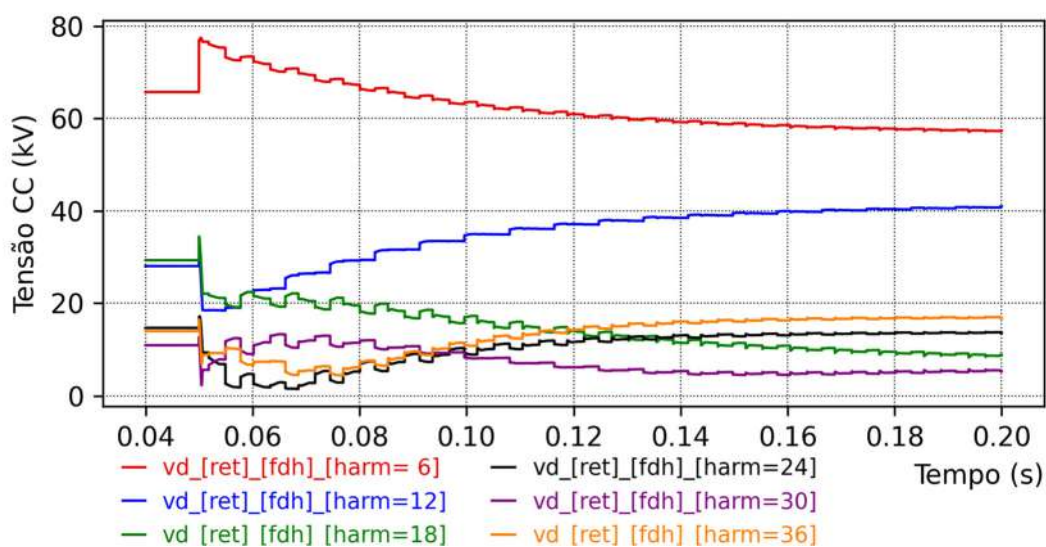


Figura 68 – Módulo dos fasores harmônicos característicos da tensão CC.

Como o sistema teste já é desbalanceado em regime, mesmo na inicialização já se tem a presença de harmônicos não característicos, conforme apresentado na Figura 69. Com a aplicação do degrau na fonte em 0,05 s o desbalanceamento do sistema aumenta,

aumentando também a presença dos harmônicos não característicos, destacando-se o 2º harmônico.

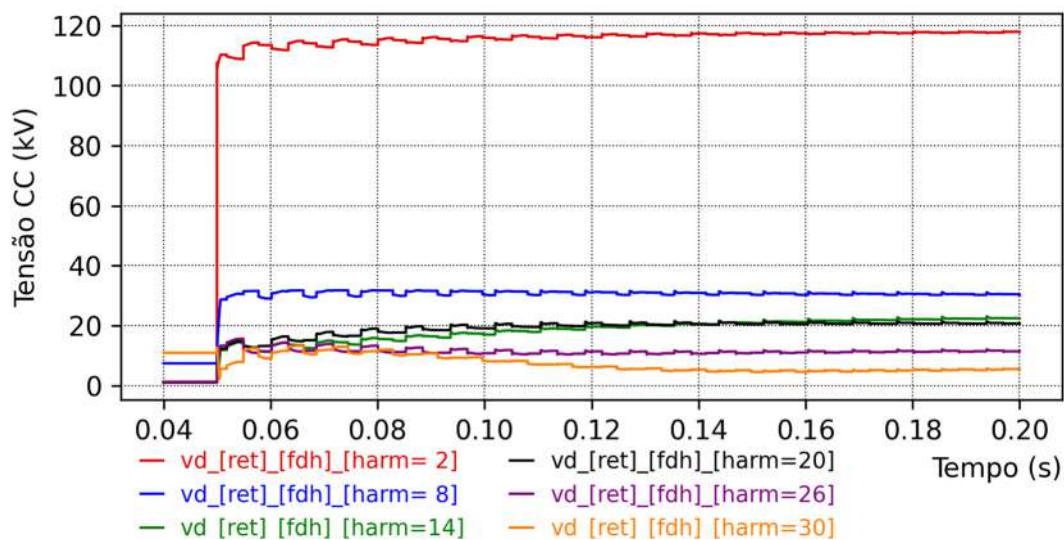


Figura 69 – Módulo dos fasores harmônicos não característicos da tensão CC.

Por último, simulou-se um degrau de -125 kV (-0,25pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da inversora.

A Figura 70 apresenta a tensão CC, com o degrau aplicado em 0,05 s, e o valor médio da tensão CC fasorial. A Figura 71 apresenta o módulo dos fasores harmônicos característicos da tensão CC, e a Figura 72, os harmônicos não característicos.

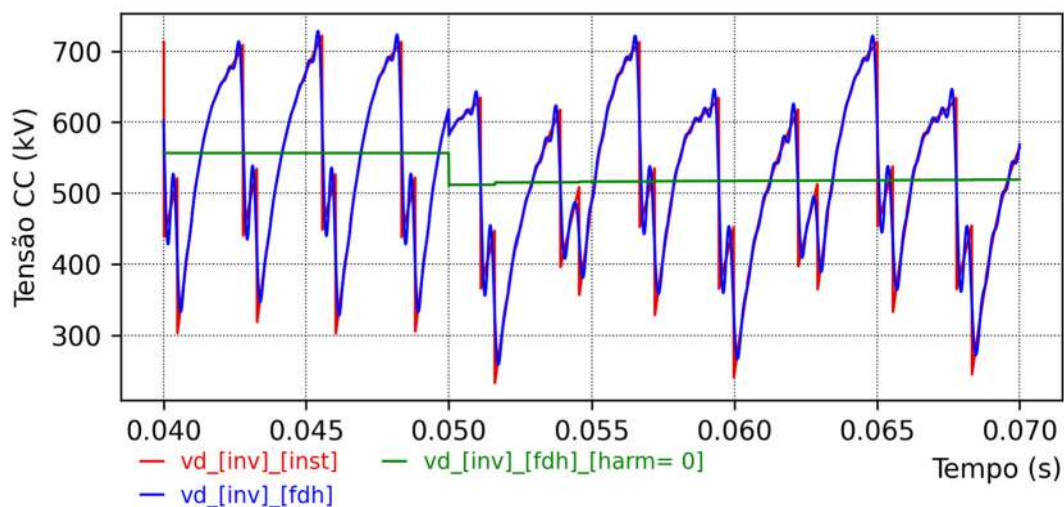


Figura 70 – Tensão CC no inversor, $h_{cc(max)} = 48$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

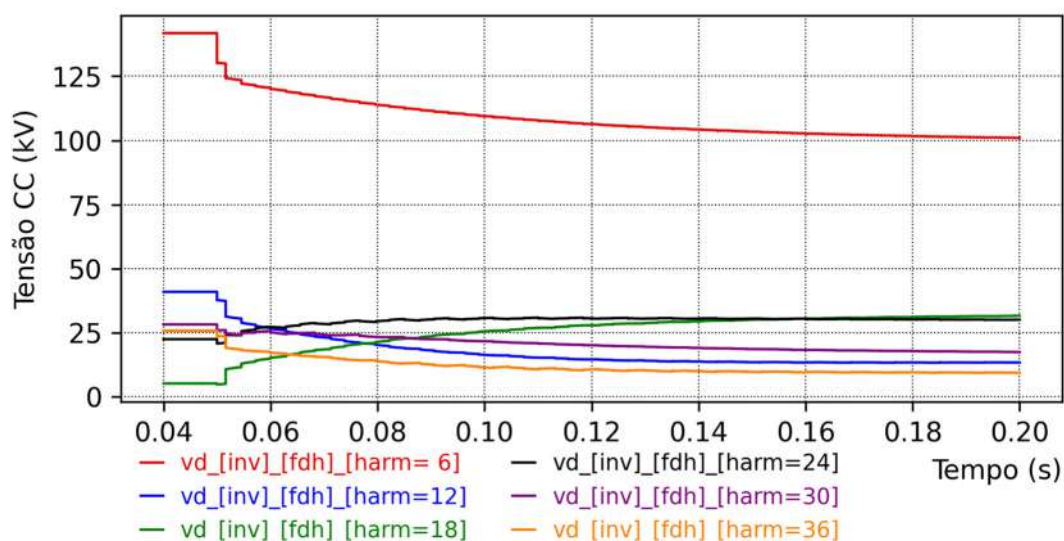


Figura 71 – Módulo dos fasores harmônicos característicos da tensão CC.

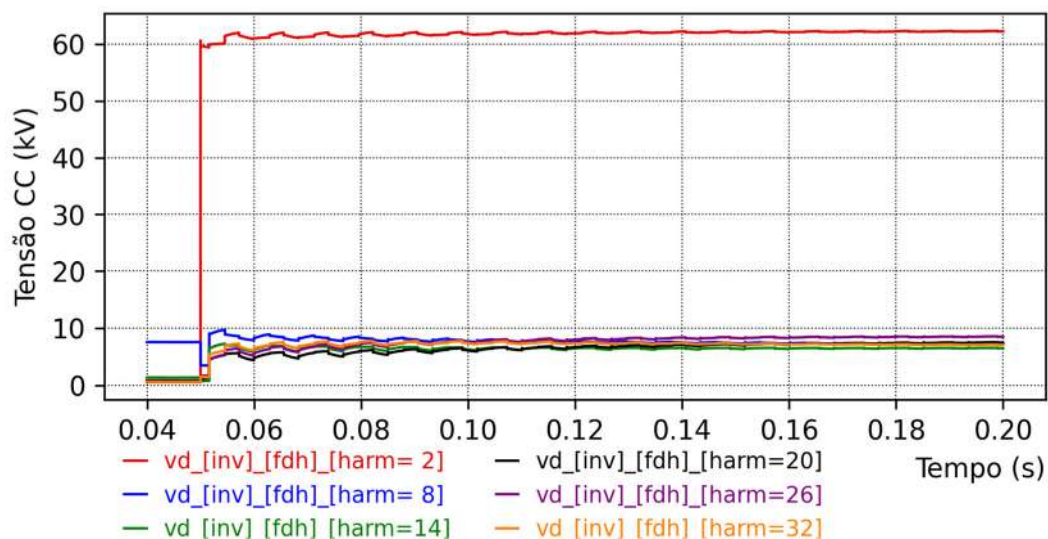


Figura 72 – Módulo dos fasores harmônicos não característicos da tensão CC.

A partir dos resultados apresentados considera-se que as curvas de tensão CC fasoriais estão aderentes as curvas de tensão CC instantâneas, as quais foram validadas contra o PSCAD/EMTDC, mesmo quando da aplicação de distúrbios.

3.5 Solução da Rede CC

A rede CC é composta por um sistema de quatro barras, conforme já apresentado com um modelo de linha de transmissão simplificado por um circuito RL, repetido a seguir:

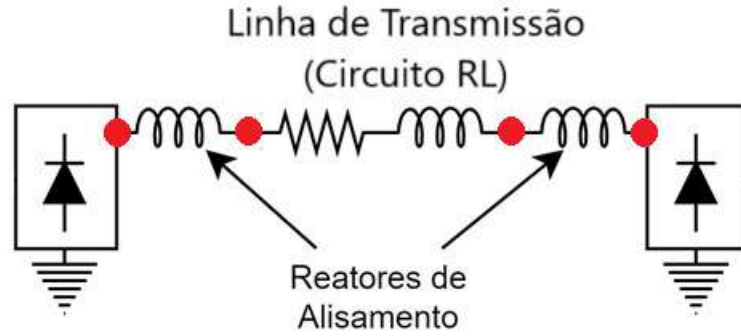


Figura 73 – Rede CC de quatro barras, assinaladas por um círculo vermelho.

As quatro barras estão indicadas na figura e considerou-se quatro possíveis modelos de linha de transmissão: RL (como na figura), T (metade do RL total da linha longitudinal de cada lado de um capacitor no meio com a capacitância total da linha), PI (RL total da linha com metade da capacitância total de cada lado) e Bergeron com perdas (apresentado na seção 2.5.1). A solução da rede CC é realizada de forma análoga à rede CA representando os conversores por uma fonte de tensão de valor $v_f(t)$ em série com uma indutância equivalente. Pela tensão CC calculada em (89), verifica-se que a indutância equivalente vale $s_{vL}(t)$, alternando-se entre o valor de $1,5L$ nos períodos de comutação ou $2L$ nos períodos fora de uma comutação. O valor da tensão da fonte $v_f(t)$ é dado por:

$$v_f(t) = s_{va}(t)v_a(t) + s_{vb}(t)v_b(t) + s_{vc}(t)v_c(t) \quad (98)$$

Os reatores de alisamento utilizam o modelo de acompanhamento de um circuito RL, enquanto a linha de transmissão utiliza o modelo de acompanhamento correspondente ao modelo utilizado (RL, T, PI ou Bergeron com perdas).

Resolvendo-se o circuito elétrico de quatro barras utilizando os modelos de acompanhamento mencionados, obtém-se a corrente CC dos conversores que podem ser utilizadas no próprio cálculo da tensão CC apresentado em (89). Ou seja, inicialmente resolve-se a rede CC utilizando a tensão interna do conversor e uma indutância no circuito elétrico, e com a solução das tensões do sistema de quatro barras, obtém a corrente CC e a derivada da corrente pode ser obtida pela tensão do indutor do reator de alisamento dividida por sua indutância. Com isso é possível obter a tensão CC final com a parcela da derivada da corrente.

O processo de solução da rede CC fasorial é análogo ao da solução instantânea. As diferenças são que se utiliza um modelo de rede CC análogo para cada ordem harmônica, onde o vetor de fasores dinâmicos harmônicos das tensões internas é obtido a partir de (97), sendo então dado em (99). A corrente e sua derivada para cada ordem harmônica são então obtidas de forma análoga ao caso instantâneo.

$$\tilde{v}_f(t) = S_{va}\tilde{v}_a(t) + S_{vb}\tilde{v}_b(t) + S_{vc}\tilde{v}_c(t) \quad (99)$$

Para validar o cálculo da corrente CC instantânea e fasorial foi simulado no AnaHVDC o sistema apresentado no item 1 do Anexo III. A corrente CC instantânea do AnaHVDC é comparada com a corrente CC do PSCAD/EMTDC. Uma vez validada a corrente CC instantânea ela é utilizada como base para validação da corrente CC fasorial.

Primeiro foi simulado o caso em regime permanente. A Figura 74 apresenta a comparação da corrente CC instantânea entre PSCAD/EMTDC e o AnaHVDC. O resultado é equivalente com um pequeno desvio do valor médio (CVRMSE = 0,166%). A pequena diferença existente, que neste caso é consequência do processo de inicialização diferente entre os dois programas, não foi considerado um problema na exatidão do modelo proposto. Essa diferença também é sensível ao passo de integração e à interpolação do passo, presente no PSCAD/EMTDC e não utilizado no AnaHVDC.

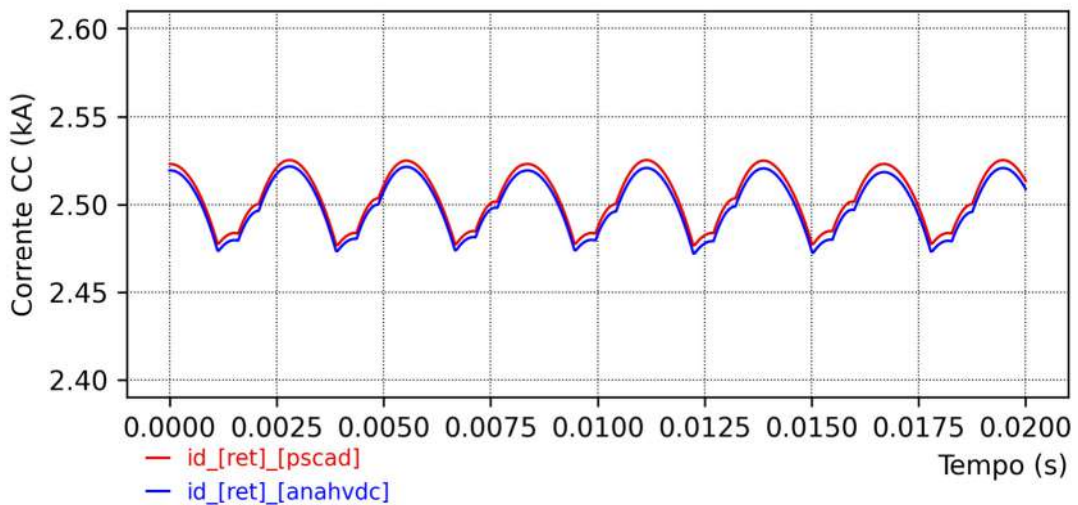
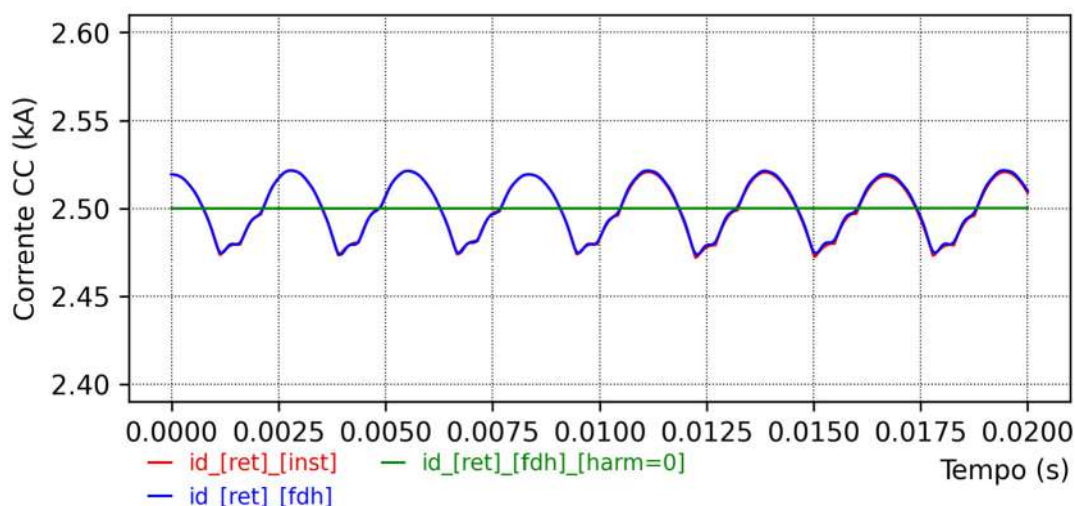


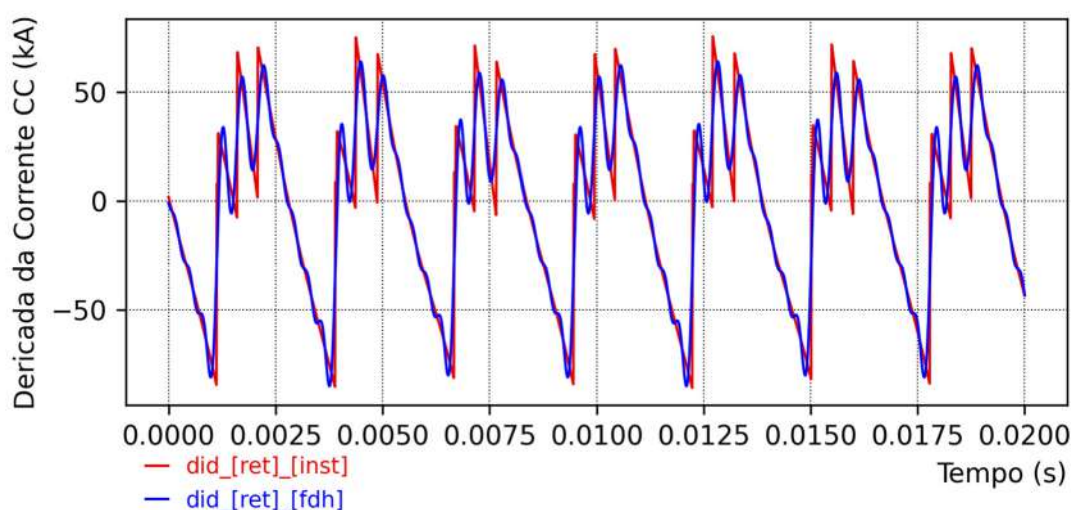
Figura 74 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 75 apresenta a comparação da corrente CC fasorial (sufixo [fdh]) com a corrente CC instantânea (sufixo [inst]), ambas calculadas do lado do retificador. Neste caso é considerado um harmônico CC máximo $h_{cc(max)} = 48$ e um step de 2, ou seja, além do valor médio ($h_{cc} = 0$), são considerados os harmônicos de ordem 2, 4, 6, 8, 10 e 12. O valor médio também é apresentado no gráfico.



**Figura 75 –Corrente CC no retificador
(AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).**

A Figura 76 apresenta as derivadas da corrente CC, instantânea e fasorial, que são calculadas no reator de alisamento e utilizadas no cálculo da tensão CC.



**Figura 76 – Derivada da corrente CC no retificador
(AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).**

A Figura 77 apresenta a comparação da corrente CC instantânea entre PSCAD/EMTDC e o AnaHVDC para um degrau de 250 kV (0,5pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da retificadora no instante 0,05 s. Neste caso as curvas são coincidentes, o CVRMSE é de 0,095%.

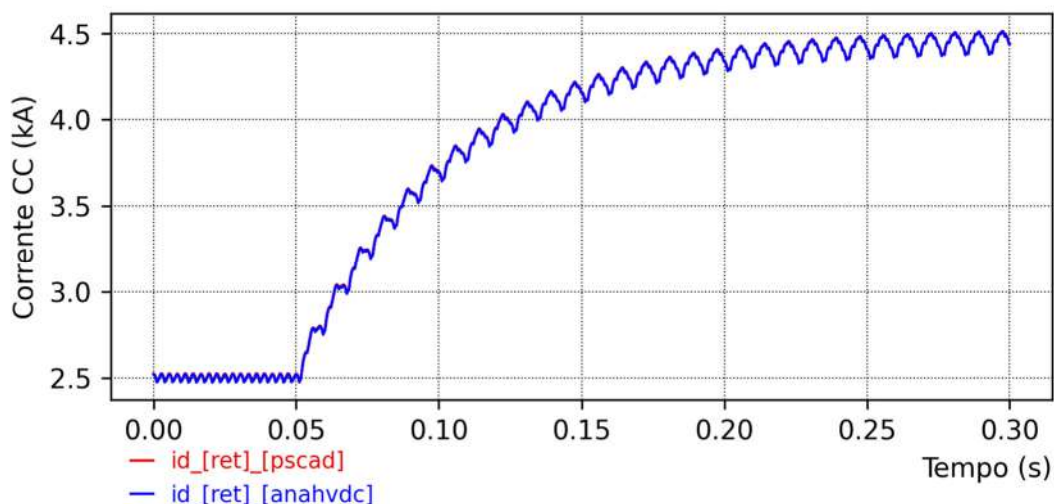
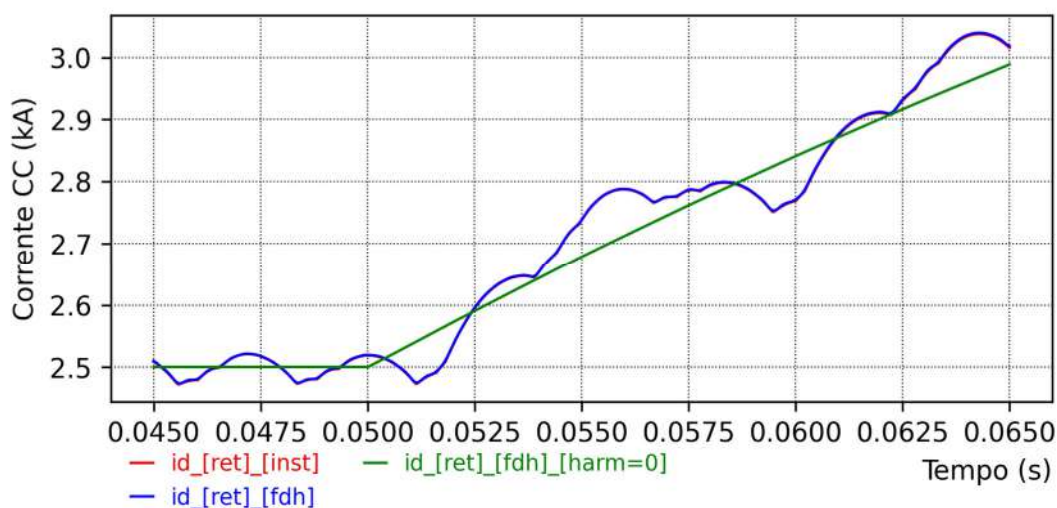


Figura 77 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 78 apresenta a comparação das correntes CC fasorial e instantânea, além do seu valor médio. A Figura 79 apresenta as derivadas da corrente CC.



**Figura 78 –Corrente CC no retificador
(AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).**

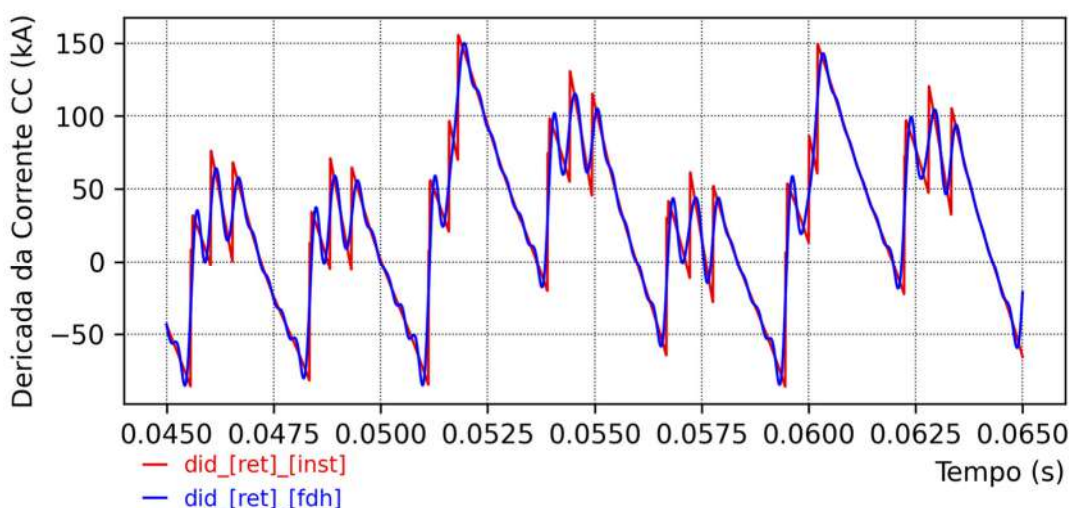


Figura 79 – Derivada da corrente CC no retificador (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

A Figura 80 apresenta a comparação da corrente CC instantânea entre PSCAD/EMTDC e o AnaHVDC para um degrau de -125 kV (-0,25pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da inversora no instante 0,05 s. Neste caso as curvas são coincidentes com um CVRMSE de 0,125%.

A Figura 81 apresenta a comparação das correntes CC fasorial e instantânea, além do seu valor médio. A Figura 82 apresenta as derivadas da corrente CC.

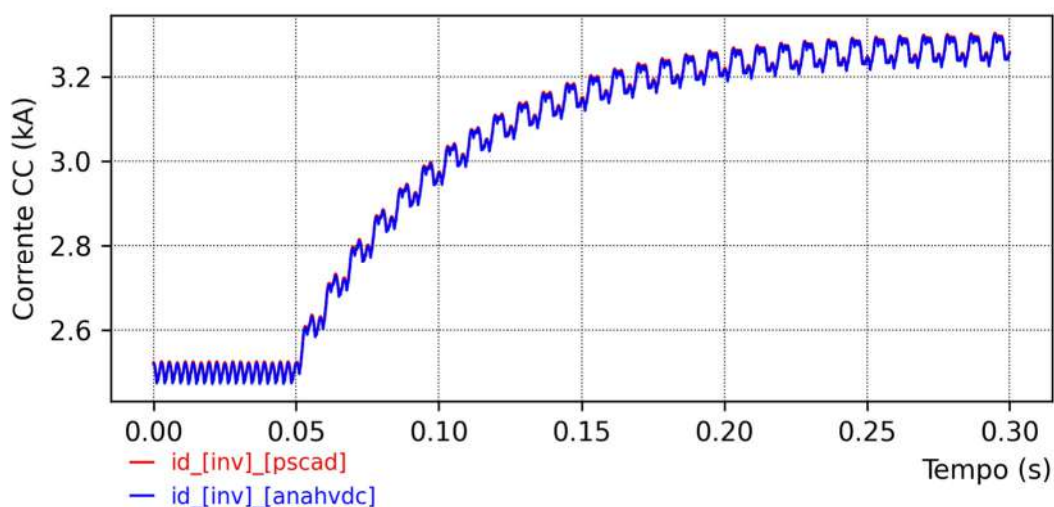
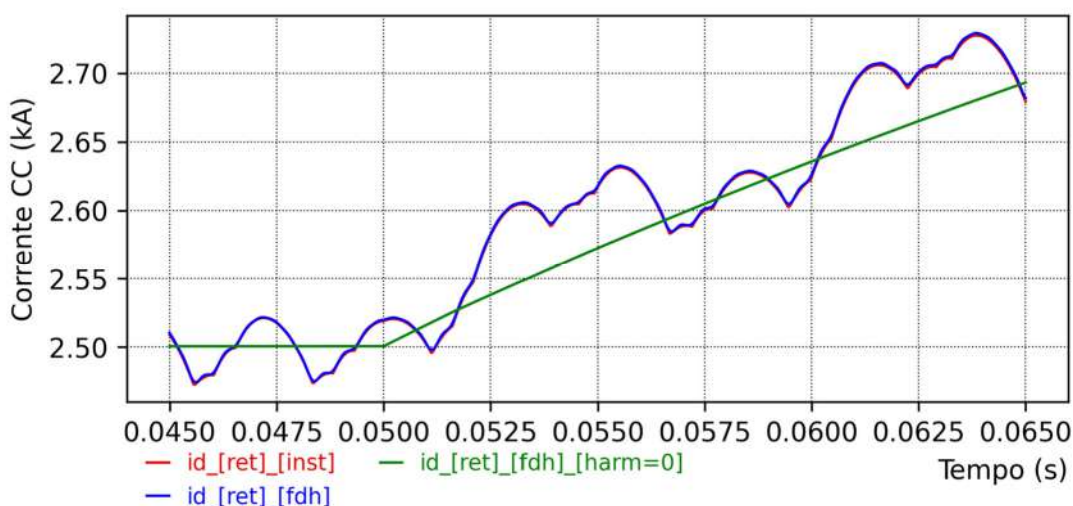
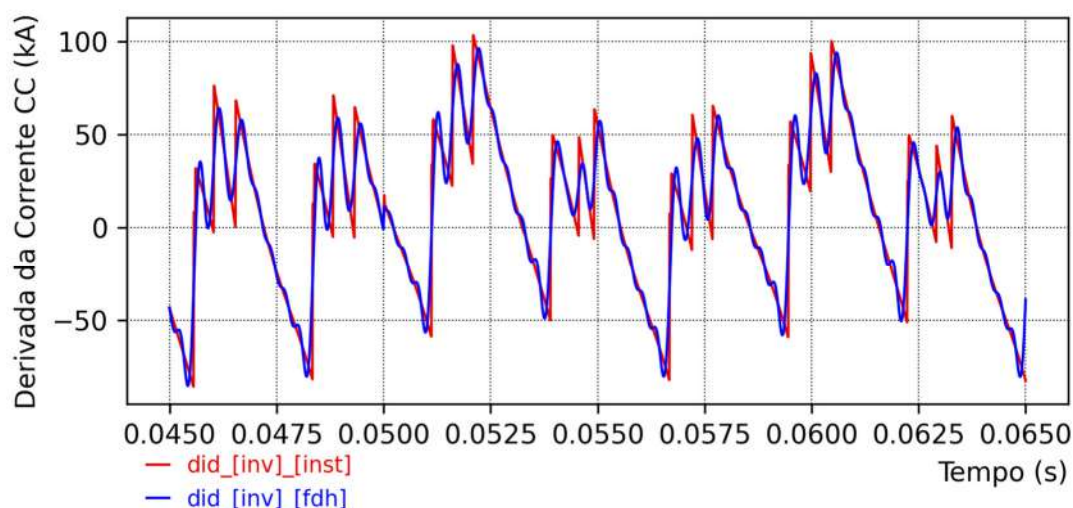


Figura 80 – Corrente CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).



**Figura 81 –Corrente CC no inverso
(AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).**



**Figura 82 – Derivada da corrente CC no inversor
(AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).**

Conforme apresentado nos resultados o cálculo instantâneo e fasorial da corrente CC estão bastante aderentes as curvas do PSCAD/EMTDC.

3.6 Equacionamento instantâneo das correntes CA

As correntes CA ($i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$) são variáveis de saída do modelo do conversor. No cálculo destas correntes são utilizadas as tensões CA ($v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$), calculadas na solução da rede CA, e a corrente CC ($i_d(t)$), calculada na solução da rede

CC. O cálculo das correntes, em regime normal de operação da ponte, deve ser realizado em dois momentos distintos: em condução e em comutação.

A Figura 83 apresenta a ponte de 6 pulsos em condução normal com somente as válvulas 1 e 2 conduzindo. Nesta configuração da ponte as correntes CA podem ser calculadas por:

$$i_a(t) = i_d(t) \quad (100)$$

$$i_b(t) = 0 \quad (101)$$

$$i_c(t) = -i_d(t) \quad (102)$$

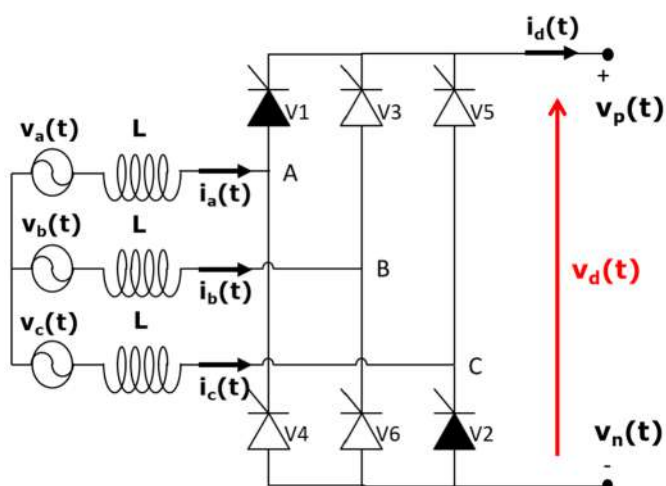


Figura 83 – Representação esquemática da ponte de 6 pulsos. Válvulas 1 e 2 conduzindo.

Considere agora o circuito de comutação apresentado na Figura 84. Este circuito corresponde ao período de comutação entre as válvulas 1 e 3, ou seja, começa no instante de disparo da válvula 3 e termina com a passagem de corrente da válvula 1 para a válvula 3.

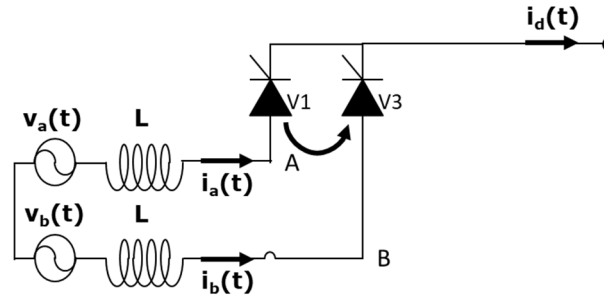


Figura 84 – Representação esquemática do circuito de comutação entre as válvulas 1 e 3.

Considerando o laço VA-V1-V3-VB formado durante a comutação, tem-se:

$$v_a(t) - L \frac{di_a(t)}{dt} = v_b(t) - L \frac{di_b(t)}{dt} \quad (103)$$

Para calcular a corrente $i_b(t)$, durante a passagem de corrente da válvula 1 para a válvula 3, tem-se:

$$i_a(t) = i_d(t) - i_b(t) \quad (104)$$

Substituindo (104) em (103):

$$v_a(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} + L \frac{di_b(t)}{dt} = v_b(t) - L \frac{di_b(t)}{dt} \quad (105)$$

$$\frac{di_b(t)}{dt} = \frac{v_b(t) - v_a(t)}{2L} + \frac{1}{2} \frac{di_d(t)}{dt} \quad (106)$$

Integrando de t_0 a t , onde t_0 corresponde ao instante de disparo da válvula 3 e t corresponde ao instante final da comutação:

$$\int_{t_0}^t \frac{di_b(t)}{dt} dt = \int_{t_0}^t \left(\frac{v_b(t) - v_a(t)}{2L} + \frac{1}{2} \frac{di_d(t)}{dt} \right) dt \quad (107)$$

$$i_b(t) - i_b(t_0) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_b(t) - v_a(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0) \quad (108)$$

No início da comutação, em t_0 , a corrente da fase b (válvula 3) é igual a zero, ou seja, $i_b(t_0) = 0$. Portanto:

$$i_b(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_b(t) - v_a(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0) \quad (109)$$

De forma análoga, para o calcula da corrente $i_a(t)$, tem-se:

$$i_b(t) = i_d(t) - i_a(t) \quad (110)$$

Substituindo (110) em (103):

$$v_a(t) - L \frac{di_a(t)}{dt} = v_b(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} + L \frac{di_a(t)}{dt} \quad (111)$$

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{v_a(t) - v_b(t)}{2L} + \frac{1}{2} \frac{di_d(t)}{dt} \quad (112)$$

Novamente, integrando de t_0 a t :

$$\int_{t_0}^t \frac{di_a(t)}{dt} dt = \int_{t_0}^t \left(\frac{v_a(t) - v_b(t)}{2L} + \frac{1}{2} \frac{di_d(t)}{dt} \right) dt \quad (113)$$

$$i_a(t) - i_a(t_0) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_a(t) - v_b(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0) \quad (114)$$

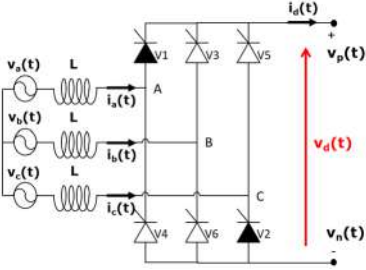
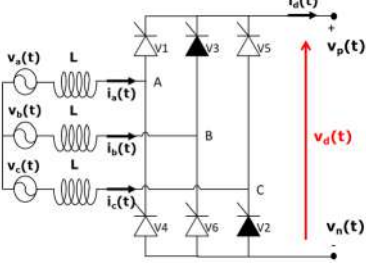
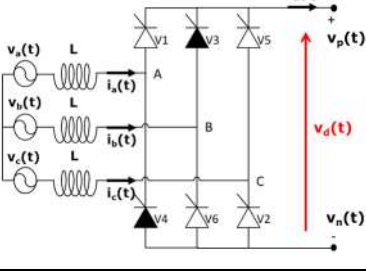
No início da comutação, em t_0 , a corrente da fase a (válvula 1) é igual a i_d , ou seja, $i_a(t_0) = i_d(t_0)$. Portanto:

$$i_a(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_a(t) - v_b(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) + \frac{1}{2} i_d(t_0) \quad (115)$$

Utilizando o raciocínio apresentado pode-se calcular o valor das correntes CA $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$, a partir da corrente CC $i_d(t)$ e das tensões CA $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$, para os demais períodos de condução e comutação da ponte de seis pulsos.

O cálculo das correntes CA é apresentado na Tabela 6, condução normal, e na Tabela 7, comutação.

Tabela 6 – Cálculo das correntes CA instantâneas em condução normal.

Válvulas em condução	Diagrama	Equação
1 e 2		$i_a(t) = i_d(t)$ $i_b(t) = 0$ $i_c(t) = -i_d(t)$
3 e 2		$i_a(t) = 0$ $i_b(t) = i_d(t)$ $i_c(t) = -i_d(t)$
3 e 4		$i_a(t) = -i_d(t)$ $i_b(t) = i_d(t)$ $i_c(t) = 0$

Válvulas em condução	Diagrama	Equação
5 e 4		$i_a(t) = -i_d(t)$ $i_b(t) = 0$ $i_c(t) = i_d(t)$
5 e 6		$i_a(t) = 0$ $i_b(t) = -i_d(t)$ $i_c(t) = i_d(t)$
1 e 6		$i_a(t) = i_d(t)$ $i_b(t) = -i_d(t)$ $i_c(t) = 0$

Tabela 7 – Cálculo das correntes CA instantâneas em comutação.

Válvulas em comutação	Diagrama	Equação
1 e 3		$i_a(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_a(t) - v_b(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) + \frac{1}{2} i_d(t_0)$ $i_b(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_b(t) - v_a(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0)$
2 e 4		$i_c(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_c(t) - v_a(t)) dt - \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0)$ $i_a(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_a(t) - v_c(t)) dt - \frac{1}{2} i_d(t) + \frac{1}{2} i_d(t_0)$

Válvulas em comutação	Diagrama	Equação
3 e 5		$i_b(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_b(t) - v_c(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) + \frac{1}{2} i_d(t_0)$ $i_c(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_c(t) - v_b(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0)$
4 e 6		$i_a(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_a(t) - v_b(t)) dt - \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0)$ $i_b(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_b(t) - v_a(t)) dt - \frac{1}{2} i_d(t) + \frac{1}{2} i_d(t_0)$
5 e 1		$i_c(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_c(t) - v_a(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) + \frac{1}{2} i_d(t_0)$ $i_a(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_a(t) - v_c(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0)$
6 e 2		$i_b(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_b(t) - v_c(t)) dt - \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0)$ $i_c(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_c(t) - v_b(t)) dt - \frac{1}{2} i_d(t) + \frac{1}{2} i_d(t_0)$

Generalizando o cálculo da corrente $i_a(t)$ a partir das equações apresentadas na Tabela 6 e na Tabela 7, e reescrevendo utilizando funções de chaveamento, tem-se:

$$\begin{aligned}
 i_a(t) = & s_{i_{a1}}(t) i_d(t) \\
 & + |s_{i_{a2}}(t)| \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (|s_{i_{a2}}(t)| v_a(t) - s_{i_{a3}}(t) v_b(t) - s_{i_{a4}}(t) v_c(t)) dt \\
 & + \frac{s_{i_{a2}}(t)}{2} i_d(t) - \frac{s_{i_{a5}}(t)}{2} i_{da_{t_0}} + \frac{s_{i_{a6}}(t)}{2} i_{db_{t_0}}
 \end{aligned} \quad (116)$$

Onde:

$i_{da_{t_0}}$ corresponde ao valor de $i_d(t_0)$ quando as válvulas da fase a , 1 ou 4, são disparadas.

$i_{db_{t_0}}$ corresponde ao valor de $i_d(t_0)$ quando as válvulas da fase b , 3 ou 6, são disparadas.

$s_{i_{a1}}(t)$ é a função de chaveamento que define os períodos de condução das válvulas da fase a , cujos valores são:

- 1 na condução da válvula 1;
- -1 na condução da válvula 4;
- 0 quando ambas as válvulas estiverem bloqueadas ou em comutação.

$s_{i_{a2}}(t)$ é a função de chaveamento que define os períodos de comutação das válvulas da fase a , cujos valores são:

- 1 durante os períodos de comutação da válvula 1;
- -1 durante os períodos de comutação da válvula 4;
- 0 quando ambas as válvulas estiverem bloqueadas ou em condução.

$s_{i_{a3}}(t)$ é a função de chaveamento que define os períodos de comutação envolvendo as válvulas das fases a e b , cujos valores são:

- 1 durante o período de comutação da válvula 1 com a válvula 3 e da válvula 4 com a válvula 6;
- 0 no restante do período.

$s_{i_{a4}}(t)$ é a função de chaveamento que define os períodos de comutação envolvendo as válvulas das fases a e c , cujos valores são:

- 1 durante o período de comutação da válvula 1 com a válvula 5 e da válvula 4 com a válvula 2;
- 0 no restante do período.

$s_{i_{a5}}(t)$ é a função de chaveamento válida somente nos períodos de comutação iniciados pelas válvulas da fase a , ou seja, período de comutação onde as válvulas da fase a são disparadas e as da fase c deixam de conduzir. Seus valores são:

- 1 durante o período de comutação da válvula 1 com a válvula 5;
- -1 durante o período de comutação da válvula 4 com a válvula 2;
- 0 no restante do período.

$s_{i_{a6}}(t)$ é a função de chaveamento válida somente nos períodos de comutação iniciados pelas válvulas da fase b , ou seja, período de comutação onde as válvulas da fase b são disparadas e as da fase a deixam de conduzir. Seus valores são:

- 1 durante o período de comutação da válvula 1 com a válvula 3;
- -1 durante o período de comutação da válvula 4 com a válvula 6;
- 0 no restante do período.

A Figura 85 apresenta as formas de onda das funções de chaveamento utilizadas no cálculo da corrente CA instantânea da fase a , e que também servirão, como será mostrado a frente, para calcular as correntes CA das fases b e c .

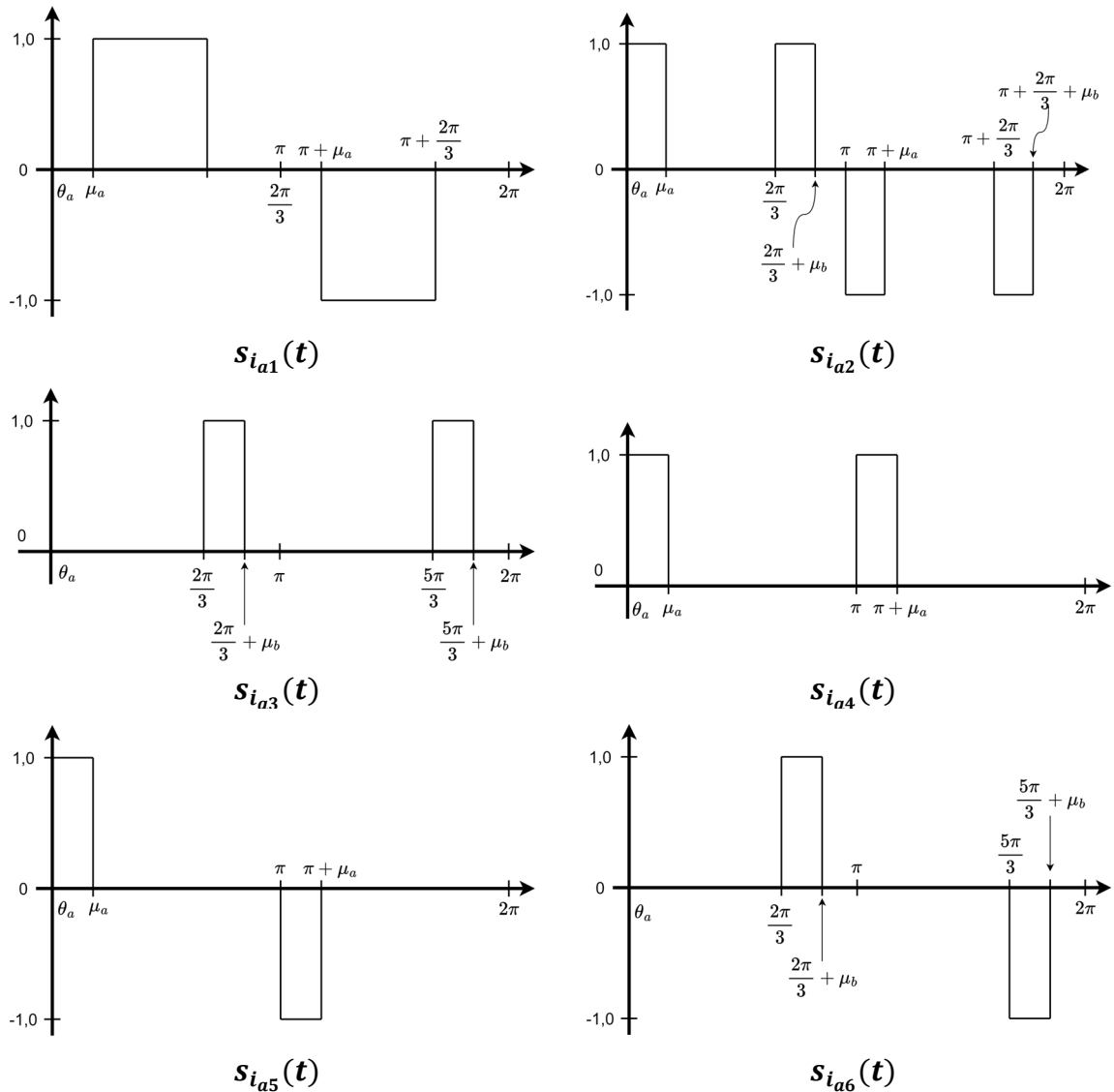


Figura 85 – Funções de chaveamento da corrente instantânea.

O cálculo das correntes $i_b(t)$ e $i_c(t)$ também podem ser feitos a partir das equações apresentadas na Tabela 6 e na Tabela 7.

$$\begin{aligned}
 i_b(t) = & s_{i_{b1}}(t)i_d(t) \\
 & + |s_{i_{b2}}(t)| \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t \left(|s_{i_{b2}}(t)|v_b(t) - s_{i_{b3}}(t)v_c(t) - s_{i_{b4}}(t)v_a(t) \right) dt \\
 & + \frac{s_{i_{b2}}(t)}{2} i_d(t) - \frac{s_{i_{b5}}(t)}{2} i_{dbt_0} + \frac{s_{i_{b6}}(t)}{2} i_{dc_{t_0}}
 \end{aligned} \tag{117}$$

Onde as funções de chaveamentos são as mesmas utilizadas no cálculo da corrente da fase a com algumas alterações:

- A referência deixa de ser o disparo da válvula 1, $\theta_a(t)$, e passa ser o disparo da válvula 3, $\theta_b(t)$, onde $\theta_b(t) = \theta_a(t) - 120^\circ$;
- O ângulo de comutação da fase a μ_a passa ser o ângulo de comutação da fase b μ_b ;
- O ângulo de comutação da fase b μ_b passa ser o ângulo de comutação da fase c μ_c ;

$$\begin{aligned}
 i_c(t) = & s_{i_{c1}}(t)i_d(t) \\
 & + |s_{i_{c2}}(t)| \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t \left(|s_{i_{c2}}(t)|v_c(t) - s_{i_{c3}}(t)v_a(t) - s_{i_{c4}}(t)v_b(t) \right) dt \\
 & + \frac{s_{i_{c2}}(t)}{2} i_d(t) - \frac{s_{i_{c5}}(t)}{2} i_{dc_{t_0}} + \frac{s_{i_{c6}}(t)}{2} i_{da_{t_0}}
 \end{aligned} \tag{118}$$

Onde as funções de chaveamentos são as mesmas utilizadas no cálculo da corrente da fase a com algumas alterações:

- A referência deixa de ser o disparo da válvula 1, $\theta_a(t)$, e passa ser o disparo da válvula 5, $\theta_c(t)$, onde $\theta_c(t) = \theta_a(t) + 120^\circ$;
- O ângulo de comutação da fase a μ_a passa ser o ângulo de comutação da fase c μ_c ;

- O ângulo de comutação da fase b μ_b passa ser o ângulo de comutação da fase a μ_a ;

Como se percebe, as correntes das demais podem ser obtidas pela fórmula da corrente da fase a , alterando-se os índices das fases, por exemplo, para a fase b substitui-se na fórmula da corrente da fase a , a por b , b por c e c por a . No caso da fase c , substitui-se a por c , b por a e c por b . Para isto ficar mais claro, tomando como referência a fase a , pode-se definir o índice fa como a própria fase a , onde se está calculando a corrente, fb como a sua fase posterior b e fc como a sua fase anterior c . Para a fase b , fa será a fase b , fb a fase c e fc a fase a , e por fim para a fase c , fa será a fase c , fb a fase a e fc a fase b . Utilizando-se estes índices fa , fb , fc , a equação do cálculo da corrente CA instantânea para qualquer uma das três faes, identificada pelo índice genérico fa é dada por:

$$\begin{aligned}
 i_{fa}(t) = & s_{i_{fa1}}(t)i_d(t) \\
 & + \left| s_{i_{fa2}}(t) \right| \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t \left(\left| s_{i_{fa2}}(t) \right| v_f(t) - s_{i_{fa3}}(t)v_{fb}(t) \right. \\
 & \left. - s_{i_{fa4}}(t)v_{fc}(t) \right) dt + \frac{s_{i_{fa2}}(t)}{2} i_d(t) - \frac{s_{i_{fa5}}(t)}{2} i_{dfa_{t_0}} \\
 & + \frac{s_{i_{fa6}}(t)}{2} i_{dfb_{t_0}}
 \end{aligned} \tag{119}$$

Para solução da integral, utiliza-se integração numérica trapezoidal para solução da integral presente em (119). Para facilitar a exposição desta solução, pode-se definir o integrando como sendo $sv_{fa}(t)$:

$$sv_{fa}(t) = \left| s_{i_{fa2}}(t) \right| v_{fa}(t) - s_{i_{fa3}}(t)v_{fb}(t) - s_{i_{fa4}}(t)v_{fc}(t) \tag{120}$$

E a integral como sendo $intsv_{fa}(t)$:

$$intsv_{fa}(t) = \int_{t_0}^t sv_{fa}(t) dt \tag{121}$$

Na operação de integração anterior, o limite de integração t_0 indica que a cada início de comutação, a integral é reinicializada com zero. Supondo-se que t encontra-se no

meio de uma comutação após esta reinicialização, pode-se aplicar a regra trapezoidal utilizando os valores do passo corrente e anterior ao instante de tempo corrente, ou seja:

$$intsv_{fa}(t) - intsv_{fa}(t - \Delta t) = \frac{\Delta t}{2} (sv_{fa}(t) + sv_{fa}(t - \Delta t)) \quad (122)$$

Reescrevendo e separando o termo histórico:

$$intsv_{fa}(t) = \frac{\Delta t}{2} sv_{fa}(t) + hist_{sv_{fa}}(t - \Delta t) \quad (123)$$

Onde, o termo histórico, sem considerar a inicialização da operação de integração a cada t_0 do início da comutação, é dado por:

$$hist_{sv_{fa}}(t - \Delta t) = \frac{\Delta t}{2} sv_{fa}(t - \Delta t) + intsv_{fa}(t - \Delta t) \quad (124)$$

Para considerar a inicialização da integral que ocorre a cada instante t_0 , deve-se zerar a parcela $intsv_{fa}(t - \Delta t)$ a cada um destes instantes. Isso pode ser feito pré-multiplicando o termo $intsv_{fa}(t - \Delta t)$ por $|s_{ifa2}(t)|$, ou seja:

$$hist_{sv_{fa}}(t - \Delta t) = \frac{\Delta t}{2} sv_{fa}(t - \Delta t) + |s_{ifa2}(t)| intsv_{fa}(t - \Delta t) \quad (125)$$

Como essa função de chaveamento só é não nula durante a comutação, este termo histórico será nulo até t_0 , e a partir daí haverá a operação de integração numérica com a correção da inicialização em t_0 . Ao final, tem-se as seguintes equações para cálculo da corrente AC instantânea em qualquer uma das fases $i_{fa}(t)$:

$$sv_{fa}(t) = |s_{ifa2}(t)| v_{fa}(t) - s_{ifa3}(t) v_{fb}(t) - s_{ifa4}(t) v_{fc}(t) \quad (126)$$

$$hist_{sv_{fa}}(t - \Delta t) = \frac{\Delta t}{2} sv_{fa}(t - \Delta t) + |s_{ifa2}(t)| intsv_{fa}(t - \Delta t) \quad (127)$$

$$intsv_{fa}(t) = \frac{\Delta t}{2} sv_{fa}(t) + hist_{sv_{fa}}(t - \Delta t) \quad (128)$$

$$i_{fa}(t) = s_{ifa1}(t) i_d(t) + \frac{|s_{ifa2}(t)|}{2L} intsv_{fa}(t) + \frac{s_{ifa2}(t)}{2} i_a(t) - \frac{s_{ifa5}(t)}{2} i_{dfa_{t0}} + \frac{s_{ifa6}(t)}{2} i_{dfb_{t0}} \quad (129)$$

Por exemplo, no caso da fase b , tem-se:

$$sv_b(t) = |s_{i_{b2}}(t)|v_b(t) - s_{i_{b3}}(t)v_c(t) - s_{i_{b4}}(t)v_a(t) \quad (130)$$

$$hist_{sv_b}(t - \Delta t) = \frac{\Delta t}{2}sv_b(t - \Delta t) + |s_{i_{b2}}(t)|intsv_b(t - \Delta t) \quad (131)$$

$$intsv_b(t) = \frac{\Delta t}{2}sv_b(t) + hist_{sv_b}(t - \Delta t) \quad (132)$$

$$i_b(t) = s_{i_{b1}}(t)i_d(t) + \frac{|s_{i_{b2}}(t)|}{2L}intsv_b(t) + \frac{s_{i_{b2}}(t)}{2}i_d(t) - \frac{s_{i_{b5}}(t)}{2}i_{db_{t0}} + \frac{s_{i_{b6}}(t)}{2}i_{dc_{t0}} \quad (133)$$

Para validar o cálculo da corrente CA instantânea foi simulado no PSCAD/EMTDC e no AnaHVDC o sistema apresentado no item 1 do Anexo III. Assim como nas validações anteriores, o sistema foi considerado com controle contante dos ângulos de disparo tanto do retificador como do inversor, e foi utilizado o PLL da Figura 34, tanto no PSCAD/EMTDC como no AnaHVDC.

Primeiro foi simulado o caso em regime permanente. A tensão CA na ponte retificadora é apresentada na Figura 86 e a corrente CC na Figura 87. Estas são as variáveis de entrada para cálculo da corrente CA. Posteriormente, na solução da rede CC, será apresentado como é realizado o cálculo da corrente CC. Embora as correntes CC não sejam coincidentes, sua diferença não é suficiente para causar diferenças significativas na corrente CA.

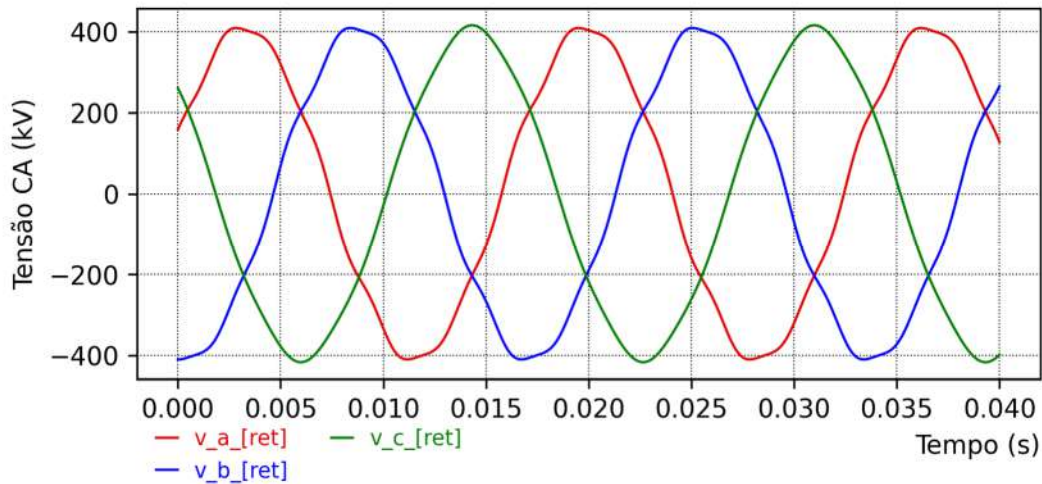


Figura 86 – Tensão CA na ponte retificadora.

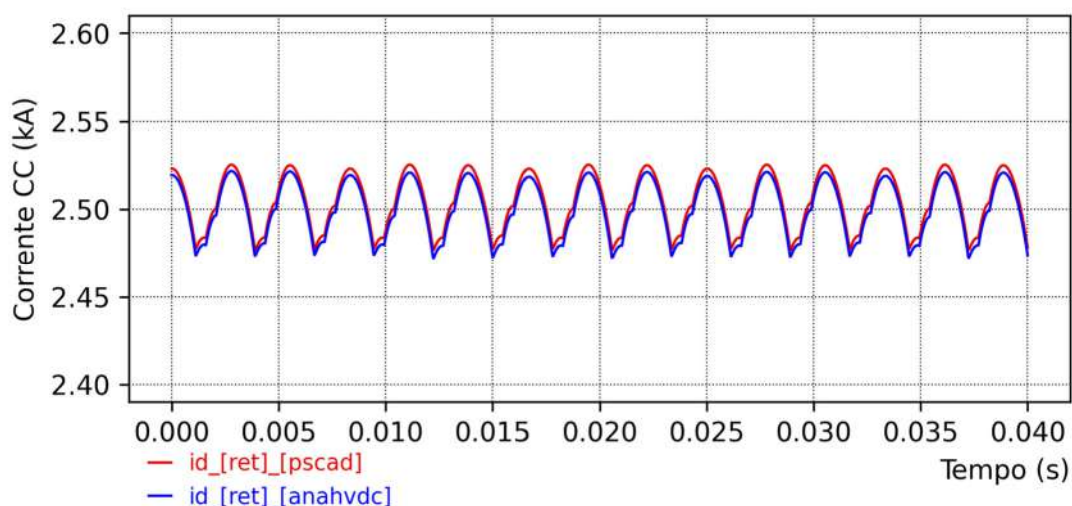


Figura 87 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A comparação das correntes CA, calculadas no secundário do transformador do retificador, é apresentada, para as fases a, b e c, respectivamente na Figura 88, Figura 89 e Figura 90. O resultado é coincidente.

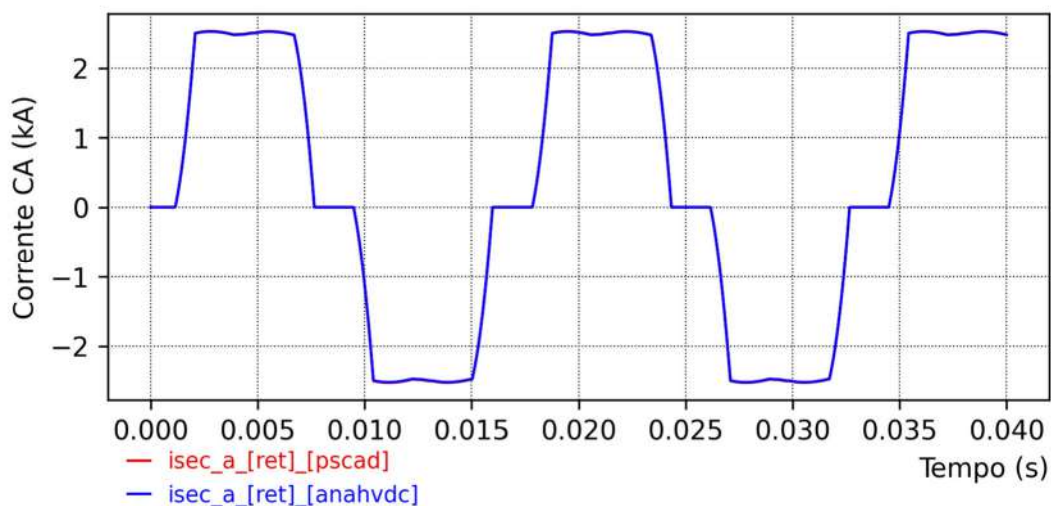


Figura 88 – Corrente CA na fase a no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

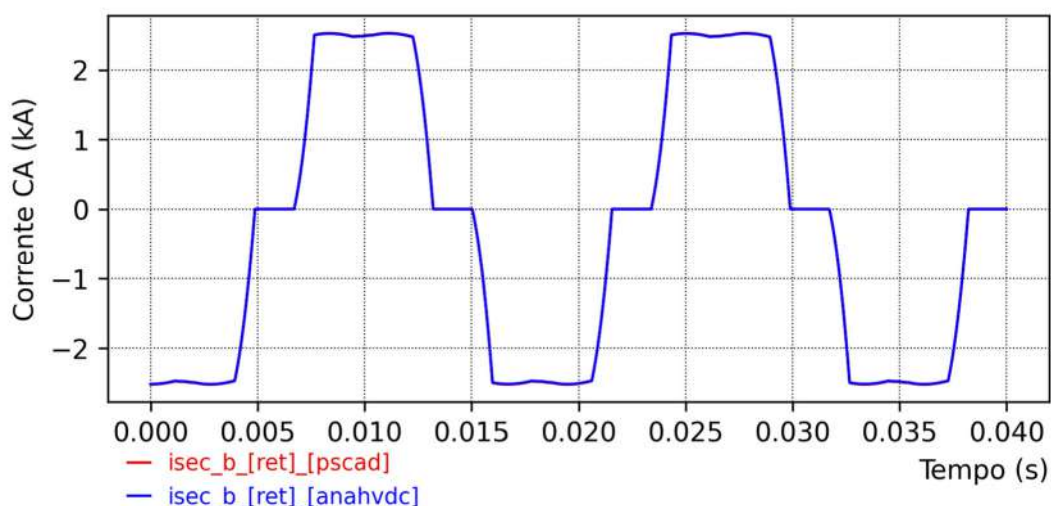


Figura 89 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

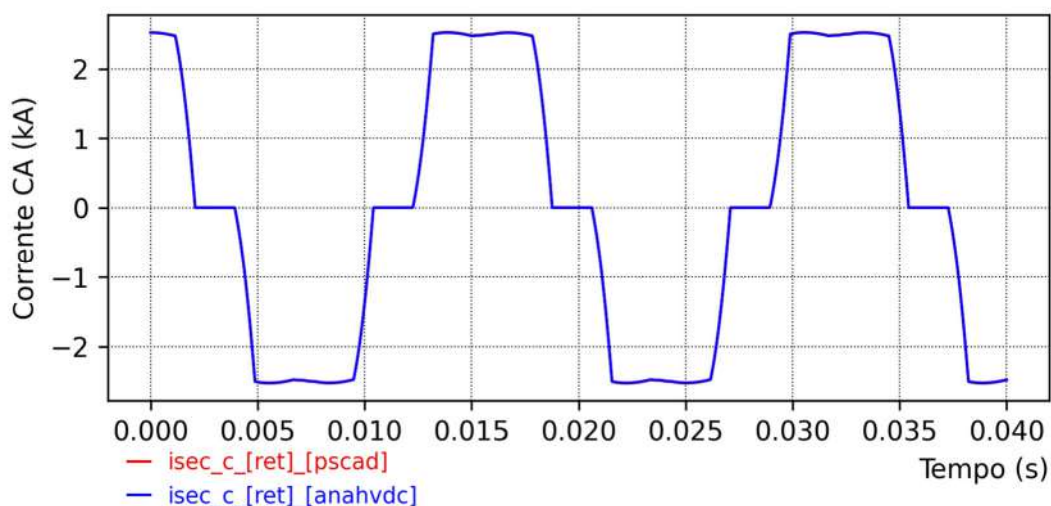


Figura 90 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A tensão CA na ponte inversora é apresentada na Figura 91 e a corrente CC na Figura 92. Como a rede CC deste sistema é um circuito RL, a corrente CC no inversor é a mesma corrente CC do retificador.

A comparação das correntes CA, calculadas no secundário do transformador do inversor, é apresentada, para as fases a, b e c, respectivamente na Figura 93, Figura 94 e Figura 95. Assim como as correntes do retificador, as correntes CA no inversor também são coincidentes.

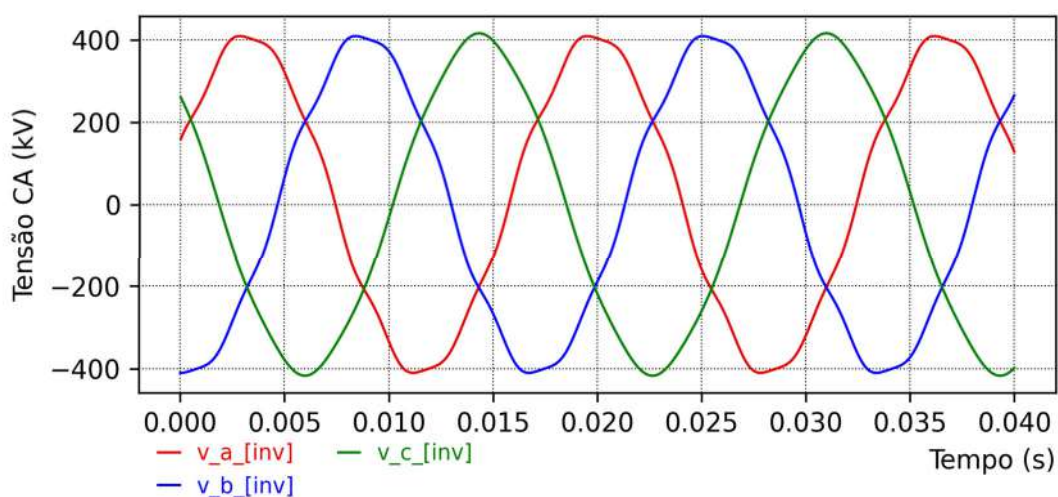


Figura 91 – Tensão CA na ponte inversora.

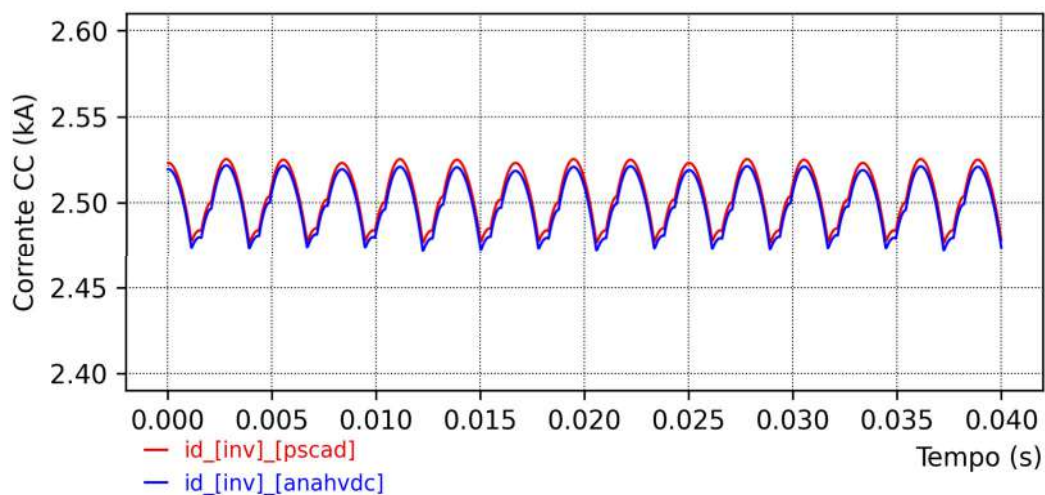


Figura 92 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

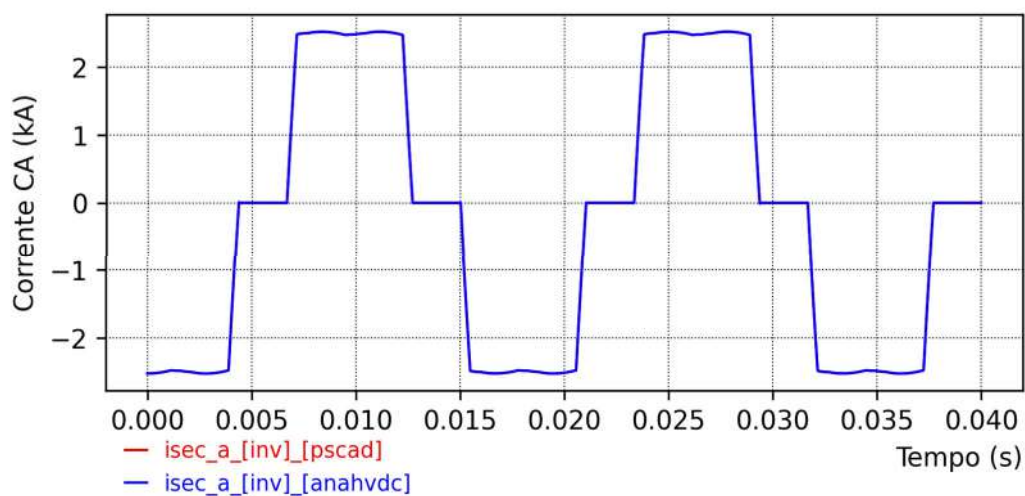


Figura 93 – Corrente CA na fase a no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

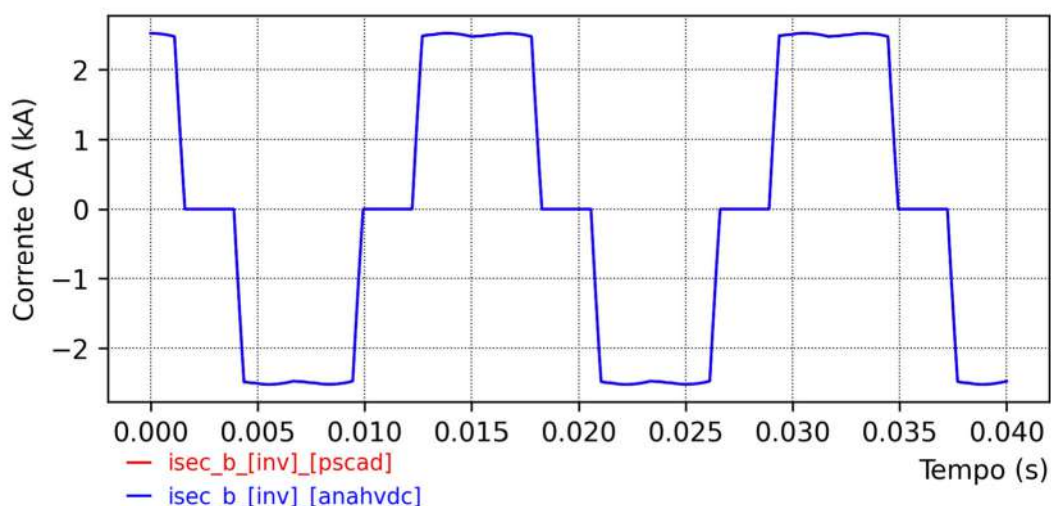


Figura 94 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

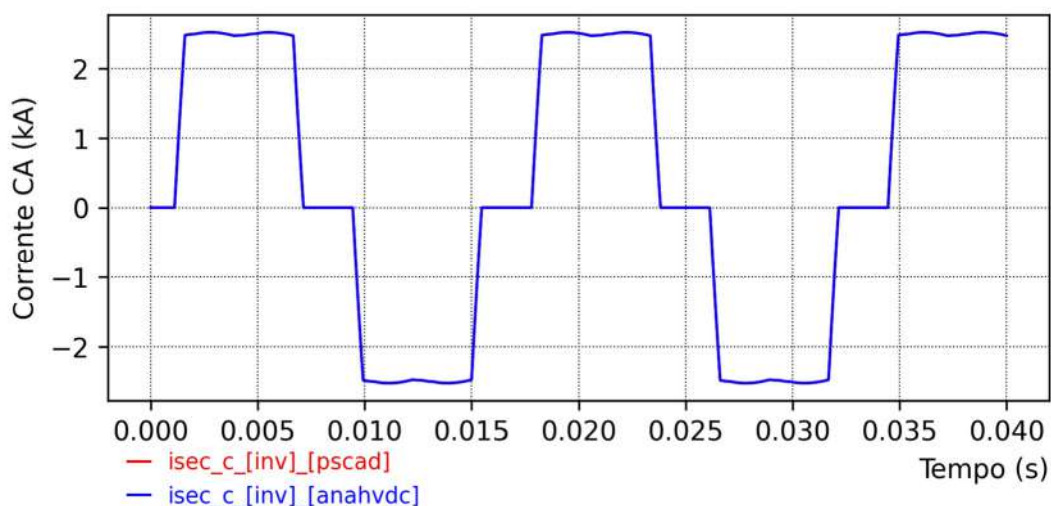


Figura 95 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

Após a comparação do caso em regime, é apresentada a simulação de um degrau de 250 kV (0,5pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da retificadora. A Figura 96 apresenta a tensão CA com o degrau aplicado em 0,05s.

A corrente CC é apresentada na Figura 97. Com o aumento da tensão CA no retificador, combinado com a ausência de um controle de corrente, tem-se o aumento da corrente CC transmitida. O gráfico apresenta formas de onda coincidentes.

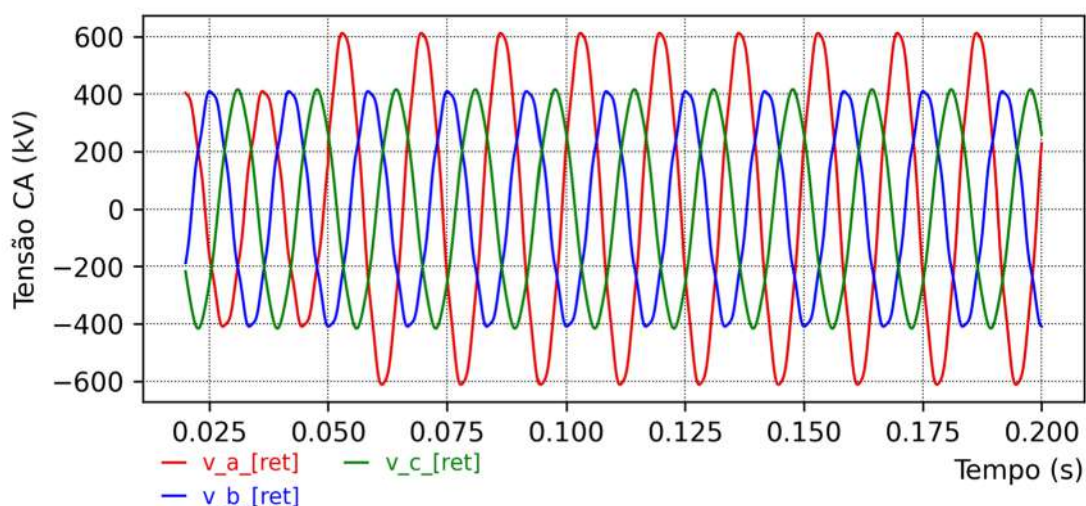


Figura 96 – Tensão CA na ponte retificadora.

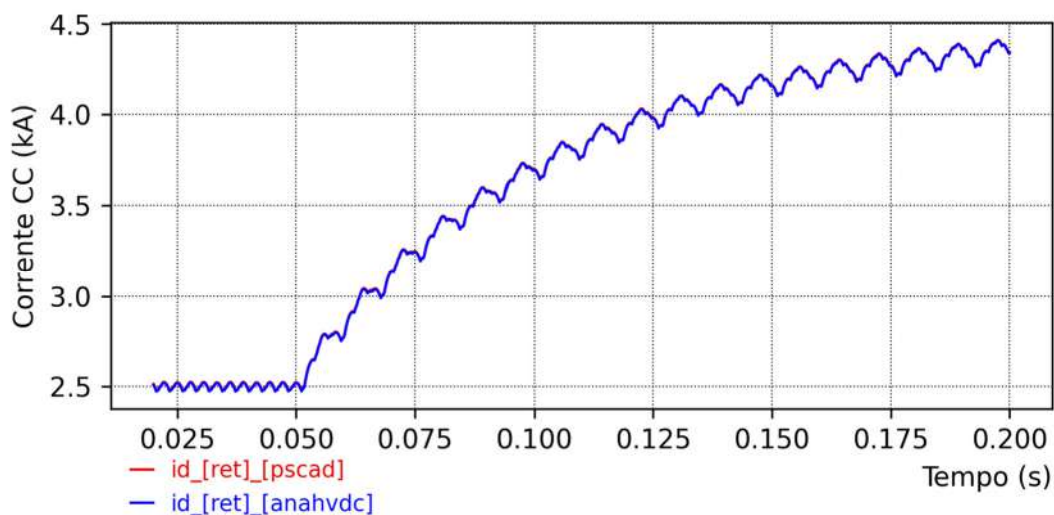


Figura 97 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

Da mesma forma que a corrente CC tem-se um aumento nas correntes CA. A comparação das correntes CA é apresentada na Figura 98, Figura 99 e Figura 100. Conforme mostrado as correntes CA são coincidentes.

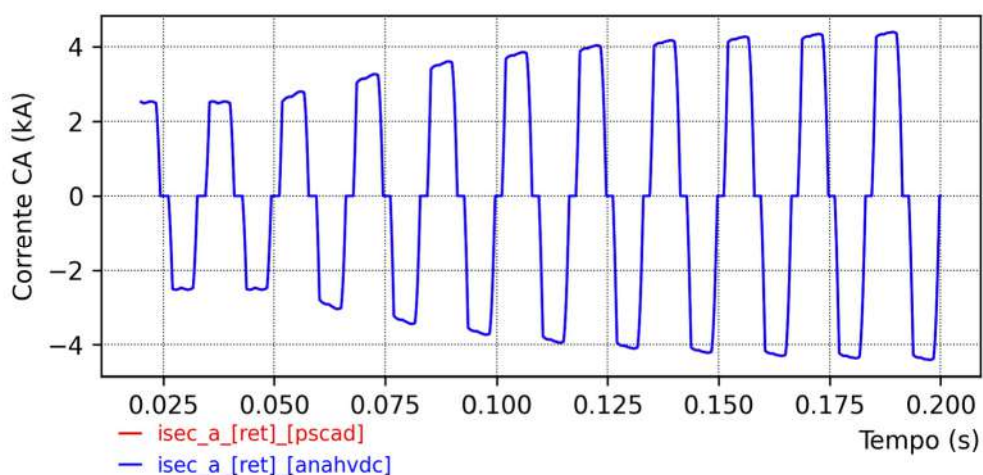


Figura 98 – Corrente CA na fase a no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

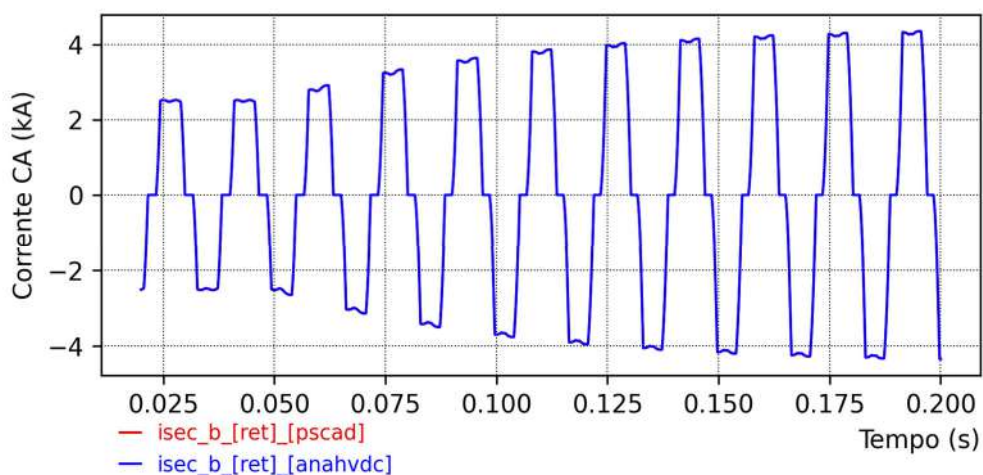


Figura 99 – Corrente CA na fase b no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

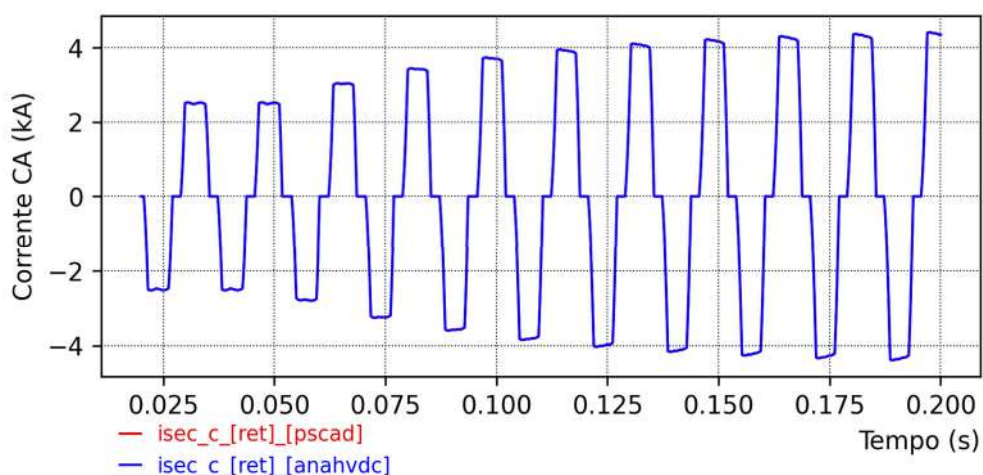


Figura 100 – Corrente CA na fase c no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

Após o degrau no retificador, é apresentada a simulação de um degrau de -125 kV (-0,25pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da inversora. A Figura 101 apresenta a tensão CA com o degrau aplicado em 0,05s.

A corrente CC é apresentada na Figura 102. Com a diminuição da tensão CA no inversor, combinado com a ausência de um controle de corrente, tem-se o aumento da corrente CC transmitida. O gráfico apresenta formas de onda equivalentes.

Da mesma forma que a corrente CC tem-se um aumento nas correntes CA. A comparação das correntes CA é apresentada na Figura 103, Figura 104 e Figura 105. Conforme mostrado as correntes CA são coincidentes.

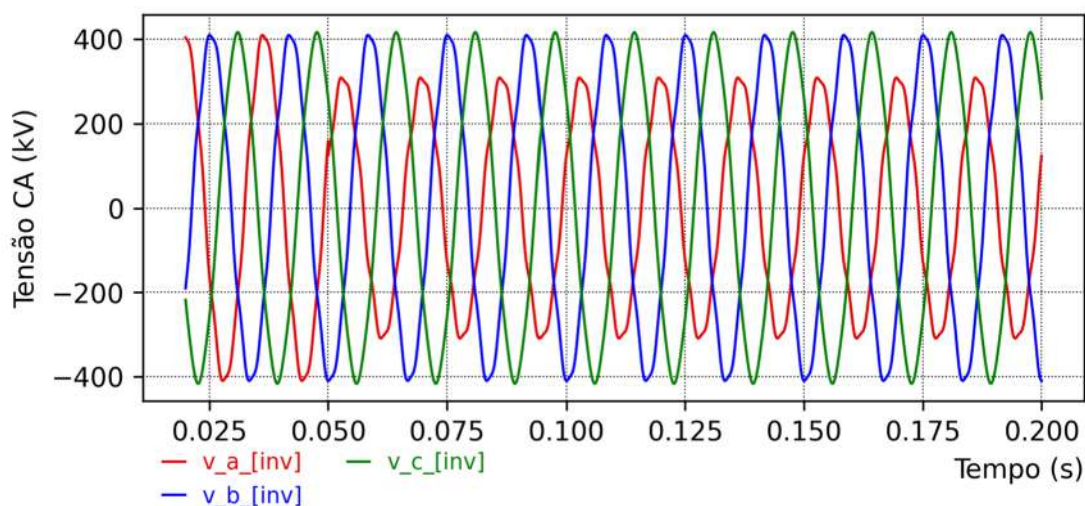


Figura 101 – Tensão CA na ponte inversora.

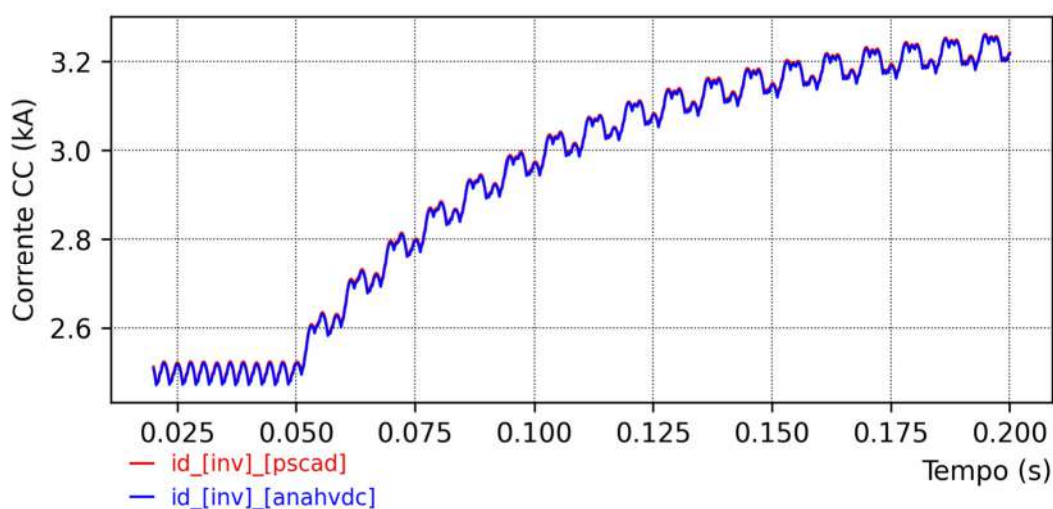


Figura 102 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

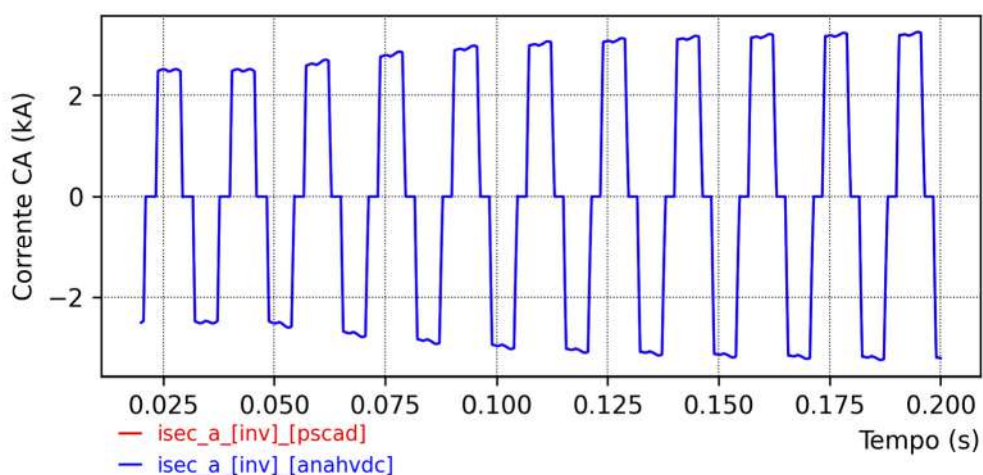


Figura 103 – Corrente CA na fase *a* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

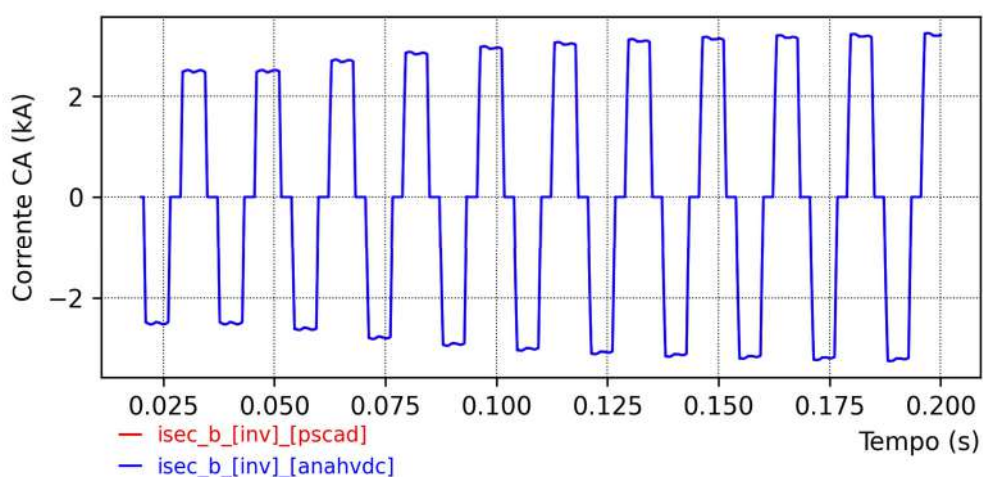


Figura 104 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

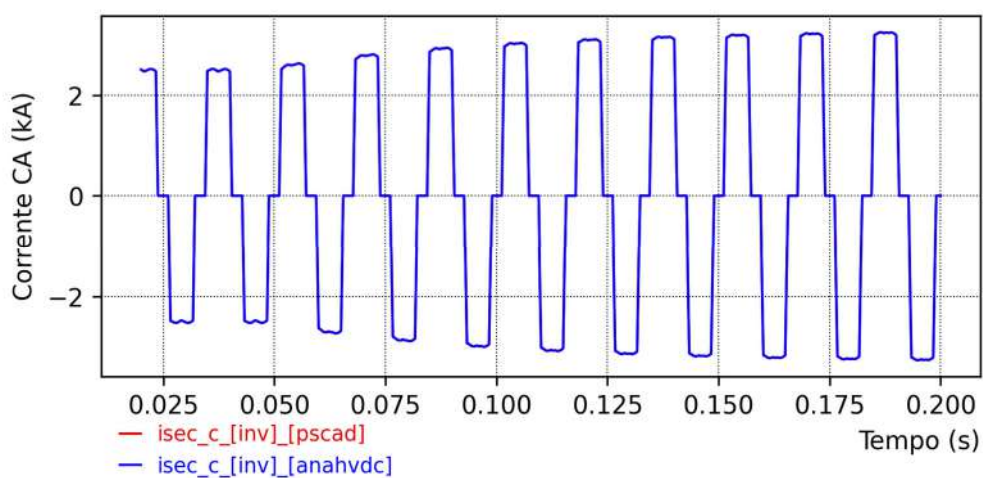


Figura 105 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

3.7 Equacionamento fasorial das correntes CA

Para o equacionamento fasorial da corrente CA utiliza-se um procedimento análogo ao da tensão CC, que será ilustrado com a corrente da fase a , cuja equação instantânea obtida a partir de (126)-(129) é apresentada a seguir:

$$sv_a(t) = |s_{i_{a2}}(t)|v_a(t) - s_{i_{a3}}(t)v_b(t) - s_{i_{a4}}(t)v_c(t) \quad (134)$$

$$hist_{sv_a}(t - \Delta t) = \frac{\Delta t}{2}sv_a(t - \Delta t) + |s_{i_{a2}}(t)|intsv_a(t - \Delta t) \quad (135)$$

$$intsv_a(t) = \frac{\Delta t}{2}sv_a(t) + hist_{sv_a}(t - \Delta t) \quad (136)$$

$$i_a(t) = s_{i_{a1}}(t)i_d(t) + \frac{|s_{i_{a2}}(t)|}{2L}intsv_a(t) + \frac{s_{i_{a2}}(t)}{2}i_d(t) - \frac{s_{i_{a5}}(t)}{2}i_{da_{t0}} + \frac{s_{i_{a6}}(t)}{2}i_{db_{t0}} \quad (137)$$

Pode-se então converter o equacionamento para o seu correspondente fasorial utilizando a propriedade de multiplicação da função de chaveamento pelos fasores dinâmicos harmônicos apresentada no Anexo IV, obtendo-se o seu equacionamento fasorial:

$$sv_a(t) = \bar{\mathbf{S}}_{i_{a2}}\mathbf{v}_a(t) - \mathbf{S}_{i_{a3}}(t)v_b(t) - \mathbf{S}_{i_{a4}}(t)v_c(t) \quad (138)$$

$$hist_{sv_a}(t - \Delta t) = \mathbf{C}sv_a(t - \Delta t) + \bar{\mathbf{S}}_{i_{a2}}[\mathbf{K}intsv_a(t - \Delta t)] \quad (139)$$

$$intsv_a(t) = \mathbf{C}sv_a(t) + hist_{sv_a}(t - \Delta t) \quad (140)$$

$$\tilde{\mathbf{i}}_a(t) = \mathbf{S}_{i_{a1}}\tilde{\mathbf{i}}_d(t) + \frac{1}{2L}\bar{\mathbf{S}}_{i_{a2}}intsv_a(t) + \frac{1}{2}\mathbf{S}_{i_{a2}}\tilde{\mathbf{i}}_d(t) - \frac{1}{2}i_{da_{t0}}\mathbf{S}_{i_{a5}}(t) + \frac{1}{2}i_{db_{t0}}\mathbf{S}_{i_{a6}}(t) \quad (141)$$

Onde: $\tilde{\mathbf{i}}_a(t)$ é o vetor de fasores dinâmicos harmônicos de $i_a(t)$, $\tilde{\mathbf{i}}_d(t)$ de $i_d(t)$. As matrizes $\mathbf{S}_{i_{a1}}$, $\bar{\mathbf{S}}_{i_{a2}}$, $\mathbf{S}_{i_{a2}}$ são formadas respectivamente dos vetores $s_{i_{a1}}(t)$, $|s_{i_{a2}}(t)|$, $s_{i_{a2}}(t)$ para realizar a multiplicação fasorial apresentado no Anexo IV. Os vetores $\mathbf{S}_{i_{a5}}(t)$ e $\mathbf{S}_{i_{a6}}(t)$ são as séries de Fourier de $s_{i_{a5}}(t)$ e $s_{i_{a6}}(t)$. O vetor $intsv_a(t)$ é o resultado da integração fasorial, onde $\mathbf{C}$ e $\mathbf{K}$ são matrizes diagonais contendo em cada elemento de

ordem harmônica h , os complexos C_h e K_h , respectivamente, conforme apresentada no Anexo IV, dados por:

$$C_h = \frac{\frac{\Delta t}{2}}{1 + jh\omega \frac{\Delta t}{2}} \quad (142)$$

$$K_h = \frac{1 - jh\omega \frac{\Delta t}{2}}{1 + jh\omega \frac{\Delta t}{2}} \quad (143)$$

Conforme apresentado no Anexo IV, sendo $y(t)$ a integral de uma variável $u(t)$, obtém-se as seguintes relações entre os seus correspondentes fasores dinâmicos harmônicos $\tilde{Y}_h(t)$ e $\tilde{U}_h(t)$:

$$\tilde{Y}_h(t) = C_h \tilde{U}_h(t) + \text{hist}_{\tilde{Y}_h}(t - \Delta t) \quad (144)$$

$$\text{hist}_{\tilde{Y}_h}(t - \Delta t) = C_h \tilde{U}_h(t - \Delta t) + K_h \tilde{Y}_h(t - \Delta t) \quad (145)$$

Para validar o cálculo da corrente CA fasorial foi simulado no AnaHVDC o sistema apresentado no item 1 do Anexo III, o mesmo utilizado na validação da corrente CA instantânea. Novamente, o sistema foi considerado com controle contante dos ângulos de disparo tanto do retificador como do inversor, e foi utilizado o PLL da Figura 34.

Primeiro foi simulado o caso em regime permanente. Para validação da corrente CA fasorial é feita sua comparação com a corrente CA instantânea, a qual já foi validada em relação ao PSCAD/EMTDC.

A Figura 106 apresenta a comparação da corrente CA fasorial (sufixo [fdh]) com a corrente CA instantânea (sufixo [inst]), ambas calculadas do lado do retificador e na fase a . Neste caso é considerado um harmônico CA máximo $h_{ca(\max)} = 13$ e um step de 2, ou seja, além do valor fundamental ($h_{ca} = 1$), são considerados os harmônicos ímpares de ordem 3, 5, 7, 9, 11 e 13.

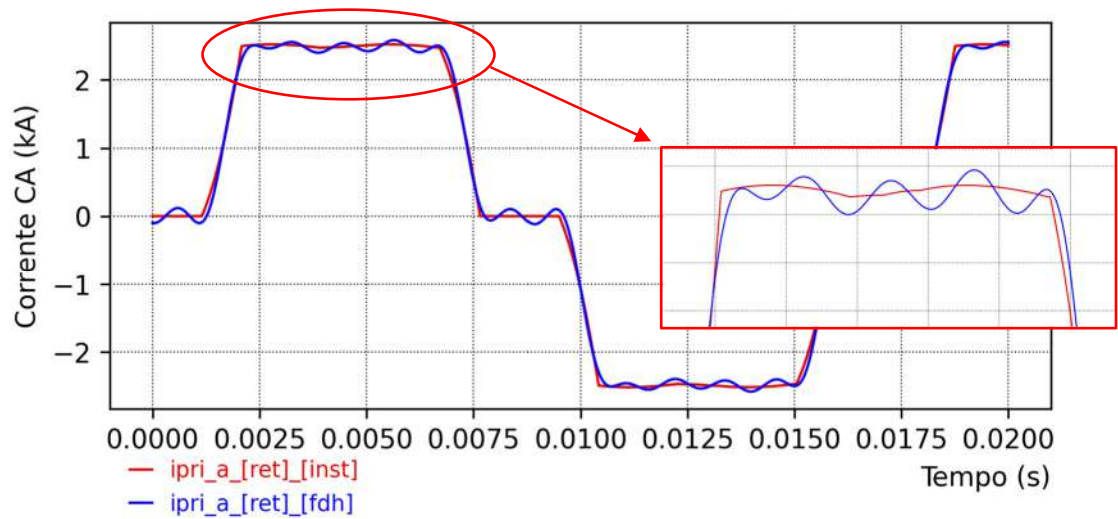


Figura 106 – Corrente CA da fase *a* no retificador, $h_{ca(max)} = 13$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

A Figura 107 apresenta a mesma comparação utilizando $h_{ca(max)} = 49$, e a Figura 108 um $h_{ca(max)} = 385$. Quanto maior a ordem harmônica CA utilizada no cálculo da série de Fourier das funções de chaveamento e no próprio cálculo da corrente CA, maior a aderência da forma de onda da corrente fasorial com a instantânea.

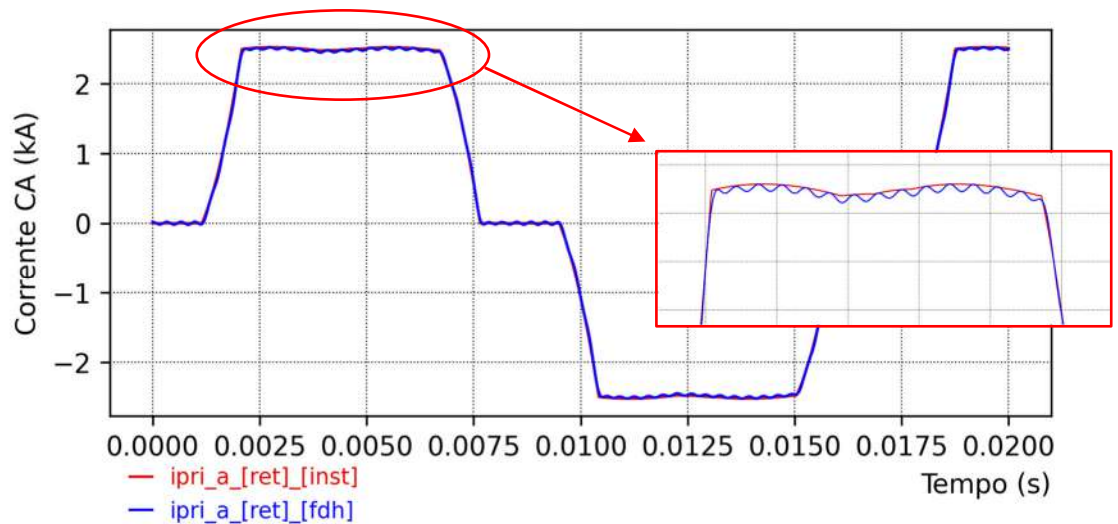


Figura 107 – Corrente CA da fase *a* no retificador, $h_{ca(max)} = 49$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

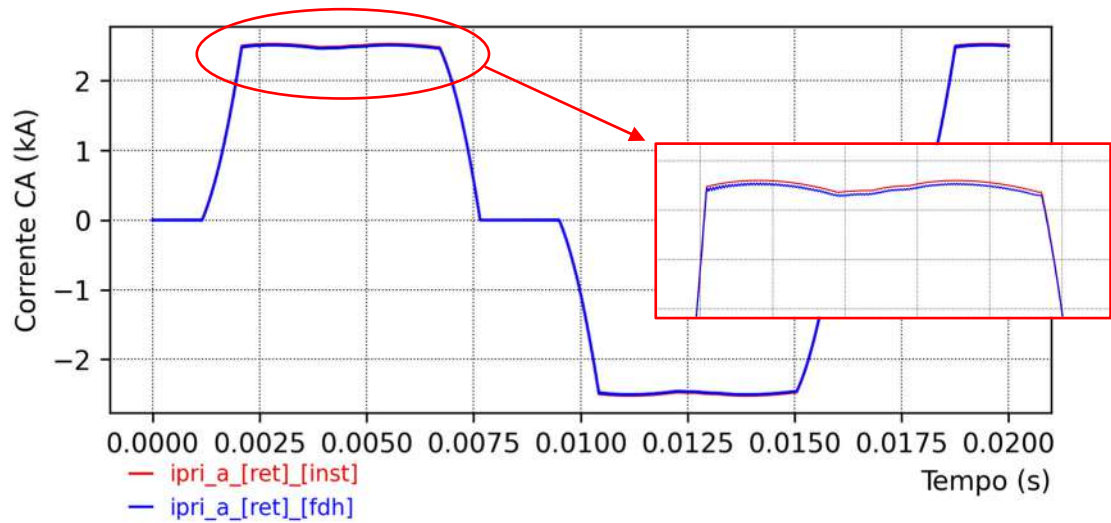


Figura 108 – Corrente CA da fase a no retificador, $h_{ca(max)} = 385$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

O tempo computacional para variação da ordem harmônica é apresentado na Tabela 5 pois o caso utilizado nesta análise é o mesmo da validação da tensão CC fasorial.

Depois foi simulado um degrau de 250 kV (0,5pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase a da fonte CA do lado da retificadora. A Figura 109 apresenta a corrente CA da fase a com o degrau aplicado em 0,05s. São apresentados resultados somente para o caso de $h_{ca(max)} = 49$.

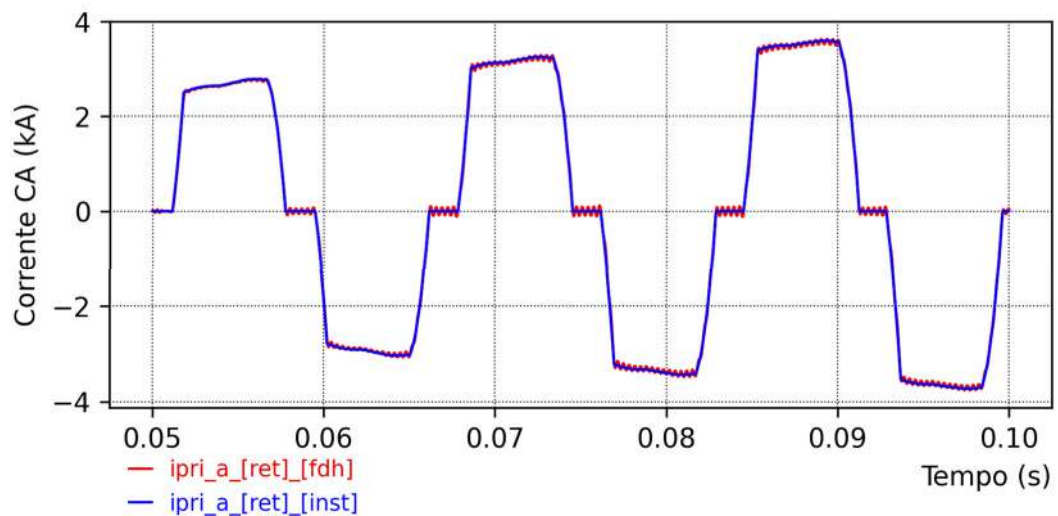


Figura 109 – Corrente CA da fase a no retificador, $h_{ca(max)} = 49$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

As correntes das fases *b* e *c* são apresentadas, respectivamente, na Figura 110 e Figura 111. Todas as correntes fasoriais apresentam bastante aderência as correntes instantâneas.

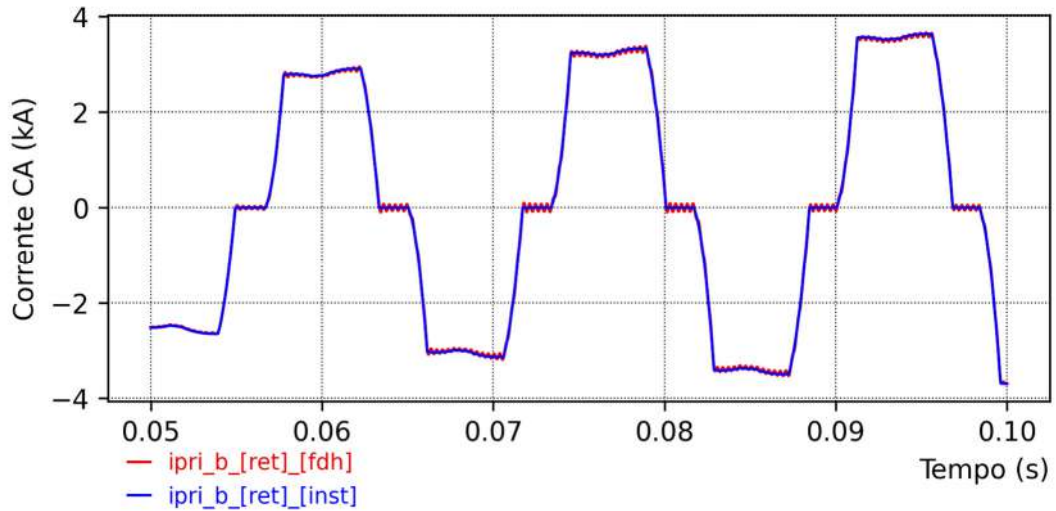


Figura 110 – Corrente CA da fase *b* no retificador, $h_{ca(max)} = 49$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

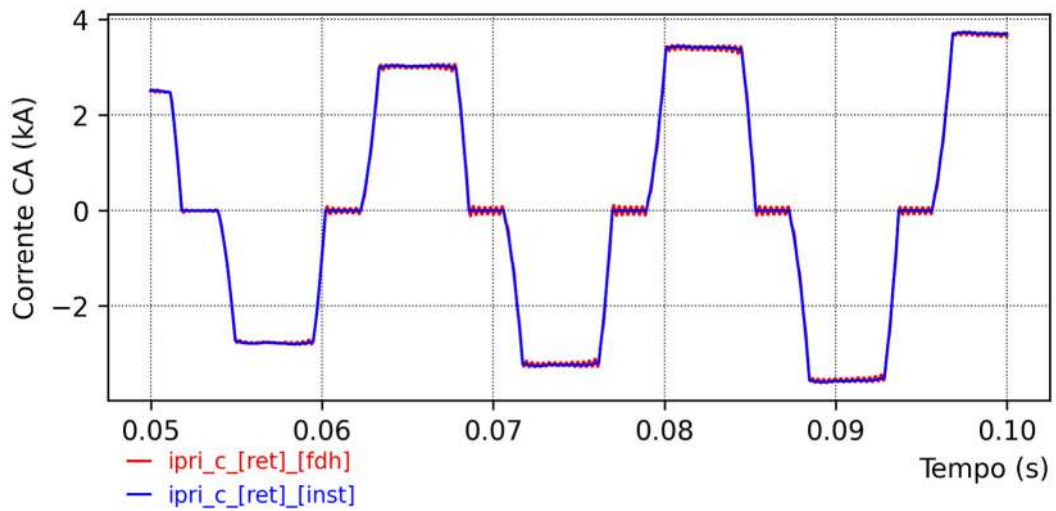


Figura 111 – Corrente CA da fase *c* no retificador, $h_{ca(max)} = 49$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

Depois foi simulado um degrau de -125 kV (-0,25pu) no valor RMS da tensão fundamental da fase *a* da fonte CA do lado da inversora. As correntes das fases *a*, *b* e *c* são apresentadas, respectivamente, na Figura 112, Figura 113 e Figura 114. São apresentados resultados somente para o caso de $h_{ca(max)} = 49$.

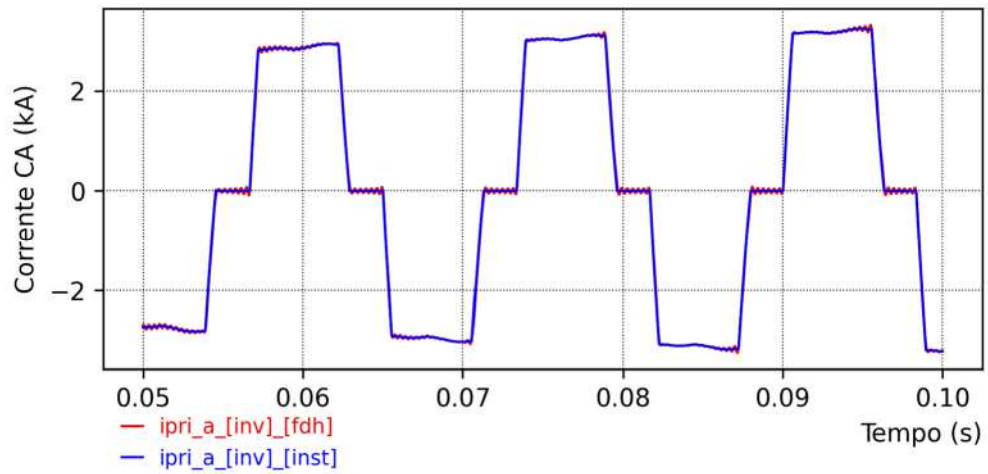


Figura 112 – Corrente CA da fase *a* no inversor, $h_{ca(max)} = 49$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

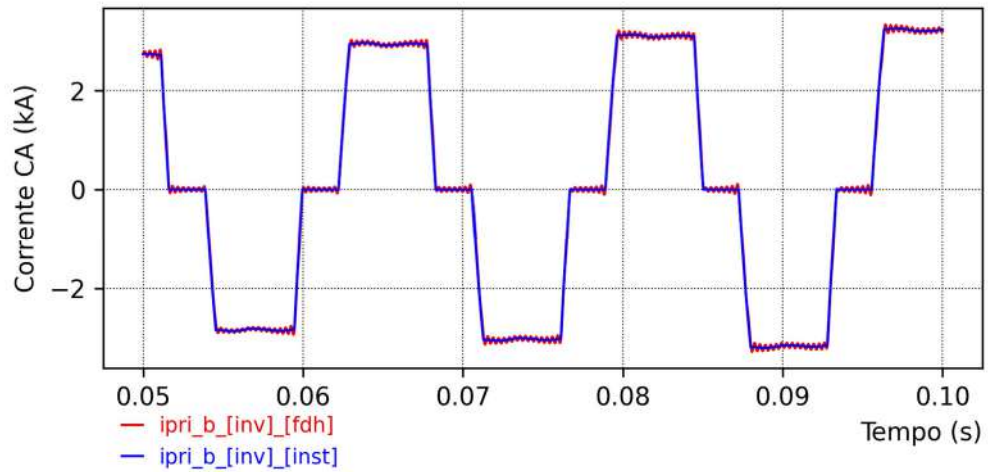


Figura 113 – Corrente CA da fase *b* no inversor, $h_{ca(max)} = 49$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

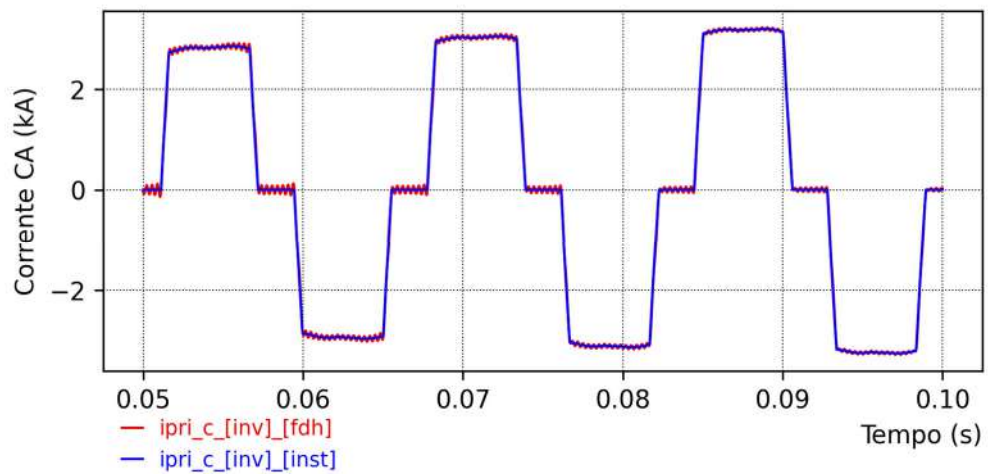


Figura 114 – Corrente CA da fase *c* no inversor, $h_{ca(max)} = 49$, $h_{ca(step)} = 2$ (AnaHVDC_{INST} x AnaHVDC_{FDH}).

3.8 Modelagem do PLL e do ângulo de disparo

Para o cálculo da tensão CC e das correntes CA é necessário a definição das funções de chaveamento apresentadas em 3.3 e 3.6 e de suas séries de Fourier apresentadas em 3.4 e 3.7.

Para isso é necessário o cálculo dos ângulos de referência das funções de chaveamento aqui destacados:

$$\theta_a(t) = \omega t - \alpha(t) + \theta_{PLL}(t) \quad (146)$$

$$\theta_b(t) = \omega t - \alpha(t) + \theta_{PLL}(t) - \frac{2\pi}{3} \quad (147)$$

$$\theta_c(t) = \omega t - \alpha(t) + \theta_{PLL}(t) + \frac{2\pi}{3} \quad (148)$$

Onde o ângulo de disparo α é determinado pelo controle do elo e corresponde ao tempo da passagem por zero da tensão sobre o tiristor até o instante do disparo. O ângulo da passagem da tensão por zero θ_{PLL} será determinado pelo PLL.

O PLL utilizado no modelo do elo CCAT com harmônicos é mostrado na Figura 115 e corresponde a uma versão modificada do PLL presente na versão 5 do PSCAD/EMTDC [54] apresentado na Figura 116. Nestes PLL v_a , v_b e v_c são as tensões trifásicas de entrada, k_p e k_i são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral, a função $\tan^{-1}\left(\frac{v_q}{v_d}\right)$ retorna o ângulo do número complexo $v_d + jv_q$ e a matriz (149) apresenta a transformada de Park.

No PLL utilizado no PSCAD/EMTDC o ângulo varia em rampa e no modelo desenvolvido este ângulo é medido em relação a uma referência síncrona ωt . Na prática isto não produz diferenças nos resultados.

Como o AnaHVDC utiliza referência cosseno nas tensões CA é preciso somar 90° no sinal θ_{offset} do PLL. Além disso, o PLL deve ser sincronizado com a tensão CA fase-

fase, tensão sobre as válvulas no momento do disparo, portanto é necessário somar -30° no sinal θ_{offset} .

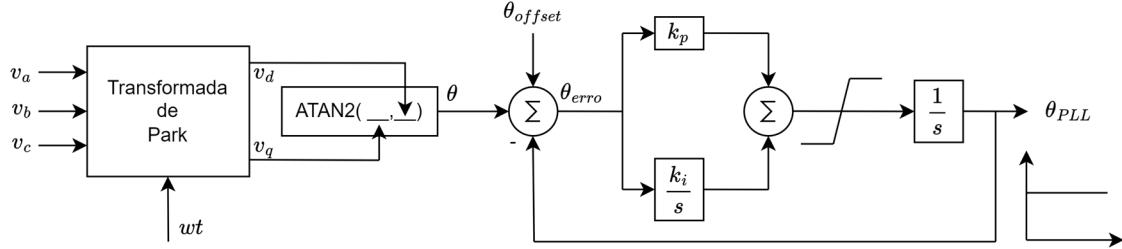


Figura 115 – Diagrama de blocos do *Phase-Locked Loop* utilizado para o modelo fasorial do elo CCAT.

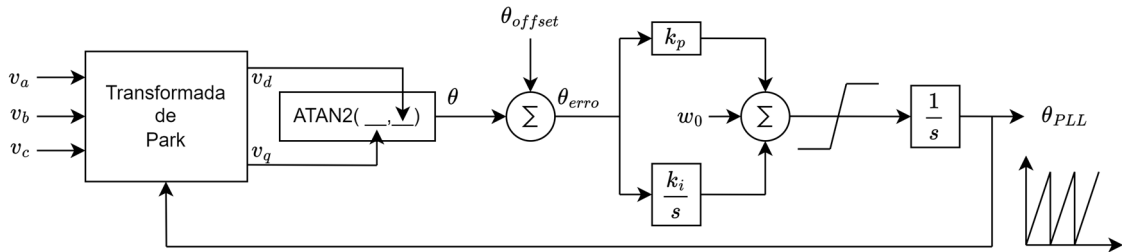


Figura 116 – Diagrama de blocos do *Phase-Locked Loop* [54].

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (149)$$

Em (149) os valores instantâneos das tensões trifásicas são obtidos a partir dos fasores dinâmicos harmônicos pelas relações:

$$v_a(t) = \sum_h (V_{ah_{re}}(t) \cos(h\omega t) - V_{ah_{im}}(t) \sin(h\omega t)) \quad (150)$$

$$v_b(t) = \sum_h (V_{bh_{re}}(t) \cos(h\omega t) - V_{bh_{im}}(t) \sin(h\omega t)) \quad (151)$$

$$v_c(t) = \sum_h (V_{ch_{re}}(t) \cos(h\omega t) - V_{ch_{im}}(t) \sin(h\omega t)) \quad (152)$$

Considerando os harmônicos das tensões trifásicas o ângulo θ obtido possuirá componentes harmônicas. Para que o ângulo seja constante em regime permanente adotou-se uma média utilizando os fasores de tensões trifásicas do instante t ao longo de meio período de frequência fundamental. Com isso a inicialização em regime permanente pode ser realizada com valores constantes dos fasores.

Sendo:

$$\theta(t) = \frac{\sum_{\sigma=0}^{\sigma=\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\bar{v}_q(t, \sigma)}{\bar{v}_d(t, \sigma)} \right]}{np} \quad (153)$$

Onde: np é o número de pontos utilizado para cálculo da média no intervalo de 0 a π .

E $\bar{v}_q(t, \sigma)$ e $\bar{v}_d(t, \sigma)$ são dados por:

$$\bar{v}_q(t, \sigma) = \frac{2}{3} \left[\bar{v}_a(t, \sigma) \cos(\theta) + \bar{v}_b(t, \sigma) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \bar{v}_c(t, \sigma) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (154)$$

$$\bar{v}_d(t, \sigma) = \frac{2}{3} \left[\bar{v}_a(t, \sigma) \sin(\theta) + \bar{v}_b(t, \sigma) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \bar{v}_c(t, \sigma) \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (155)$$

E $\bar{v}_a(t, \sigma)$, $\bar{v}_b(t, \sigma)$ e $\bar{v}_c(t, \sigma)$ são obtidos a partir dos coeficientes dos fasores dinâmicos calculados em t :

$$\bar{v}_a(t, \sigma) = \sum_h (V_{ah_{re}}(t) \cos(h\sigma) - V_{ah_{im}}(t) \sin(h\sigma)) \quad (156)$$

$$\bar{v}_b(t, \sigma) = \sum_h (V_{bh_{re}}(t) \cos(h\sigma) - V_{bh_{im}}(t) \sin(h\sigma)) \quad (157)$$

$$\bar{v}_c(t, \sigma) = \sum_h (V_{ch_{re}}(t) \cos(h\sigma) - V_{ch_{im}}(t) \sin(h\sigma)) \quad (158)$$

Onde $\bar{v}_a(t, \sigma)$ é parecida com a tensão $v_a(t)$ da fase a , com a diferença que ao invés de usar a fases ωt nas funções seno e cosseno, utiliza uma fase σ . No cálculo da média essa função varia de 0 a 180°.

Sendo o equacionamento do PLL dado por:

$$\begin{aligned}
 \theta_{erro}(t) &= \theta(t) - \theta_{pll}(t) + \theta_{offset} \\
 x_2(t) &= \frac{k_i}{s} \theta_{erro}(t) \\
 \theta_{pll}(t) &= \frac{1}{s} (x_2(t) + k_p) \theta_{erro}(t)
 \end{aligned} \tag{159}$$

Resolvendo esse sistema de equações pelo método trapezoidal tem-se:

$$\begin{aligned}
 \theta_{erro}(t) &= \theta(t) - \theta_{pll}(t) + \theta_{offset} \\
 x_2(t) &= \frac{\Delta t}{2} k_i \theta_{erro}(t) + Hist1(t - \Delta t) \\
 \theta_{pll}(t) &= \frac{\Delta t}{2} x_2(t) + \frac{\Delta t}{2} k_p \theta_{erro}(t) + Hist2(t - \Delta t)
 \end{aligned} \tag{160}$$

Onde:

$$\begin{aligned}
 Hist1(t - \Delta t) &= x_2(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} k_i \theta_{erro}(t - \Delta t) \\
 Hist2(t - \Delta t) &= \frac{\Delta t}{2} x_2(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} k_p \theta_{erro}(t - \Delta t) + \theta_{pll}(t - \Delta t)
 \end{aligned} \tag{161}$$

Para validar a dinâmica do PLL foi aplicado uma variação de ângulo na tensão da fase *a* conforme mostrado na Figura 117.

Verifica-se no gráfico uma boa coerência entre as duas curvas de θ_{pll} , contudo existe uma diferença dinâmica explicada pela não consideração dos harmônicos no ângulo θ .

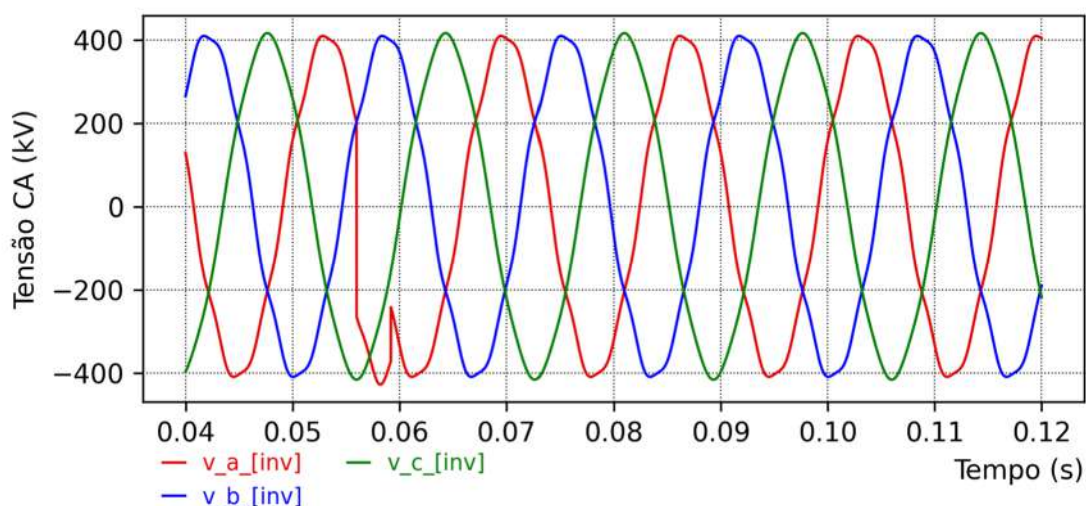


Figura 117 – Tensão CA na ponte retificadora.

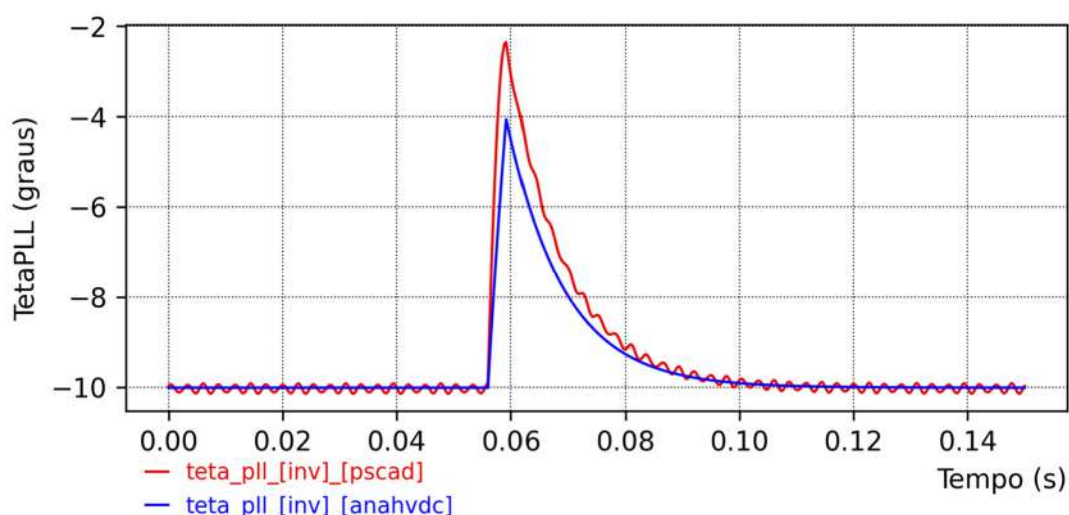


Figura 118 – Ângulo de saída do PLL (PSCAD x AnaHVDC).

Mais adiante será levado em consideração a introdução de componentes harmônicas no ângulo de PLL a partir de certo instante da simulação, e as diferenças apresentadas serão eliminadas. Assim o programa é inicializado com os ângulos constantes e somente após este instante passa a variar no tempo.

3.8.1 Modelagem do ângulo de comutação

Um dos grandes diferenciais do modelo é o equacionamento do ângulo de comutação μ . De forma geral, os modelos até então propostos na literatura utilizam-se de

fórmulas algébricas de regime permanente para o cálculo de μ . Neste trabalho, será considerado o cálculo de μ a partir da integral da tensão CA.

Essa integração utiliza como ponto inicial o disparo da válvula, quando a corrente da fase $i_f(t)$ é nula, até o instante em que a corrente de fase atinge o valor de $i_d(t)$ ($i_f(t) = i_d(t)$), no caso de uma comutação normal, ou o valor 0 ($i_f(t) = 0$), no caso de uma falha de comutação. Este método considera os harmônicos presentes na corrente CC e os efeitos da dinâmica Ldi/dt da corrente CA causado pelo termo diferencial da indutância do transformador do conversor durante a comutação, além de possível desbalanço, calculando um ângulo de comutação por fase.

Para melhor ilustrar, a seguinte figura apresenta a corrente do lado do secundário do transformador em operação normal, onde, antes da válvula de cima ser disparada (válvula 1), a corrente CA é nula e, a partir do disparo, começa subir até atingir a corrente CC $i_d(t)$. A diferença entre os instantes de tempo do final e início da comutação, multiplicado pela frequência angular do sistema, define o ângulo de comutação μ_a da fase a (período de 0,007 s). Em seguida, quando a válvula 3 é disparada entre 0,012 s e 0,013 s, haverá a perda de corrente na válvula 1 e um aumento de corrente na válvula 3 até o final da comutação, que em operação normal, zera a corrente da válvula 1 e, conseqüentemente, a corrente da fase a e a fase b assume a corrente CC após a comutação. Esta diferença de tempo da comutação define o ângulo de comutação μ_a .

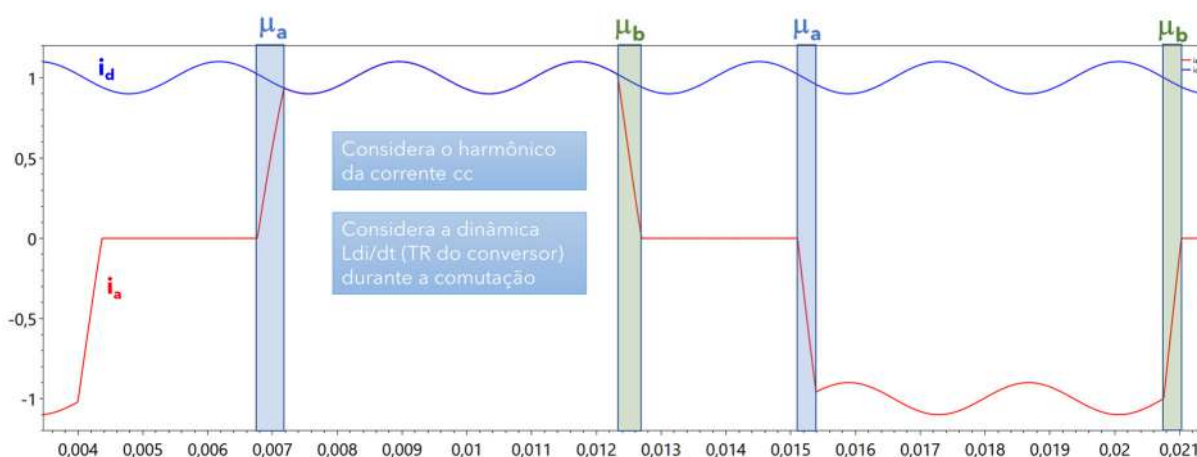


Figura 119 – Gráfico da corrente CA para definição do ângulo de comutação.

Pelo que foi apresentado, considerando um regime permanente, onde os sinais são periódicos, o ângulo de comutação de cada fase pode ser medido no final de cada comutação, e este valor será constante em regime permanente trifásico balanceado e, portanto, pode ser assumido constante em qualquer instante, embora o mesmo só seja diretamente calculado nos instantes de final de comutação.

Para o período transitório, o ângulo de comutação vai variar e do ponto de vista instantâneo, só poderia ser calculado e atualizado no final de uma comutação. É, portanto, uma grandeza de natureza discreta pelo menos do ponto de vista de modelagem instantânea.

Para melhor ilustrar essa natureza discreta, foi criado um diagrama de blocos no PSCAD para medição desse ângulo de comutação μ .

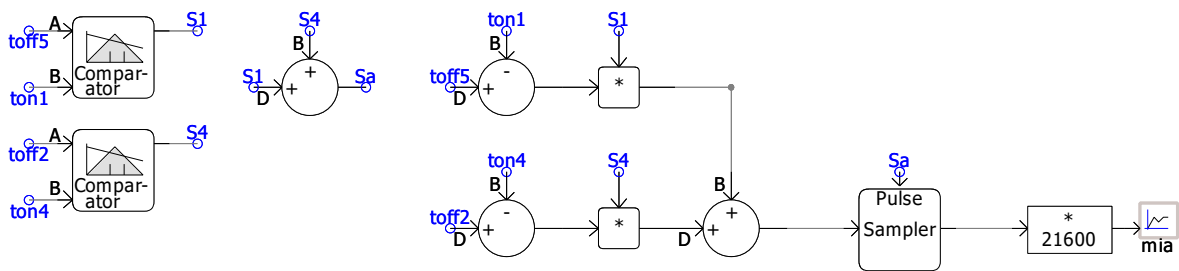


Figura 120 – Diagrama de blocos do PSCAD para cálculo do ângulo de comutação.

Quando o tempo de bloqueio da válvula 5 fica maior que o tempo de disparo da válvula 1 o comparador torna S1 e Sa iguais a 1 e é feita a amostragem dessa diferença que multiplicada por 21.600 (frequência angular $\omega = 2\pi 60$ multiplicado pela constante de conversão $180/\pi$ de radianos para graus) fornece o ângulo de comutação no PSCAD μ_a . Deve-se ressaltar que essa medição só é válida no caso de operação normal quando a válvula 1 comuta com a 5. A mesma medição é feita para a válvula 4 da fase *a* que comuta com a 2, que também está apresentada na figura.

No caso do modelo fasorial, considera-se inicialmente um instante de tempo t que corresponde a um fim de comutação. Neste instante, o ângulo de comutação é dado pela solução da integral definida da tensão CA com t variando de t_0 a t , onde t_0 é o instante em que houve o disparo e t é o instante atual onde considerou-se que está ocorrendo um fim de

comutação, conforme o circuito de disparo utilizado no cálculo da corrente CA instantânea:

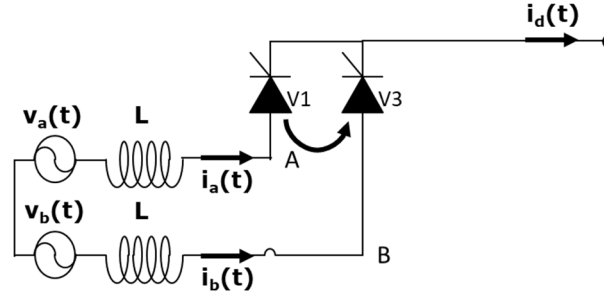


Figura 121 – Representação esquemática do circuito de comutação entre as válvulas 1 e 3.

A mesma fórmula da corrente CA pode ser aqui utilizada para definição do ângulo de disparo:

$$i_b(t) = \frac{1}{2L} \int_{t_0}^t (v_b(t) - v_a(t)) dt + \frac{1}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} i_d(t_0) \quad (162)$$

No final da comutação a corrente $i_b(t)$ da fase b será igual a $i_d(t)$, logo substituindo $i_b(t) = i_d(t)$, tem-se:

$$\int_{t_0}^t (v_b(t) - v_a(t)) dt = L[i_d(t) + i_d(t_0)] \quad (163)$$

Calcula-se então t_0 que faz com que a integral da tensão CA entre as fases envolvidas na comutação iguale o termo da direita que depende da indutância do transformador e das correntes no disparo e no final da comutação. Por fim, o ângulo de comutação da fase b é dado por:

$$\bar{\mu}_b = \omega(t - t_0) \quad (164)$$

Este procedimento permite calcular o ângulo de comutação a cada final de comutação. No entanto, para o modelo fasorial é importante um cálculo contínuo desse ângulo uma vez que ele é utilizado como parâmetro das funções de chaveamento da tensão CC e corrente CA. Para tanto, será utilizado os últimos fasores calculados considerando que em t está ocorrendo um final de comutação. As tensões trifásicas escritas em função das partes real e imaginária dos fasores dinâmicos harmônicos estão apresentadas em (149)-(151), para melhor compreensão, a tensão da fase a é repetida a seguir:

$$v_a(t) = \sum_h (V_{ah_{re}}(t) \cos(h\omega t) - V_{ah_{im}}(t) \sin(h\omega t)) \quad (165)$$

Nesta equação, a tensão varia senoidalmente para cada t , varrendo as diversas fases de 0 a 360°. O ângulo de um final de comutação é dado por:

$$\omega\tau_f = \alpha(t - \frac{\bar{\mu}_a(t)}{\omega}) - \theta_{PLL}(t - \frac{\bar{\mu}_a(t)}{\omega}) + \bar{\mu}_a(t) \quad (166)$$

Onde $\bar{\mu}_a$ é o ângulo de comutação referente a um disparo passado realizado em:

$$\omega\tau_0 = \alpha(t - \frac{\bar{\mu}_a(t)}{\omega}) - \theta_{PLL}(t - \frac{\bar{\mu}_a(t)}{\omega}) \quad (167)$$

Pode-se então escrever a integral (163) em função destes limites de integração, com os fasores de tensão ajustados para o tempo t , ou seja:

$$\int_{\tau_0}^{\tau_f} (v_b(\tau) - v_a(\tau)) d\tau = L[i_d(t) + i_d(\tau_0)] \quad (168)$$

Onde:

$$v_a(\tau) = \sum_h (V_{ah_{re}}(t + \tau - \tau_f) \cos(h\omega\tau) - V_{ah_{im}}(t + \tau - \tau_f) \sin(h\omega\tau)) \quad (169)$$

$$v_b(\tau) = \sum_h (V_{bh_{re}}(t + \tau - \tau_f) \cos(h\omega\tau) - V_{bh_{im}}(t + \tau - \tau_f) \sin(h\omega\tau)) \quad (170)$$

Percebe-se que o ajuste foi realizado corretamente pois no limite final de integração os fasores estão calculados para o tempo atual t , e as fases do cosseno e seno foram variadas desde o ângulo $\omega\tau_0$ em que ocorreu o disparo até o ângulo do final da comutação $\omega\tau_f$. A integral é então resolvida pelo método de Newton, obtendo-se $\bar{\mu}_a$ a partir dos valores das demais variáveis.

Conceitualmente $\bar{\mu}_a$ corresponde a uma medição angular entre o momento do disparo e o do final da comutação, equivalente à medição realizada no PSCAD. Como o disparo ocorreu em um tempo passado, para calcular o ângulo de comutação μ_a a ser utilizado nas funções de chaveamento, deve-se compensar as variações que existiram entre o momento do disparo e o fim da comutação da seguinte forma:

$$\mu_a(t) = \bar{\mu}_a(t) - \alpha(t) + \theta_{PLL}(t) + \alpha\left(t - \frac{\bar{\mu}_a(t)}{\omega}\right) - \theta_{PLL}\left(t - \frac{\bar{\mu}_a(t)}{\omega}\right) \quad (171)$$

Assim, por exemplo se o ângulo de disparo aumentar após o disparo, o ângulo de comutação a ser utilizado na função de chaveamento junto com os valores atuais de $\alpha(t)$ e $\theta_{PLL}(t)$ deve diminuir para manter o final de comutação no ângulo calculado $\bar{\mu}_a(t)$.

A seguir é apresentada a comparação do ângulo $\bar{\mu}_a$ calculado pelo modelo trifásico com harmônicos e o PSCAD. Verifica-se que há uma boa coincidência, nos pontos de medição do PSCAD os modelos se igualam, sendo que no PSCAD a variável é discreta, sendo atualizada a cada final de comutação, enquanto no AnaHVDC essa variável é contínua.

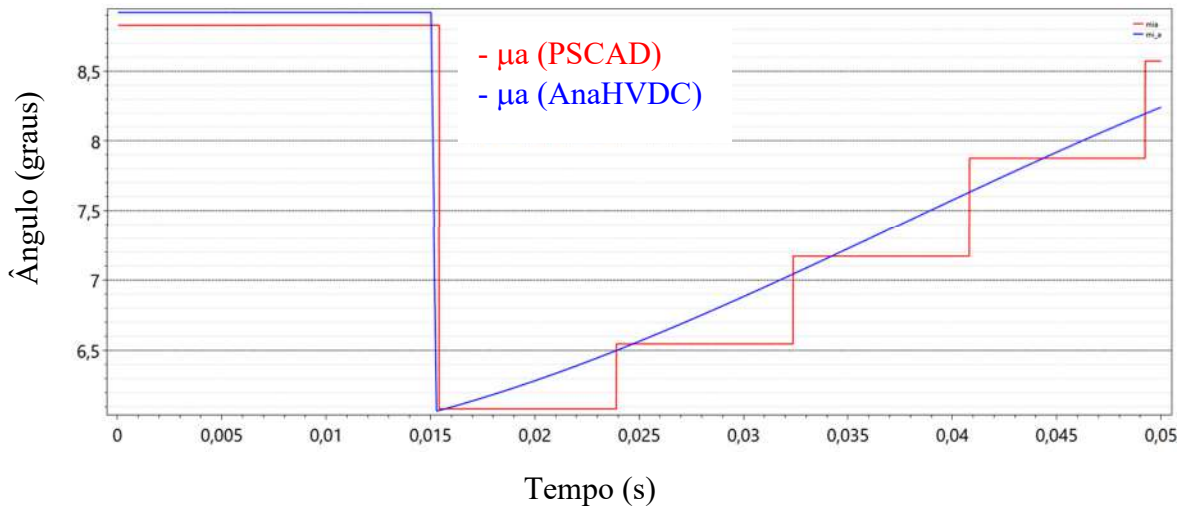


Figura 122 – Comparação do ângulo de comutação entre o valor discreto do PSCAD e contínuo do AnaHVDC.

Como a integral da tensão é um processamento pesado, otimizou-se o desempenho computacional realizando o cálculo do ângulo de comutação apenas para a próxima fase que irá comutar, ficando congelado no valor anterior quando não está sendo calculado. Isto

reduziu o esforço de cálculo em um terço uma vez que só se calcula um μ a cada tempo e não os das três fases, sem diferenças significativas de resultados.

3.9 Inclusão de harmônicos no PLL

Para uma maior aderência de resultados no cálculo dos ângulos, foi necessária a consideração das componentes harmônicas das grandezas, mas não da forma fasorial como realizada nas tensões e correntes CA e CC, mas utilizando os valores instantâneos das variáveis no tempo da parte instantânea do modelo híbrido.

O ângulo do PLL é obtido utilizando-se diretamente as tensões trifásicas instantâneas $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$. Considerando as componentes harmônicas das tensões trifásicas o ângulo θ obtido possuirá componentes harmônicas, aumentando a exatidão do modelo proposto.

A inicialização do ângulo do PLL continua usando uma média dos fasores de tensões trifásicas do instante t ao longo de meio período de frequência fundamental, conforme explicado na seção 3.8. A introdução das componentes harmônicas é feita a partir de certo instante de tempo na simulação que é denominado t_{harmON} . Assim o programa é inicializado com os ângulos constantes e somente após t_{harmON} os ângulos passam a variar no tempo. A inclusão de harmônicos no PLL também pode ser desabilitada.

Para exemplificar o aumento da exatidão no cálculo do ângulo do PLL é simulado para o sistema apresentado no item 1 do Anexo III um degrau de 70° na fase da tensão fundamental da fase a em 0,056 s. O degrau é retirado em 0,0592 s. São realizadas duas simulações: uma com t_{harmON} não especificado, ou seja, sem consideração de componentes harmônicas no PLL, e outra com $t_{harmON} = 0,02$ s.

A Figura 123 apresenta a forma de onda das tensões trifásicas que são utilizadas no cálculo do ângulo do PLL. A Figura 124 mostra a comparação, entre PSCAD/EMTDC e AnaHVDC, do ângulo do PLL para o caso sem t_{harmON} . Verifica-se uma boa coerência entre as duas curvas, contudo à uma diferença dinâmica explicada pela não consideração dos harmônicos no ângulo θ (CVRMSE = 3,172%). A Figura 125 apresenta a comparação

corrente CC, também com boa coerência entre as duas curvas, mas novamente com uma diferença dinâmica (CVRMSE = 0,521%).

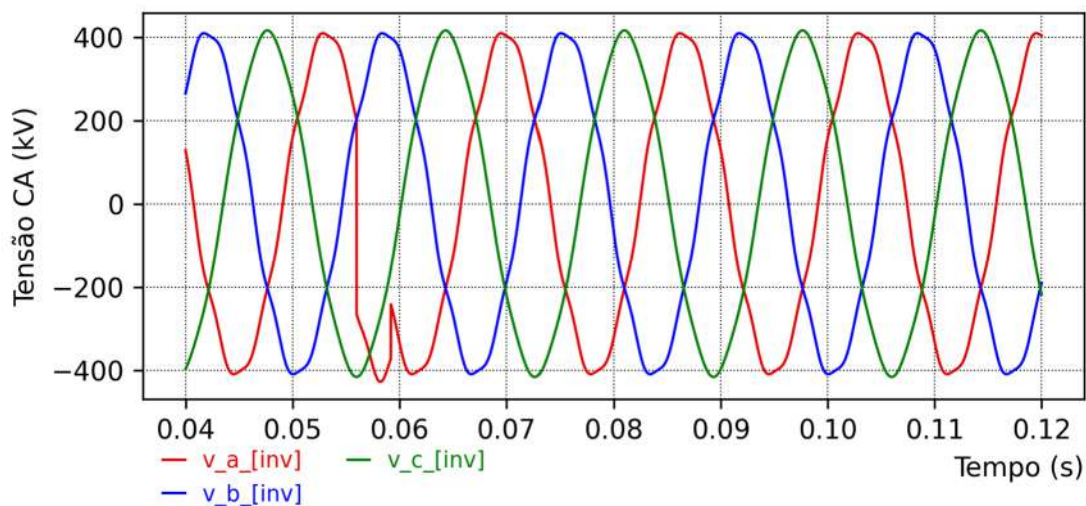


Figura 123 – Tensão CA na ponte inversora.

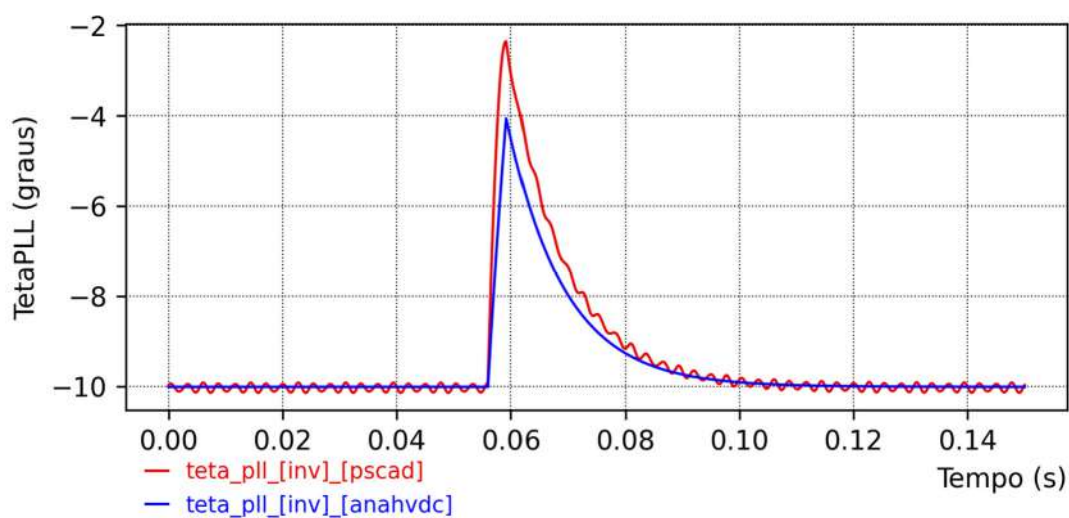


Figura 124 – Ângulo de saída do PLL (PSCAD x AnaHVDC).

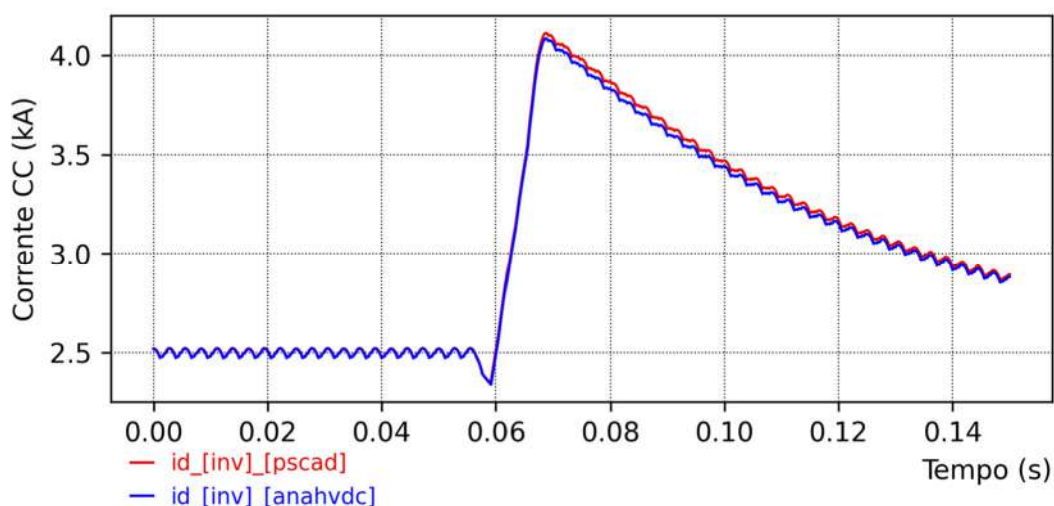


Figura 125 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 126 e a Figura 127 apresentam, respectivamente, o ângulo de saída do PLL e a corrente CC, ambos para o caso com $t_{harmON} = 0,02$ s. É nítida a diferença, principalmente no valor do ângulo de saída do PLL, que deixa de ser constante e passa a variar mesmo em regime permanente, quando são introduzidas no cálculo as componentes harmônicas após o instante de tempo t_{harmON} . As curvas são equivalentes, sem nenhuma diferença dinâmica. Neste caso o CVRMSE para o ângulo de saída do PLL é de 0,292%, e para a corrente CC é de 0,063%.

A inclusão de componentes harmônicas no cálculo do ângulo do PLL ajuda a melhorar a exatidão do modelo.

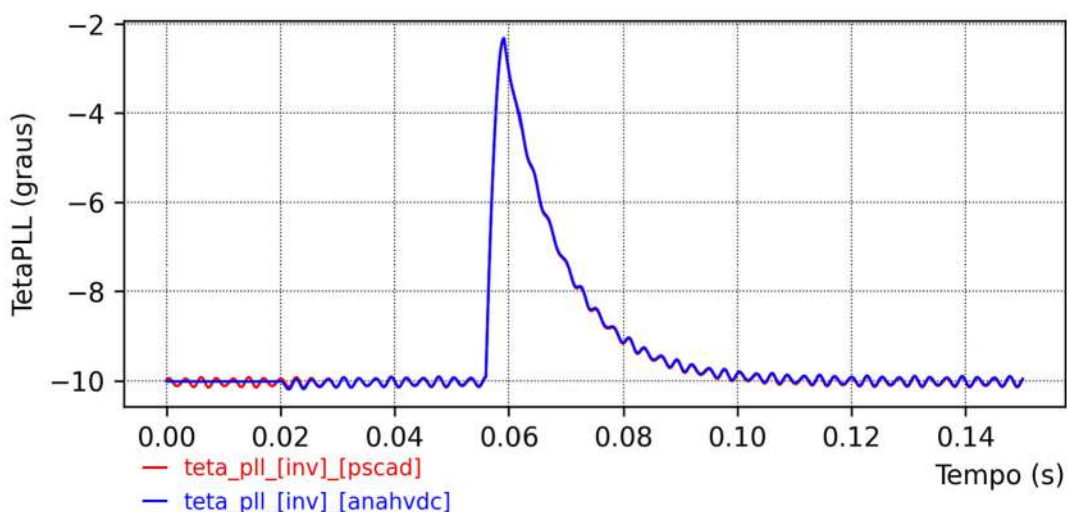


Figura 126 – Ângulo de saída do PLL (PSCAD x AnaHVDC).

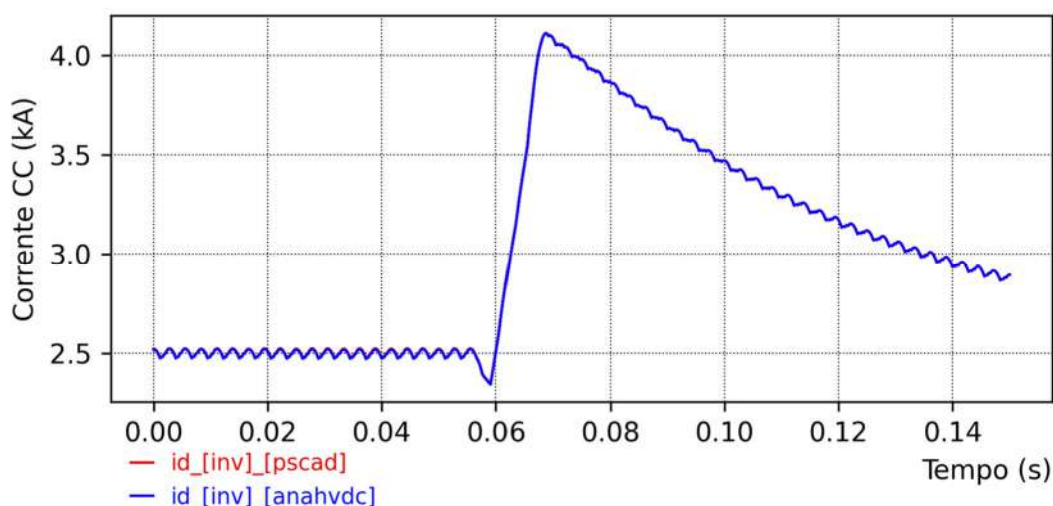


Figura 127 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

3.10 Inclusão de harmônicos no controle

De maneira semelhante à apresentada na seção anterior, onde foram incluídas as componentes harmônicas no cálculo do ângulo do PLL, nesta seção, será considerada a introdução destas componentes harmônicas no controle.

Utiliza-se nas medições de corrente CC, tensão CC e tensão CA dos controladores do retificador e inversor inicialmente valores médios para inicialização dos controladores, mas que podem ser substituídos por seus correspondentes instantâneos, incluindo conteúdo harmônico instantâneo nas malhas de controle. Para isso também é utilizado o tempo t_{harmON} apresentado anteriormente. Da mesma forma, a inclusão de harmônicos no controle também pode ser desabilitada.

Medições instantâneas de tensões trifásicas são utilizadas, por exemplo, no controle de γ_{min} ou α_{max} do inversor. Este controle utiliza o valor retificado da tensão CA do conversor, denominado de U_{di0} , que é obtido a partir dos máximos das tensões fase-fase conforme apresentado na Figura 128. Foi implementada a importação dessas tensões no controle e com isso foi possível modelar o cálculo de U_{di0} no controle de γ_{min} ou α_{max} do inversor. A importação dos sinais instantâneos das tensões trifásicas, os filtros passa-média frequência de 2ª ordem e o controle da utilização do sinal instantâneo podem ser encontrados na descrição dos arquivos dos controles apresentados no item 1 do Anexo III.

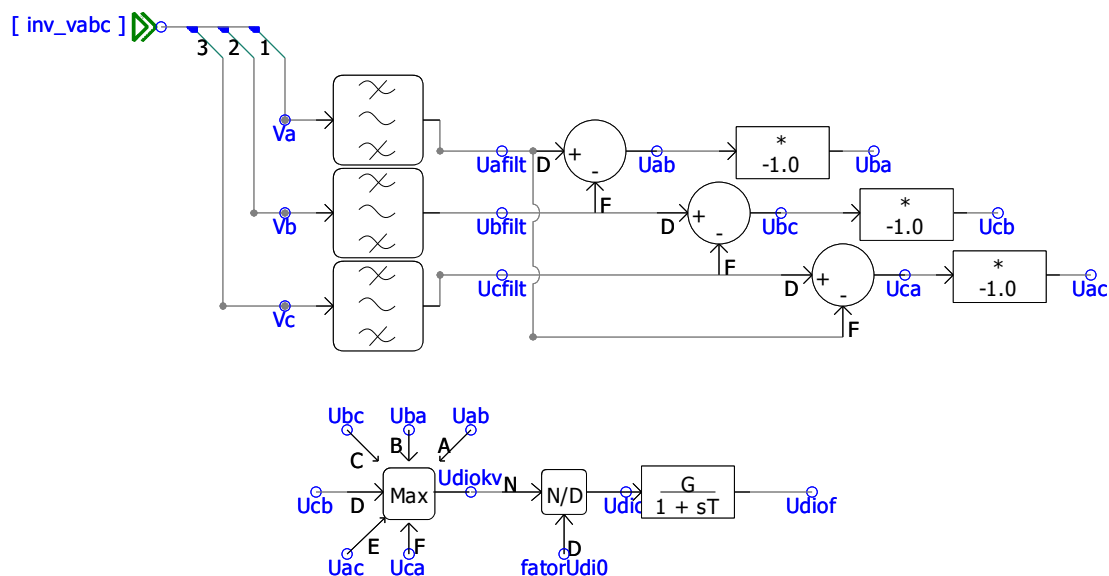


Figura 128 – Medição de Udi0 no PSCAD/EMTDC.

Para exemplificar o aumento da exatidão com a introdução de componentes harmônicas no controle é simulado para o sistema apresentado no item 1 do Anexo III um degrau de 70° na fase da tensão fundamental da fase *a* em 0,056 s. O degrau é retirado em 0,0592 s. São realizadas duas simulações: uma com t_{harmON} não especificado, ou seja, sem consideração de componentes harmônicas, e outra com $t_{harmON} = 0,02$ s.

A Figura 129 apresenta a forma de onda das tensões trifásicas no lado do inversor. Estas tensões são as mesmas para as duas simulações.

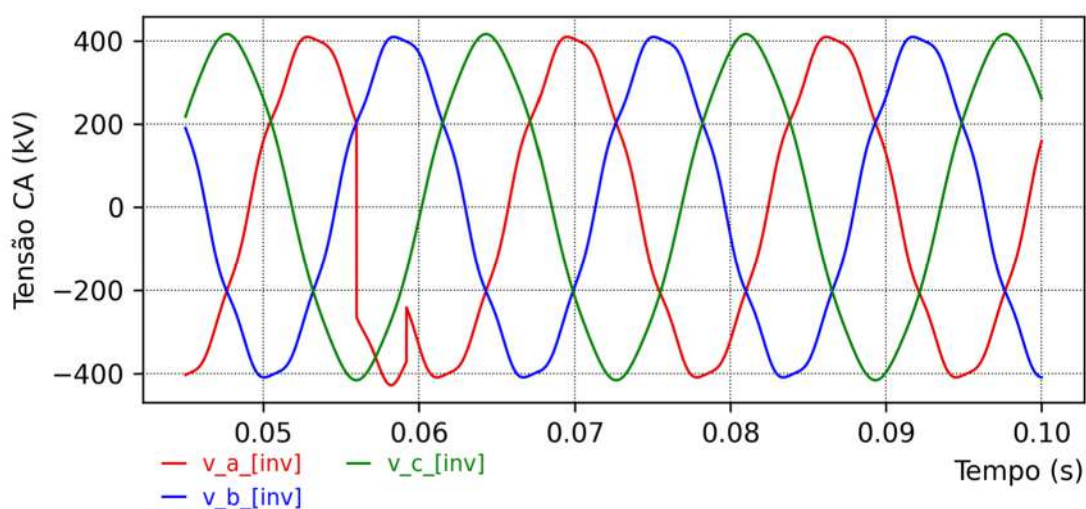


Figura 129 – Tensão CA na ponte inversora.

Da Figura 130 a Figura 135 são apresentadas algumas das tensões utilizadas no controle do retificador e do inversor, todas sem a introdução das componentes harmônicas no modelo proposto. A Figura 130 e a Figura 131 apresentam, respectivamente, a tensão CC e a tensão CC filtrada utilizadas no controle do VDCOL (*Voltage Dependent Current Order Limiter*) do retificador. A constante de tempo utilizada na obtenção da tensão filtrada é de 5,31 ms. A Figura 132 e a Figura 133 apresentam as tensões CC utilizadas no VDCOL do inversor. A Figura 134 e a Figura 135 apresentam as curvas de U_{di0} utilizado no cálculo de α_{max} no controle do inversor. As curvas do AnaHVDC apresentam somente o valor fundamental das tensões que não são muito aderentes ao valor com harmônicos durante os transitórios. Da Figura 136 à Figura 139 são apresentadas a tensão e corrente CC, além dos ângulos de disparo do retificador e do inversor. As grandezas calculadas pelo AnaHVDC são bastante aderentes as do PDCAD/EMTDC, mas não apresentam as componentes harmônicas que estão presentes no PSCAD/EMTDC.

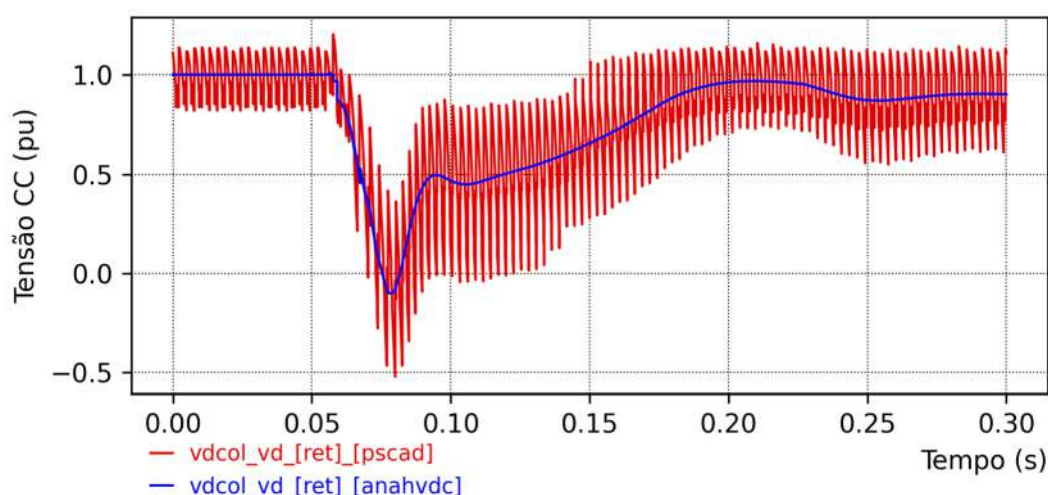


Figura 130 – Tensão CC no VDCOL do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

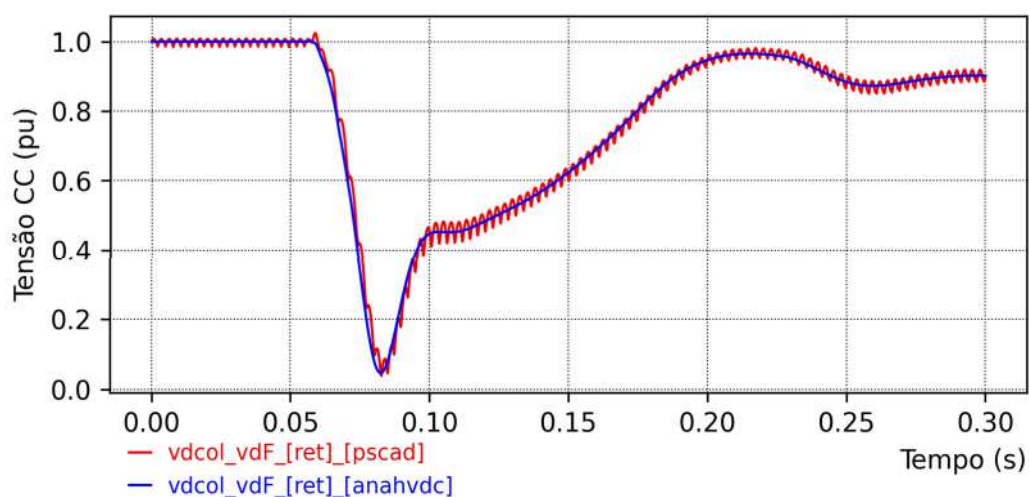


Figura 131 – Tensão CC filtrada no VDCOL do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

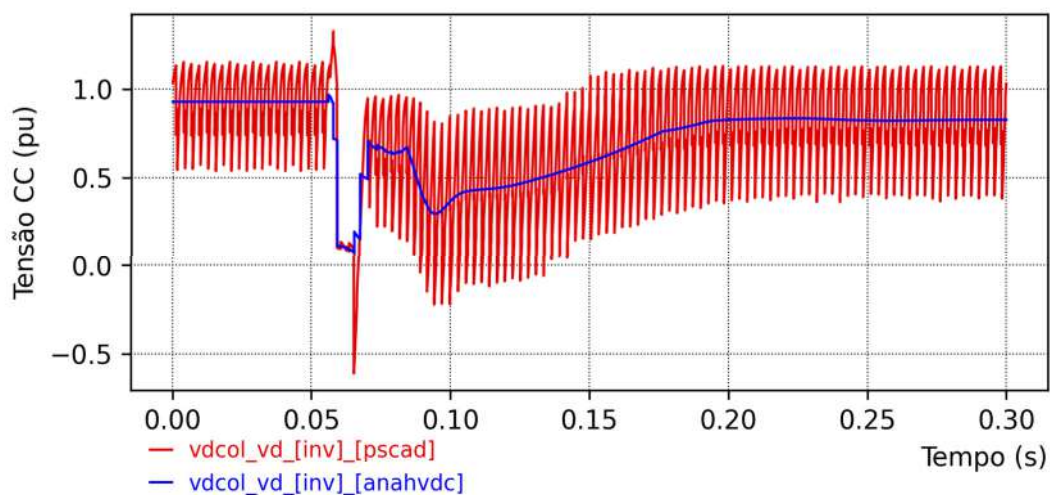


Figura 132 – Tensão CC no VDCOL do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

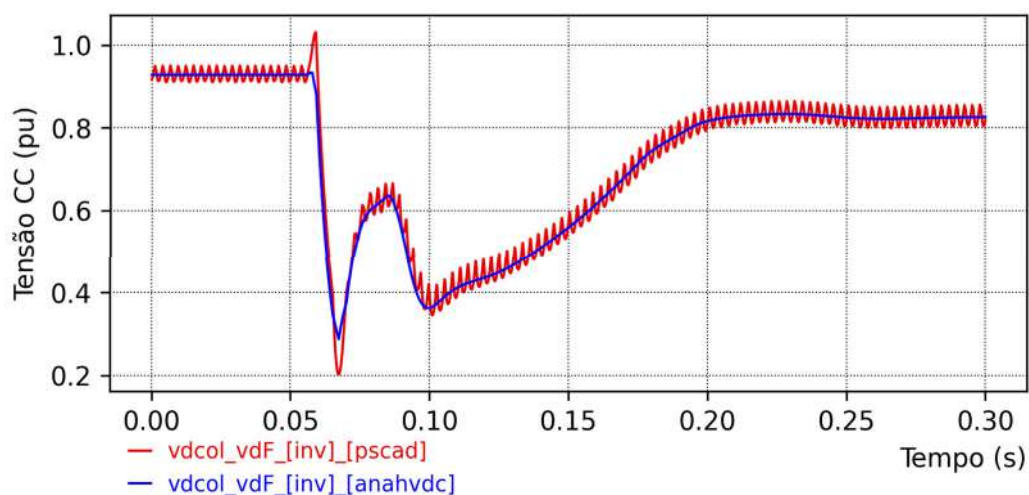


Figura 133 – Tensão CC filtrada no VDCOL do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

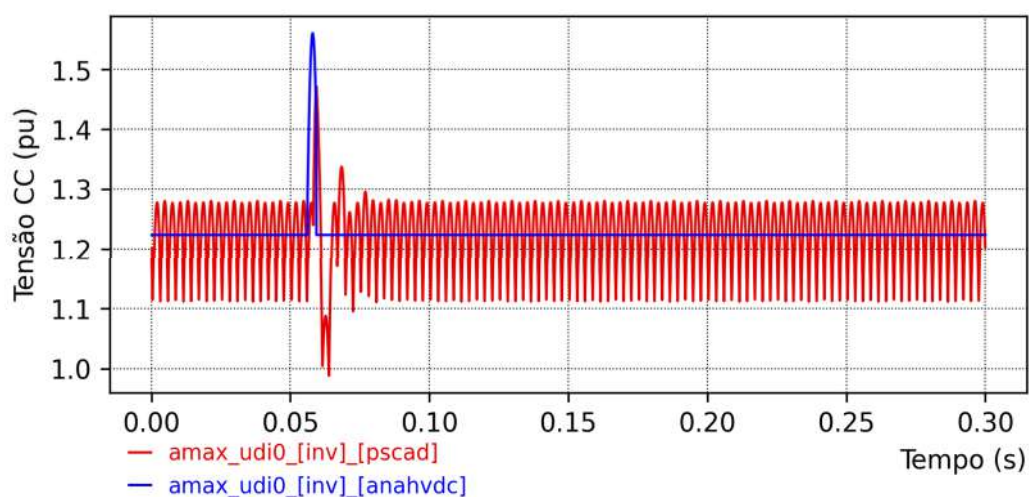


Figura 134 – Tensão Udi0 no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

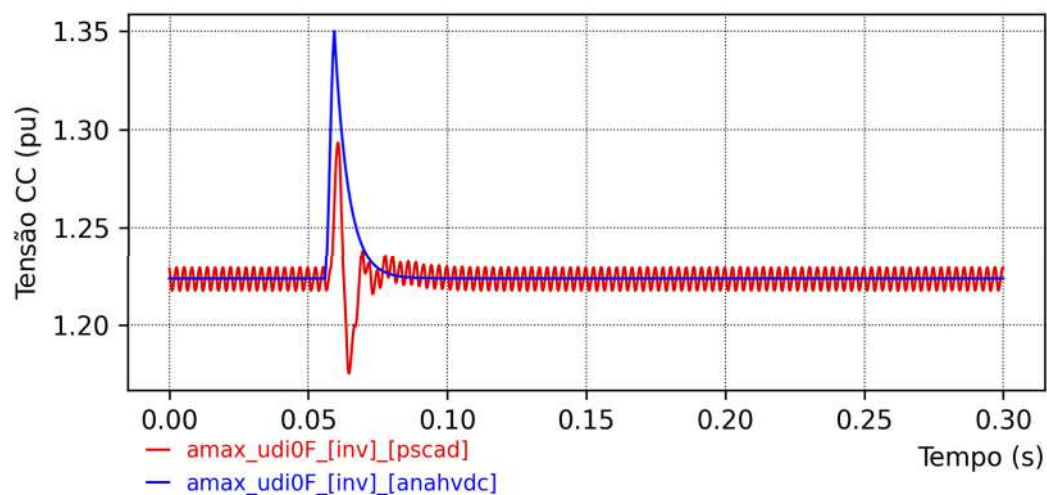


Figura 135 – Tensão Udi0 filtrada no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

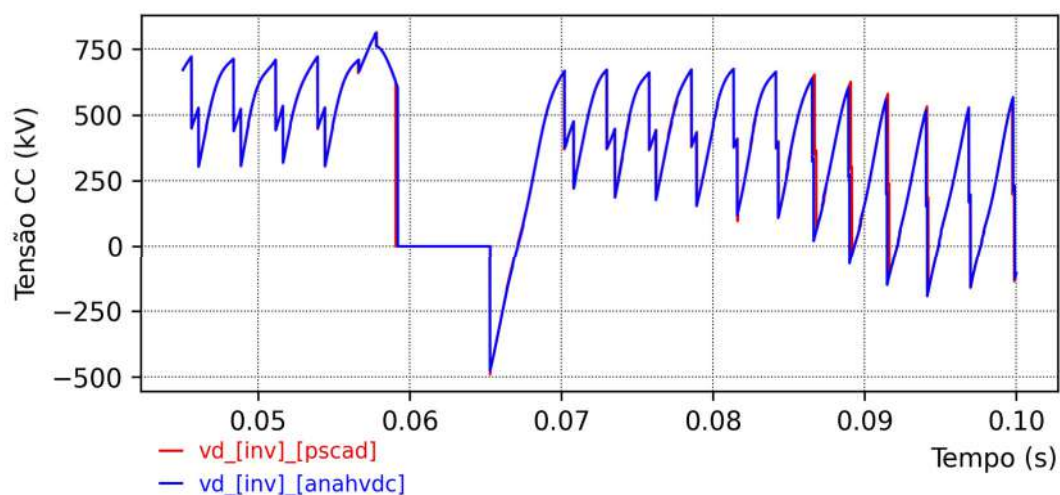


Figura 136 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC) em detalhe.

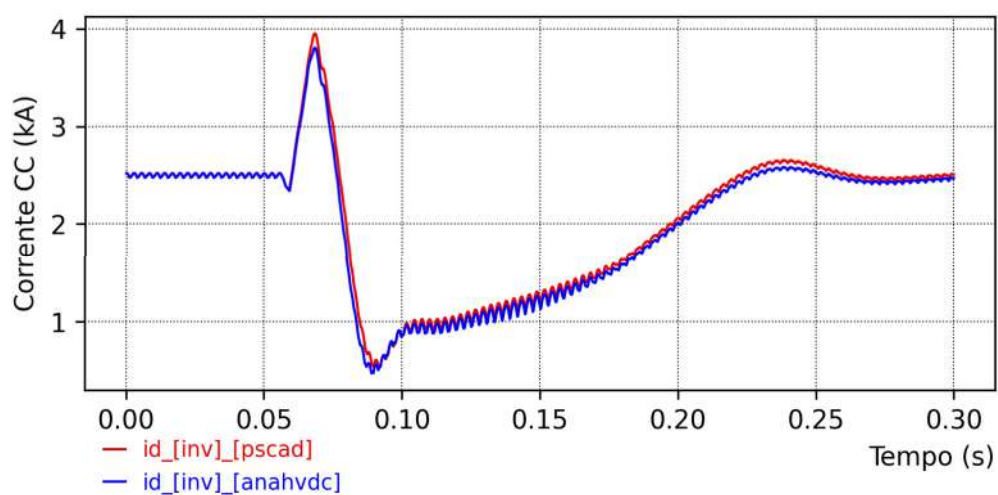


Figura 137 – Corrente CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

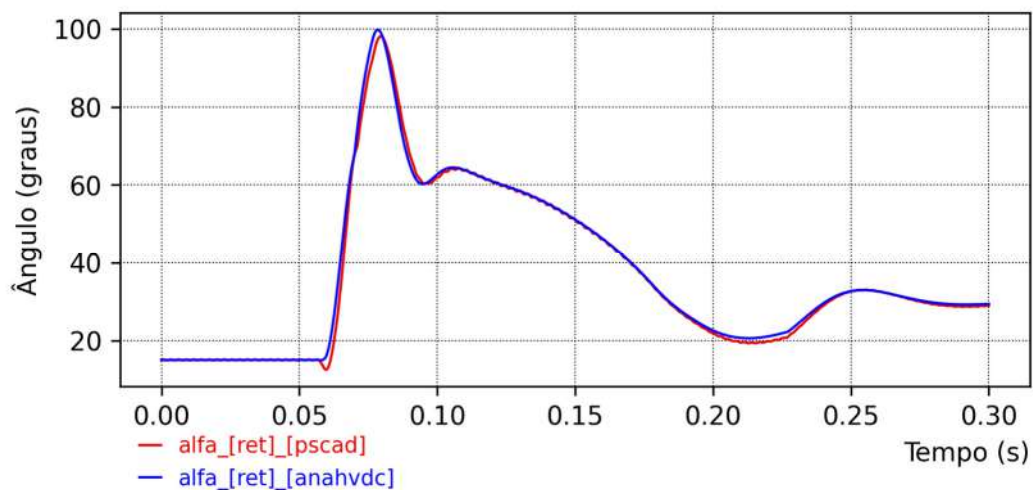


Figura 138 – Ângulo de disparo no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

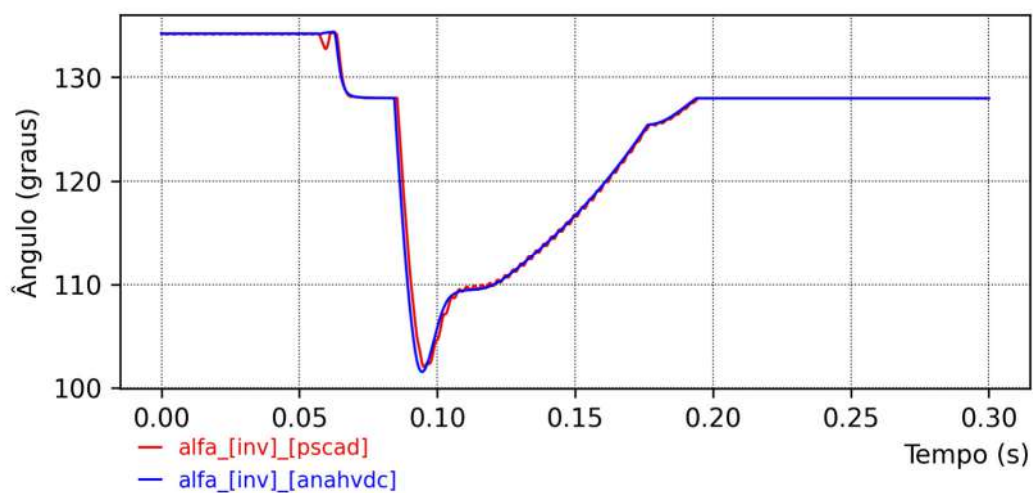


Figura 139 – Ângulo de disparo no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

A simulação foi repetida agora considerando a introdução das componentes harmônicas no controle em 0,02s, ou seja, $t_{harmON} = 0,02 \text{ s}$.

Da Figura 140 à Figura 148 são apresentadas as tensões utilizadas no controle do retificador e do inversor, as mesmas apresentadas anteriormente. A diferença consiste na introdução das componentes harmônicas nas variáveis em 0,02 s, instante no qual elas deixam de ser constantes para variar no tempo mesmo em regime permanente. Com isso as curvas apresentadas pelo AnaHVDC são coincidentes com as curvas do PSCAD/EMTDC, a menos do período inicial até 0.02 s quando é feita a inclusão dos harmônicos no controle. No PSCAD/EMTDC não há este transitório, pois foi utilizado o recurso de snapshot que elimina o período de inicialização do caso, já partindo do regime permanente desde o seu instante inicial no gráfico.

A mesma exatidão pode ser vista da Figura 149 à Figura 152 que apresentam a tensão e corrente CC, além dos ângulos de disparo do retificador e do inversor. As grandezas do calculadas pelo AnaHVDC são coincidentes com as grandezas do PDCAD/EMTDC. A inclusão de componentes harmônicas nas variáveis de medição do controle ajuda a melhorar bastante a exatidão do modelo. Para a corrente CC o CVRMSE reduziu de 2,511% (Figura 137) para 0,067% (Figura 150).

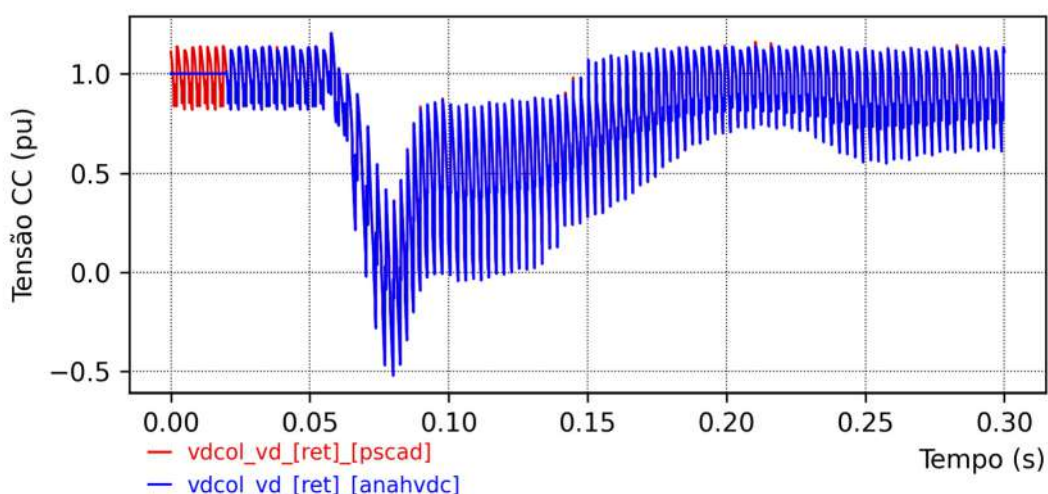


Figura 140 – Tensão CC no VDCOL do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

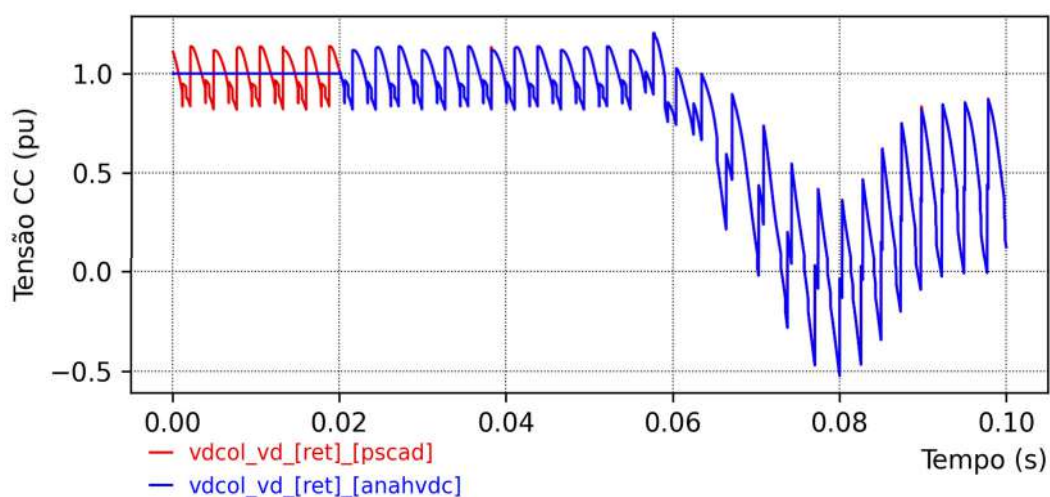


Figura 141 – Zoom na tensão CC no VDCOL do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

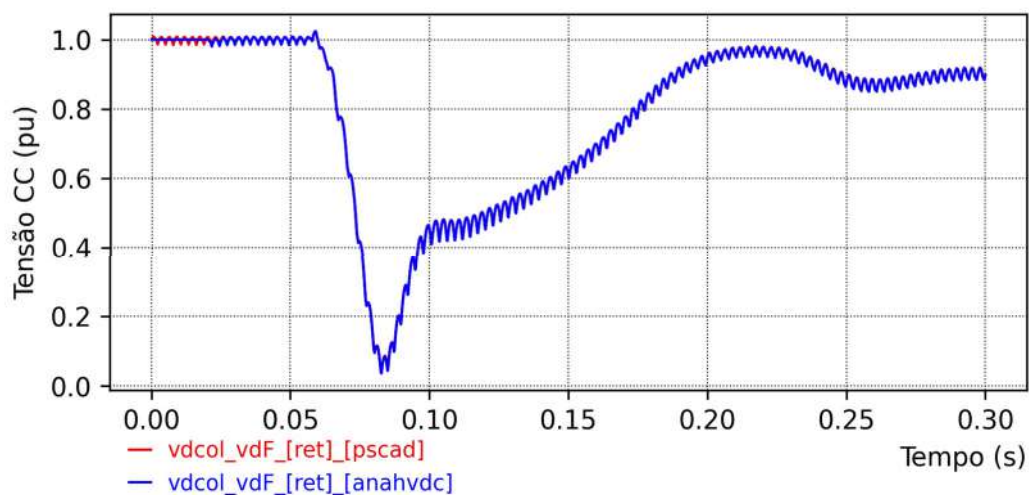


Figura 142 – Tensão CC filtrada no VDCOL do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

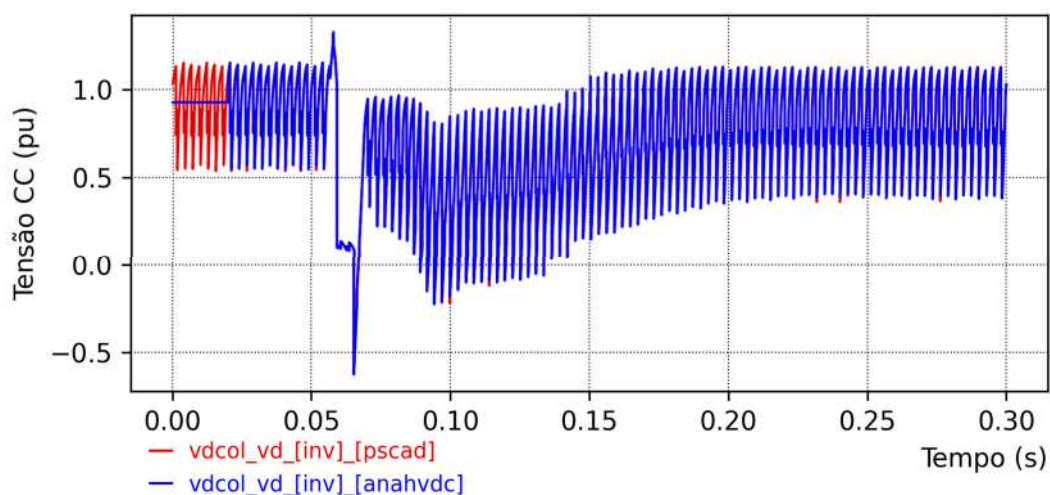


Figura 143 – Tensão CC no VDCOL do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

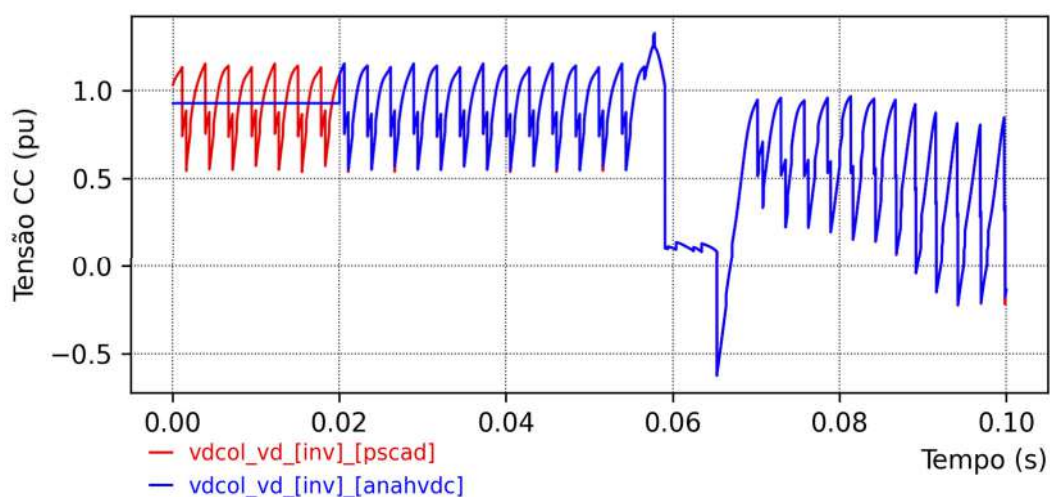


Figura 144 – Zoom na tensão CC no VDCOL do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

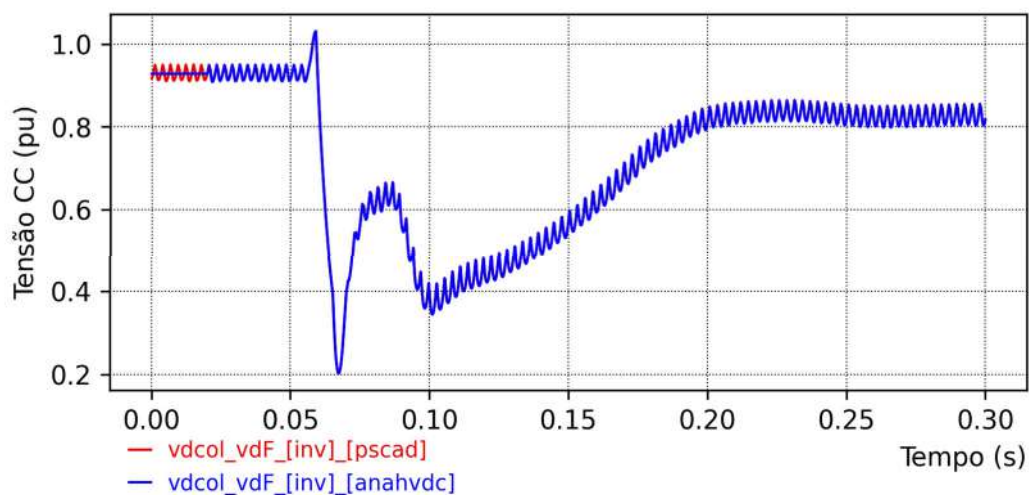


Figura 145 – Tensão CC filtrada no VDCOL do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

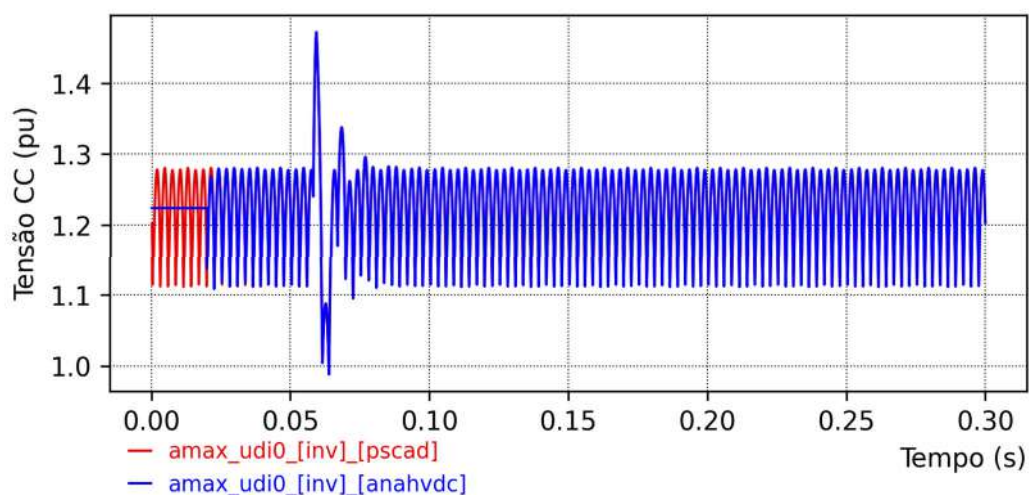


Figura 146 – Tensão Udi0 no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

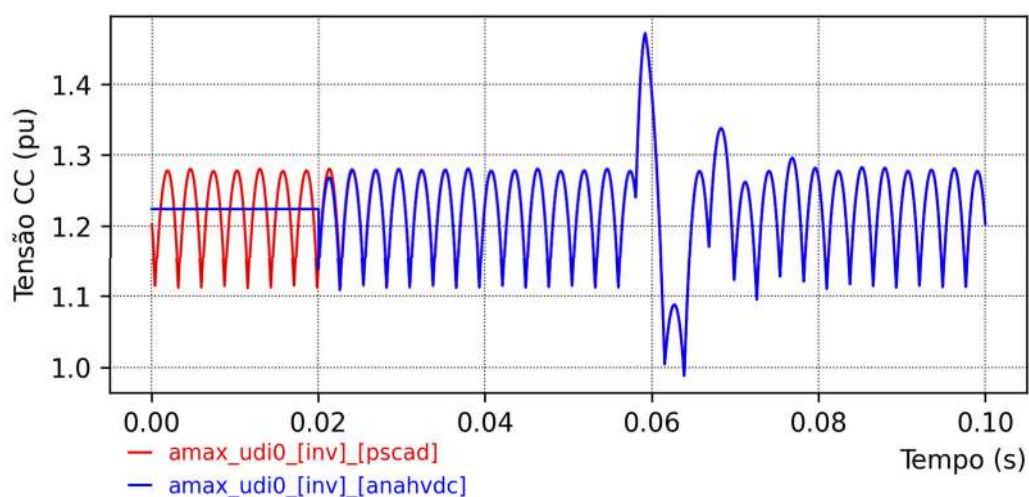


Figura 147 – Zoom na tensão Udi0 no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

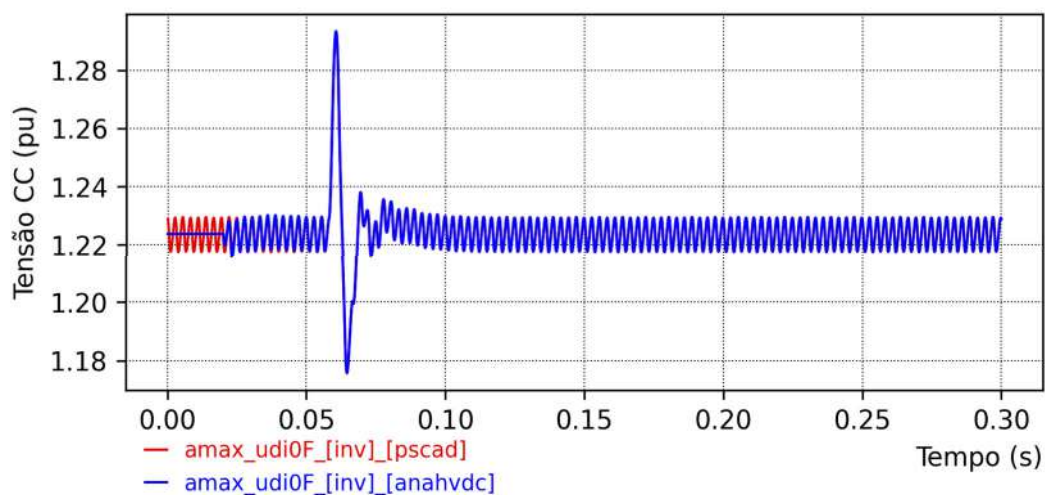


Figura 148 – Tensão Udi0 filtrada no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

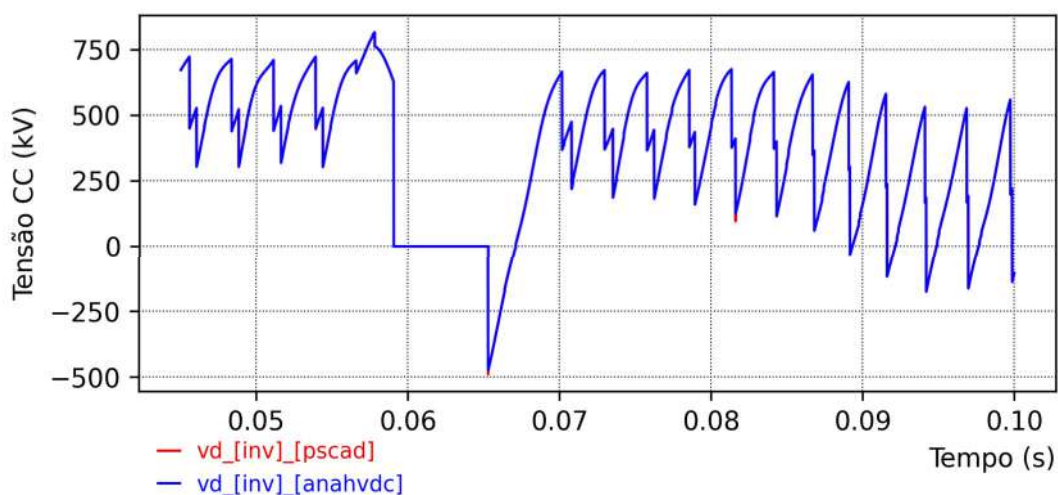


Figura 149 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

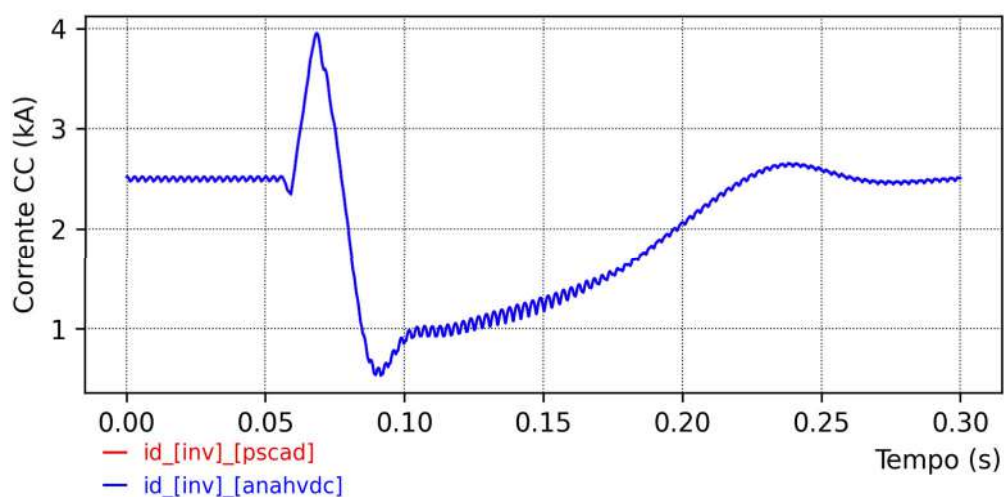


Figura 150 – Corrente CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

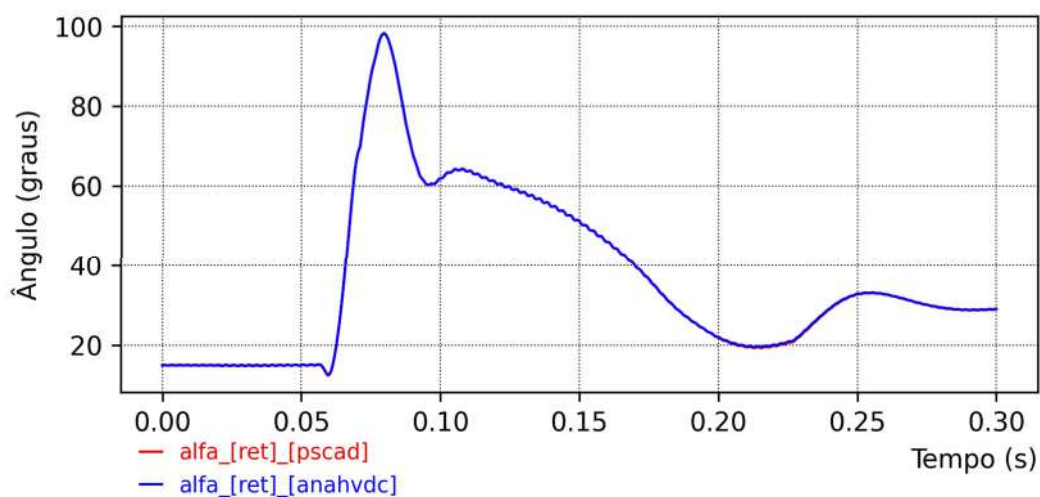


Figura 151 – Ângulo de disparo no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

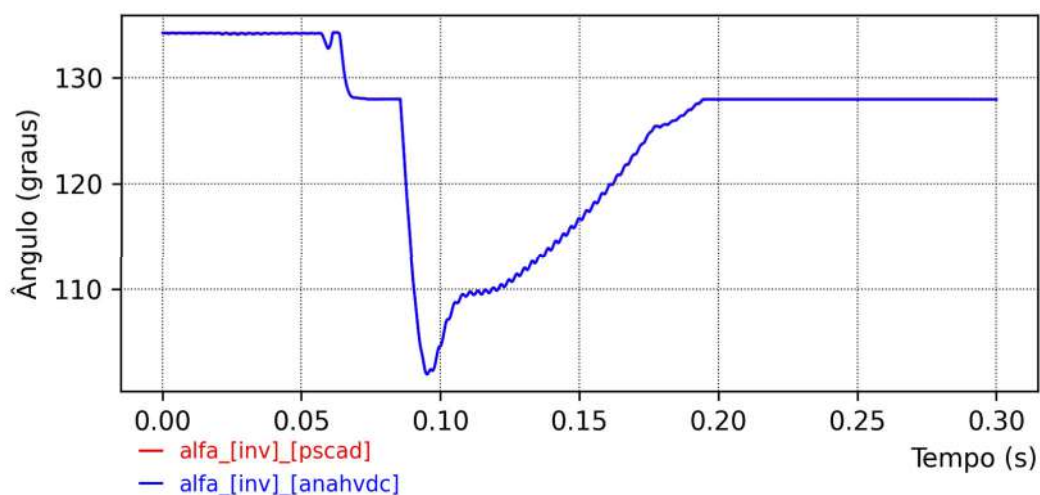


Figura 152 – Ângulo de disparo no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

Os próximos resultados das seções 3.11 ao 3.18 irão considerar a inclusão de harmônicos no PLL e no controle.

3.11 Atraso no ângulo de disparo

O atraso de disparo ocorre quando um pulso de disparo é enviado para a válvula, mas ela está inversamente polarizada, ou seja, com tensão ânodo-cátodo negativa, e não entra em condução. O pulso continua mantido por intervalo de tempo correspondente a 120° . Se durante este tempo, a válvula ficar diretamente polarizada, ou seja, com tensão ânodo-cátodo positiva, ela entra em condução.

O tempo decorrido entre o envio do pulso de disparo e o início de condução da válvula é definido como o atraso de disparo $\Delta\alpha$, conforme ilustrado na Figura 153.

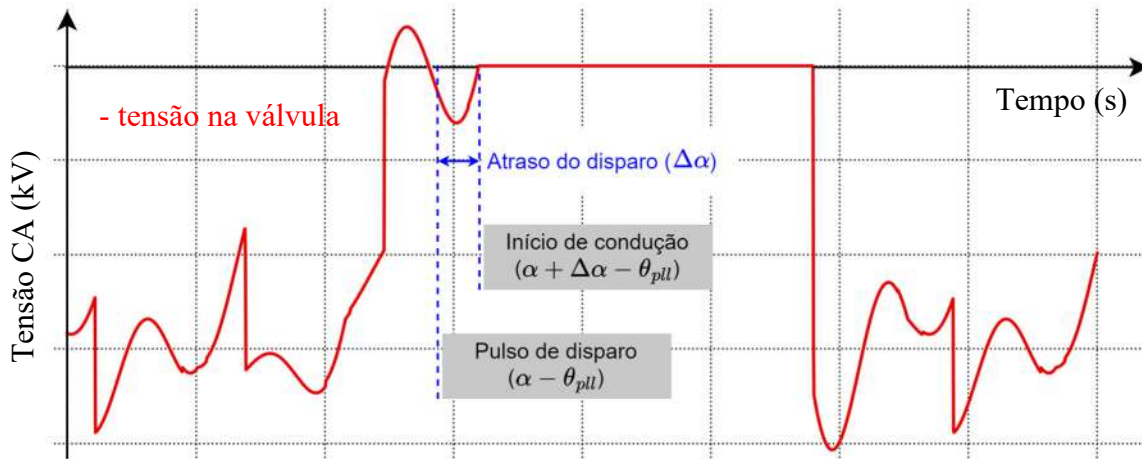


Figura 153 – Atraso de disparo $\Delta\alpha$.

Este atraso é importante no cálculo das funções de chaveamento da tensão CC e corrente CA. A inclusão do atraso de disparo no cálculo das funções de chaveamento é dada por:

$$\theta_a(t) = \omega t - \alpha(t) + \Delta\alpha_a(t) + \theta_{PLL}(t) \quad (172)$$

$$\theta_b(t) = \omega t - \alpha(t) + \Delta\alpha_b(t) + \theta_{PLL}(t) - \frac{2\pi}{3} \quad (173)$$

$$\theta_c(t) = \omega t - \alpha(t) + \Delta\alpha_c(t) + \theta_{PLL}(t) + \frac{2\pi}{3} \quad (174)$$

O atraso de disparo é calculado de maneira independente para cada uma das fases. Assim, o atraso de disparo da fase *a* $\Delta\alpha_a(t)$ é calculado nos instantes de condução das válvulas 1 e 4, da fase *b* $\Delta\alpha_b(t)$ das válvulas 3 e 6 e da fase *c* $\Delta\alpha_c(t)$ das válvulas 5 e 2. O atraso de disparo que será utilizado nas funções de chaveamento da válvula *i* começa ser calculado a partir do final da comutação da válvula anterior *i* – 1.

Para exemplificar o cálculo de $\Delta\alpha$, utilizou-se o sistema apresentado no item 1 do Anexo III aumentando-se as componentes harmônicas da fonte retificadora até se atingir o efeito desejado. A Figura 154 apresenta a tensão ânodo-cátodo sobre a válvula 1, destacando-se o instante do início da sua condução, que é caracterizado pelo valor 0 da tensão. A Figura 155 destaca o instante em que o pulso de disparo é enviado para a válvula 1. Como dito anteriormente a diferença desses tempos é o atraso de disparo. A Figura 156 e a Figura 157 apresentam os tempos para a válvula 3. A Figura 158 e a Figura 159 apresentam os para a válvula 5.

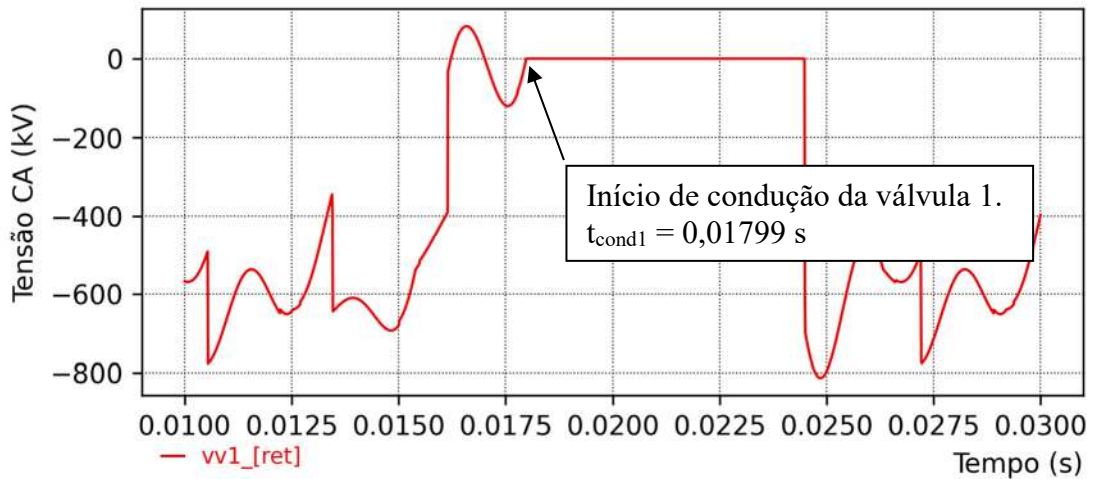


Figura 154 – Tensão na válvula 1 (fase a).

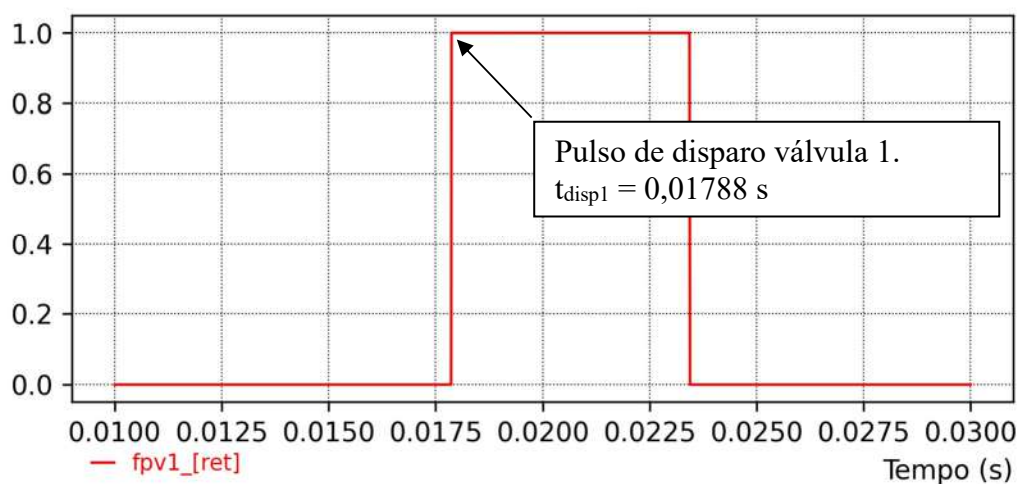


Figura 155 – Pulso de disparo da válvula 1 (fase a).

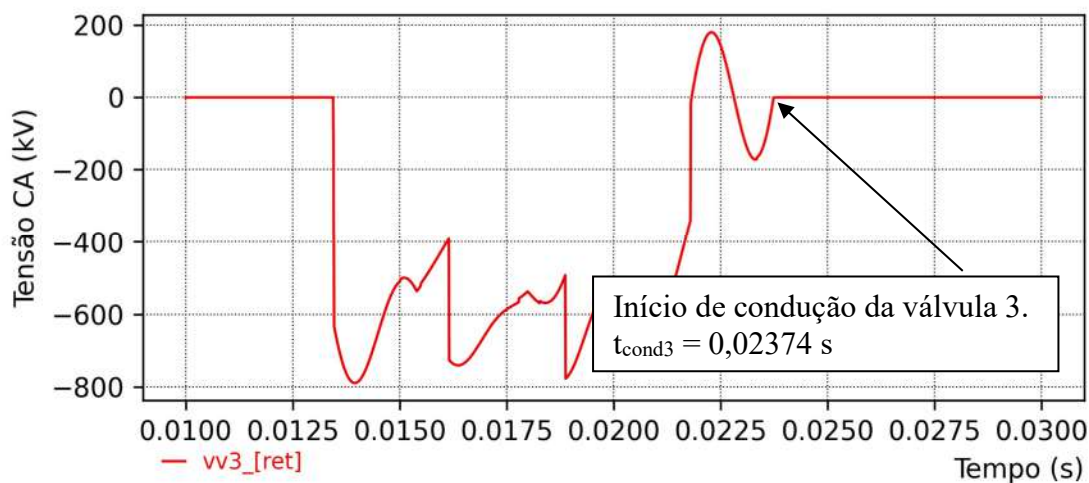


Figura 156 – Tensão na válvula 3 (fase b).

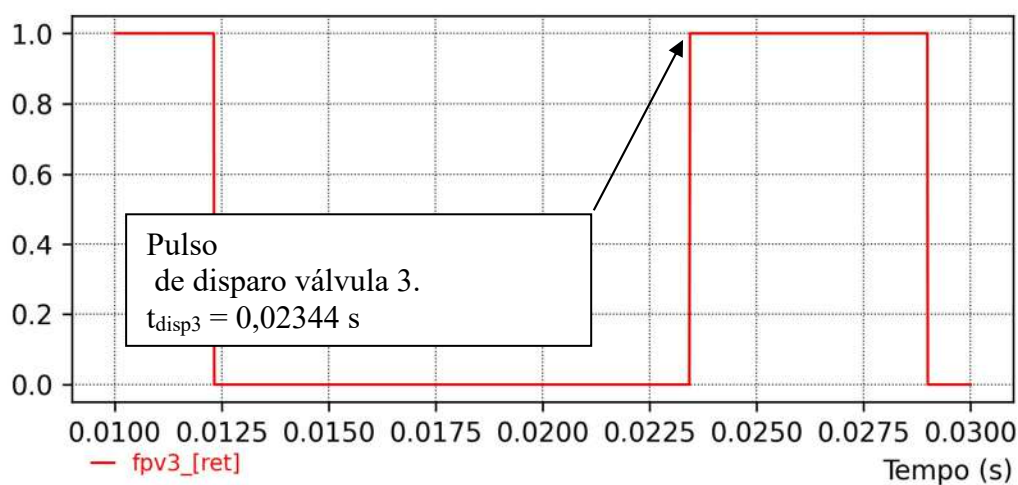


Figura 157 – Pulso de disparo da válvula 3 (fase b).

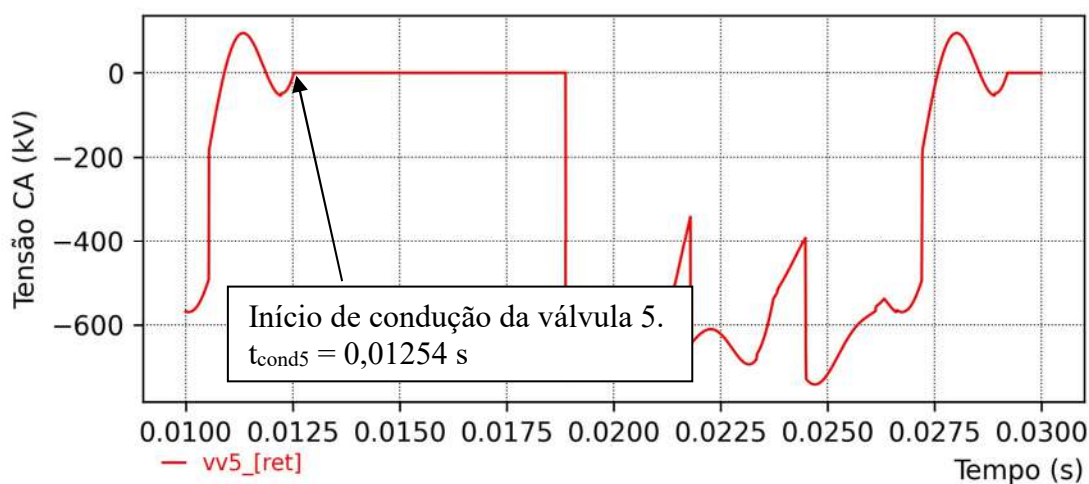


Figura 158 – Tensão na válvula 5 (fase c).

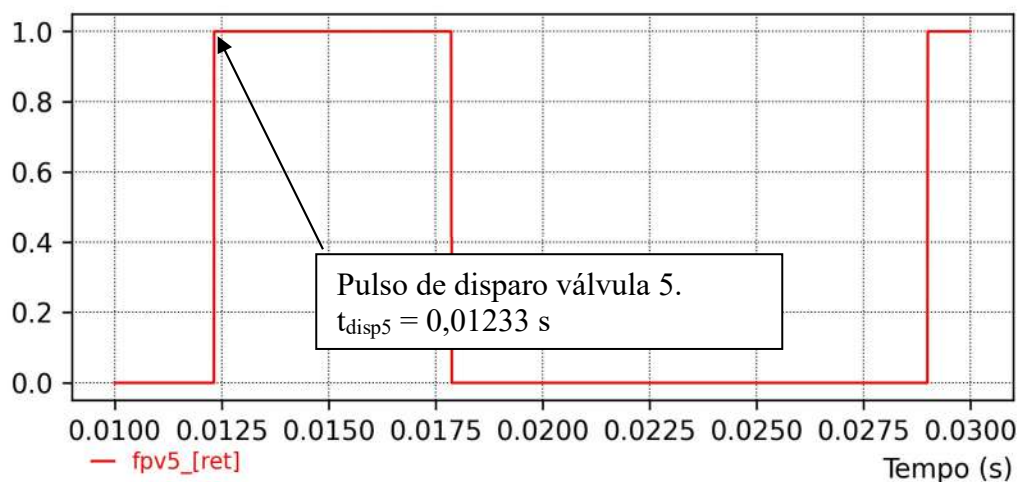


Figura 159 – Pulso de disparo da válvula 5 (fase c).

A Tabela 8 apresenta, em graus, os atrasos de disparos obtidos no PSCAD/EMTDC.

Tabela 8 – Dados do sistema.

Válvula	Fase	Instante do disparo	Instante da condução	$\Delta\alpha$
1	a	0,01788	0,01799	2,376°
3	b	0,02344	0,02374	6,480°
5	c	0,01233	0,01254	4,536°

A Figura 160 apresenta, para o mesmo caso, os valores de $\Delta\alpha$ calculados no modelo proposto. Esse cálculo é feito encontrando-se o valor de $\Delta\alpha$ que torna a tensão da válvula igual a zero pelo método de Newton. A tensão da válvula, que ainda não está conduzindo, é a tensão fase-fase entre a fase que passará a conduzir e a fase da válvula que está conduzindo. Quando comparados com os valores obtidos no PSCAD/EMTDC a maior diferença é de $0,064^\circ$ na fase a . Esta diferença está dentro da tolerância do passo de integração que é de $10\ \mu s$, ou seja, de $0,216^\circ$.

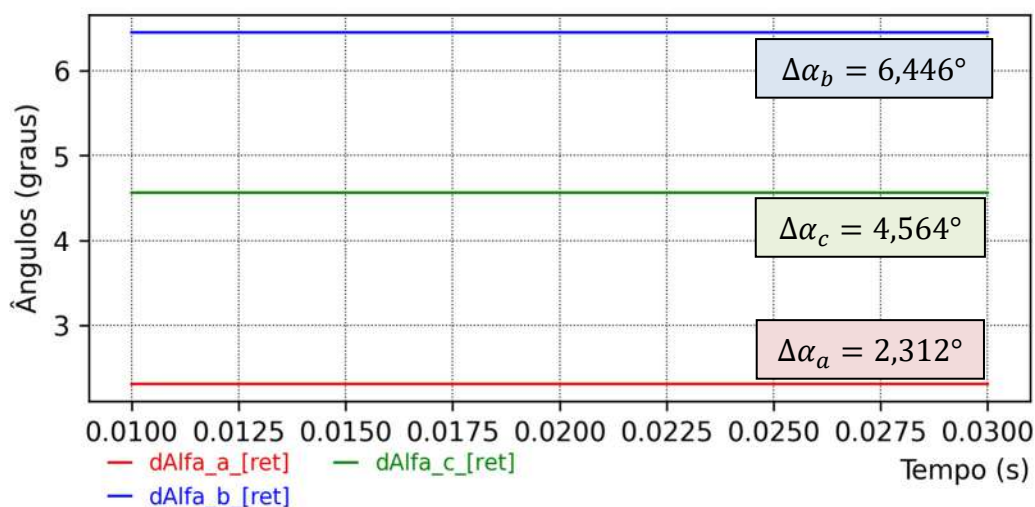


Figura 160 – $\Delta\alpha$ calculado diretamente no AnaHVDC.

Ressalta-se que a lógica de cálculo do ângulo de atraso e a sua consideração nas funções de chaveamento foi incluída no modelo proposto e é utilizada em todas as simulações.

3.12 Falha de comutação

Usualmente, as funções de chaveamento não levam em consideração a falha de comutação, mas em [41] os autores propõem o cálculo de novas funções de chaveamento levando em consideração FCs simples e FCs consecutivas. Segundo os autores, durante uma falha de comutação simples, a função de chaveamento pode ser obtida a partir das funções de chaveamento originais das fases, e as funções de chaveamento para falhas consecutivas são obtidas pela superposição dos efeitos das funções de chaveamento de

falhas simples. A Tabela 9 apresenta as modificações realizadas nas funções de chaveamento quando ocorre uma falha de comutação, conforme descrito em [41].

Tabela 9 – Modificação das Funções de chaveamento durante falhas de comutação.

Fase em FC	Função de Chaveamento	Comutação em falha
$A \rightarrow B$	$s_{a(falha)}(t) = s_{a(normal)}(t) + s_{b(normal)}(t)$ $s_{b(falha)}(t) = s_{b(normal)}(t) - s_{b(normal)}(t)$ $s_{c(falha)}(t) = s_{c(normal)}(t)$	$V1 \rightarrow V3$ $V4 \rightarrow V6$
$B \rightarrow C$	$s_{a(falha)}(t) = s_{a(normal)}(t)$ $s_{b(falha)}(t) = s_{b(normal)}(t) + s_{c(normal)}(t)$ $s_{c(falha)}(t) = s_{c(normal)}(t) - s_{c(normal)}(t)$	$V3 \rightarrow V5$ $V6 \rightarrow V2$
$C \rightarrow A$	$s_{a(falha)}(t) = s_{a(normal)}(t) - s_{a(normal)}(t)$ $s_{b(falha)}(t) = s_{b(normal)}(t)$ $s_{c(falha)}(t) = s_{c(normal)}(t) + s_{a(normal)}(t)$	$V2 \rightarrow V4$ $V5 \rightarrow V1$

Durante o processo de operação da ponte as funções de chaveamento das fases podem assumir quatro valores:

- 1 quando a válvula ímpar da fase está conduzindo;
- 0,5 quando a válvula ímpar da chave está em comutação;
- 0 quando nenhuma, ou as duas, válvulas da fase está conduzindo;
- -0,5 quando a válvula par da chave está em comutação;
- -1 quando a válvula par da fase está conduzindo.

Para validar o modelo em situações de falhas de comutação da ponte conversora é apresentada a simulação de falha simples na ponte inversora, ou seja, falha somente da comutação da válvula 1 com a 5, e a falha consecutiva nas comutações das válvulas 1 com 5 e 2 com 6.

Para simular a falha de comutação simples, de forma didática, foi aplicado em 0,0560 s um degrau de 70° na fase da tensão fundamental da fase a . Assim a tensão sobre a válvula 1 é reduzida durante o processo de comutação com a válvula 5 levando a uma falha desta comutação. O degrau foi retirado em 0,0592 s para evitar falhas consecutivas. O sistema utilizado é apresentado no item 1 do Anexo III. A Figura 161 apresenta as tensões CA na inversora em detalhe, ou seja, em escala de tempo reduzida, neste caso de 0,04s a 0,1s.

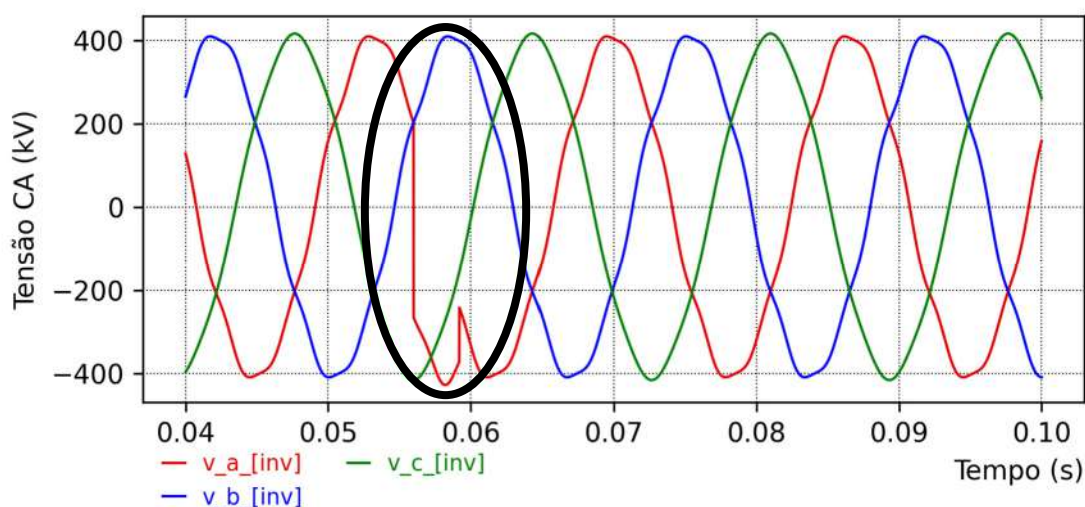


Figura 161 – Tensão CA trifásica no inversor em detalhe.

A Figura 162 mostra a tensão CC no inversor. Na falha de comutação entre as válvulas 1 e 5, a válvula 5 continua conduzindo na ponte. Em sequência a válvula 2 é disparada e inicia o processo de comutação com a válvula 6. A válvula 2 está conectada na fase c , mesma fase da válvula 5. Com isso quando a válvula 2 é disparada tem-se um curto na ponte, ou seja, a tensão CC é igual a zero. O curto é desfeito quando a válvula 4 é disparada e comuta com a válvula 2.

A Figura 163 apresenta a forma de onda da corrente CA da fase a medida no secundário do transformador do lado do inversor. Nesta curva pode-se ver o momento em que ocorre a falha de comutação, ou seja, o momento em que a válvula 1 não consegue conduzir corrente e a válvula se apaga levando a zero a corrente na fase a .

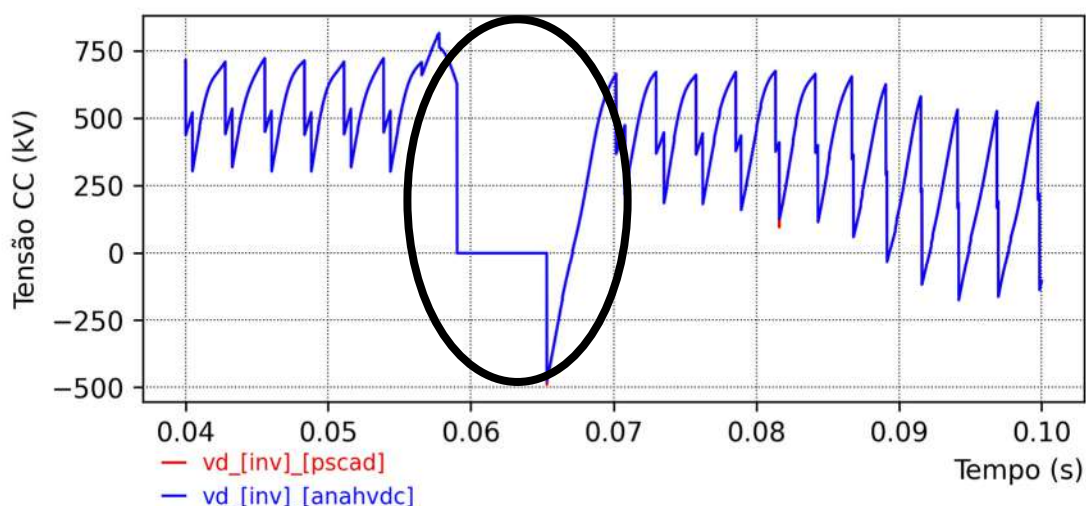


Figura 162 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC) em detalhe.

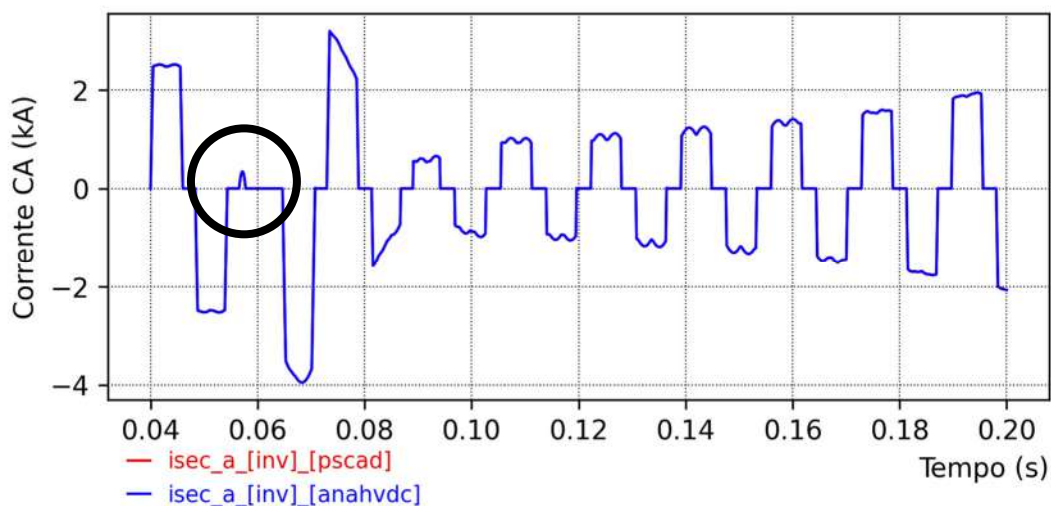


Figura 163 – Corrente CA na fase a no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

Como consequência da falha de comutação da válvula 1, a válvula 3 não entra em condução como mostra o gráfico da Figura 164. Ela não entra em condução pois a tensão ânodo-cátodo sobre ela está inversamente polarizada no momento do disparo (Figura 165). Em condições normais de operação da ponte a tensão sobre a válvula 3 no instante do seu disparo seria $v_{ba}(t)$, contudo, como é a válvula 5 que está conduzindo, a tensão sobre a válvula é $v_{bc}(t)$.

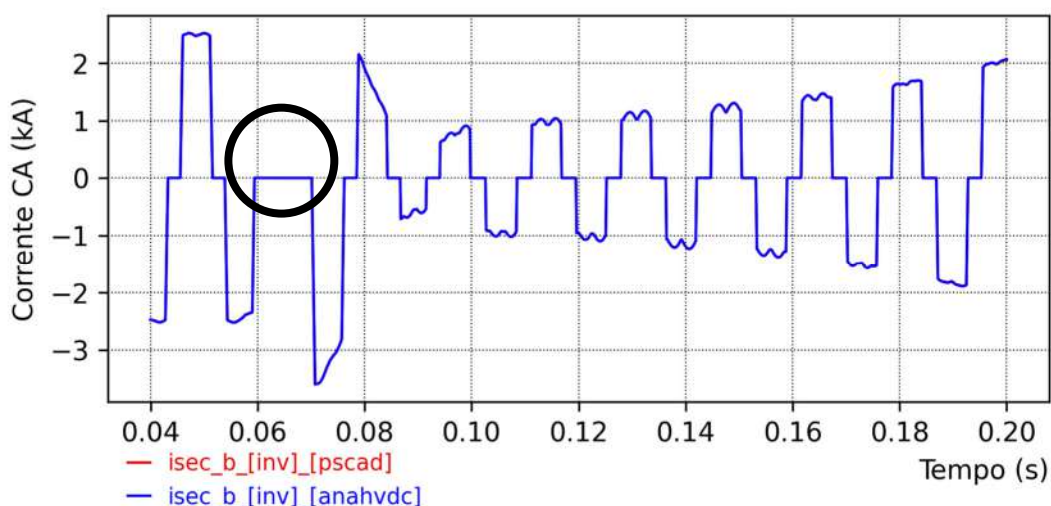


Figura 164 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

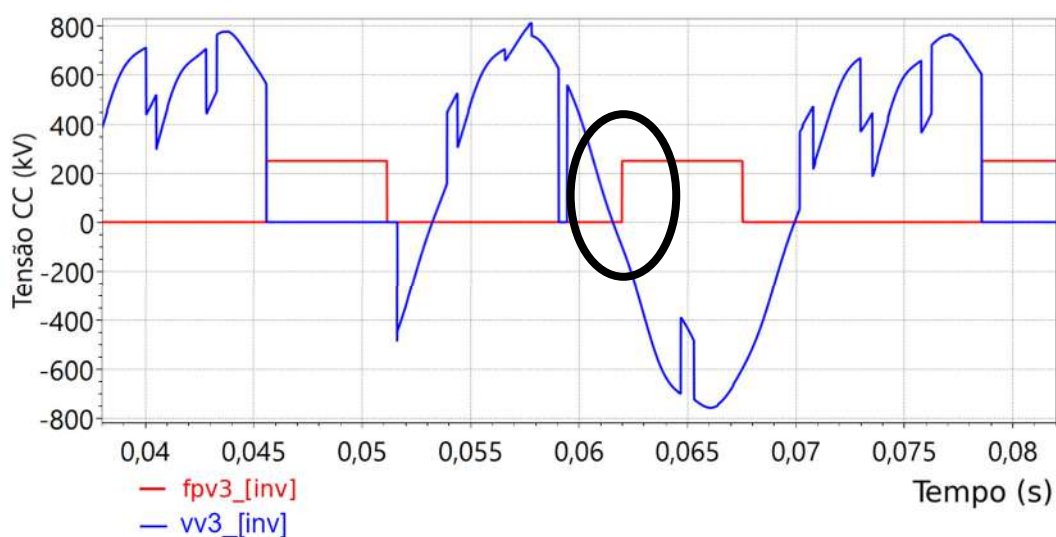


Figura 165 – Tensão na válvula 3 (PSCAD) em detalhe.

A Figura 166 apresenta a corrente CA da fase *c*. Destaque para o instante onde se inicia a passagem da corrente da válvula 5 para a válvula 1 e logo após a corrente volta a subir na válvula 5, ou seja, na fase *c*.

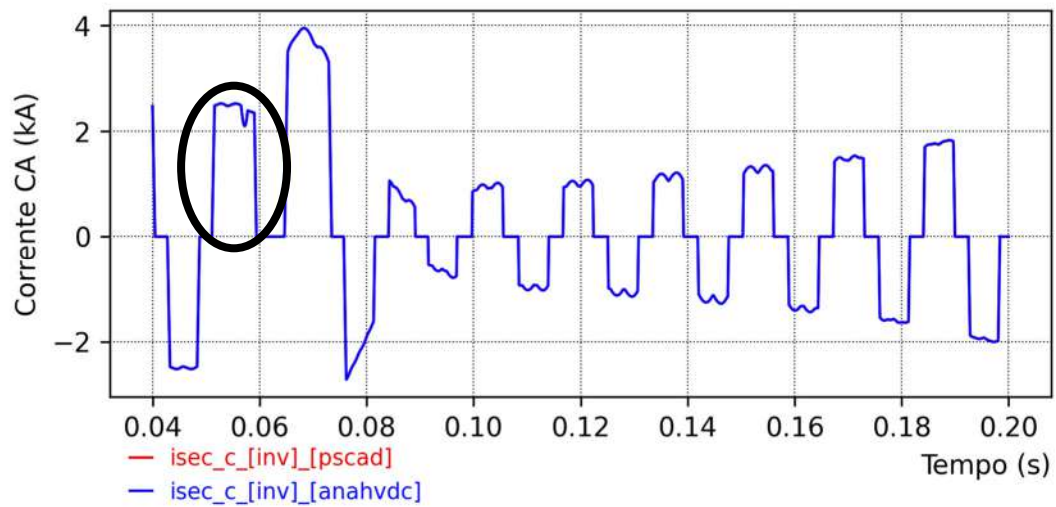


Figura 166 – Corrente CA na fase c no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

A comparação das funções de chaveamento das fases a , b e c são apresentadas, respectivamente, na Figura 167, na Figura 168 e na Figura 169.

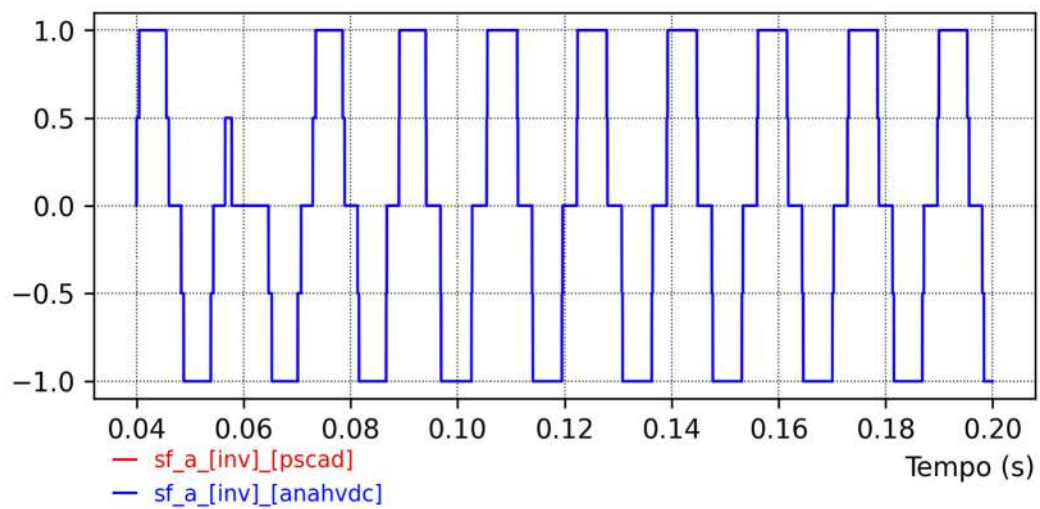


Figura 167 – Função de chaveamento $s_{va}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

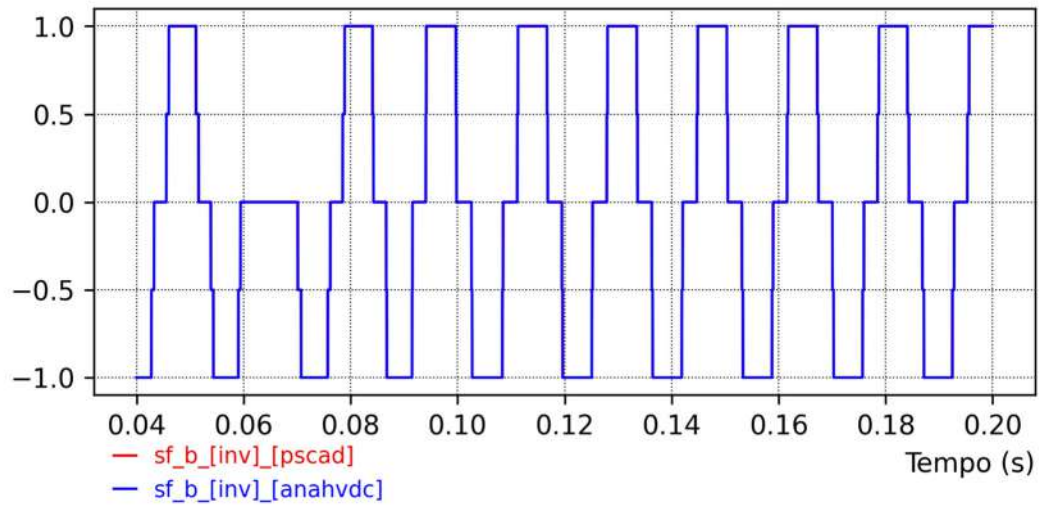


Figura 168 – Função de chaveamento $s_{vb}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

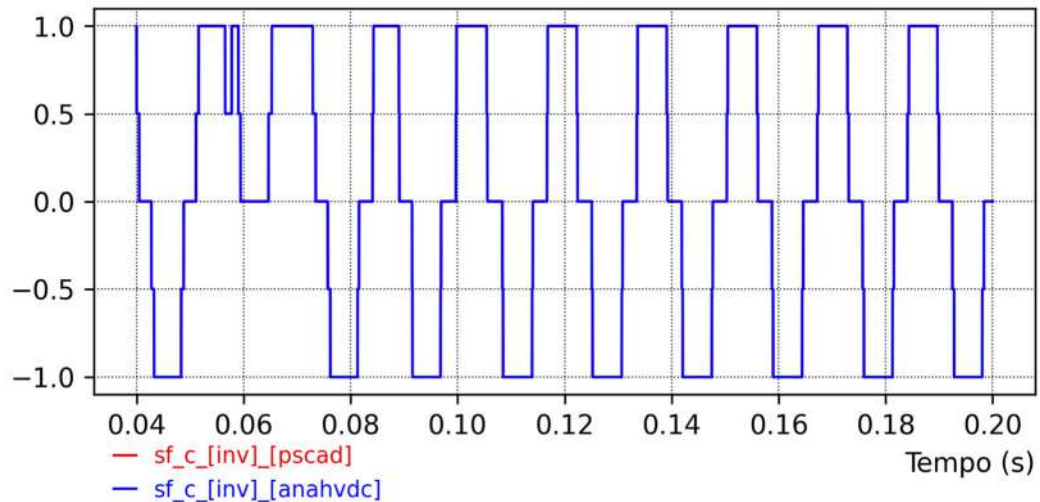


Figura 169 – Função de chaveamento $s_{vc}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

A tensão CC, e suas respectivas funções de chaveamento, assim como as correntes CA, foram coincidentes quando comparadas as curvas de PSCAD/EMTDC e AnaHVDC. Ressalta-se que para a comparação foram utilizadas as grandezas instantâneas do modelo proposto. A Figura 170 apresenta em um mesmo gráfico as funções de chaveamento para as três fases considerando uma operação normal da ponte. A Figura 171 apresenta as funções de chaveamento para o caso simulado com falha de comutação. Em ambas as figuras os intervalos de cada descontinuidade foram numerados. A Tabela 10 apresenta o processo de superposição das funções de chaveamento normais que resultam nas funções de chaveamento em falha para os intervalos destacados na Figura 170 e na Figura 171.

Intervalo	v1	v4	Fase a	v3	v6	Fase b	v5	v2	Fase c
5	0	0	0	0	0	0	1	-1	0
6	0	-0,5	-0,5	0	0	0	1	-0,5	0,5
7	0	-1	-1	0	0	0	1	0	1
8	0	-1	-1	0	0	0	1	0	1

* Onde os as células destacadas em vermelho significam operação anormal da ponte

Para este caso de falha simples apresenta-se o detalhamento de superposição das funções de chaveamento de cada um dos intervalos do processo:

- Intervalo 0: Válvulas 5 e 6 conduzindo;
- Intervalo 1: Disparo da válvula 1 e início da comutação entre as válvulas 5 e 1. Válvulas 1, 5 e 6 conduzindo;
- Intervalo 2: Falha na comutação entre as válvulas 5 e 1. A válvula 1 apaga e a válvula 5 continua conduzindo. Válvulas 5 e 6 conduzindo.

$$s_{va(falha)}(t) = s_{va(normal)}(t) - s_{va(normal)}(t) = 0$$

$$s_{vb(falha)}(t) = s_{vb(normal)}(t)$$

$$s_{vc(falha)}(t) = s_{vc(normal)}(t) + s_{va(normal)}(t)$$

- Intervalo 3: Disparo da válvula 2 e início da comutação entre as válvulas 6 e 2. Curto CC gerado pela condução das válvulas 5 e 2. Válvulas 2, 5 e 6 conduzindo.

$$s_{va(falha)}(t) = s_{va(normal)}(t) - s_{va(normal)}(t) = 0$$

$$s_{vb(falha)}(t) = s_{vb(normal)}(t)$$

$$s_{vc(falha)}(t) = s_{vc(normal)}(t) + s_{va(normal)}(t)$$

- Intervalo 4: Término da comutação entre as válvulas 6 e 2. Válvulas 2 e 5 conduzindo.

$$s_{va(falha)}(t) = s_{va(normal)}(t) - s_{va(normal)}(t) = 0$$

$$s_{vb(falha)}(t) = s_{vb(normal)}(t)$$

$$s_{vc(falha)}(t) = s_{vc(normal)}(t) + s_{va(normal)}(t)$$

- Intervalo 5: Disparo da válvula 3. Como a válvula 3 se encontra inversamente polarizada não entra em condução. Neste momento termina o período da falha de comutação da válvula 1 e inicia o período de falha entre as válvulas 3 e 5. Válvulas 2 e 5 conduzindo.

$$s_{va(falha)}(t) = s_{va(normal)}(t)$$

$$s_{vb(falha)}(t) = s_{vb(normal)}(t) - s_{vb(normal)}(t) = 0$$

$$s_{vc(falha)}(t) = s_{vc(normal)}(t) + s_{vb(normal)}(t)$$

- Intervalo 6: Disparo da válvula 4 e início da comutação com a válvula 2. Válvulas 2, 4 e 5 conduzindo.

$$s_{va(falha)}(t) = s_{va(normal)}(t)$$

$$s_{vb(falha)}(t) = s_{vb(normal)}(t) - s_{vb(normal)}(t) = 0$$

$$s_{vc(falha)}(t) = s_{vc(normal)}(t) + s_{vb(normal)}(t)$$

- Intervalo 7: Término da comutação entre as válvulas 2 e 4. Válvulas 4 e 5 conduzindo.

$$s_{va(falha)}(t) = s_{va(normal)}(t)$$

$$s_{vb(falha)}(t) = s_{vb(normal)}(t) - s_{vb(normal)}(t) = 0$$

$$s_{vc(falha)}(t) = s_{vc(normal)}(t) + s_{vb(normal)}(t)$$

- Intervalo 8: Disparo da válvula 5. Como a válvula 5 já está em condução não se tem comutação. Neste instante termina o período de falha de comutação da válvula 3 e a ponte volta a operar normalmente. Válvulas 4 e 5 conduzindo.

$$s_{va(falha)}(t) = s_{va(normal)}(t)$$

$$s_{vb(falha)}(t) = s_{vb(normal)}(t)$$

$$s_{vc(falha)}(t) = s_{vc(normal)}(t)$$

Depois de validar o modelo com uma falha de comutação simples, o mesmo sistema será simulado para uma falha de comutação consecutiva entre as válvulas 5 e 1 e as válvulas 6 e 2. Para simular a falha de comutação consecutiva foi aplicado em 0,006 s um degrau de 70° no ângulo da tensão fundamental da fase *a* e aos 0,00878 s um degrau de 70° no ângulo da tensão fundamental da fase *b*. Os degraus foram retirados em 0,015 segundos. Com isso consegue-se reproduzir de forma didática o efeito de falha consecutiva desejado.

A Figura 172 apresenta as tensões CA na inversora.

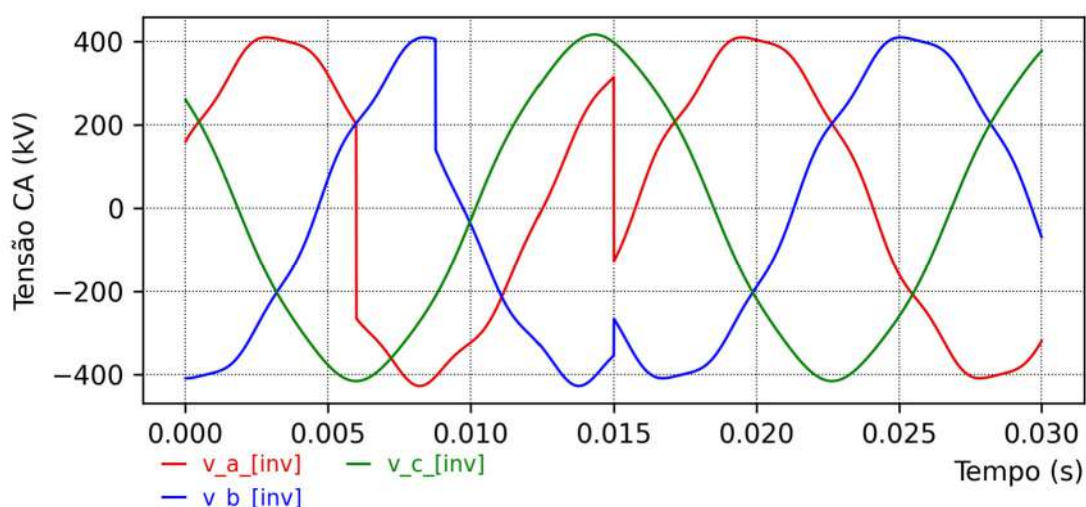


Figura 172 – Tensão CA trifásica no inversor.

A Figura 173 mostra a tensão CC no inversor. Na falha de comutação entre as válvulas 1 e 5, a válvula 5 continua conduzindo na ponte. Em sequência a válvula 2 é disparada e inicia o processo de comutação com a válvula 6. A válvula 2 está conectada na fase *c*, mesma fase da válvula 5. Com isso quando a válvula 2 é disparada tem-se um curto na ponte, ou seja, a tensão CC é igual a zero. O tempo de curto é menor se comparado ao da falha simples pois neste caso o curto dura somente o tempo até falhar a comutação da válvula 2 com a 6.

A Figura 174 apresenta a forma de onda da corrente CA da fase *a* medida no secundário do transformador do lado do inversor. Nesta curva pode-se ver o momento em que ocorre a falha de comutação, ou seja, o momento em que a válvula 1 não consegue conduzir corrente e a válvula se apaga levando a zero a corrente na fase *a*. Também é destacado o instante do próximo disparo da válvula 1.

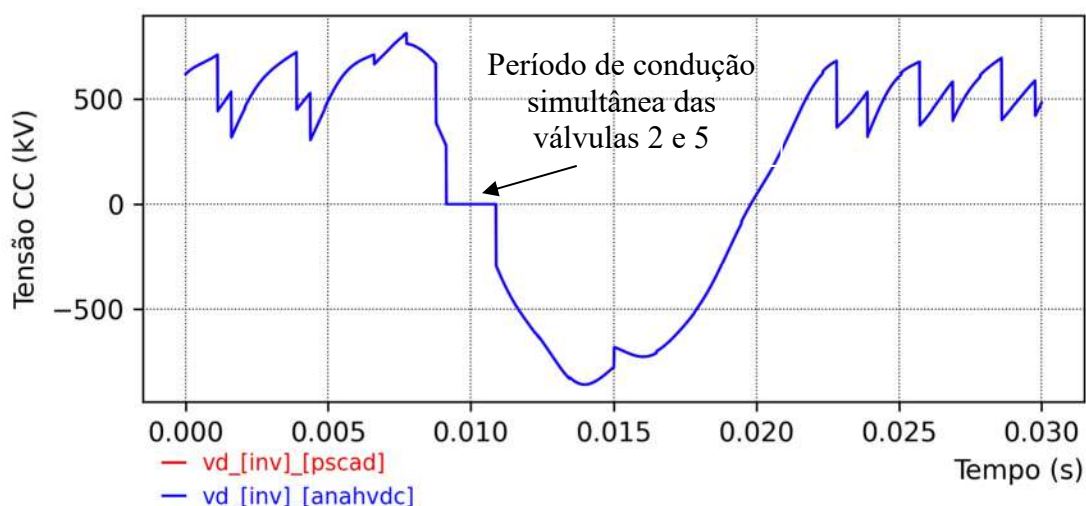


Figura 173 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

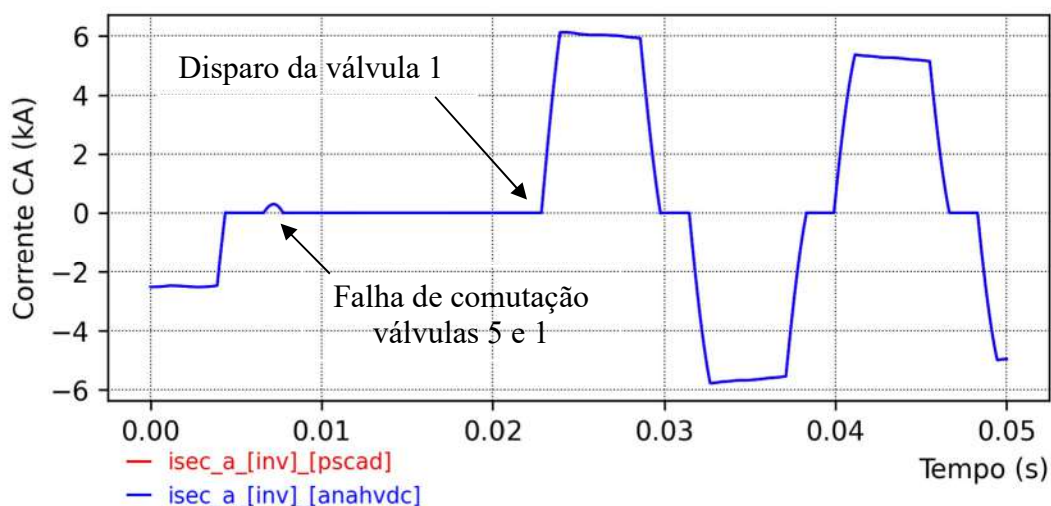


Figura 174 – Corrente CA na fase *a* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 175 apresenta a forma de onda da corrente CA da fase *b*, destacando o momento da falha de comutação entre as válvulas 6 e 2.

A Figura 176 apresenta a forma de onda da corrente CA da fase *c*, destacando os momentos das falhas de comutação entre as válvulas 5 e 1 e entre as válvulas 6 e 2.

Como consequência das falhas de comutação a válvula 3 e a válvula 4 não entram em condução por estarem inversamente polarizadas no momento dos seus respectivos disparos. Com isso as válvulas 5 e 6 conduzem até o próximo disparo da válvula 1.

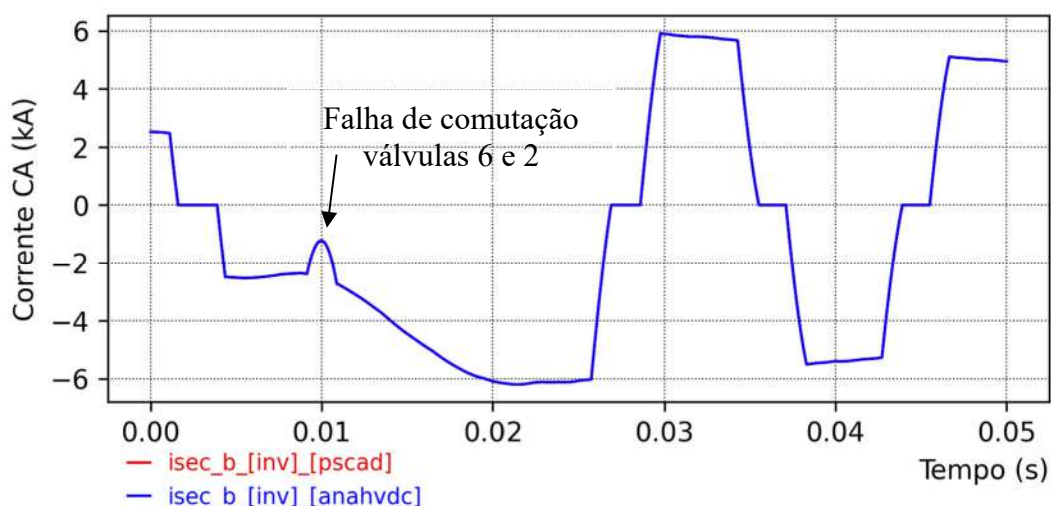


Figura 175 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

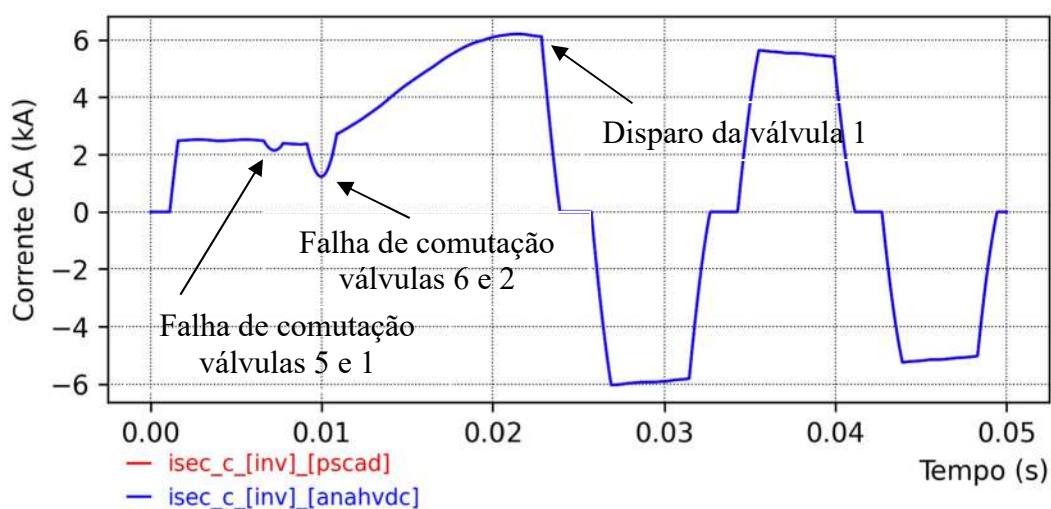


Figura 176 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

A comparação das funções de chaveamento das fases *a*, *b* e *c* são apresentadas, respectivamente, na Figura 177, na Figura 178 e na Figura 179.

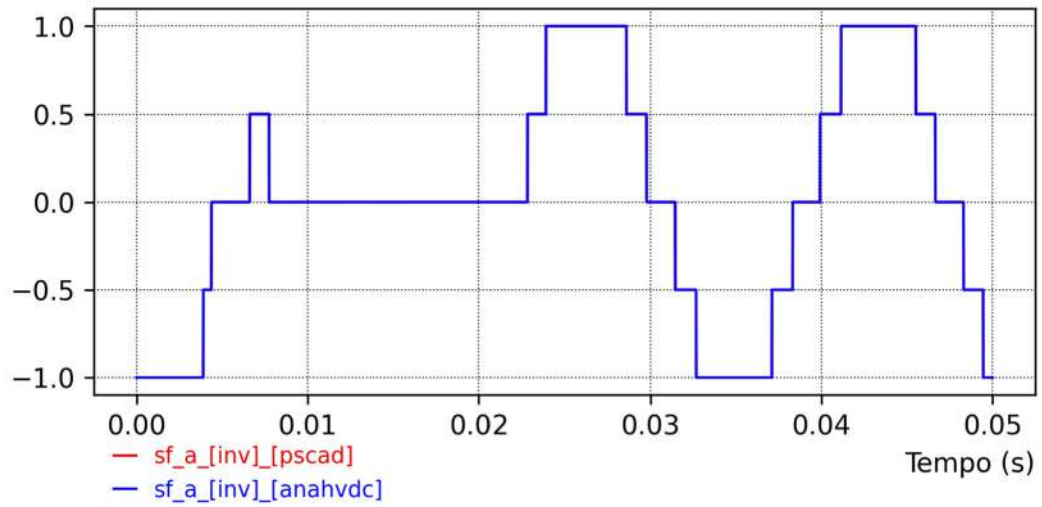


Figura 177 – Função de chaveamento $s_{va}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

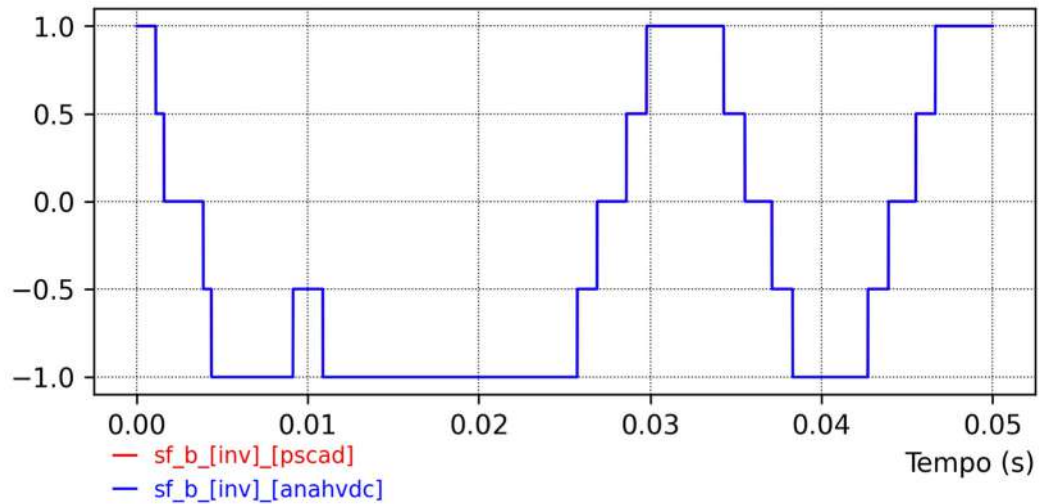


Figura 178 – Função de chaveamento $s_{vb}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

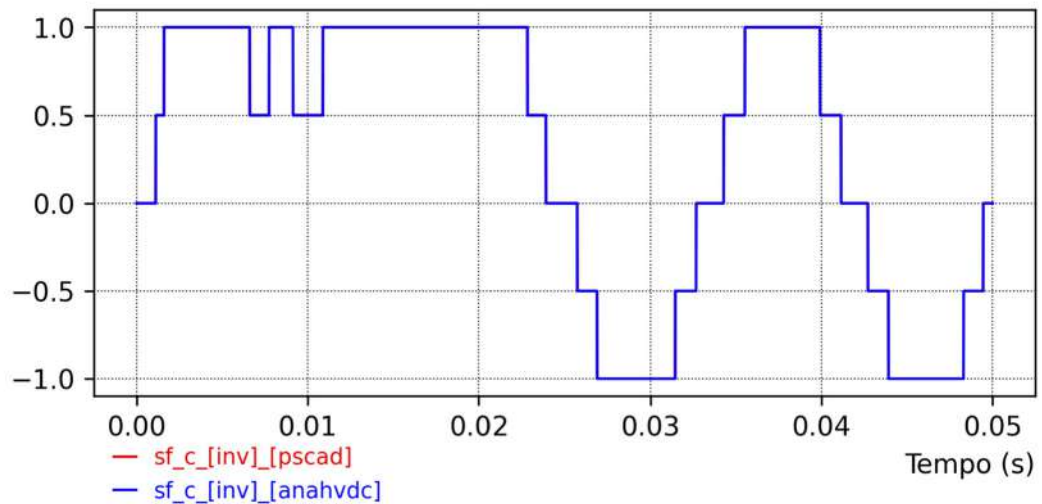


Figura 179 – Função de chaveamento $s_{vc}(t)$ no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

A tensão CC, e suas respectivas funções de chaveamento, assim como as correntes CA, foram coincidentes quando comparadas as curvas de PSCAD/EMTDC e AnaHVDC.

A Figura 180 apresenta em um mesmo gráfico as funções de chaveamento para as três fases considerando uma operação normal da ponte. A Figura 181 apresenta as funções de chaveamento para o caso simulado com falha de comutação. Em ambas as figuras os intervalos de cada descontinuidade foram numerados. A Tabela 11 apresenta o processo de superposição das funções de chaveamento normais, que resultam nas funções de chaveamento em falha para os intervalos destacados na Figura 180 e na Figura 181.

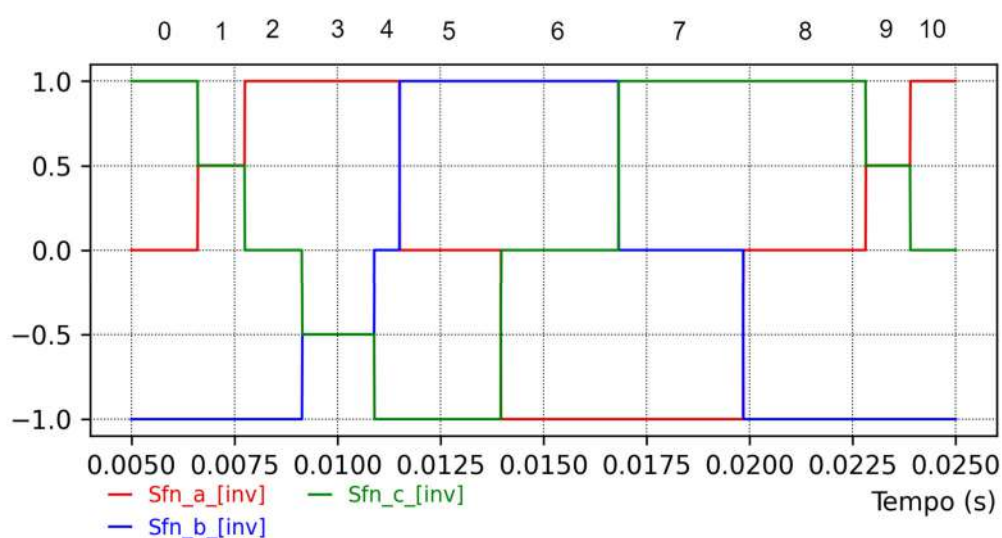


Figura 180 – Função de chaveamento normal das três fases.

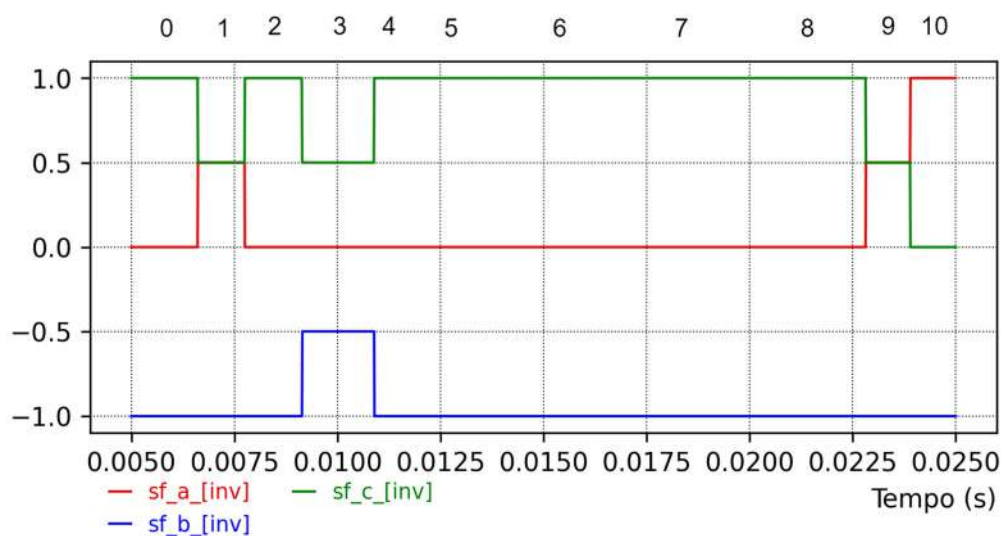


Figura 181 – Função de chaveamento em falha das três fases.

Tabela 11 – Superposição das funções de chaveamento durante falha.

Intervalo	v1	v4	Fase a	v3	v6	Fase b	v5	v2	Fase c
0	0	0	0	0	-1	-1	1	0	1
1	0,5	0	0,5	0	-1	-1	0,5	0	0,5
2	0	0	0	0	-1	-1	1	0	1
3	0	0	0	0	-0,5	-0,5	1	-0,5	0,5
4	0	0	0	0	-1	-1	1	0	1
5	0	0	0	0	-1	-1	1	0	1
6	0	0	0	0	-1	-1	1	0	1
7	0	0	0	0	-1	-1	1	0	1
8	0	0	0	0	-1	-1	1	0	1
9	0,5	0	0,5	0	-1	-1	0,5	0	0,5
10	1	0	1	0	-1	-1	0	0	0

* Onde os as células destacadas em vermelho significam operação anormal da ponte.

3.13 Bloqueio da ponte conversora

Conforme visto, a corrente CC é calculada pela solução da rede CC, a partir das tensões dos conversores. Em casos em que esta corrente tende a se tornar negativa, os tiristores bloqueiam a ponte, tornando-a zero até que a tensão do retificador fique maior que a do inversor e faça com que esta corrente volte a ficar positiva.

No modelo proposto, adotou-se a lógica análoga ao comportamento da ponte, ou seja, a cada solução de rede CC instantânea, verifica-se o valor da corrente CC, se ela for negativa, assume-se que a ponte está bloqueada e recalcula-se as variáveis com essa corrente nula. No próximo passo, resolve-se o modelo fasorial assumindo-se corrente nula e, ao final, faz-se novamente a solução da rede CC com as tensões CC dos conversores e assumindo que a ponte está desbloqueada. No caso de a corrente continuar negativa, repete-se o processo de tornar a corrente nula e recalcular as demais variáveis nesta

condição. Mas se a corrente voltar a ficar positiva, desbloqueia-se a ponte, e continua o cálculo do próximo passo com corrente desbloqueada.

Para exemplificar o caso de bloqueio da ponte, utilizou-se o sistema apresentado no item 1 do Anexo III. A simulação consiste em um degrau, de -0,9 pu, no módulo da tensão da fonte da fase a do lado da retificadora. Este degrau se parece com um curto-circuito monofásico na barra da conversora e foi aplicado por um período de 100 ms. A Figura 182 apresenta as tensões CA trifásicas na fonte da retificadora, e o degrau na tensão da fase a , para o AnaHVDC

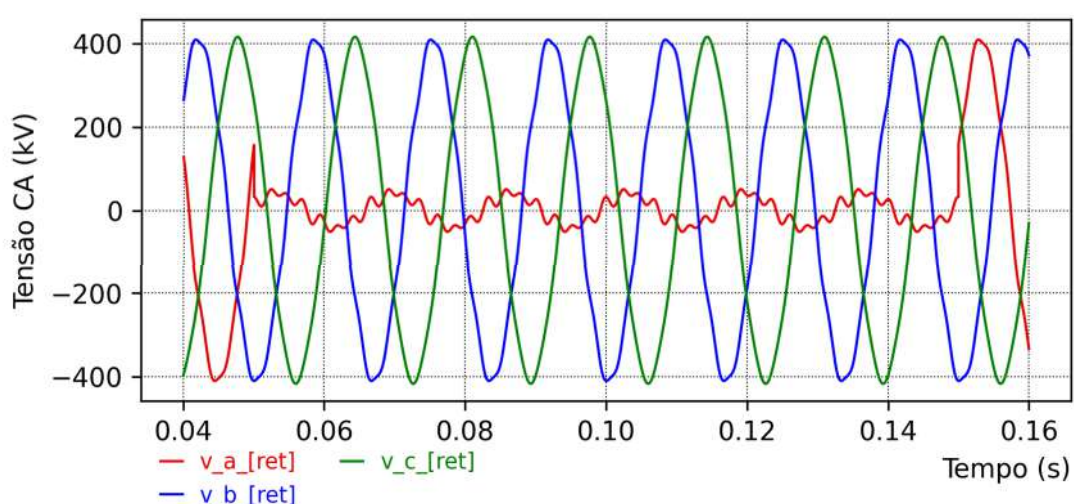


Figura 182 – Tensão CA trifásica no retificador.

A Figura 183 apresenta a corrente CC do lado do retificador. No intervalo entre 0,1 s e 0,15 s pode-se observar o comportamento da corrente que fica bloqueando e desbloqueando. A corrente CC calculada pelo AnaHVDC é coincidente a corrente obtida no PSCAD/EMTDC.

A Figura 184 mostra a tensão CC no lado do retificador. As correntes CA são apresentadas na Figura 185, Figura 186 e Figura 187.

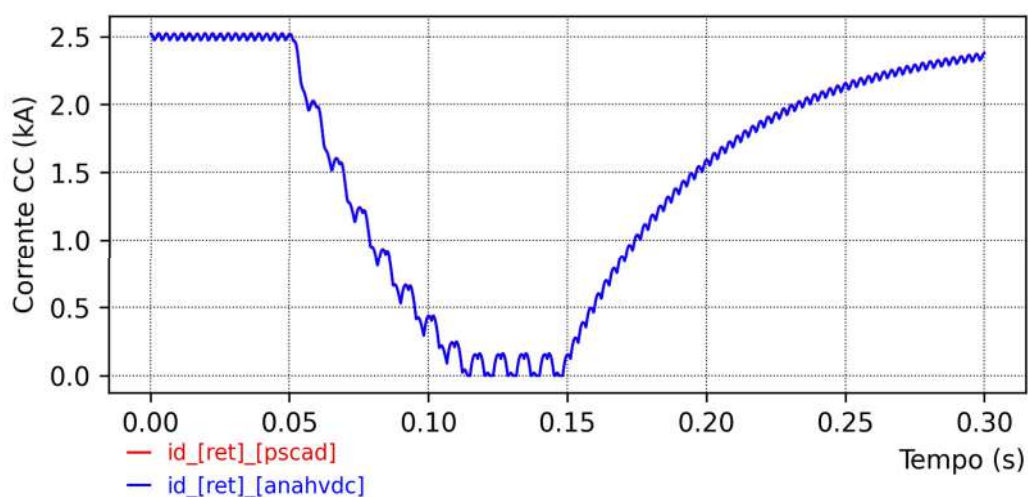


Figura 183 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

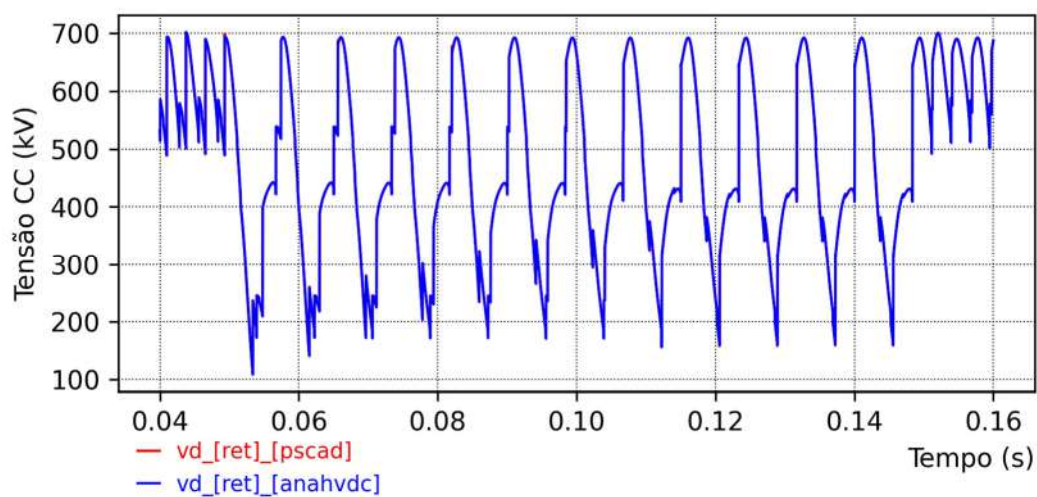


Figura 184 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

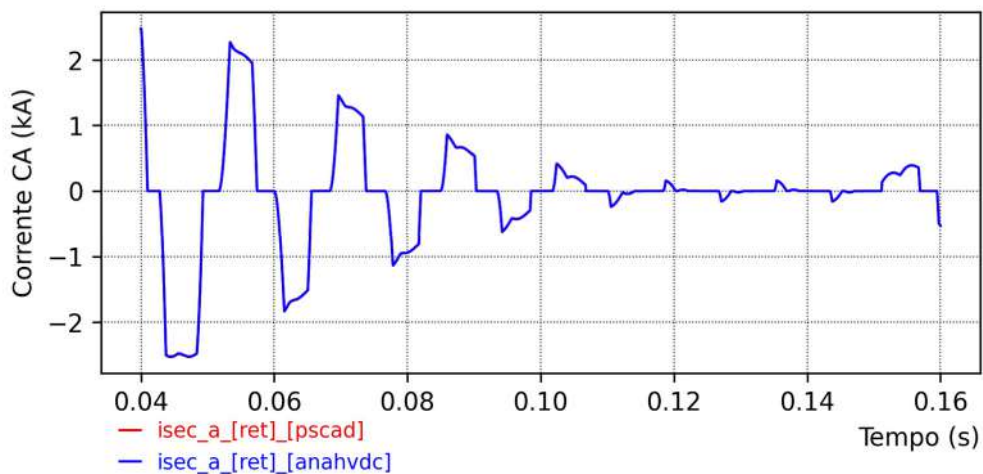


Figura 185 – Corrente CA na fase *a* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

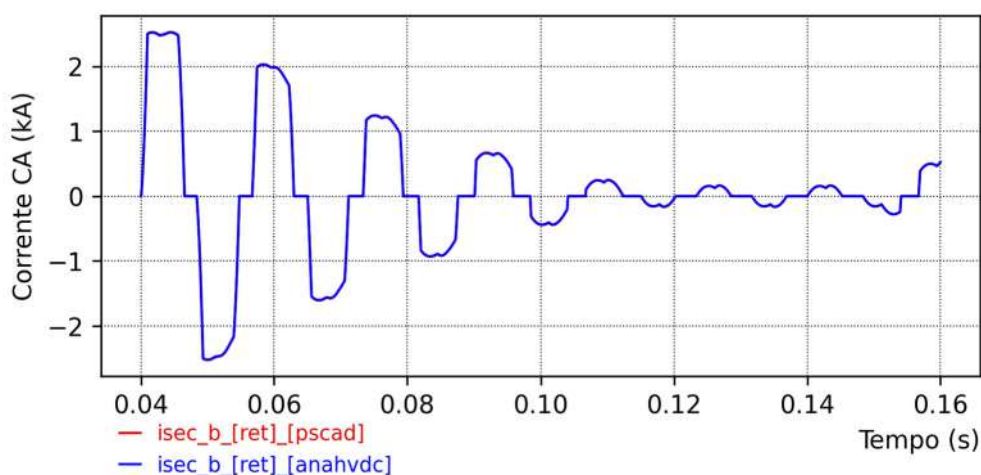


Figura 186 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

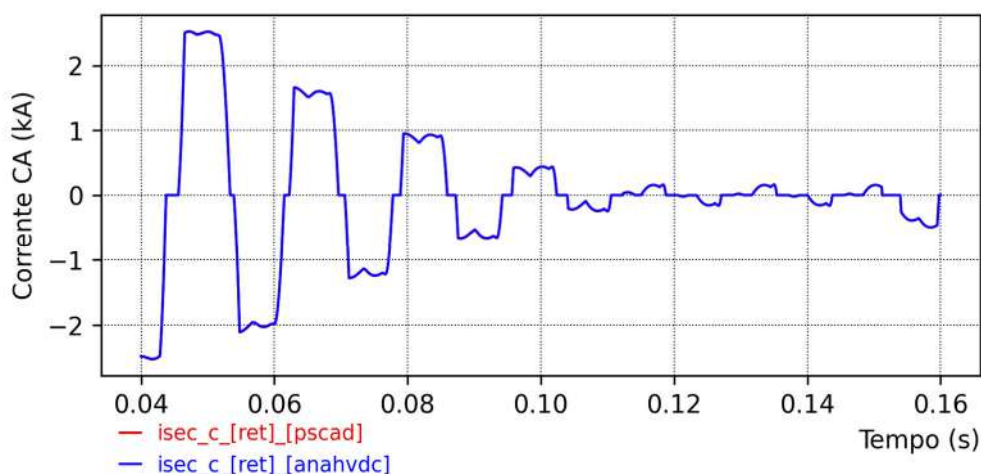


Figura 187 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

Durante a aplicação do degrau ocorre um atraso de disparo na fase *a* da retificadora de $11,10^\circ$, conforme mostrado pelo cálculo de $\Delta\alpha$ na Figura 188. O gráfico da tensão na válvula 1, Figura 189, e da tensão na válvula 4, Figura 190, mostram que assim que as tensões nas válvulas se tornam positivas, as válvulas são disparadas, indicando a ocorrência de um atraso de disparo conforme calculado pelo AnaHVDC. Atraso que é confirmado pelo tempo do disparo da válvula 1, Figura 191, ser inferior ao tempo do início de condução da válvula 1, Figura 192. A diferença angular entre estes tempos é de $11,02^\circ$, praticamente o mesmo ângulo de atraso encontrado pelo AnaHVDC.

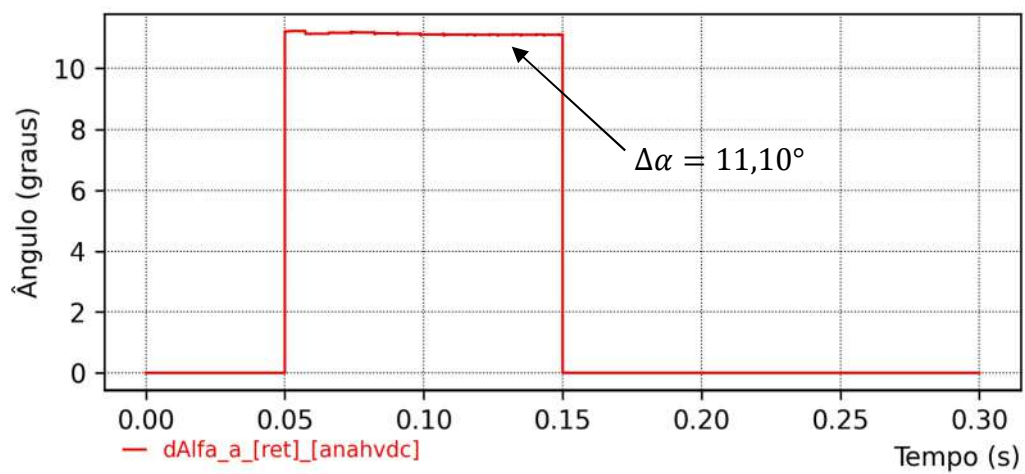


Figura 188 – $\Delta\alpha$ calculado diretamente no AnaHVDC.

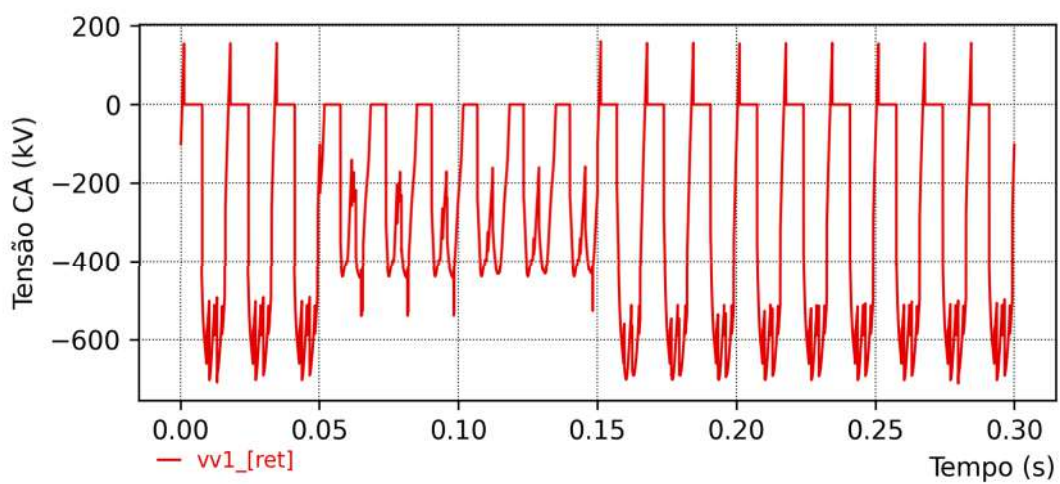


Figura 189 – Tensão na válvula 1 (fase a).

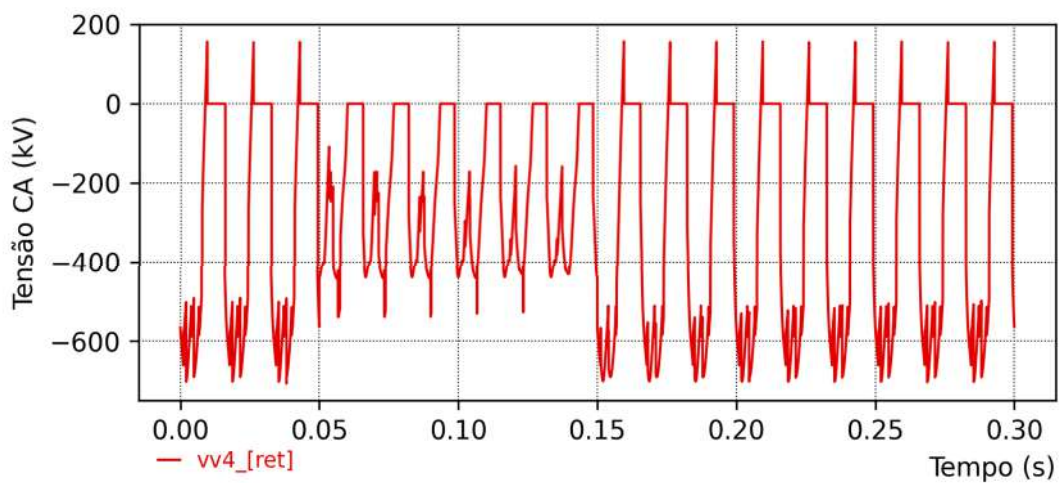


Figura 190 – Tensão na válvula 4 (fase a).

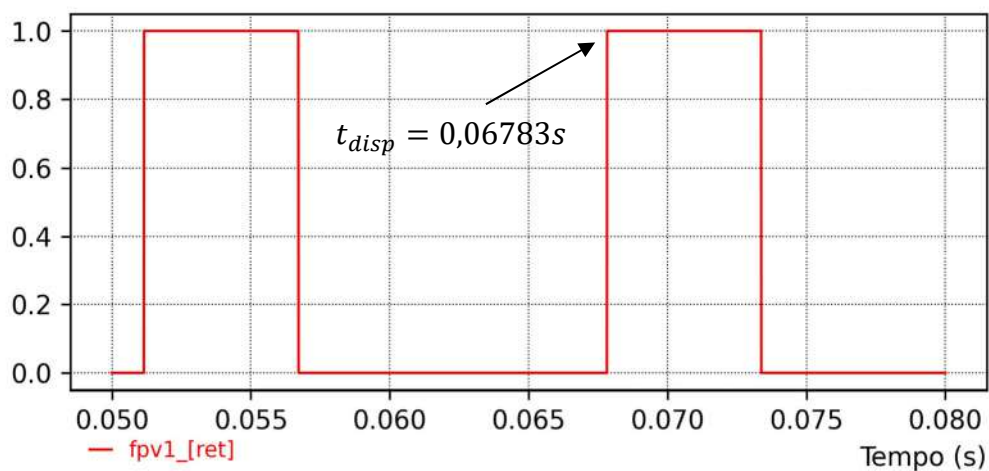


Figura 191 – Pulso de disparo da válvula 3 (fase b).

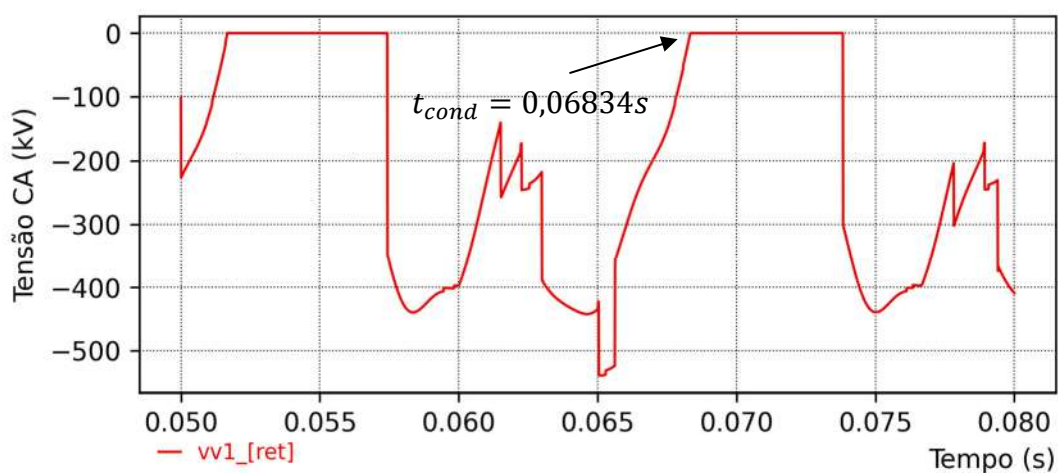


Figura 192 – Zoom na tensão da válvula 1 (fase a).

3.14 Comutações simultâneas

Em algumas situações o período de comutação pode se alongar sem ser concluído até o momento de disparo da próxima válvula. Por exemplo, imaginando que a válvula 1 (fase a) está conduzindo na parte de cima da ponte, e a válvula 2 (fase c) está comutando com a válvula 6 (fase b) sem concluir esta comutação quando a válvula 3 é disparada. No momento que a válvula 3 (fase b) for disparada, haverá um curto-circuito nesta fase, pois a válvula 6 ainda está conduzindo. O efeito deste curto para a tensão CC é torná-la nula. Para a corrente CA haverá um rápido decaimento da corrente da fase em curto, resultante de

uma integração numérica das tensões envolvidas. Este detalhe do decaimento não instantâneo da corrente não foi implementado na atual versão do modelo pois verificou-se que a consideração de tornar essa corrente nula logo no momento do disparo produzia simulações praticamente equivalentes.

Para exemplificar esta operação com comutações simultâneas da ponte é simulado para o sistema apresentado no item 1 do Anexo III, um degrau em 0,005s de 35° na fase da tensão fundamental da fase *a*. O degrau é retirado em 0,0092 s.

A Figura 193 apresenta as tensões trifásicas no lado do inversor destacando-se o degrau aplicado na tensão da fase *a*.

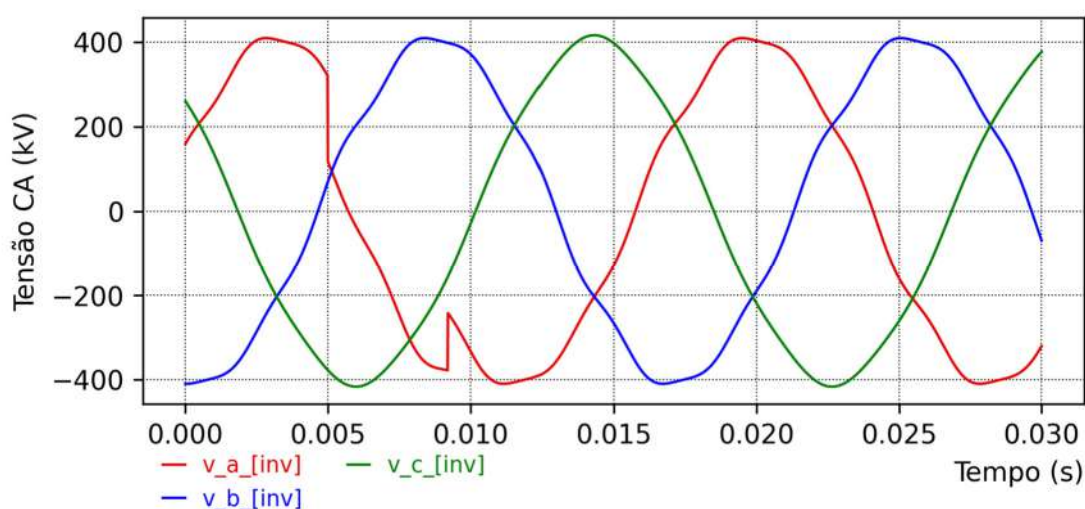


Figura 193 – Tensão CA trifásica no inversor.

A Figura 194 apresenta as curvas das correntes CA obtidas no PSCAD/EMTDC. O degrau aplicado no ângulo da fase *a* levou ao aumento do ângulo de comutação entre as válvulas 5 e 1. Enquanto a comutação ainda estava ocorrendo a válvula 2 foi disparada e começou a comutar com a válvula 6. Quando a válvula 2 foi disparada ela fechou um curto com a válvula 5, pois ambas passam a conduzir na fase *c*. O efeito deste curto para a tensão CC é torná-la nula. Para a corrente CA haverá um rápido decaimento da corrente da fase em curto conforme mostrado no gráfico. Ou seja, no PSCAD/EMTDC existe um período onde quatro válvulas estão conduzindo corrente simultaneamente, durante o período das comutações simultâneas.

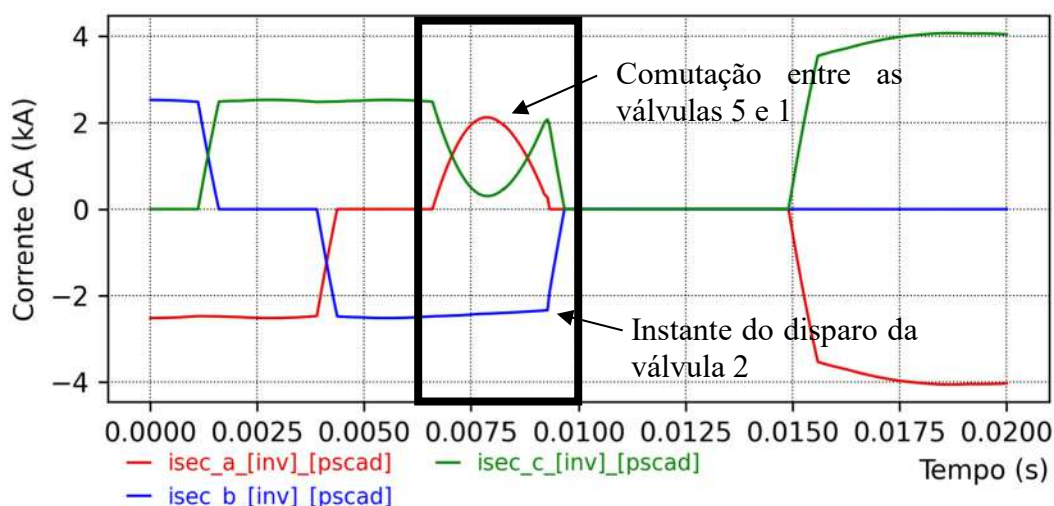


Figura 194 – Corrente CA no secundário do transformador do inversor (PSCAD).

O mesmo período de comutação é mostrado na Figura 195 para a mesma simulação no AnaHVDC. Pode-se notar que quando a válvula 2 é disparada, enquanto as válvulas 5 e 1 ainda estão em processo de comutação, o modelo implementado no AnaHVDC força uma comutação instantânea neste instante.

A Figura 196 e a Figura 197 apresentam os efeitos da comutação instantânea realizada pelo modelo do AnaHVDC nas correntes CA das fases *b* e *c*. Como destacado nas figuras o efeito é mínimo.

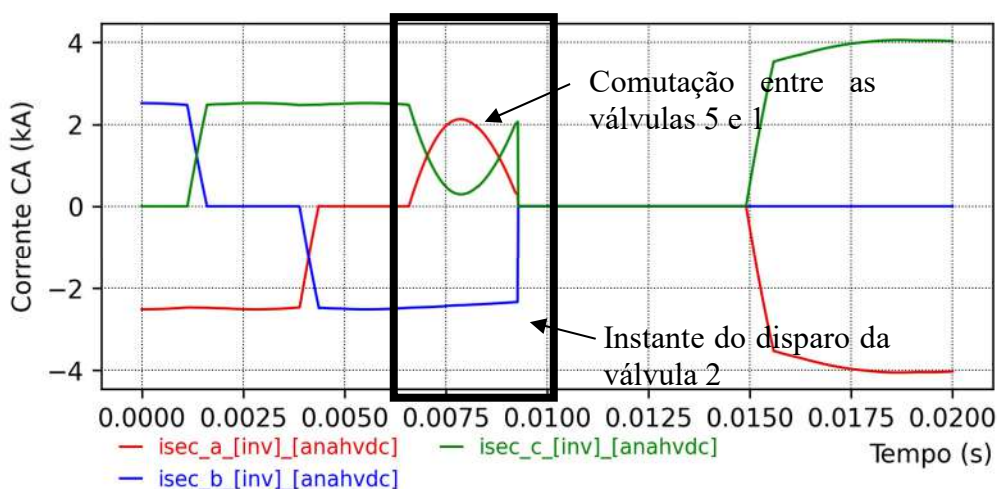


Figura 195 – Corrente CA no secundário do transformador do inversor (AnaHVDC).

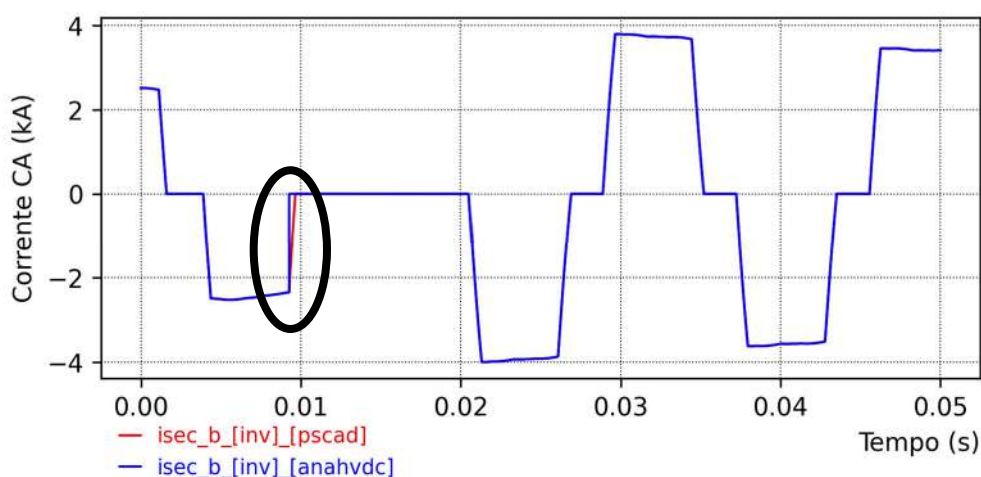


Figura 196 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

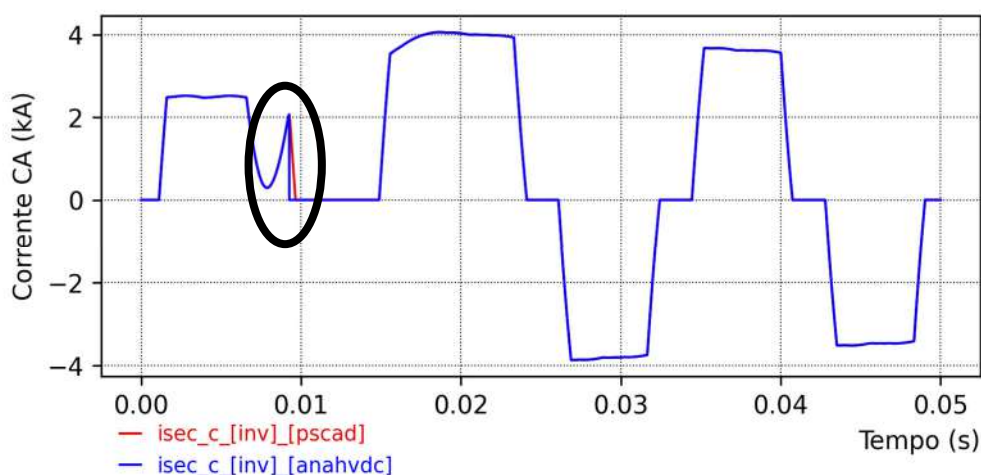


Figura 197 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

3.15 Reignição

Quando há o disparo em um inversor em um momento em que a tensão já é negativa, haverá uma falha de comutação instantânea, onde a válvula disparada, nem começa a sua comutação.

Uma segunda hipótese é quando a tensão da válvula é positiva, a válvula é disparada e começa a conduzir, mas se em seguida a tensão ficar negativa, a corrente na válvula disparada tende a zero e a válvula anterior continua a conduzir.

Nesta seção, será tratada uma terceira situação em que a válvula conclui a comutação, no entanto a tensão fica negativa em um tempo inferior ao seu tempo de extinção, tempo este necessário para que o semicondutor entre em condição de bloqueio. Na prática, esse tempo é da ordem de 400 μ s a 550 μ s. Esta lógica foi implementada no modelo, dessa forma descrita e a seguir será apresentado um caso exemplo.

Para exemplificar uma reignição na ponte é simulado para o sistema apresentado no item 1 do Anexo III, um degrau em 0,006s de 28° na fase da tensão fundamental da fase *a*. O degrau é retirado em 0,0092 s. A Figura 198 apresenta as tensões trifásicas no lado do inversor destacando-se o degrau aplicado na tensão da fase *a*.

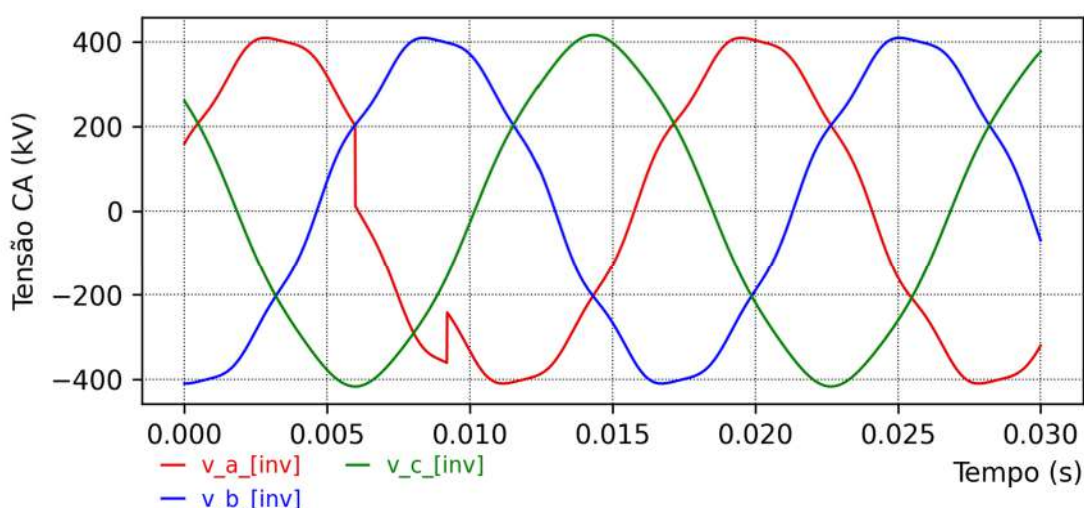


Figura 198 – Tensão CA trifásica no inversor.

A Figura 199 apresenta as curvas das correntes CA obtidas no PSCAD/EMTDC. O degrau aplicado no ângulo da fase *a* levou a tensão sobre a válvula 5 tornar-se positiva logo após o término de sua comutação com a válvula 1. O tempo que a válvula 5 ficou com tensão negativa em seus terminais é inferior ao tempo de extinção da válvula, com isso a válvula entra em reignição e volta a conduzir. A comutação entre as válvulas 5 e 1 se reinicia. Enquanto a comutação ainda estava ocorrendo a válvula 2 foi disparada e começou a comutar com a válvula 6, levando ao processo de comutação simultânea apresentado na seção anterior.

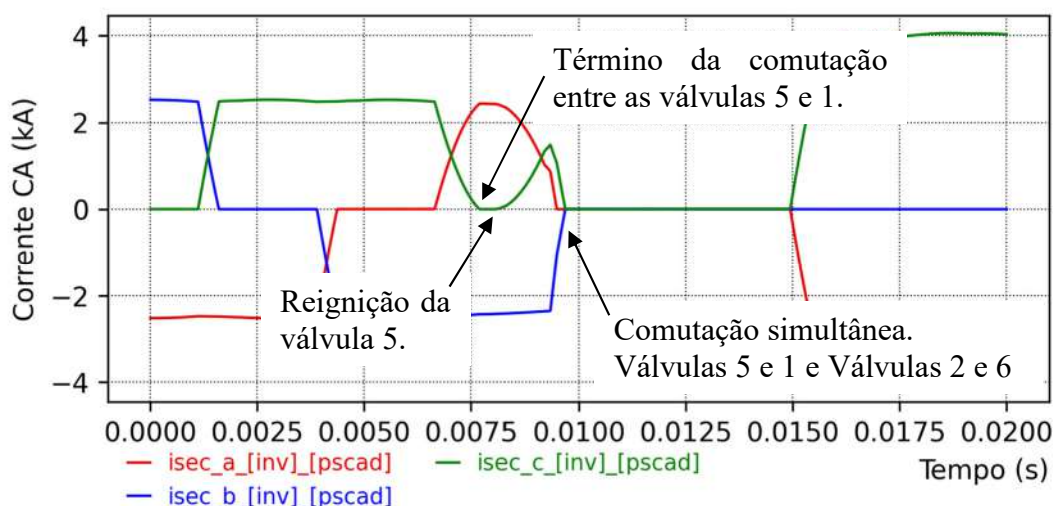


Figura 199 – Corrente CA no secundário do transformador do inversor (PSCAD).

O mesmo processo de reignição é mostrado na Figura 200 para o AnaHVDC. Pode-se notar que a maior diferença em relação as curvas obtidas no PSCAD/EMTDC se deve a comutação simultânea e não ao processo de reignição.

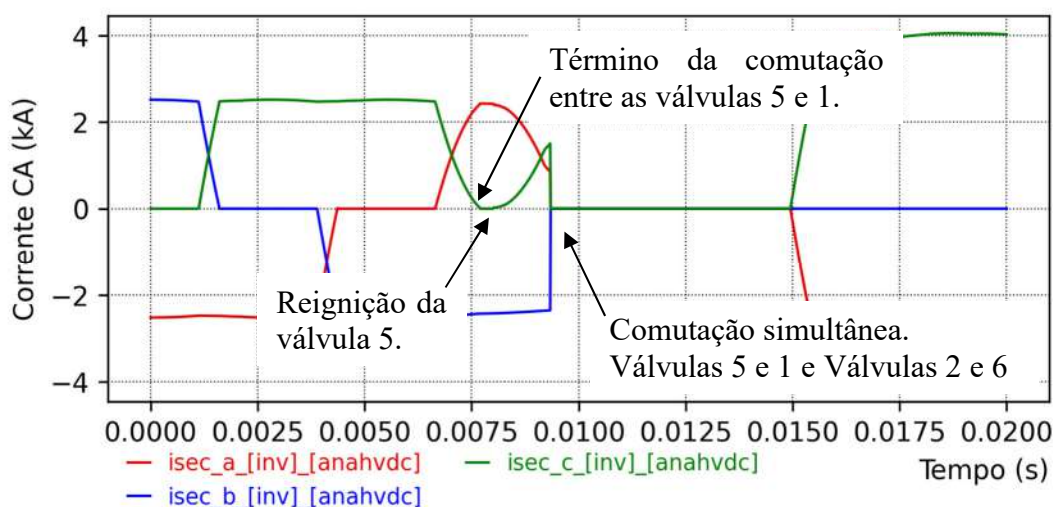


Figura 200 – Corrente CA no secundário do transformador do inversor (AnaHVDC).

A Figura 201, a Figura 202 e a Figura 203 apresentam os efeitos da reignição nas correntes CA das fases *a*, *b* e *c*. Como destacado nas figuras o efeito da reignição é imperceptível, sendo destacado o efeito da comutação simultânea.

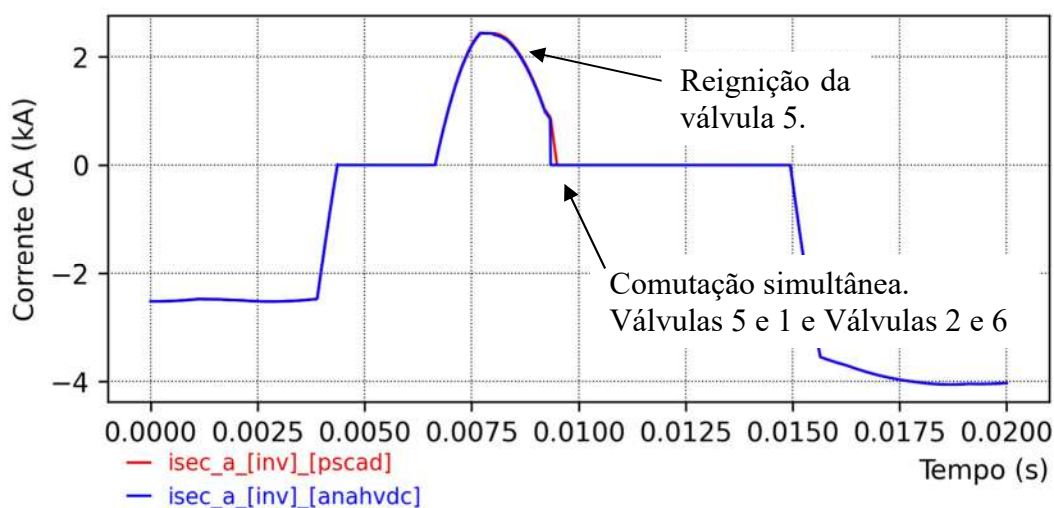


Figura 201 – Corrente CA na fase *a* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

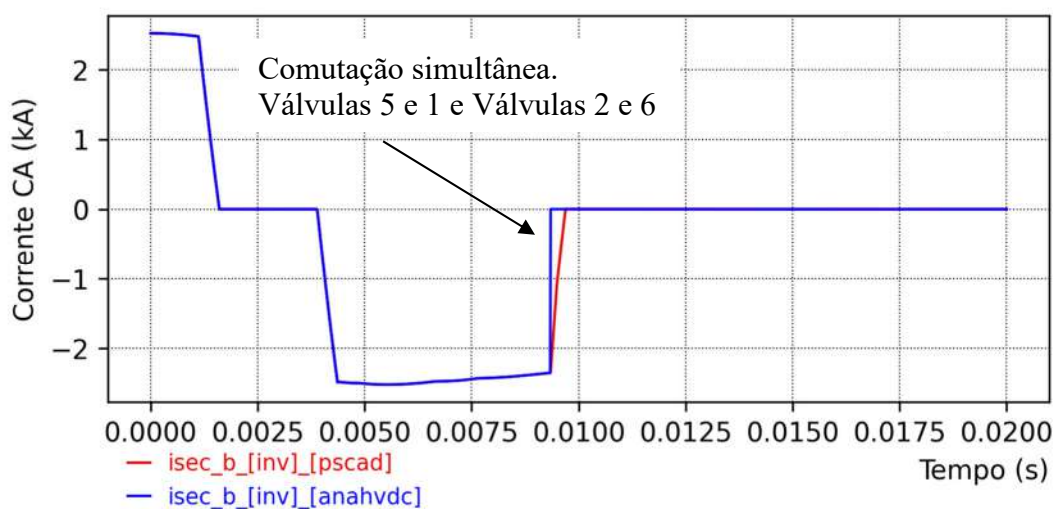


Figura 202 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

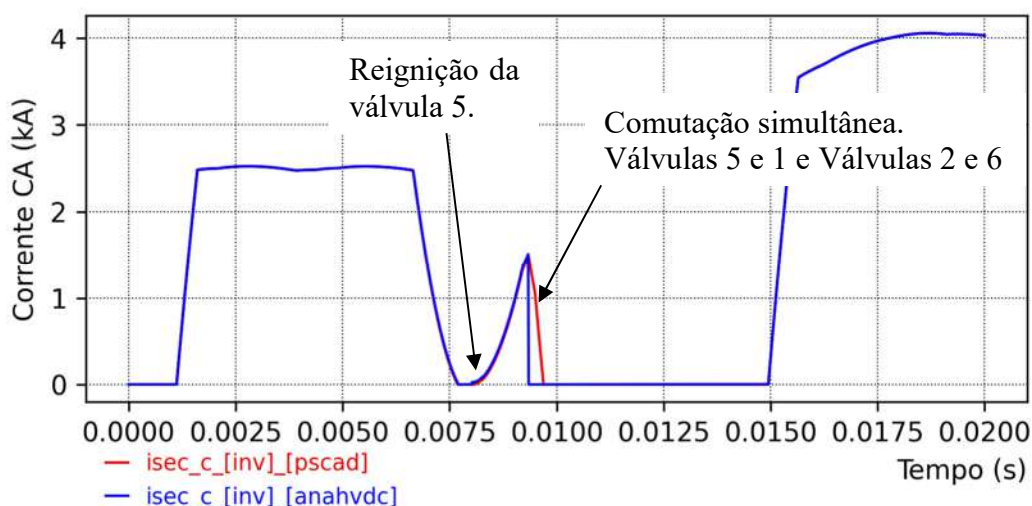


Figura 203 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

3.16 Múltiplos disparos dentro da largura de pulso

Outra situação possível é uma válvula voltar a conduzir após ter sido bloqueada, uma vez que a largura do pulso é da ordem de 5 ms. Isto pode ocorrer quando há uma falha de comutação e, após um certo tempo, a tensão na válvula volta a ficar positiva. Essa volta da condução na maioria das ocorrências acaba sendo sem sucesso, por este motivo, por questão de simplicidade, não foi considerada, ou seja, quando uma válvula bloqueia, seja em falha ou não, no modelo proposto não haverá uma nova condução desta válvula dentro da largura do pulso de disparo. Nas simulações realizadas não houve grandes impactos deste fenômeno, mas caso no futuro, verifique-se a sua importância, a lógica também pode ser implantada.

3.17 Curto-circuito

Um curto-circuito pode produzir as diversas situações anteriormente mencionadas de forma combinada ou não, ou seja, falhas de comutação, bloqueio, reignição, múltiplos pulsos de disparo, comutação simultânea. Com duração da ordem de 100 ms, conforme tempo recomendado pelo ONS para 500 kV, e normalmente sendo considerado fase-terra, desbalanceada, este curto provoca uma tensão baixa e desequilibrada no conversor

causando a aparição de harmônicos não característicos, além das possibilidades de operação anormal já mencionadas.

Para simular este evento foi aplicado em 0,05 s um degrau de -1,0 pu na magnitude da tensão fundamental da fase *a* do lado do inversor. O degrau foi retirado em 0,15 s.

A Figura 204 apresenta a tensão CA do lado do inversor onde se evidencia a queda da tensão na fase *a*.

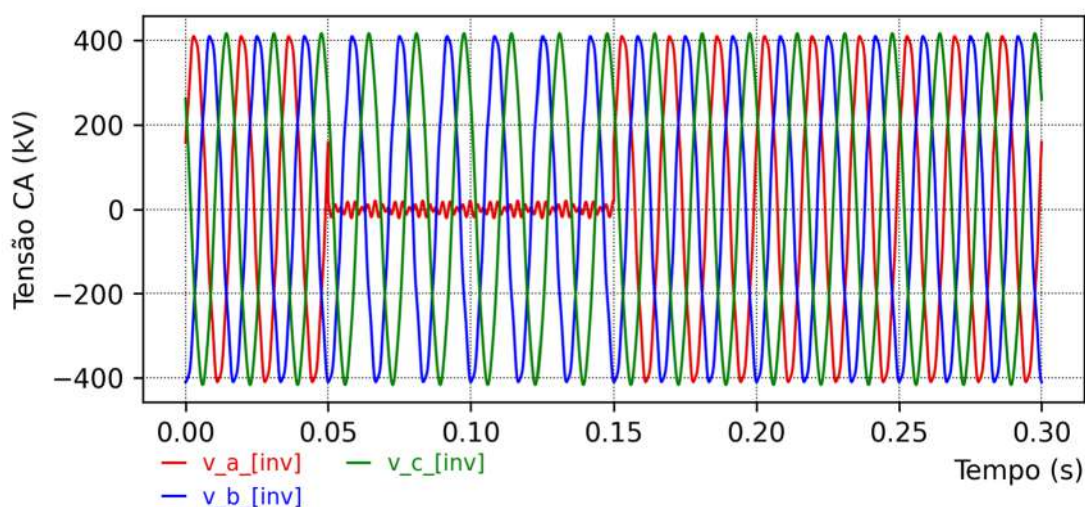


Figura 204 – Tensão CA trifásica no inversor.

A Figura 205 apresenta a corrente CC do lado do retificador. Devido ao afundamento de tensão na inversora a tendência da corrente é subir. Este aumento de corrente é limitado pela ação do controle (Figura 206) que rapidamente aumenta o ângulo de disparo na retificadora para reduzir a tensão CC (Figura 207). No intervalo compreendido entre 0,16 s e 0,20 s a corrente é zero ou muito próxima de zero, ou seja, neste período a ponte encontra-se bloqueada. Neste período de bloqueio da corrente nota-se uma diferença na tensão CC devido à diferença no cálculo desta tensão entre o PSCAD/EMTDC e o AnaHVDC, conforme explicado em 3.13.

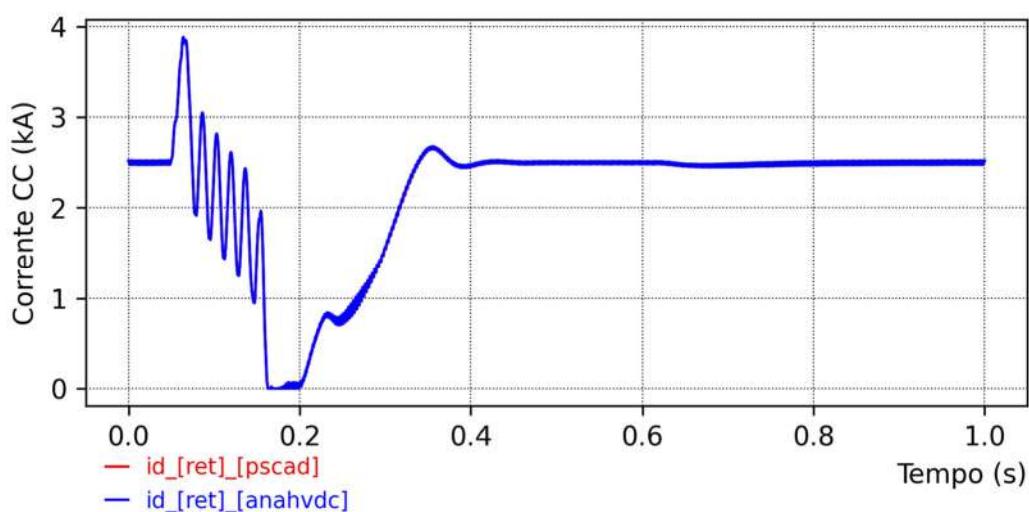


Figura 205 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

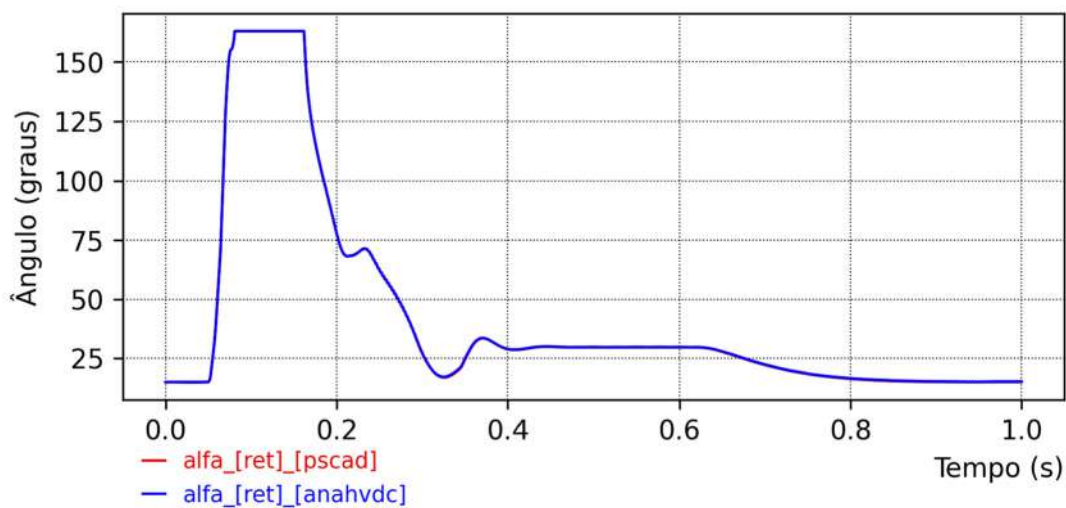


Figura 206 – Ângulo de disparo no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

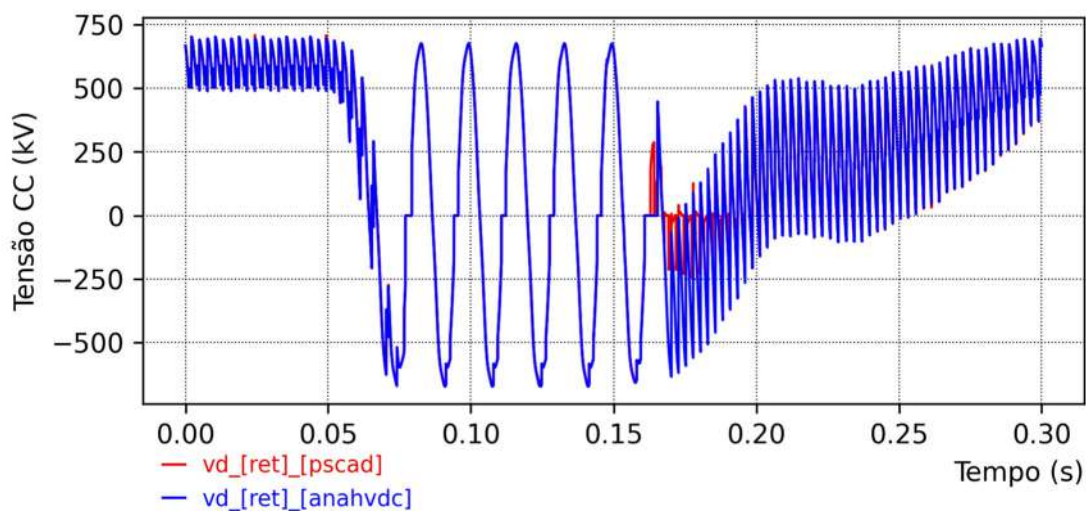


Figura 207 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 208 apresenta a tensão CC filtrada utilizada no controle do VDCOL para limitar a corrente de ordem em caso de afundamentos de tensão. A Figura 209 mostra a limitação da corrente de ordem pelo VDCOL

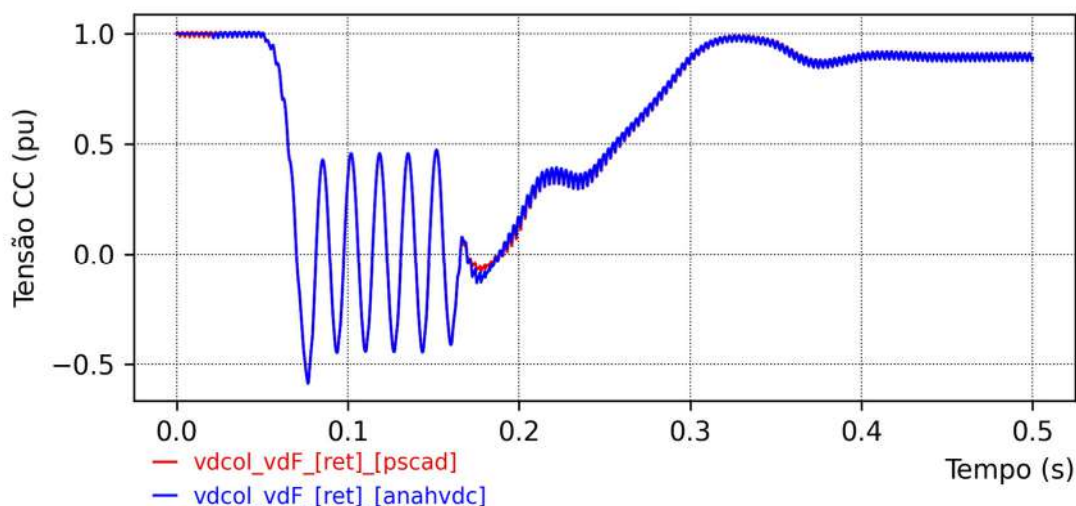


Figura 208 – Tensão CC filtrada no VDCOL do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

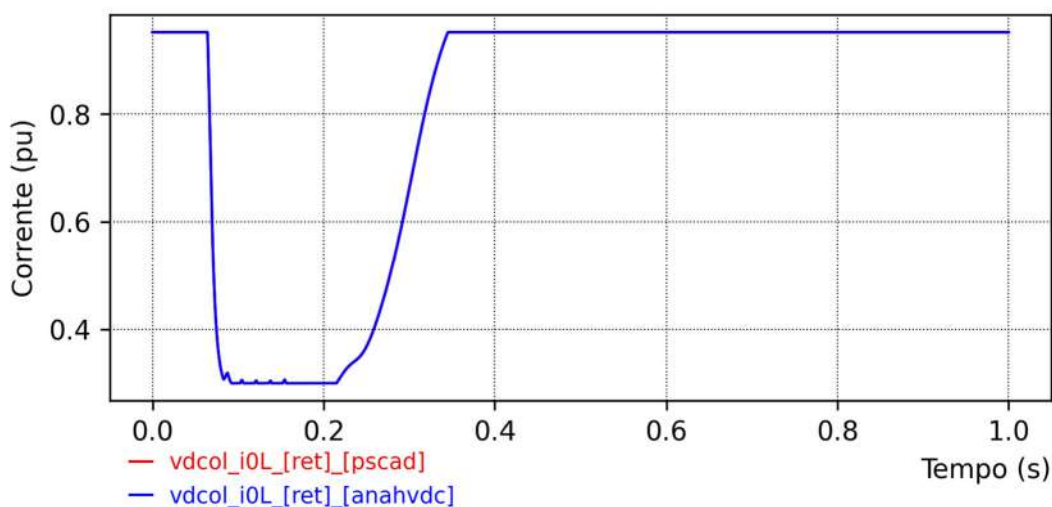


Figura 209 – Referência de corrente na saída do VDCOL do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 210 apresenta a tensão CC no inversor. A tensão fica zerada praticamente durante todo o período do curto. A Figura 211 mostra o ângulo de disparo no inversor. Destaca-se o valor reduzido durante o período entre 0,3s e 0,6s aproximadamente. Neste período devido a atuação do VDCOL no inversor, tem-se um aumento temporário do valor de referência do ângulo gama, conforme mostrado na Figura 212.

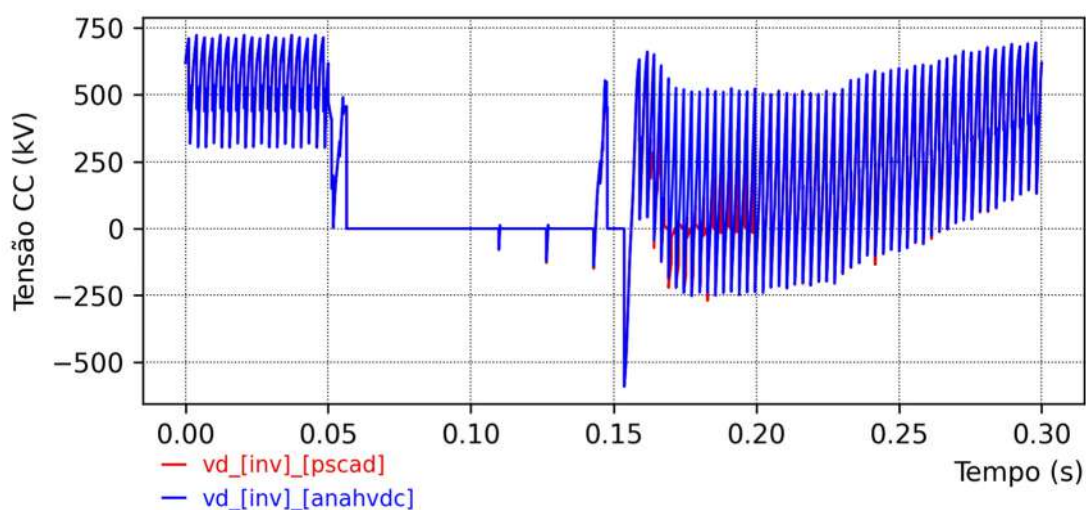


Figura 210 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

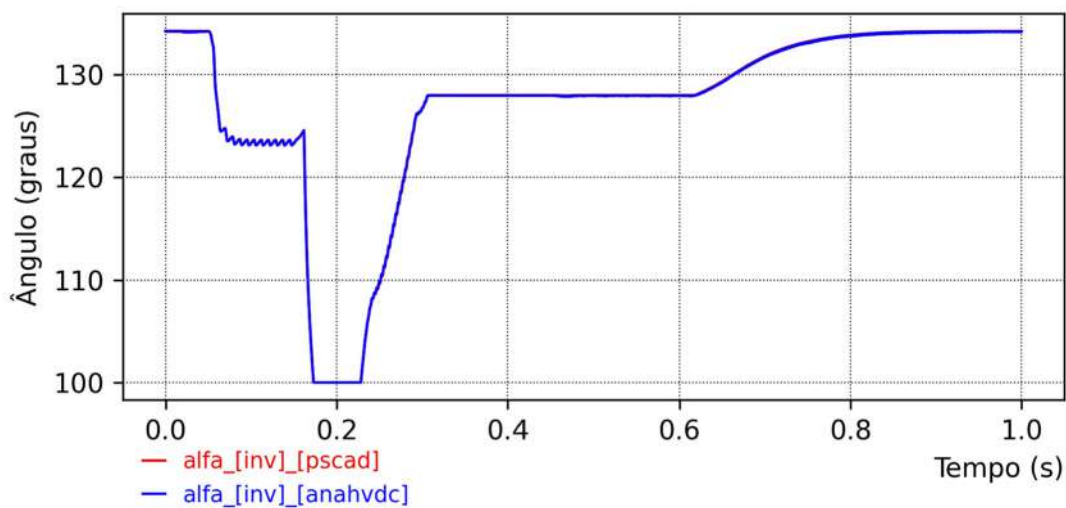


Figura 211 – Ângulo de disparo no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

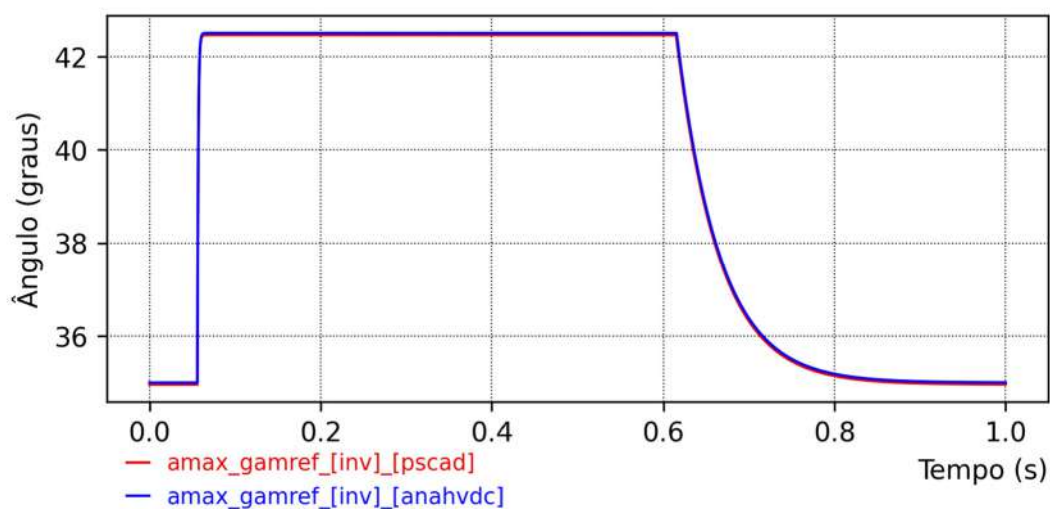


Figura 212 – Referência de gama no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

Da Figura 213 à Figura 215 são apresentadas as correntes CA do lado do retificador. Da Figura 216 à Figura 218 são apresentadas as correntes CA do lado do inversor.

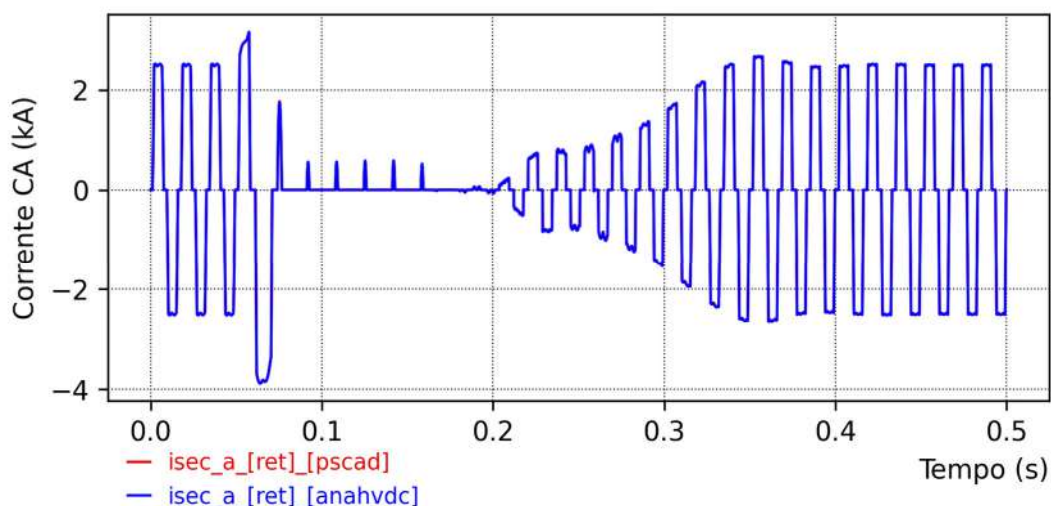


Figura 213 – Corrente CA na fase *a* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

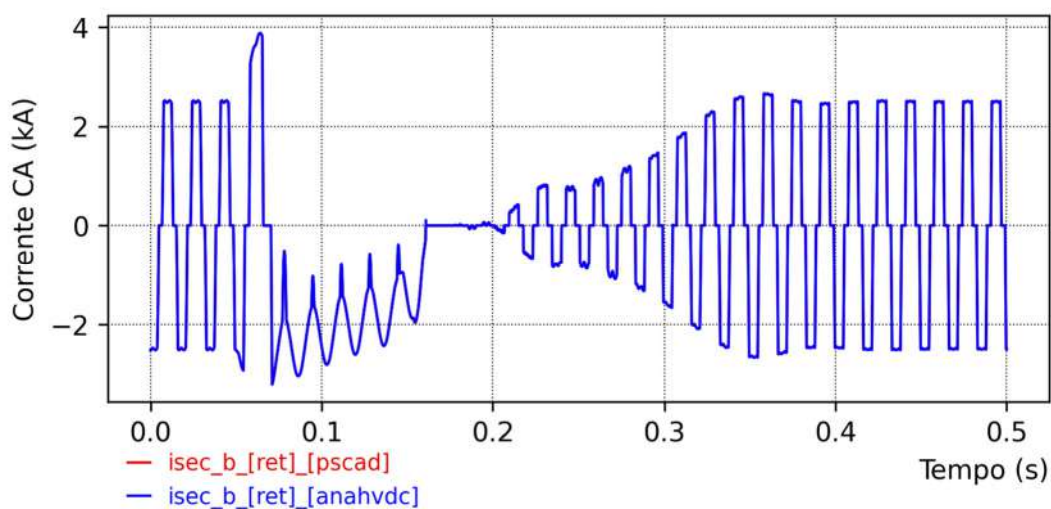


Figura 214 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

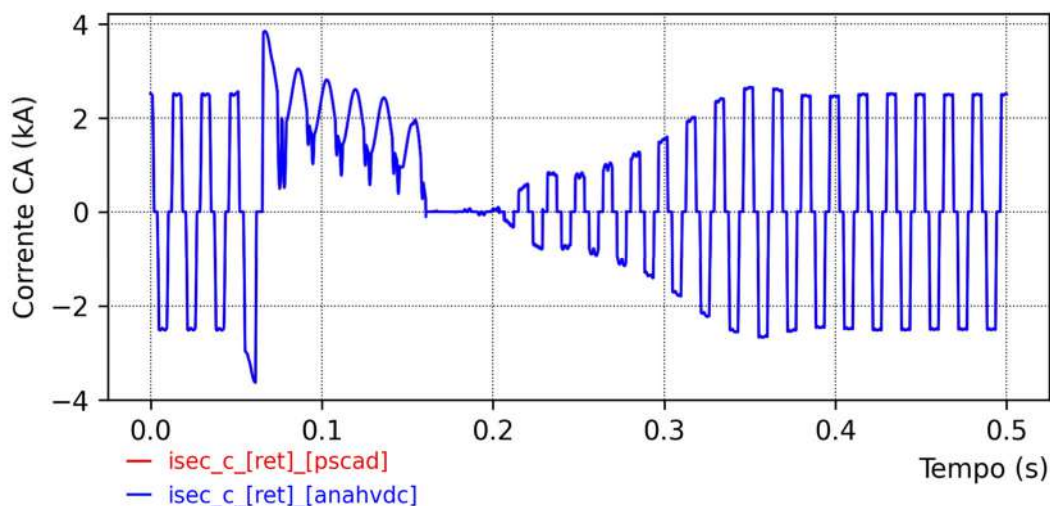


Figura 215 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

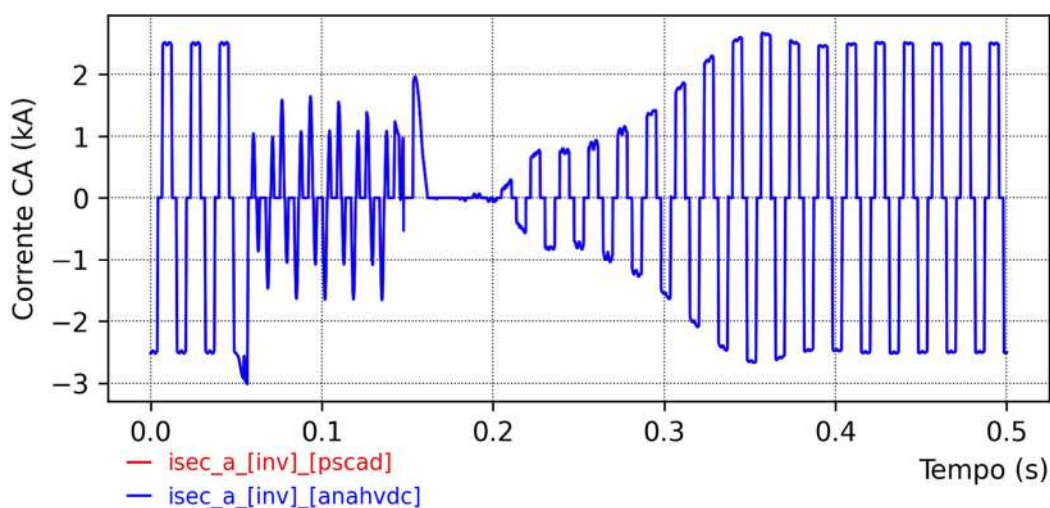


Figura 216 – Corrente CA na fase *a* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

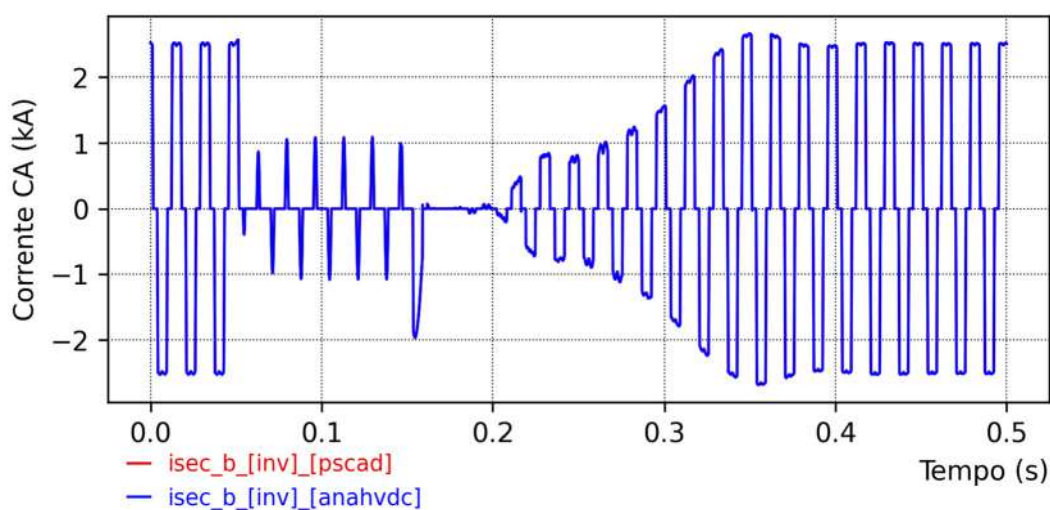


Figura 217 – Corrente CA na fase *b* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

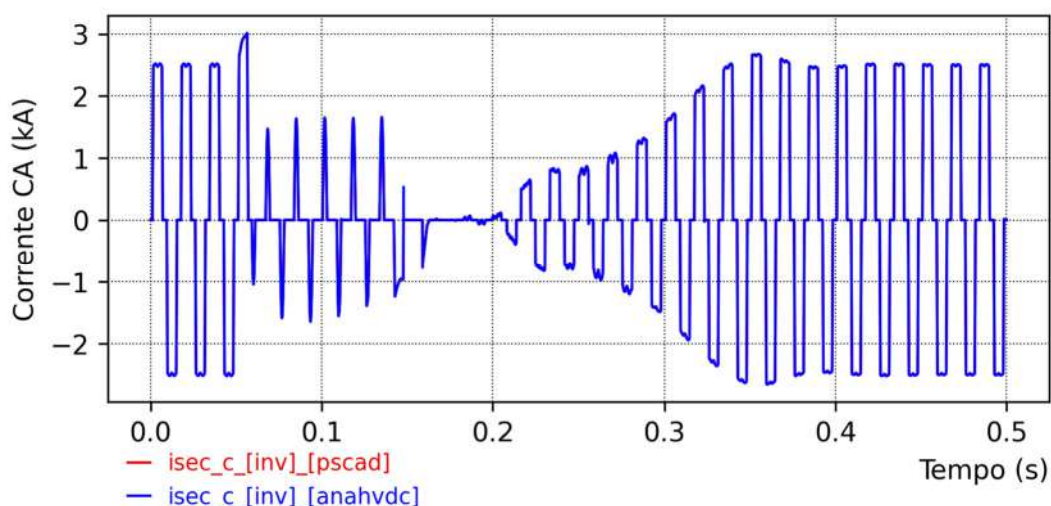


Figura 218 – Corrente CA na fase *c* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 219 apresenta a função de chaveamento da fase *a* do retificador. Neste gráfico pode-se visualizar as múltiplas tentativas de disparo no PSCAD/EMTDC durante o período em que a ponte está praticamente bloqueada. Conforme explicado na seção 3.16 o disparo múltiplo não foi considerado no modelo proposto.

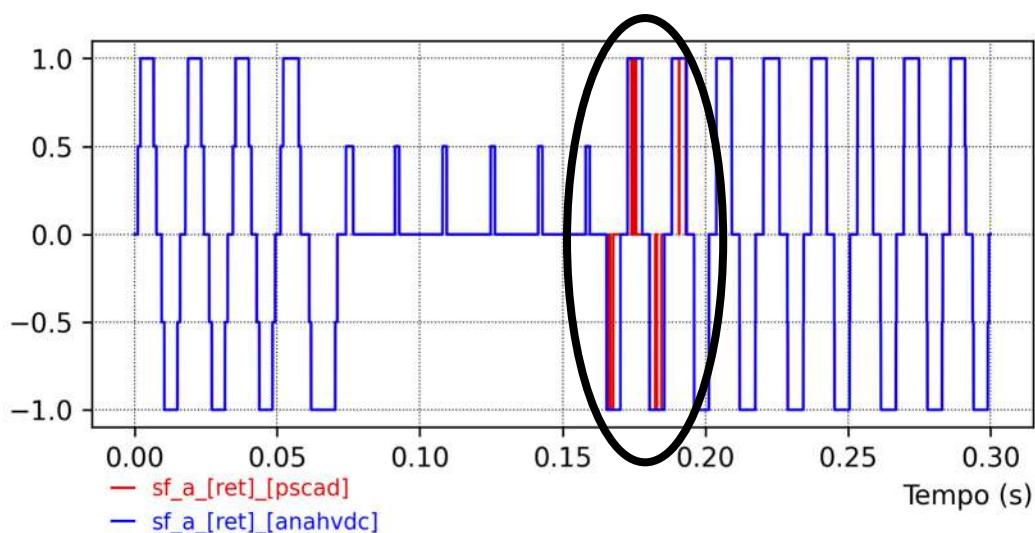


Figura 219 – Funções de chaveamento da fase *a* do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

3.18 Ponte conversora de 12 pulsos

Conforme apresentado na seção 2.2, a ponte de 12 pulsos é formada pela soma de duas pontes de 6 pulsos, uma conectada por um transformador YY e a outra por um $Y\Delta$.

Nesta seção será apresentada a simulação da ponte de 12 pulsos para um degrau na inversora que não provoque uma falha de comutação e outro que acarrete uma falha parcial, ou seja, falha em somente uma das pontes de 6 pulsos que compõem a ponte de 12 pulsos. Também é aplicado um degrau no lado do retificador para análise do modelo proposto.

Para as simulações é utilizado um sistema composto por um elo CCAT com conversoras de 12 pulsos conectadas por um circuito RL representando a rede CC. Os sistemas CA, retificador e inversor, são formados por fontes ideais trifásicas conectadas diretamente as barras terminais das conversoras. As fontes possuem além da componente fundamental de 60 Hz, uma componente de 11º harmônico de sequência negativa e uma componente de 13º harmônico somente nas fases a e b. Mais detalhes do sistema são apresentados no item 2 do Anexo III. O sistema de controle é mesmo utilizados nos casos anteriores.

Primeiro, são apresentados os resultados para o degrau de -0,4 pu na magnitude da tensão fundamental da fase a do lado do inversor. O degrau é aplicado em 0,05 s e possui duração de 100 ms. Esse degrau tem a característica de não causar falha de comutação na ponte.

A Figura 220 apresenta as tensões CA no lado do retificador mostrando o degrau aplicado em 0,05s na fase *a*. No modelo de 12 pulsos é possível visualizar as grandezas da ponte de 12 pulsos, mas também é possível visualizar as grandezas das pontes de 6 pulsos. A Figura 221 mostra a tensão CC total no lado do inversor, enquanto a Figura 222 e a Figura 223 apresentam as tensões nas pontes conectadas no Y e no Δ do transformador. A Figura 224 apresenta a corrente CC.

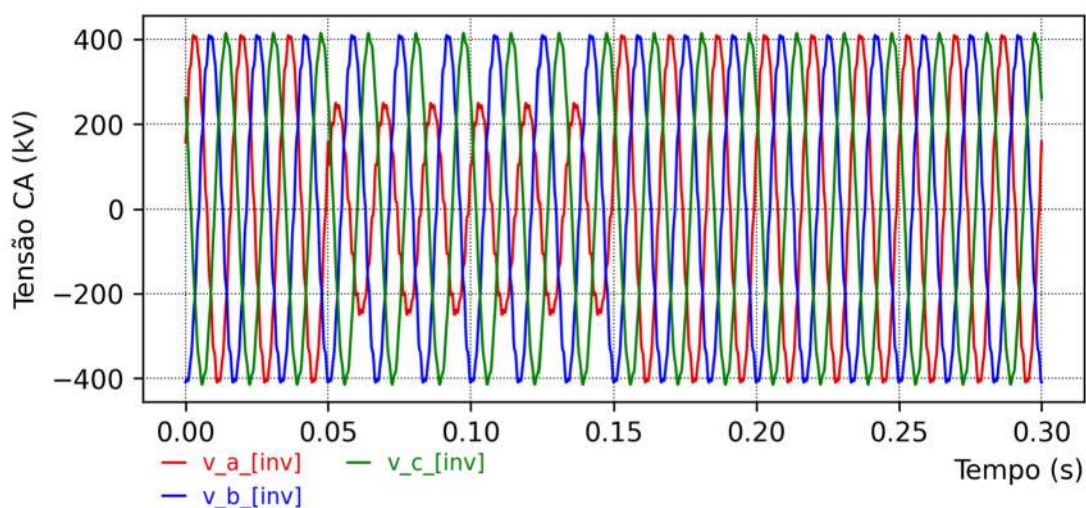


Figura 220 – Tensão CA trifásica no inversor.

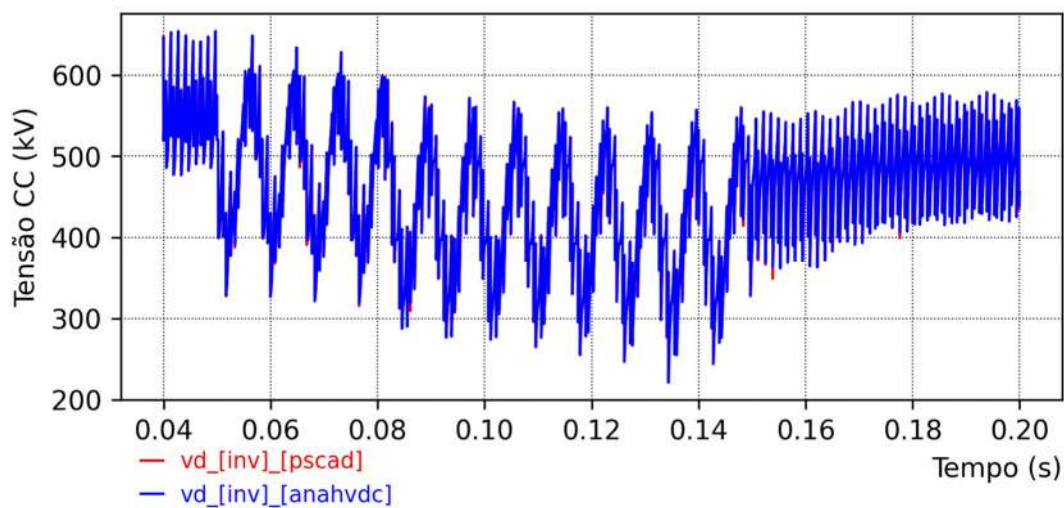


Figura 221 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

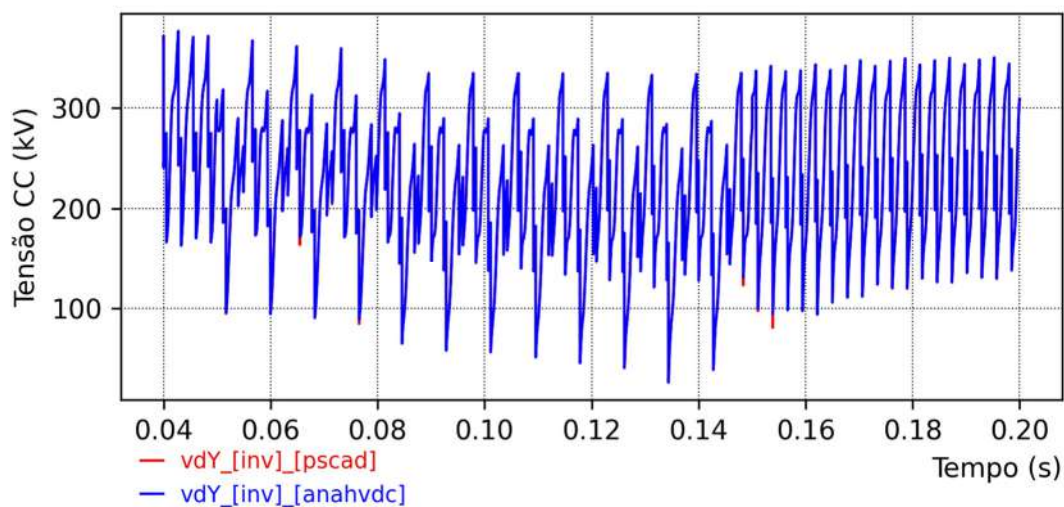


Figura 222 – Tensão CC na ponte em Y do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

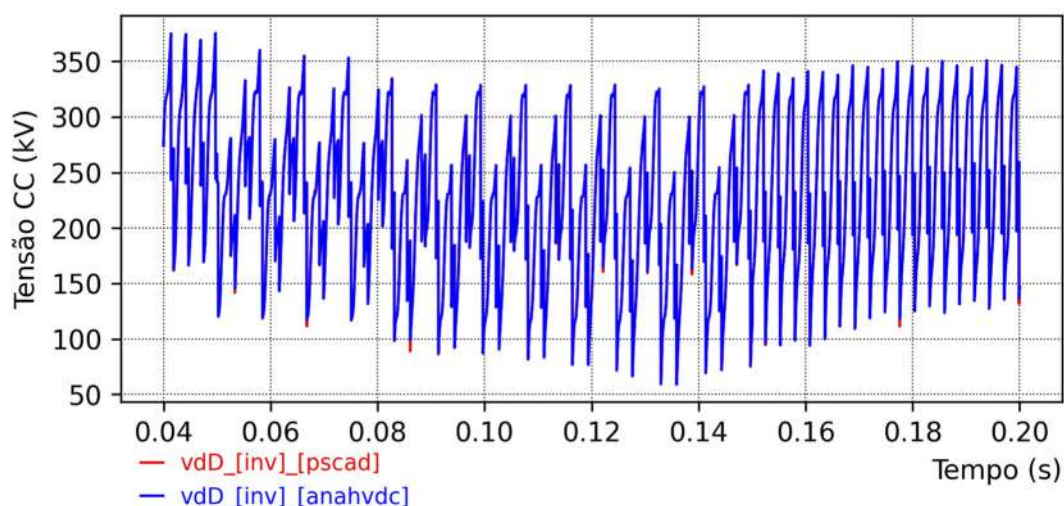


Figura 223 – Tensão CC na ponte em Δ do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

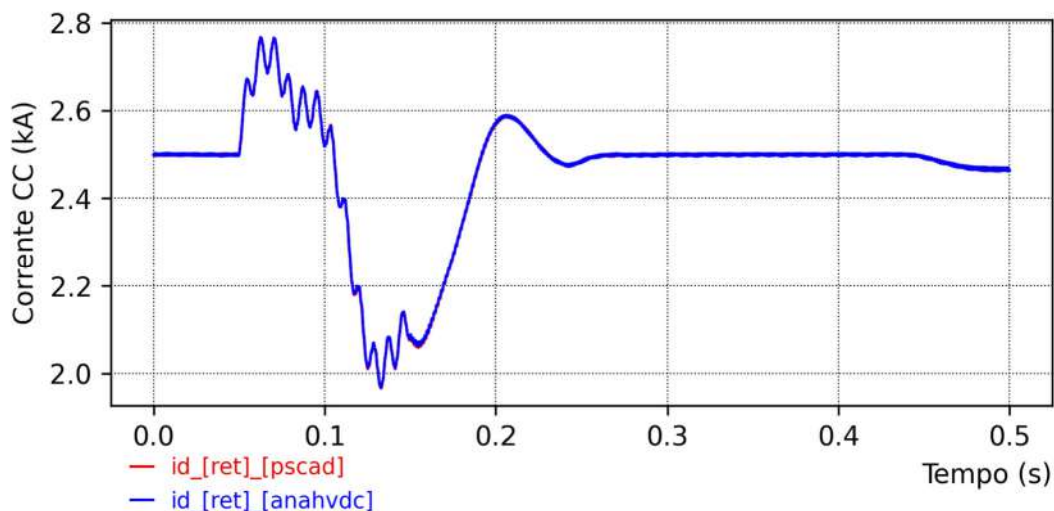


Figura 224 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

As correntes CA também podem ser obtidas no secundário do transformador ligado em Y e do transformador ligado em Δ . Da Figura 225 à Figura 230 são mostradas as correntes CA nos secundários dos transformadores. Da Figura 231 à Figura 233 são apresentadas as correntes obtidas no primário dos transformadores. Como esperado as correntes dos transformadores somadas no primário apresentam uma forma mais senoidal, com menos conteúdo harmônico.

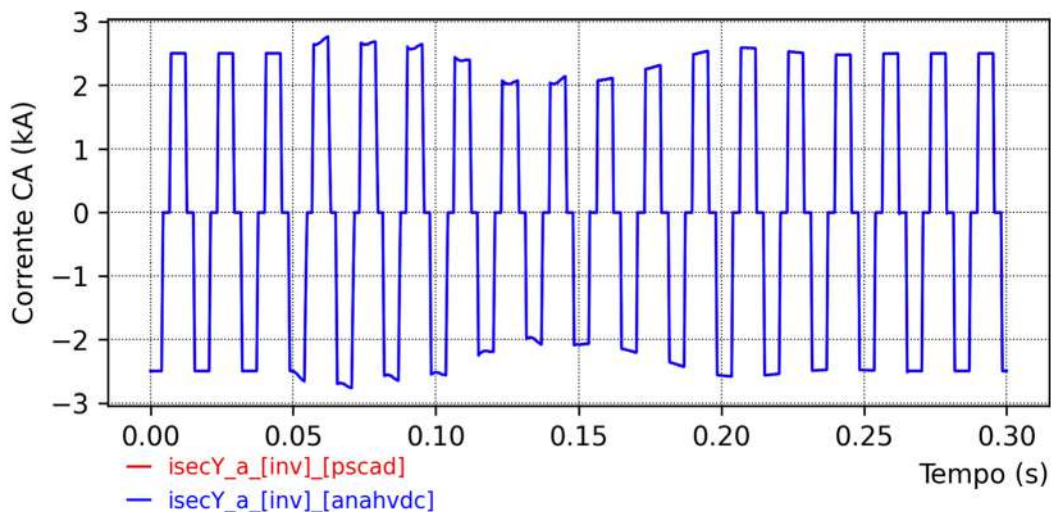


Figura 225 – Corrente CA na fase *a* no secundário em Y do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

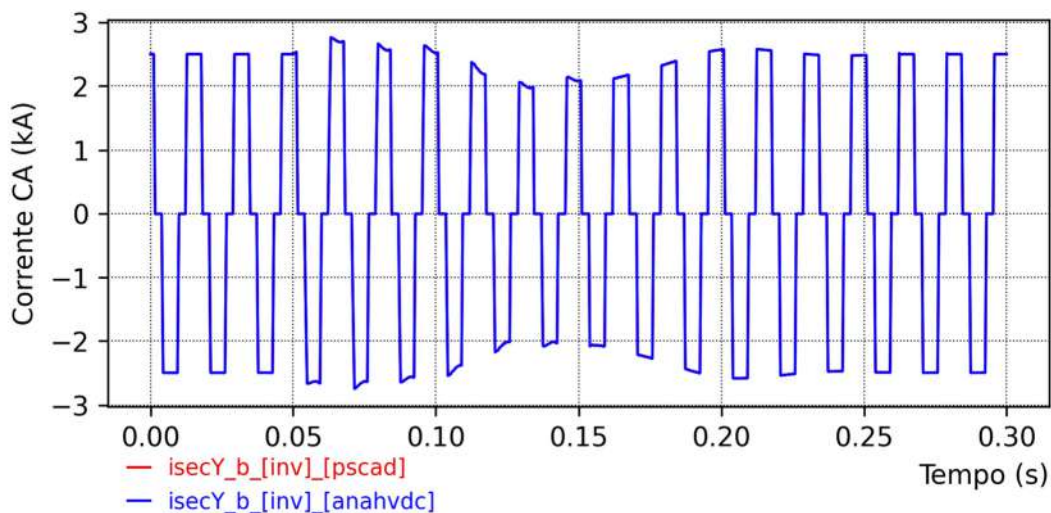


Figura 226 – Corrente CA na fase *b* no secundário em Y do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

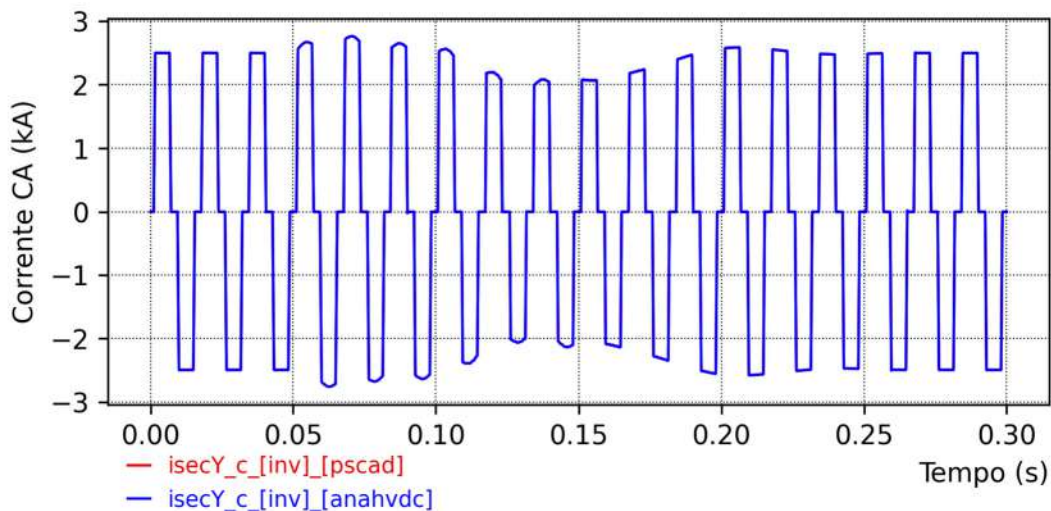


Figura 227 – Corrente CA na fase *c* no secundário em Y do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

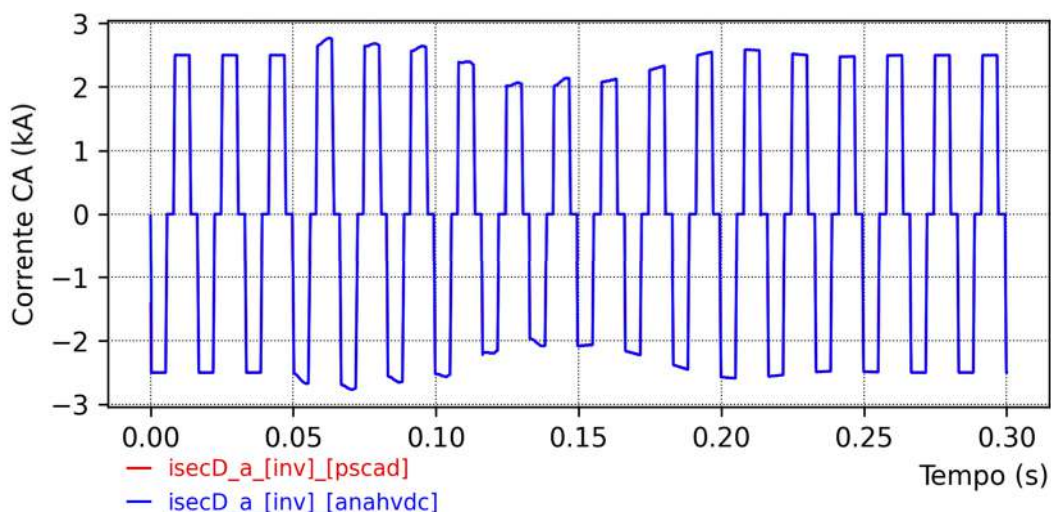


Figura 228 – Corrente CA na fase *a* no secundário em Δ do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

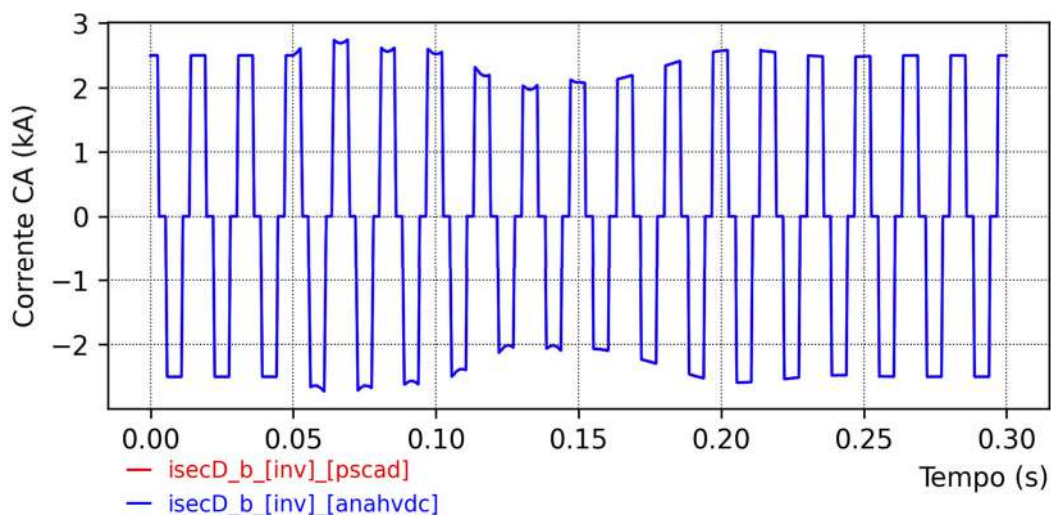


Figura 229 – Corrente CA na fase *b* no secundário em Δ do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

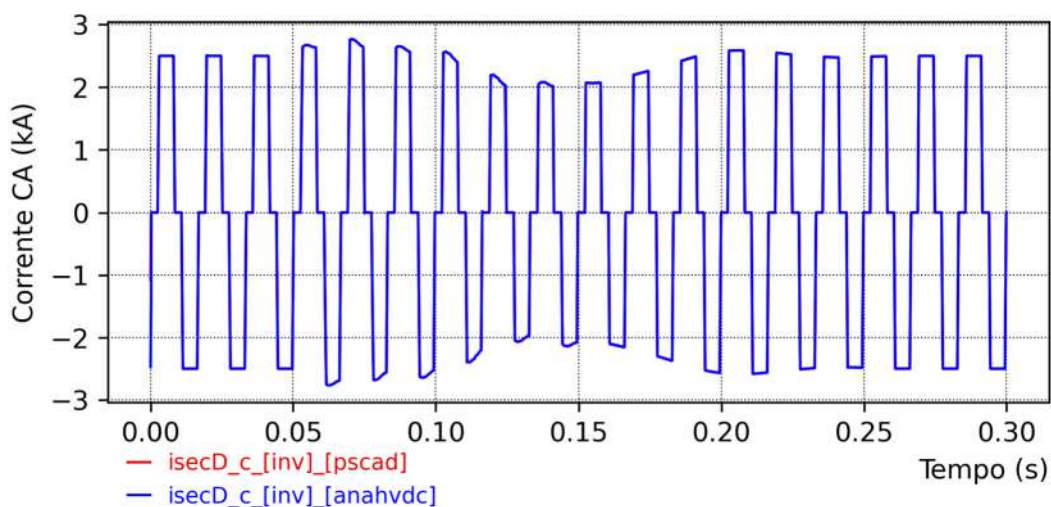


Figura 230 – Corrente CA na fase *c* no secundário em Δ do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

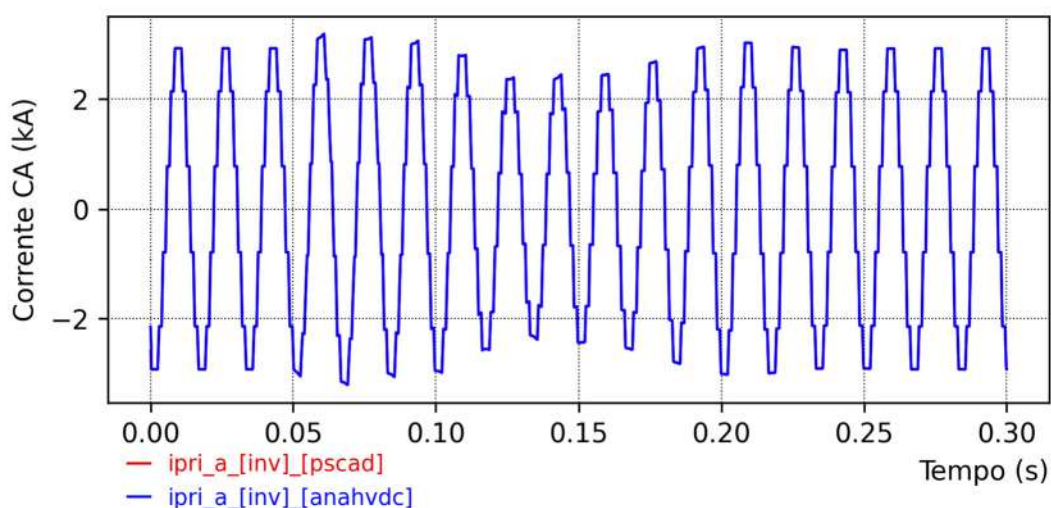


Figura 231 – Corrente CA na fase *a* no primário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

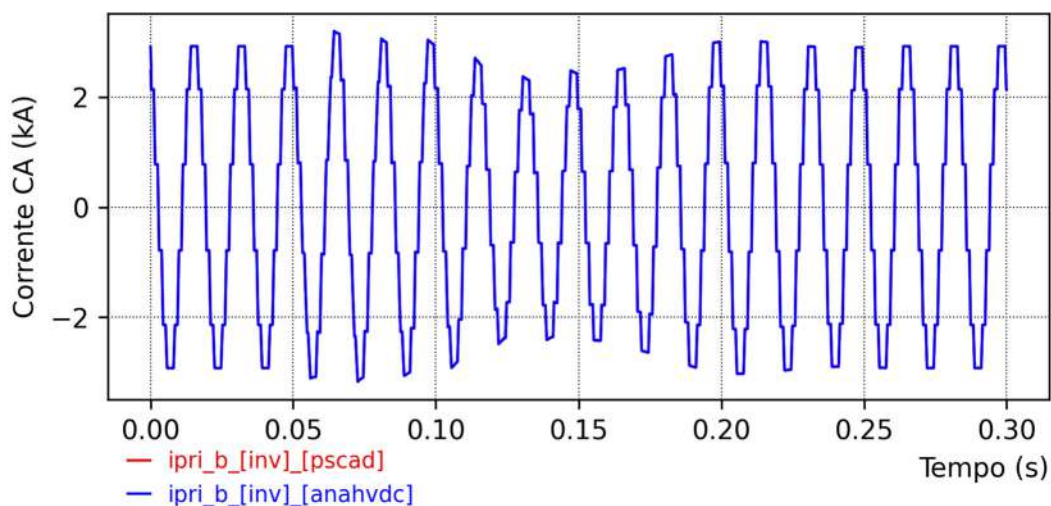


Figura 232 – Corrente CA na fase *b* no primário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

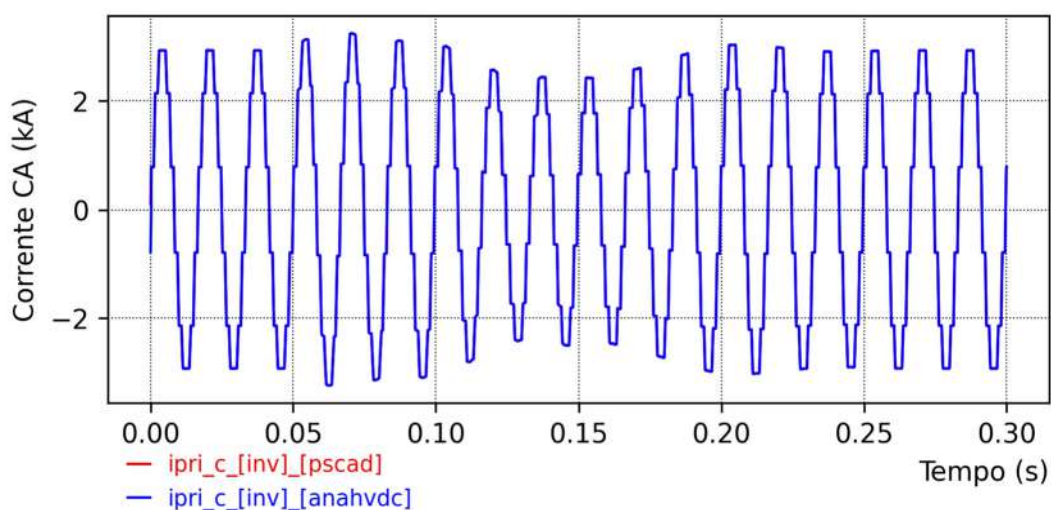


Figura 233 – Corrente CA na fase *c* no primário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

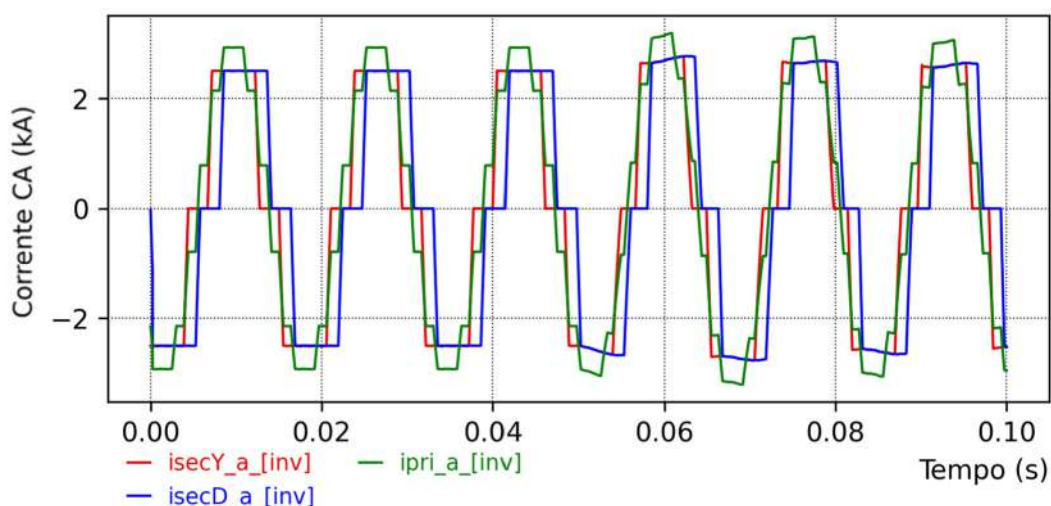


Figura 234 – Corrente CA nos secundários e no primário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

Agora é simulado um degrau de -0,6 pu na magnitude da tensão fundamental da fase *a* do lado do inversor. O degrau é aplicado em 0,05 s e possui duração de 100 ms. Esse degrau tem a característica de causar falha em somente uma das duas pontes de 6 pulsos.

Os resultados obtidos são apresentados a seguir. A Figura 235 apresenta as tensões CA do lado do inversor. Essas tensões são grandezas de entrada para o modelo. Da Figura 236 à Figura 242 são comparadas as grandezas diretamente calculadas pelo modelo, ou seja, tensão CC, corrente CC e correntes CA.

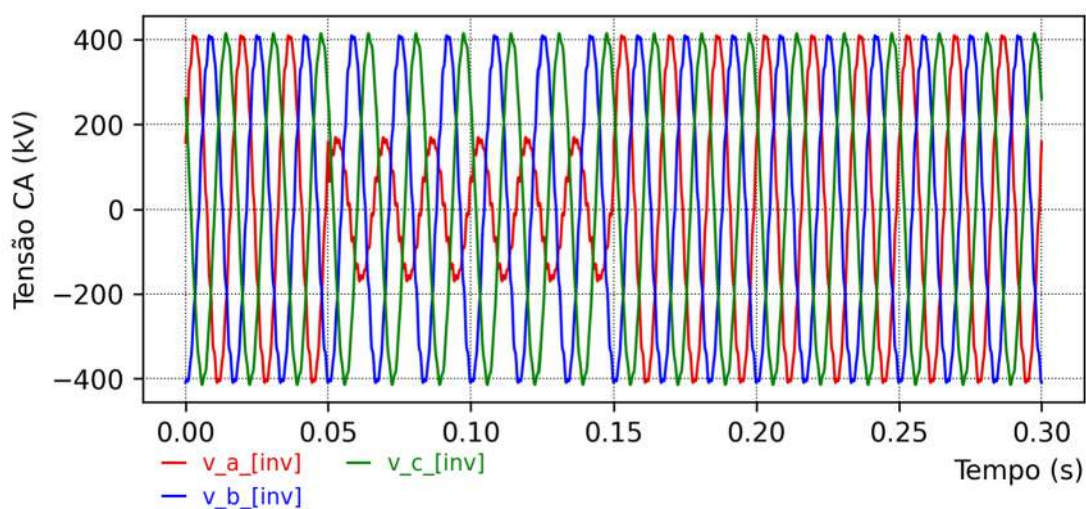


Figura 235 – Tensão CA trifásica no inversor.

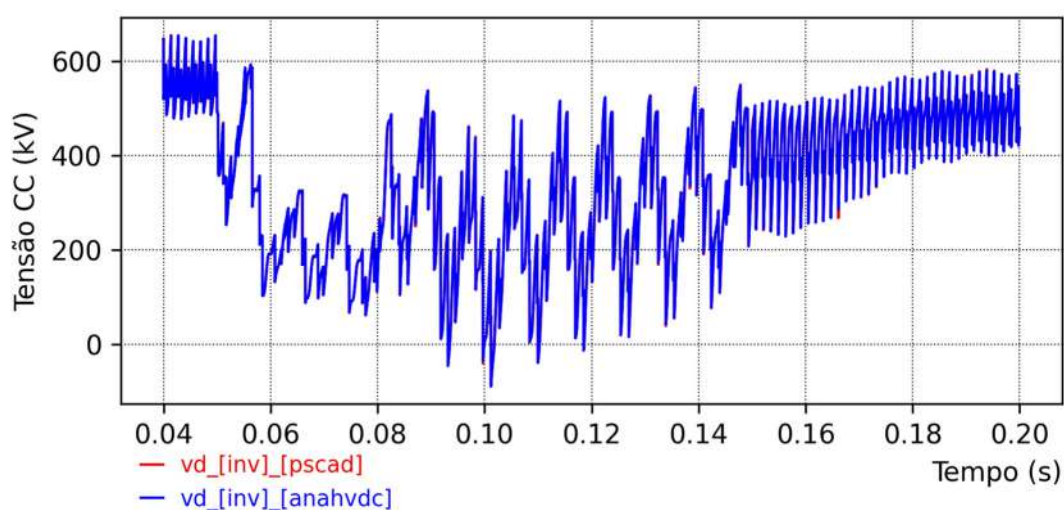


Figura 236 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

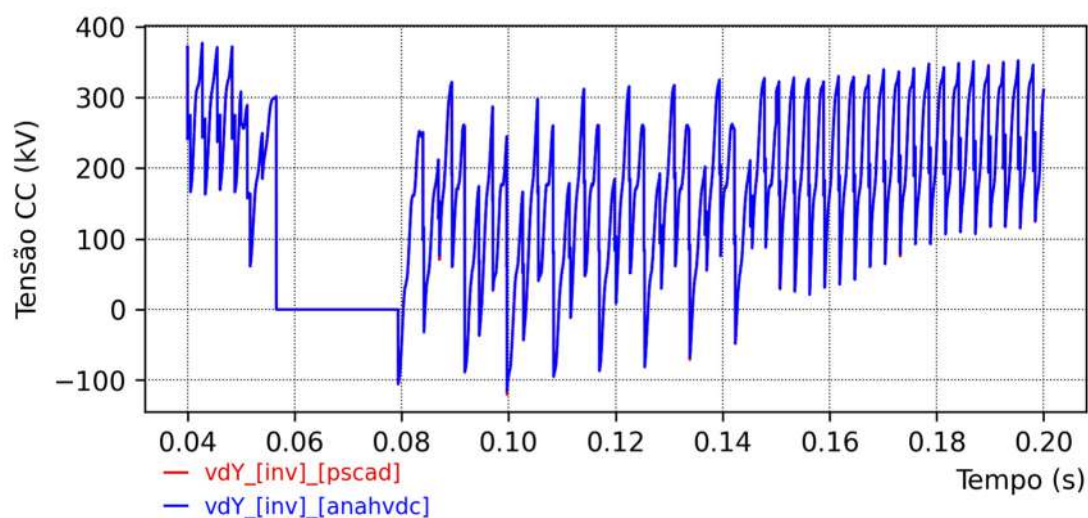


Figura 237 – Tensão CC na ponte em Y do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

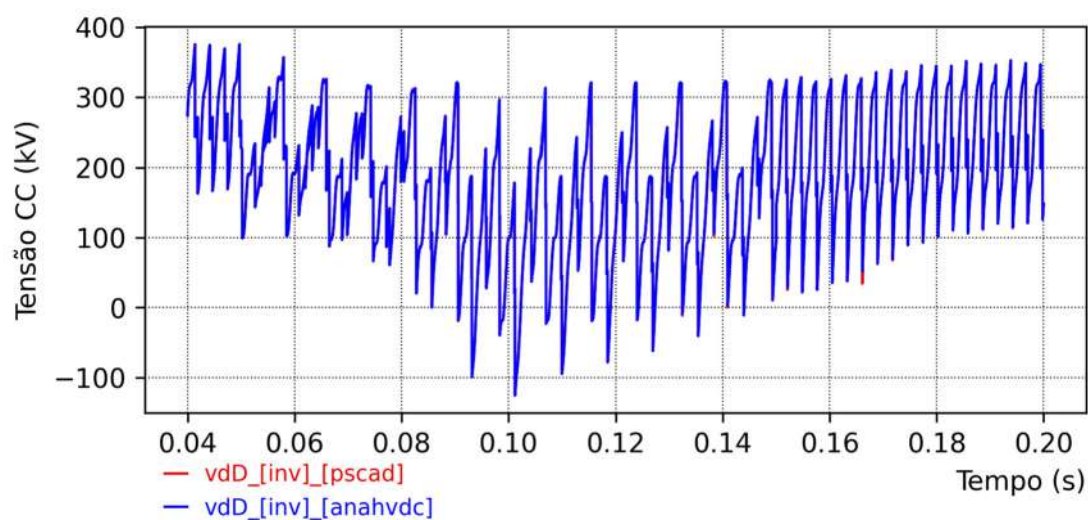


Figura 238 – Tensão CC na ponte em Δ do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

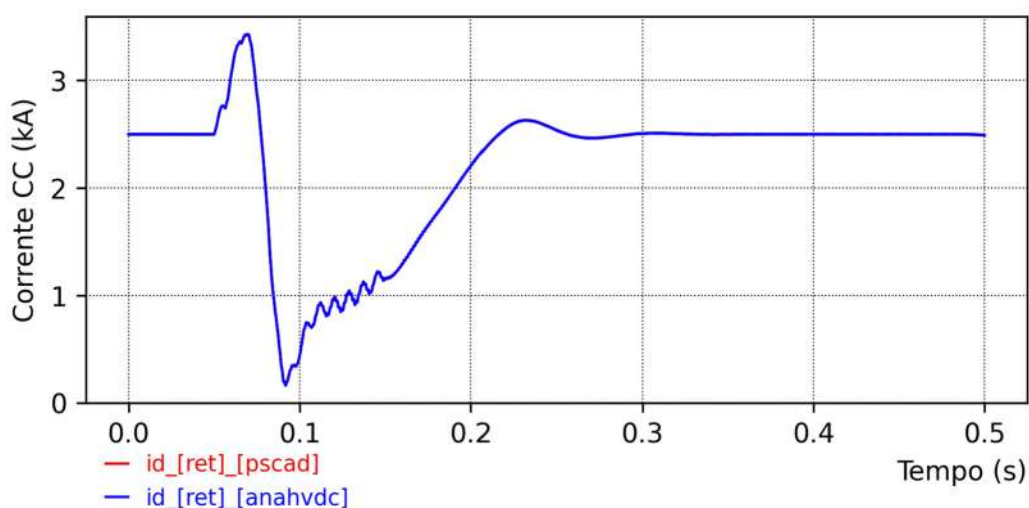


Figura 239 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

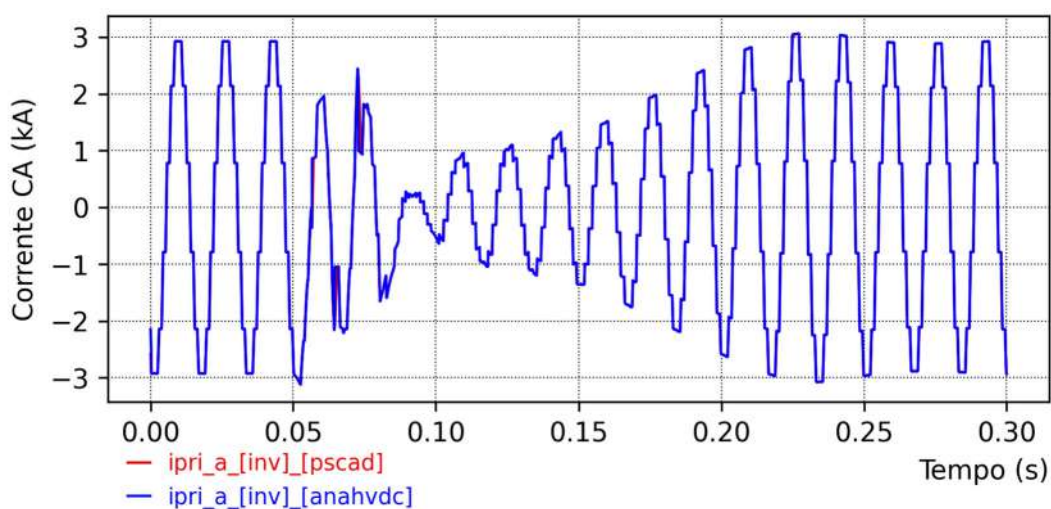


Figura 240 – Corrente CA na fase *a* no primário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

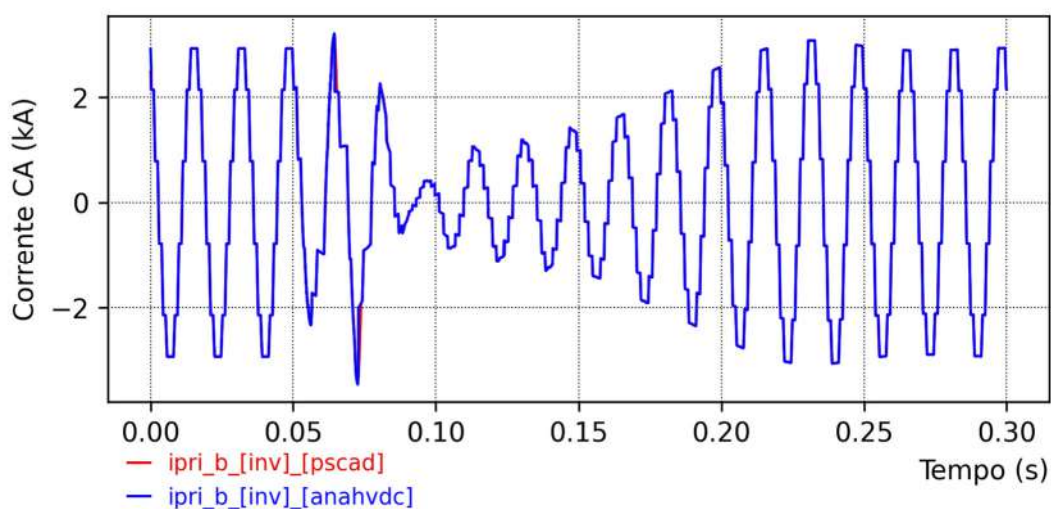


Figura 241 – Corrente CA na fase *b* no primário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

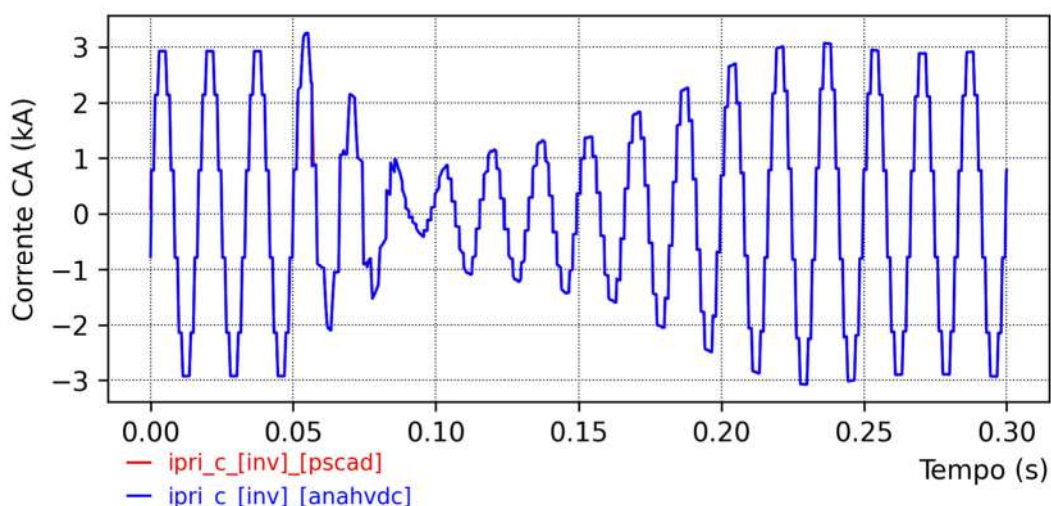


Figura 242 – Corrente CA na fase *c* no primário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

Por último é simulado um degrau de -1,0 pu na magnitude da tensão da fase *a* do lado do retificador. O degrau é aplicado em 0,05 s e possui duração de 100 ms.

Os resultados obtidos são apresentados a seguir. A Figura 243 apresenta as tensões CA do lado do retificador. Da Figura 244 à Figura 250 são comparadas as grandezas diretamente calculadas pelo modelo, ou seja, tensão CC, corrente CC e correntes CA. Todos os resultados são coincidentes.

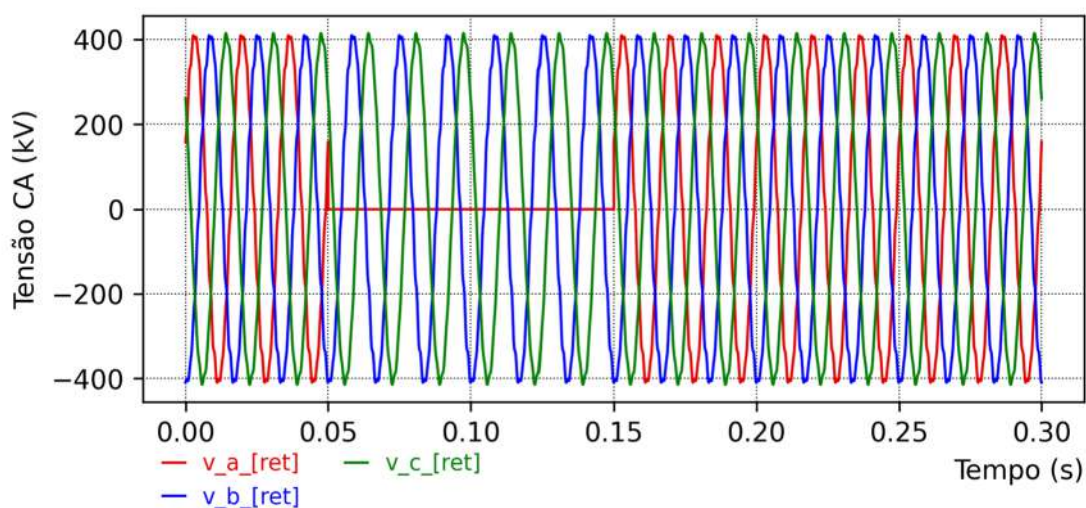


Figura 243 – Tensão CA trifásica no retificador.

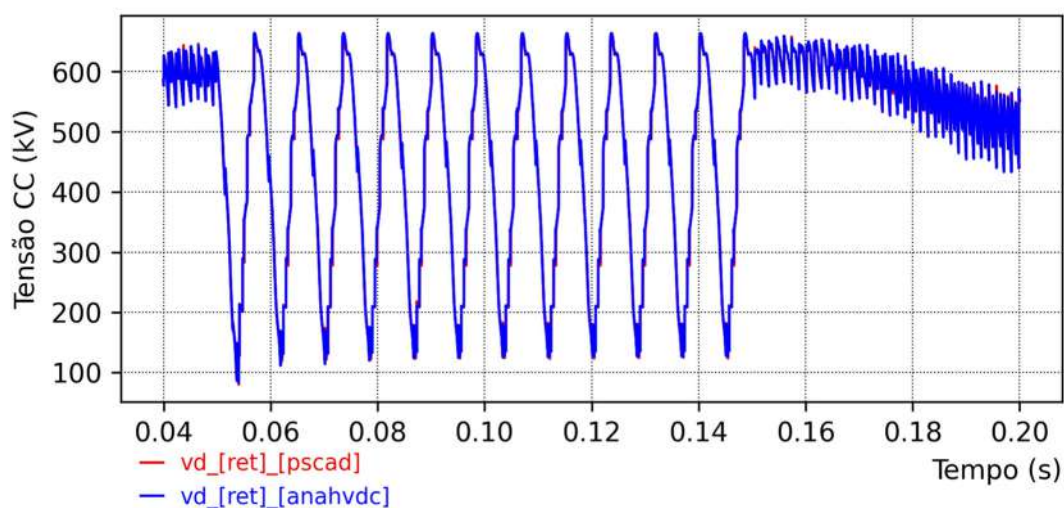


Figura 244 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

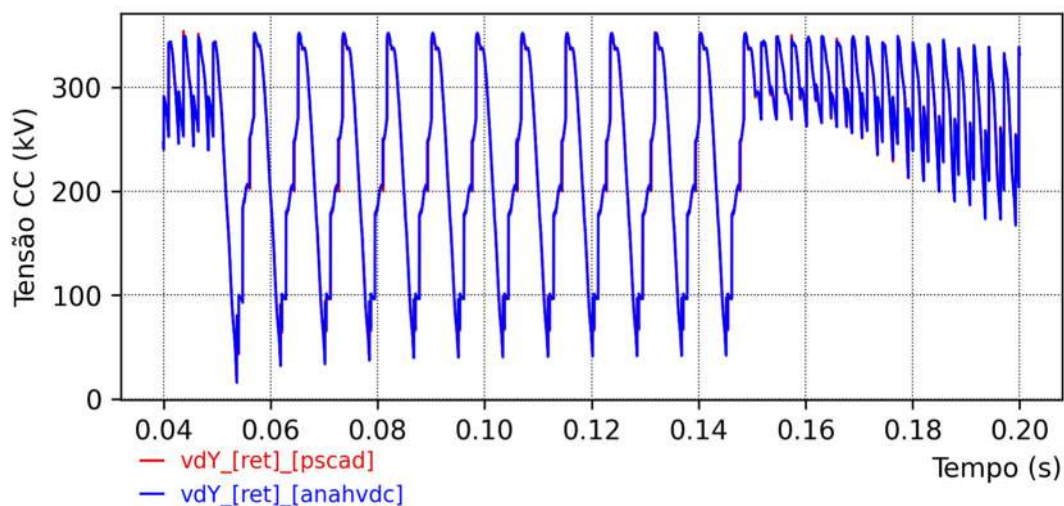


Figura 245 – Tensão CC na ponte em Y do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

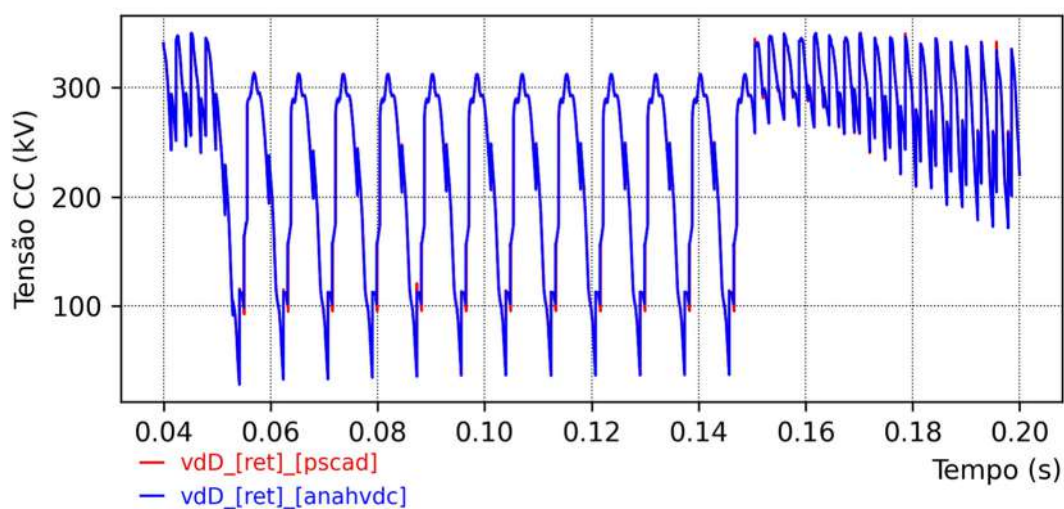


Figura 246 – Tensão CC na ponte em Δ do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

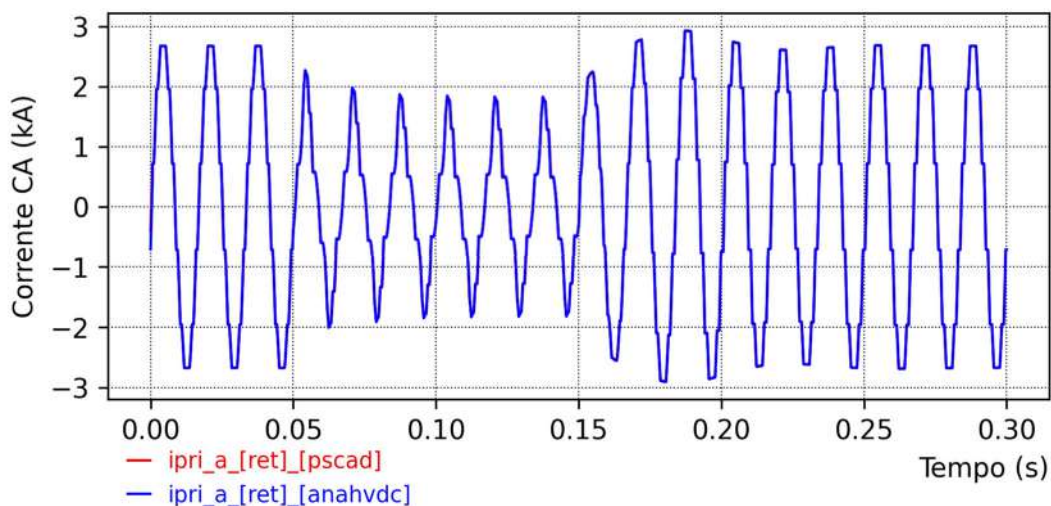


Figura 247 – Corrente CA na fase *a* no primário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

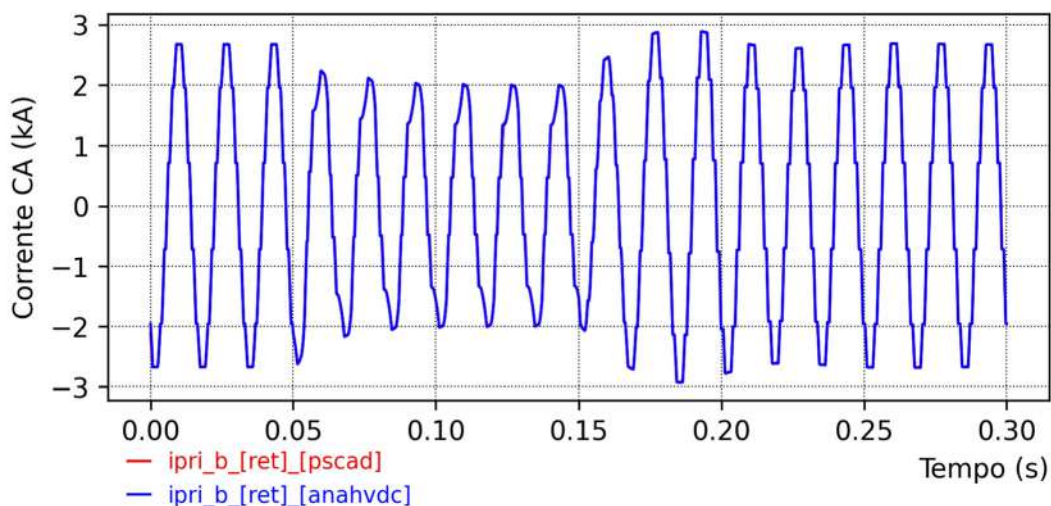


Figura 248 – Corrente CA na fase *b* no primário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

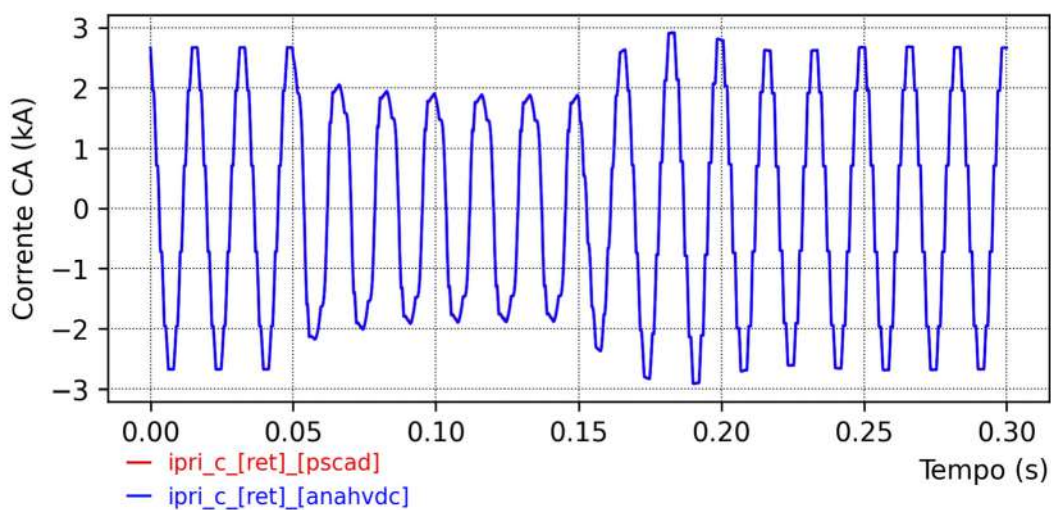


Figura 249 – Corrente CA na fase *c* no primário do transformador do retificador (PSCAD x AnaHVDC).

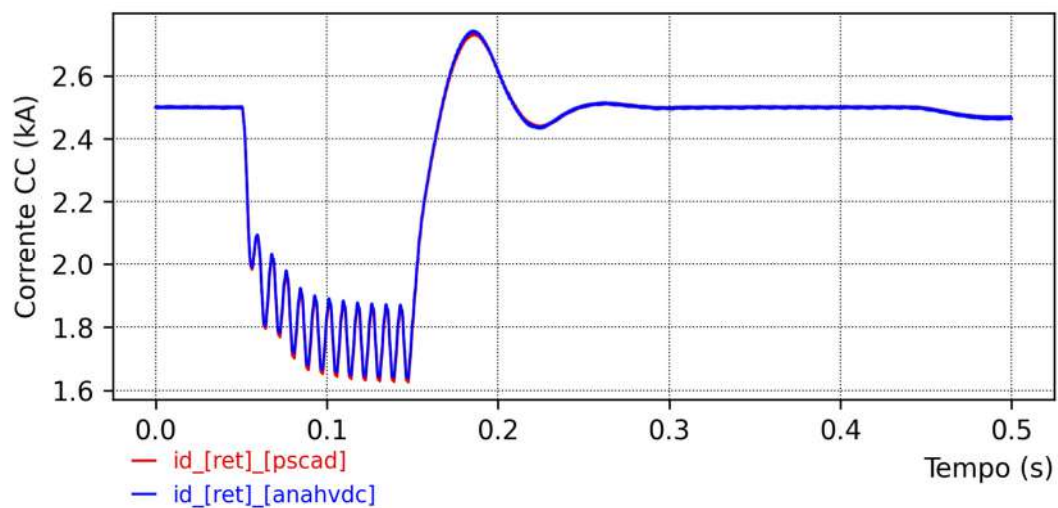


Figura 250 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

Capítulo 4 - Resultados

Este capítulo apresenta os resultados obtidos na validação do modelo proposto de elo CCAT com harmônicos em uma rede CA onde o elo está conectado a fontes de tensão por impedâncias RL e com filtros e capacitor shunt em cada barra conversora, conforme descrito no item 3 do Anexo III.

Optou-se por utilizar este sistema teste de menor porte para facilitar a validação de todas as diversas lógicas de operação envolvidas em transitórios desequilibrados e severos. Foi possível com isso, a cada diferença de comportamento identificada entre o AnaHVDC com o modelo proposto e o PSCAD/EMTDC, realizar diversos desenvolvimentos computacionais de diversas partes do modelo em Matlab buscando identificar os erros matemáticos e de programação computacional com a execução no AnaHVDC e em Matlab de diversas provas de conceito e testes de validação de equacionamento, e que ao final originou à versão do modelo apresentado no capítulo 3.

A quantidade de casos simulados com este sistema exemplo foi em um volume bastante grande, onde se cobriu a maior parte das possibilidades de ocorrências e mostraram a boa qualidade do modelo proposto.

Na validação são utilizadas quatro variações do sistema Zca:

- Conversoras de 6 pulsos com rede CC representada por um circuito RL;
- Conversoras de 6 pulsos com rede CC representada por um circuito de Bergeron;
- Conversoras de 12 pulsos com rede CC representada por um circuito RL;
- Conversoras de 12 pulsos com rede CC representada por um circuito de Bergeron.

No Anexo VII são apresentados todos os gráficos de comparação dos resultados obtidos no PSCAD/EMTDC com os resultados obtidos com o modelo de CCAT com harmônicos proposto no AnaHVDC. Em todas as simulações utilizou-se $h_{cc(max)} = 48$ e $h_{ca(max)} = 49$. São apresentados eventos de degrau na fonte do lado do retificador e do

lado do inversor e curtos-circuitos nas barras onde estão conectadas as conversoras. Verifica-se que em todas os gráficos os resultados são praticamente coincidentes entre o PSCAD/EMTDC e o AnaHVDC, mostrando a boa qualidade do modelo proposto. Alguns dos resultados são comentados a seguir.

4.1 Sistema Zca com conversoras de 6 pulsos e circuito RL

A Figura 251 apresenta as tensões CA no lado da inversora para a aplicação de um curto-circuito na barra da inversora através de uma resistência de 5 ohms. O curto possui uma duração de 100 ms. A Figura 252 mostra a corrente de curto.

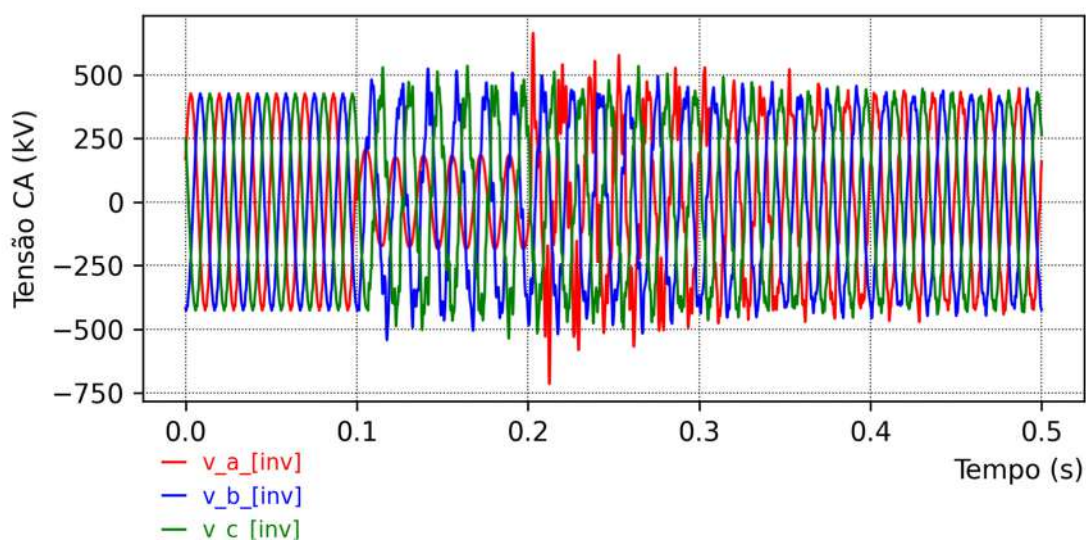


Figura 251 – Tensão CA trifásica no inversor.

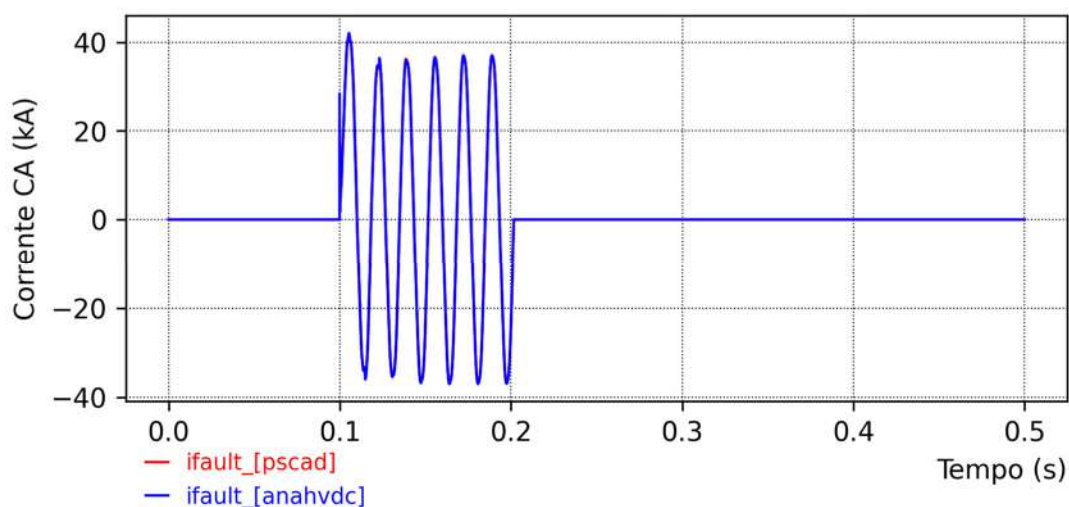


Figura 252 – Corrente de curto-circuito (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 253 apresenta a tensão CC do lado da retificadora e a tensão do lado da inversora é mostrada na Figura 254. As curvas do AnaHVDC são bastante aderentes as curvas do PSCAD/EMTDC apresentando diferenças no período destacado na figura. Estas diferenças ocorrem pelo modo como são calculadas as tensões CC entre as duas ferramentas, conforme explicado em 3.13. Na maior parte deste período a corrente CC é zero, ou seja, os tiristores da ponte encontram-se bloqueados, conforme mostrado na Figura 255.

A Figura 256 mostra o comportamento dinâmico da corrente CC.

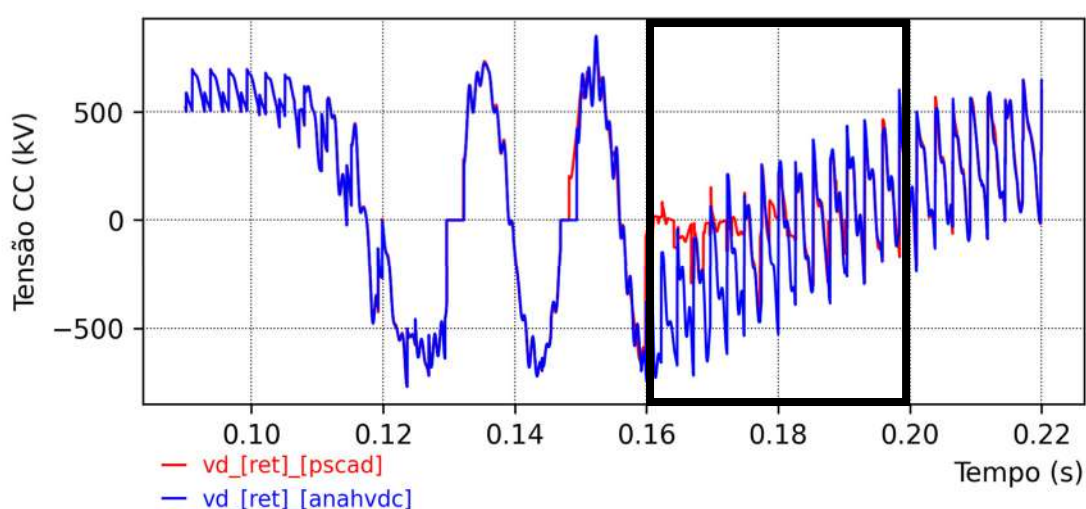


Figura 253 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

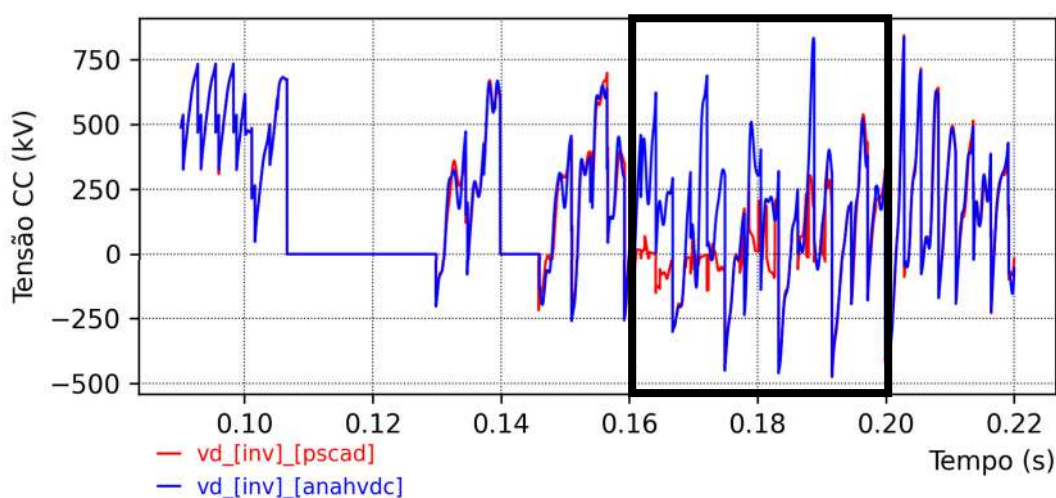


Figura 254 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

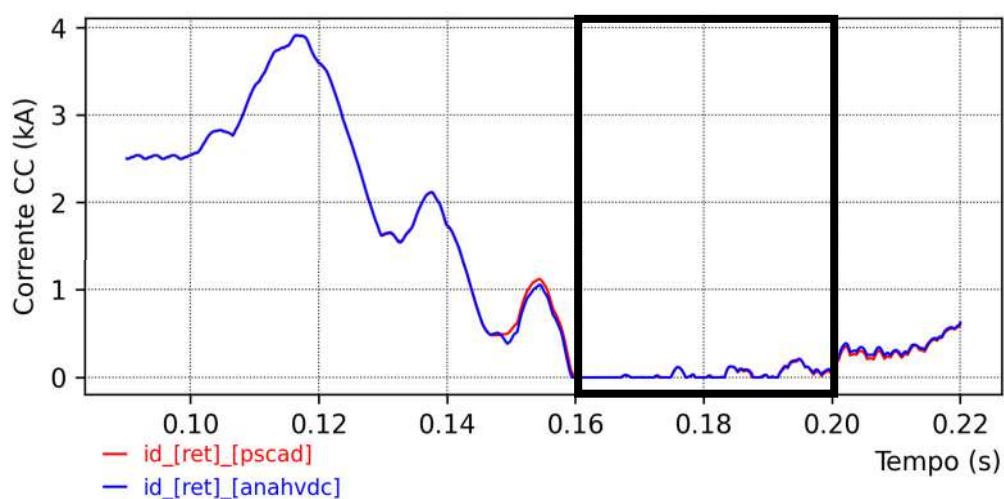


Figura 255 – Zoom da corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

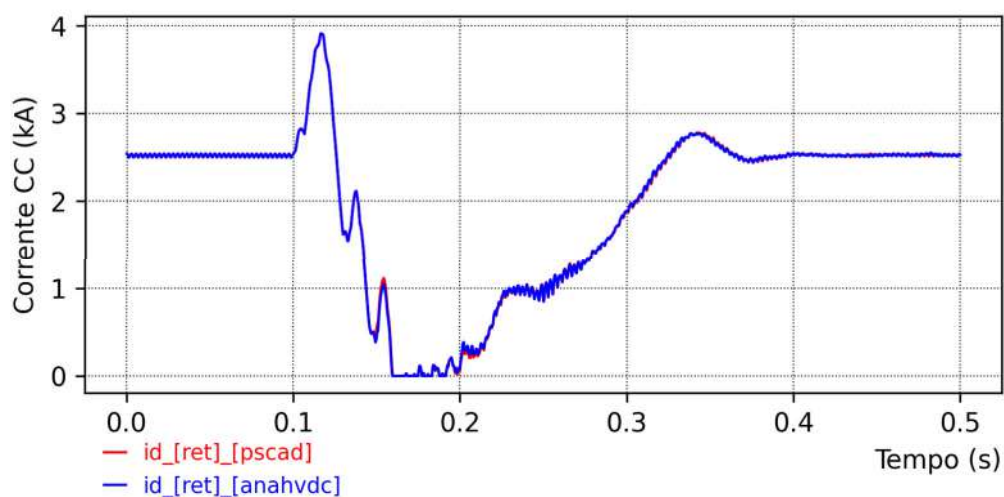


Figura 256 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 257 mostra a corrente CA da fase *a* calculada no secundário do transformador do inversor. As diferenças são efeito da simplificação adotada no modelo onde a corrente é anulada logo no início da ocorrência de duas comutações simultâneas. Contudo, os resultados são praticamente equivalentes.

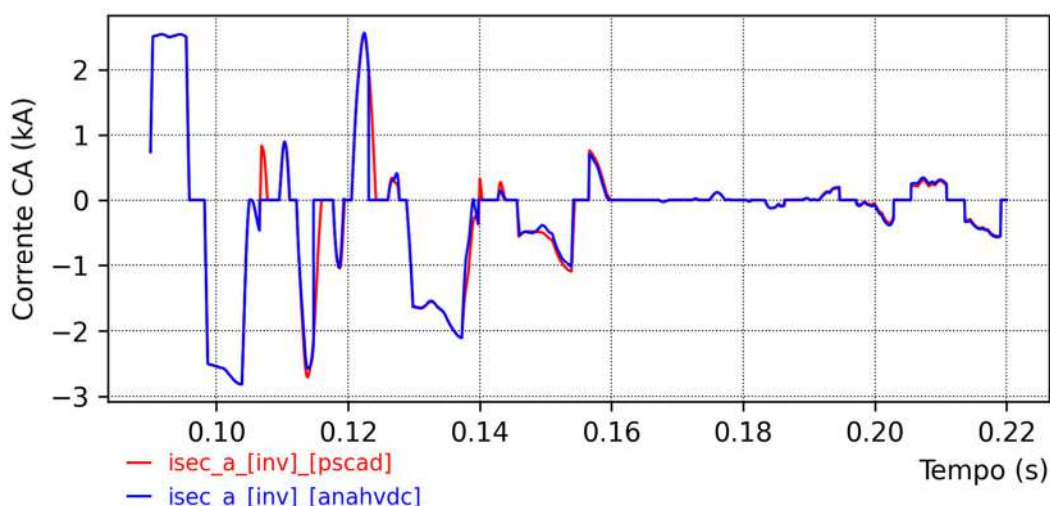


Figura 257 – Corrente CA na fase *a* no secundário do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

4.2 Sistema Zca com conversoras de 6 pulsos e circuito Bergeron

A Figura 258 apresenta as tensões CA no lado da inversora para a aplicação de um curto-circuito na barra da inversora através de uma resistência de 5 ohms. O curto possui uma duração de 100 ms. A Figura 259 mostra a corrente de curto.

A Figura 260 apresenta a tensão CC do lado da retificadora. A curva do AnaHVDC é bastante aderente à curva do PSCAD/EMTDC apresentando diferenças no período em que a ponte se encontra bloqueada (períodos destacados em cinza), ou seja, período em que a corrente CC é zero conforme mostrado na Figura 261. Neste ponto, cabe uma ressalva quanto ao cálculo da tensão CC realizado pelo modelo implementado. No caso de bloqueio da ponte, ou seja, quando os tiristores estão abertos e a corrente é nula, o modelo implementado pode calcular duas tensões CC, uma a partir da equação (97), e outra a partir da solução da rede CC após o reator de alisamento. A Figura 260 apresenta a tensão CC calculada pela equação enquanto a Figura 262 apresenta a tensão CC após o reator de alisamento. Portanto, no caso de bloqueio da ponte a tensão calculada na solução da rede CC é muito mais próxima da curva obtida no PSCAD/EMTDC. A Figura 263 apresenta a tensão CC do lado da inversora, calculada na solução da rede CC, e a corrente CC na Figura 264, ambas bastante coincidentes com os resultados do PSCAD/EMTDC.

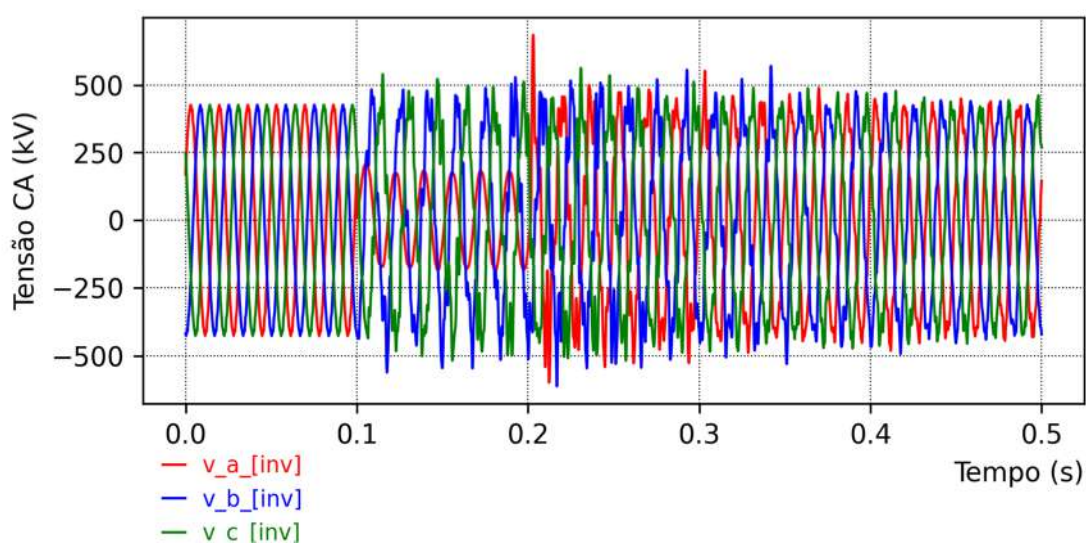


Figura 258 – Tensão CA trifásica no inversor.

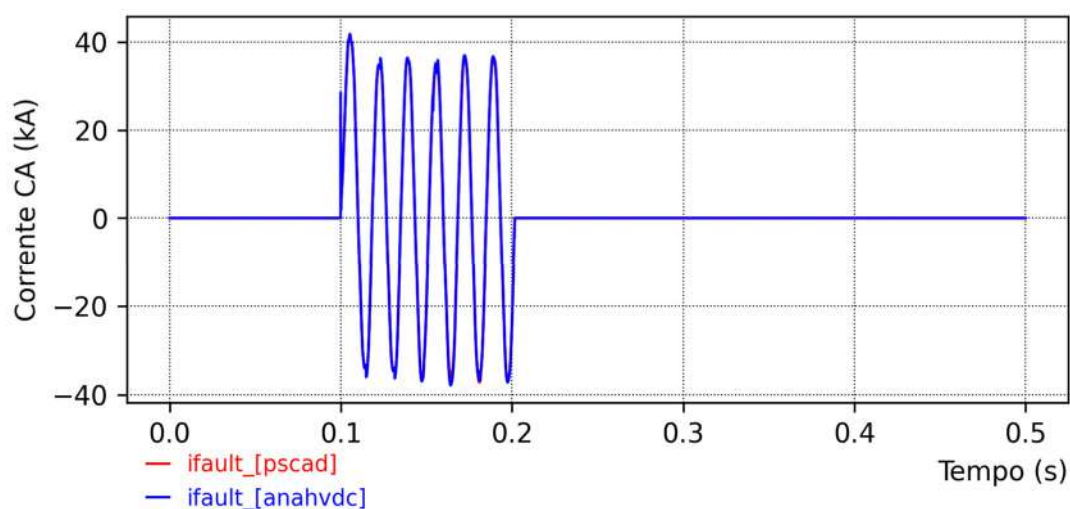


Figura 259 – Corrente de curto-circuito (PSCAD x AnaHVDC).

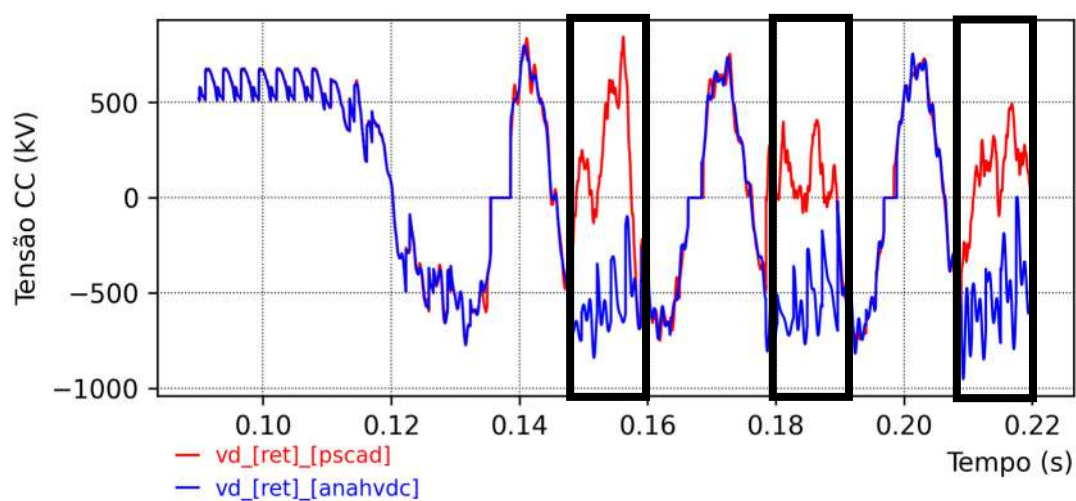


Figura 260 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

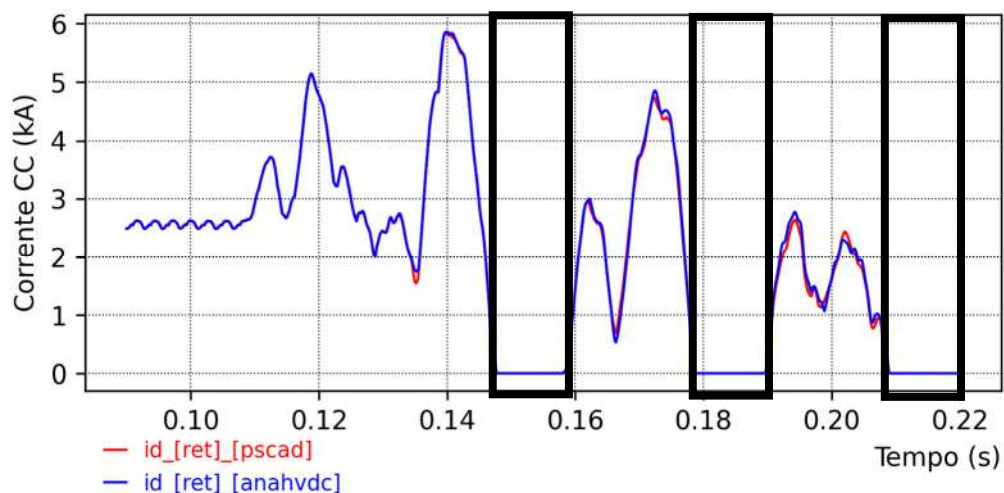


Figura 261 – Zoom da corrente CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

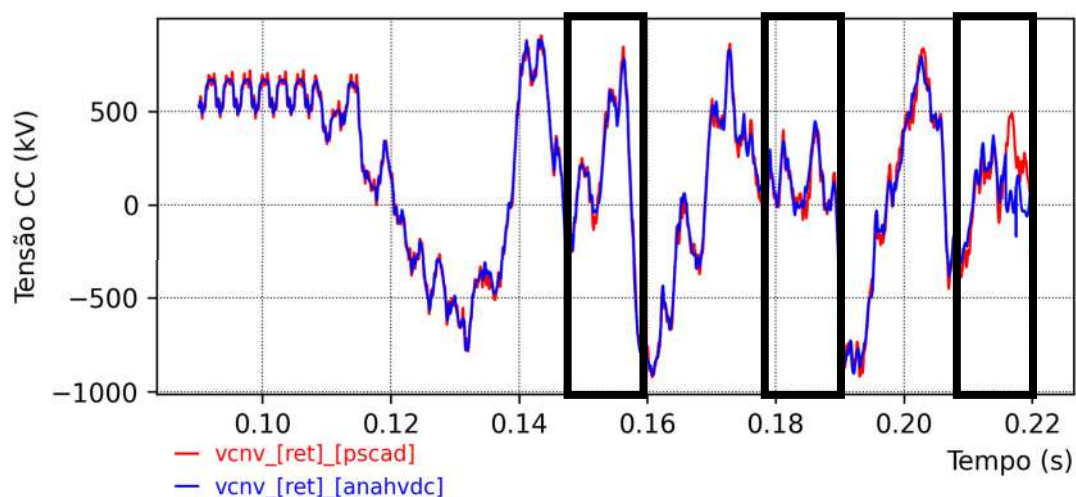


Figura 262 – Tensão CC no retificador após o reator de alisamento (PSCAD x AnaHVDC).

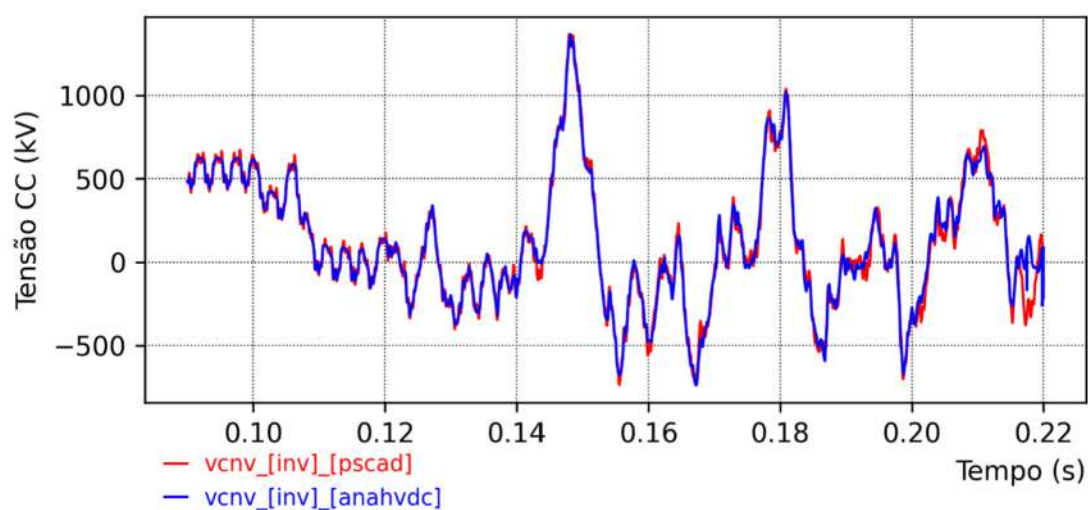


Figura 263 – Tensão CC no inversor após o reator de alisamento (PSCAD x AnaHVDC).

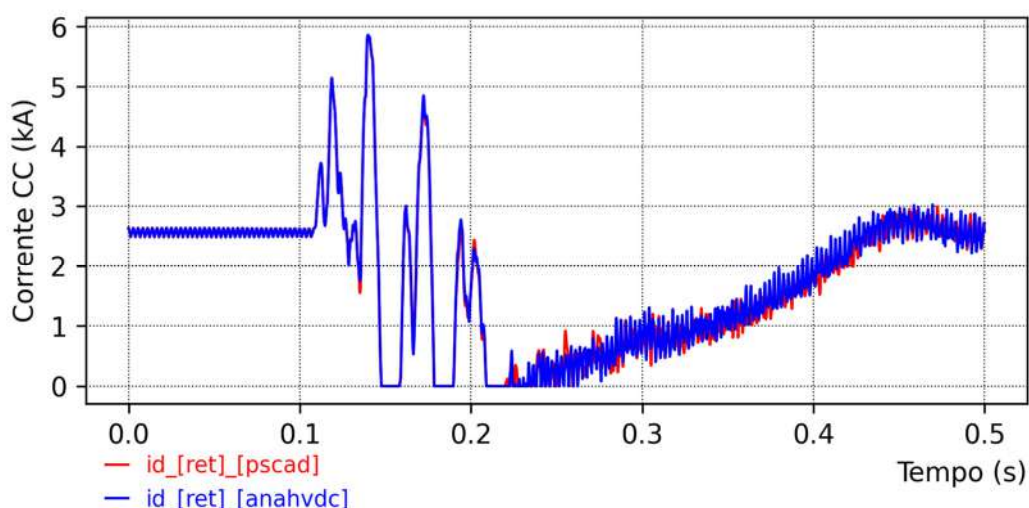


Figura 264 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

4.3 Sistema Zca com conversoras de 12 pulsos e circuito RL

A Figura 265 apresenta as tensões CA no lado da inversora para a aplicação de um curto-circuito na barra da inversora através de uma resistência de 10 ohms. O curto possui uma duração de 100 ms. A Figura 266 mostra a corrente de curto. Esse curto tem a característica de causar falha em somente uma das duas pontes de 6 pulsos.

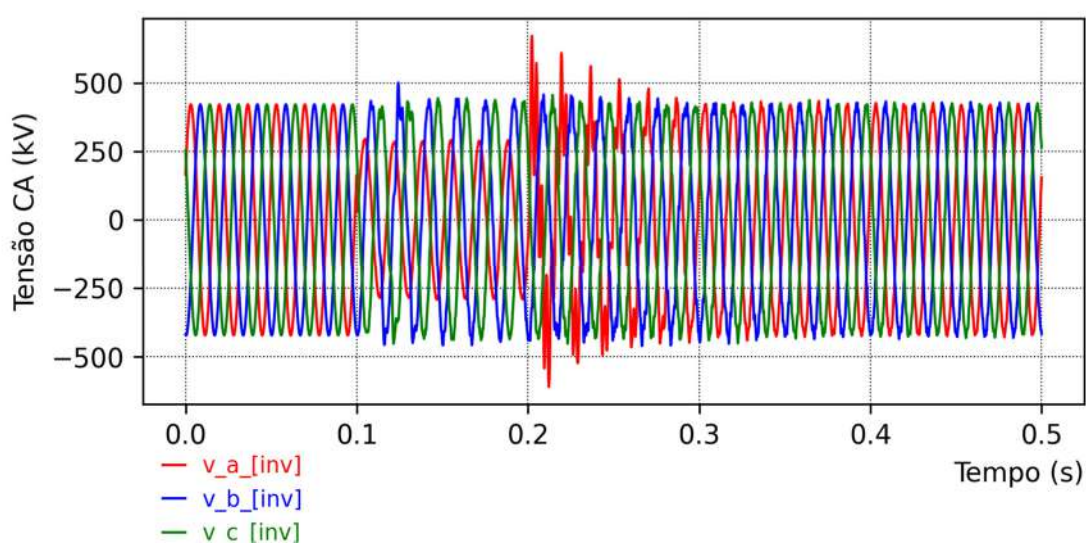


Figura 265 – Tensão CA trifásica no inversor.

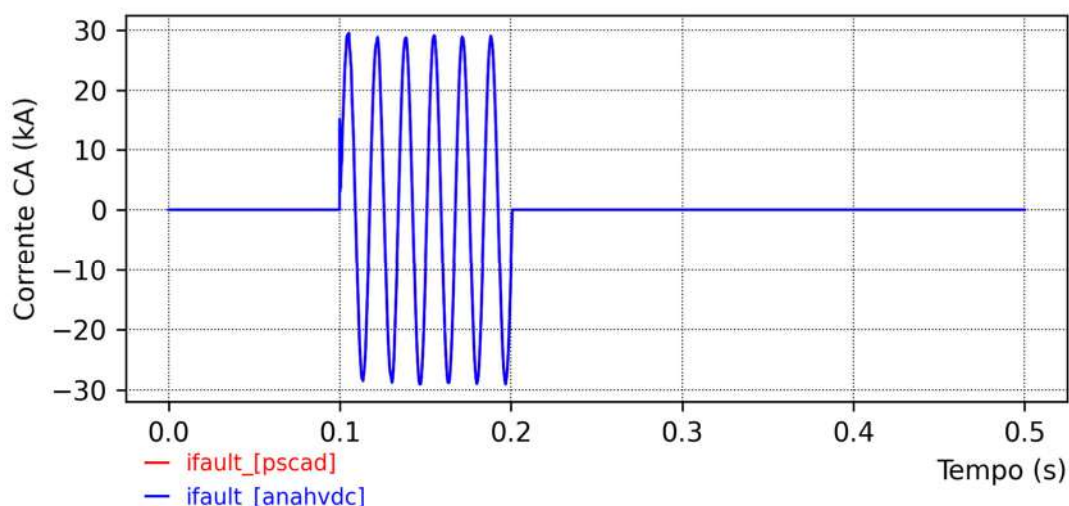


Figura 266 – Corrente de curto-circuito (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 267 apresenta a tensão CC do lado da retificadora e a tensão do lado da inversora é mostrada na Figura 268. Como mencionado o curto simulado provoca falha em somente uma das pontes de 6 pulsos, o que pode ser comprovado pelas tensões CC que são apresentadas na Figura 269, que mostra o curto CC na ponte em Δ , e a Figura 270 que não apresenta curto. As curvas do AnaHVDC são bastante aderentes as curvas do PSCAD/EMTDC.

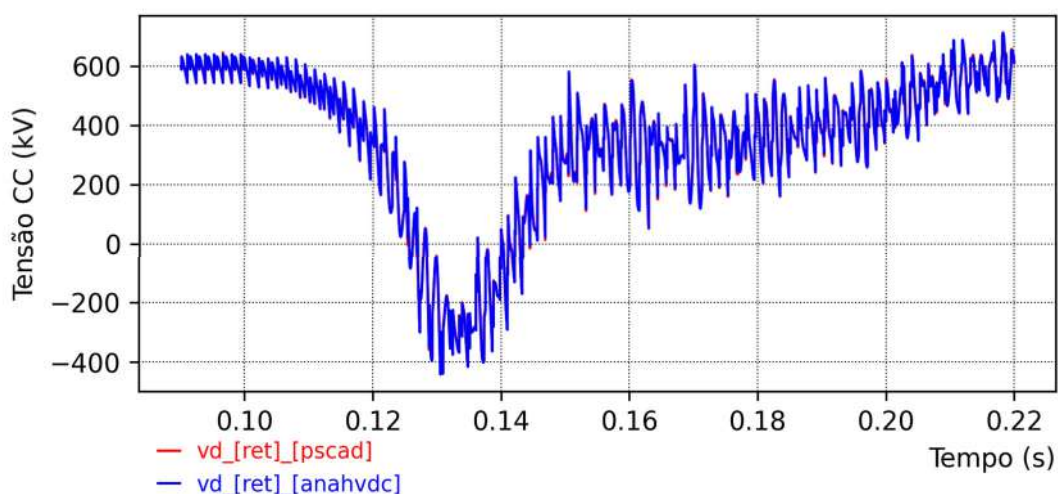


Figura 267 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

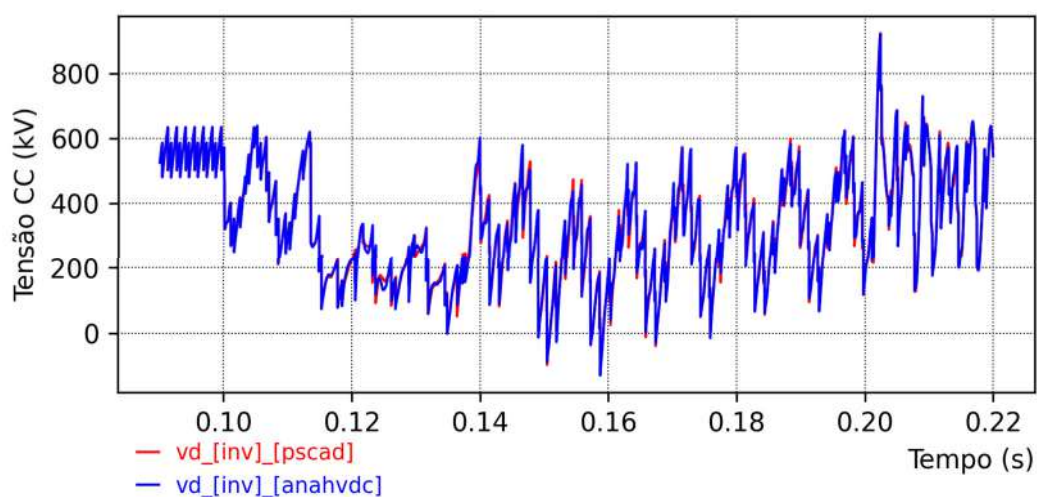


Figura 268 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

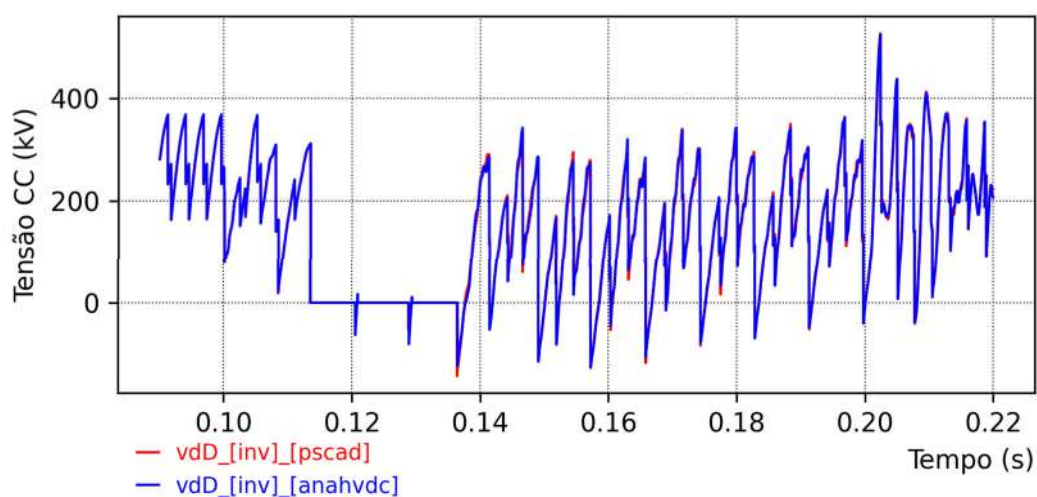


Figura 269 – Tensão CC na ponte em Δ do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

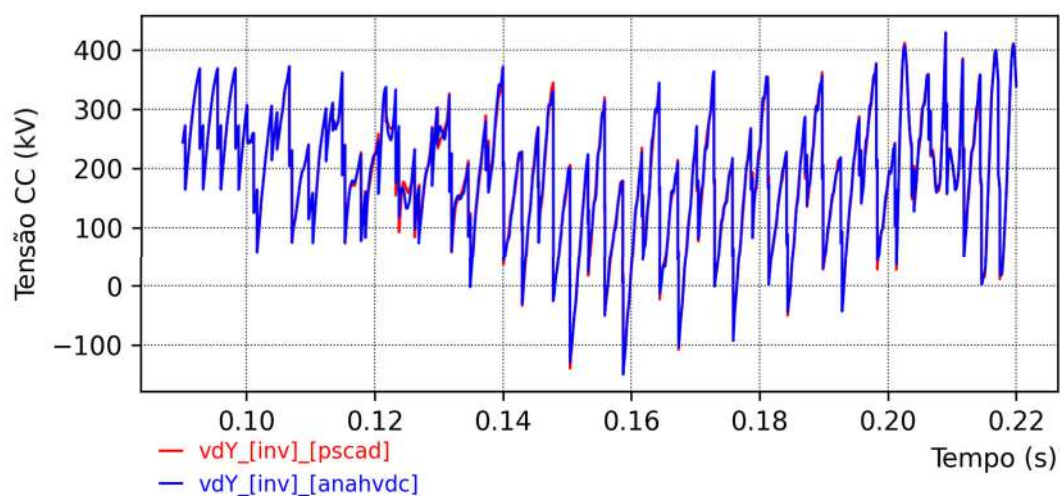


Figura 270 – Tensão CC na ponte em Y do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 271 apresenta a corrente CC do lado do retificador, também bastante coincidente com o resultado do PSCAD/EMTDC.

A corrente CA da fase a no secundário do transformador Δ é apresentada na Figura 272 e a corrente no transformador Y na Figura 273

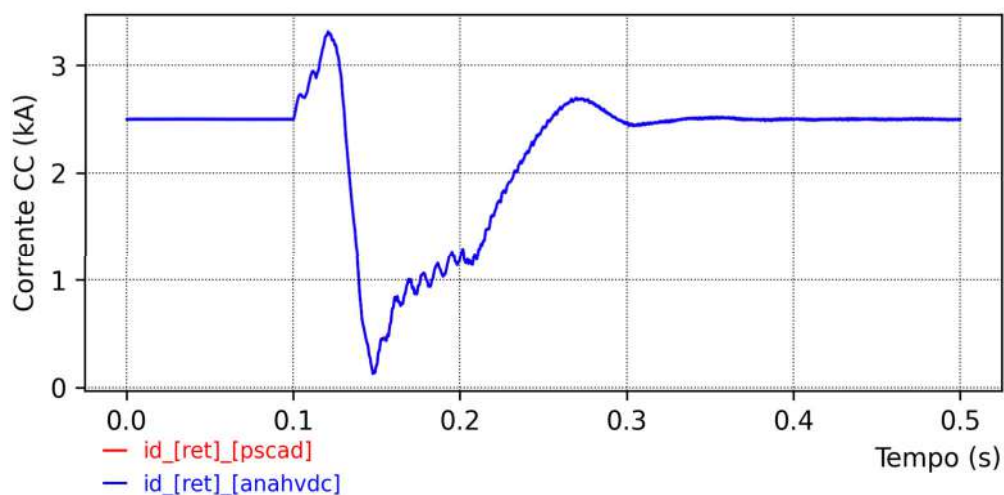


Figura 271 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

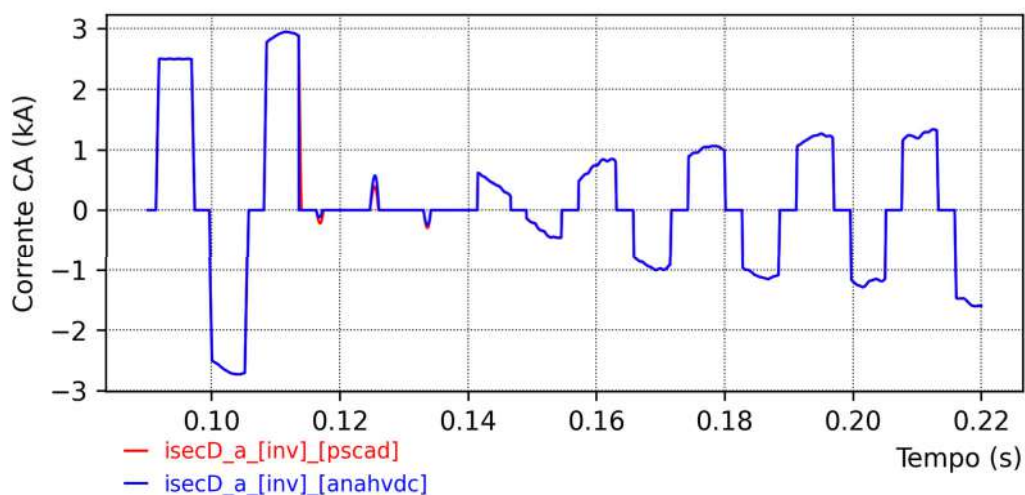


Figura 272 – Corrente CA na fase a no secundário em Δ do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

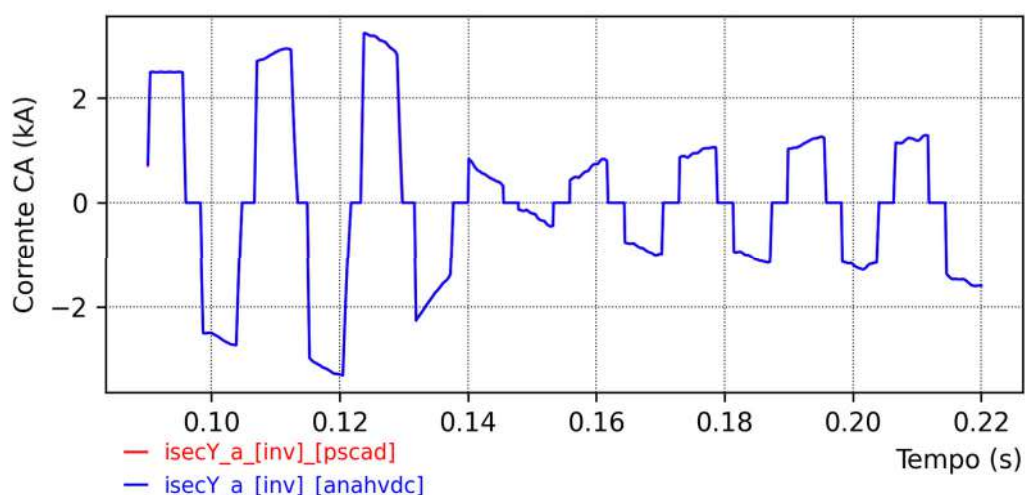


Figura 273 – Corrente CA na fase *a* no secundário em Y do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

4.4 Sistema Zca com conversoras de 12 pulsos e circuito Bergeron

A Figura 274 apresenta as tensões CA no lado da inversora para a aplicação de um curto-circuito na barra da inversora através de uma resistência de 10 ohms. O curto possui uma duração de 100 ms. A Figura 275 mostra a corrente de curto. Esse curto tem a característica de causar falha em somente uma das duas pontes de 6 pulsos.

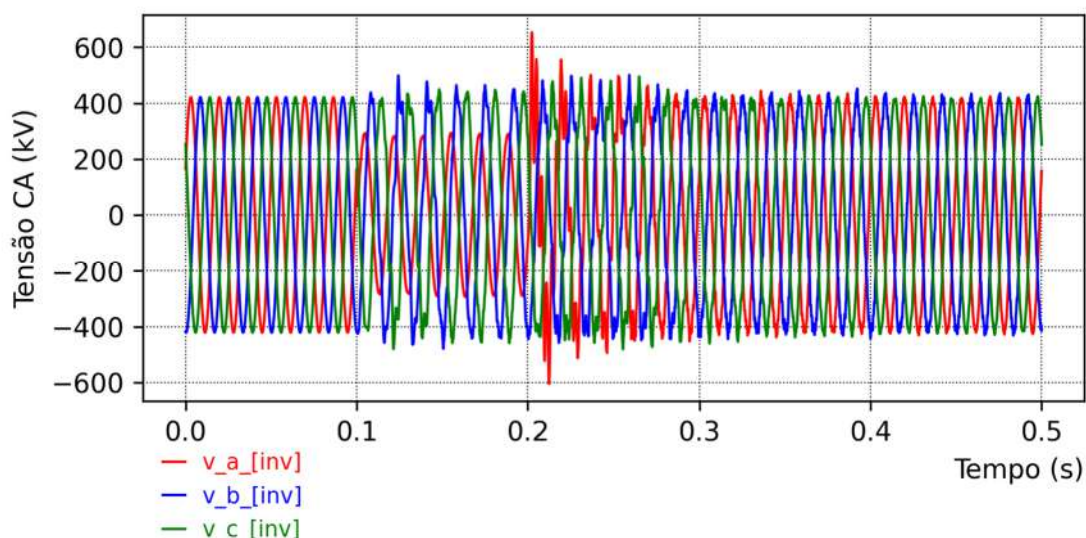


Figura 274 – Tensão CA trifásica no inversor.

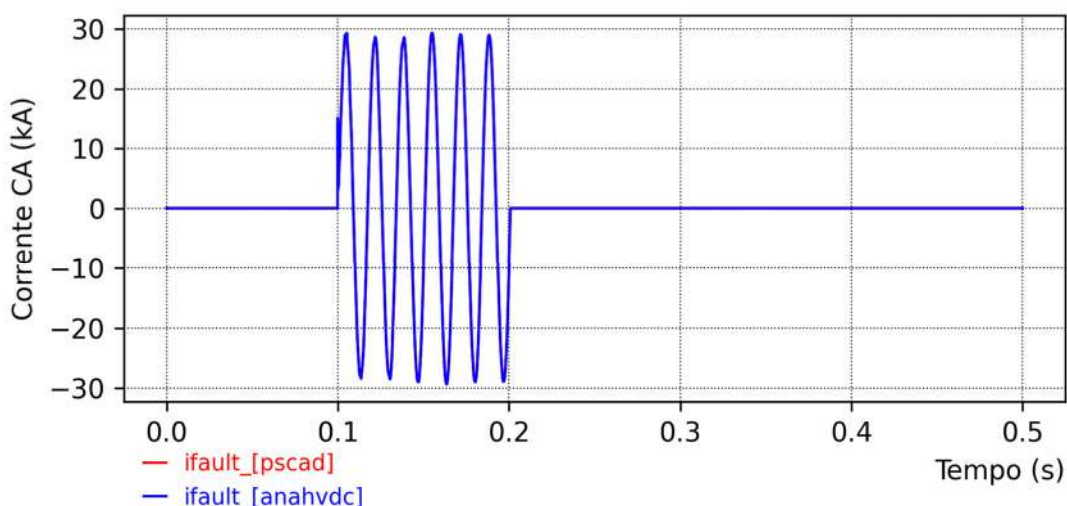


Figura 275 – Corrente de curto-circuito (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 276 apresenta a tensão CC do lado da retificadora e a tensão do lado da inversora é mostrada na Figura 277. Como mencionado o curto simulado provoca falha em somente uma das pontes de 6 pulsos, o que pode ser comprovado pelas tensões CC que são apresentadas na Figura 278, que mostra o curto CC na ponte em Δ , e a Figura 279 que não apresenta curto. As curvas do AnaHVDC são bastante aderentes as curvas do PSCAD/EMTDC.

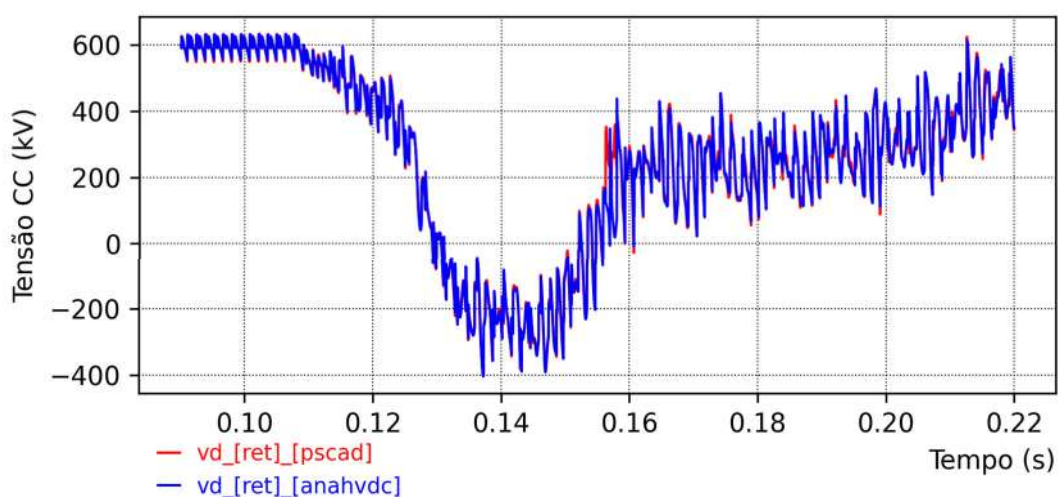


Figura 276 – Tensão CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

A Figura 280 apresenta a corrente CC do lado do retificador, também bastante coincidente com o resultado do PSCAD/EMTDC. A corrente CA da fase a no secundário em Δ do transformador é apresentada na Figura 281 e a corrente no secundário em Y na Figura 282.

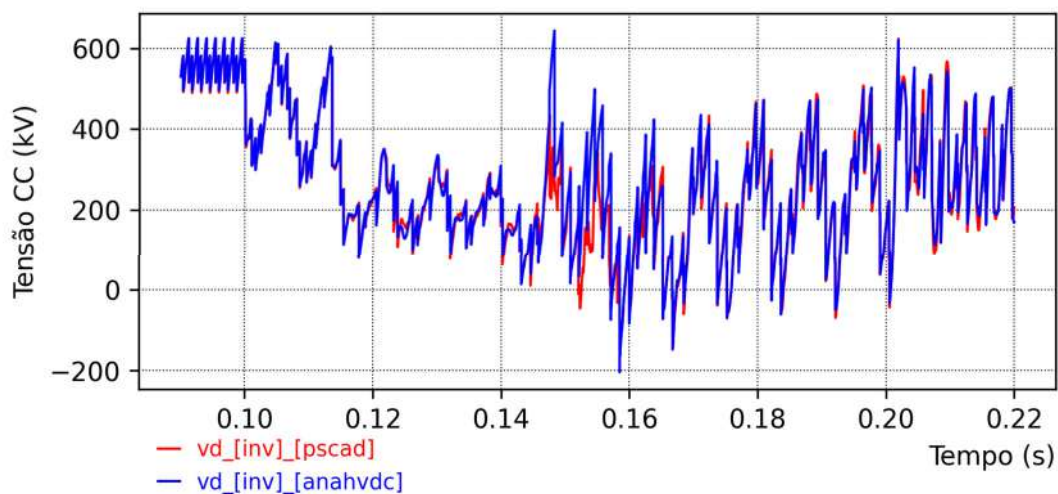


Figura 277 – Tensão CC no inversor (PSCAD x AnaHVDC).

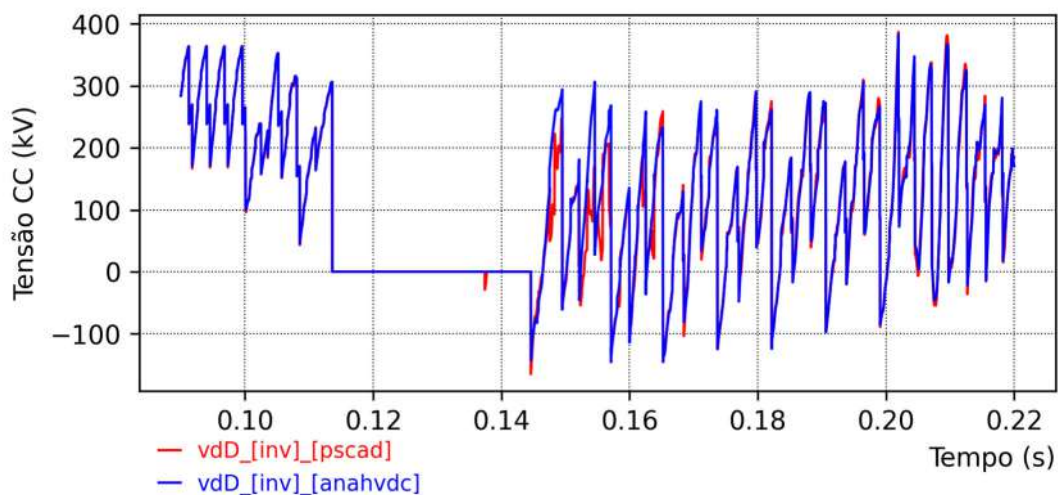


Figura 278 – Tensão CC na ponte em Δ do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

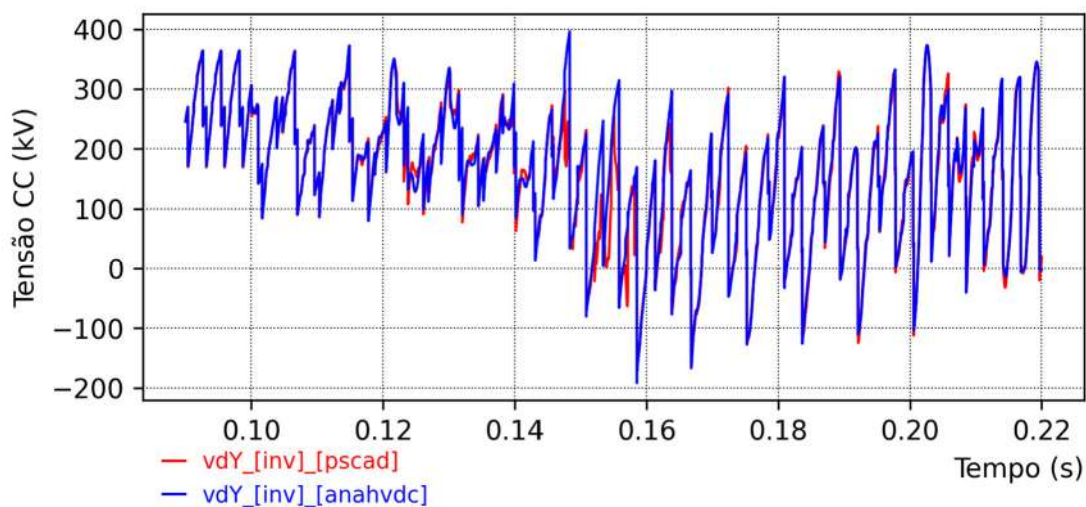


Figura 279 – Tensão CC na ponte em Y do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

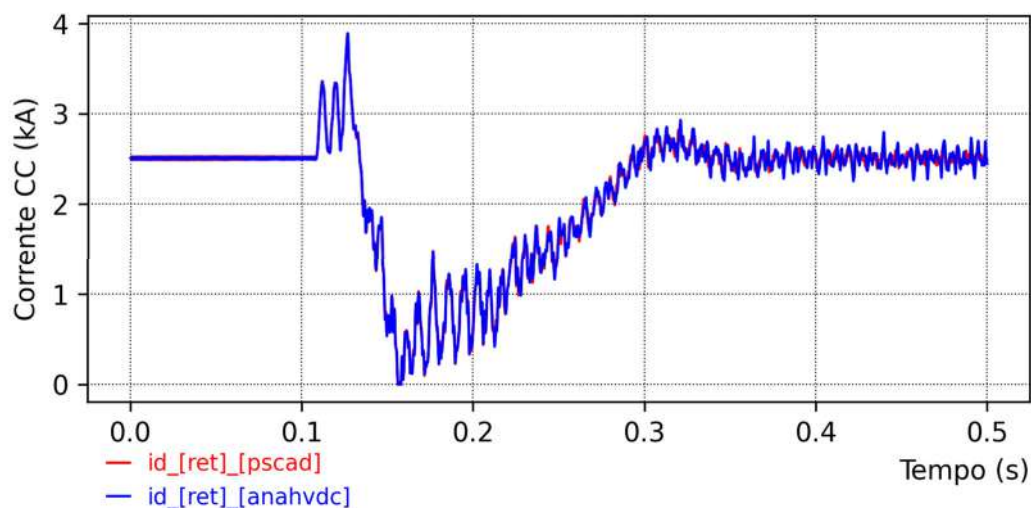


Figura 280 – Corrente CC no retificador (PSCAD x AnaHVDC).

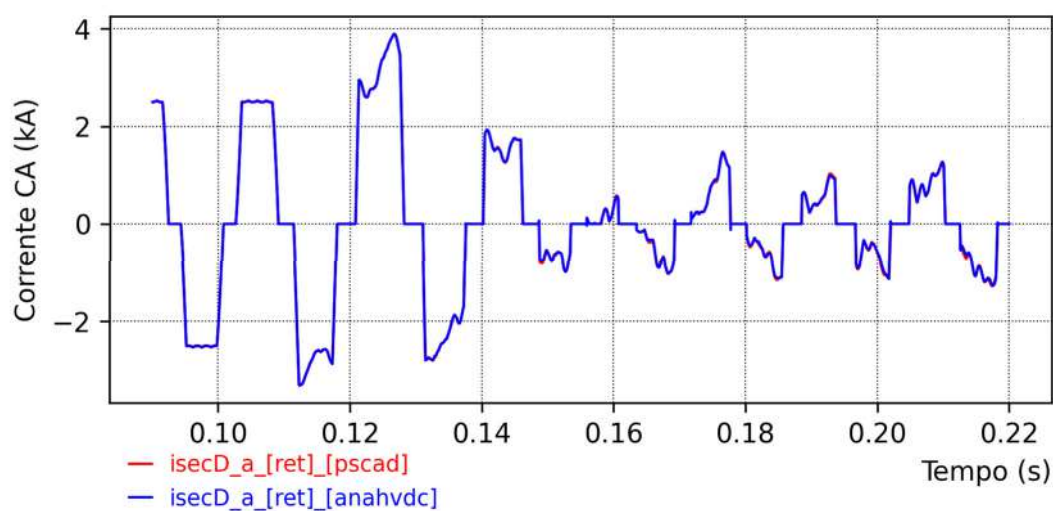


Figura 281 – Corrente CA na fase a no secundário em Δ do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

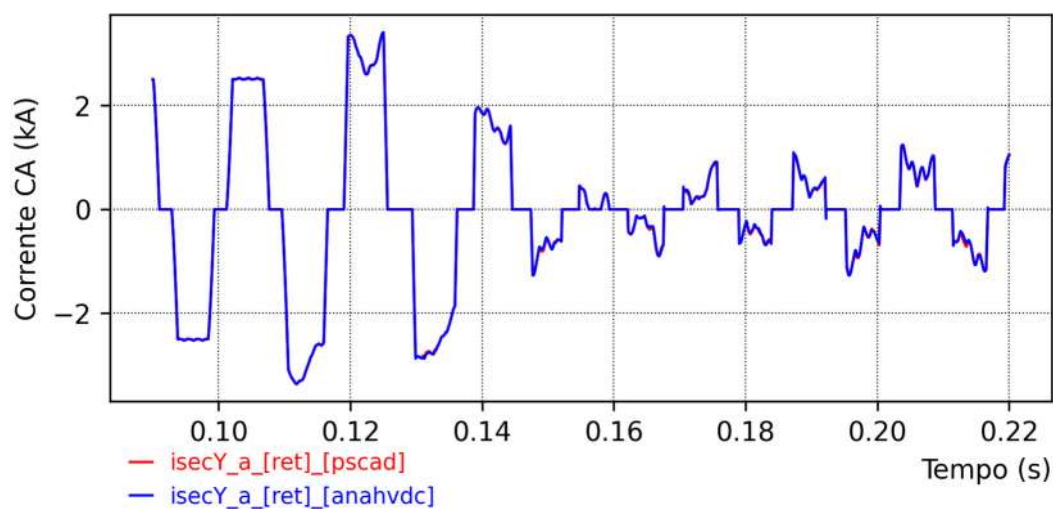


Figura 282 – Corrente CA na fase a no secundário em Y do transformador do inversor (PSCAD x AnaHVDC).

4.5 Comparação com o modelo de elo CCAT fundamental com RFS

Para finalizar, é realizada uma comparação do modelo do elo fundamental com RFS e o modelo com harmônicos. Nos gráficos apresentados, as variáveis com sufixo [anahvdc_harm] correspondem as variáveis obtidas com o modelo harmônico e as variáveis com o sufixo [anahvdc_fund] com o modelo fundamental com a RFS.

A Figura 283 apresenta as tensões CA no lado da inversora para o sistema Zca com conversoras de 6 pulsos e a rede CC representada pelo circuito RL. Esta simulação consiste na aplicação de um curto-circuito na barra da inversora através de uma resistência de 10 ohms. O curto possui uma duração de 100 ms.

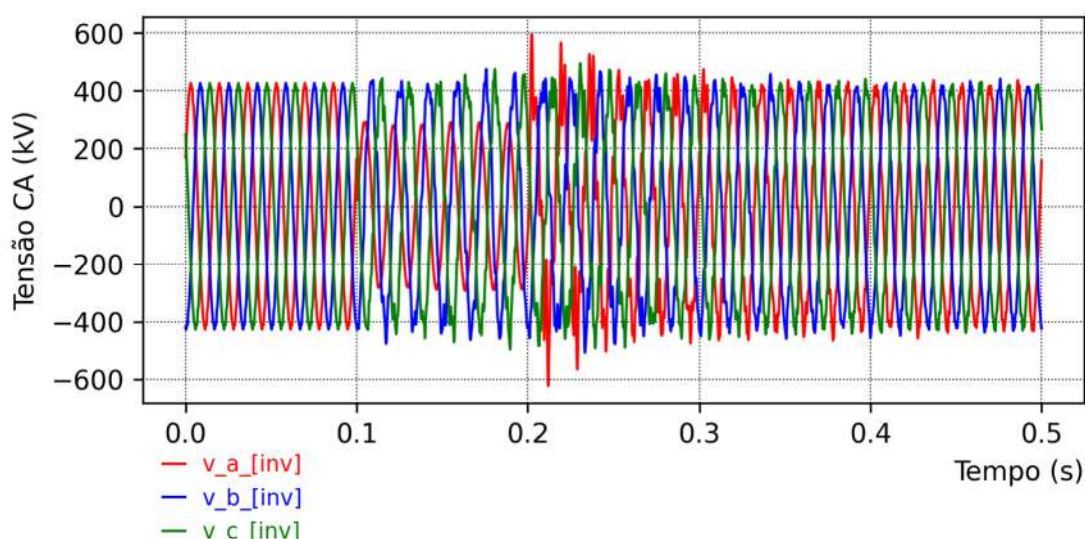


Figura 283 – Tensão CA trifásica no inversor.

As tensões CC calculadas pelos modelos são apresentadas na Figura 284, no retificador, e na Figura 285, no inversor. Verifica-se uma aderência bem maior com o PSCAD/EMTDC do modelo do elo com harmônicos, embora a dinâmica mais lenta ainda esteja bem representada no modelo fundamental, conforme também mostrado pela corrente CC comparada na Figura 286.

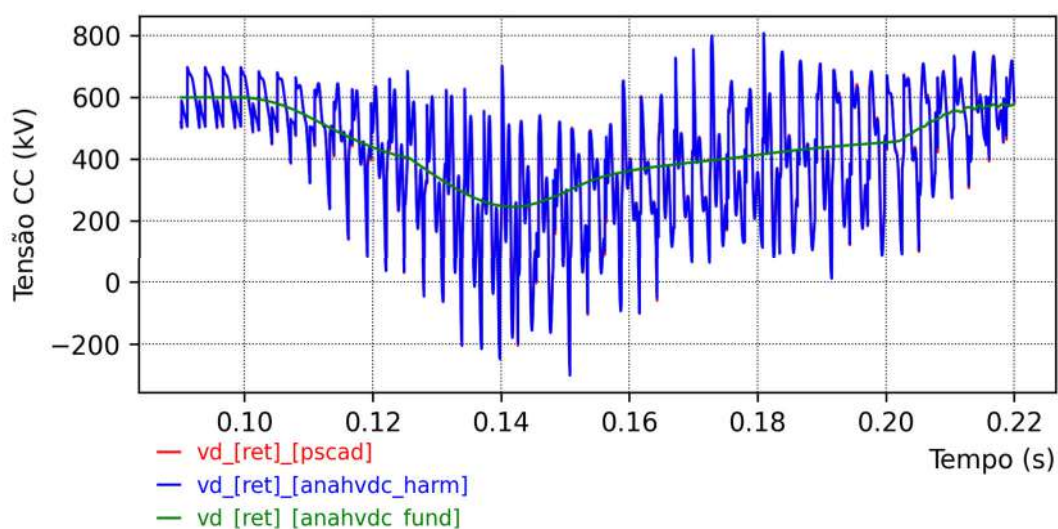


Figura 284 – Tensão CC no retificador.

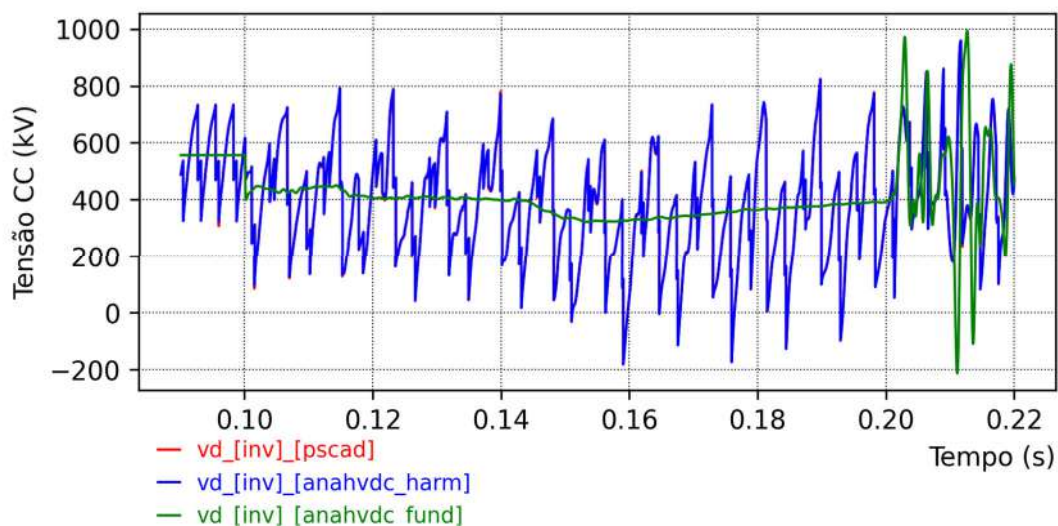


Figura 285 – Tensão CC no inversor.

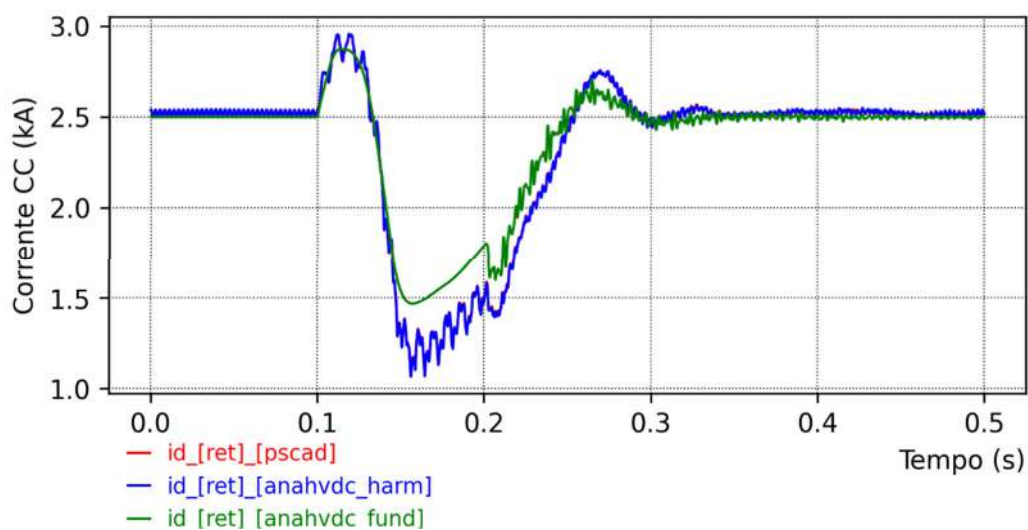


Figura 286 – Corrente CC no retificador.

Utilizando agora o sistema Zca com conversoras de 12 pulsos e a rede CC representada pelo circuito RL, a Figura 287 apresenta as tensões CA no lado da inversora para a aplicação de um curto-circuito na barra da inversora através de uma resistência de 10 ohms. O curto possui uma duração de 100 ms.

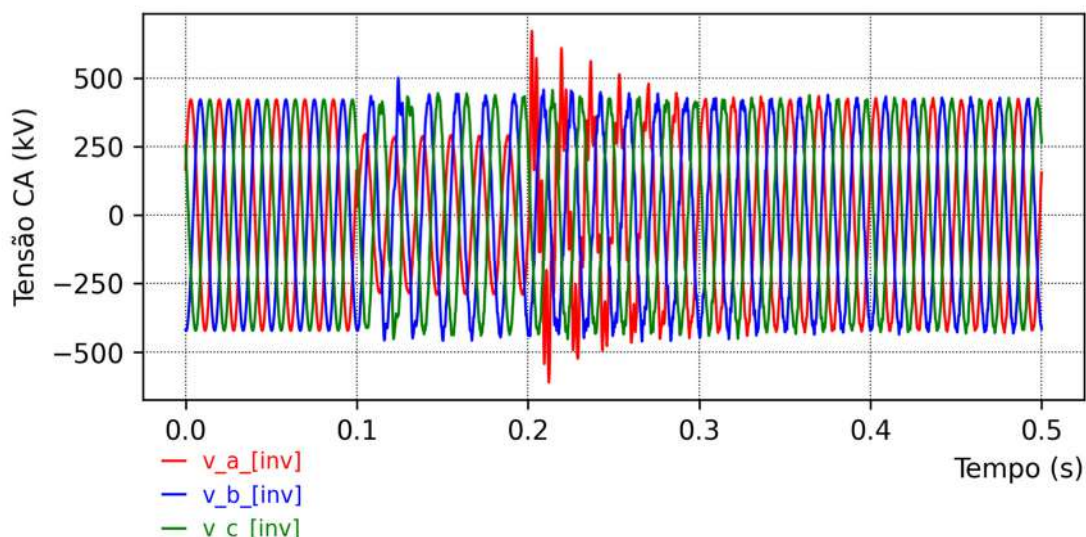


Figura 287 – Tensão CA trifásica no inversor.

As tensões CC calculadas pelos modelos são apresentadas na Figura 288, no retificador, e na Figura 289, no inversor.

Novamente, verifica-se uma aderência bem maior com o PSCAD/EMTDC do modelo do elo com harmônicos, embora a dinâmica mais lenta ainda esteja bem representada no modelo fundamental.

Neste caso, o problema foi que o modelo fundamental calculou uma segunda falha de comutação, em aproximadamente 0,2 s, que não havia nos outros modelos, conforme mostrado no gráfico da corrente CC (Figura 290).

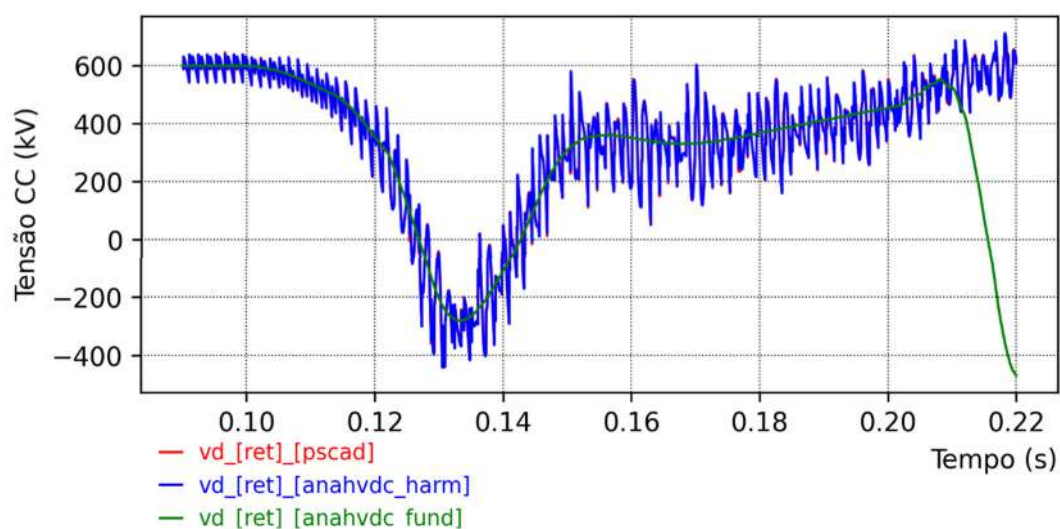


Figura 288 – Tensão CC no retificador.

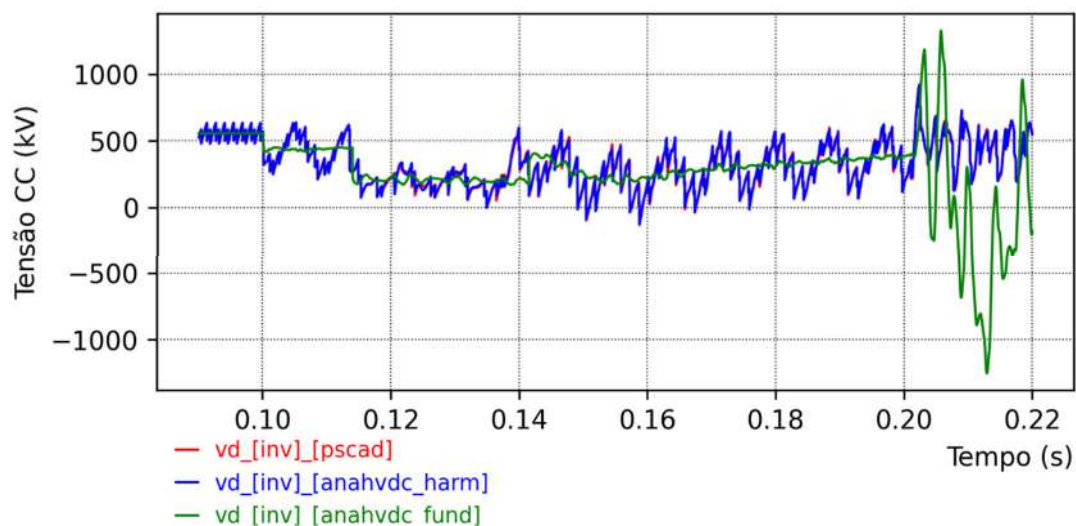


Figura 289 – Tensão CC no inversor.

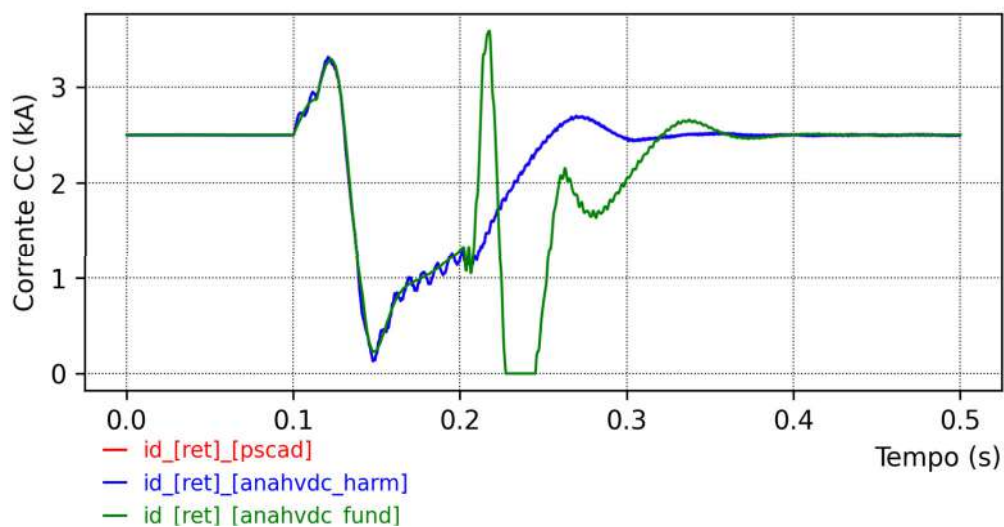


Figura 290 – Corrente CC no retificador.

4.6 Tempos computacionais

A Tabela 12 apresenta os tempos computacionais obtidos nas simulações do AnaHVDC. Em todos os casos se utilizou um passo de integração de $10\ \mu\text{s}$ e um tempo de simulação de 500 ms. Existe uma variação de tempo computacional dentro de cada caso, ou seja, para cada evento simulado para um mesmo caso, porque cada evento produz um número de interações diferentes dentro do processo de solução dos modelos.

Como esperado os tempos dos casos com modelo de linha de Bergeron são mais altos que os casos com modelo RL de linha, o que é explicado pela complexidade do modelo.

Os casos com conversoras de 12 pulsos possuem tempo computacional praticamente o dobro dos tempos com conversoras de 6 pulsos, sugerindo que em sistemas de grande porte com números elevados de conversoras seja benéfico a utilização de monopolos equivalentes que para defeitos externos produzirão os mesmos resultados, mas com tempo computacional reduzido.

Em todas as simulações utilizou-se $h_{cc(\text{max})} = 48$ e $h_{ca(\text{max})} = 49$.

Tabela 12 – Comparação de tempo computacional. AnaHVDC.

Caso	Evento	Tempo total de processamento (s)
Zca 6p RL	Degrau no inversor	40,02
	Degrau no retificador	46,34
	Curto-circuito 10 ohms	47,53
	Curto-circuito 5 ohms	49,02
Zca 6p Berg	Degrau no inversor	65,21
	Degrau no retificador	70,53
	Curto-circuito 10 ohms	69,29
	Curto-circuito 5 ohms	66,83
Zca 12p RL	Degrau no inversor	80,07
	Degrau no retificador	91,20
	Curto-circuito 10 ohms	104,90

Caso	Evento	Tempo total de processamento (s)
Zca 12p Berg	Degrau no inversor	118,87
	Degrau no retificador	127,05
	Curto-circuito 10 ohms	124,65

O PSCAD/EMTDC utilizou um snapshot de 2 s para o modelo RL de linha de transmissão e de 20 s para o modelo Bergeron. Como pode ser visto no gráfico do ângulo de disparo do retificador durante a inicialização do sistema para geração do snapshot, o modelo de Bergeron demora bastante tempo para atingir um regime permanente, sendo que com um snapshot de 2s ou 10 s a variação do ângulo de disparo é da ordem de $0,5^\circ$, enquanto em 20 s, a variação passa a ser inferior a $0,1^\circ$.

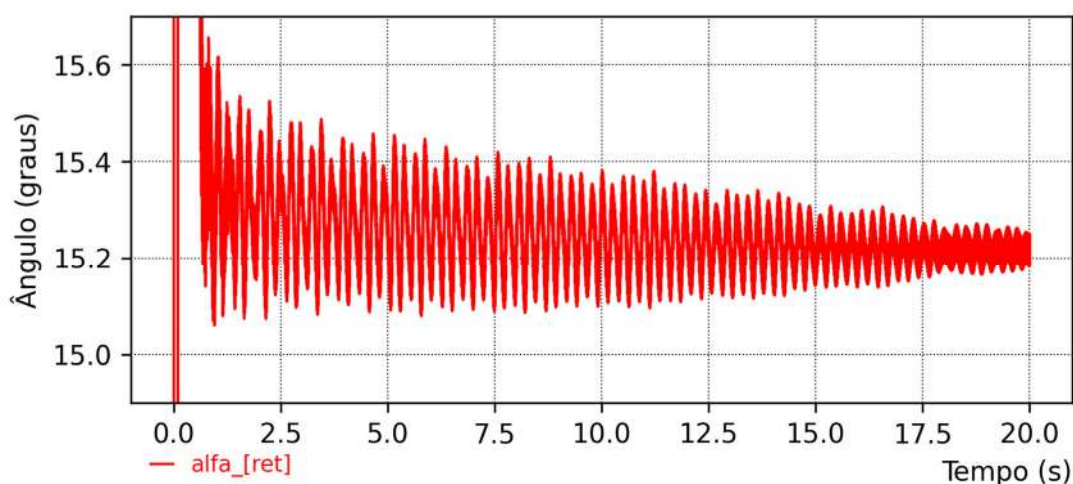


Figura 291 – Ângulo de disparo durante snapshot do PSCAD.

Abaixo é apresentada uma tabela com os tempos computacionais da simulação do snapshot e a simulação propriamente dita de 500 ms, realizada após o snapshot, para os casos da ponte de 6 e 12 pulsos e dos modelos de linhas mencionados. Nas comparações realizadas entre AnaHVDC e PSCAD/EMTDC, utilizou-se no PSCAD um passo de integração de $1\ \mu\text{s}$ para garantia da exatidão de seus resultados, uma vez que simulações prévias indicaram algumas diferenças de resultados de simulação no PSCAD/EMTDC com passos de $1\ \mu\text{s}$ e $10\ \mu\text{s}$. Na aferição de tempo da tabela, utilizou-se ambos os passos.

Tabela 13 – Comparação de tempo computacional. PSCAD/EMTDC

Caso	Passo (μs)	Tempo do SnapShot (s)	Tempo do evento (s)
Zca 6p RL	1	88,47	42,34
	10	8,60	22,50
Zca 6p Berg	1	809,04	74,26
	10	74,02	44,46
Zca 12p RL	1	119,02	59,73
	10	12,41	39,68
Zca 12p Berg	1	1162,62	119,24
	10	134,70	85,44

Percebe-se que o snapshot penaliza significativamente o tempo computacional do PSCAD/EMTDC. Por outro lado, o tempo computacional para a simulação do evento é relativamente rápido por corresponder a uma simulação mais curta, mas proporcionalmente mais lento do que o obtido durante a simulação do PSCAD/EMTDC. Isto se deve à geração dos arquivos de resultados da simulação que estão desabilitados durante a simulação de geração do snapshot do PSCAD/EMTDC.

Capítulo 5 - Conclusão

O estado da arte da análise dinâmica em sistemas com configurações *DC Multi-infeed*, do ponto de vista de simulações computacionais, consiste em avaliar o comportamento do sistema com simulações em programas de transitórios eletromagnéticos, onde não são levadas em conta as interações dinâmicas de baixa frequência na identificação e simulação das falhas de comutação pela ausência da modelagem completa do sistema, e em programas de transitórios eletromecânicos, onde, devido a sua modelagem simplificada, não é possível simular com exatidão as falhas de comutação e os transitórios de alta frequência. A análise em duas etapas justifica-se pela inexistência de uma ferramenta única que possa modelar com exatidão os elos CCAT (de forma instantânea, trifásica e com harmônicos) juntamente com toda a rede de um sistema elétrico de potência de grande porte, como o SEB.

O algoritmo de simulação baseado em fasores dinâmicos utilizando modelagem monofásica equivalente, proposto em [16], mostrou a viabilidade do desenvolvimento de uma única e nova ferramenta que permite a simulação eficiente de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos de uma rede elétrica de grande porte. Contudo, este algoritmo não considerou a representação trifásica da rede, e nem modelo de elos CCAT, necessários para os estudos de estabilidade em sistemas elétricos de potência com configuração *DC Multi-Infeed*.

Nesta tese, preencheu-se esta lacuna com o desenvolvimento de um modelo trifásico de elo CCAT, válido para altas frequências, e adequado para identificação e simulação das falhas de comutação. Para maior exatidão na identificação da falha de comutação, e seu tempo de duração, foi desenvolvida e apresentada uma nova metodologia baseada na reconstituição das tensões e correntes nas válvulas dos elos por integração numérica durante a simulação.

Em relação à metodologia RFS, comprovou-se que em alguns testes e simulações que a representação das variáveis de entrada escolhidas com poucos harmônicos não impacta de forma tão significativa na resposta do sistema como um todo. Desta forma, pode-se resolver as equações do sistema no domínio fasorial utilizando uma quantidade moderada de harmônicos, suficiente para representação das variáveis escolhidas como entrada, e após resolvidas as equações, calculam-se as variáveis de saída por integração

numérica, fora do algoritmo de solução fasorial. Neste trabalho, foi mostrado que mesmo em um modelo de fasor dinâmico de frequência fundamental, é possível reconstituir as tensões e correntes das válvulas.

O método escolhido para a integração numérica foi a regra trapezoidal, da mesma forma que a utilizada no PSCAD/EMTDC. Este método possui uma série de vantagens em relação à robustez e exatidão da resposta, no entanto, um dos problemas é quando há chaveamentos em variáveis de estado, acarretando oscilação numérica, quando há um desvio da solução e as soluções dos passos seguintes oscilam em torno da solução de um passo a outro de integração. Para solução do problema numérico foi adotado o procedimento de interpolação de passo, o mesmo utilizado no PSCAD/EMTDC, nos instantes de tempo de bloqueio e condução das válvulas. A solução adotada de interpolação de passo no algoritmo proposto resolveu satisfatoriamente todos os problemas numéricos que surgiram.

Mostrou-se que a metodologia RFS é exata quando as variáveis de entrada são exatas. Nesta validação da metodologia, utilizou-se as variáveis de entrada medidas diretamente de simulações do PSCAD/EMTDC. Comparando-se as tensões e correntes das válvulas obtidas pela integração numérica proposta na metodologia com os valores das mesmas simulações, verifica-se que os resultados são coincidentes. Esta foi uma importante prova de conceito pois corrobora a consistência da metodologia proposta.

Por outro lado, mesmo em um modelo de fasor dinâmico de frequência fundamental, onde em regime permanente a tensão CA é puramente senoidal e a corrente CC e ângulo de disparo são constantes, as tensões e correntes das válvulas obtidas foram bastante próximas dos resultados da simulação do PSCAD/EMTDC e permitiram obter, em algumas situações, o tempo associado à margem de extinção, utilizado usualmente como critério para ocorrência da falha de comutação.

No entanto, verificou-se que em outros casos o modelo fundamental com RFS não era satisfatório. Por este motivo foi desenvolvido um novo modelo com harmônicos, buscando identificar todos os pontos de inexatidão encontrados no modelo fundamental e melhorá-los com o novo modelo. Por este motivo a metodologia RFS perdeu sua importância, sendo transferida para o Anexo I, e o novo modelo de elo CCAT com harmônicos passou a ser a principal contribuição da tese.

Foram basicamente cinco pontos de melhoria:

- Inclusão das componentes harmônicas nas tensões e correntes CC e CA, ou seja, no modelo do elo CCAT e na rede CA.
- Cálculo do ângulo de comutação a partir da integral das tensões CA.
- Consideração da dinâmica $L di/dt$ na corrente CA e no ângulo de comutação.
- Melhoria do modelo do PLL considerando harmônicos
- Desenvolvimento de novas funções de chaveamento para representação da falha de comutação e consideração de múltiplas falhas de forma mais adequada.
- Inclusão de harmônicos no controle.

Simulou-se o modelo entre barras infinitas e com rede CA nos dois lados e percebeu-se uma aderência bem maior em algumas simulações, além de se conseguir reproduzir as formas de onda com bastante exatidão.

No atual modelo proposto, há ainda duas premissas simplificadoras, a comutação simultânea provocando curto-circuito CC instantâneo, quando na verdade há uma dinâmica rápida, mas não instantânea, e a questão de possibilidade de haver múltiplas conduções dentro da largura do pulso de disparo, que não é considerada no modelo proposto. Pelos resultados iniciais, estas premissas não prejudicaram significativamente as simulações.

Apresentou-se um grande volume de resultados, cobrindo-se uma grande quantidade de situações e tendo sido apresentado um conjunto bastante completo das principais variáveis envolvidas na dinâmica do elo CCAT. Este procedimento não garante um comportamento sempre equivalente às simulações do PSCAD/EMTDC, no entanto, evidencia empiricamente esta correspondência.

Por questão de limitação de tempo, no escopo da tese não foi possível incluir casos testes de maior porte, por exigir um grande esforço de preparação de dados em PSCAD/EMTDC para validação. Optou-se por deixar esse trabalho de simulações em sistemas de maior porte como trabalhos futuros uma vez que a contribuição da tese já ficou evidenciada pelo desenvolvimento matemático realizado, implementações computacionais, e resultados apresentados de simulações com os diversos elementos envolvidos na dinâmica de um elo.

O modelo de elo CCAT proposto poderá ser usado em estudos de múltiplas alimentações em corrente contínua, onde podem ocorrer falhas de comutação sequenciais em um mesmo elo, e simultâneas com outros elos vizinhos. Uma simulação com alto grau de exatidão, como se imagina que seja com a utilização do modelo proposto, é essencial para uma determinação com maior exatidão dos limites de intercâmbio em sistemas elétricos de grande porte.

5.1 Trabalhos futuros

No atual estágio de desenvolvimento, vislumbra-se que os trabalhos futuros, fora do escopo desta tese, seriam:

- Modelagem de elos CCAT com conversores com capacitores de comutação (CCC);
- Modelagem bipolar da linha de transmissão e rede CC, e simulações de curto CC e perda de polo;
- Modelagem de conversores fonte de tensão (VSC – *Voltage Source Converter*) com aplicação em elos CCAT, STATCOM, UPFC e integração de fontes alternativas (eólica e fotovoltaica) ao sistema.
- Aplicação do modelo proposto em outros sistemas exemplos, em sistemas pequeno, médio e grande porte, como por exemplo o sistema Benchmark do Cigré, o BenchHVDC, equivalente *DC Multi-Infeed* do SIN, ou mesmo a modelagem completa do SIN adaptando-se os dados disponibilizados pelo ONS em Anarede, Anatem e Anafas.

Bibliografia

- [1] Cigre Working Group B4-41, "Systems with multiple DC infeed," Dezembro, 2008.
- [2] Estudos para Licitação da Expansão da Transmissão. Detalhamento da Alternativa de Referência: Relatório R2. Elo de Corrente Contínua ± 800 kV Graça Aranha – Silvânia – Parte II: Transitórios Eletromagnéticos. Ministério de Minas e Energia (MME). Empresa de Pesquisa Energética (EPE). Brasília, Nº EPE-DEE-RE-002/2023-rev0, 21/01/2023.
- [3] J. Arrillaga, "High Voltage Direct Current Transmission", 2nd ed., London, U.K.: Inst. Elect. Eng. publ., 1998.
- [4] J. Reeve and K. Adapa, "A new approach to dynamic analysis of AC networks incorporating detailed modeling of DC systems: part I, II " IEEE Trans. Power Delivery, Vol.3, pp. 2005-2019, Oct. 1988. doi: 10.1109/61.194011.
- [5] G. W. J. Anderson, N. R. Watson, N. P. Arnold and J. Arrillaga, "A new hybrid algorithm for analysis of HVDC and FACTS systems," Proceedings 1995 International Conference on Energy Management and Power Delivery EMPD '95, Singapore, 1995, pp. 462-467 vol.2, doi: 10.1109/EMPD.1995.500772.
- [6] M. D. Heffernan, K. S. Turner, J. Arrillaga and C. P. Arnold, "Computation of A.C.-D.C. System Disturbances - Part I. Interactive Coordination of Generator and Converter Transient Models," IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, no. 11, pp. 4341-4348, Nov. 1981, doi: 10.1109/TPAS.1981.316825.
- [7] J. Reeve and R. Adapa, "A new approach to dynamic analysis of AC networks incorporating detailed modeling of DC systems. I. Principles and implementation," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 3, no. 4, pp. 2005-2011, Oct. 1988, doi: 10.1109/61.194011.
- [8] R. Adapa and J. Reeve, "A new approach to dynamic analysis of AC networks incorporating detailed modeling of DC systems. II. Application to interaction of DC and weak AC systems," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 3, no. 4, pp. 2012-2019, Oct. 1988, doi: 10.1109/61.194012.
- [9] X. Lin, A. M. Gole, and M. Yu, "A Wide-Band Multi-Port System Equivalent for Real-Time Digital Power System Simulators," IEEE Trans. Power System, Vol.24, pp.237-249, Feb. 2009. doi: 10.1109/TPWRS.2008.2007000.

- [10] K. Ou "On RTDS FDNE based real-time simulation technologies for the large-scale AC & DC power system," Southern Power System Technology, Vol.7, pp.51-53, Feb. 2013.
- [11] C. Ma, Q. Xu, W. Zhang. "AC/DC power system fault simulation based on ADPSS", in Proc. 2011 IEEE Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies Conf., pp. 514-518. doi: 10.1109/DRPT.2011.5993945.
- [12] Nota Técnica 0161/2016, intitulada "Proposta de Metodologia e Critérios para Estudo de Interações entre Múltiplos Elos em CC", emitida em Dez 2016 pelo ONS.
- [13] A.R.C.D.Carvalho, F.F.C.Veliz, L.P.Almeida, R.M.Azevedo, W.W.Ping, A.Bianco, B.C.Sessa, D.O.C.Brasil, F.M.Silva, M.J.C.Ximenes, S.B.C.Garcia, "Metodologia para Estudo De Sistemas HvdC Multi-Infeed", XXV SNPTEE, Novembro 2019, Belo Horizonte, Brazil.
- [14] Manitoba Hydro Internation Ltd., "PSCAD – Power Systems Computer Aided Design - User's Guide", Version 4.6.0, Winnipeg, Canada, May, 2018.
- [15] Centro de Pesquisa de Energia Elétrica – CEPEL, "ANATEM – Programa de Análise de Transitórios Eletromecânicos - Manual do Usuário - Versão 12.00.00", Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2021.
- [16] L.O.Daniel, "Simulador de Transitórios Eletromagnéticos Utilizando Fasores Dinâmicos para Análise Não-Linear de Redes Elétricas com Equipamentos FACTS", Tese de Doutorado, Programa de Engenharia Elétrica, Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia (COPPE), Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), 2018.
- [17] Gomes, S.; Almeida, L. P.; Lirio, F. L.; Parreiras, T. J. M. A.; Daniel, L. O.; Amaral, T. S.; Rocha, T. J. B.; Azevedo, R. G. "O novo Programa Computacional AnaHVDC para Simulação dos Múltiplos Elos HVDC do SIN considerando Transitórios Eletromecânicos e Eletromagnéticos". XXV SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Belo Horizonte, 2019.
- [18] L.O.Daniel, S.Gomes Jr, E.H.Watanabe, "Utilização de Fasores Dinâmicos para Modelagem de Transitórios Eletromecânicos e Eletromagnéticos", Ciudad Del Este, XVII ERIAC, 2017.
- [19] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese, "Generalized averaging method for power conversion circuits," IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, no. 2, pp. 251–259, Apr. 1991. doi: 10.1109/63.76811.

- [20] A. M. Stankovic, B. C. Lesieutre and T. Aydin, "Modeling and analysis of single-phase induction machines with dynamic phasors," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 14, no. 1, pp. 9-14, Feb. 1999, doi: 10.1109/59.744460. doi: 10.1109/59.744460.
- [21] A. M. Stankovic, S. R. Sanders and T. Aydin, "Dynamic phasors in modeling and analysis of unbalanced polyphase AC machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 1, pp. 107-113, March 2002, doi: 10.1109/60.986446.
- [22] A. M. Stankovic and T. Aydin, "Analysis of asymmetrical faults in power systems using dynamic phasors," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, no. 3, pp. 1062-1068, Aug. 2000, doi: 10.1109/59.871734.
- [23] P. Mattavelli, G. C. Verghese and A. M. Stankovic, "Phasor dynamics of thyristor-controlled series capacitor systems," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 12, no. 3, pp. 1259-1267, Aug. 1997, doi: 10.1109/59.630469.
- [24] P. C. Stefanov and A. M. Stankovic, "Modeling of UPFC operation under unbalanced conditions with dynamic phasors," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 17, no. 2, pp. 395-403, May 2002, doi: 10.1109/TPWRS.2002.1007909.
- [25] S. Henschel, "Analysis of Electromagnetic and Electromechanical Power System Transients with Dynamic Phasors," Ph. D. dissertation, The University of British Columbia, Vancouver, Canada, 1999.
- [26] P. Zhang, J. R. Martí, H. W. Dommel, "Shifted Frequency Analysis for EMTP Simulation of Power-System Dynamics", *IEEE Transactions on Circuits and Systems, I – Regular Papers*, vol. 57, No. 9, September 2010, pp. 2564-2574.
- [27] Gao, S., Song, Y., Chen, Y., Yu, Z., Tan, Z.: Shifted frequency-based electromagnetic transient simulation for AC power systems in symmetrical component domain. *IET Renewable Power Gener.* **17**(1), 83–94 (2023).
- [28] K. Strunz, R. Shintaku, and F. Gao, "Frequency-adaptive network modeling for integrative simulation of natural and envelope waveforms in power systems and circuits," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 53, no. 12, pp. 2788–2803, Dec. 2006.
- [29] F. Gao and K. Strunz, "Frequency-Adaptive Power System Modeling for Multiscale Simulation of Transients," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 24, no. 2, pp. 561-571, May 2009, doi: 10.1109/TPWRS.2009.2016587.
- [30] K. Strunz, Y. Chen and Y. Xia, "Bridging Scales With the Shift Frequency: Frequency-adaptive simulation of multiscale transients in power systems," in *IEEE*

- Electrification Magazine*, vol. 11, no. 4, pp. 29-37, Dec. 2023, doi: 10.1109/MELE.2023.3320487.
- [31] M. Mirz, S. Vogel, G. Reinke, and A. Monti, "DPsim A dynamic phasor real-time simulator for power systems," *SoftwareX*, vol. 10, p. 100253, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.softx.2019.100253>
- [32] Gomes Jr, S., Martins, N., Stankovic A., "Improved Controller Design Using New Dynamic Phasor Models of SVC's Suitable for High Frequency Analysis", *Transmission and Distribution Conference and Exposition*, Dallas, May 2006. doi: 10.1109/TDC.2006.1668730.
- [33] Azevedo, R. G. "Avaliação Dinâmica de Elos de Corrente Contínua em Alta Frequência utilizando Fasores Dinâmicos". Dissertação (mestrado) - Universidade Federal Fluminense (UFF). Niterói, 2019. DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/TPP.2019.m.11622356756>.
- [34] Rocha, T. J. B. " Simulação Eficiente de Controladores de Sistemas de Potência de Grande Porte Utilizando Compilação em Linguagem C ". Dissertação (mestrado) - Universidade Federal Fluminense (UFF). Niterói, 2020. DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2020.m.10618812709>.
- [35] Almeida, L. P.; Gomes, S.; Parreiras, T. J. M. A.; Azevedo, R. G. "Identificação de falhas de comutação em elos de corrente contínua modelados por fasores dinâmicos". XXV SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Belo Horizonte, 2019.
- [36] Azevedo, R. G.; Parreiras, T. J. M. A.; Gomes, S. "Simulação e análise linear de sistemas contendo elos HVDC". XXV SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Belo Horizonte, 2019.
- [37] Rocha, T. J. B.; Amaral T. S.; Gomes S.; Almeida L. P. " Simulação eficiente de controladores definidos pelo Usuário utilizando compilação em tempo real". XXV SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Belo Horizonte, 2019.
- [38] M. Daryabak S. Filizadeh, J. Jatskevich, A. Davoudi, M. Saeedifard, V. K. Sood, J. A. Martinez, D. Aliprantis, J. Cano, and A. Mehrizi-Sani, "Modeling of LCC-HVDC Systems Using Dynamic Phasors," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 4, pp. 1989-1998, Aug. 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2308431.

- [39] Gang, W., Zhikeng, L., Haifeng, L., et al: ‘Modeling of the HVDC convertor using dynamic phasor under asymmetric faults in the AC system’. Int. Conf. on Sustainable Power Generation and Supply, Nanjing, China, 2009, pp. 1–5.
- [40] C. Liu, A. Bose and P. Tian, "Modeling and Analysis of HVDC Converter by Three-Phase Dynamic Phasor," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 29, no. 1, pp. 3-12, Feb. 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2012.2236850.
- [41] Liu, C., Zhao, Y., Wang, C., Li, H. and Li, G. (2015), “Superposition feature of the switching functions for the dynamic phasor model of the converters under commutation failure”. IET Gener. Transm. Distrib., 9: 1448-1454. <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2014.0560>.
- [42] A. Bagheri-Vandaei, S. Filizadeh, “Generalised extended-frequency dynamic phasor model of LCC-HVDC systems for electromagnetic transient simulations”, *IET Gener. Transm. Distrib.*, 2018, **12**, (12), pp. 3061–3069
- [43] M. Daryabak, S. Filizadeh and A. B. Vandaei, “Dynamic Phasor Modeling of LCC-HVDC Systems: Unbalanced Operation and Commutation Failure”, in Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol. 42, No. 2, pp 121-131, Spring 2019.
- [44] Y. Ma, G. Geng, Q. Jiang and C. Hu, “LCC-HVDC System Dynamic Phasor Modeling Based on Improved Switch Function”, 4th IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration, Wuhan, China, October 2020.
- [45] X. Mao, Y. Wen, L. Wu and B. Zhou, "Simulation of LCC-MMC HVDC Systems Using Dynamic Phasors," in IEEE Access, vol. 9, pp. 122819-122828, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3109804.
- [46] Kimbark, E. W. Direct current transmission, John Wiley & Sons, 1971.
- [47] Kundur, P.; Power System Stability and Control, McGraw-Hill, 1994.
- [48] Centro de Pesquisa de Energia Elétrica – CEPEL, "PacDyn - Program of Small Signal Stability Analysis and Control - Version 9.9.3 - User's Manual", Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2019.
- [49] Centro de Pesquisa de Energia Elétrica – CEPEL, “ANAREDE – Programa de Análise de Redes - Manual do Usuário - Versão 11.05.05”, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2021.
- [50] J. Arrillaga, A. Medina, M. L. V. Lisboa, M. A. Cavia and P. Sánchez (Sanchez), "The harmonic domain. A frame of reference for power system harmonic analysis", *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 10, no. 1, pp. 433-440, Feb. 1995.

- [51] Bergeron, L., “Du coup de bélier en hydraulique au coup de foudre en électricité”, Dunod éditeur, Paris, 1950.
- [52] Zanetta JR, L.C., "Transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência", Editora da Universidade de São Paulo - EDUSP. 1a Edição. São Paulo, 2003.
- [53] Almeida, L. P.; Lirio, F. L.; Gomes, S.; Sarcinelli, G. "Sistema Benchmark no PSCAD e ATP contendo Elo de Corrente Contínua e Máquinas". XIII SEPOPE - Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação e Expansão de Sistemas de Energia Elétrica, Foz do Iguaçu, 2014.
- [54] Manitoba Hydro Internation Ltd., “PSCAD – Power Systems Computer Aided Design - User’s Guide”, Version 5, Winnipeg, Canada, March, 2023.

Anexo I

Reconstituição Fasorial Síncrona

Uma das grandes dificuldades da metodologia convencional de fasores dinâmicos é que, para a obtenção com exatidão das variáveis instantâneas (tensões e correntes CC, CA e nas válvulas), há a necessidade da utilização de uma grande quantidade de harmônicos, o que poderia tornar o método computacionalmente ineficiente.

Por isso foi desenvolvida uma metodologia de Reconstituição Fasorial Síncrona (RFS) que permite a obtenção dos valores instantâneos das variáveis com exatidão, a partir de um modelo de elo CCAT em fasores dinâmicos com baixa ordem harmônica. Posteriormente, verificou-se que, no modelo de elo CCAT desenvolvido mais adiante, é possível integrar, ao equacionamento fasorial do modelo, o cálculo das variáveis instantâneas, utilizando-se então um modelo denominado híbrido por conter conjuntamente variáveis instantâneas e fasoriais. Este não é o caso do modelo de frequência fundamental presente no AnaHVDC, onde o RFS foi implementado a parte, sendo processado ao final do modelo. Neste caso, a única interferência do RFS com os resultados é indicar quando ocorre uma falha de comutação, para que ela seja provocada no modelo fasorial. E em ambas as abordagens, RFS ou modelo híbrido, os valores instantâneos são calculados de forma síncrona com as variáveis fasoriais.

Para ficar mais claro, a metodologia RFS é geral, podendo ser aplicada a qualquer modelo fasorial de elo CCAT, tendo como benefício utilizar modelos de ordem harmônica inferiores. A RFS foi aplicada ao caso extremo do modelo de frequência fundamental, onde mesmo nesse caso, foi possível a obtenção de formas de onda satisfatórias para as variáveis reconstituídas.

Como a metodologia RFS não se concretizou como a principal contribuição da tese, optou-se por apresentá-la, junto com seus resultados, neste Anexo I.

1. Metodologia

A metodologia baseia-se na integração numérica das equações do conjunto composto pelo transformador e o conversor, apresentado na Figura 292, a partir de

variáveis de entrada que, desde que conhecidas, permitem isolar o processo de solução numérica dos valores instantâneos das variáveis de saída escolhidas. A metodologia é para ser aplicada preferencialmente em inversores para identificação das falhas de comutação, mas também pode ser usada em retificadores para visualização gráfica das diversas variáveis, incluindo a forma de onda das tensões e correntes das válvulas.

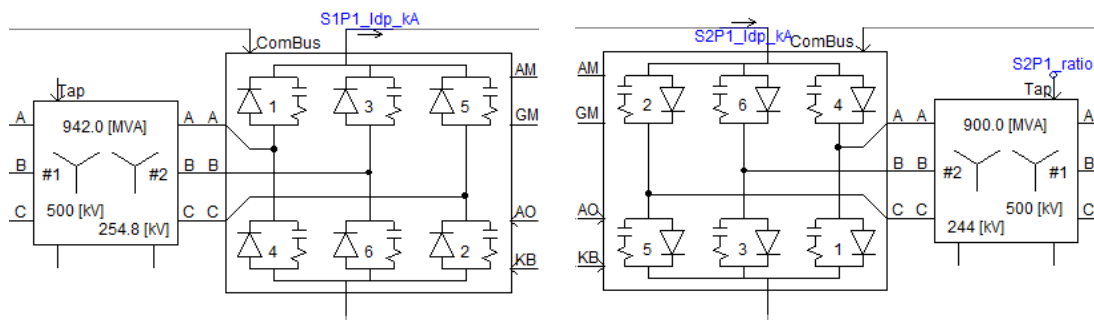


Figura 292 - Pontes de 6 pulsos trabalhando como retificador e inversor.

A ponte de 6 pulsos apresentada trabalha com tensões CA razoavelmente senoidais, devido à presença dos filtros CA, assim como uma corrente contínua com baixo conteúdo harmônico, devido ao reator de alisamento, e o sistema de controle produz como saída os ângulos de disparo que também possuem desejavelmente um baixo conteúdo harmônico. Assim, estas três variáveis de cada conversor (tensão CA, corrente CC e ângulo de disparo) são ótimas escolhas para serem consideradas como variáveis de entrada do modelo.

Por outro lado, o conteúdo harmônico das correntes CA e das tensões CC é significativo. Por este motivo, devem ser escolhidas como variáveis de saída, pois o processo de integração numérica reconstituirá as suas formas de onda características, a partir das variáveis de entrada que possuem baixo conteúdo harmônico. Com as entradas conhecidas e as saídas calculadas, as tensões e correntes nas válvulas podem ser obtidas. A metodologia é denominada Reconstituição Fasorial Síncrona porque reconstitui estas grandezas a partir dos fasores durante o processo iterativo de solução, ou seja, a cada passo de integração do modelo.

A Figura 293 apresenta de forma esquemática a ponte de 6 pulsos, onde L representa a indutância do transformador do conversor, $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$ as tensões do sistema CA, $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ as correntes do sistema CA, $i_d(t)$ a corrente do sistema CC e $v_d(t)$, $v_p(t)$ e $v_n(t)$ as tensões do sistema CC na saída da ponte.

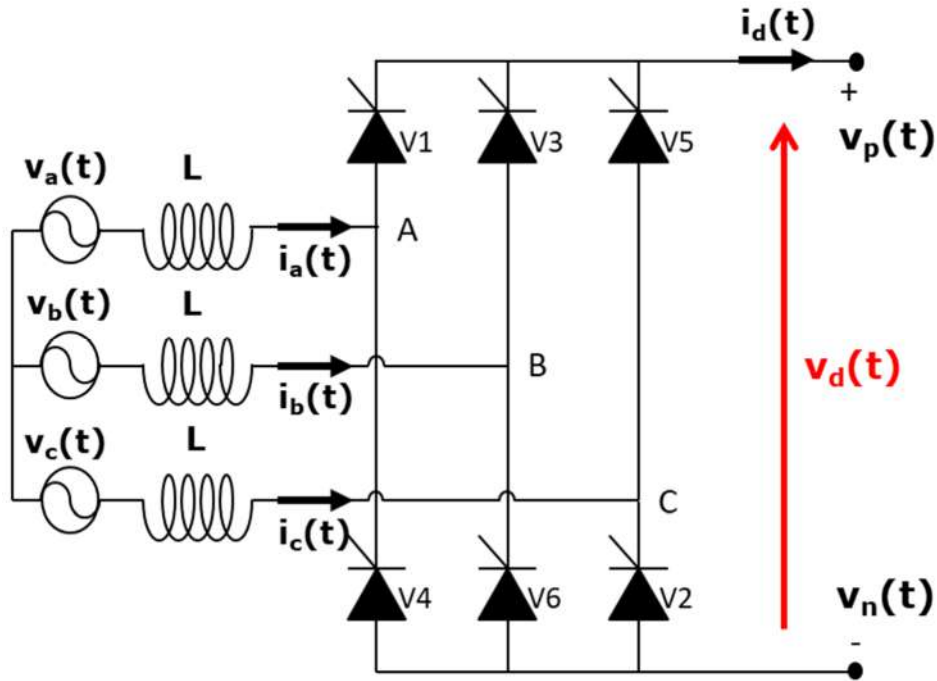


Figura 293 – Representação esquemática da ponte de 6 pulsos.

As equações de (175) até (179) apresentam a relação entre as variáveis de entrada, $v_a(t)$, $v_b(t)$, $v_c(t)$ e $i_d(t)$, e as variáveis de saída, $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$, $v_p(t)$ e $v_n(t)$, do modelo. Nestas equações, as variáveis $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$, $s_4(t)$, $s_5(t)$ e $s_6(t)$ são, respectivamente, as funções de chaveamento das válvulas 1 a 6. Quando a válvula i está bloqueada $s_i(t) = 0$, e quando está em condução $s_i(t) = 1$.

$$L \frac{di_a(t)}{dt} = (s_1(t) + s_4(t))v_a(t) - s_1(t)v_p(t) - s_4(t)v_n(t) \quad (175)$$

$$L \frac{di_b(t)}{dt} = (s_3(t) + s_6(t))v_b(t) - s_3(t)v_p(t) - s_6(t)v_n(t) \quad (176)$$

$$L \frac{di_c(t)}{dt} = (s_5(t) + s_2(t))v_c(t) - s_5(t)v_p(t) - s_2(t)v_n(t) \quad (177)$$

$$i_d(t) = +s_1(t)i_a(t) + s_3(t)i_b(t) + s_5(t)i_c(t) \quad (178)$$

$$i_d(t) = -s_4(t)i_a(t) - s_6(t)i_b(t) - s_2(t)i_c(t) \quad (179)$$

O valor de $v_a(t)$ é obtido a partir de (180).

$$v_a(t) = v_p(t) - v_n(t) \quad (180)$$

Resolvendo esse sistema de equações pelo método trapezoidal tem-se:

$$\begin{aligned} Li_a(t) + \frac{\Delta t}{2} s_1(t) v_p(t) + \frac{\Delta t}{2} s_4(t) v_n(t) \\ = Li_a(t - \Delta t) \\ + \frac{\Delta t}{2} [(s_1(t) + s_4(t)) v_a(t) \\ + (s_1(t - \Delta t) + s_4(t - \Delta t)) v_a(t - \Delta t)] - \frac{\Delta t}{2} s_1(t - \Delta t) v_p(t \\ - \Delta t) - \frac{\Delta t}{2} s_4(t - \Delta t) v_n(t - \Delta t) \end{aligned} \quad (181)$$

$$\begin{aligned} Li_b(t) + \frac{\Delta t}{2} s_3(t) v_p(t) + \frac{\Delta t}{2} s_6(t) v_n(t) \\ = Li_b(t - \Delta t) \\ + \frac{\Delta t}{2} [(s_3(t) + s_6(t)) v_b(t) \\ + (s_3(t - \Delta t) + s_6(t - \Delta t)) v_b(t - \Delta t)] - \frac{\Delta t}{2} s_3(t - \Delta t) v_p(t \\ - \Delta t) - \frac{\Delta t}{2} s_6(t - \Delta t) v_n(t - \Delta t) \end{aligned} \quad (182)$$

$$\begin{aligned}
Li_c(t) + \frac{\Delta t}{2}s_5(t)v_p(t) + \frac{\Delta t}{2}s_2(t)v_n(t) \\
= Li_c(t - \Delta t) \\
+ \frac{\Delta t}{2}[(s_5(t) + s_2(t))v_a(t) \\
+ (s_5(t - \Delta t) + s_2(t - \Delta t))v_c(t - \Delta t)] - \frac{\Delta t}{2}s_5(t - \Delta t)v_p(t - \Delta t) - \frac{\Delta t}{2}s_2(t - \Delta t)v_n(t - \Delta t)
\end{aligned} \tag{183}$$

$$s_1(t)i_a(t) + s_3(t)i_b(t) + s_5(t)i_c(t) = i_d(t) \tag{184}$$

$$-s_4(t)i_a(t) - s_6(t)i_b(t) + s_2(t)i_c(t) = i_d(t) \tag{185}$$

Reescrevendo da forma matricial:

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b} \tag{186}$$

Tem-se:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & \frac{\Delta t}{2}s_1(t) & \frac{\Delta t}{2}s_4(t) \\ 0 & L & 0 & \frac{\Delta t}{2}s_3(t) & \frac{\Delta t}{2}s_6(t) \\ 0 & 0 & L & \frac{\Delta t}{2}s_5(t) & \frac{\Delta t}{2}s_2(t) \\ s_1(t) & s_3(t) & s_5(t) & 0 & 0 \\ -s_4(t) & -s_6(t) & -s_2(t) & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{187}$$

$$\mathbf{x} = [i_a(t), i_b(t), i_c(t), v_p(t), v_n(t)]^T \tag{188}$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} Li_a(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} [(s_1(t) + s_4(t))v_a(t) + (s_1(t - \Delta t) + s_4(t - \Delta t))v_a(t - \Delta t)] \dots \\ - \frac{\Delta t}{2} s_1(t - \Delta t)v_p(t - \Delta t) - \frac{\Delta t}{2} s_4(t - \Delta t)v_n(t - \Delta t) \\ Li_b(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} [(s_3(t) + s_6(t))v_b(t) + (s_3(t - \Delta t) + s_6(t - \Delta t))v_b(t - \Delta t)] \dots \\ - \frac{\Delta t}{2} s_3(t - \Delta t)v_p(t - \Delta t) - \frac{\Delta t}{2} s_6(t - \Delta t)v_n(t - \Delta t) \\ Li_c(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} [(s_5(t) + s_2(t))v_c(t) + (s_5(t - \Delta t) + s_2(t - \Delta t))v_c(t - \Delta t)] \dots \\ - \frac{\Delta t}{2} s_5(t - \Delta t)v_p(t - \Delta t) - \frac{\Delta t}{2} s_2(t - \Delta t)v_n(t - \Delta t) \\ i_d(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} \quad (189)$$

Além das equações apresentadas, deve ser incluído o comportamento dinâmico do PLL para verificação do disparo das válvulas. A Figura 294 mostra o diagrama de blocos do PLL utilizado.

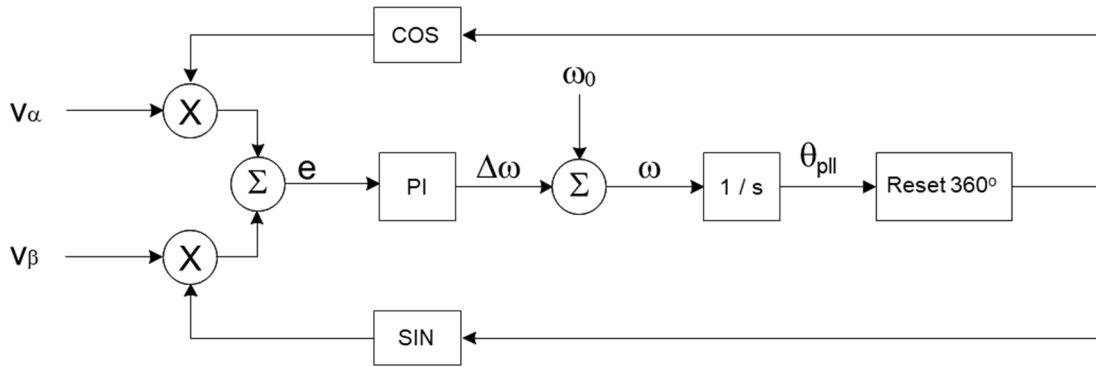


Figura 294 – Diagrama de blocos do *Phase-Locked Loop*.

Sendo:

$$e(t) = v_\alpha(t) \cos(\theta_{pll}(t)) + v_\beta(t) \sin(\theta_{pll}(t)) \quad (190)$$

$$\Delta\omega(t) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) e(t) \quad (191)$$

$$\theta_{pl}(t) = \frac{1}{s}(\Delta\omega(t) + \omega_s) \quad (192)$$

Resolvendo esse sistema de equações pelo método trapezoidal tem-se:

$$e(t) - v_\alpha(t) \cos(\theta_{pl}(t)) - v_\beta(t) \sin(\theta_{pl}(t)) = 0 \quad (193)$$

$$\Delta\omega(t) - \left(k_p + k_i \frac{\Delta t}{2}\right) e(t) - \Delta\omega(t - \Delta t) + \left(k_p - k_i \frac{\Delta t}{2}\right) e(t - \Delta t) = 0 \quad (194)$$

$$\theta_{pl}(t) - \frac{\Delta t}{2} \Delta\omega(t) - \theta_{pl}(t - \Delta t) - \frac{\Delta t}{2} \Delta\omega(t - \Delta t) - \Delta t \omega_s = 0 \quad (195)$$

Para a solução deste sistema de equações utilizou-se a integração numérica pelo método de Newton-Raphson. Fazendo $f_1(t)$ a equação (193), $f_2(t)$ a equação (194) e $f_3(t)$ a equação (195), a matriz Jacobiana $\mathbf{J}$ é dada por:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial e} & \frac{\partial f_1}{\partial \theta_{pl}} & \frac{\partial f_1}{\partial \Delta\omega} \\ \frac{\partial f_2}{\partial e} & \frac{\partial f_2}{\partial \theta_{pl}} & \frac{\partial f_2}{\partial \Delta\omega} \\ \frac{\partial f_3}{\partial e} & \frac{\partial f_3}{\partial \theta_{pl}} & \frac{\partial f_3}{\partial \Delta\omega} \end{bmatrix} \quad (196)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 1 & +v_\alpha(t) \sin(\theta_{pl}(t)) - v_\beta(t) \cos(\theta_{pl}(t)) & 0 \\ -\left(k_p + k_i \frac{\Delta t}{2}\right) & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -\frac{\Delta t}{2} \end{bmatrix} \quad (197)$$

Resolvendo o sistema $\mathbf{J}\Delta\mathbf{x}^{(k+1)} = \mathbf{r}^{(k)}$, onde $\mathbf{r}^{(k)} = [-f_1(t)^{(k)} \quad -f_2(t)^{(k)} \quad -f_3(t)^{(k)}]^T$ é o vetor de resíduos e $\Delta\mathbf{x}^{(k+1)} = [\Delta e(t)^{(k+1)} \quad \Delta\theta_{pl}(t)^{(k+1)} \quad \Delta\Delta\omega(t)^{(k+1)}]^T$ o vetor de correção, a ser aplicado nas

estimativas das variáveis $\mathbf{x}^{(k)} = [e(t)^{(k)} \quad \theta_{pl}(t)^{(k)} \quad \Delta\omega(t)^{(k)}]^T$ para obtenção dos novos valores $\mathbf{x}^{(k+1)}$. O sobrescrito (k) indica a estimativa de cada variável na iteração k e (k+1) indica o valor da variável corrigido pelo método de Newton.

O vetor de resíduos é apresentado em (198) suprimindo-se os sobrescritos das variáveis para melhor visualização.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} -e(t) + v_\alpha(t) \cos(\theta_{pl}(t)) + v_\beta(t) \sin(\theta_{pl}(t)) \\ -\Delta\omega(t) + \left(k_p + k_{pi} \frac{\Delta t}{2}\right) e(t) + \Delta\omega(t - \Delta t) - \left(k_p - k_{pi} \frac{\Delta t}{2}\right) e(t - \Delta t) \\ -\theta_{pl}(t) + \frac{\Delta t}{2} \Delta\omega(t) + \theta_{pl}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \Delta\omega(t - \Delta t) + \Delta t \omega_s \end{bmatrix} \quad (198)$$

Durante o processo iterativo os valores são atualizados por:

$$e(t)^{(k+1)} = e(t)^{(k)} + \Delta e(t)^{(k+1)} \quad (199)$$

$$\theta_{pl}(t)^{(k+1)} = \theta_{pl}(t)^{(k)} + \Delta\theta_{pl}(t) \quad (200)$$

$$\Delta\omega(t) = \Delta\omega(t) + \Delta\Delta\omega(t) \quad (201)$$

O processo iterativo é interrompido quando a correção calculada para o ângulo $\theta_{pl}(t)$ for menor que uma tolerância ϵ , ou seja, $\Delta\theta_{pl}(t) < \epsilon$.

O fluxograma dos cálculos da metodologia RFS a cada passo de tempo é mostrado na Figura 295.

Para verificação do disparo das válvulas é feita uma comparação do ângulo θ_{pl} com o ângulo de disparo α calculado pelo controle. Se $\alpha_i > \theta_{pli}$ significa que a válvula i disparou, portanto s_i passa de 0 para 1.

No caso do bloqueio são verificadas as correntes nas válvulas. Caso a corrente seja negativa considera-se o bloqueio da válvula. Neste caso faz-se $s_i = 0$.

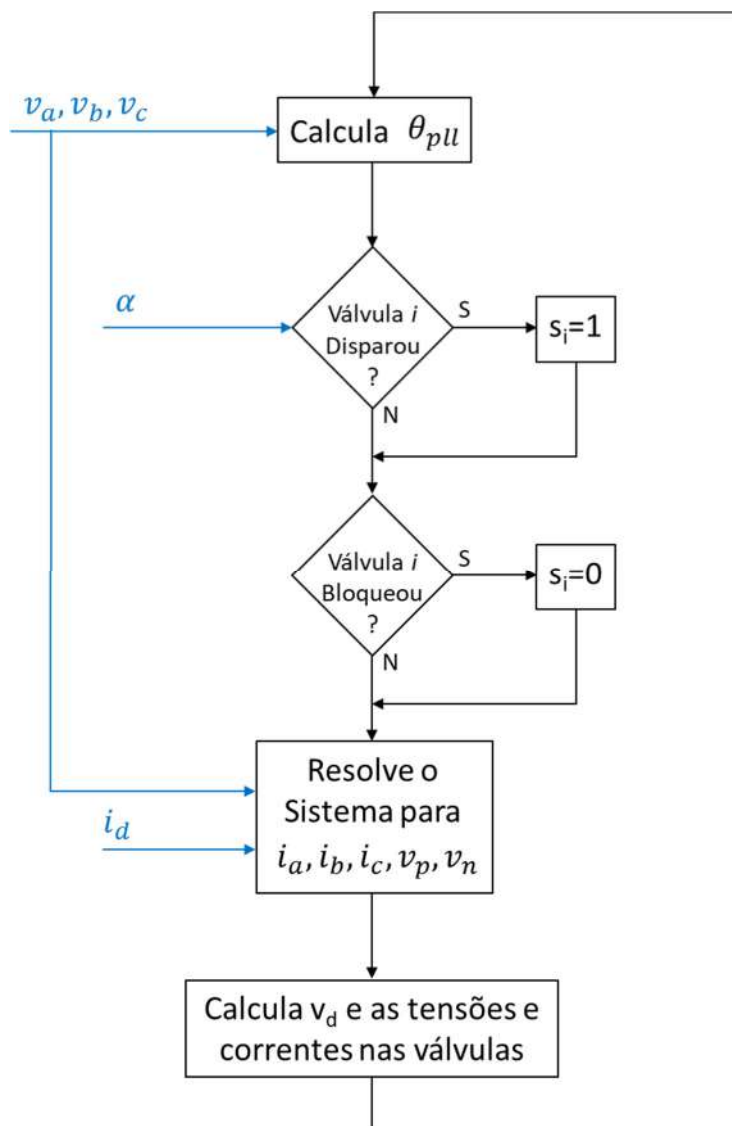


Figura 295 – Fluxograma da metodologia RSF.

2. Resultados de RFS com variáveis do PSCAD

Em um programa convencional de simulação de transitórios eletromagnéticos, a metodologia aqui proposta perde o interesse prático, uma vez que a solução das formas de onda das tensões das válvulas dos conversores pode ser integrada no processo de solução do sistema completo. No entanto, para validar a metodologia, ela será aplicada a um caso teste simulado com o PSCAD/EMTDC. Serão inicialmente utilizados os sinais de entrada medidos de uma simulação do programa PSCAD/EMTDC para comprovar que quando as variáveis de entrada possuem boa exatidão, os resultados das tensões e correntes das válvulas, calculadas a partir das variáveis de entrada e saídas coincidem com as tensões

obtidas diretamente do PSCAD/EMTDC. A Figura 296 apresenta este esquema de validação.

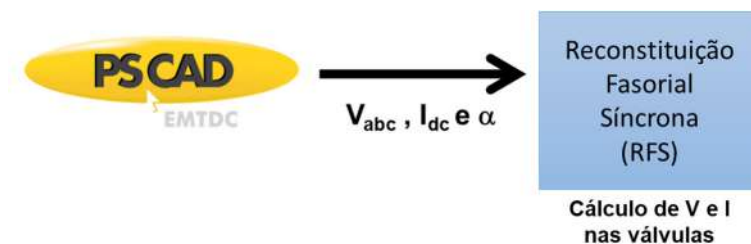


Figura 296 – Esquema utilizado para validação da metodologia RSF.

O primeiro sistema utilizado para validação da metodologia é mostrado na Figura 297. Este sistema consiste em uma ponte de 6 pulsos operando como retificador conectada a uma fonte através de uma impedância de 0,0443 H. O sistema CC é formado por um circuito RL, onde a resistência vale 150 Ω e a indutância é igual a 0,5 H. A peculiaridade deste sistema é que as tensões do sistema CA são puramente senoidais no barramento da fonte. O diagrama de blocos do sistema de controle utilizado no retificador é apresentado na Figura 298.

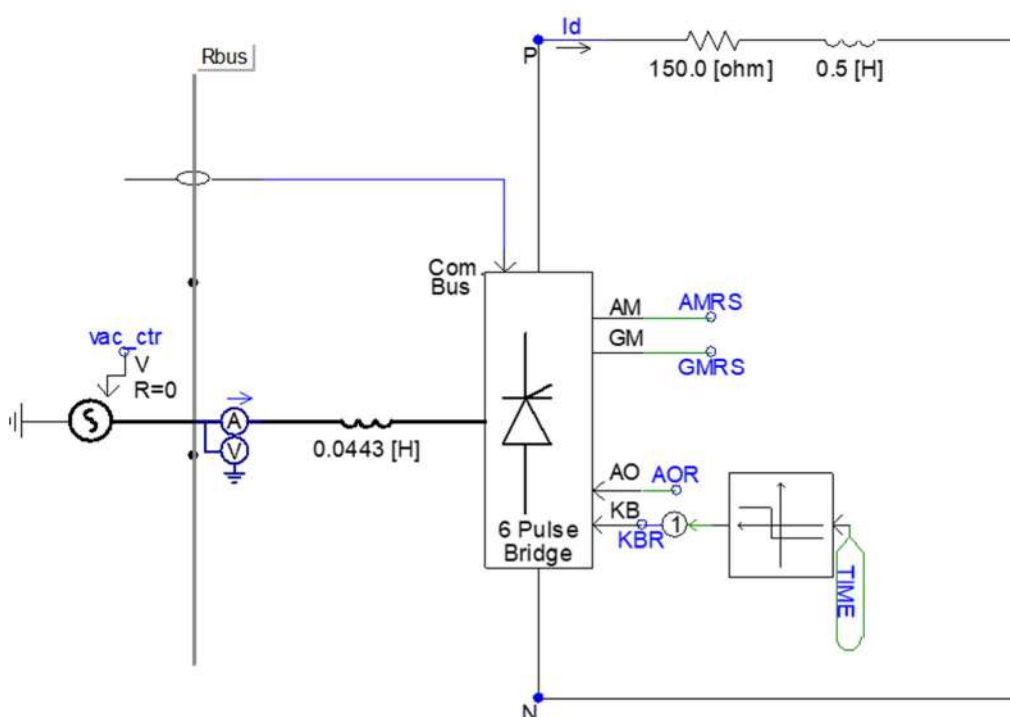


Figura 297 – Sistema teste simplificado simulado no PSCAD/EMTDC.

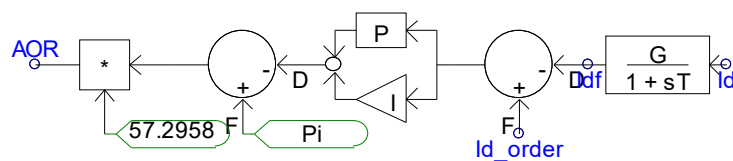


Figura 298 – Diagrama de blocos do sistema de controle do retificador.

Inicialmente, serão mostrados resultados de regime permanente para a validação do equacionamento utilizado na metodologia proposta, considerando como dados de entrada resultados prévios do PSCAD. Depois serão apresentados os resultados para dois distúrbios: um degrau na referência de corrente (I_{d_order} na Figura 298) do controle do retificador, e um degrau no módulo da tensão CA da fonte.

2.1. Regime permanente

As primeiras simulações apresentaram problemas de oscilação numérica quando do disparo e do bloqueio de alguma válvula conforme observado na Figura 299. O método escolhido para a integração numérica foi a regra trapezoidal. Este método possui uma série de vantagens em relação à robustez e exatidão da resposta, no entanto, um dos problemas é quando há chaveamentos em variáveis de estado, acarretando oscilação numérica, quando há um desvio da solução e as soluções dos passos seguintes oscilam em torno da solução de um passo a outro de integração.

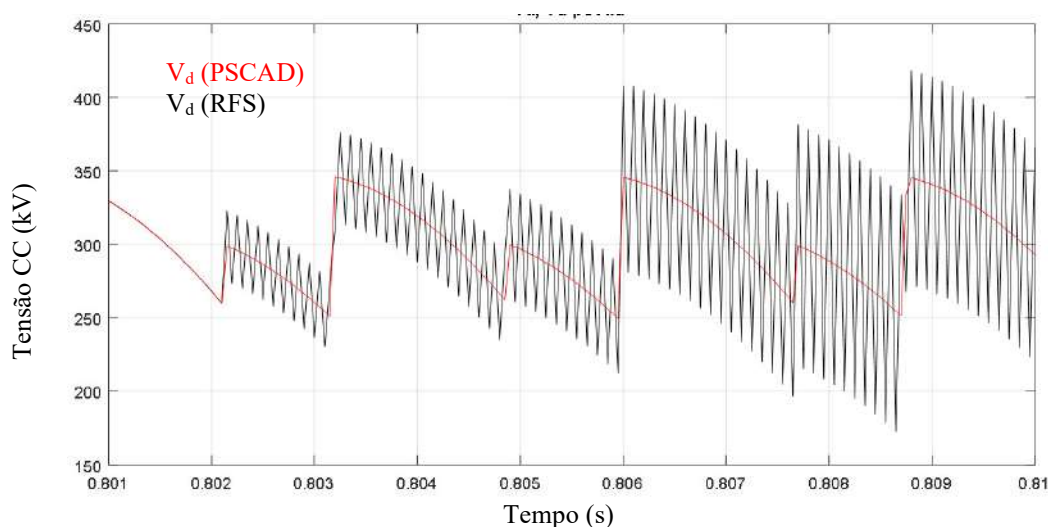


Figura 299 – Tensão CC (sem interpolação).

Na Figura 300, pode-se observar que os instantes de bloqueio e disparo das correntes não são iguais, uma vez que se observa que não há uma superposição perfeita entre as curvas das correntes do RFS e PSCAD/EMTDC.

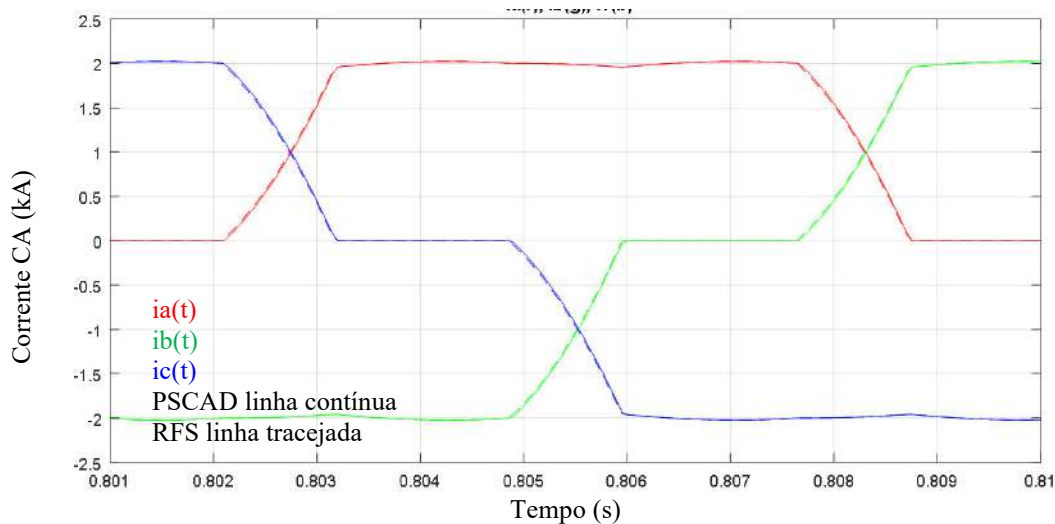
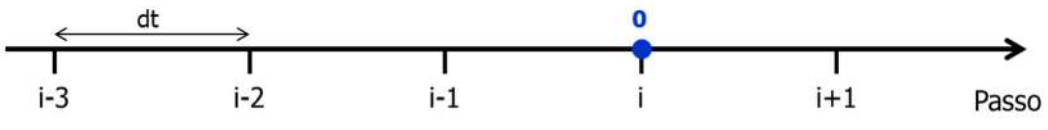
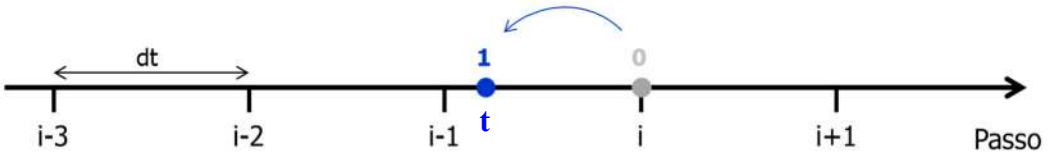
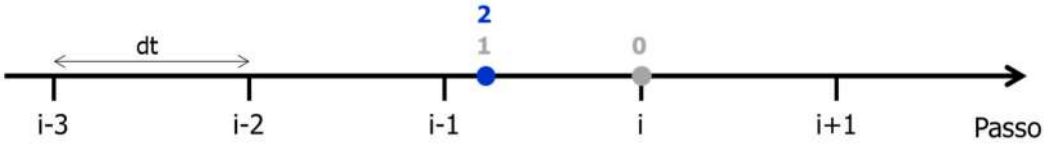
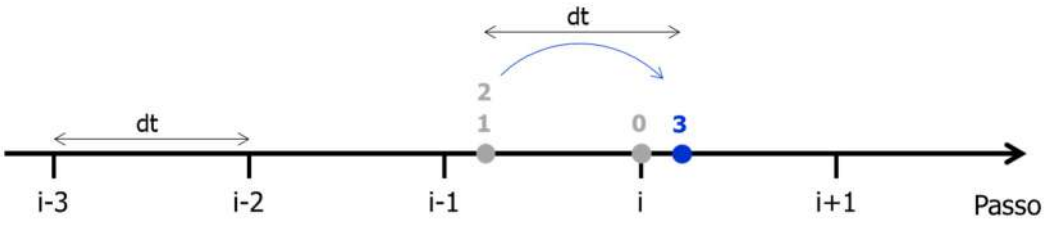
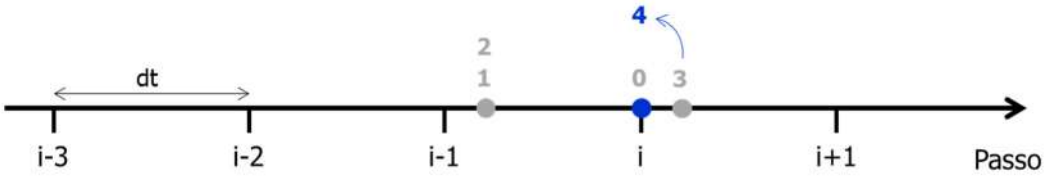


Figura 300 – Corrente CA (sem interpolação).

Para solução do problema numérico foi adotada o procedimento de interpolação de passo nos instantes do bloqueio e disparo das válvulas. As etapas do procedimento de interpolação adotado encontram-se detalhados na Tabela 14.

Tabela 14 – Procedimento para interpolação de passo.

Etapa	Procedimento
0	 0 - Alguma válvula bloqueou / disparou
1	 1 - Interpolação para determinar o instante exato ($\underline{t}$) do bloqueio / disparo - Calcula (extrapolação quadrática) todas as variáveis para o instante $\underline{t}$

Etapa	Procedimento
2	 2 - Calcula os valores de V_p e V_n para o instante t^+
3	 3 - Calcula todas as variáveis para o instante $t + dt$
4	 4 - Calcula (interpolação linear) todas as variáveis no passo i

Na Etapa 0, apresenta-se o passo i onde já houve a ocorrência de um disparo ou bloqueio de uma válvula. Este chaveamento encontra-se, portanto, entre $i - 1$ e i .

Na Etapa 1, determina-se o instante de tempo em que houve o disparo ou bloqueio. No caso do disparo, determina-se o instante do disparo por interpolação linear do instante quando o ângulo de disparo iguala o ângulo do PLL. Para o bloqueio faz-se a extrapolação quadrática das tensões CA e corrente CC para cálculo das correntes CA no instante i pelo sistema em (186), desconsiderando o bloqueio, que será igual a corrente da válvula para a fase que está sendo bloqueada. Esta corrente na válvula será negativa. Faz-se então uma interpolação linear entre essa corrente da válvula entre os passos i e $i - 1$ para determinar o instante em que ela se torna nula. Com o tempo calculado dentro do passo em que houve o disparo ou bloqueio da válvula, pode-se então determinar as diversas variáveis para este passo i por extrapolação quadrática utilizando os seus correspondentes valores nos passos $i - 3$, $i - 2$ e $i - 1$.

Na Etapa 2 calcula-se os valores de $v_p(t)$ e $v_n(t)$ em t^+ das seguintes formas:

- Quando de bloqueio de válvula

$$v_p(t) = s_1(t) \left(v_a(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} \right) + s_3(t) \left(v_b(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} \right) + s_5(t) \left(v_c(t) - L \frac{di_d(t)}{dt} \right) \quad (202)$$

$$v_n(t) = s_4(t) \left(v_a(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} \right) + s_6(t) \left(v_b(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} \right) + s_2(t) \left(v_c(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} \right) \quad (203)$$

- Quando de disparo de válvula ímpar

$$v_p(t) = \frac{s_1(t)v_a(t) + s_3(t)v_b(t) + s_5(t)v_c(t)}{2} \quad (204)$$

$$v_n(t) = s_4(t)v_a(t) + s_6(t)v_b(t) + s_2(t)v_c(t) \quad (205)$$

- Quando de disparo de válvula par

$$v_p(t) = s_1(t)v_a(t) + s_3(t)v_b(t) + s_5(t)v_c(t) \quad (206)$$

$$v_n(t) = \frac{s_4(t)v_a(t) + s_6(t)v_b(t) + s_2(t)v_c(t)}{2} \quad (207)$$

Após isso, na Etapa 3 é feita a integração de um passo a partir do instante de bloqueio ou disparo, e na Etapa 4 é feita a interpolação de todas as variáveis para o calcula das mesmas no passo i . A partir daí, a solução volta ao fluxo normal de solução sem disparo ou bloqueio.

A Figura 301 apresenta a tensão CC após a aplicação do procedimento de interpolação de passo nos instantes do bloqueio e disparo das válvulas na metodologia RFS. Pode-se observar o desaparecimento das oscilações numéricas.

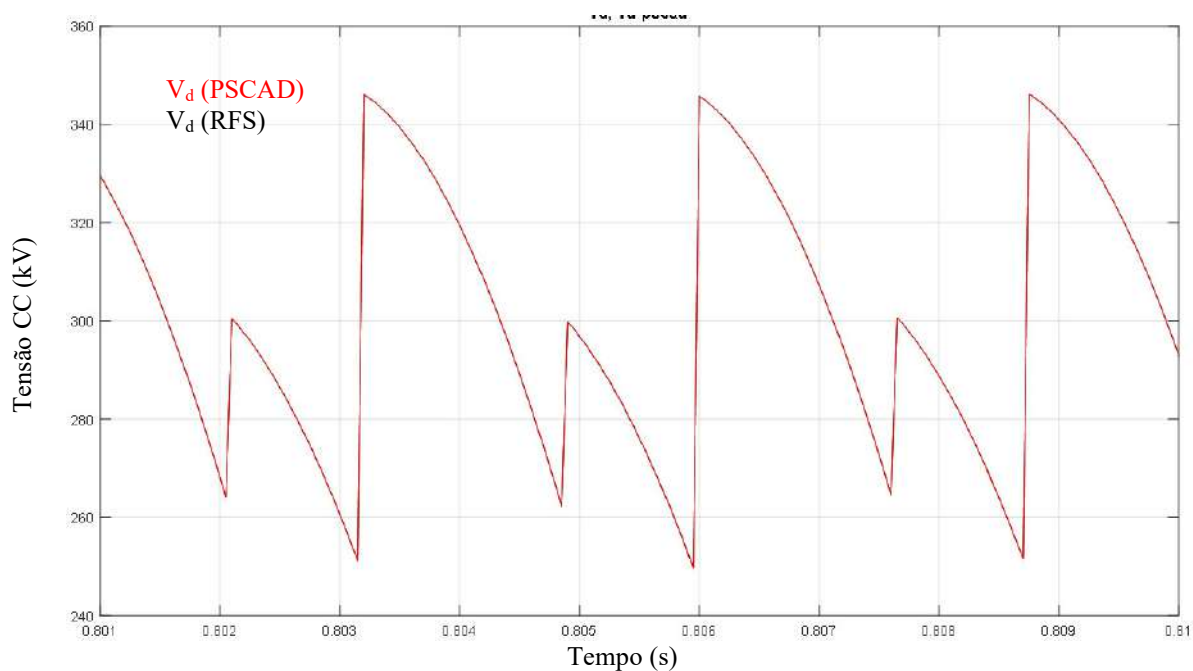


Figura 301 – Tensão CC (com interpolação).

Na Figura 302 pode-se observar que as correntes CA são coincidentes.

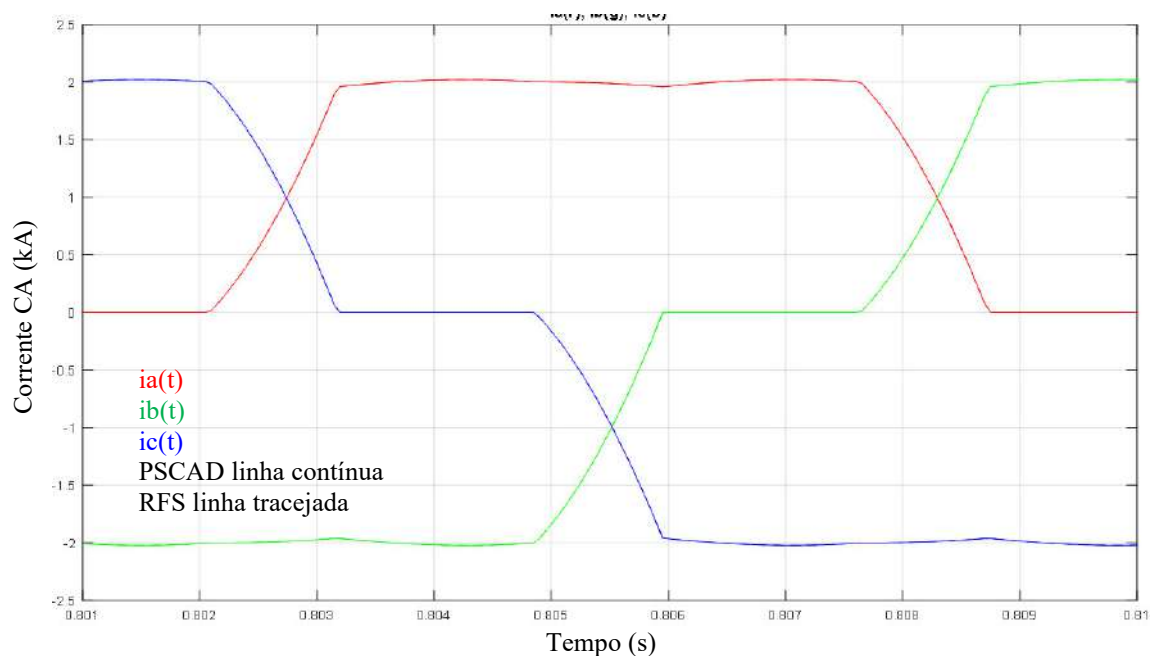


Figura 302 – Corrente CA (com interpolação).

A Figura 303 mostra um zoom da corrente CA, detalhando o processo de comutação de corrente da válvula 5 ($i_c(t)$) para a válvula 1 ($i_a(t)$).

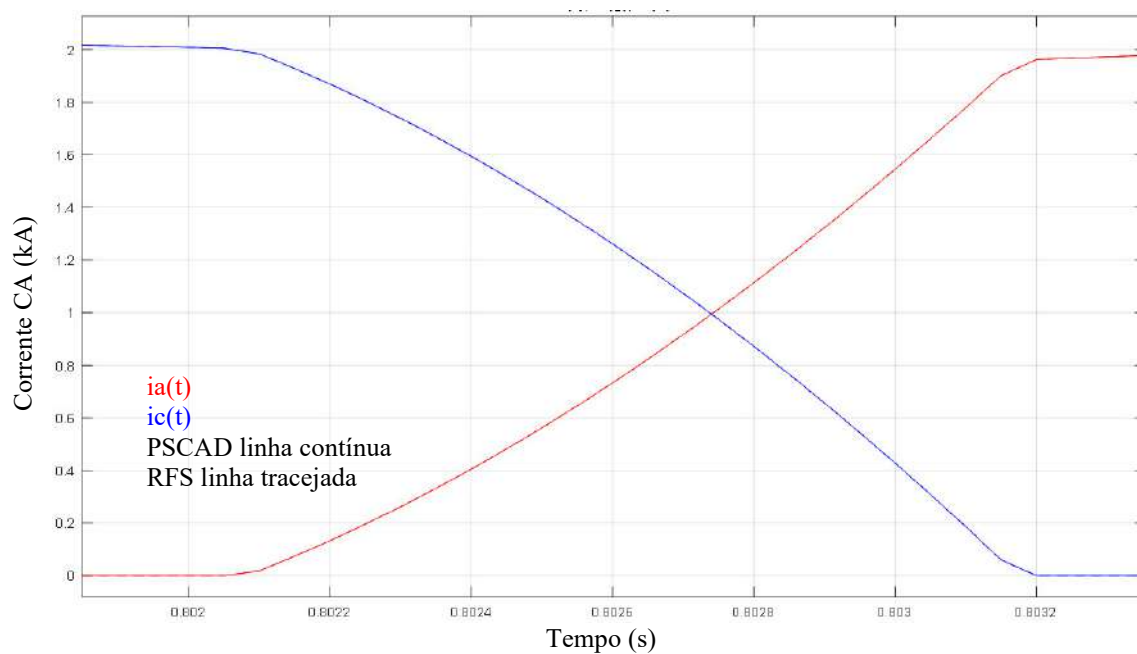


Figura 303 – Zoom da corrente CA (com interpolação).

O fluxograma dos cálculos da metodologia RFS a cada passo de tempo considerando o processo de interpolação é mostrado na Figura 304.

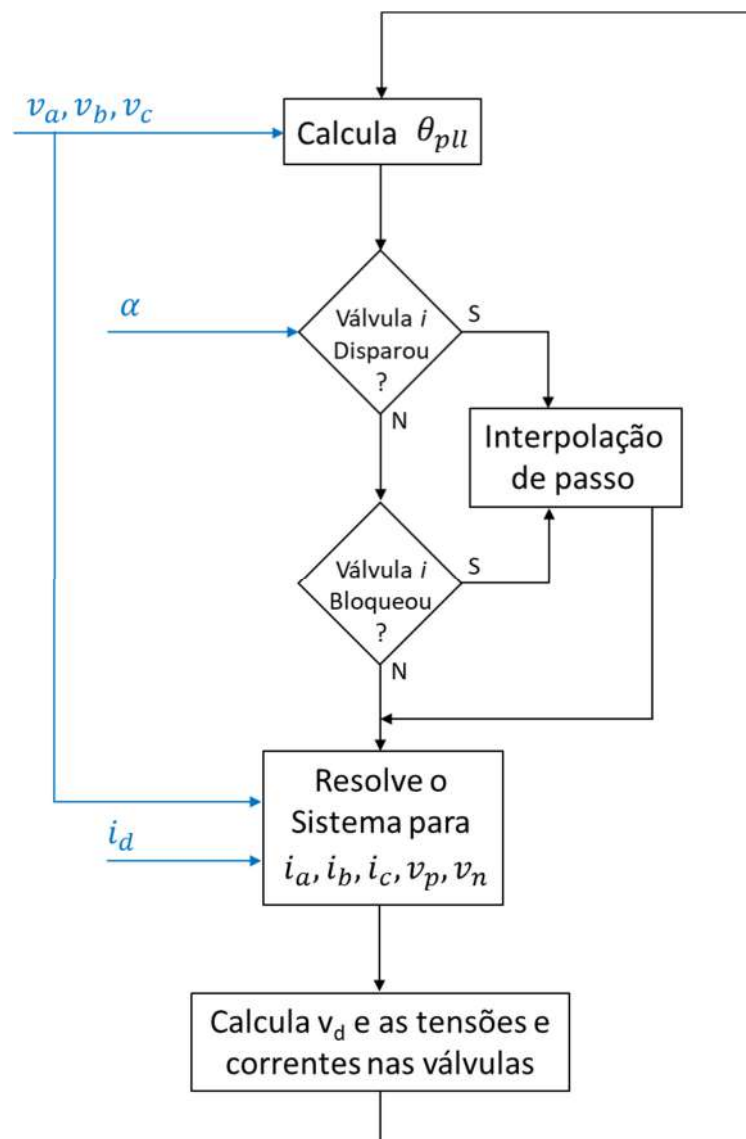


Figura 304 – Fluxograma da metodologia RSF com interpolação.

2.2. Degrau na referência de corrente

A Figura 305, Figura 306 e Figura 307 apresentam as variáveis de entrada para a metodologia RFS, a corrente CC, o ângulo de disparo alfa e as tensões CA, respectivamente. Cabe lembrar que estas variáveis são provenientes de uma simulação em PSCAD. Utilizou-se o sistema apresentado na Figura 297 e aplicou-se um de grau de -0,2 kA na referência de corrente (I_{d_order} na Figura 298).

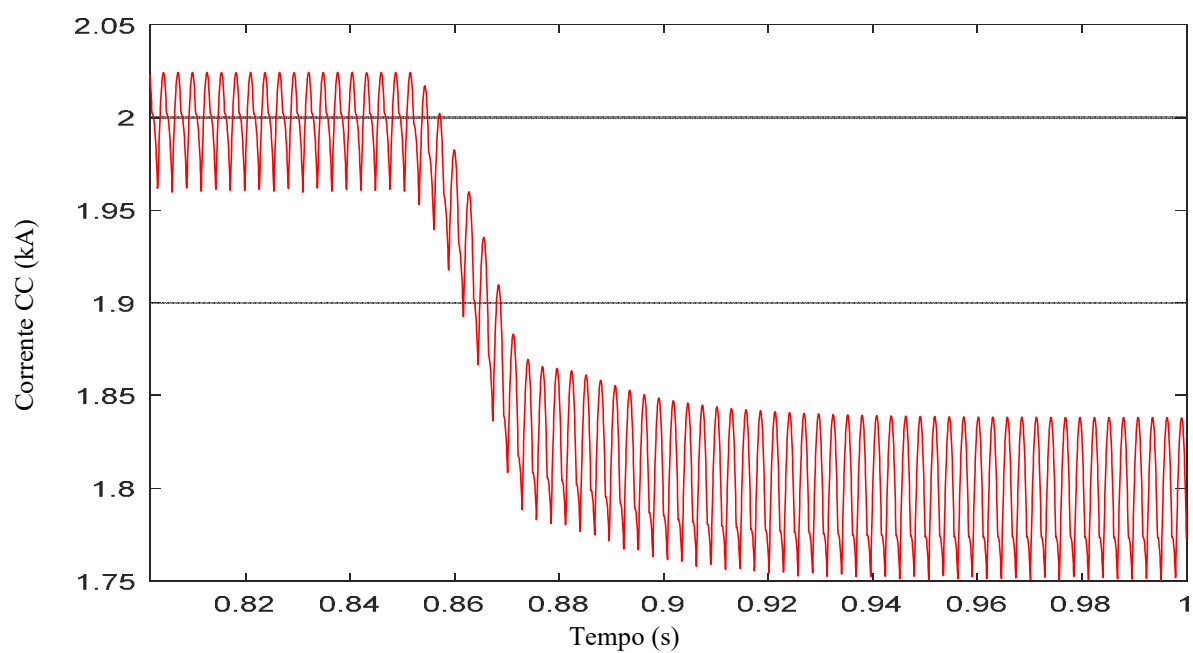


Figura 305 – Corrente CC.

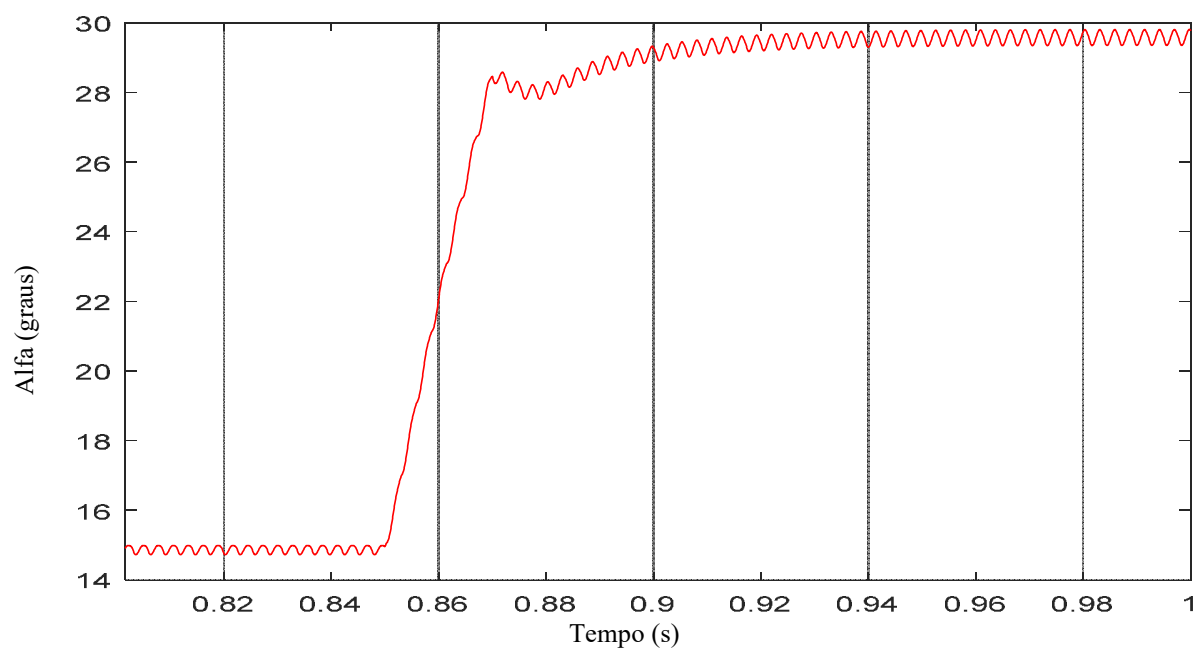


Figura 306 – Ângulo de disparo (alfa).

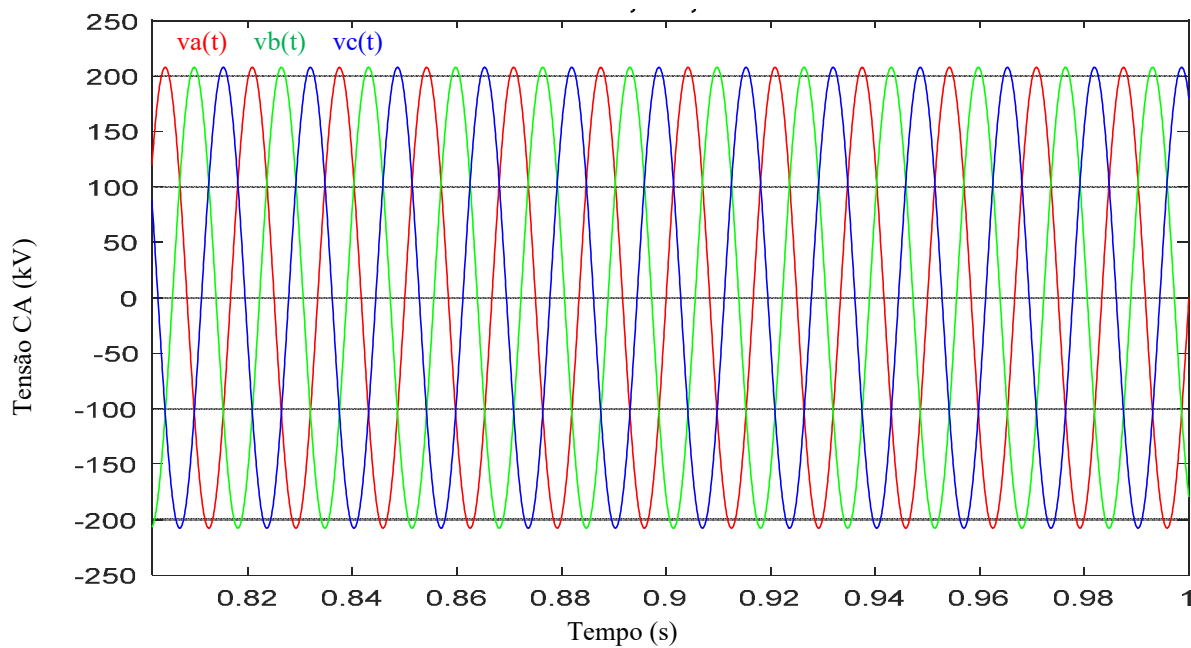


Figura 307 – Tensão CA.

Como pode ser observado na Figura 308, Figura 309, Figura 310 e Figura 311, as variáveis de tensão CC e correntes CA foram adequadamente reconstruídas, apresentando o mesmo comportamento observado no programa PSCAD.

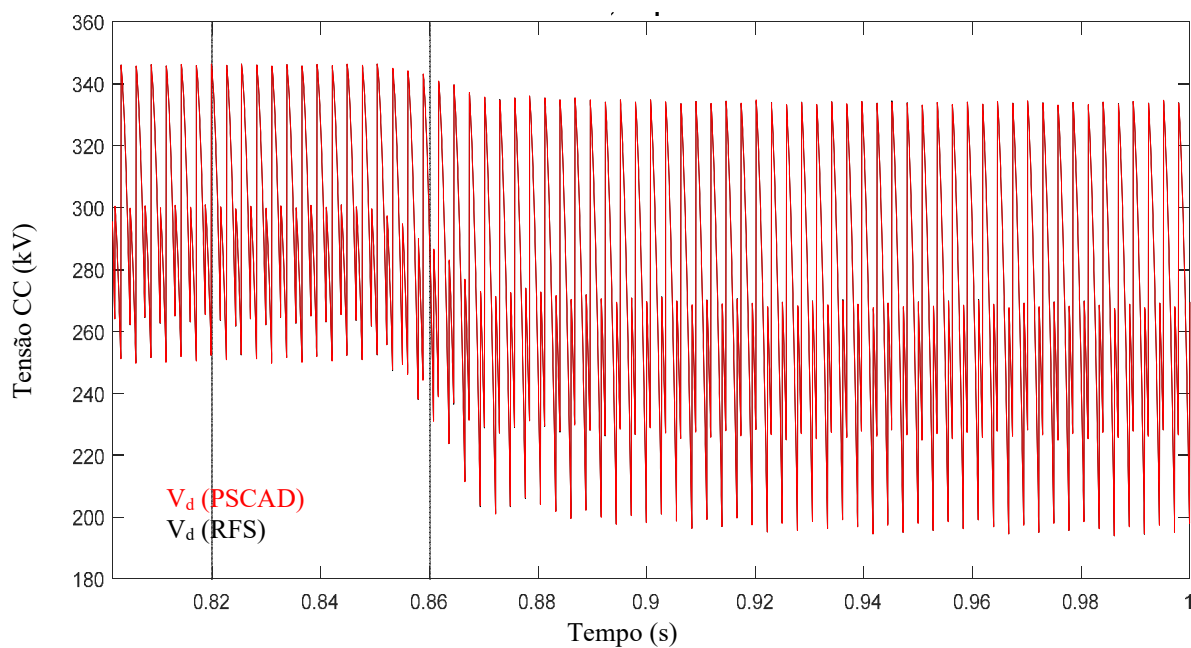


Figura 308 – Tensão CC.

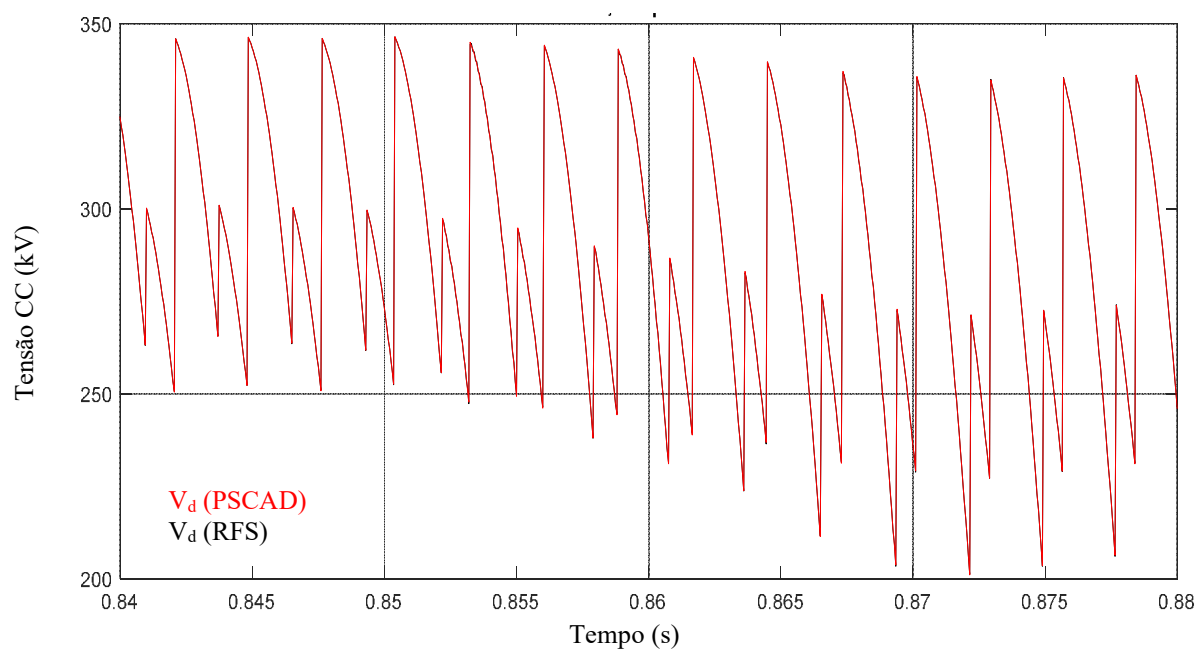


Figura 309 – Zoom da Tensão CC.

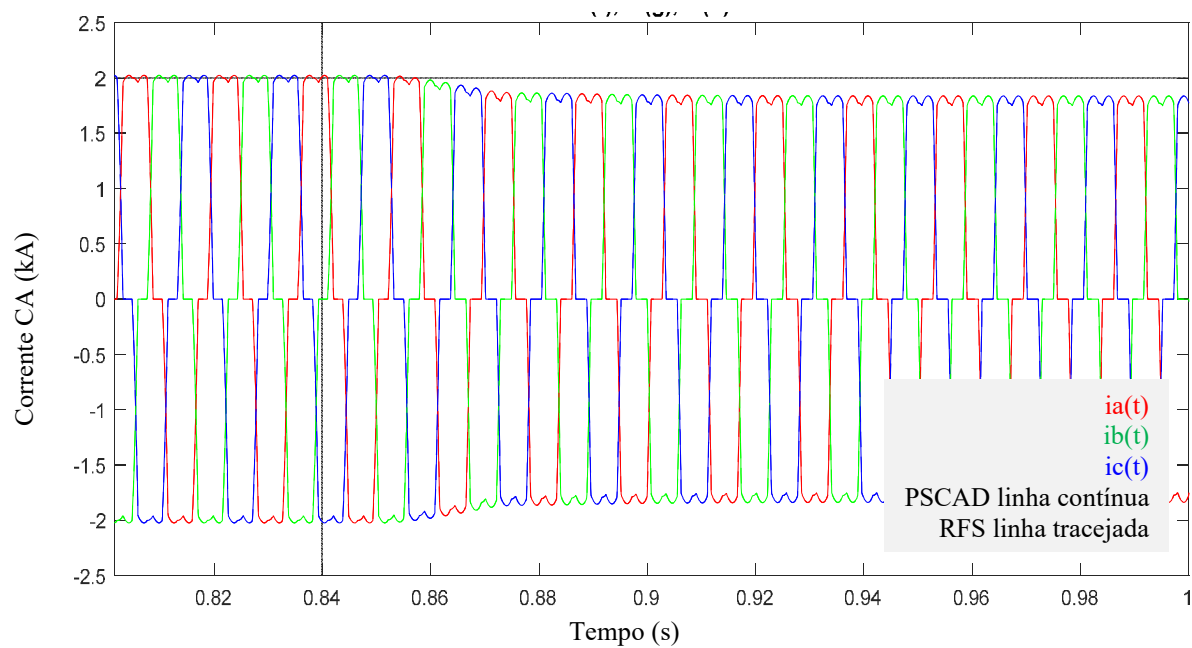


Figura 310 – Corrente CA.

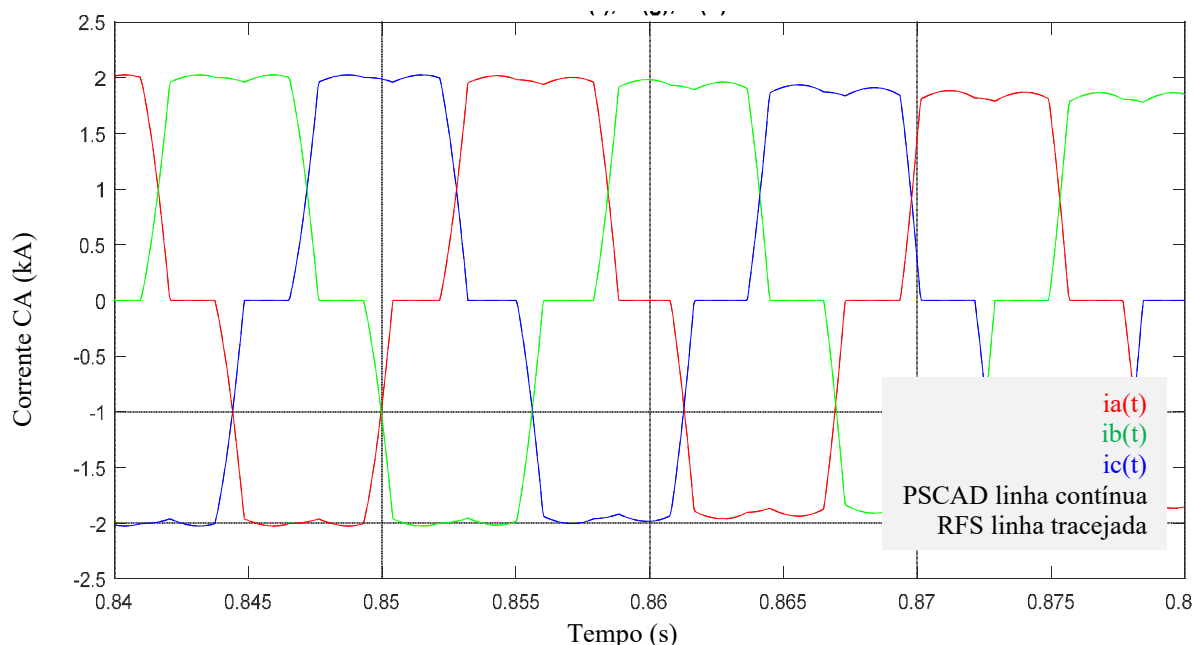


Figura 311 – Zoom da Corrente CA.

Conclui-se, portanto, que a metodologia RFS quando aplicada em um caso com valores instantâneos das tensões CA, corrente CC e ângulo de disparo, que são as grandezas com menor conteúdo harmônico e devem ter uma boa representação por fasores de menor ordem harmônica, produz resultados equivalentes aos obtidos do caso simulado em um programa EMT. Na próxima seção a RFS será aplicada ao caso do modelo de frequência fundamental.

3. Modelo trifásico de frequência fundamental do elo com a metodologia RFS

O modelo do elo é escrito em componentes de fase. Por isso, é feita a transformação das tensões da rede, que estão em componentes simétricas, para componentes de fase utilizando-se (269).

Com as tensões em componentes de fase, utiliza-se as funções de chaveamento em (71) para relacionar a tensão do lado CC com as tensões do lado CA dos conversores, em função dos fasores dinâmicos. As correntes CA e corrente CC são relacionadas por (72), (73) e (74).

São calculados três ângulos de comutação (μ), um para cada fase, a partir de (5). Em (5) a variável V_{ca} é substituída por V_a , V_b e V_c .

O θ_{pll} , que é usado na função de chaveamento da fase a , é calculado a partir da tensão de sequência positiva obtida através de (267). A função de chaveamento da fase b é calculada usando-se $(\theta_{pll} - 2\pi/3)$ e a função de chaveamento da fase c $(\theta_{pll} + 2\pi/3)$.

Obtém-se então, o modelo de acompanhamento em componentes de fase e as correntes injetadas na rede são transformadas para componentes simétricas utilizando a transformação inversa dada por (268).

3.1. Detecção e representação de falhas de comutação usando a RFS

Com a tensão e a corrente da válvula calculadas, a maior possibilidade de falha ocorrerá em função da margem de extinção restante após o período de comutação. Verifica-se qual o tempo restante entre o fim da comutação e a passagem da tensão da válvula que deixa de conduzir por zero. Caso este tempo seja inferior a um valor mínimo, usualmente correspondente a 12° (0,55 ms em 60 Hz), assume-se que a válvula entra em falha de comutação. Um critério mais adequado poderia ser baseado no valor da área da tensão da válvula que deixa de conduzir entre o momento do fim da condução e a sua passagem por zero.

Como a metodologia RFS baseia-se na obtenção da tensão da válvula com exatidão, ambas premissas podem ser adotadas. Neste trabalho, optou-se por utilizar o tempo de extinção mínimo.

A Figura 312 ilustra o procedimento para identificação de falhas de comutação em conjunto com o modelo de elo CCAT em fasores dinâmicos. A metodologia RFS recebe as variáveis de entrada (tensão CA trifásica, corrente CC e ângulo de disparo) provenientes do modelo de fasor dinâmico do elo CCAT, reconstitui as tensões e correntes nas válvulas, verifica a ocorrência de uma falha de comutação, e realimenta o modelo do elo com esta informação.

No modelo de frequência fundamental de elo CCAT a falha de comutação foi representada zerando-se as funções de chaveamento de tensão CC e corrente CA do modelo.

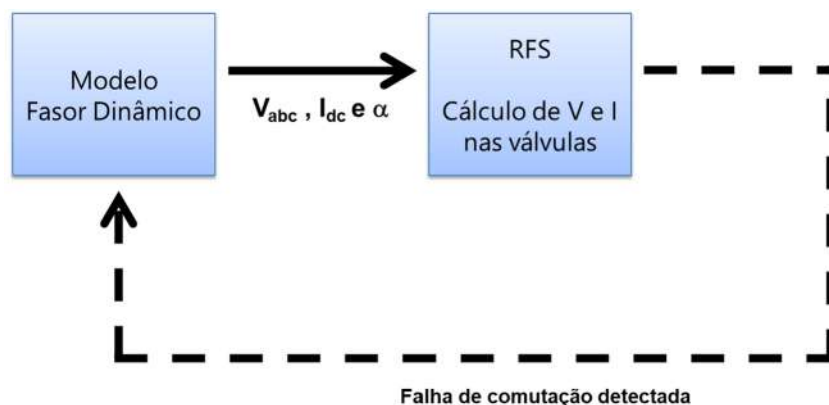


Figura 312 – Metodologia proposta para RFS e identificação da falha de comutação.

A Figura 313 apresenta o diagrama esquemático do simulador AnaHVDC com o modelo trifásico de frequência fundamental do elo em conjunto com a metodologia RFS para reconstituição das tensões e correntes na válvula e detecção da falha de comutação.

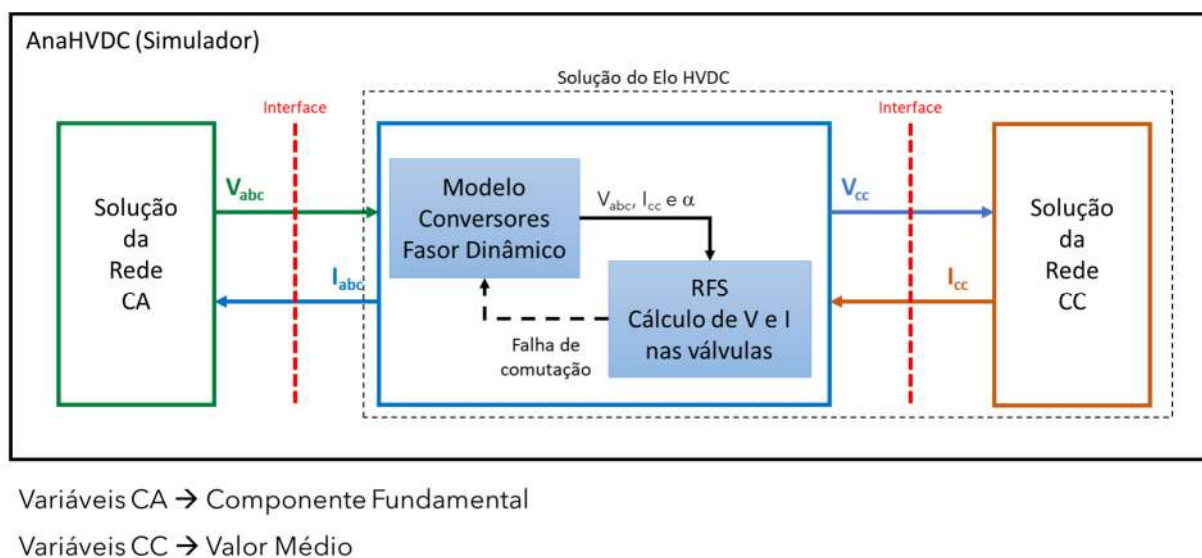


Figura 313 – Diagrama esquemático do simulador AnaHVDC com o modelo trifásico de frequência fundamental do elo em conjunto com a metodologia RFS.

4. Resultados

Inicialmente, são mostrados resultados de regime permanente para a validação do equacionamento utilizado na metodologia proposta, considerando como dados de entrada resultados prévios do PSCAD/EMTDC. Em seguida, são mostrados os resultados obtidos para uma perturbação no sistema teste que gere uma falha de comutação no elo CCAT, mas ainda considerando como dados de entrada resultados do PSCAD/EMTDC. Depois

dessas análises iniciais, são realizadas novas simulações, mas considerando como dados de entrada os resultados provenientes do modelo de fasores dinâmicos do elo CCAT de frequência fundamental do programa AnaHVDC, com o RFS já integrado, com o objetivo de se validar a metodologia proposta integralmente, considerando o equacionamento da reconstituição das formas de onda nos conversores e a utilização da modelagem baseada no uso de fasores dinâmicos.

Em seguida são apresentados os resultados do RFS para um sistema Benchmark, denominando BenchHVDC, composto por 14 barras e 5 usinas, com modelagem detalhada das máquinas síncronas e modelagem de frequência fundamental do elo CCAT trifásico com harmônicos. Percebeu-se nesse sistema a viabilidade de utilização da metodologia para produzir formas de onda das variáveis do elo CCAT com as descontinuidades e distorções típicas, e com alguma precisão na identificação e simulação das falhas de comutação.

4.1. Sistema Teste

Nesta etapa foi utilizado um sistema teste formado pelos seguintes componentes: uma rede elétrica CA do lado retificador, que possui uma fonte de tensão (Barra 1) e uma linha de transmissão representada por um circuito RL (LT CA 1 – 10); uma rede elétrica CA do lado inversor, que possui uma fonte de tensão (Barra 2) e uma linha de transmissão representada por um circuito RL (LT CA 2 – 20); um elo CCAT, com o retificador conectado à Barra CA 10 e o inversor conectado à Barra CA 20, possuindo uma linha de transmissão em corrente contínua entre as Barras CC 1 e 2, que também foi representada por um circuito RL (LT CC 1 – 2); e filtros dos harmônicos característicos do elo CCAT conectados a suas Barras CA terminais, isto é, Barras CA 10 e 20. O diagrama unifilar deste sistema teste é apresentado na Figura 314.

Foram utilizadas pontes conversoras de 6 pulsos no retificador e no inversor do elo CCAT e filtros do tipo RLC série para eliminação dos principais harmônicos injetados pelo elo no sistema. Detalhes da ponte do inversor e de seus filtros podem ser visualizados na Figura 315.

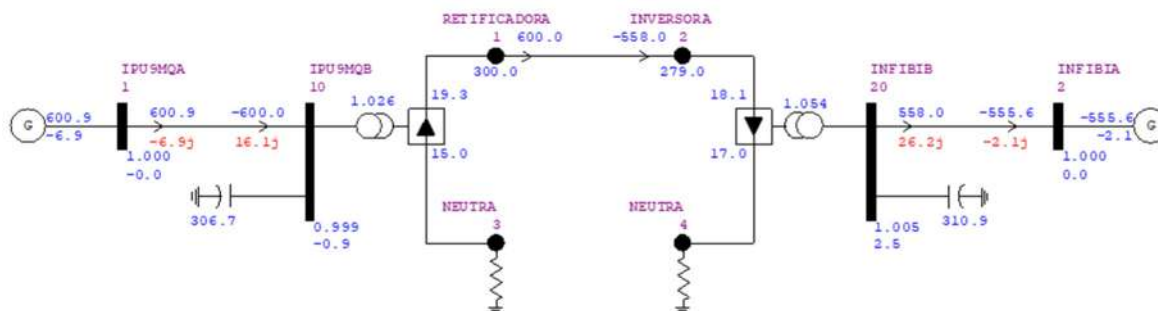


Figura 314 – Diagrama unifilar do sistema teste.

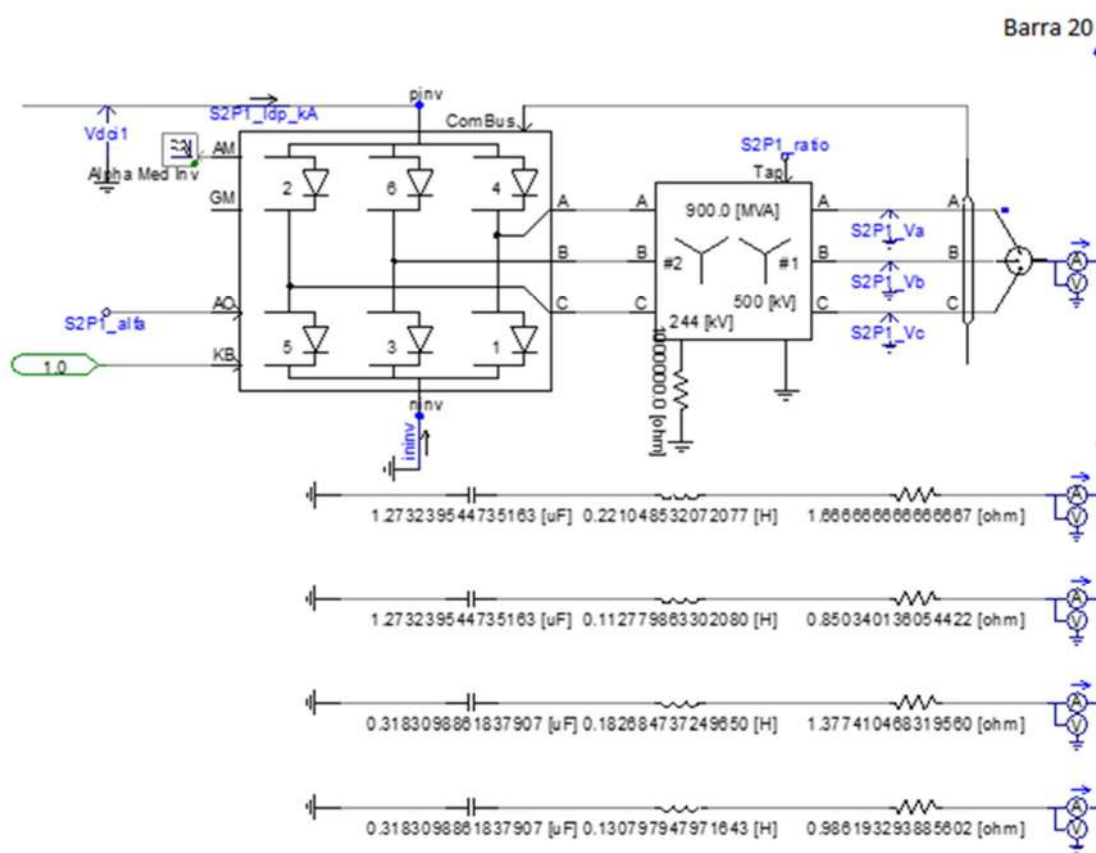


Figura 315 – Detalhamento da ponte conversora do inversor do elo HVDC e seus filtros.

Com relação aos sistemas de controle utilizados no elo CCAT, foi adotado um controle de corrente simplificado no retificador, enquanto, no inversor, foi adotado um controle simplificado de ângulo de extinção mínimo. Os diagramas de bloco que representam esses controles de ângulo de disparo usados no elo CCAT podem ser observados na Figura 316 e na Figura 317.

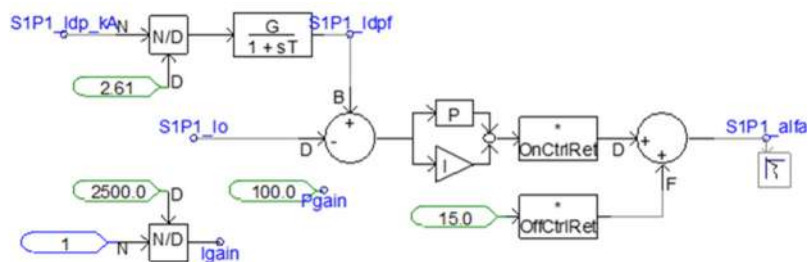


Figura 316 – Controle de corrente adotado no retificador do elo CCAT.

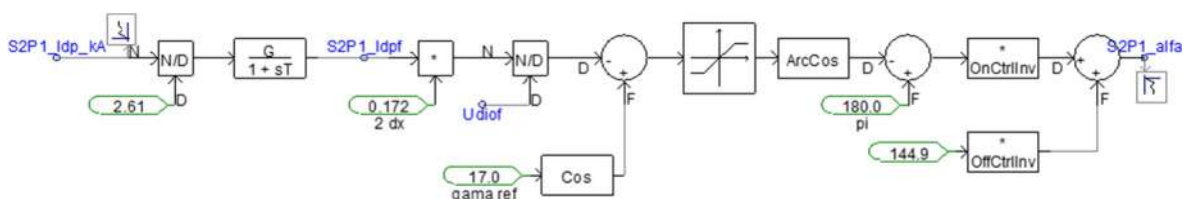


Figura 317 – Controle de ângulo de extinção mínimo adotado no inversor do elo CCAT.

4.1.1. Regime Permanente – PSCAD/EMTDC

Nesta etapa foi realizada uma simulação do sistema teste no PSCAD/EMTDC sem a ocorrência de perturbação. O objetivo dessa etapa era validar o equacionamento utilizado na metodologia para as condições de regime permanente, verificando se era possível reconstruir as formas de onda das correntes CA, da tensão CC, das tensões das válvulas dos conversores e das correntes nessas válvulas, a partir dos dados de entrada, que eram as tensões CA, o ângulo de disparo do conversor e a corrente CC.

A Figura 318 apresenta as tensões CA do lado do inversor (dado de entrada), a Figura 319 apresenta o ângulo de disparo do inversor do elo CCAT (dado de entrada), a Figura 320 apresenta a corrente CC (dado de entrada), a Figura 321 apresenta a tensão CC (dado de saída), a Figura 322 apresenta a tensão na válvula v1 do inversor (dado de saída) e a Figura 323 apresenta a corrente na válvula v1 (dado de saída).

Como pode ser observado nestas figuras, as variáveis de saída da metodologia (tensões CC, tensões nas válvulas e corrente nas válvulas) foram adequadamente

reconstruídas, apresentando o mesmo comportamento observado no programa PSCAD/EMTDC.

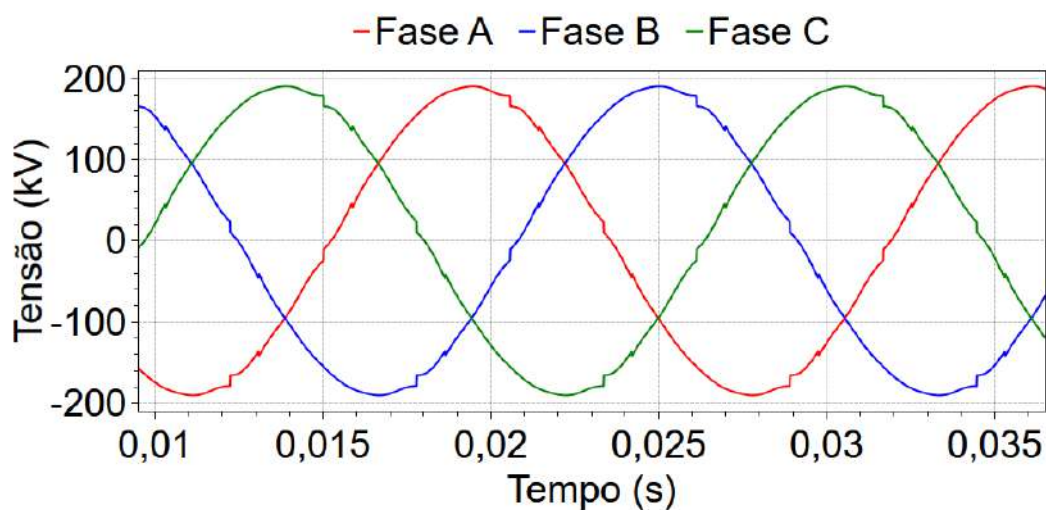


Figura 318 – Tensões CA do inversor.

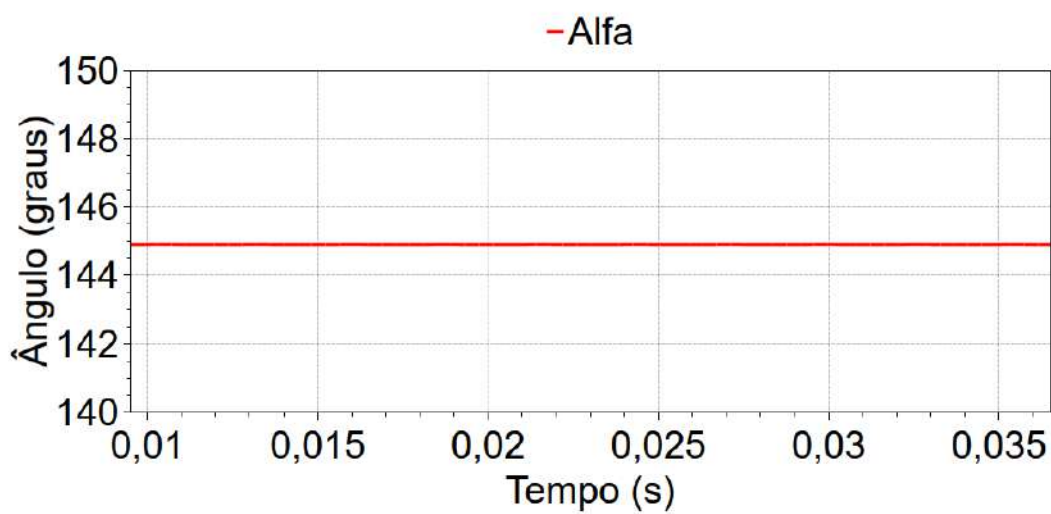


Figura 319 – Ângulo de disparo do inversor.

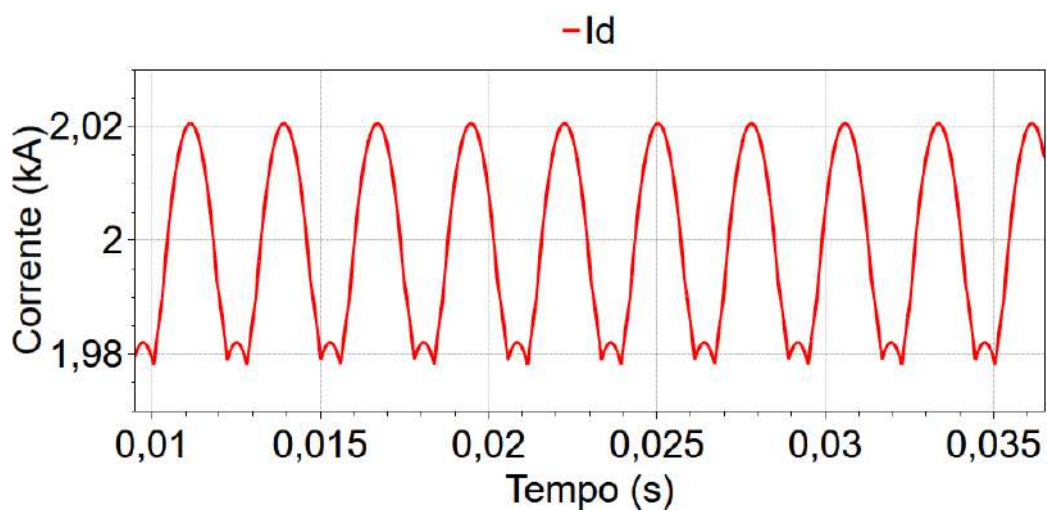


Figura 320 – Corrente CC do inversor.

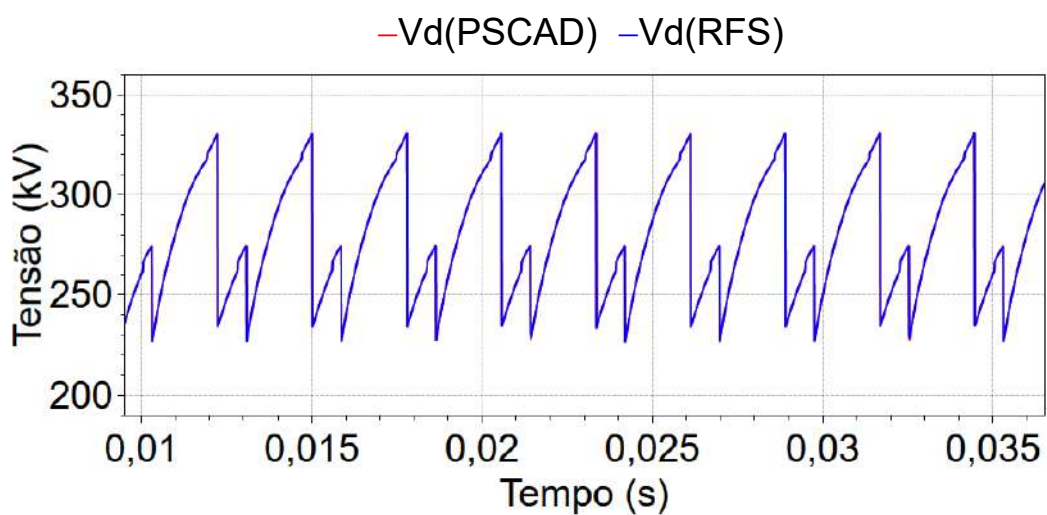


Figura 321 – Tensão CC do inversor.

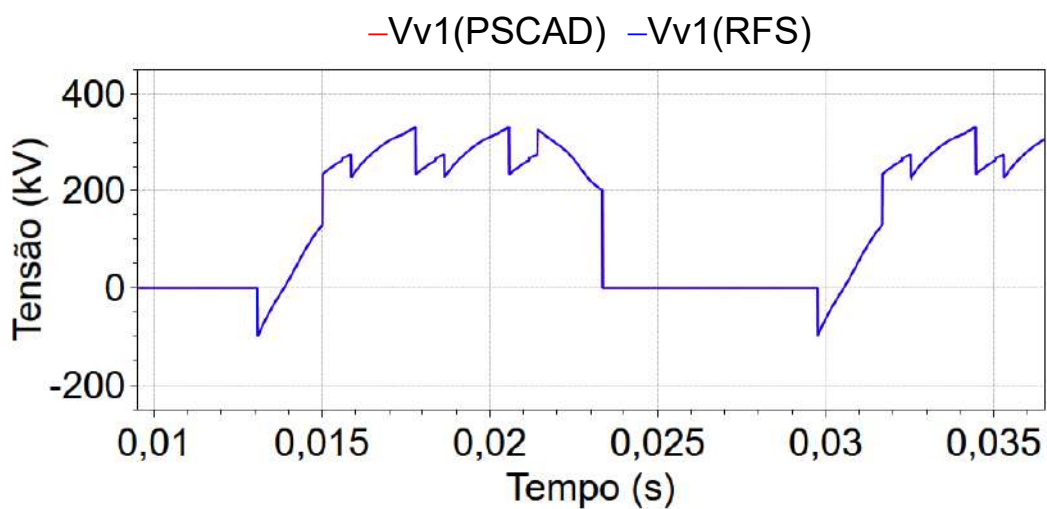


Figura 322 – Tensão na válvula 1 do inversor.

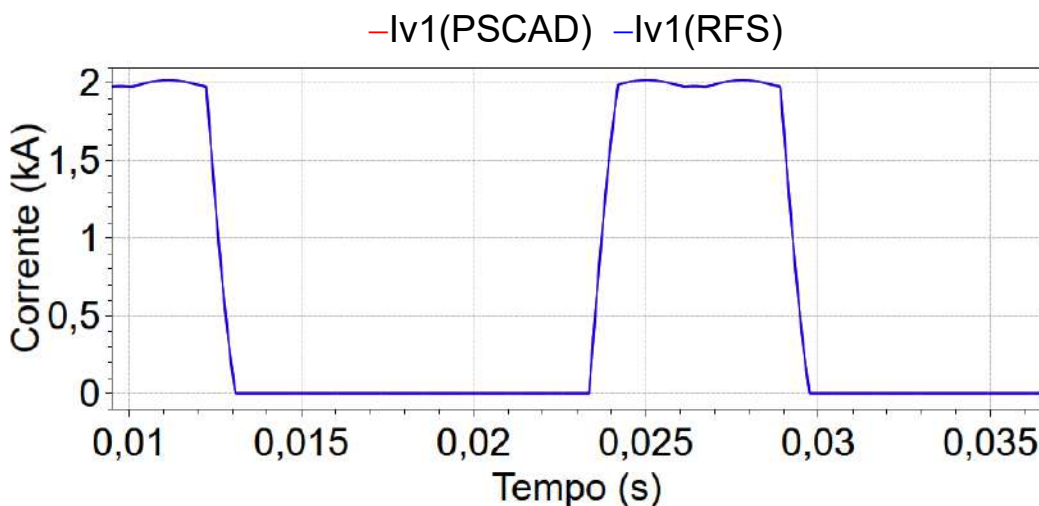


Figura 323 – Corrente na válvula 1 do inversor.

4.1.2. Simulação de falha de comutação – PSCAD/EMTDC

Para validar a metodologia proposta na identificação da falha de comutação foi simulado um degrau de $+3^\circ$ na fase da tensão da barra infinita do sistema CA do lado do inversor. Na barra de comutação do terminal inversor este distúrbio ocasiona um avanço de fase e uma pequena diminuição no módulo da tensão. Ambos os efeitos contribuem para um aumento do ângulo de comutação (μ) levando à ocorrência da falha de comutação.

Os gráficos da Figura 324 até a Figura 327 apresentam os resultados obtidos. Para facilitar o entendimento são apresentados os resultados para duas simulações: uma sem a aplicação do degrau (Figura 324 e Figura 325) e outra com a aplicação do degrau (Figura 326 e Figura 327). O distúrbio foi aplicado aos 0,012s de simulação. Nas figuras é detalhada a comutação entre a válvula 1, que se encontra em condução, e a válvula 3, que se encontra bloqueada. As simulações foram submetidas à RFS e após obtidas as tensões e correntes sobre as válvulas foi determinada a existência ou não da falha de comutação. Resumidamente compara-se o tempo durante o qual a tensão sobre a válvula que deixou de conduzir fica negativo. Caso este tempo seja menor que o tempo de extinção da válvula, neste trabalho considerado como $556\mu\text{s}$, a comutação falha e a válvula volta a conduzir.

Em ambos os casos a válvula 3 começa a conduzir no instante t_1 (0,01224s), o que corresponde a um ângulo de disparo de 145° aproximadamente. No caso em que não houve a aplicação do distúrbio o final da comutação ocorre no instante t_2 (0,01309s), Figura 324, o que corresponde a um ângulo de comutação de $18,3^\circ$. Em t_3 (0,01387s), Figura 325, a tensão sobre a válvula 1 se torna positiva. O intervalo de tempo (t_3-t_2), que corresponde ao ângulo de extinção (γ), é de $780\mu\text{s}$. Este tempo foi superior ao tempo de extinção da válvula, portanto a comutação ocorreu sem problema. Na Figura 325 o tempo t_4 (0,01364s) corresponde ao tempo de extinção necessário ($556\mu\text{s}$).

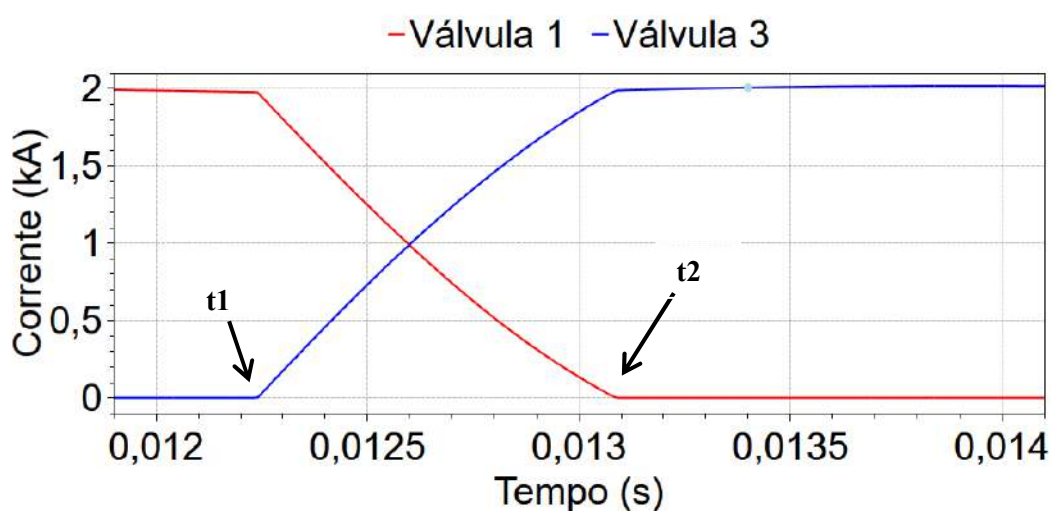


Figura 324 – Corrente nas válvulas – sem falha de comutação.

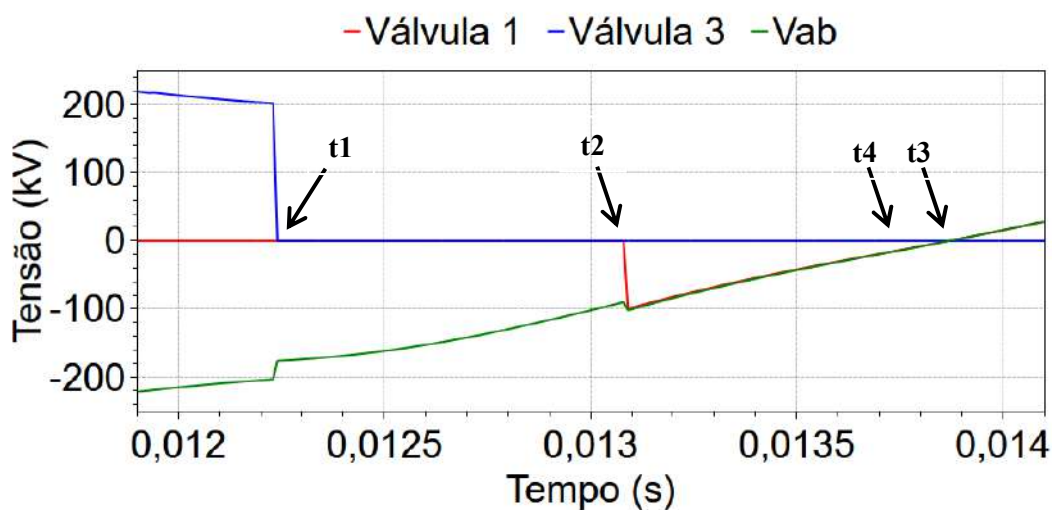


Figura 325 – Tensão nas válvulas – sem falha de comutação.

No caso em que o distúrbio foi aplicado se pode notar um aumento no ângulo de comutação que passa a ser de $27,49^\circ$, conforme mostrado na Figura 326. O final da comutação ocorre em t_2' (0,01322s). Contudo, a tensão sobre a válvula se torna positiva em t_3' (0,01369s), Figura 327, tempo não suficiente para garantir a extinção da válvula em t_4' (0,01378s). Com isso a válvula 1 volta a conduzir e ocorre o início do processo de falha de comutação da válvula 1 para a válvula 3.

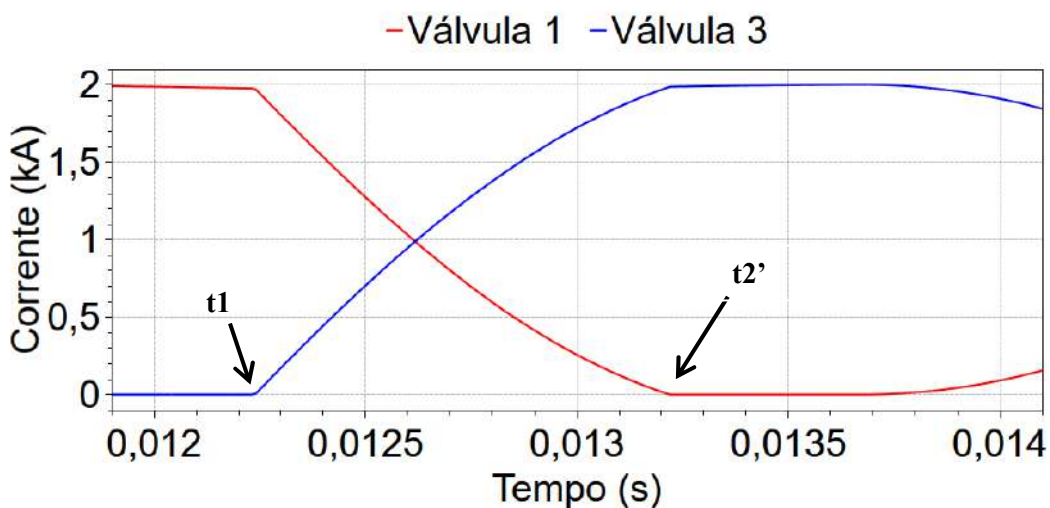


Figura 326 – Corrente nas válvulas – com falha de comutação.

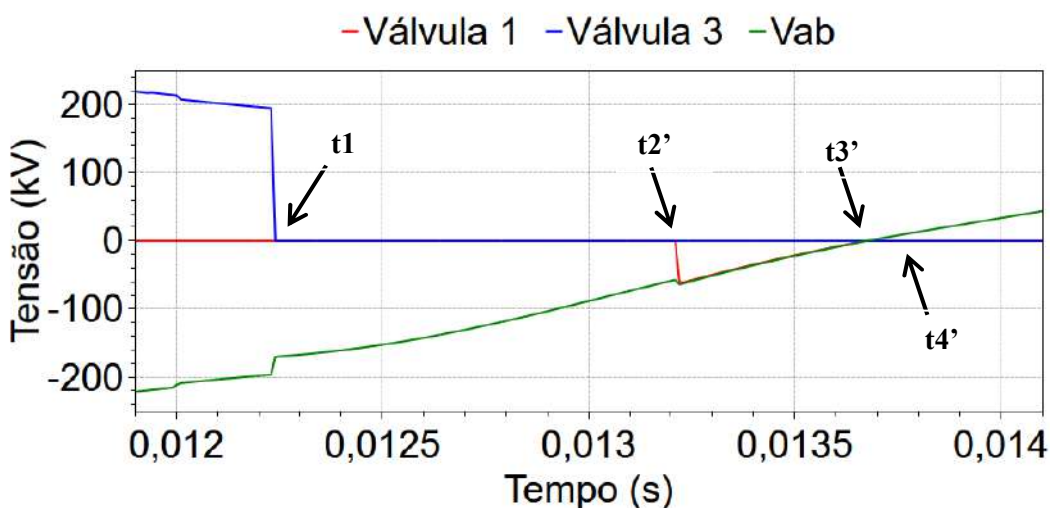


Figura 327 – Tensão nas válvulas – com falha de comutação.

4.1.3. Regime Permanente – AnaHVDC

Nesta etapa foi realizada uma simulação do sistema teste no programa AnaHVDC, sem a ocorrência de perturbação. Utilizou-se o modelo de fasor dinâmico de frequência fundamental de elo CCAT apresentado em [36]. O objetivo dessa etapa era validar o equacionamento utilizado na metodologia para as condições de regime permanente, utilizando os resultados de simulação do programa AnaHVDC como dados de entrada, verificando se era possível reconstruir as formas de onda das correntes CA, da tensão CC, das tensões das válvulas dos conversores e das correntes nessas válvulas, a partir dos dados de entrada, que eram as tensões CA, o ângulo de disparo do conversor e a corrente CC, provenientes não mais do PSCAD/EMTDC, mas sim do AnaHVDC.

A Figura 328 apresenta as tensões CA (dado de entrada), a Figura 329 apresenta o ângulo de disparo do inversor do elo CCAT (dado de entrada), a Figura 330 apresenta a corrente CC (dado de entrada), a Figura 331 apresenta a tensão CC (dado de saída), a Figura 332 apresenta a tensão na válvula v1 do inversor (dado de saída) e a Figura 333 apresenta a corrente na válvula v1 (dado de saída).

Como pode ser observado na Figura 331, na Figura 332 e na Figura 333, as variáveis de saída da metodologia (tensões CC, tensões nas válvulas e corrente nas válvulas) foram adequadamente reconstruídas, apresentando o mesmo comportamento observado no programa PSCAD, mesmo utilizando como dados de entradas os resultados do AnaHVDC. Isso mostra que a utilização integrada da metodologia proposta com simulações do programa AnaHVDC funcionaria bem para a reconstrução das variáveis de interesse, na condição de regime permanente. A próxima etapa no processo de validação da metodologia é validar os resultados obtidos com o uso dos dados do AnaHVDC, porém considerando uma situação de perturbação que cause uma falha de comutação no elo CCAT.

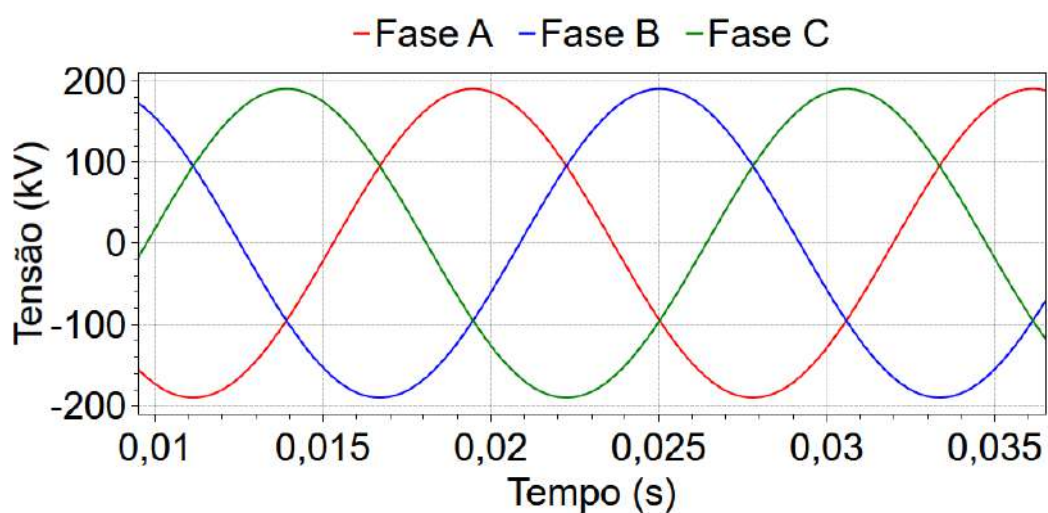


Figura 328 – Tensões CA do inversor.

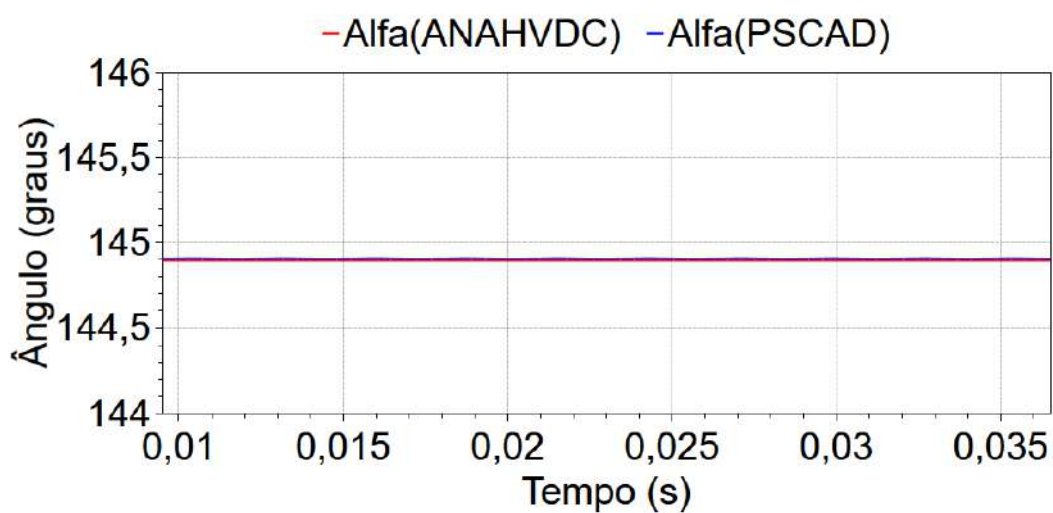


Figura 329 – Ângulo de disparo do inversor.

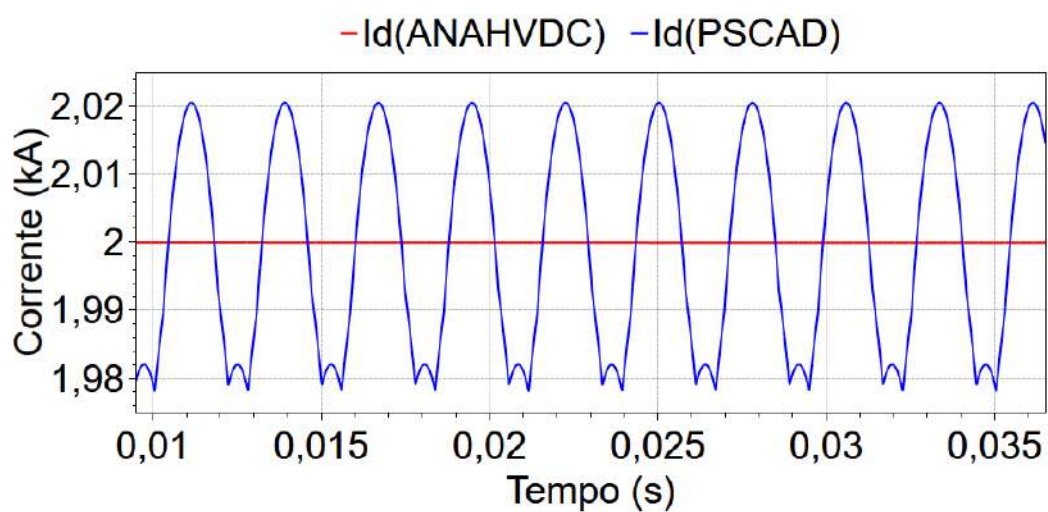


Figura 330 – Corrente CC do inversor.

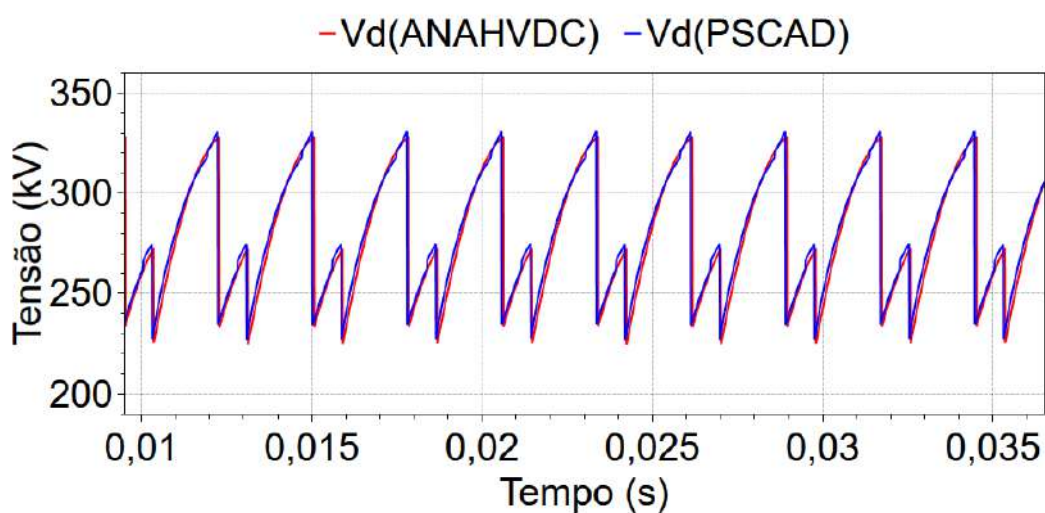


Figura 331 – Tensão CC do inversor.

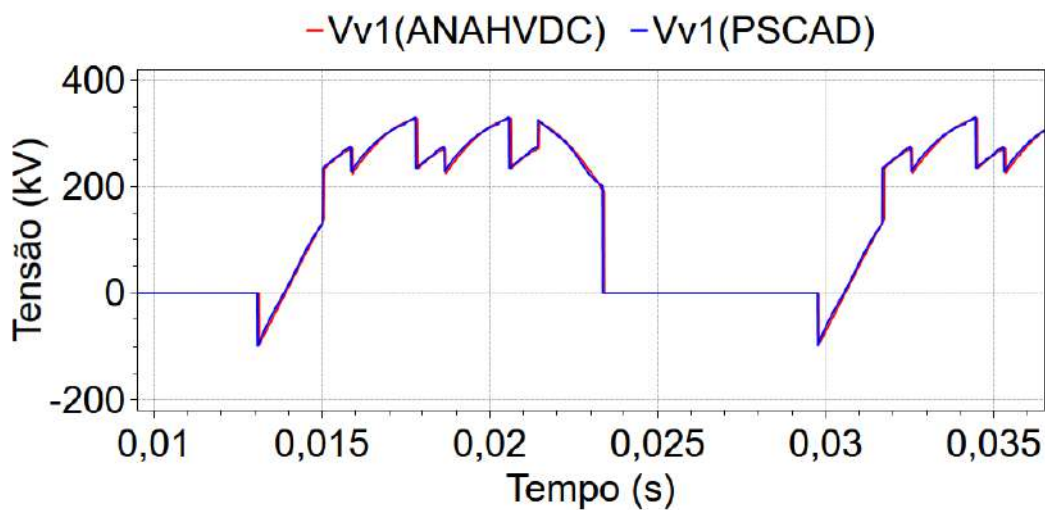


Figura 332 – Tensão na válvula 1 do inversor.

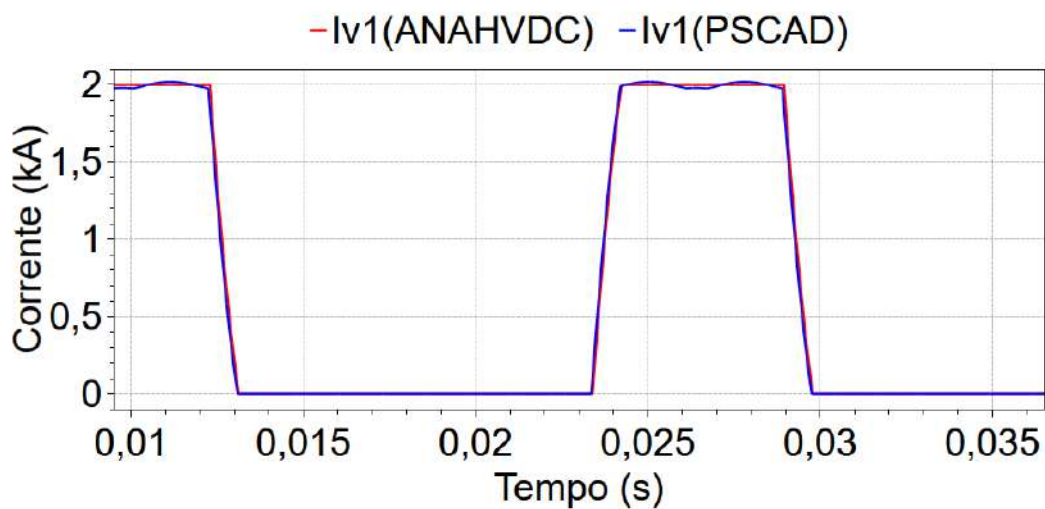


Figura 333 – Corrente na válvula 1 do inversor.

4.1.4. Simulação de falha de comutação – AnaHVDC

O mesmo distúrbio foi então simulado com o AnaHVDC. Nesta simulação queria-se verificar se mesmo utilizando como dados de entrada grandezas fundamentais, ou seja, sem consideração de componentes harmônicas, de tensão CA e corrente CC, a metodologia de RFS seria capaz de reconstituir as tensões e correntes nas válvulas com exatidão para que fosse possível identificar o instante de tempo da falha de comutação.

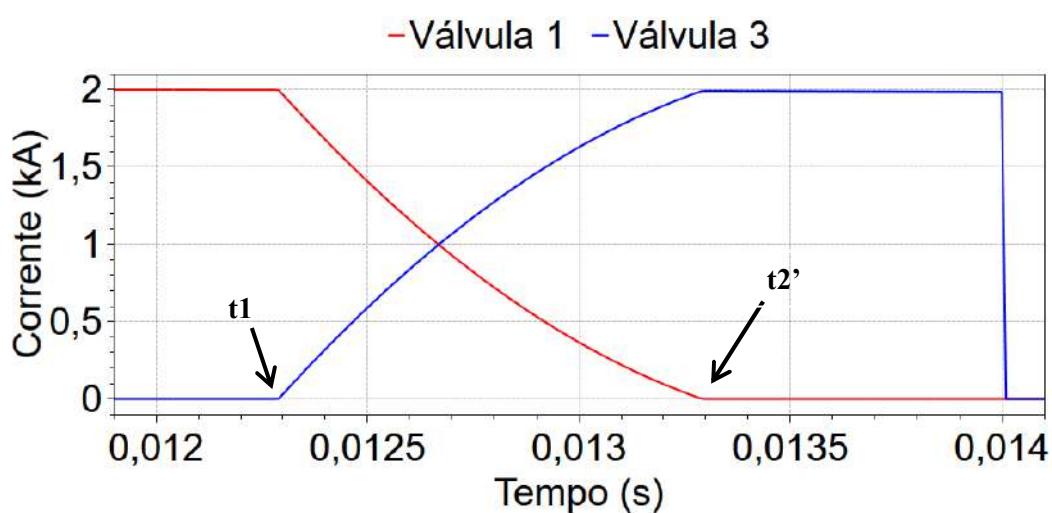


Figura 334 – Corrente nas válvulas – com falha de comutação.

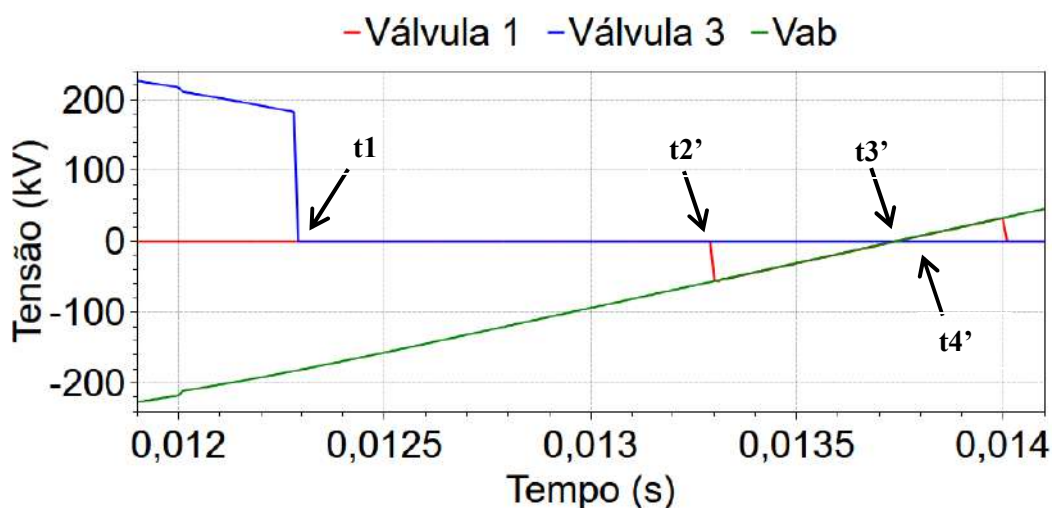


Figura 335 – Tensão nas válvulas – com falha de comutação.

Neste caso os tempos obtidos foram: $t_1 = 0.01229\text{s}$ ($\alpha = 144,9^\circ$), $t_2' = 0,01329$ ($\mu = 21,66^\circ$) e $t_3' = 0,01374\text{s}$. Como o intervalo $t_3 - t_2$ ($450\mu\text{s}$) foi menor que o tempo de extinção considerado para a válvula, de $556\mu\text{s}$, identificamos o início do processo de falha de comutação.

Como esperado a metodologia identificou corretamente a falha de comutação sendo os tempos obtidos muito próximos dos tempos da simulação em PSCAD/EMTDC.

4.2. Sistema BenchHVDC

Esta seção apresenta os resultados obtidos na simulação do sistema apresentado em [47]. O sistema é composto por duas áreas conectadas por um elo de corrente contínua. Cada área é formada por duas e três usinas, respectivamente, para os lados do retificador e inversor, e o sistema apresenta uma modelagem detalhada das máquinas, pontes conversoras do elo, além de uma representação por parâmetros distribuídos das linhas de transmissão de corrente alternada e contínua. Em relação ao sistema apresentado em [47] somente o sistema de controle dos elos sofreu uma simplificação.

A simulação foi realizada tanto no programa AnaHVDC como no programa PSCAD/EMTDC para comparação dos resultados. No programa AnaHVDC utilizou-se o modelo fasorial trifásico de frequência fundamental, em conjunto com a metodologia RFS, para representação do elo CCAT.

Esta rede elétrica compreende dois sistemas CA em 500 kV interligados por um elo CCAT de 3000 MW na tensão nominal de ± 600 kV. As relações de curto-circuito (SCR) das redes do retificador e inversor são de 2,2 e 3,1, respectivamente. O sistema é composto por 14 barras CA, 5 geradores síncronos e 10 linhas de transmissão de parâmetros distribuídos, além do elo CCAT. Os parâmetros das linhas de transmissão, transformadores e máquinas síncronas podem ser obtidos em [47].

A rede elétrica CA conectada ao terminal retificador do elo CCAT simulado é composta por duas usinas e quatro linhas de transmissão em 500 kV. A Figura 336 ilustra a configuração desta rede e o fluxo de potência calculado pelo programa ANAREDE. A rede

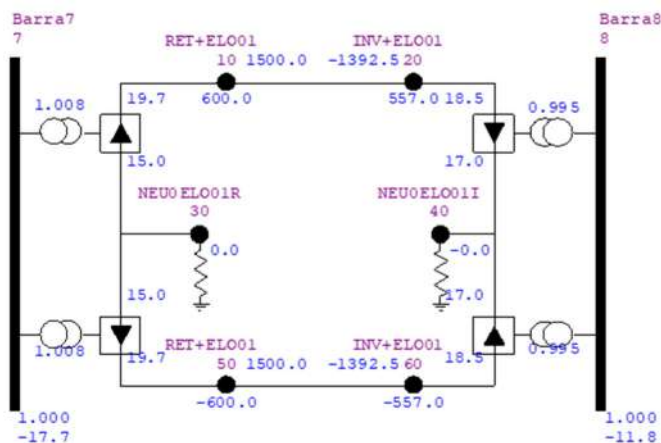


Figura 338 – Configuração do Sistema CCAT

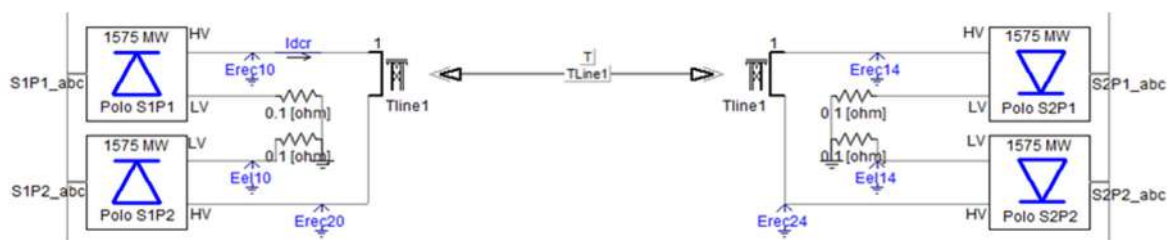


Figura 339 – Sistema CCAT utilizado no programa PSCAD/EMTDC

Para o sistema de controle do retificador foi modelado apenas o *Current Control Amplifier* (CCA) (Figura 340), e o *Voltage Dependent Current Order Limiter* (VDCOL) (Figura 341). No inversor, além do CCA (Figura 342) e do VDCOL (Figura 343), também foi modelado o controle de α_{max} , correspondente ao controle do ângulo de extinção mínimo (γ_{min}) (Figura 344).

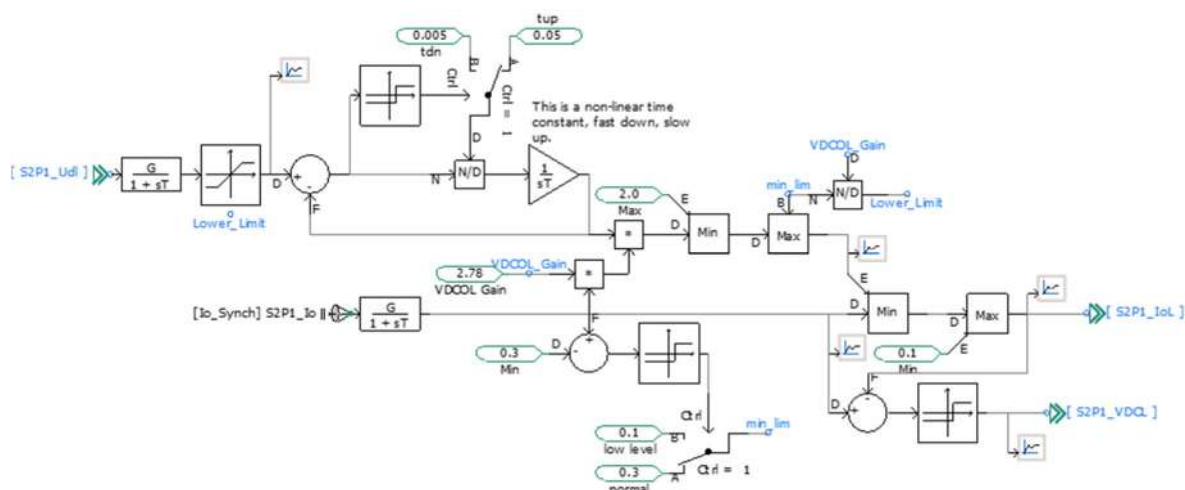


Figura 343 – VDCOL do inversor

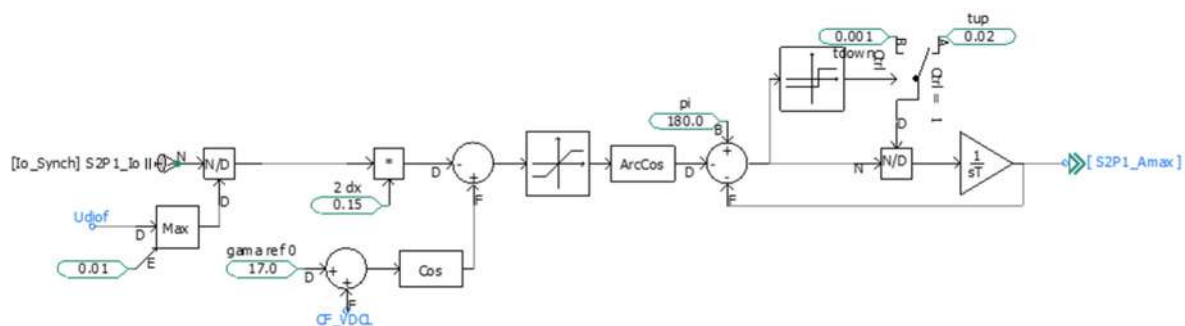


Figura 344 – Controle de α_{max} do inversor

Cabe ressaltar que em ambos os programas, PSCAD/EMTDC (Figura 345) e AnaHVDC (Figura 346), o ajuste do tempo mínimo para extinção da condução de corrente pela válvula foi de 555,6 μ s, o que corresponde a 12°, conforme valor típico presente na biblioteca do PSCAD/EMTDC.

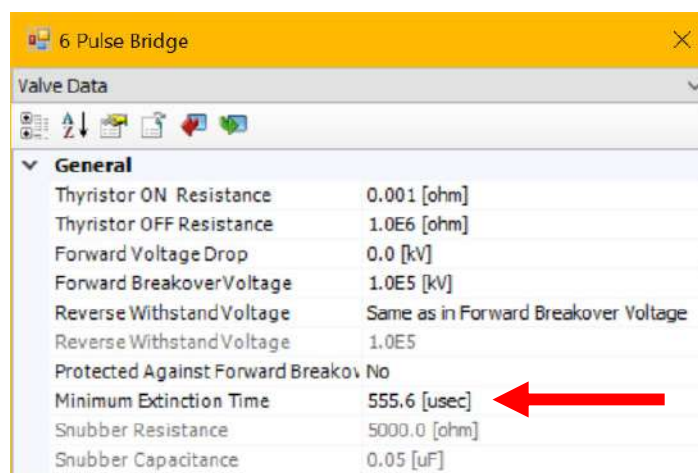


Figura 345 – Ajuste do tempo mínimo para extinção da condução de corrente pela válvula – PSCAD/EMTDC

DCVTAD						
	(cnv)	(pulses)	(bridges)	(kpp11)	(kipl1)	(exttime)
1	1	1	200.	20.	555.6e-6	
2	1	1	100.	20.	555.6e-6	
3	1	1	200.	20.	555.6e-6	
4	1	1	100.	20.	555.6e-6	
FIM						

Figura 346 – Ajuste do tempo mínimo para extinção da condução de corrente pela válvula – AnaHVDC

O evento simulado foi um curto-circuito monofásico na barra 11 com eliminação do curto 100 ms após. Este evento é considerado um curto-circuito remoto do lado do inversor.

Além dos resultados de simulação do AnaHVDC, são apresentados a título de comparação resultados do mesmo sistema simulado no PSCAD/EMTDC.

Esta simulação consiste na aplicação de um curto-circuito monofásico na fase a da barra 11 (destacada na Figura 337), no lado do inversor, seguido da eliminação deste curto 100 ms após. São mostradas a tensão trifásica na barra do inversor, corrente CC, correntes nas válvulas da ponte Y do inversor, ângulo de disparo do retificador, ângulo de disparo do inversor, potência CA injetada pelo inversor na rede e grandezas elétricas dos geradores 2 (lado do retificador) e 4 (lado do inversor).

Verifica-se uma redução da tensão CA no lado do inversor (Figura 347) e a partir disto uma sensível elevação da corrente CC (Figura 348) durante o defeito. Isto leva à ocorrência de falhas de comutação neste conversor (Figura 349 e Figura 350), principalmente durante o período de defeito. As correntes e tensões nas válvulas apresentam bastante coincidência entre os valores obtidos no PSCAD/EMTDC e os valores calculados pelo AnaHVDC a partir da metodologia RFS (Figura 351 e Figura 352).

O aumento inicial da corrente CC faz com que o controle também aumente o ângulo de disparo no retificador (Figura 353), de modo a tentar controlá-la, através da redução da tensão CC neste terminal, tendendo posteriormente ao valor de regime após a eliminação do defeito. Para evitar falhas de comutação subsequentes o controle atua

reduzindo o ângulo de disparo do inversor (Figura 354 e Figura 355) e consequentemente aumentando o intervalo de comutação.

Em todos os gráficos apresentados tem-se uma coerência entre os resultados do AnaHVDC com os do PSCAD/EMTDC, principalmente nas oscilações de baixa frequência decorrentes do defeito e das falhas de comutação do elo CCAT. Durante o período de defeito observa-se alguma diferença nas falhas de comutação entre as duas ferramentas. Cabe ressaltar que o modelo de elo CCAT é baseado nas funções de chaveamento generalizadas com representação apenas das componentes fundamentais.

Mesmo com algumas diferenças na representação das falhas de comutação, no modelo de frequência fundamental de elo CCAT a falha de comutação foi representada zerando-se as funções de chaveamento de tensão CC e corrente CA, o AnaHVDC foi capaz de representar o efeito destas falhas para o sistema CA, ou seja, a interrupção de potência entregue na rede CA no terminal inversor, conforme mostrado na Figura 356.

Por fim, os gráficos das grandezas dos geradores 2 e 4, Figura 357 e Figura 358, respectivamente, também mostram uma coerência entre os resultados do AnaHVDC e do PSCAD/EMTDC.

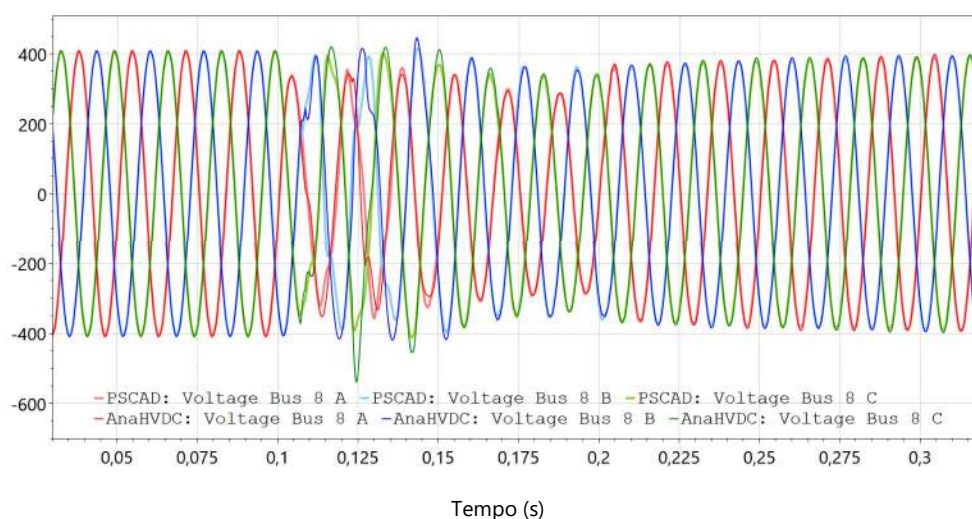


Figura 347 – Tensão trifásica da barra da inversora (kV)

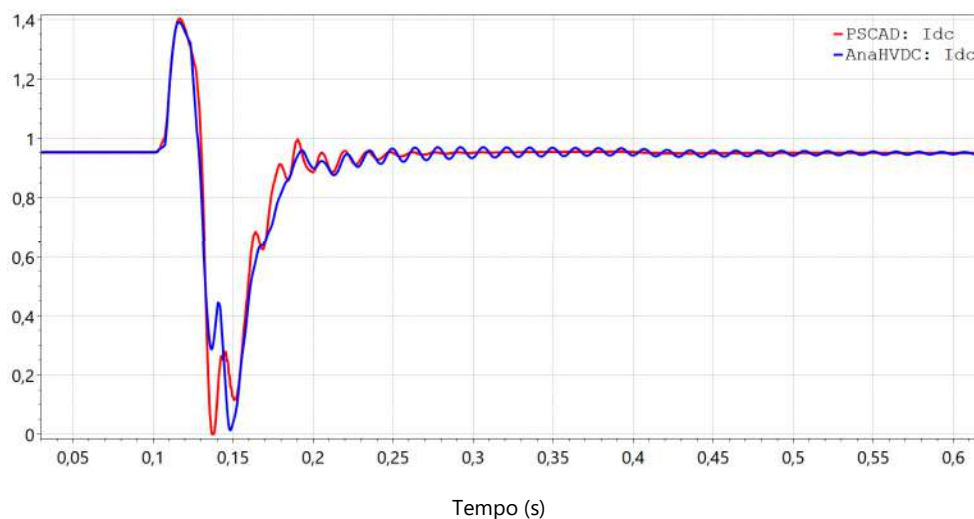


Figura 348 – Corrente CC (pu)

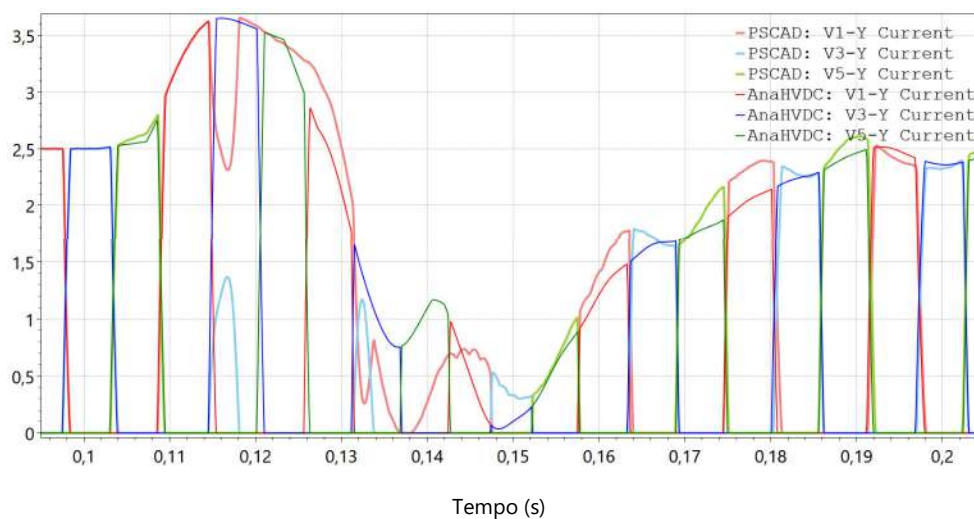


Figura 349 – Corrente nas válvulas ímpares da ponte Y do inversor (A)

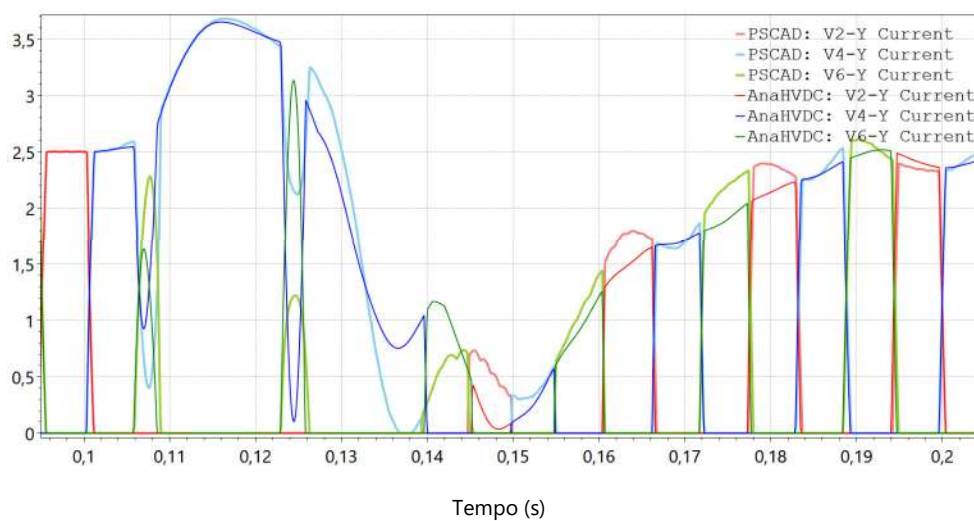


Figura 350 – Corrente nas válvulas pares da ponte Y do inversor (A)

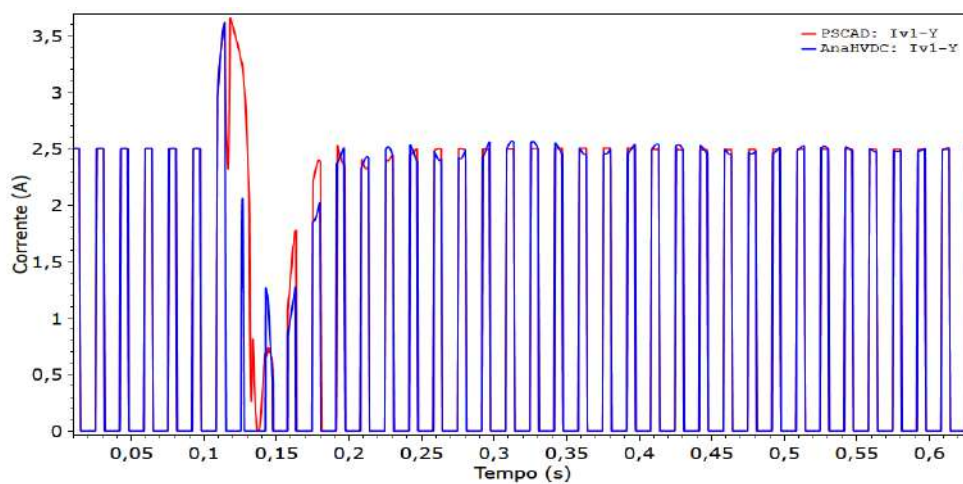


Figura 351 – Corrente na válvula 1 da ponte Y do inversor (A)

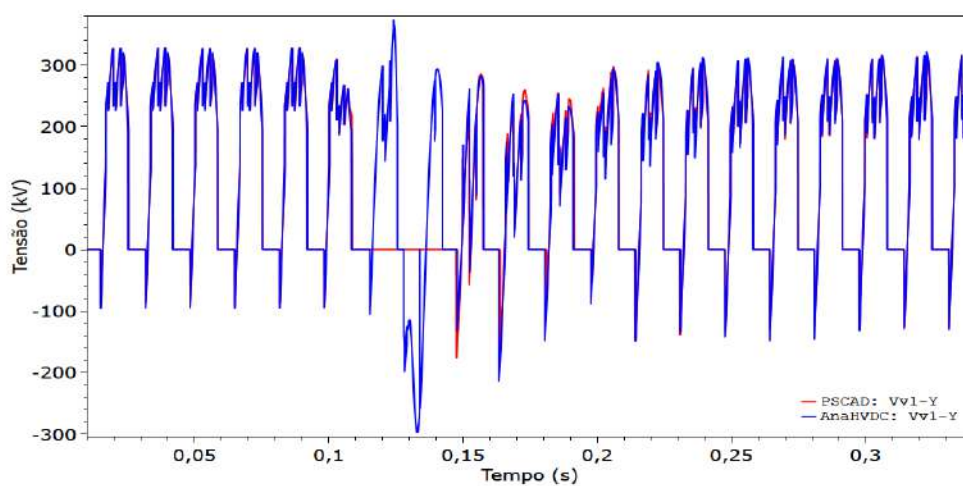


Figura 352 – Tensão na válvula 1 da ponte Y do inversora (kV)

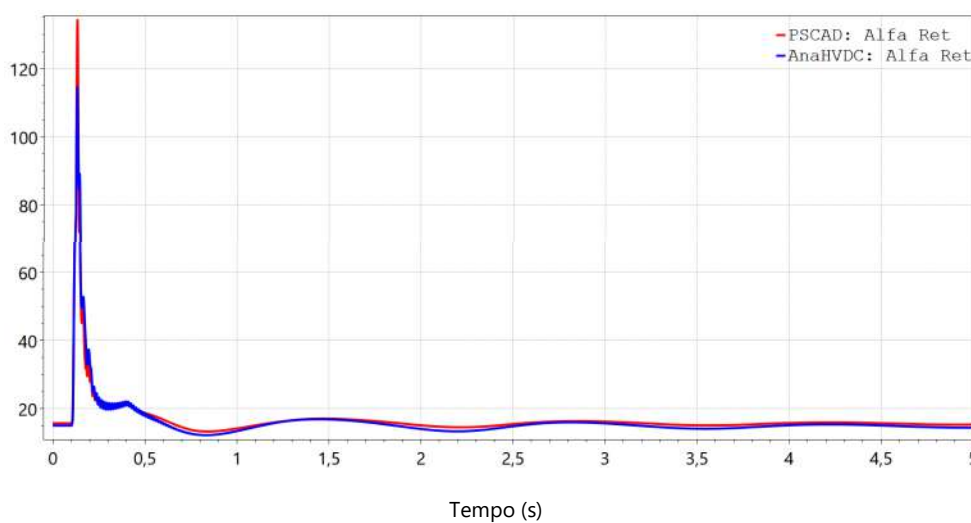


Figura 353 – Ângulo de disparo do retificador (graus)

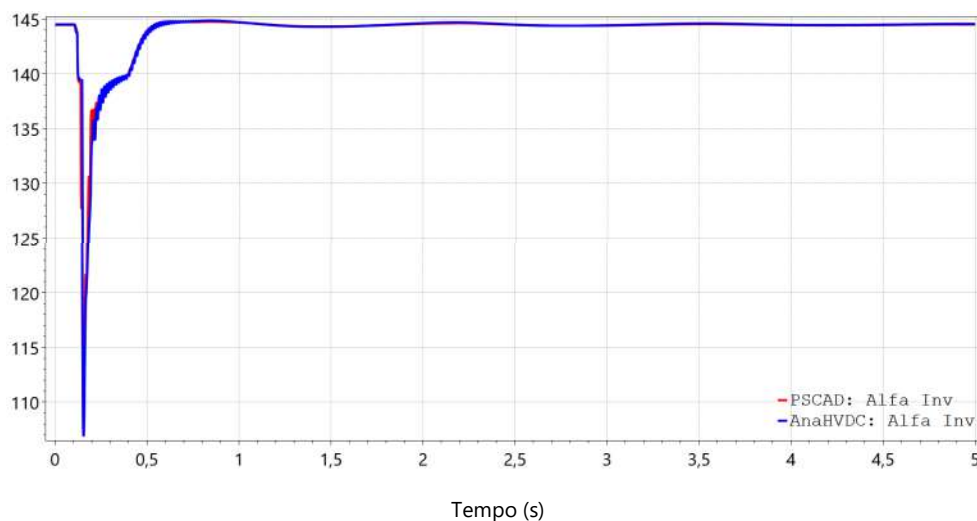


Figura 354 – Ângulo de disparo do inversor (graus)

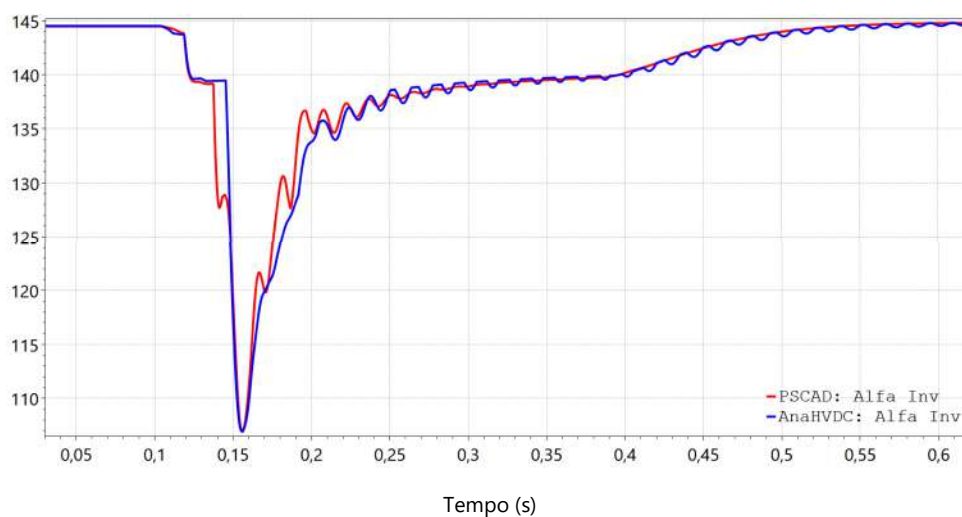


Figura 355 – Zoom do ângulo de disparo do inversor (graus)

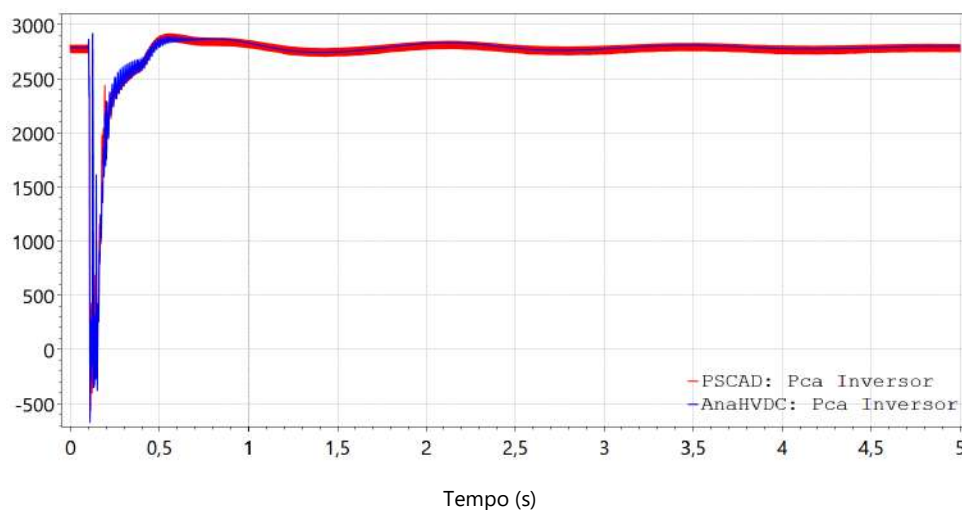


Figura 356 – Potência CA entregue pelo elo CCAT ao sistema CA do inversor (MW)

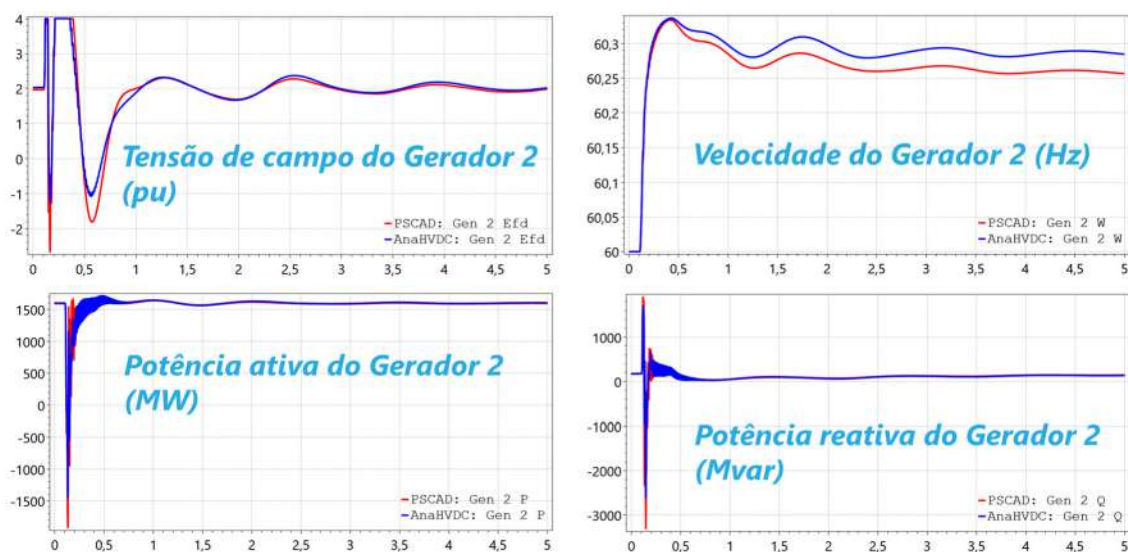


Figura 357 – Grandezas do gerador conectado a barra 2 (sistema CA do retificador)

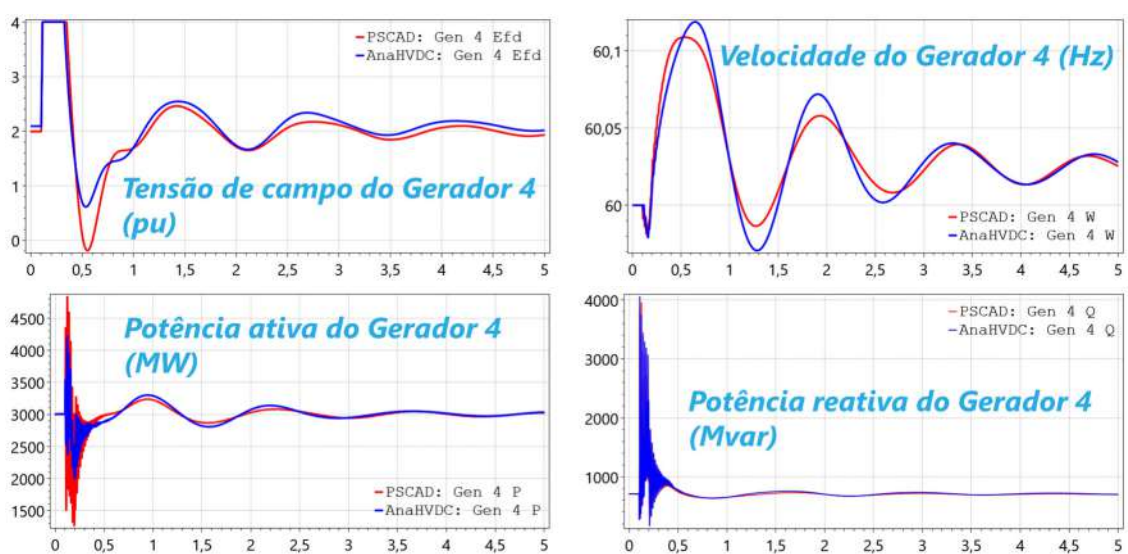


Figura 358 – Grandezas do gerador conectado a barra 4 (sistema CA do inversor)

Anexo II

Métrica de erro

Em análises baseadas em simulações, frequentemente se busca avaliar a proximidade entre uma curva gerada por um modelo e uma curva de referência. Quando se trata de avaliar a similaridade entre curvas de uma simulação e uma referência, existem duas abordagens principais: o uso de métricas quantitativas e a avaliação qualitativa. Ambas são importantes, mas possuem diferenças fundamentais em suas aplicações, vantagens e limitações.

A avaliação qualitativa consiste na análise visual ou subjetiva da proximidade entre as curvas, frequentemente expressa em termos como "as curvas são próximas". Essa abordagem se baseia na interpretação humana e pode considerar fatores como:

- Padrões gerais (tendências ascendentes ou descendentes).
- Alinhamento em momentos críticos (picos, vales, ou transições rápidas).
- Similaridade visual global entre as formas das curvas.

A avaliação qualitativa é intuitiva e não requer cálculos complexos e pode capturar aspectos subjetivos difíceis de quantificar, como a percepção de semelhança em padrões.

Contudo, a avaliação qualitativa é subjetiva, ou seja, em comparações de curvas não coincidentes diferentes observadores podem classificar as diferenças entre as curvas de maneira distinta. Pode, portanto, apresentar dificuldade na avaliação de discrepâncias menores que não são visualmente evidentes e é incapaz de fornecer uma medida objetiva do erro.

A avaliação quantitativa, por sua vez, utiliza métricas específicas para medir o erro entre as curvas. Essas métricas auxiliam na identificação de discrepâncias e na validação da precisão do modelo.

A avaliação quantitativa é objetiva e reproduzível, eliminando a subjetividade da análise. Permite comparações precisas entre diferentes simulações e facilita a definição de critérios de aceitação numéricos, como "o erro deve ser inferior a 0,05".

Contudo, a avaliação quantitativa pode negligenciar aspectos subjetivos que são visualmente perceptíveis, como a sincronia em padrões específicos. Pode ser sensível a ruídos e discrepâncias locais que podem ser irrelevantes no contexto visual geral.

Embora as abordagens qualitativa e quantitativa sejam distintas, elas não precisam ser excludentes. Na prática, uma combinação das duas costuma ser mais eficaz.

Neste trabalho, para validação quantitativa dos resultados obtidos pelo modelo fasorial do elo CCAT com harmônicos, será utilizada a métrica CVRMSE (*Coefficient of Variation of the Root Mean Squared Error*, ou Coeficiente de Variação do Erro Quadrático Médio). Essa métrica é uma medida estatística utilizada para avaliar o desempenho de modelos em contextos como simulações.

Ela combina a análise do erro absoluto com a escala dos dados de referência, fornecendo uma avaliação relativa do erro em relação ao valor médio dos dados de referência.

O CVRMSE é calculado como:

$$CVRMSE = \frac{RMSE}{\bar{y}_{ref}} \times 100 \quad (208)$$

Onde:

- RMSE é a Raiz do Erro Quadrático Médio, dada por:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_{modelo}(i) - y_{ref}(i))^2} \quad (209)$$

- $\bar{y}_{ref}$ é o valor médio da curva de referência:

$$\bar{y}_{ref} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_{ref}(i) \quad (210)$$

- $y_{modelo}(i)$ são os valores simulados pelo modelo
- $y_{ref}(i)$ são os valores de referência
- n é o número de pontos da simulação

O CVRMSE é expresso como uma porcentagem (%). O CVRMSE indica o erro relativo da simulação em relação à média dos valores reais. Valores mais baixos de CVRMSE indicam uma melhor correspondência entre as curvas. Um CVRMSE de 0% significa que a curva simulada corresponde perfeitamente à curva de referência. Valores baixos indicam uma boa precisão, enquanto valores altos podem sugerir que o modelo apresenta discrepâncias significativas. Se os valores de $\bar{y}_{ref}$ forem muito pequenos, o CVRMSE pode não ser representativo. Como depende do RMSE, discrepâncias grandes em pontos individuais podem influenciar o valor (sensibilidade a *outliers*).

Para o cálculo do CVRMSE e validação das simulações, foi escolhida a variável corrente CC (id) por ela não possuir descontinuidades e representar bem o comportamento dinâmico de um elo CCAT a tiristores.

Para exemplificar o uso do CVRMSE é utilizado o gráfico da Figura 359. Neste gráfico tem-se a comparação de três curvas, representando a mesma simulação com três modelos diferentes:

- Com sufixo `_[pscad]`, em vermelho, que corresponde a curva de referência simulada no PSCAD/EMTDC;
- Com sufixo `_[anahvdc_harm]`, em azul, que corresponde ao modelo de elo CCAT com harmônico (modelo apresentado no Capítulo 3);
- Com sufixo `_[anahvdc_fund]`, em verde, que corresponde ao modelo de elo CCAT fundamental com RFS (modelo apresentado no Anexo I)

Fazendo-se uma análise qualitativa das curvas pode-se dizer que a curva em azul é coincidente com a curva em vermelho. Já a curva em verde, embora tenha um padrão parecido com as demais, não é coincidente. Ou seja, é de se esperar que o CVRMSE da curva azul seja menor que o CVRMSE da curva verde.

O CVRMSE da curva azul é 0,15%, e o CVRMSE da curva verde é 4,85%. Os valores de CVRMSE corroboram a análise qualitativa conforme esperado.

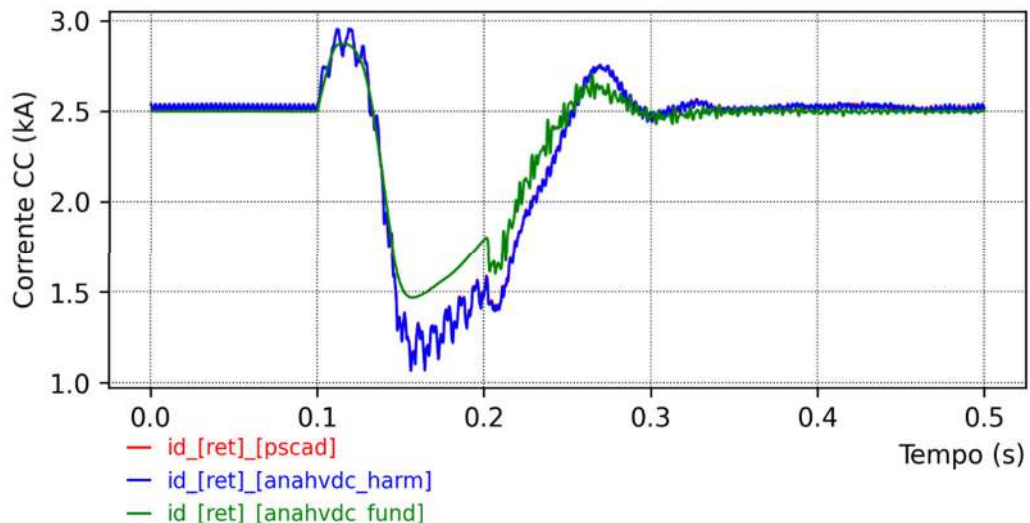


Figura 359 – Comparação CVRMSE. Corrente CC, sistema Zca 6 pulsos

Comparando as curvas do gráfico da Figura 360, o CVRMSE da curva azul é 0,11%, e o CVRMSE da curva verde é 26,20%.

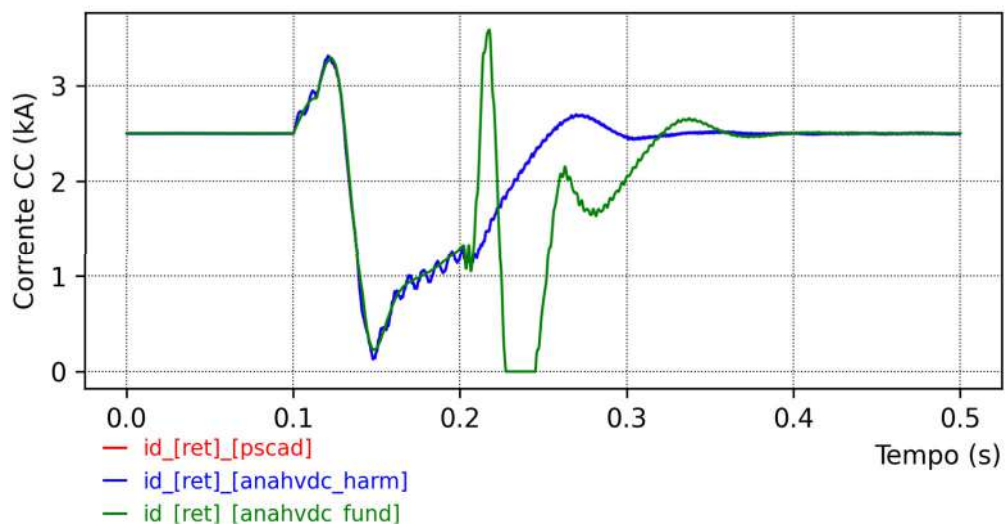


Figura 360 – Comparação CVRMSE. Corrente CC, sistema Zca 12 pulsos.

Neste trabalho um valor de CVRMSE da corrente CC abaixo de 1% será considerado satisfatório para validação do modelo proposto.

As curvas azuis dos gráficos da Figura 359 e da Figura 360 são bastante próximas das correspondentes curvas vermelhas. A quantificação dos valores de CVRMSE 0,15%

(Figura 359) e 0,11% (Figura 360) confirmam a avaliação visual qualitativa (“curvas bastante próximas”). A informação quantitativa é útil para comparar quais curvas estão mais próximas de uma referência. Nos casos em que o CVRMSE é baixo (inferior a 1%) a informação qualitativa visual já indica a boa aderência entre os resultados. Nas comparações ao longo do texto da tese, quando existe uma completa superposição visual entre as curvas comparadas será adotado o termo “coincidente” e quando as curvas forem muito próximas (CVRMSE inferior a 1%) será adotado o termo “equivalente” para caracterização objetiva dessas condições.

Para as curvas verdes o CVRMSE, acima de 1%, mostra que não existe uma boa aderência entre as curvas e a referência. Além disso permite quantificar pelo CVRMSE que a curva da Figura 359 (4,85%) se aproxima bem mais da referência do que a curva da Figura 360 (26,20%), o que também é consistente com a avaliação visual qualitativa.

Anexo III

1. Sistema teste utilizado para validação do modelo de elo CCAT com harmônicos – Ponte de 6 pulsos

O sistema é composto por um elo CCAT com conversoras de 6 pulsos conectadas por um circuito RL representando a rede CC, conforme mostrado na Figura 361. Os sistemas CA, retificador e inversor, são formados por fontes ideais trifásicas conectadas diretamente as barras terminais das conversoras. As fontes possuem além da componente fundamental de 60 Hz, uma componente de 5º harmônico de sequência negativa e uma componente de 7º harmônico somente nas fases *a* e *b*.

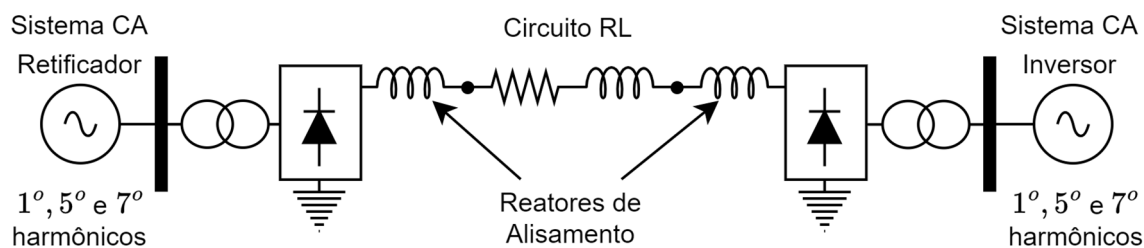


Figura 361 – Sistema teste para validação do modelo fasorial harmônico do elo.

A Tabela 15 apresenta os dados do sistema.

Tabela 15 – Dados do sistema.

Parâmetro	Retificador	Inversor
Tensão CA nominal	500 kV	500 kV
Tensão CC nominal	600 kV	600 kV
Corrente CC nominal	2,625 kA	2,625 kA
Potência trifásica do transformador	1860,8 MVA	1721,6 MVA
Tensão base fase-fase do secundário do transformador	501,2 kV	463,8 kV
Reatância de dispersão do	0,15 pu	0,15 pu

Parâmetro	Retificador	Inversor
transformador (pu na base de potência do transformador)		
Ângulos nominais	$\alpha = 15^\circ$	$\gamma = 35^\circ$
Resistência do reator de alisamento	0,05 Ω	300 mH
Indutância do reator de alisamento	0,15 Ω	350 mH
Resistência da linha CC	17,2 Ω	
Indutância da linha CC	2108 mH	

Em condições normais de operação o sistema de controle do retificador é responsável pelo controle da corrente CC enquanto o controle do inversor opera saturado mantendo o ângulo de extinção mínimo. O sistema de controle do retificador é composto pelo CCA (*Current Control Amplifier*) e pelo VDCOL (*Voltage Dependent Current Order Limiter*). O CCA é usado para controlar o ângulo de disparo do conversor tanto em regime permanente como em transitórios, e a função do VDCOL é de reduzir a referência de corrente quando existe uma redução na tensão CC prevenindo um alto consumo de potência reativa. A Figura 362 apresenta o diagrama de controle do retificador.

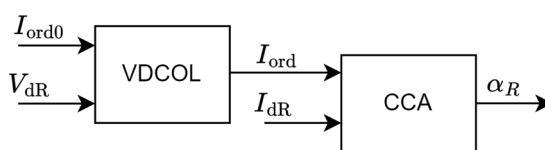


Figura 362 – Diagrama de controle do retificador (CCA e VDCOL).

O sistema de controle do inversor é composto pelo CCA, VDCOL e pelo controle de γ_{min} ou α_{max} . A Figura 363 apresenta o diagrama de controle do inversor.

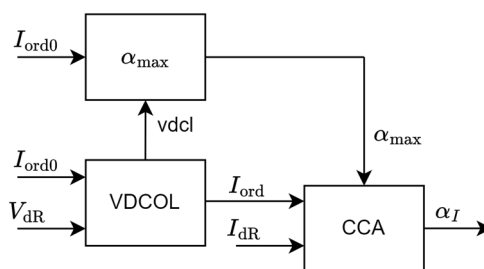


Figura 363 – Diagrama de controle do inversor (CCA, VDCOL e α_{max}).

A seguir é apresentado a descrição do sistema no formato do programa PSCAD/EMTDC e do programa AnaHVDC.

1.1. Descrição do sistema no PSCAD

A Figura 364 apresenta uma visão geral do sistema. Foi utilizada a funcionalidade de módulo do PSCAD/EMTDC para representação de cada parte do sistema, facilitando seu entendimento e manuseio.

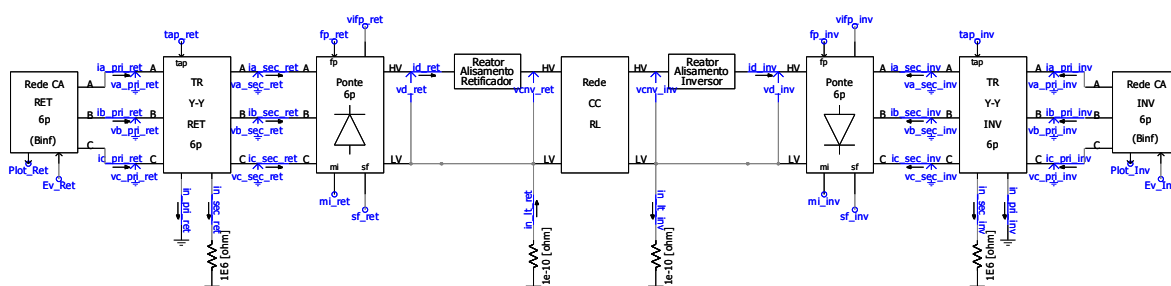


Figura 364 – Sistema representado no PSCAD/EMTDC.

A Figura 365 apresenta a rede CA do lado do retificador. Uma fonte CA controlada de 500 kV, 60 Hz e 20 graus de defasagem na fase *a*, com 5° e 7° harmônicos. Cabe destacar que o 7° harmônico está presente somente nas fases *a* e *b* tornando o sistema desbalanceado. A Figura 366 apresenta a rede CA do lado do inversor. A Figura 367 apresenta os valores dos componentes utilizados na rede CC e nos reatores de alisamento.

A Figura 368 mostra os módulos de controle utilizados no retificador, mais especificamente, o CCA (Figura 370) e o VDCOL (Figura 369).

A Figura 371 mostra os módulos de controle utilizados no inversor. As malhas de controle do VDCOL e do CCA são as mesmas utilizadas no controle do retificador. Os ajustes de cada malha podem ser obtidos, respectivamente, na Figura 372 e na Figura 373.

A Figura 374 mostra o detalhamento da malha de controle utilizada para o cálculo do ângulo máximo de disparo. A Figura 375 apresenta a malha de GAMMA-KICK utilizada para aumentar transitoriamente o valor do ângulo de disparo máximo a partir da atuação do VDCOL ou da detecção de falhas de comutação. Cabe ressaltar que nas simulações realizadas não foi utilizada uma malha de controle para detecção de falhas de comutação.

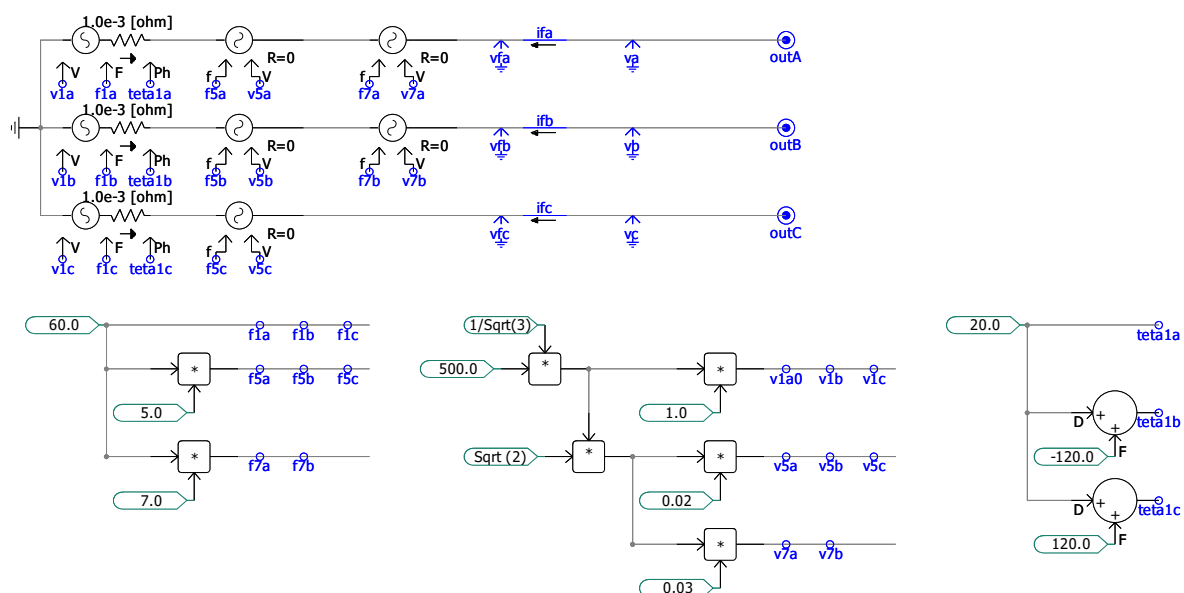


Figura 365 – Rede CA do lado do retificador.

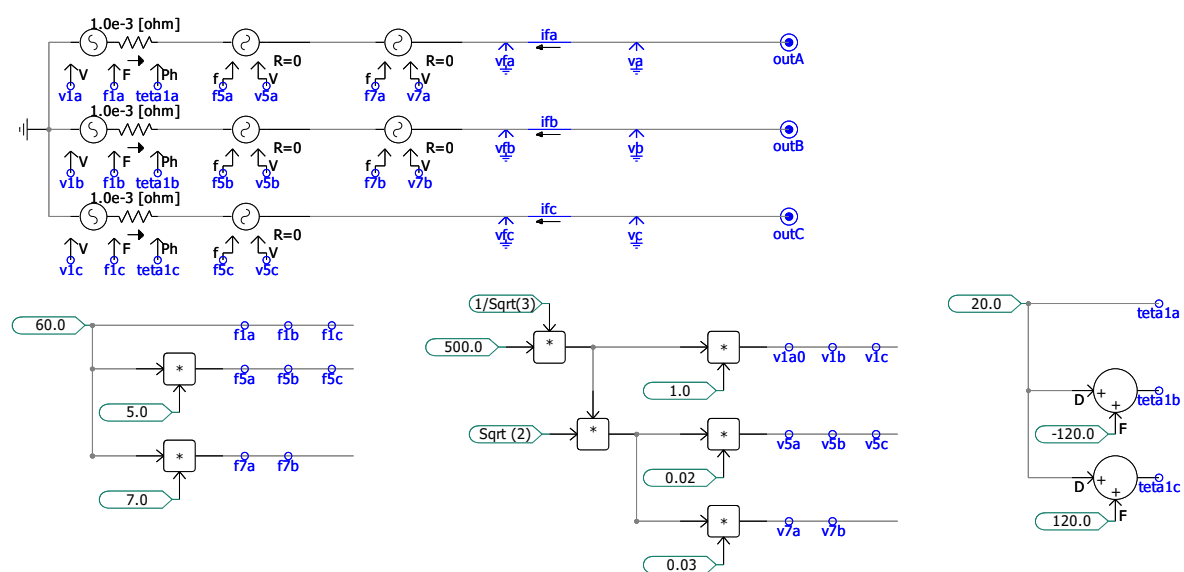


Figura 366 – Rede CA do lado do inversor.

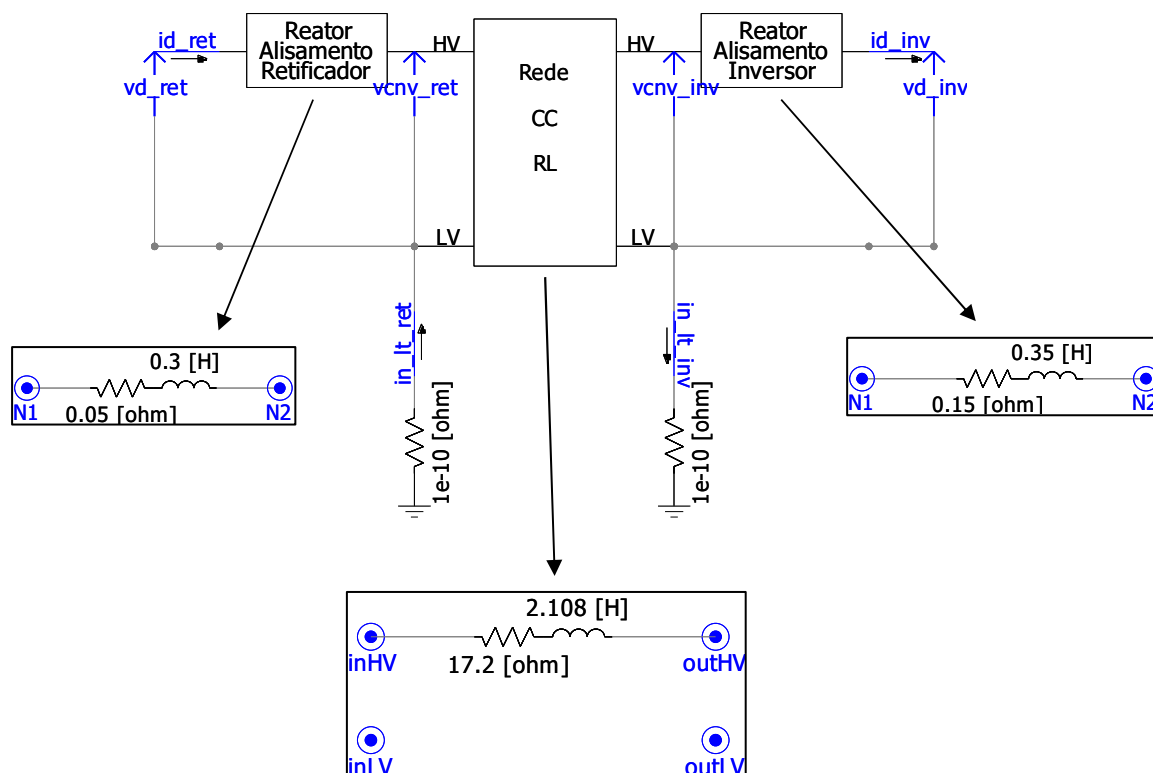


Figura 367 – Rede CC e os reatores de alisamento.

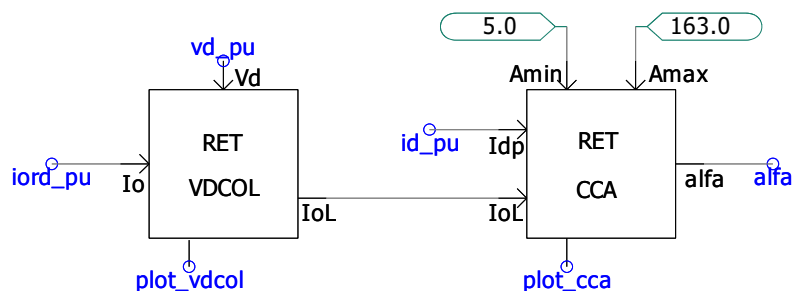


Figura 368 – Módulos do controle do retificador (VDCOL e CCA).

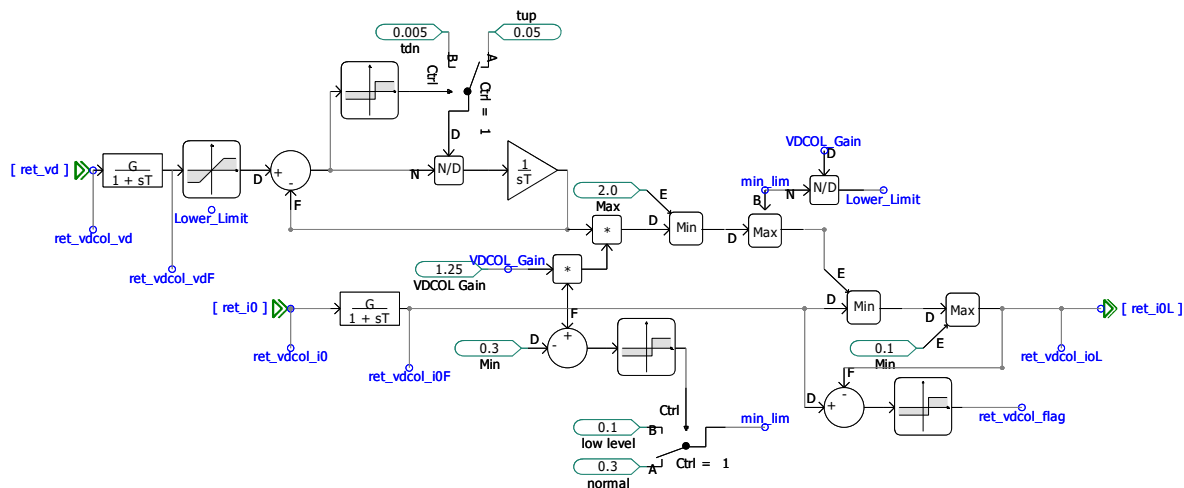


Figura 369 – Detalhamento do VDCOL (retificador).

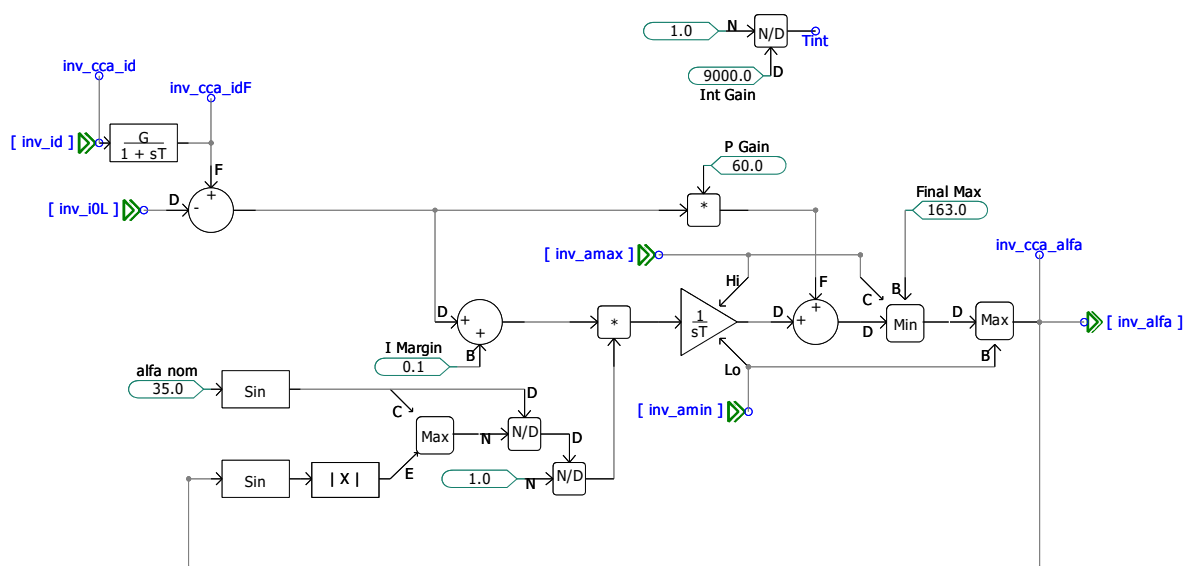


Figura 373 – Detalhamento do CCA (inversor).

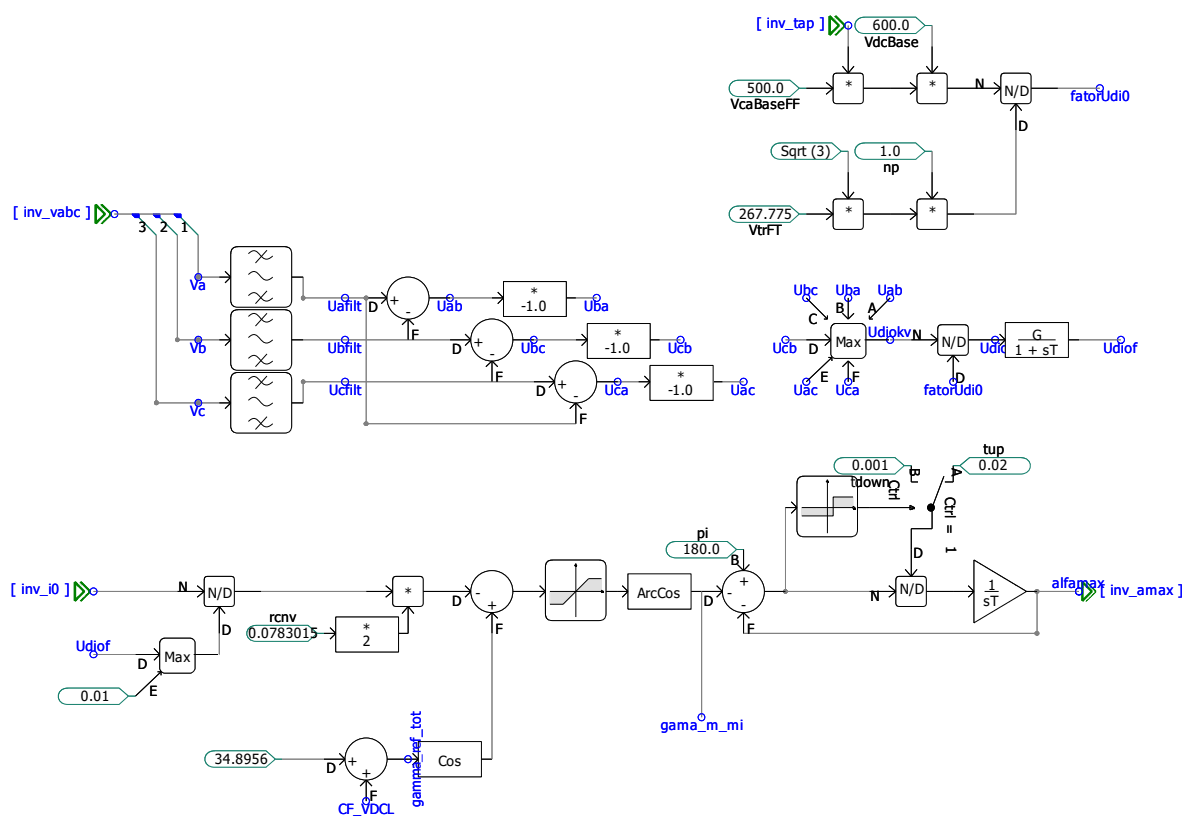


Figura 374 – Detalhamento do α_{max} (inversor).

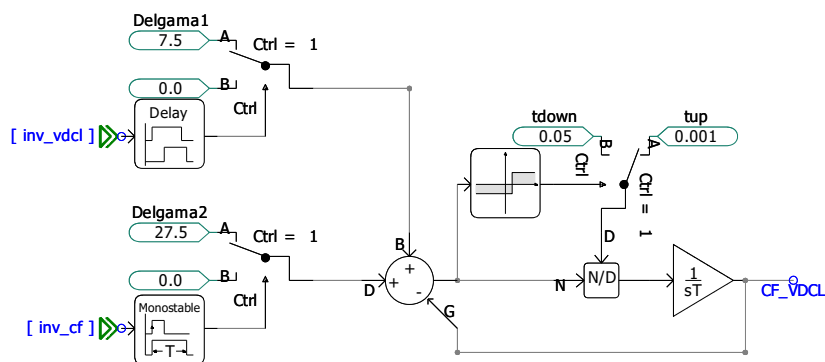


Figura 375 – Detalhamento de GAMMA-KICK.

Para fins de comparação com o AnaHVDC foram criadas duas malhas de medição no PSCAD/EMTDC: uma para cálculo das funções de chaveamento (Figura 376) e outra para cálculo dos ângulos de comutação (Figura 377).

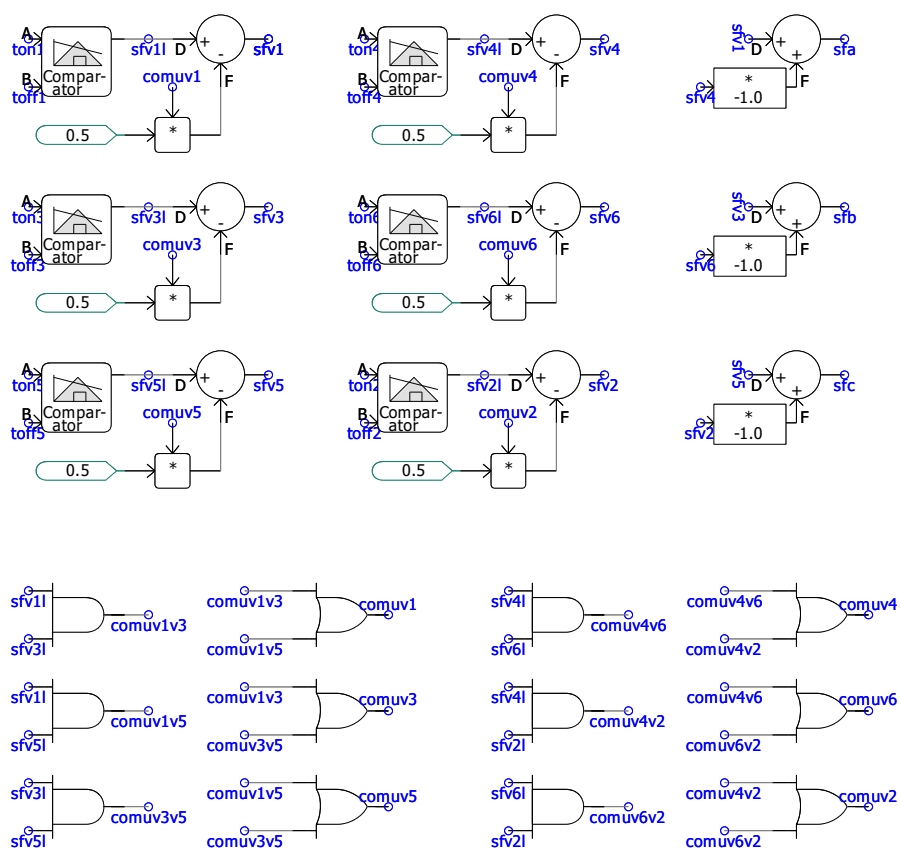


Figura 376 – Cálculo das funções de chaveamento.

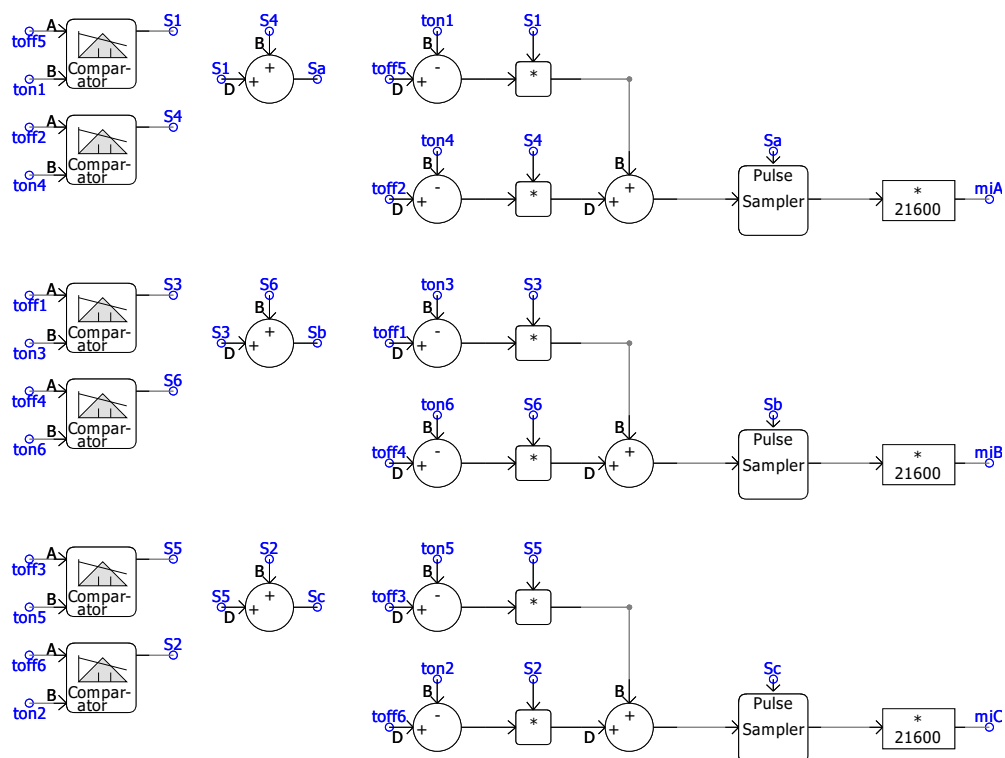


Figura 377 – Cálculo do ângulo de comutação.

1.2. Descrição do sistema no AnaHVDC

A seguir é apresentado o arquivo de dados do programa AnaHVDC:

Arquivo AHV

```

DSTB
'..\bdados\HVDC_6p_Harm_Binf_RL_RetCca_InvCca.stb'
DANA
'..\bdados\HVDC_6p_Harm.ana'
DHARM
(hstep) (hmax)
    6    7
FIM
DCVTAD
(cnv) (pulses) (bridges) (kppll ) (kipll ) (exttime ) (hmaxDc) (hstepDc)
    1      6      1      200.      20.      555e-6      48      2
    2      6      1      100.      20.      555e-6      48      2
(hmaxAc) (hstepAc) (hmaxDc0) (CorTap) (TolTap)
    49      2      48      0      1e-6
    49      2      48      0      1e-6
FIM
DFONHARM
(busid) (nc) (value) (angle) (harm) (seq)
    7    10    0.02    20      5      2
    7    10    0.03    25      7      A
    7    10    0.03   -95      7      B
    8    10    0.02    20      5      2
    8    10    0.03    25      7      A
    8    10    0.03   -95      7      B
FIM
DSIM
(step) (maxtime) (period) (tolerr) (maxiter) (flushtime)
10e-6    0.50      1      1e-08      40      0.0001
FIM
DPLT
('          label          ') (mode) (device) (variable) (id1) (id2) (id3) (Seq) (factor)
'vd_[ret]'          INST    CONV    VDC          1          600

```

'vcnv_[ret]'	INST	CONV	VCNV	1				600
(' label ')	(mode)	(device)	(variable)	(id1)	(id2)	(id3)	(Seq)	(factor)
'vd_[inv]'	INST	CONV	VDC	2				-600
'vcnv_[inv]'	INST	CONV	VCNV	2				-600
'id_[ret]'	INST	CONV	IDC	1				2.625
'id_[inv]'	INST	CONV	IDC	2				2.625
'vf_a_[ret]'	INST	BUS	VOLT	7		A		408.24829
'vf_b_[ret]'	INST	BUS	VOLT	7		B		408.24829
'vf_c_[ret]'	INST	BUS	VOLT	7		C		408.24829
'v_a_[ret]'	INST	BUS	VOLT	7		A		408.24829
'v_b_[ret]'	INST	BUS	VOLT	7		B		408.24829
'v_c_[ret]'	INST	BUS	VOLT	7		C		408.24829
'vf_a_[inv]'	INST	BUS	VOLT	8		A		408.24829
'vf_b_[inv]'	INST	BUS	VOLT	8		B		408.24829
'vf_c_[inv]'	INST	BUS	VOLT	8		C		408.24829
'v_a_[inv]'	INST	BUS	VOLT	8		A		408.24829
'v_b_[inv]'	INST	BUS	VOLT	8		B		408.24829
'v_c_[inv]'	INST	BUS	VOLT	8		C		408.24829
'alfa_[ret]'	INST	CONV	ALPHA	1				
'alfa_[inv]'	INST	CONV	ALPHA	2				
'teta_pll_[ret]'	INST	CONV	TPLL	1				
'teta_pll_[inv]'	INST	CONV	TPLL	2				
'ipri_a_[ret]'	INST	CONV	IAC	1		A		0.163299316
'ipri_b_[ret]'	INST	CONV	IAC	1		B		0.163299316
'ipri_c_[ret]'	INST	CONV	IAC	1		C		0.163299316
'isec_a_[ret]'	INST	CONV	IACY	1		A		2.625
'isec_b_[ret]'	INST	CONV	IACY	1		B		2.625
'isec_c_[ret]'	INST	CONV	IACY	1		C		2.625
'ipri_a_[inv]'	INST	CONV	IAC	2		A		0.163299316
'ipri_b_[inv]'	INST	CONV	IAC	2		B		0.163299316
'ipri_c_[inv]'	INST	CONV	IAC	2		C		0.163299316
'isec_a_[inv]'	INST	CONV	IACY	2		A		2.625
'isec_b_[inv]'	INST	CONV	IACY	2		B		2.625
'isec_c_[inv]'	INST	CONV	IACY	2		C		2.625
'mi_a_[ret]'	INST	CONV	MI	1		A		
'mi_b_[ret]'	INST	CONV	MI	1		B		
'mi_c_[ret]'	INST	CONV	MI	1		C		
'mi_a_[inv]'	INST	CONV	MI	2		A		
'mi_b_[inv]'	INST	CONV	MI	2		B		
'mi_c_[inv]'	INST	CONV	MI	2		C		
'sf_a_[ret]'	INST	CONV	SF	1		A		
'sf_b_[ret]'	INST	CONV	SF	1		B		
'sf_c_[ret]'	INST	CONV	SF	1		C		
'sf_a_[inv]'	INST	CONV	SF	2		A		
'sf_b_[inv]'	INST	CONV	SF	2		B		
'sf_c_[inv]'	INST	CONV	SF	2		C		
'falha_[inv]'	INST	CONV	FLCC	2				
'vdccl_vd_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	9002			
'vdccl_vdF_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	101			
'vdccl_i0_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	9004			
'vdccl_i0F_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	112			
'vdccl_flag_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	132			
'vdccl_i0L_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	110			
'cca_id_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	9001			
'cca_idF_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	201			
'cca_alfa_[ret]'	INST	UDC	VUDC	1011	220			
'vdccl_vd_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	9003			
'vdccl_vdF_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	101			
'vdccl_i0_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	9004			
'vdccl_i0F_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	112			
'vdccl_flag_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	131			
'vdccl_i0L_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	110			
'cca_id_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	9001			
'cca_idF_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	201			
'cca_alfa_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	221			
'amax_udi0_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	304			
'amax_udi0F_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	305			
'amax_gamref_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	312			
'amax_amax_[inv]'	INST	UDC	VUDC	1012	326			

FIM

O código DSTB especifica o arquivo ANATEM que é utilizado para aquisição dos dados dinâmicos do sistema. No código DARQ do arquivo STB também é fornecido o

arquivo SAV do ANAREDE com os dados de sequência positiva do sistema. Os arquivos no formato do programa ANATEM e ANAREDE são apresentados posteriormente.

```
DSTB
'..\_bdados\HVDC_6p_Harm_Binf_RL_RetCca_InvCca.stb'
```

O código DANA especifica o arquivo ANAFAS que é utilizado para leitura dos dados de sequência zero do sistema. O arquivo no formato do programa ANAFAS é apresentado posteriormente

```
DANA
'..\_bdados\HVDC_6p_Harm.ana'
```

O código DHARM permite especificar a faixa harmônica dos fasores CA. Neste exemplo utiliza-se frequência máxima de 7 (hmax) variando de 6 em 6 (hstep). O campo hstep pode ser 6, quando se utiliza apenas os harmônicos característicos ímpares até a ordem 7 (hmax), ou seja, 1, 5 e 7. Mas pode ser também 2 para considerar todos os harmônicos ímpares, ou seja, 1, 3, 5, 7. Para uma ponte de 12 pulsos com hstep=12 e hmax=13 os harmônicos considerados seriam 1, 11 e 13.

```
DHARM
(hstep) (hmax)
      6      7
FIM
```

No código DCVTAD são fornecidos os dados das conversoras. Neste código são fornecidos o número de pulsos da ponte conversora (pulses) que pode ser 6 ou 12 e a quantidade de pontes ligadas em série (bridges). O ganho proporcional (kppll) e integral (kipll) do PLL também são fornecidos neste código, além do tempo de extinção das válvulas (exttime).

O código DCVTAD permite especificar a faixa harmônica dos fasores CC da conversora, utilizados no cálculo da tensão CC. Neste exemplo utiliza-se frequência máxima de 48 (hmaxDc) variando de 2 em 2 (hstepDc). Também é especificada a faixa harmônica dos fasores CA da conversora, utilizados no cálculo da corrente CA. Neste exemplo utiliza-se frequência máxima de 49 (hmaxAc) variando de 2 em 2 (hstepAc).

Os valores de tensão, módulo e ângulo, lidos do ponto de operação fornecido pelo ANAREDE são utilizados para inicializar os fasores fundamentais do AnaHVDC. Contudo é necessária a inicialização dos fasores harmônicos CA e CC. O campo (hmaxDc0) define o harmônico CC máximo que será utilizado no processo de inicialização dos fasores CC


```

(No) O ( V ) ( P ) ( Identificacao ) M E
1      600. 1575. ELO CC                      N L
99999
DCBA
(No) O TP( Nome ) Gl( Vd) ( Rs)(Elo
10    1+RET+ELO01      600.                      1
20    +INV+ELO01      557.                      1
30    ONEU0ELO01R      0.                        1
40    ONEU0ELO01I      0.                        1
99999
DCLI
(De) O (Pa)Nc P ( R ) ( L ) (Cn)
10    20 1 F 17.2 2108.
99999
DCNV
(No) O (CA ) (CC) (EL) T p (Ino) (Xc ) (Vfs) (Snt) (Rra) (Lra) (CCC) Fr
1      7 10 30 R 2 2625. 15. 250.6 930.4 .05 300.
2      8 20 40 I 2 2625. 15. 231.9 860.8 .15 350.
99999
DCCV
(No) O FMC (Vsp) (Marg (IMax (Dsp) (Dtn) (Dtm) (Tmn) (Tmx) (S (Vmn (Tmh) (Ttr)
1      C 2500. .1E-5 15. 5. 84.99 .925 1.25 975 1.237 1.
2      F C 2500. 10. 40. 35. 35. 72.74 .8 1.25 975 1.237 1.
99999
DGBT
(G ( kV)
F 500.
99999
FIM

```

1.4. Dados de sequência zero no formato do programa ANAFAS

Arquivo ANA: “HVDC_6p_Harm.ana”

```

TIPO
A 1
TITU
Sistema Teste SCR Inv 3.1 (repres. bipolar) - Referencia senoidal
DBAR
(NB CEM BN VPRES ANG VBAS DISJUN DDMMAAADDMMAAAA IA SA F
(-----= -----= -----= -----= -----= -----= -
7 Barra7 1000-70. 500 1
8 Barra8 1000-70. 500 2
99999
DCIR
(BF CE BT NCT R1 X1 R0 X0 CN S1_PgS0_Qg TAP TB TCIA DEFE KM CD RNDE XNDE CP
(-----= -----= -----= -----= -----= -----= -----=
0 7 10G 1e-8 0. 1e-8 0. 1
0 8 10G 1e-8 0. 1e-8 0. 1
99999
DARE
(NN C NOME
(-- = -----=
1 * AREA 1 *
2 * AREA 2 *
99999

```

1.5. Dados dinâmicos no formato do programa ANATEM

Arquivo STB: “HVDC_6p_Harm_Binf_RL_RetCca_InvCca.stb”

```

(=====
( ASSOCIACAO DE ARQUIVOS
(=====
DARQ
(Tipo) (C) ( Nome do Arquivo
OUT      HVDC_6p_Harm_Binf_RL_RetCca_InvCca(anatem).out
PLT      HVDC_6p_Harm_Binf_RL_RetCca_InvCca(anatem).plt
LOG      HVDC_6p_Harm_Binf_RL_RetCca_InvCca(anatem).log
SAV      9 HVDC_6p_Harm.sav
BLT      MODELS.BLT
CDU      HVDC.CDU
999999
(=====
( ASSOCIACAO DE MAQUINAS COM MODELOS
(=====
DMAQ
( Nb)   Gr (P) (Q) Und ( Mg ) ( Mt )u( Mv )u( Me )u(Xvd)(Nbc)
  7    10      1   100
  8    10      1   100
999999
(=====
( DADOS DE CONVERSORES E ASSOCIACAO DE CONVERSORES AOS CONTROLES
(=====
DCNV
(Nc)    (Gkb) (Amn) (Amx) (Gmn) ( Mc )u( S1 )u( S2 )u( S3 )u( S4 )u(tap )u
  1      5. 163.    1011u
  2      90.      17. 1012u
999999
(=====
( DADOS DE FALHA AUTOMATICA DE COMUTACAO
(=====
DFCM
(Nm) (Vfc) (Gfc) (Thd)
  2      14.1 0.016 ( POLO 1 )
999999
(=====
( INDUTANCIAS DE LINHAS CC
(=====
DCLI
(De)    (Pa)Nc      ( L ) ( C ) T
(0 -> RL
(1 -> T
(2 -> PI
(3 -> Berg
  10      20 1      2108. 32.87 0
999999
FIM

```

Arquivo BLT: “MODELS.BLT”

```

(=====
( MODELOS DE GERADOR TIPO BARRA INFINITA
(=====
DMDG MD01
(No) O (L'd) (Ra ) ( H ) ( D ) (MVA) Fr
0100      60
(
999999
FIM

```


Arquivo CDU: "HVDC.CDU"

```

(
(=====
( MODELOS DE CONTROLES DE CONVERSORES
(=====
(
DCDU
(
(ncdu) ( nome cdu )
    1011 ret-cca+vdcl
(-----
(EFPAR (npar) (      valpar      )
(-----
defpar #TvdC          0.00531
defpar #TidC          0.003184
defpar #Tiord         0.001
defpar #vdcmx         1.1
defpar #vdclg         1.25      2.5
defpar #Tx105         1.0
defpar #Tup           0.05
defpar #Tdown         0.005
defpar #x105n         -2.0
defpar #x105x         2.0
defpar #iordn         0.1
defpar #x116          0.3
defpar #zero          0.0
defpar #um            1.0
defpar #x120          0.1
defpar #x121          0.3
defpar #x124          2.0
defpar #alfnm         35.0
defpar #imarg         0.0
defpar #Tint          0.0001111111111
defpar #alfam         5.0
defpar #alfax         163.0
defpar #Pgain         90.0
defpar #cnt1          0.01
(
(-----
(DEFVA (stip) (vdef) ( dl )
(-----
defval var      iord  idc
defval          iordmn #iordn
defval          vdcmx  #vdcmx
defval          x105mn #x105n
defval          x105mx #x105x
defval          vdclg  #vdclg
defval          x116   #x116
defval          zero   #zero
defval          um     #um
defval          x120   #x120
defval          x121   #x121
defval          x124   #x124
defval          tup    #Tup
defval          tdown  #Tdown
defval          alfnmg #alfnm
defval          imarg  #imarg
defval          alfam  #alfam
defval          alfax  #alfax
defval          idcerr 0.0
defval          cnt1   #cnt1
(
(-----
(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----
(
(   Medições
(
9001 import ccnv      idc
9002 import vcnv      vdc
9004 entrad          iord
(
(   Valor do tap
(
0003 IMPORT CTAP      x3

```

```

0004 FUNCAO INVRS x3 TapRet
0005 SAIDA TapRet
(
(
VDCOL
(
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0101 ledlag vdc vdcml 1.0 0.0 1.0#Tvdc
0102 limita vdcml vdcml vdcml vdcml vdcml
0103 soma vdcml x103
-x105 x103
0104 divsao x103 x104
x128 x104
0105 proint x104 x105 1.0 0.0#Tx105 x105mn x105mx
0106 multpl x105 x106
x115 x106
0107 min x106 x107
x124 x107
0108 max x107 x108
x122 x108
0109 min x108 x109
iordm x109
0110 max x109 iordl
iordmn iordl
(
0112 ledlag iord iordm 1.0 0.0 1.0#Tiord
0113 entrad iordmn
0114 entrad vdcclg
0115 multpl vdcclg x115
iordm x115
0116 entrad x116
0117 soma iordm x117
-x116 x117
0118 entrad zero
0119 compar .gt. x117 x119
zero x119
0120 entrad x120
0121 entrad x121
0122 selet2 x120 x122
x121 x122
x119 x122
0123 divsao x122 vdcml
vdcclg vdcml
0124 entrad x124
0125 compar .gt. x103 x125
zero x125
0126 entrad tup
0127 entrad tdown
0128 selet2 tdown x128
tup x128
x125 x128
(
(
Sinal de atuação do VDCOL
(
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0129 soma iordm x129
-iordl x129
0130 entrad cntl
0131 compar .gt. x129 vdccl
cntl vdccl
0132 saida vdccl
(
(
CCA
(
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0201 ledlag idc idcm 1.0 0.0 1.0#Tidc
0202 soma idcm idcerr
-iordl idcerr
0203 entrad imarg
0204 soma idcerr x204
imarg x204
0205 entrad alfnmg
9205 funcao radian alfnmg alfnmr
0206 funcao sin alfnmr x206
0207 funcao sin alfard x207
0208 funcao abs x207 x208
0209 max x206 x209
x208 x209

```

```

0210 divsao      x209  x210
                  x206  x210
0211 entrad      um
0212 divsao      um      x212
                  x210  x212
0213 multpl      x204  x213
                  x212  x213
0214 entrad      alfax
0215 entrad      alfam
0216 proint      x213  x216      1.0      0.0#Tint      alfam  alfax
0217 ganho      idcerr x217      #Pgain
0218 soma        x216  x218
                  x217  x218
0219 min         x218  x219
                  alfax  x219
0220 max         x219  alfagr
                  alfam  alfagr
0221 funcao radian alfagr  alfard
9999 export alfa  alfard
(
FIMCDU
(
(ncdu) ( nome cdu )
  1012 inv-cca-vdcl-amax
)-----
(EFPAR (npar) (      valpar      )
)-----
defpar #Tvdc      0.00531
defpar #Tidc      0.003184
defpar #Tiord     0.001
defpar #vdcmx     1.1
defpar #vdclg     1.25      2.78
defpar #Tx105     1.0
defpar #Tup       0.05
defpar #Tdown     0.005
defpar #x105n     -2.0
defpar #x105x     2.0
defpar #iordn     0.1
defpar #x116      0.3
defpar #zero      0.0
defpar #um        1.0
defpar #x120      0.1
defpar #x121      0.3
defpar #x124      2.0
defpar #alfnm     35.0
defpar #imarg     0.1
defpar #Tint      0.0001111111111
defpar #alfam     100.0
defpar #alfax     163.0
defpar #Pgain     60.0
defpar #cnt1      0.01
(
)-----
(DEFVA (stip) (vdef) ( dl )
)-----
defval var      iord  idc
defval          iordmn #iordn
defval          vdcmx  #vdcmx
defval          x105mn #x105n
defval          x105mx #x105x
defval          vdclg  #vdclg
defval          x116   #x116
defval          zero   #zero
defval          um     #um
defval          x120   #x120
defval          x121   #x121
defval          x124   #x124
defval          tup    #Tup
defval          tdown  #Tdown
defval          alfnmg #alfnm
defval          imarg  #imarg
defval          alfam  #alfam
defval          alfax  #alfax
defval          idcerr 0.0
defval          cnt1   #cnt1
defval var      x216  amax
(

```

```

(-----
(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----
(
(   Medições
(
9001 import ccnv          idc
9002 import vcnv          vdc
9003 funcao menos  vdc  vdc
9004 entrad          iord
(
(   Valor do tap
(
0003 IMPORT CTAP          x3
0004 FUNCAO INVRs  x3  TapInv
0005 SAIDA          TapInv
(
(   VDCOL
(
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0101 ledlag          vdc  vdc  1.0  0.0  1.0#Tvdc
0102 limita          vdc  vdc  1.0  0.0  1.0#Tvdc  vdc  vdc
0103 soma          vdc  x103
          -x105  x103
0104 divsao          x103  x104
          x128  x104
0105 proint          x104  x105  1.0  0.0#Tx105  x105mn  x105mx
0106 multpl          x105  x106
          x115  x106
0107 min          x106  x107
          x124  x107
0108 max          x107  x108
          x122  x108
0109 min          x108  x109
          iord  x109
0110 max          x109  iordl
          iordmn  iordl
(
0112 ledlag          iord  iord  1.0  0.0  1.0#Tiord
0113 entrad          iordmn
0114 entrad          vdc  vdc
0115 multpl          vdc  x115
          iord  x115
0116 entrad          x116
0117 soma          iord  x117
          -x116  x117
0118 entrad          zero
0119 compar .gt.  x117  x119
          zero  x119
0120 entrad          x120
0121 entrad          x121
0122 selet2          x120  x122
          x121  x122
          x119  x122
0123 divsao          x122  vdc  vdc
          vdc  vdc
0124 entrad          x124
0125 compar .gt.  x103  x125
          zero  x125
0126 entrad          tup
0127 entrad          tdown
0128 selet2          tdown  x128
          tup  x128
          x125  x128
(
(   Sinal de atuação do VDCOL
(
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0129 soma          iord  x129
          -iordl  x129
0130 entrad          cntl
0131 compar .gt.  x129  vdc  vdc
          cntl  vdc
(
(   Gama kick - VDCOL
(
(EFPAR (npar) (   valpar   )

```

```

defpar #dgm1          7.5
defpar #tup2          0.001
defpar #tdw2          0.05
defpar #Tx417         1.0
(DEFVA (stip) (vdef) ( dl )
defval      dgm1      #dgm1
defval      tup2      #tup2
defval      tdw2      #tdw2
defval      gmkick    0.0
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0401 entrad          dgm1
0402 dlayof          vdc01 x402      0.20
0410 selet2          zero x410
                        dgm1 x410
                        x402 x410
0411 soma            x410 x411
                        -gmkick x411
0412 compar .gt.     x411 x412
                        zero x412
0413 entrad          tup2
0414 entrad          tdw2
0415 selet2          tdw2 x415
                        tup2 x415
                        x412 x415
0416 divsao          x411 x416
                        x415 x416
0417 proint          x416 gmkick 1.0 0.0#Tx417
(
( Cálculo de Alfa Max
(
(EFPAR (npar) (      valpar      )
defpar #cnt2          0.01
(defpar #cnt3          0.15      (2 dx)
defpar #cnt4          180.0
(defpar #gmref         17.0
defpar #x316m          0.0
defpar #x316x          0.9563
defpar #tup1           0.02
defpar #tdw1           0.001
defpar #Tx326          1.0
defpar #x326m          100.0
defpar #x326x          163.0
(DEFVA (stip) (vdef) ( dl )
defval      cnt2      #cnt2
(defval      cnt3      #cnt3
defval      cnt4      #cnt4
(defval      gmref     #gmref
defval      x316m     #x316m
defval      x316x     #x316x
defval      tup1      #tup1
defval      tdw1      #tdw1
defval      x326m     #x326m
defval      x326x     #x326x
defval var      amax   alfagr
( Parâmetros do filtro passa média
(EFPAR (nome) (      valor      )
( p1.s/(1+p2.s+p3.s^2) onde p1=1/wc; p2=2.csi/wc; p3= 1/wc^2, sendo wc = 2.pi.60 e csi=0.5
DEFPAR #p1      0.0026525823848649
DEFPAR #p2      0.0026525823848649
DEFPAR #p3      7.036193308496e-06
(
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
8001 import va      Va
8002 import vb      Vb
8003 import vc      Vc
0009 POL(S)          Va      Vaf      #p1
                                #p2      1.0
0010 POL(S)          Vb      Vbf      #p1
                                #p2      1.0
0011 POL(S)          Vc      Vcf      #p1
                                #p2      1.0
0012 SOMA            Vaf      Vab
                        -Vbf      Vab
0013 SOMA            Vbf      Vbc
                        -Vcf      Vbc
0014 SOMA            Vcf      Vca
                        -Vaf      Vca

```

```

0015 FUNCAO MENOS Vab Vba
0016 FUNCAO MENOS Vbc Vcb
0017 FUNCAO MENOS Vca Vac
0018 MAX Vab Vffmx
      Vba Vffmx
      Vbc Vffmx
      Vcb Vffmx
      Vca Vffmx
      Vac Vffmx
(EFPAR (nome) ( valor )
(inverso da raiz de 3
DEFPAR #invr3 0.577350269189626
DEFPAR #pi 3.141592653589793
DEFPAR #Tf 0.005
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0019 GANH Vffmx Vftmx #invr3
0024 FRACAO Vftmx Vftm #pi 3.0
0025 IMPORT VOLT Vt0
0026 IMPORT FLINST Flag
0027 SELET2 Vt0 v
      Vftm v
      Flag v
(
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0301 import volt v RSQUAD
0302 import cnvk k
0303 import ctap a
0399 IMPORT RCNV RC
0304 multpl k udio
      a udio
      v udio
0305 ledlag udio udiof 1.0 0.0 1.0 0.005
0306 entrad cnt2
0307 max udiof x307
      cnt2 x307
0308 divsao iordm x308
      x307 x308
(0309 entrad cnt3
0309 ganho RC dx12 2.0
0310 multpl x308 x310
      dx12 x310
( cnt3 x310
0311 entrad gmref
0312 soma gmref gmtot
      gmkick gmtot
0313 funcao radian gmtot gmrads
0314 funcao cos gmrads x314
0315 soma -x310 x315
      x314 x315
0316 limita x315 x316 x316m x316x
0317 funcao acos x316 x317
0318 funcao degree x317 x318
0319 entrad cnt4
0320 soma -x318 x320
      -amax x320
      cnt4 x320
0321 compar .gt. x320 x321
      zero x321
0322 entrad tup1
0323 entrad tdw1
0324 selet2 tdw1 x324
      tup1 x324
      x321 x324
0325 divsao x320 x325
      x324 x325
0326 print x325 amax 1.0 0.0#Tx326 x326m x326x
(
( CCA
(
(nb)i(tipo)o(stip)s(vent) (vsai) ( p1 ) ( p2 ) ( p3 ) ( p4 ) (vmin) (vmax)
0201 ledlag idc idcm 1.0 0.0 1.0#Tidc
0202 soma idcm idcerr
      -iordl idcerr
0203 entrad imarg
0204 soma idcerr x204
      imarg x204
0205 entrad alfnmg

```

```

9205 funcao radian alfnmg alfnmr
0206 funcao sin alfnmr x206
0207 funcao sin alfard x207
0208 funcao abs x207 x208
0209 max x206 x209
      x208 x209
0210 divsao x209 x210
      x206 x210
0211 entrad um
0212 divsao um x212
      x210 x212
0213 multpl x204 x213
      x212 x213
0215 entrad alfam
0216 proint x213 x216 1.0 0.0#Tint alfam amax
0217 ganho idcerr x217 #Pgain
0218 soma x216 x218
      x217 x218
0219 min x218 x219
      amax x219
      alfax x219
0220 max x219 x220
      alfax x220
0214 entrad alfax
0221 min x220 alfagr
      alfax alfagr
0222 funcao radian alfagr alfard
9999 export alfa alfard
FIMCDU
(
9999999
(
FIM

```

2. Sistema teste utilizado para validação do modelo de elo CCAT com harmônicos – Ponte de 12 pulsos

O sistema é composto por um elo CCAT com conversoras de 12 pulsos conectadas por um circuito RL representando a rede CC, conforme mostrado na Figura 361. Os sistemas CA, retificador e inversor, são formados por fontes ideais trifásicas conectadas diretamente as barras terminais das conversoras. As fontes possuem além da componente fundamental de 60 Hz, uma componente de 11º harmônico de sequência negativa e uma componente de 13º harmônico somente nas fases *a* e *b*.

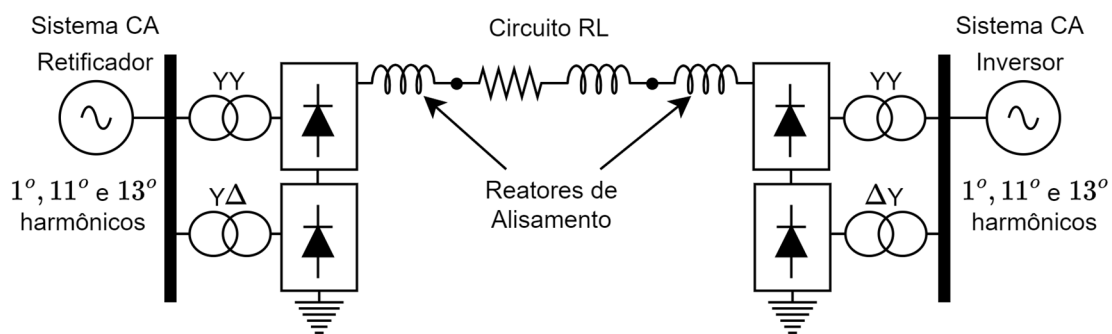


Figura 378 – Sistema teste para validação do modelo fasorial harmônico do elo.

A Tabela 15 apresenta os dados do sistema.

Tabela 16 – Dados do sistema.

Parâmetro	Retificador	Inversor
Tensão CA nominal	500 kV	500 kV
Tensão CC nominal	600 kV	600 kV
Corrente CC nominal	2,625 kA	2,625 kA
Potência trifásica do transformador YY	930,4 MVA	860,8 MVA
Tensão base fase-fase do secundário do transformador YY	250,6 kV	231,9 kV
Potência trifásica do transformador YΔ	930,4 MVA	860,8 MVA
Tensão base fase-fase do secundário do transformador YΔ	250,6 kV	231,9 kV
Reatância de dispersão do transformador (pu na base de potência do transformador)	0,15 pu	0,15 pu
Ângulos nominais	$\alpha = 15^\circ$	$\gamma = 35^\circ$
Resistência do reator de alisamento	0,05 Ω	300 mH
Indutância do reator de alisamento	0,15 Ω	350 mH
Resistência da linha CC	17,2 Ω	
Indutância da linha CC	2108 mH	

O sistema de controle é o mesmo apresentado no item 1 deste Anexo e por este motivo não será detalhado aqui.

A seguir é apresentado a descrição do sistema no formato do programa PSCAD/EMTDC e do programa AnaHVDC. É apresentado apenas as diferenças em relação ao sistema de 6 pulsos apresentado no item 1.

2.1. Descrição do sistema no PSCAD

A Figura 364 apresenta uma visão geral do sistema. Foi utilizada a funcionalidade de módulo do PSCAD/EMTDC para representação de cada parte do sistema, facilitando seu entendimento e manuseio.

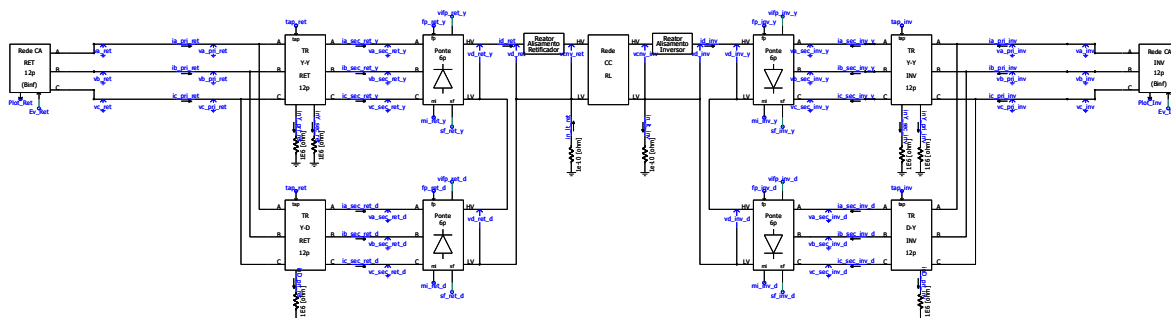


Figura 379 – Sistema representado no PSCAD/EMTDC.

A Figura 380 apresenta a rede CA do lado do retificador. Uma fonte CA controlada de 500 kV, 60 Hz e 20 graus de defasagem na fase *a*, com 11° e 13° harmônicos. Cabe destacar que o 13° harmônico está presente somente nas fases *a* e *b* tornando o sistema desbalanceado. A Figura 381 apresenta a rede CA do lado do inversor.

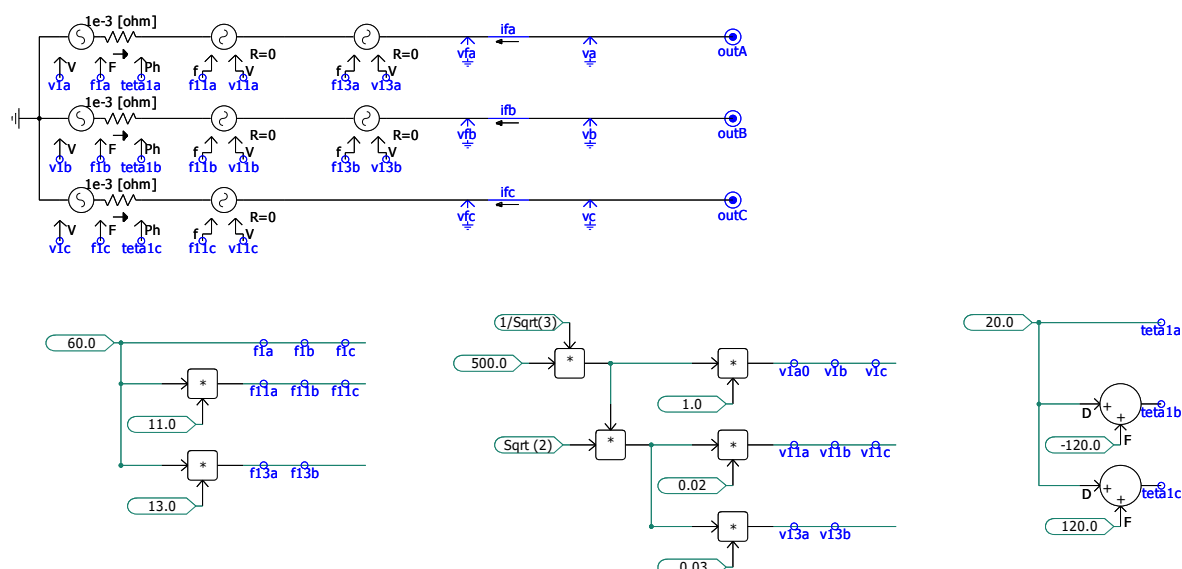


Figura 380 – Rede CA do lado do retificador.

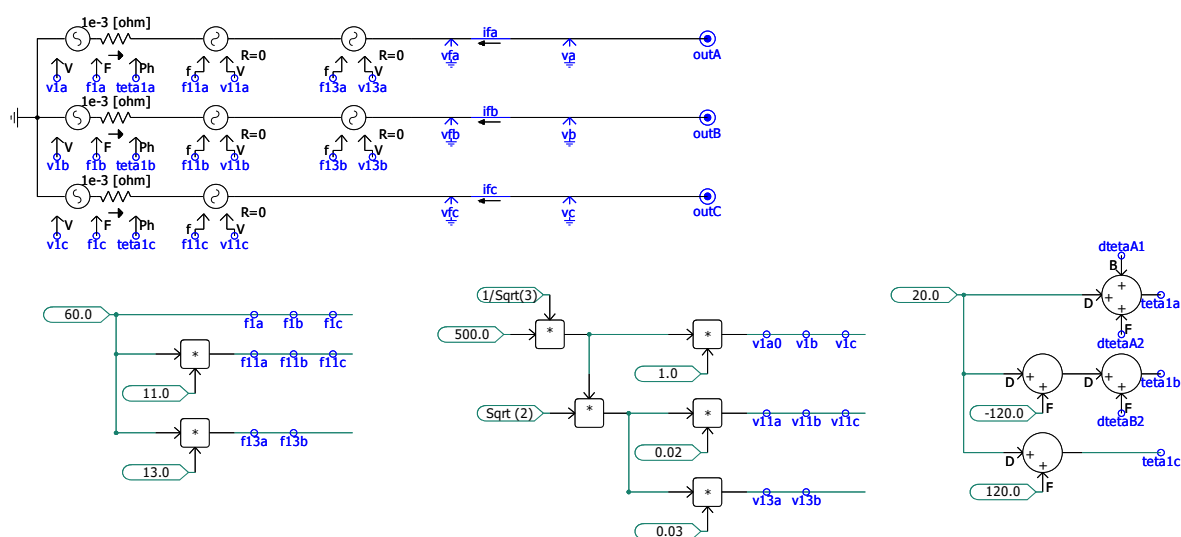


Figura 381 – Rede CA do lado do inversor.

2.2. Descrição do sistema no AnaHVDC

A seguir é apresentado o arquivo de dados do programa AnaHVDC mostrando apenas o que precisa ser modificado para representação da ponte de 12 pulsos.

Arquivo AHV

```

DHARM
(hstep) (hmax)
12      13
FIM
DCVTAD
(cnv) (pulses) (bridges) (kpp11) (kip11) (exttime) (hmaxDc) (hstepDc)
1      12      1      200.    20.    555e-6    48      2
2      12      1      100.    20.    555e-6    48      2
(hmaxAc) (hstepAc) (hmaxDc0) (CorTap) (TolTap)
49      2      48      0      1e-6
49      2      48      0      1e-6
FIM
DFONHARM
(busid) (nc) (value) (angle) (harm) (seq)
7      10    0.02    20     11     2
7      10    0.03    25     13     A
7      10    0.03    -95    13     B
(Para teste da falha de comutação
8      10    0.02    20     11     2
8      10    0.03    25     13     A
8      10    0.03    -95    13     B
FIM

```

O código DHARM permite especificar a faixa harmônica dos fasores CA. Neste exemplo utiliza-se frequência máxima de 13 (hmax) variando de 12 em 12 (hstep).

```

DHARM
(hstep) (hmax)
12      13
FIM

```

No código DCVTAD é necessário alterar apenas o número de pulsos da ponte conversora (pulses) de 6 para 12.

DCVTAD									
(cnv)	(pulses)	(bridges)	(kpp11)	(kip11)	(exttime)	(hmaxDc)	(hstepDc)		
1	12	1	200.	20.	555e-6	48	2		
2	12	1	100.	20.	555e-6	48	2		
(hmaxAc)	(hstepAc)	(hmaxDc0)	(CorTap)	(TolTap)					
49	2	48	0	1e-6					
49	2	48	0	1e-6					
FIM									

2.3. Dados de sequência positiva no formato do programa ANAREDE

Não precisa de nenhuma modificação em relação aos dados apresentados no item 1 deste Anexo.

2.4. Dados de sequência zero no formato do programa ANAFAS

Não precisa de nenhuma modificação em relação aos dados apresentados no item 1 deste Anexo.

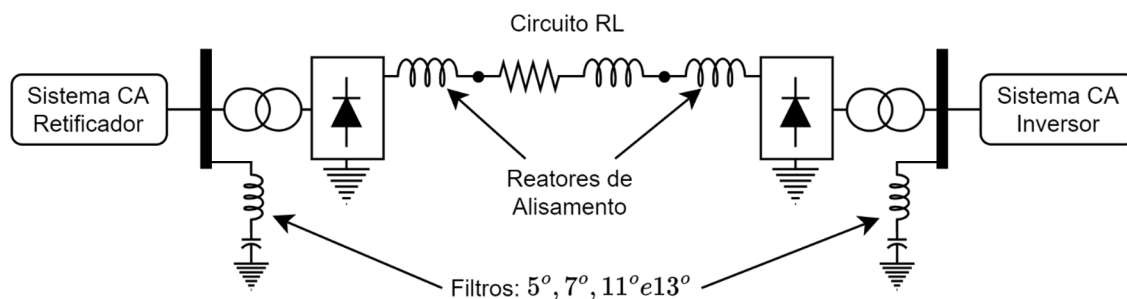
2.5. Dados dinâmicos no formato do programa ANATEM

Não precisa de nenhuma modificação em relação aos dados apresentados no item 1 deste Anexo.

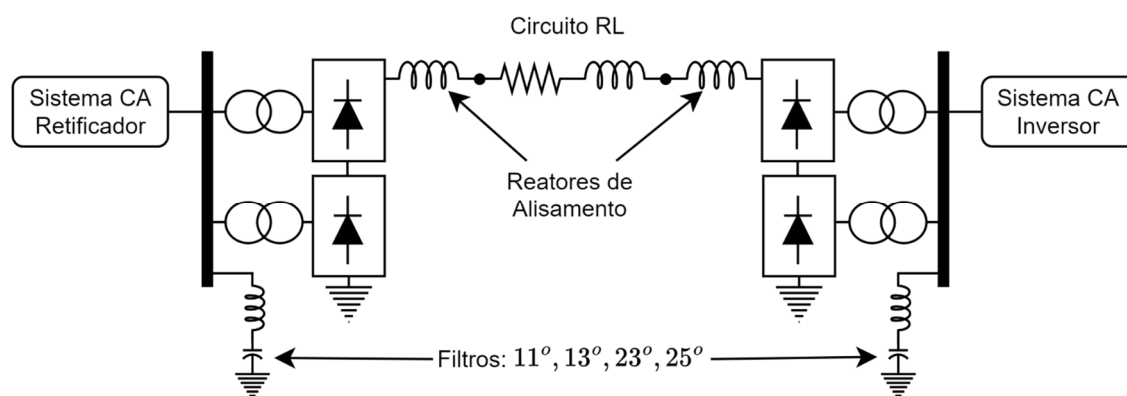
3. Sistema Zca

O sistema consiste em um elo CCAT composto por conversoras de 6 ou 12 pulsos conectadas por um circuito RL, ou uma LT de Bergeron, representando uma rede CC, conforme apresentado na Figura 382. Reatores de alisamento são utilizados entre as pontes

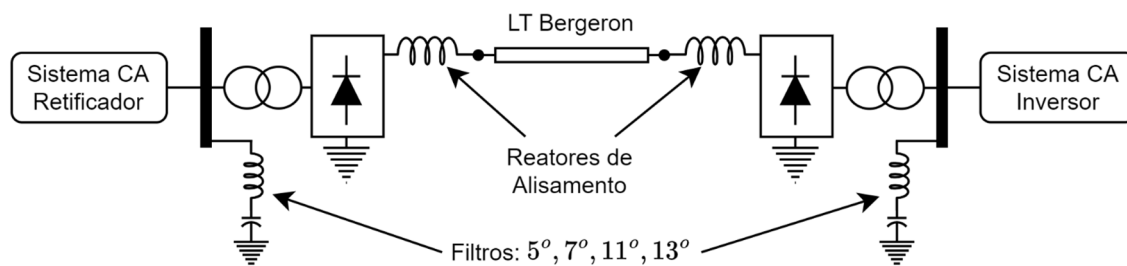
conversoras e a rede CC. Para o caso com conversoras de 6 pulsos são utilizados filtros CA de 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos. No caso com conversoras de 12 pulsos são utilizados filtros 11°, 13°, 23° e 25° harmônicos.



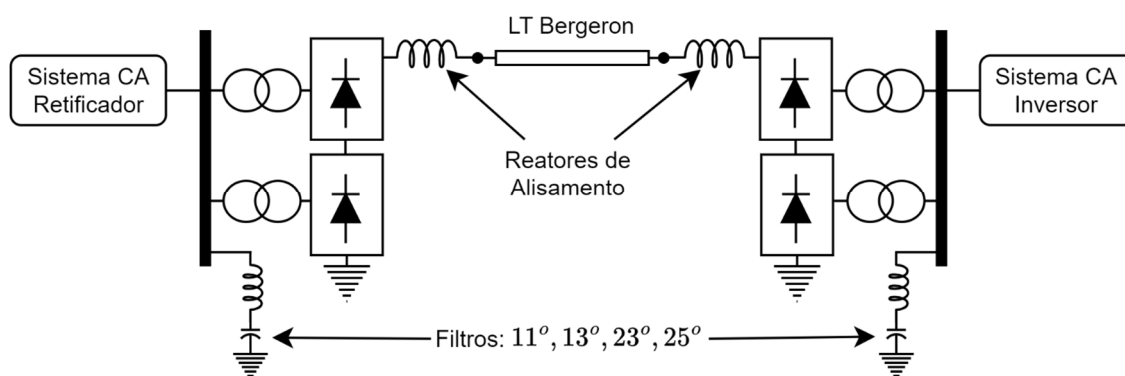
(a) Sistema Zca com conversoras de 6 pulsos e circuito RL



(b) Sistema Zca com conversoras de 12 pulsos e circuito RL



(c) Sistema Zca com conversoras de 6 pulsos e LT de Bergeron



(d) Sistema Zca com conversoras de 12 pulsos e LT de Bergeron

Figura 382 – Sistema Zca.

Os dados gerais do sistema são os mesmos já apresentados no item 1 deste Anexo, considerando uma ponte de 6 pulsos, e no item 2, para uma ponte de 12 pulsos.

O sistema de controle também é o mesmo apresentado no item 1 e por este motivo não será detalhado aqui.

É apresentado apenas a descrição dos sistemas CA, do lado da retificadora e do lado da inversora, os filtros e os dados da LT de Bergeron, todos no formato do programa PSCAD/EMTDC e do programa AnaHVDC.

3.1. Descrição do sistema no PSCAD

A Figura 383 apresenta a rede CA do lado do retificador. Uma fonte CA controlada de 500 kV, 60 Hz e 20 graus de defasagem na fase a , em série com um circuito RL. A rede CA do inversor é mostrada na Figura 384. Essa rede também é composta por uma fonte controlada de 500 kV, 60 Hz e defasamento de 20 graus.

A Figura 385 apresenta os parâmetros dos filtros de sintonia simples de 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos utilizados no retificador e no inversor de 6 pulsos. A Figura 386 apresenta os parâmetros dos filtros para as pontes de 12 pulsos, os de sintonia simples de 11°, 13°, 23° e 25°.

A Figura 387 apresenta os parâmetros utilizados na representação da LT com modelo de Bergeron.

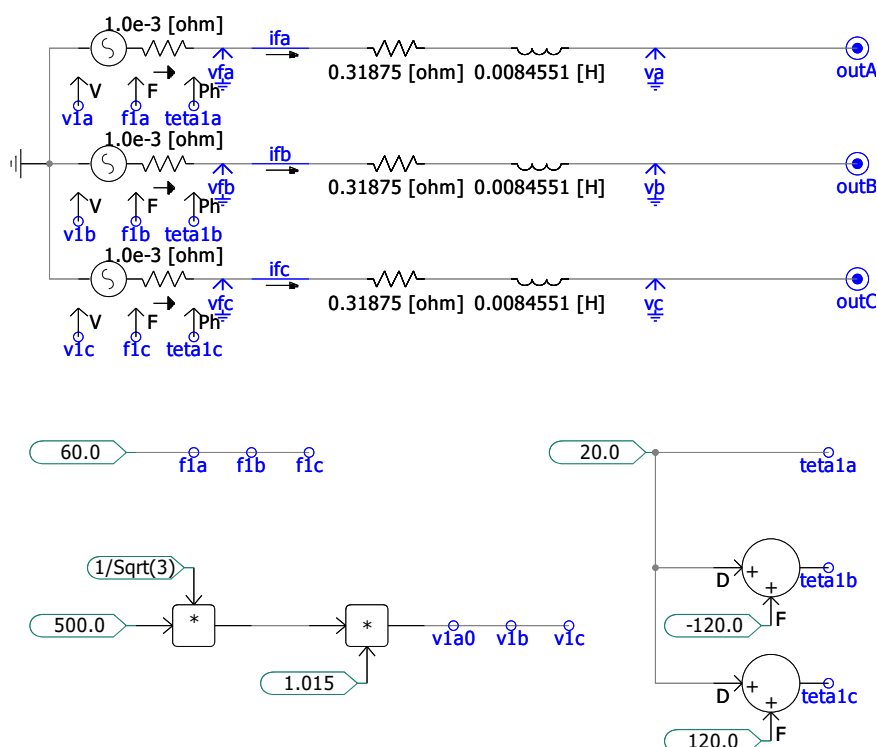


Figura 383 – Sistema CA do retificador.

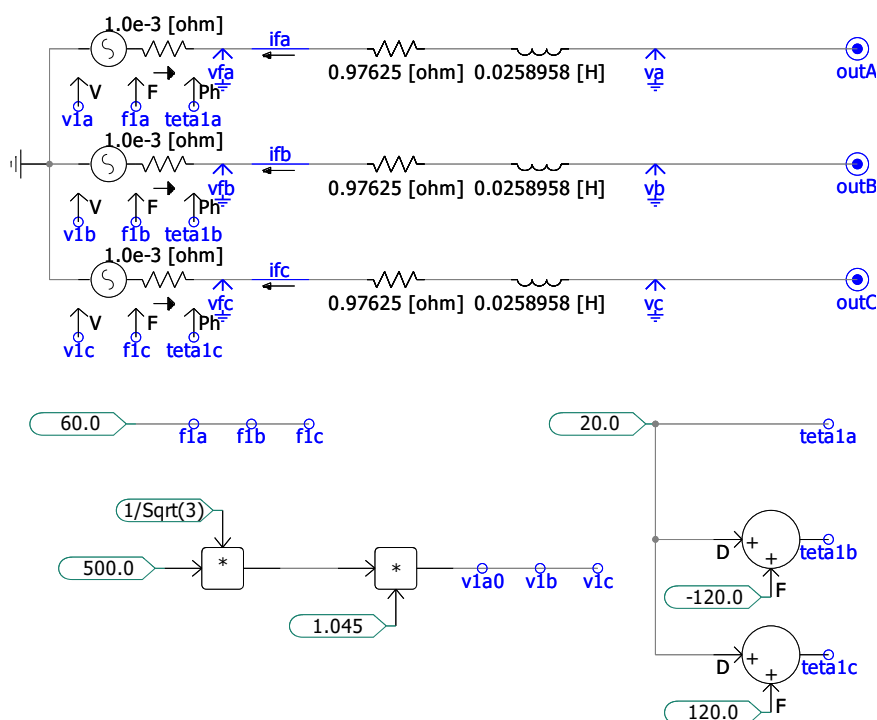


Figura 384 – Sistema CA do inversor.

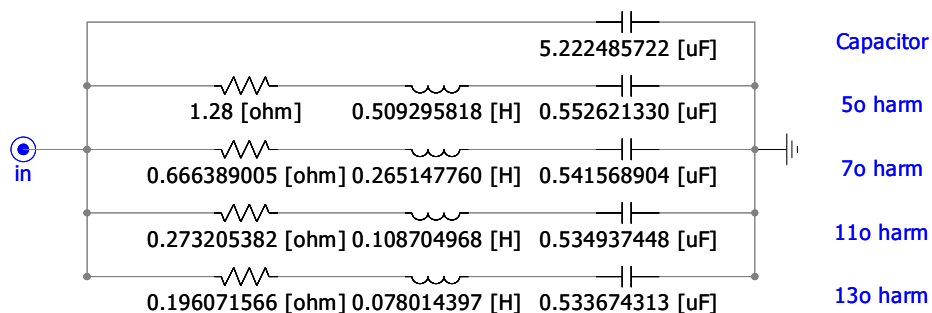


Figura 385 – Dados dos filtros de 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos.

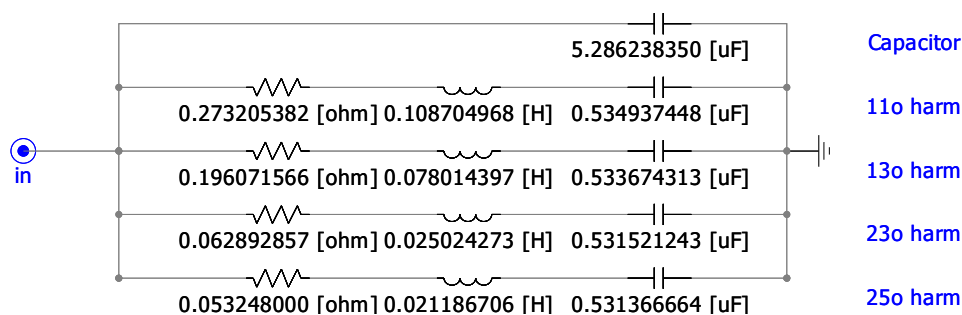


Figura 386 – Dados dos filtros de 11°, 13°, 23° e 25° harmônicos.

Definition Canvas (BergLine)

Segment Name: T1

Steady State Frequency: 0.001 [Hz]

Length of Line: 2450.0 [km]

Number of Conductors: 2

Bergeron Model Options

Travel Time Interpolation: On

Reflectionless Line (ie Infinite Length): No

Manual Entry of Y,Z

+ve Sequence R:	7.020408163265306e-06 [ohms/m]
+ve Sequence XL:	5.406103929605947e-09 [ohms/m]
+ve Sequence XC:	1.186278097277589e+07 [Mohms*m]
0 Sequence R:	7.020408163265306e-06 [ohms/m]
0 Sequence XL:	5.406103929605947e-09 [ohms/m]
0 Sequence XC:	1.186278097277589e+07 [Mohms*m]

Figura 387 – Rede CC – LT com modelo de Bergeron.

3.2. Descrição do sistema no AnaHVDC

A seguir é apresentado o arquivo de dados do programa AnaHVDC.

Arquivo AHV

```

DSTB
'.\bdados\HVDC_6p_Harm_Zca_RL_RetCca_InvCca.stb'
DANA
'.\bdados\HVDC_Harm_Zca_shunt.ana'
DHARM
(hstep) (hmax)
      2   49
FIM
DLOA
(label) (nbl) (type)
      ALL      0
FIM
DLTA
(label) (from) (toid) (ncir) (length) (nPi) (minTal) (fParNom)
      ALL      0
FIM
DFLT
(Ponte de 6 pulsos
(Nbl) (Gr) (T) (----RF----) (----XL----) (----XC----)
  7   1   1  0.0005120000 0.0768000000 -1.9200000000
  7   2   1  0.0002665556 0.0399833403 -1.9591836735
  7   3   1  0.0001092822 0.0163923229 -1.9834710744
  7   4   1  0.0000784286 0.0117642940 -1.9881656805
  8   1   1  0.0005120000 0.0768000000 -1.9200000000
  8   2   1  0.0002665556 0.0399833403 -1.9591836735
  8   3   1  0.0001092822 0.0163923229 -1.9834710744
  8   4   1  0.0000784286 0.0117642940 -1.9881656805
FIM
DCVTAD
(cnv) (pulses) (bridges) (kppll ) (kipll ) (exttime ) (hmaxDc) (hstepDc)
  1     6       1      200.      20.      555e-6      48       2
  2     6       1      100.      20.      555e-6      48       2
(hmaxAc) (hstepAc) (hmaxDc0) (CorTap) (TolTap)
  49       2       48       0      1e-6
  49       2       48       0      1e-6
FIM
DSIM
(step) (maxtime) (period) (tolerr) (maxiter) (flushtime)
10e-6   0.50      1      1e-08      40      0.0001
FIM

```

O código DHARM permite ao usuário especificar a faixa harmônica dos fasores CA. Neste exemplo utiliza-se frequência máxima de 49 (hmax) variando de 2 em 2 (hstep).

O código DFLT permite ao usuário especificar de forma direta os parâmetros dos filtros em seus valores de reatância, ressaltando-se o valor negativo da reatância capacitiva. A topologia é inerente ao modelo pré-definido. Note que o campo (T) corresponde ao tipo utilizado, neste caso o filtro de sintonia simples do tipo 1. No código DFLT a compensação do valor reativo lido pelo arquivo ANAREDE é feita de forma automática. No código acima os valores são dos filtros da ponte de 6 pulsos. Abaixo são fornecidos os valores dos filtros para a ponte de 12 pulsos.

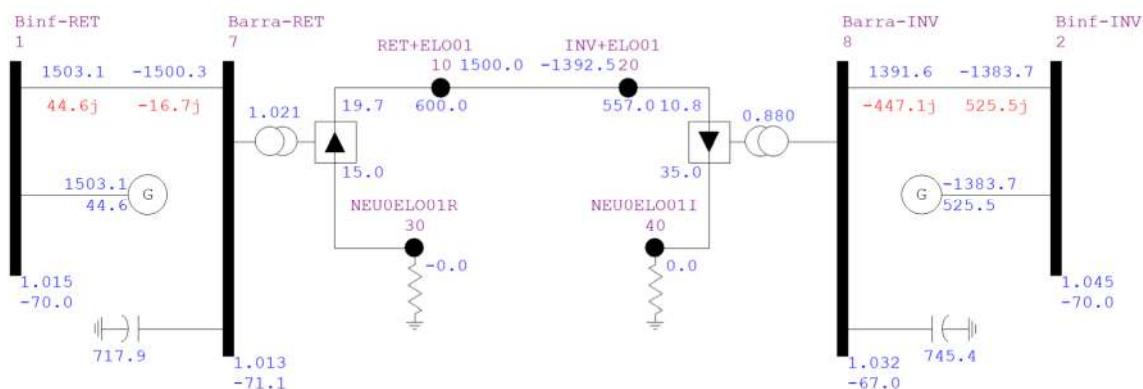
```

DFLT
(Ponte de 12 pulsos
(Nb1) (Gr) (T) (----RF----) (----XL----) (----XC----)
7      1      1  0.0001092822  0.0163923229 -1.9834710744
7      2      1  0.0000784286  0.0117642940 -1.9881656805
7      3      1  0.0000251571  0.0037735714 -1.9962192817
7      4      1  0.0000212992  0.0031948800 -1.9968000000
8      1      1  0.0001092822  0.0163923229 -1.9834710744
8      2      1  0.0000784286  0.0117642940 -1.9881656805
8      3      1  0.0000251571  0.0037735714 -1.9962192817
8      4      1  0.0000212992  0.0031948800 -1.9968000000
FIM

```

3.3. Dados de sequência positiva no formato do programa ANAREDE

Diagrama unifilar do sistema:



Arquivo PWF correspondente a posição 10 do arquivo histórico “HVDC_6p_Harm.sav”

```

DBAR
(Num) OETGb( nome ) Gl( V ) ( A ) ( Pg ) ( Qg ) ( Qn ) ( Qm ) ( Bc ) ( Pl ) ( Ql ) ( Sh ) Are( Vf ) M
1 L2 FBinf-RET 21015-70.1503.44.65-999999999 11000
2 L2 FBinf-INV 21045-70.-1384525.5-999999999 21000
7 L FBarra-RET 21013-71. 700. 11000
8 L FBarra-INV 21032-67. 700. 21000
99999
DLIN
(De) d O d(Pa) NcEPM( R% ) ( X% ) (Mvar) (Tap) (Tmn) (Tmx) (Phs) (Bc) (Cn) (Ce) Ns(Cq)
1 7 1 .01275 .1275 99999999 9999
2 8 1 .03905 .3905 99999999 9999
99999
DGLT
(G (Vmn) (Vmx) (Vmne) (Vmxe)
2 .95 1.05 .9 1.05
99999
DARE
(Ar (Xchg) ( Identificacao da area ) (Xmin) (Xmax)
1 0. * RETIFICADOR *
2 0. * INVERSOR *
99999
DELO
(No) O ( V ) ( P ) ( Identificacao ) M E
1 600. 1575. ELO CC N L
99999
DCBA
(No) O TP( Nome ) Gl( Vd) ( Rs) (Elo)

```

```

10 1+RET+ELO01      600.      1
20 +INV+ELO01      557.      1
30 ONEU0ELO01R      0.        1
40 ONEU0ELO01I      0.        1
99999
DCLII
(De) O (Pa)Nc P ( R ) ( L )      (Cn)
10      20 1 F      17.2 2108.
99999
DCNV
(No) O (CA ) (CC) (EL) T p (Ino) (Xc ) (Vfs) (Snt) (Rra) (Lra) (CCC) Fr
1      7 10 30 R 2 2625. 15. 250.6 930.4 .05 300.
2      8 20 40 I 2 2625. 15. 231.9 860.8 .15 350.
99999
DCCV
(No) O FMC (Vsp) (Marg (IMax (Dsp) (Dtn) (Dtm) (Tmn) (Tmx) (S (Vmn (Tmh) (Ttr)
1      C 2500. .1E-5 15. 5. 84.99 .925 1.25 975 1.237 1.
2      F C 2500. 10. 40. 35. 35. 72.74 .8 1.25 975 1.237 1.
99999
DGBT
(G ( kV)
F 500.
99999
FIM

```

3.4. Dados de sequência zero no formato do programa ANAFAS

Arquivo ANA: “HVDC Harm Zca_shunt.ana”

```

TIPO
A 1
TITU
Sistema Teste SCR Inv 3.1 (repres. bipolar) - Referencia senoidal
DBAR
(NB CEM BN VPRES ANG VBAS DISJUN DDMMAAADDMMAAAA IA SA F
(-----=
1 Barra1 1015-70. 500 1
2 Barra2 1045-70. 500 2
7 Barra7 1004-71. 500 1
8 Barra8 1002-67. 500 2
99999
DCIR
(BF CE BT NCT R1 X1 R0 X0 CN S1_PgS0_Qg TAP TB TCIA DEFE KM CD RNDE
XNDE CP RNPA XNPA SA NunNop DJ_BF CicDJ_BT Cic DDMMAAADDMMAAAA
M.V.A TD NOME EXTENSO
(-----=
=====
==
0 1 10G 1e-8 0. 1e-8 0. 1
YN
0 2 10G 1e-8 0. 1e-8 0. 2
YN
1 7 1L.01275 .1275.01275 .1275 1
2 8 1L.03905 .3905.03905 .3905 2
0 7 H -1429 -1429 1
0 8 H -1429 -1429 2
99999
DARE
(NN C NOME
(--- =
1 * AREA 1 *
2 * AREA 2 *
99999

```

3.5. Dados dinâmicos no formato do programa ANATEM

Arquivo STB: “HVDC_6p_Harm_Zca_RL_RetCca_InvCca.stb”

```
(=====
( ASSOCIACAO DE ARQUIVOS
(=====
DARQ
(Tipo) (C) ( Nome do Arquivo
SAV      10 HVDC_6p_Harm.sav
BLT      MODELS.BLT
CDU      HVDC.CDU
999999
(=====
( ASSOCIACAO DE MAQUINAS COM MODELOS
(=====
DMAQ
(Nb)      Gr (P) (Q) Und ( Mg ) ( Mt )u( Mv )u( Me )u(Xvd)(Nbc)
  1      10          1    100
  2      10          1    100
999999
(=====
( DADOS DE CONVERSORES E ASSOCIACAO DE CONVERSORES AOS CONTROLES
(=====
DCNV
(Nc)      (Gkb) (Amn) (Amx) (Gmn) ( Mc )u( S1 )u( S2 )u( S3 )u( S4 )u(tap )u
  1              5. 163.      1011u
  2              90.      17. 1012u
999999
(=====
( INDUTANCIAS DE LINHAS CC
(=====
DCLI
(De)      (Pa)Nc          ( L ) ( C ) T
(0 -> RL
(1 -> T
(2 -> PI
(3 -> Berg
  10      20 1          2108. 32.87 0
999999
FIM
```

No caso de se utilizar a LT de Bergeron é necessário alterar o tipo da linha CC, campo (T), no código DCLI do arquivo STB.

```
(=====
( INDUTANCIAS DE LINHAS CC
(=====
DCLI
(De)      (Pa)Nc          ( L ) ( C ) T
(0 -> RL
(1 -> T
(2 -> PI
(3 -> Berg
  10      20 1          2108. 32.87 3
999999
```

Anexo IV

Operações Fasoriais

Este anexo apresenta a dedução das operações fasoriais de multiplicação fasorial de uma função de chaveamento por uma variável, derivação e integração.

1. Operação fasorial de multiplicação

Este item apresenta a dedução da multiplicação fasorial de uma função de chaveamento por uma variável. Sendo então $y(t)$ a uma variável que corresponde à multiplicação da função de chaveamento $s(t)$ pela variável $u(t)$, tem-se:

$$y(t) = s(t) u(t) \quad (211)$$

Sendo as variáveis instantâneas $y(t)$ e $u(t)$ representada por fasores e a função de chaveamento $s(t)$ representada por uma série de Fourier com convenção de sinal equivalente aos fasores (sinal negativo da componente seno). Tem-se então a seguinte representação:

$$y(t) = \sum_{h_1} Y_{h_1re}(t) \cos(h_1\omega t) - Y_{h_1im}(t) \text{sen}(h_1\omega t) \quad (212)$$

$$s(t) = \sum_{h_2} S_{h_2re}(t) \cos(h_2\omega t) - S_{h_2im}(t) \text{sen}(h_2\omega t) \quad (213)$$

$$u(t) = \sum_h U_{h3re}(t) \cos(h_3\omega t) - U_{h3im}(t) \text{sen}(h_3\omega t) \quad (214)$$

Onde os fasores dinâmicos harmônicos $\tilde{Y}_{h_1}(t)$ e $\tilde{U}_{h_3}(t)$ são variáveis no tempo e são definidos pela composição dos termos do somatório, onde h_1 e h_2 representam o conjunto de suas ordens harmônicas e os índices re e im indicam as suas partes real e imaginária, ou seja:

$$\tilde{Y}_{h_1}(t) = Y_{h_1re}(t) + j Y_{h_1im}(t) \quad (215)$$

$$\tilde{U}_{h_3}(t) = U_{h_3re}(t) + j U_{h_3im}(t) \quad (216)$$

O operador $\langle \circ \rangle_h$ indica a operação de determinação do fasor dinâmico h e também pode ser utilizado para definição fasorial de uma grandeza, havendo a seguinte equivalência:

$$\langle y \rangle_h(t) = \tilde{Y}_h(t) \quad (217)$$

Da mesma forma, os coeficientes da série de Fourier de $s(t)$ podem ser escritos nessa notação:

$$\langle s \rangle_{h_2}(t) = S_{h_{2re}}(t) + jS_{h_{2im}}(t) \quad (218)$$

Em particular essa notação é útil para exprimir de forma compacta o resultado fasorial de ordem h resultante de uma multiplicação de dois somatórios fasoriais:

$$\tilde{Y}_h(t) = \langle y \rangle_h(t) = \langle s u \rangle_h(t) \quad (219)$$

Voltando ao desenvolvimento, substituindo (212), (213) e (214) em (211), obtém-se:

$$\begin{aligned} \sum_h Y_{h_{1re}}(t) \cos(h_1 \omega t) - Y_{h_{1im}}(t) \sin(h_1 \omega t) = \\ \left[\sum_h S_{h_{2re}}(t) \cos(h_2 \omega t) - S_{h_{2im}}(t) \sin(h_2 \omega t) \right] \left[\sum_h U_{h_{3re}}(t) \cos(h_3 \omega t) - U_{h_{3im}}(t) \sin(h_3 \omega t) \right] \end{aligned} \quad (220)$$

Na multiplicação de cada somatório, os termos em seno e cosseno produzirão fasores de ordem harmônica correspondente à soma e diferença entre as ordens harmônicas dos termos envolvidos. Supondo, sem perda de generalização a multiplicação de um termo h_2 de $s(t)$ por um termo h_3 de $u(t)$, contribuindo com quatro parcelas em $y_1(t)$. Tem-se então as seguintes contribuições:

$$y_{11}(t) = S_{h_{2re}}(t) \cos(h_2 \omega t) U_{h_{3re}}(t) \cos(h_3 \omega t) \quad (221)$$

$$y_{12}(t) = S_{h_{2im}}(t) \sin(h_2 \omega t) U_{h_{3im}}(t) \sin(h_3 \omega t) \quad (222)$$

$$y_{21}(t) = -S_{h_{2im}}(t) \sin(h_2 \omega t) U_{h_{3re}}(t) \cos(h_3 \omega t) \quad (223)$$

$$y_{22}(t) = -S_{h_{2re}}(t) \cos(h_2 \omega t) U_{h_{3im}}(t) \sin(h_3 \omega t) \quad (224)$$

Utiliza-se as seguintes propriedades de multiplicação de termos em cosseno e seno:

$$\cos(h_2\omega t)\cos(h_3\omega t) = \frac{\cos[(h_2 + h_3)\omega t] + \cos[(h_2 - h_3)\omega t]}{2} \quad (225)$$

$$\cos(h_2\omega t)\sin(h_3\omega t) = \frac{\sin[(h_2 + h_3)\omega t] - \sin[(h_2 - h_3)\omega t]}{2} \quad (226)$$

$$\sin(h_2\omega t)\cos(h_3\omega t) = \frac{\sin[(h_2 + h_3)\omega t] + \sin[(h_2 - h_3)\omega t]}{2} \quad (227)$$

$$\sin(h_2\omega t)\sin(h_3\omega t) = \frac{-\cos[(h_2 + h_3)\omega t] + \cos[(h_2 - h_3)\omega t]}{2} \quad (228)$$

Utilizando-se estas propriedades, obtém-se os seguintes termos:

$$y_{11}(t) = S_{h_{2re}}(t) U_{h_{3re}}(t) \frac{\cos[(h_2 + h_3)\omega t] + \cos[(h_2 - h_3)\omega t]}{2} \quad (229)$$

$$y_{12}(t) = S_{h_{2im}}(t) U_{h_{3im}}(t) \frac{-\cos[(h_2 + h_3)\omega t] + \cos[(h_2 - h_3)\omega t]}{2} \quad (230)$$

$$y_{21}(t) = S_{h_{2im}}(t) U_{h_{3re}}(t) \frac{-\sin[(h_2 + h_3)\omega t] - \sin[(h_2 - h_3)\omega t]}{2} \quad (231)$$

$$y_{22}(t) = S_{h_{2re}}(t) U_{h_{3im}}(t) \frac{-\sin[(h_2 + h_3)\omega t] + \sin[(h_2 - h_3)\omega t]}{2} \quad (232)$$

Verifica-se que a multiplicação de um seno ou cosseno de uma frequência por um outro seno ou cosseno de outra frequência produziu dois senos ou cossenos com frequências iguais respectivamente à soma e diferença das frequências de cada termo da multiplicação. Agregando-se os termos em cosseno e seno pode-se determinar se a contribuição é na parcela real ou imaginária de $\tilde{Y}_h(t)$. Tem-se então as seguintes contribuições $\Delta\tilde{Y}_h(t)$ na frequência $h_2 + h_3$ em notação matricial, eliminando as dependências no tempo por simplicidade de notação:

$$\begin{bmatrix} \Delta Y_{h_2+h_{3re}} \\ \Delta Y_{h_2+h_{3im}} \end{bmatrix} = 0,5 \begin{bmatrix} S_{h_{2re}} & -S_{h_{2im}} \\ S_{h_{2im}} & S_{h_{2re}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{h_{3re}} \\ U_{h_{3im}} \end{bmatrix} \quad (233)$$

E as seguintes contribuições na frequência $h_2 - h_3$, assumindo que $h_2 > h_3$ para que a frequência resultante seja positiva:

$$\begin{bmatrix} \Delta Y_{h_2-h_{3re}} \\ \Delta Y_{h_2-h_{3im}} \end{bmatrix} = 0,5 \begin{bmatrix} S_{h_{2re}} & S_{h_{2im}} \\ S_{h_{2im}} & -S_{h_{2re}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{h_{3re}} \\ U_{h_{3im}} \end{bmatrix} \quad (234)$$

Para o caso em que h_2 seja menor do que h_3 , a diferença de frequência será negativa, no entanto, este termo pode ser convertido para frequência positiva utilizando as propriedades de argumento negativo das funções seno e cosseno, ou seja:

$$\text{sen}[(h_2 - h_3)\omega t] = -\text{sen}[(h_3 - h_2)\omega t] \quad (235)$$

$$\text{cos}[(h_2 - h_3)\omega t] = \text{cos}[(h_3 - h_2)\omega t] \quad (236)$$

Portanto para o caso $h_2 < h_3$ tem-se então:

$$\begin{bmatrix} \Delta Y_{h_2-h_3re} \\ \Delta Y_{h_2-h_3im} \end{bmatrix} = 0,5 \begin{bmatrix} S_{h_2re} & S_{h_2im} \\ -S_{h_2im} & S_{h_2re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{h_3re} \\ U_{h_3im} \end{bmatrix} \quad (237)$$

Para o caso específico de $h_2 = h_3$, a frequência resultante será nula, ou seja, as funções cosseno serão unitárias e as seno nulas. Assim, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta Y_{h_2-h_3re} \\ \Delta Y_{h_2-h_3im} \end{bmatrix} = 0,5 \begin{bmatrix} S_{h_2re} & S_{h_2im} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{h_3re} \\ U_{h_3im} \end{bmatrix} \quad (238)$$

Cada uma destas matrizes 2 x 2 são tensores. No caso da matriz da soma das frequências e na da diferença das frequências com $h_2 < h_3$, o tensor pode ser representado por um complexo, pois as diagonais da matriz são iguais e os elementos fora da diagonal são um o negativo do outro. E o complexo da diferença das frequências vai ser o conjugado do complexo da soma, pelos sinais invertidos dos elementos fora da diagonal. Já no caso da diferença das frequências com $h_2 > h_3$, tem-se uma assimetria: os elementos da diagonal têm sinais invertidos e os fora da diagonal possuem o mesmo sinal. Neste caso a relação não pode utilizar representação complexa, devendo utilizar a relação tensorial com a matriz 2 x 2. Da mesma forma para a frequência nula, o tensor não possui simetria para representação por complexo.

Varrendo-se todas as contribuições das funções de chaveamento, torna-se possível montar uma matriz completa de contribuições que relacionam o vetor de fasores dinâmicos harmônicos $\tilde{Y}_{h_1}(t)$ com o vetor de fasores $\tilde{U}_{h_3}(t)$ da seguinte forma:

$$\tilde{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{S} \tilde{\mathbf{u}}(t) \quad (239)$$

Onde os vetores $\tilde{\mathbf{y}}(t)$ e $\tilde{\mathbf{u}}(t)$ são formados pelo empilhamento dos diversos fasores harmônicos $\tilde{Y}_h(t)$ nas ordens consideradas, desde a fundamental até a máxima ordem. A

matriz $\mathbf{S}$ que multiplica o vetor $\tilde{\mathbf{u}}(t)$ produz o vetor $\tilde{\mathbf{y}}(t)$ resultante da multiplicação dos dois somatórios $\langle s \rangle_{h_1}(t)$ e $\langle u \rangle_{h_2}(t)$ para produzir cada componente em $\langle y \rangle_h(t)$.

O seguinte programa em Matlab ilustra o processo de montagem dessa matriz. No programa MQ é a matriz $\mathbf{S}$ e Q é o vetor de coeficientes da série de Fourier $S_{h_{2re}}$ e $S_{h_{2re}}$.

```
function MQ=matq(Q, harmonicOrder1, harmonicOrder2,harmonicOrder3)
% Q é o vetor de coeficientes da série de Fourier da função de chaveamento
% harmonicOrder1 são as ordens harmônicas da função de chaveamento
% harmonicOrder2 são as ordens harmônicas dos fasores harmônicos de entrada
% harmonicOrder3 são as ordens harmônicas dos fasores harmônicos de saída que é dadod
% pelo produto da função de chaveamento com os fasores harmônicos de entrada
% Indices máximos das ordens harmônicas
nh1 = length(harmonicOrder1);
nh2 = length(harmonicOrder2);
nh3 = length(harmonicOrder3);
MQ=complex(zeros(2*nh3,2*nh2));
%Para a função de chaveamento, assume-se que tem todas as funções pares ou ímpares
for indi=1:nh1
    hi=harmonicOrder1(indi);
    Qi=Q(indi);
    qre=real(Qi)/2;
    qim=imag(Qi)/2;
    for indj=1:nh2
        hj=harmonicOrder2(indj);
        hk=hi+hj;
        indk=find(hk==harmonicOrder3);
        if (~isempty(indk))
            MQ(2*indk-1,2*indj-1)=MQ(2*indk-1,2*indj-1)+qre;
            MQ(2*indk-1,2*indj)=MQ(2*indk-1,2*indj)-qim;
            MQ(2*indk,2*indj-1)=MQ(2*indk,2*indj-1)+qim;
            MQ(2*indk,2*indj)=MQ(2*indk,2*indj)+qre;
        end
        hkk=hi-hj;
        hk=abs(hkk);
        indk=find(hk==harmonicOrder3);
        if (~isempty(indk))
            if( hkk == 0 )
                MQ(2*indk-1,2*indj-1)=MQ(2*indk-1,2*indj-1)+qre;
                MQ(2*indk-1,2*indj)=MQ(2*indk-1,2*indj)+qim;
            else if( hkk>0 )
                MQ(2*indk-1,2*indj-1)=MQ(2*indk-1,2*indj-1)+qre;
                MQ(2*indk-1,2*indj)=MQ(2*indk-1,2*indj)+qim;
                MQ(2*indk,2*indj-1)=MQ(2*indk,2*indj-1)+qim;
                MQ(2*indk,2*indj)=MQ(2*indk,2*indj)-qre;
            else
                MQ(2*indk-1,2*indj-1)=MQ(2*indk-1,2*indj-1)+qre;
                MQ(2*indk-1,2*indj)=MQ(2*indk-1,2*indj)+qim;
                MQ(2*indk,2*indj-1)=MQ(2*indk,2*indj-1)-qim;
                MQ(2*indk,2*indj)=MQ(2*indk,2*indj)+qre;
            end
        end
    end
end
end
end
```

2. Operação fasorial de derivação

Este item considera a operação de derivação, sendo então $y(t)$ uma variável que corresponde à derivada de uma variável $u(t)$, tem-se:

$$y(t) = \frac{du(t)}{dt} \quad (240)$$

Assumindo-se que $u(t)$ e $y(t)$ são escritos por um somatório das partes real e imaginária de fasores dinâmicos harmônicos multiplicados pelas funções cosseno e seno, tem-se:

$$y(t) = \sum_h Y_{hre}(t) \cos(h\omega t) - Y_{him}(t) \sin(h\omega t) \quad (241)$$

$$u(t) = \sum_h U_{hre}(t) \cos(h\omega t) - U_{him}(t) \sin(h\omega t) \quad (242)$$

Derivando-se $u(t)$ no tempo utilizando a regra da cadeia obtém-se:

$$y(t) = \sum_h \left[\frac{dU_{hre}(t)}{dt} \cos(h\omega t) - \frac{dU_{him}(t)}{dt} \sin(h\omega t) + \right. \\ \left. - h\omega U_{hre}(t) \sin(h\omega t) - h\omega U_{him}(t) \cos(h\omega t) \right] \quad (243)$$

Separando-se os termos em seno e cosseno:

$$y(t) = \sum_h \left[\frac{dU_{hre}(t)}{dt} - h\omega U_{him}(t) \right] \cos(h\omega t) - \left[\frac{dU_{him}(t)}{dt} + h\omega U_{hre}(t) \right] \sin(h\omega t) \quad (244)$$

Ou seja:

$$Y_{hre}(t) = \frac{dU_{hre}(t)}{dt} - h\omega U_{him}(t) \quad (245)$$

$$Y_{him}(t) = \frac{dU_{him}(t)}{dt} + h\omega U_{hre}(t) \quad (246)$$

Na forma complexa, tem-se:

$$\tilde{Y}_h(t) = \frac{d\tilde{U}_h(t)}{dt} + jh\omega\tilde{U}_h(t) \quad (247)$$

E na forma compacta, tem-se:

$$\langle y \rangle_h(t) = \left\langle \frac{du}{dt} \right\rangle_h(t) = \frac{d}{dt} \langle u \rangle_h(t) + jh\omega \langle u \rangle_h(t) \quad (248)$$

3. Operação fasorial de integração trapezoidal

Este item considera a operação de integração numérica, utilizando o método da regra trapezoidal. Sendo então $y(t)$ uma variável que corresponde à integral de uma variável $u(t)$, tem-se a operação inversa do item anterior, ou seja:

$$\frac{dy(t)}{dt} = u(t) \quad (249)$$

Utilizando a propriedade de derivação obtida na seção anterior em (247) aplicada a (249), tem-se para cada fasor harmônico:

$$\frac{d\tilde{Y}_h(t)}{dt} + jh\omega\tilde{Y}_h(t) = \tilde{U}_h(t) \quad (250)$$

Aplica-se então a regra trapezoidal, integrando-se cada termo de $t-dt$ a t :

$$\int_{t-\Delta t}^t \frac{d\tilde{Y}(t)}{dt} dt + jh\omega \int_{t-\Delta t}^t \tilde{Y}(t) dt = \int_{t-\Delta t}^t \tilde{U}_h(t) dt \quad (251)$$

Assumindo variação linear dos fasores no passo de integração, obtém-se:

$$\int_{t-\Delta t}^t \frac{d\tilde{Y}(t)}{dt} dt + jh\omega \int_{t-\Delta t}^t \tilde{Y}(t) dt = \int_{t-\Delta t}^t \tilde{U}_h(t) dt \quad (252)$$

$$\tilde{Y}_h(t) - \tilde{Y}_h(t - \Delta t) + jh\omega \frac{\Delta t}{2} (\tilde{Y}_h(t) + \tilde{Y}_h(t - \Delta t)) = \frac{\Delta t}{2} (\tilde{U}_h(t) + \tilde{U}_h(t - \Delta t)) \quad (253)$$

Reunindo-se os termos das variáveis, tem-se:

$$\left(1 + jh\omega \frac{\Delta t}{2}\right) \tilde{Y}_h(t) = \frac{\Delta t}{2} \tilde{U}_h(t) + \frac{\Delta t}{2} \tilde{U}_h(t - \Delta t) \left(1 - jh\omega \frac{\Delta t}{2}\right) \tilde{Y}_h(t - \Delta t) \quad (254)$$

Pode-se então escrever $\tilde{Y}_h(t)$ em função de $\tilde{U}_h(t)$:

$$\tilde{Y}_h(t) = \frac{\frac{\Delta t}{2}}{1 + jh\omega \frac{\Delta t}{2}} \tilde{U}_h(t) + hist_{\tilde{Y}_h}(t - \Delta t) \quad (255)$$

E $hist_{\tilde{Y}_h}$ é o termo histórico da integração numérica, sendo dado por:

$$hist_{\tilde{Y}_h}(t - \Delta t) = \frac{\frac{\Delta t}{2}}{1 + jh\omega \frac{\Delta t}{2}} \tilde{U}_h(t - \Delta t) + \frac{1 - jh\omega \frac{\Delta t}{2}}{1 + jh\omega \frac{\Delta t}{2}} \tilde{Y}_h(t - \Delta t) \quad (256)$$

Nos termos, identifica-se as seguintes constantes complexas:

$$C_h = \frac{\frac{\Delta t}{2}}{1 + jh\omega \frac{\Delta t}{2}} \quad (257)$$

$$K_h = \frac{1 - jh\omega \frac{\Delta t}{2}}{1 + jh\omega \frac{\Delta t}{2}} \quad (258)$$

Pode-se então escrever a forma final da equação de $\tilde{Y}_h(t)$ como resultado da integração trapezoidal de $\tilde{U}_h(t)$ e do correspondente termo histórico utilizado:

$$\tilde{Y}_h(t) = C_h \tilde{U}_h(t) + hist_{\tilde{Y}_h}(t - \Delta t) \quad (259)$$

$$hist_{\tilde{Y}_h}(t - \Delta t) = C_h \tilde{U}_h(t - \Delta t) + K_h \tilde{Y}_h(t - \Delta t) \quad (260)$$

Anexo V

Componentes Simétricas para Modelagem Trifásica da Rede

Este anexo apresenta as componentes simétricas (sequências positiva, negativa e zero) utilizadas para modelagem trifásica das tensões e correntes da rede elétrica. O AnaHVDC, utilizado como programa computacional para as implementações computacionais desenvolvidas na tese, utiliza essa modelagem.

Utilizando as tensões, a relação entre as tensões das fases e as componentes simétricas das tensões é definida por:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (261)$$

Sendo V_a , V_b , V_c os fasores, de ordem harmônica genérica, que representam as tensões das fases a , b e c e V_0 , V_1 e V_2 as suas componentes simétricas, ou seja, as tensões de sequência zero, positiva e negativa, respectivamente. As correntes poderiam também ter sido usadas, sem perda de generalidade.

Sendo a matriz de transformação T definida por:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (262)$$

Onde: $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, representando a defasagem de 120° entre as tensões.

A transformação inversa T^{-1} é dada por:

$$T^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad (263)$$

Assim sendo:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (264)$$

Para os elementos lineares balanceados da rede elétrica a relação entre as correntes e tensão de cada componente simétrica são desacopladas.

Por exemplo, para o circuito RL apresentado na seção 2.4.1 a sua representação em componentes simétricas é dada por 6 equações, o que corresponde a triplicar a equação (48) para as sequências positiva, negativa e zero.

$$\begin{bmatrix} V_{1re}(t) \\ V_{1im}(t) \\ V_{2re}(t) \\ V_{2im}(t) \\ V_{0re}(t) \\ V_{0im}(t) \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} I_{1re}(t) \\ I_{1im}(t) \\ I_{2re}(t) \\ I_{2im}(t) \\ I_{0re}(t) \\ I_{0im}(t) \end{bmatrix} \quad (265)$$

Sendo a matriz Z definida por:

$$Z = \begin{bmatrix} R_1 + sL_1 & -\omega L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +\omega L_1 & R_1 + sL_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 + sL_1 & -\omega L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +\omega L_1 & R_1 + sL_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_0 + sL_0 & -\omega L_0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +\omega L_0 & R_0 + sL_0 \end{bmatrix} \quad (266)$$

Note que no AnaHVDC há uma inversão da ordem das componentes simétricas, onde a componente zero é deixada por último. Além disso as equações são escritas separando-se as partes real e imaginária na forma tensorial ao invés da forma complexa. Assim as componentes simétricas podem ser obtidas em relação as componentes de fase da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (267)$$

$$\begin{bmatrix} V_{1re} \\ V_{1im} \\ V_{2re} \\ V_{2im} \\ V_{0re} \\ V_{0im} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -0,5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -0,50 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 \\ 1 & 0 & -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{are} \\ V_{aim} \\ V_{bre} \\ V_{bim} \\ V_{cre} \\ V_{cim} \end{bmatrix} \quad (268)$$

E as componentes de fase podem ser obtidas em relação as componentes simétricas por:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (269)$$

$$\begin{bmatrix} V_{are} \\ V_{aim} \\ V_{bre} \\ V_{bim} \\ V_{cre} \\ V_{cim} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & 0 & 1 \\ -0,5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -0,5 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1re} \\ V_{1im} \\ V_{2re} \\ V_{2im} \\ V_{0re} \\ V_{0im} \end{bmatrix} \quad (270)$$

As mesmas transformações aplicam-se tanto para tensão como para corrente e para qualquer ordem harmônica.

Anexo VI

Cálculo computacional da Série de Fourier das funções de chaveamento

Seja uma função $f(t)$ periódica, ela pode ser descrita pela seguinte série de Fourier:

$$f(t) = \sum_n a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (271)$$

Onde os coeficientes da série podem ser calculados por integração da função multiplicada por uma função seno ou cosseno ao longo do período T :

$$a_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(\tau) \cos(n\omega\tau) d\tau \quad (272)$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(\tau) \sin(n\omega\tau) d\tau \quad (273)$$

Conforme apresentado no capítulo 3, as diversas variáveis utilizam em suas definições funções de chaveamento compostas por um conjunto de pulsos. Por exemplo, a função $v_d(t)$ é dada por:

$$v_d(t) = s_{va}(t)v_a(t) + s_{vb}(t)v_b(t) + s_{vc}(t)v_c(t) - s_{vL}(t) \frac{di_d(t)}{dt} \quad (274)$$

Onde o seu gráfico é apresentado a seguir, como exemplo:

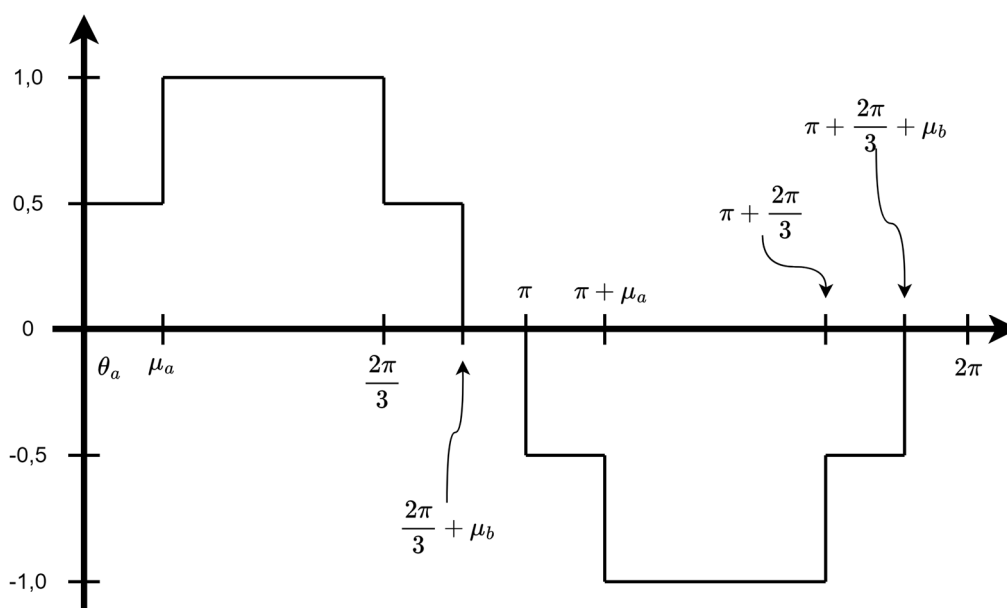


Figura 388 – Função de chaveamento da tensão instantânea - fase a ($s_{va}(t)$).

O eixo horizontal possui como referência zero o ângulo θ_a dado por:

$$\theta_a(t) = \omega t - \alpha(t) + \theta_{PLL}(t) - \Delta\alpha(t) \quad (275)$$

Ou seja, $\theta_a(t)$ é o ângulo decorrido desde o momento do disparo da válvula 1 da fase a , considerando o ângulo de disparo $\alpha(t)$, o ângulo $\theta_{PLL}(t)$ medido no PLL e o eventual atraso de disparo $\Delta\alpha(t)$ se houver.

O código Matlab ilustra o cálculo da função de chaveamento instantânea em função do ângulo ωt :

```
function q = sfva3f( wt, alfa, mia, mib, teta, dalfaa, dalfab )
%
%Função de chaveamento idealizada com desbalanco em mi
%
    %Angulo a ser considerado
    a=wt-alfa+teta-dalfaa;
    dab=dalfab-dalfaa;
    % Enquadra entre 0 e 360 graus
    while ( a > 2*pi )
        a=a-2*pi;
    end
    while ( a < 0 )
        a=a+2*pi;
    end
    %Verifica a faixa de angulo que se encontra, para devolver o valor da funcao de chaveamento
    if ( a<= mia)
        q=0.5;
    elseif( a<=2*pi/3+dab )
        q=1;
    elseif( a<=2*pi/3+dab+mib )
        q=0.5;
    elseif( a<=pi )
        q=0;
    elseif( a<=pi+mia )
        q=-0.5;
    elseif ( a<=pi+2*pi/3+dab )
```

```

        q=-1;
    elseif ( a<=pi+2*pi/3+dab+mib )
        q=-0.5;
    else
        q=0;
    end
end
end

```

Pelo programa, calcula-se $\theta_a(t)$, como em (275), na variável a , que é deixada entre 0 e 2π pela adição ou subtração de 2π , e em seguida verifica-se em qual faixa o valor do ângulo se encontra, retornando o valor correspondente. Como na Figura 388, quando a válvula 1 estiver em comutação vale 0,5, quando estiver em condução vale 1. Se a válvula 4 estiver conduzindo, a função de chaveamento vale -1, enquanto se ela estiver em comutação vale -0,5. Se nem a válvula 1 nem a 4 estiverem conduzindo, a função de chaveamento vale 0. Os períodos de comutação da válvula da fase a e da fase b são considerados como podendo ser diferentes, iguais a μ_a e μ_b , o que vai ocorrer em desbalanços.

O programa a seguir ilustra o cálculo computacional da série de Fourier correspondente à mesma função:

```

function Q = sfva3fvet( alfa, mia, mib, teta, dalfaa, dalfab, harmonicOrder )
%
%Função de chaveamento representada por um vetor de complexos com os coeficientes da serie de
Fourier
%
    %Angulo inicial a ser considerado
    a=-alfa+teta-dalfaa;
    dab=dalfab-dalfaa;
    % Enquadra entre 0 e 360 graus
    while ( a > 2*pi )
        a=a-2*pi;
    end
    while ( a < 0 )
        a=a+2*pi;
    end
    % Loop dos harmonicos
    %Processamento dos parametros das ordens harmonicas
    nhmx = length(harmonicOrder);
    Q = complex(zeros(1,nhmx));
    for indh = 1 : nhmx
        nh=harmonicOrder(indh);
        %Termos em cosseno e seno da série de Fourier
        an = (2/(nh*pi))*( sin((2*pi/3+dab)*nh) - sin((mia)*nh) +...
            (sin((mia)*nh) - sin((0)*nh) + sin((2*pi/3+dab+mib)*nh) - sin((2*pi/3+dab)*nh))/2);
        bn = -(2/(nh*pi))*( cos((2*pi/3+dab)*nh) - cos((mia)*nh) +...
            (cos((mia)*nh) - cos((0)*nh) + cos((2*pi/3+dab+mib)*nh) - cos((2*pi/3+dab)*nh))/2);
        %Transforma para complexo usando a convenção do AnaHVDC onde o
        %termo em cosseno é real e o em seno é negativo imaginário
        S = an-1j*bn;
        Q(indh) = S*exp(1j*nh*a);
    end
end
end

```

Nesta função, a série de Fourier considera inicialmente a função de chaveamento deslocada para o instante do disparo em θ_a (variável a). Como a função é formada por

pulsos, a integral que calcula os coeficientes a_n e b_n utilizando (272) e (273) que vão ser a integral da própria função cosseno e seno, que são respectivamente -seno e cosseno dividido pela ordem harmônica. Essa série possui os termos em cosseno multiplicados por a_n e os termos em seno multiplicados por b_n . Pela convenção de sinal dos fasores dinâmicos de sinal negativo nos termos em seno, o complexo S que reúne os termos em cosseno e seno foi feito igual a $a_n - j b_n$. A série de Fourier resultante é dada então pela multiplicação por $\exp(lj*nh*a)$, onde nh é cada ordem harmônica, para o deslocamento do ângulo a que foi inicialmente considerado como referência angular nula.

Como todas as funções dos modelos são compostas por uma sequência de pulsos, os desenvolvimentos de cada uma delas é análogo.

Segue um outro exemplo final de função par da função $s_{v\mu}(t)$, utilizado no cálculo de $s_{vL}(t)$ em (274), cujo gráfico é apresentado:

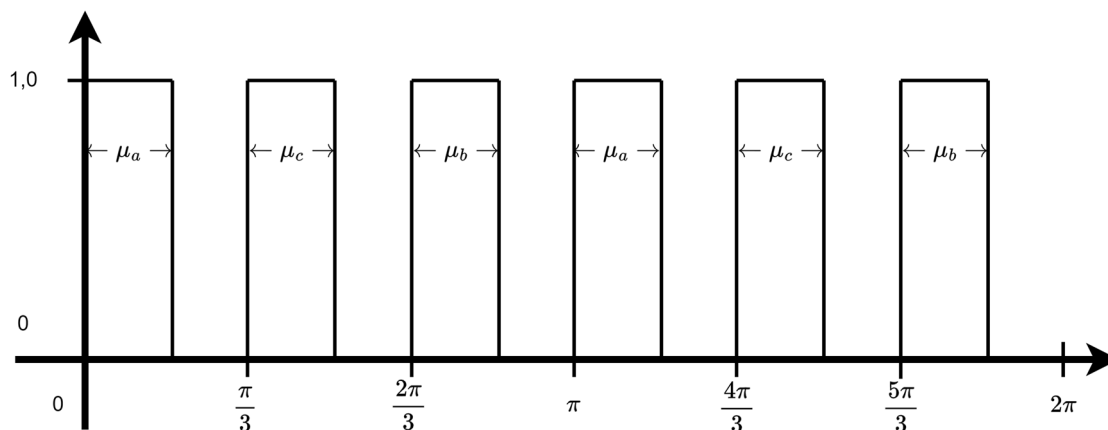


Figura 389 – Função de chaveamento de tensão durante comutação ($s_{v\mu}(t)$).

Esta função vale 1 no período de comutação de qualquer válvula, e vale 0 nos demais períodos. Seguem os códigos para cálculo dessa função de chaveamento instantânea e da série de Fourier correspondente:

```
function q = sfmi3f( wt, alfa, mia, mib, mic, teta, dalfaa, dalfab, dalfac )
%
%Função de chaveamento idealizada
%
%Ângulo a ser considerado
a=wt-alfa+teta-dalfaa;
dab=dalfab-dalfaa;
dac=dalfac-dalfaa;
% Enquadra entre 0 e 360 graus
while ( a > 2*pi )
    a=a-2*pi;
end
```

```

while ( a < 0 )
    a=a+2*pi;
end
%Verifica a faixa de angulo que se encontra, para devolver o valor da funcao de chaveamento
if ( a<= mia)
    q=1;
elseif( a<=pi/3+dac )
    q=0;
elseif( a<=pi/3+dac+mic )
    q=1;
elseif( a<=2*pi/3+dab )
    q=0;
elseif( a<=2*pi/3+dab+mib )
    q=1;
elseif(a<=pi)
    q=0;
elseif ( a<= pi+mia)
    q=1;
elseif( a<=pi+pi/3+dac )
    q=0;
elseif( a<=pi+pi/3+dac+mic )
    q=1;
elseif( a<=pi+2*pi/3+dab )
    q=0;
elseif( a<=pi+2*pi/3+dab+mib )
    q=1;
else
    q=0;
end
end
end

```

```

function Q = sfmi3fvet( alfa, mia, mib, mic, teta, dalfaa, dalfab, dalfac, harmonicOrder )
%
%Função de chaveamento utilizando serie de Fourier
%
%Angulo a ser considerado
a=-alfa+teta-dalfaa;
dab=dalfab-dalfaa;
dac=dalfac-dalfaa;
% Enquadra entre 0 e 360 graus
while ( a > 2*pi )
    a=a-2*pi;
end
while ( a < 0 )
    a=a+2*pi;
end
% Loop dos harmonicos
%Processamento dos parametros das ordens harmonicas
nhmx = length(harmonicOrder);
Q = complex(zeros(1,nhmx));
Q(1) = (mia + mib + mic)/pi;
for indh = 2 : nhmx
    nh=harmonicOrder(indh);
    %Termos em cosseno da série de Fourier
    an = (2/(nh*pi))*( sin(mia*nh) - sin(0*nh) + sin((mic+pi/3+dac)*nh) - sin((pi/3+dac)*nh)
+ sin((mib+2*pi/3+dab)*nh) - sin((2*pi/3+dab)*nh));
    bn = -(2/(nh*pi))*( cos(mia*nh) - cos(0*nh) + cos((mic+pi/3+dac)*nh) - cos((pi/3+dac)*nh)
+ cos((mib+2*pi/3+dab)*nh) - cos((2*pi/3+dab)*nh));
    %Transforma para complexo usando a convenção do AnaHVDC onde o
    %termo em cosseno é real e o em seno é negativo imaginário
    S = an-1j*bn;
    Q(indh) = S*exp(1j*nh*a);
end
end
end

```

Anexo VII

Resultados obtidos com a simulação do sistema Zca para validação do modelo de elo CCAT com harmônicos.

Para validação do modelo de elo CCAT com harmônicos é utilizado o sistema Zca nas comparações dos resultados obtidos entre o PSCAD/EMTDC e o AnaHVDC.

Os resultados aqui apresentados são analisados no capítulo 4.

Foram realizadas as seguintes simulações:

- Conversoras de 6 pulsos com rede CC representada por um circuito RL
 - Degrau na fonte do lado do inversor;
 - Degrau na fonte do lado do retificador;
 - Curto-circuito do lado do inversor com resistência de 10 ohms;
 - Curto-circuito do lado do inversor com resistência de 5 ohms.
- Conversoras de 6 pulsos com rede CC representada por um circuito de Bergeron
 - Degrau na fonte do lado do inversor;
 - Degrau na fonte do lado do retificador;
 - Curto-circuito do lado do inversor com resistência de 10 ohms;
 - Curto-circuito do lado do inversor com resistência de 5 ohms.
- Conversoras de 12 pulsos com rede CC representada por um circuito RL
 - Degrau na fonte do lado do inversor;
 - Degrau na fonte do lado do retificador;

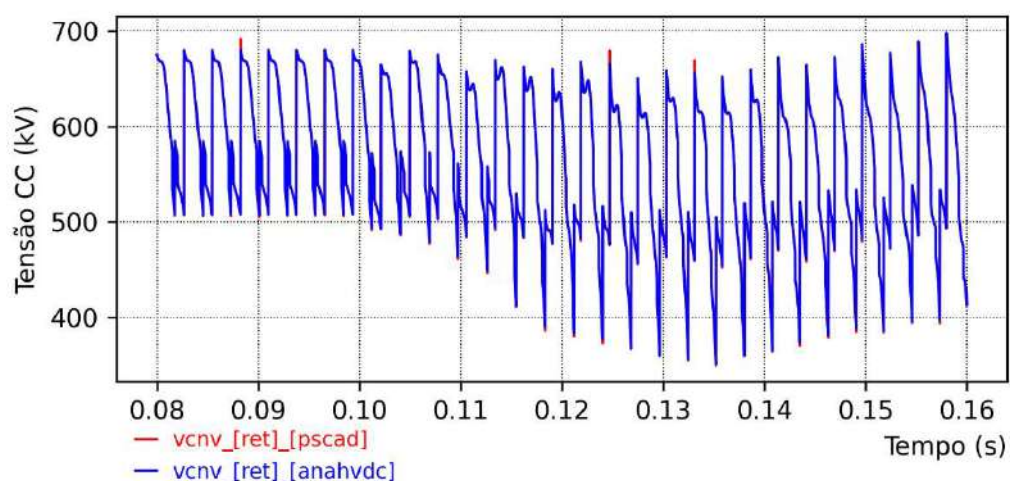
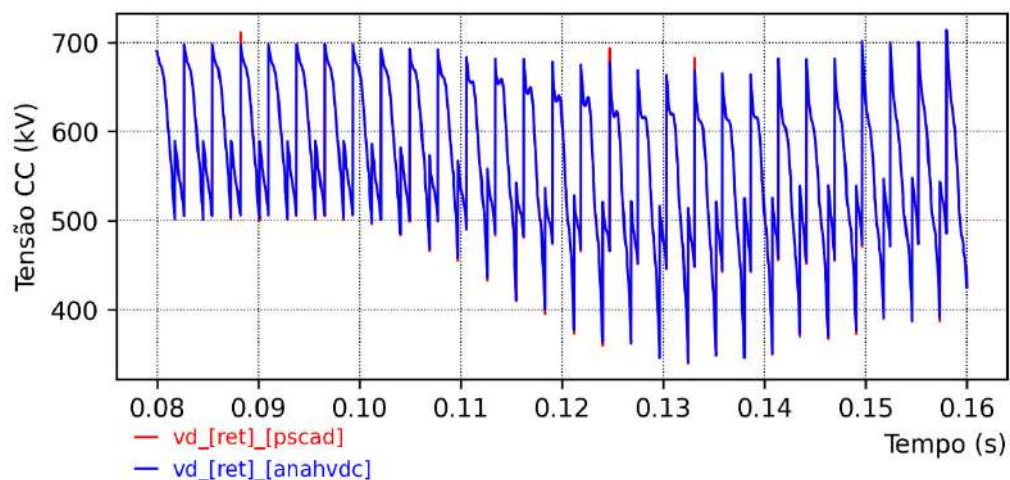
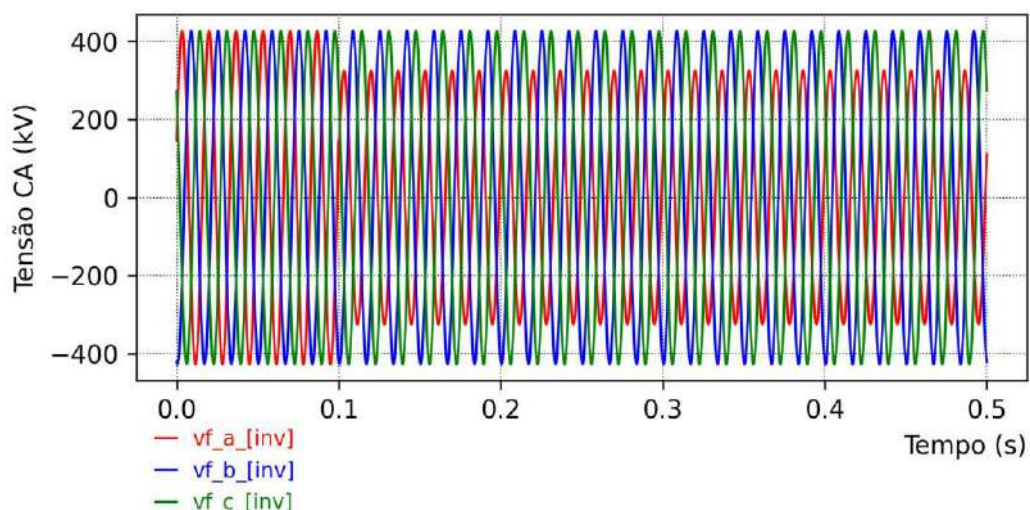
- Curto-circuito do lado do inversor com resistência de 10 ohms;
- Conversoras de 12 pulsos com rede CC representada por um circuito de Bergeron
 - Degrau na fonte do lado do inversor;
 - Degrau na fonte do lado do retificador;
 - Curto-circuito do lado do inversor com resistência de 10 ohms;

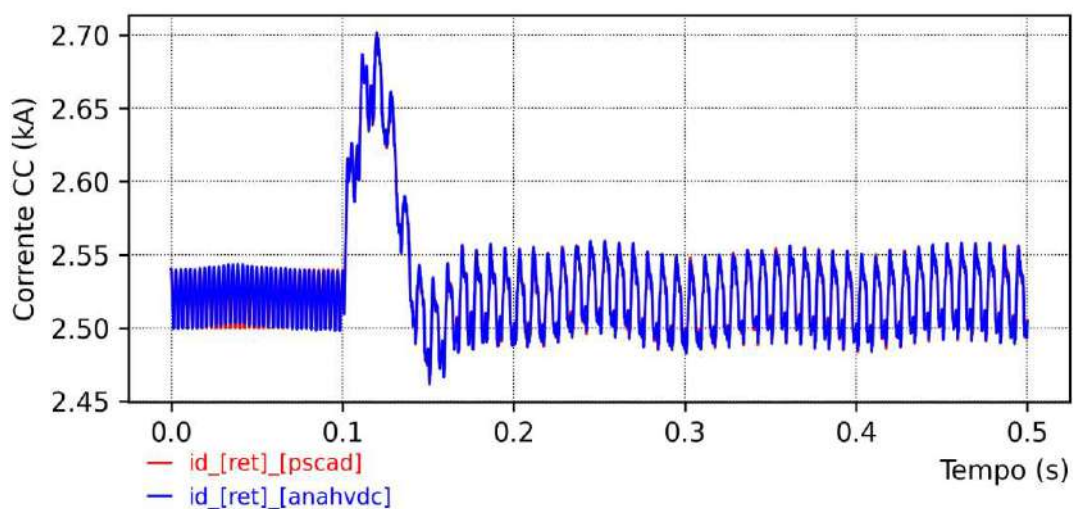
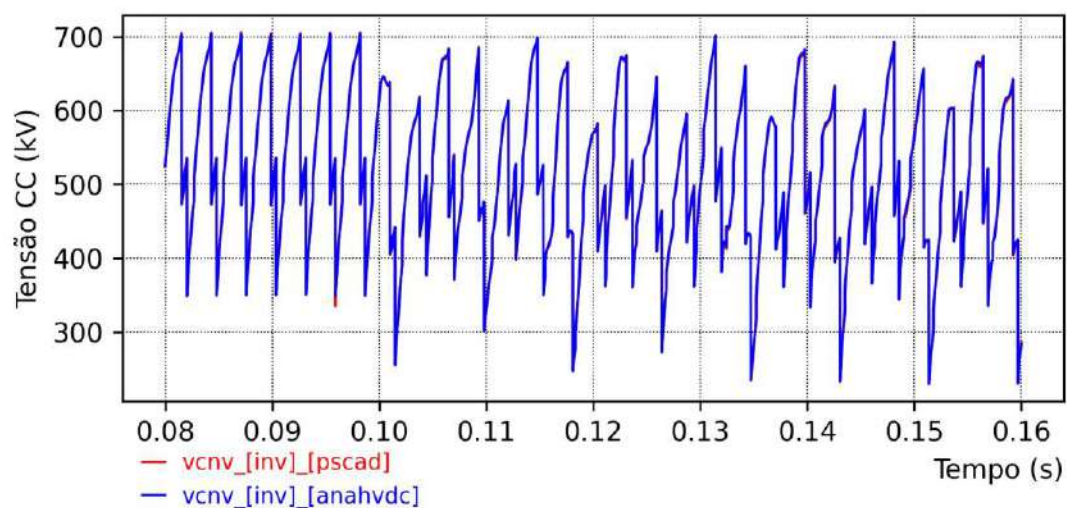
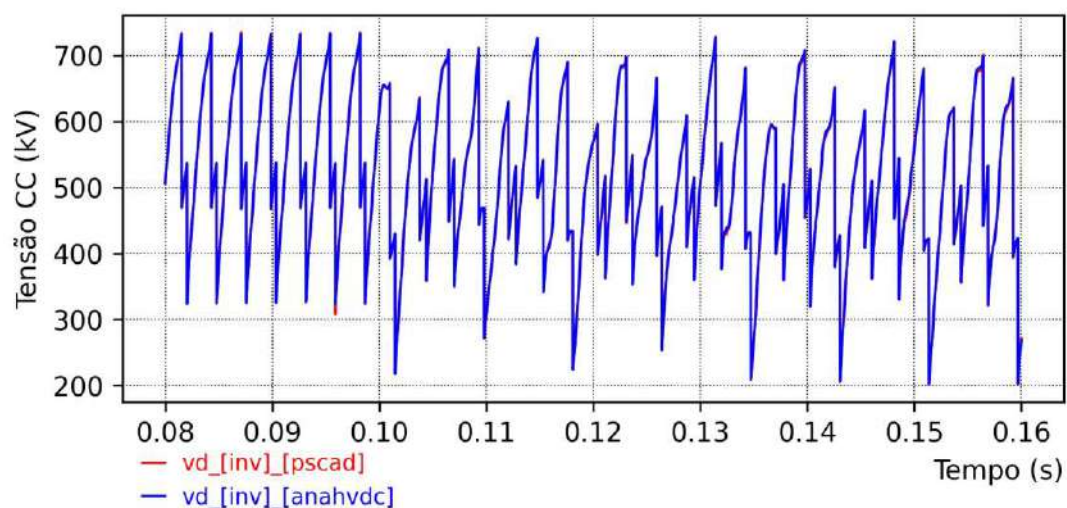
Foram plotadas respectivamente as seguintes grandezas:

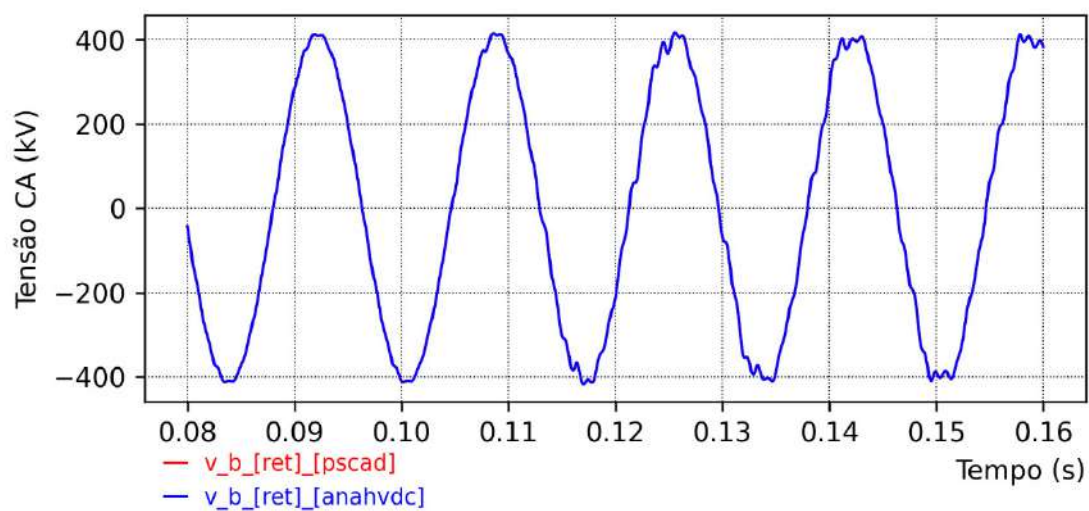
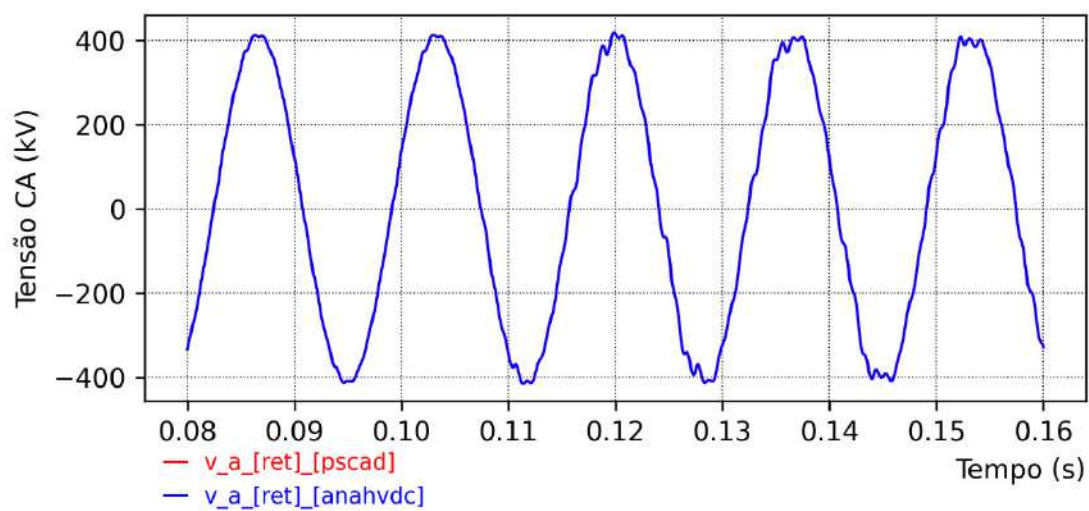
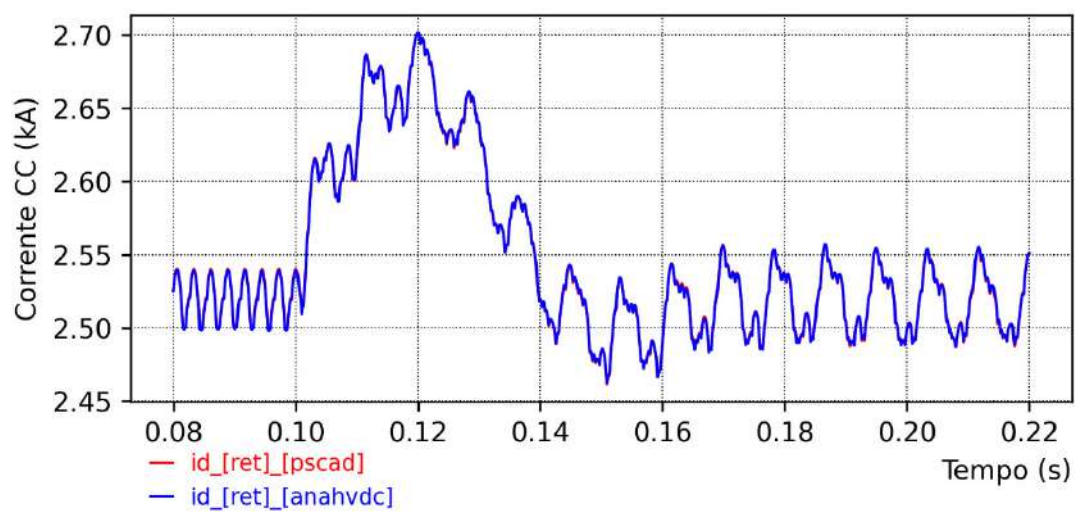
- v_{f_x} : tensões trifásicas na fonte;
- v_d : tensão CC medida na saída da ponte conversora;
- v_{cnv} : tensão CC medida entre a rede CC e o reator de alisamento;
- i_d : corrente CC medida na saída da ponte conversora;
- v_x : tensões trifásicas medidas na saída da rede CA;
- i_x : correntes trifásicas medidas na saída da rede CA;
- α : ângulo de disparo;
- θ_{pll} : ângulo de saída do PLL;
- i_{sec_x} : correntes trifásicas medidas no secundário do transformador;
- m_i_x : ângulo de comutação;
- sf_x : função de chaveamento;
- v_{dcol_vdF} : tensão CC filtrada usada no controle do VDCOL;
- v_{dcol_i0L} : corrente de ordem limitada na saída do VDCOL
- cca_idF : corrente CC filtrada utilizada no controle de corrente CCA;
- $amax_udi0F$: tensão U_{di0} filtrada usada no controle de α máximo;
- i_{fault} : corrente CA de defeito.

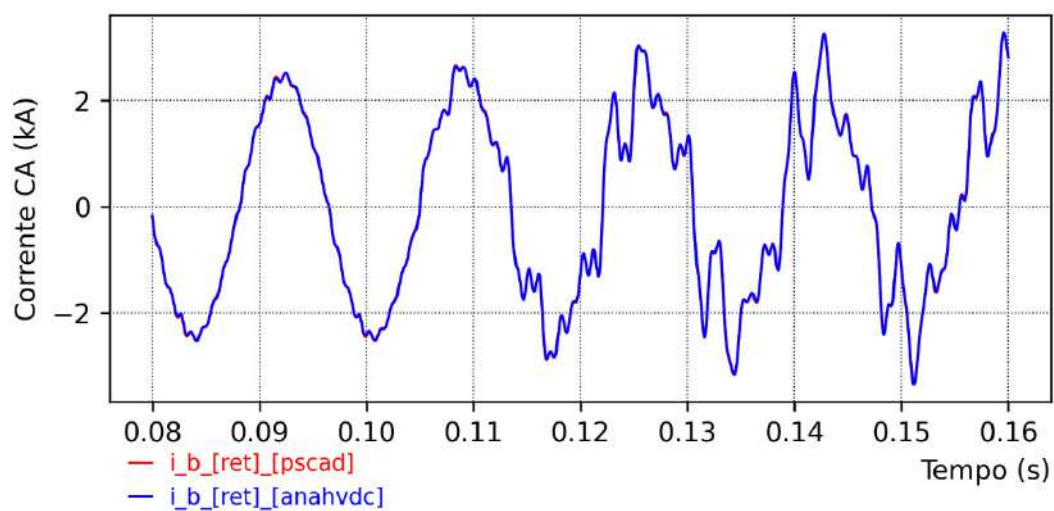
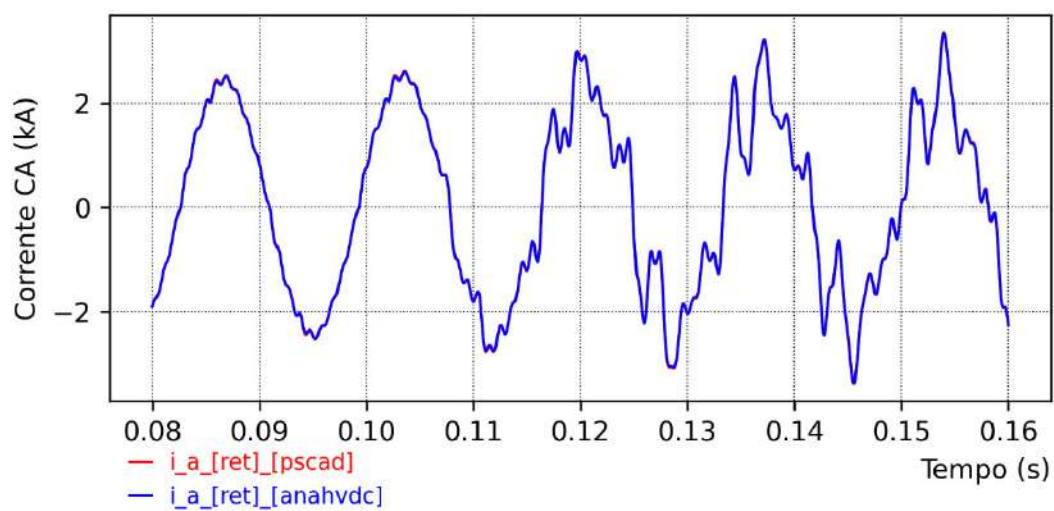
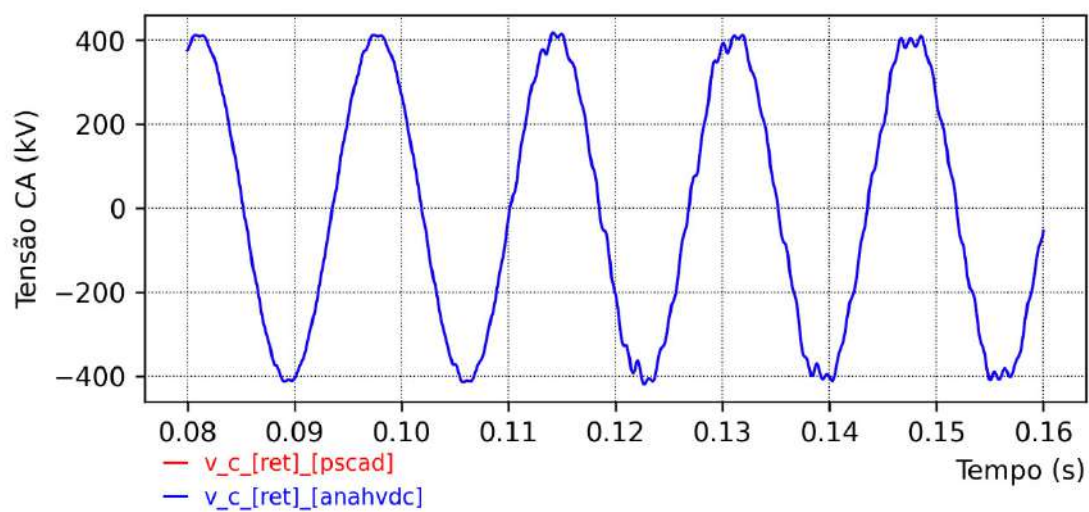
1. Sistema Zca – Ponte de 6 pulsos – Circuito CC RL

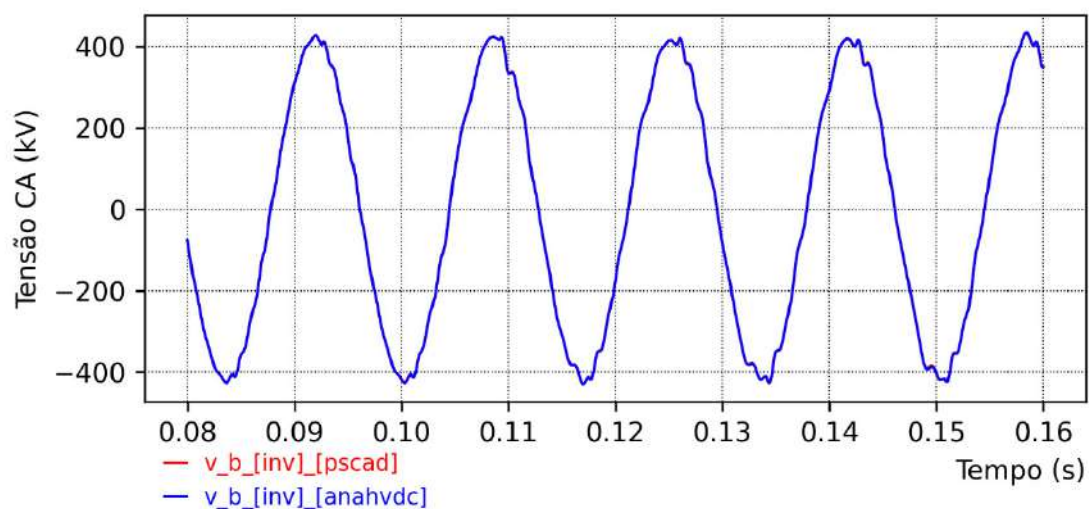
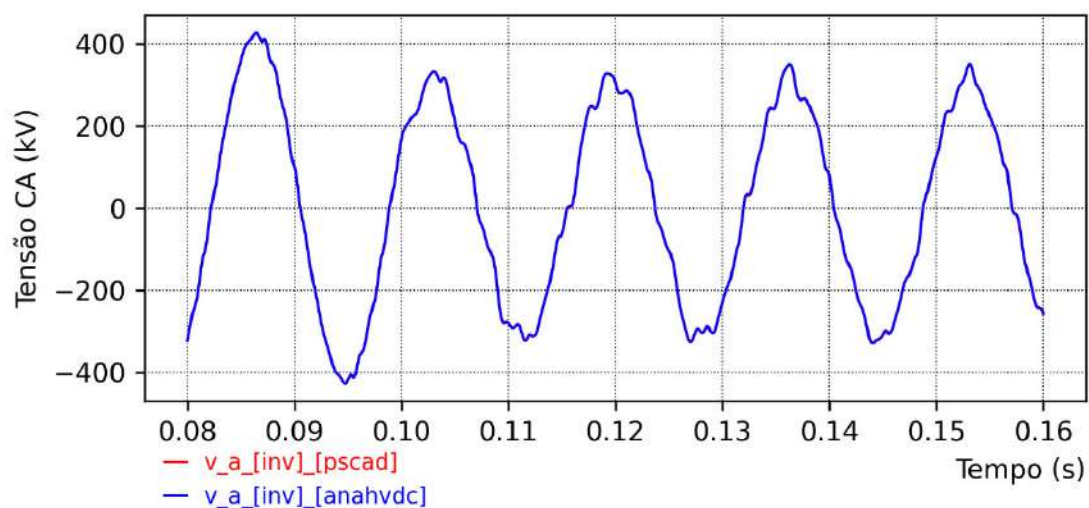
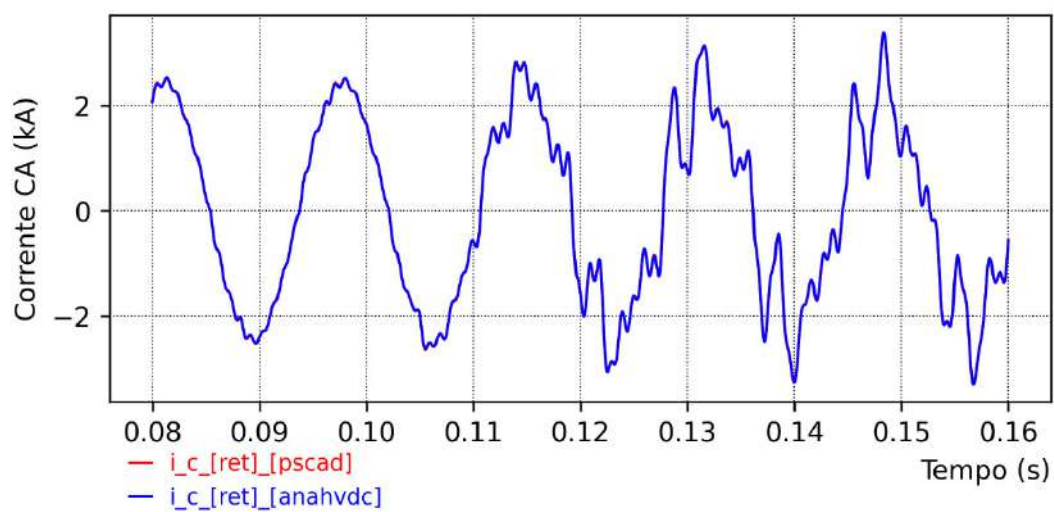
1.1. Degrau na fonte do lado do inversor

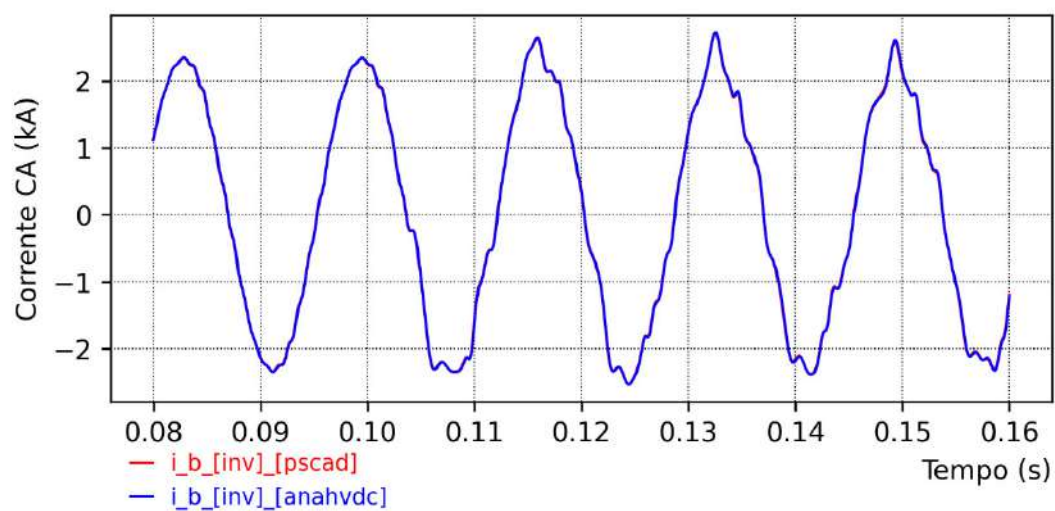
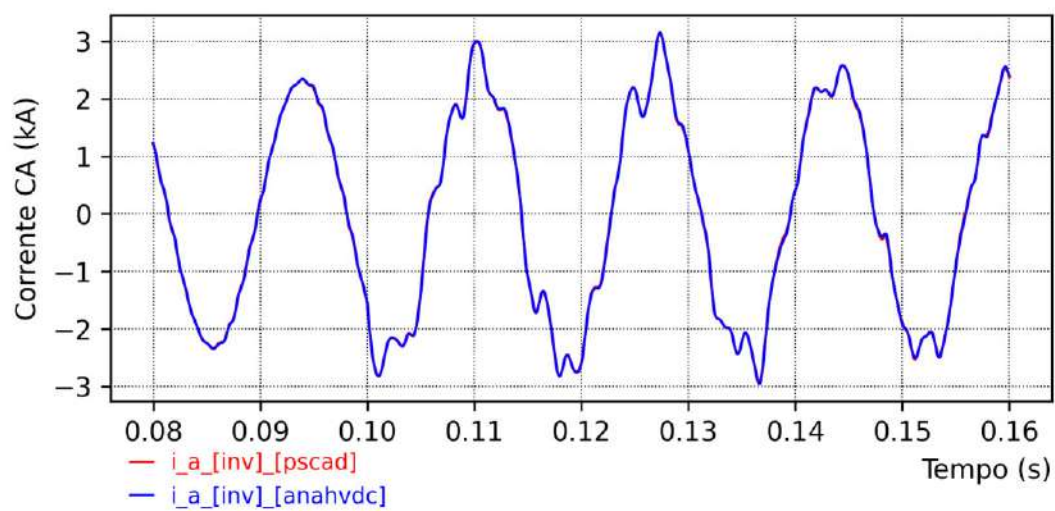
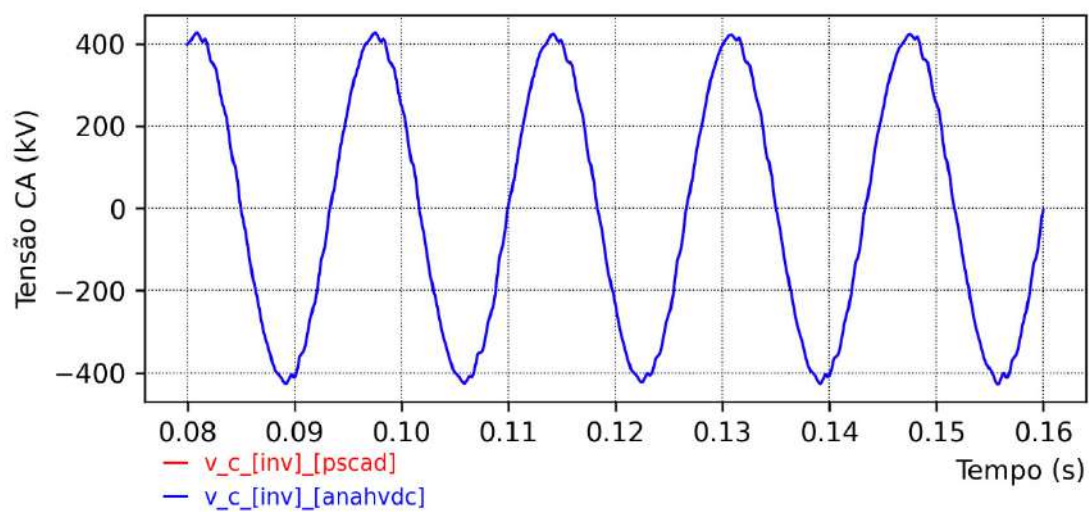


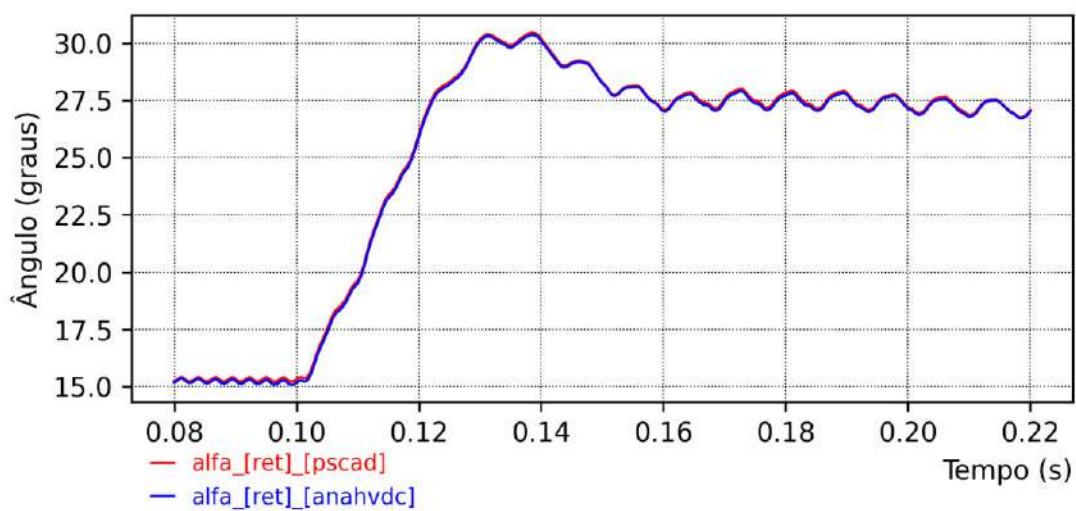
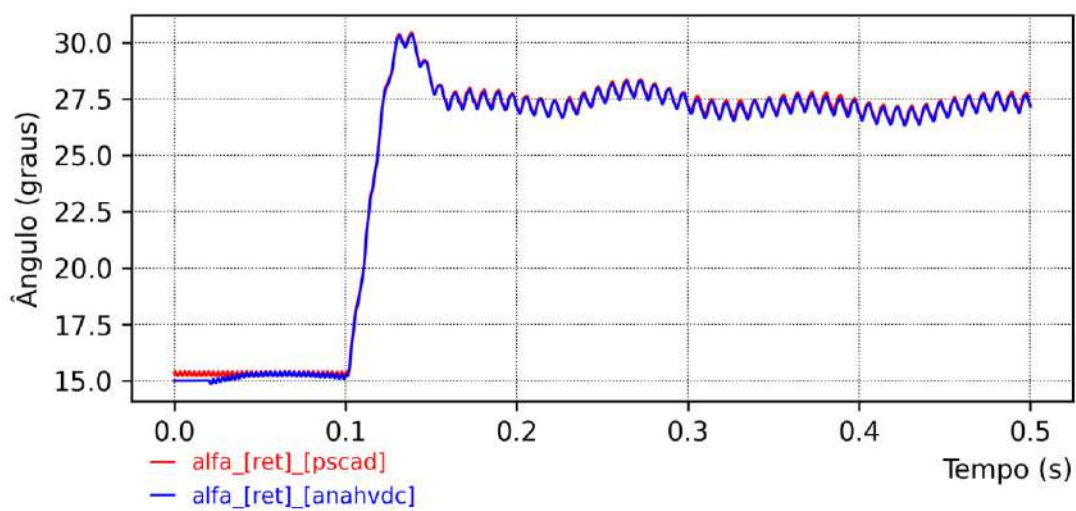
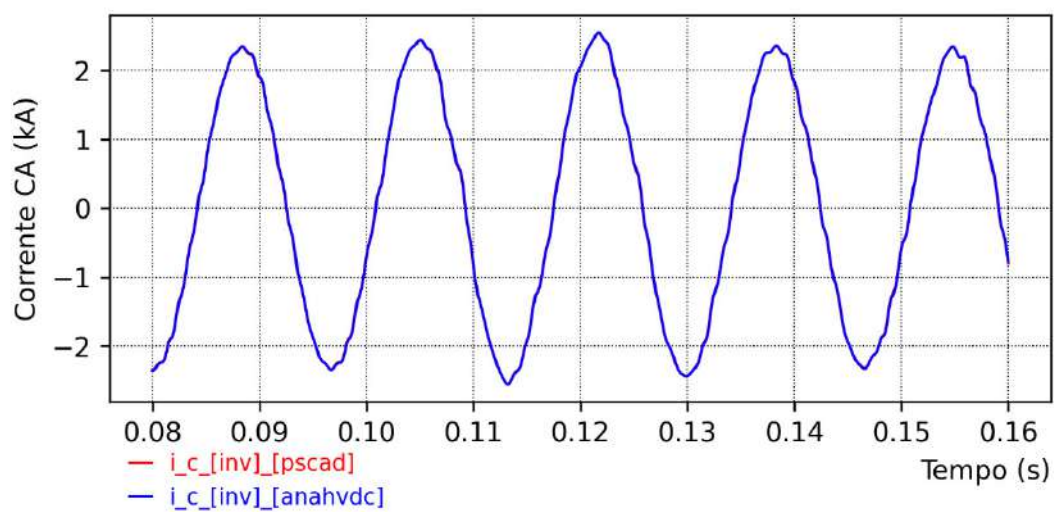


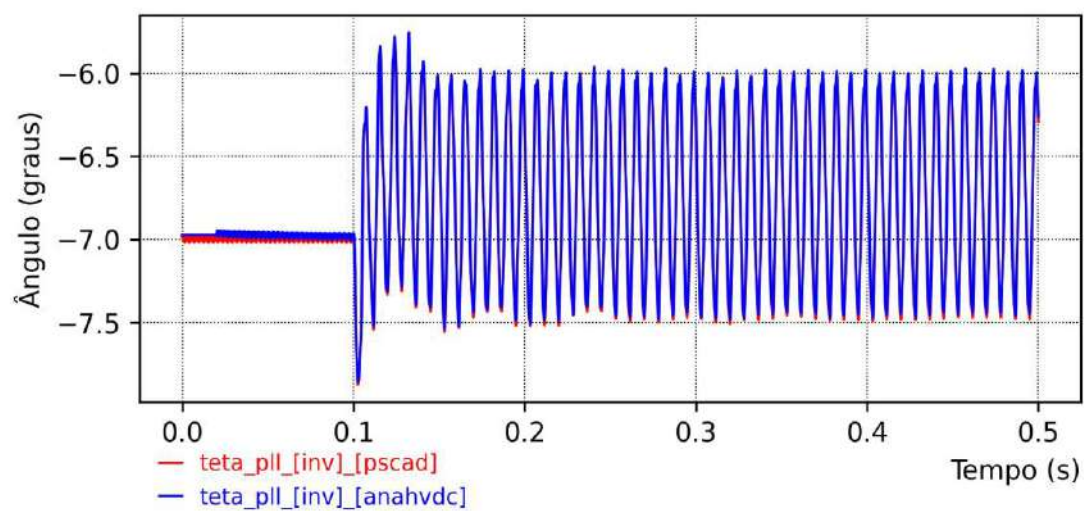
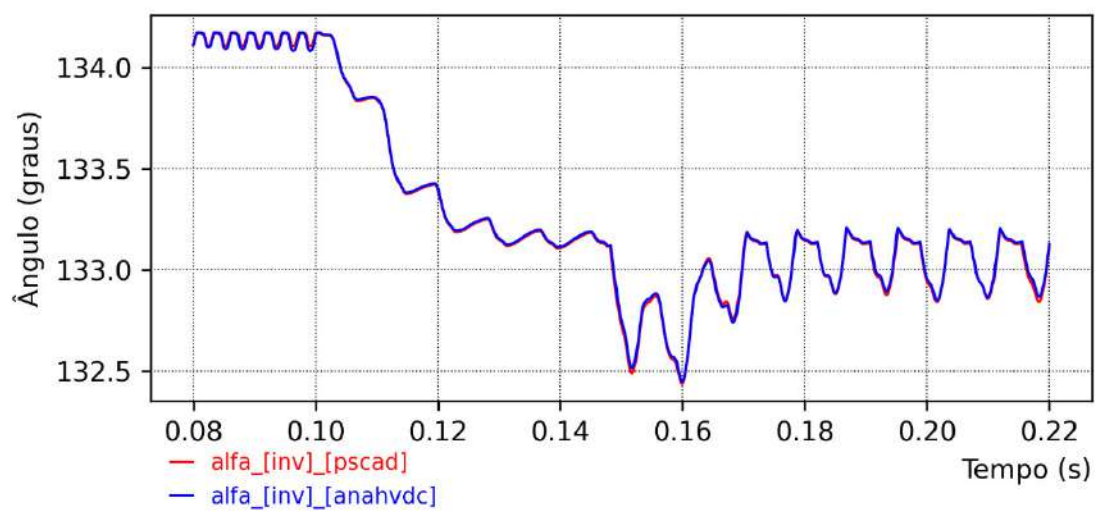
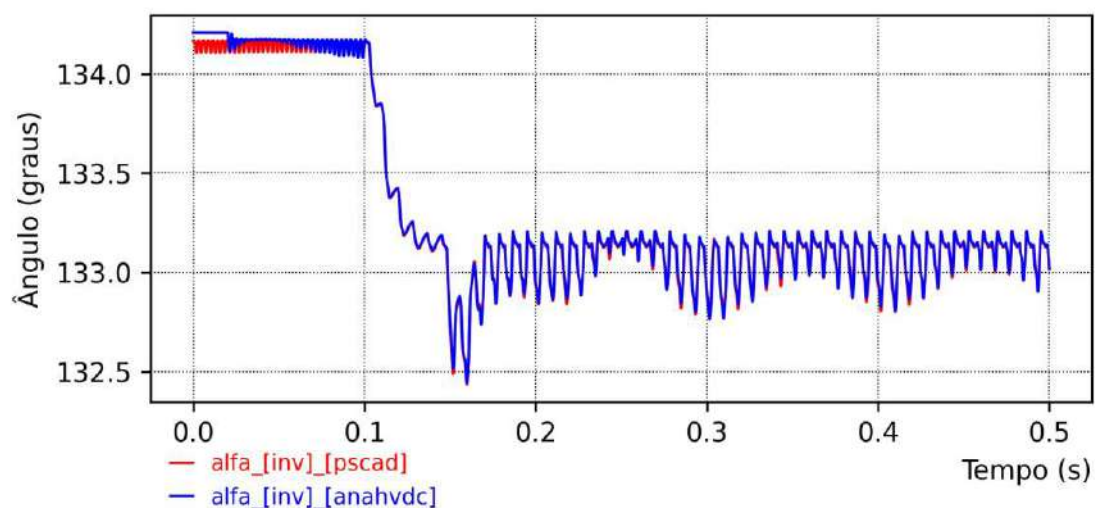


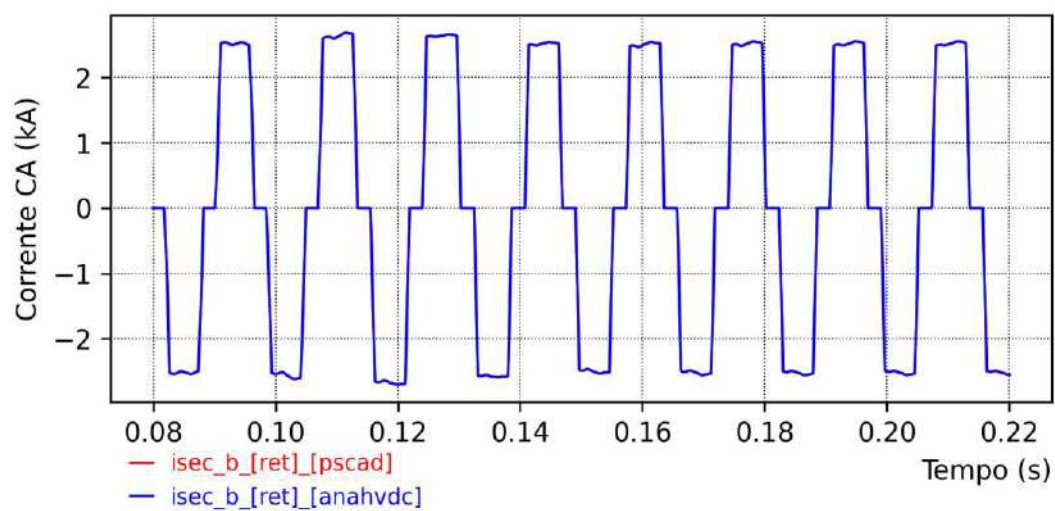
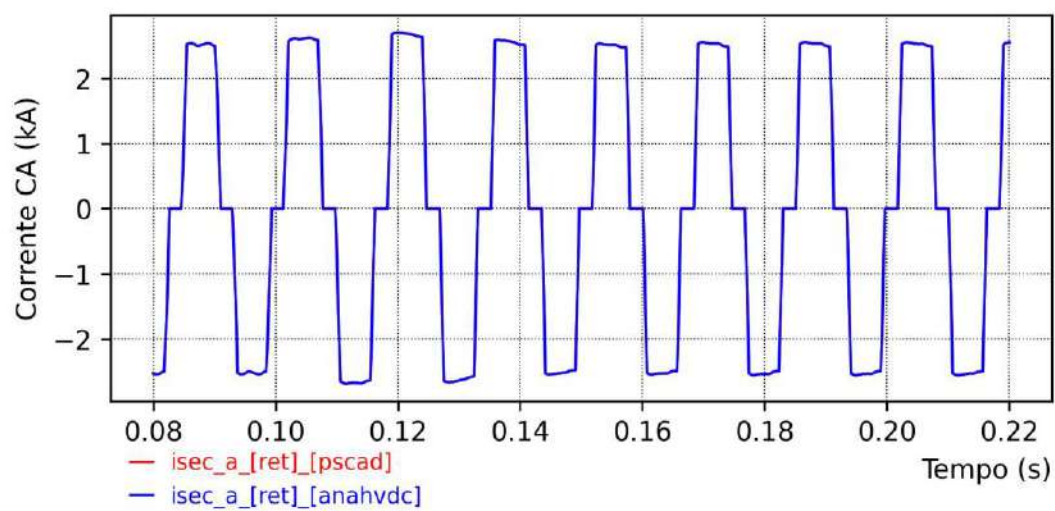
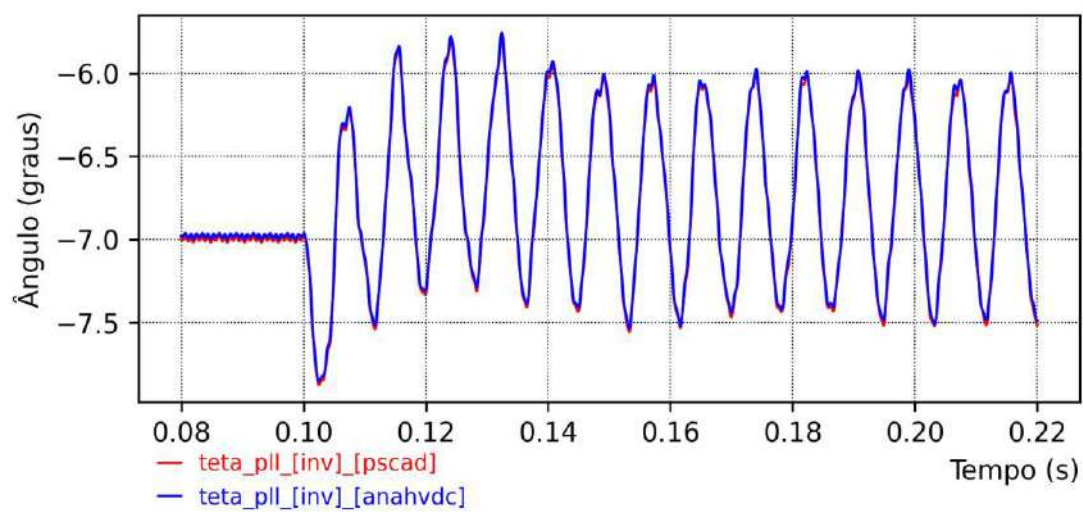


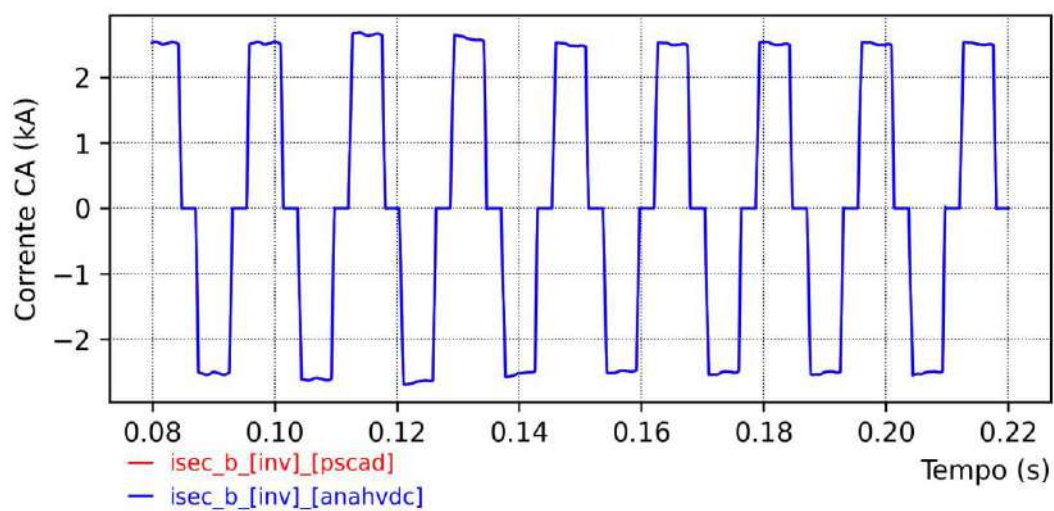
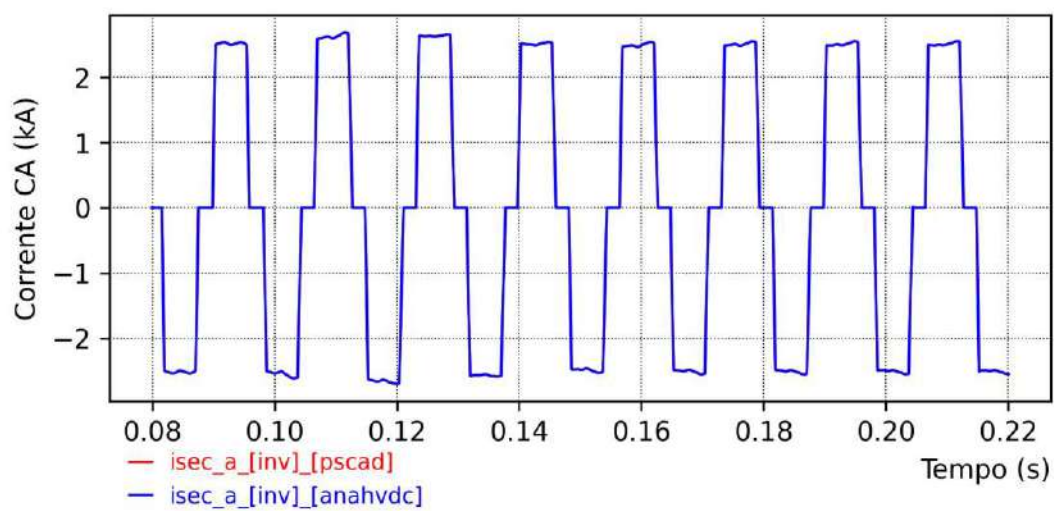
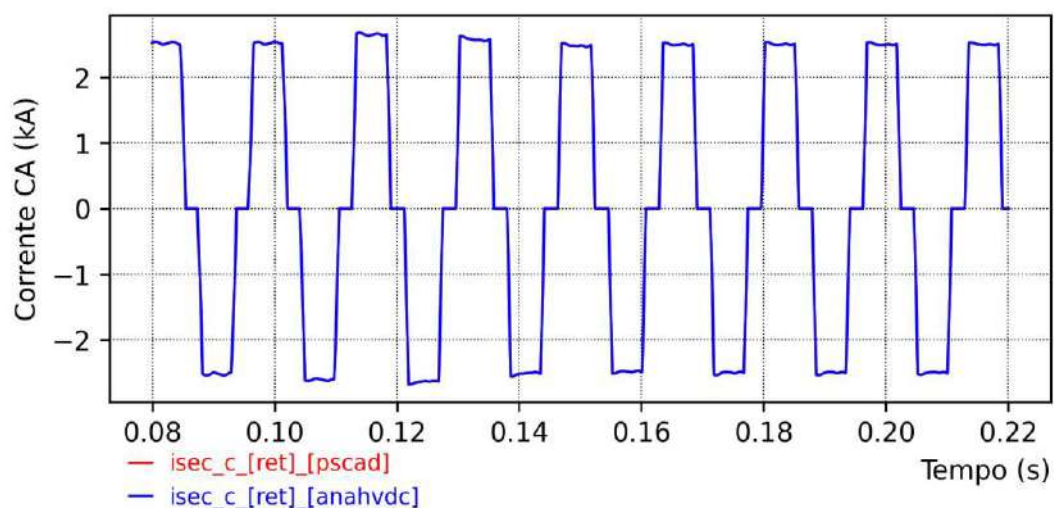


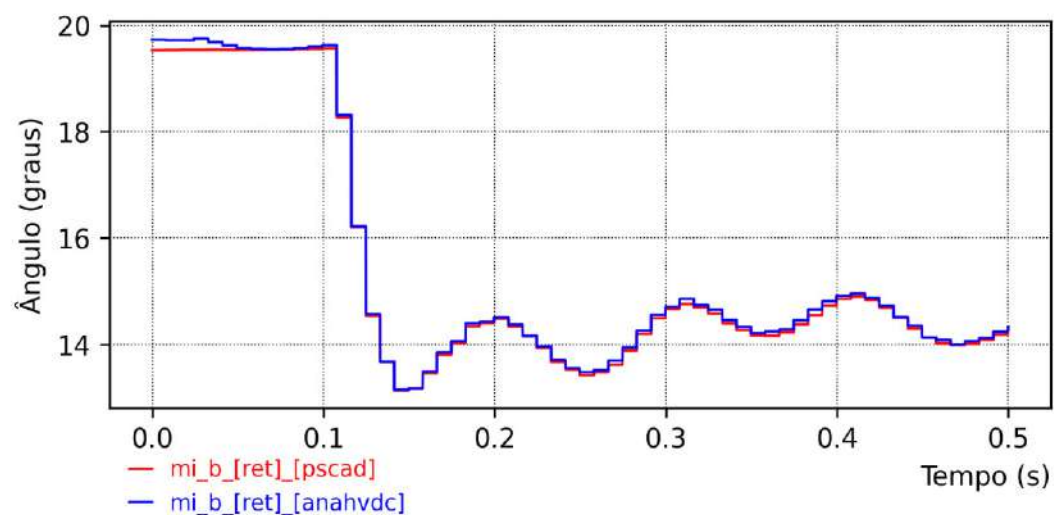
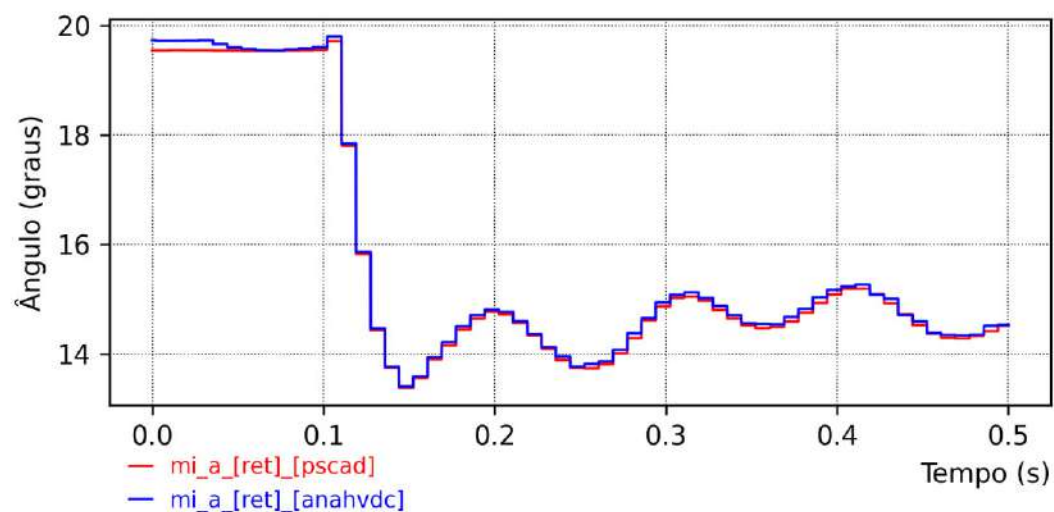
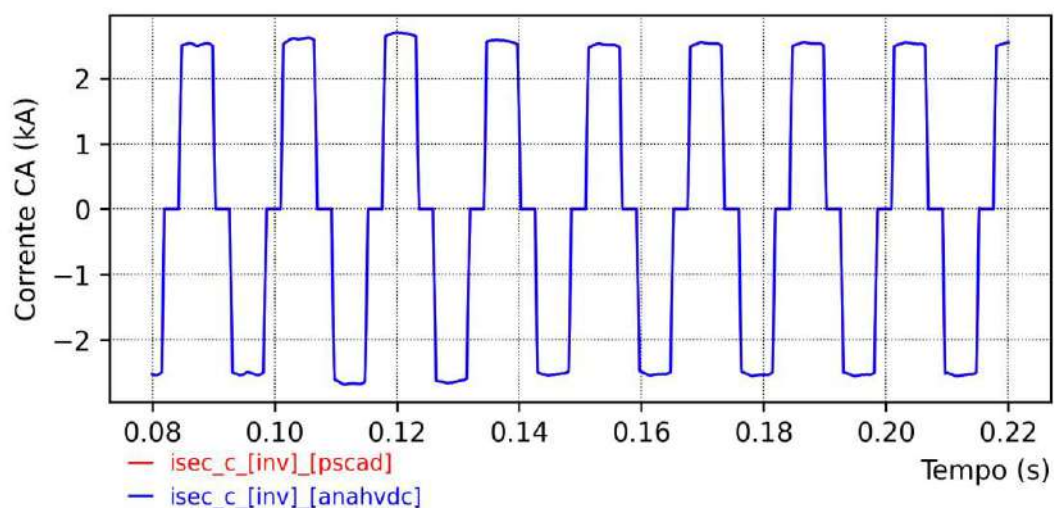


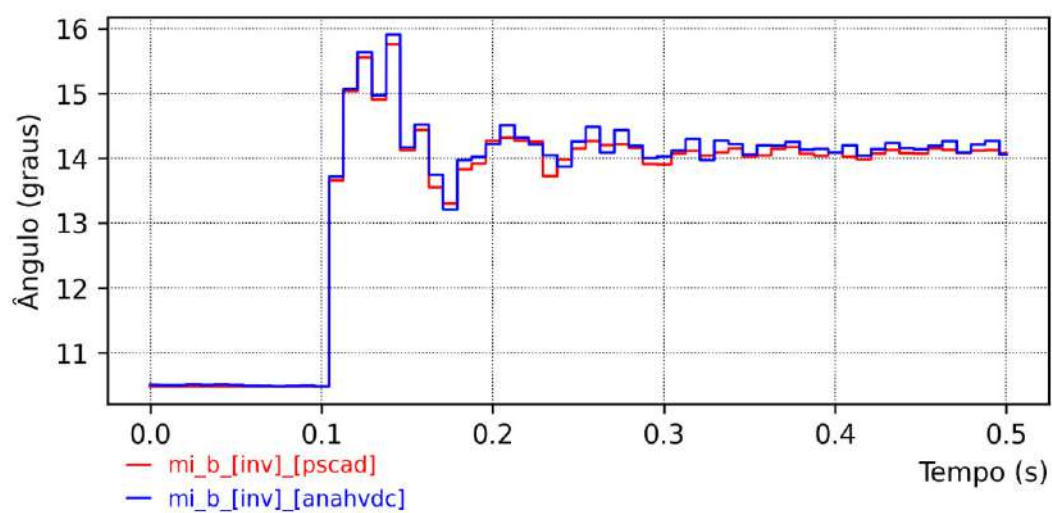
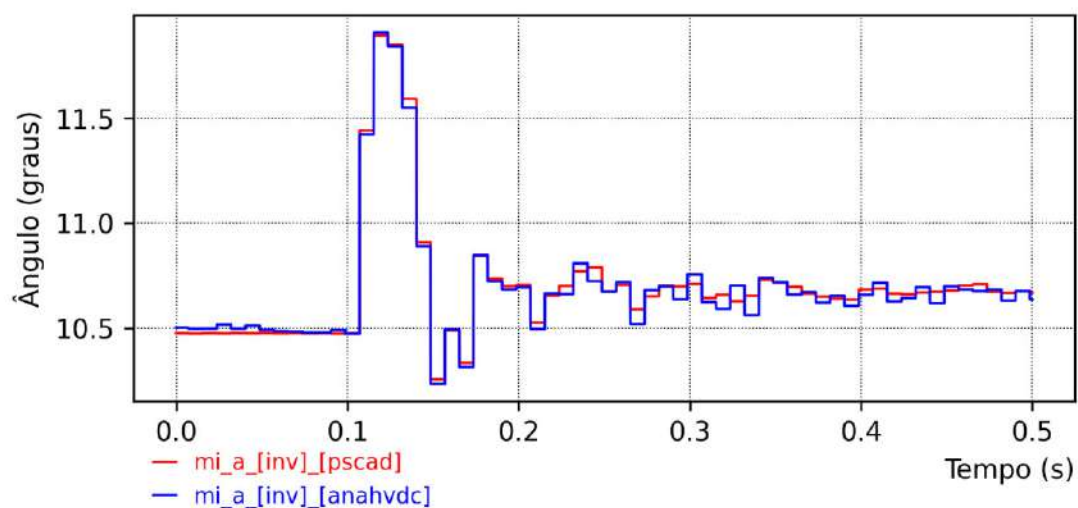
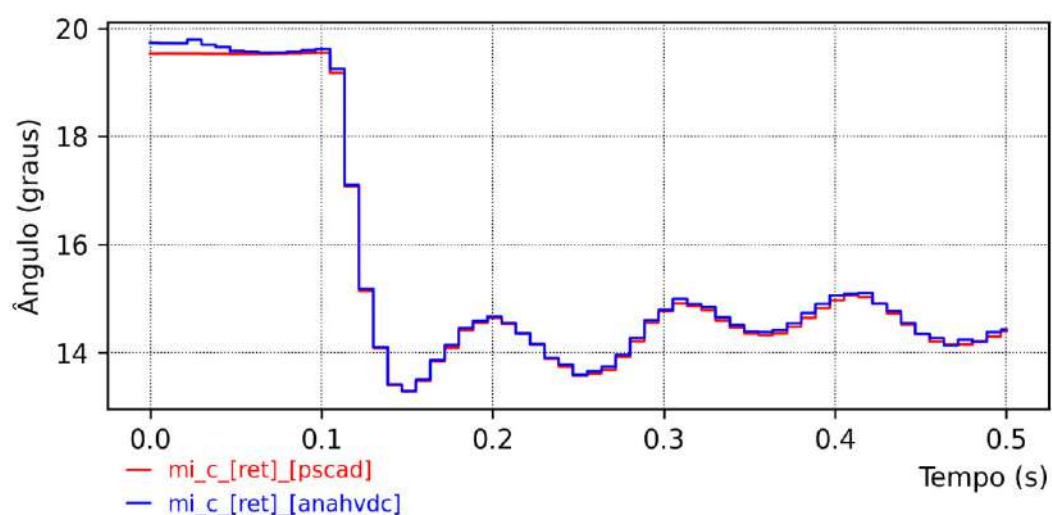


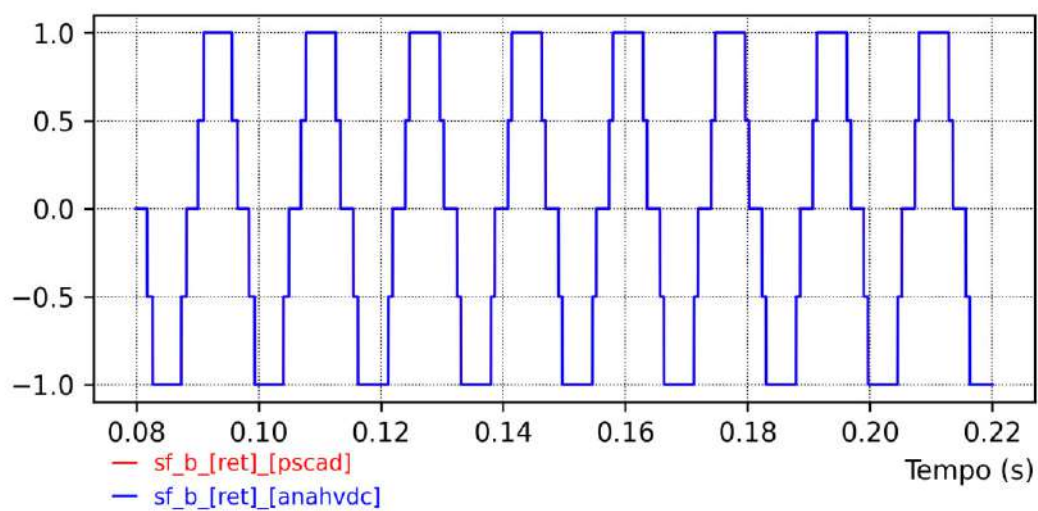
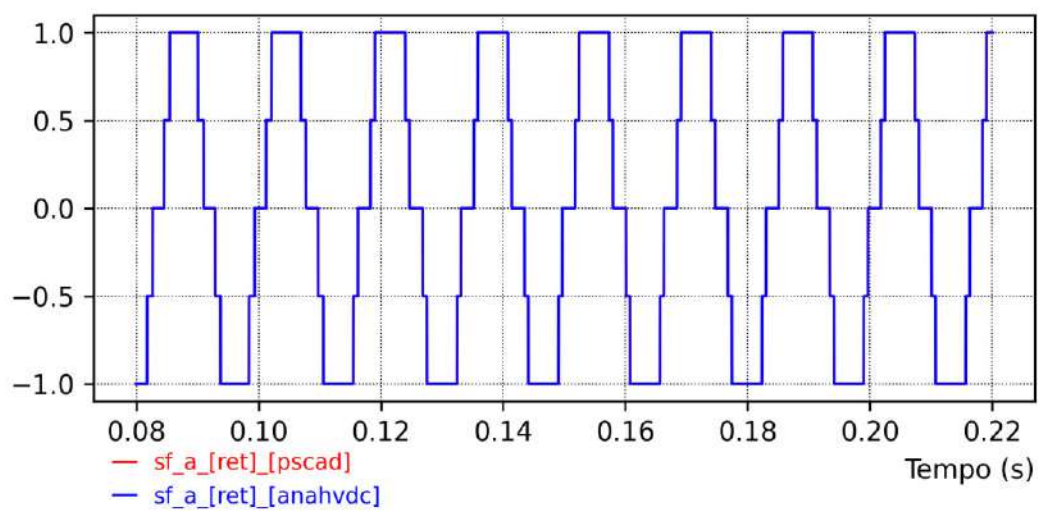
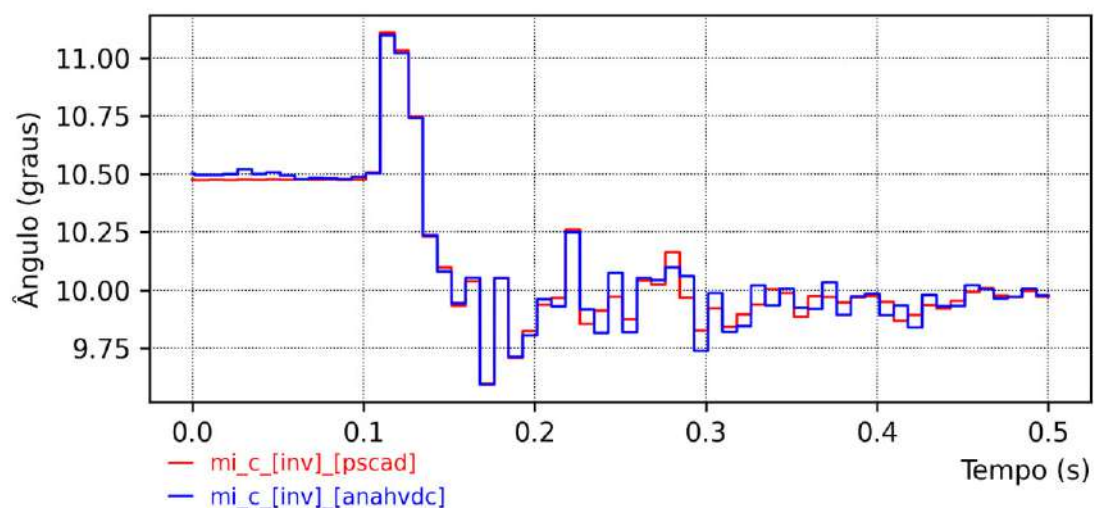


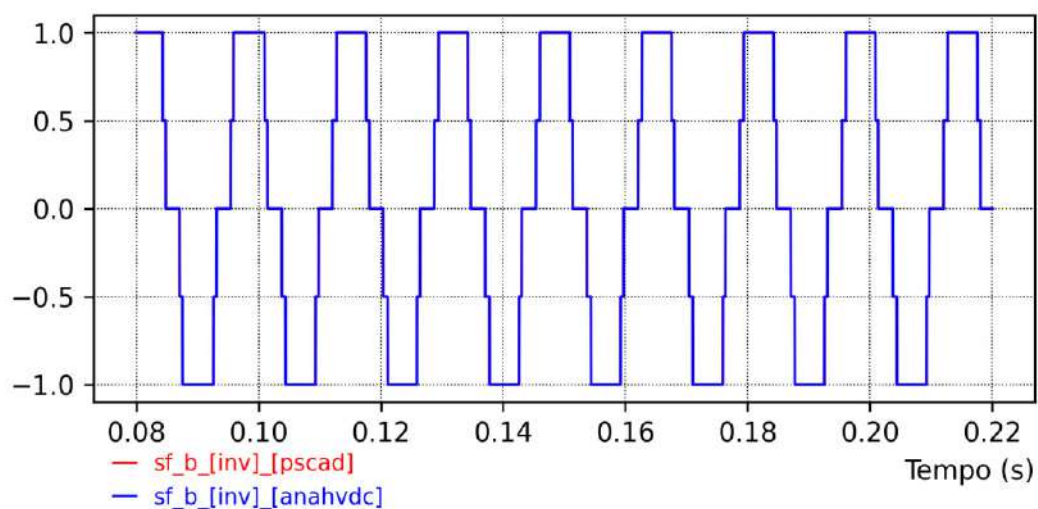
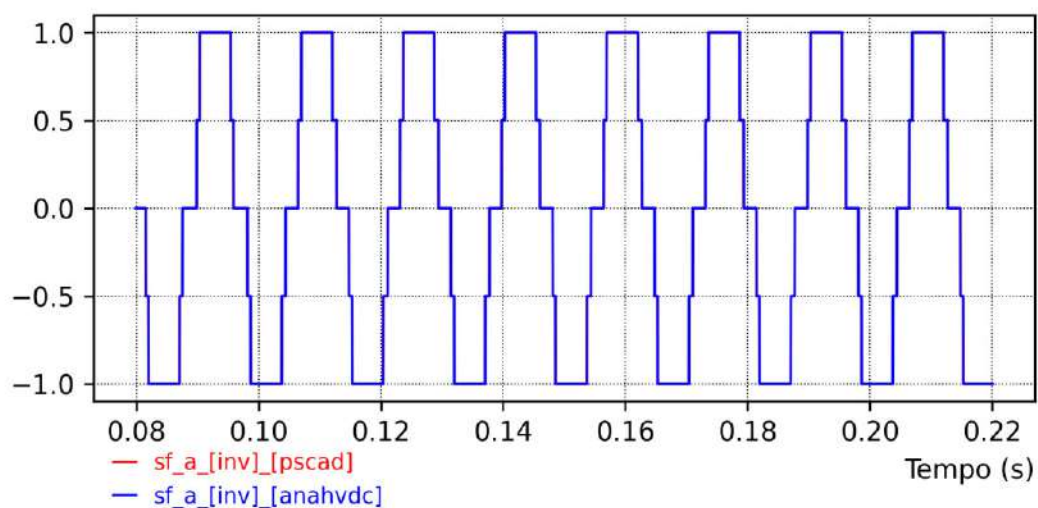
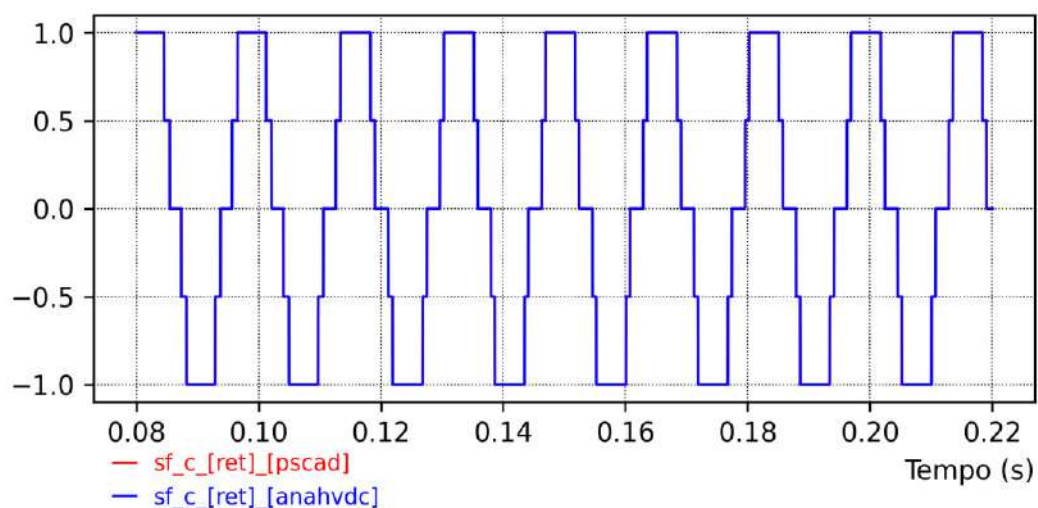


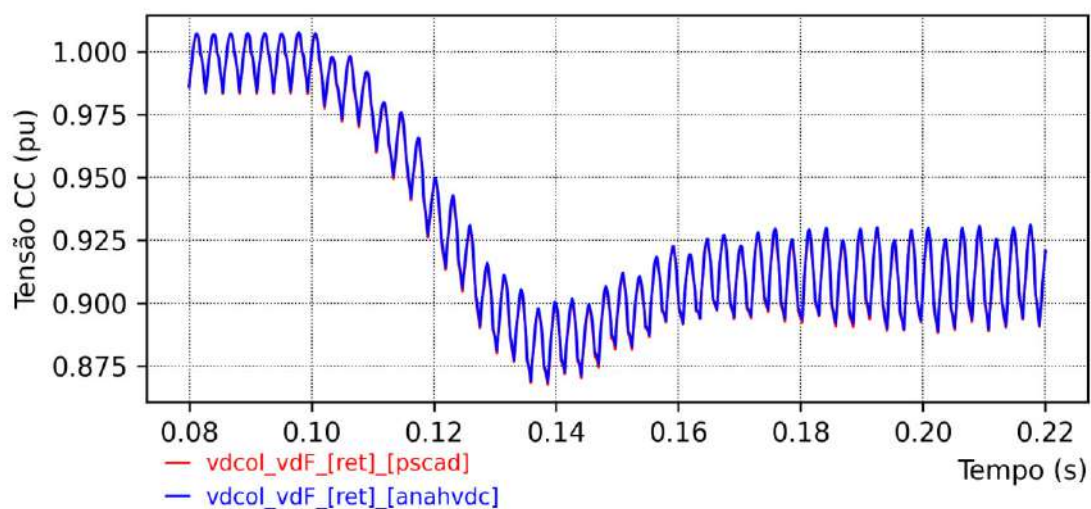
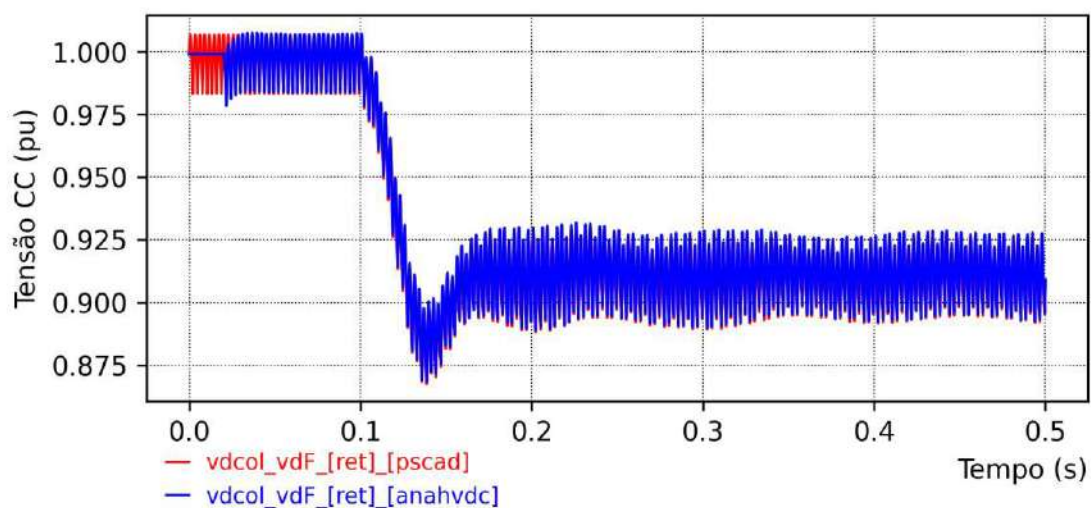
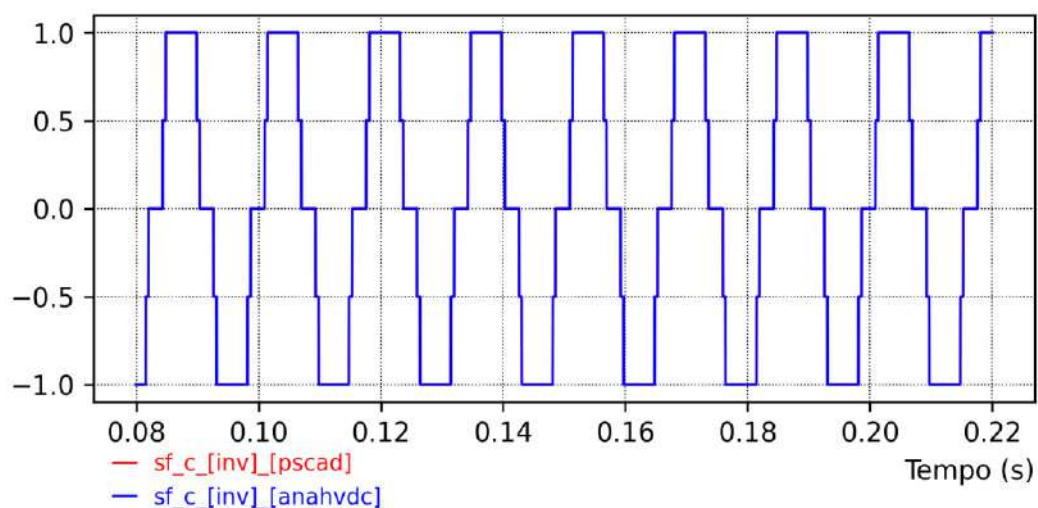


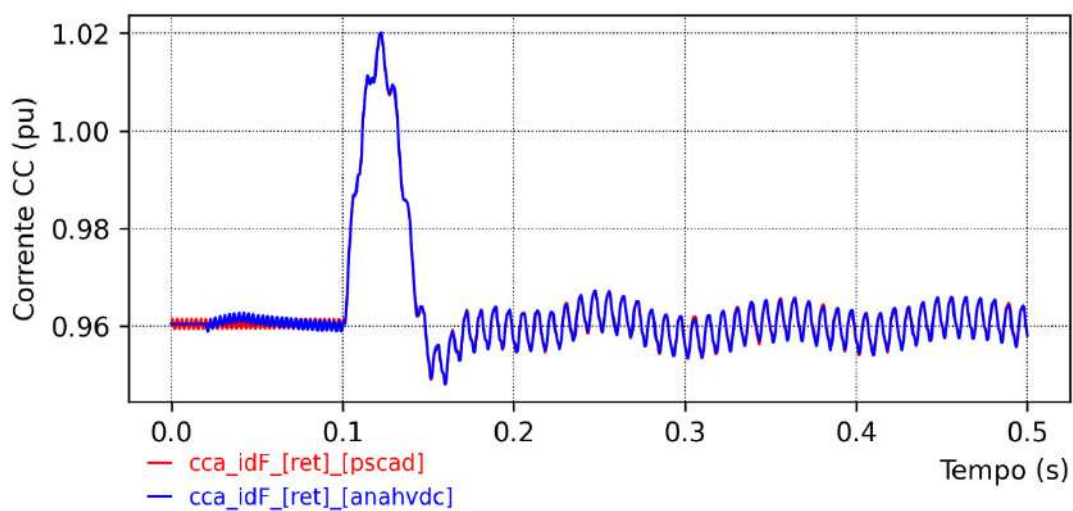
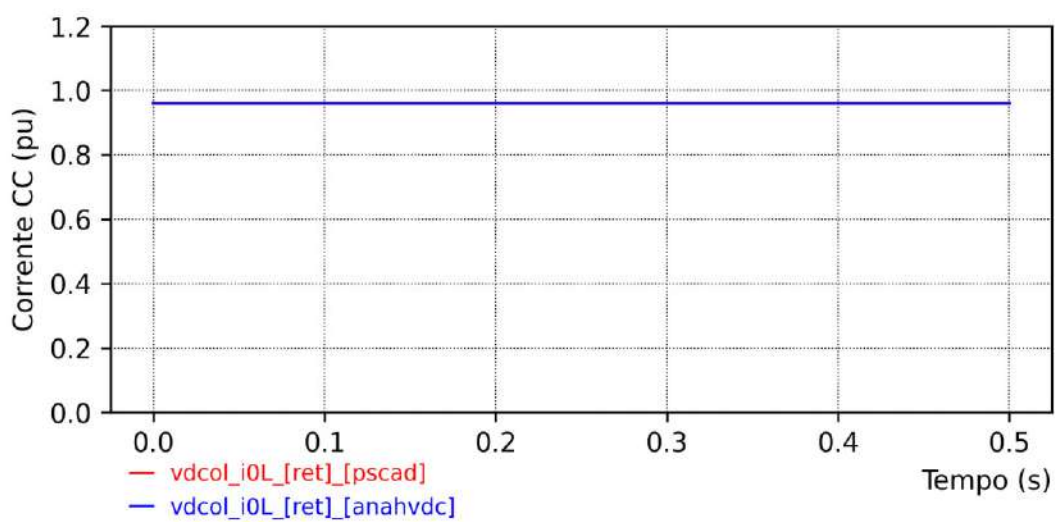
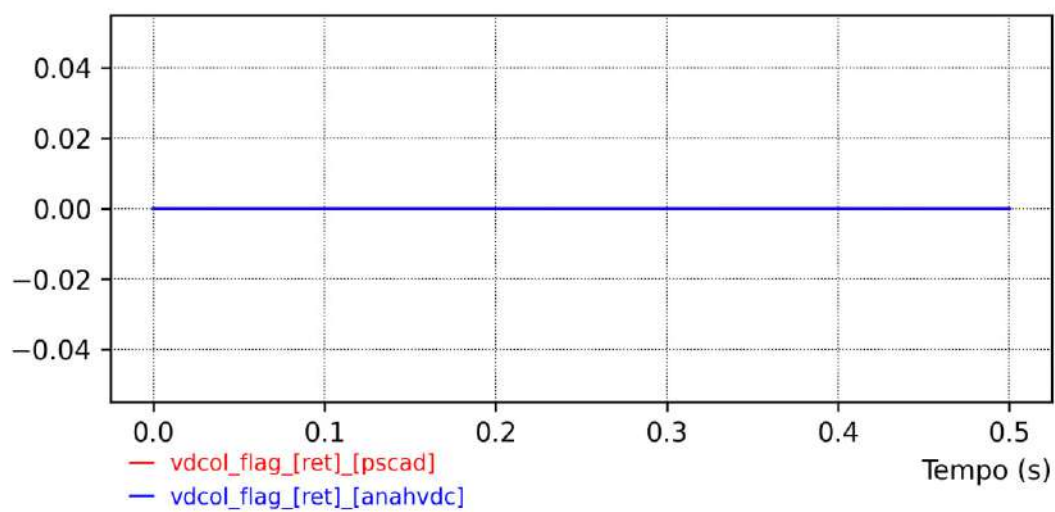


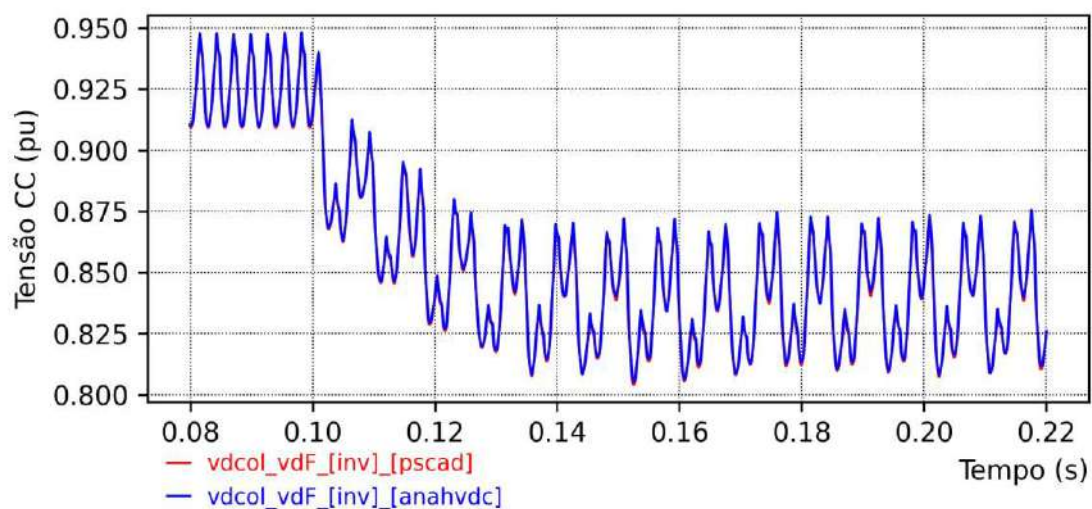
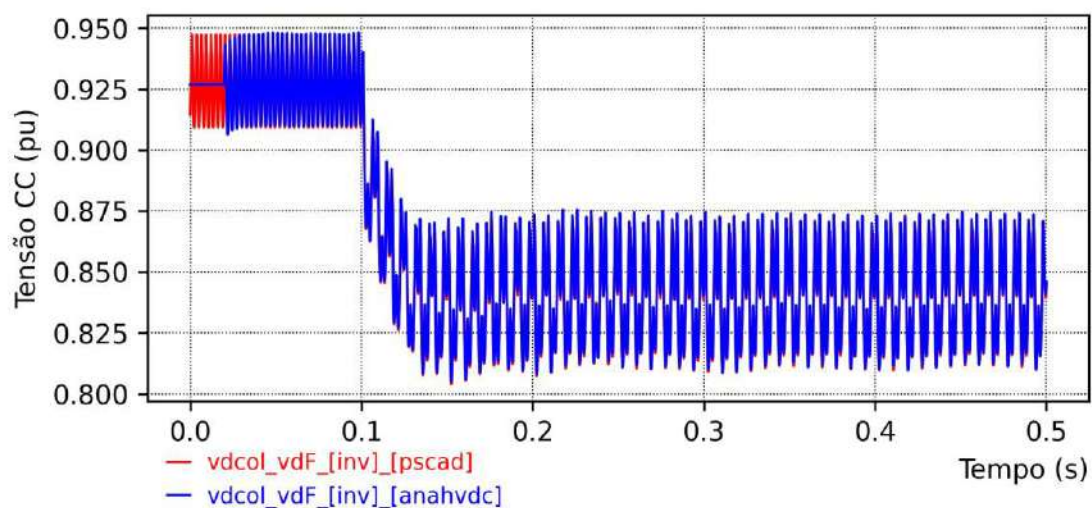
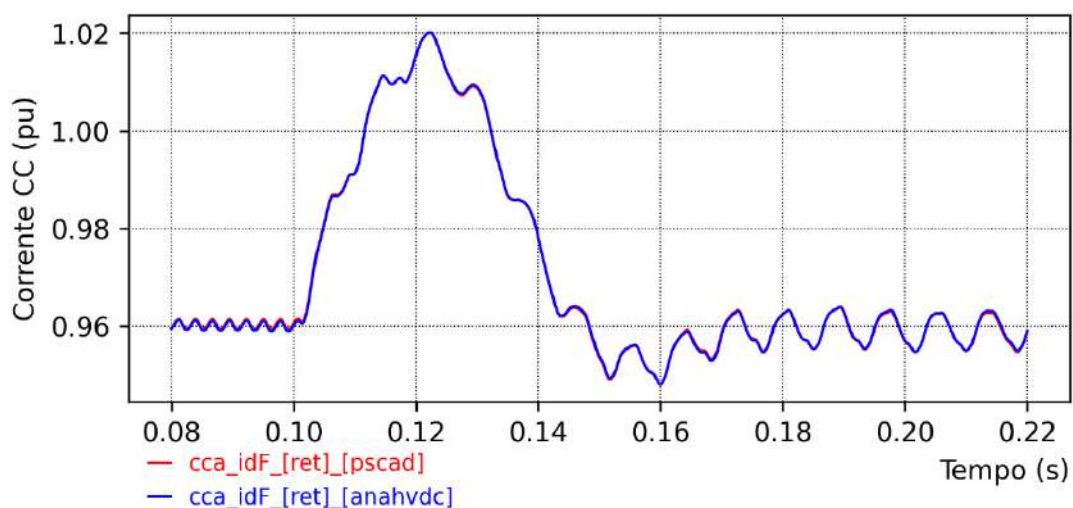


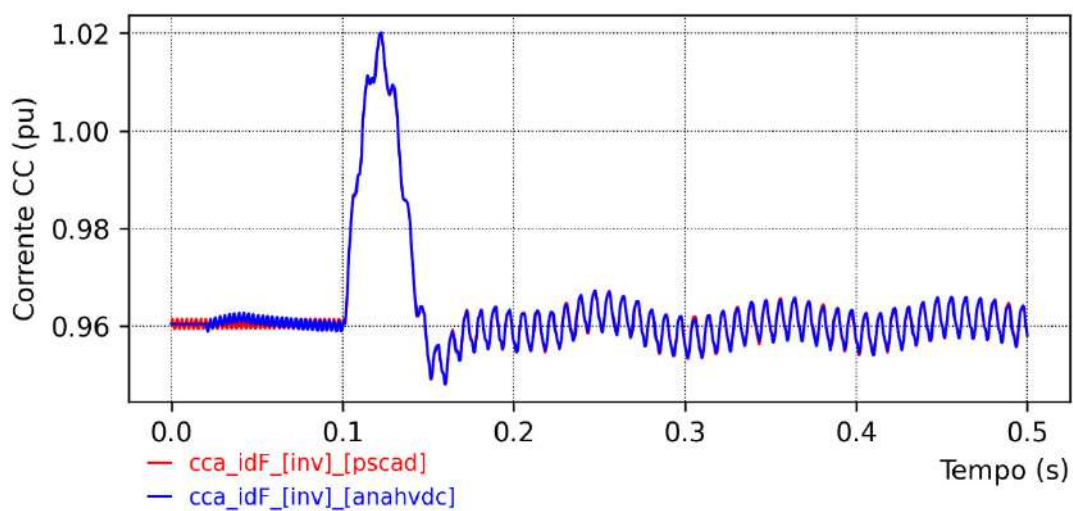
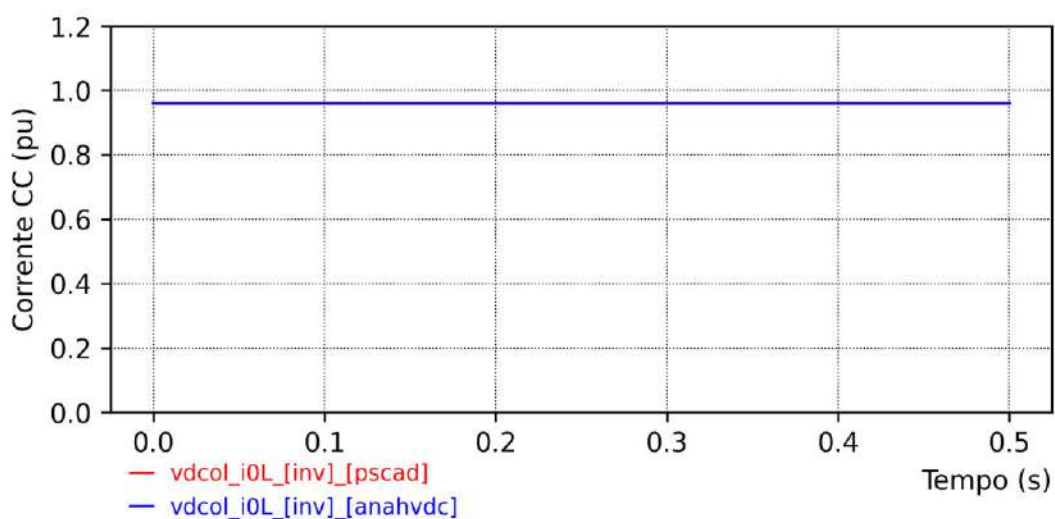
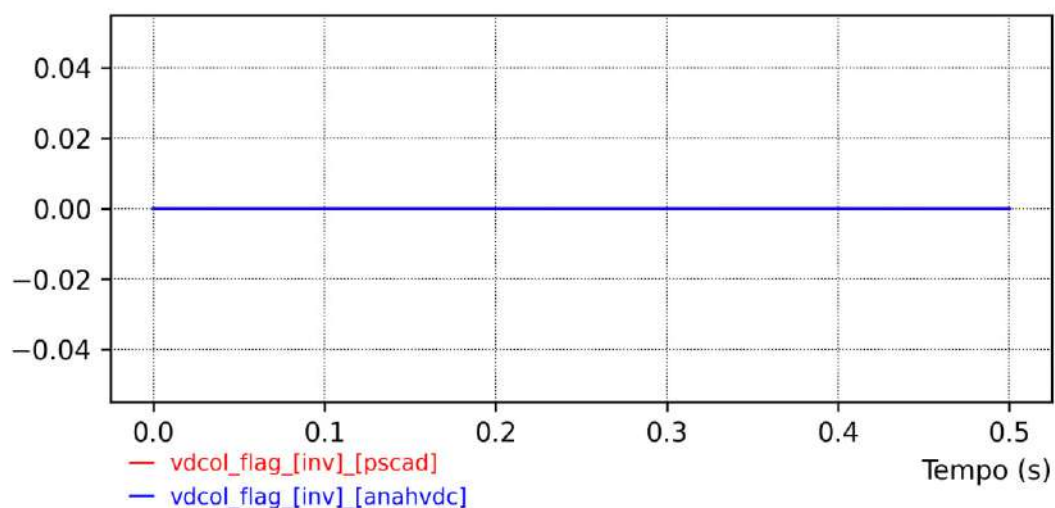


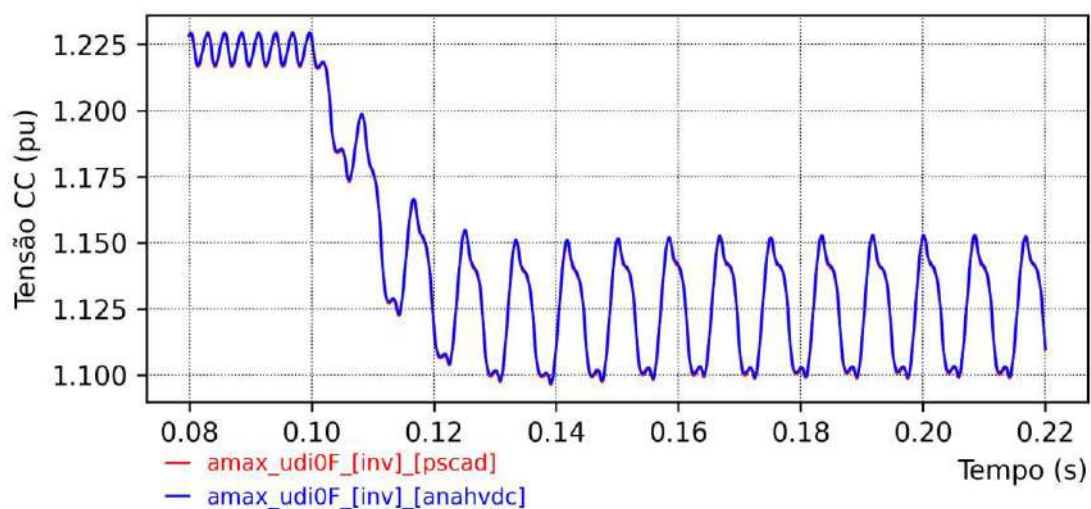
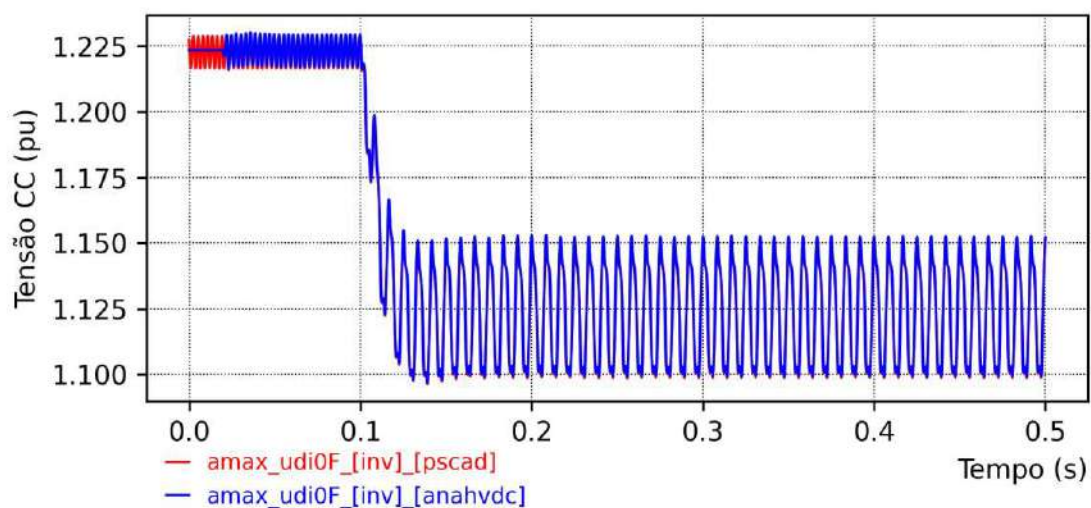
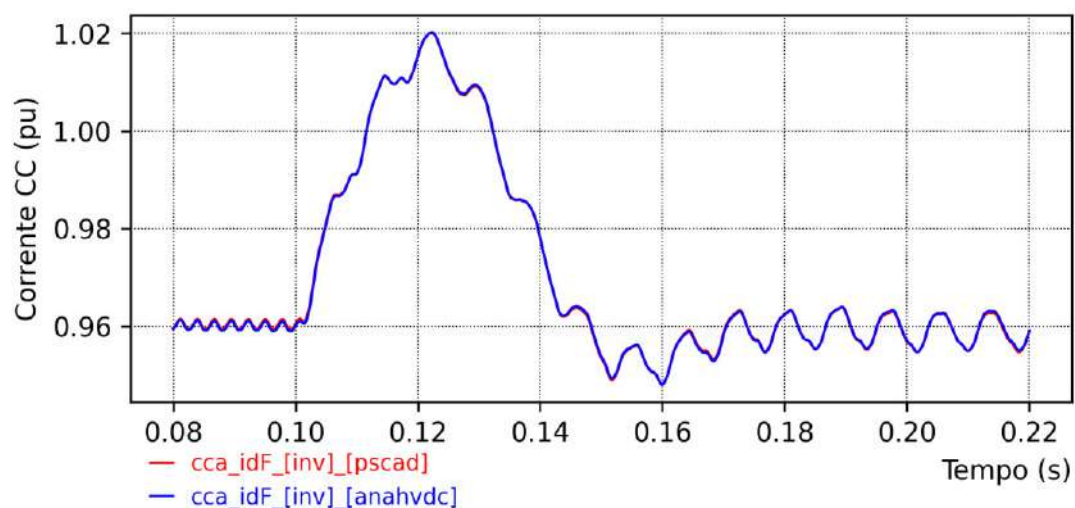




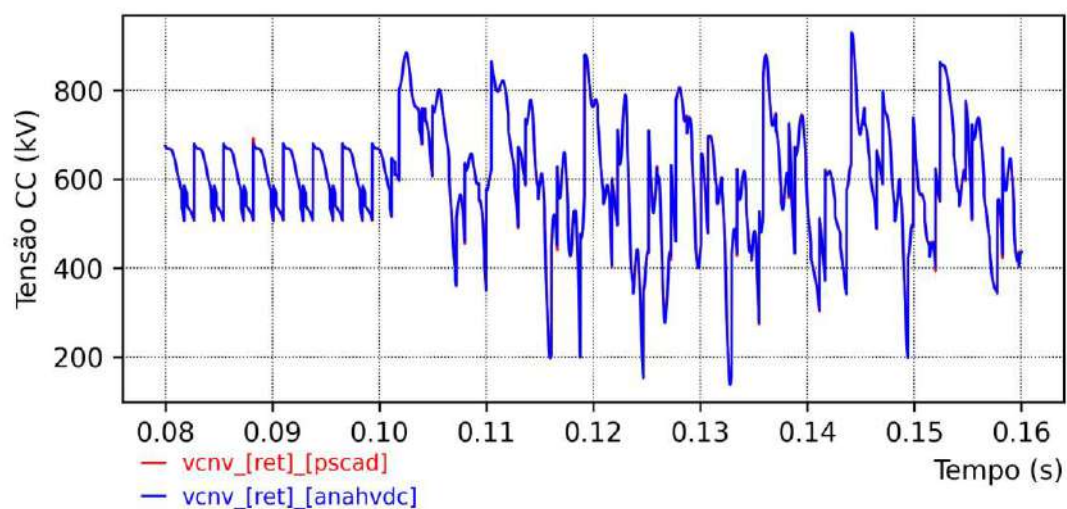
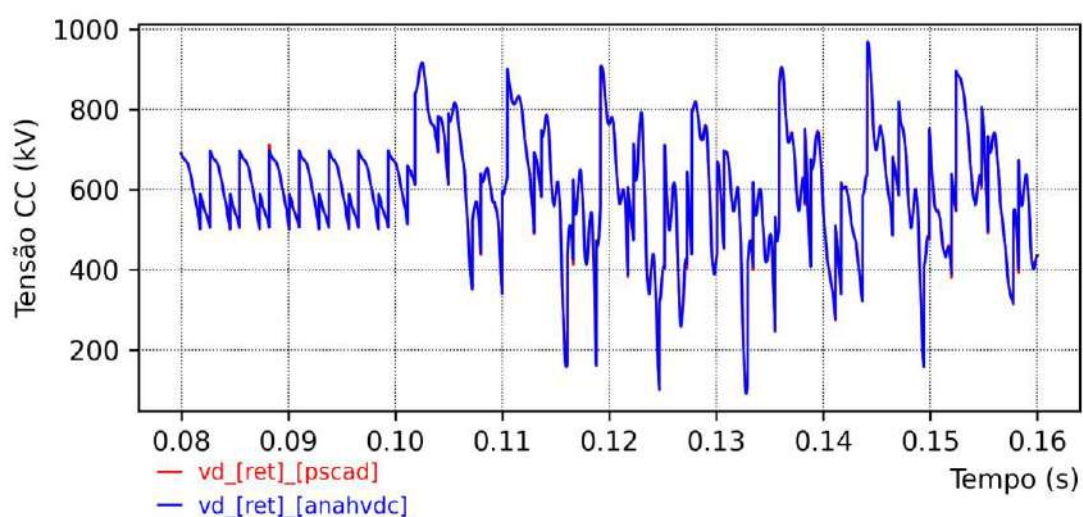
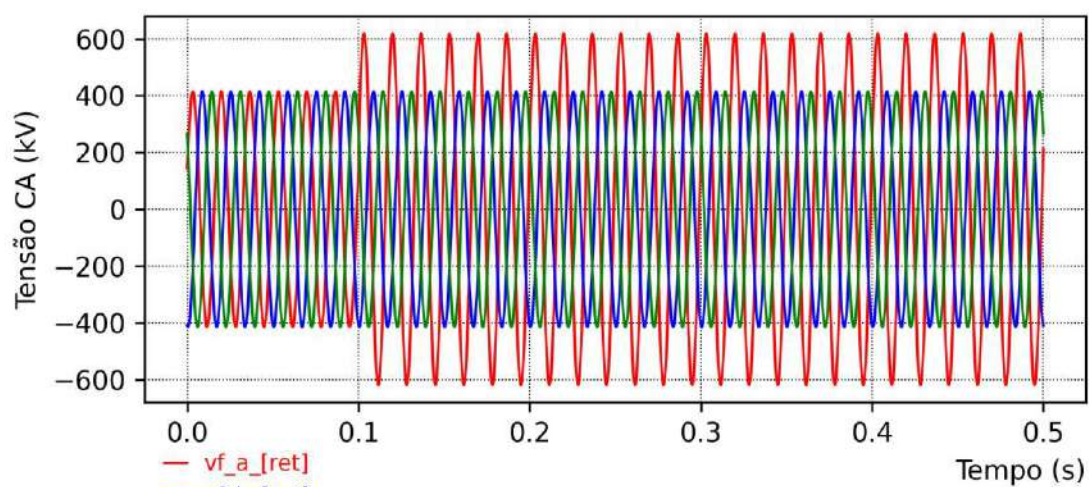


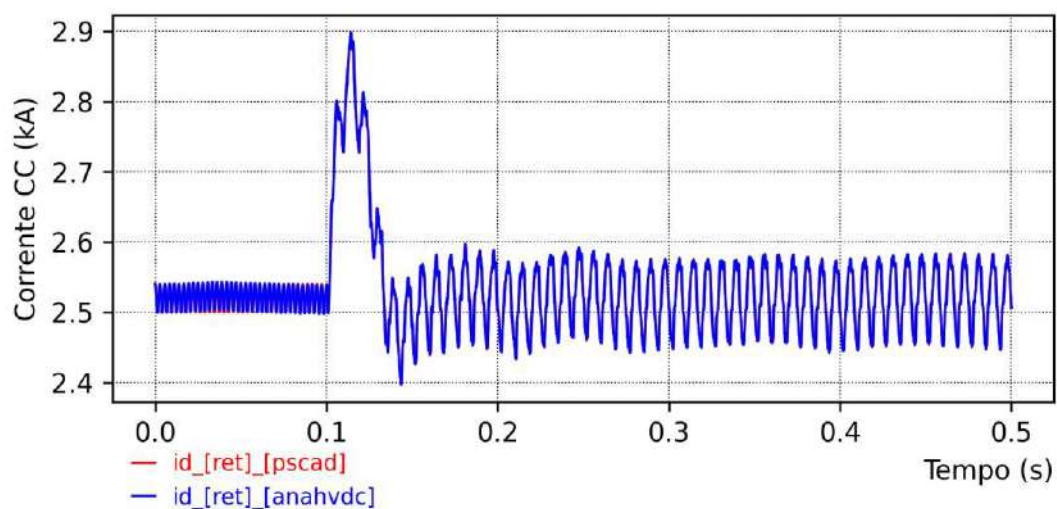
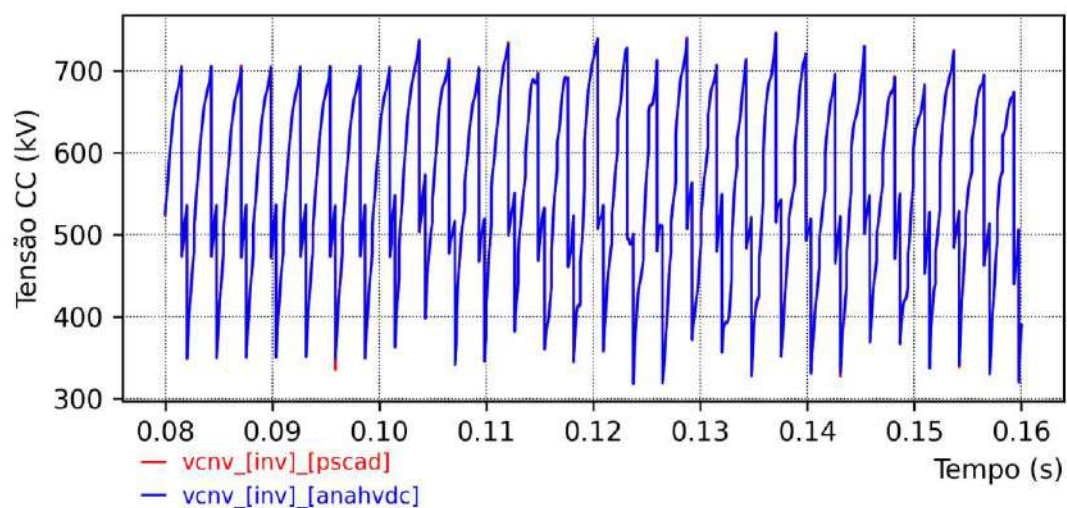
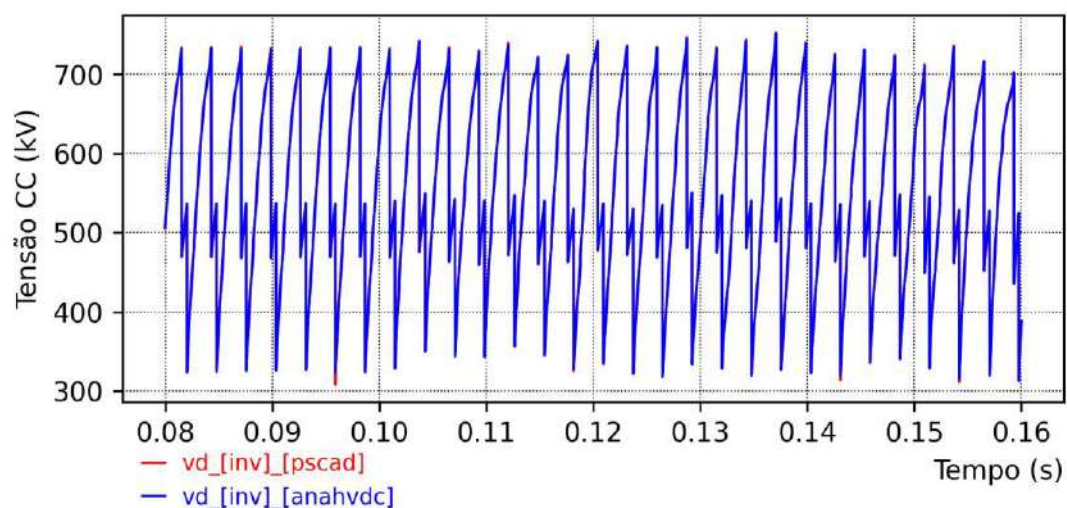


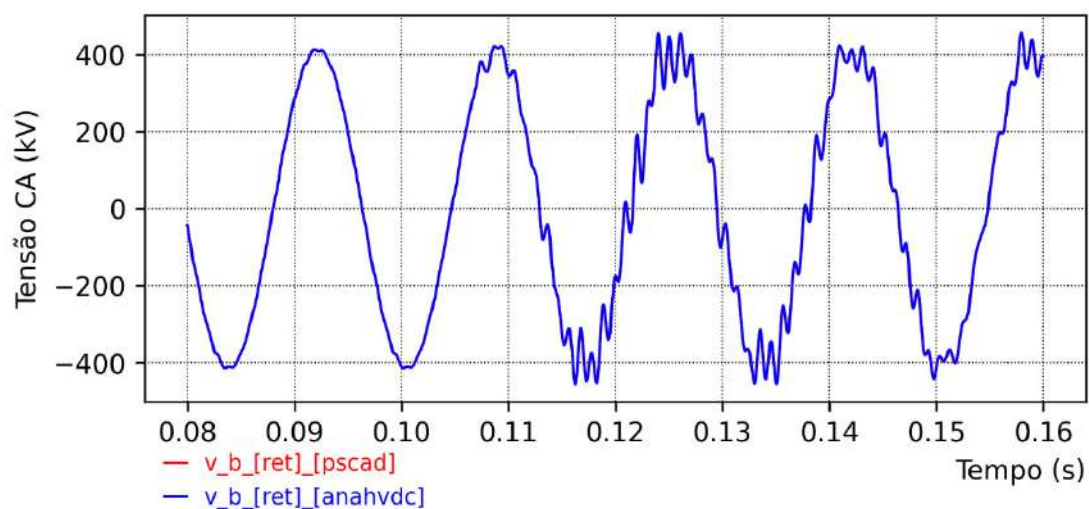
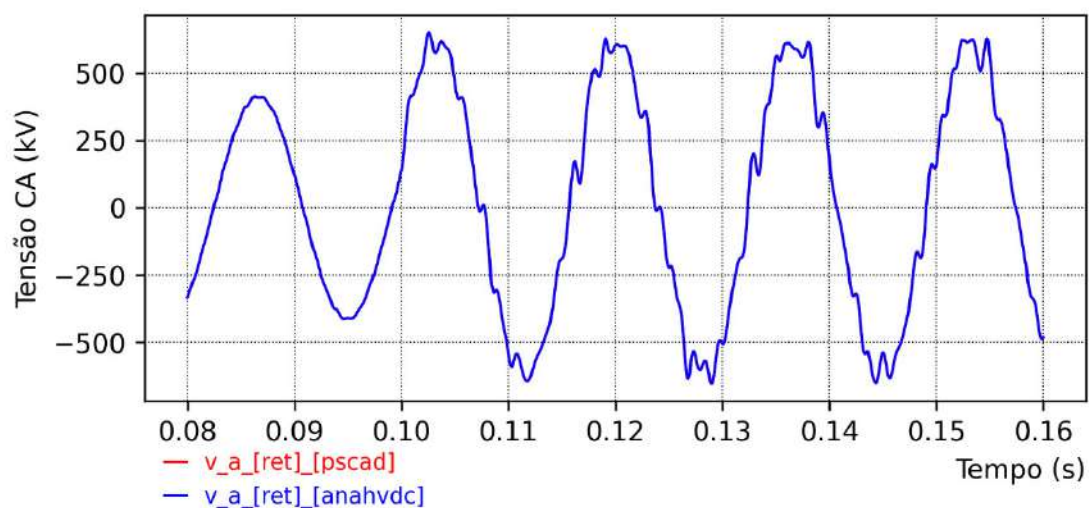
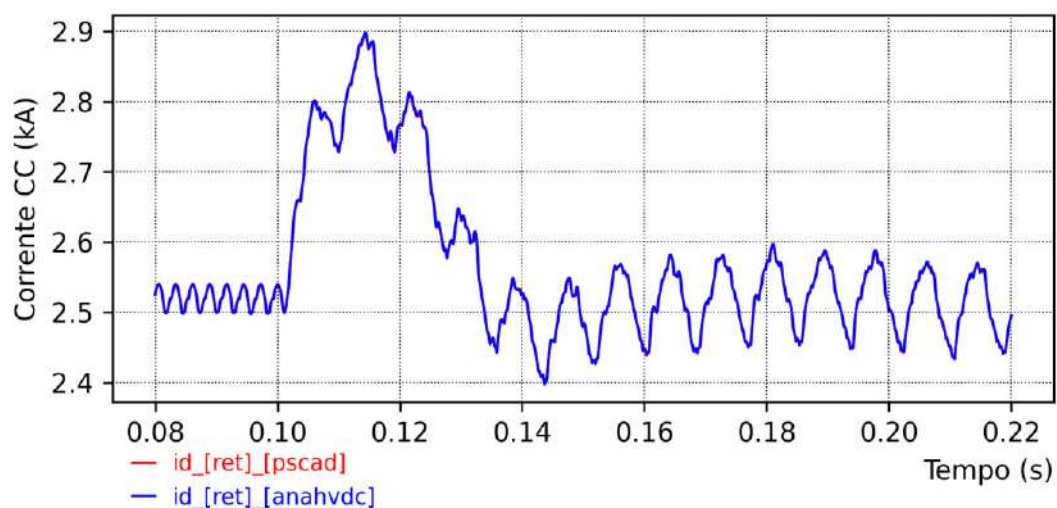


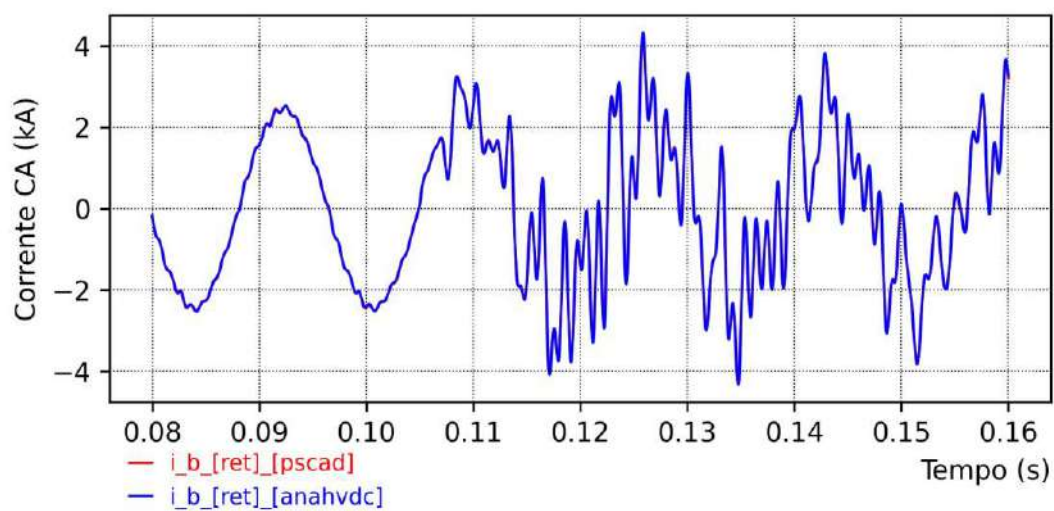
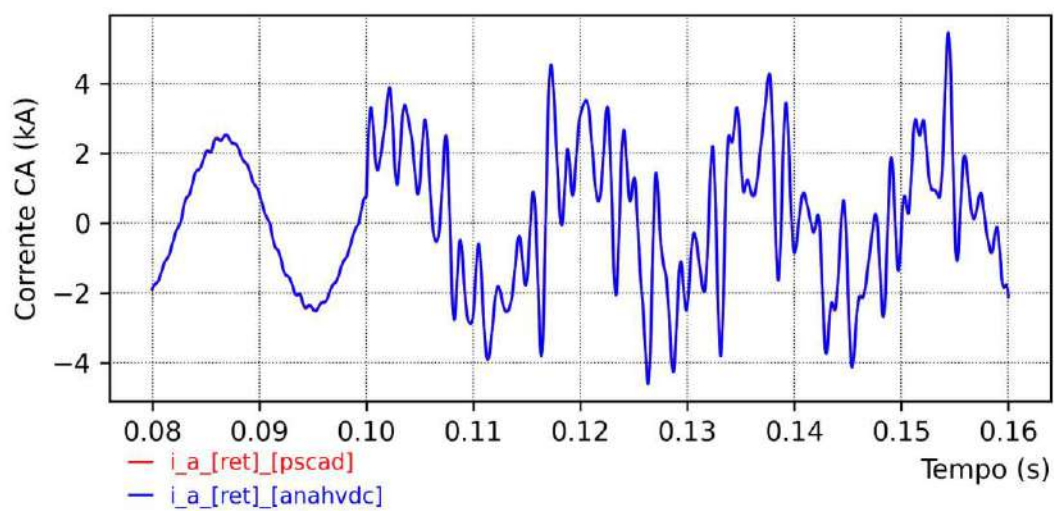
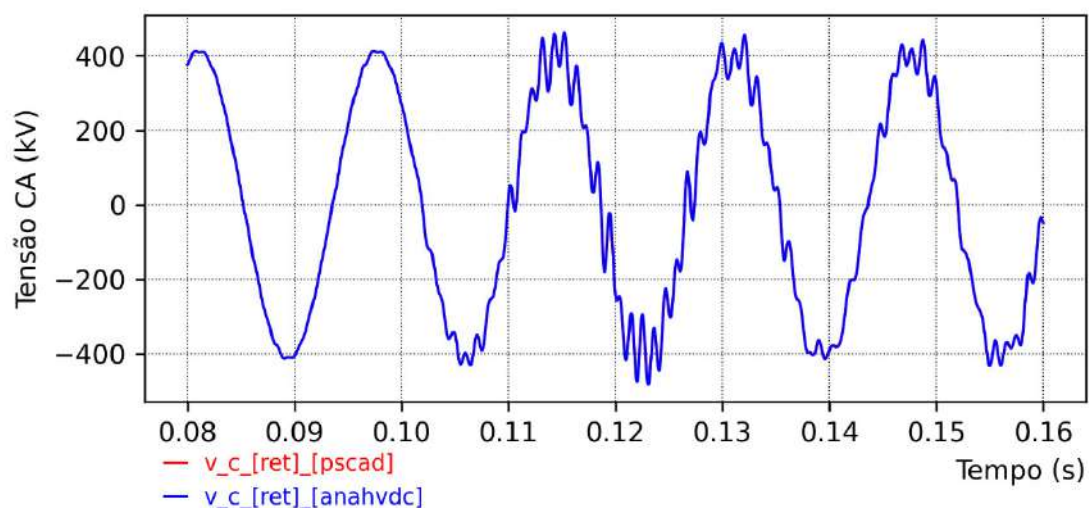


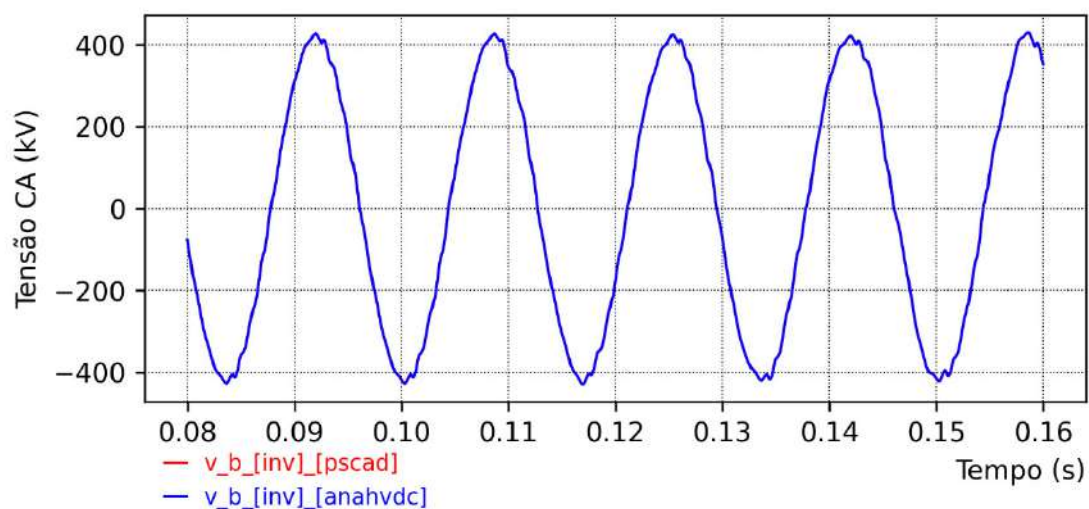
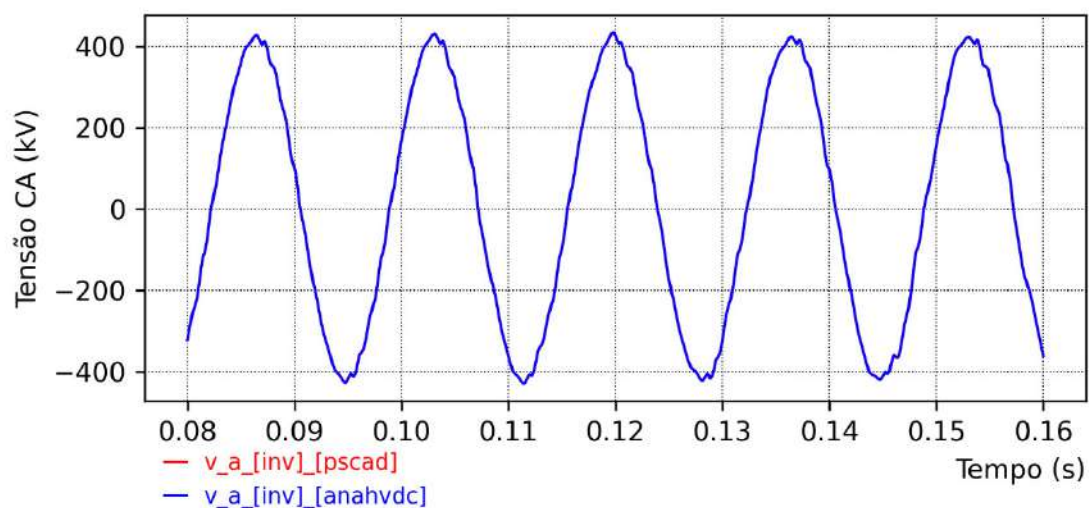
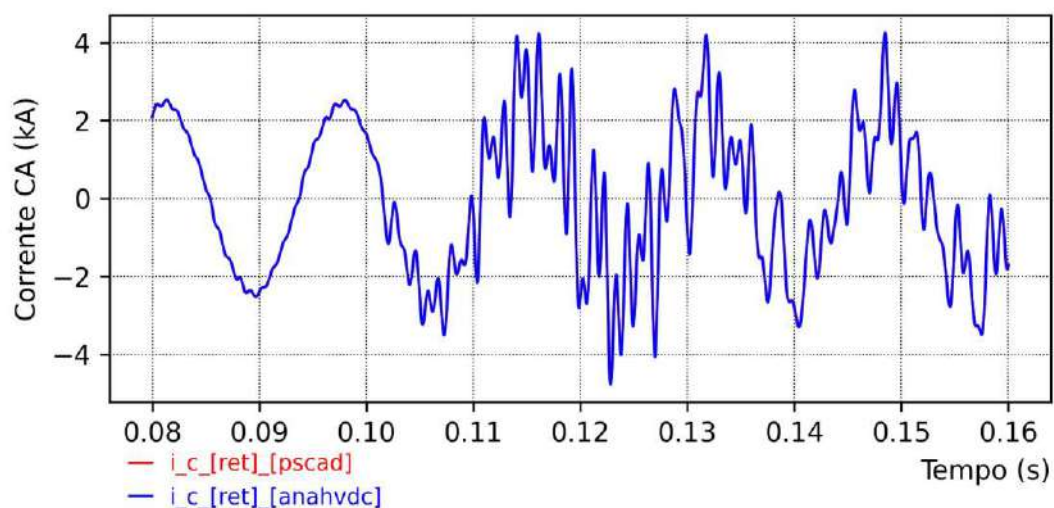
1.2. Degrau na fonte do lado do retificador

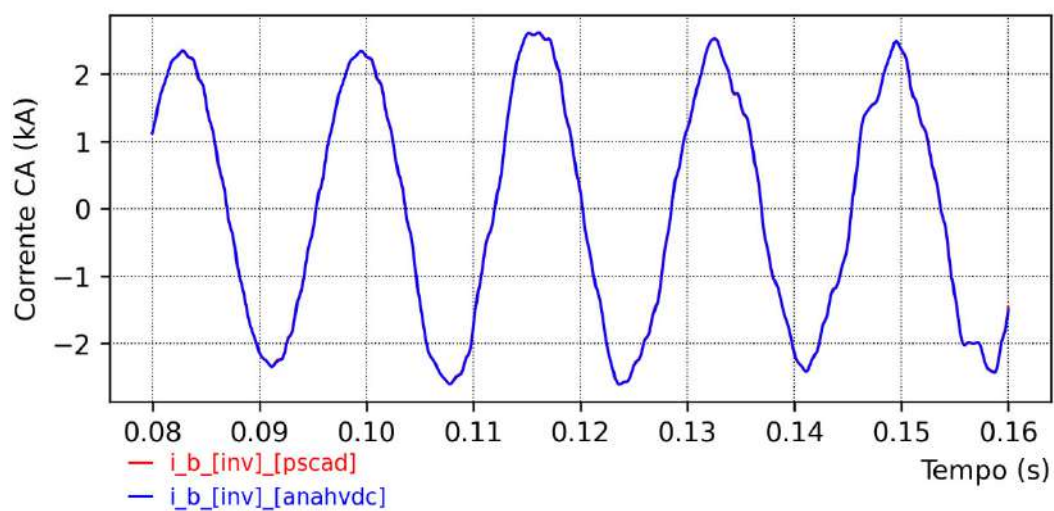
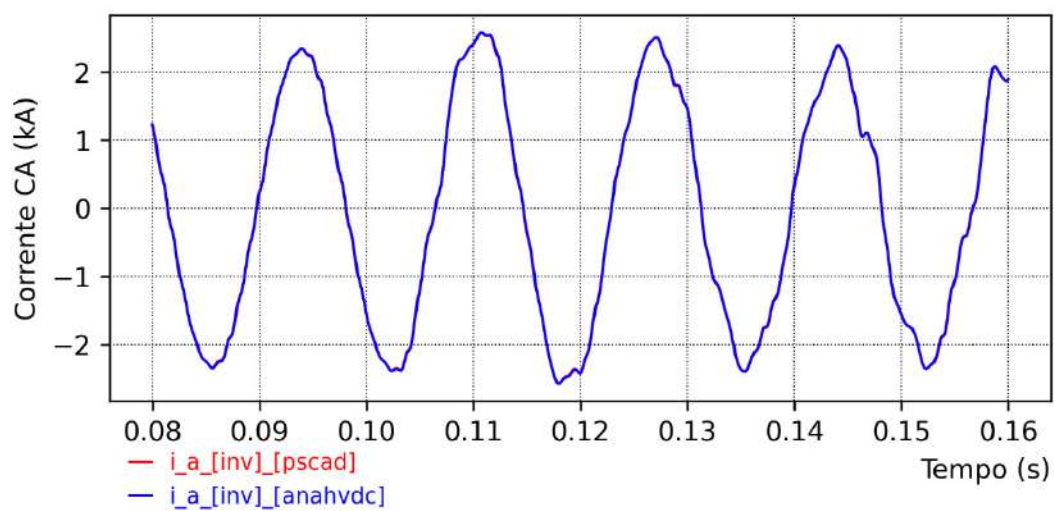
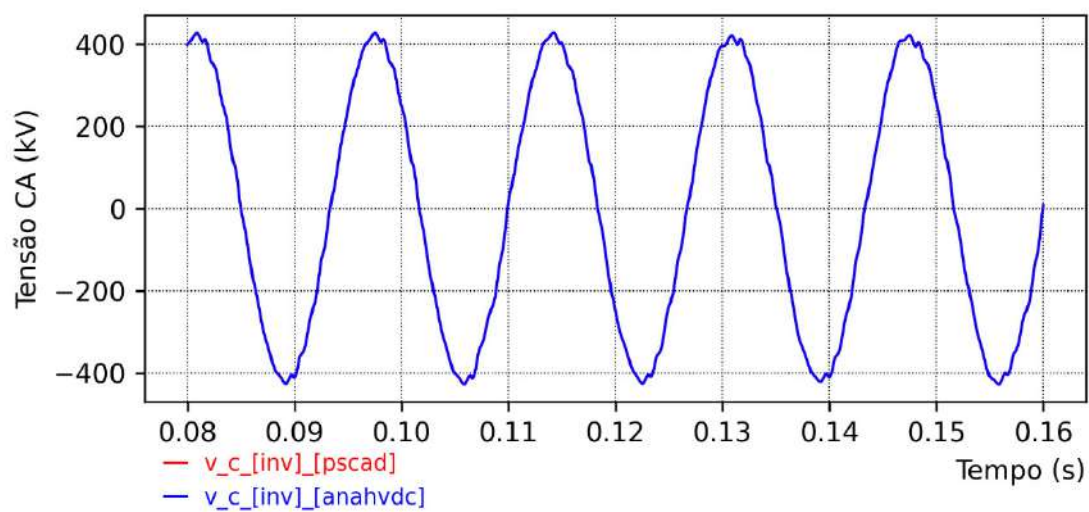


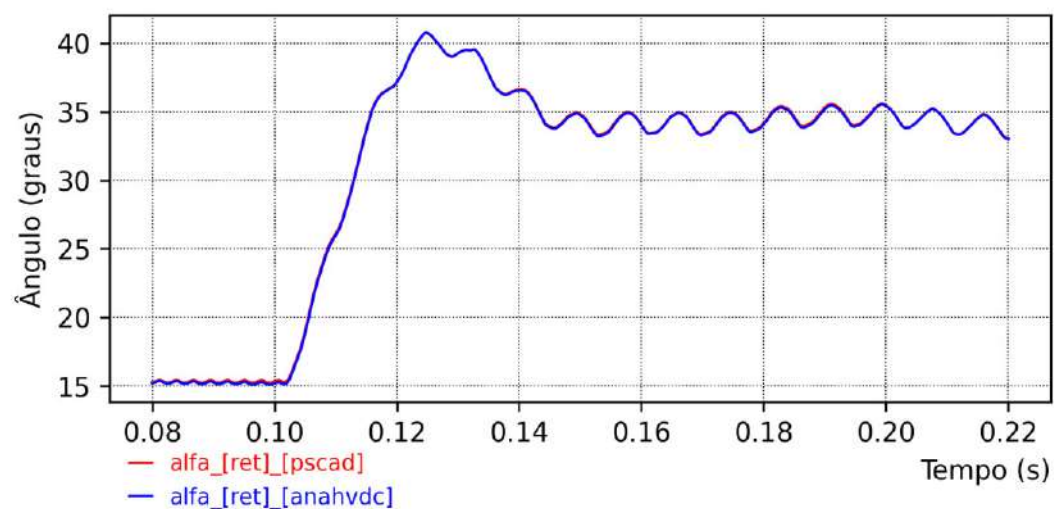
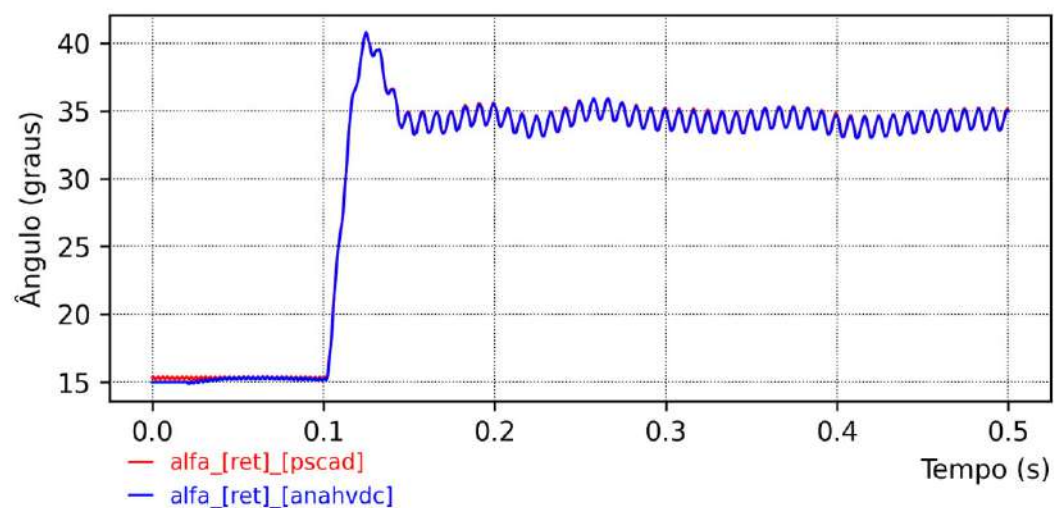
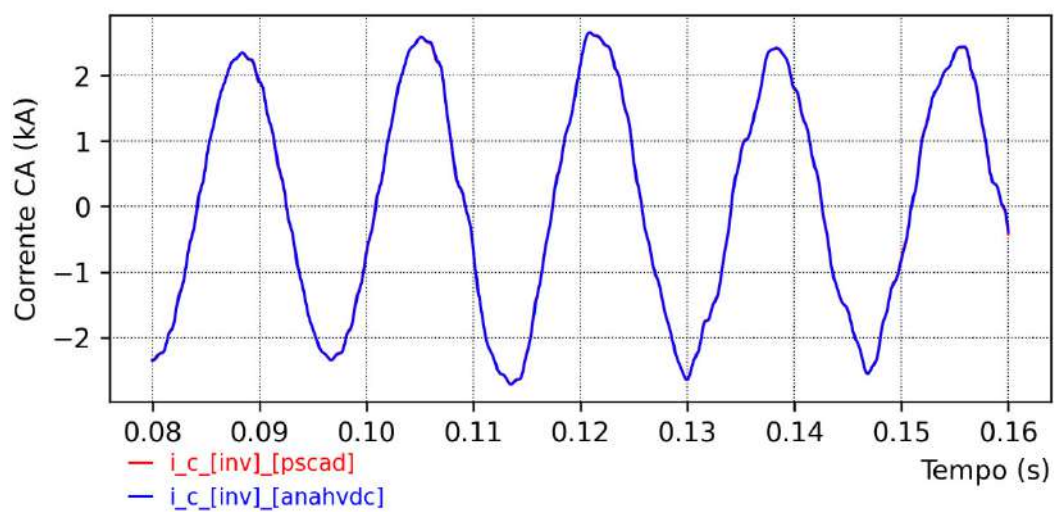


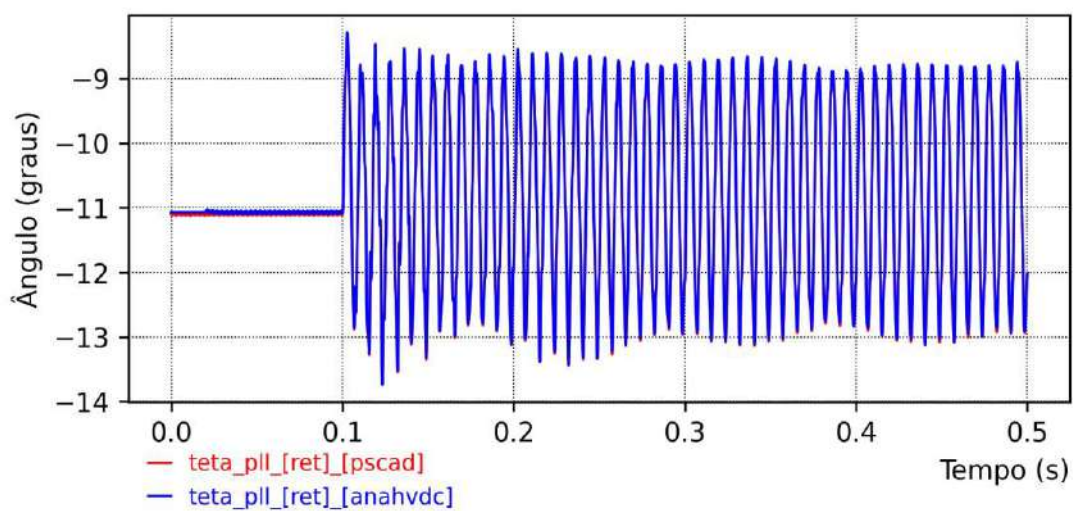
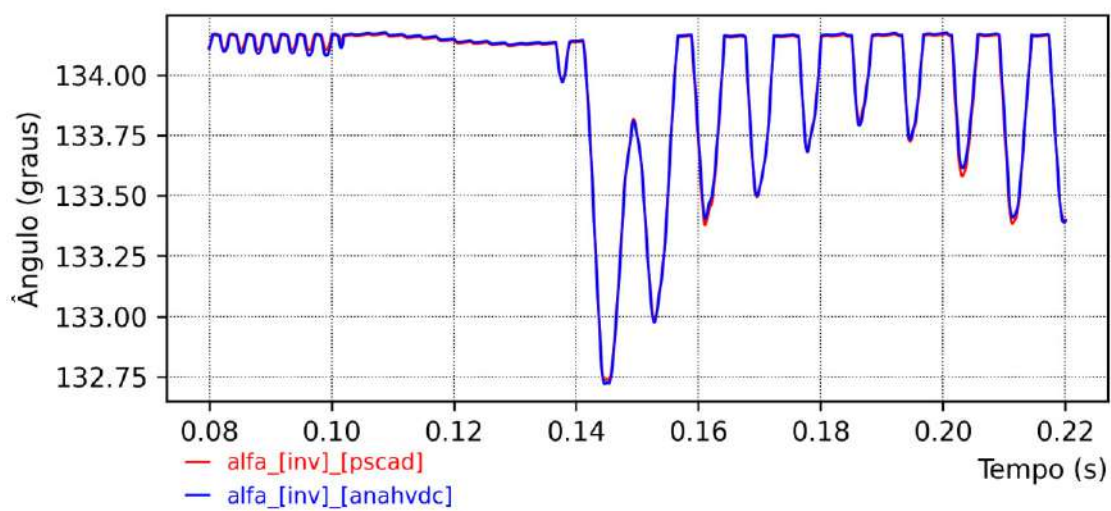
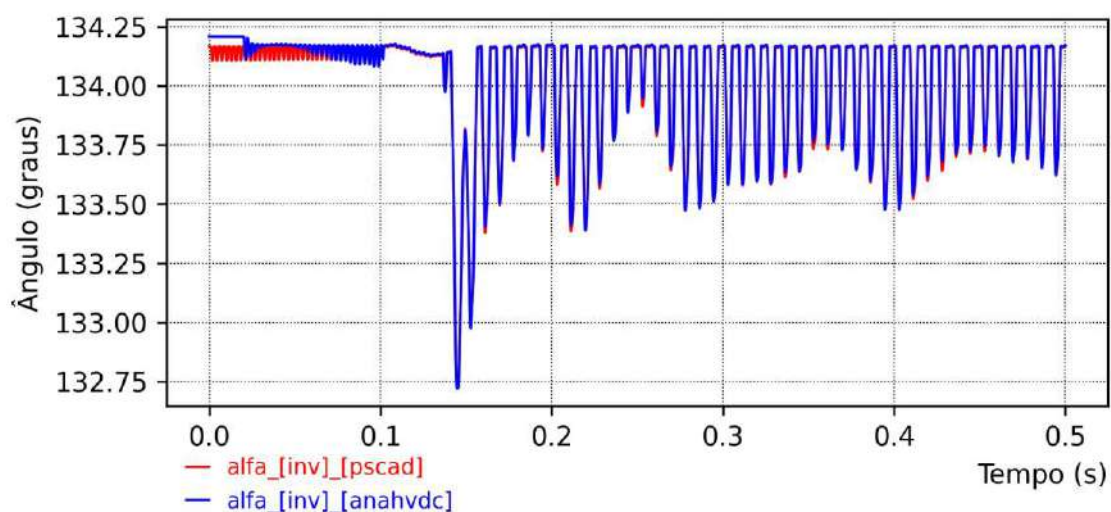


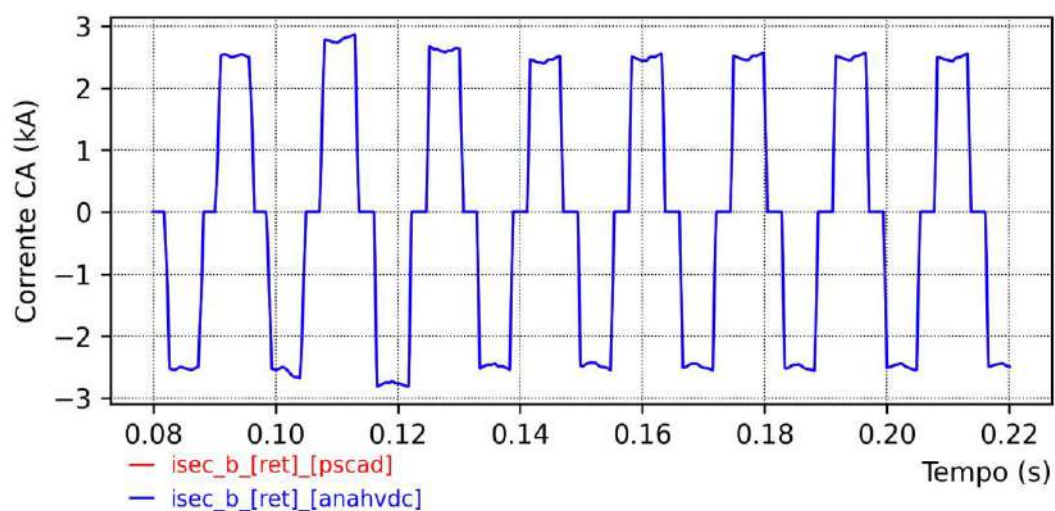
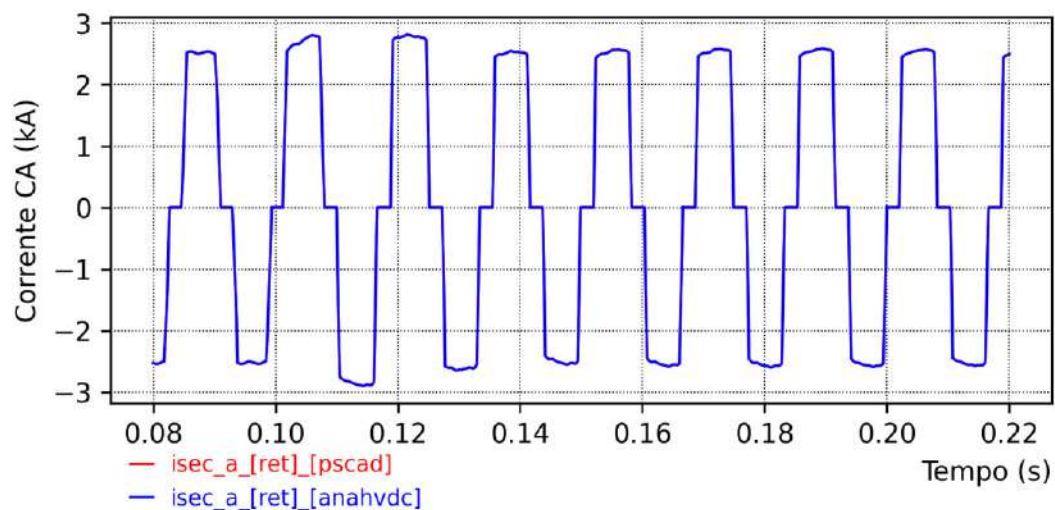
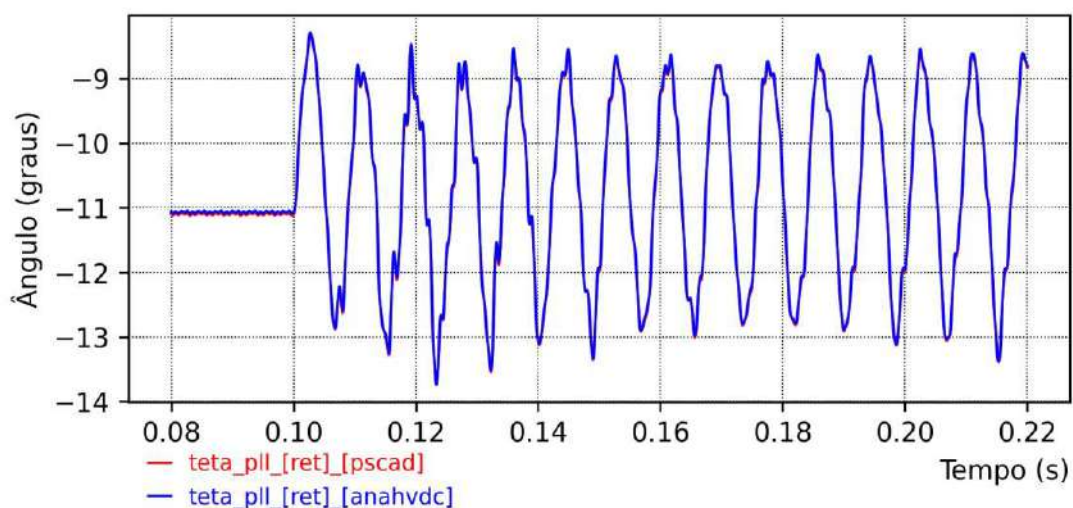


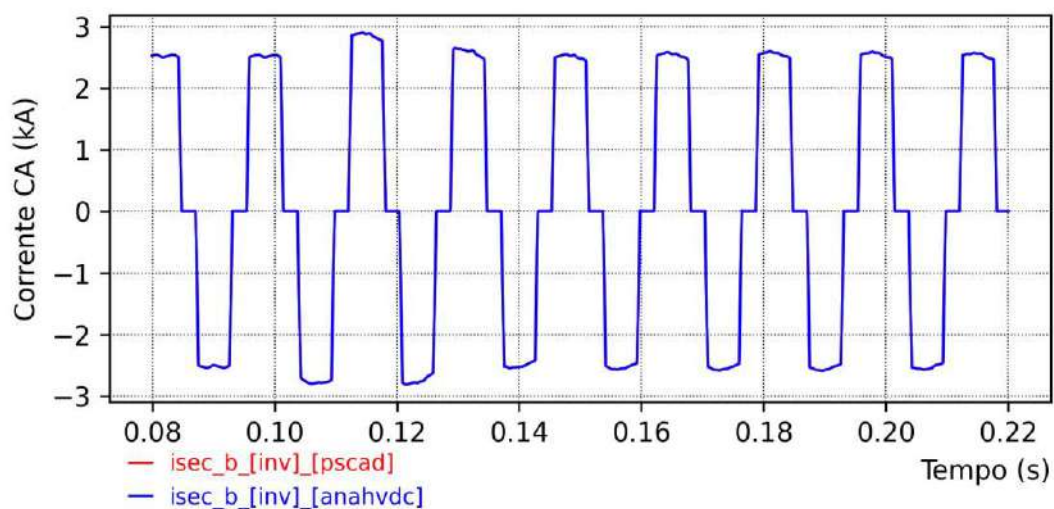
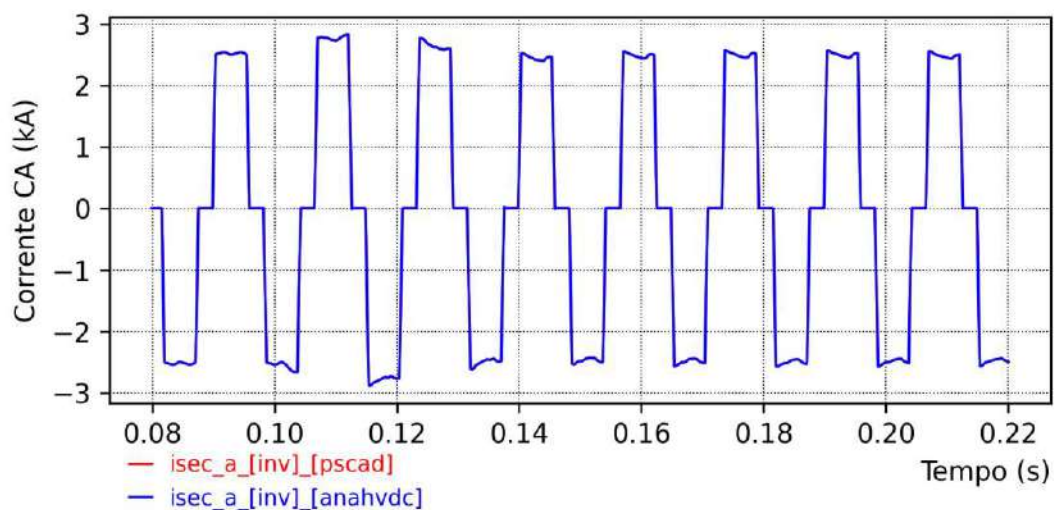
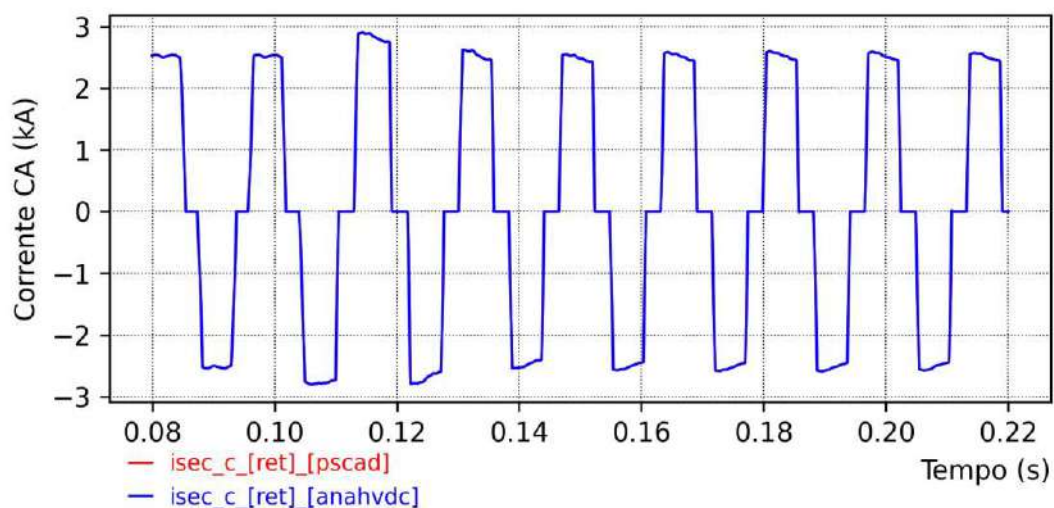


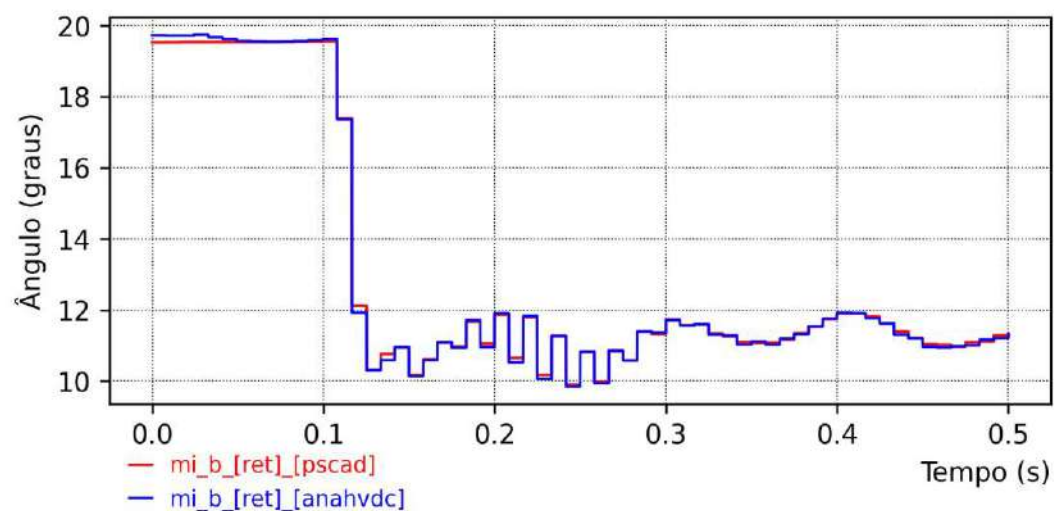
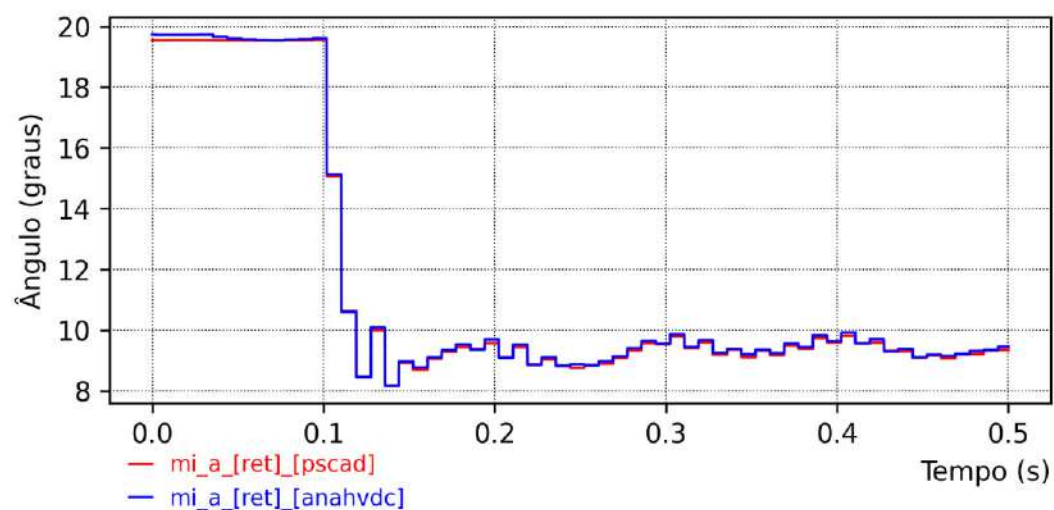
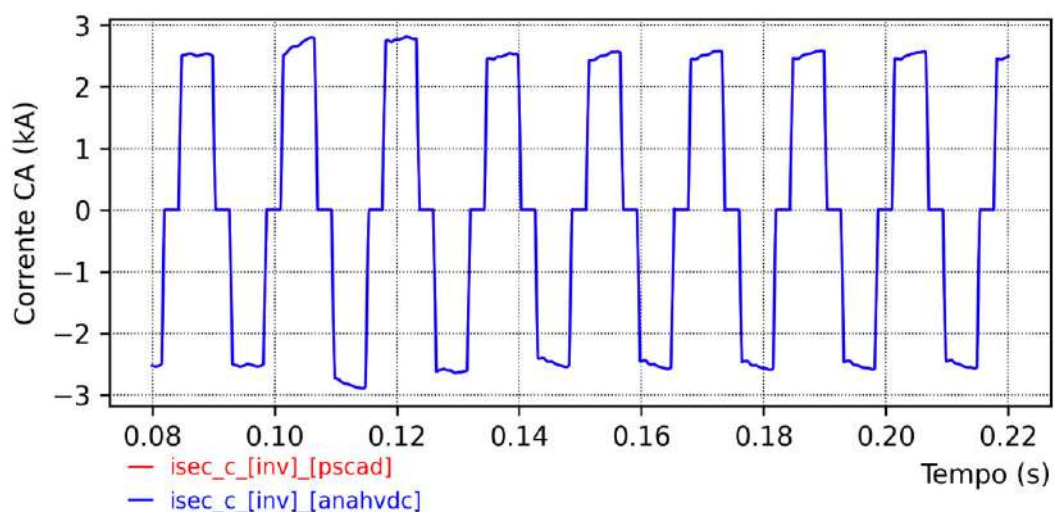


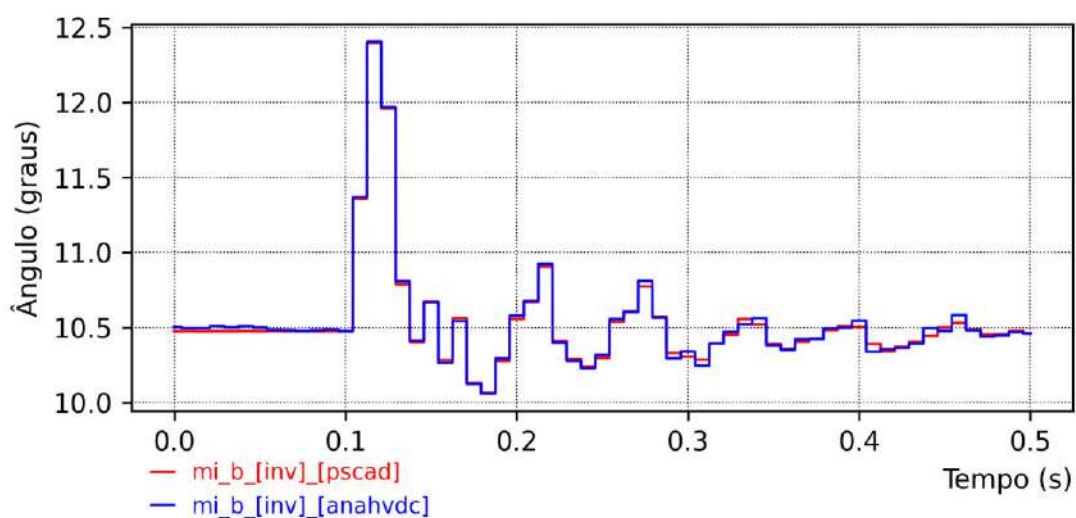
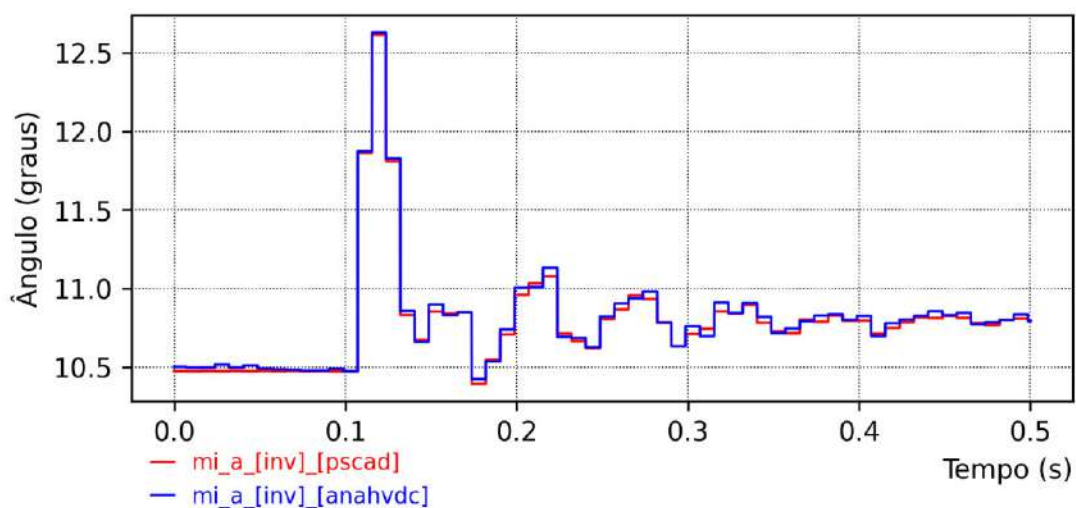
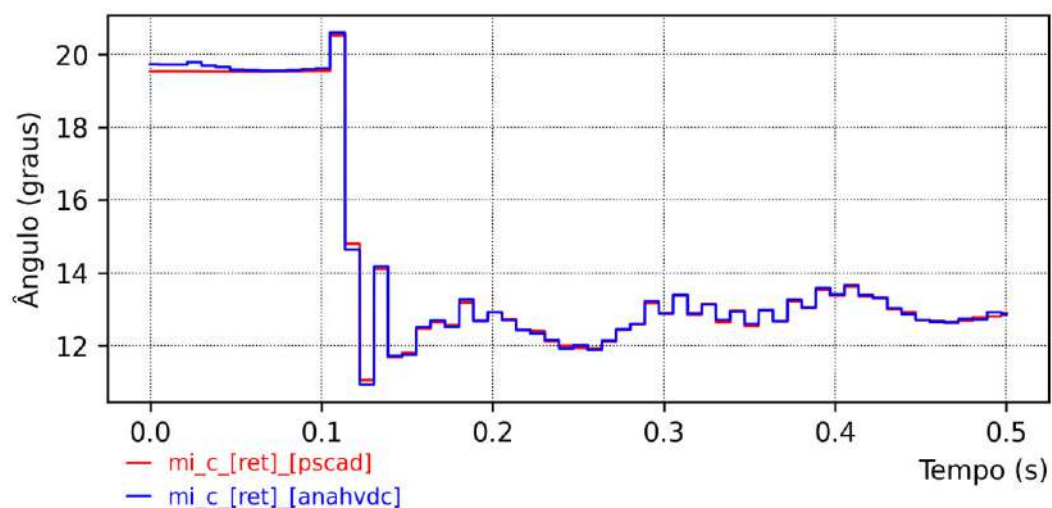


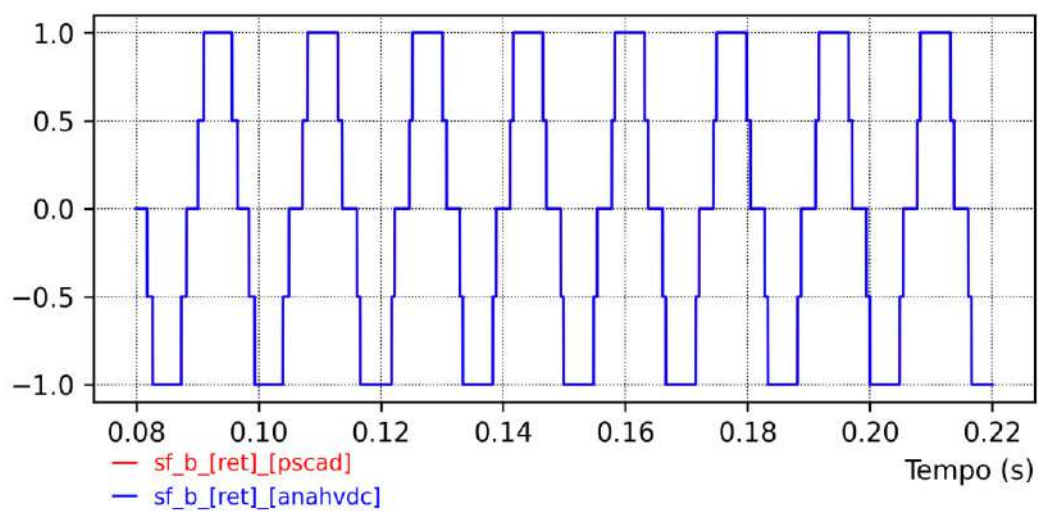
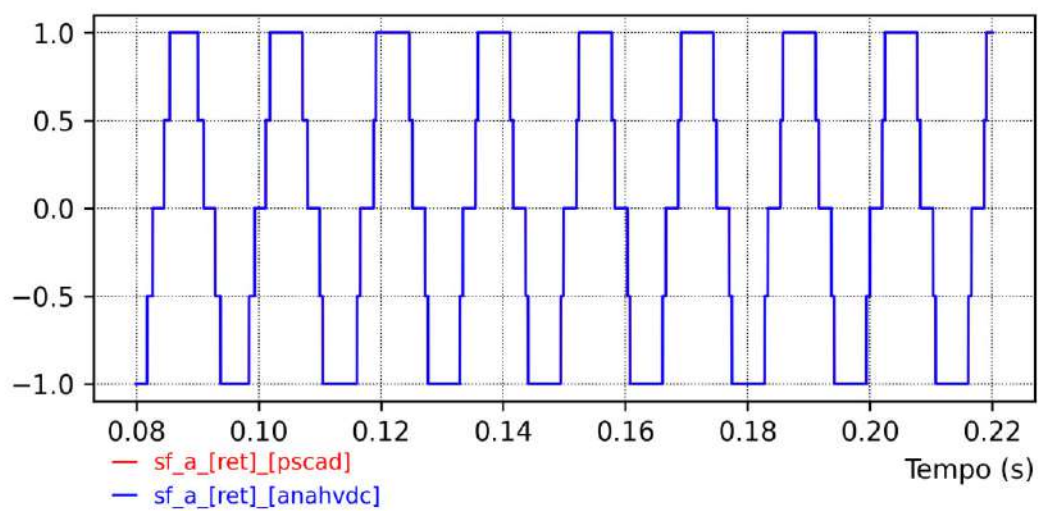
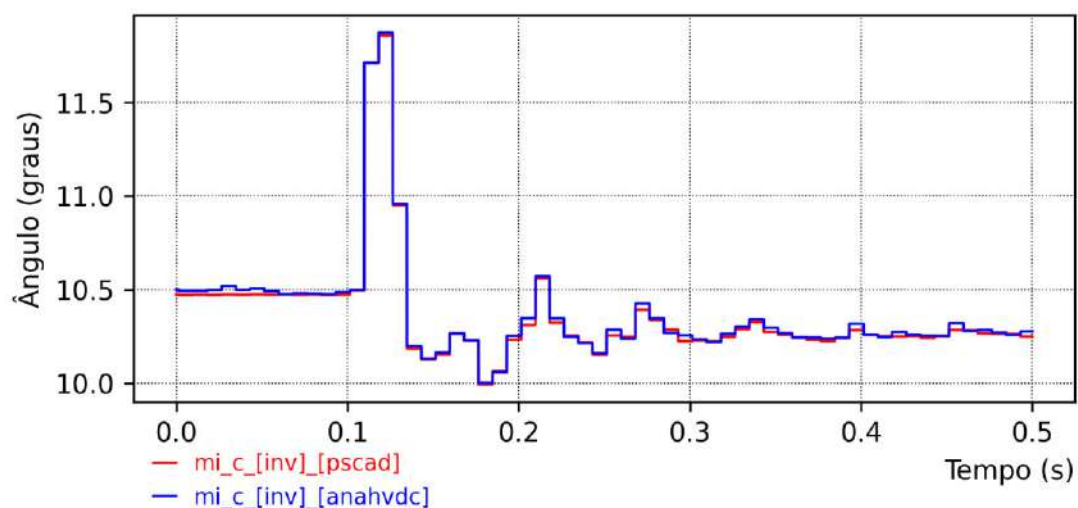


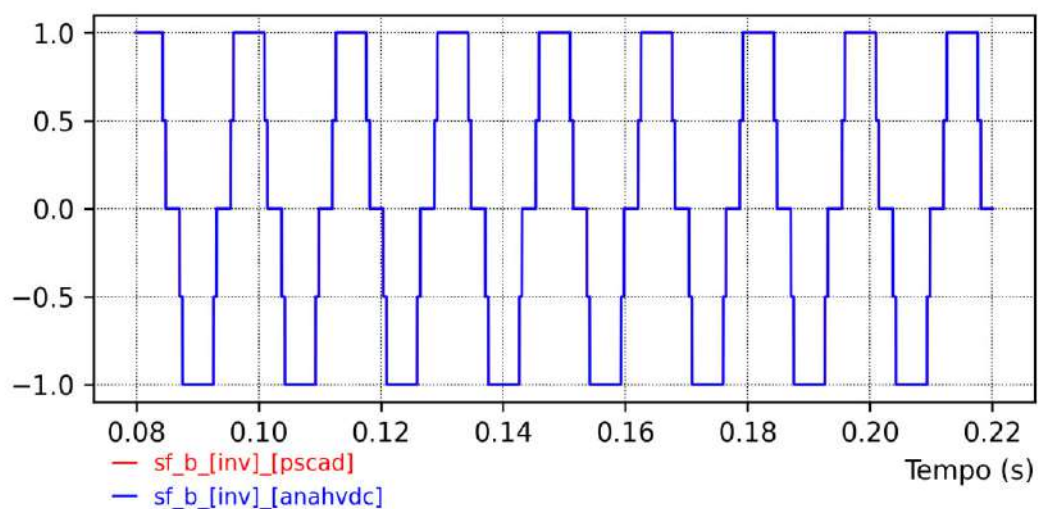
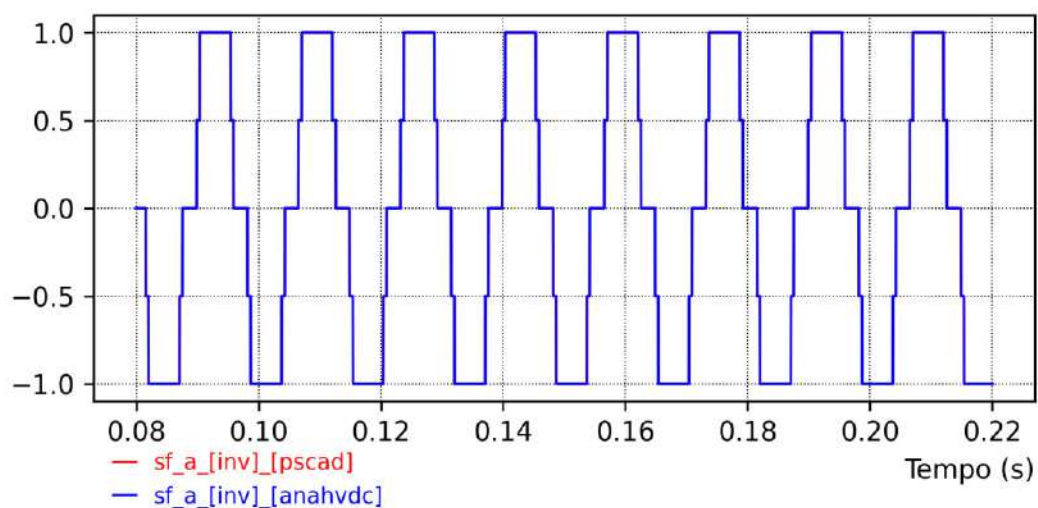
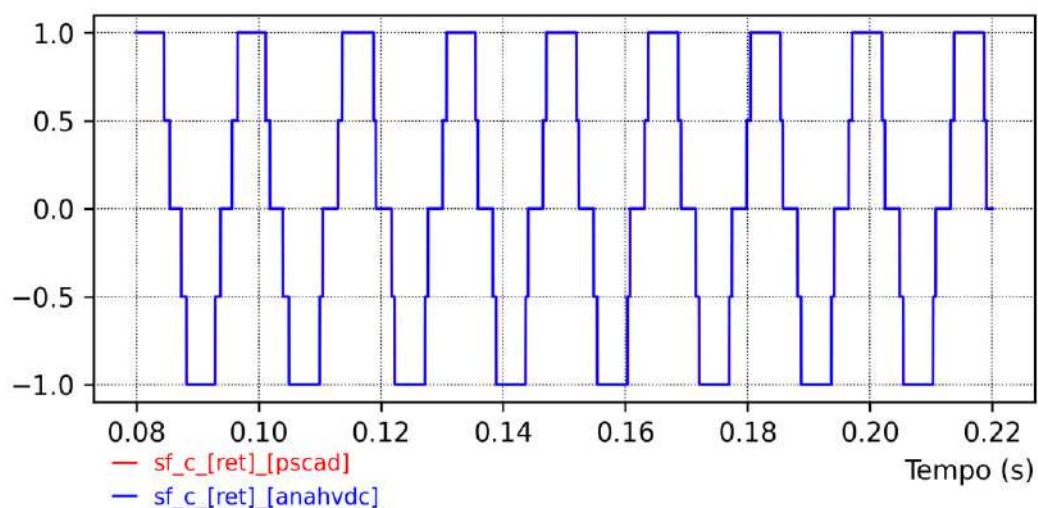


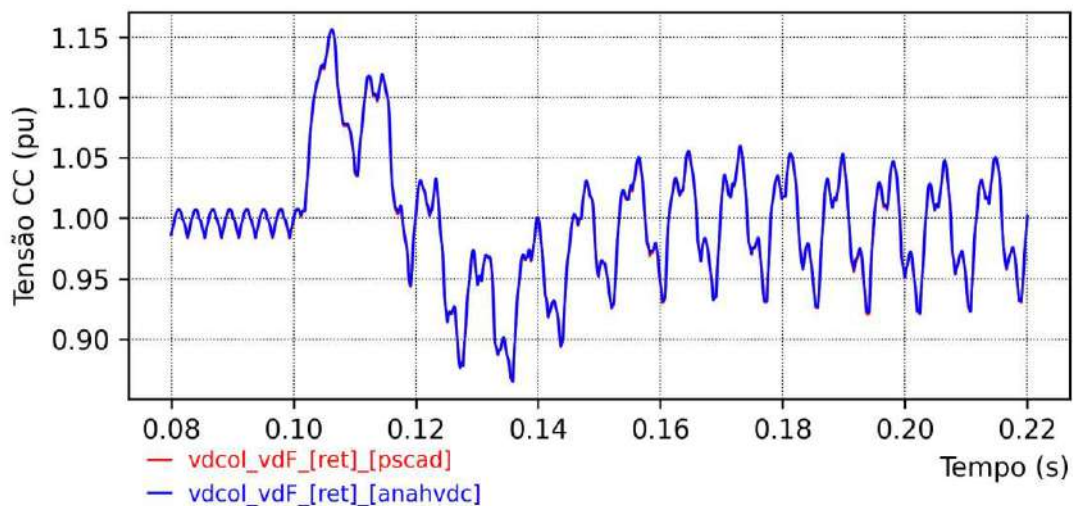
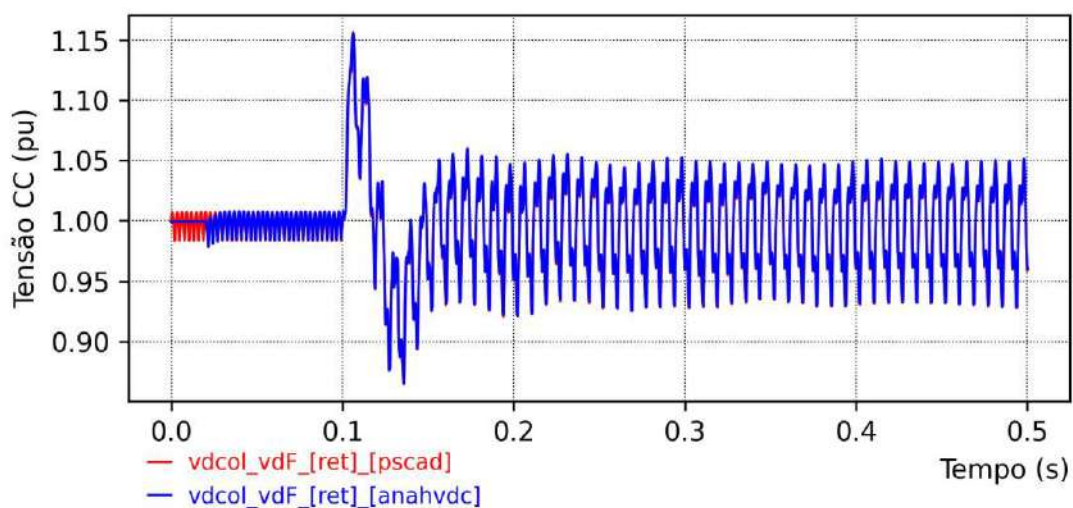
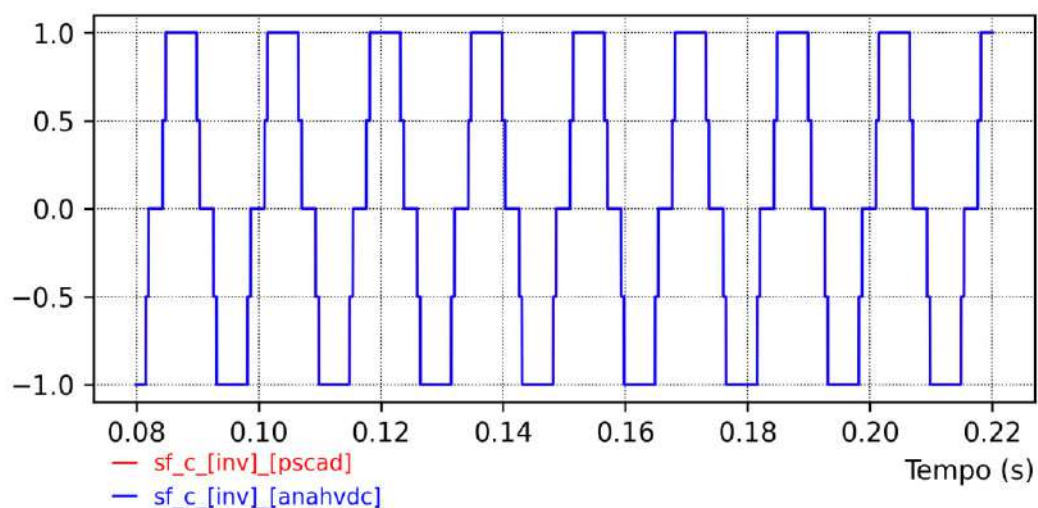


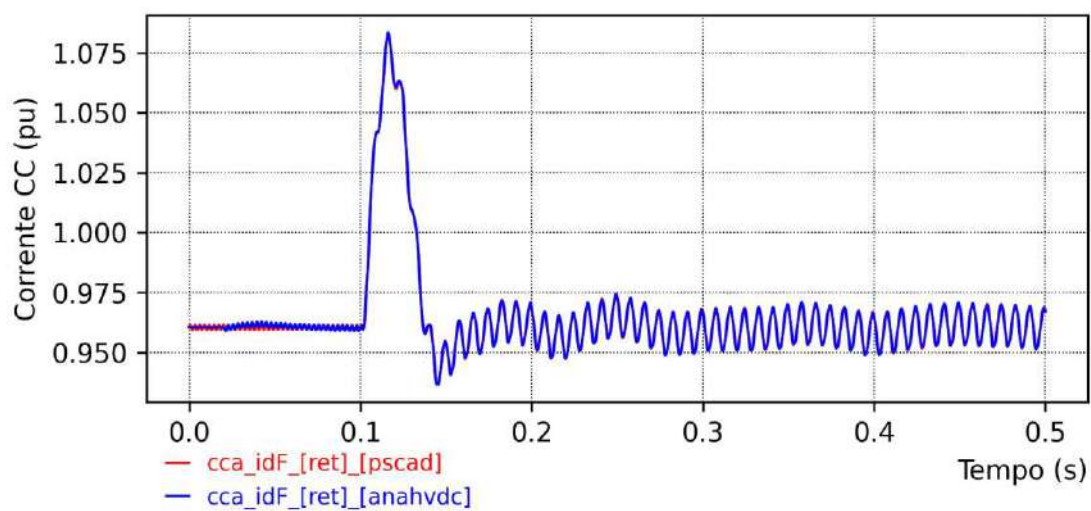
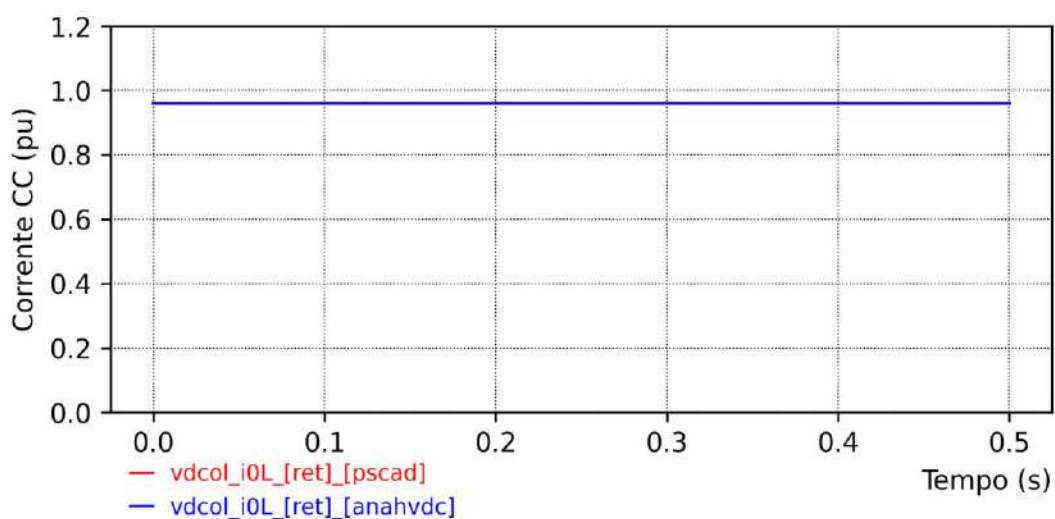
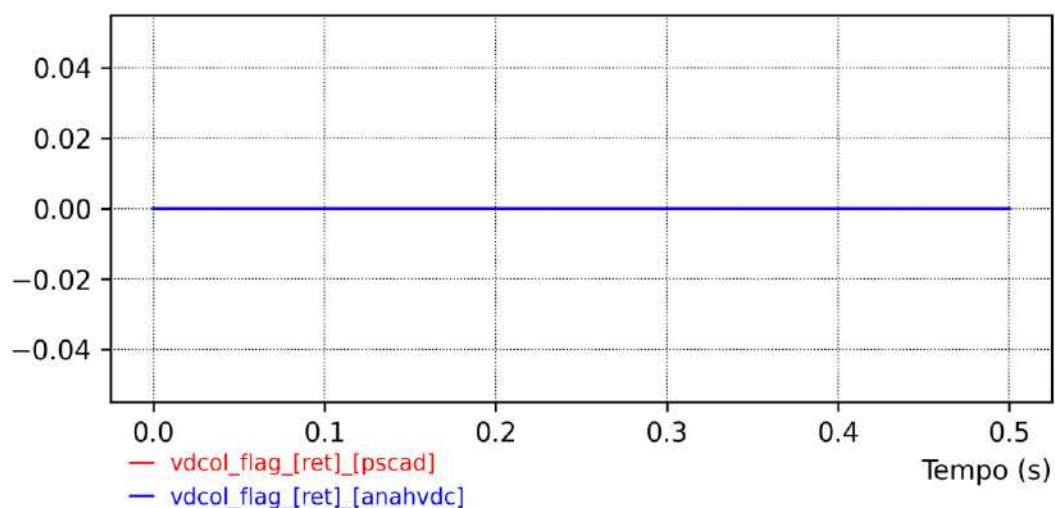


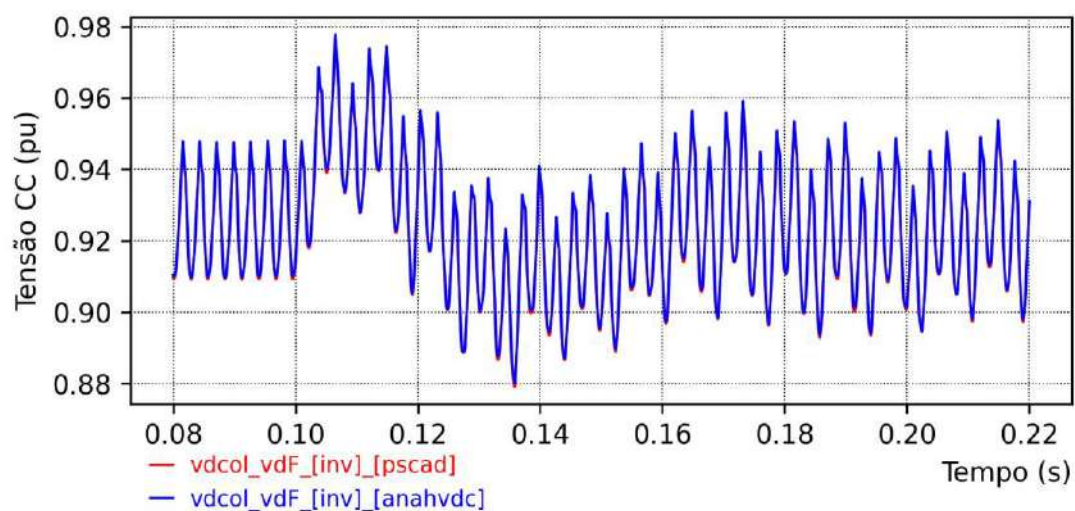
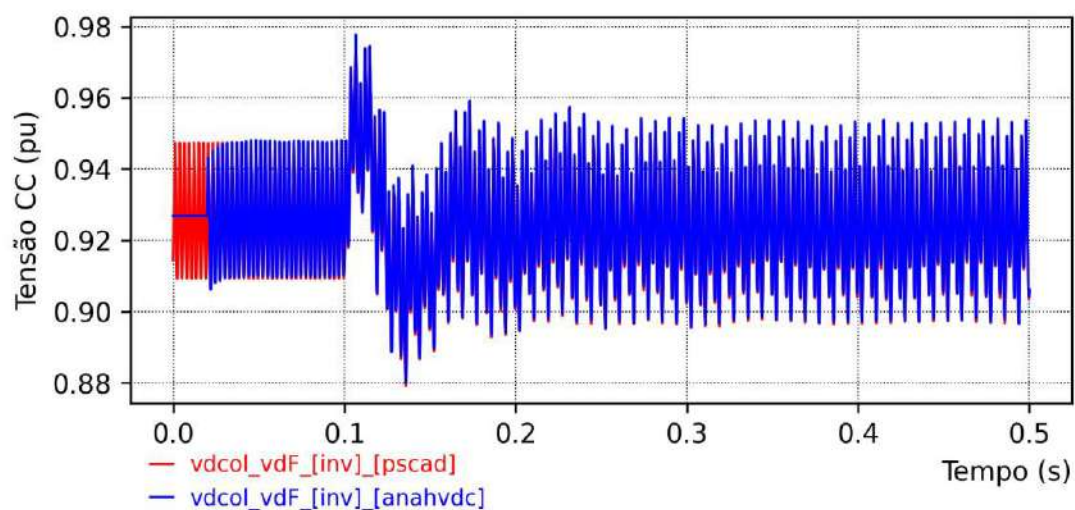
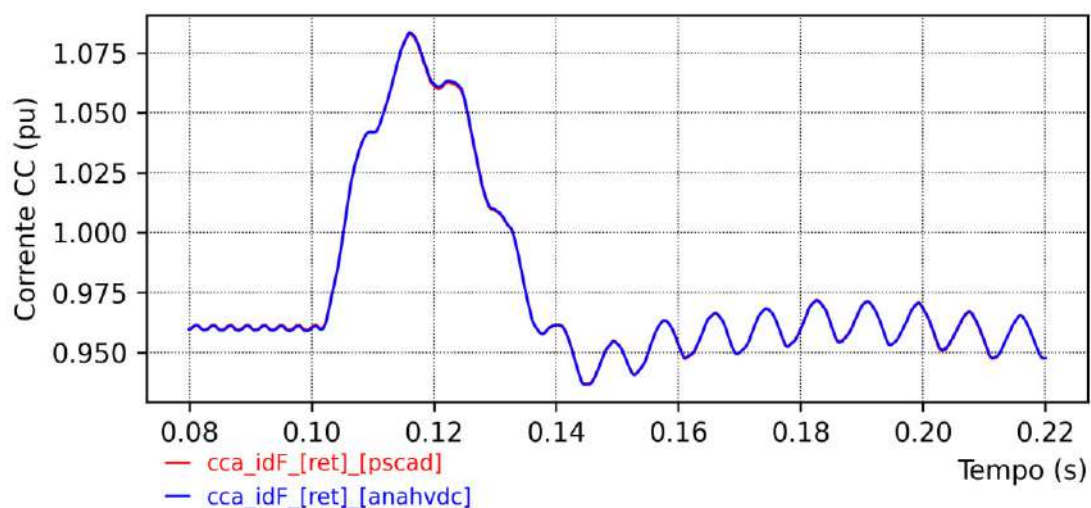


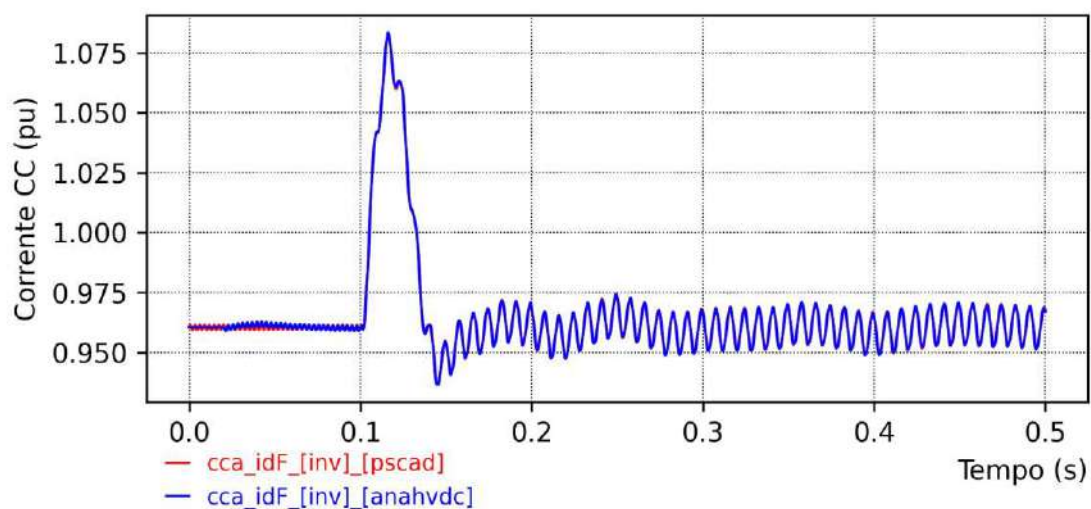
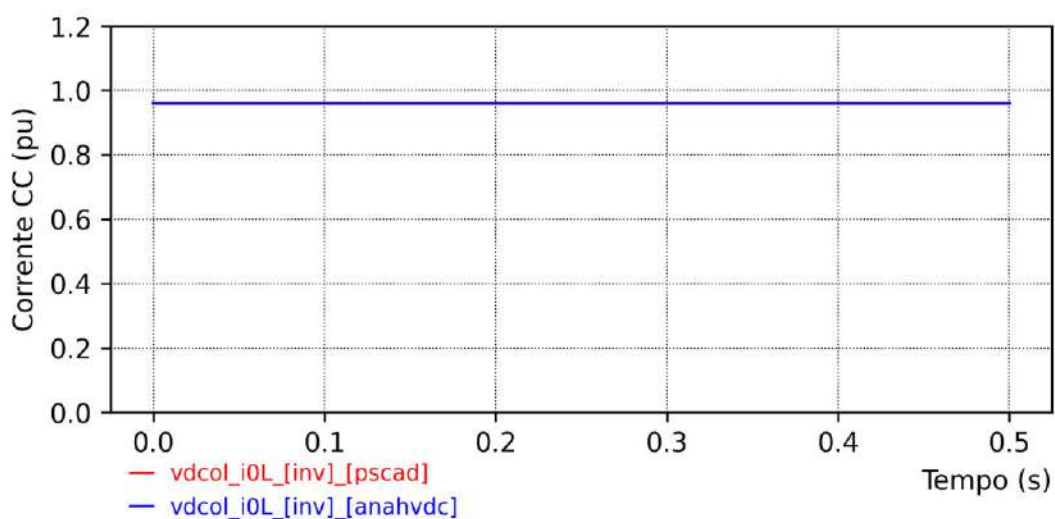
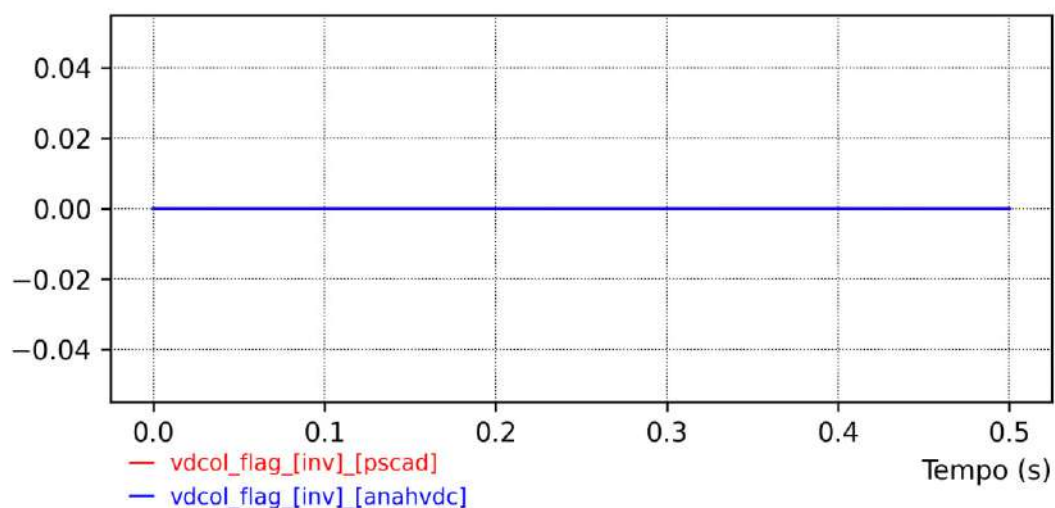


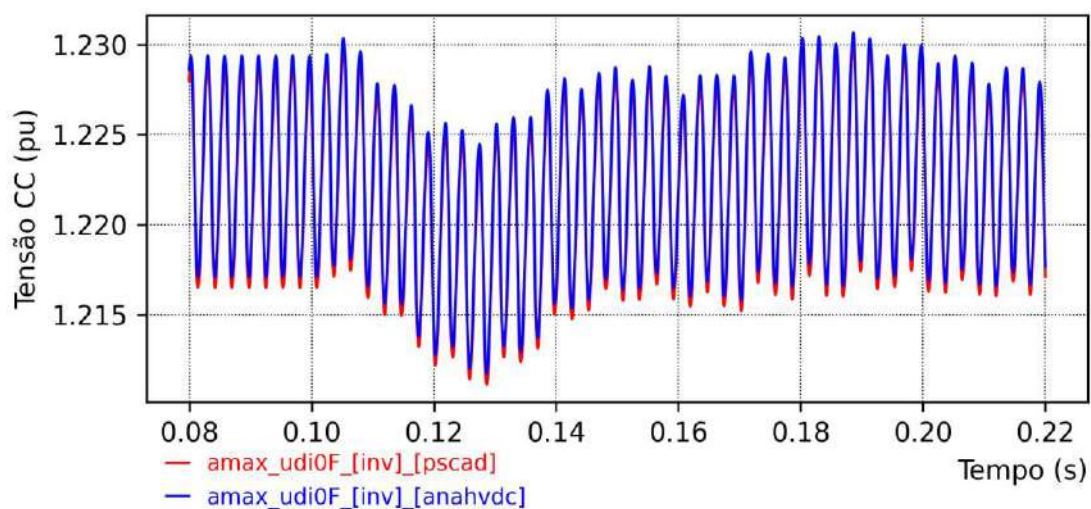
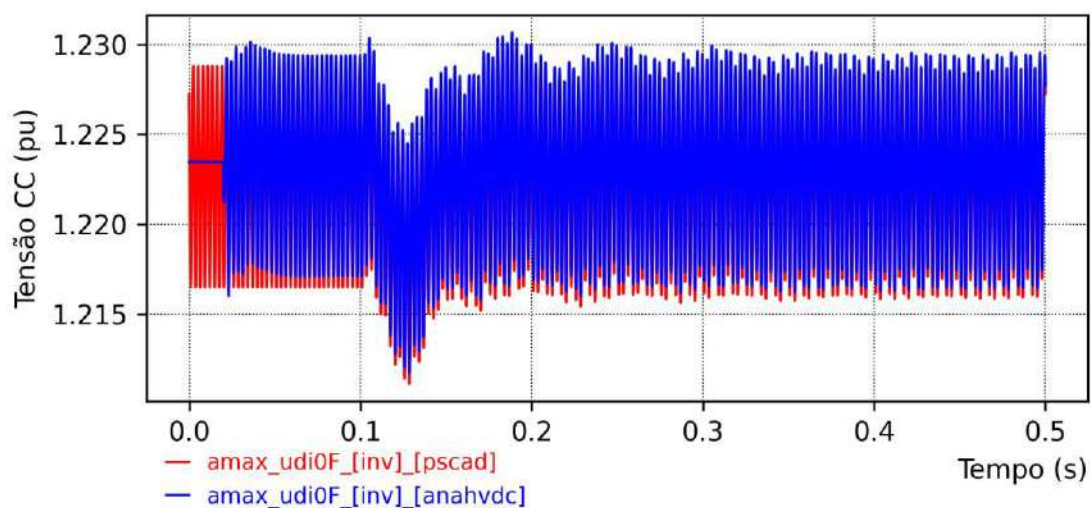
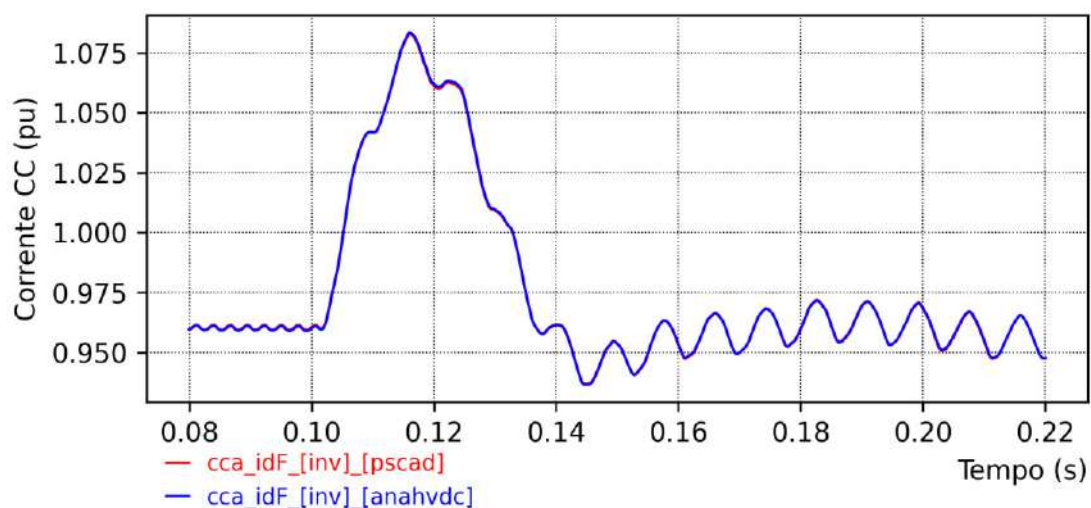




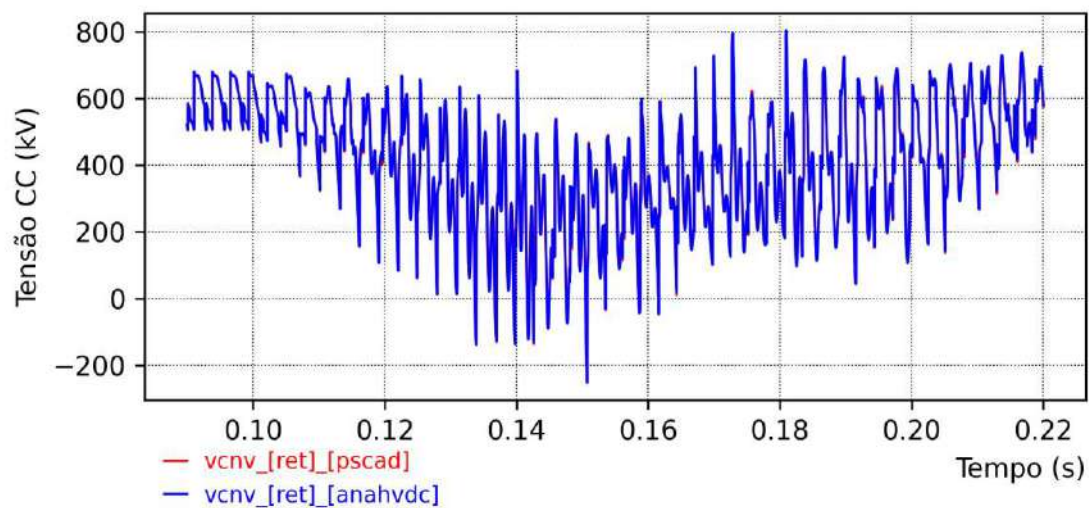
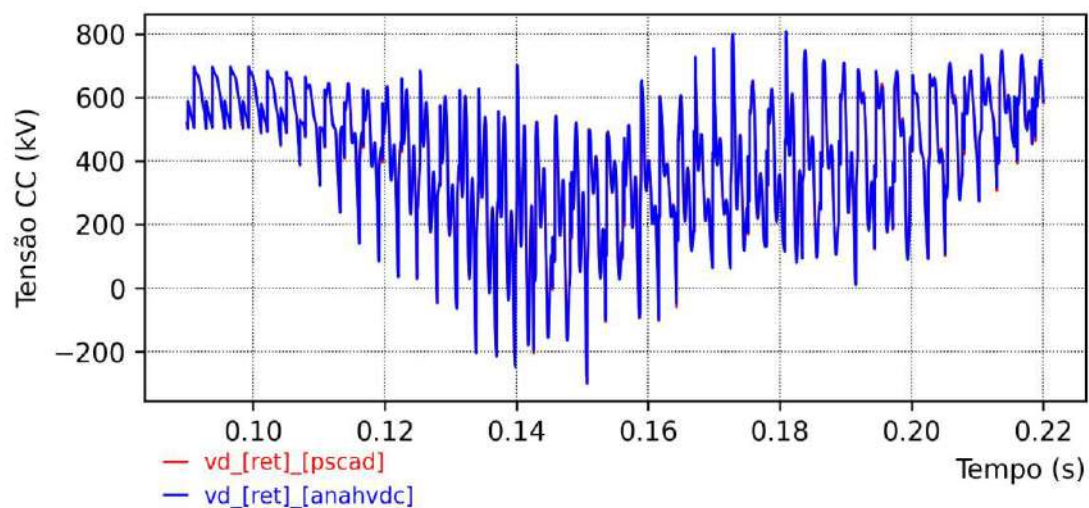
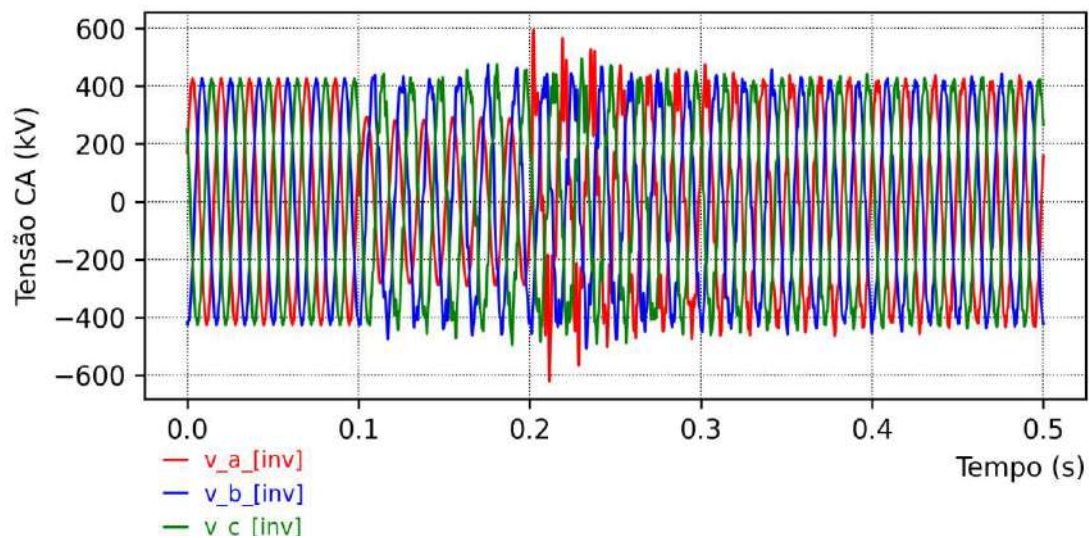


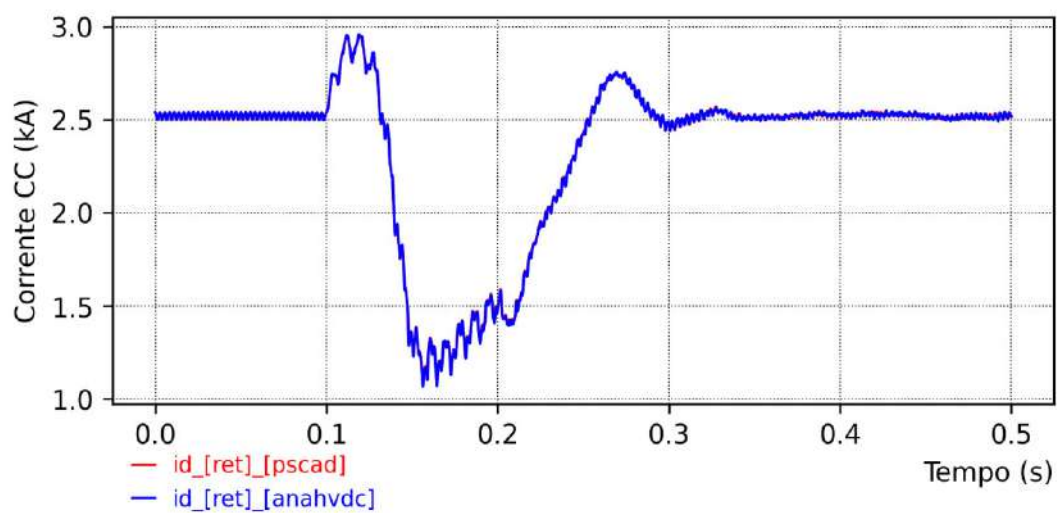
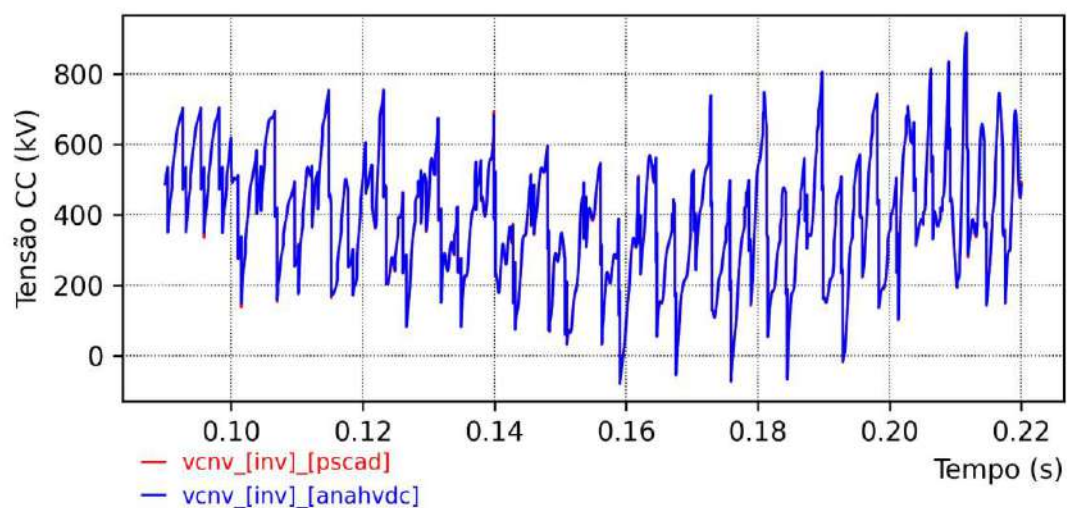
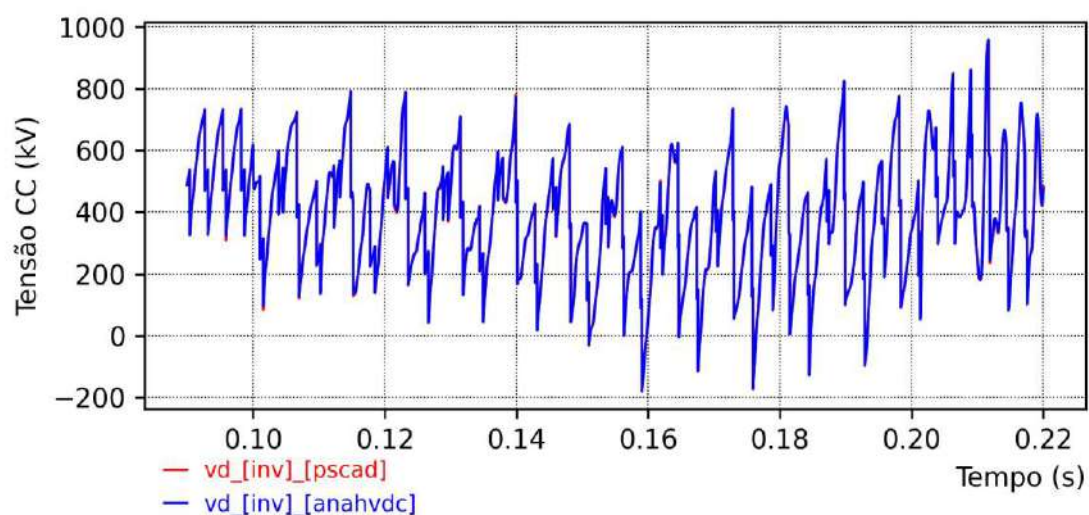


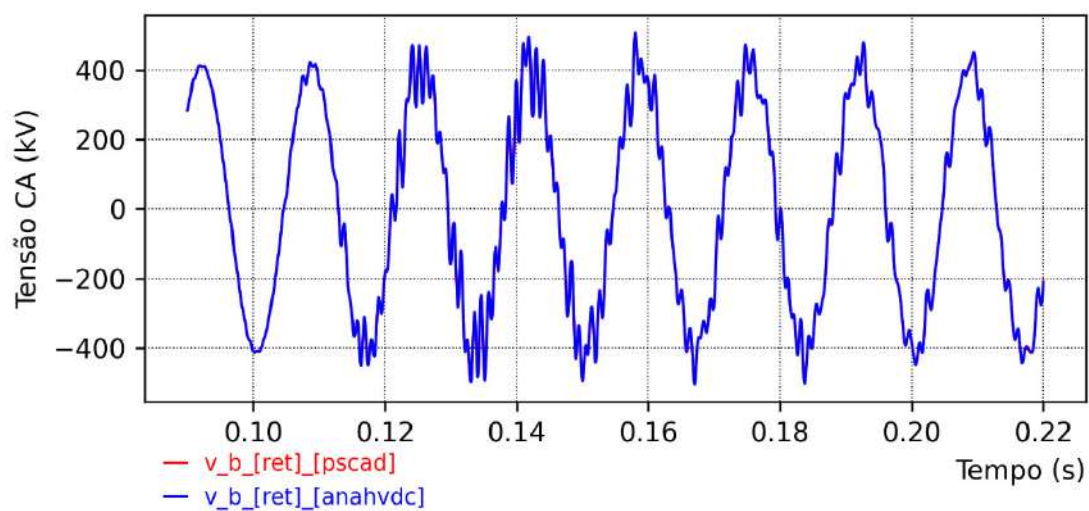
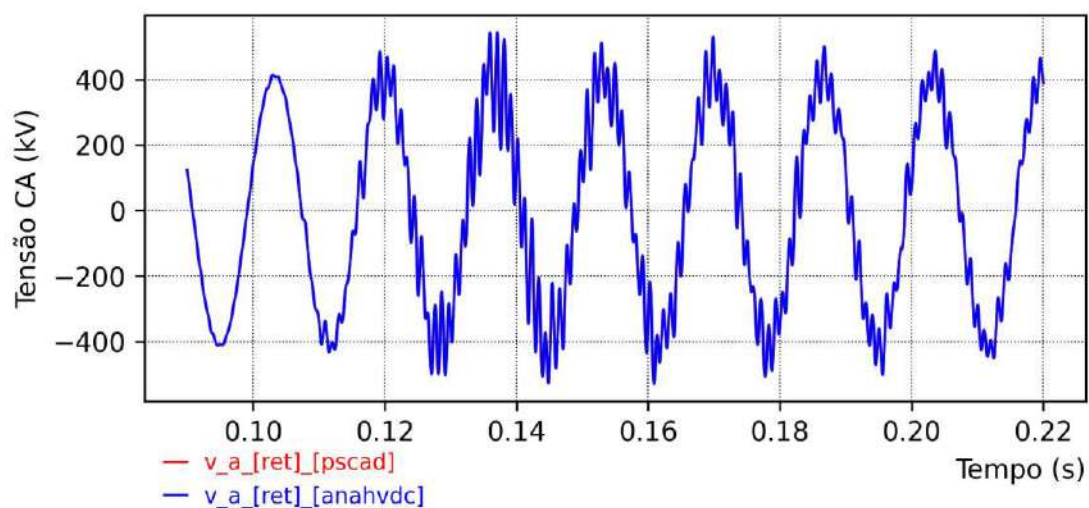
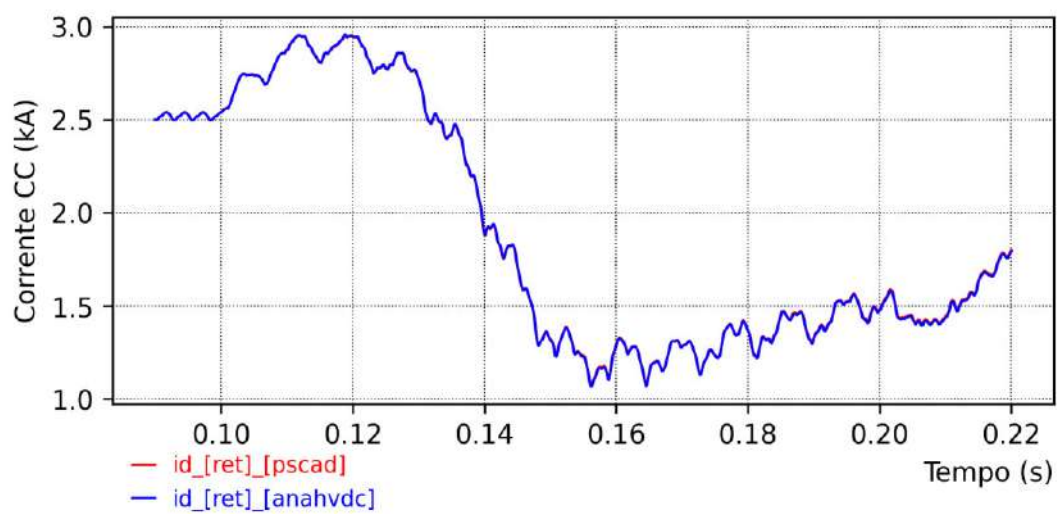


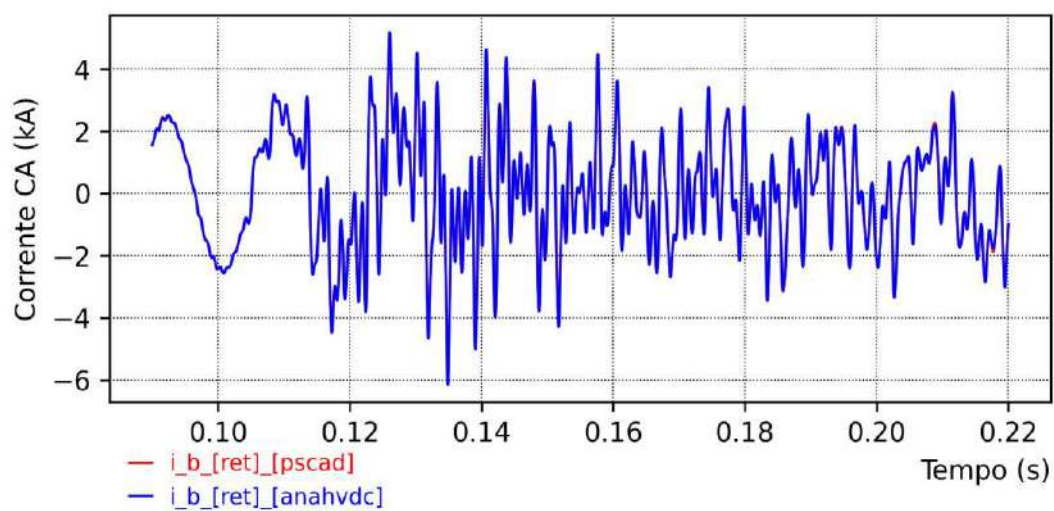
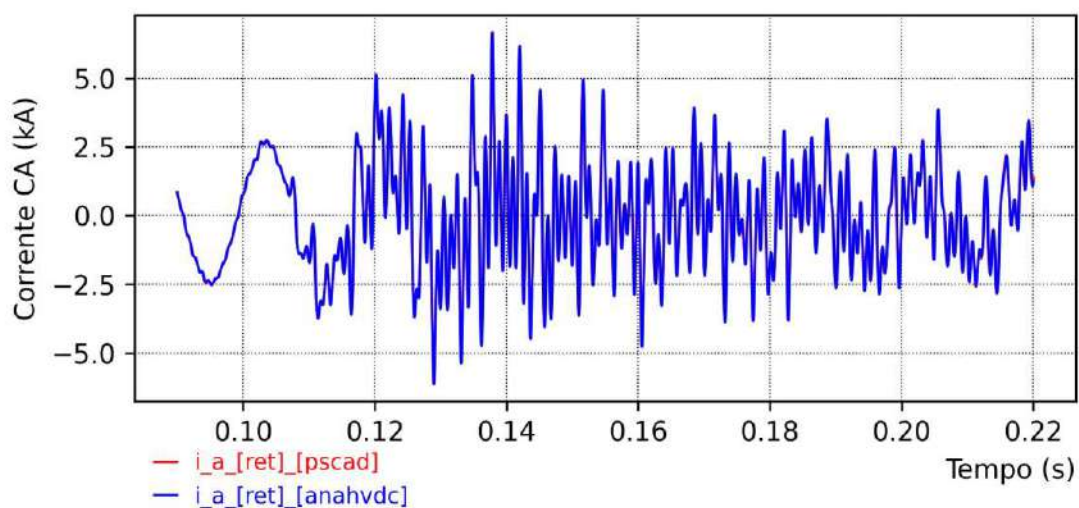
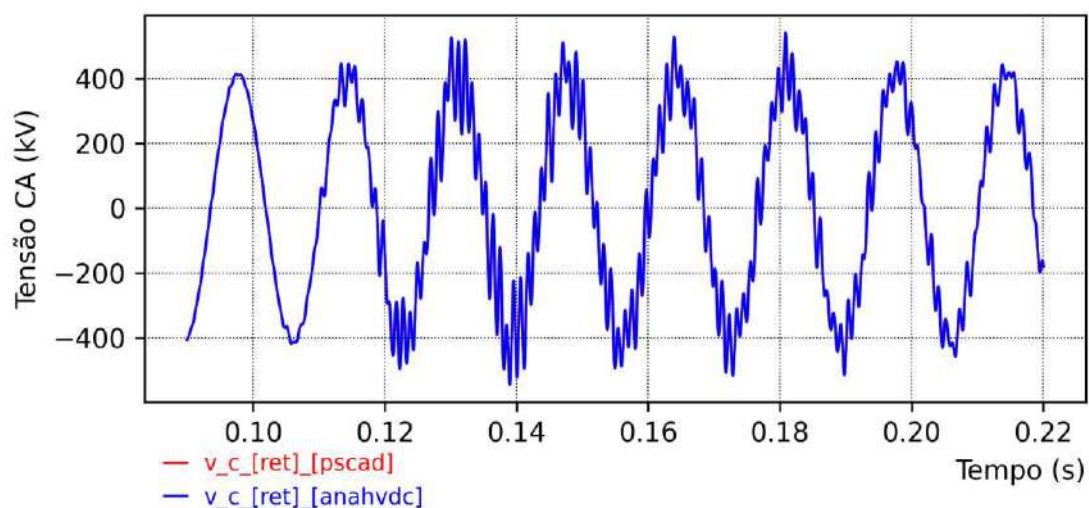


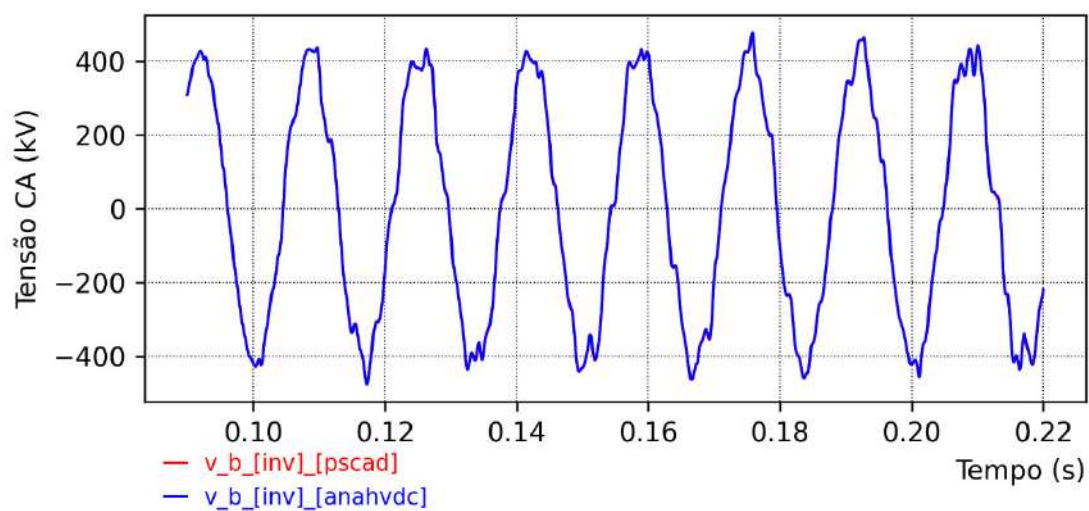
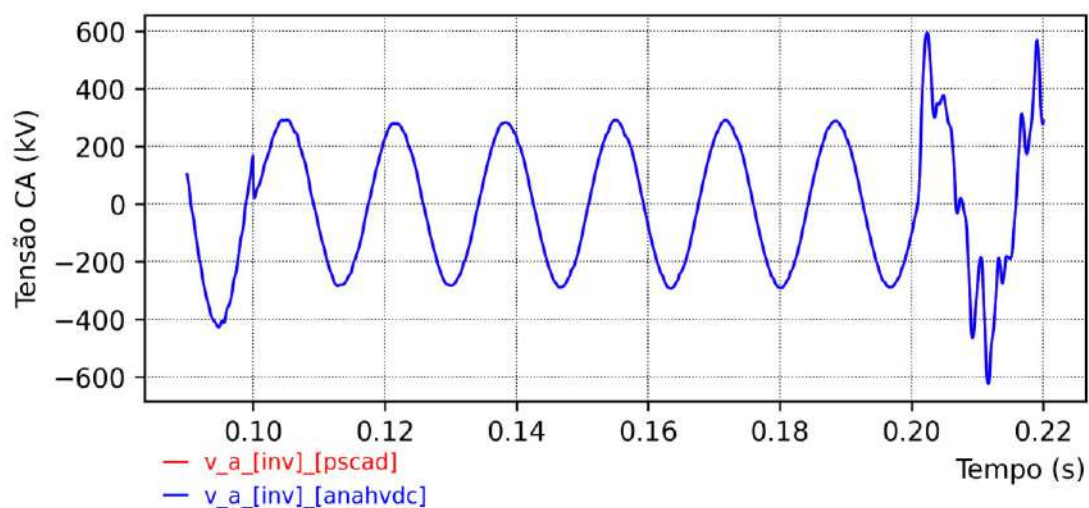
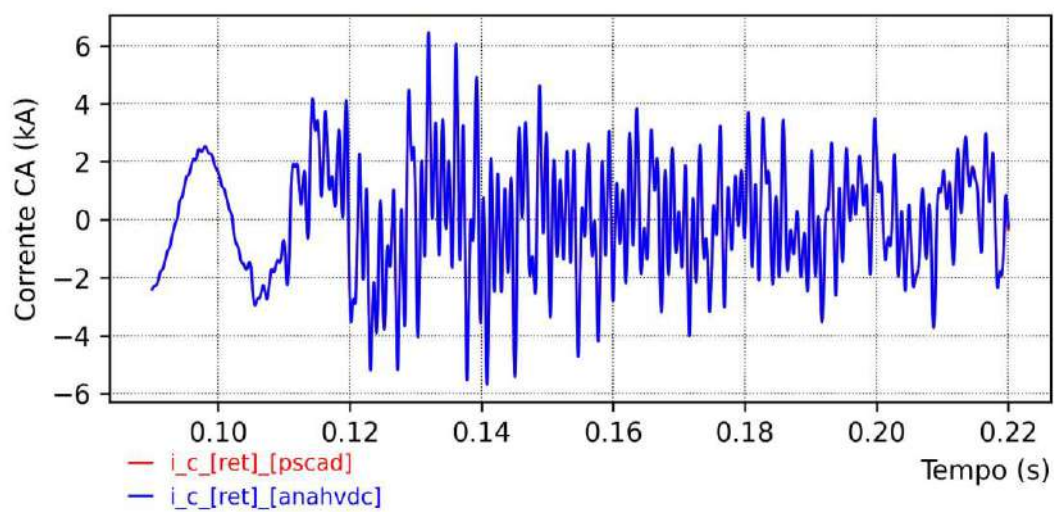
1.3. Curto-circuito do lado do inversor – Resistência de 10 ohms

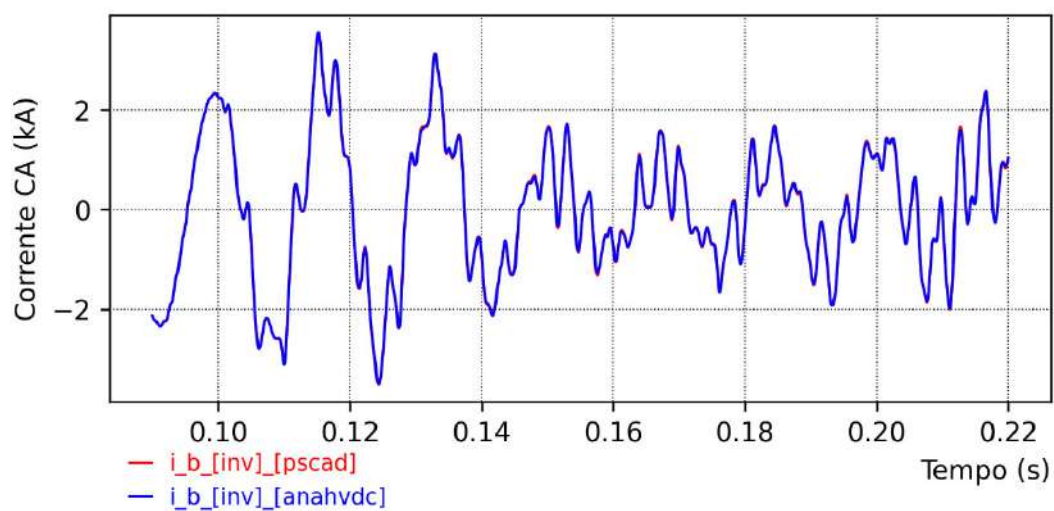
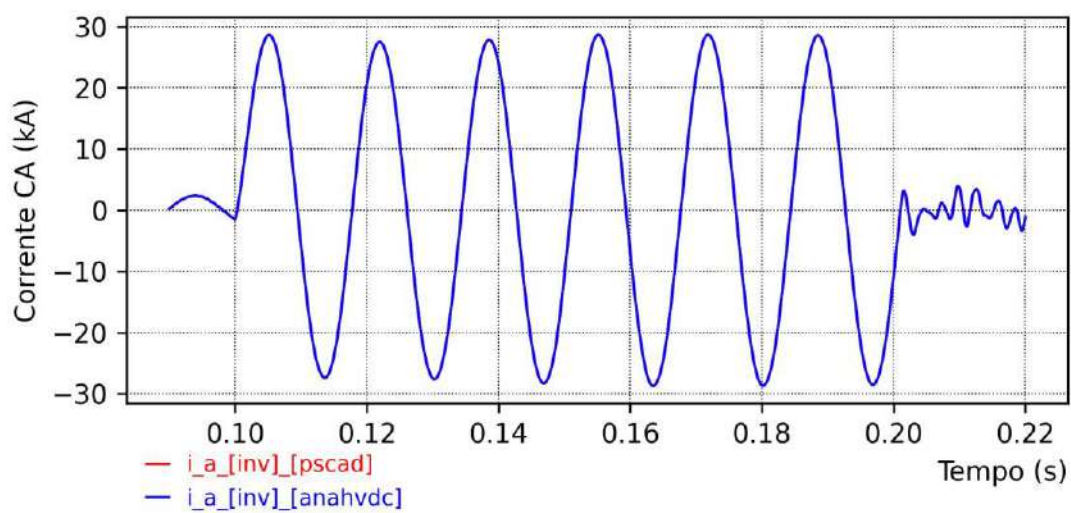
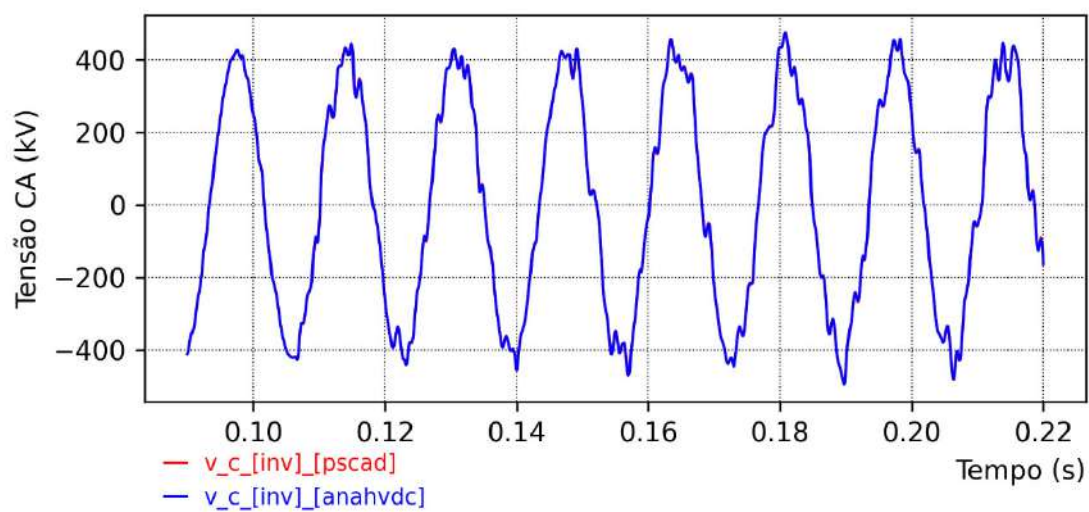


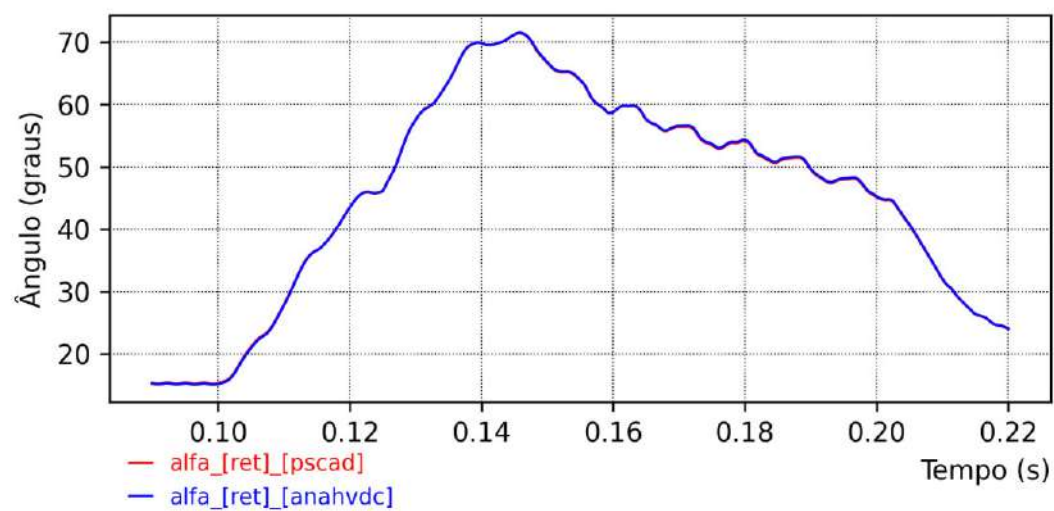
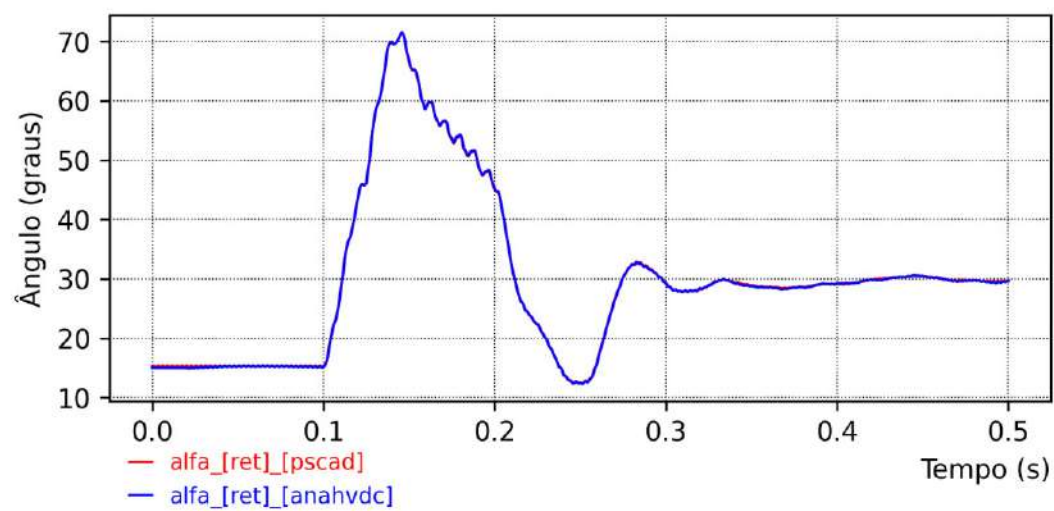
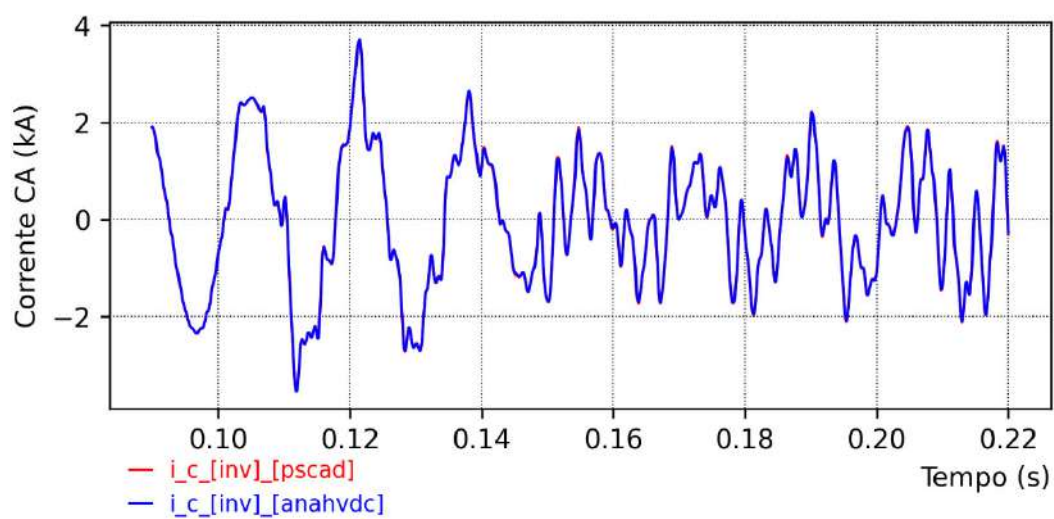


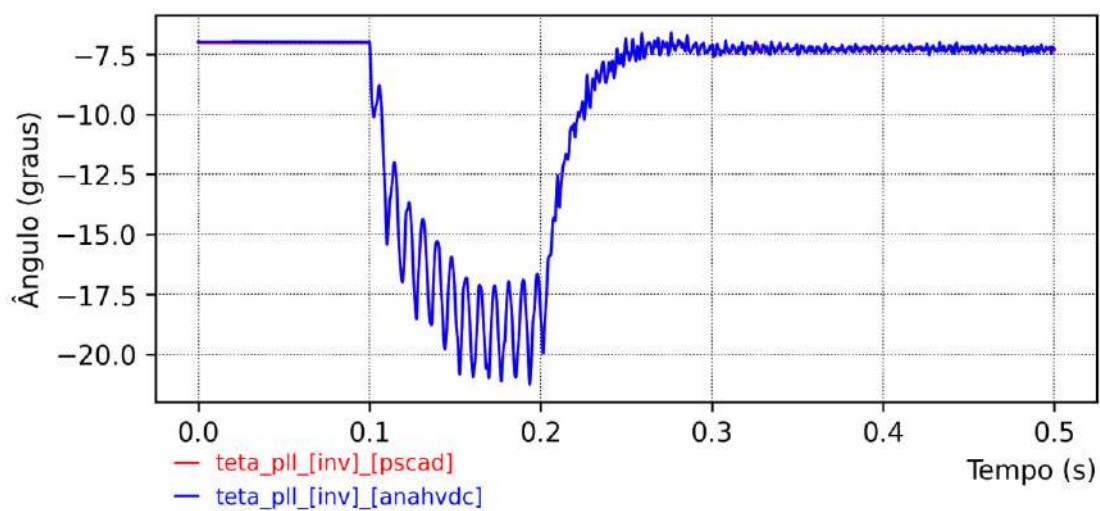
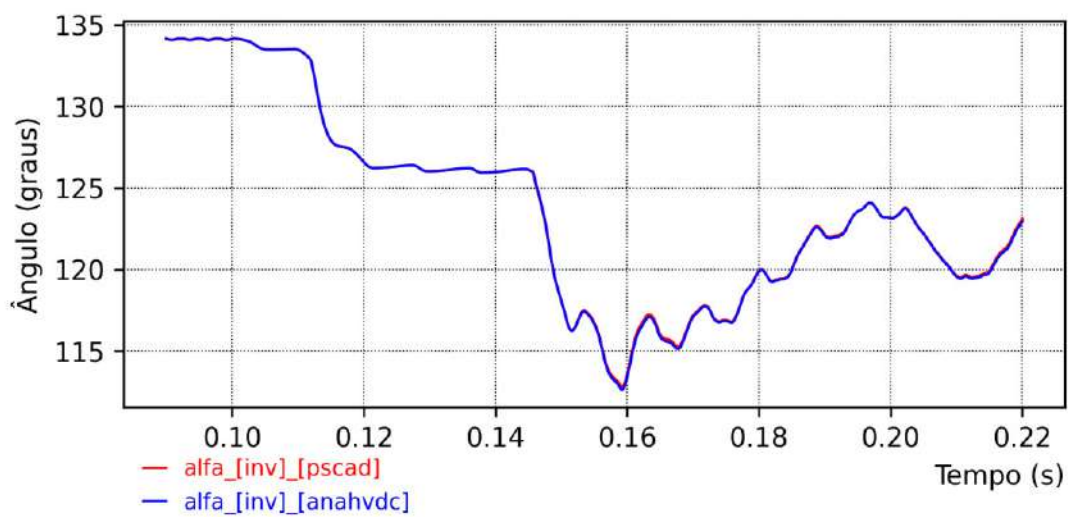
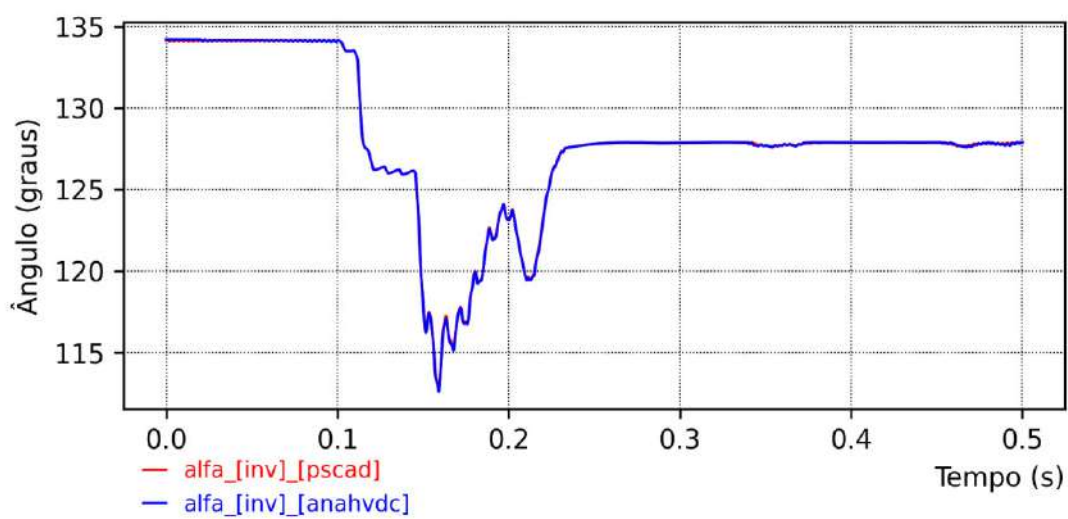


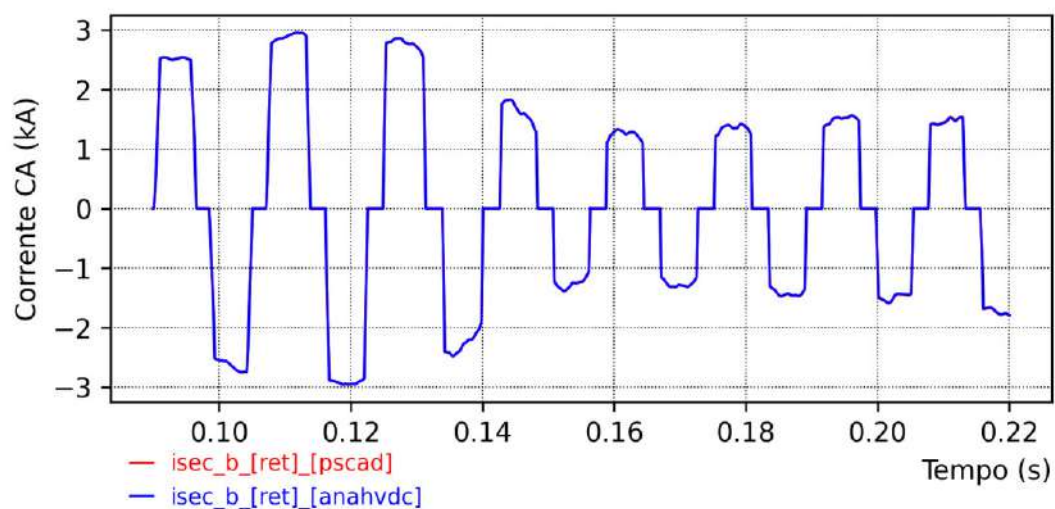
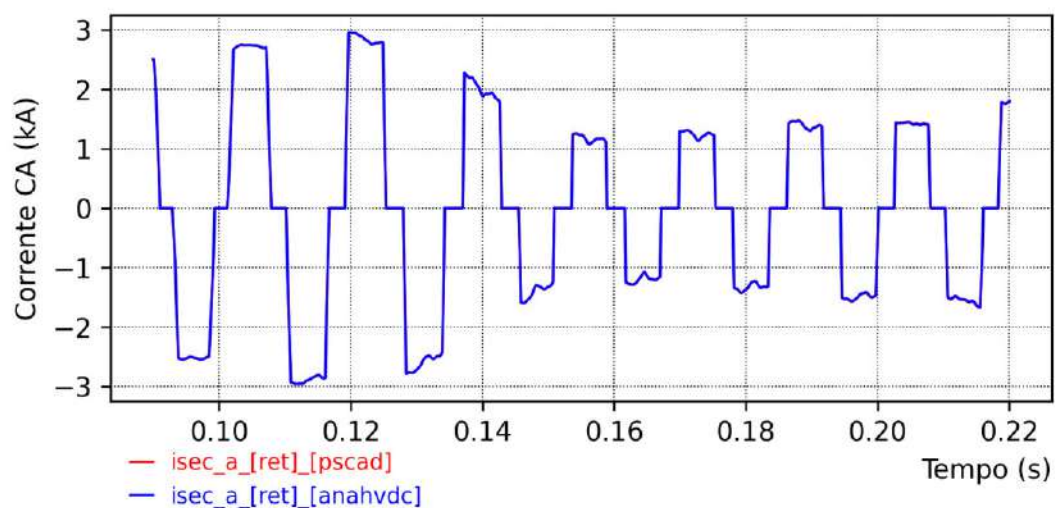
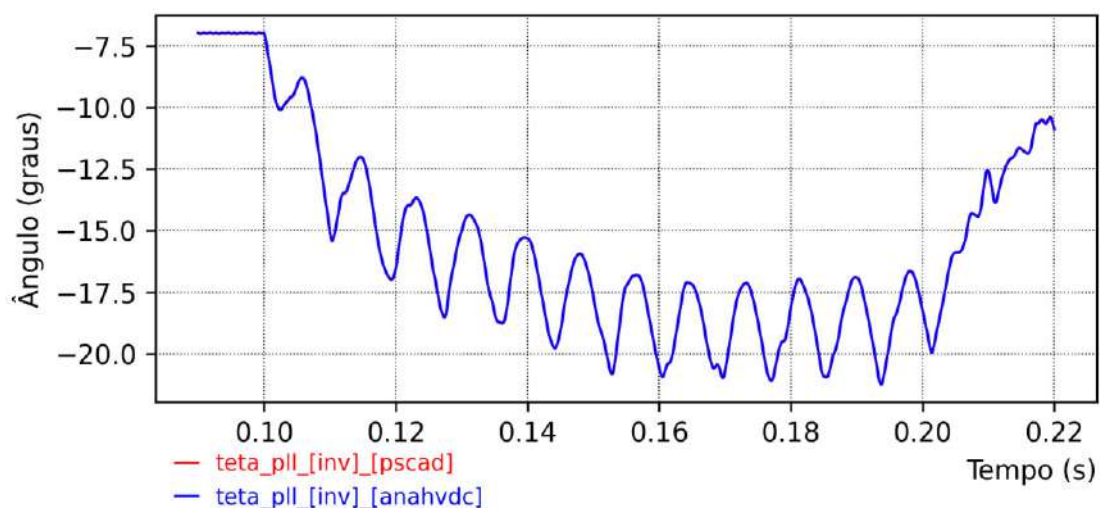


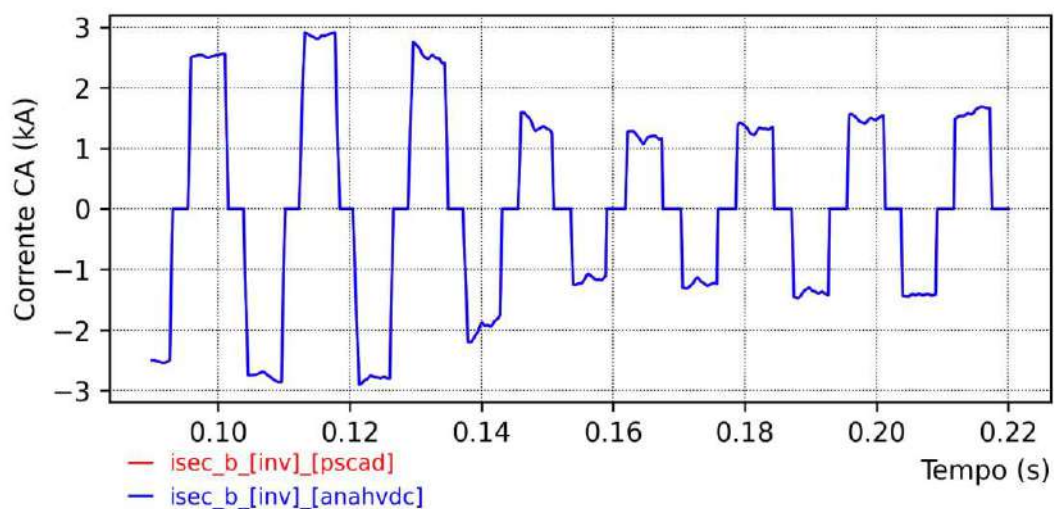
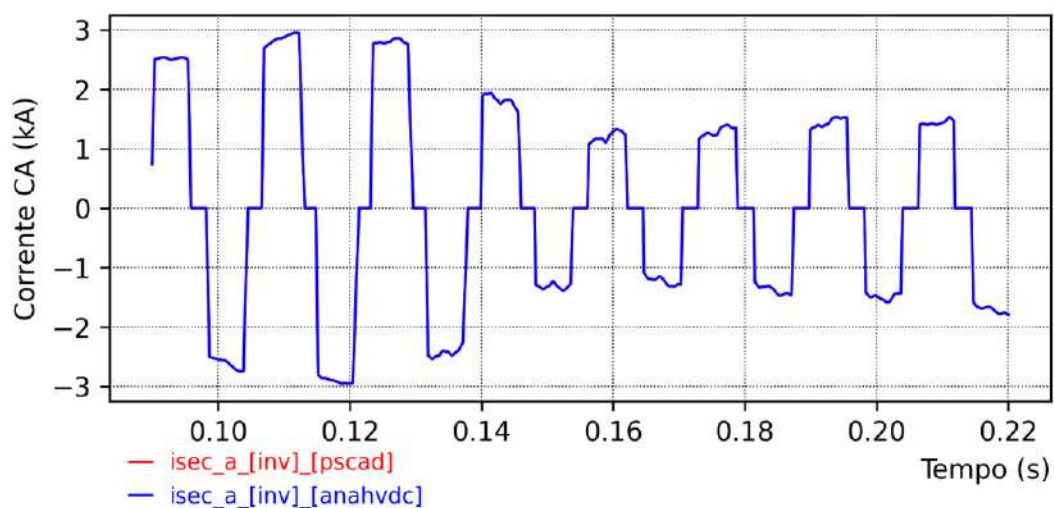
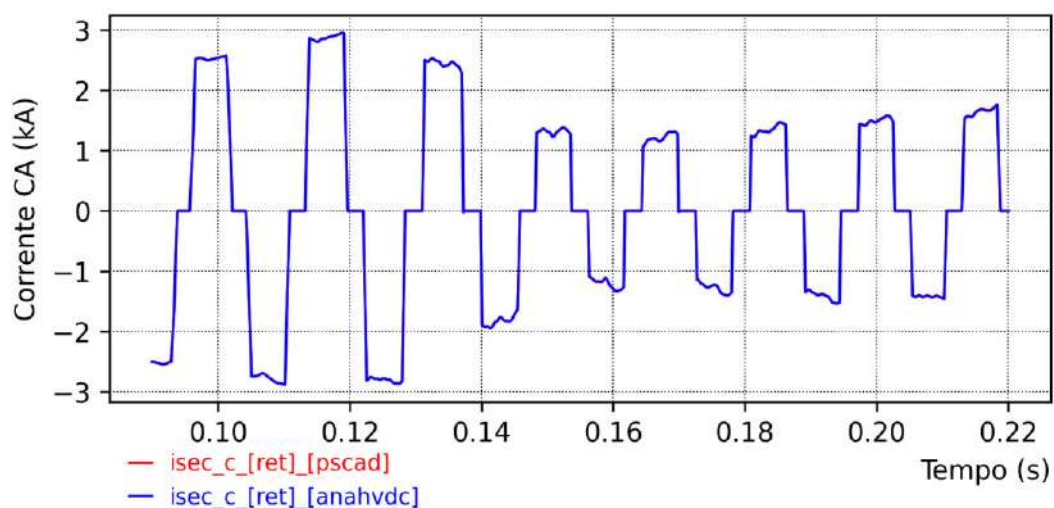


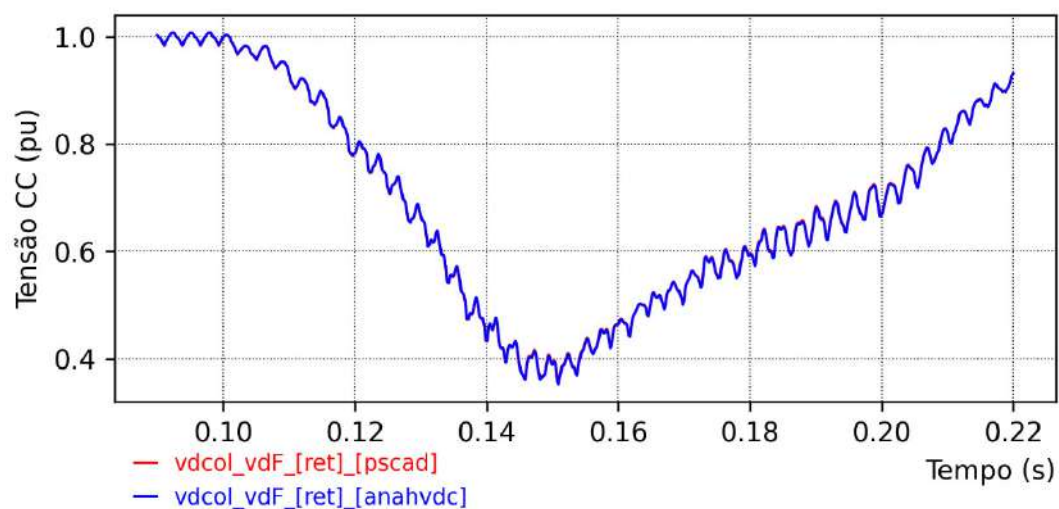
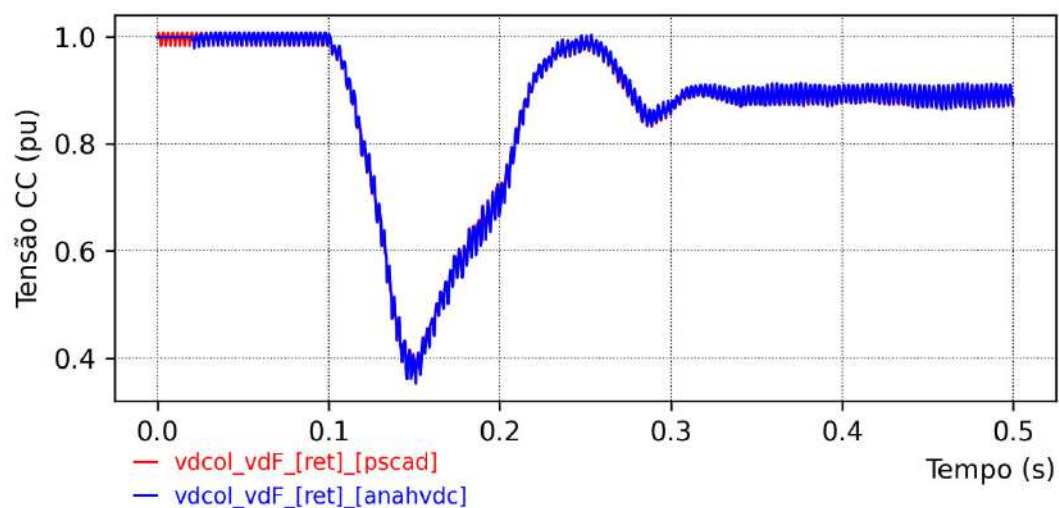
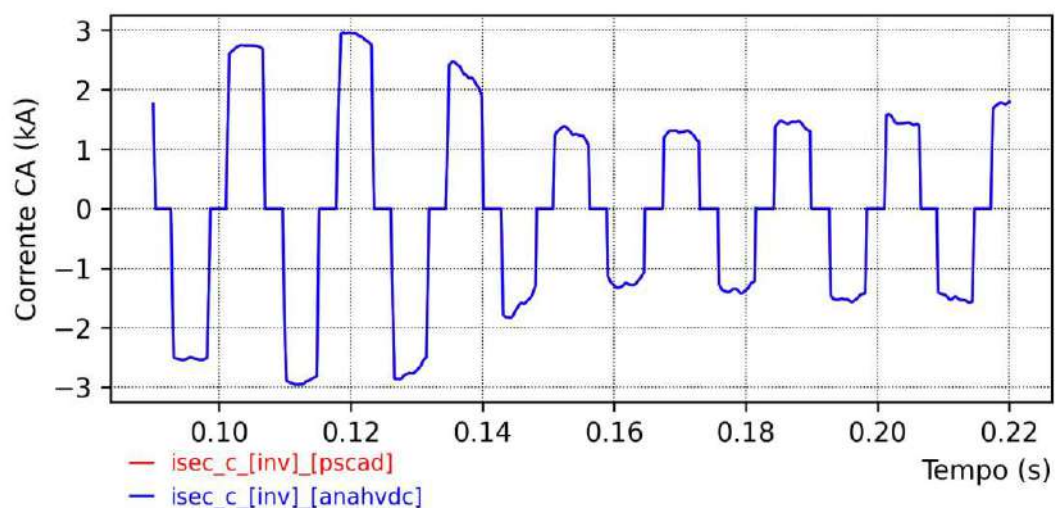


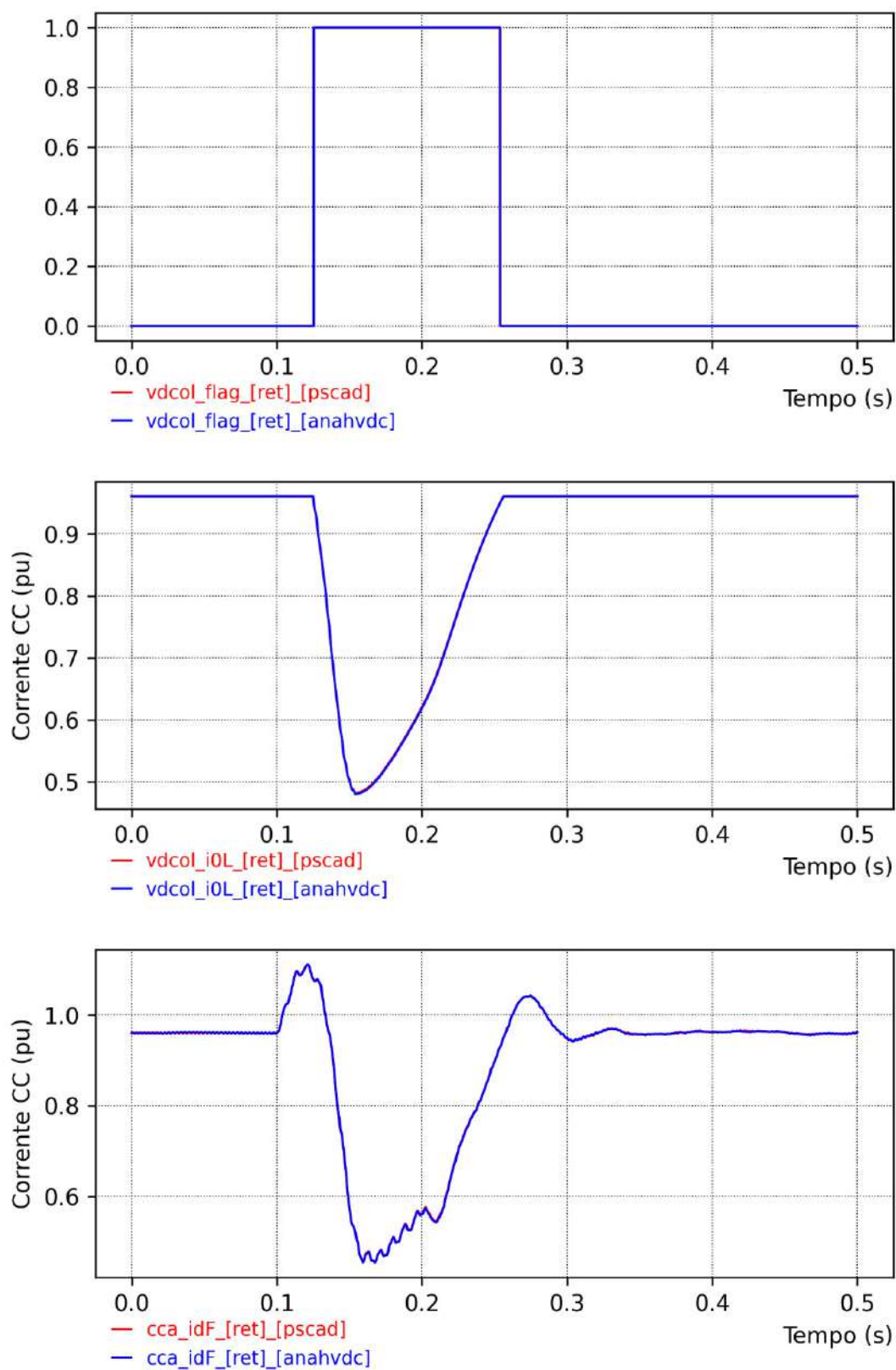


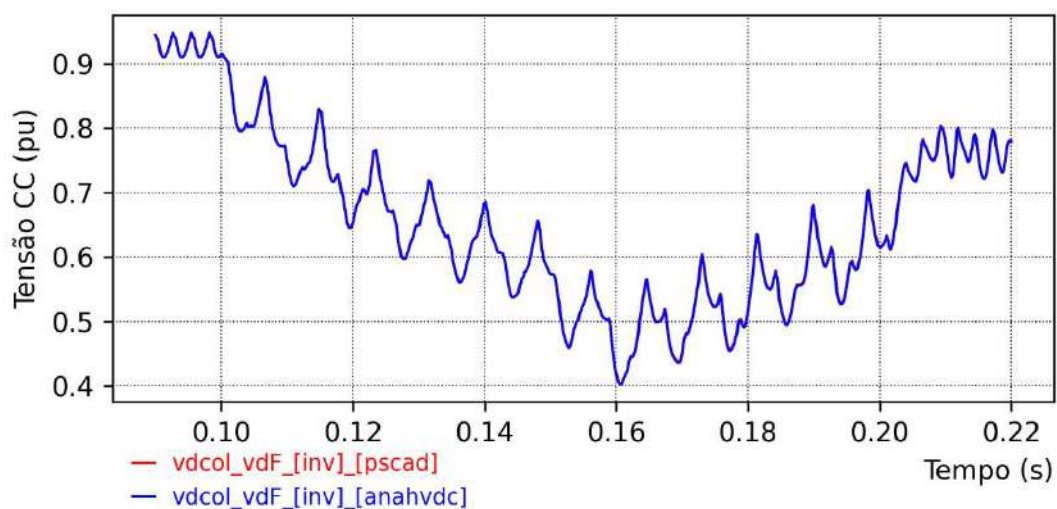
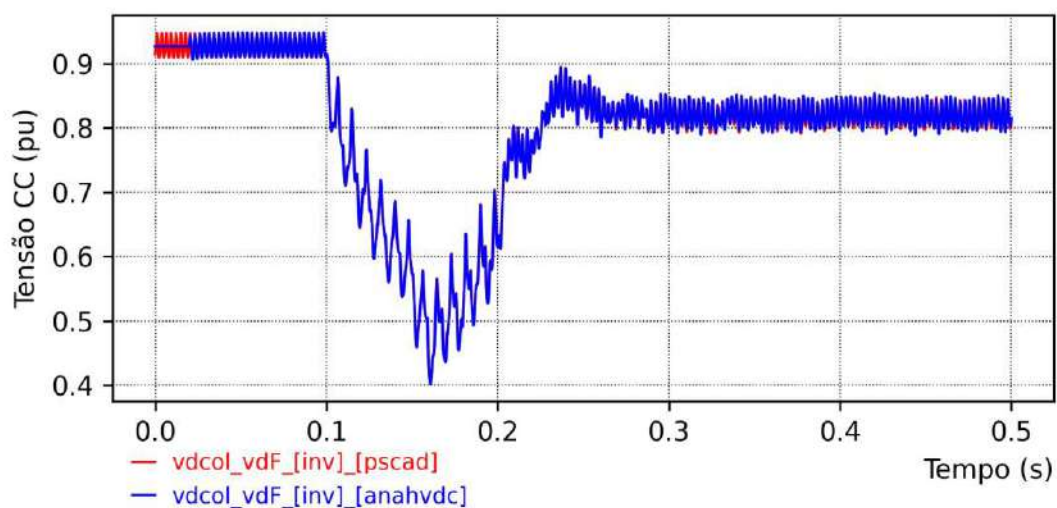
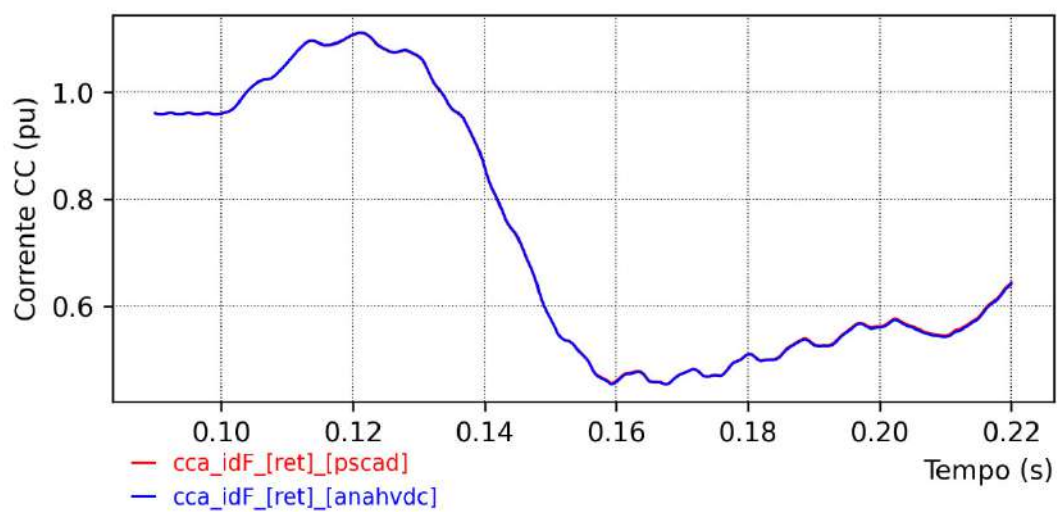


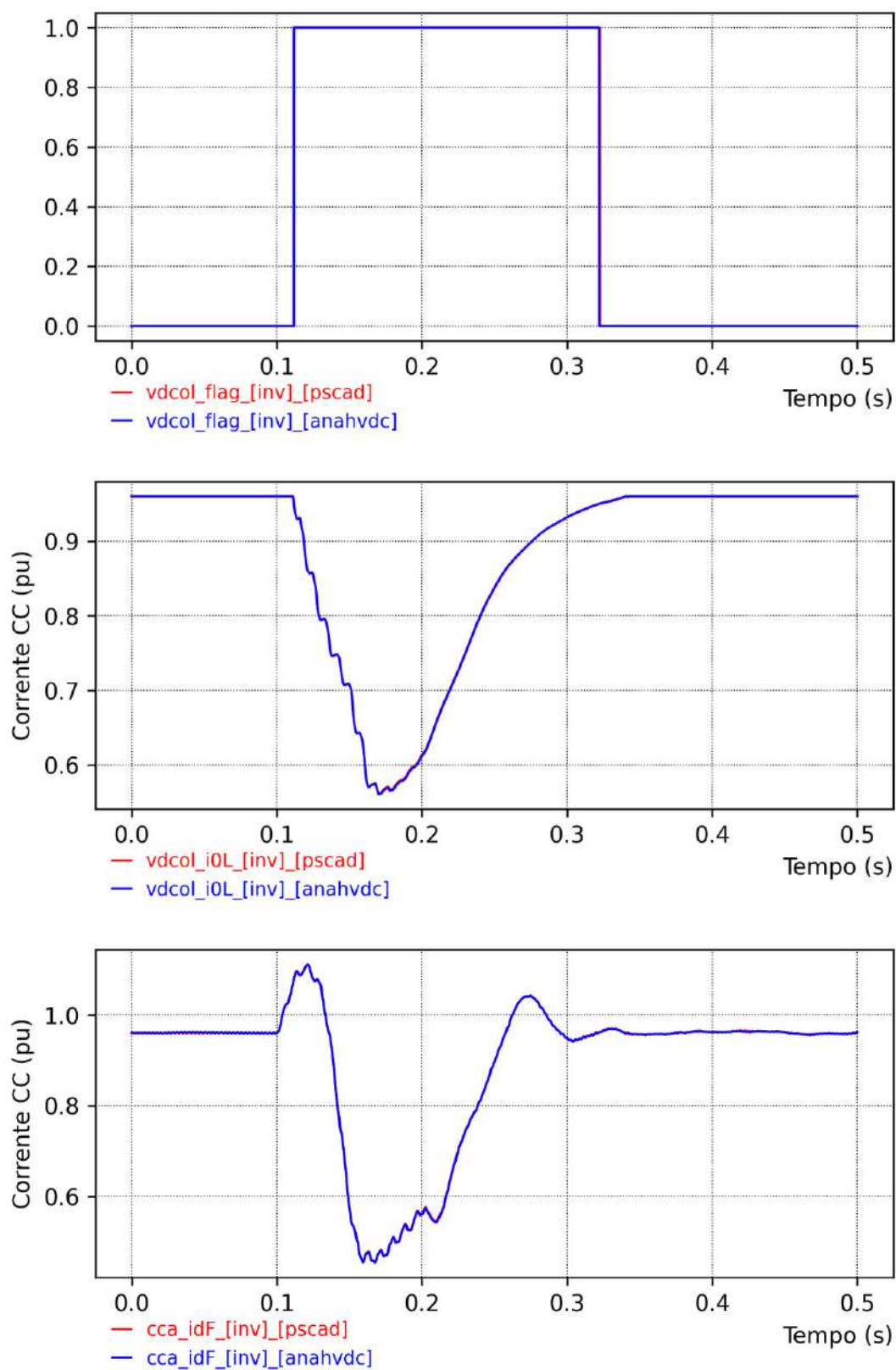


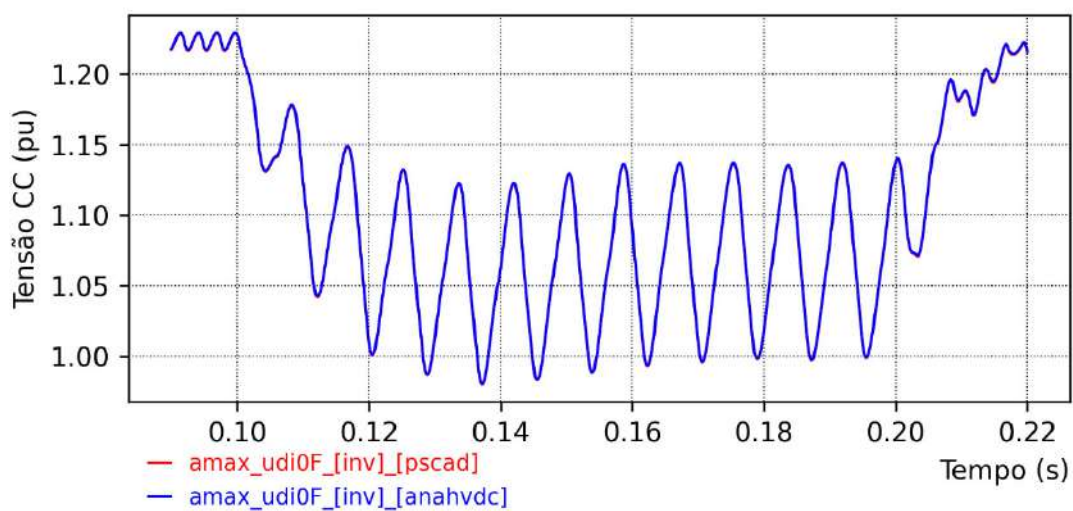
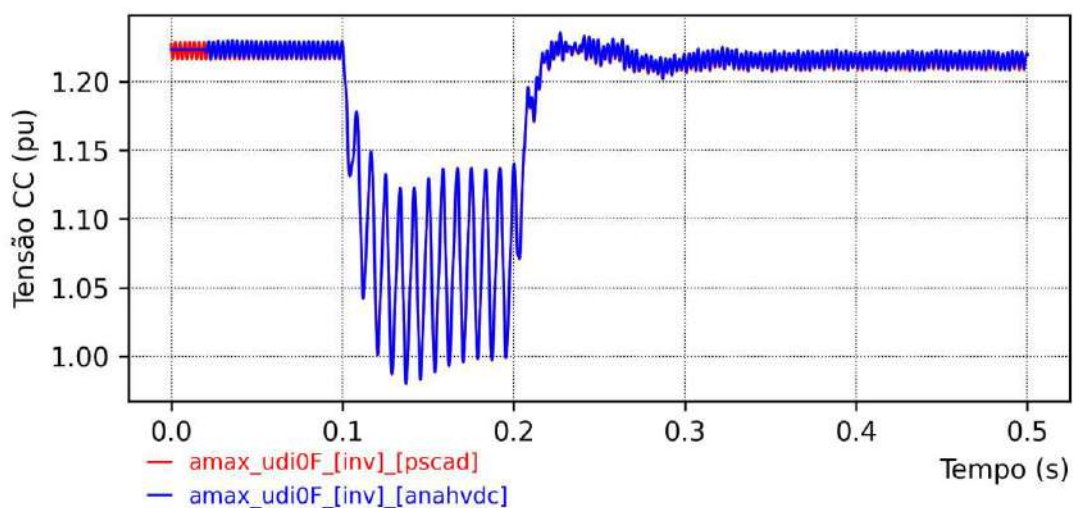
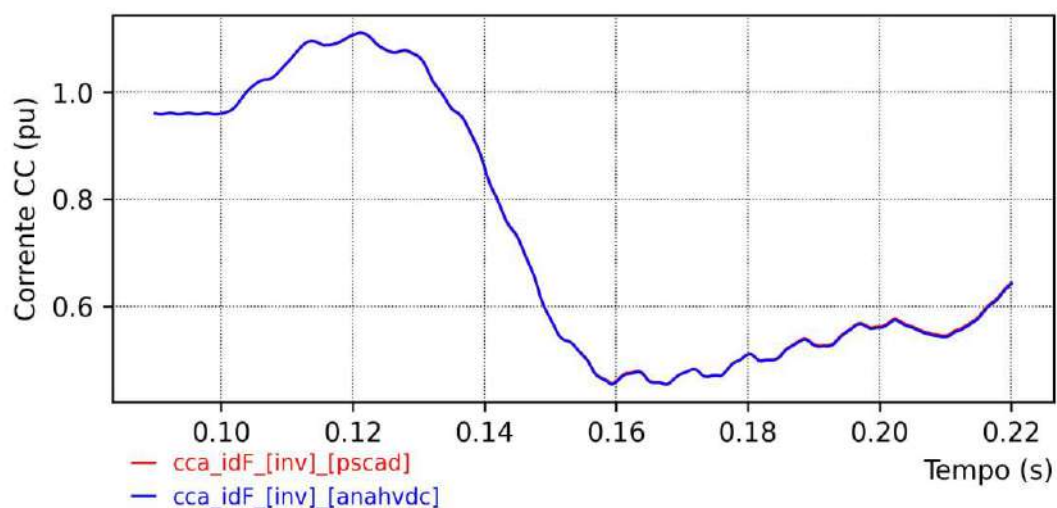


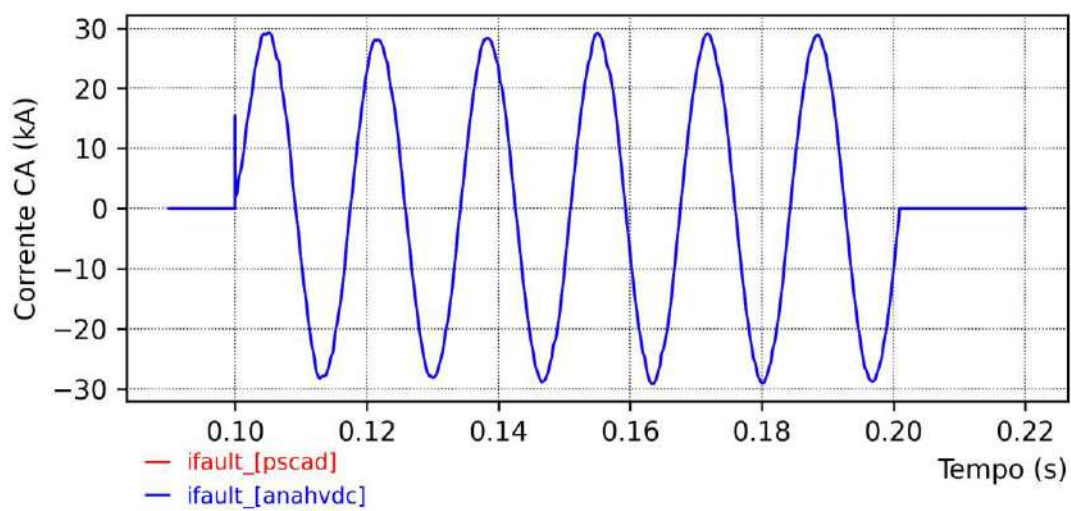
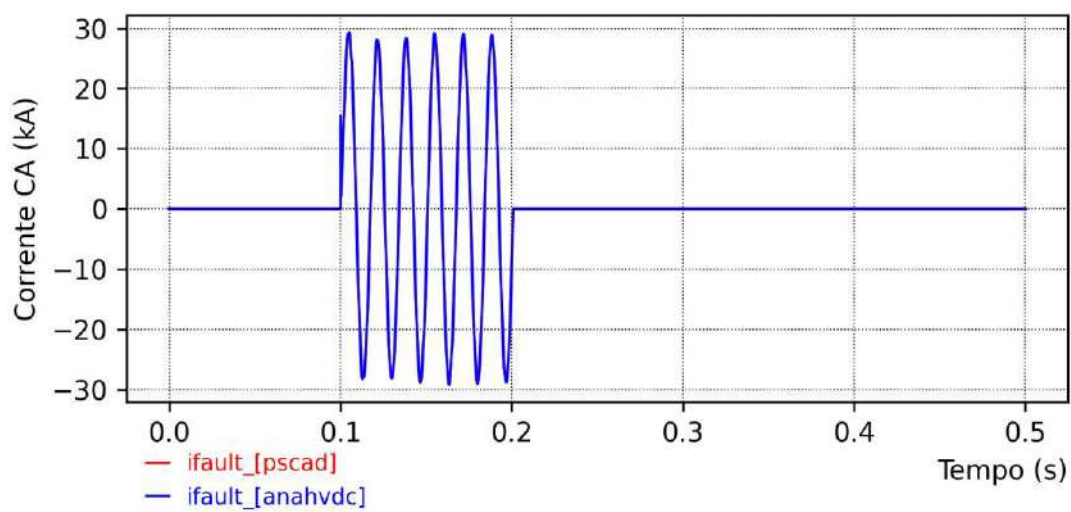




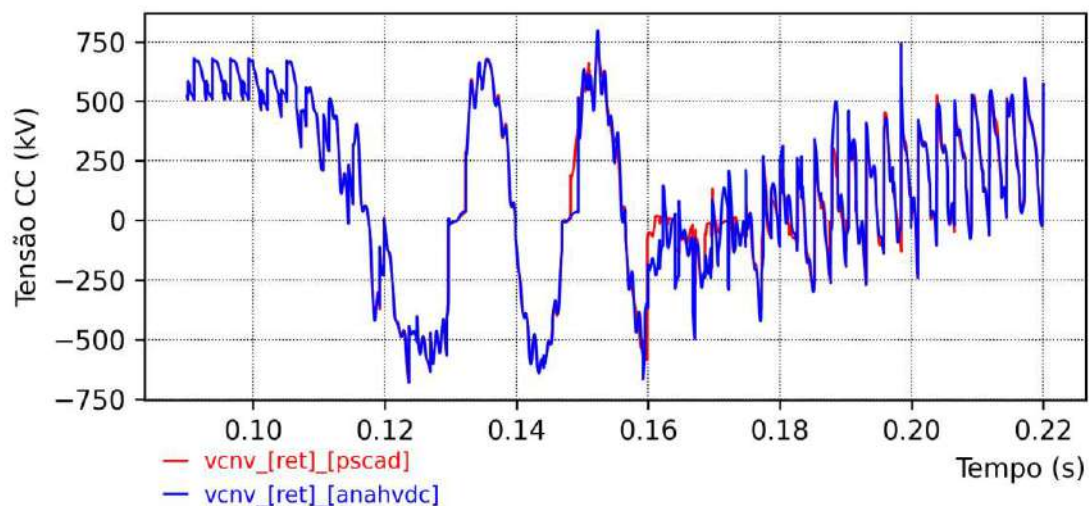
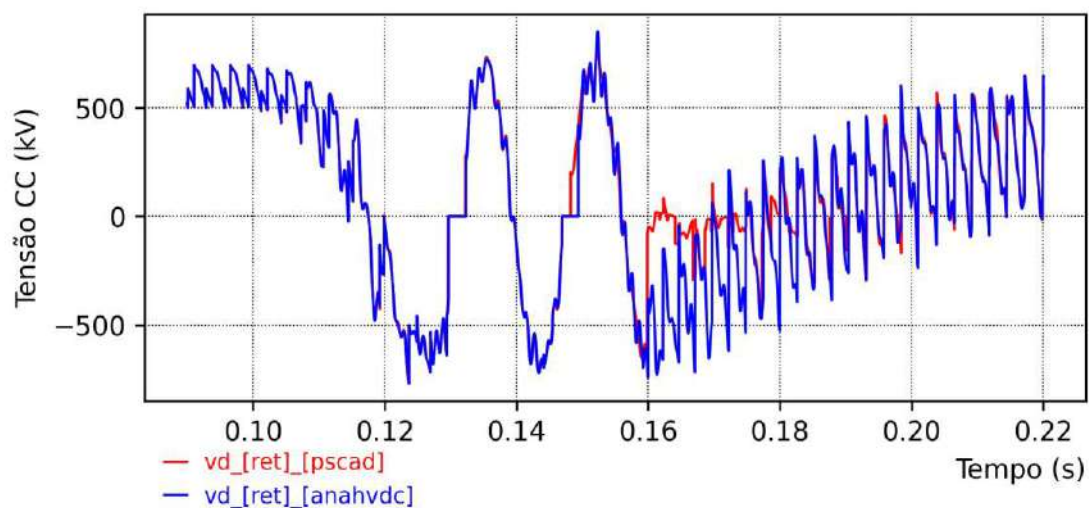
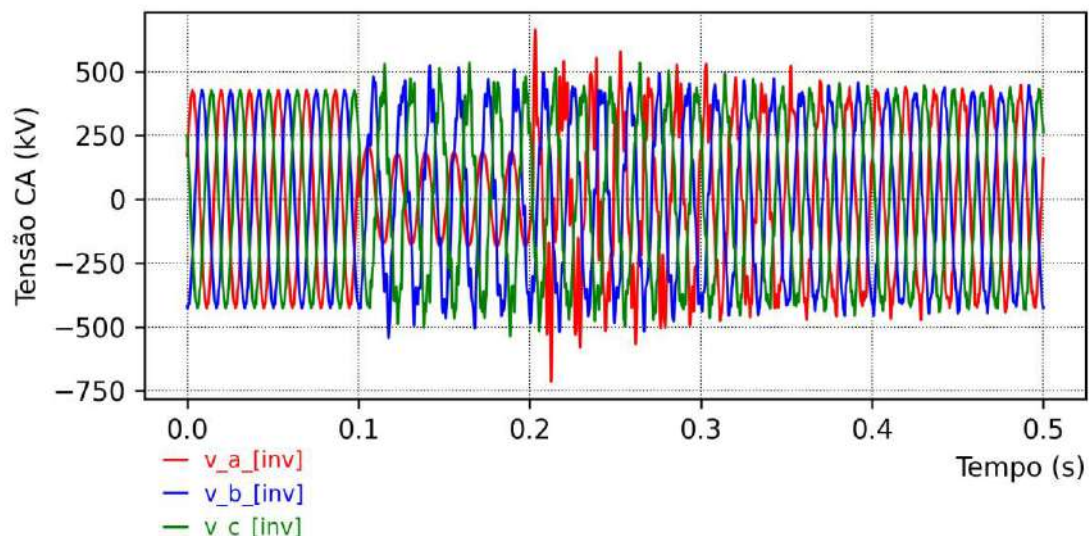


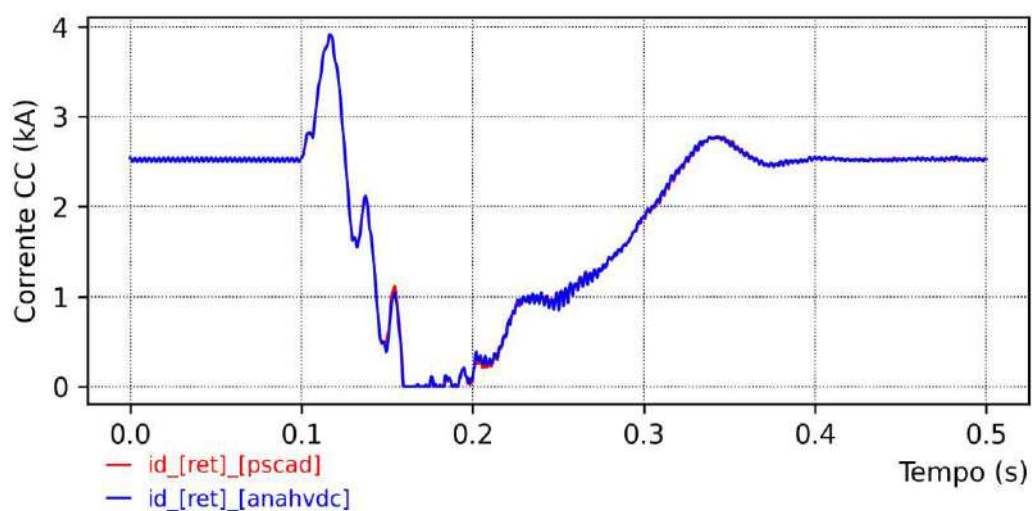
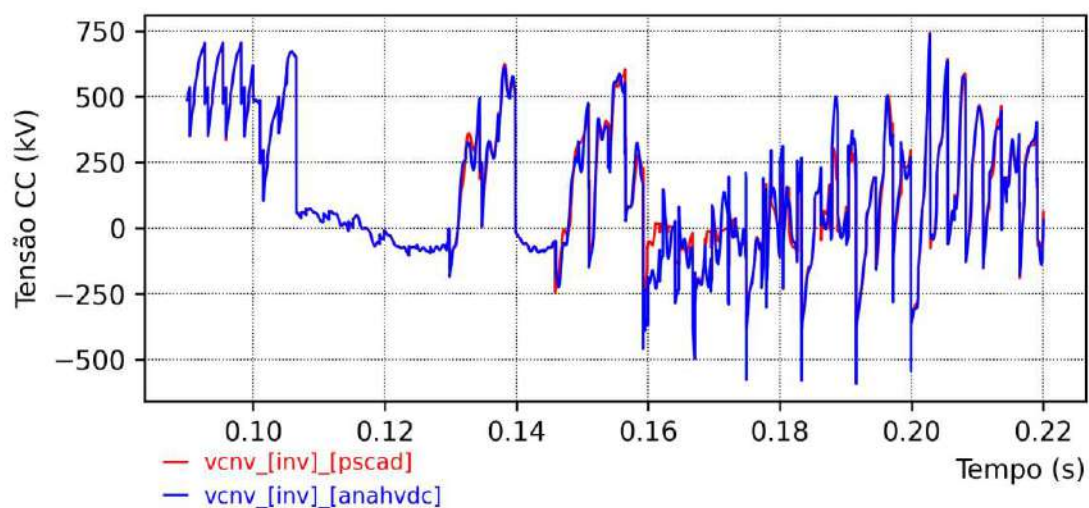
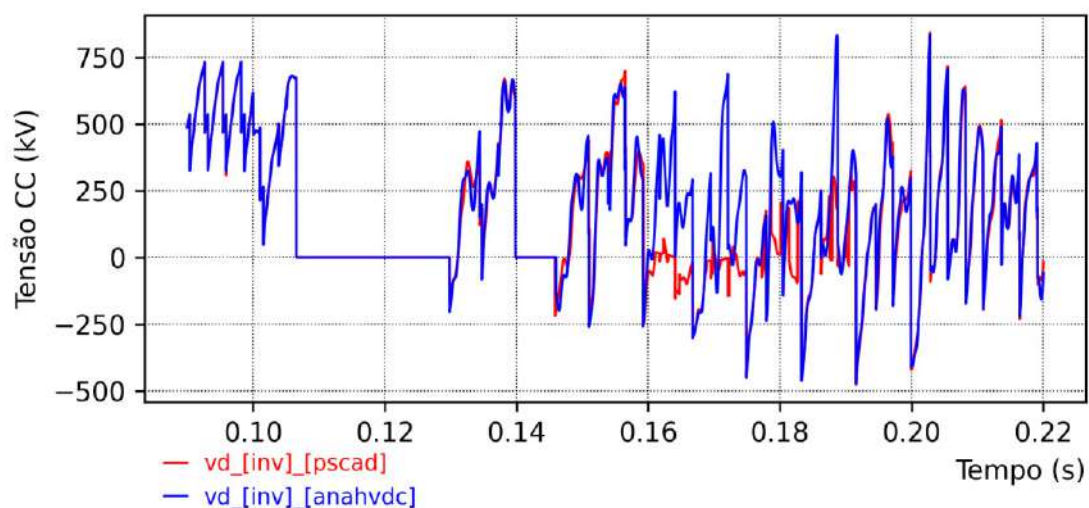


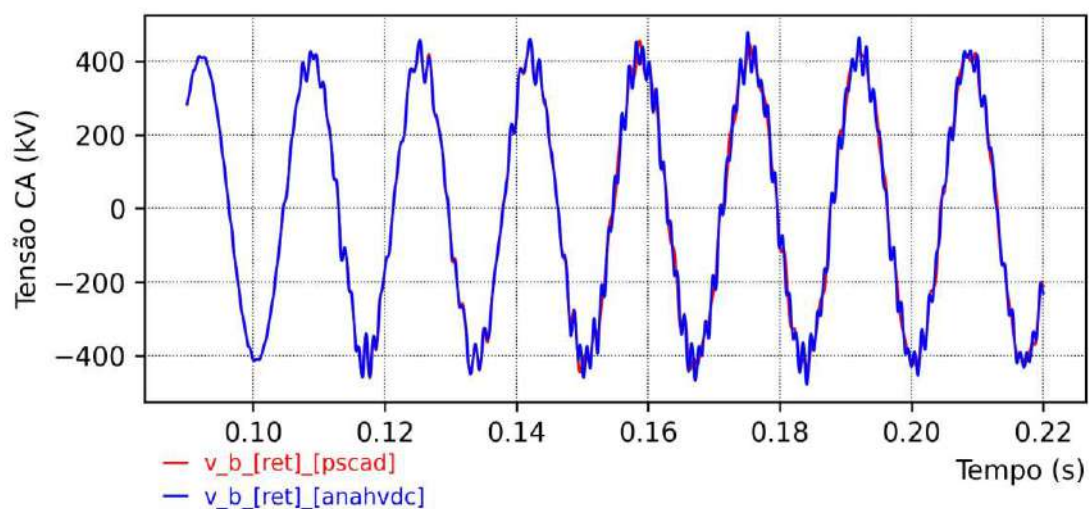
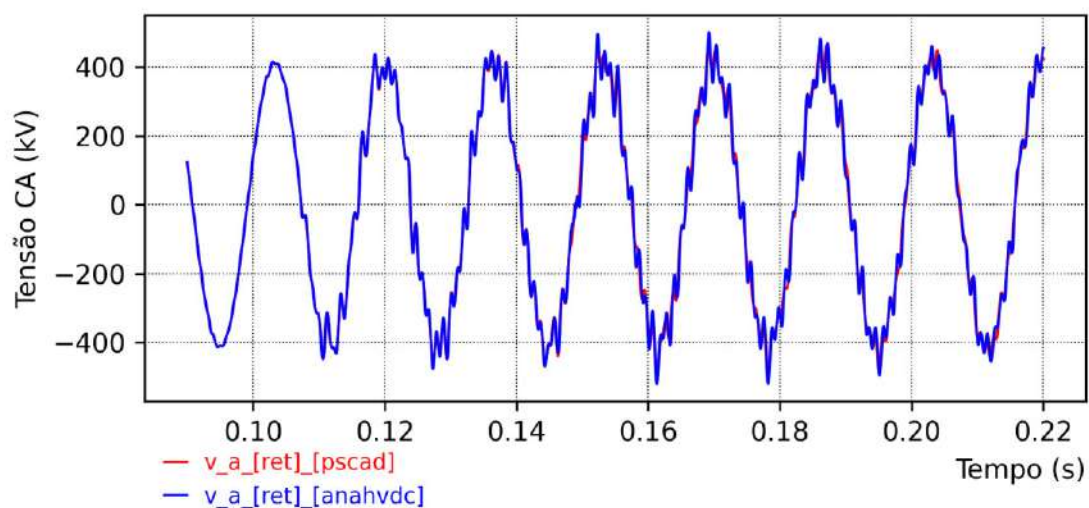
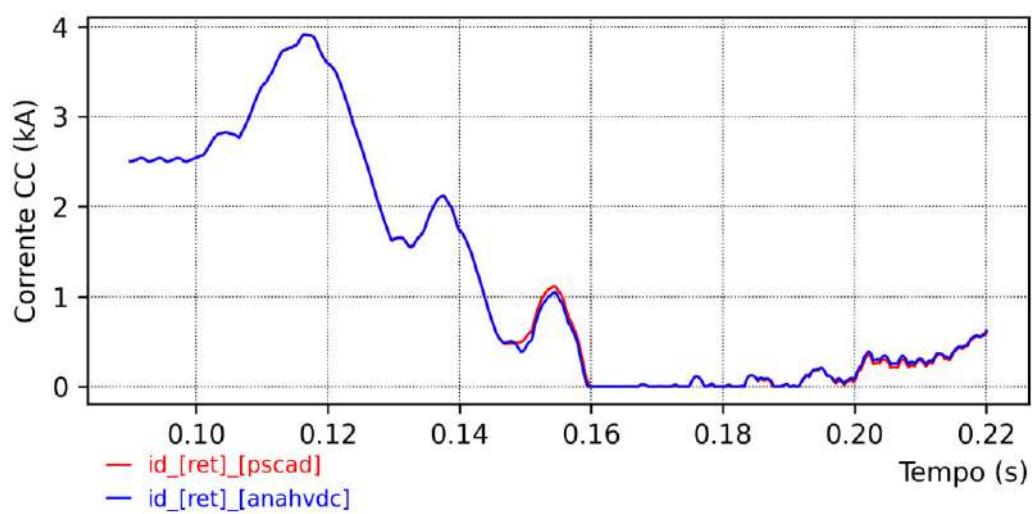


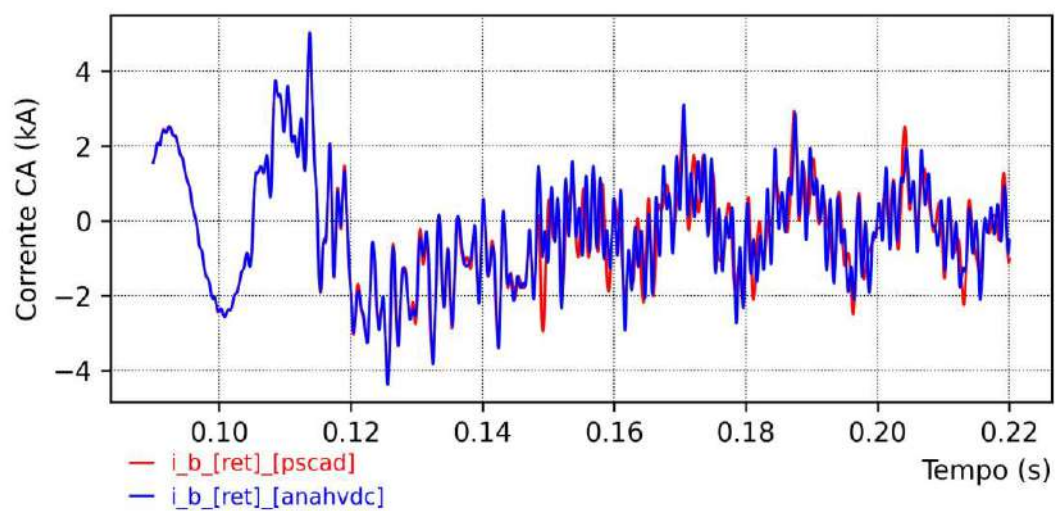
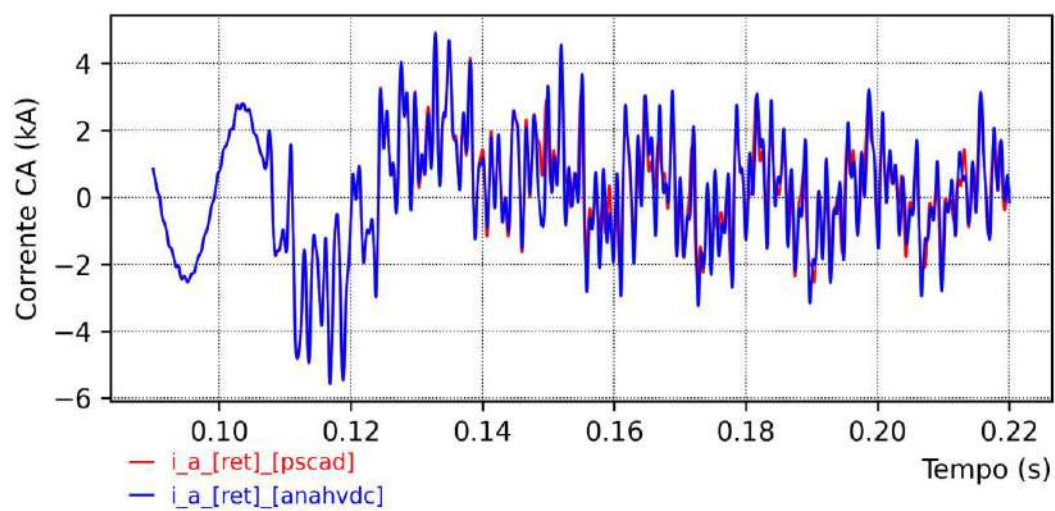
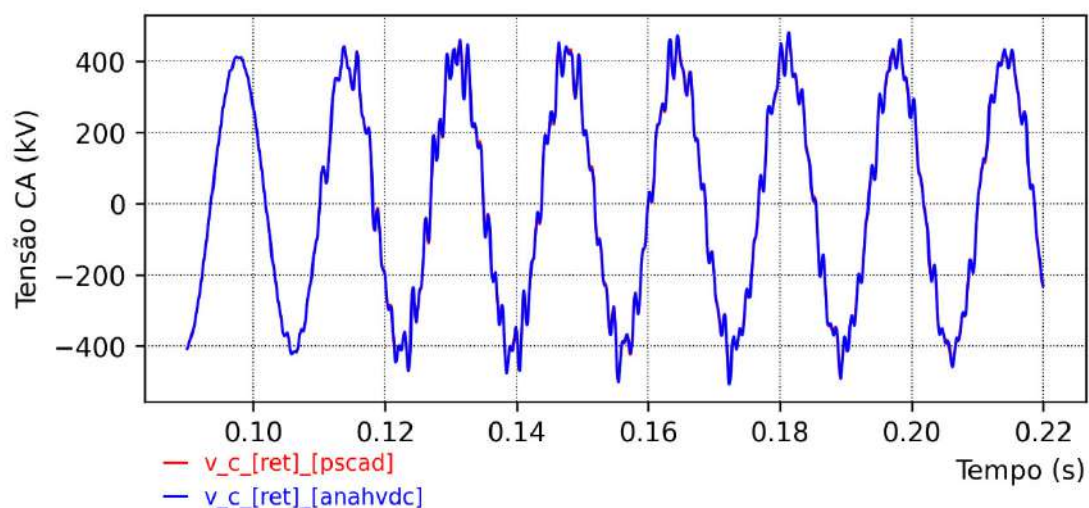


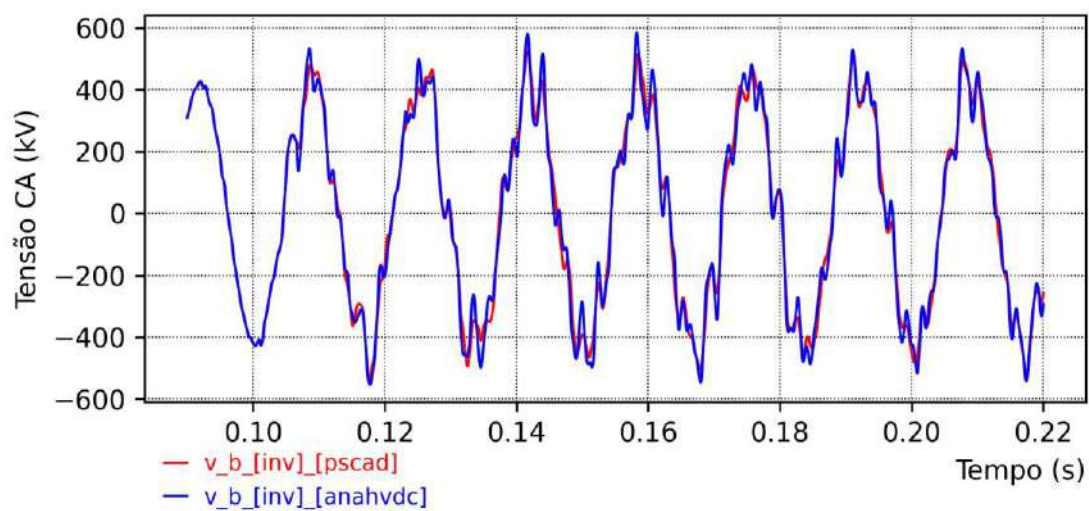
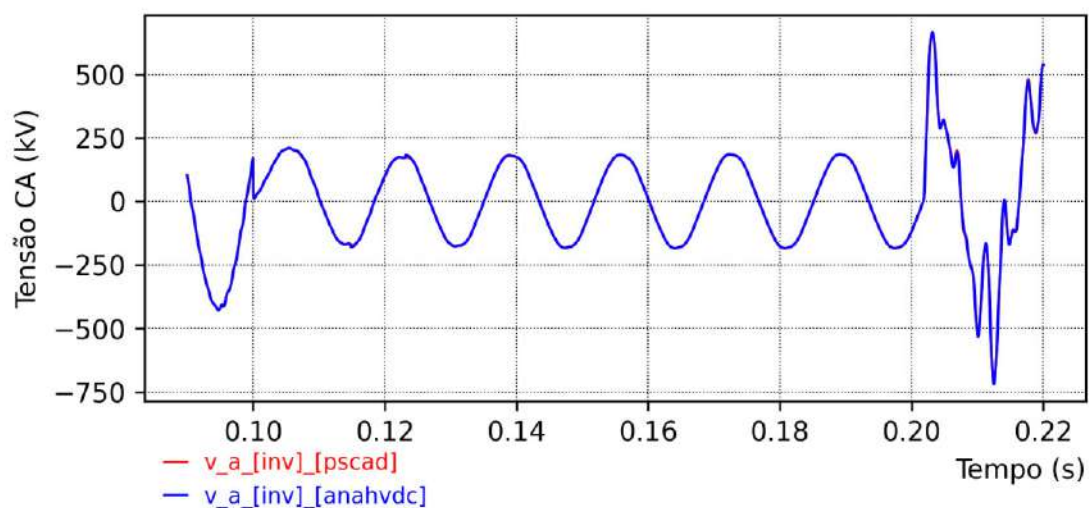
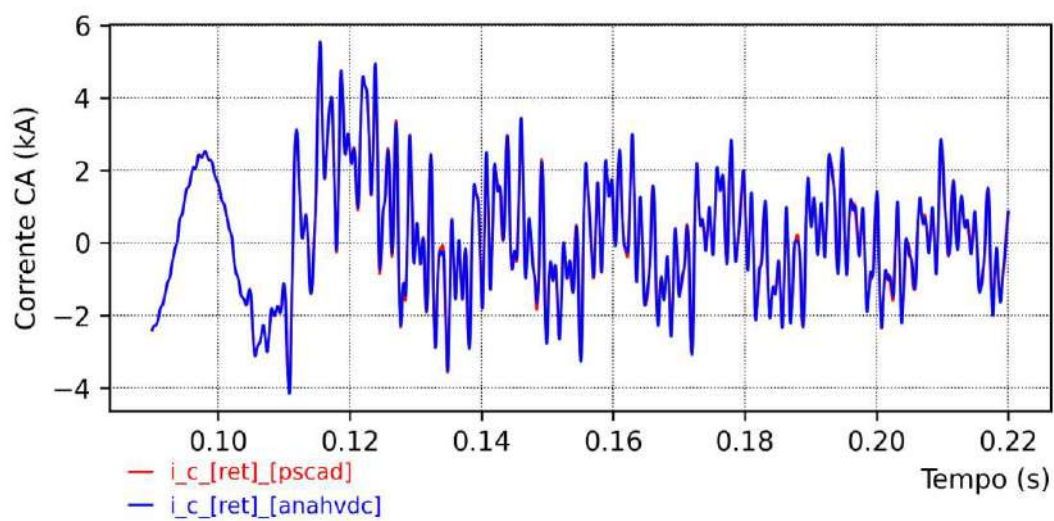
1.4. Curto-circuito do lado do inversor – Resistência de 5 ohms

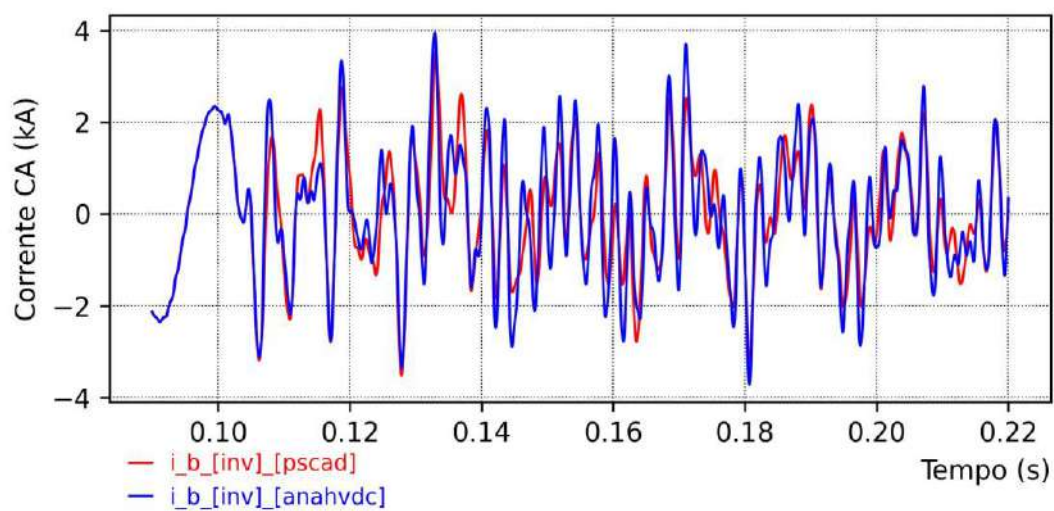
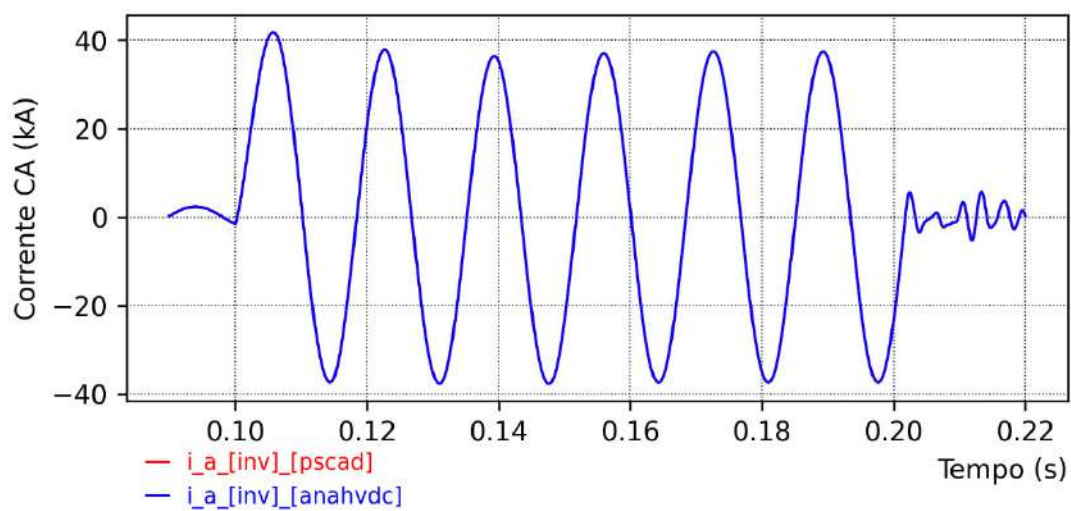
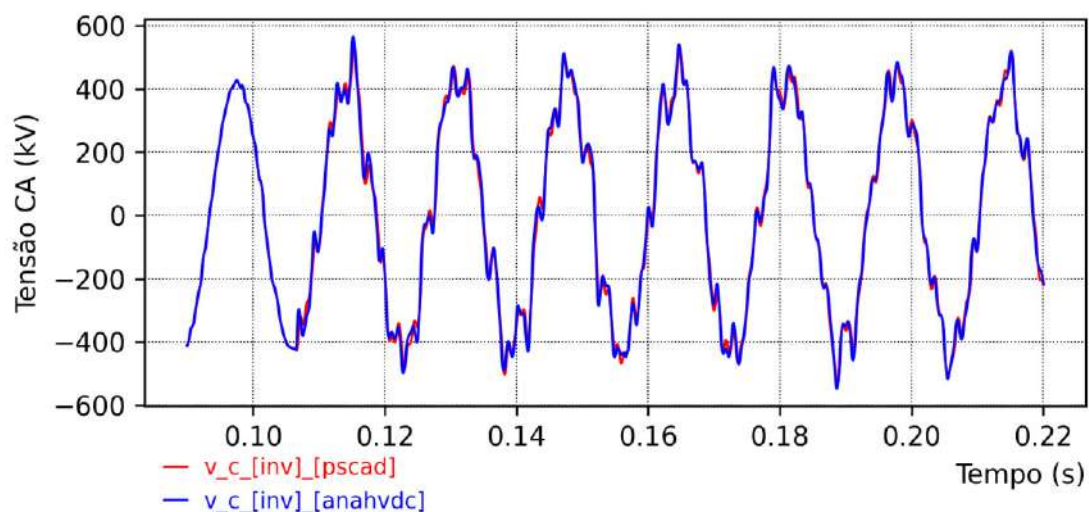


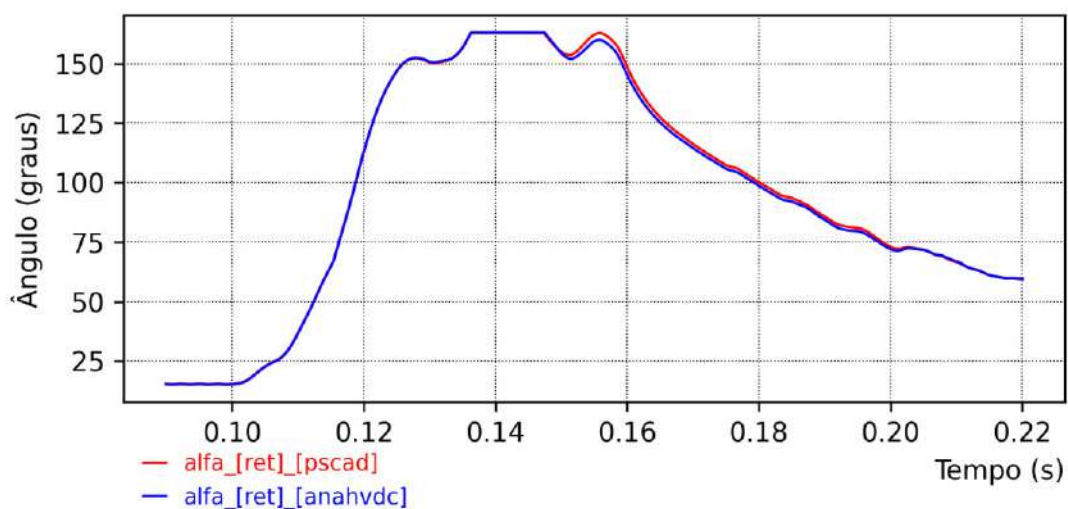
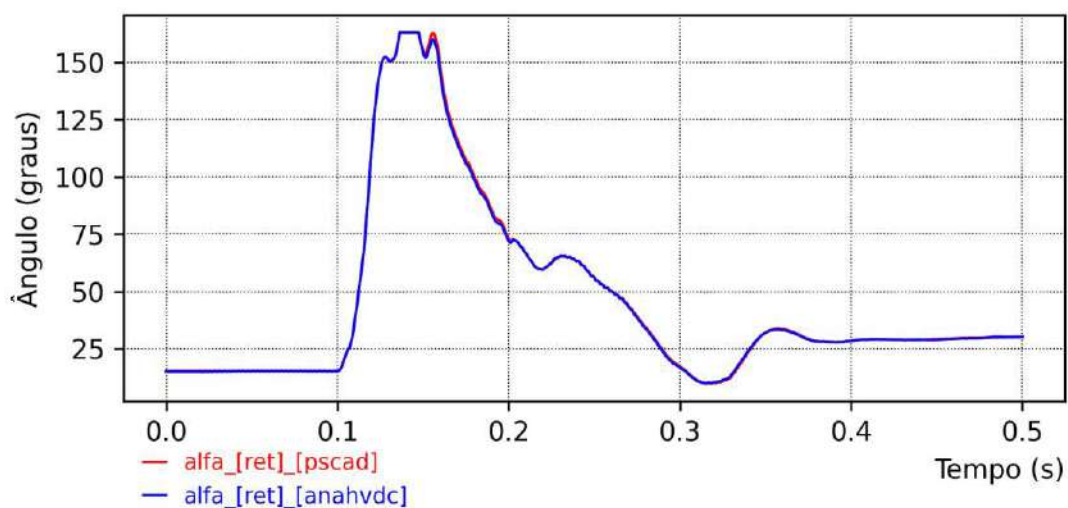
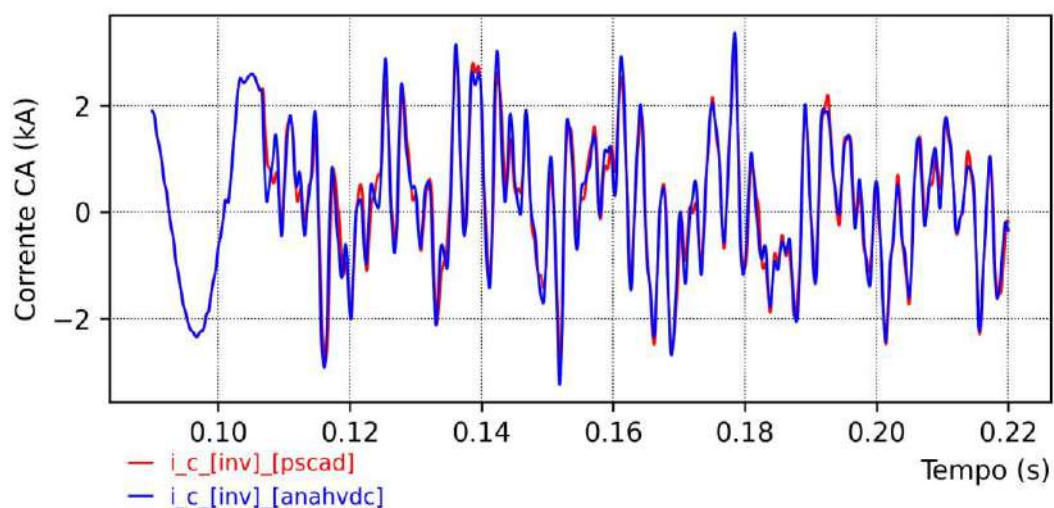


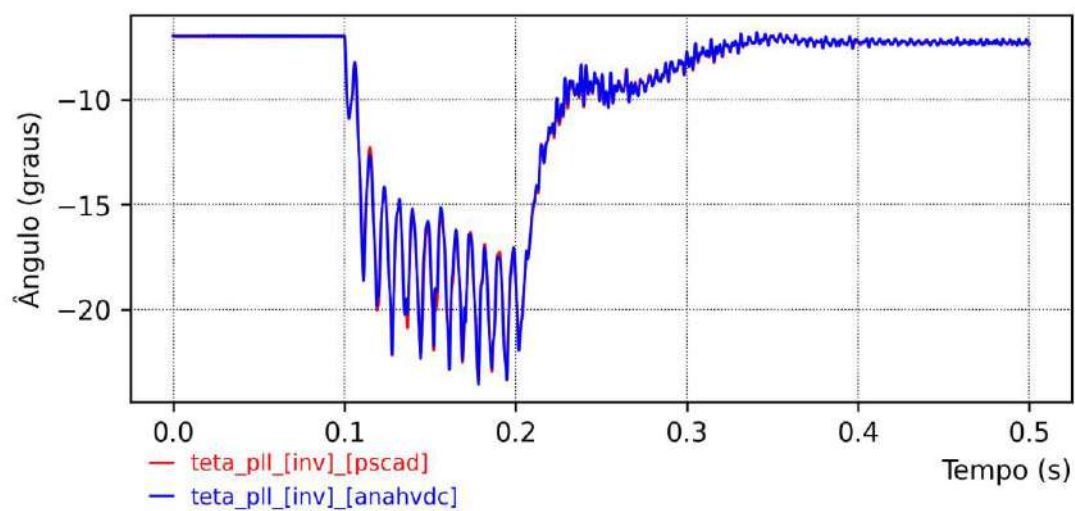
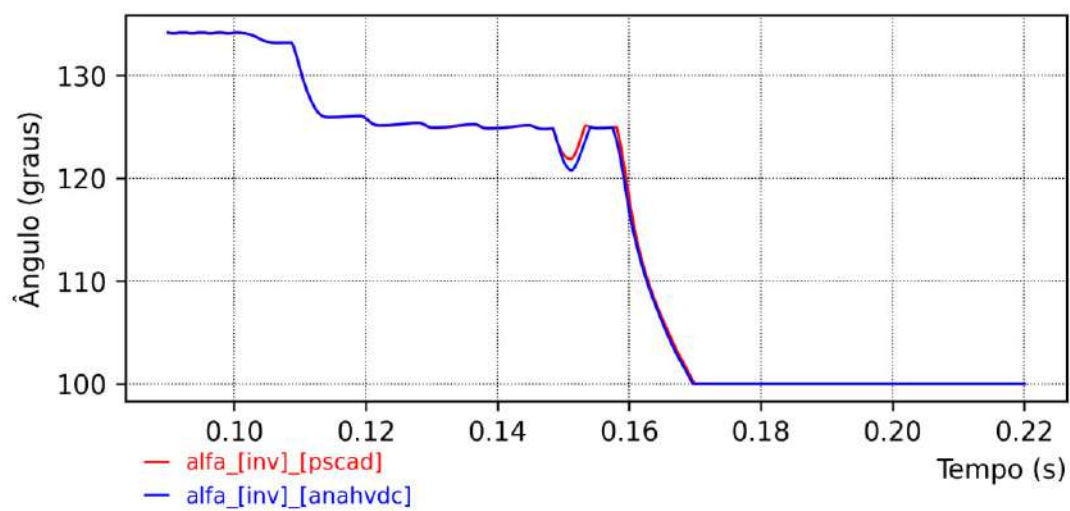
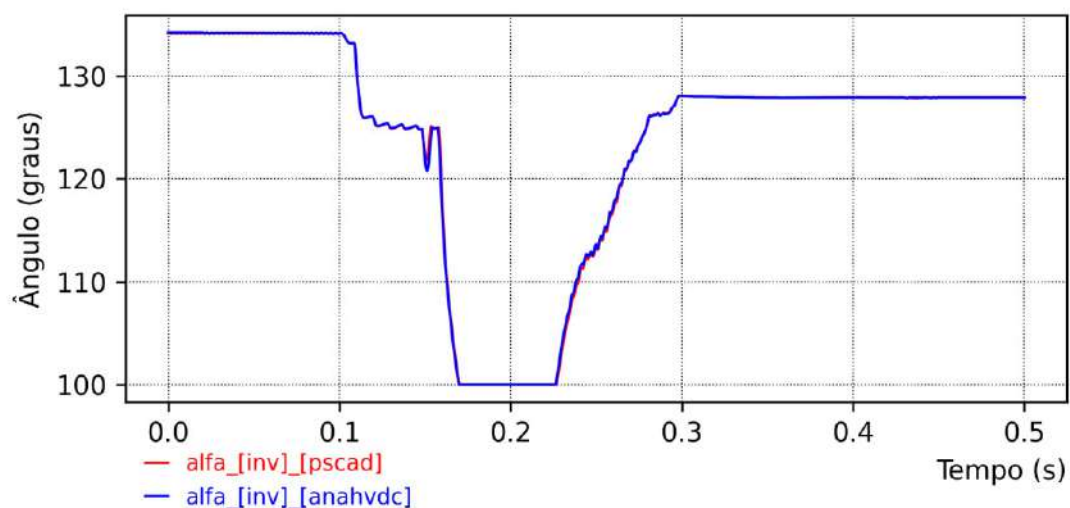


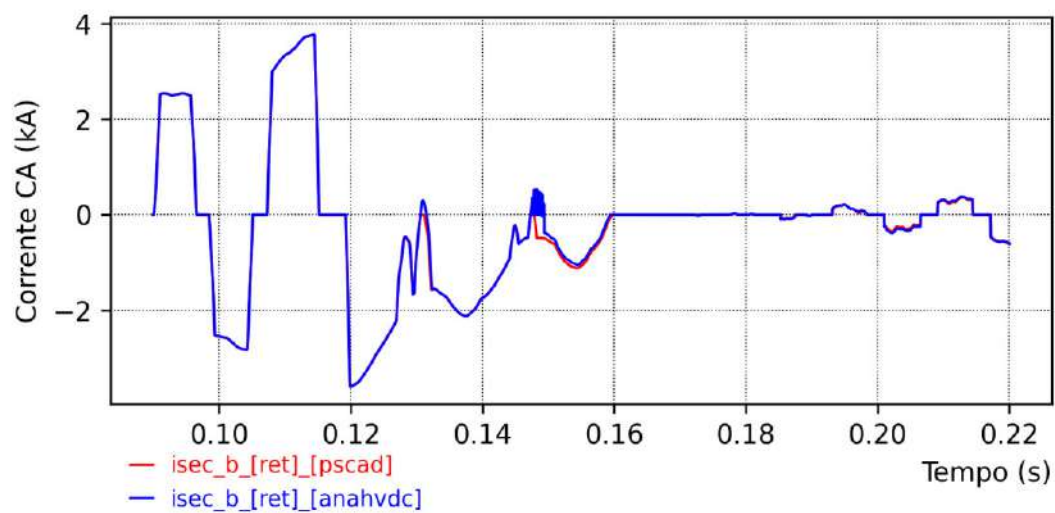
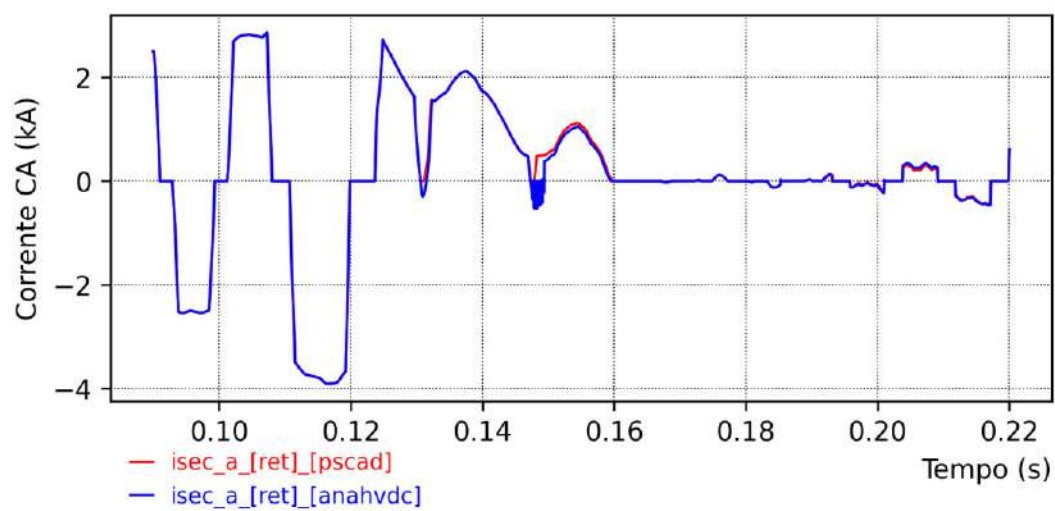
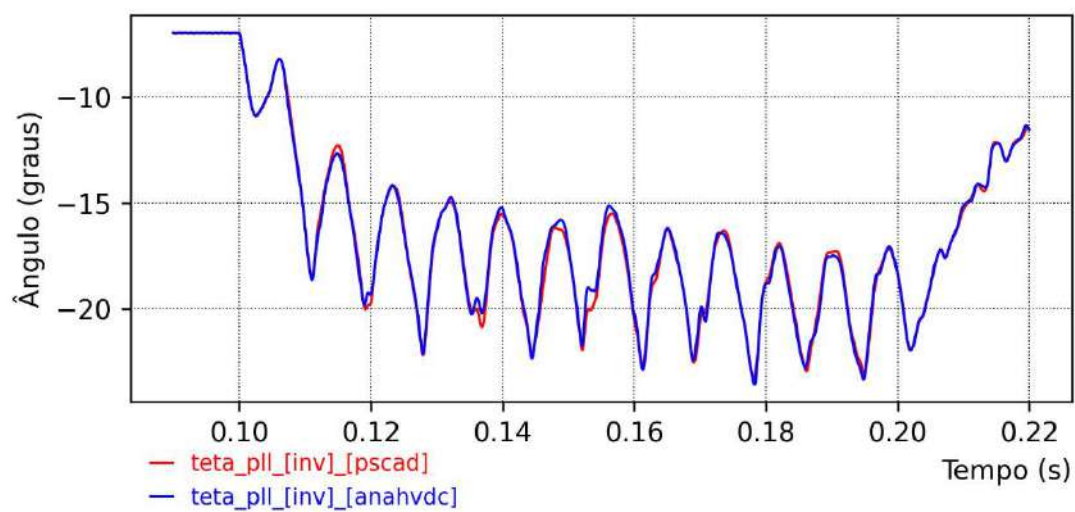


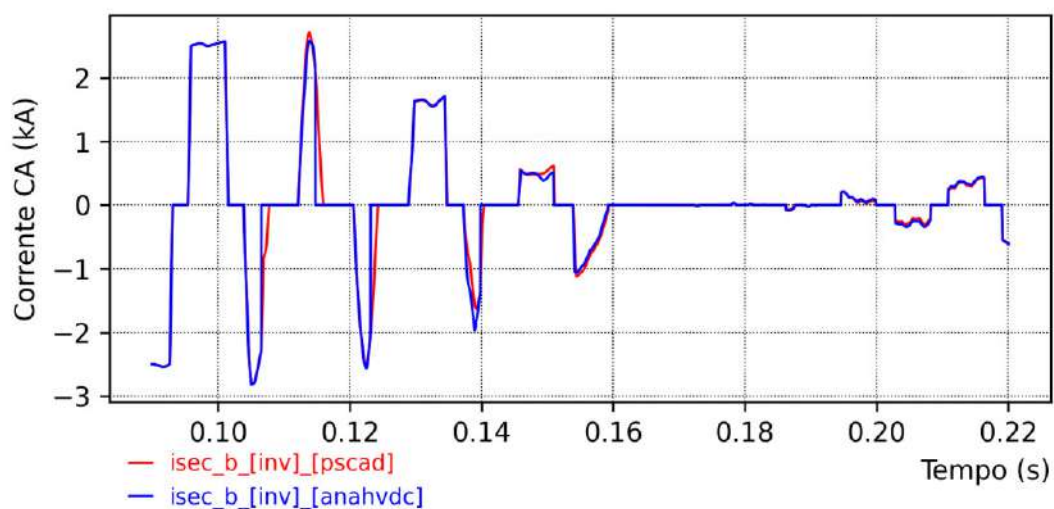
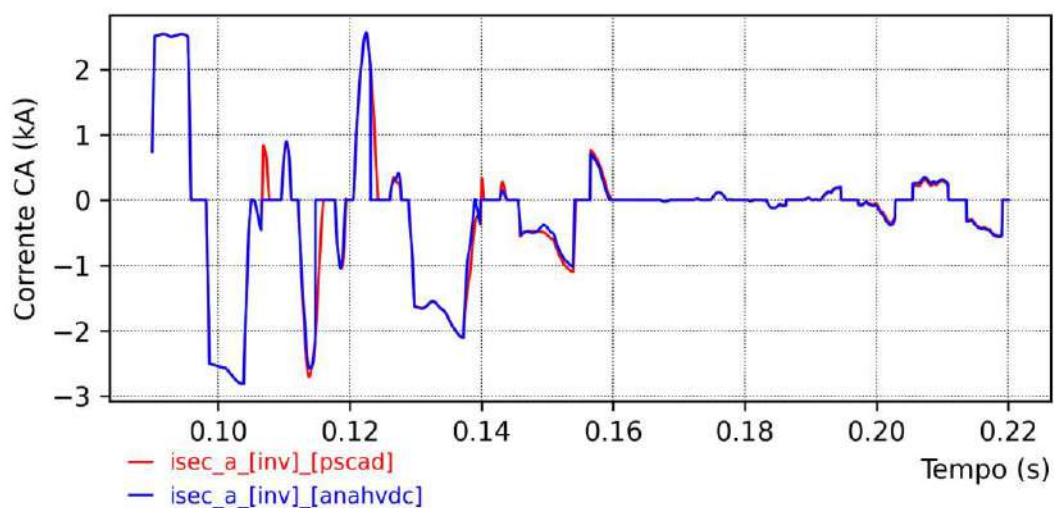
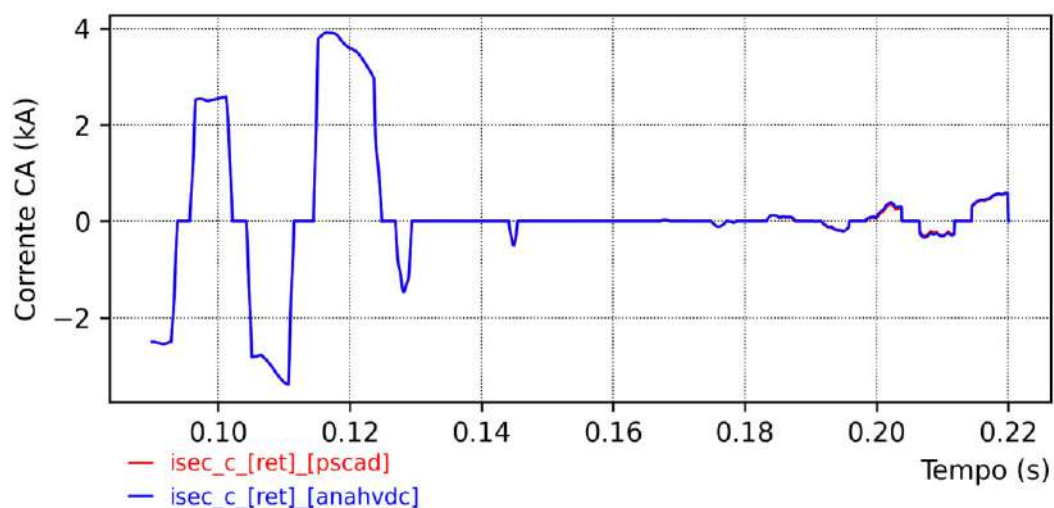


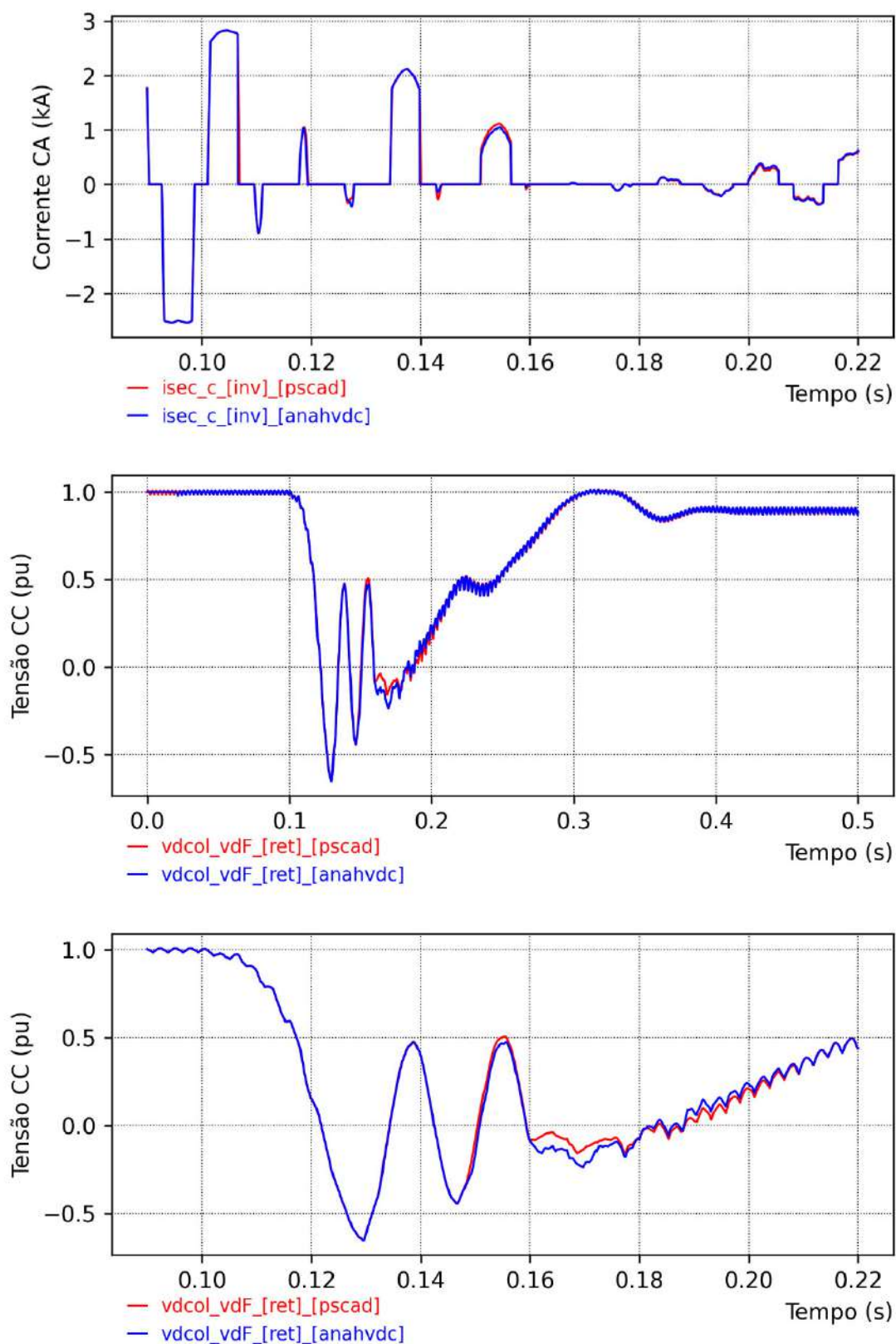


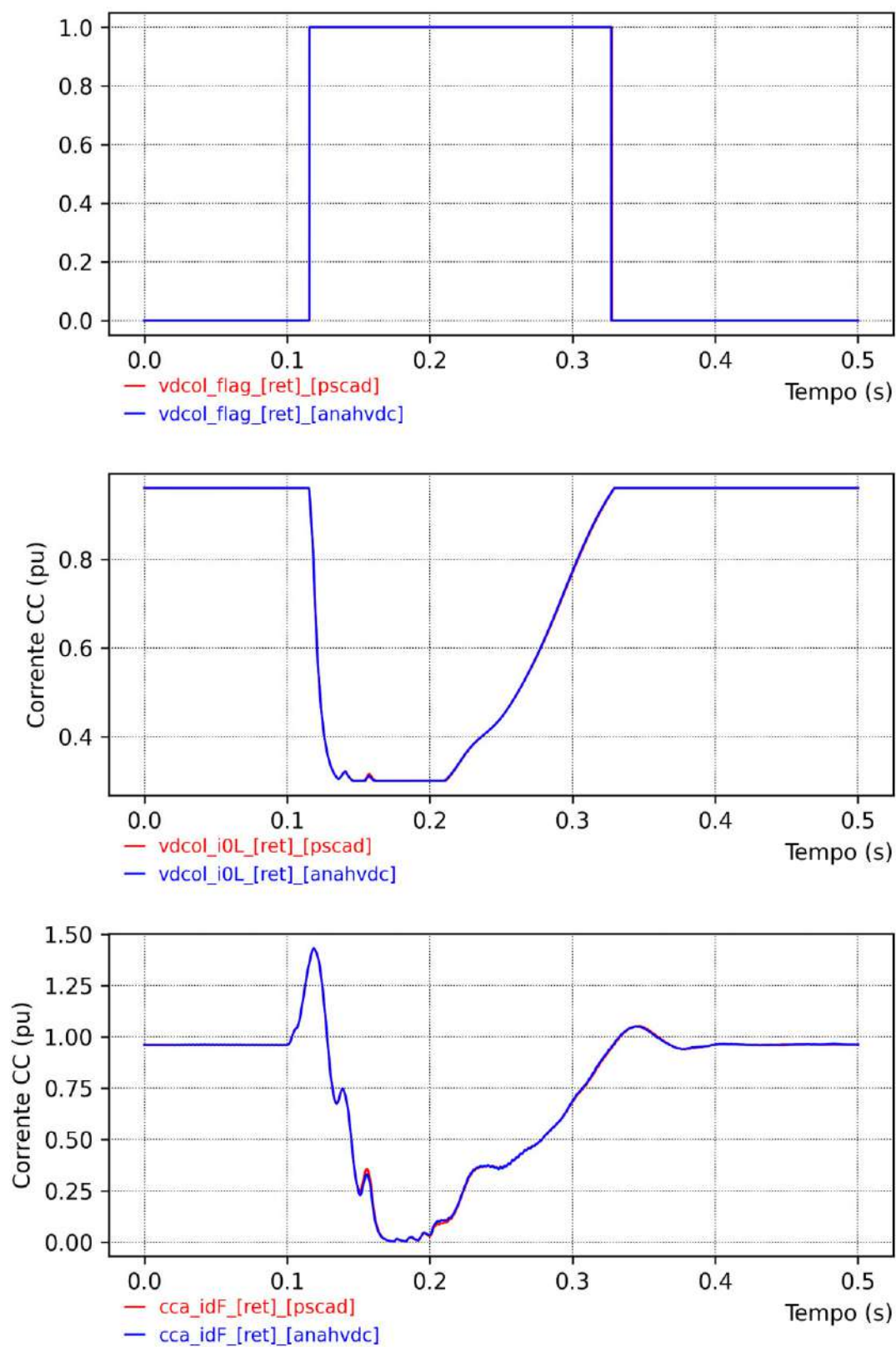


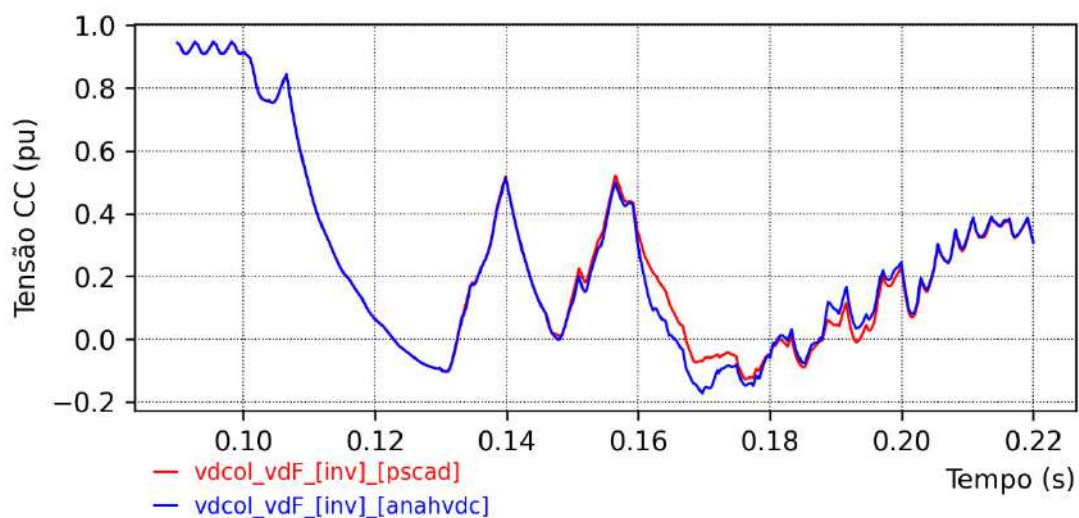
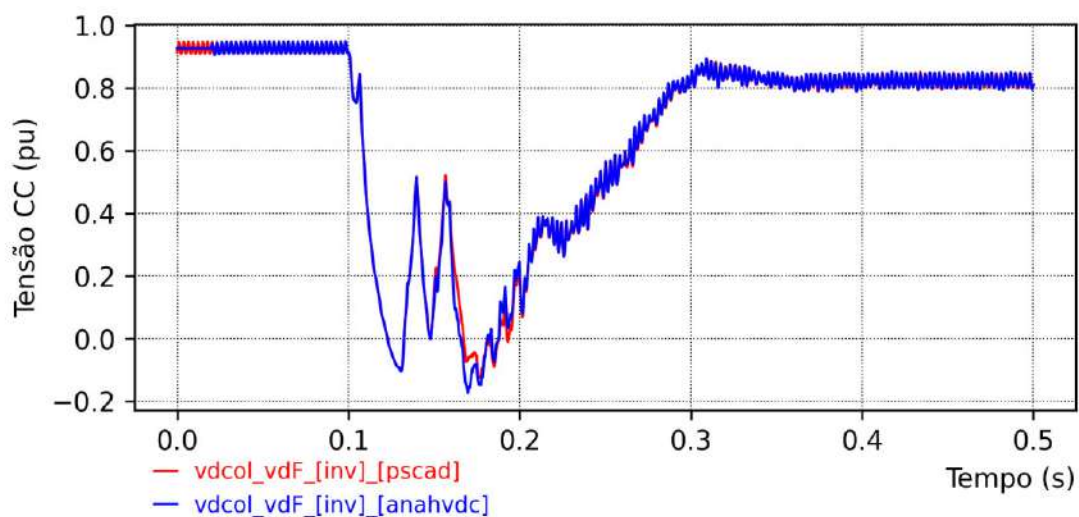
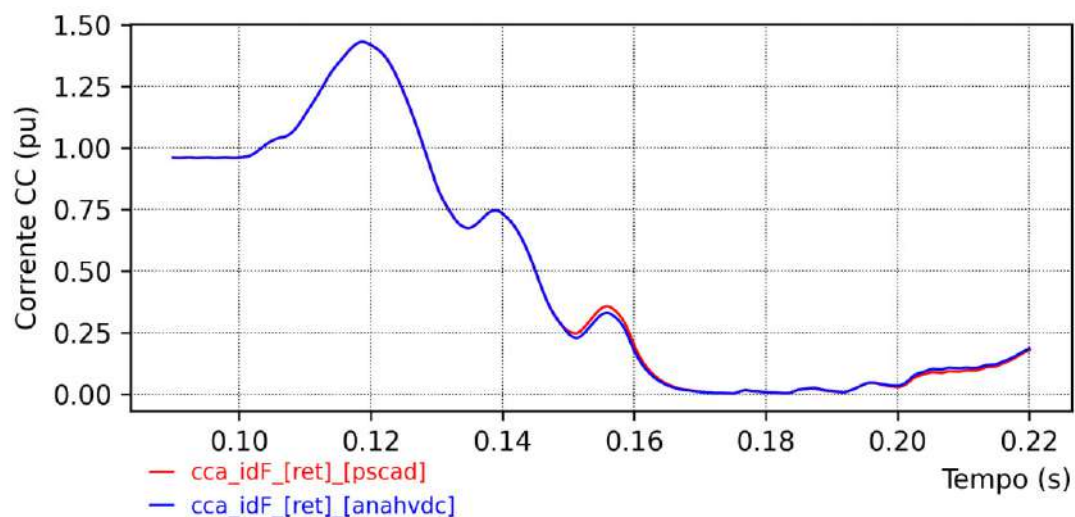


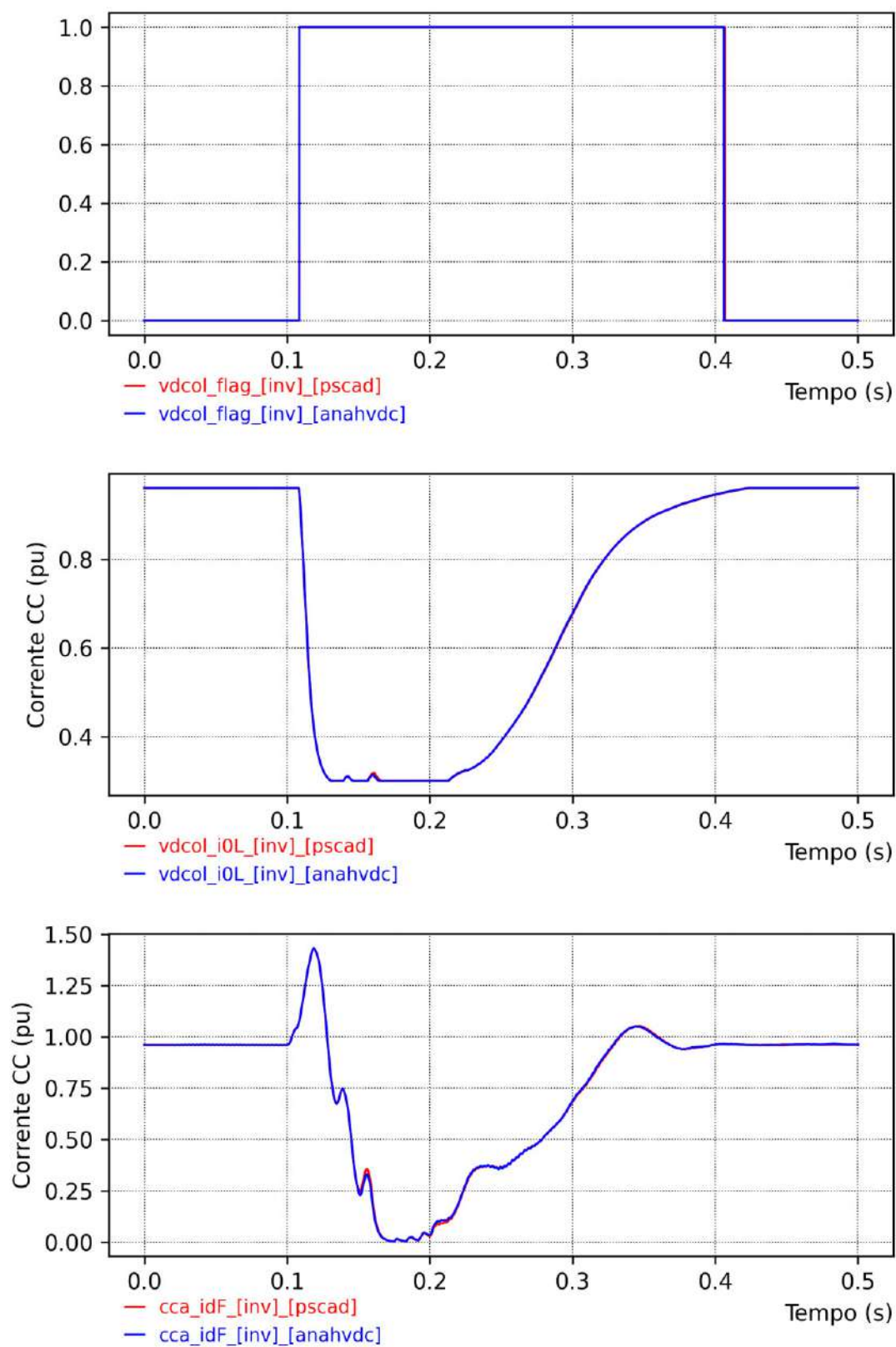


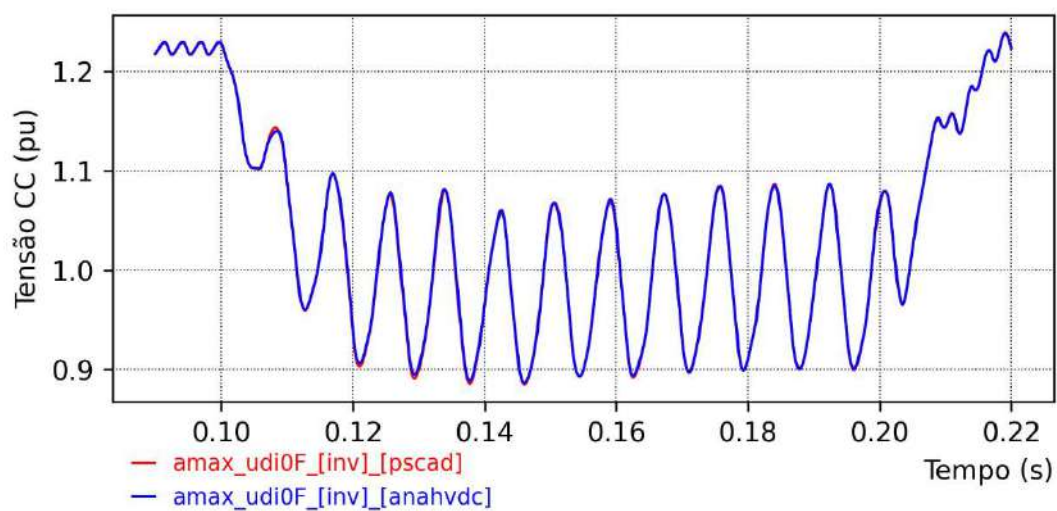
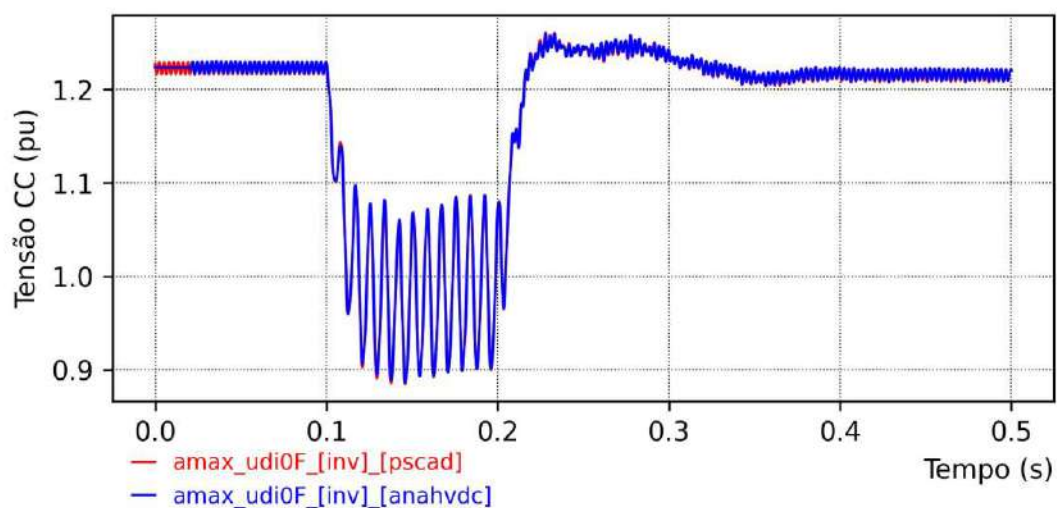
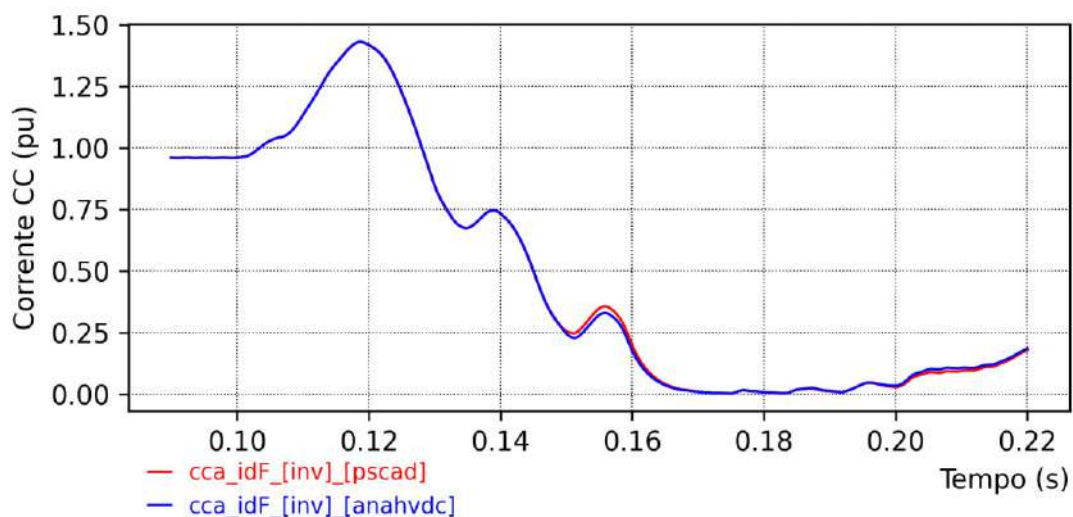


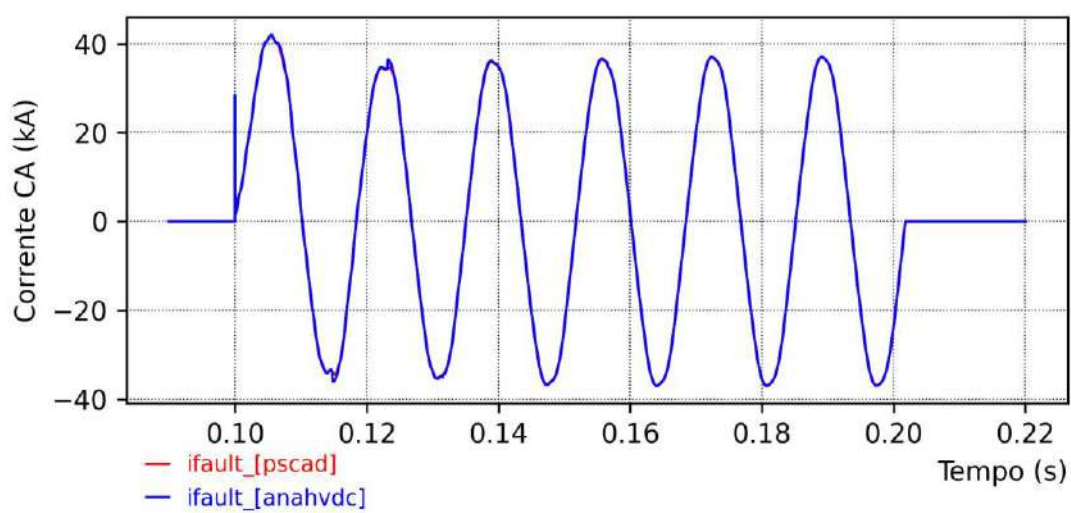
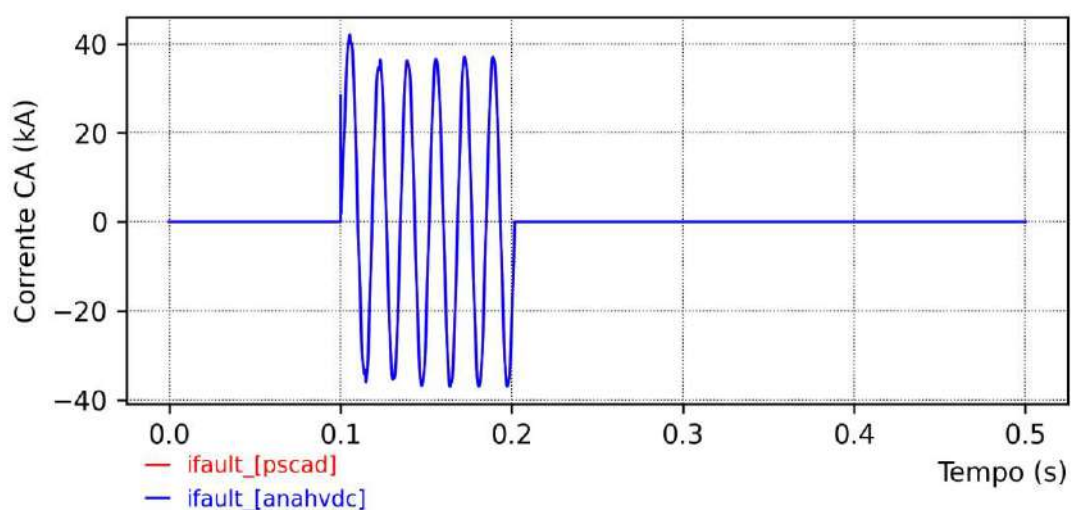






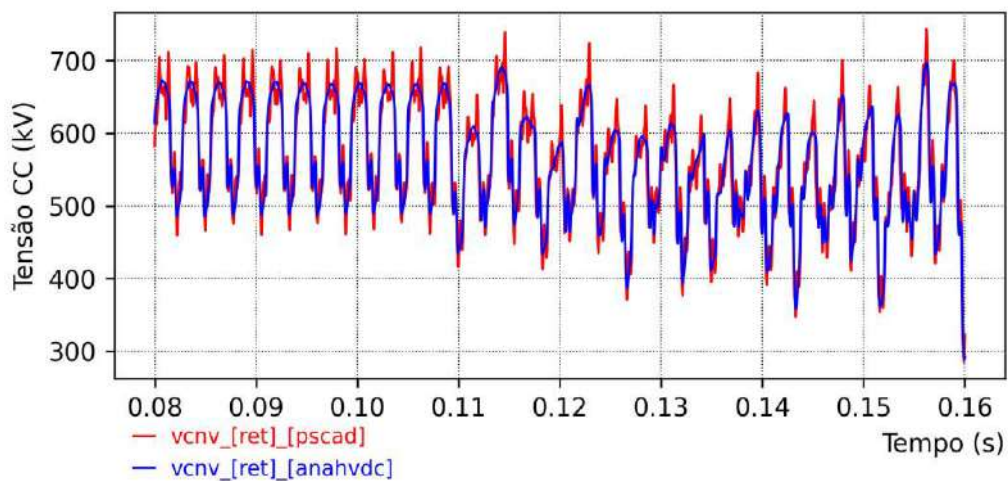
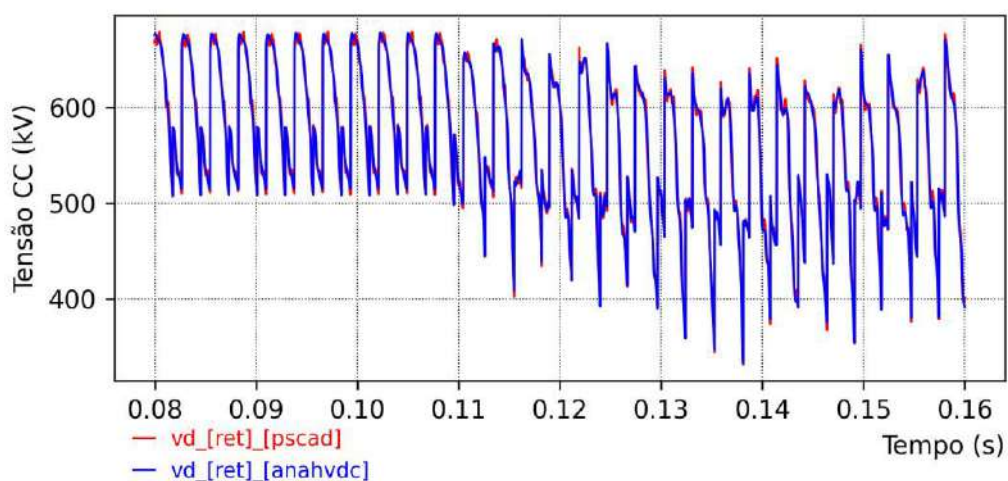
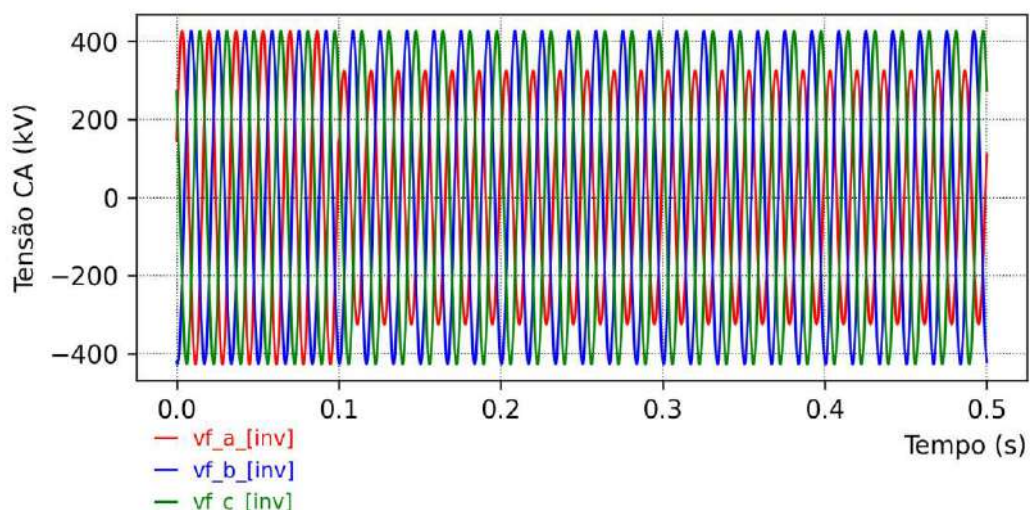


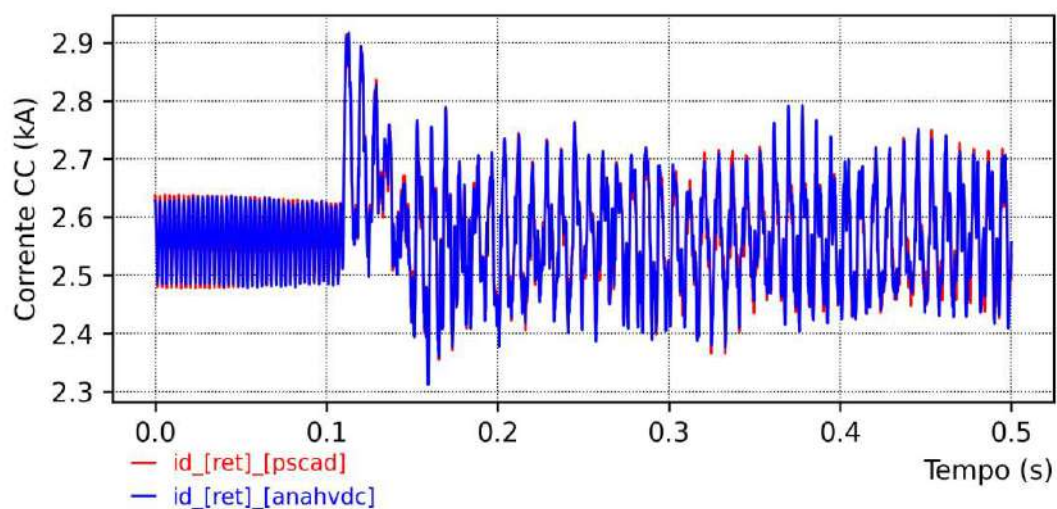
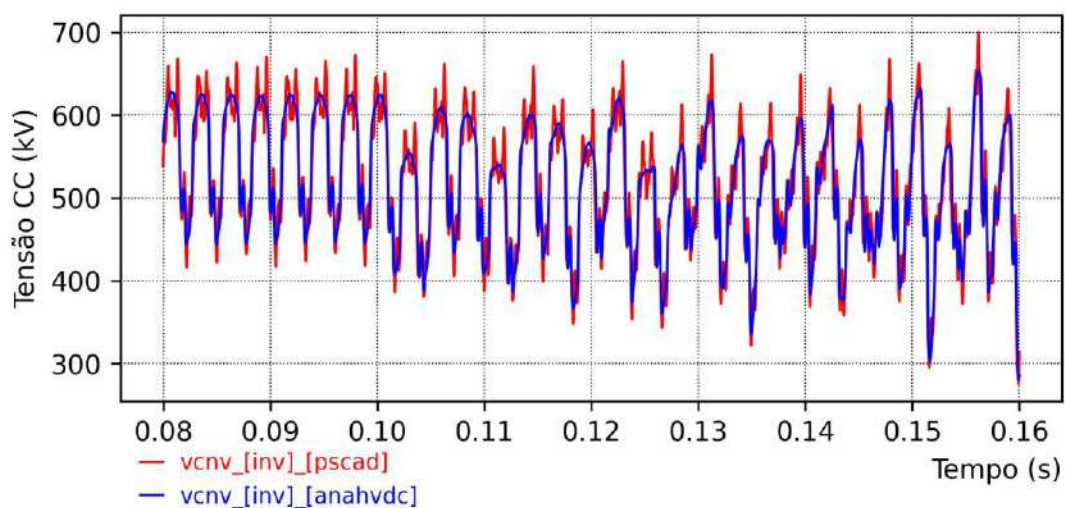
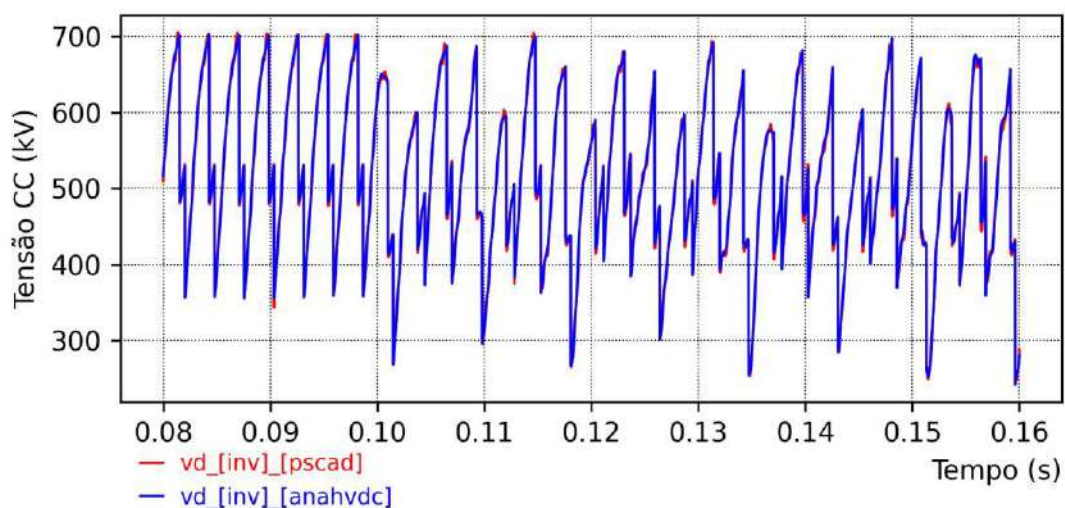


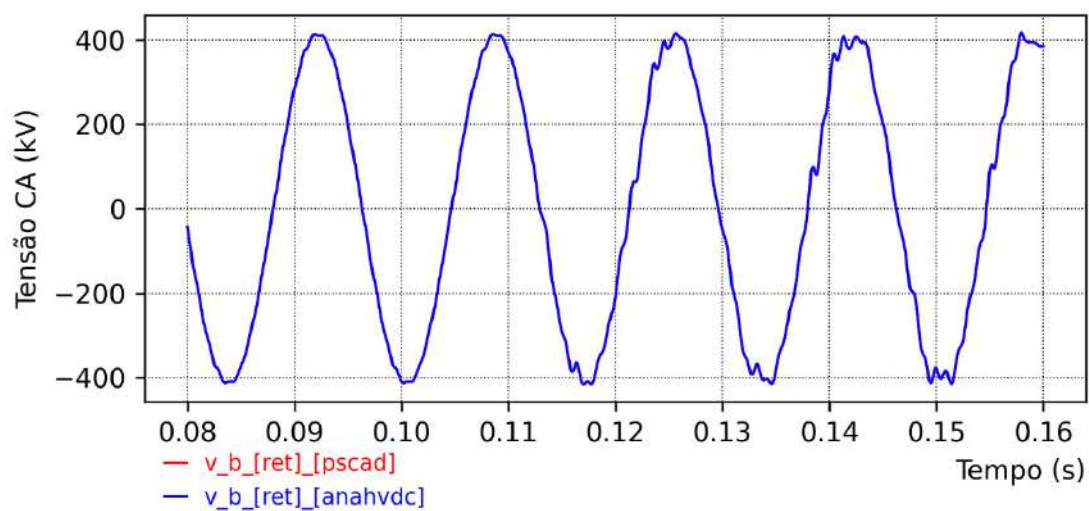
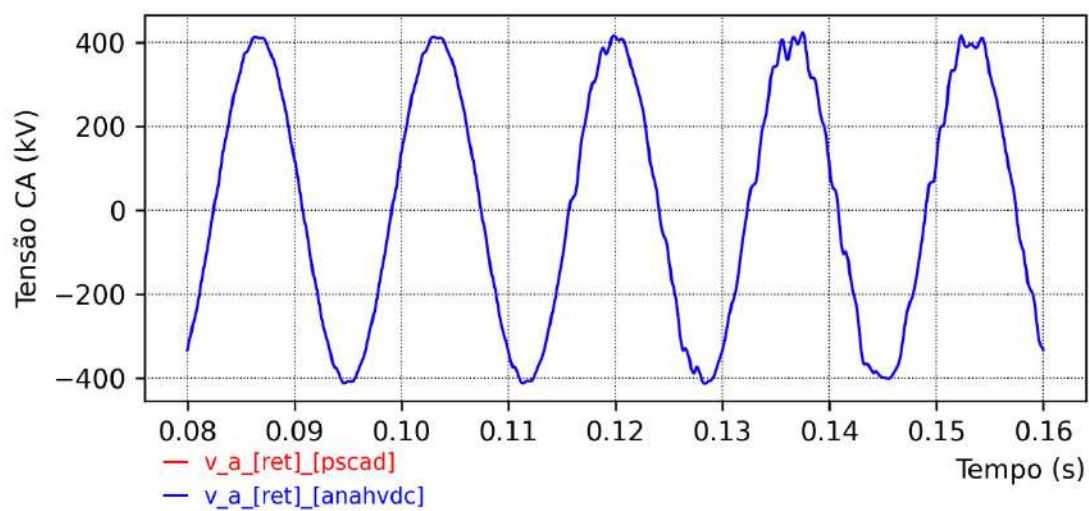
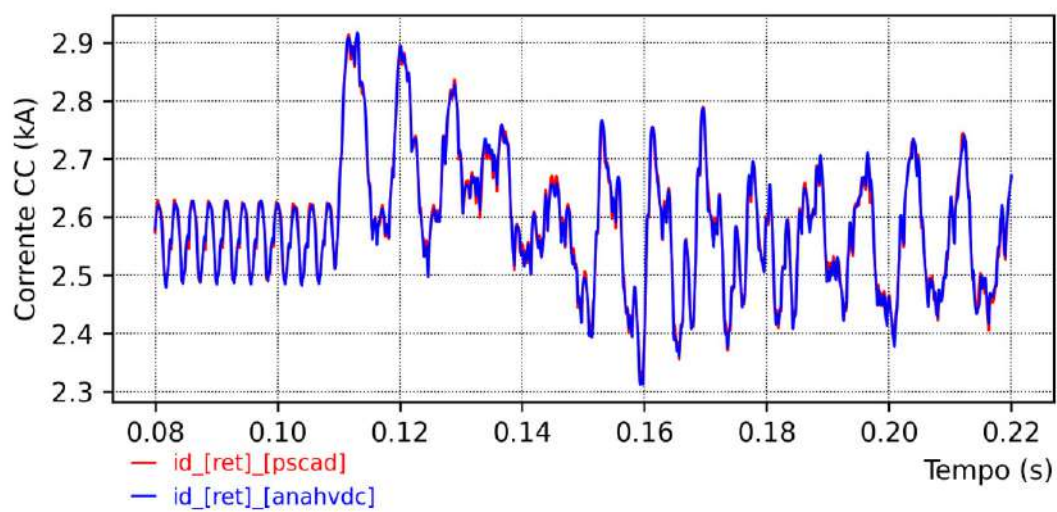


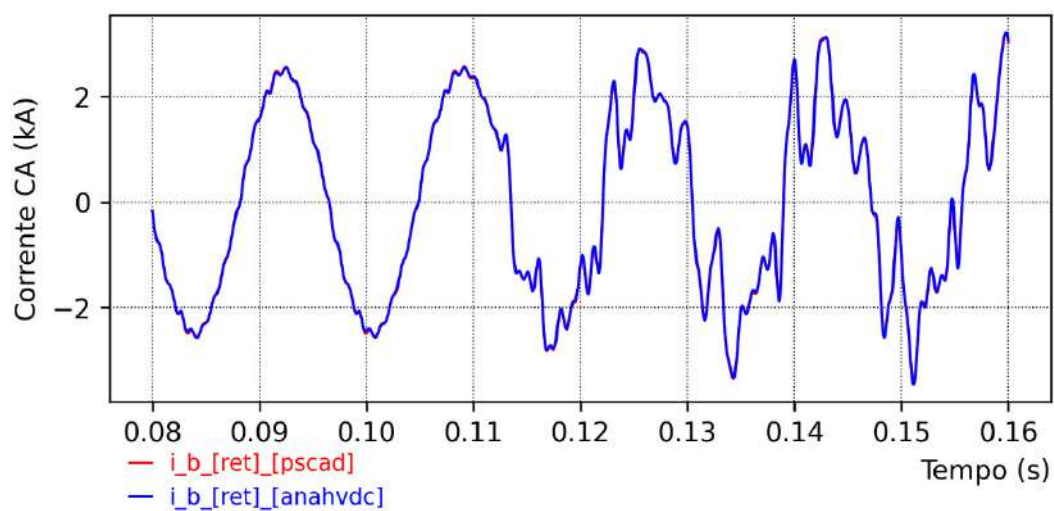
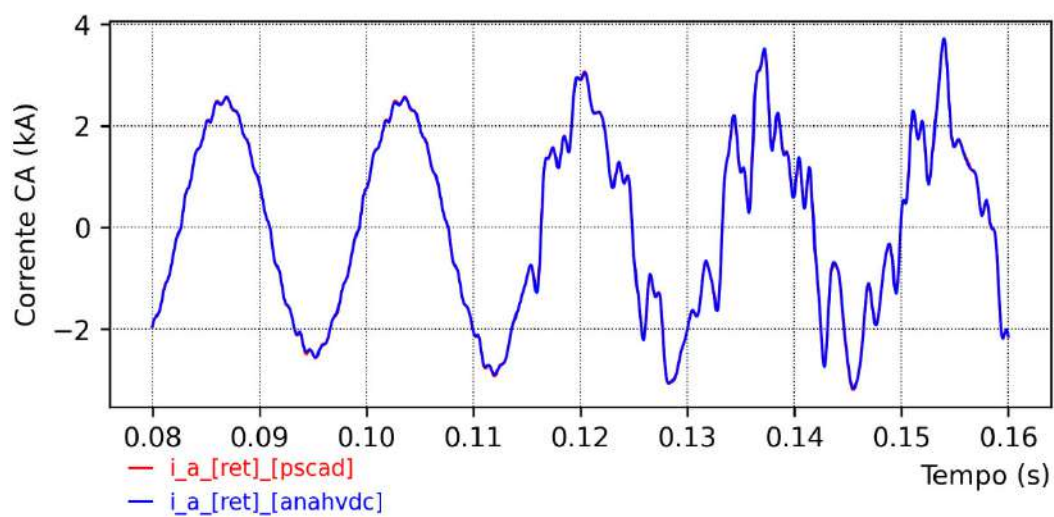
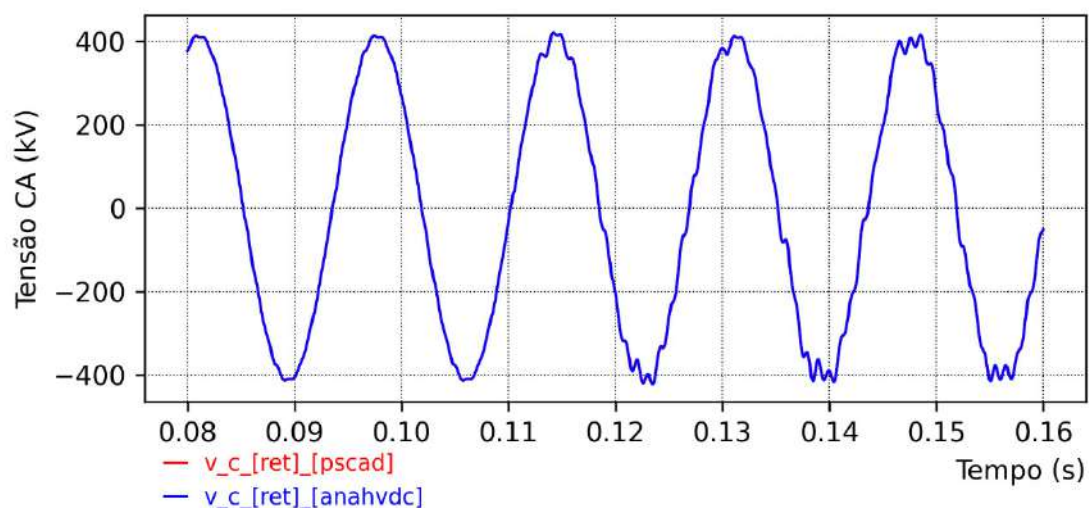
2. Sistema Zca Harmônico – 6 pulsos – LT Bergeron

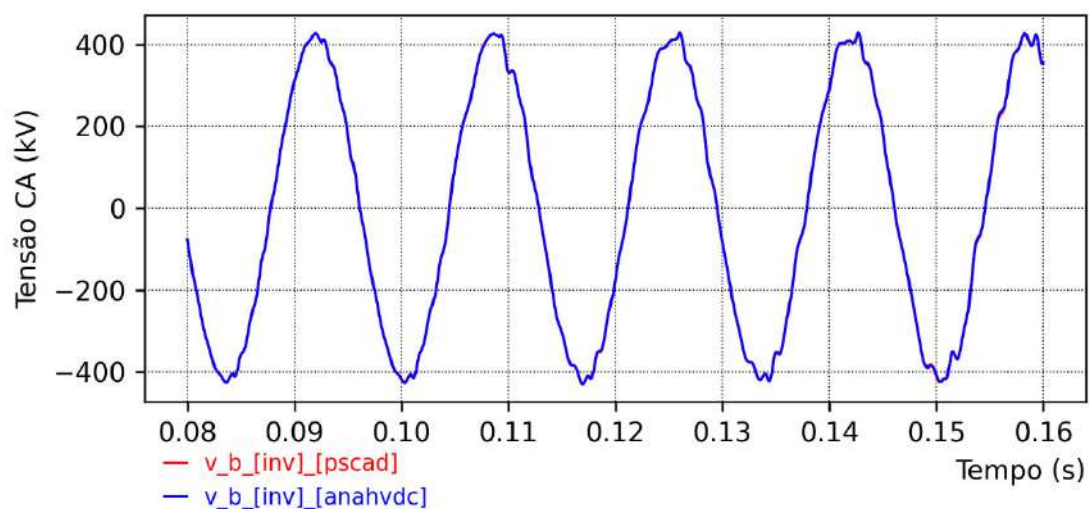
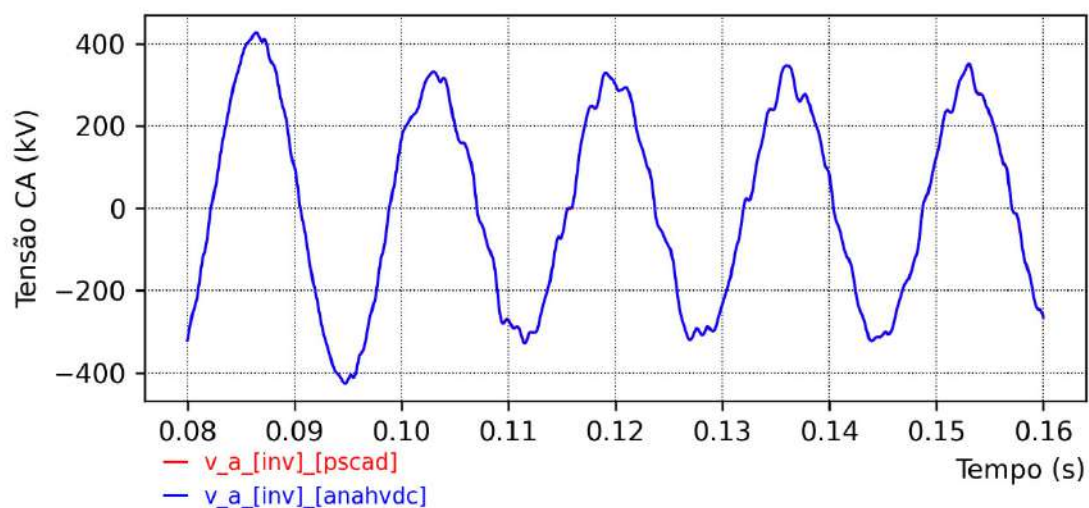
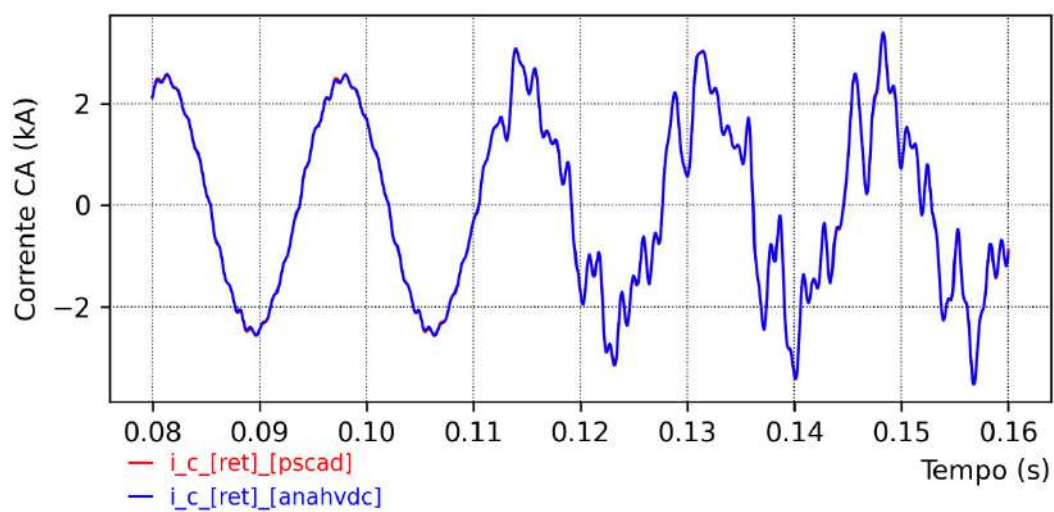
2.1. Degrau na fonte do lado do inversor

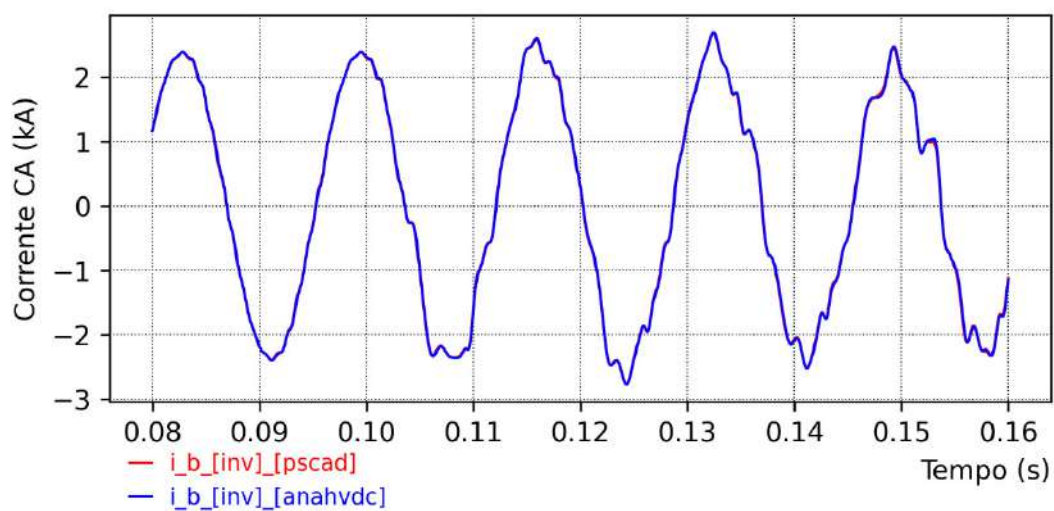
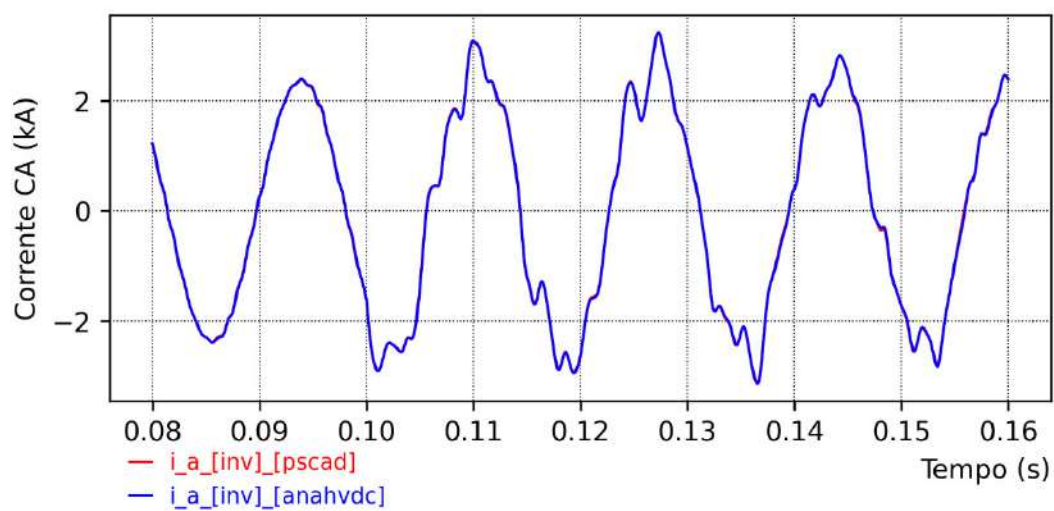
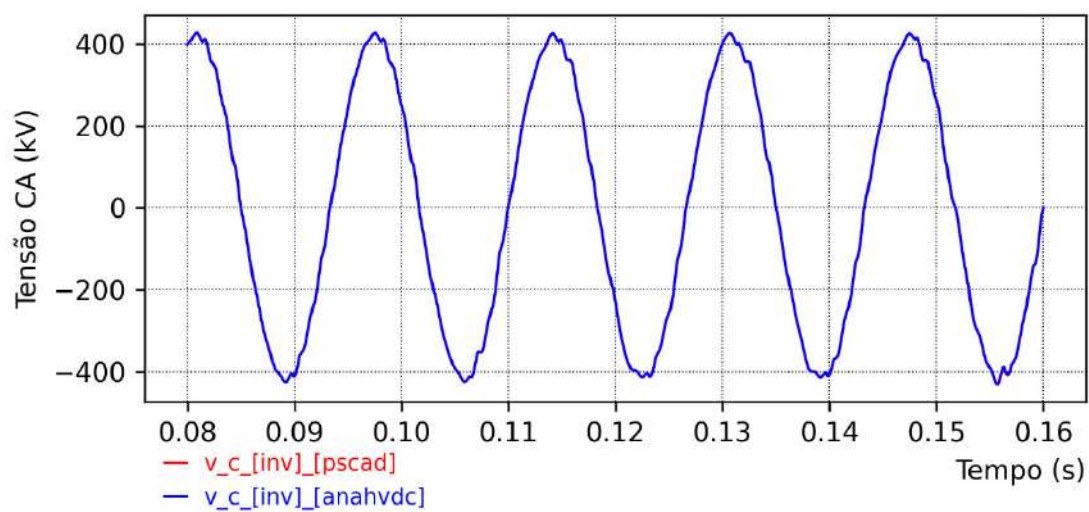


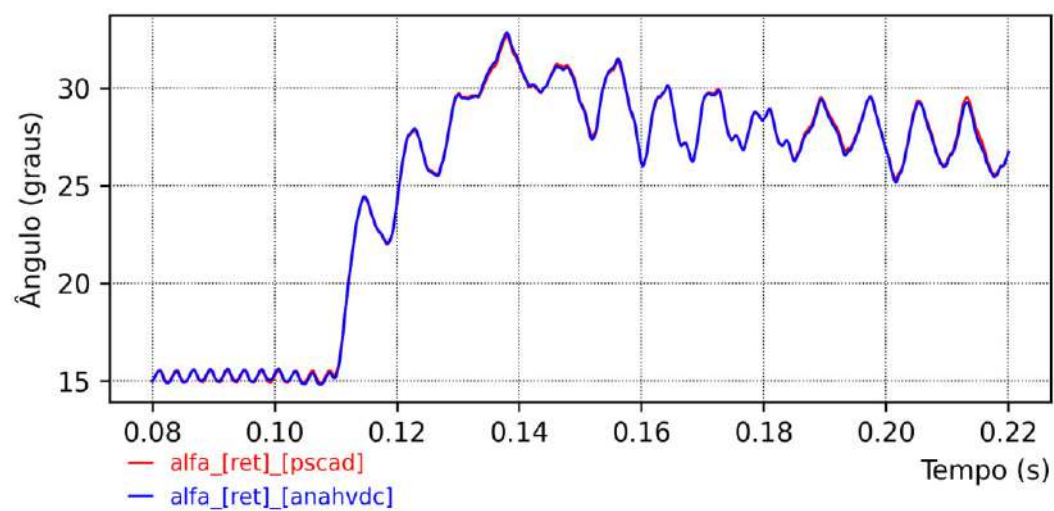
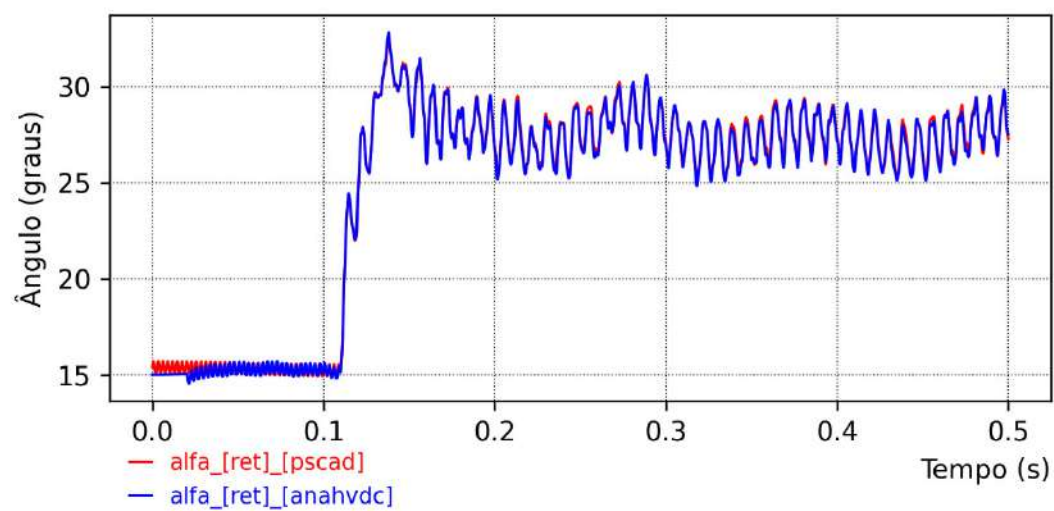
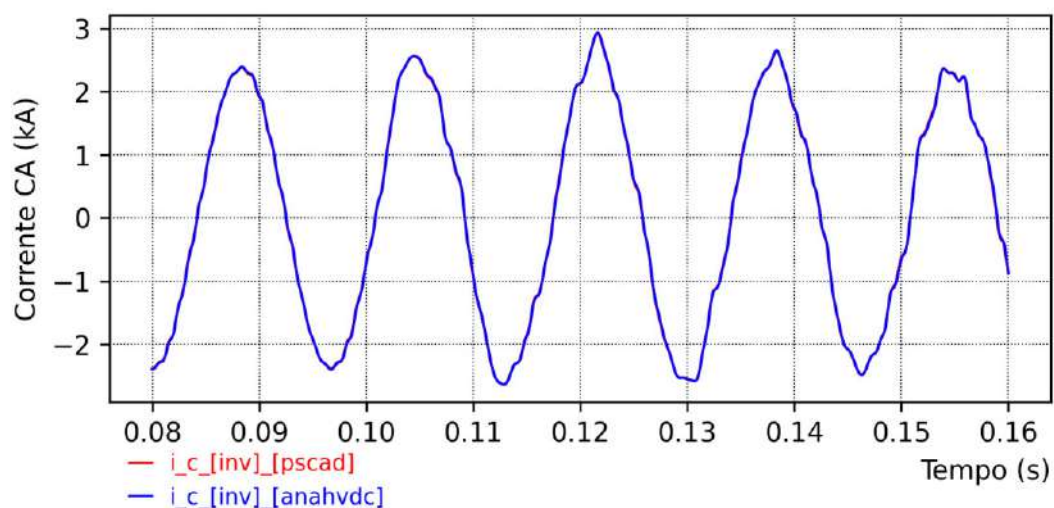


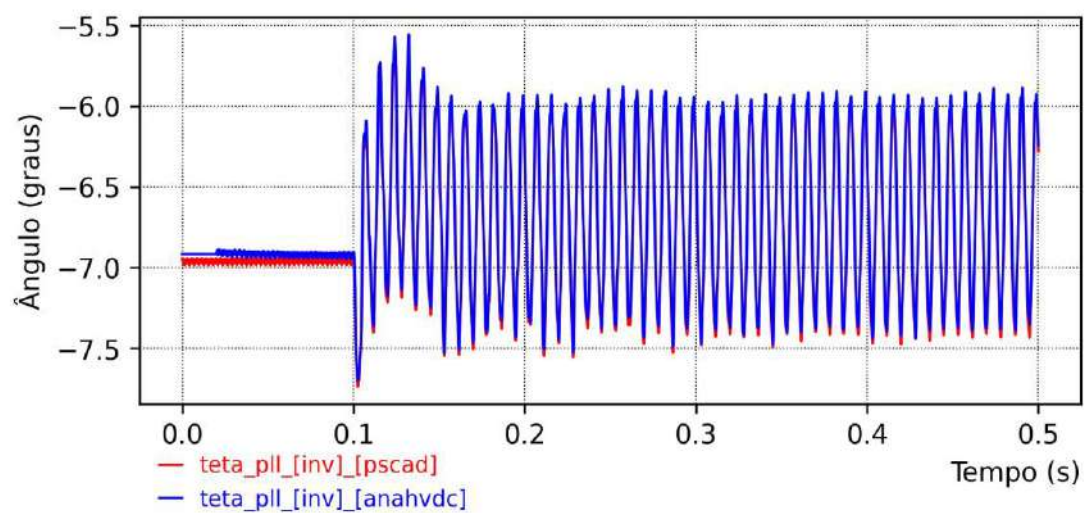
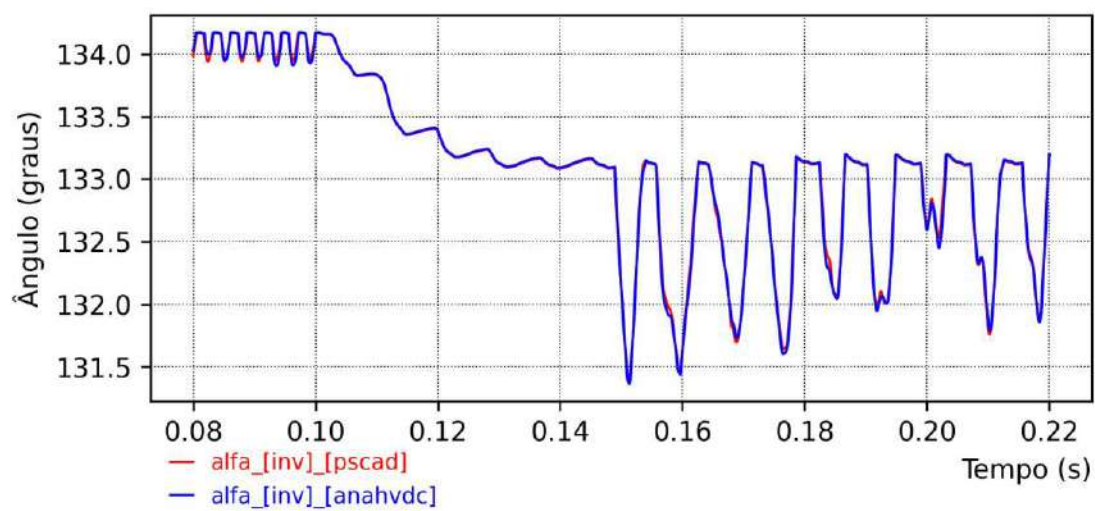
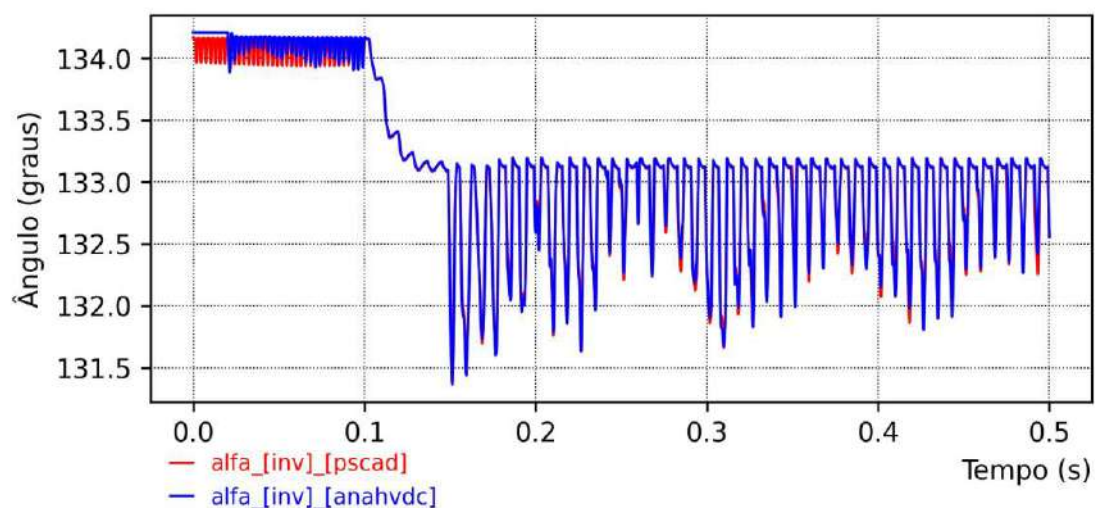


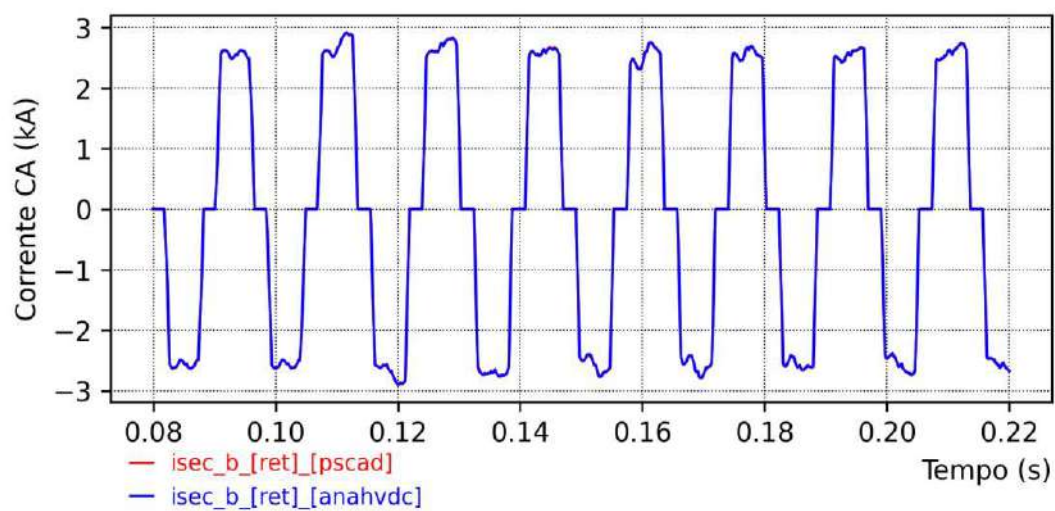
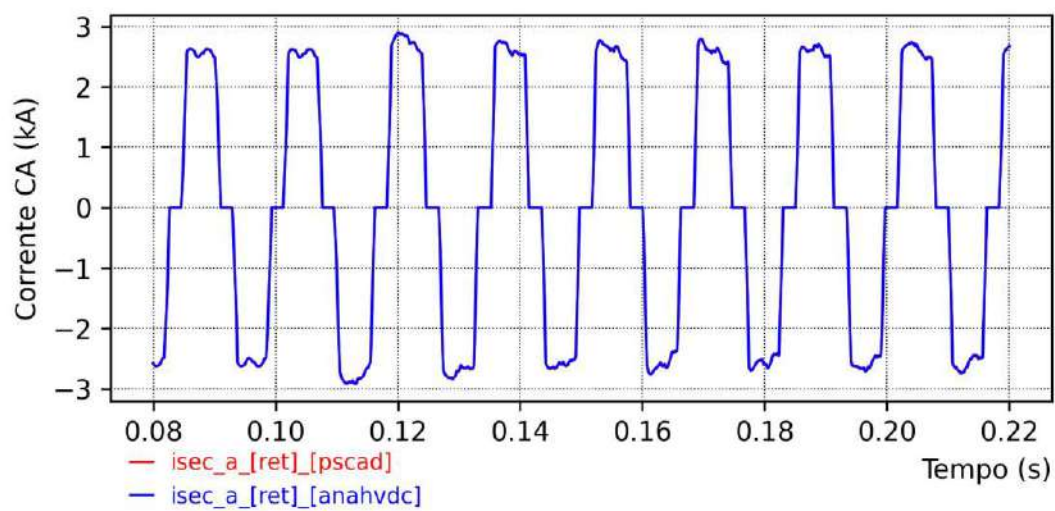
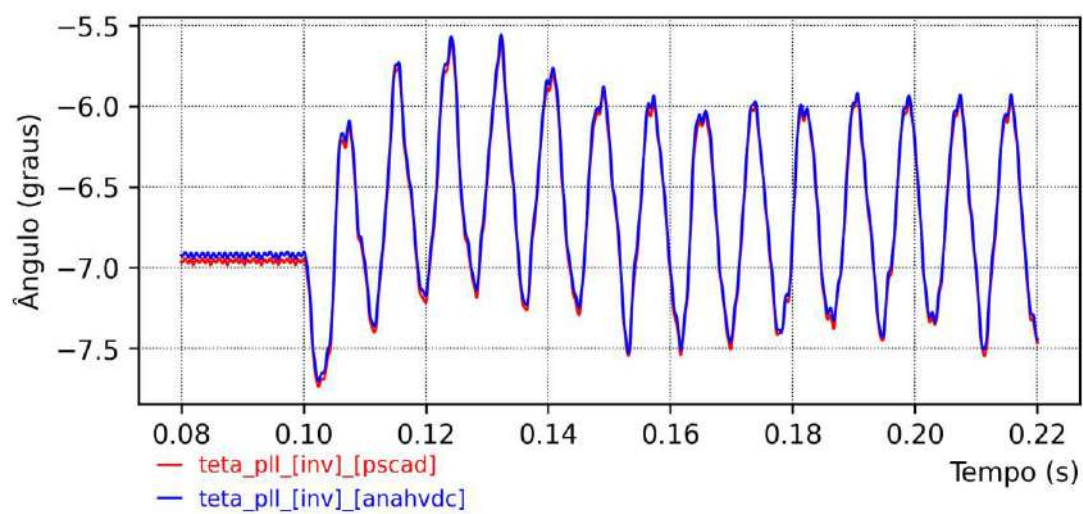


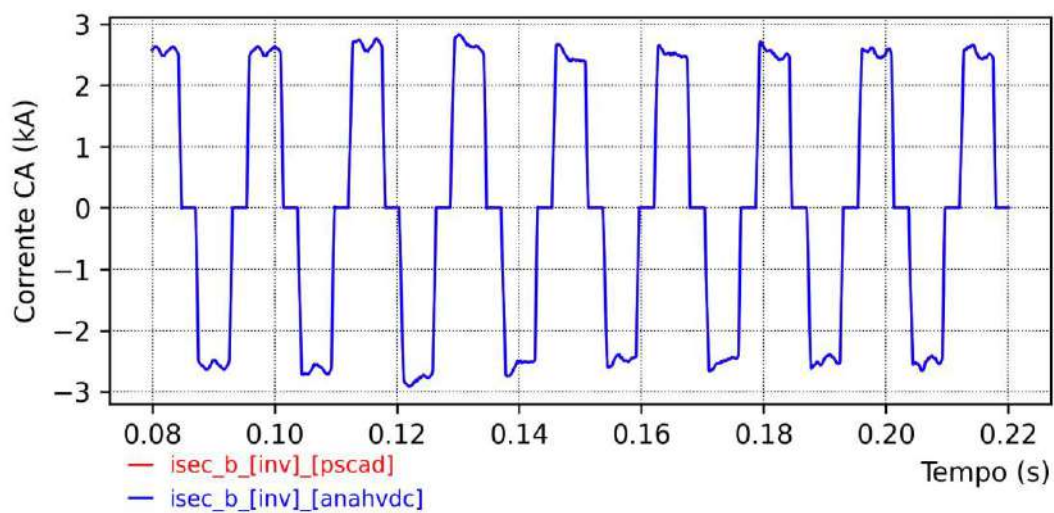
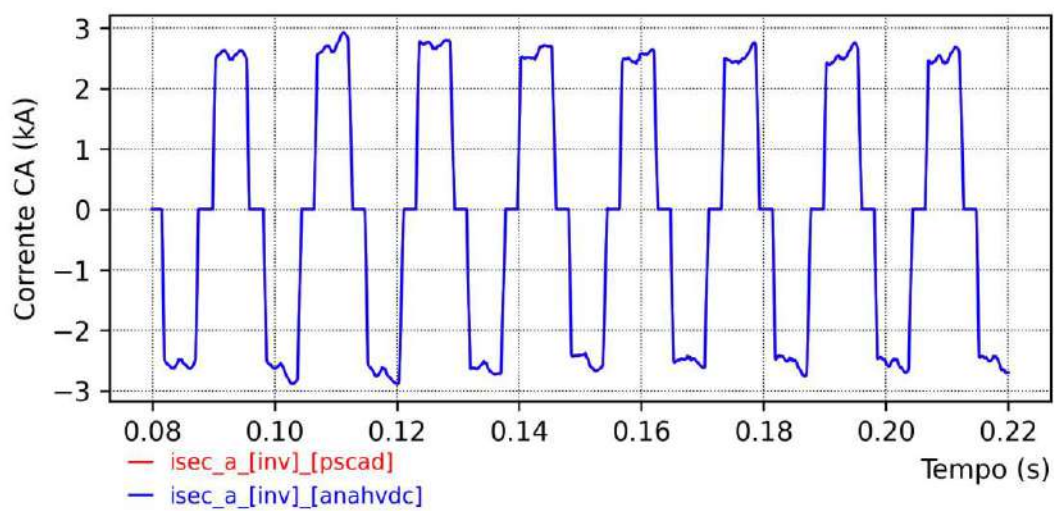
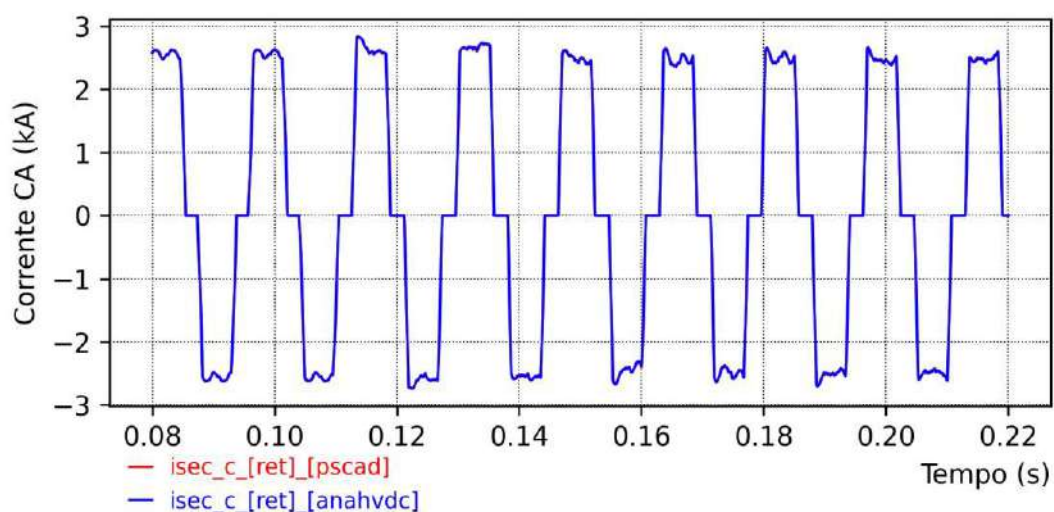


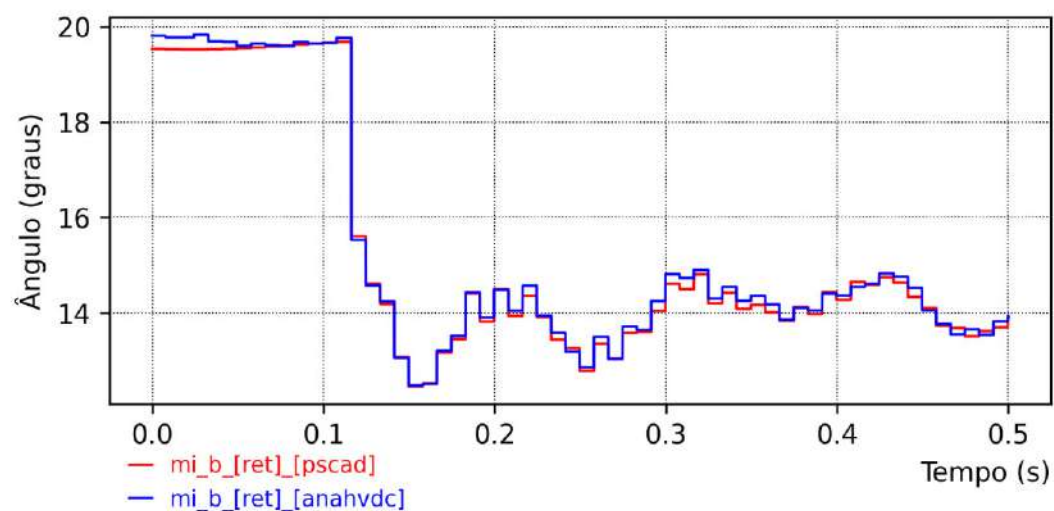
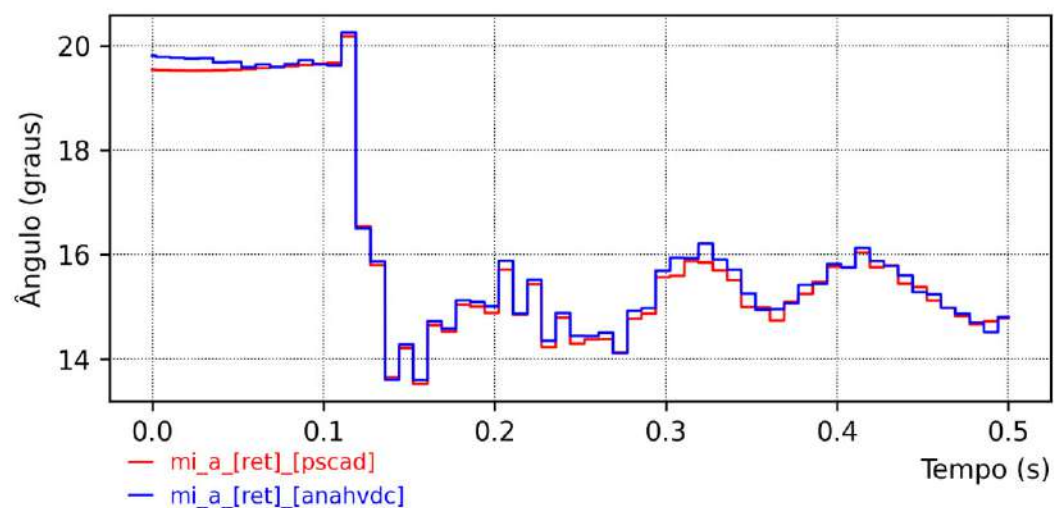
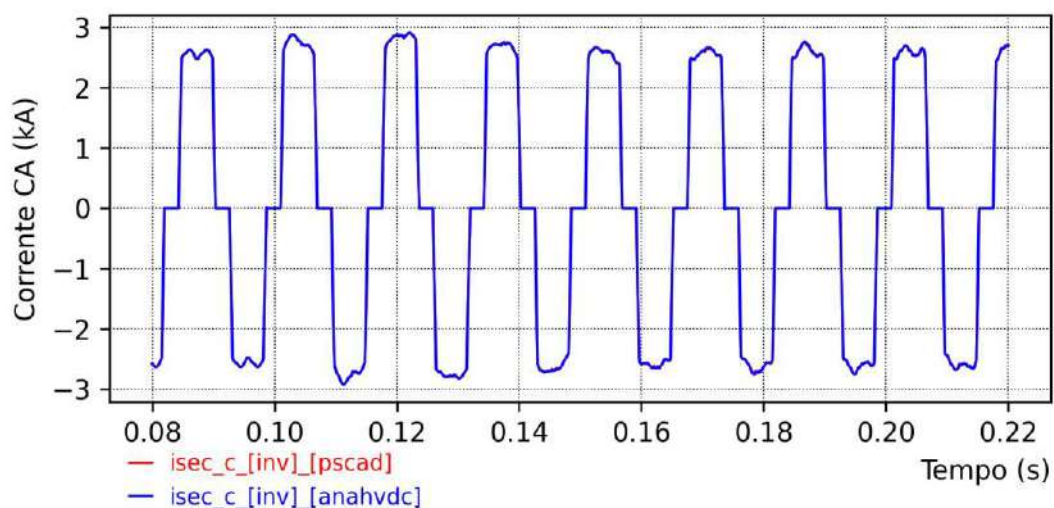


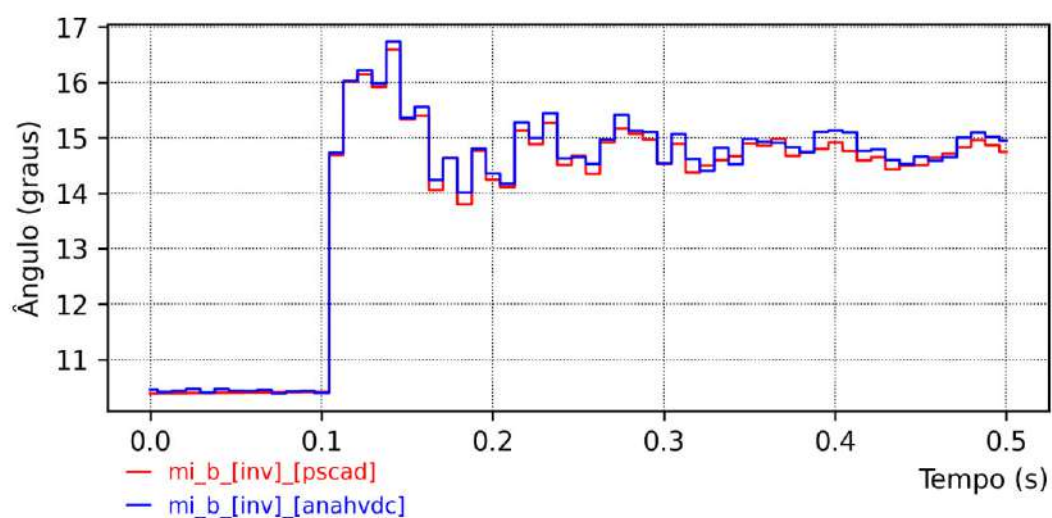
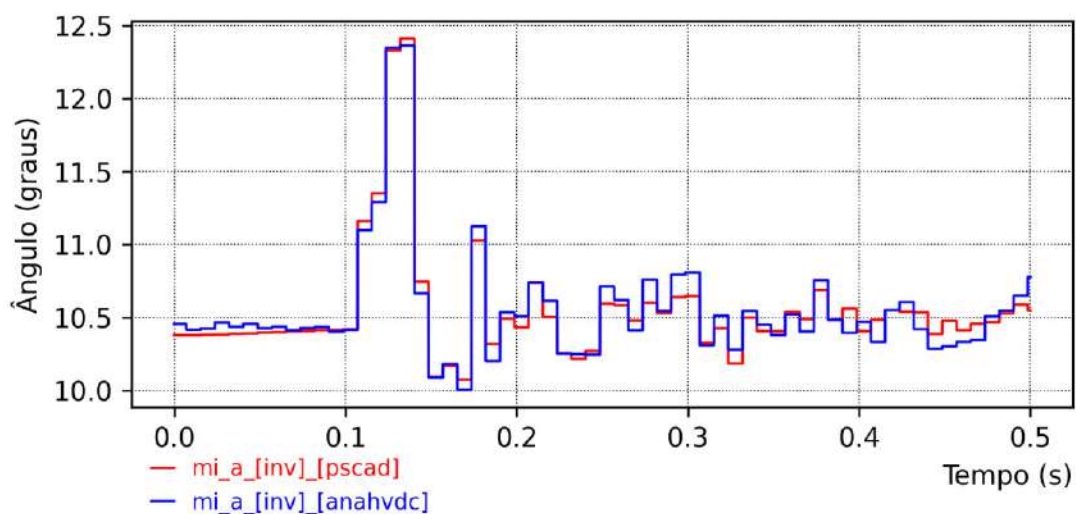
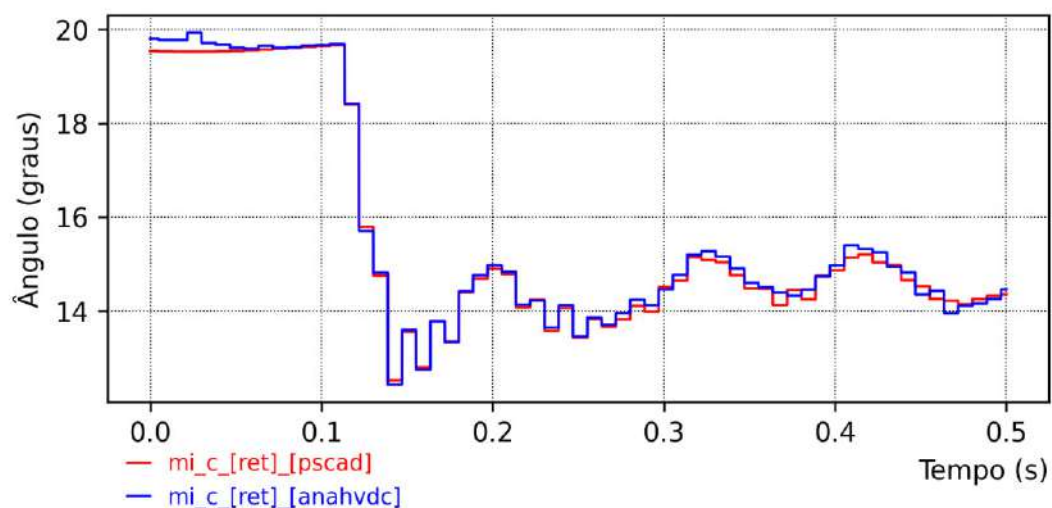


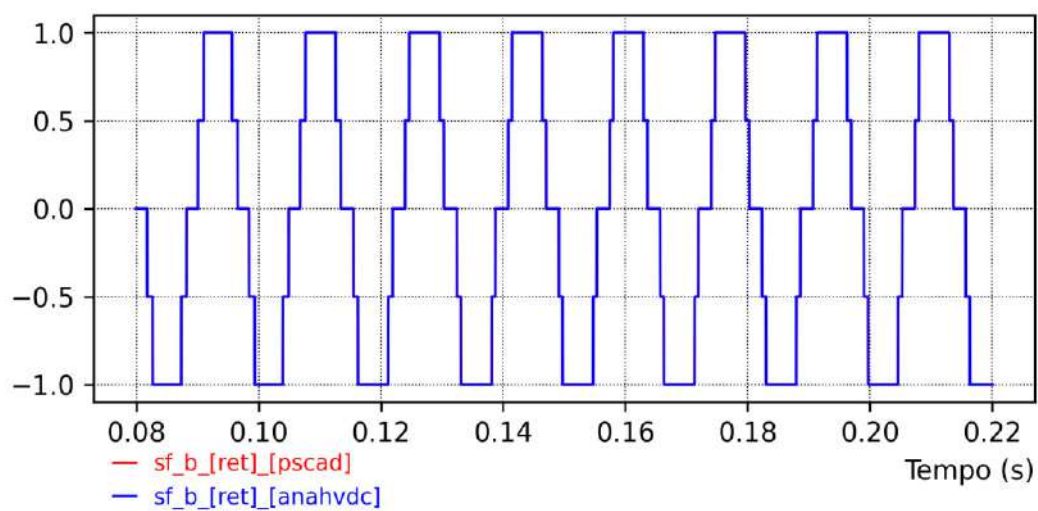
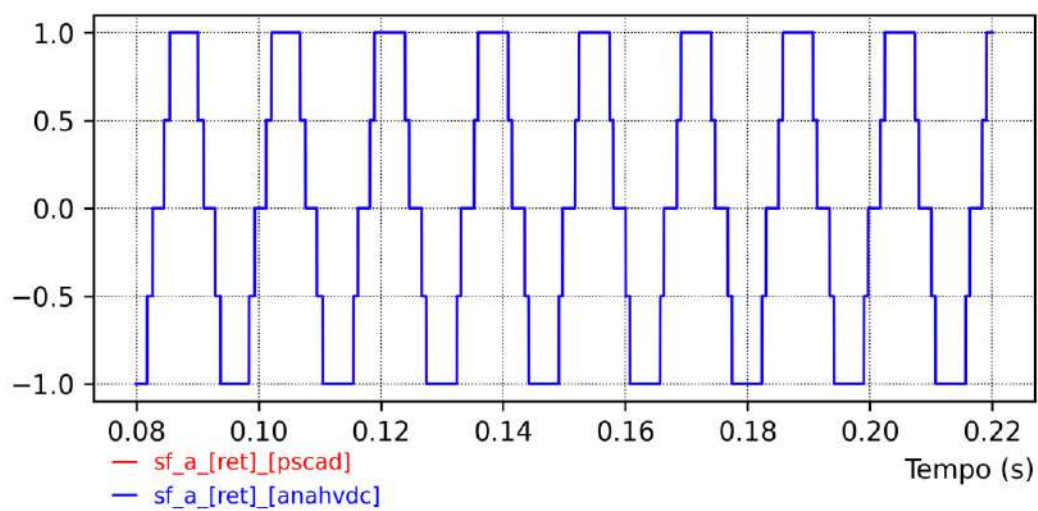
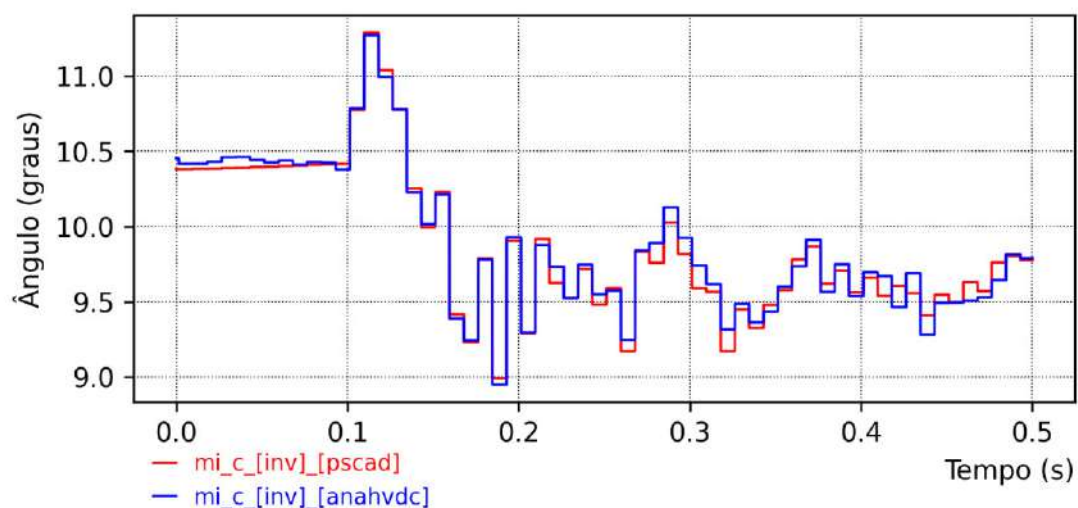


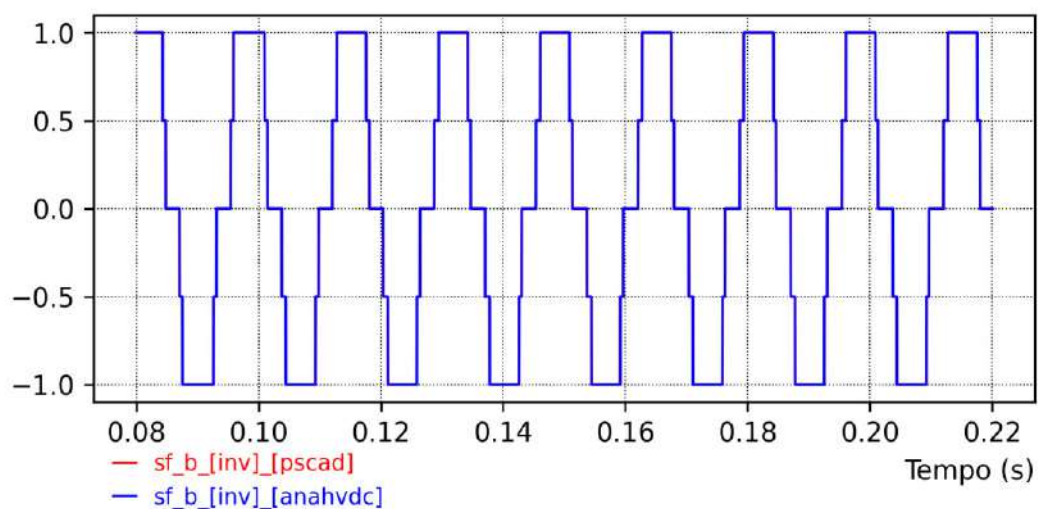
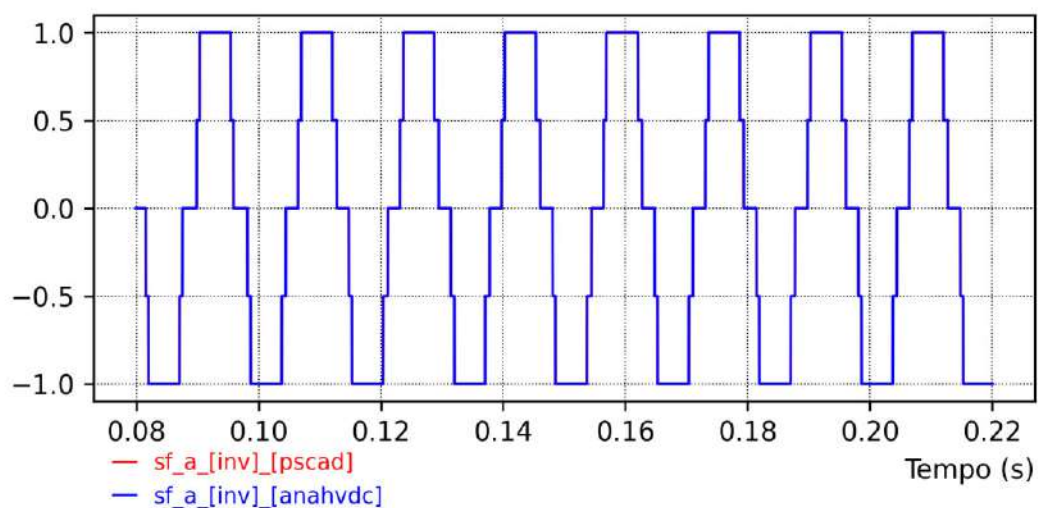
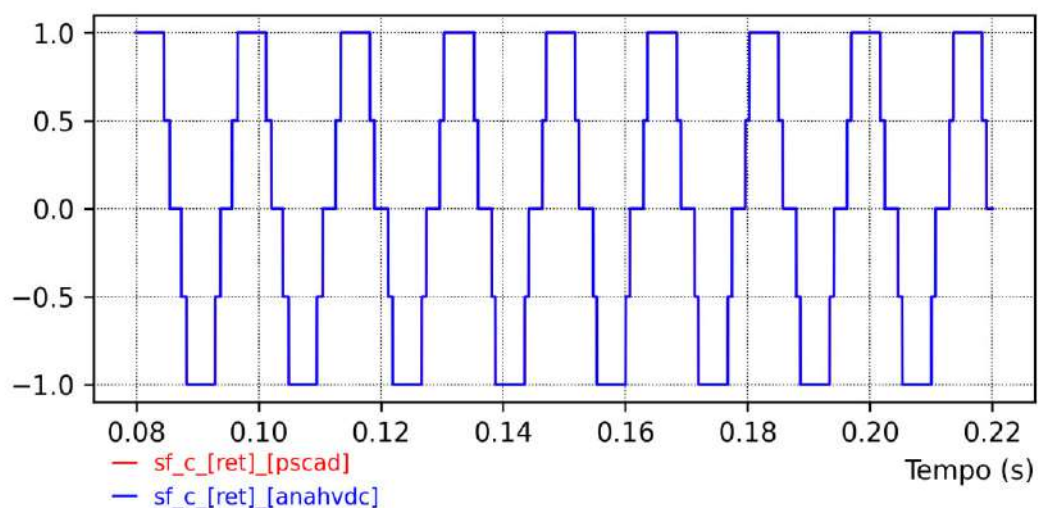


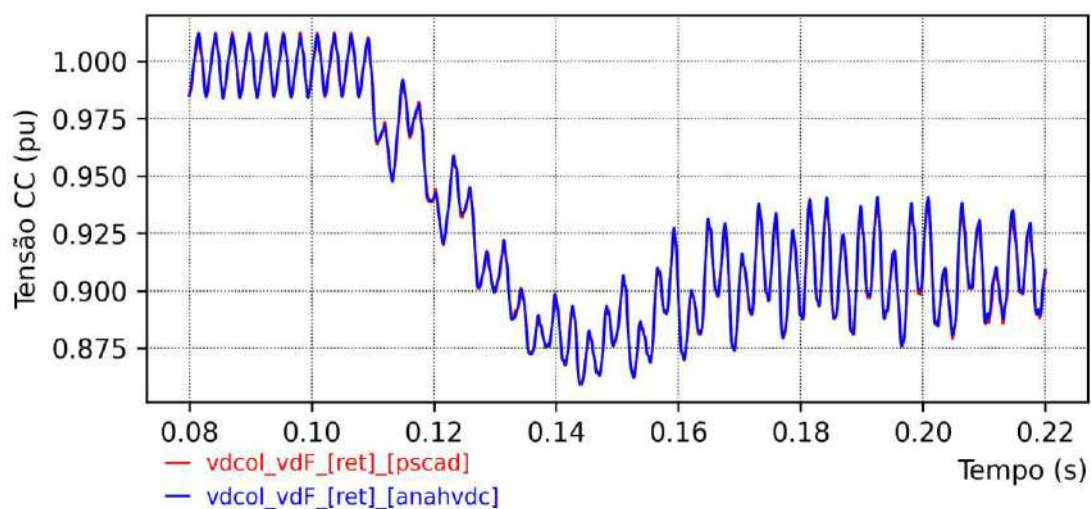
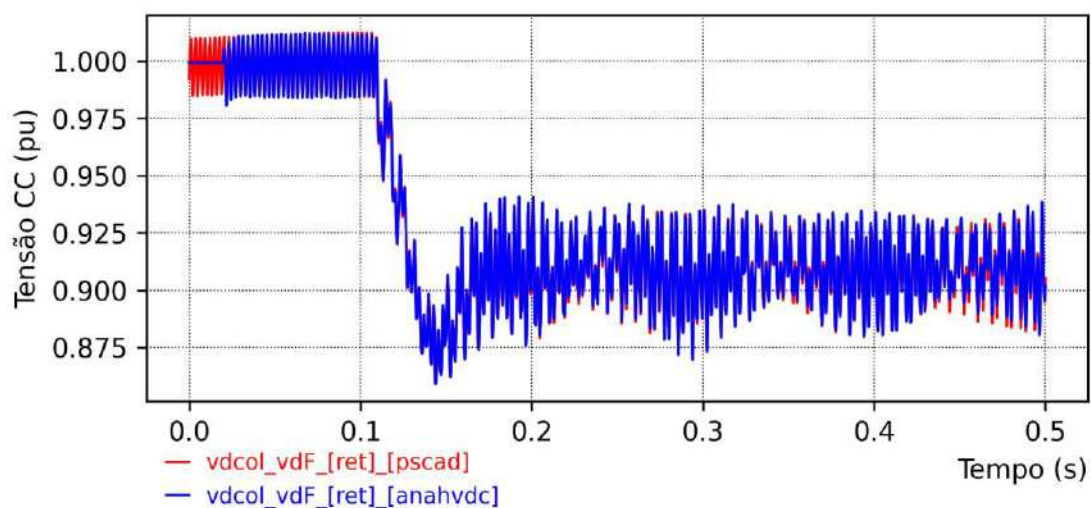
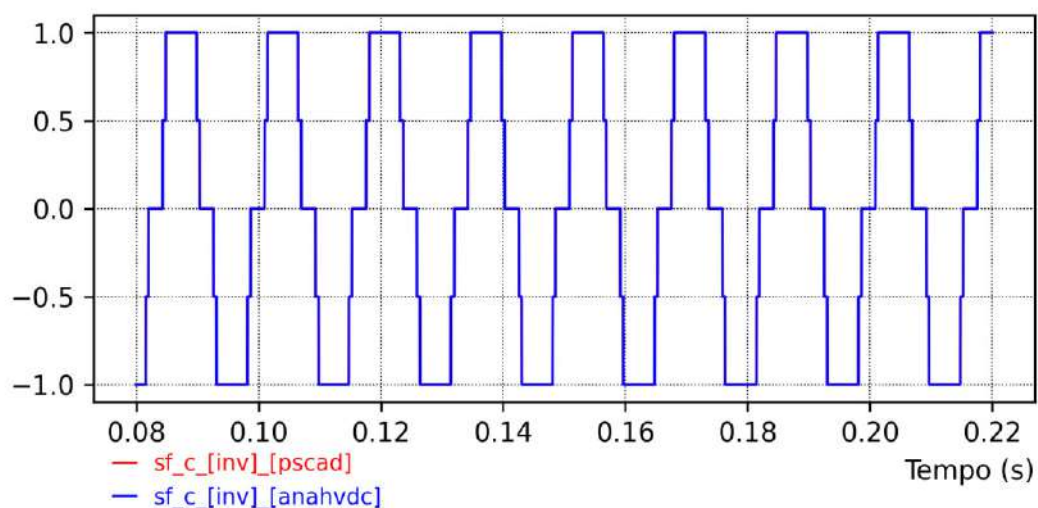


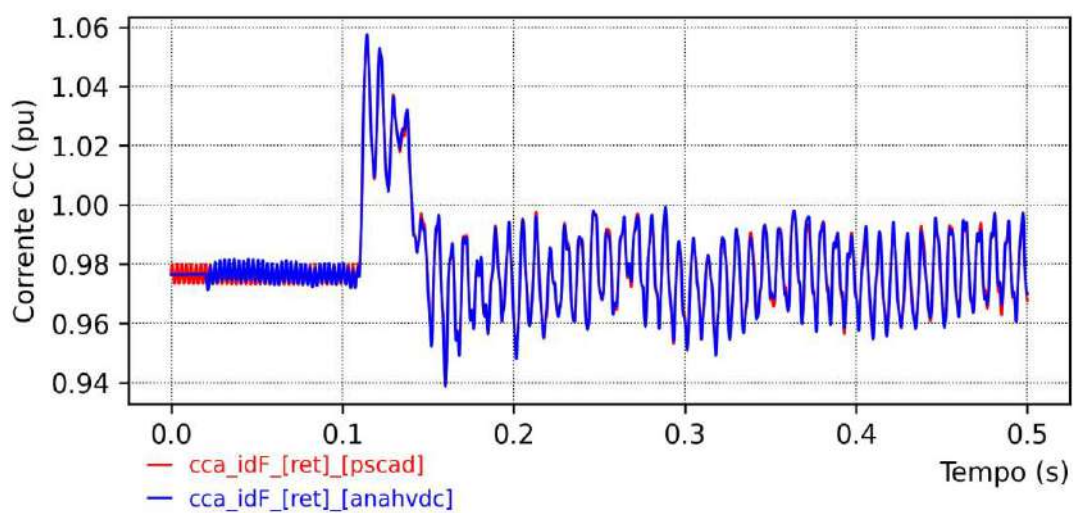
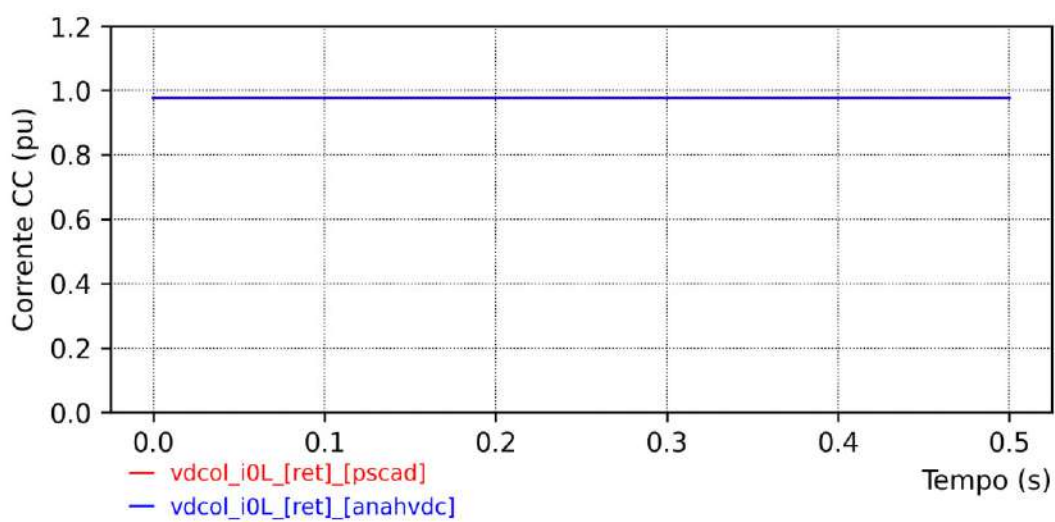
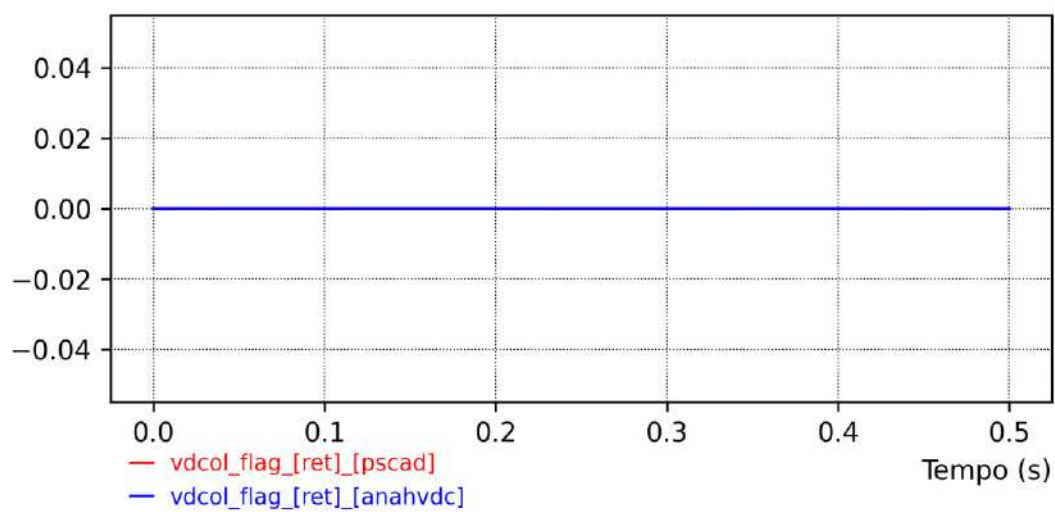


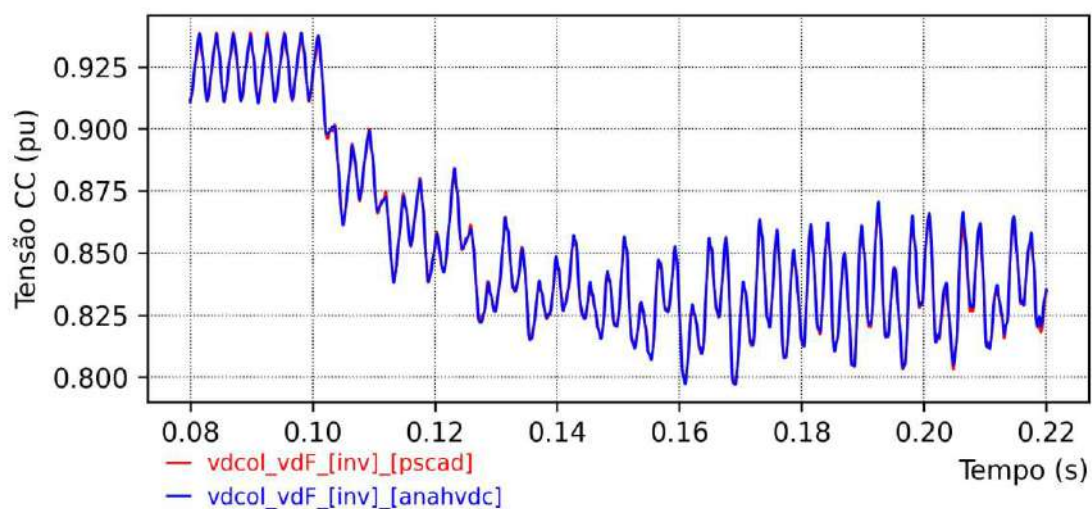
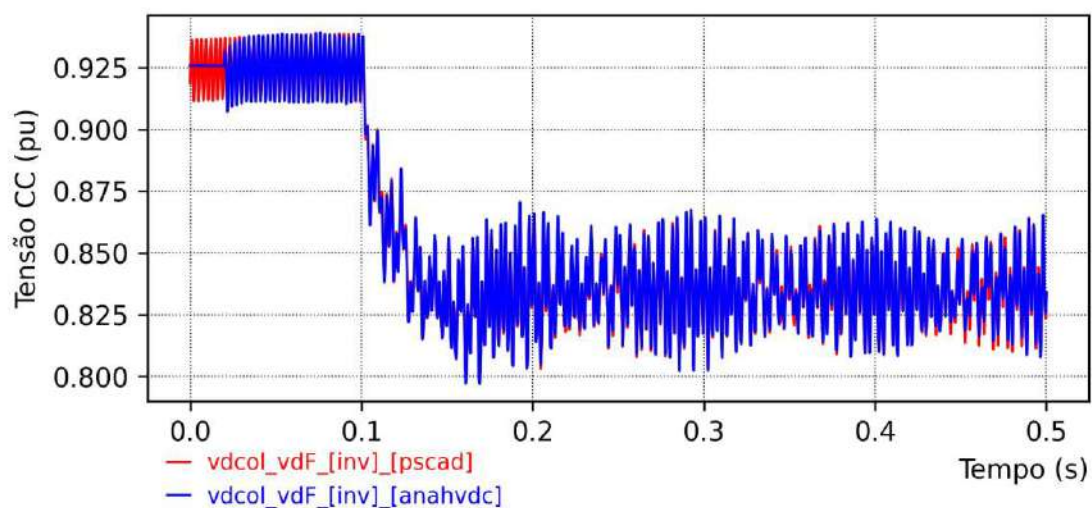
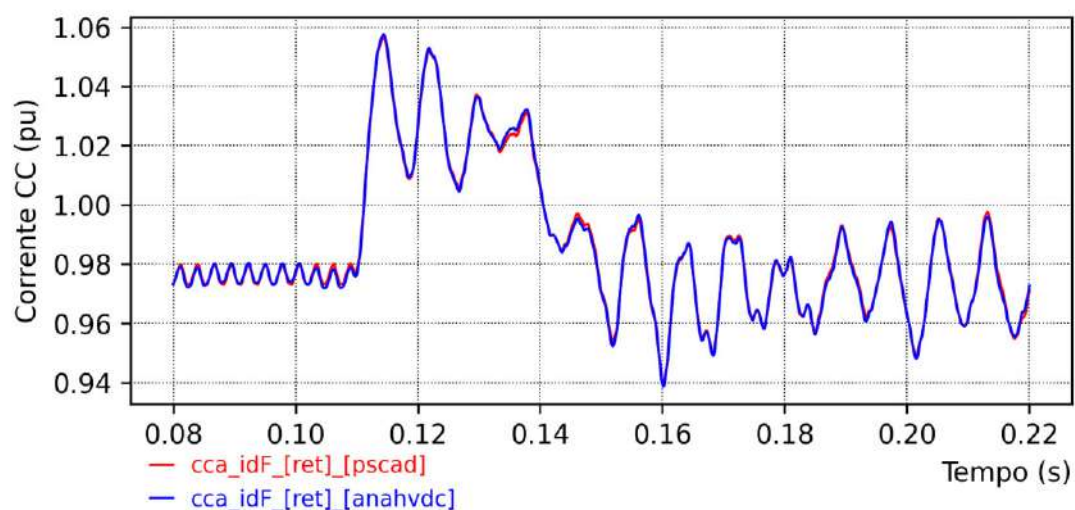


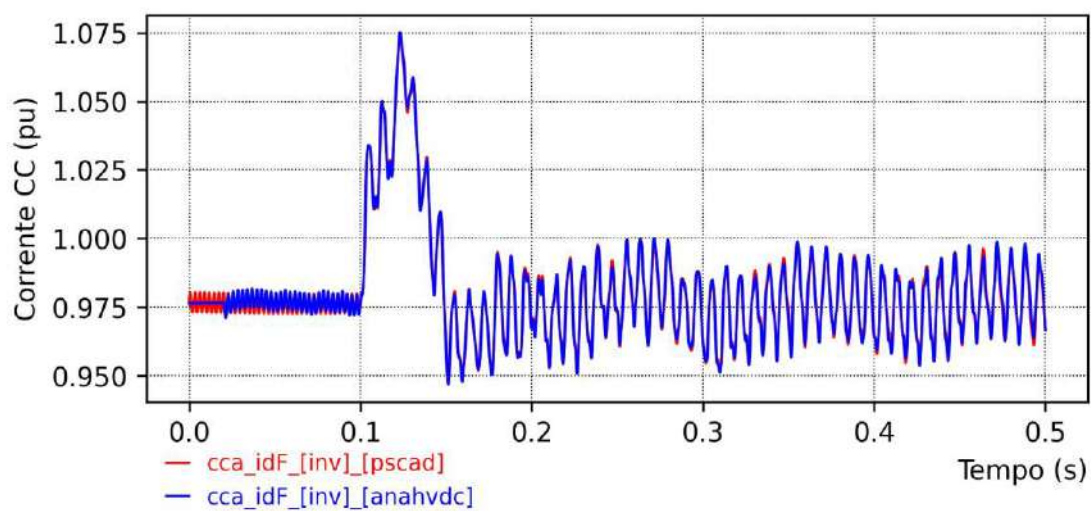
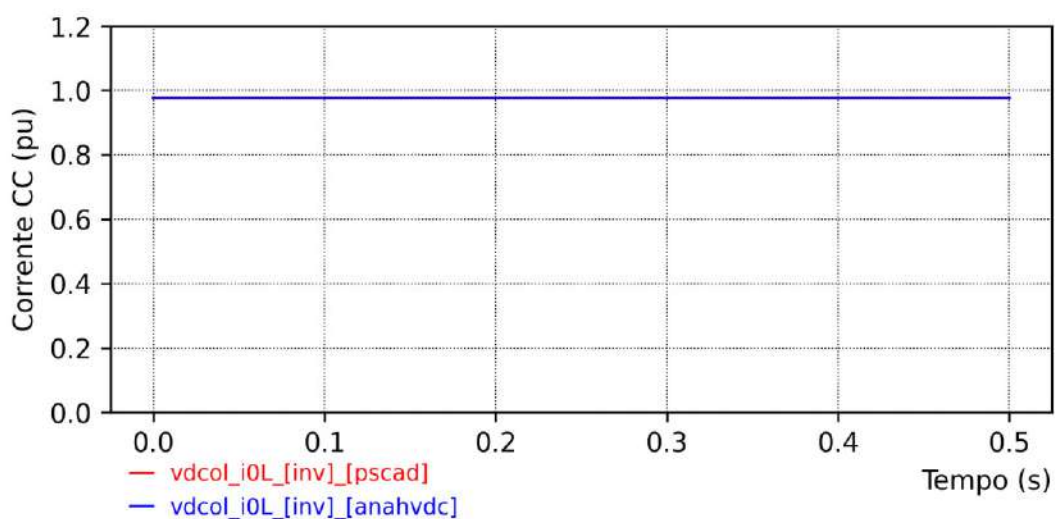
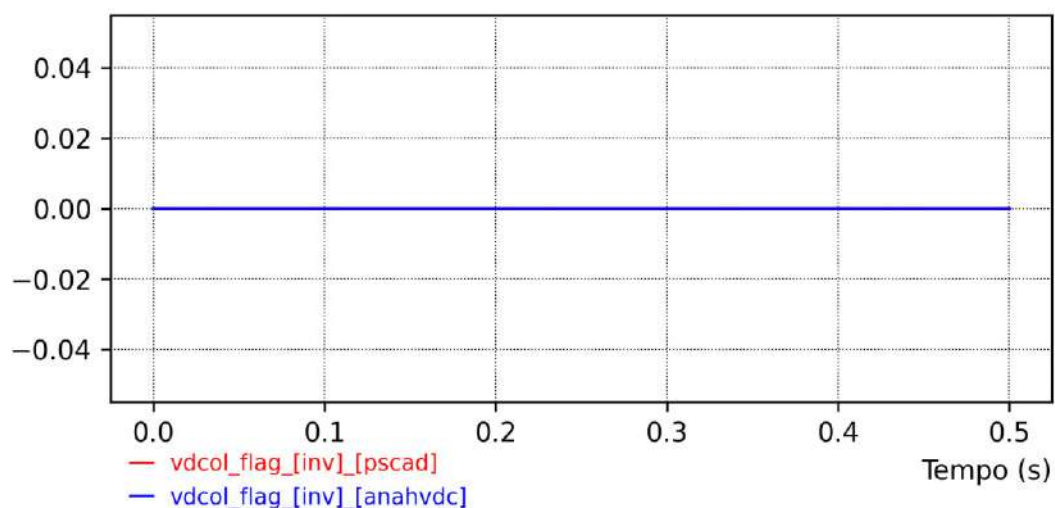


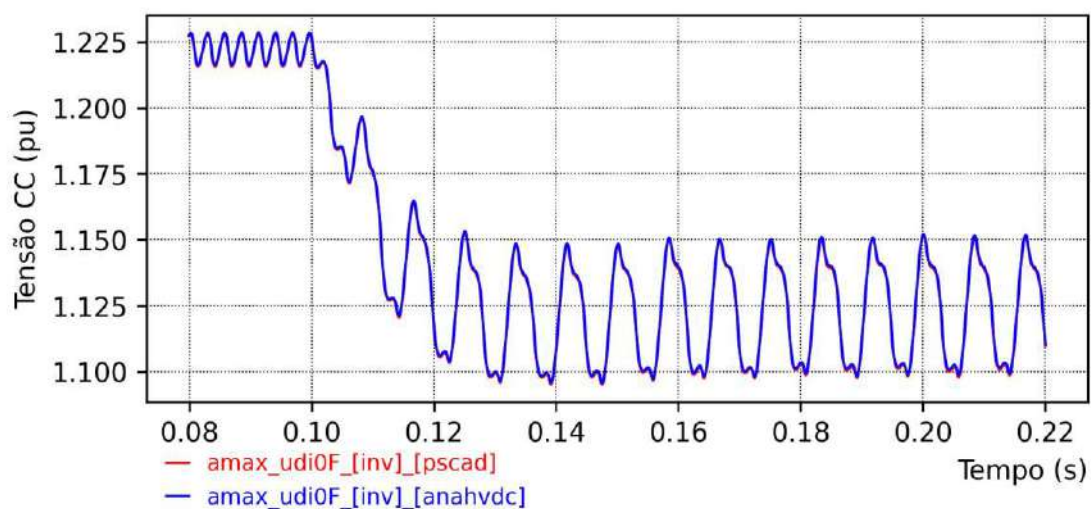
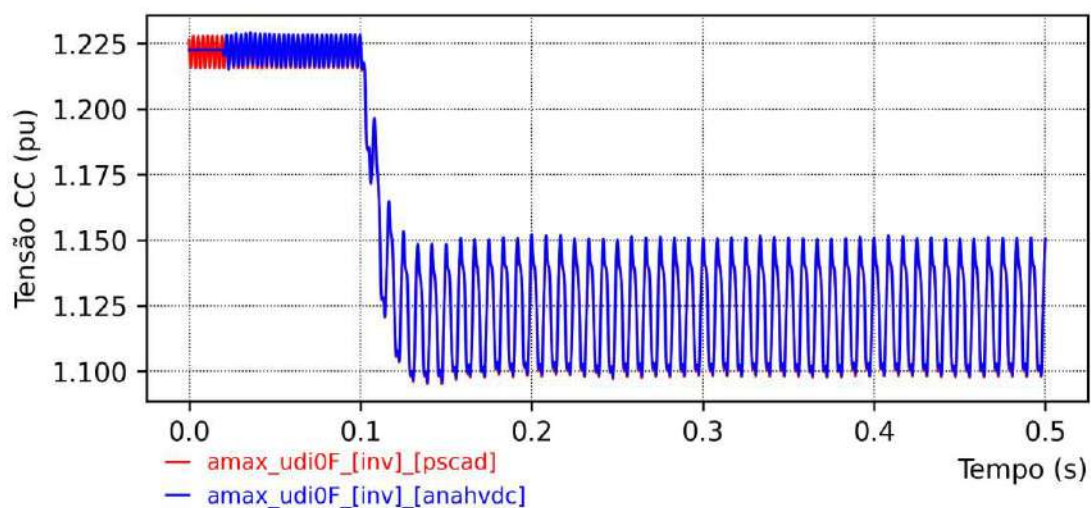
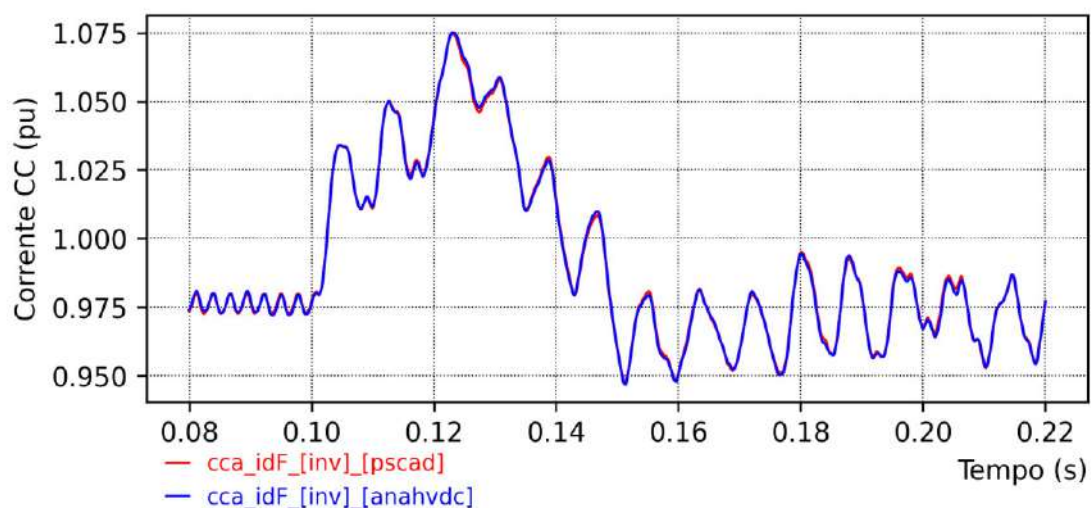




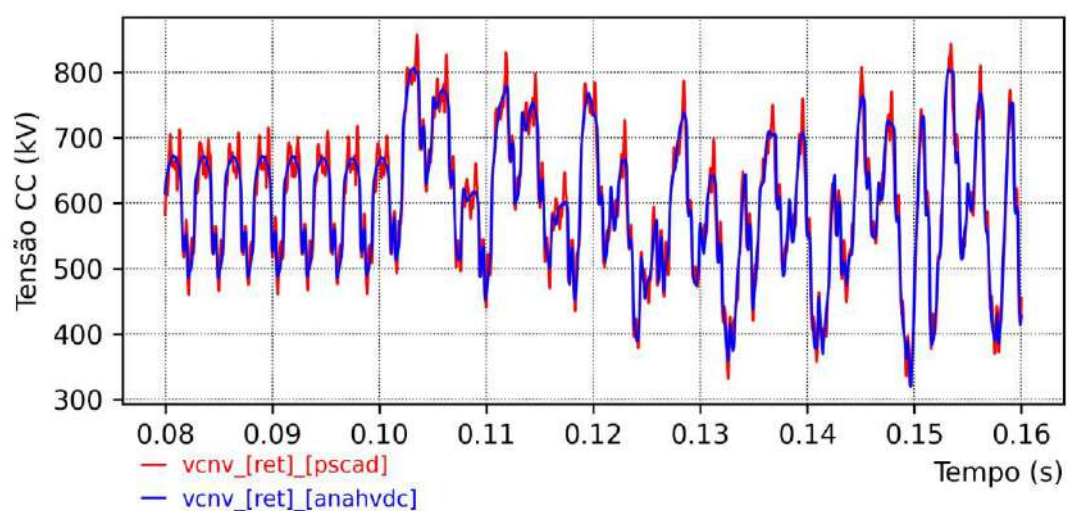
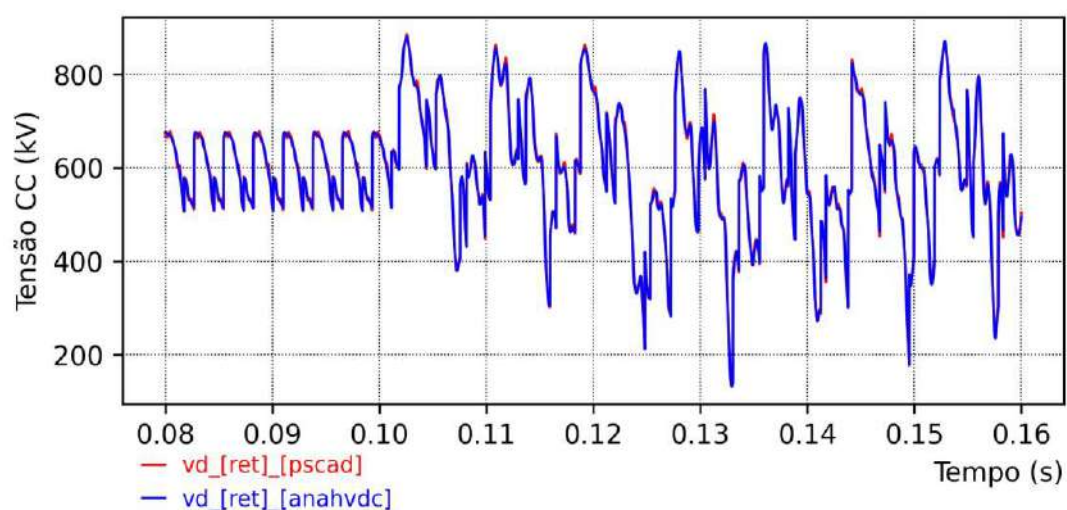
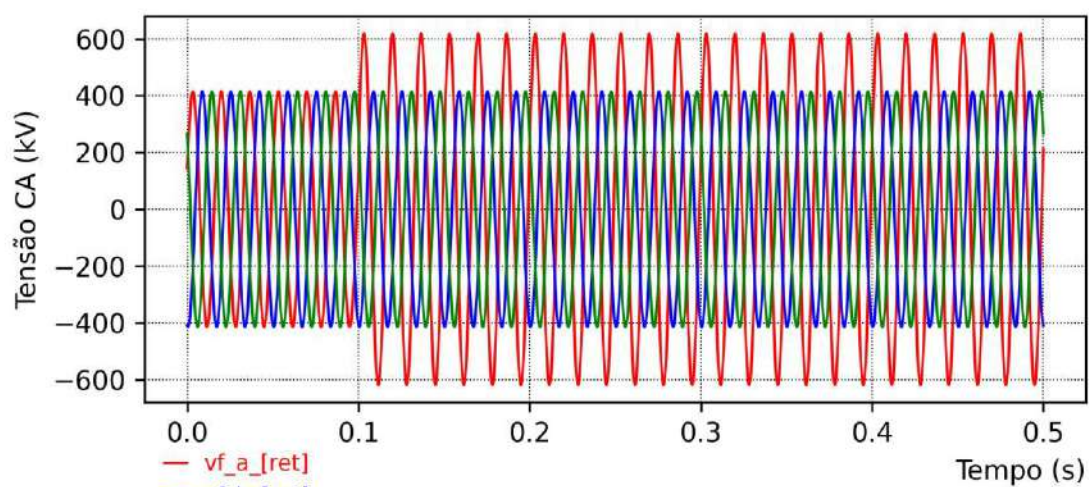


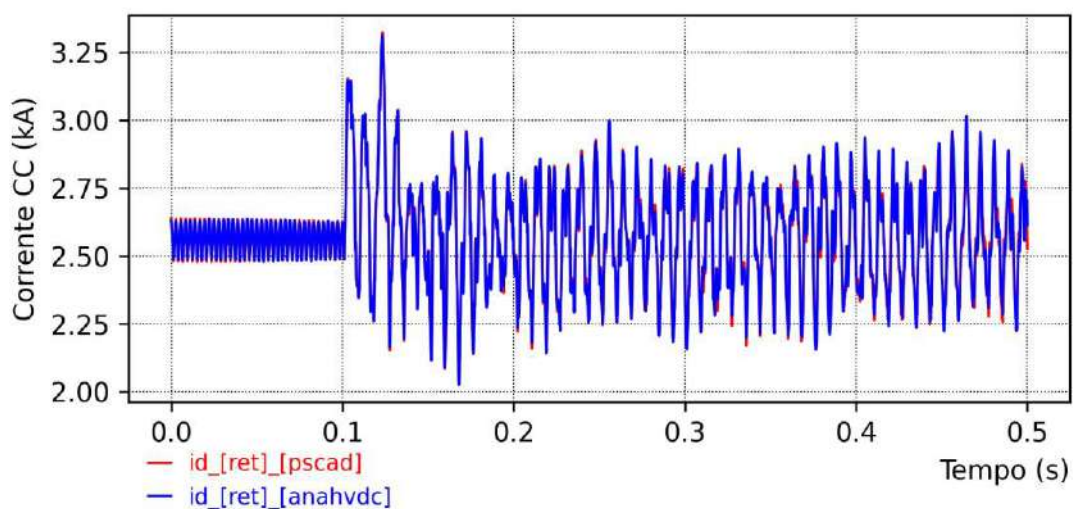
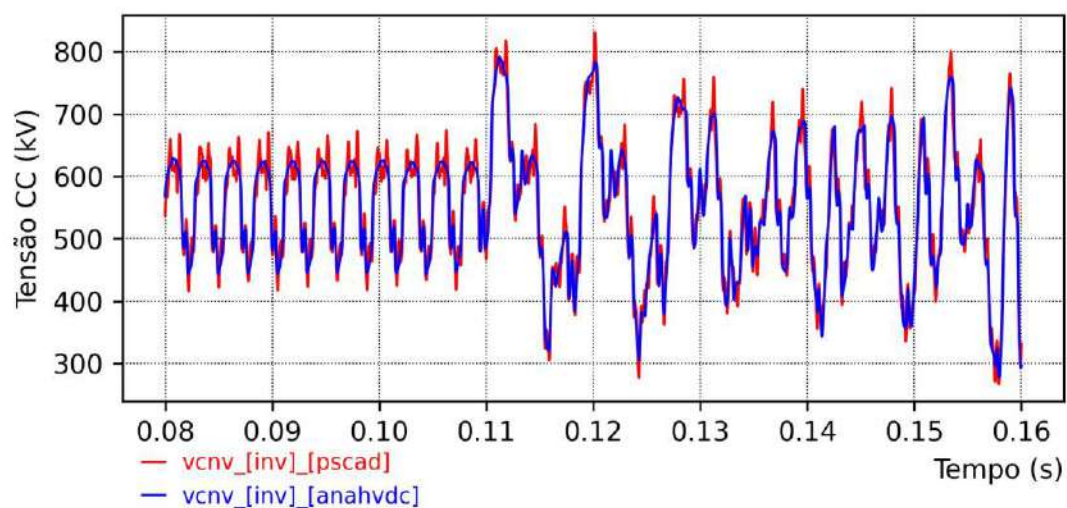
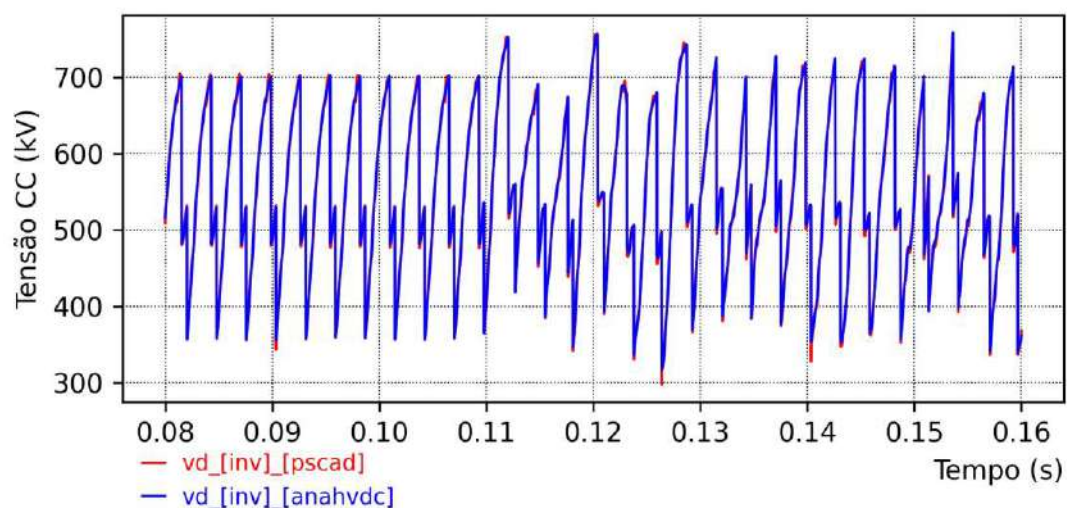


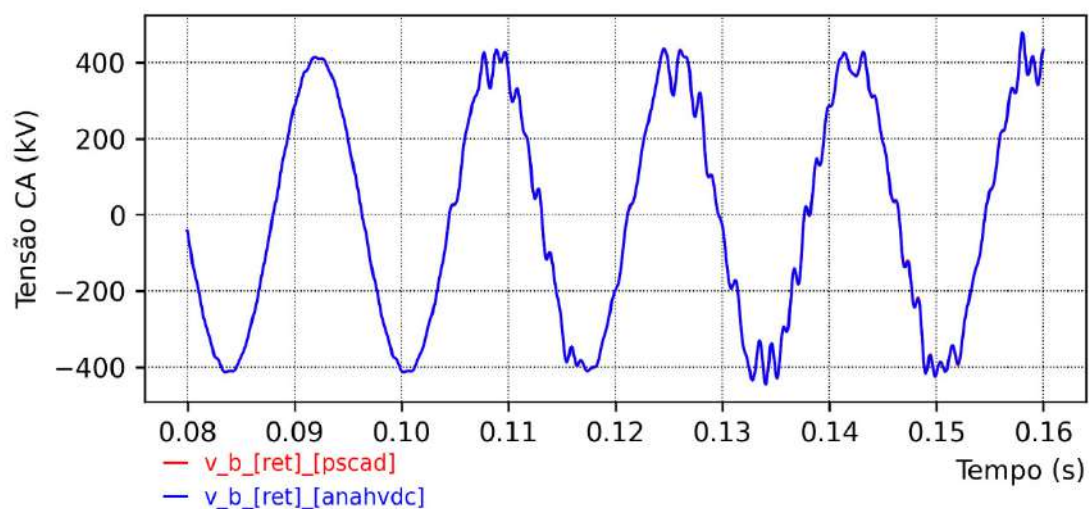
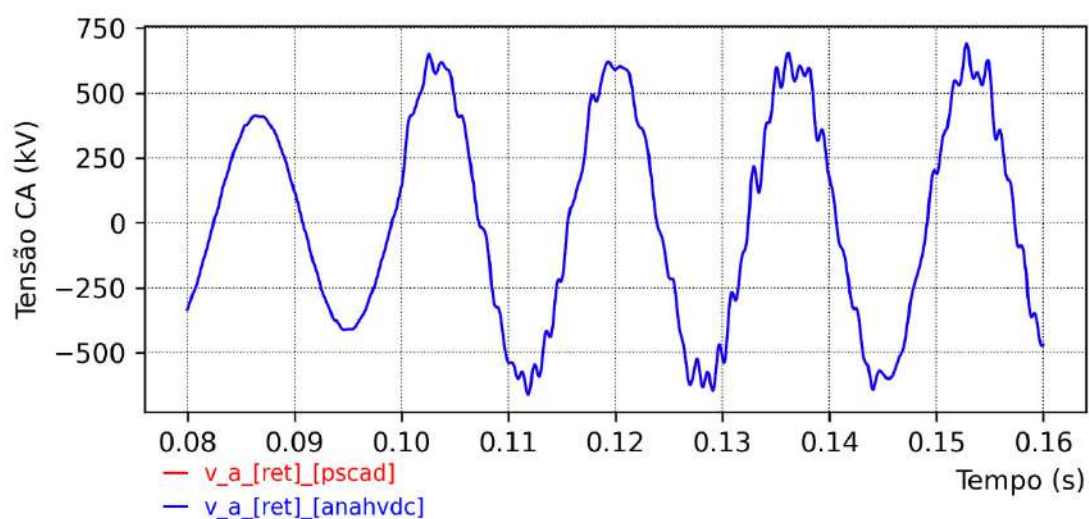
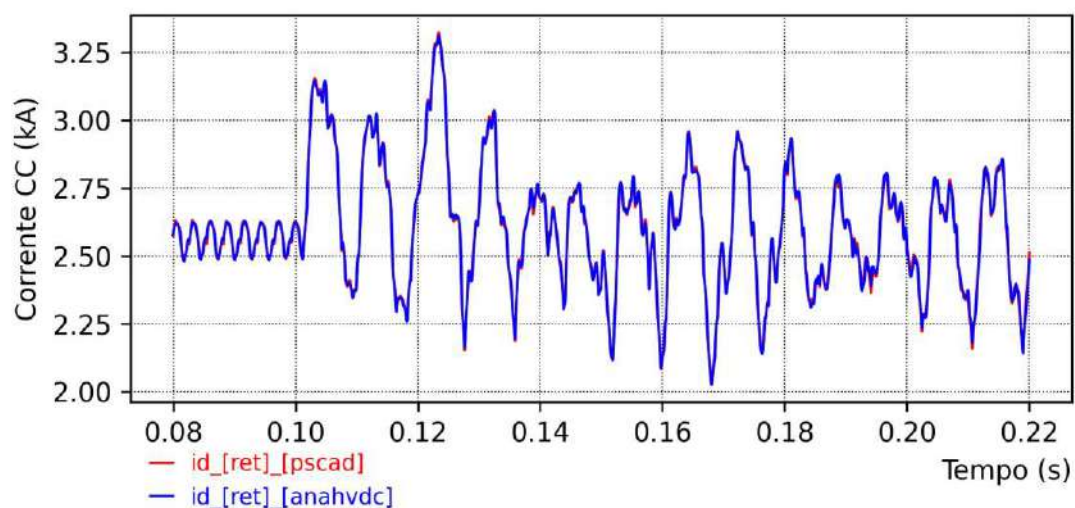


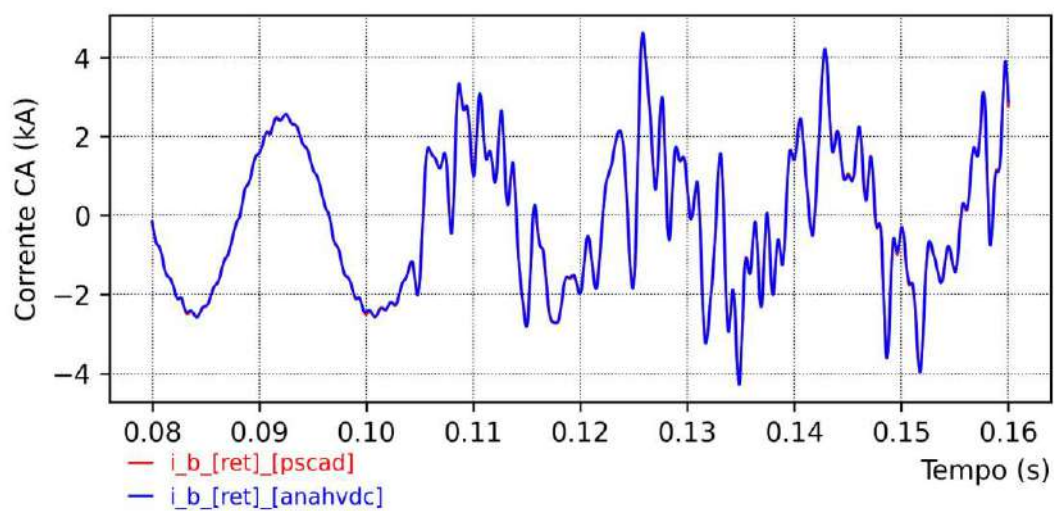
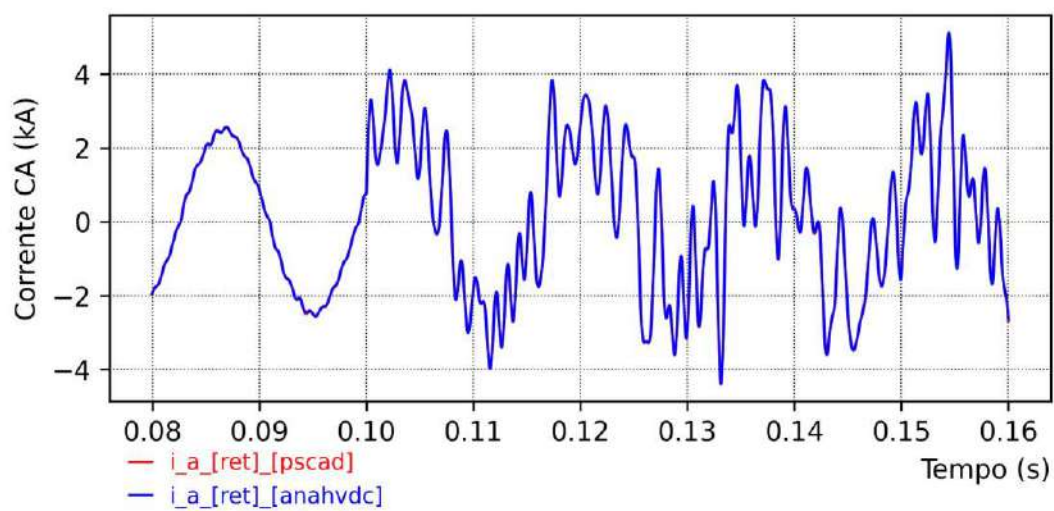
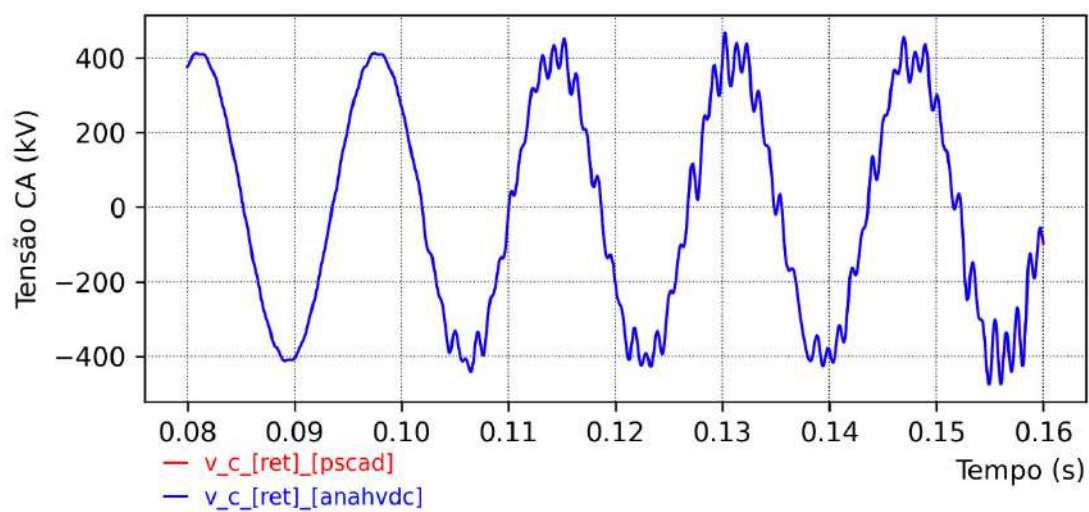


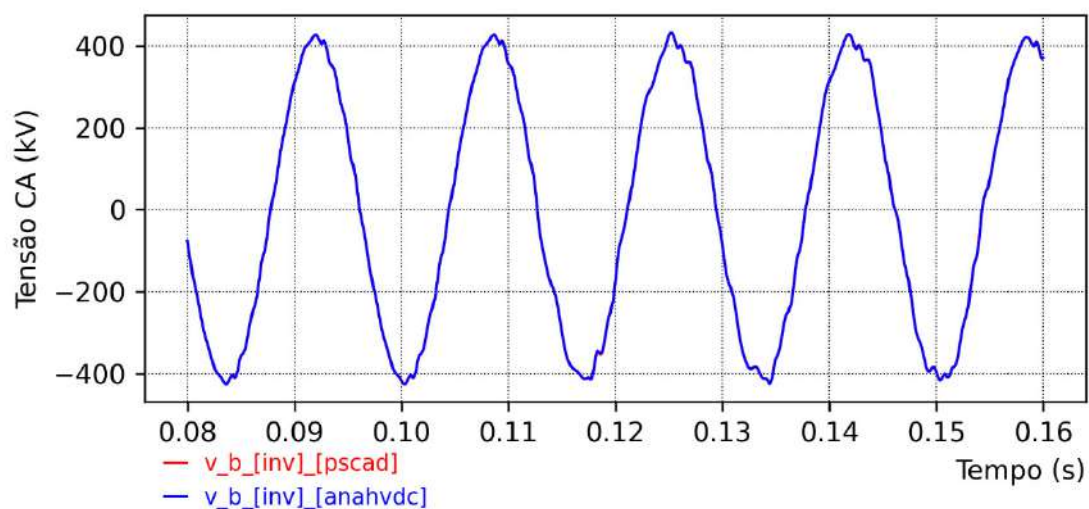
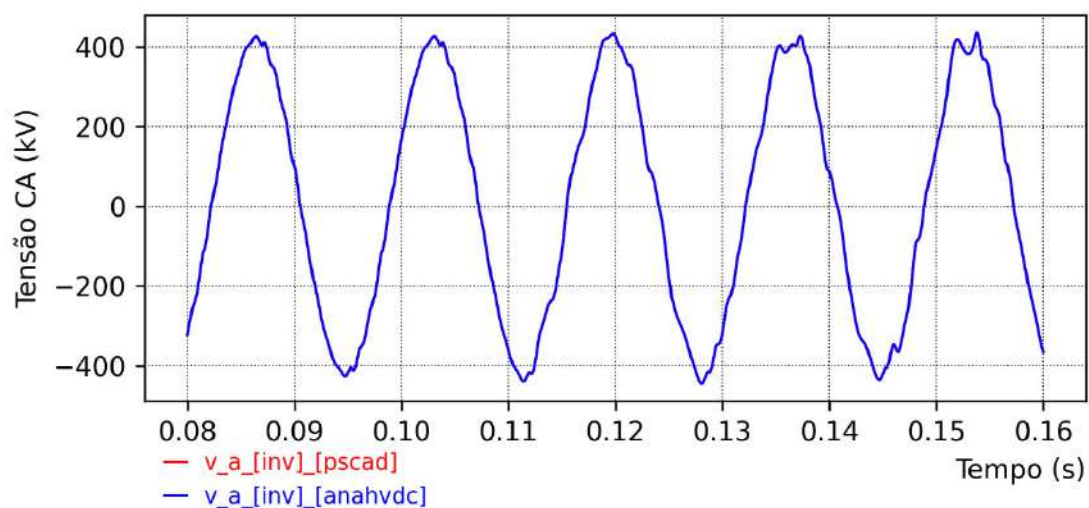
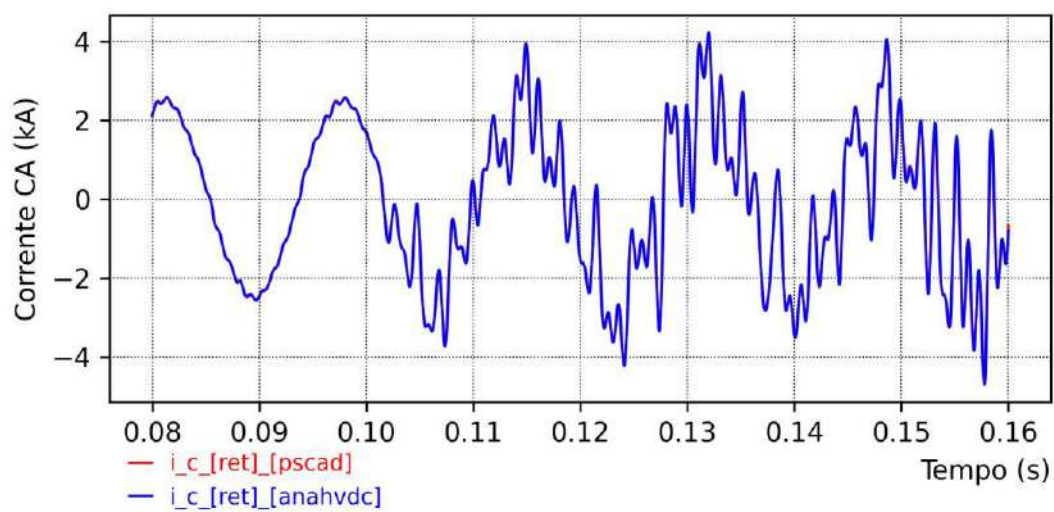
2.2. Degrau na fonte do lado do retificador

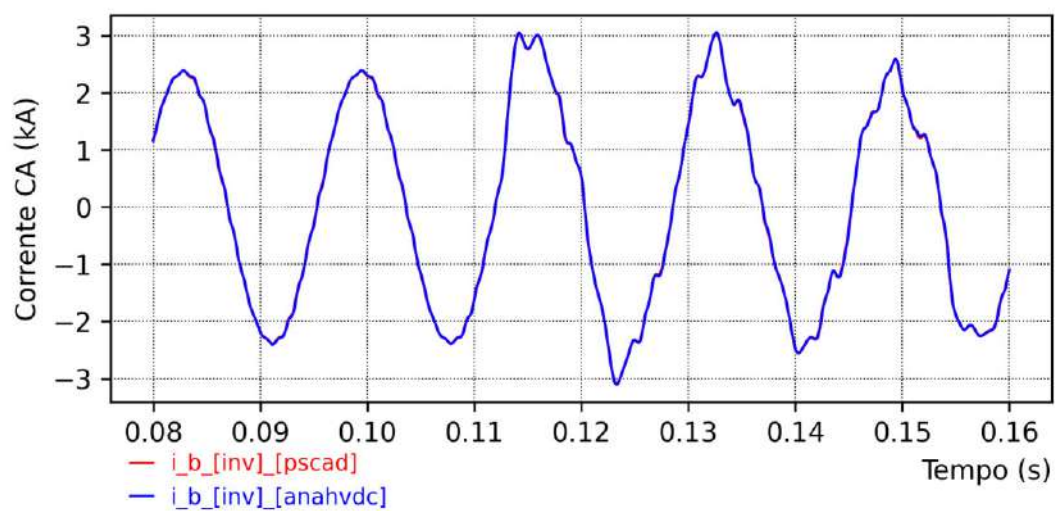
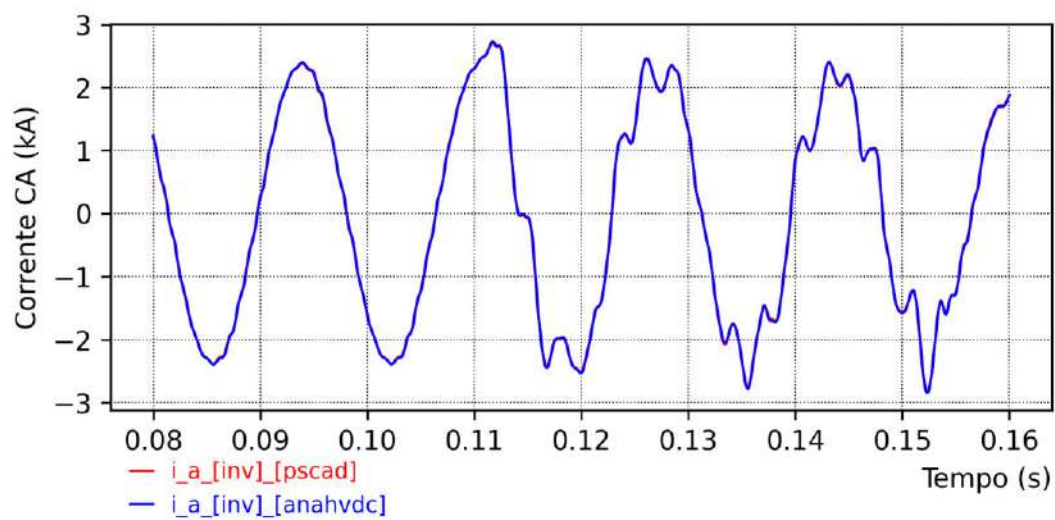
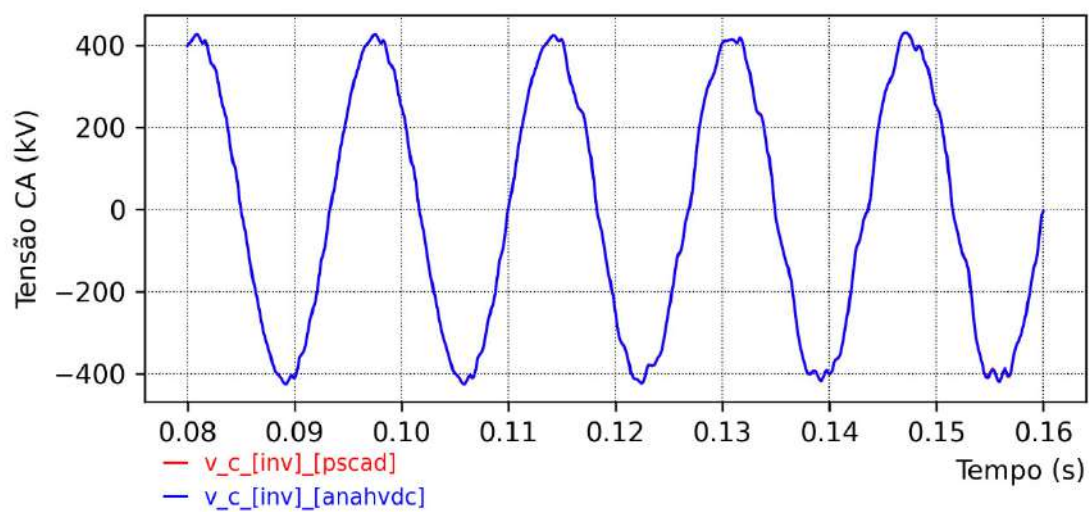


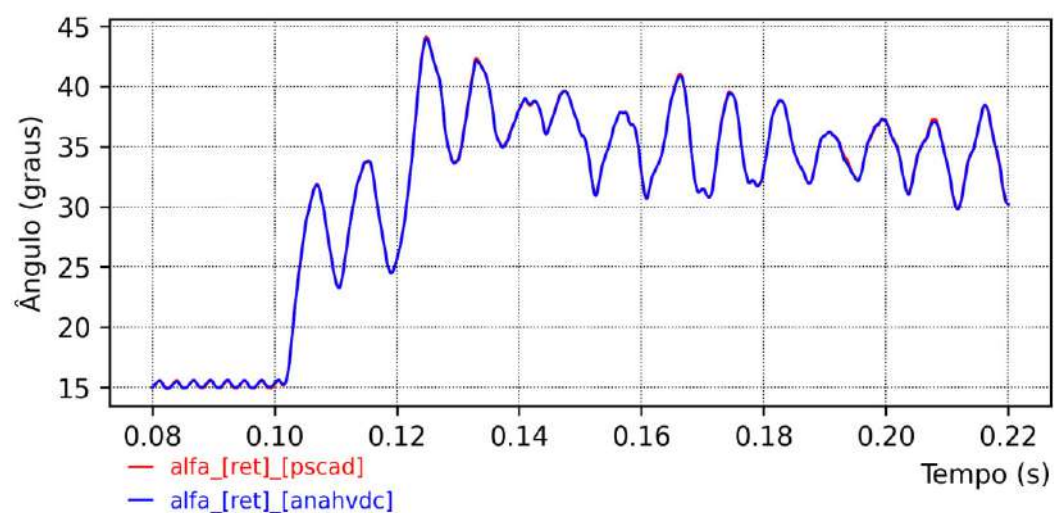
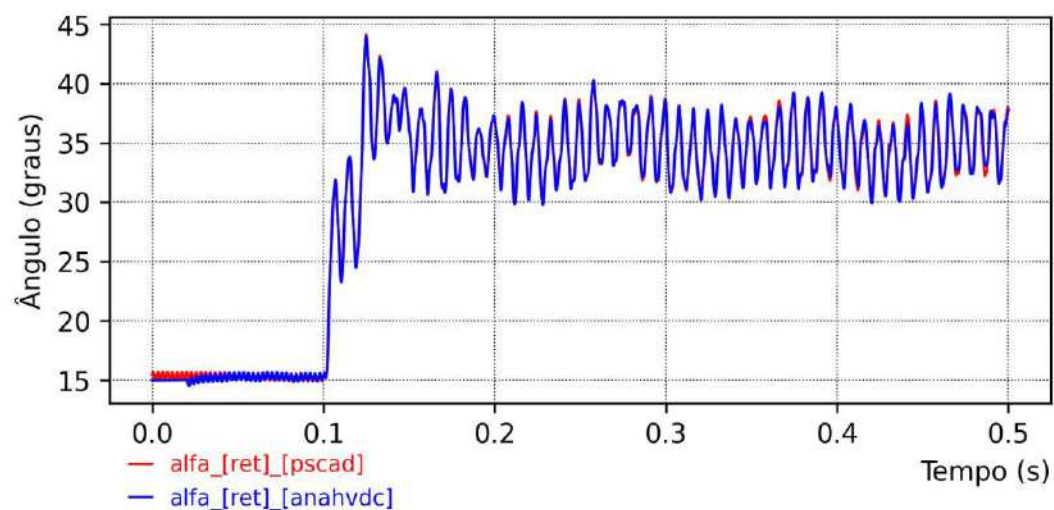
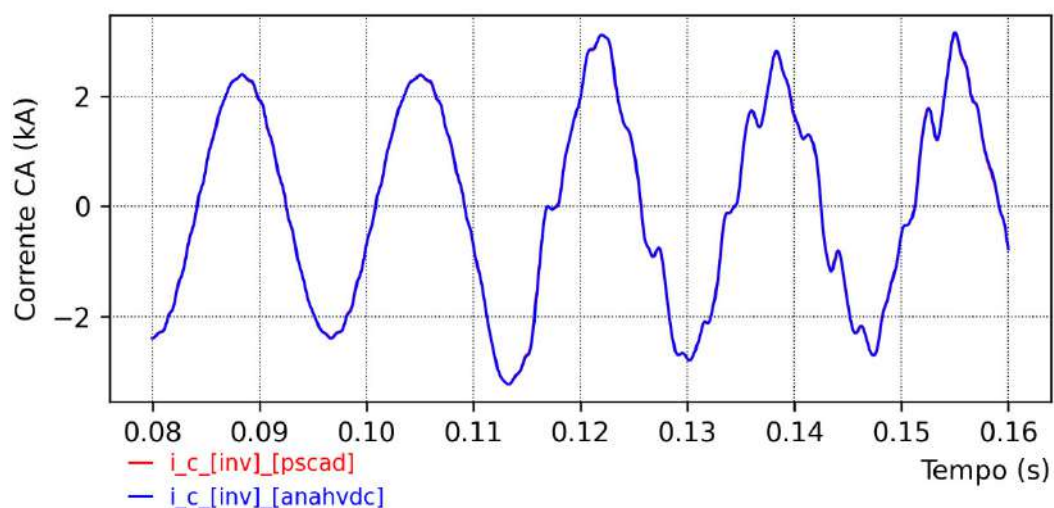


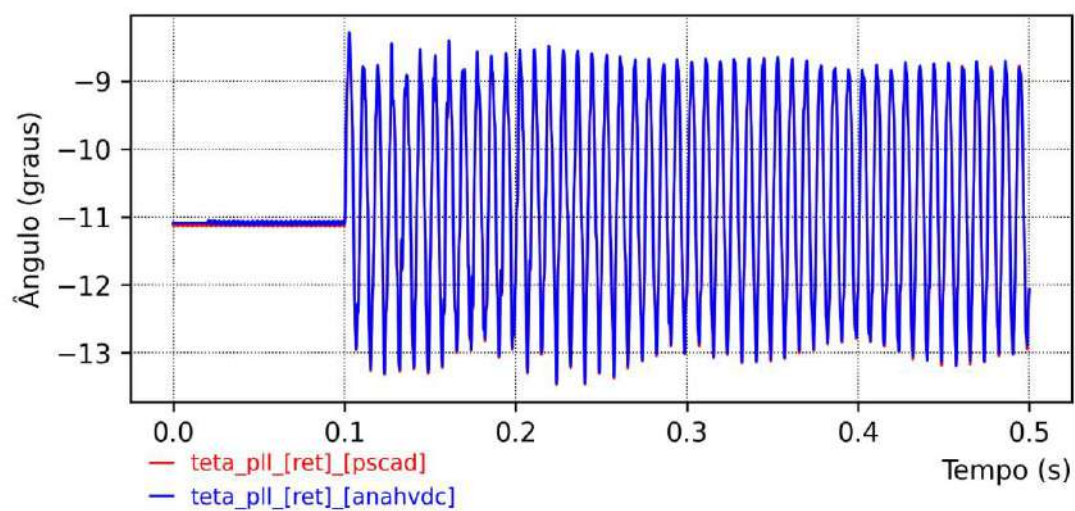
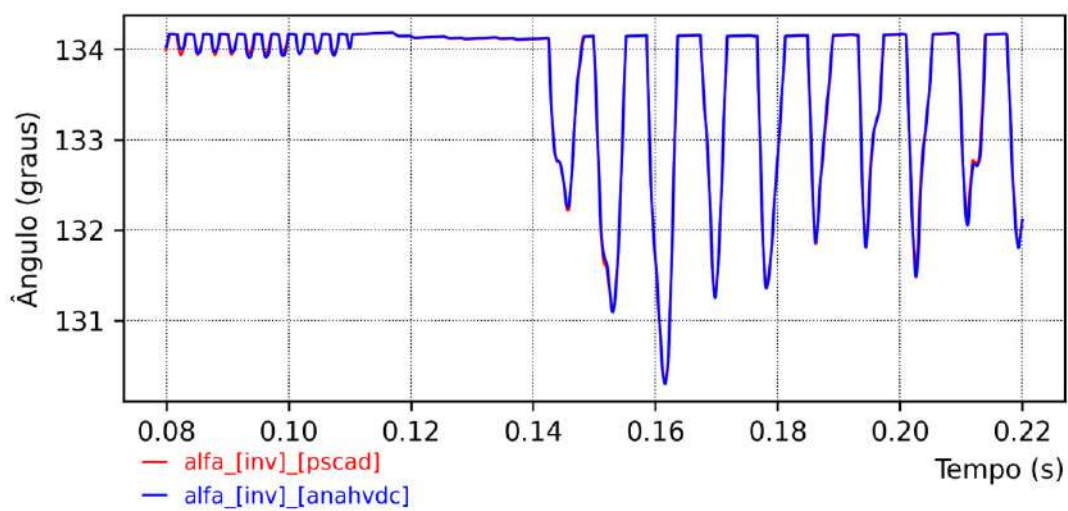
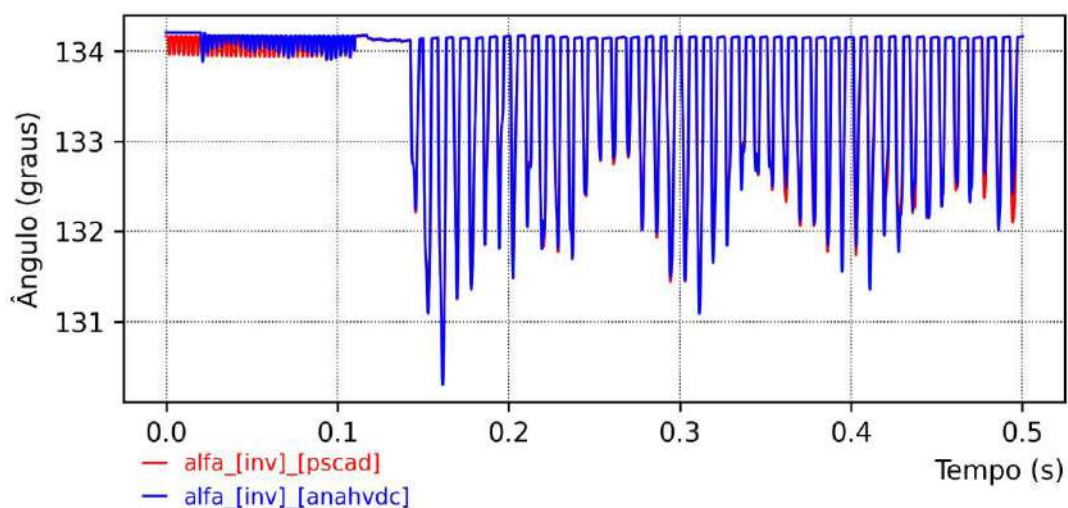


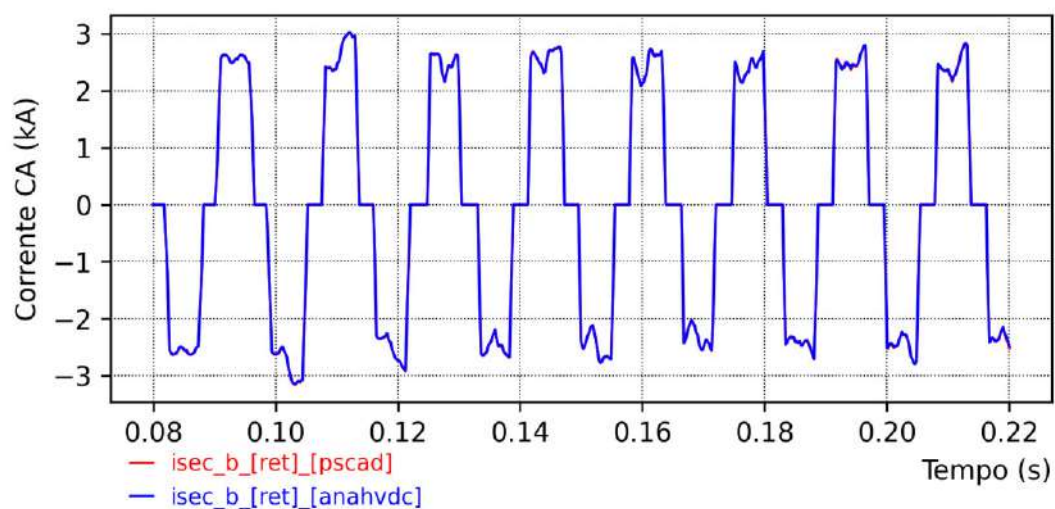
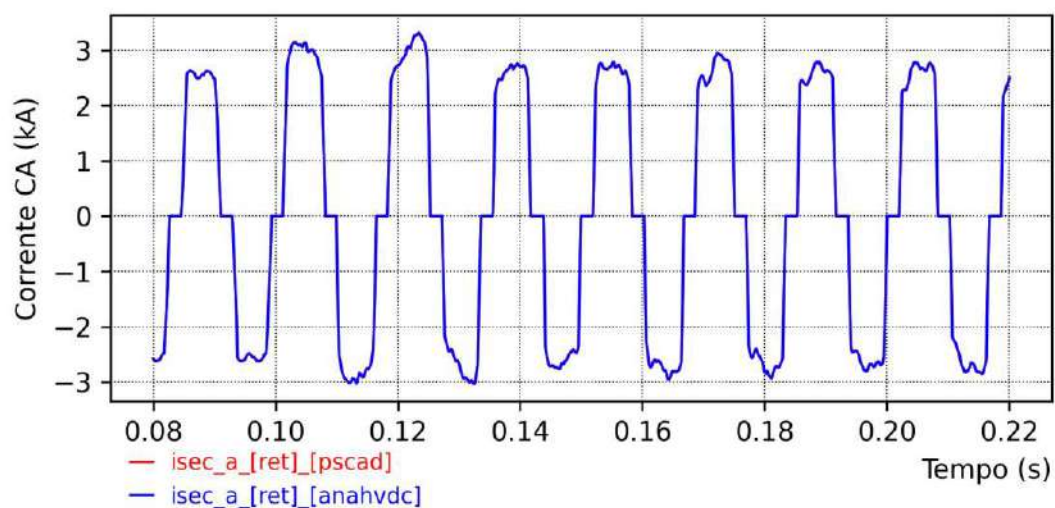
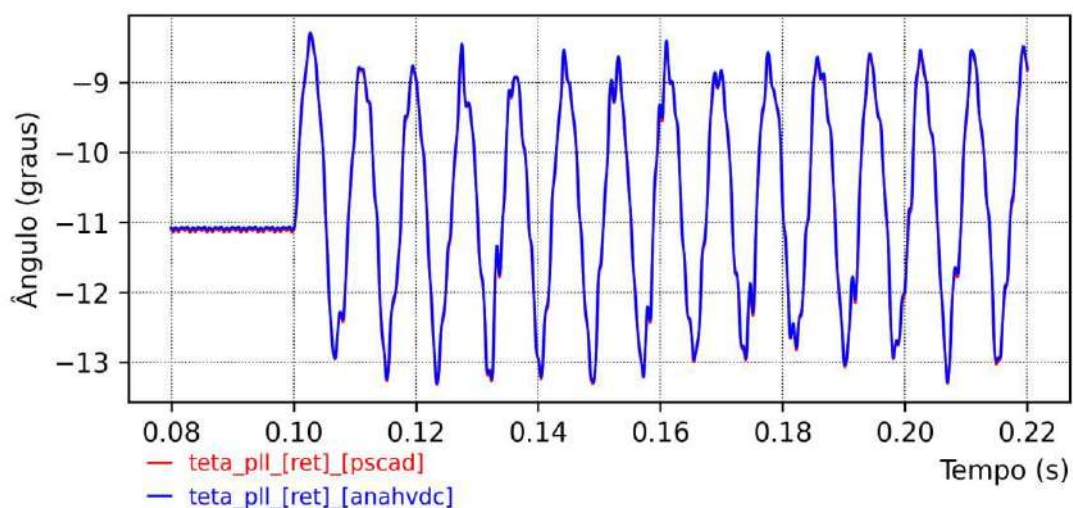


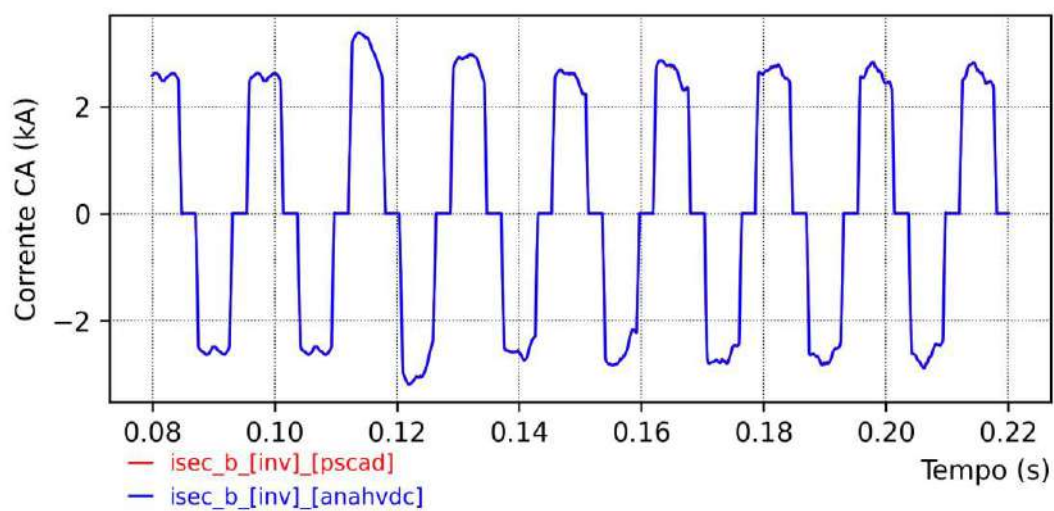
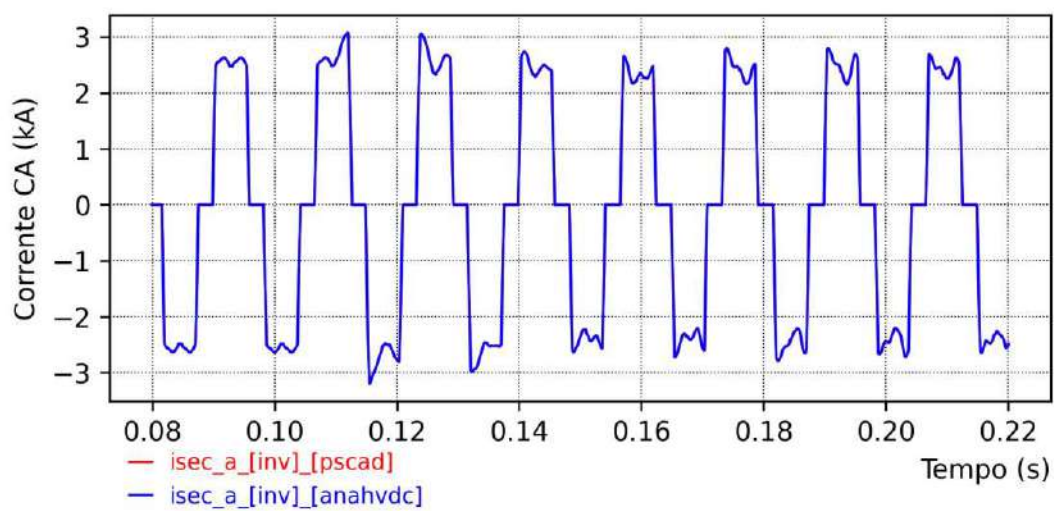
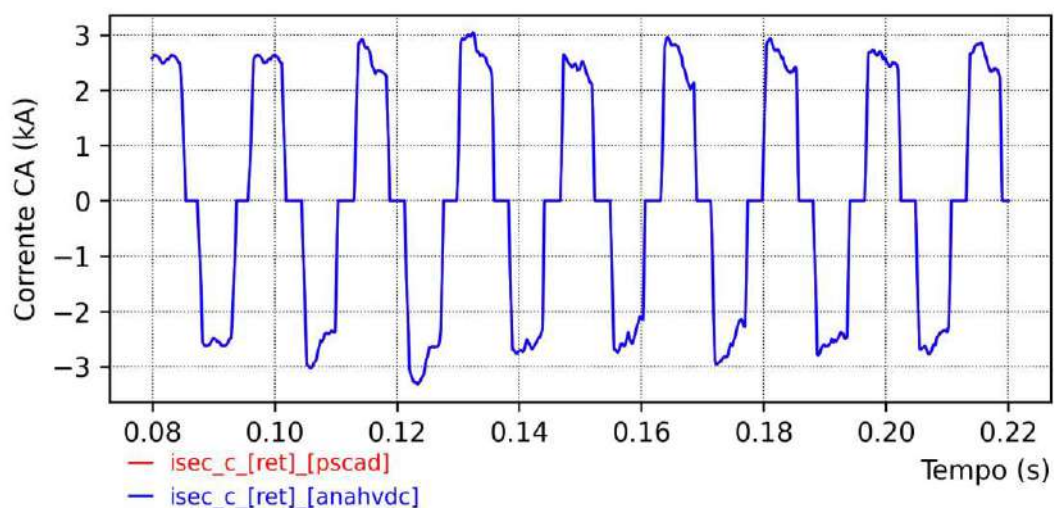


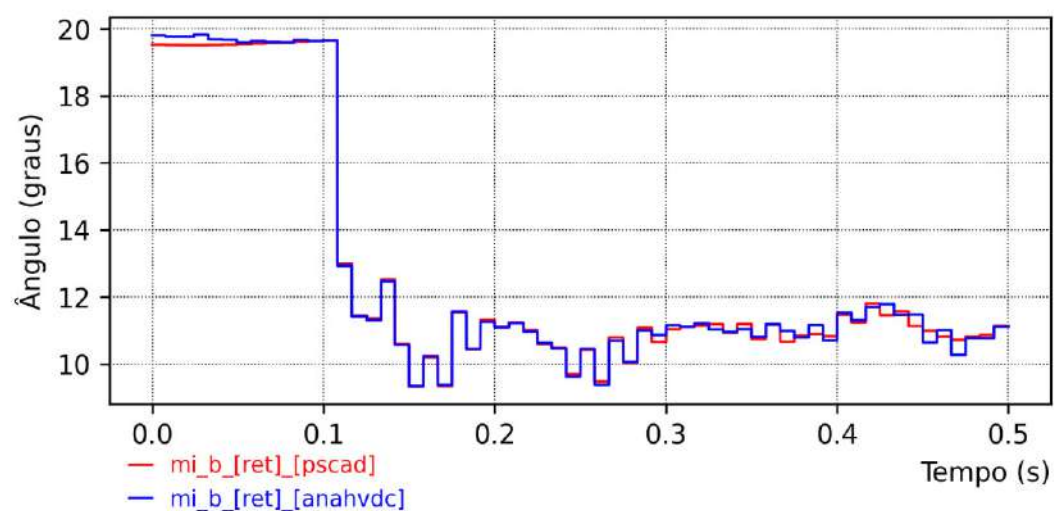
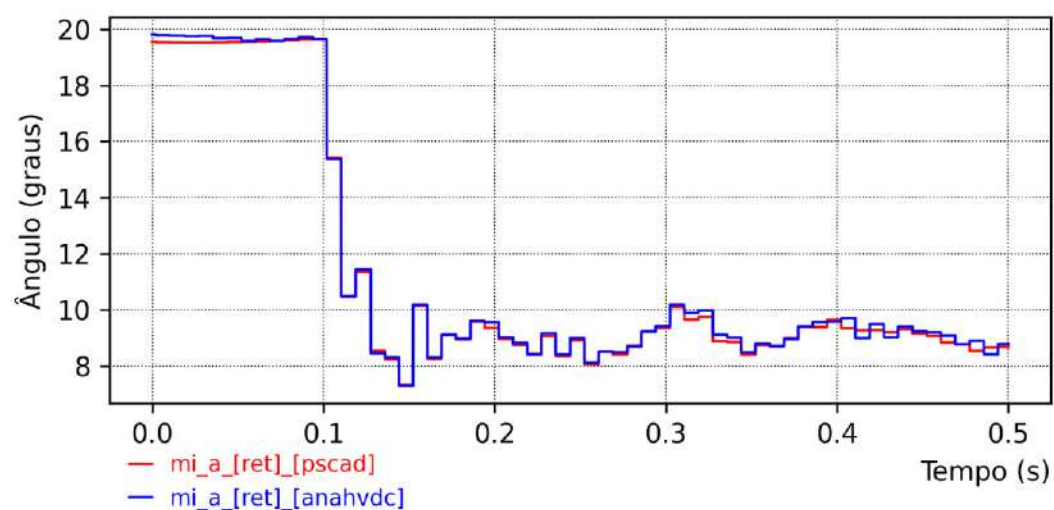
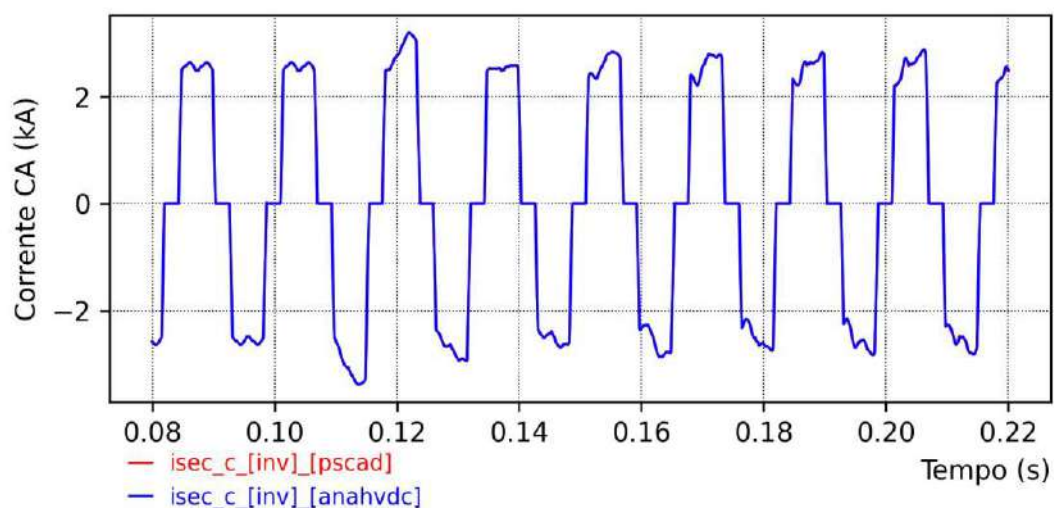


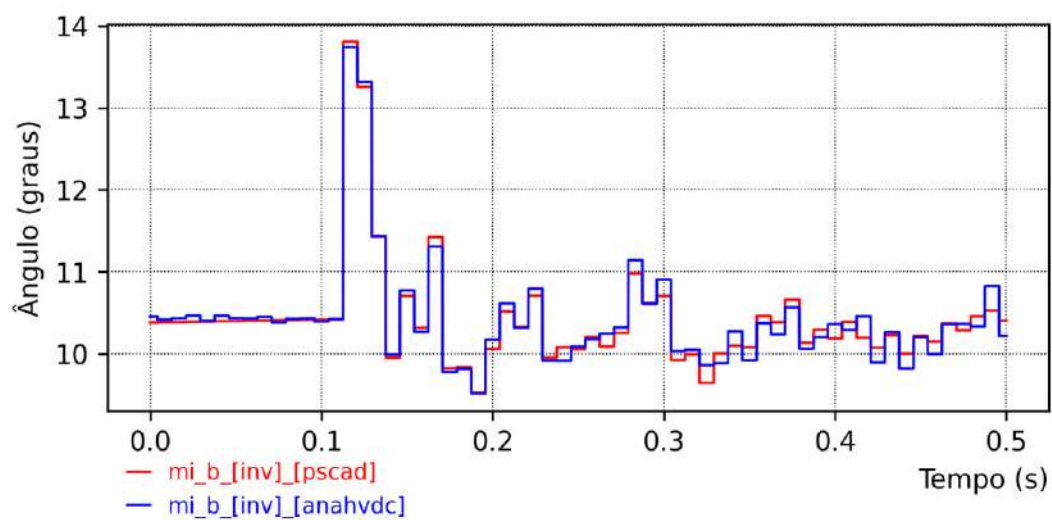
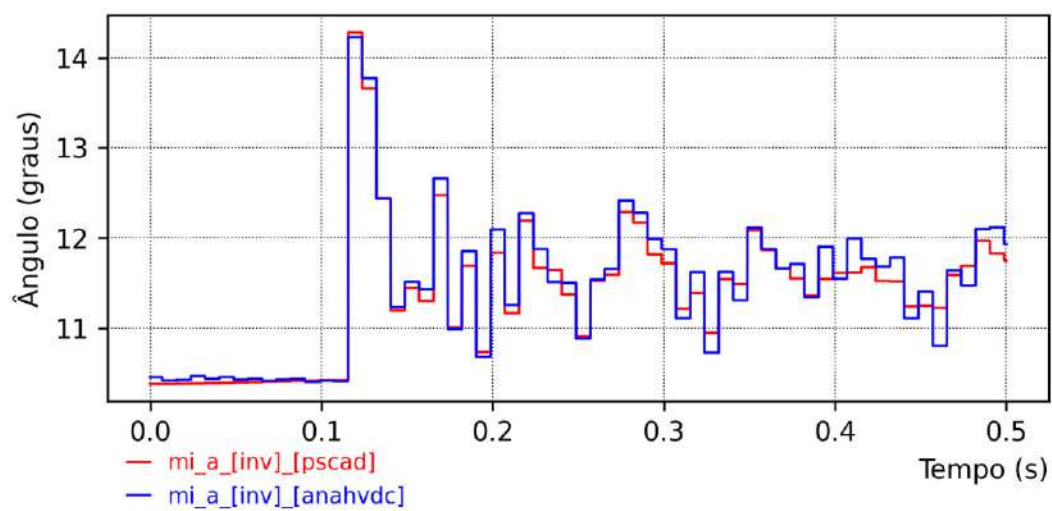
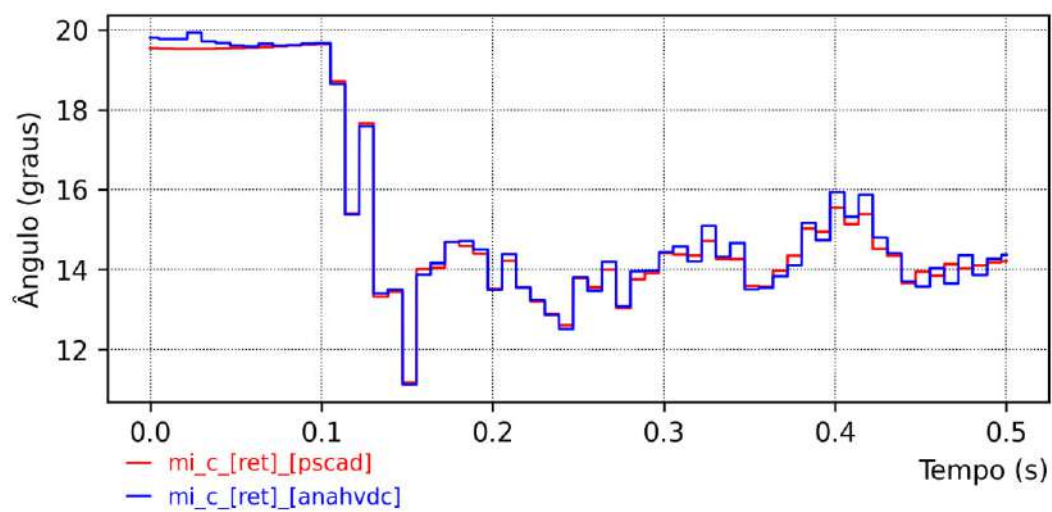


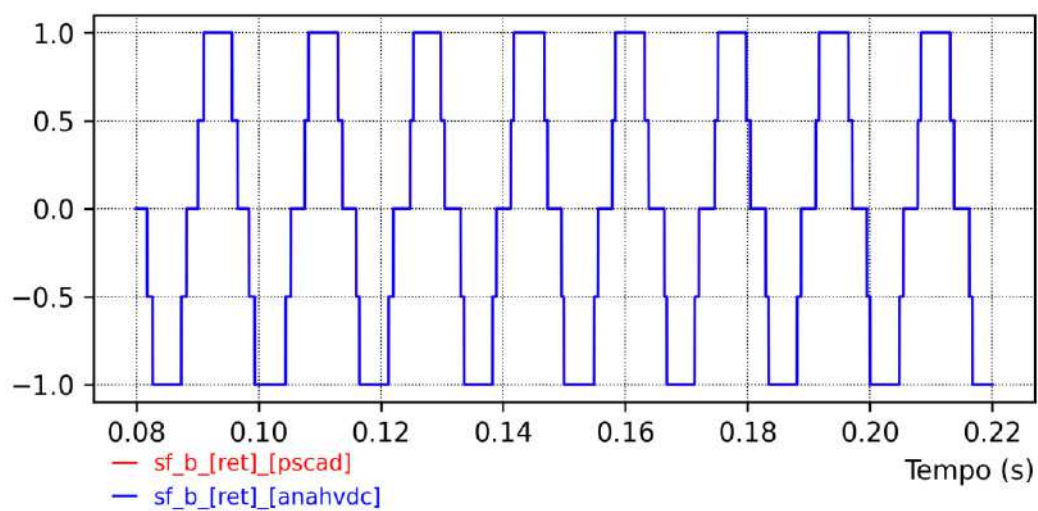
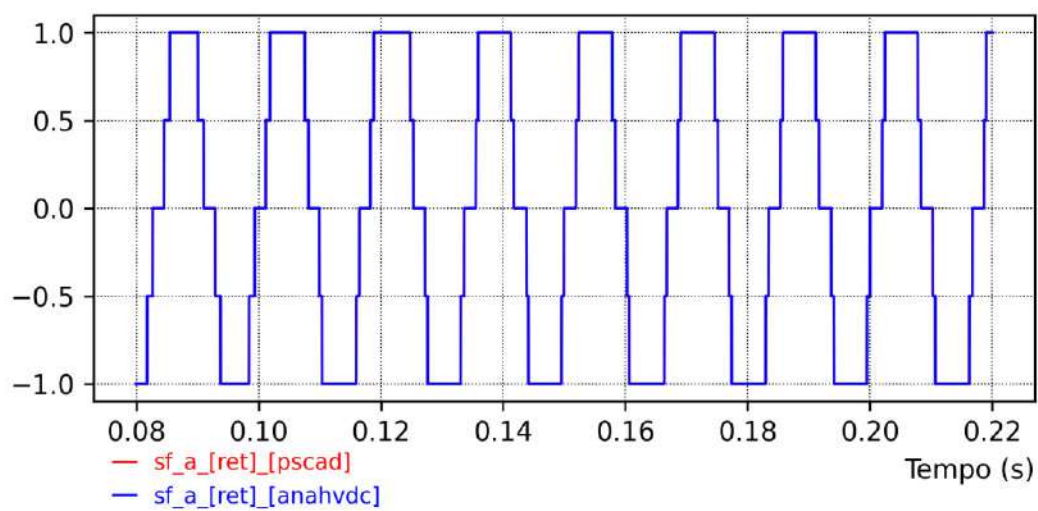
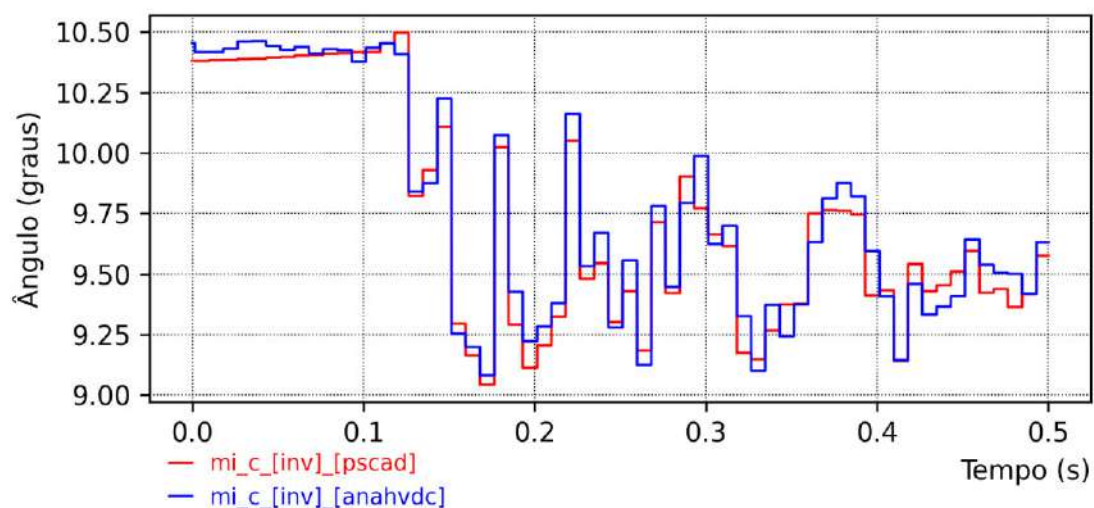


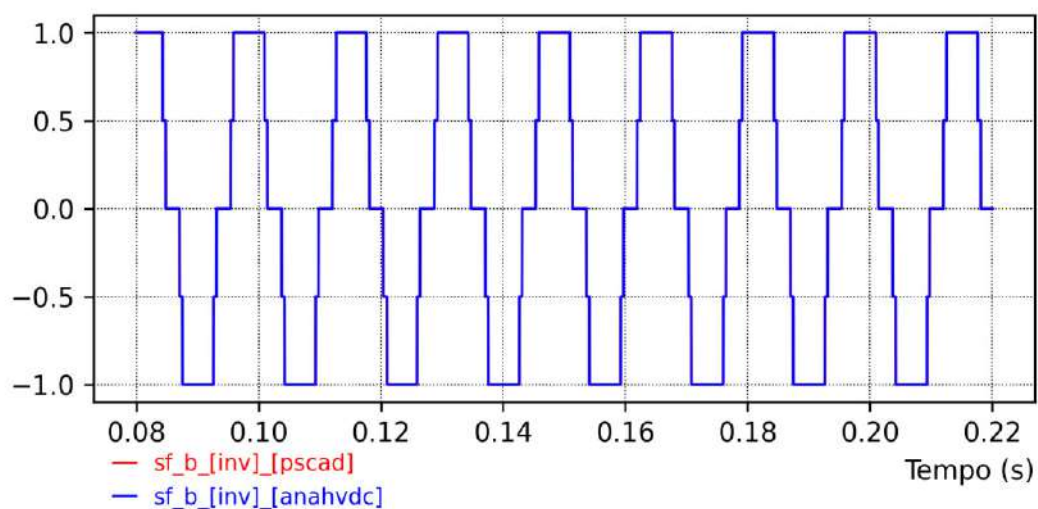
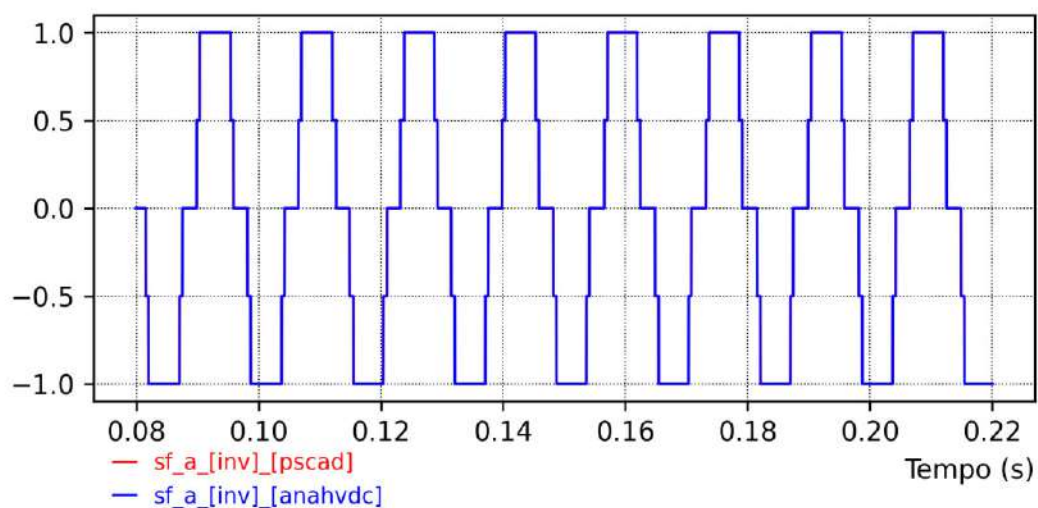
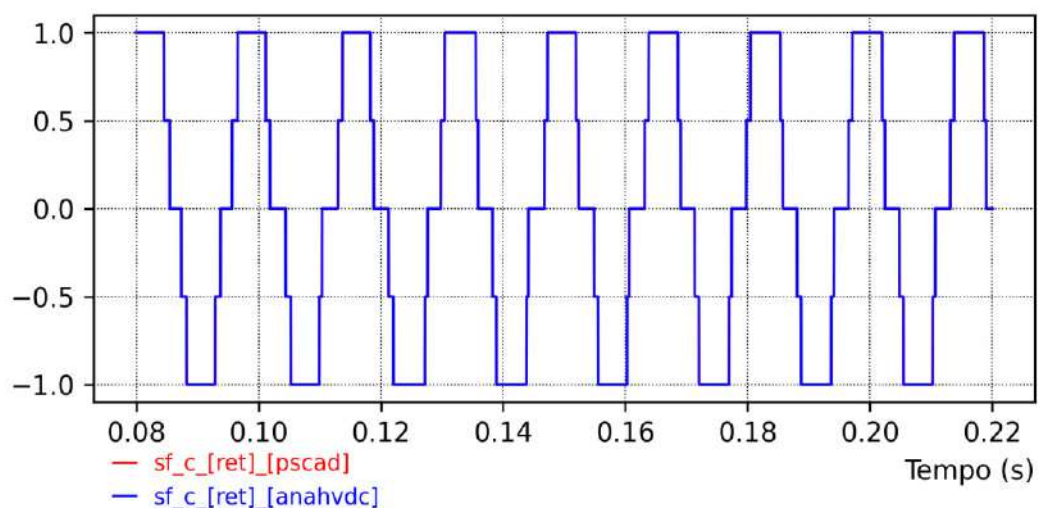


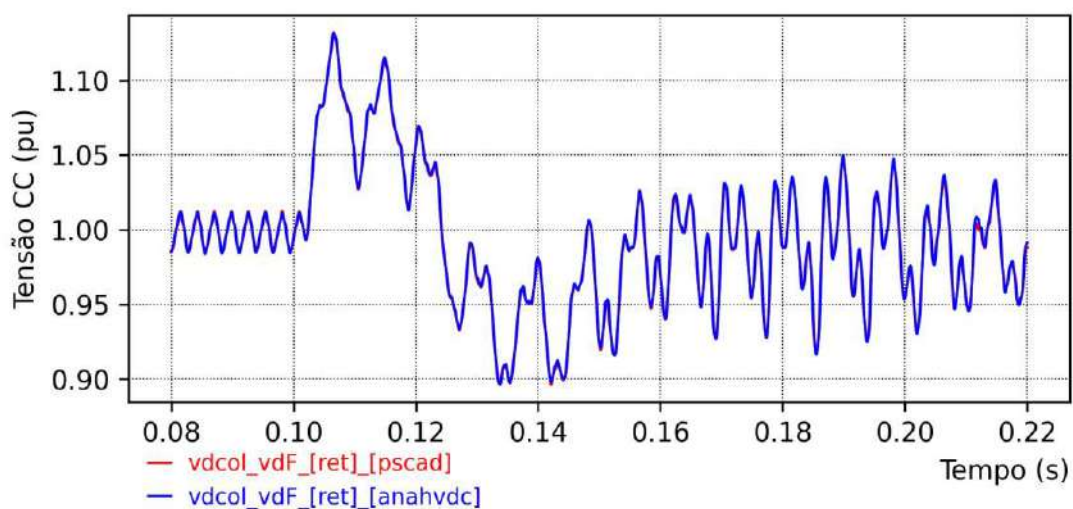
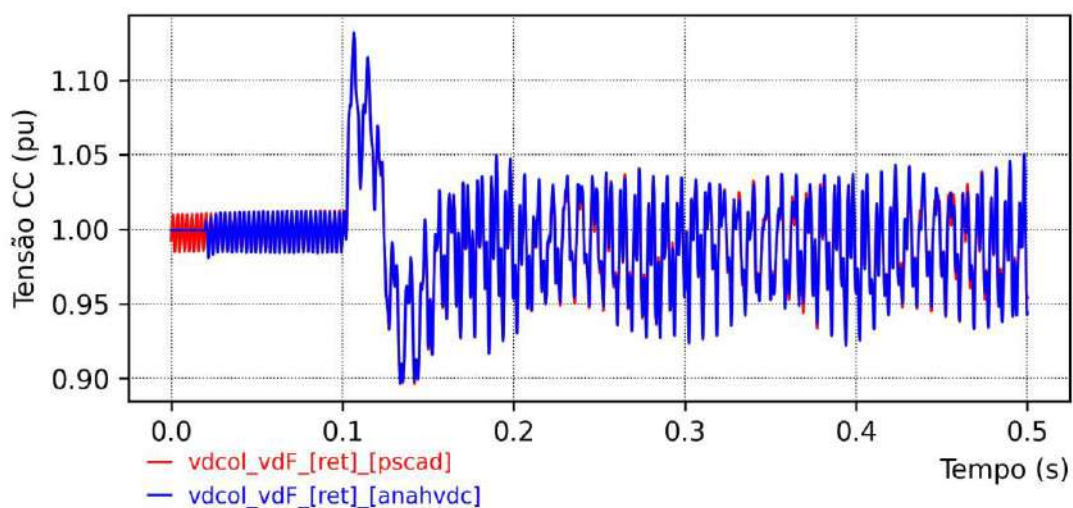
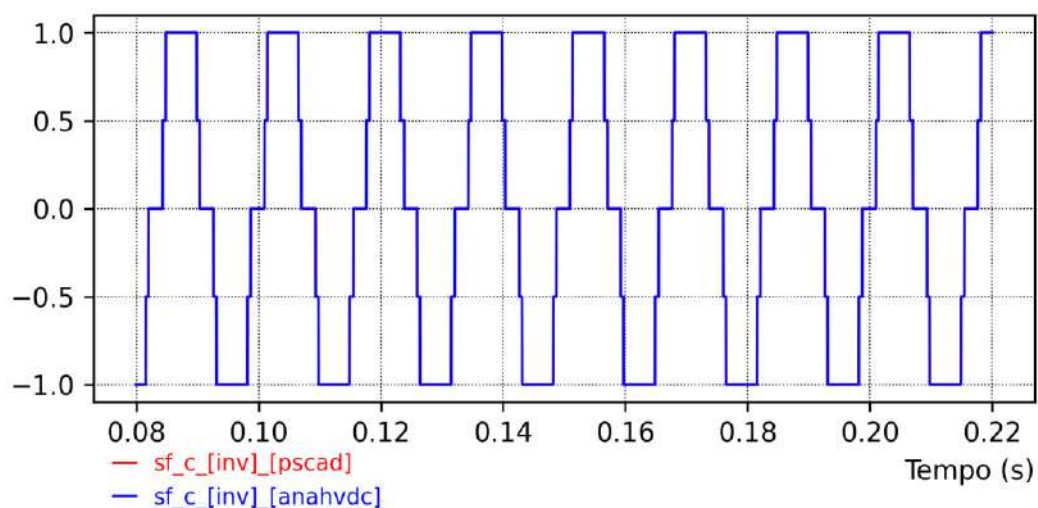


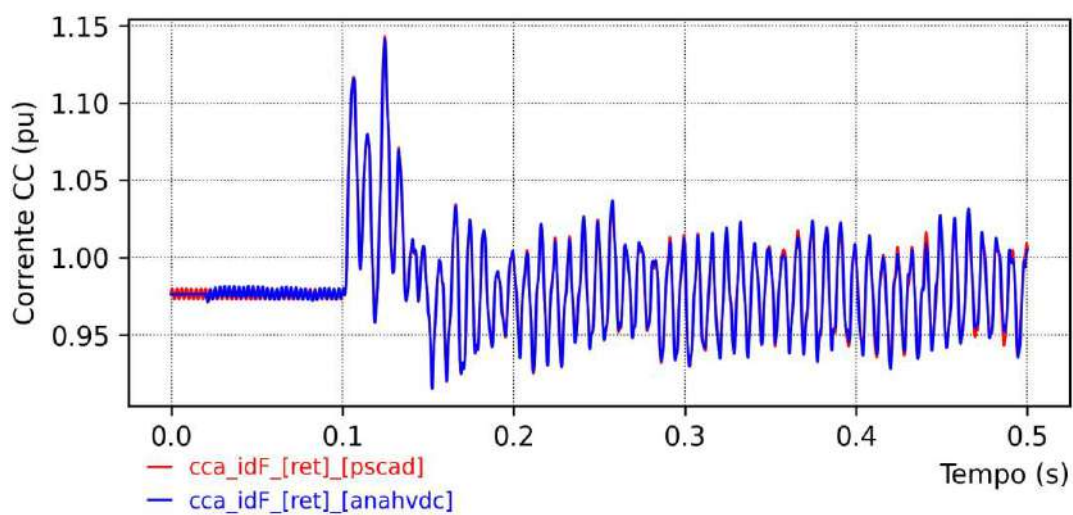
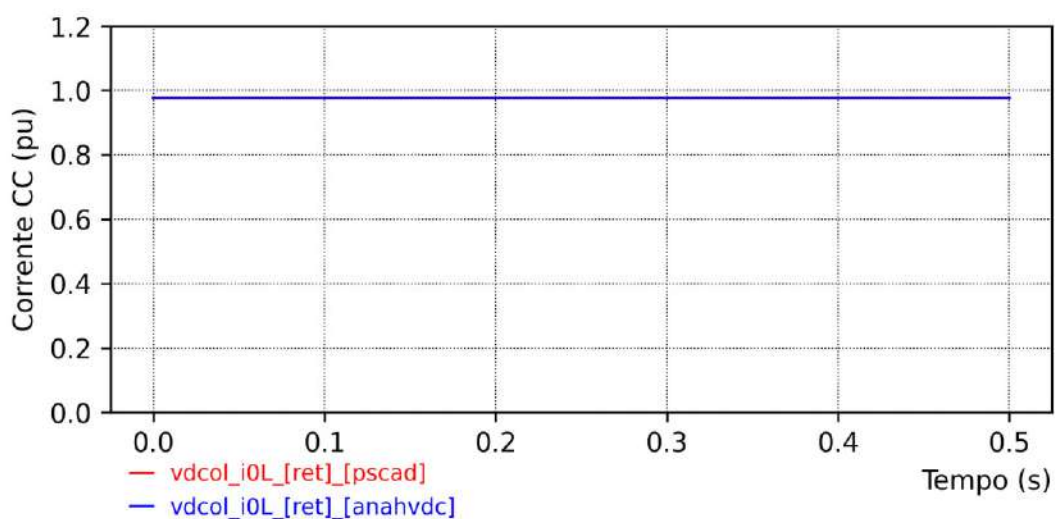
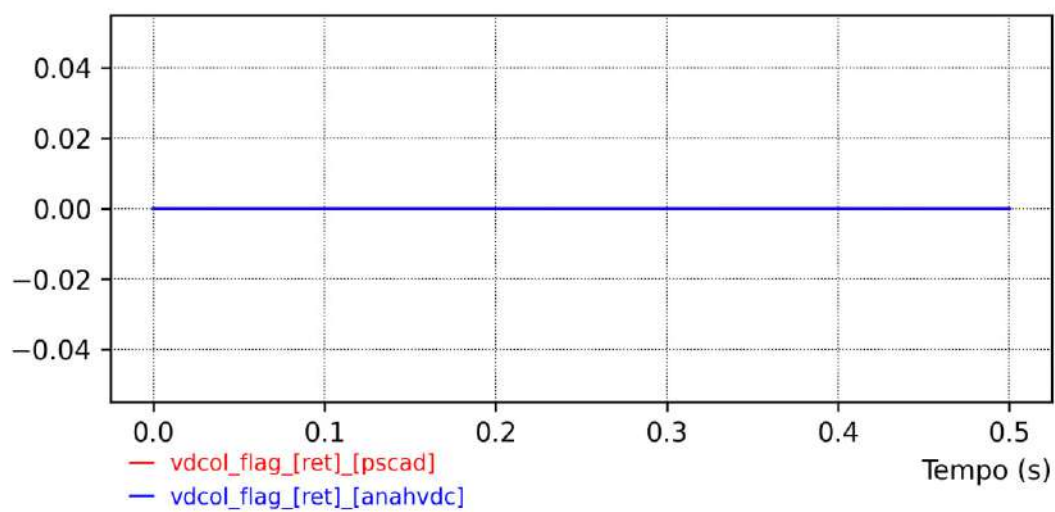


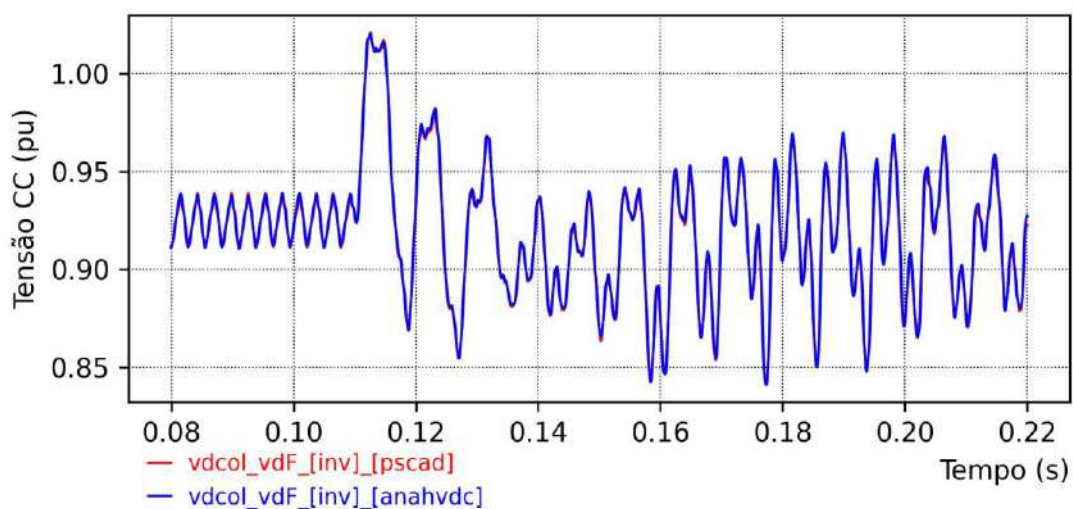
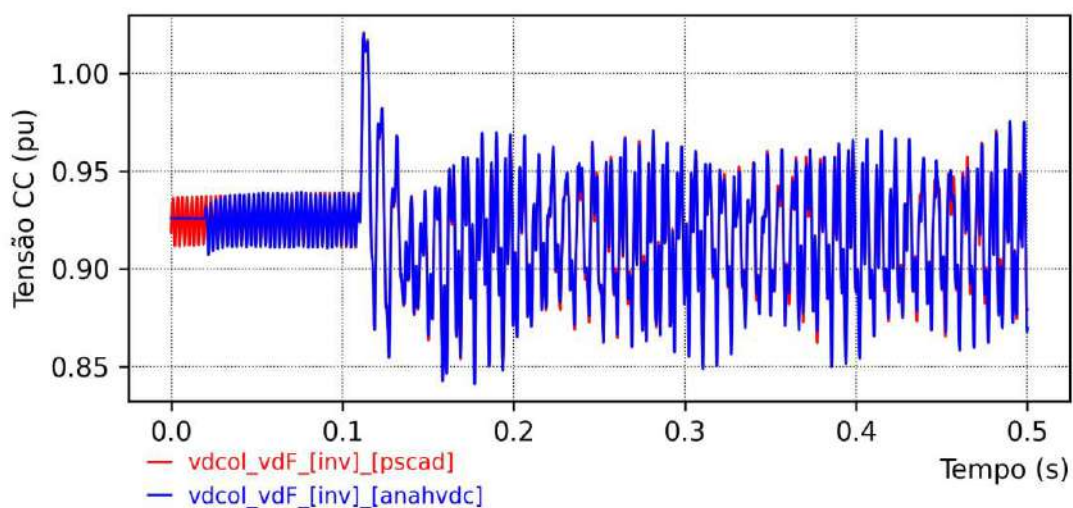
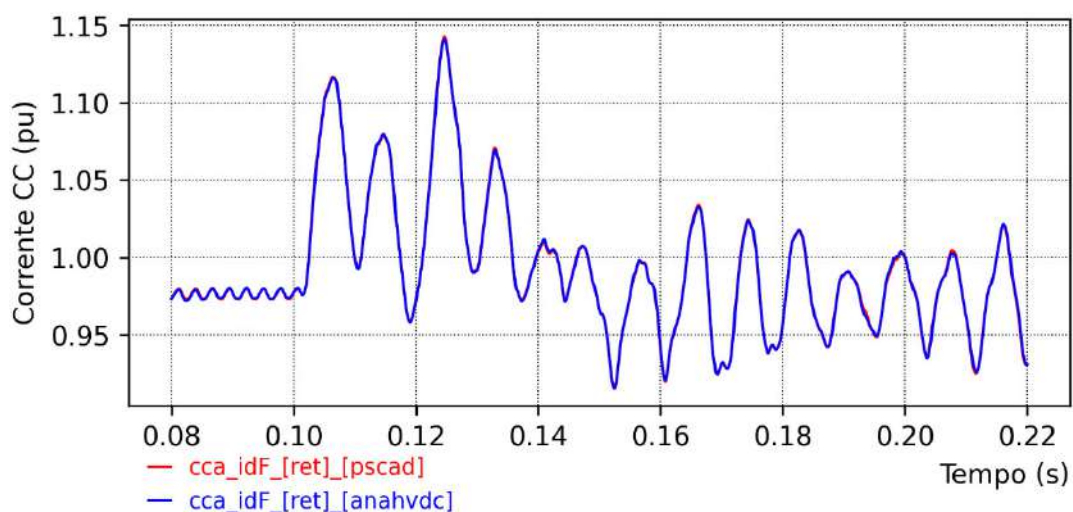


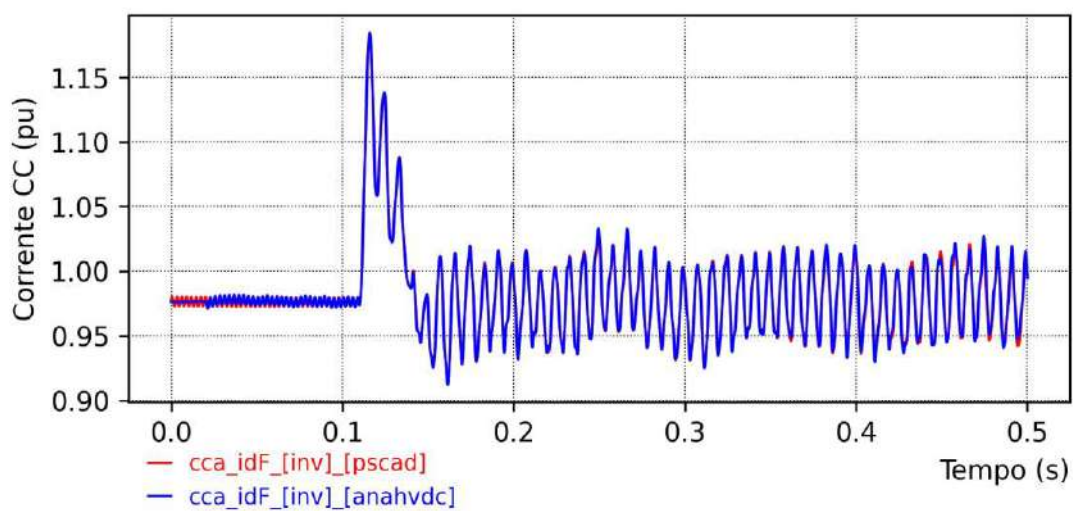
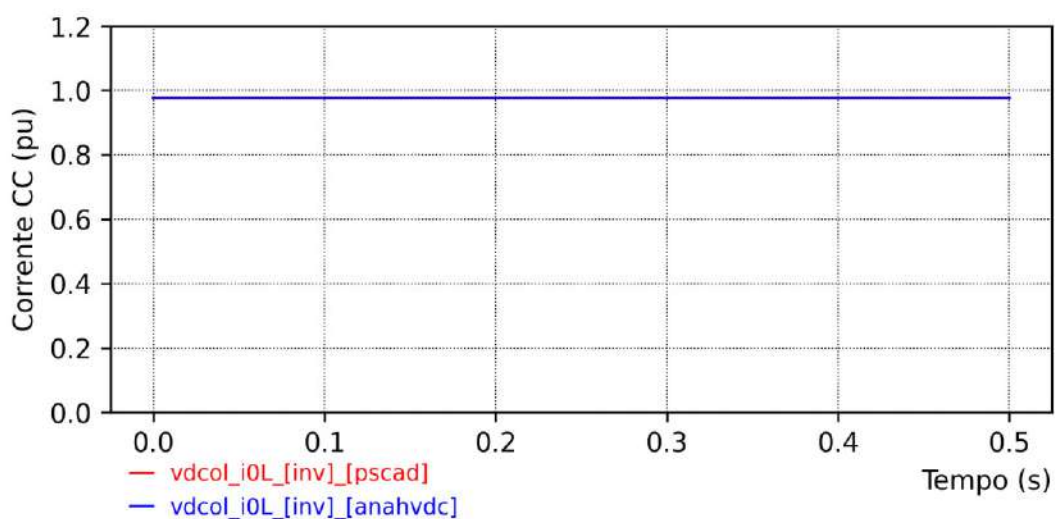
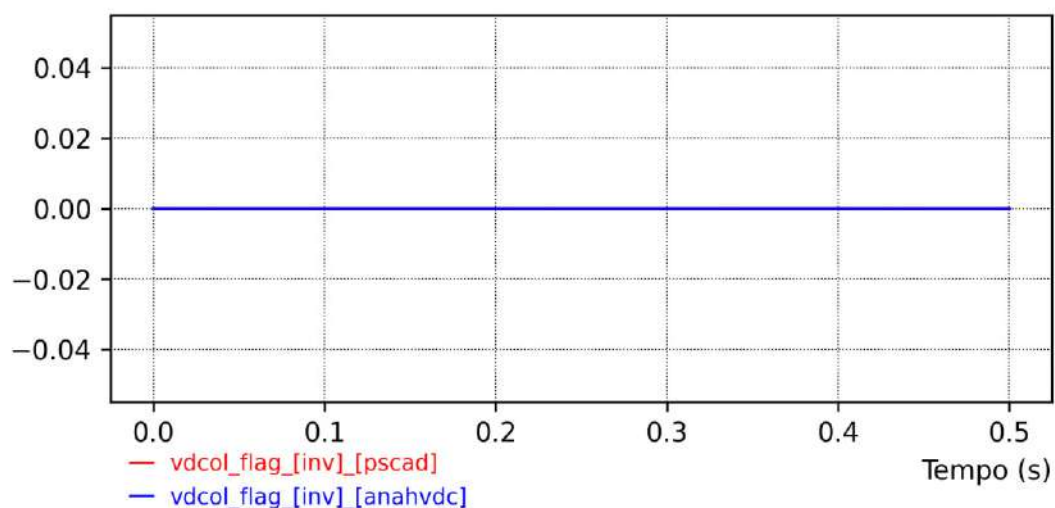


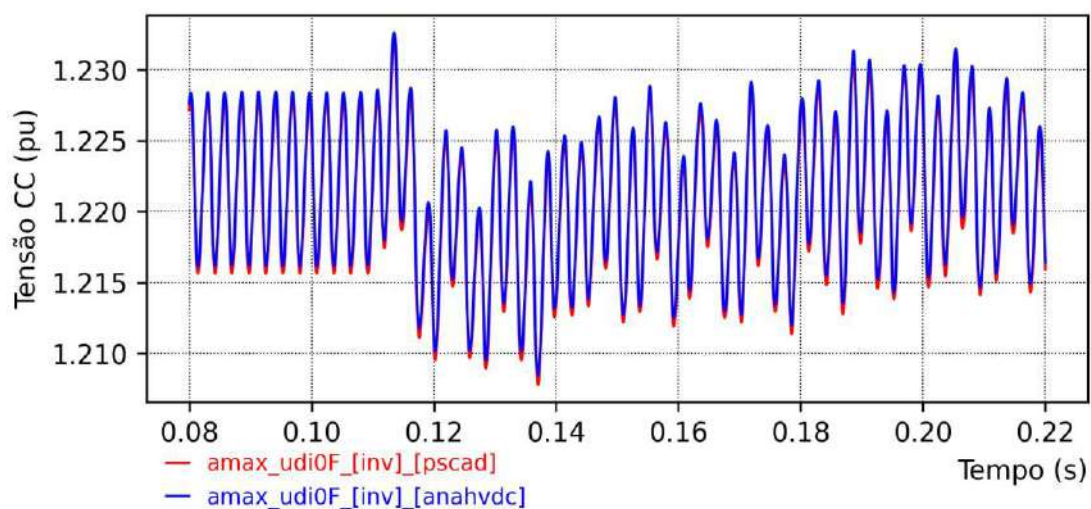
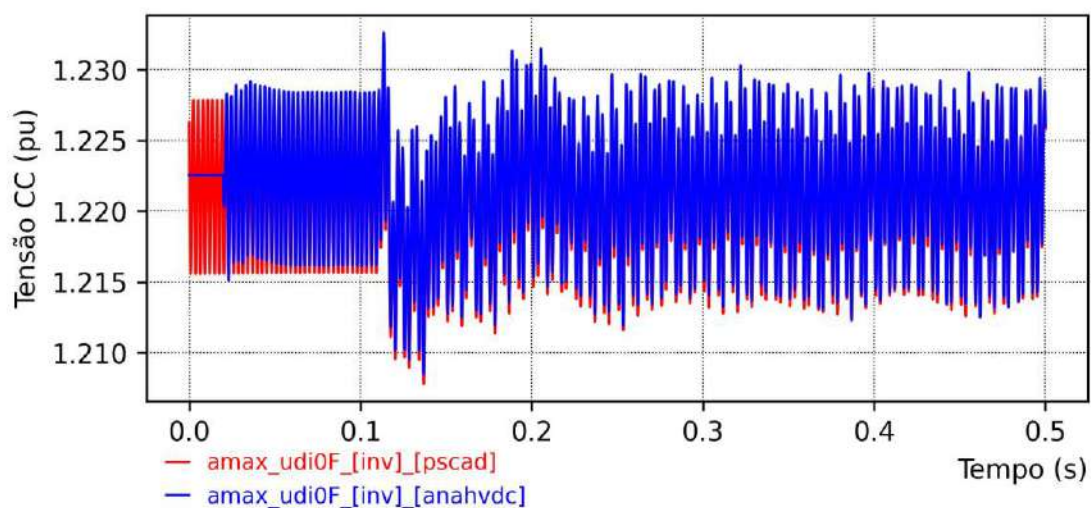
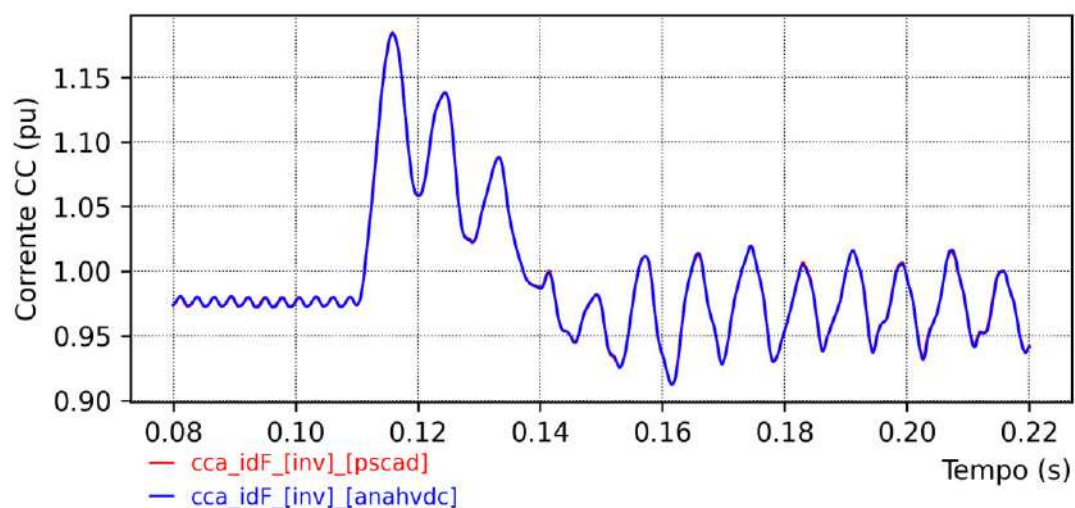




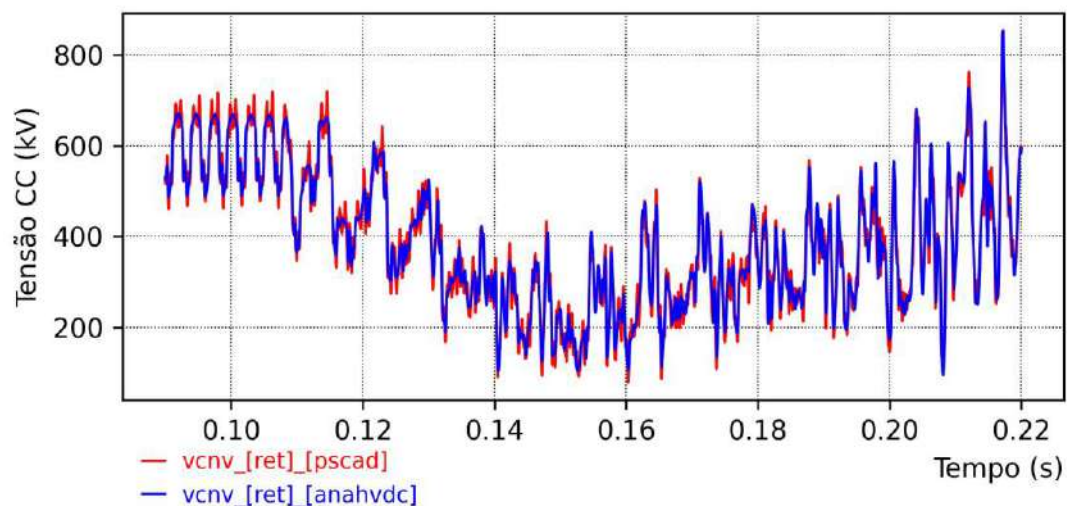
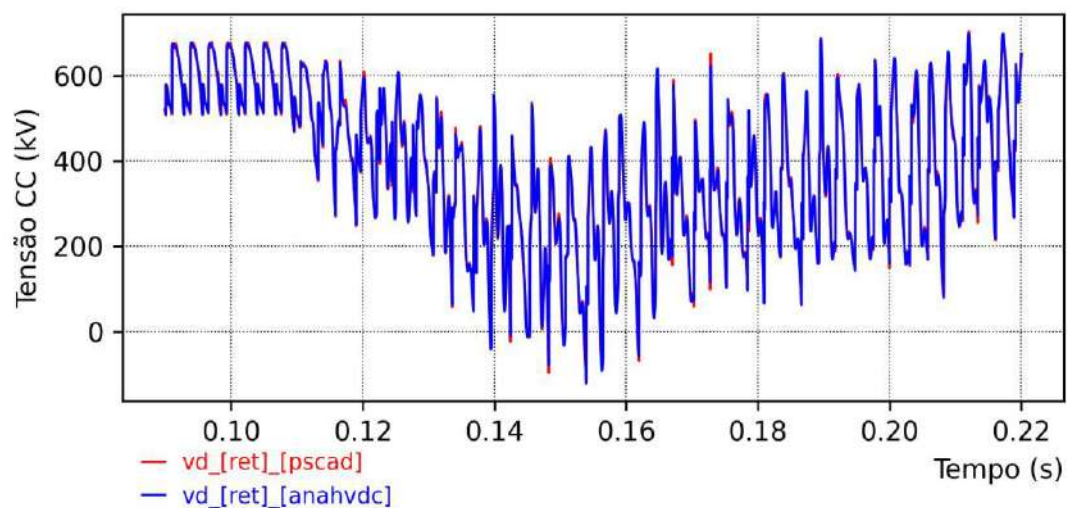
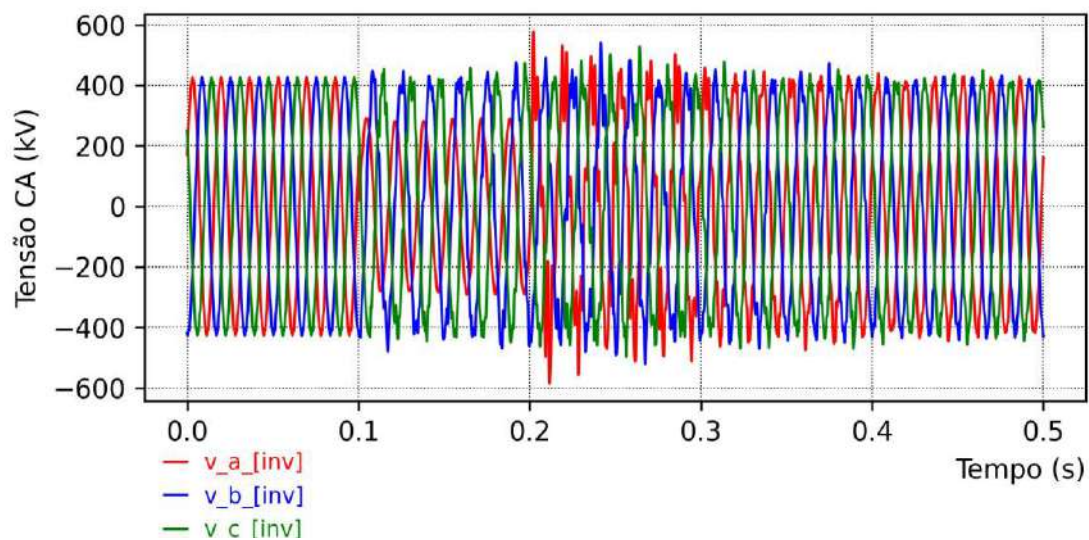


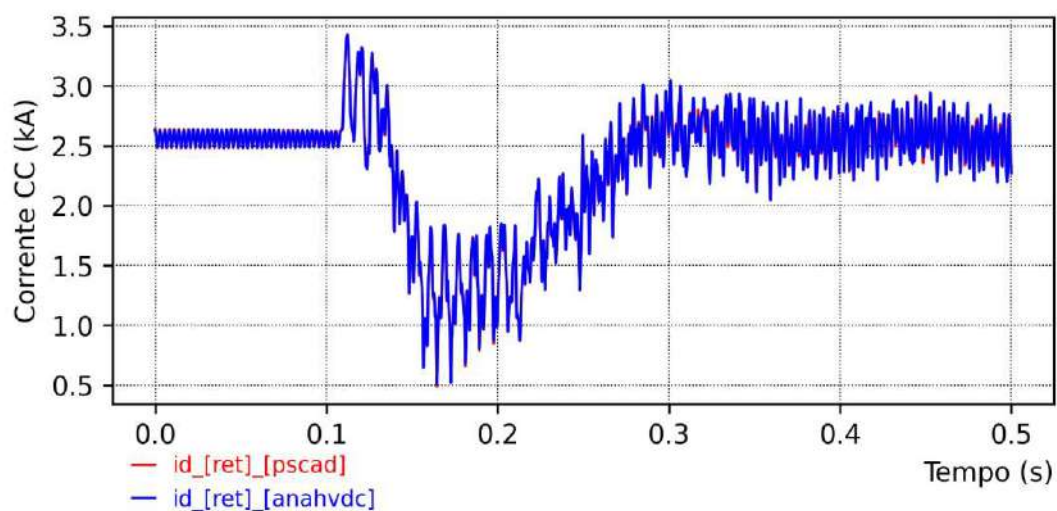
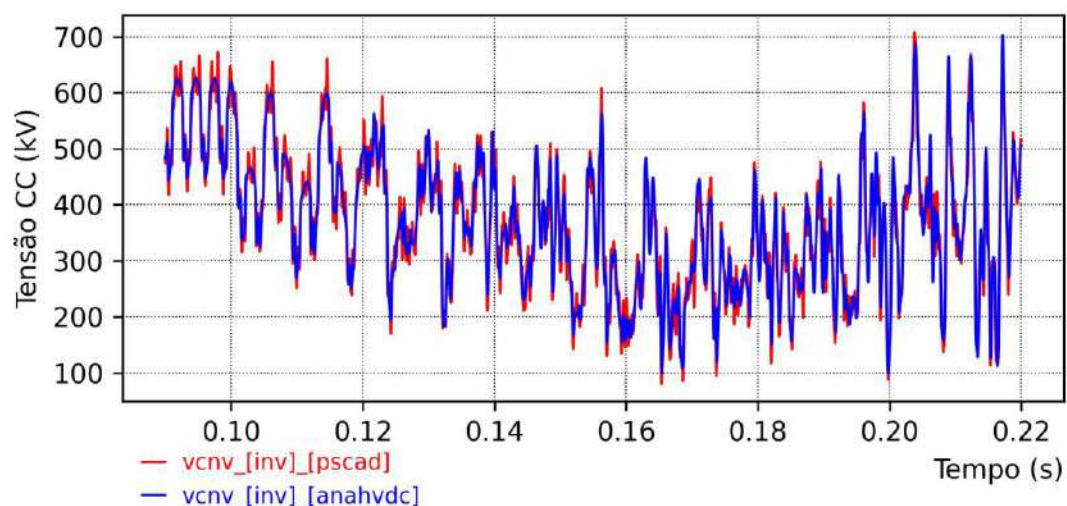
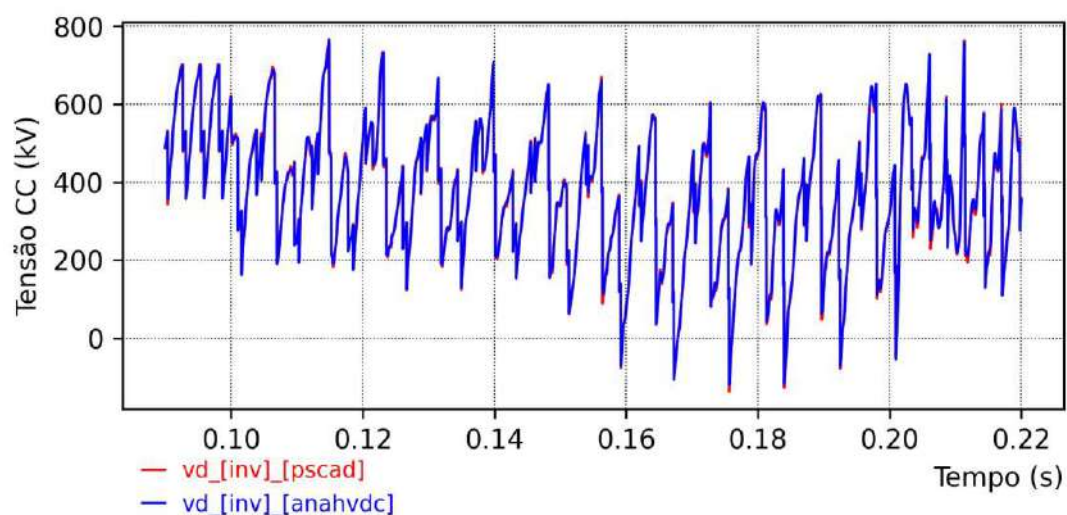


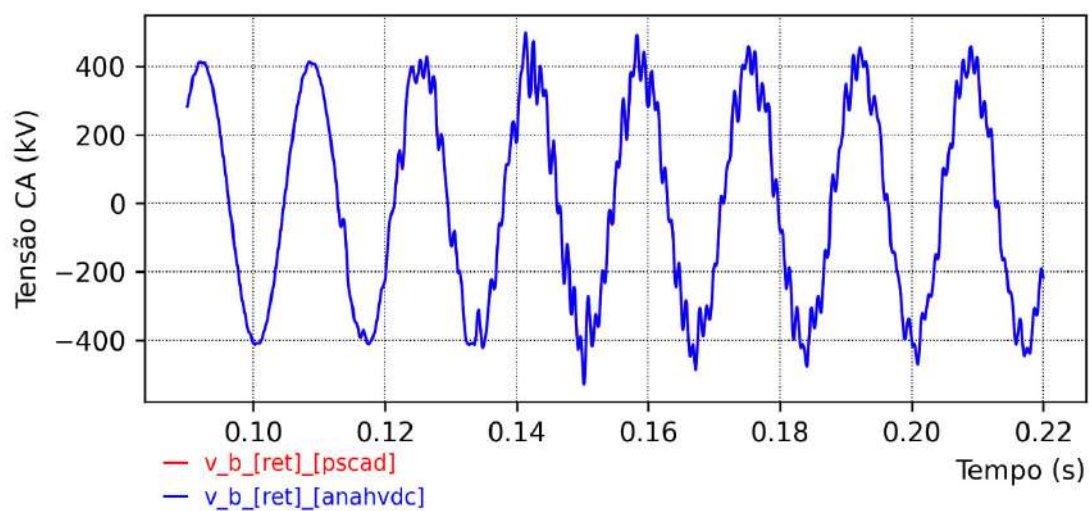
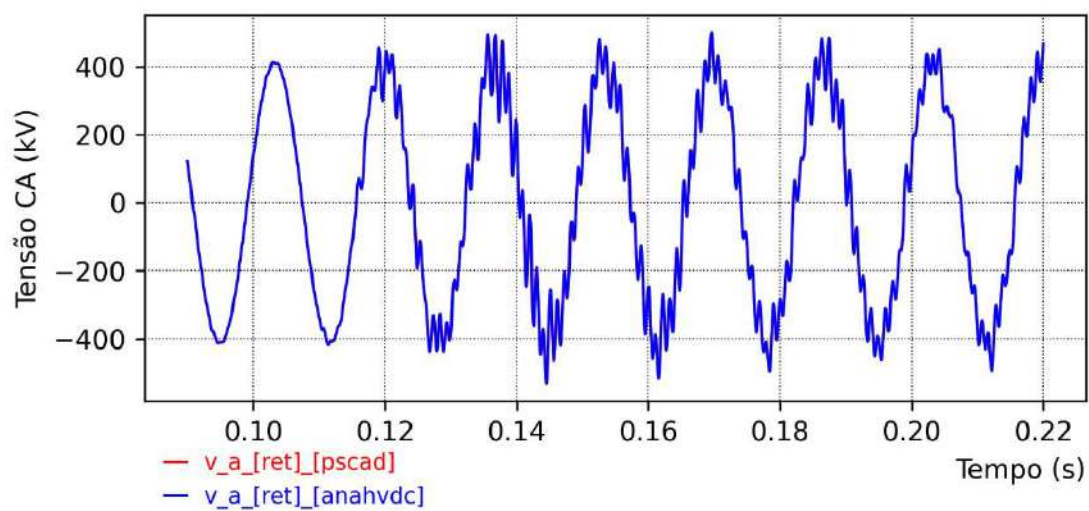
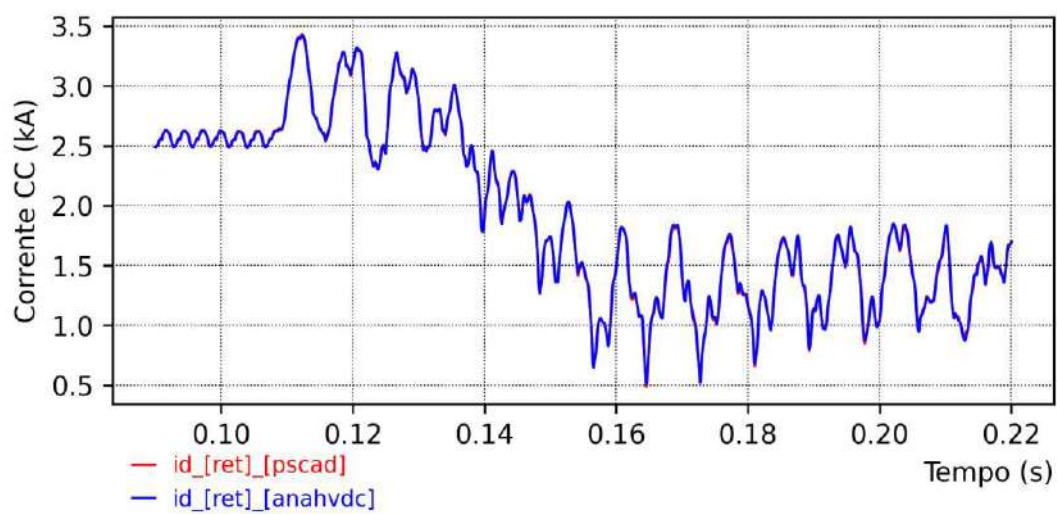


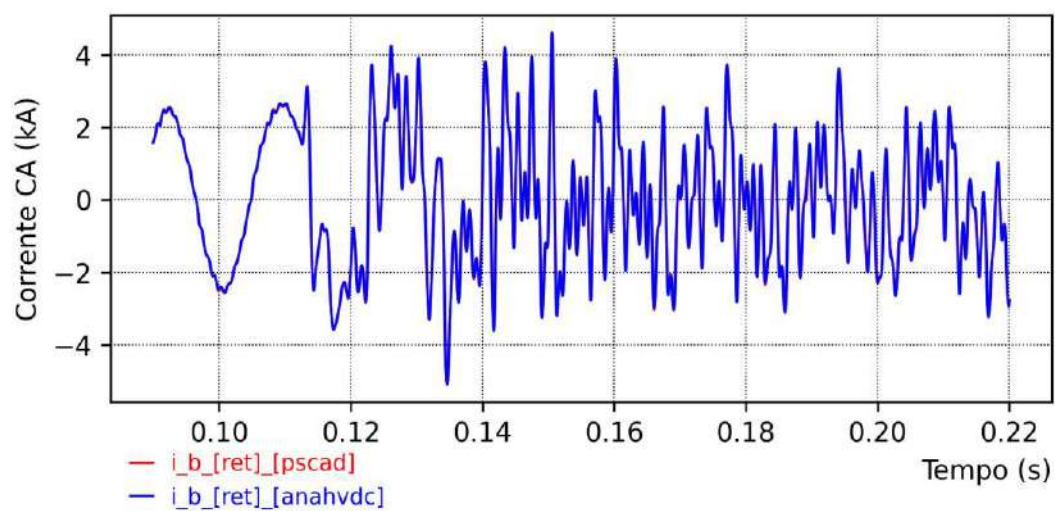
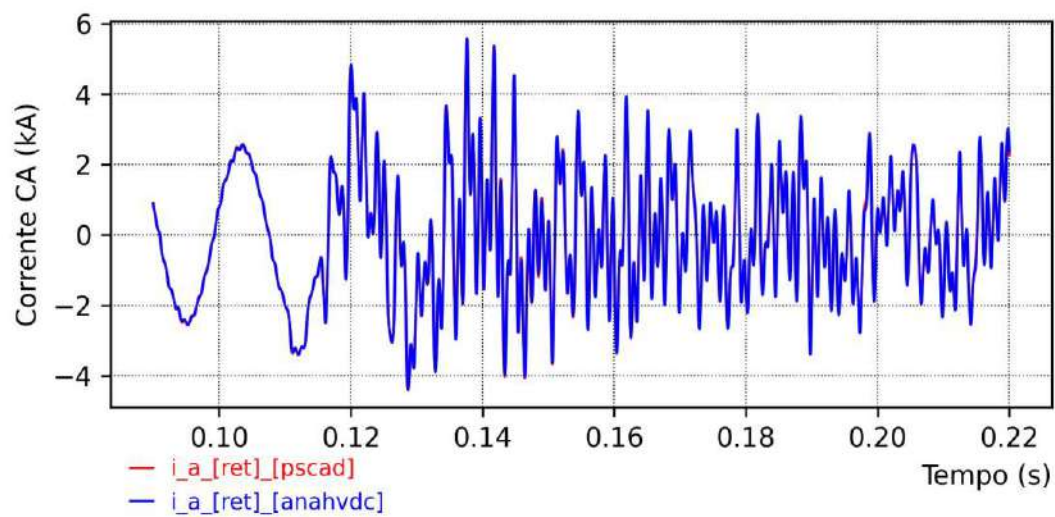
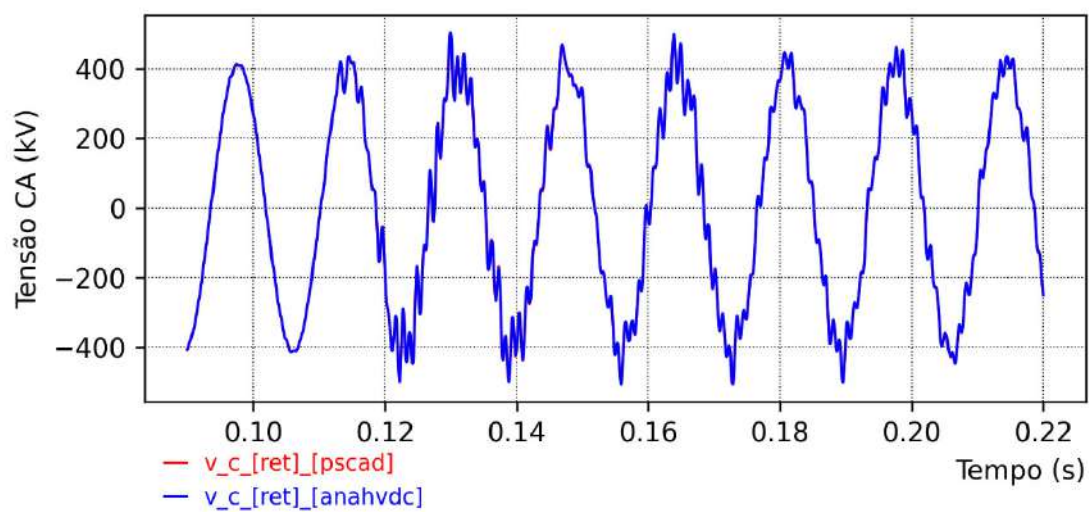


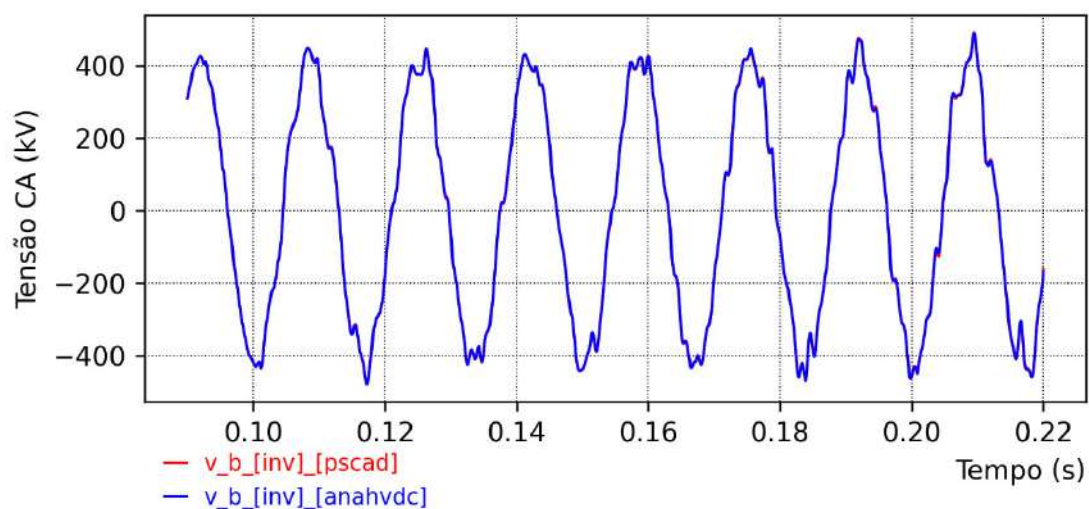
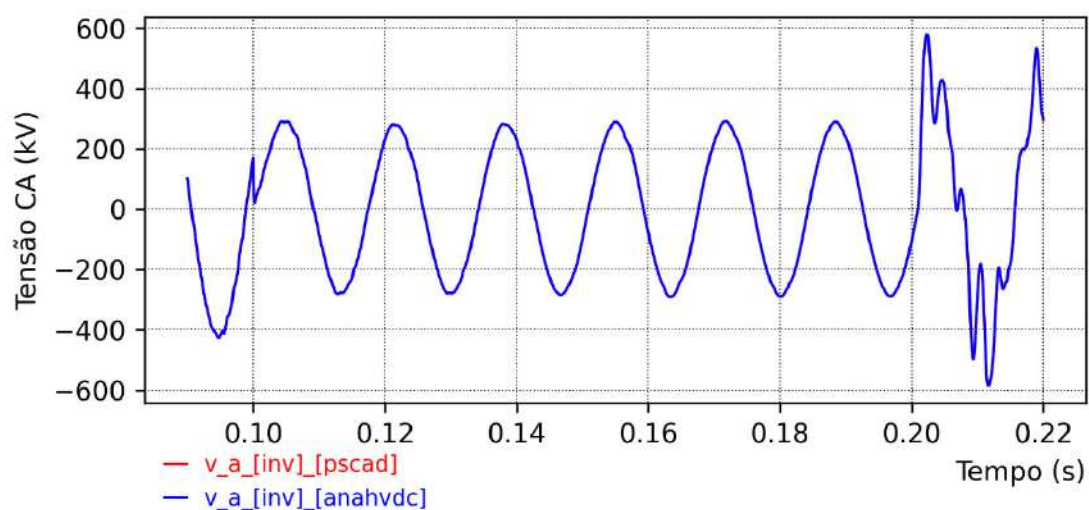
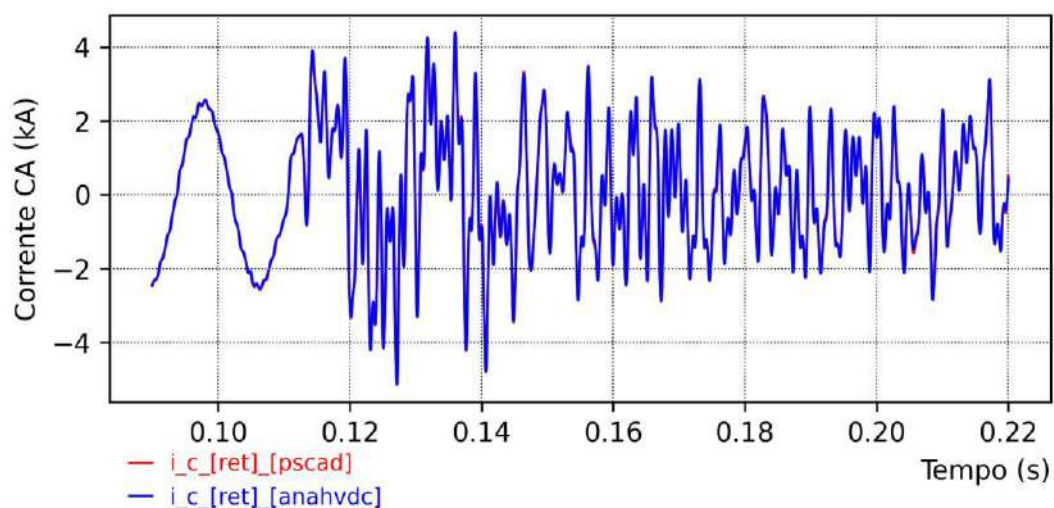
2.3. Curto-circuito do lado do inversor – Resistência de 10 ohms

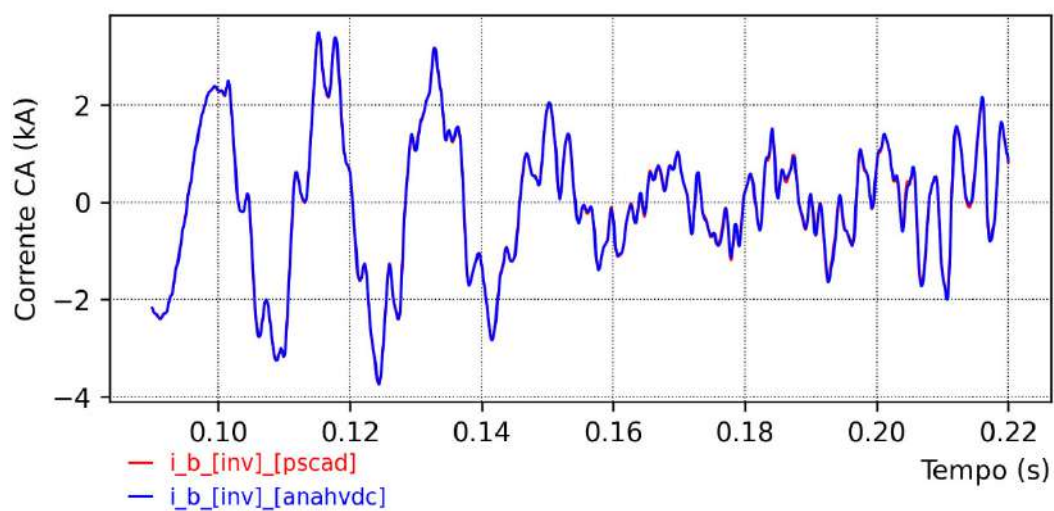
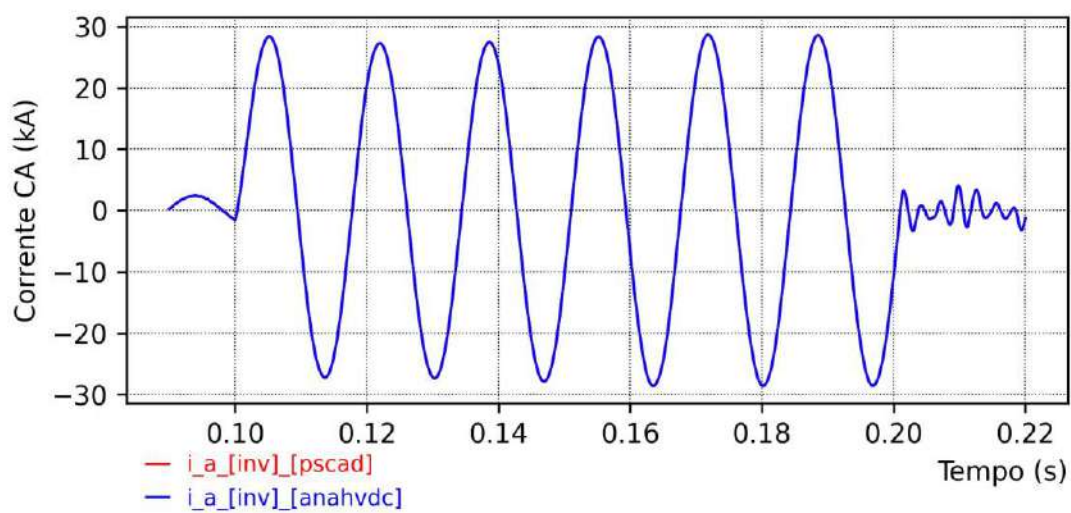
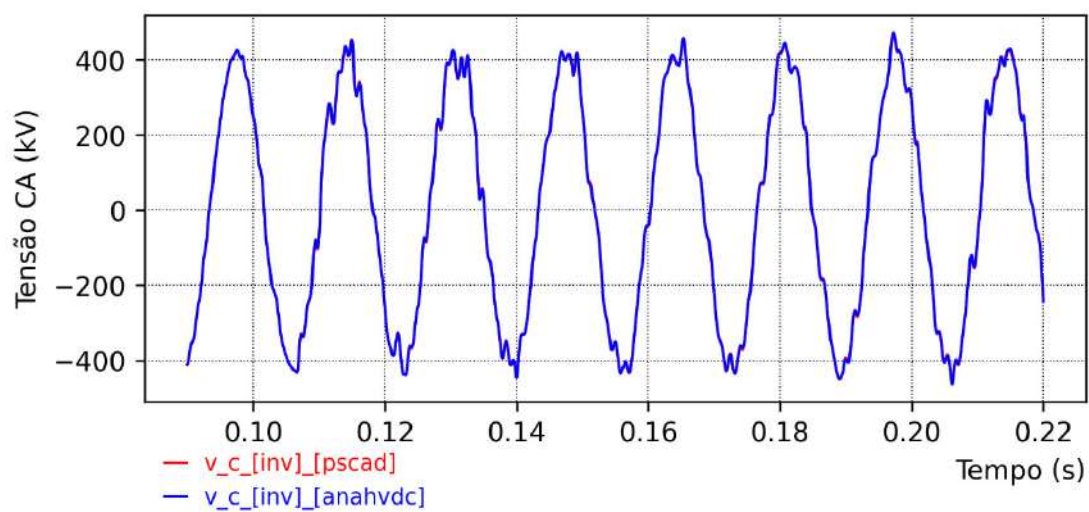


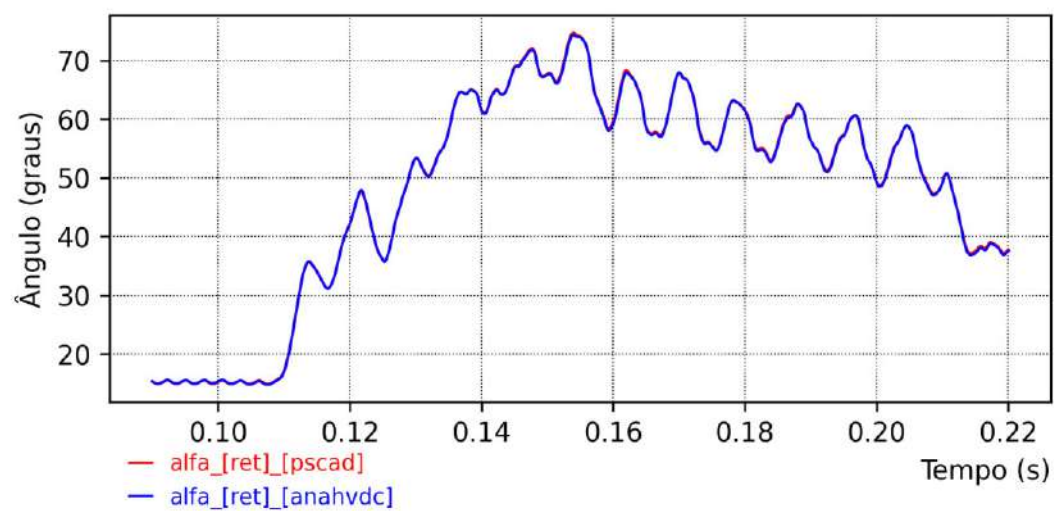
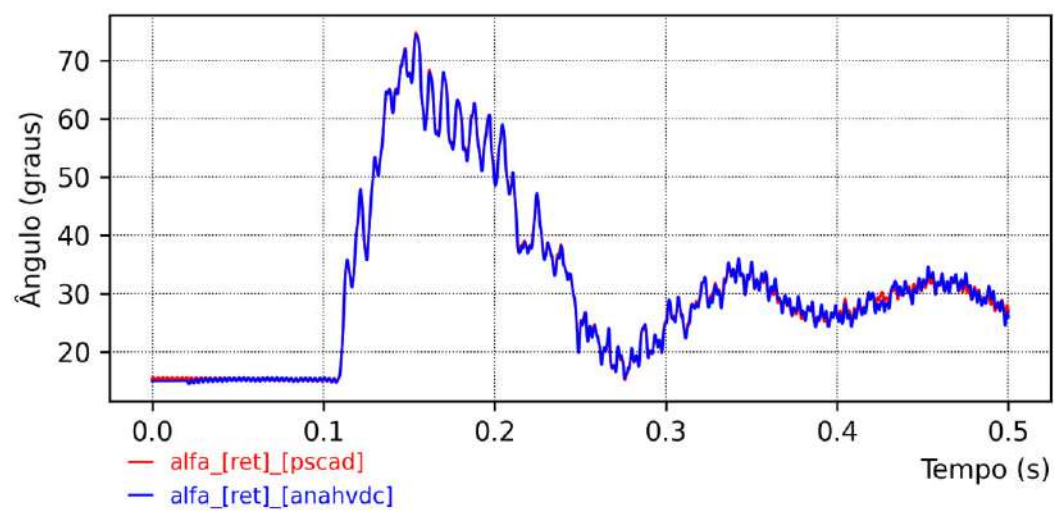
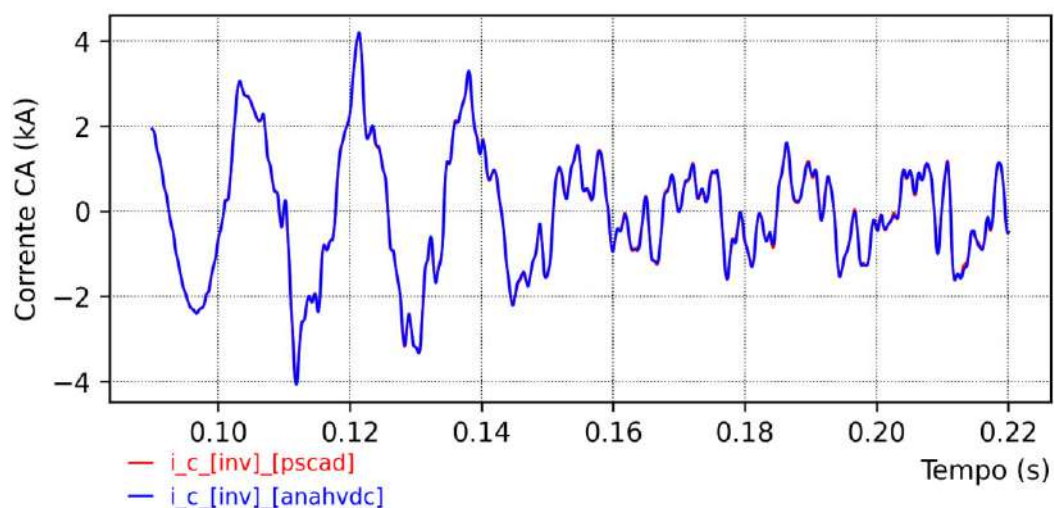


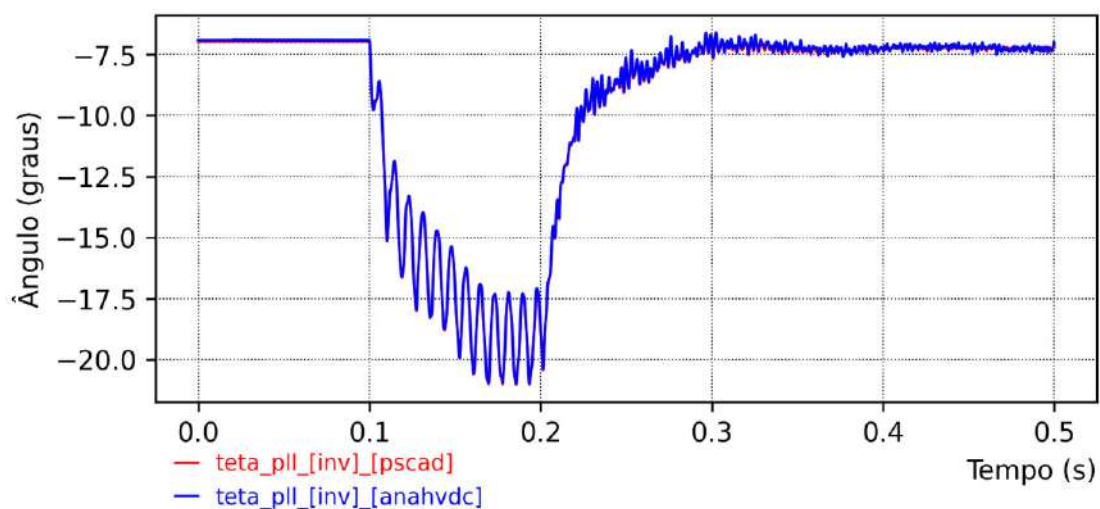
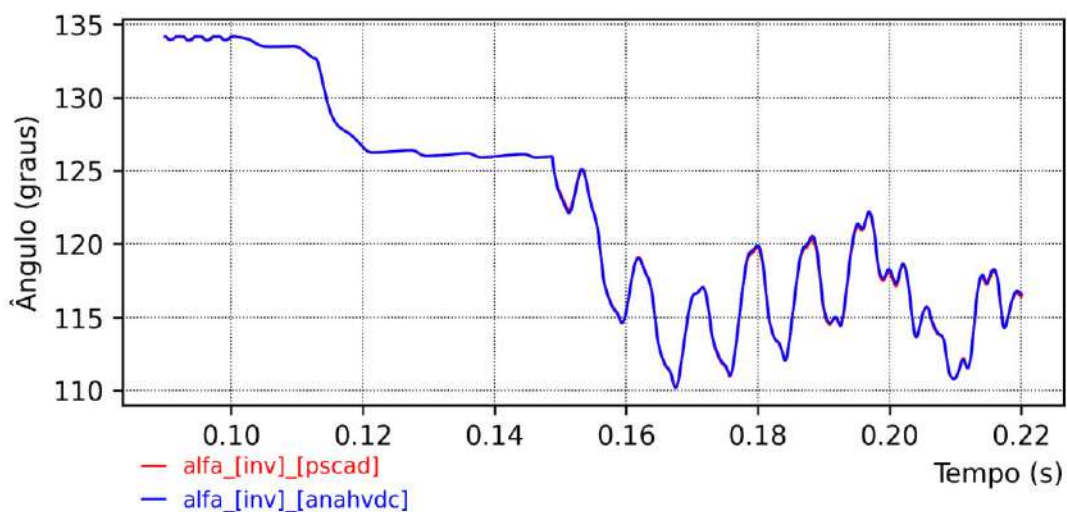
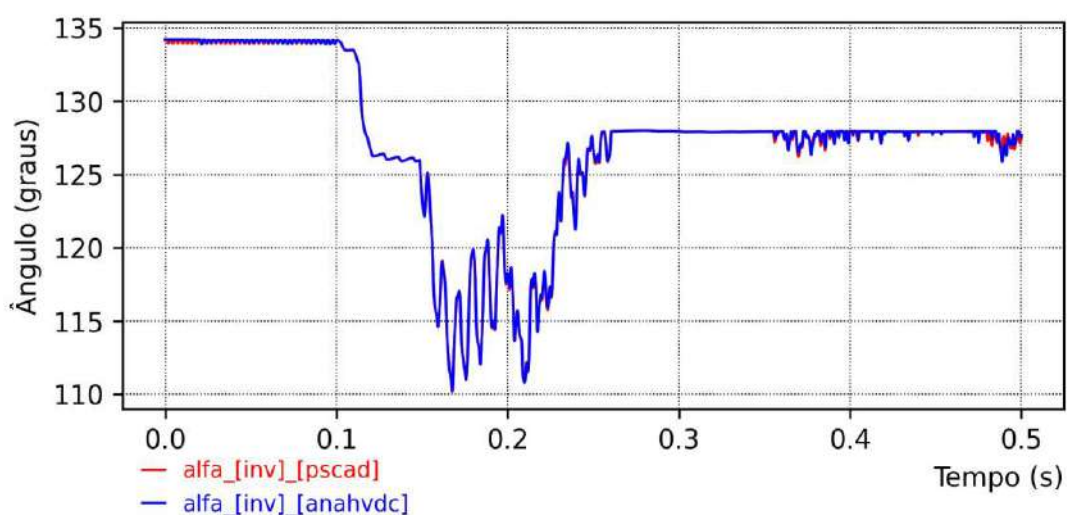


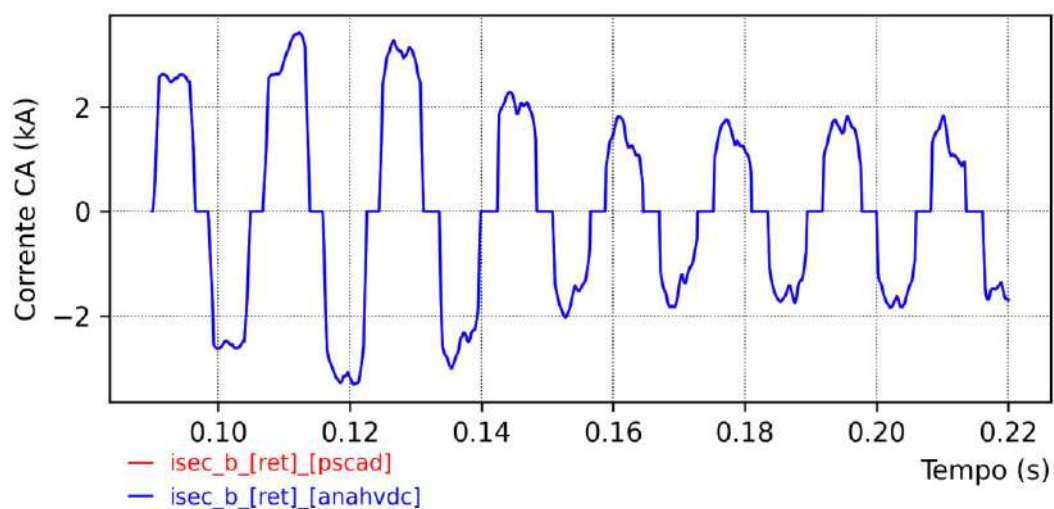
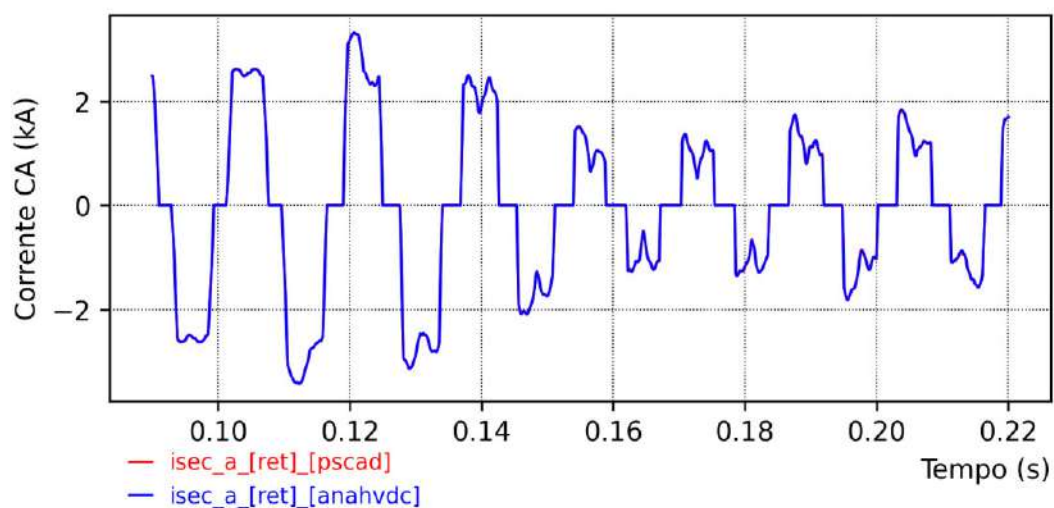
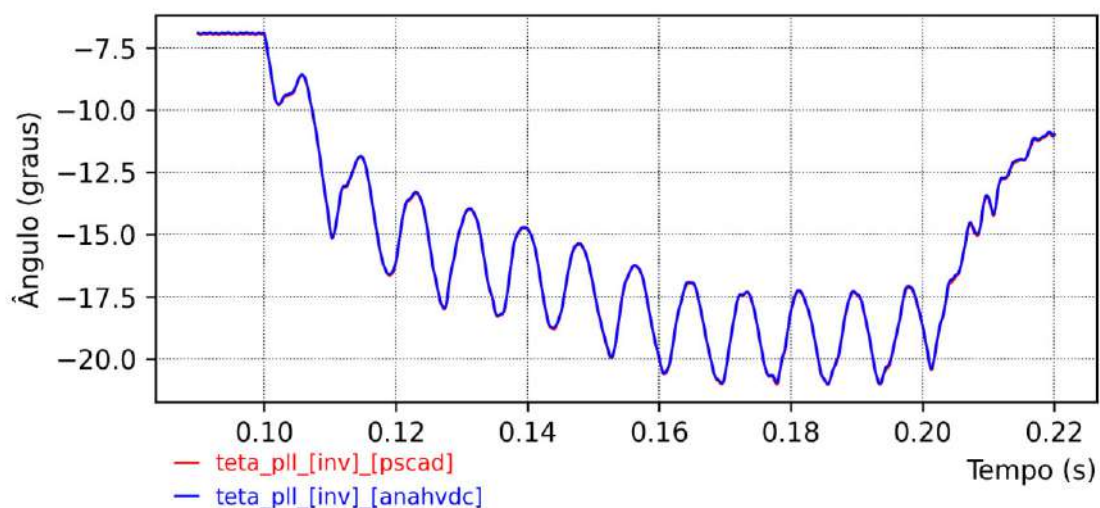


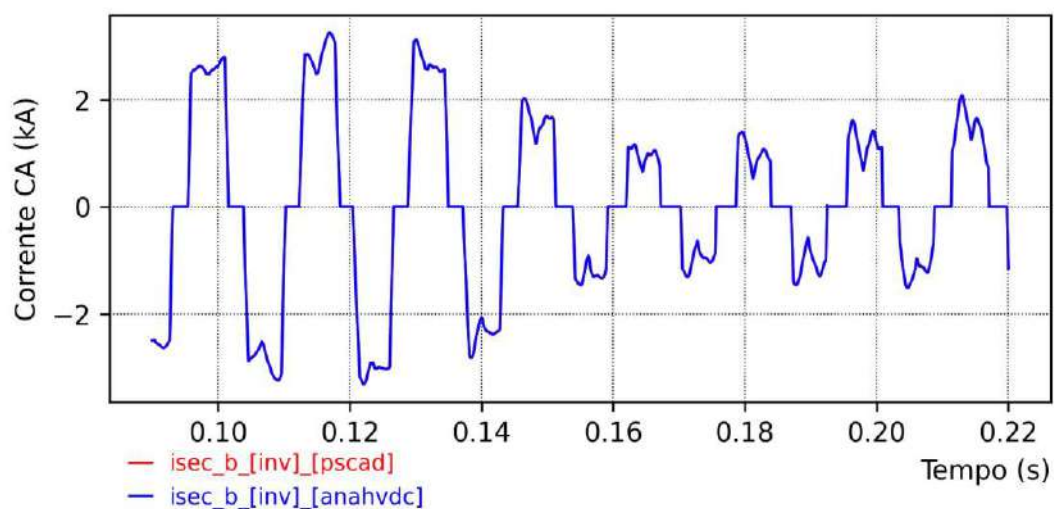
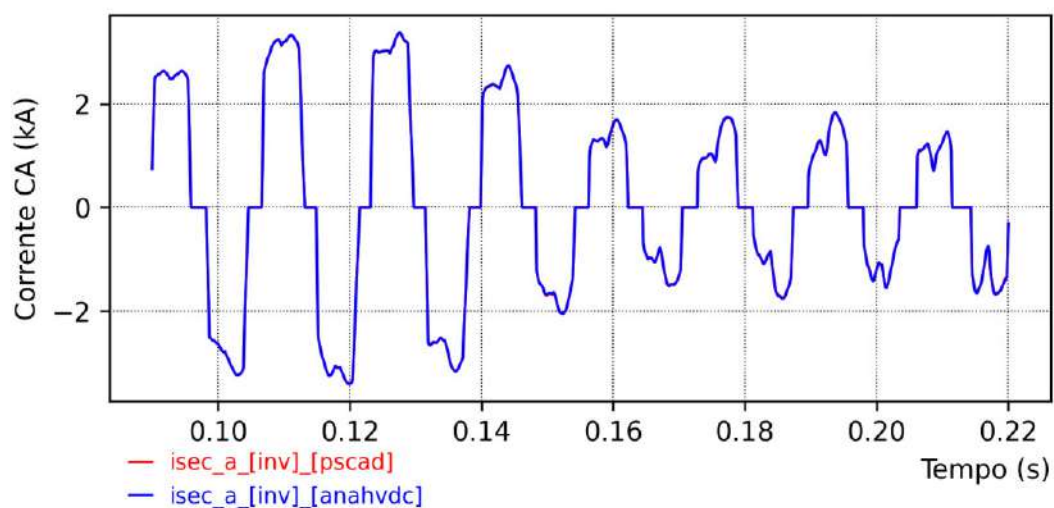
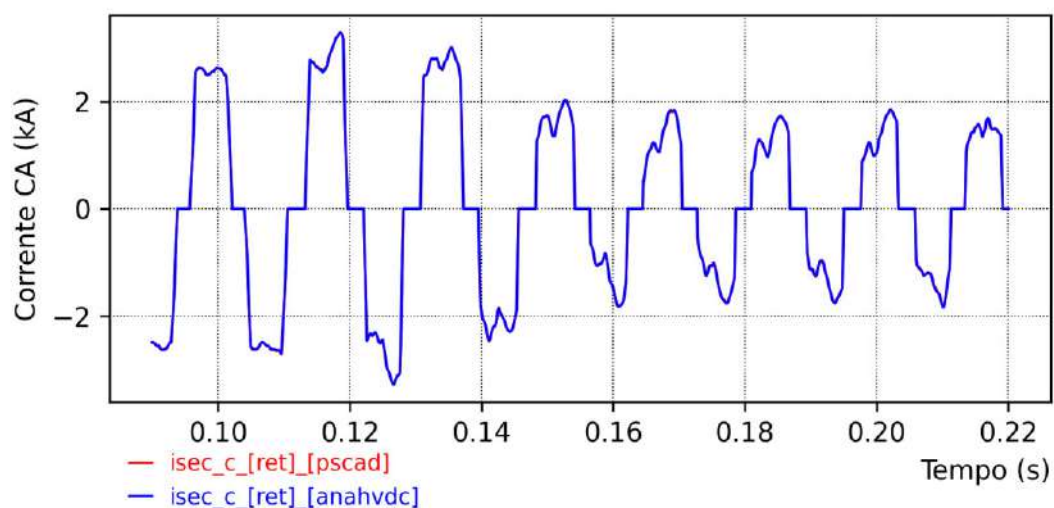


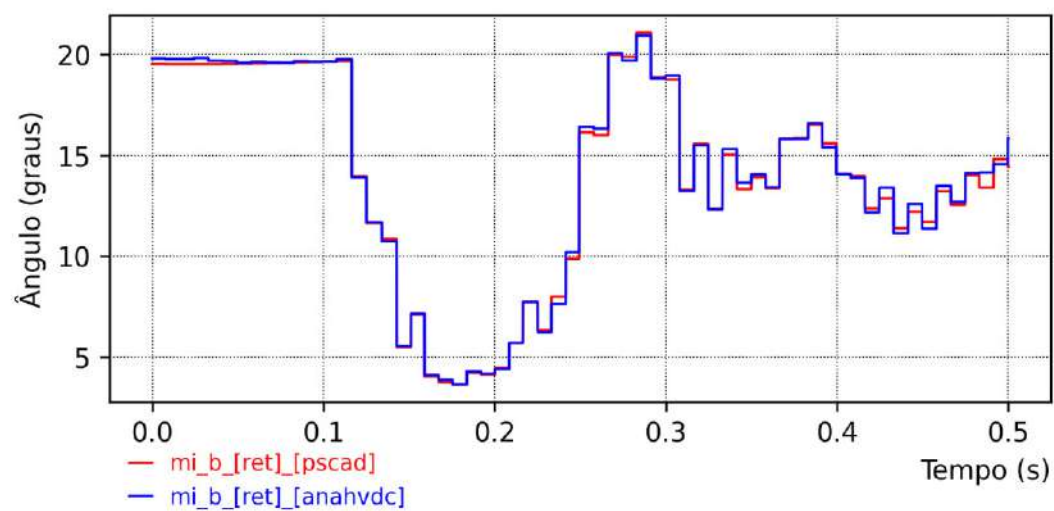
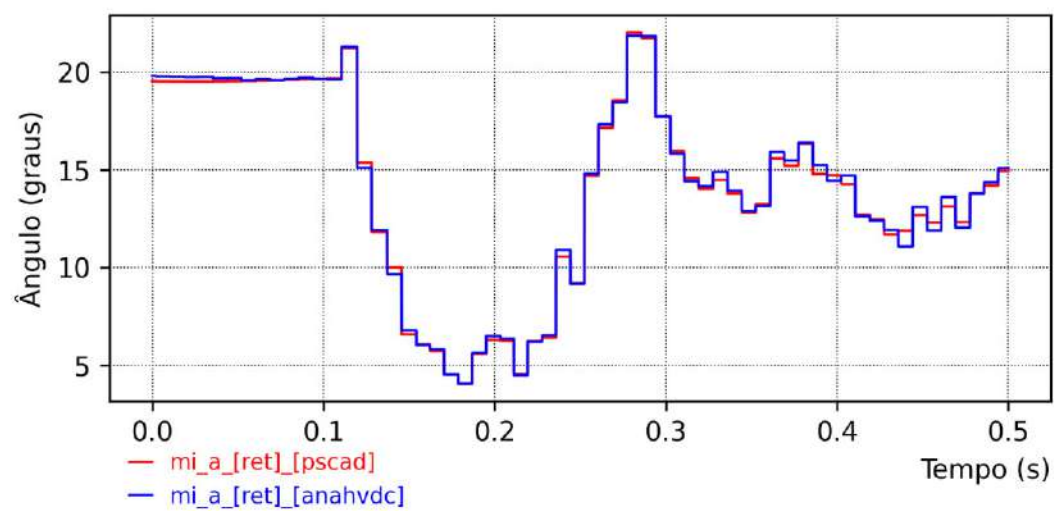
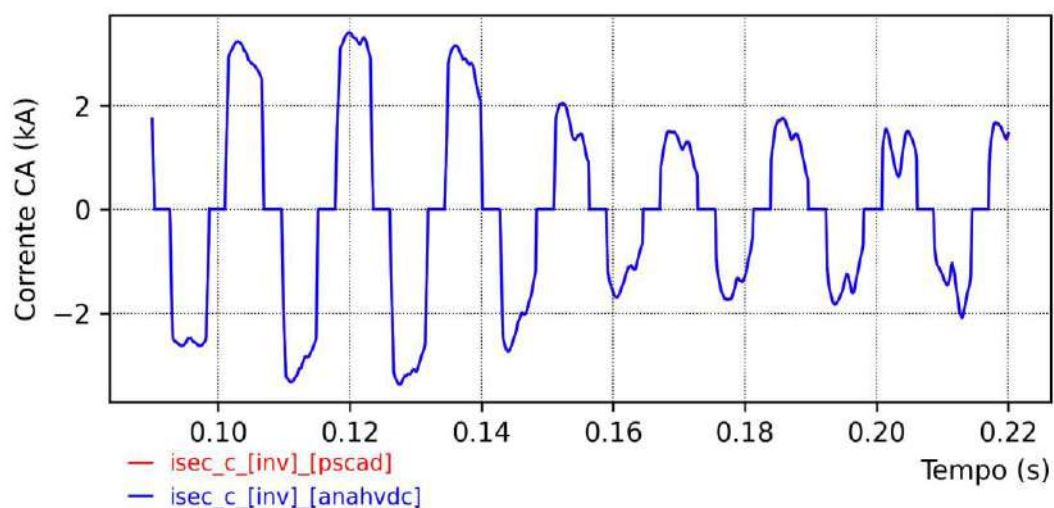


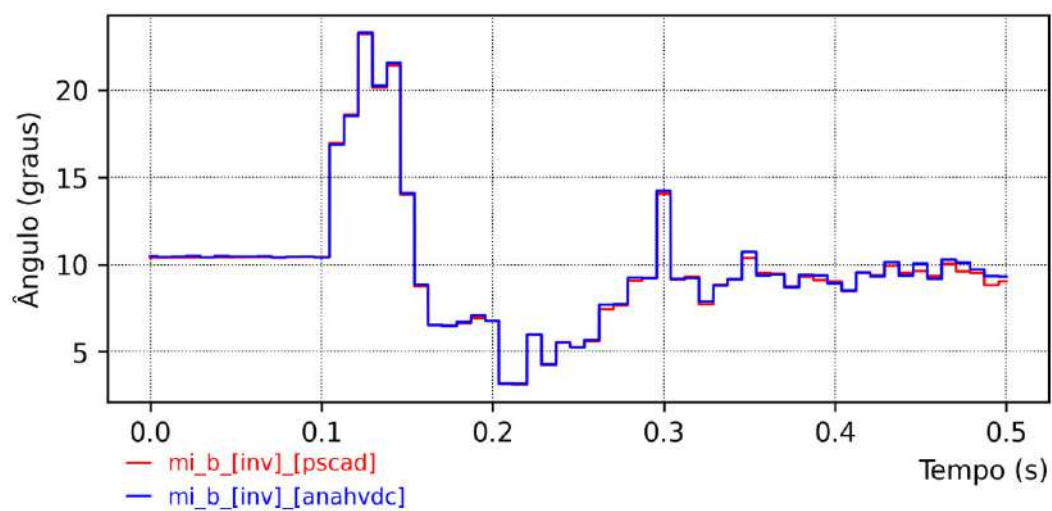
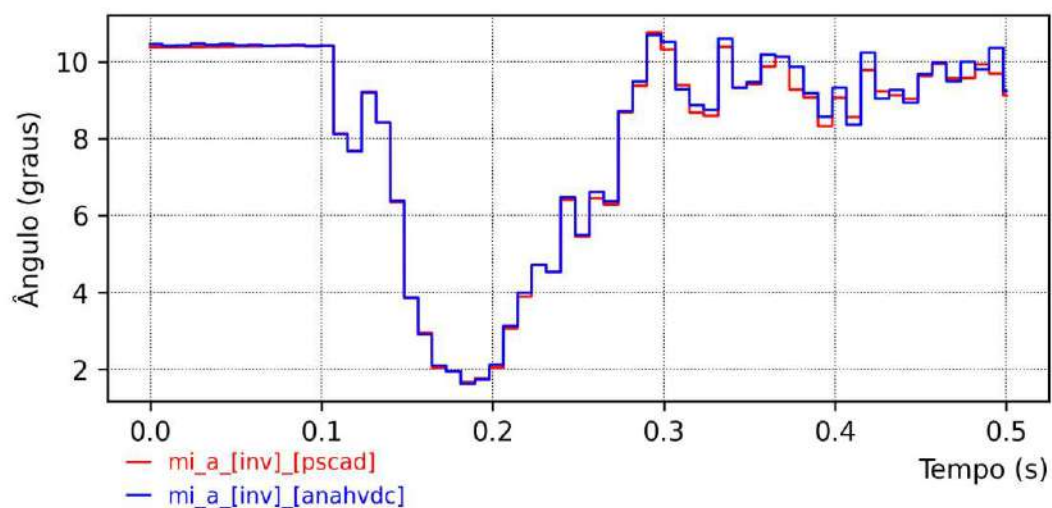
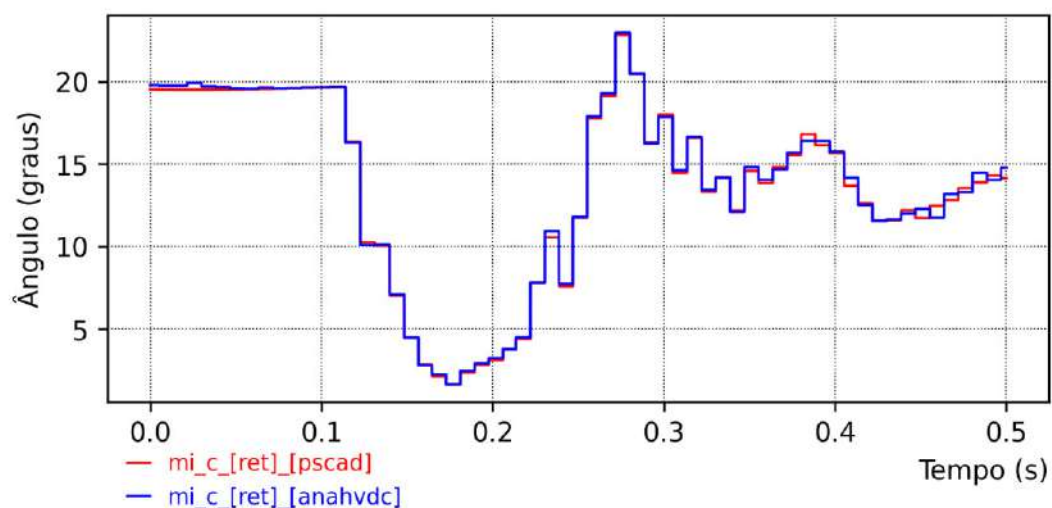


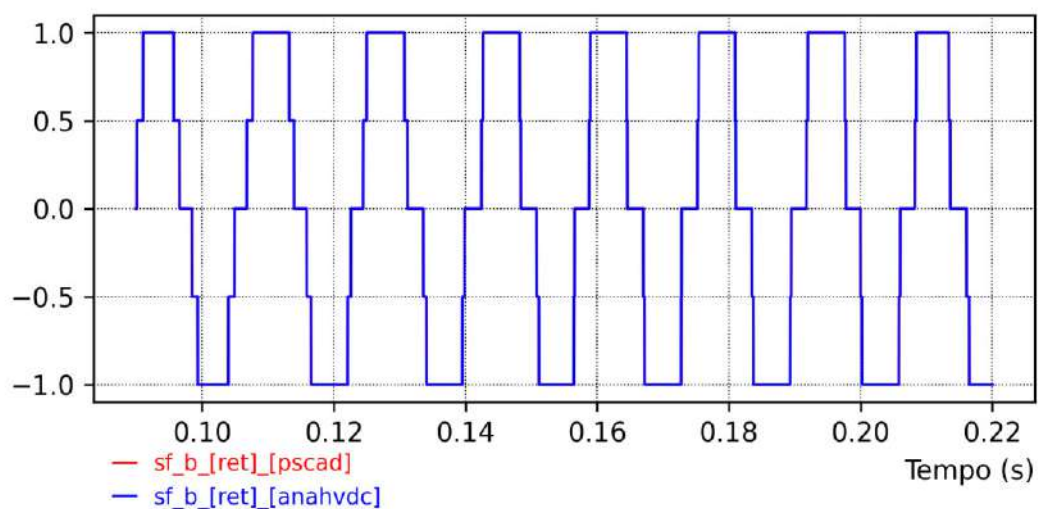
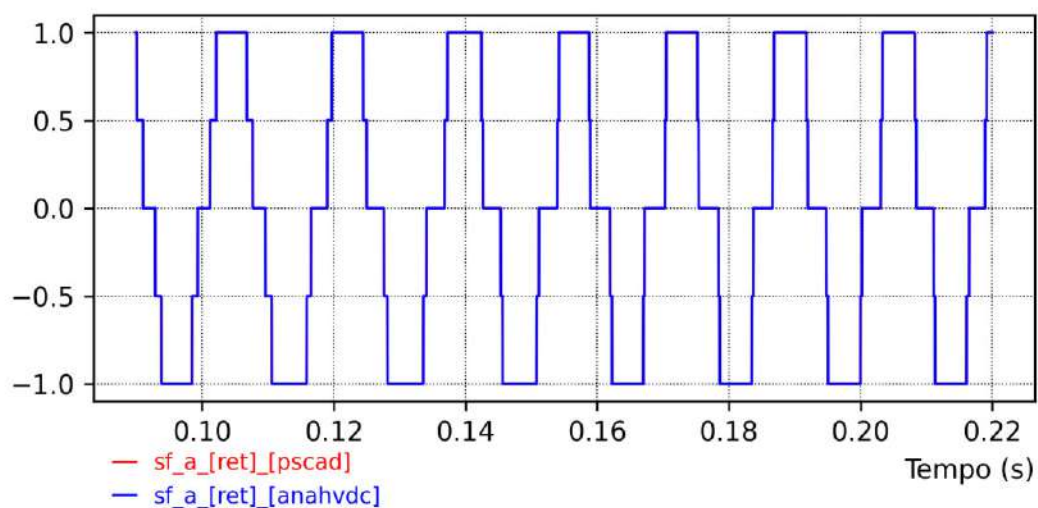
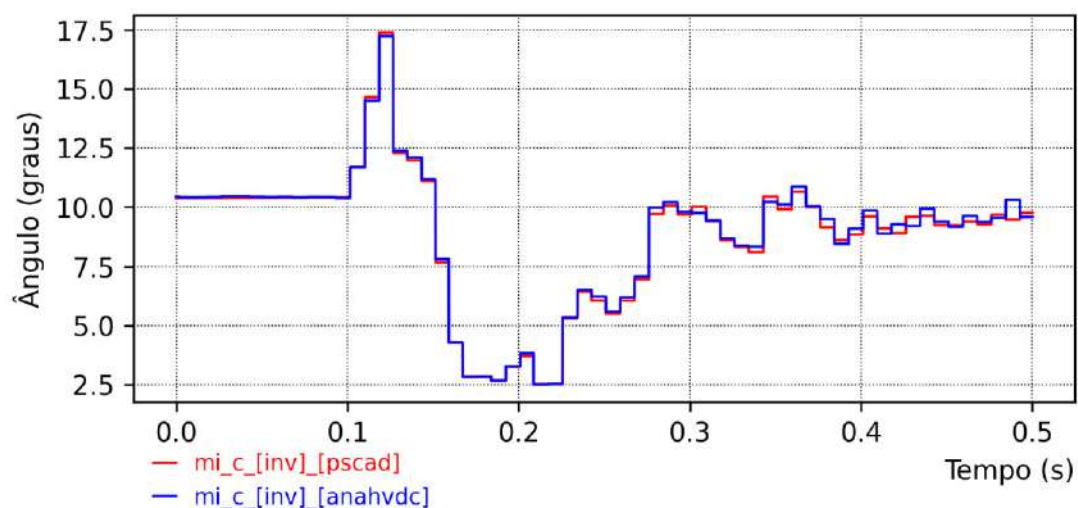


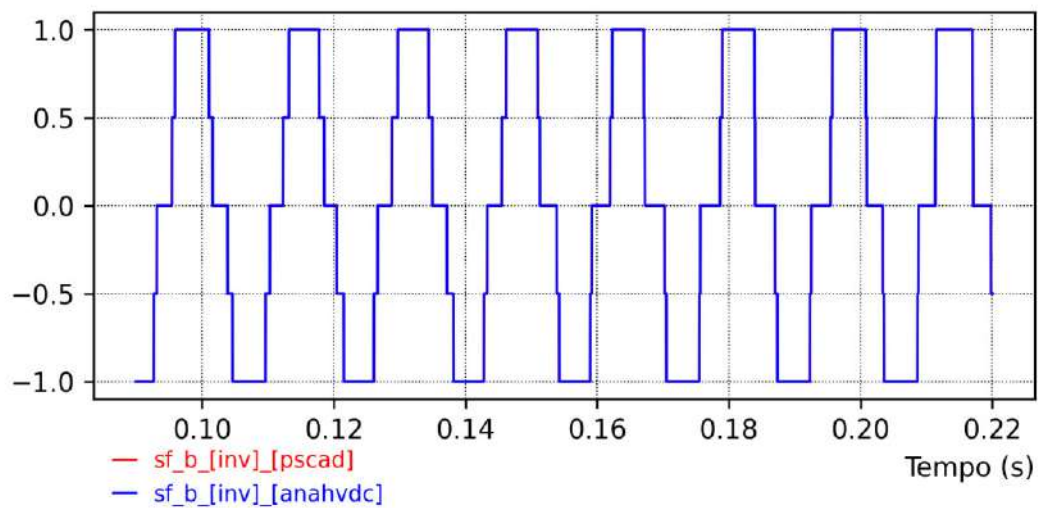
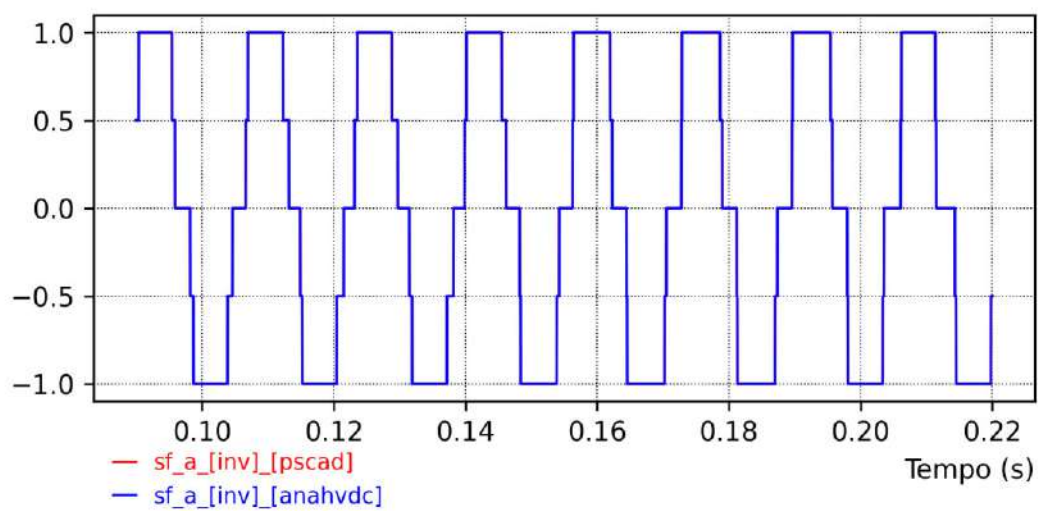
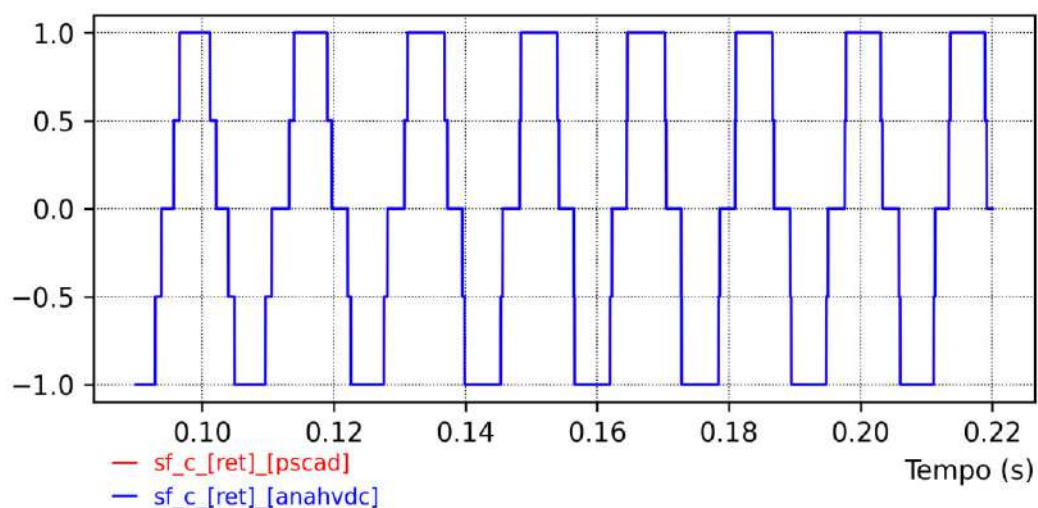


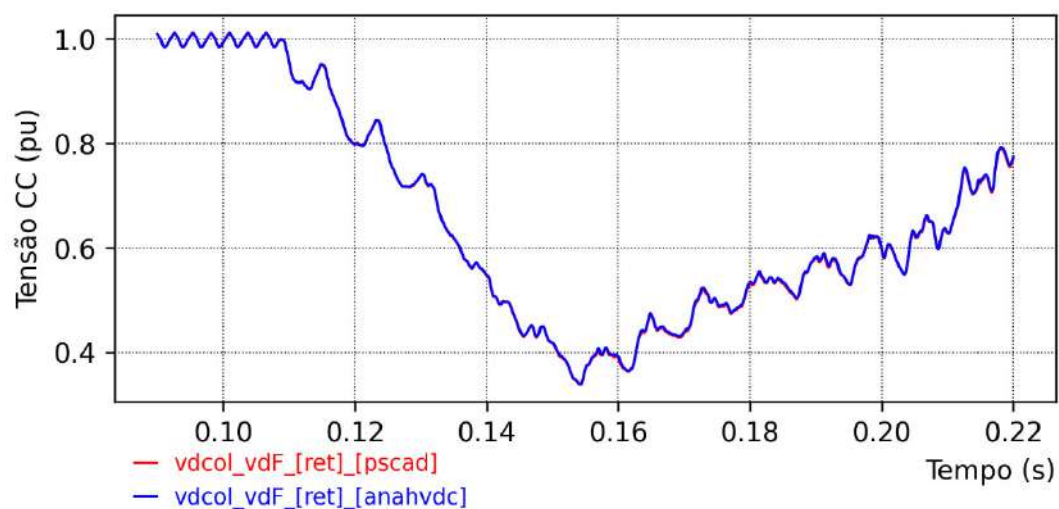
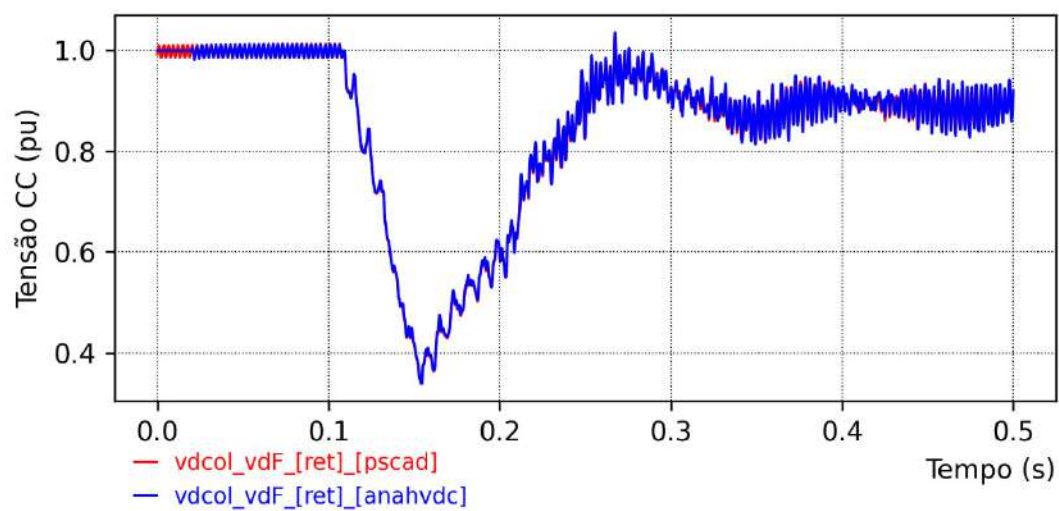
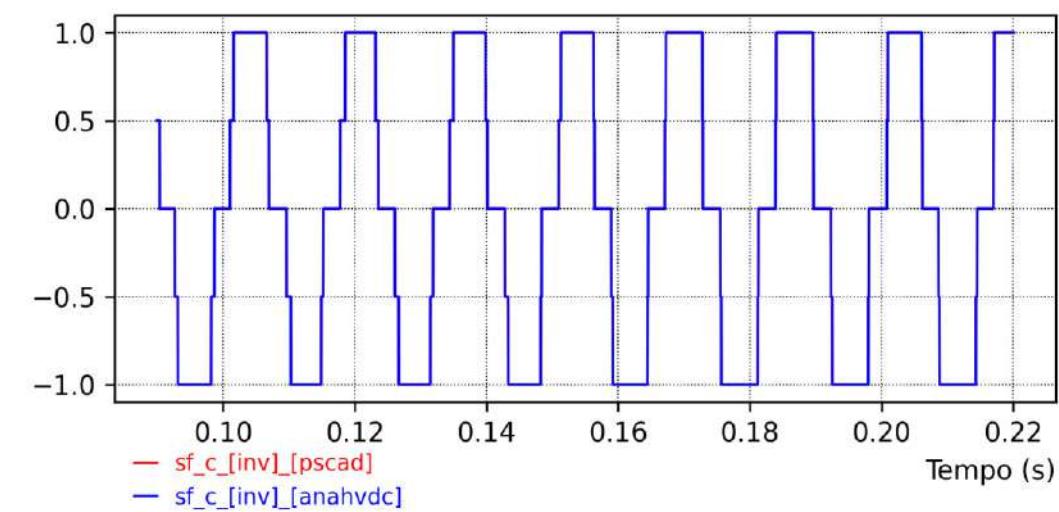


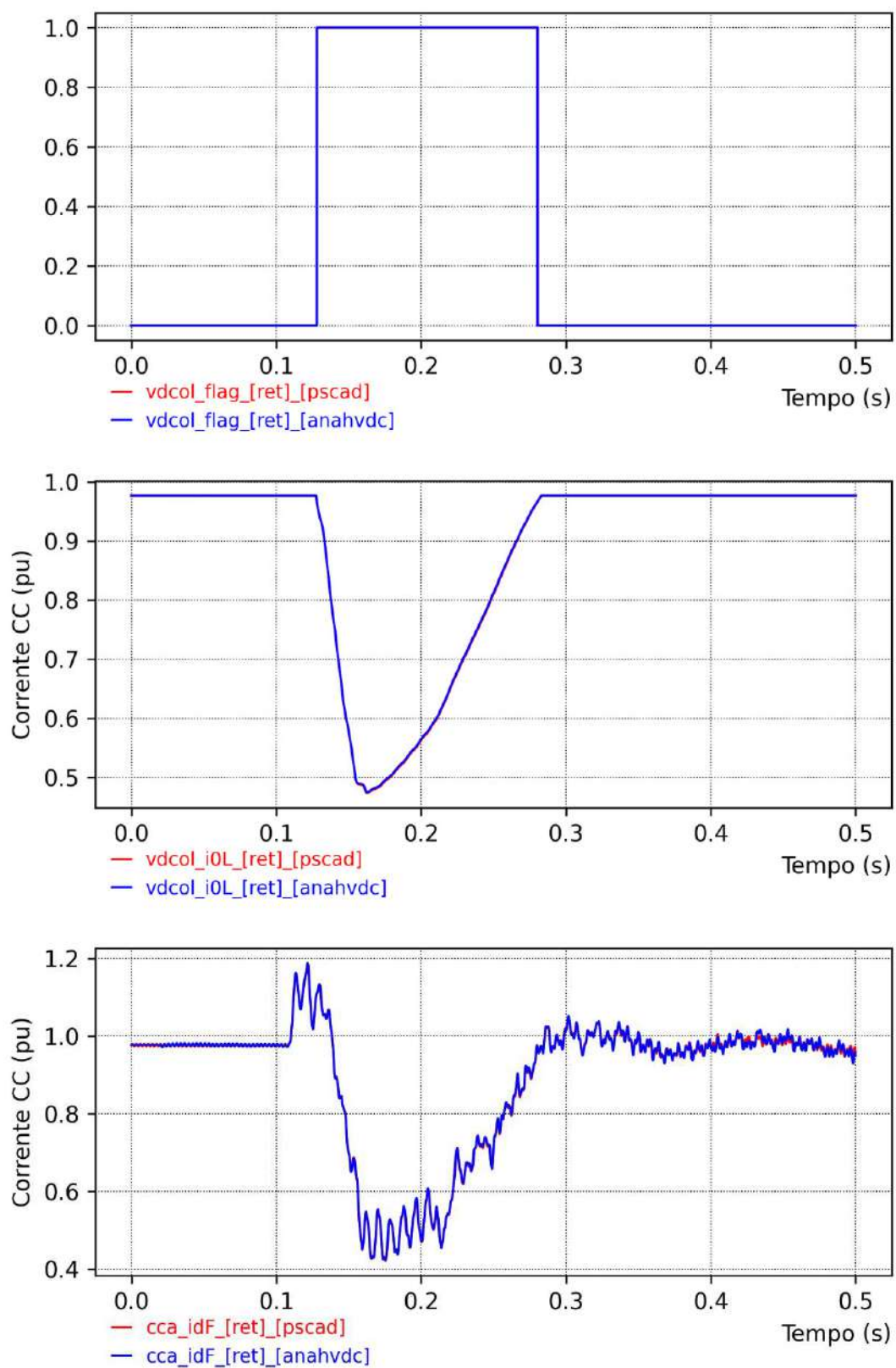


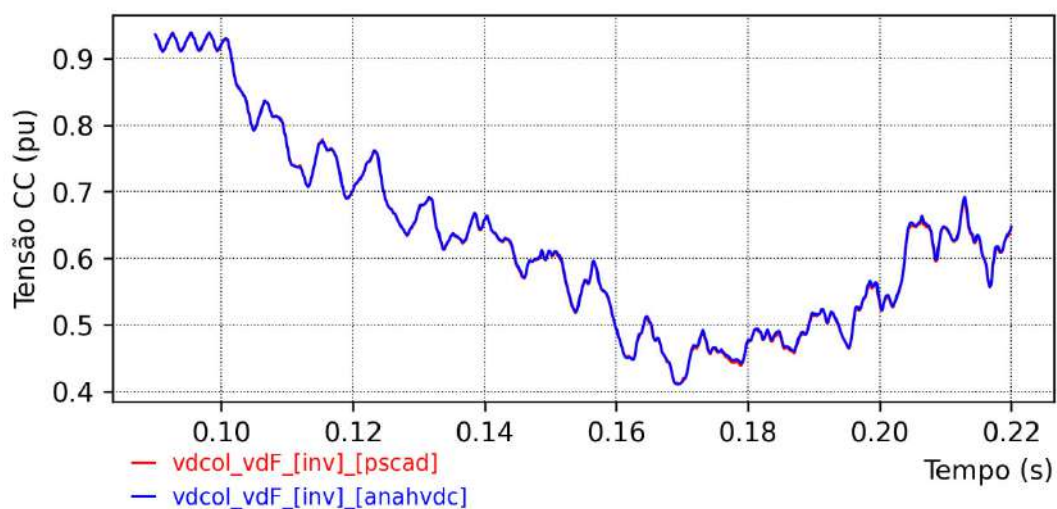
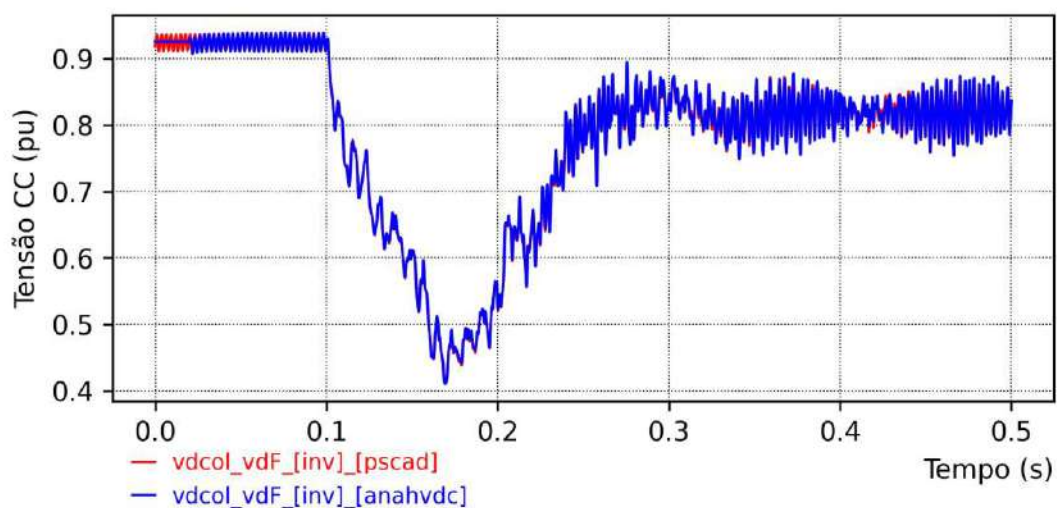
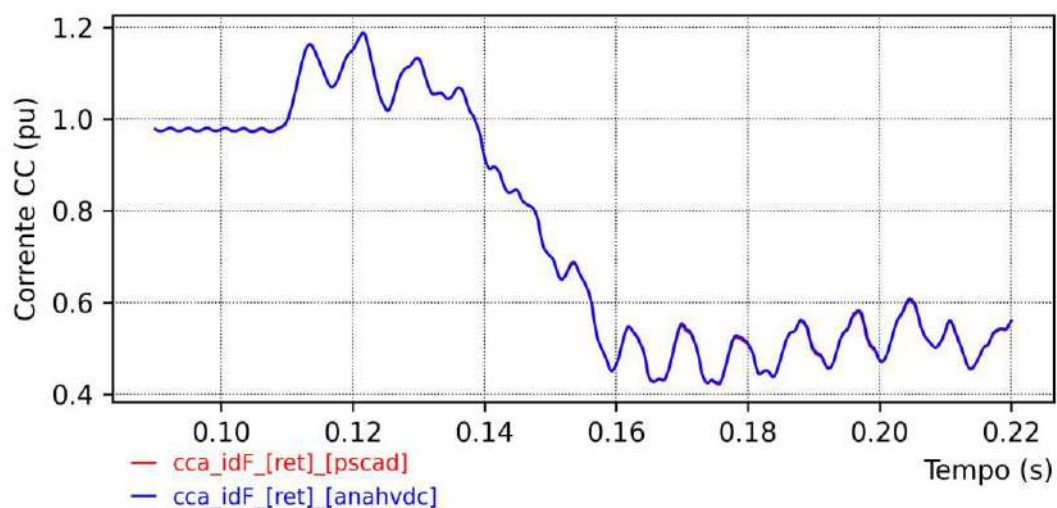


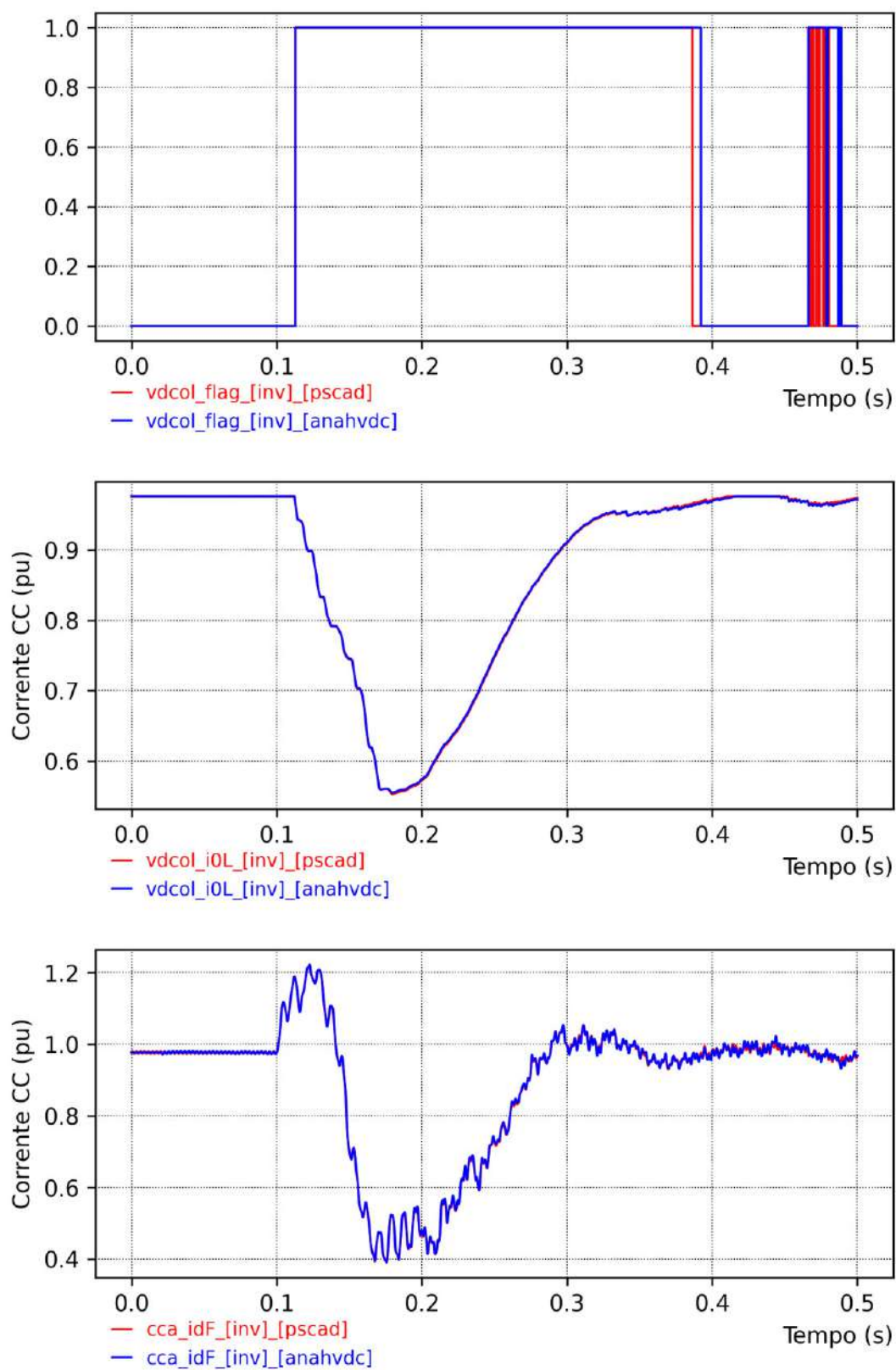


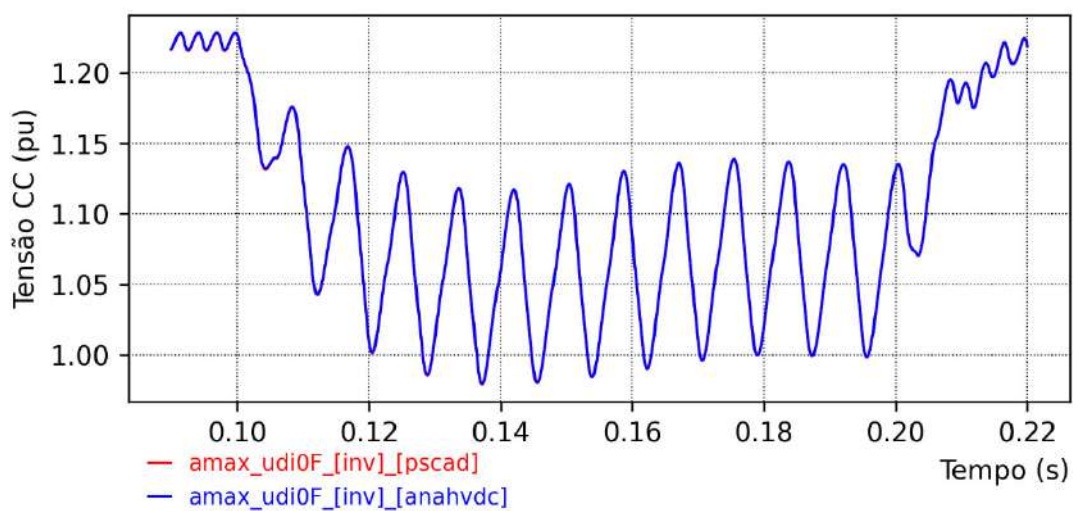
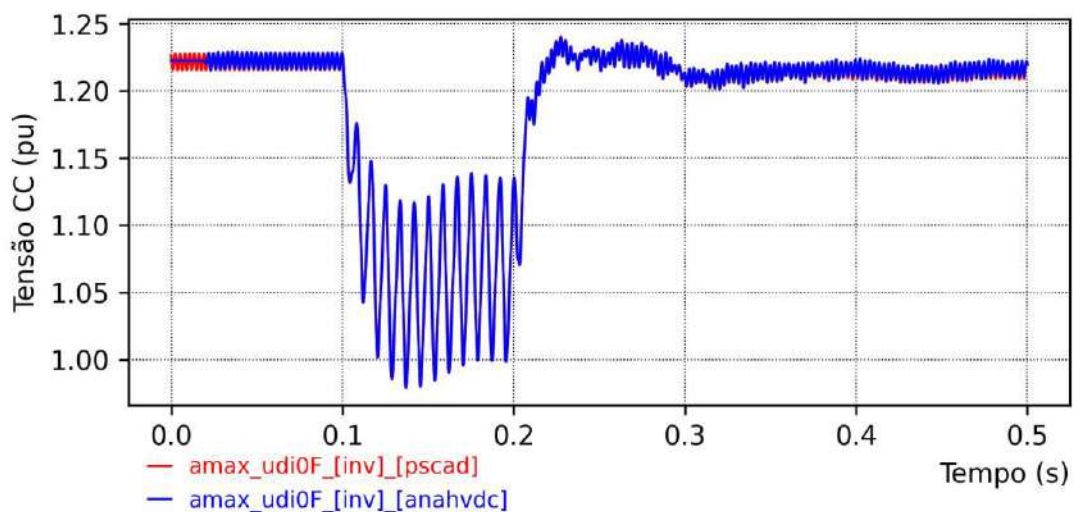
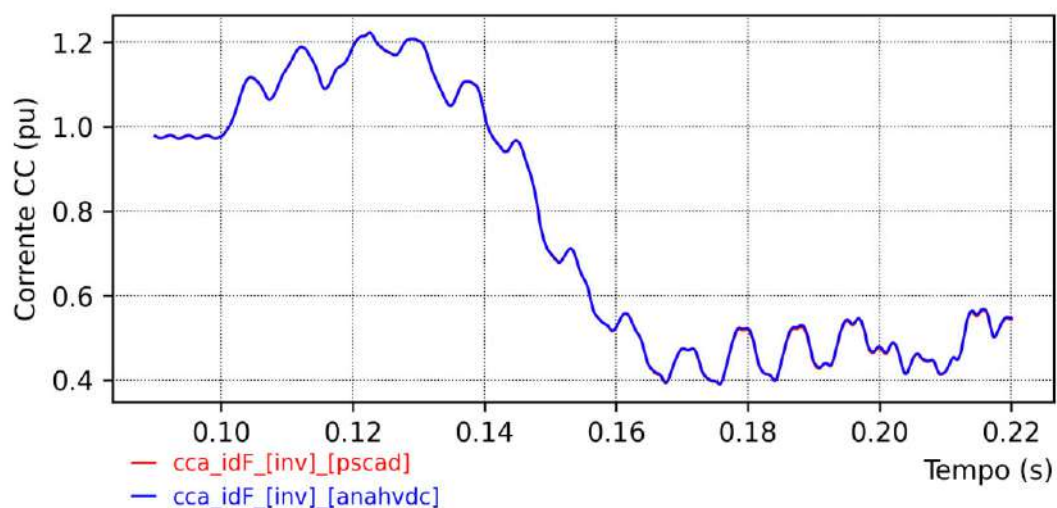


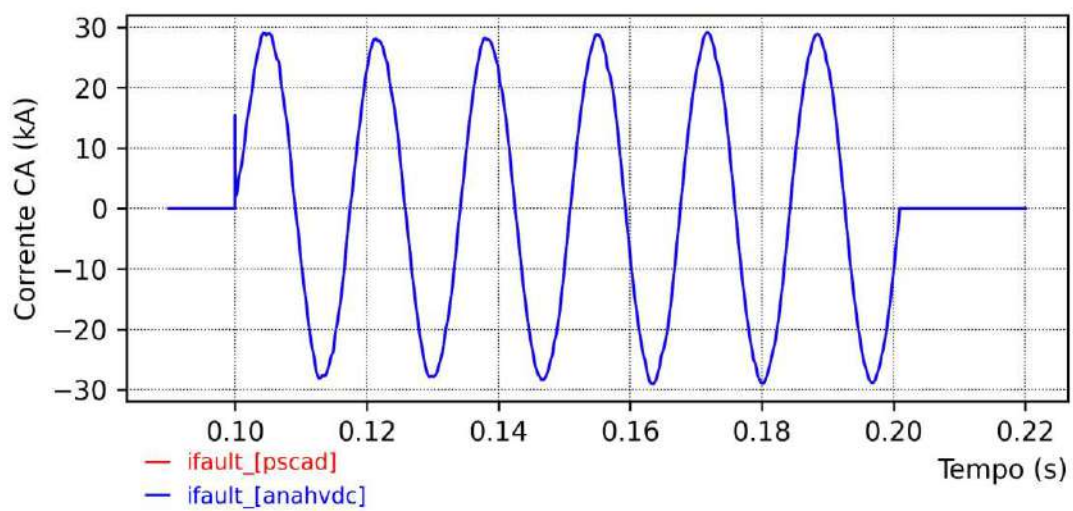
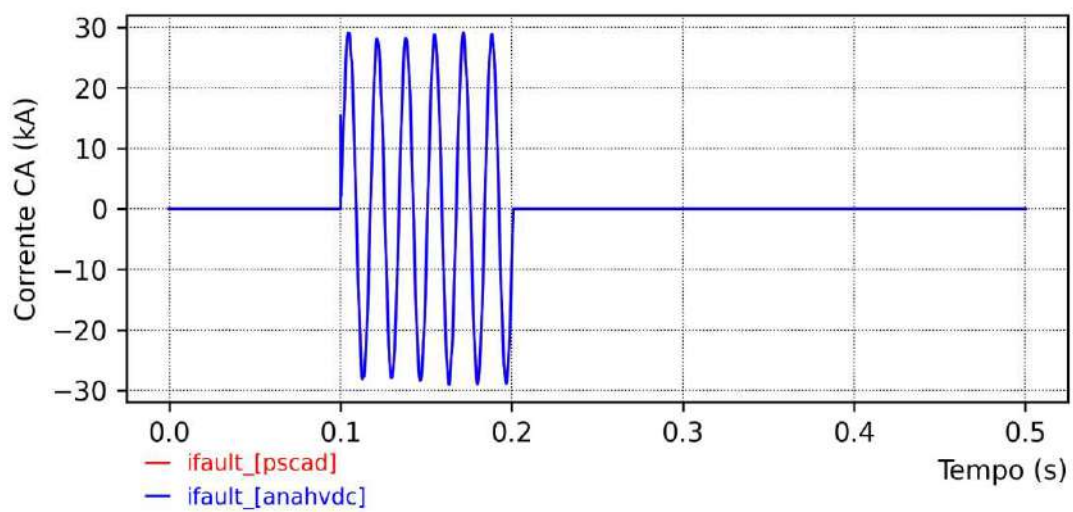




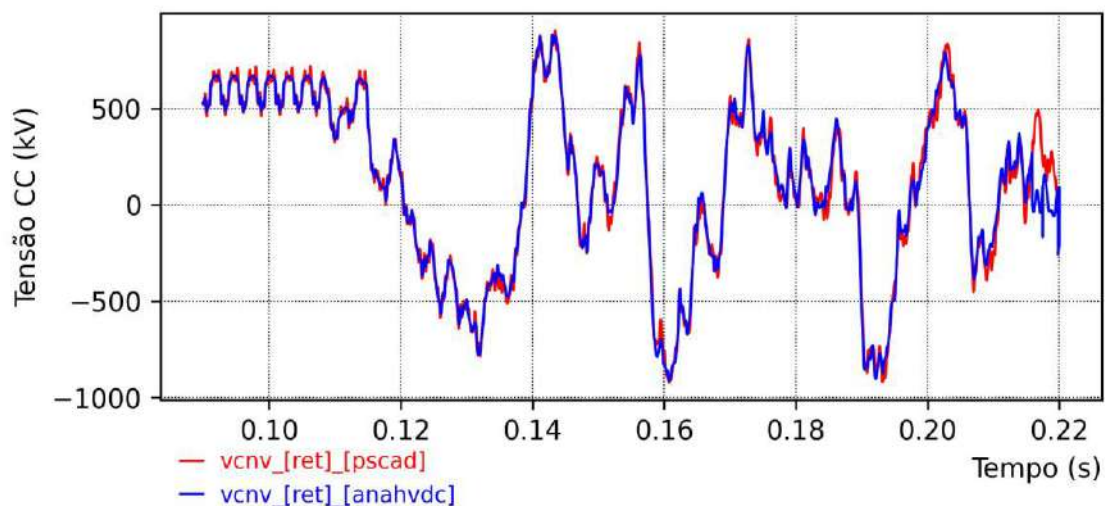
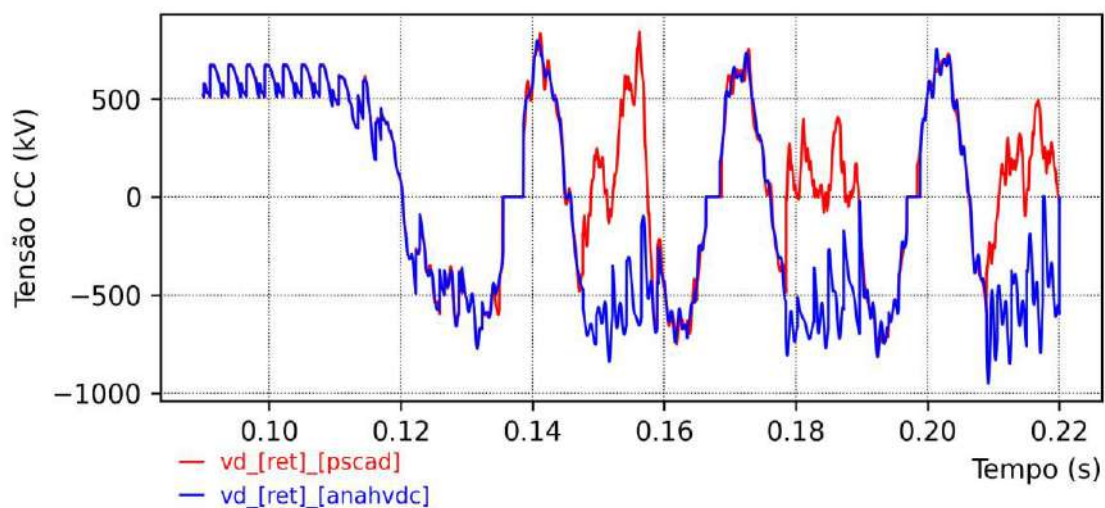
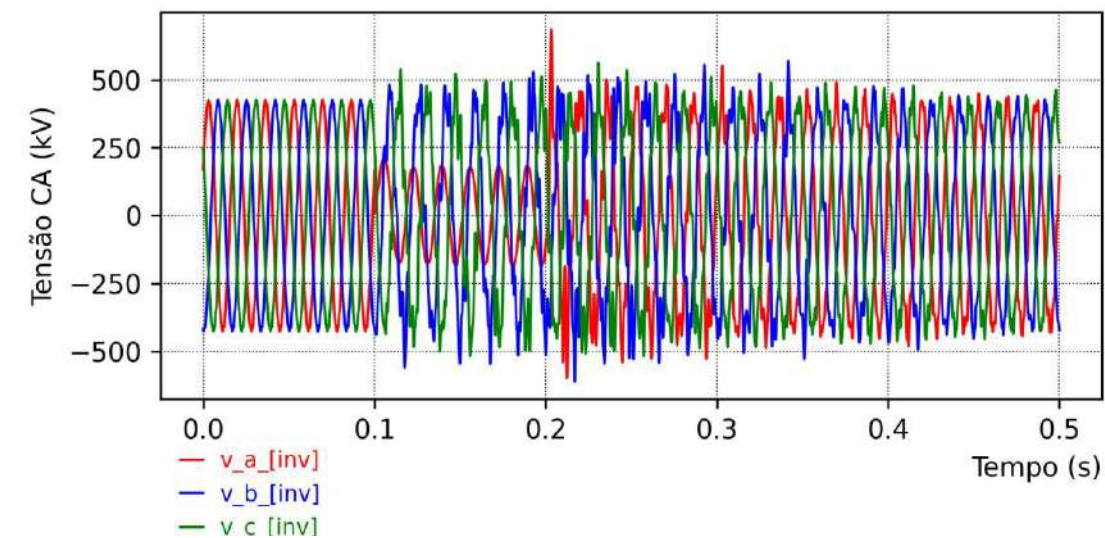


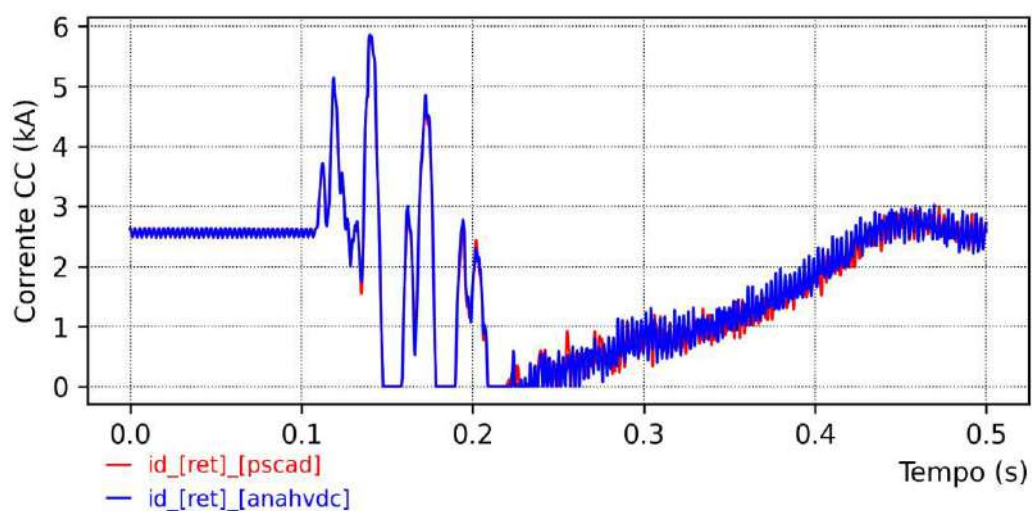
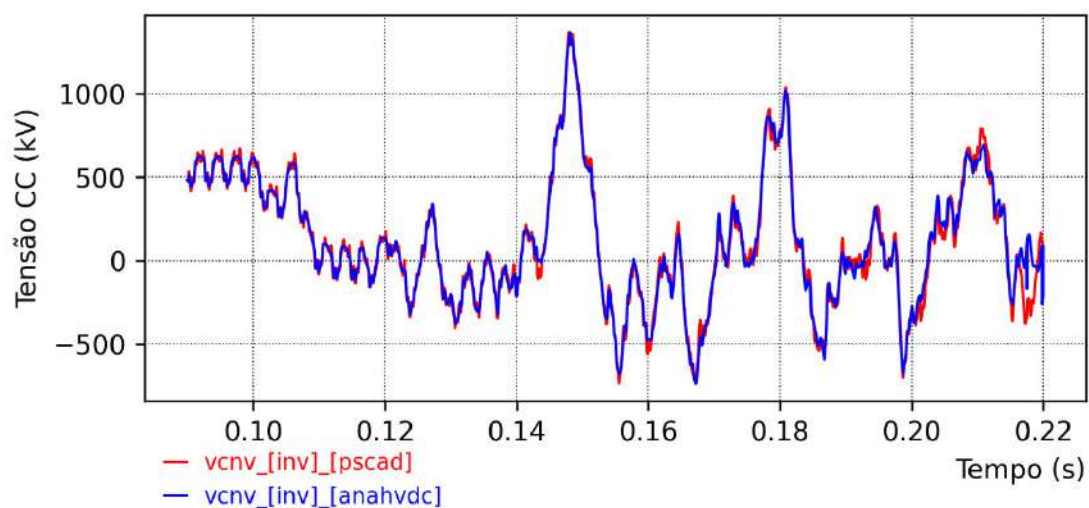
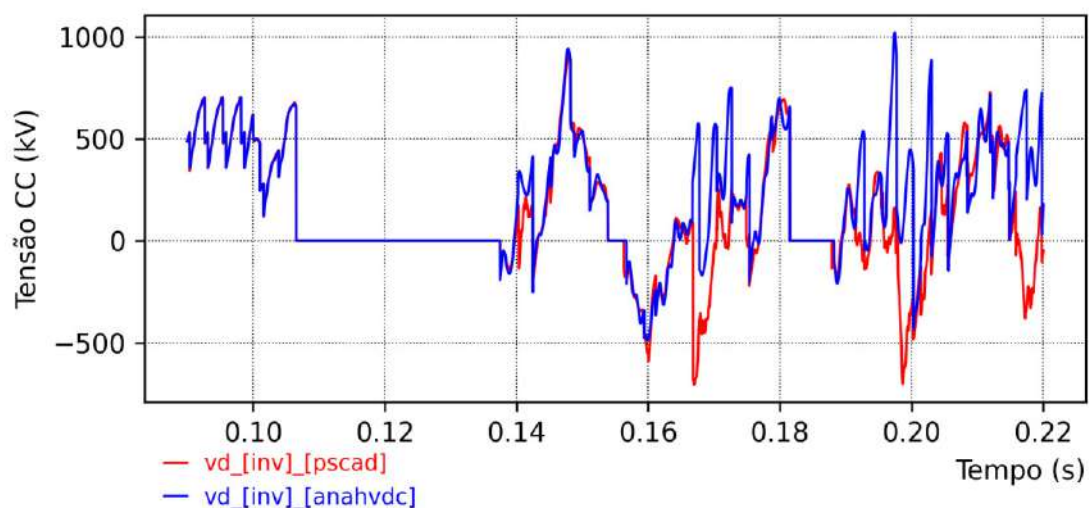


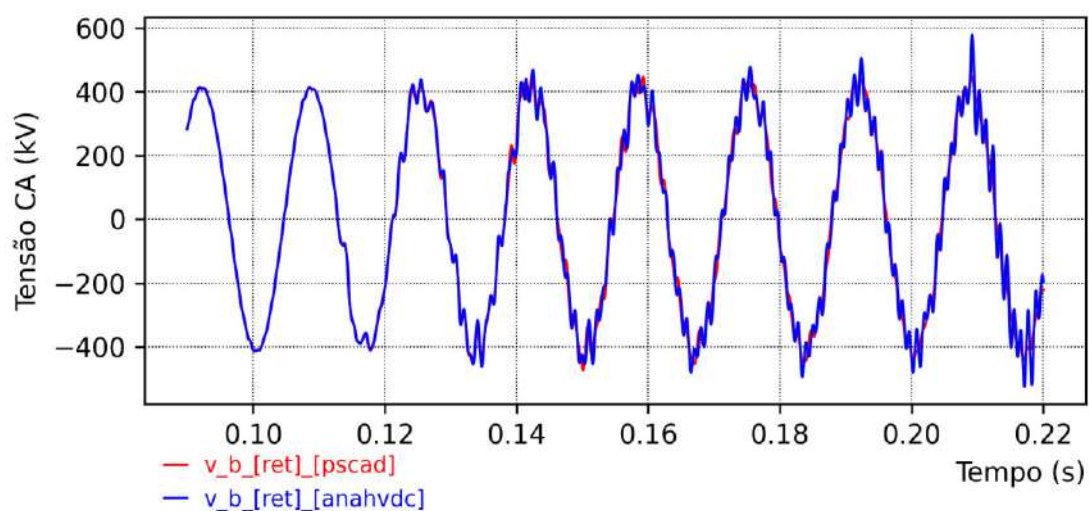
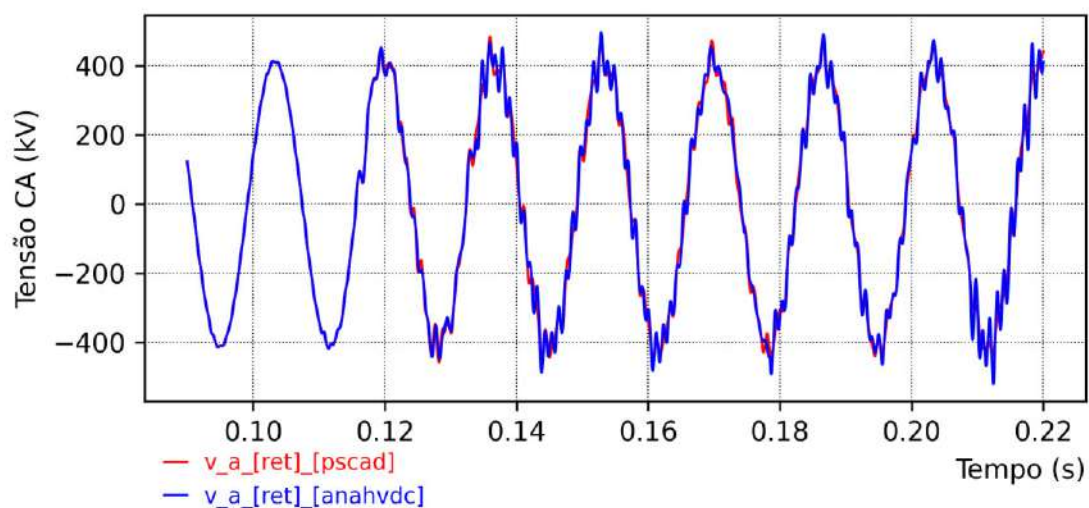
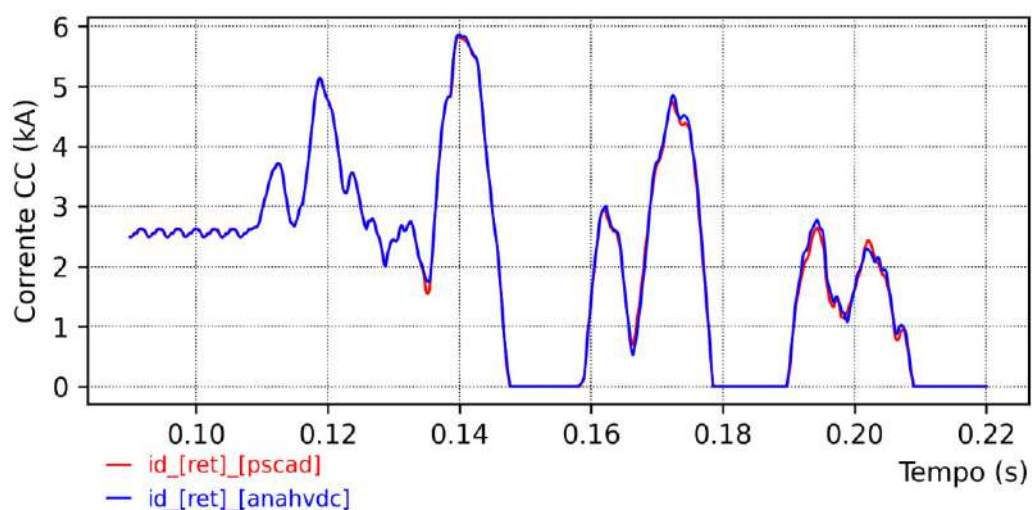


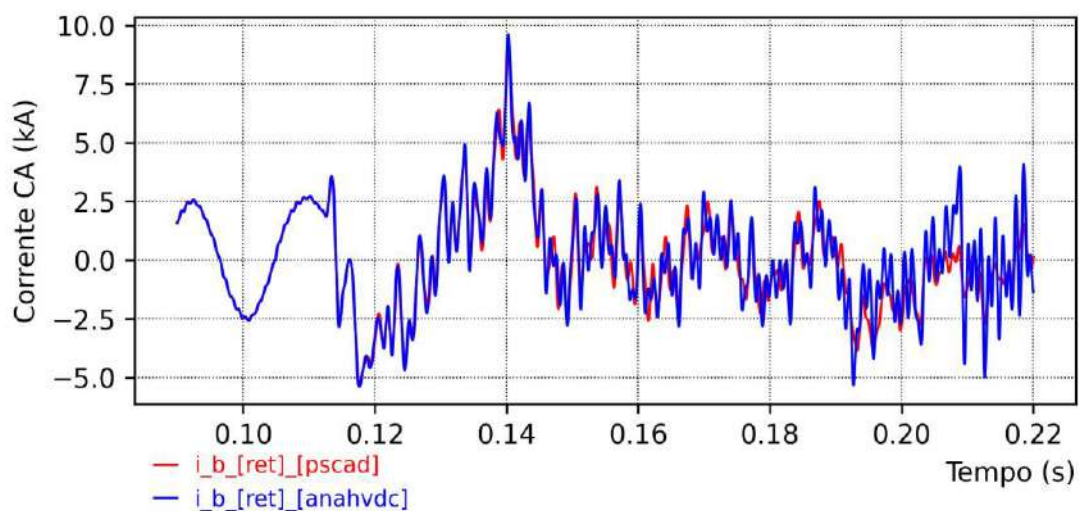
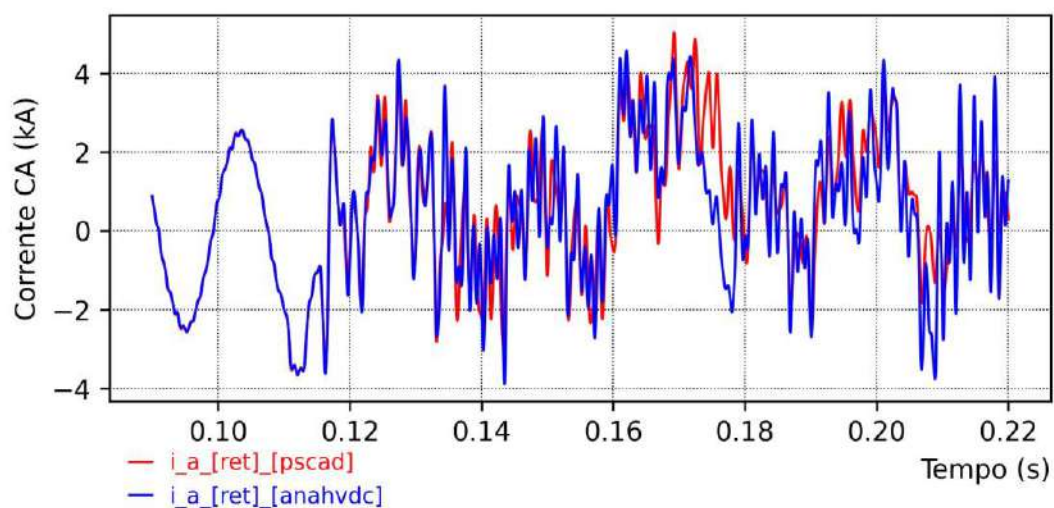
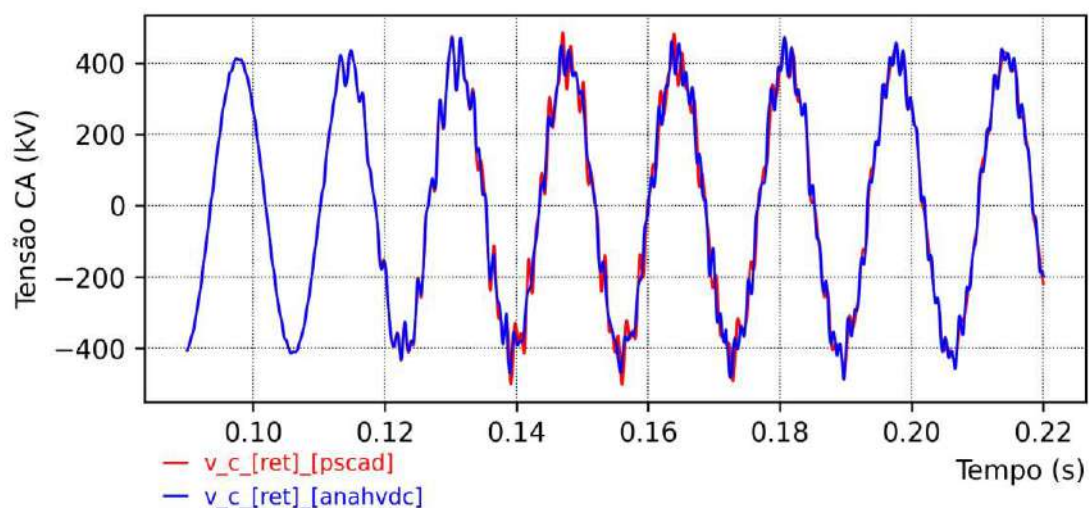


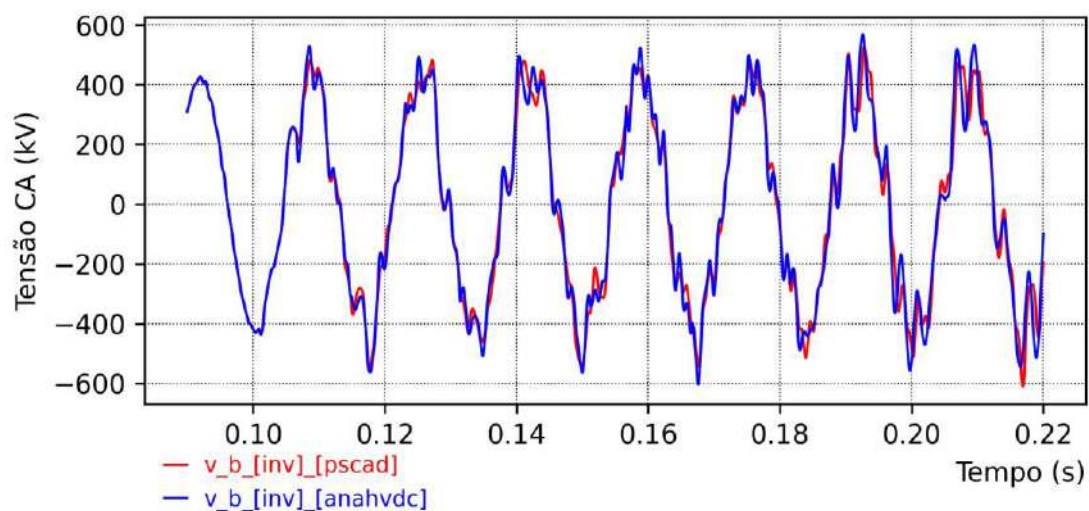
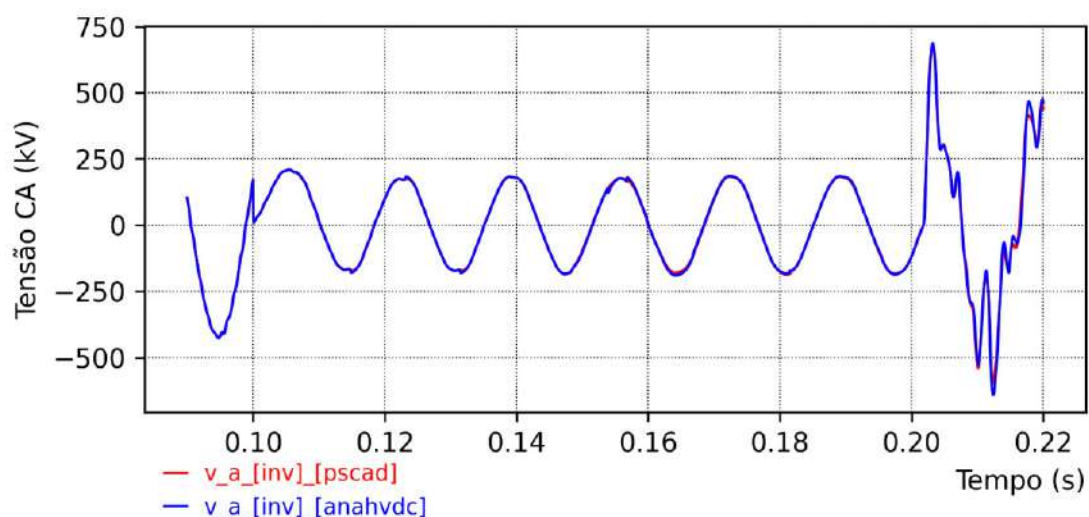
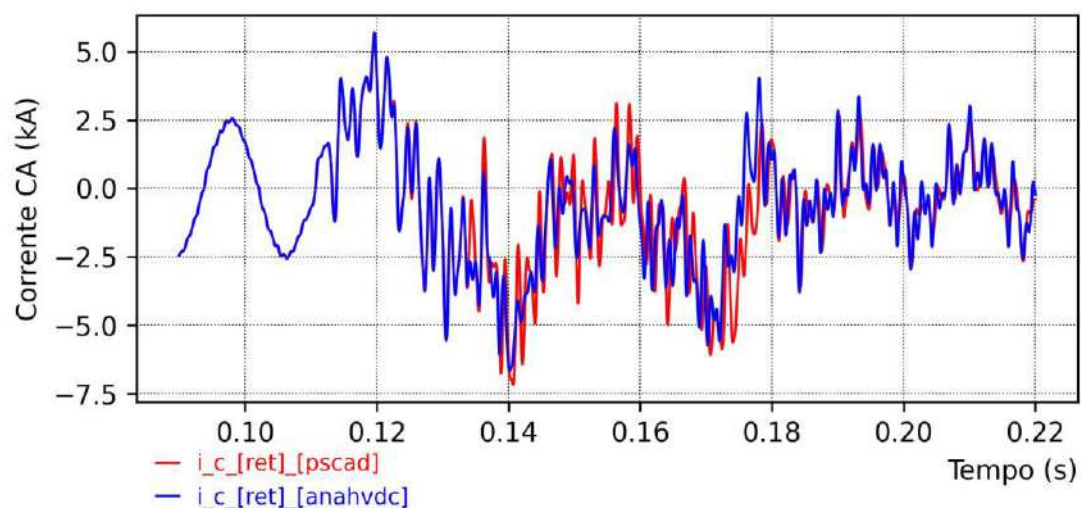
2.4. Curto-circuito do lado do inversor – Resistência de 5 ohms

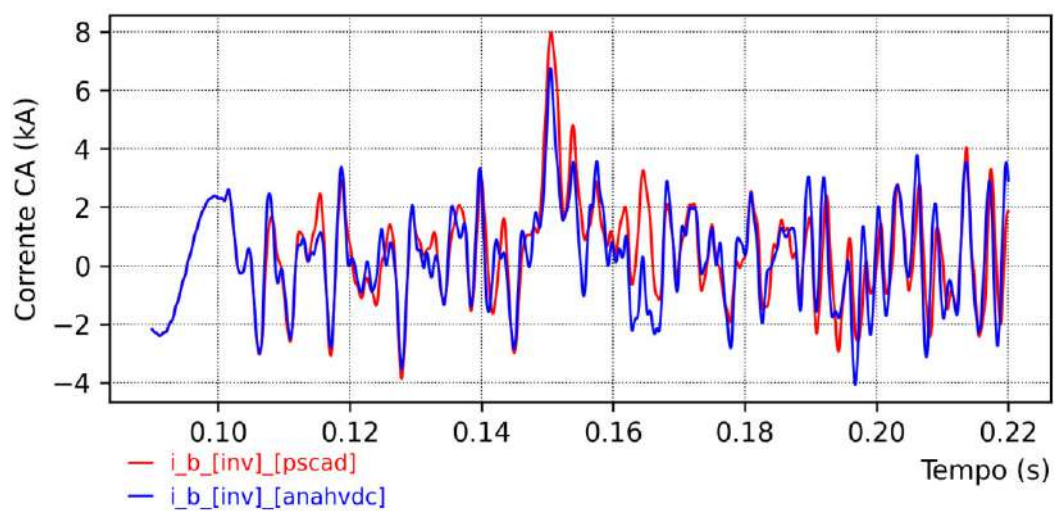
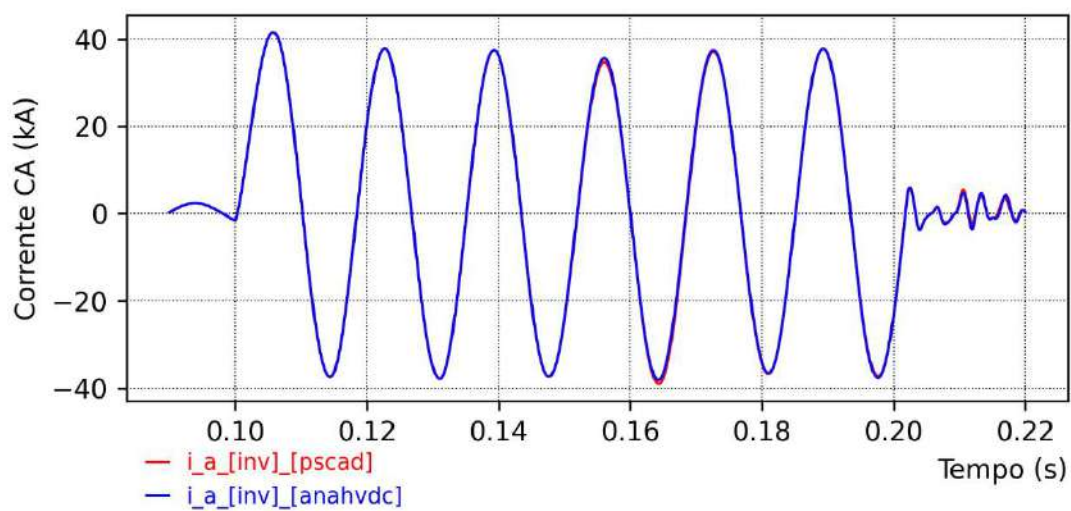
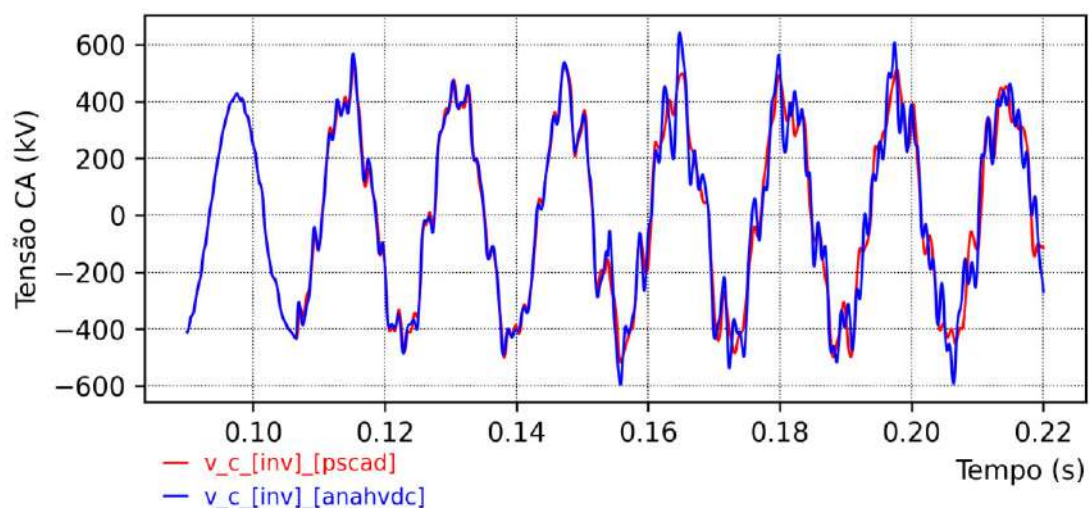


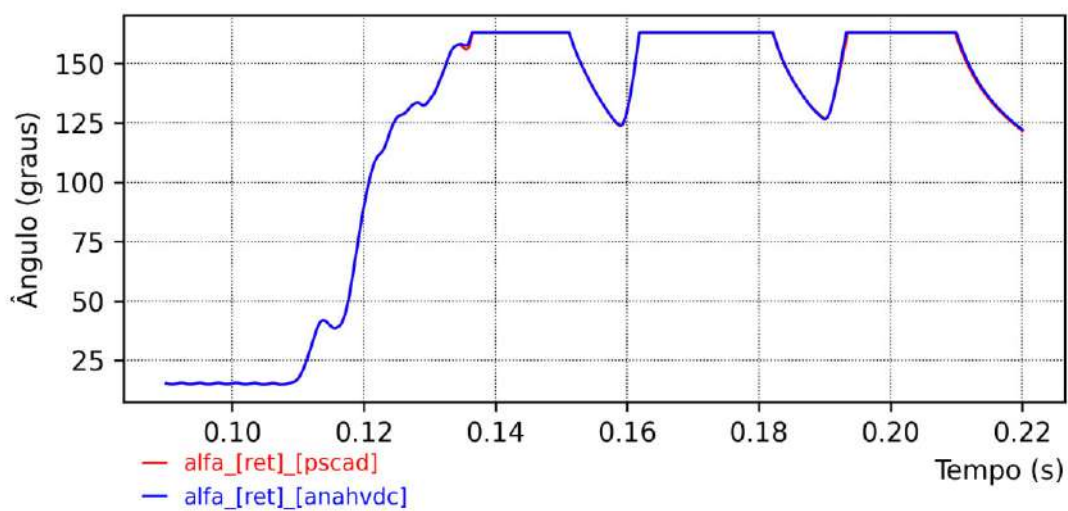
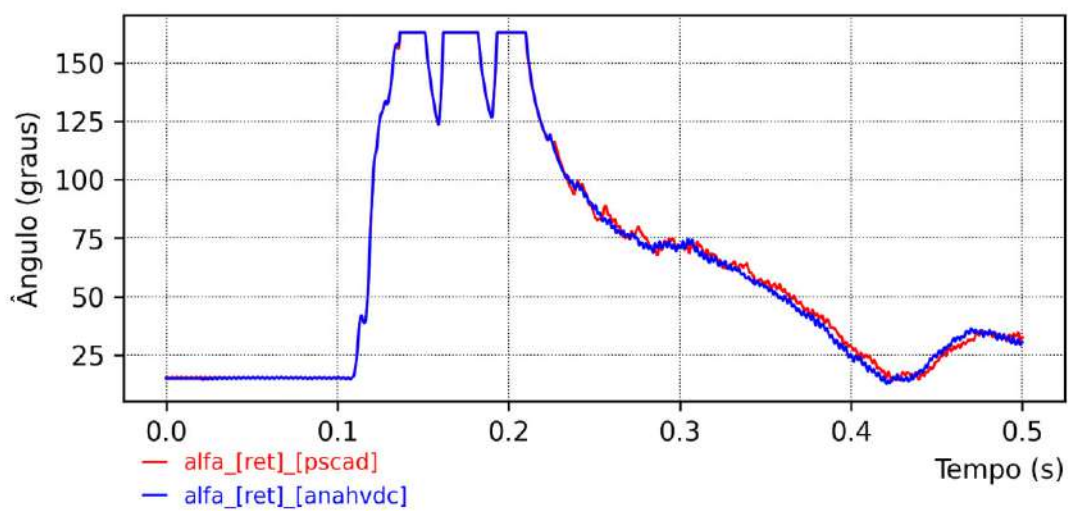
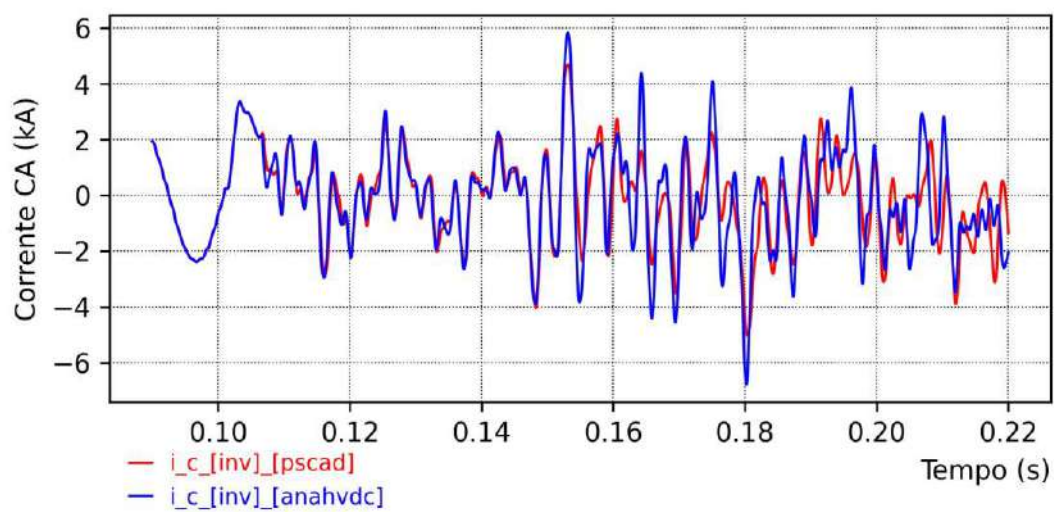


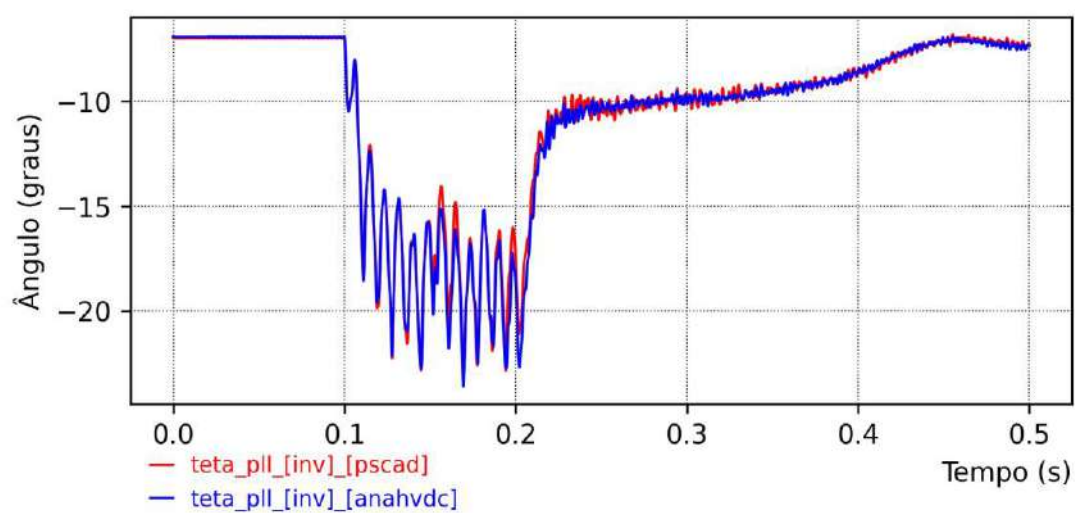
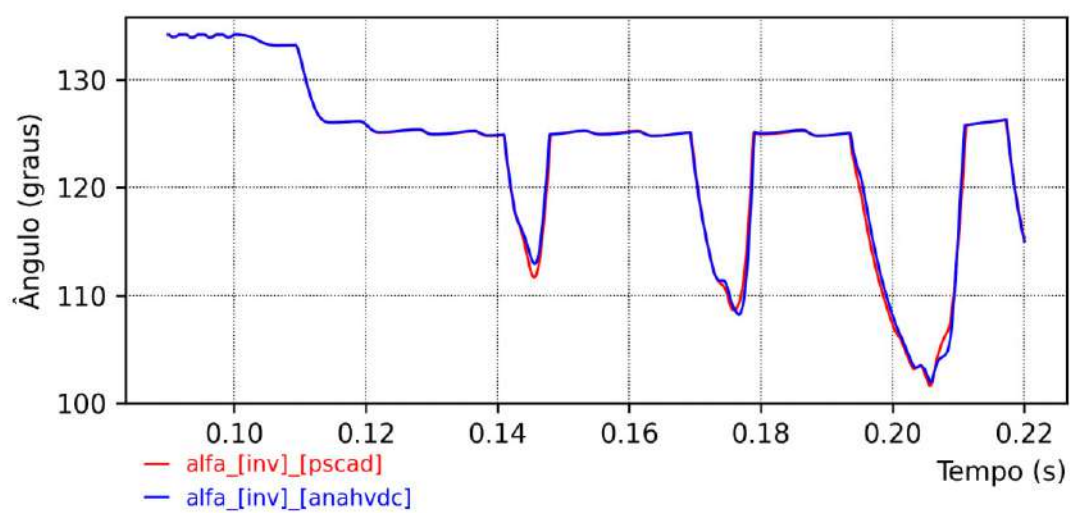
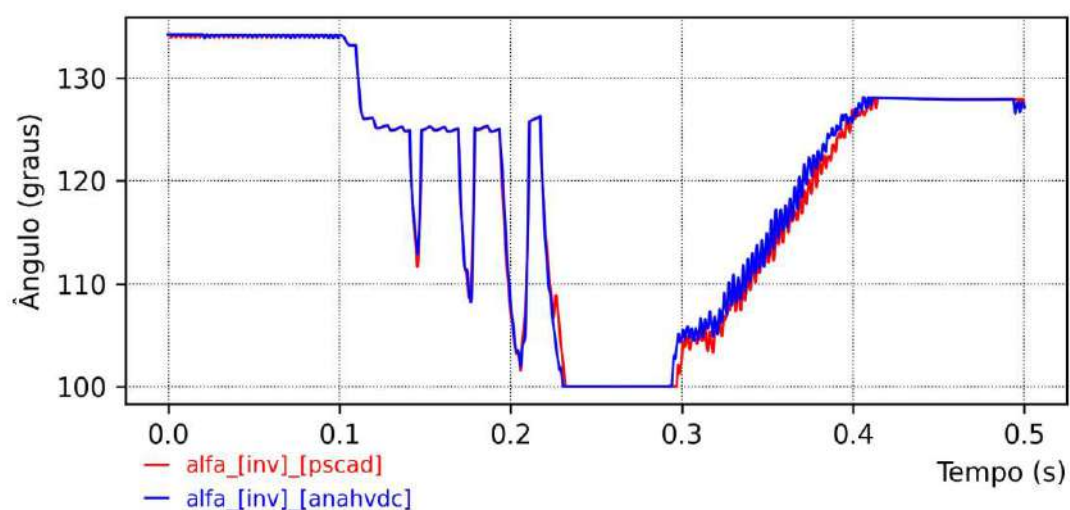


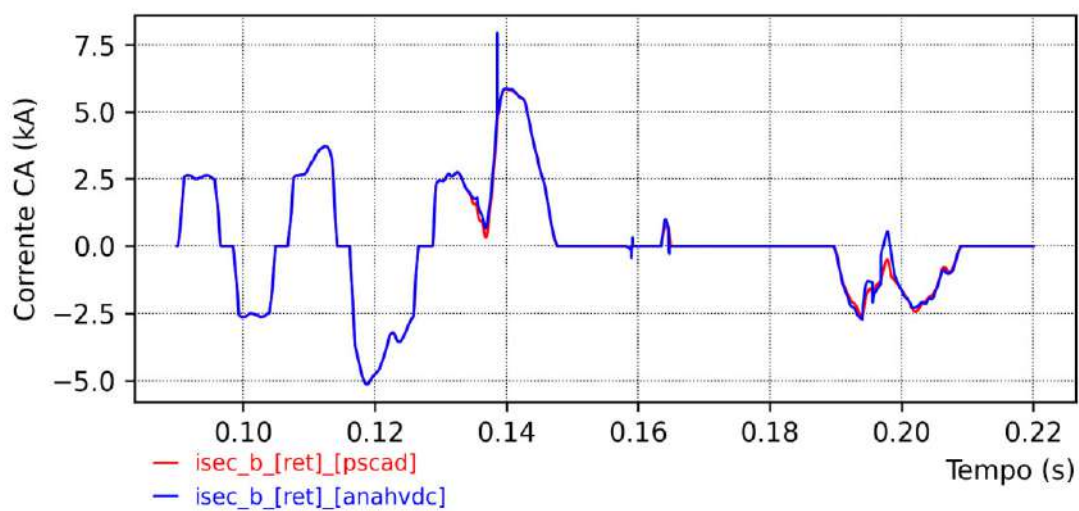
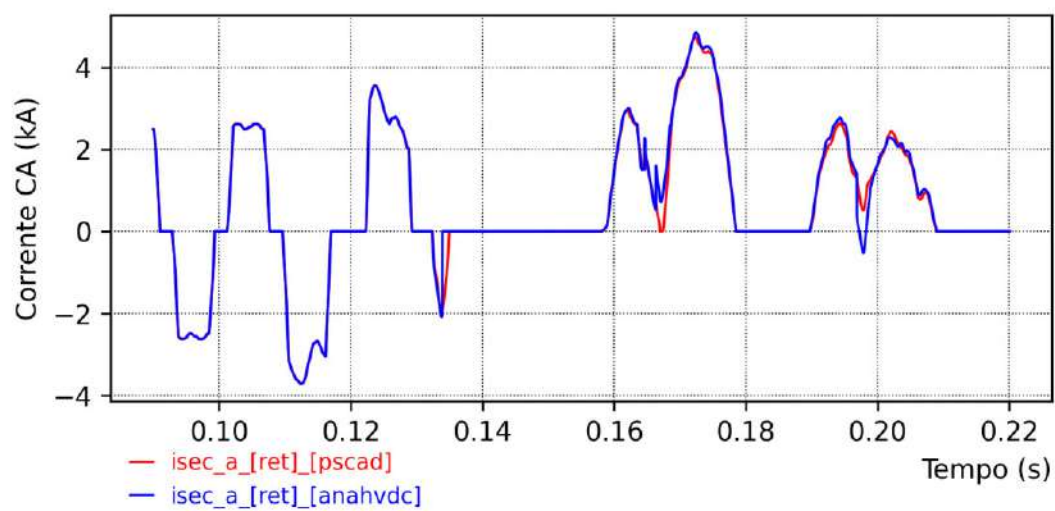
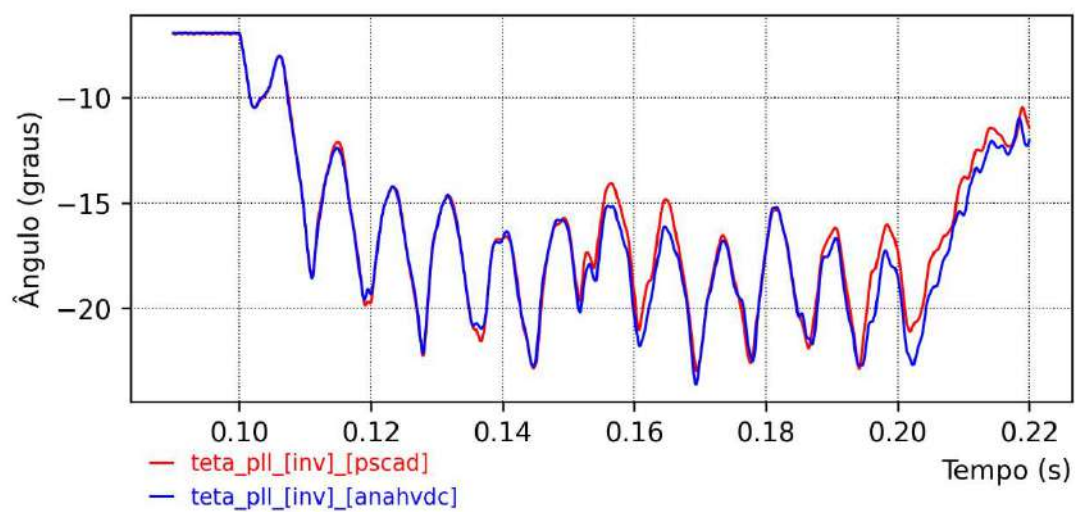


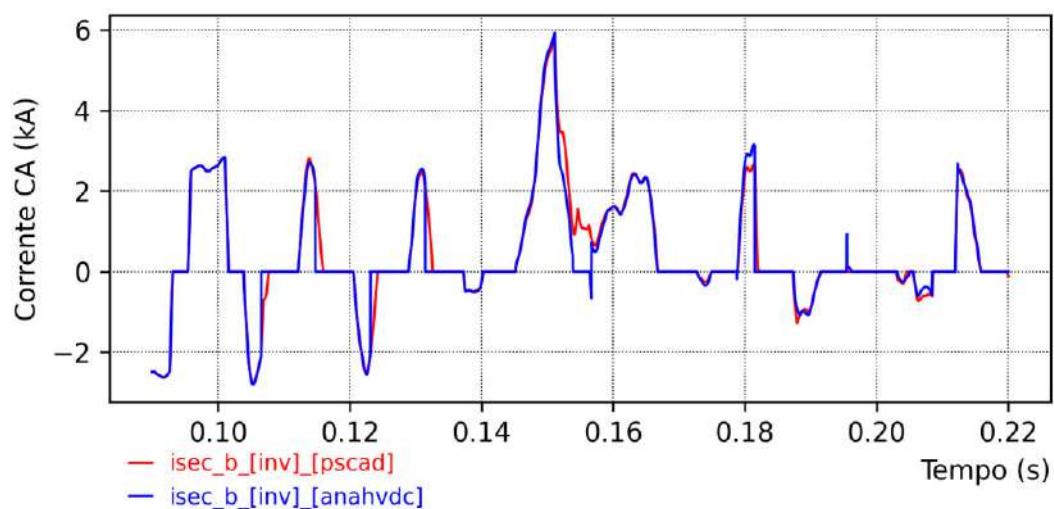
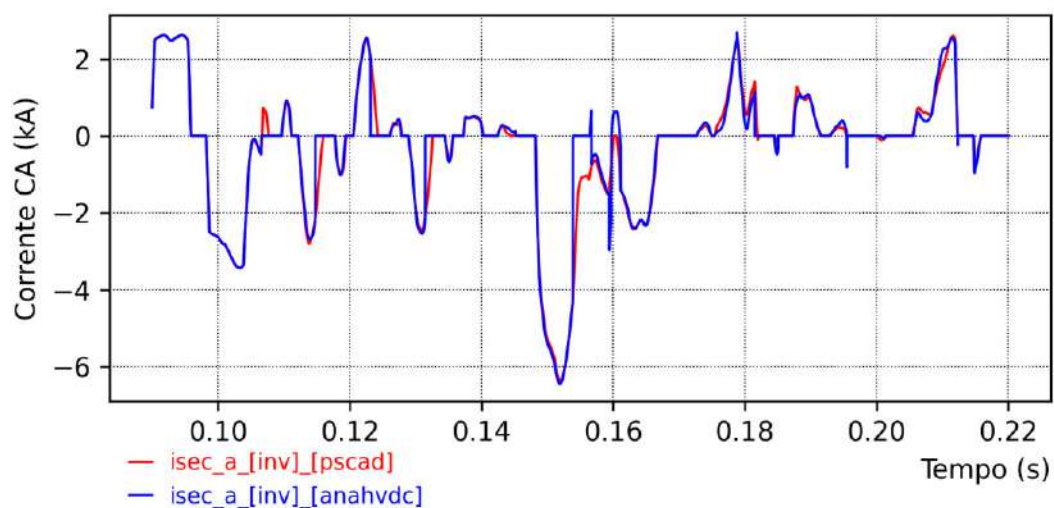
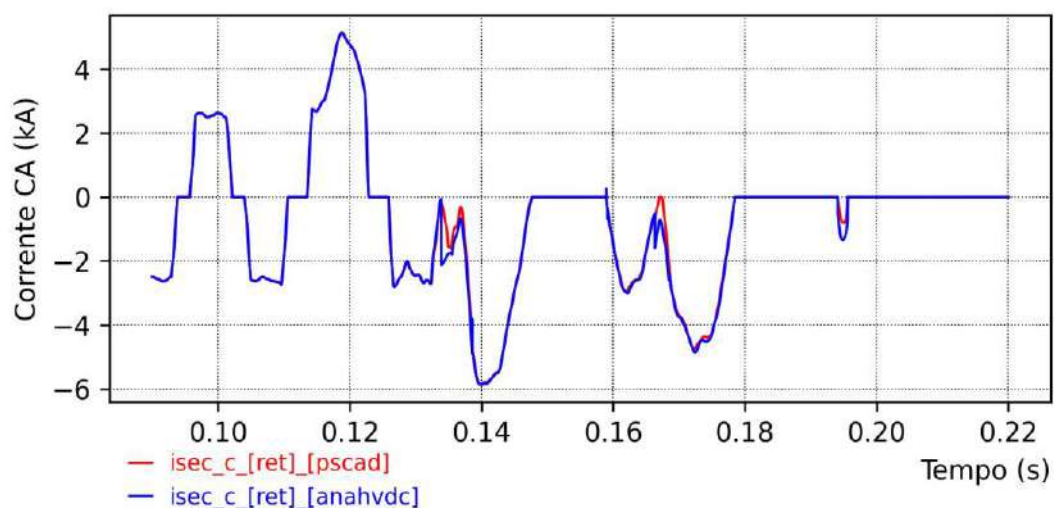


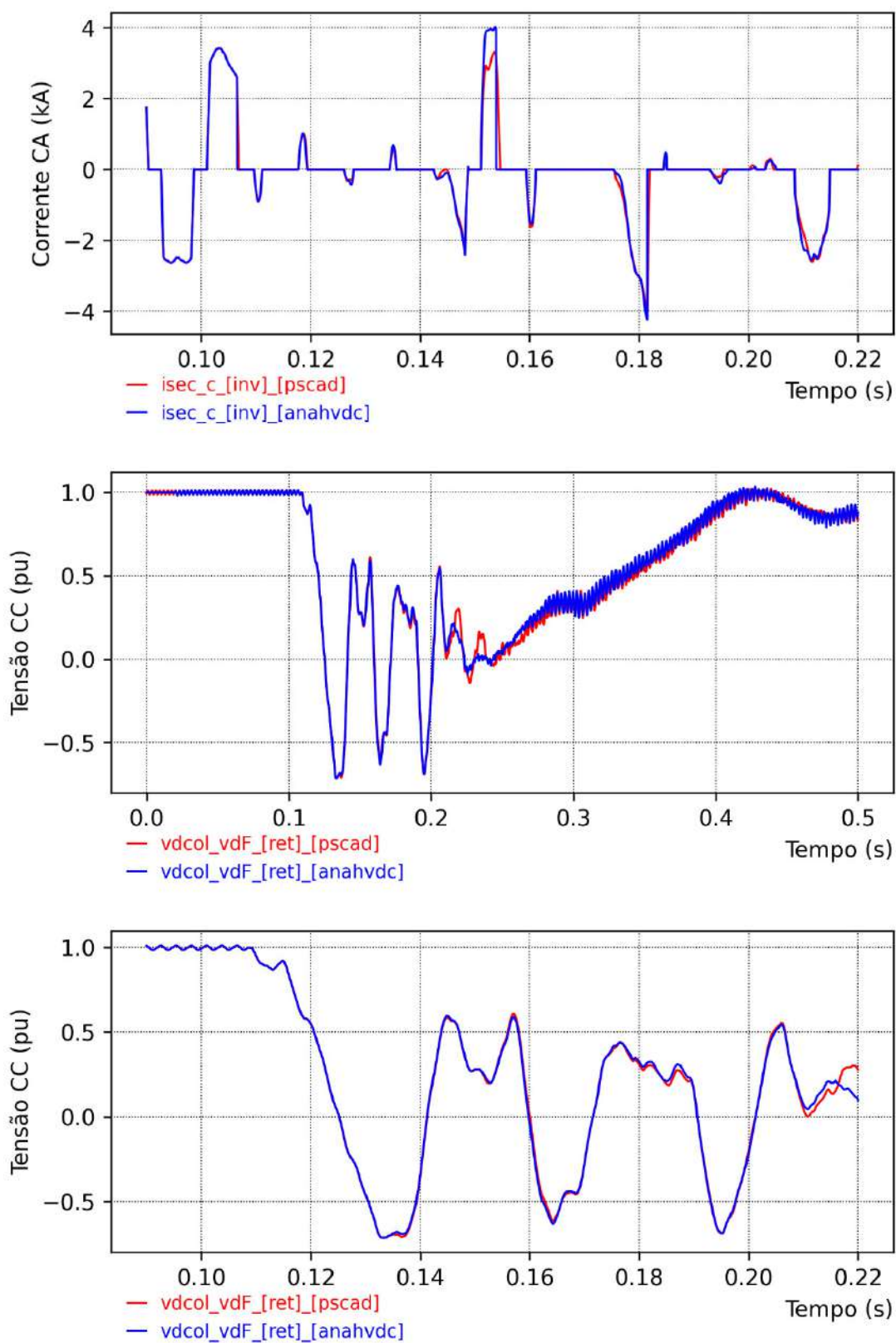


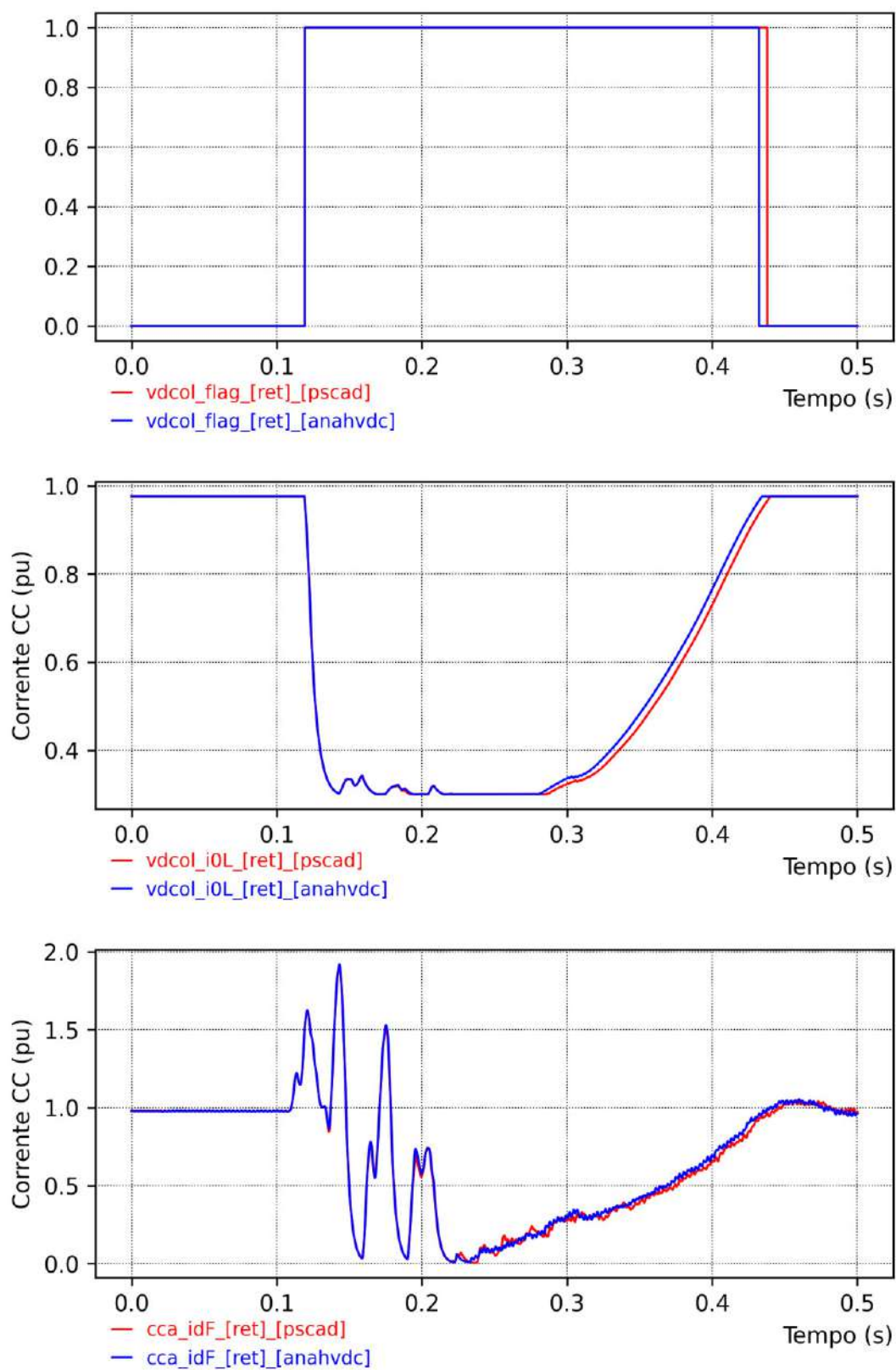


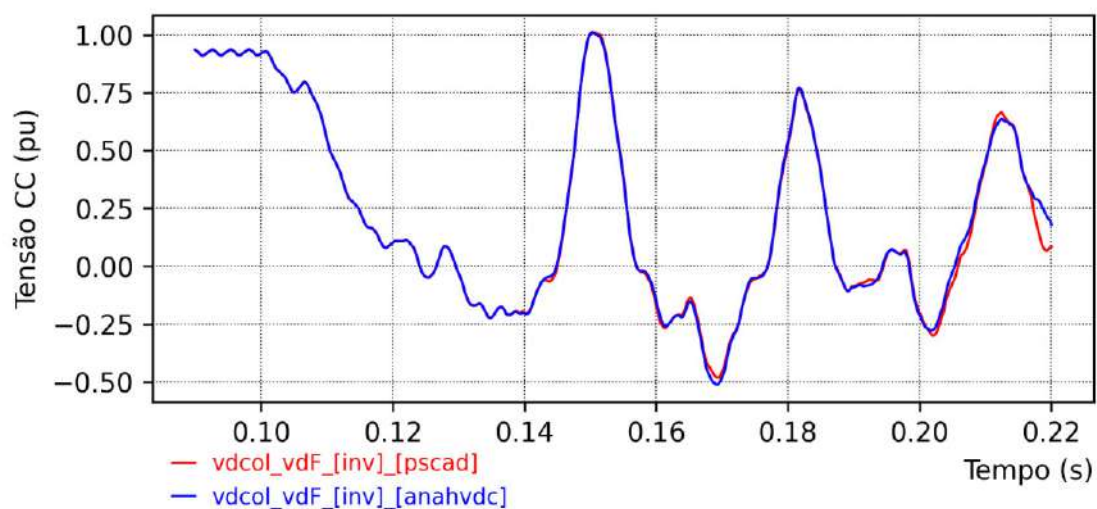
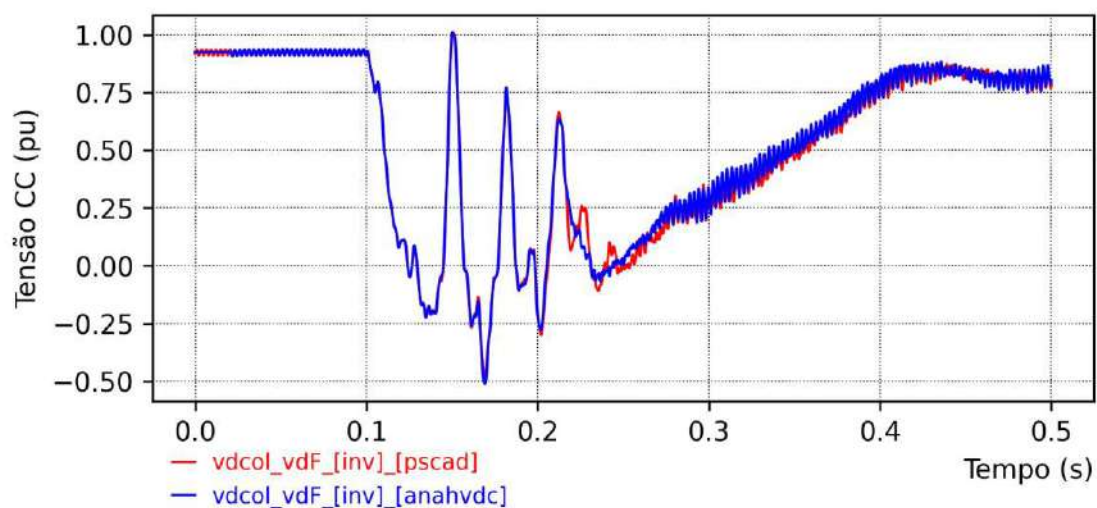
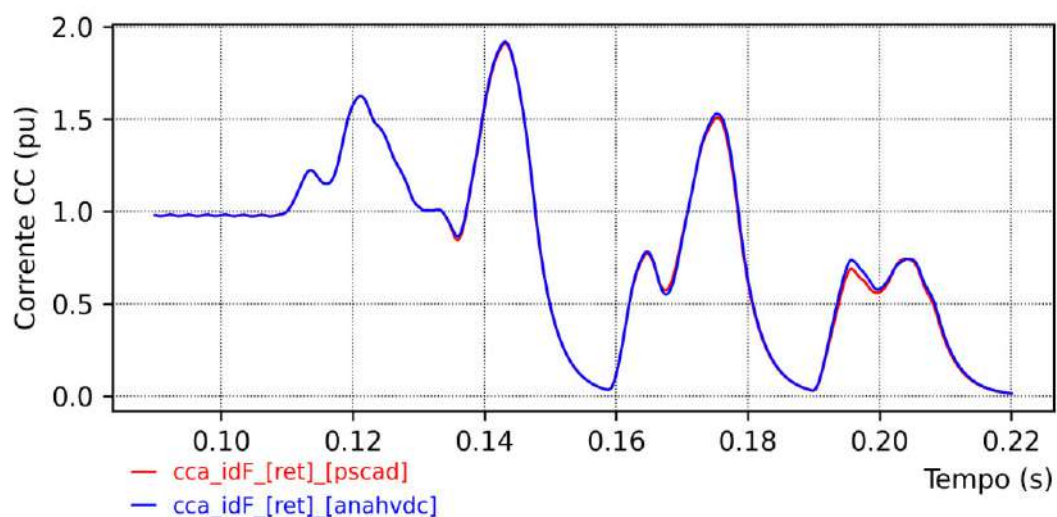


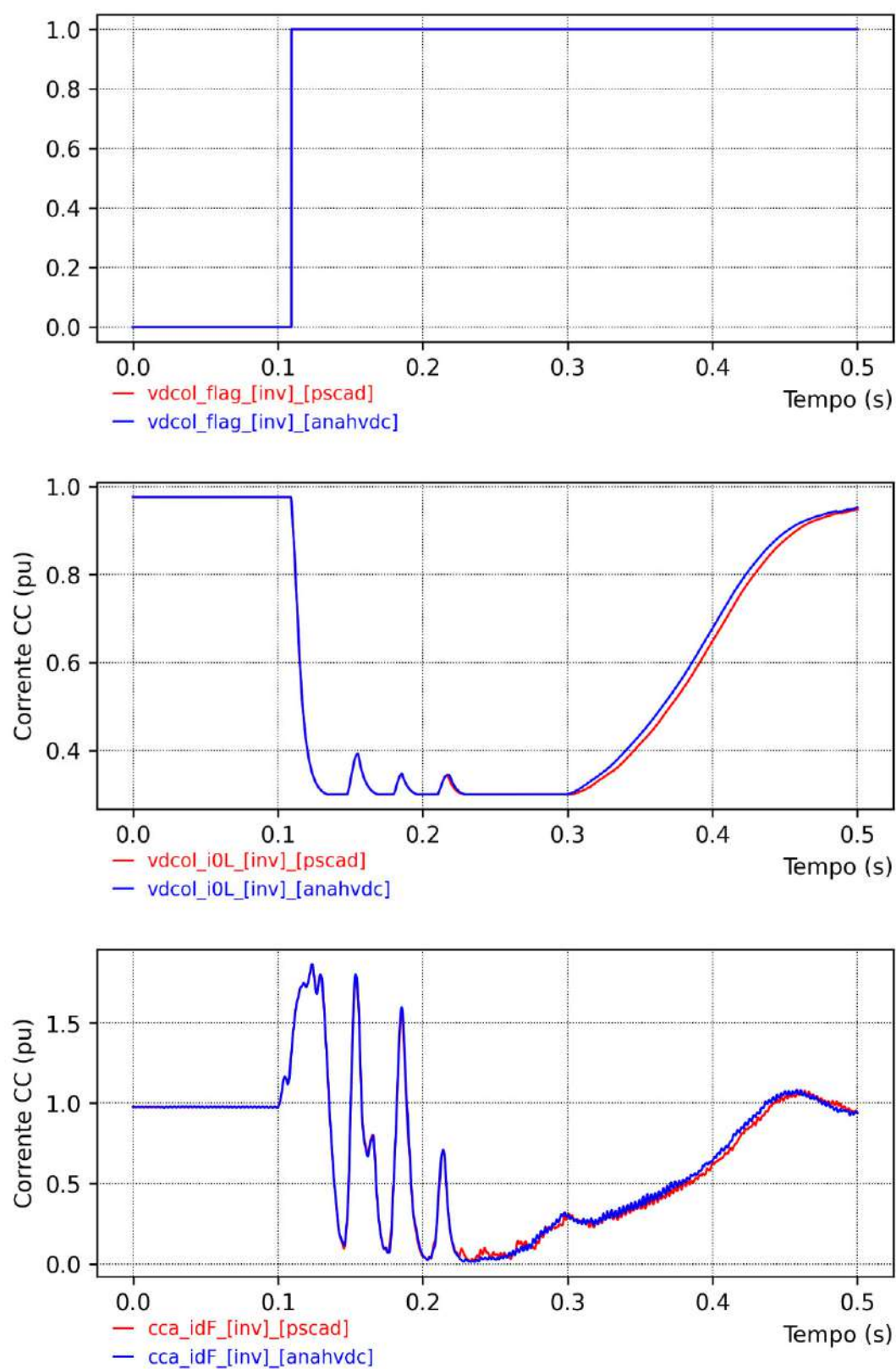


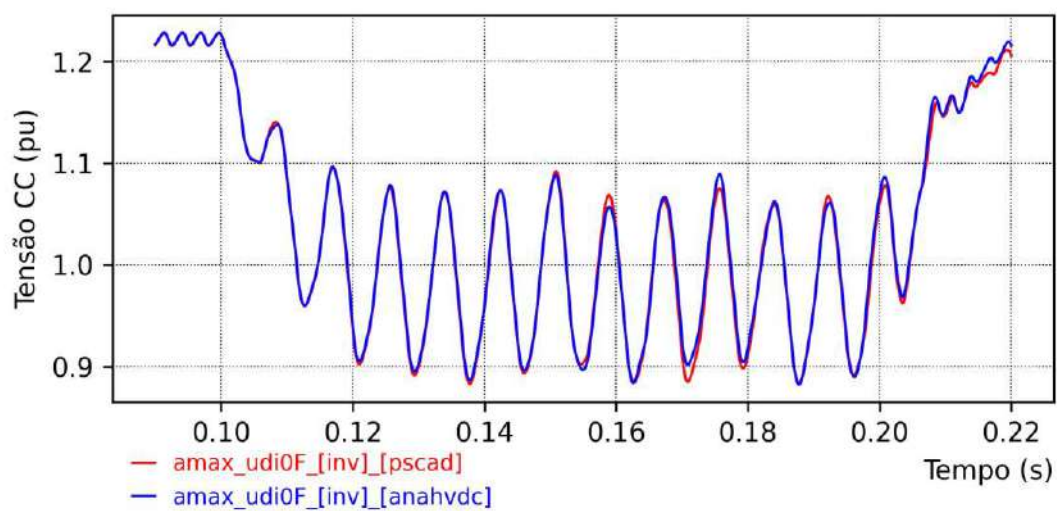
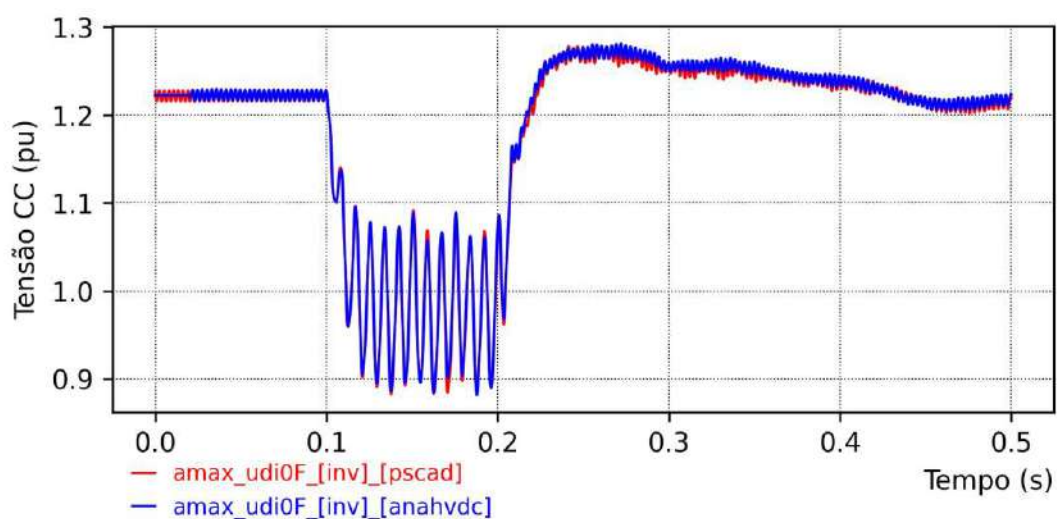
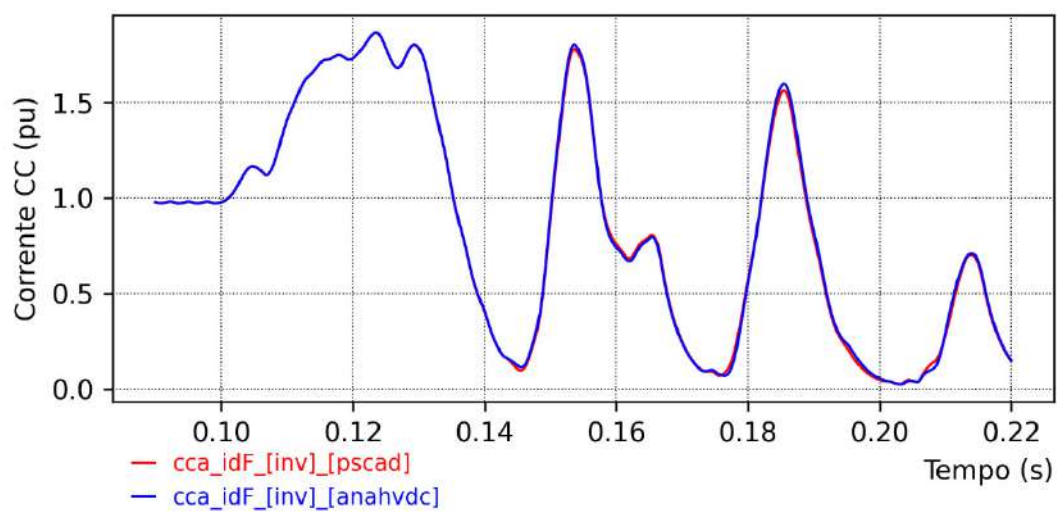


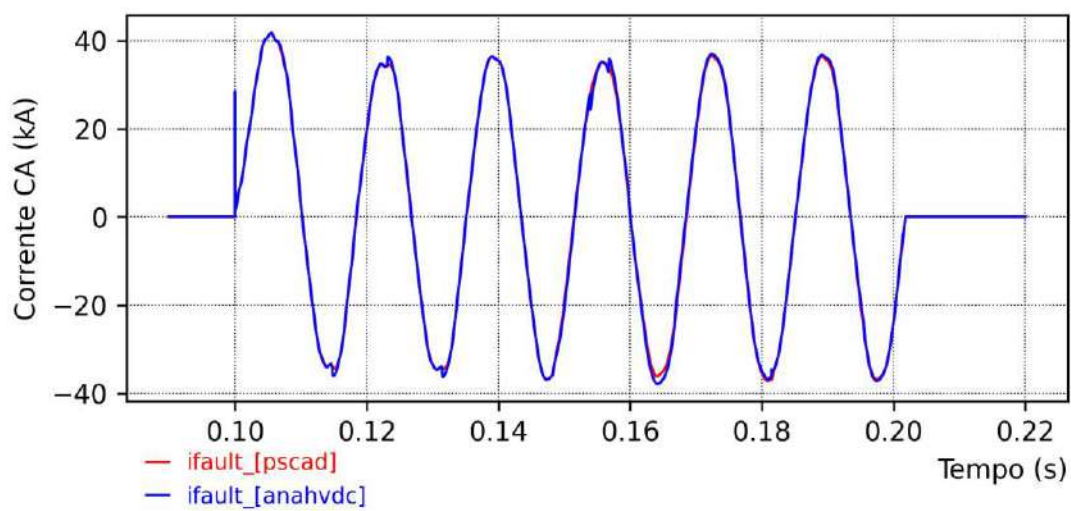
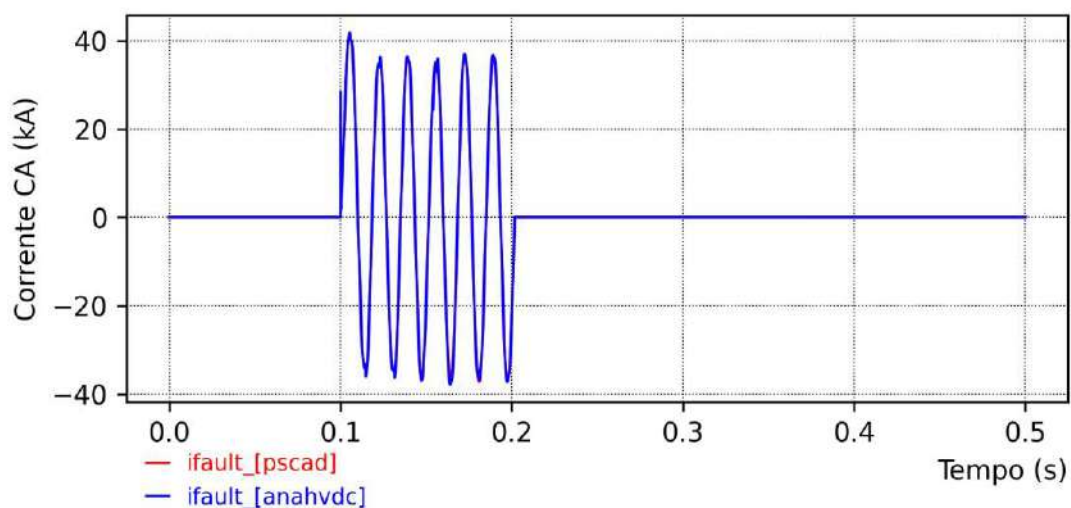






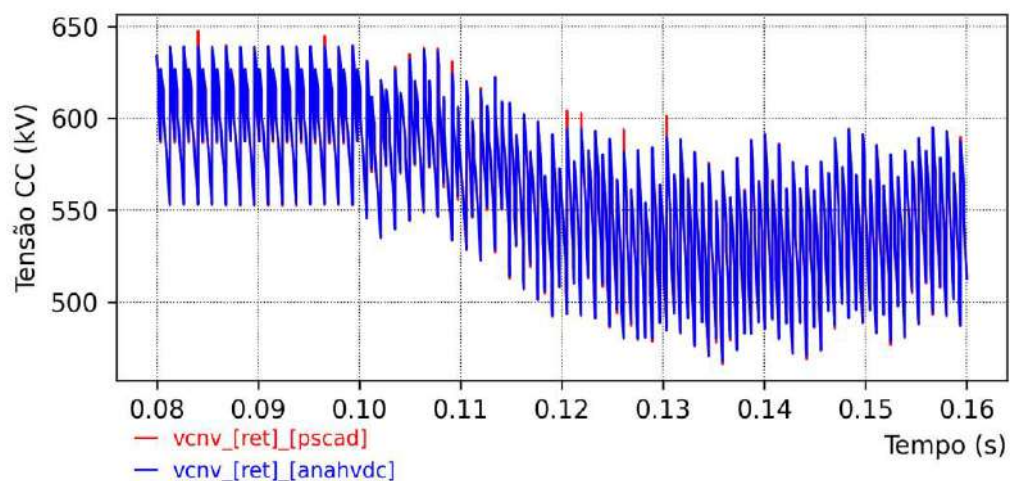
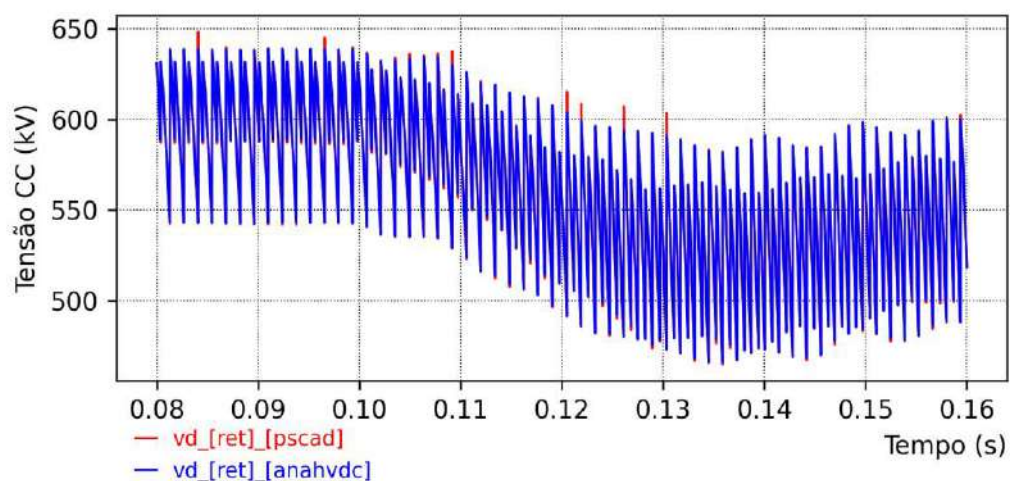
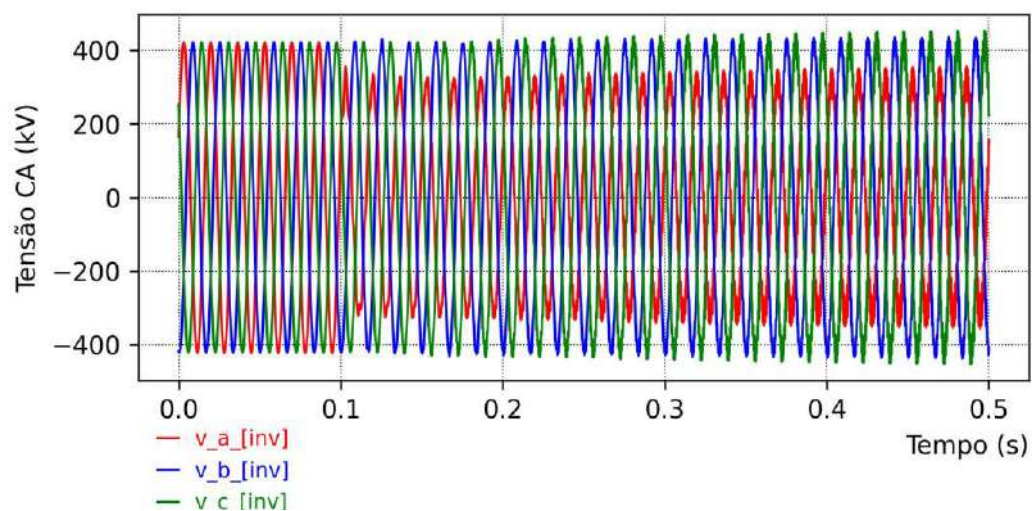


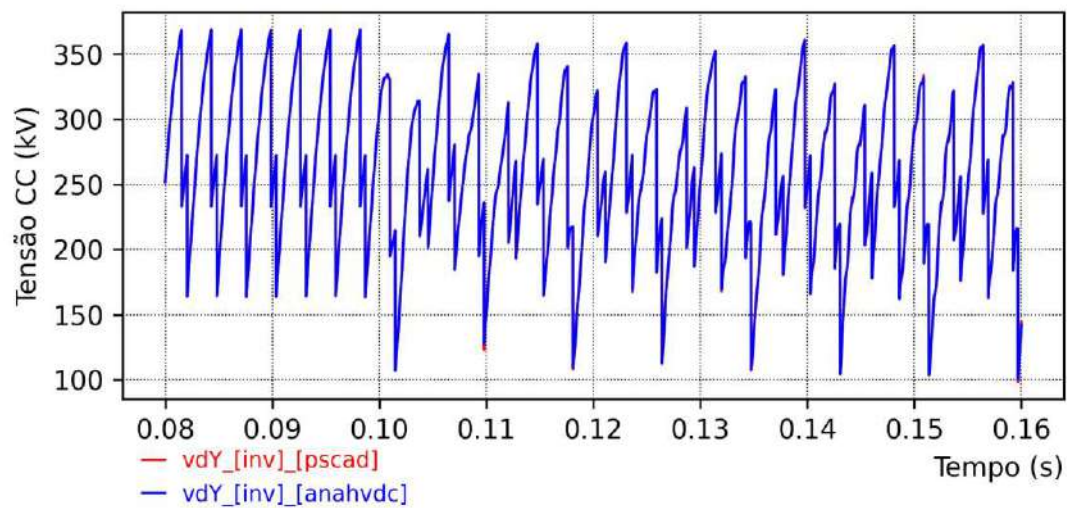
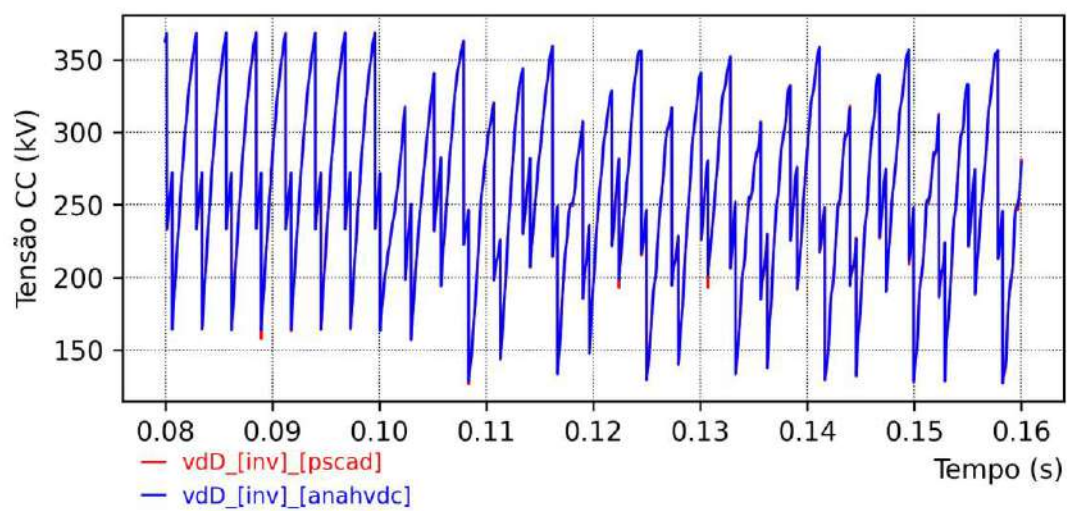
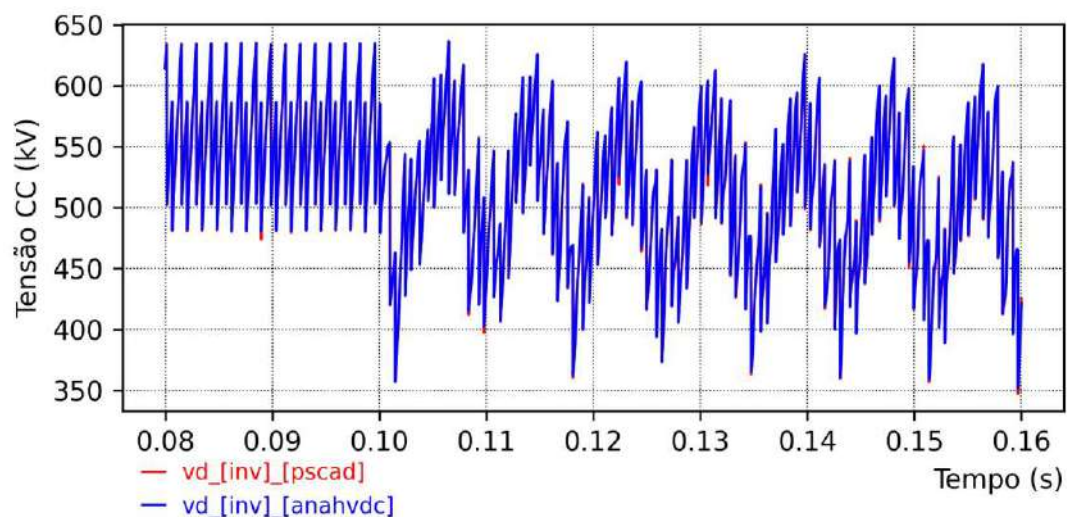


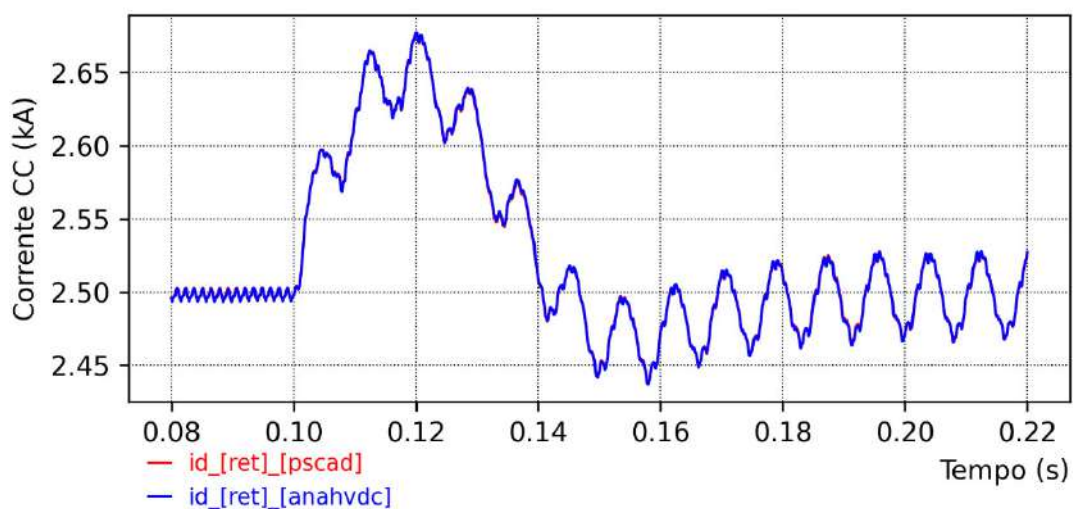
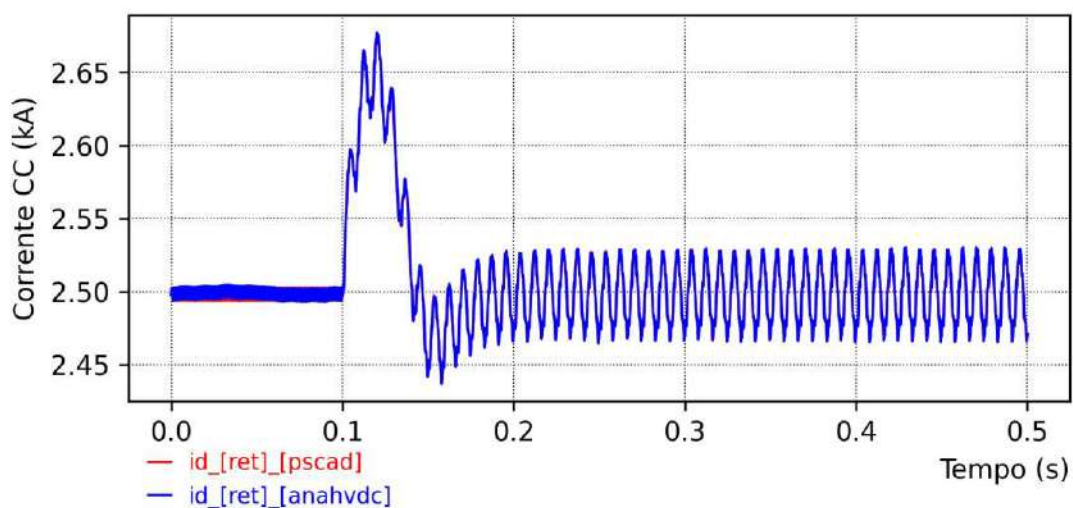
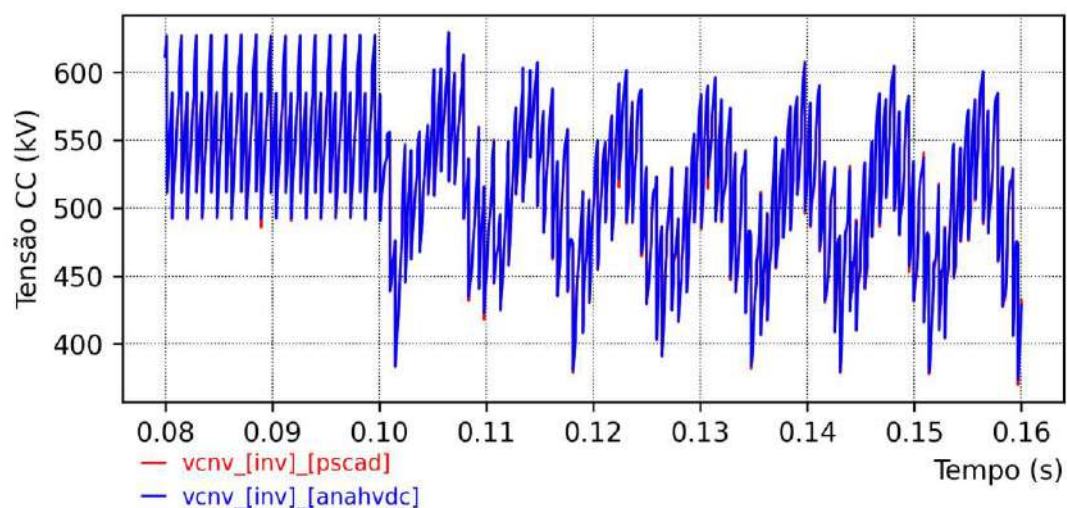


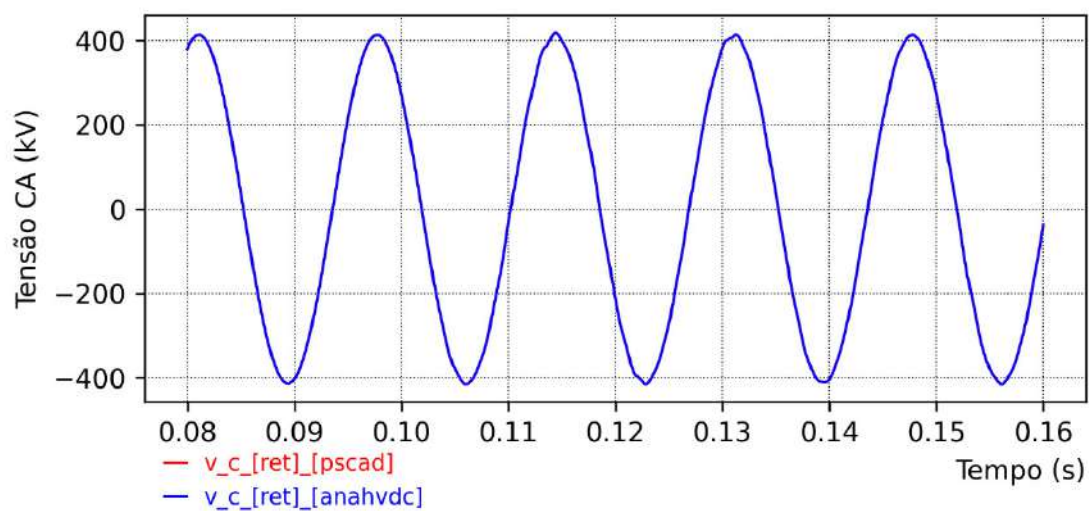
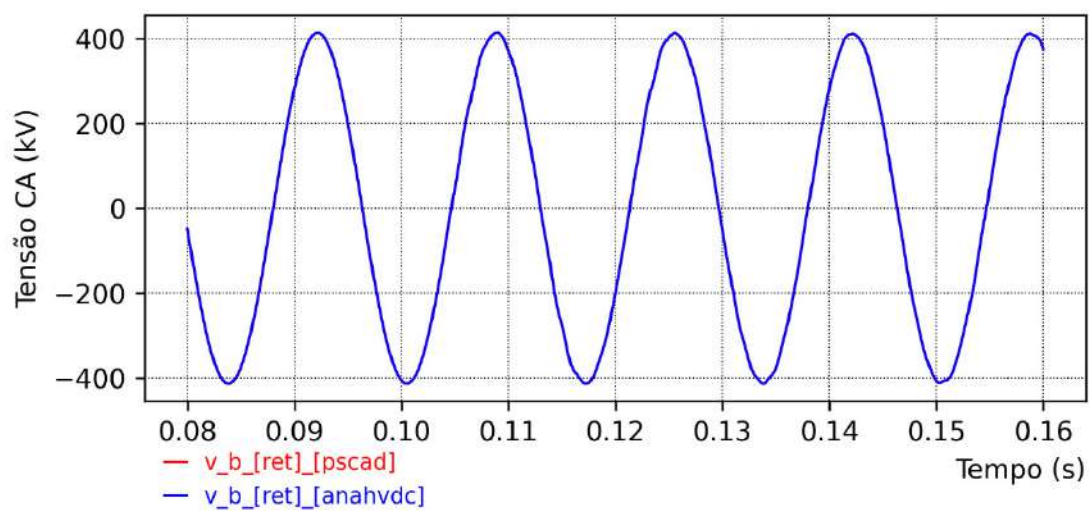
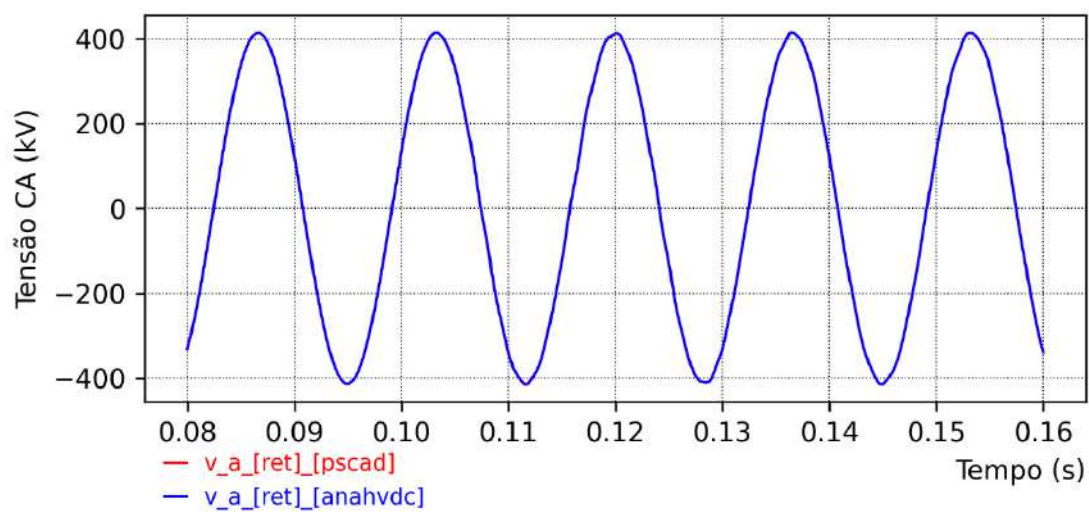
3. Sistema Zca Harmônico – 12 pulsos – Circuito RL

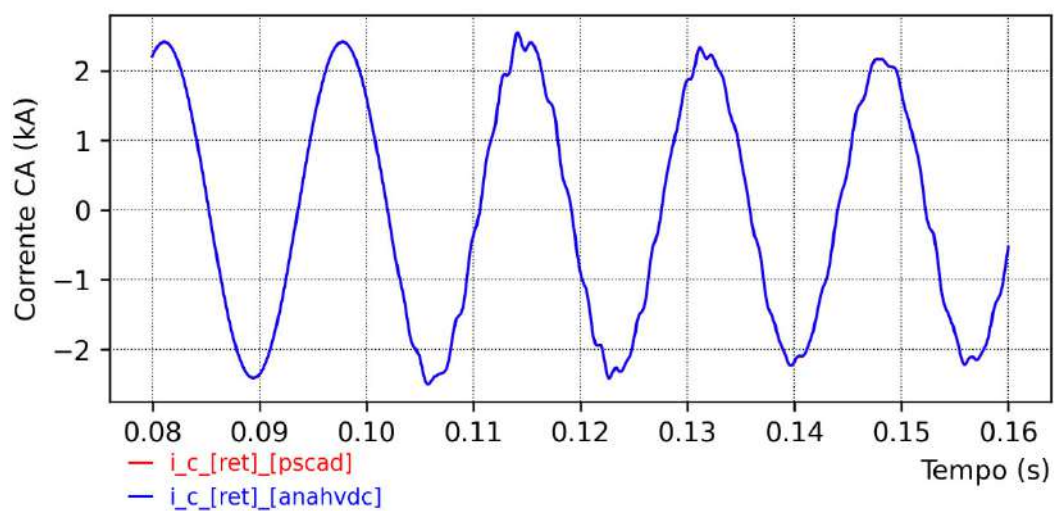
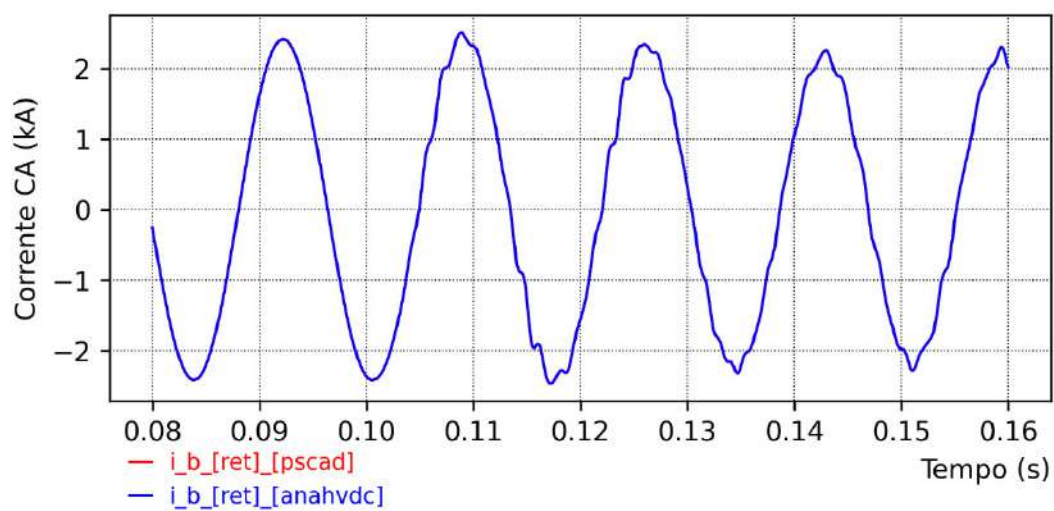
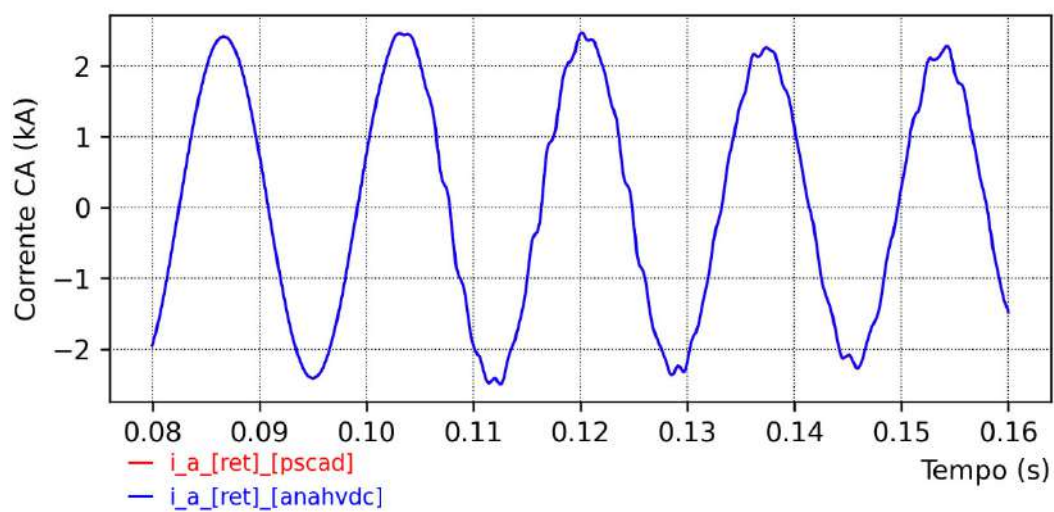
3.1. Degrau na fonte do lado do inversor

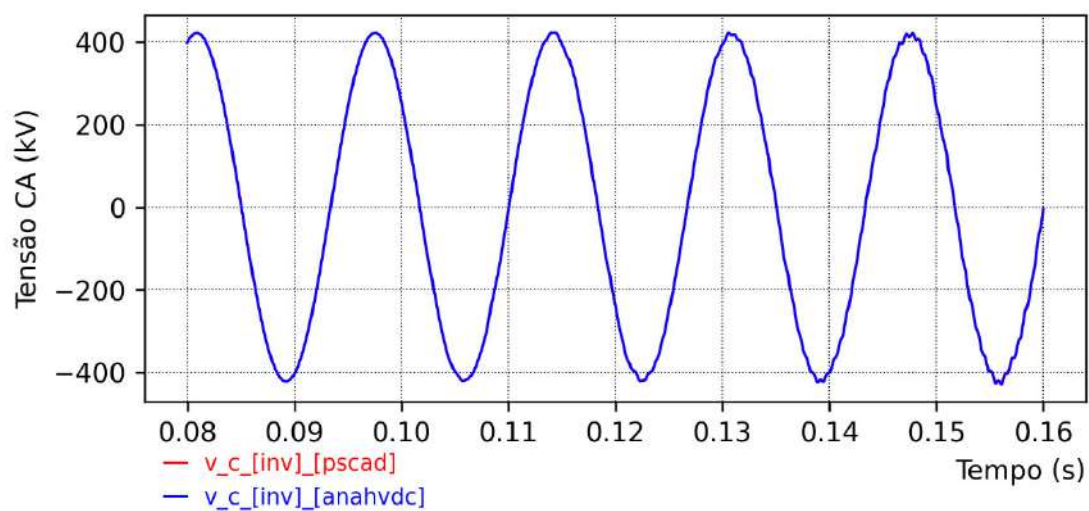
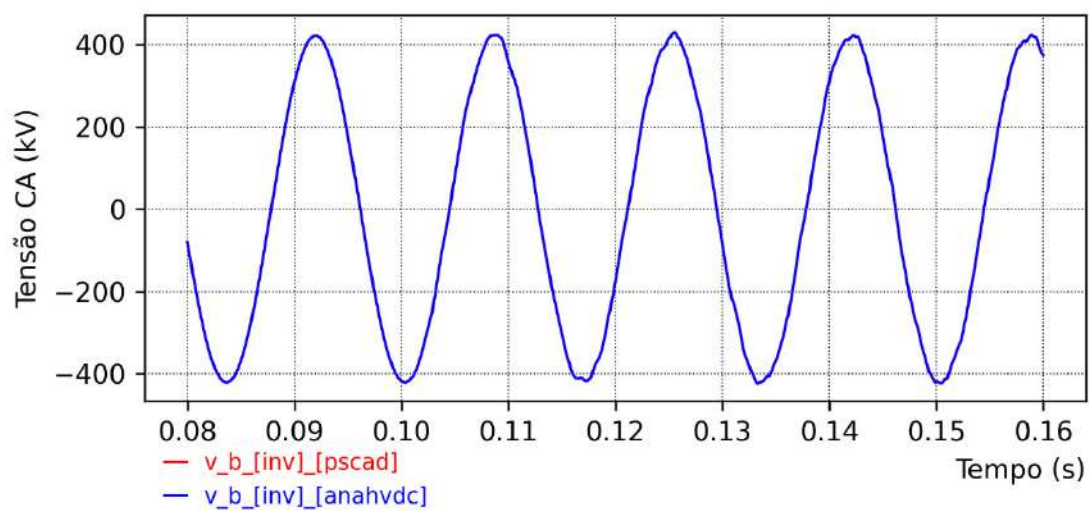
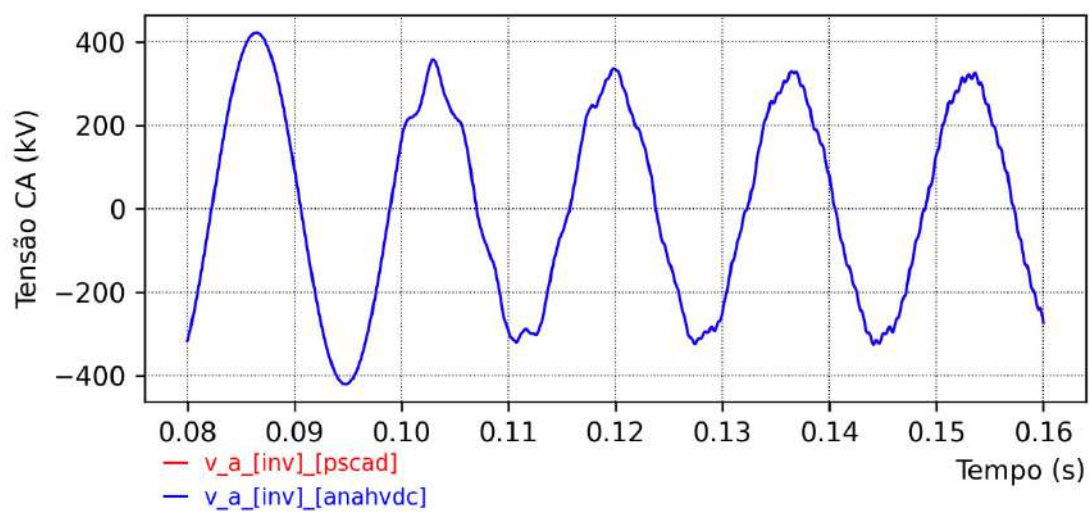


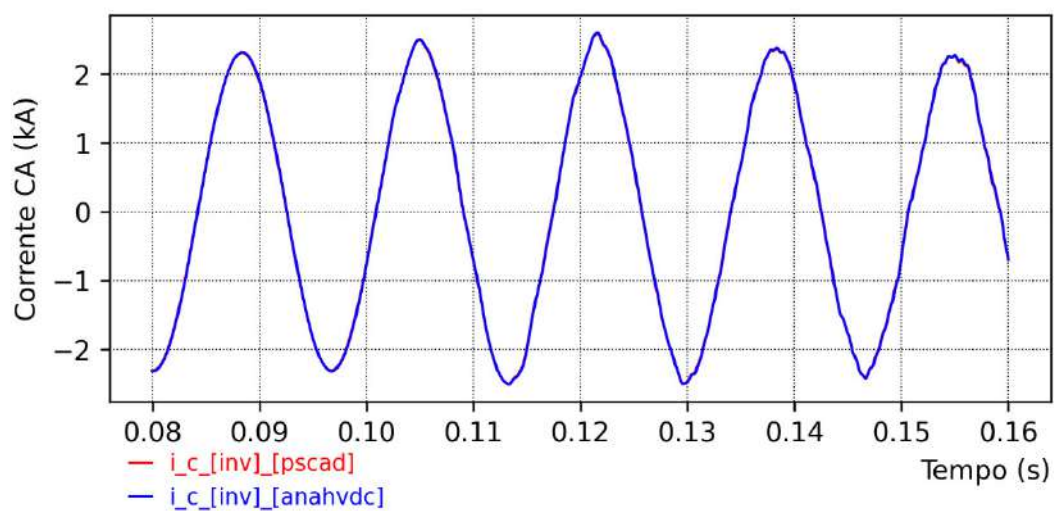
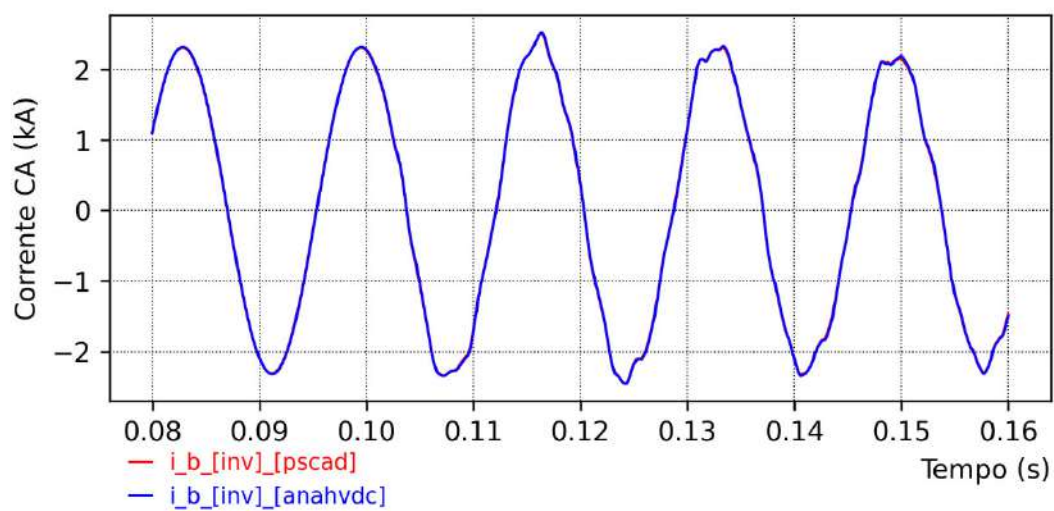
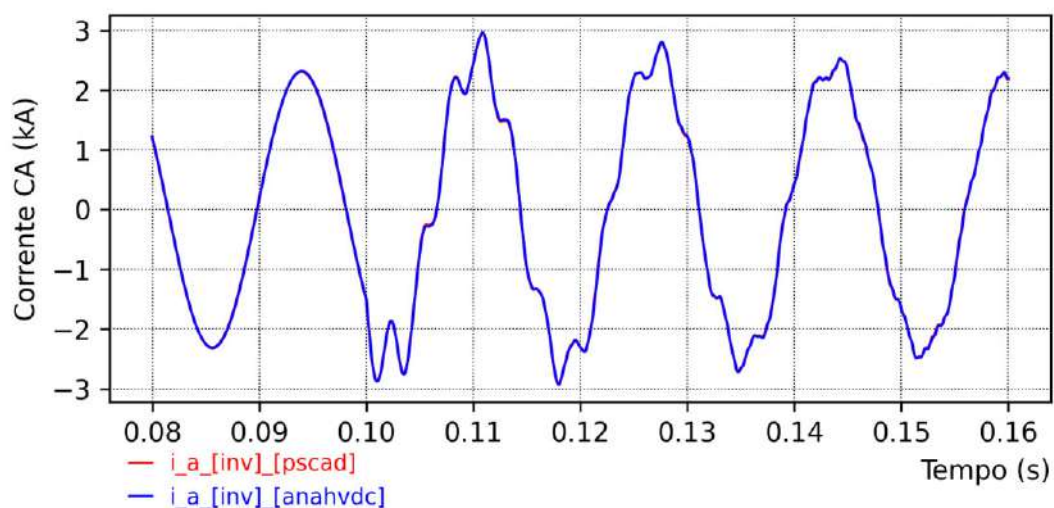


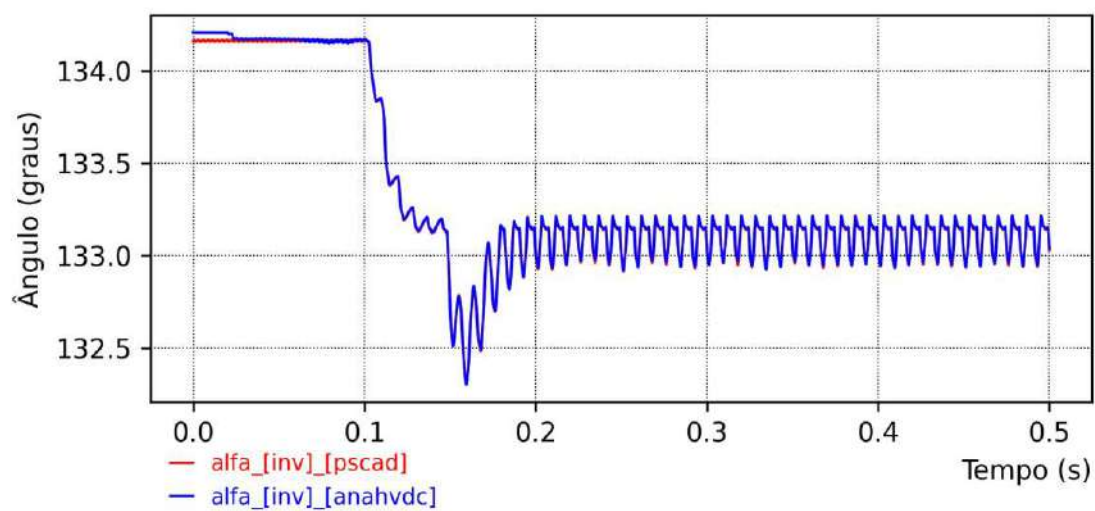
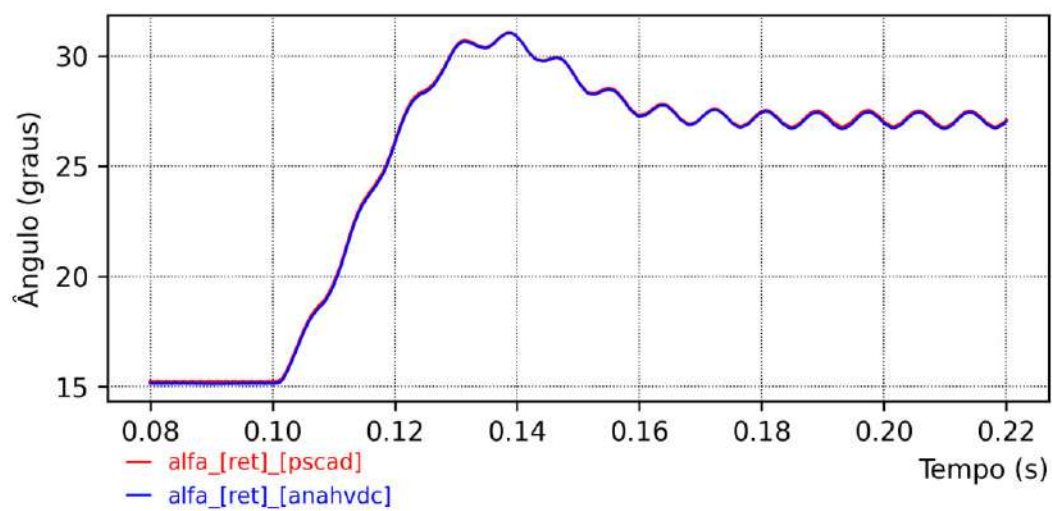
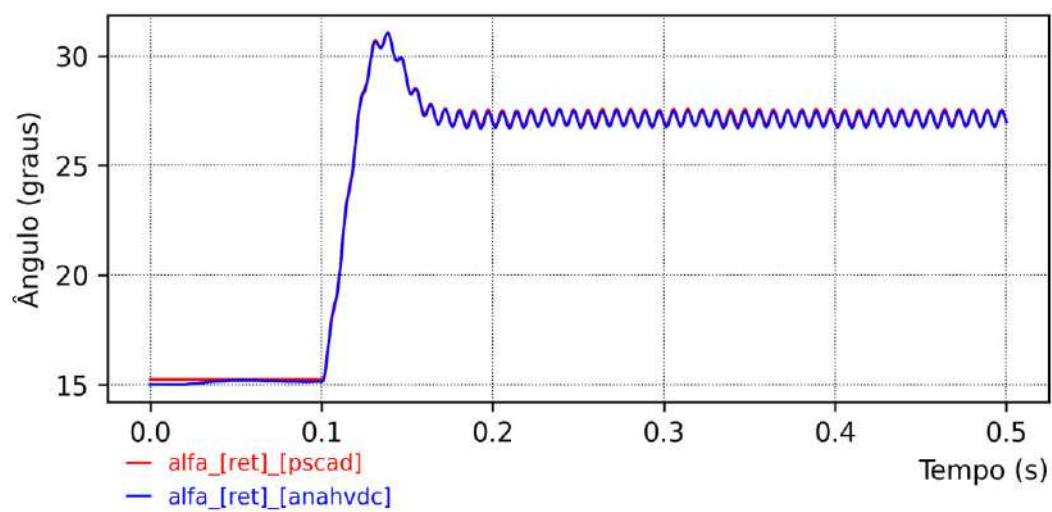


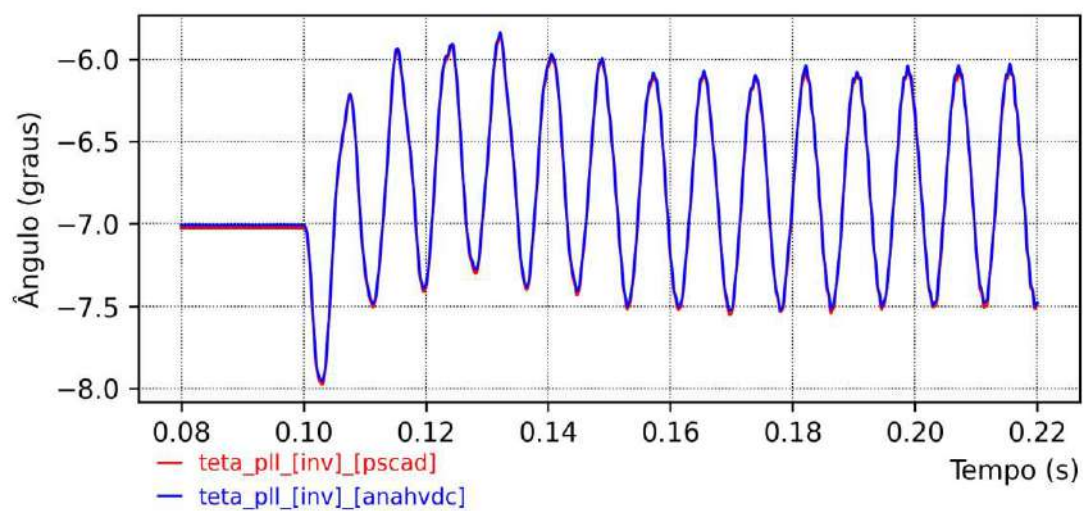
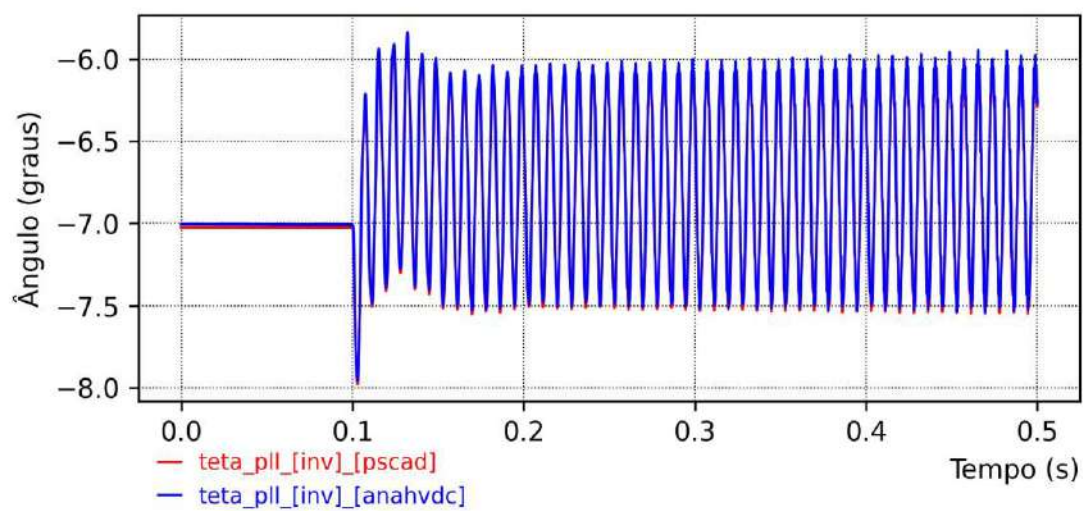
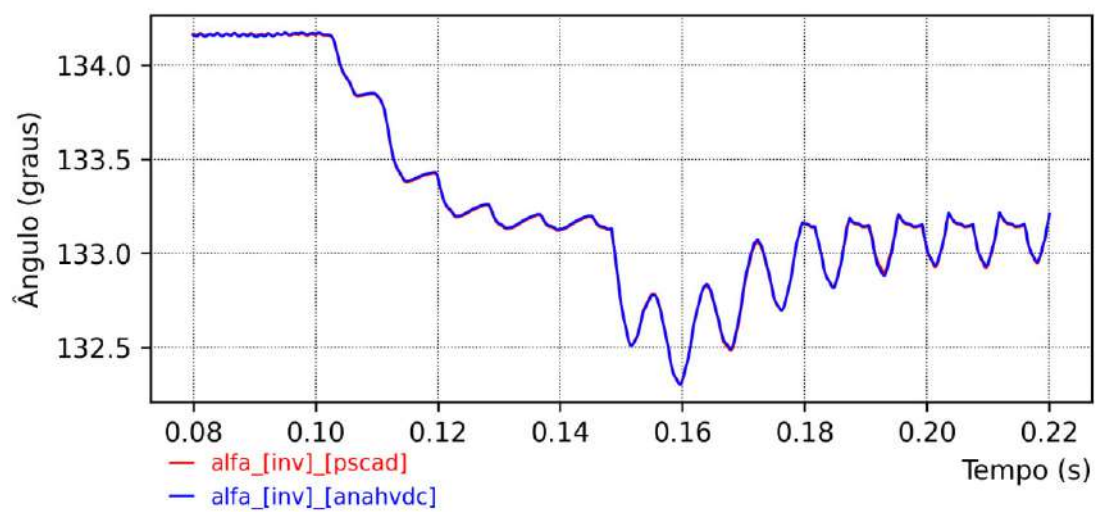


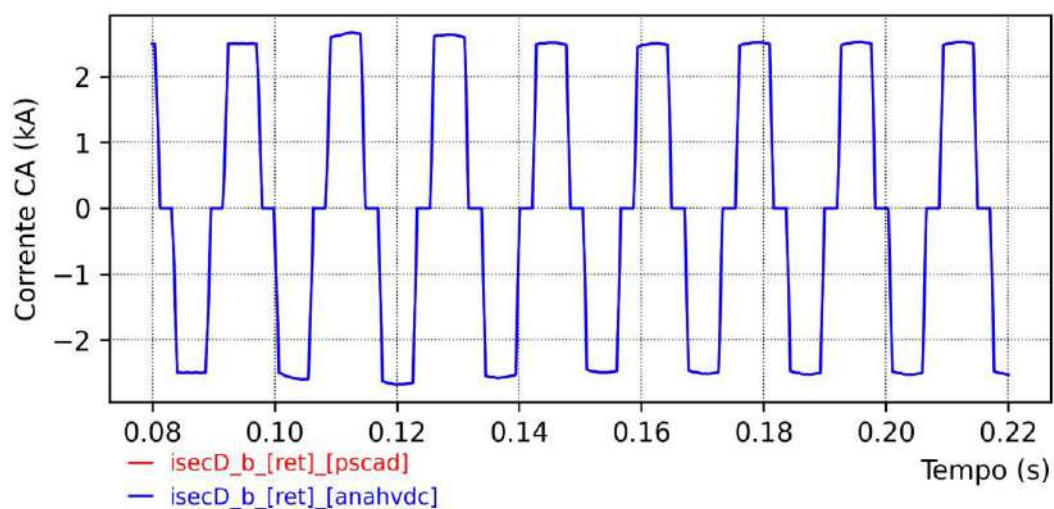
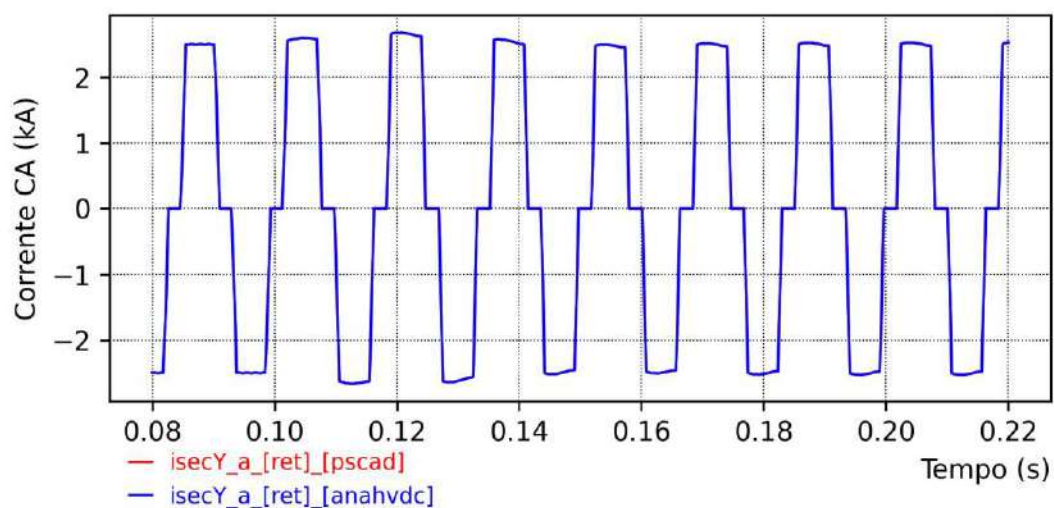
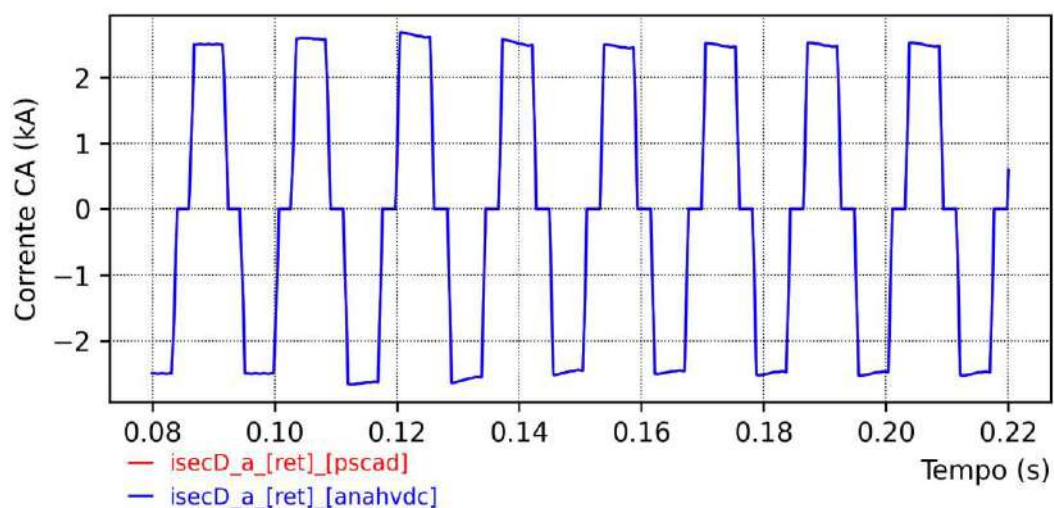


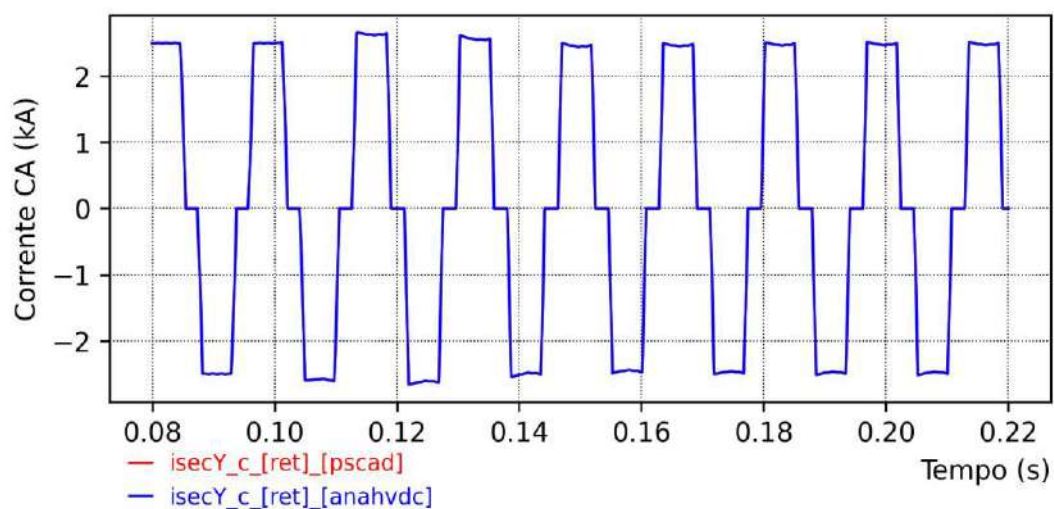
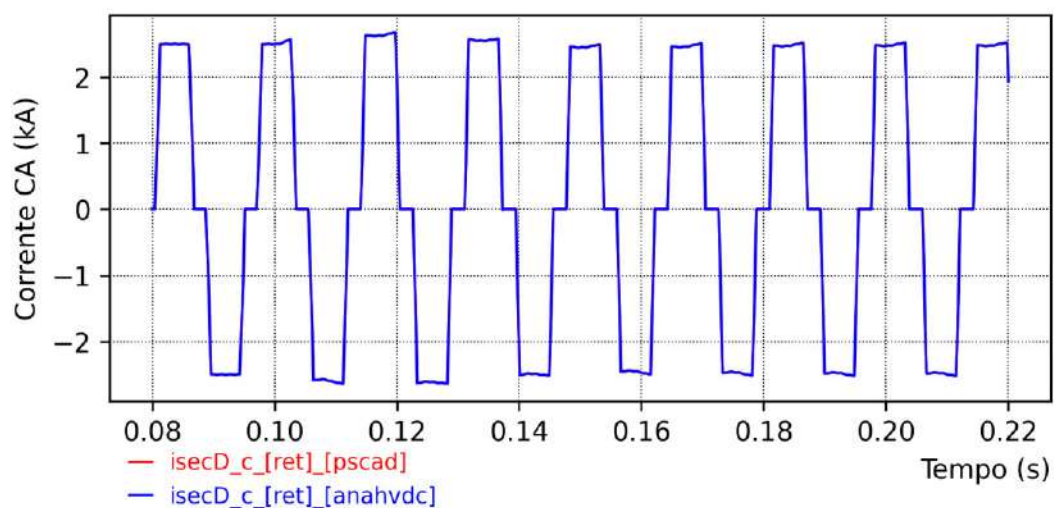
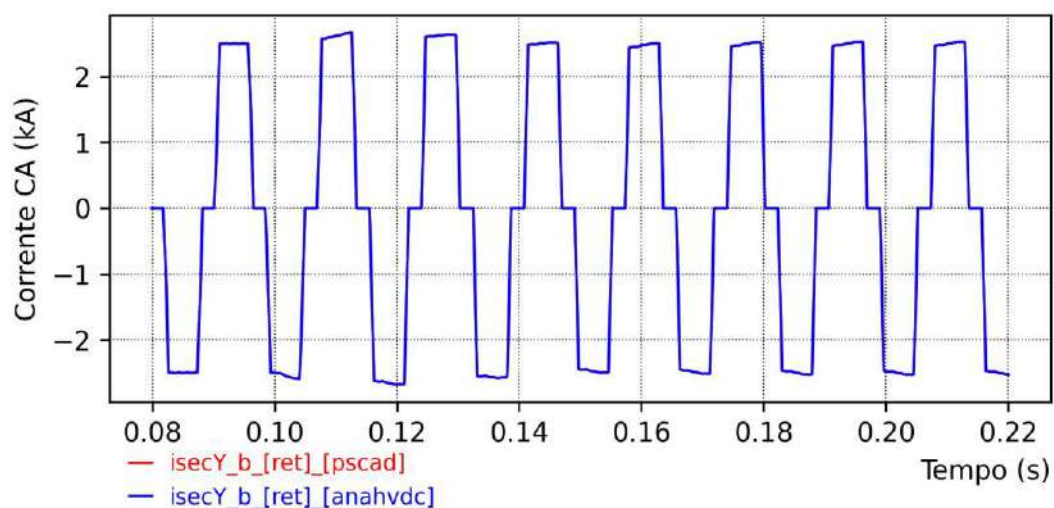


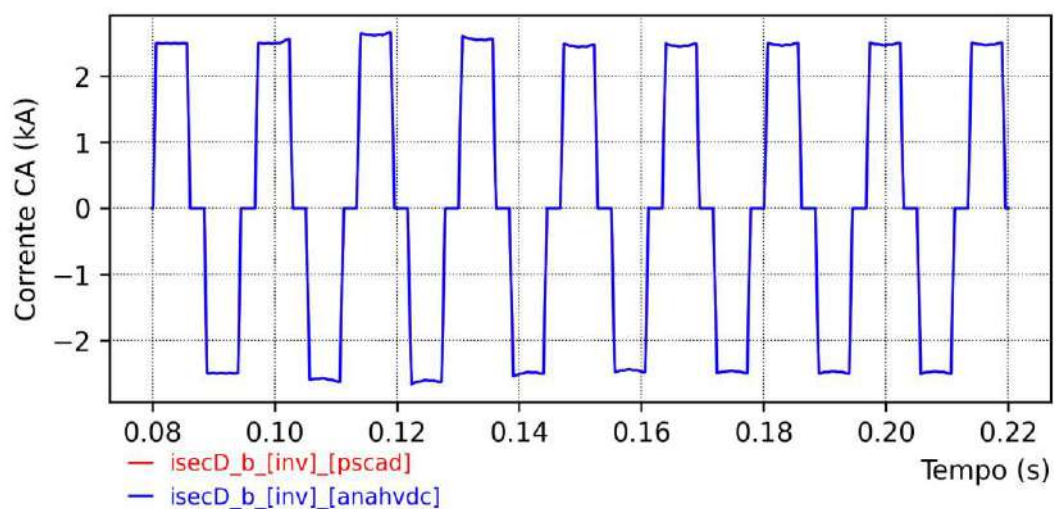
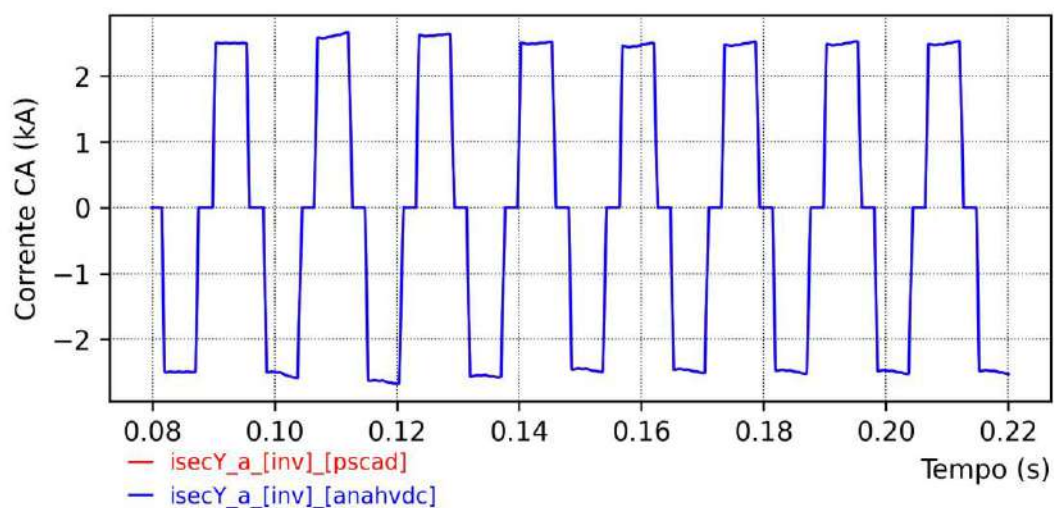
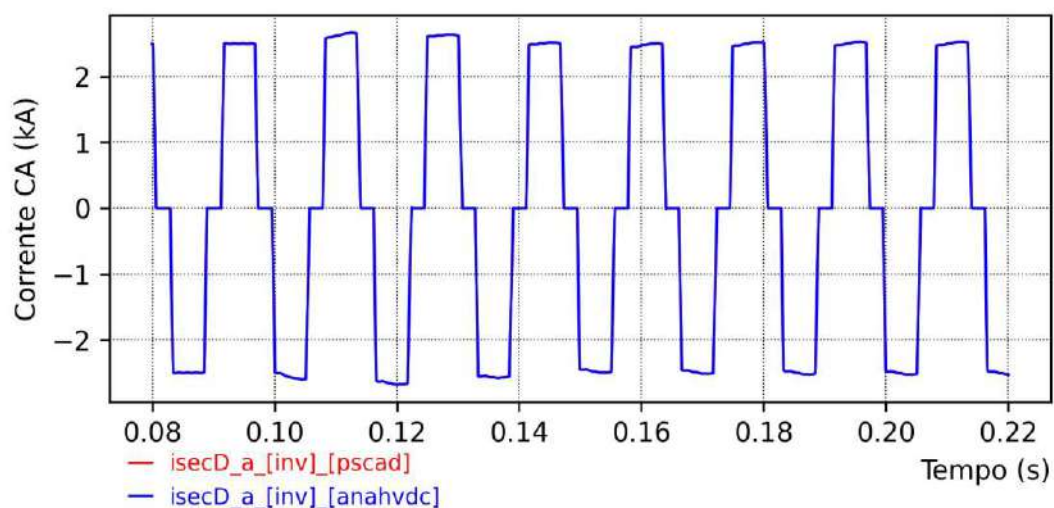


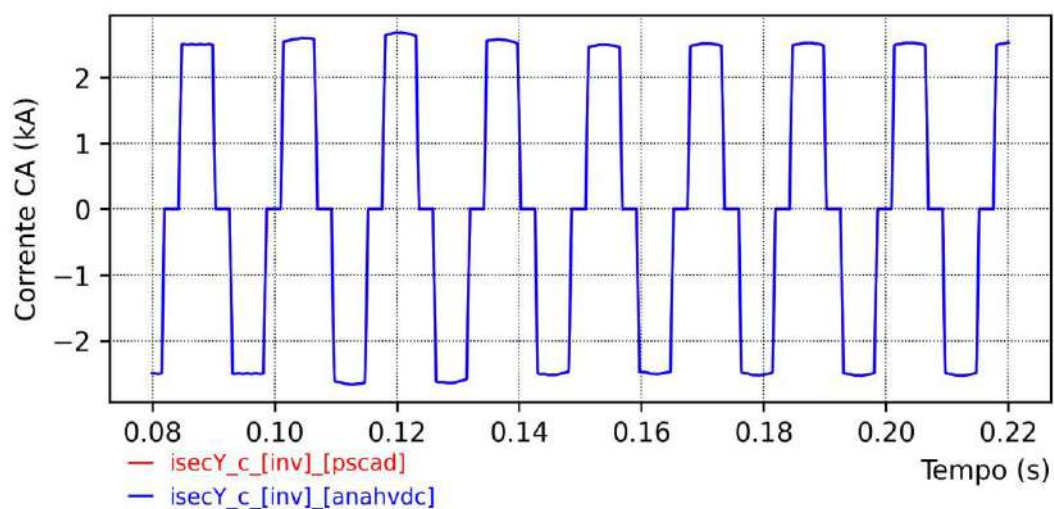
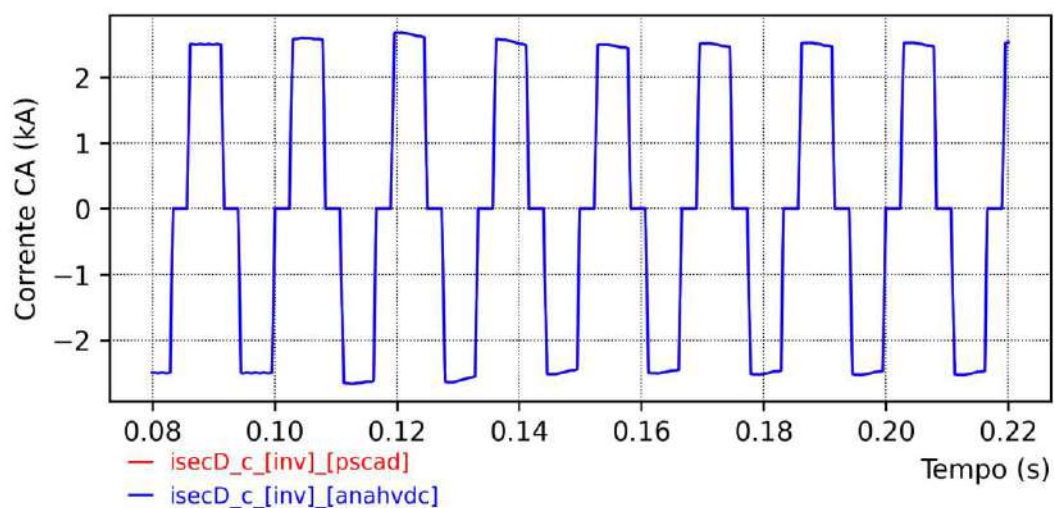
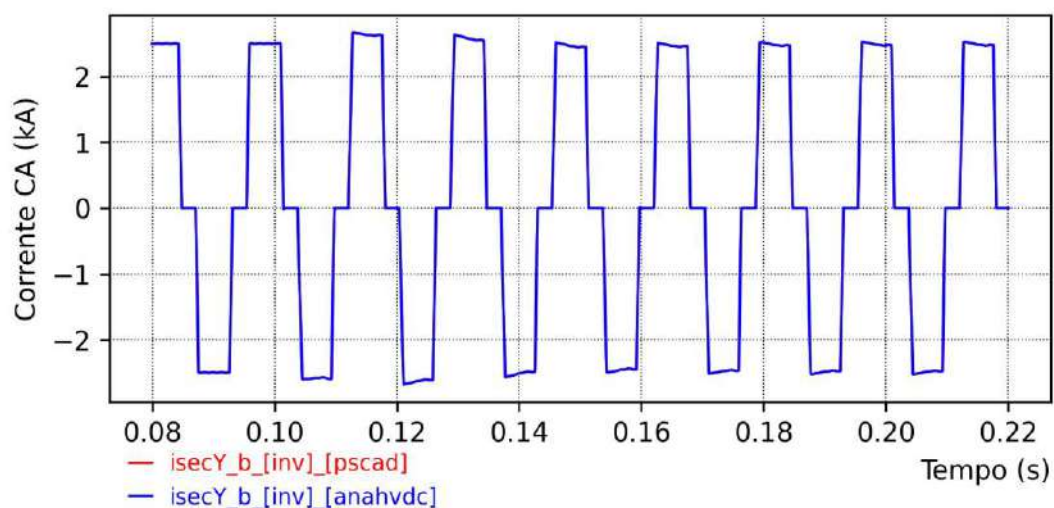


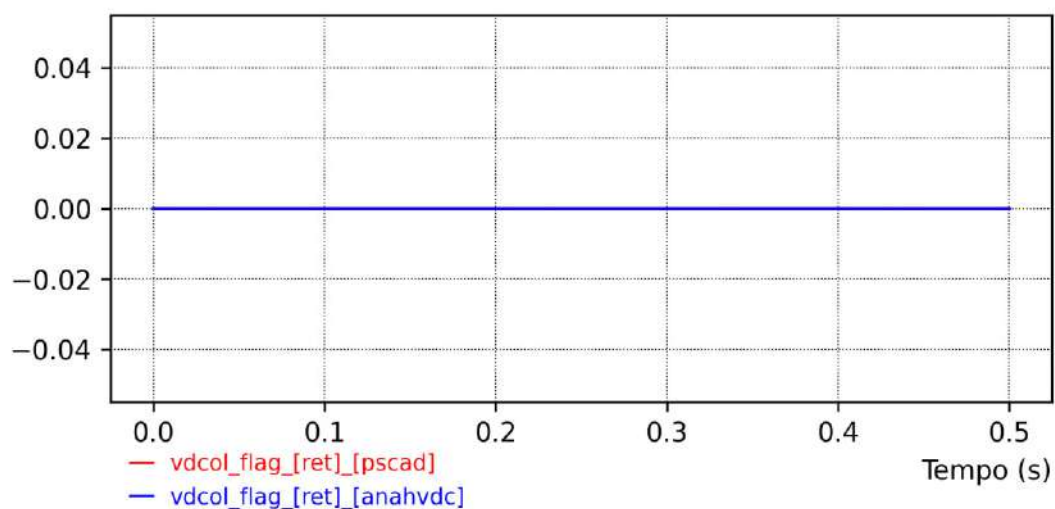
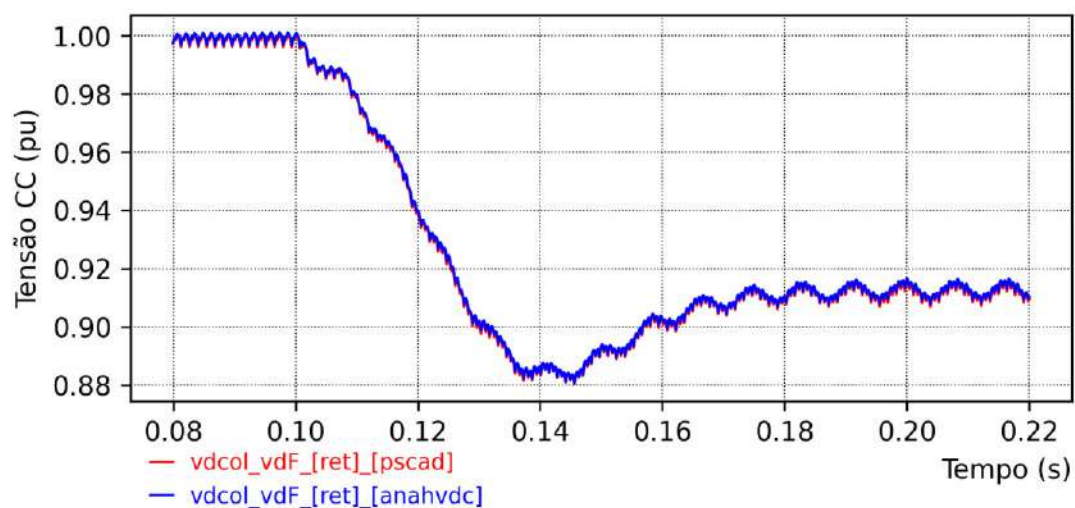
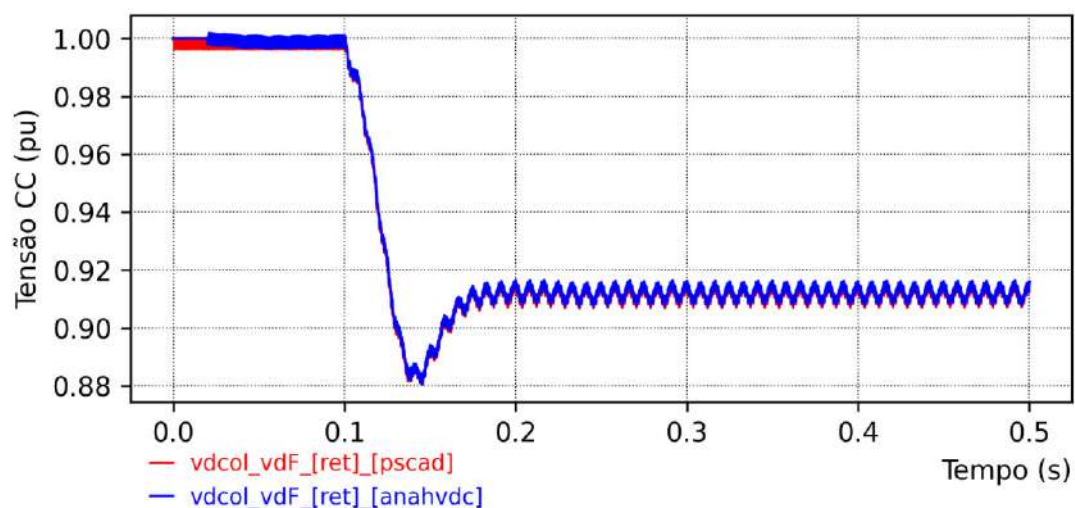


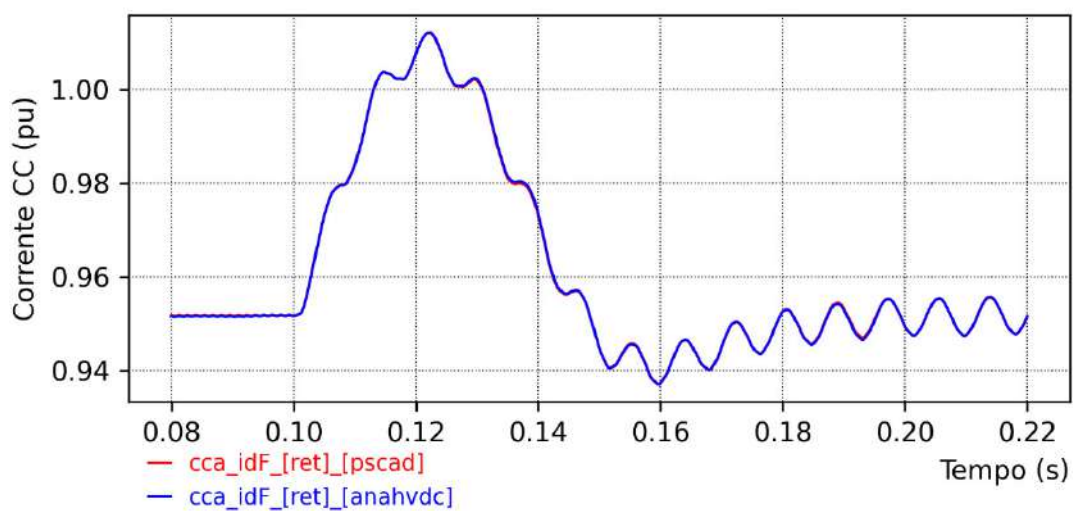
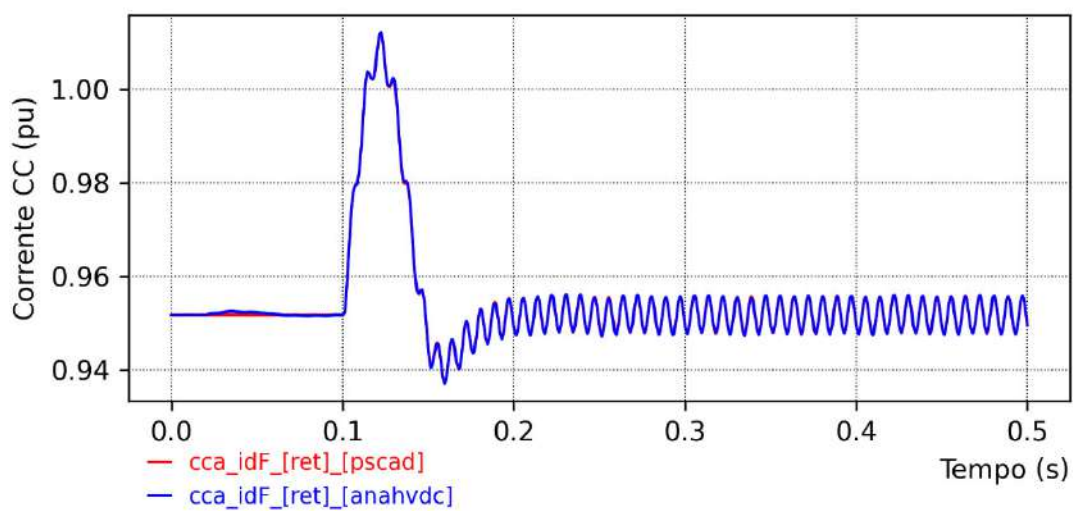
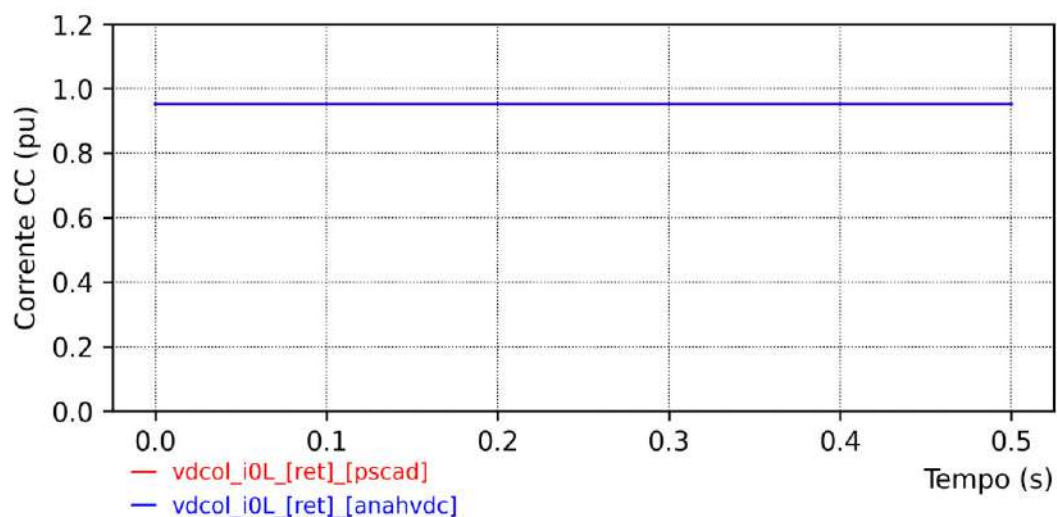


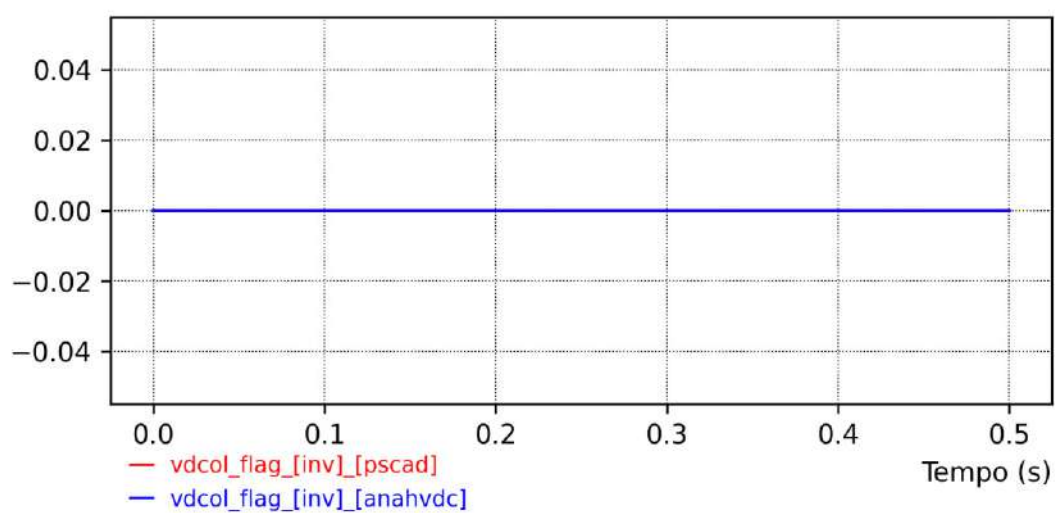
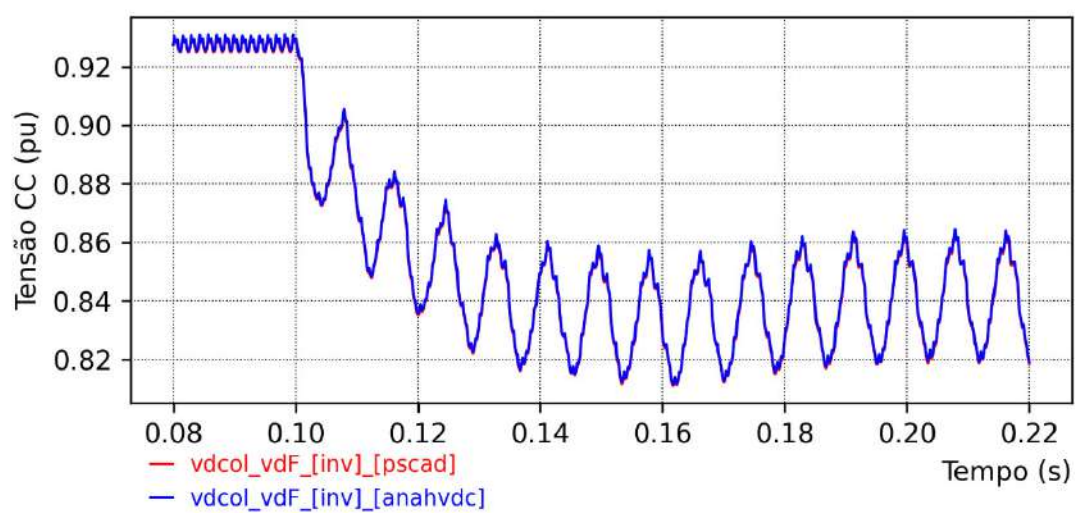
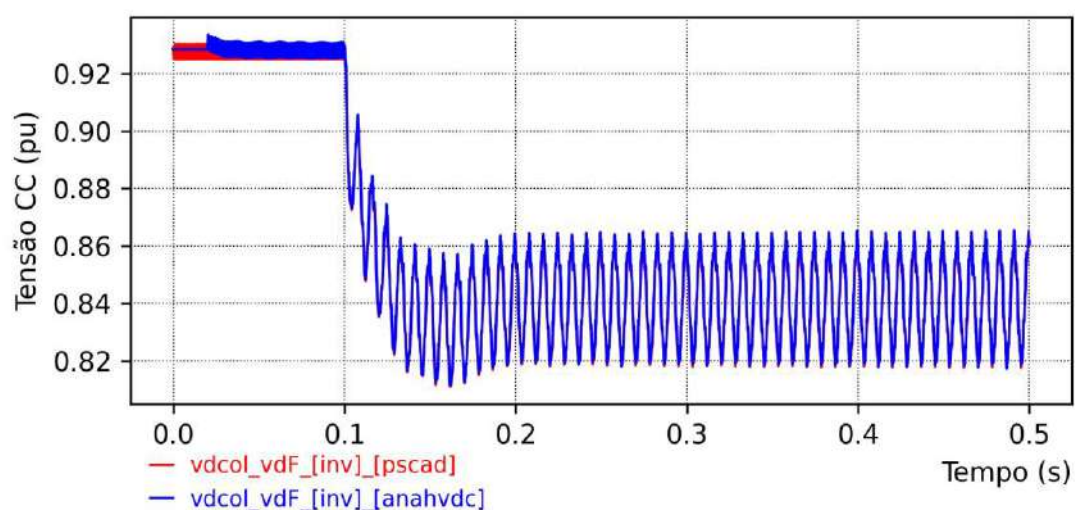


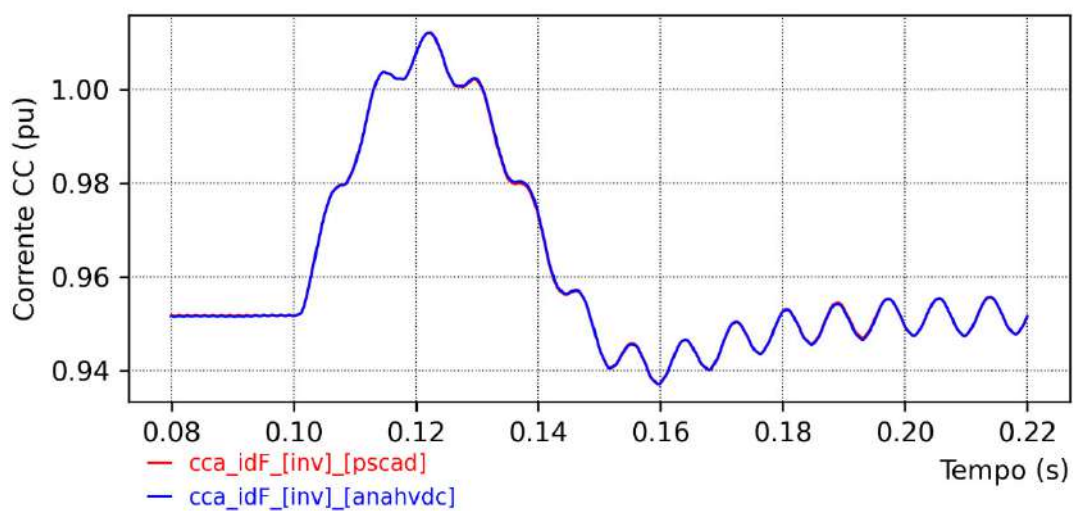
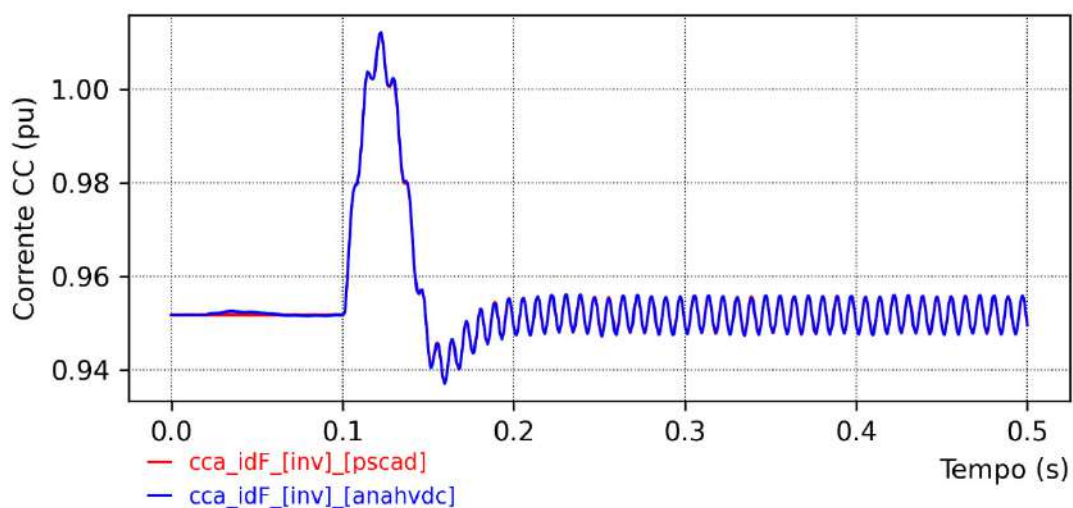
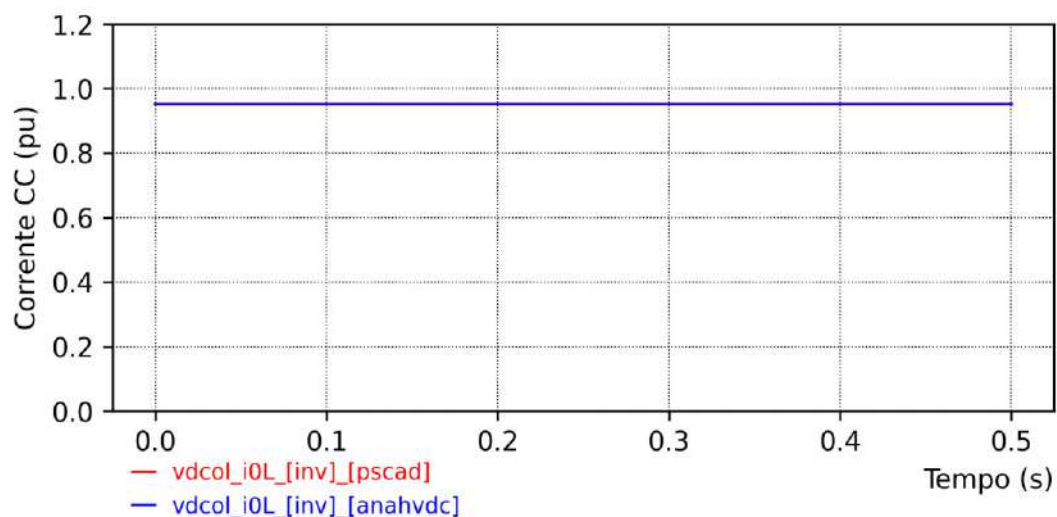


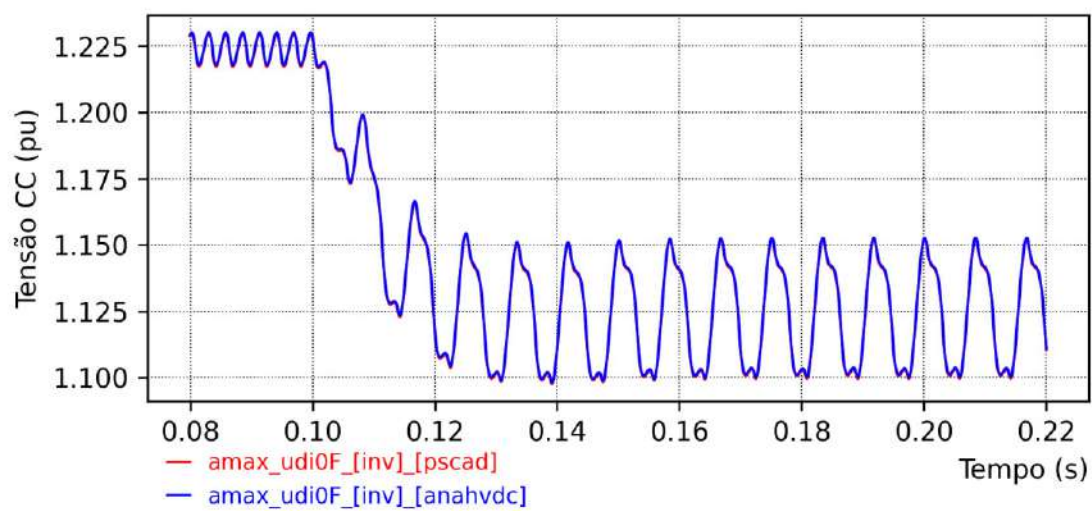
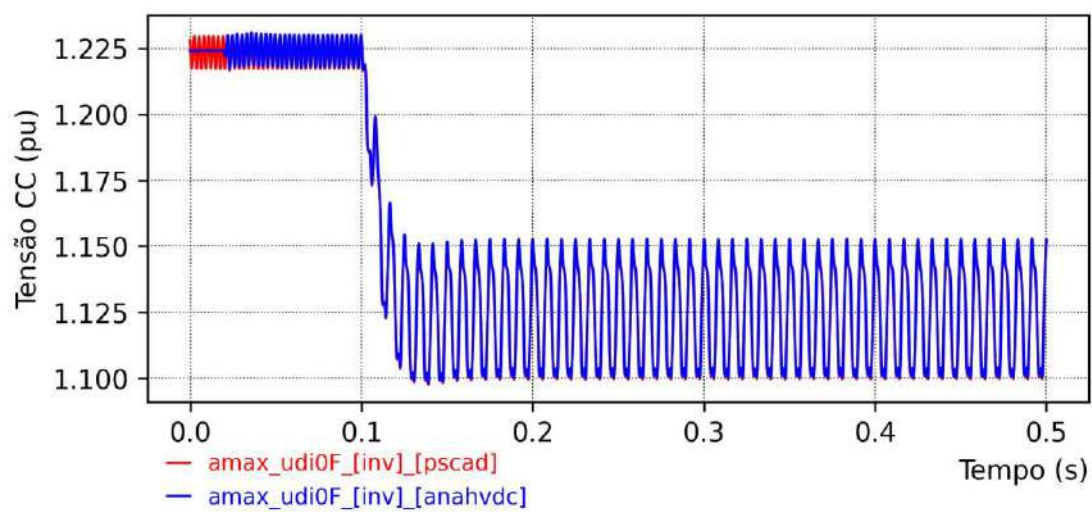




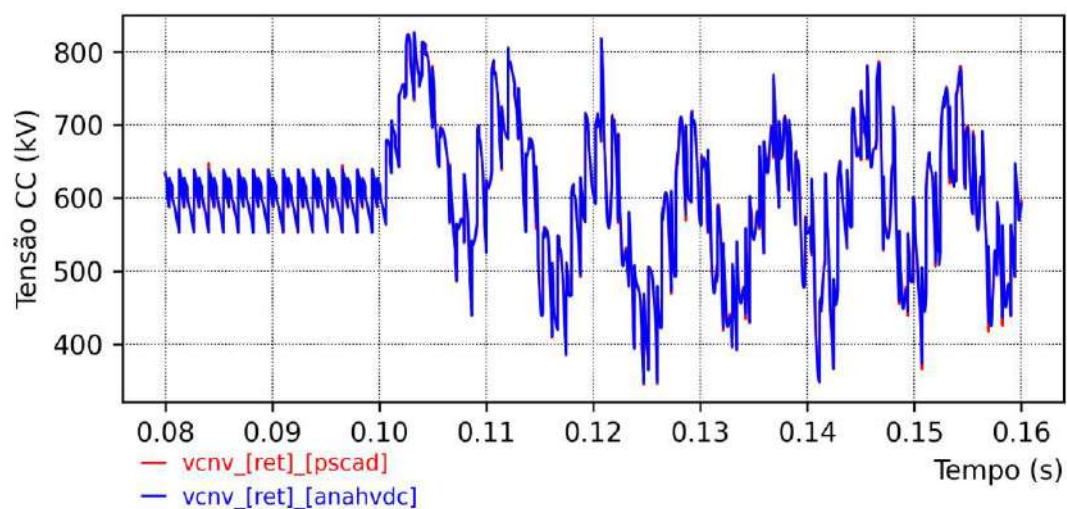
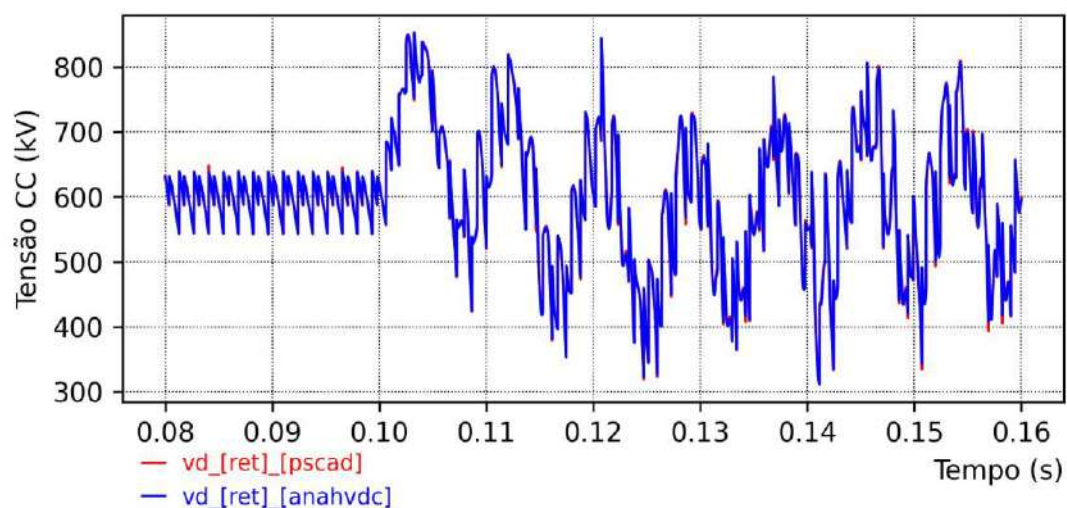
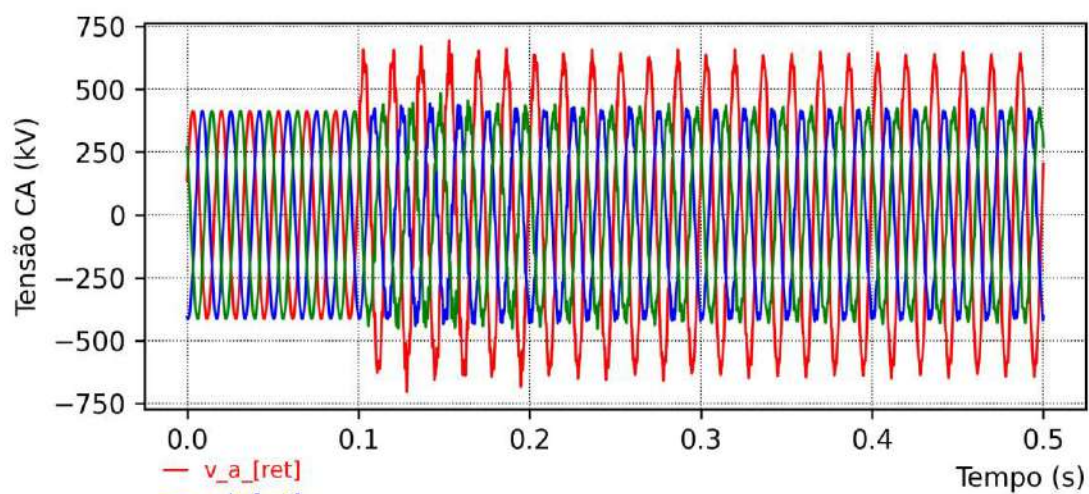


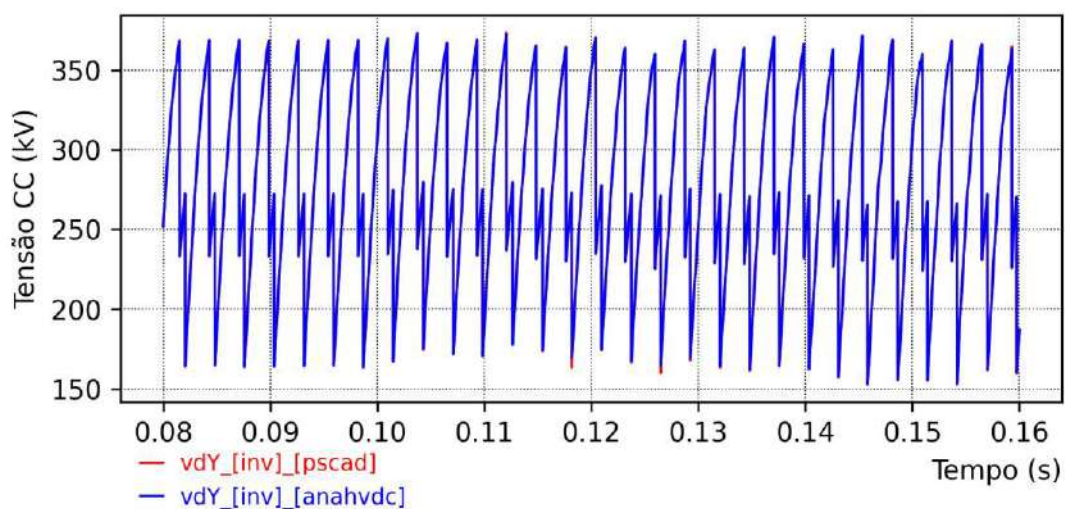
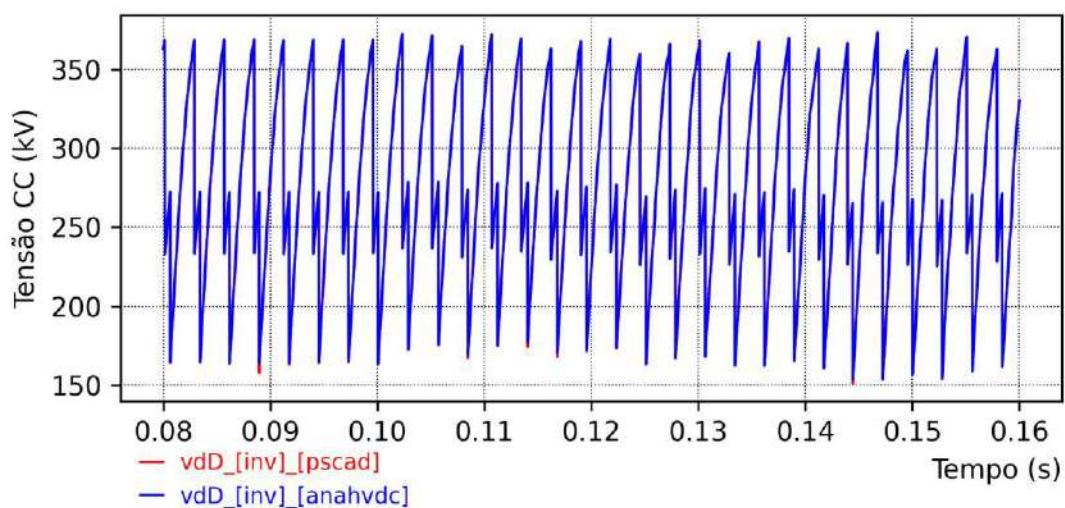
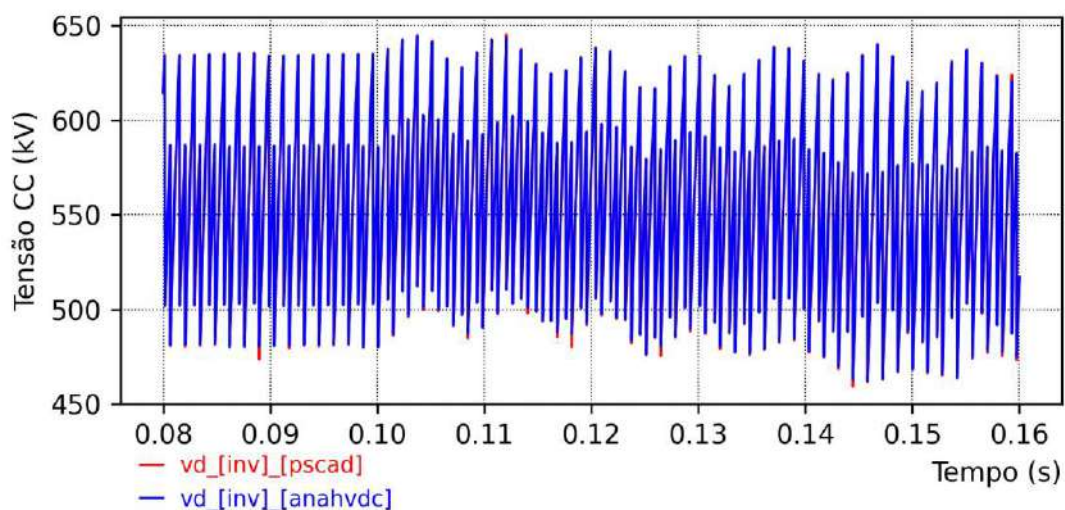


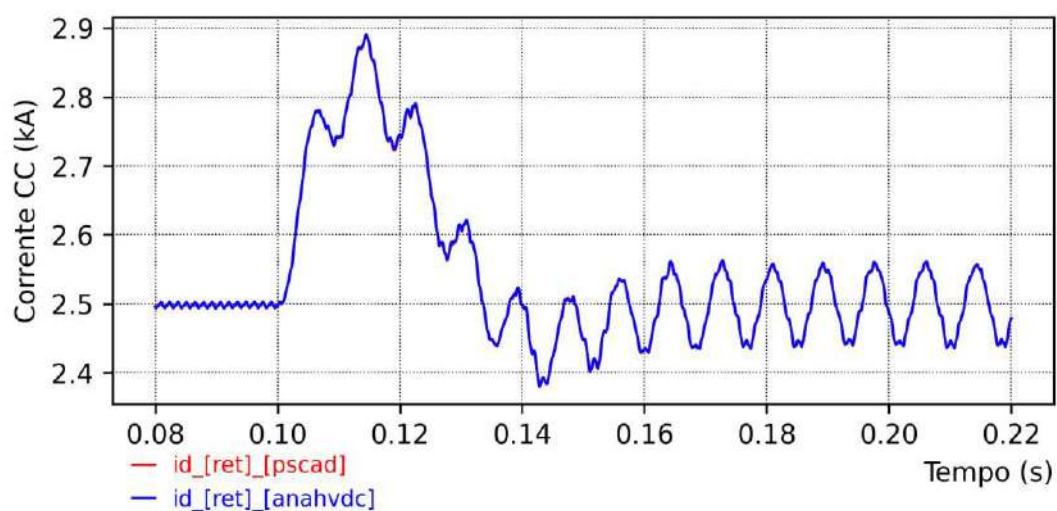
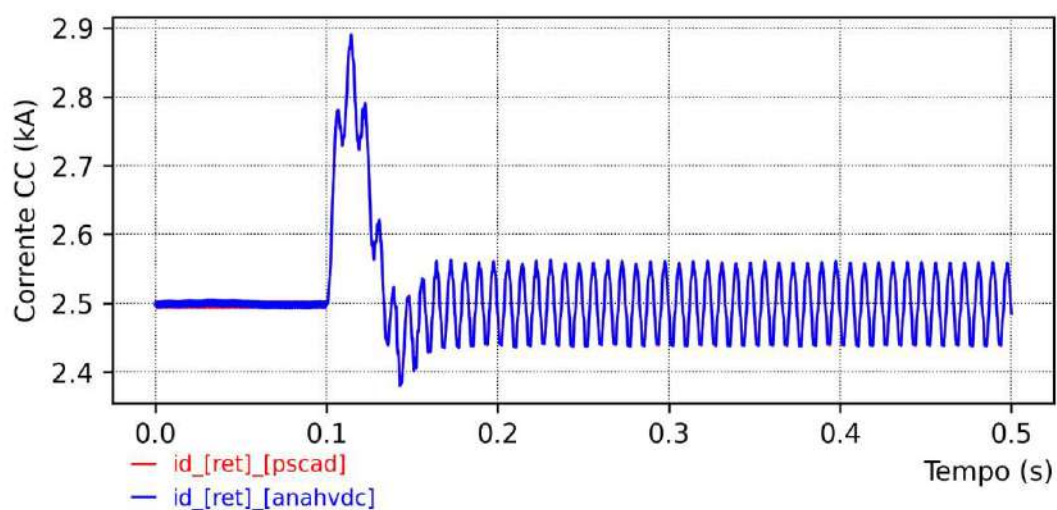
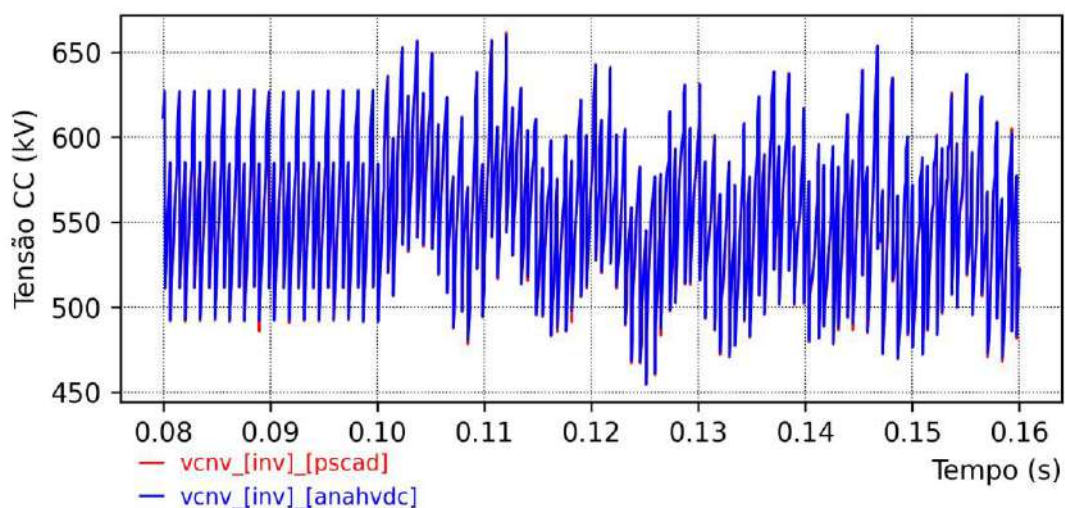


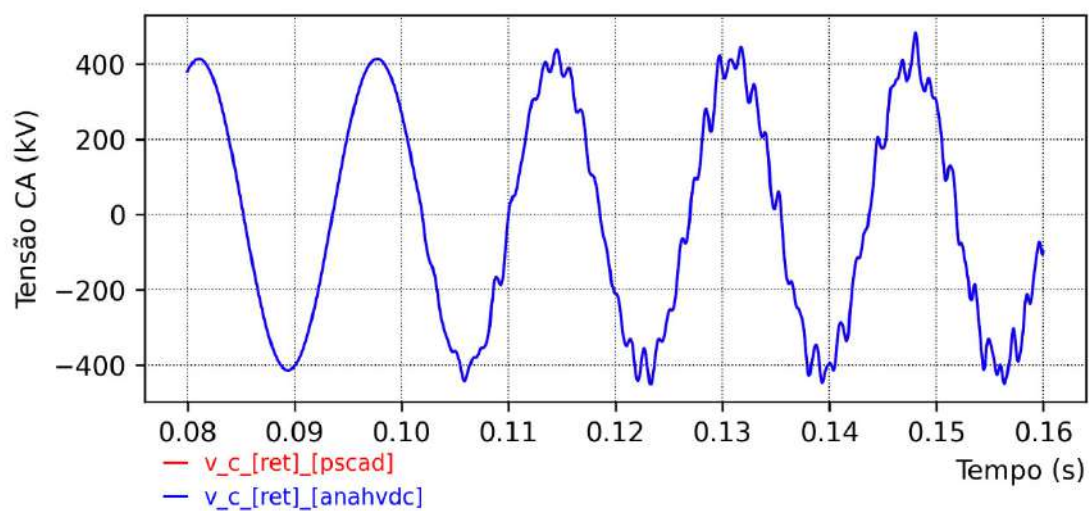
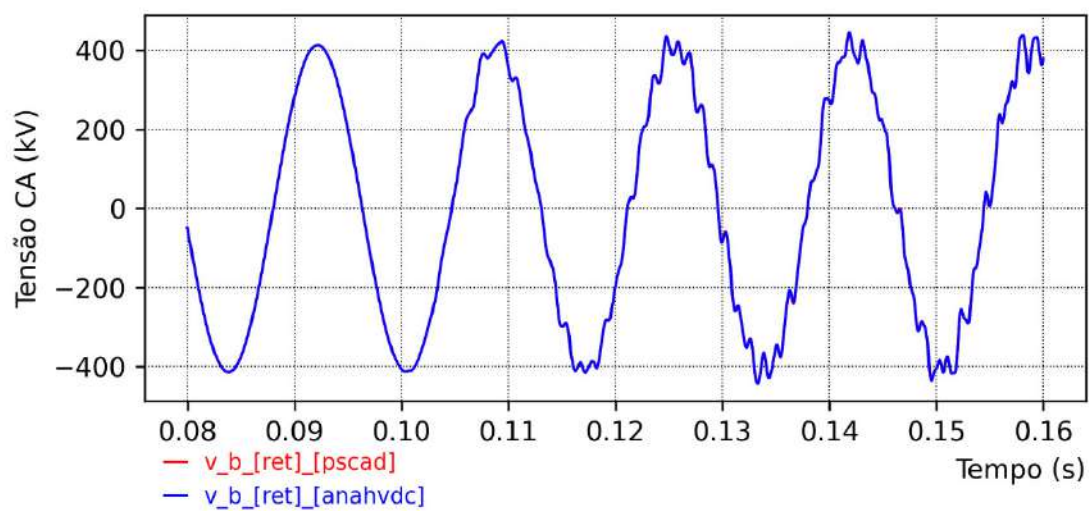
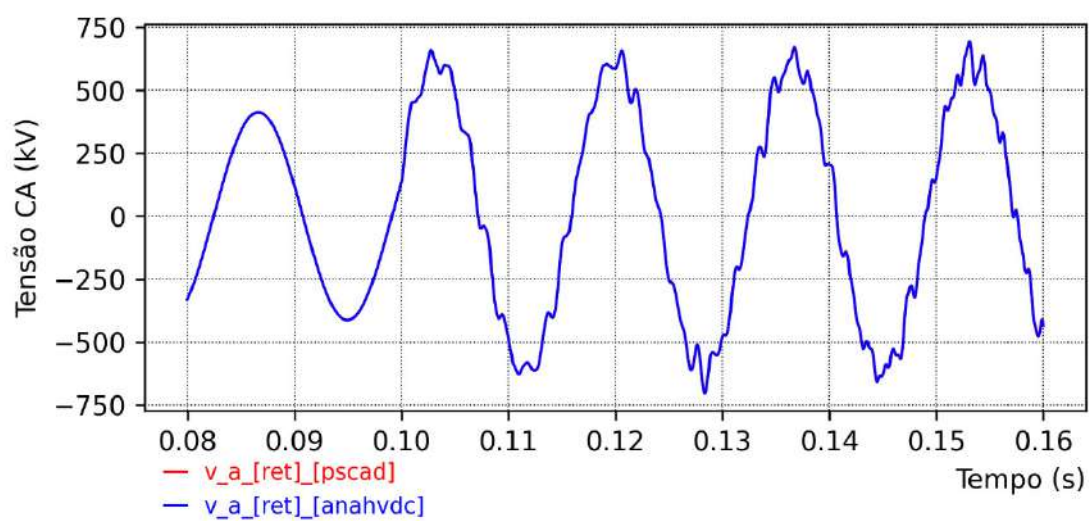


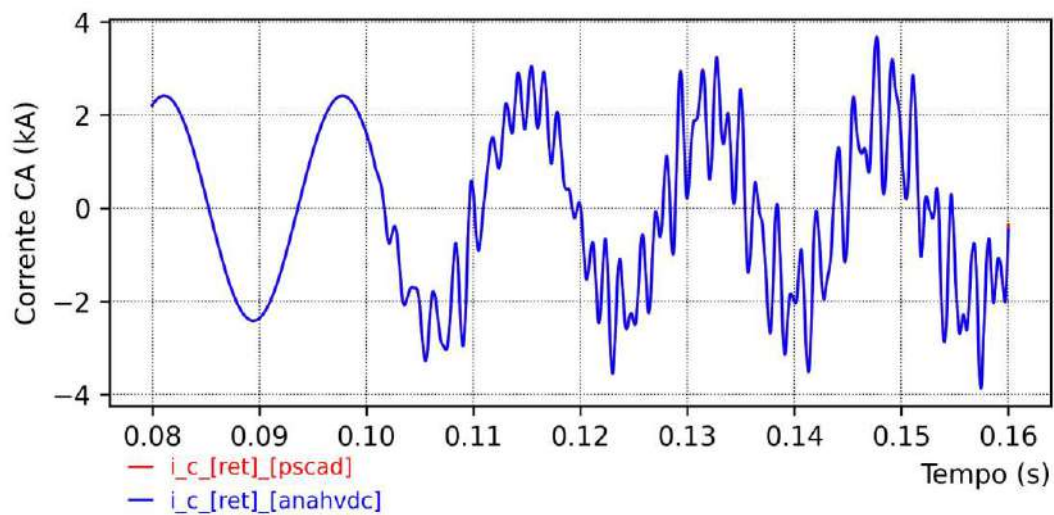
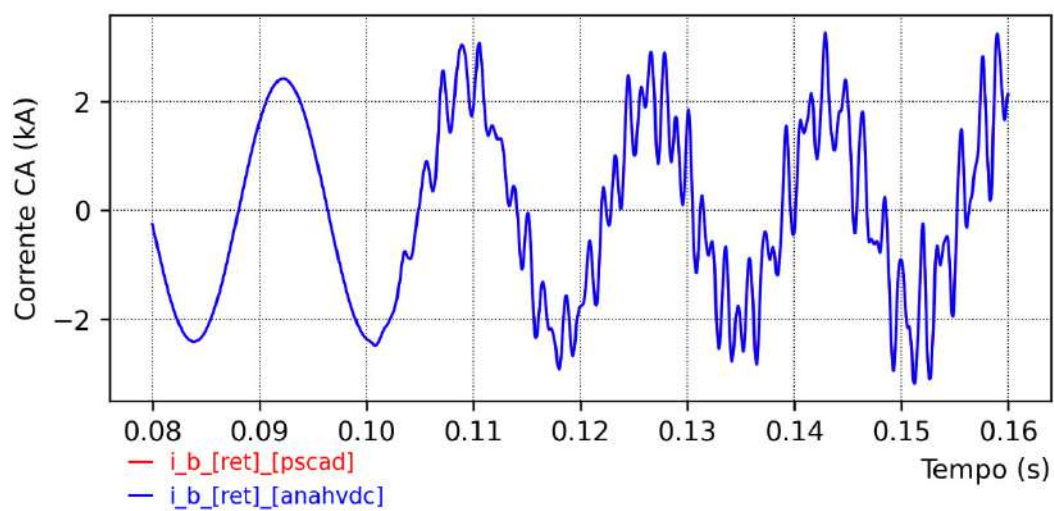
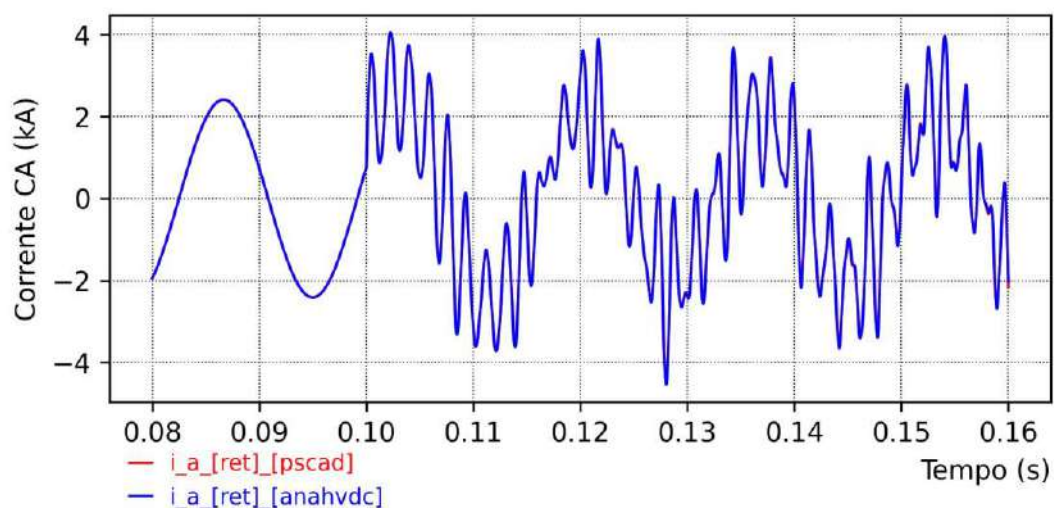
3.2. Degrau na fonte do lado do retificador

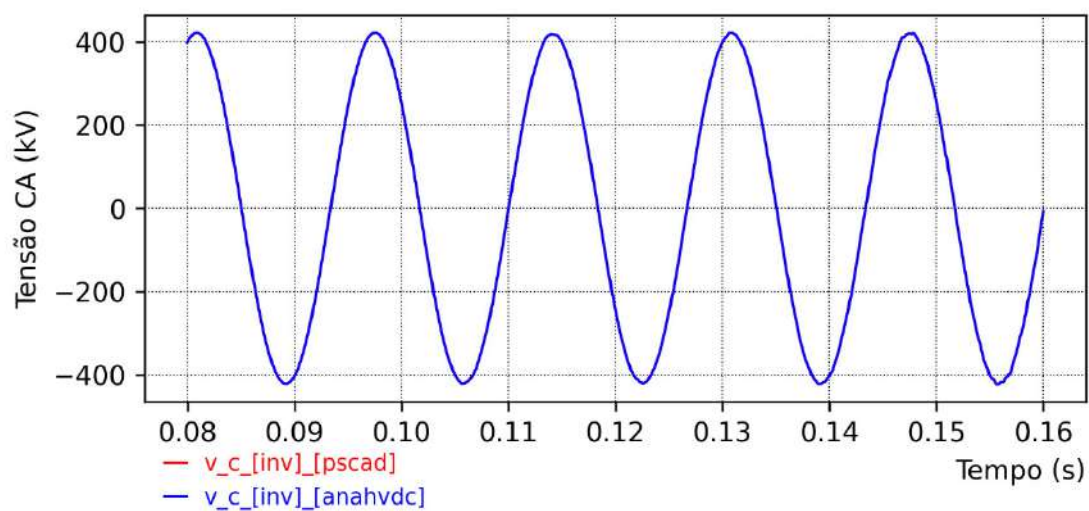
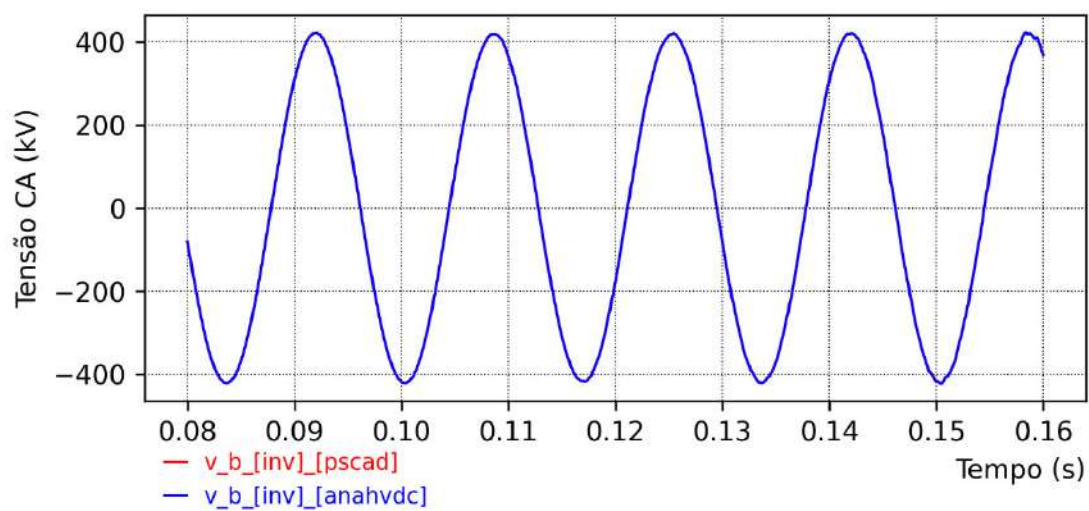
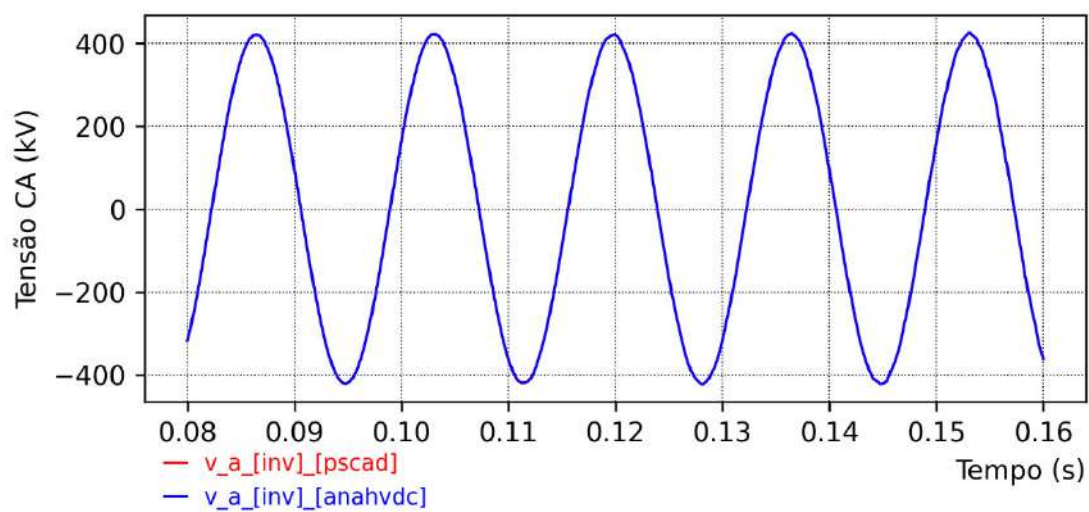


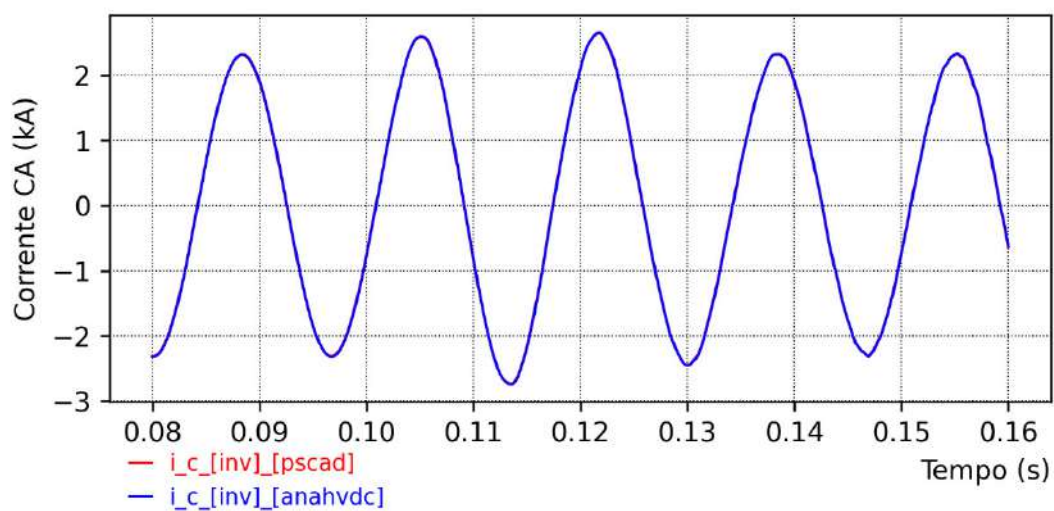
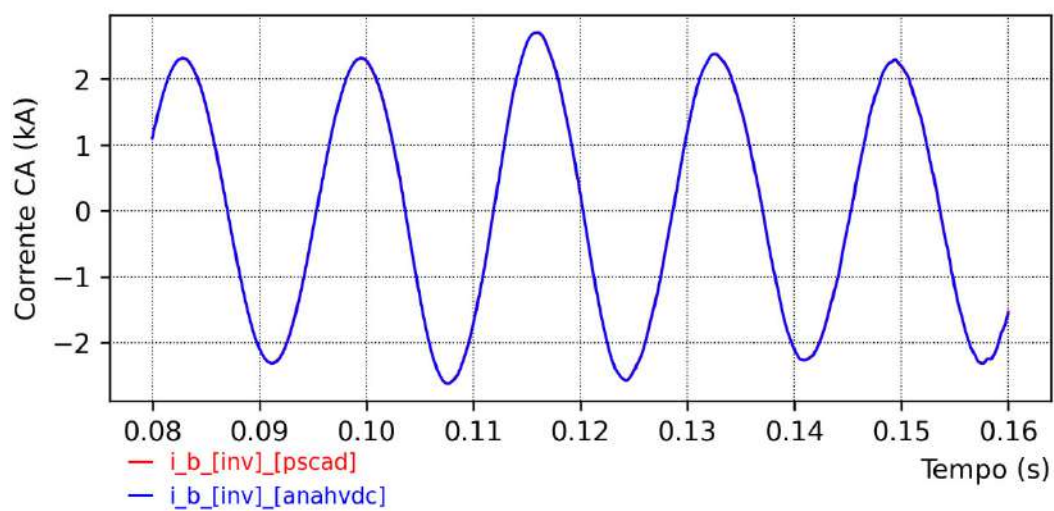
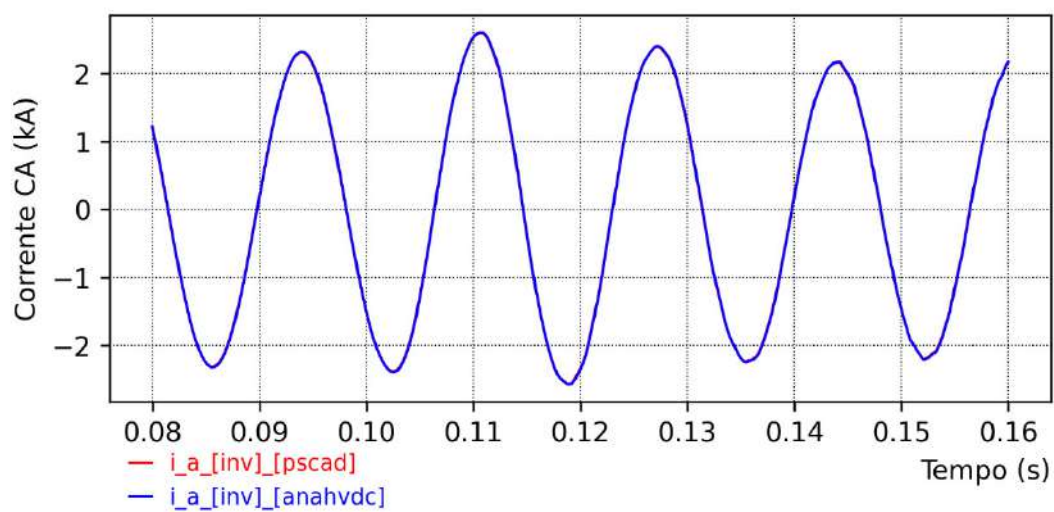


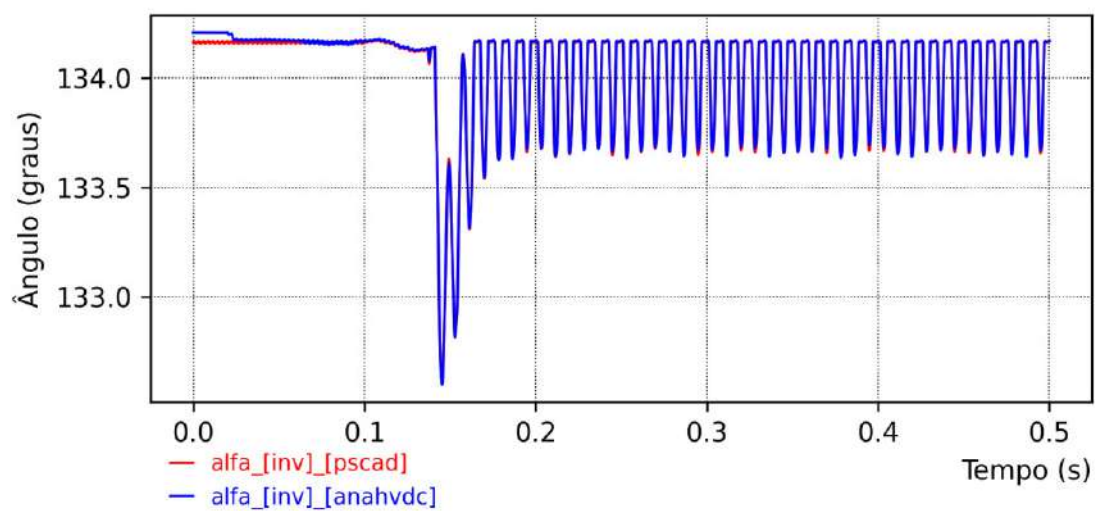
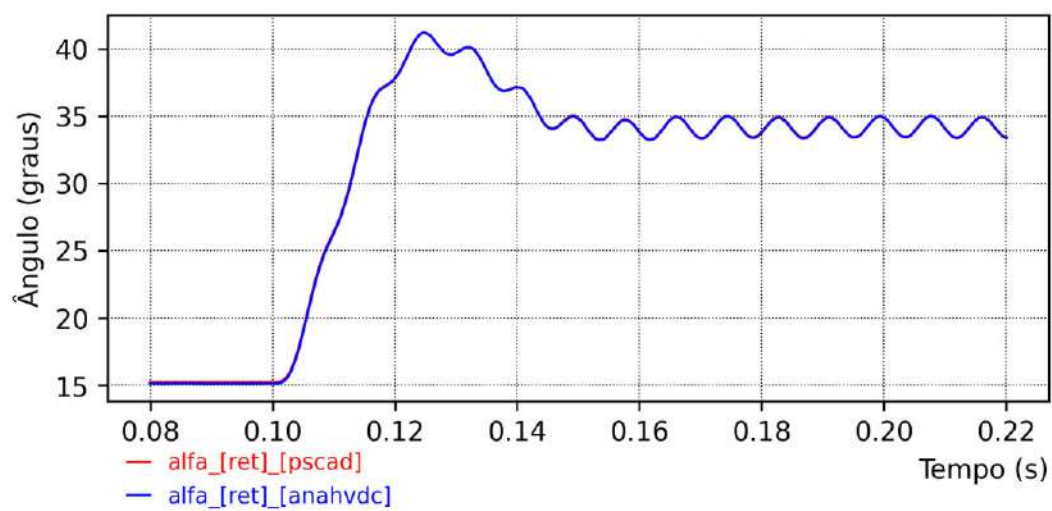
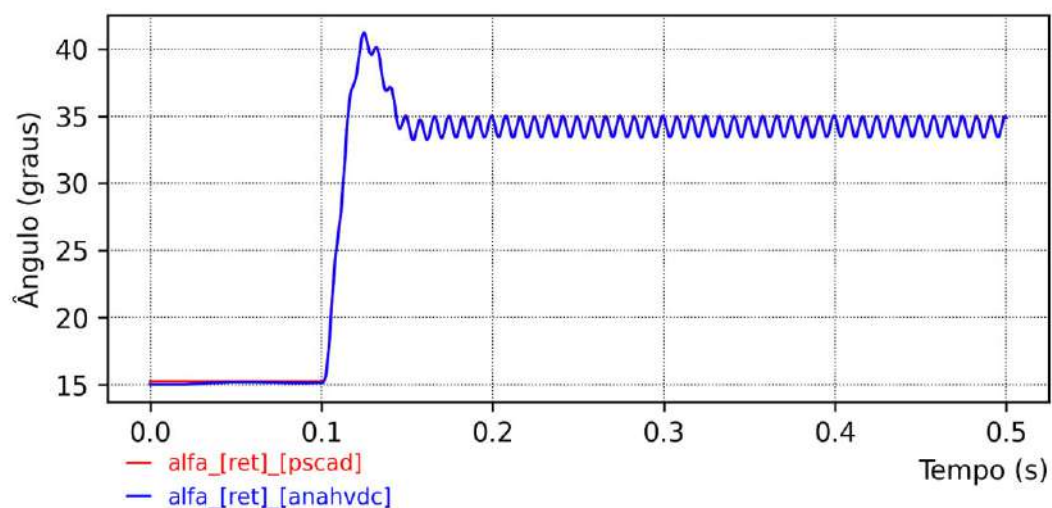


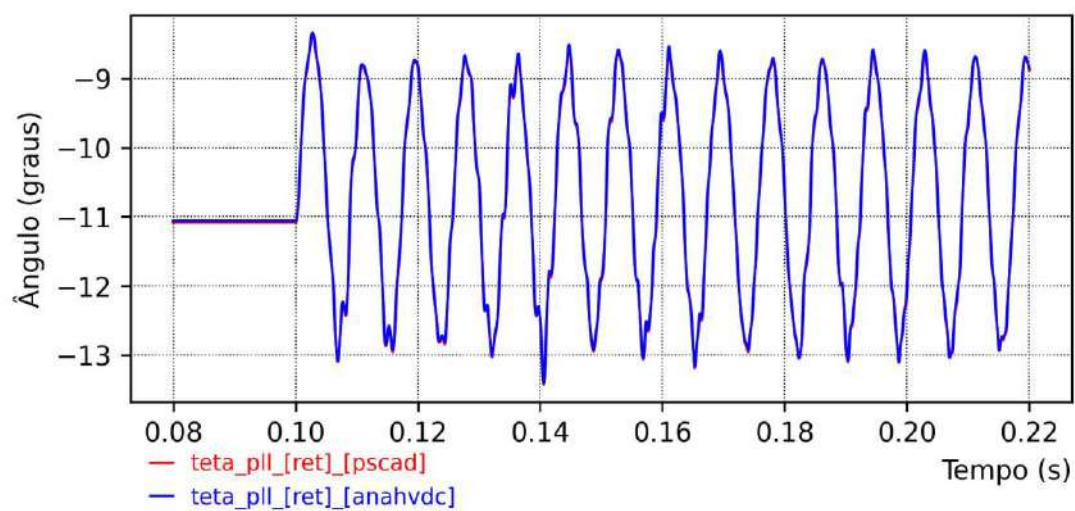
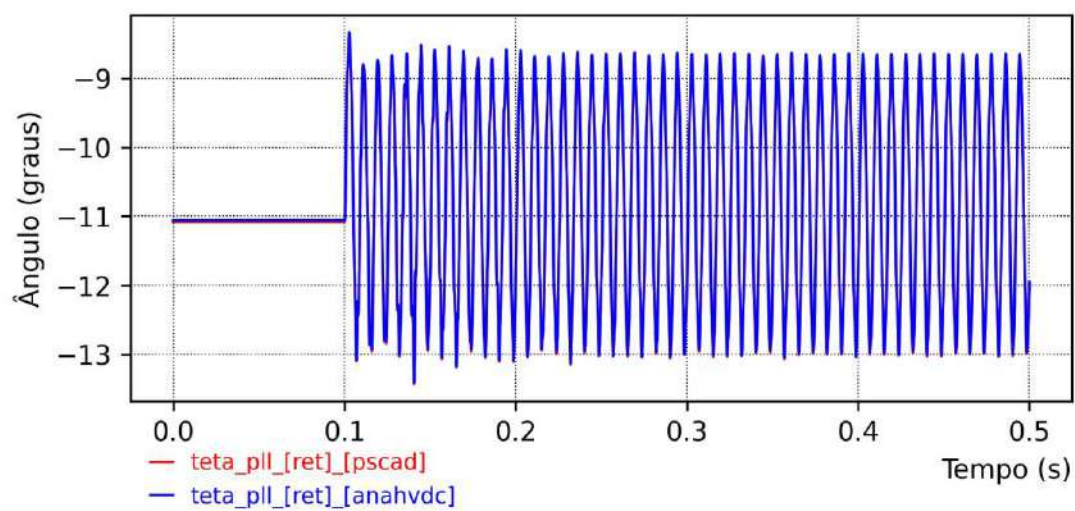
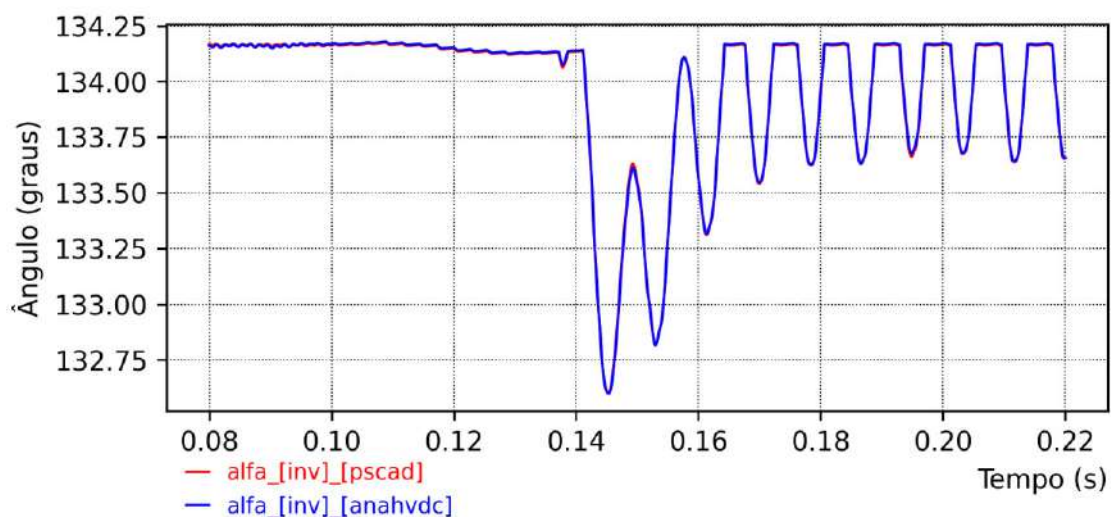


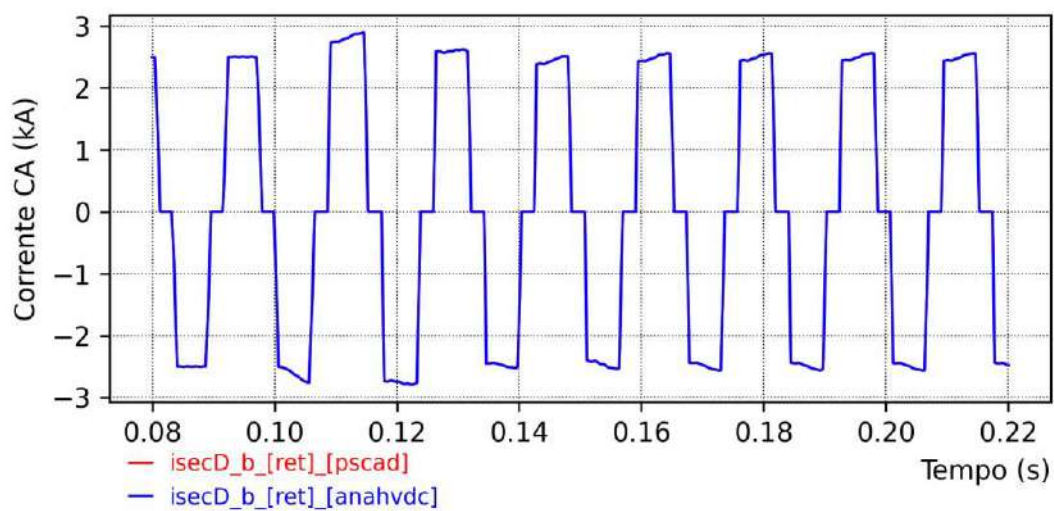
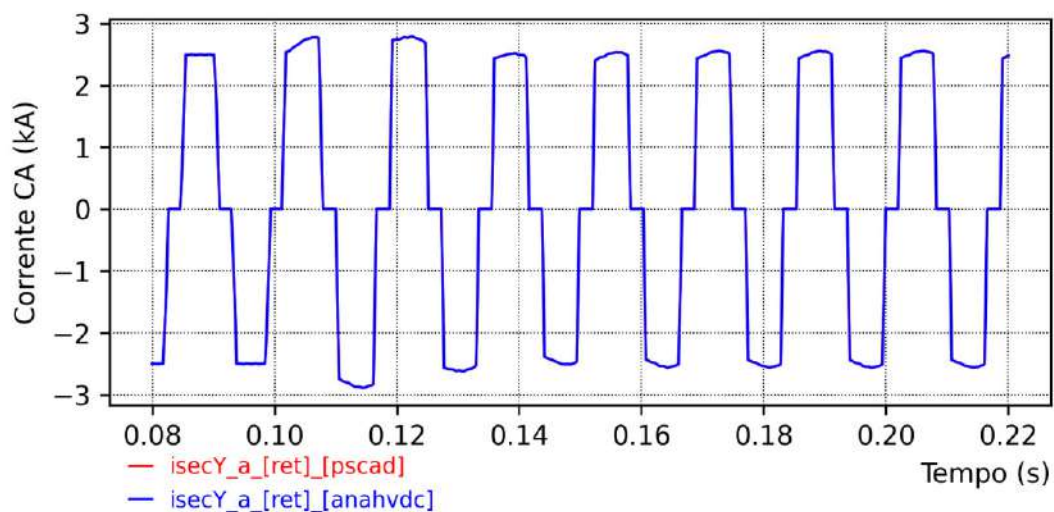
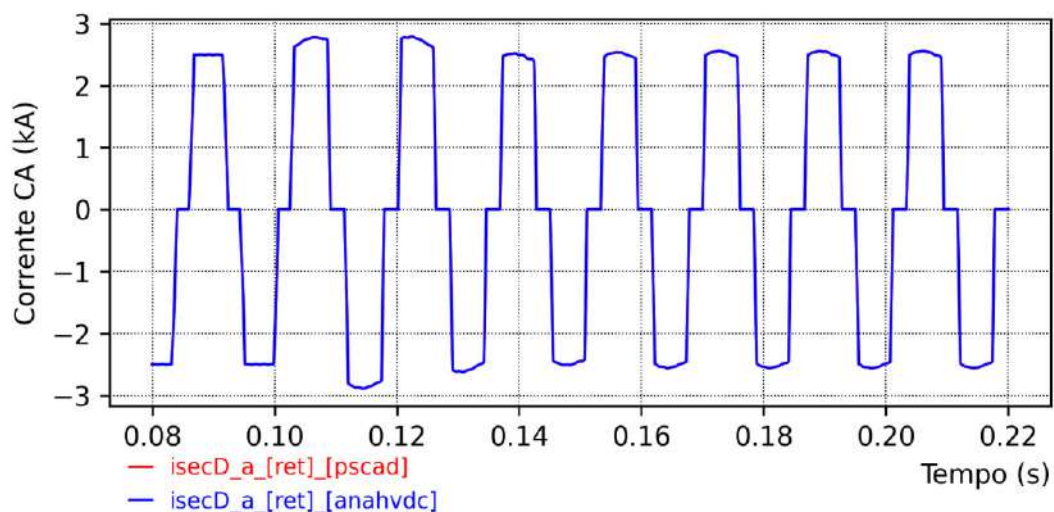


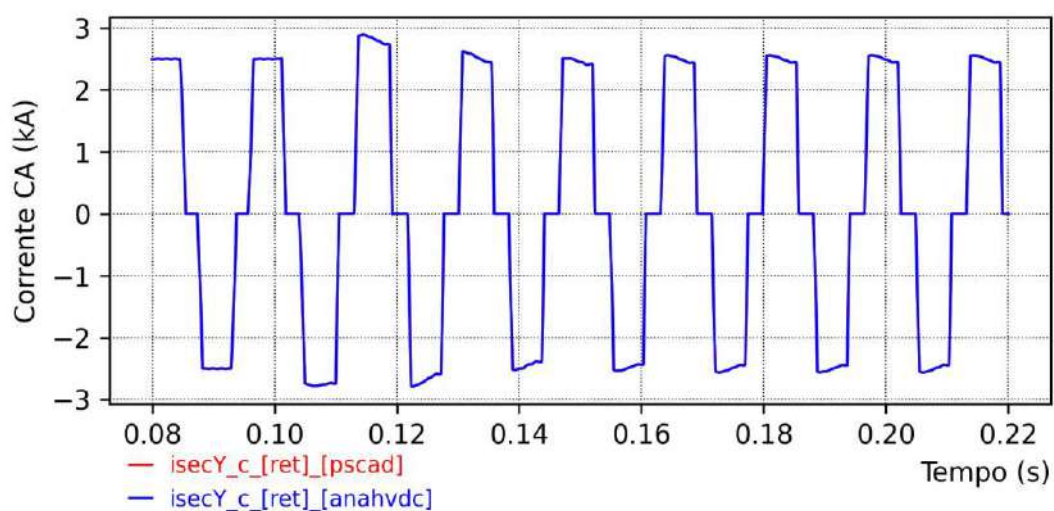
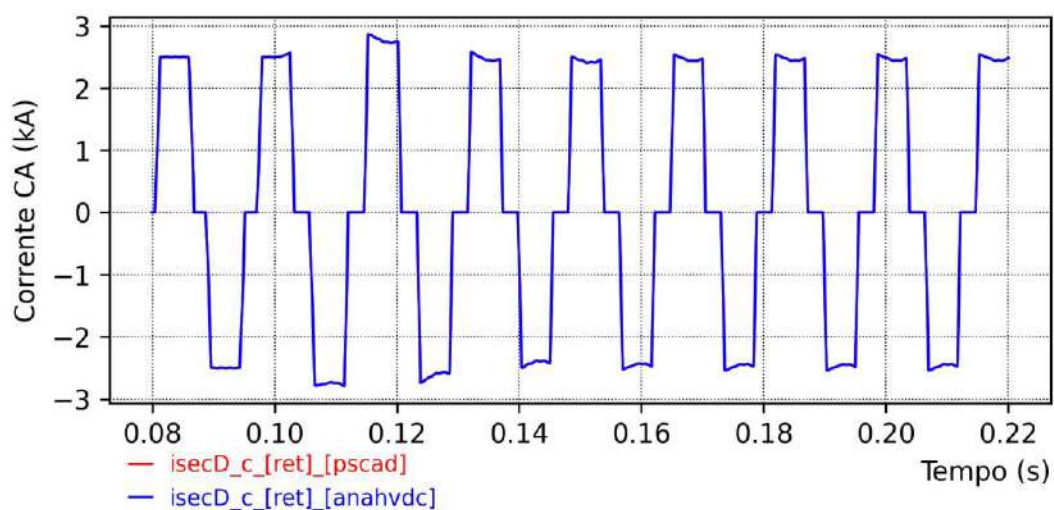
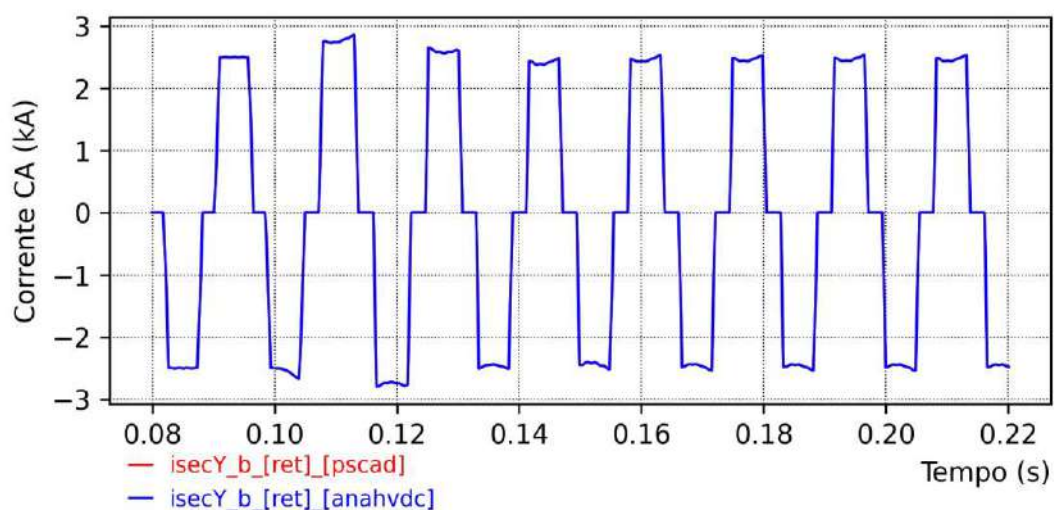


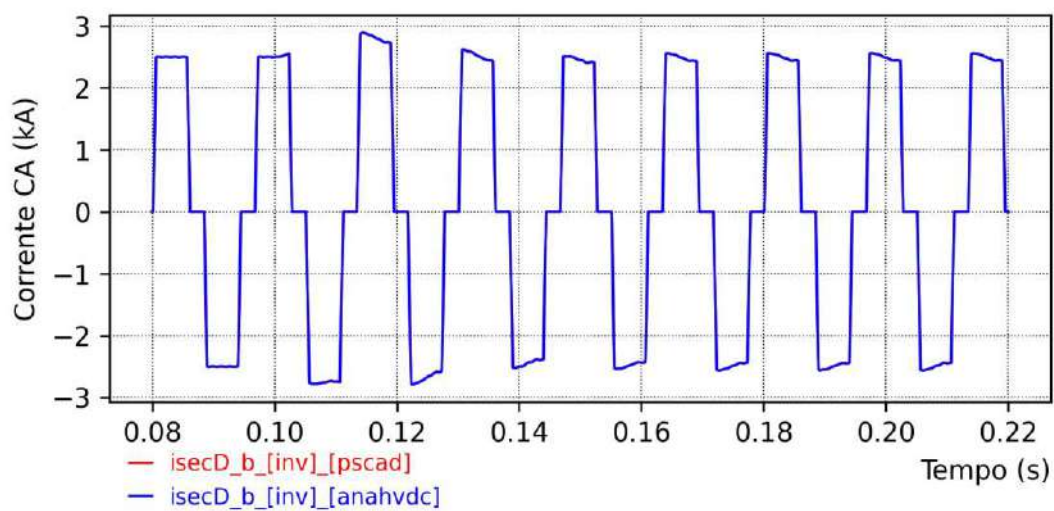
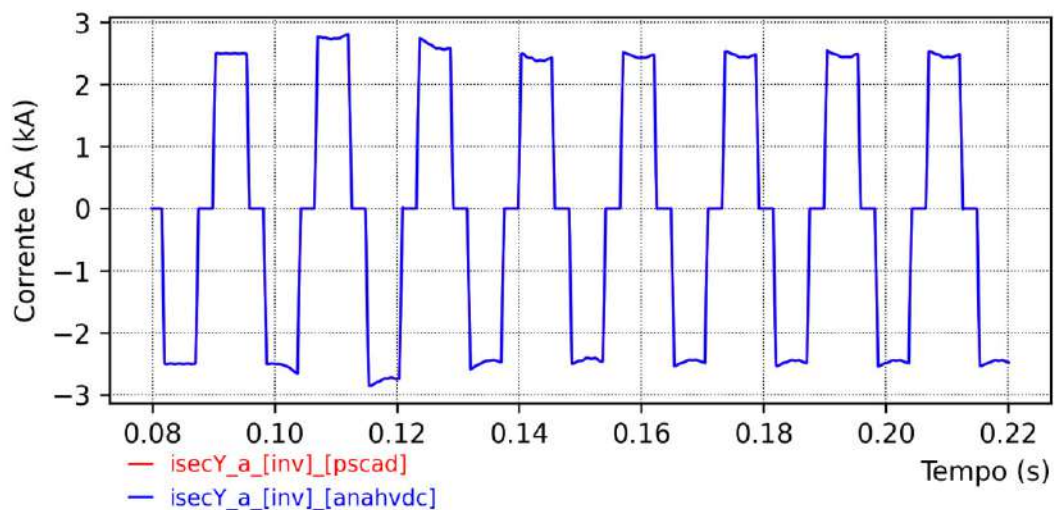
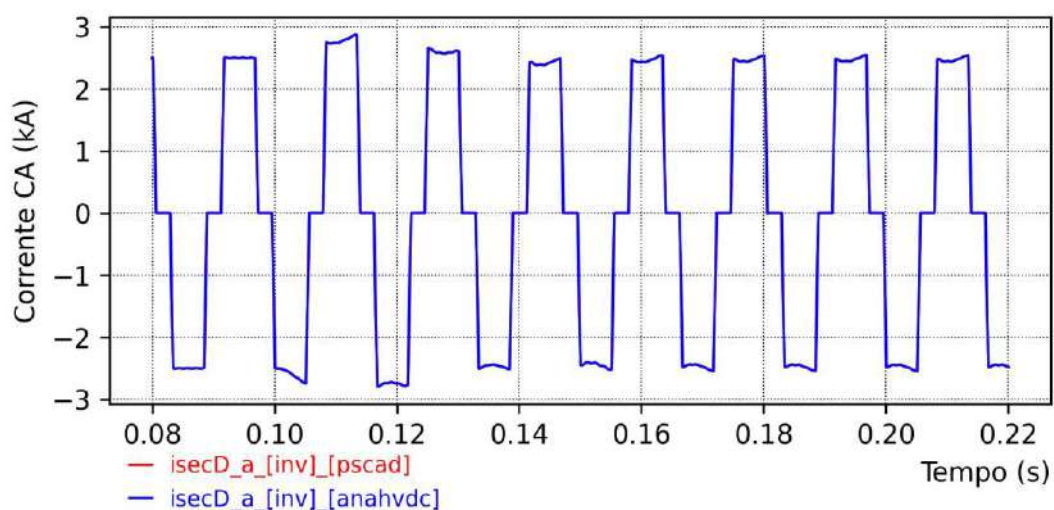


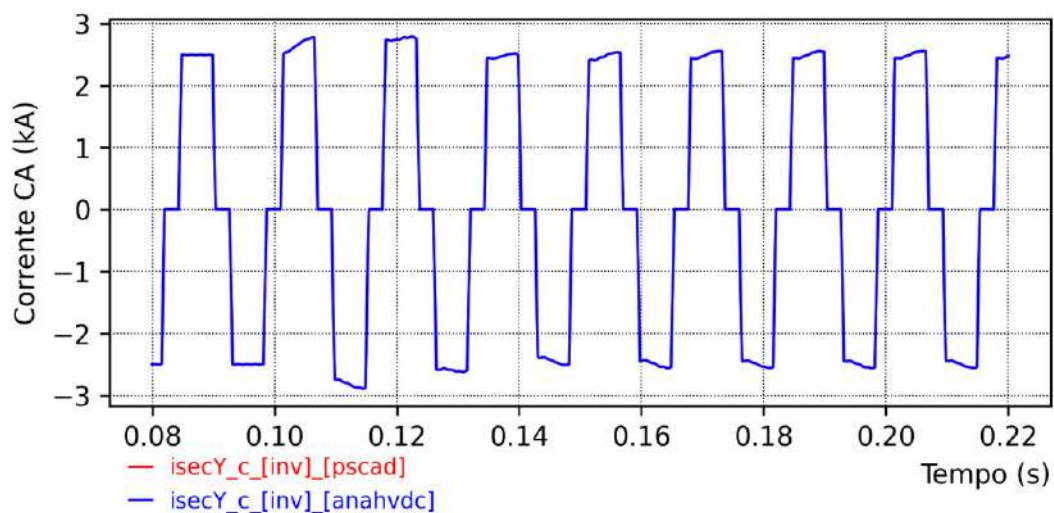
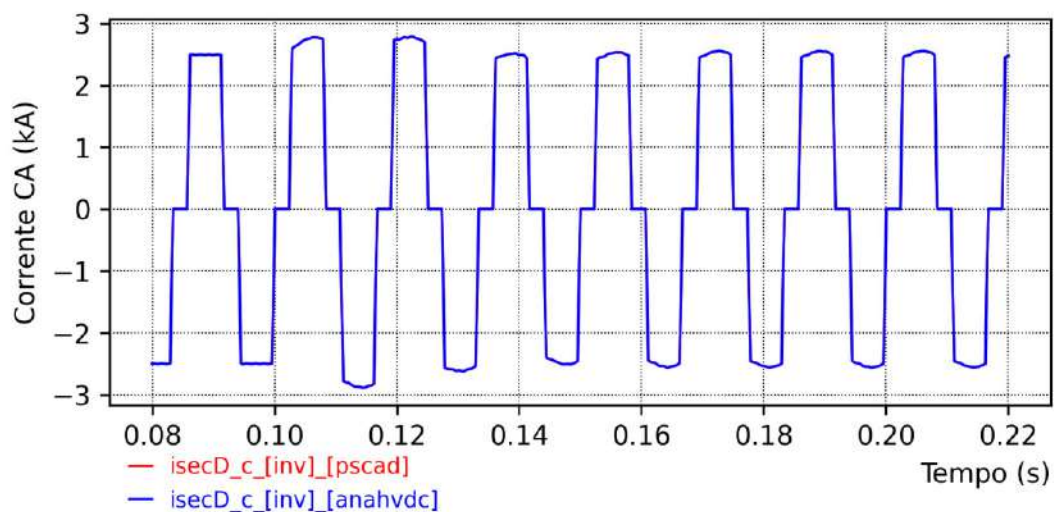
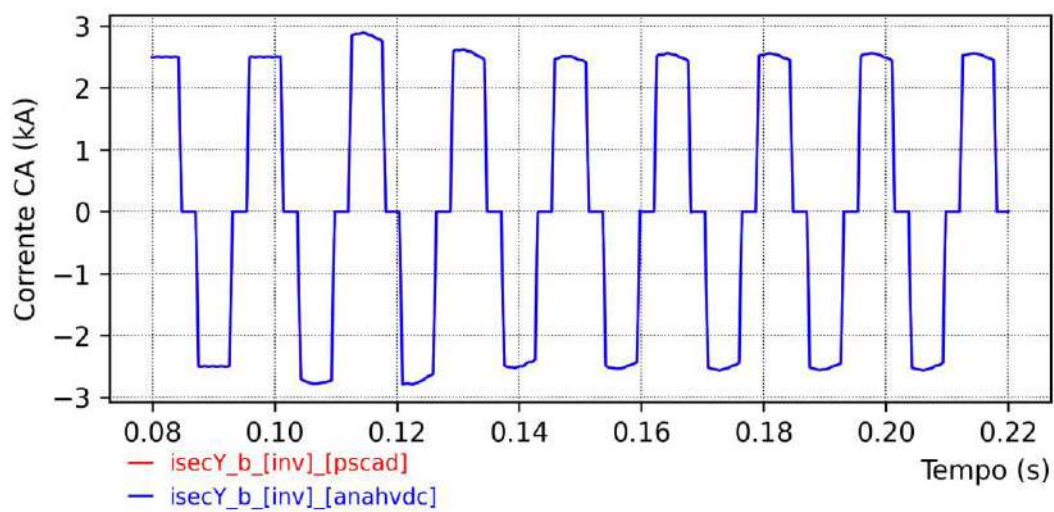


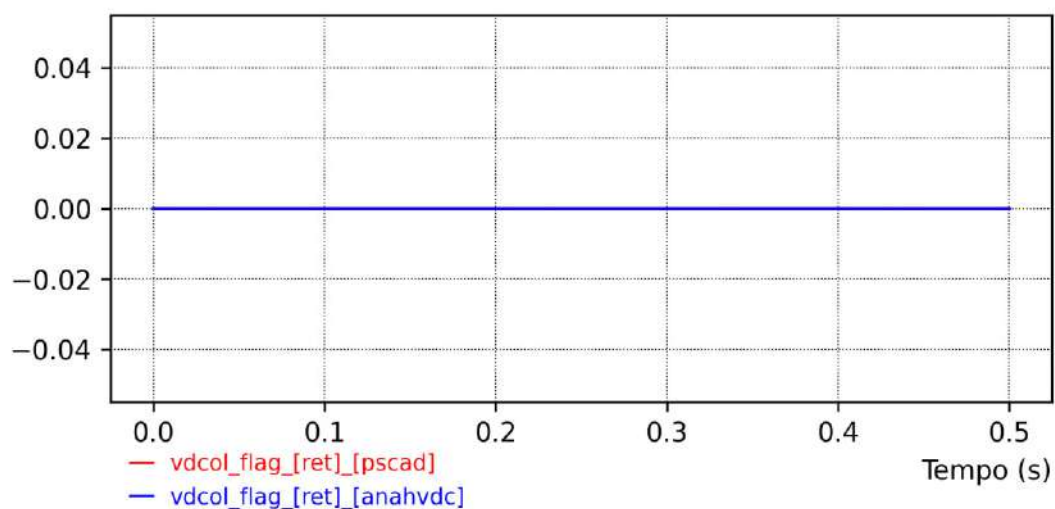
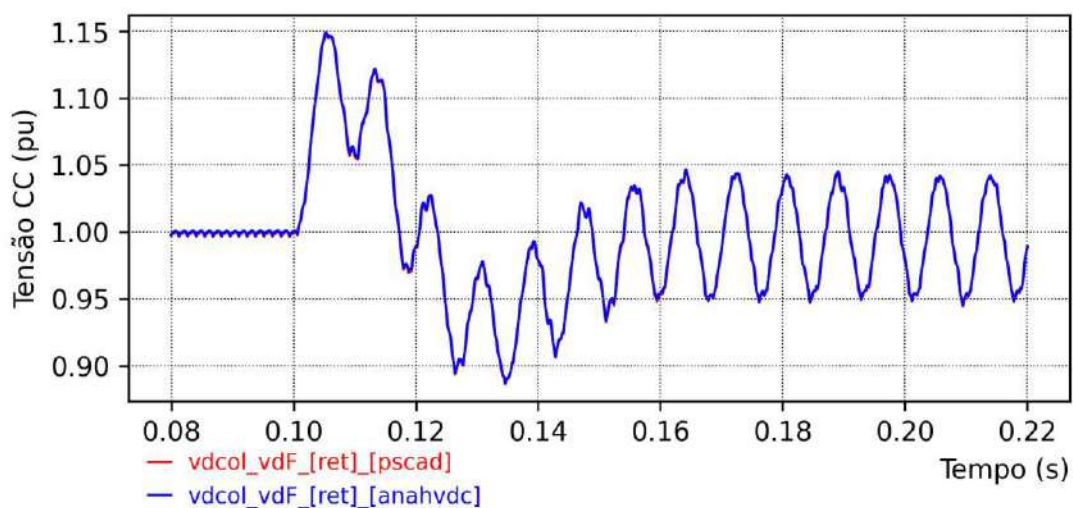
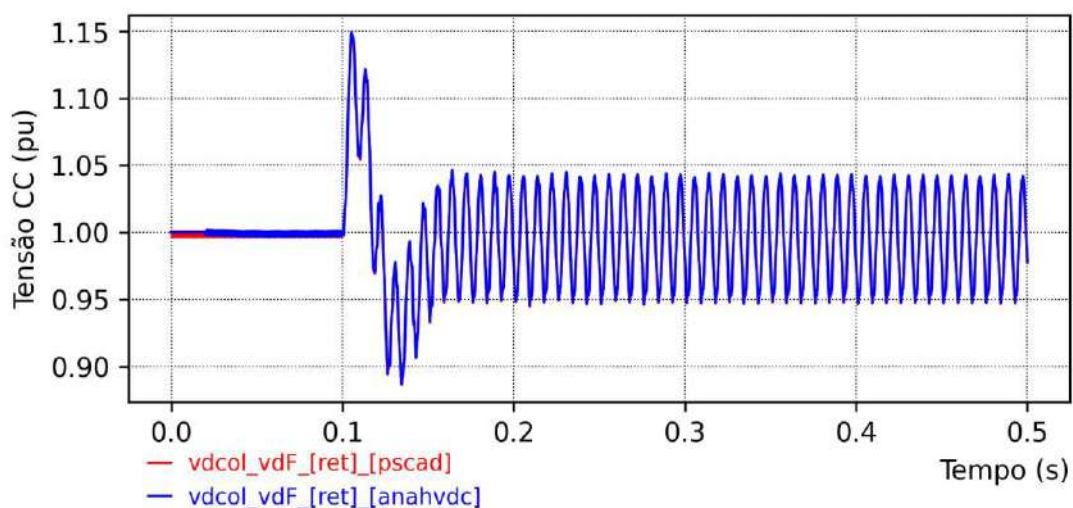


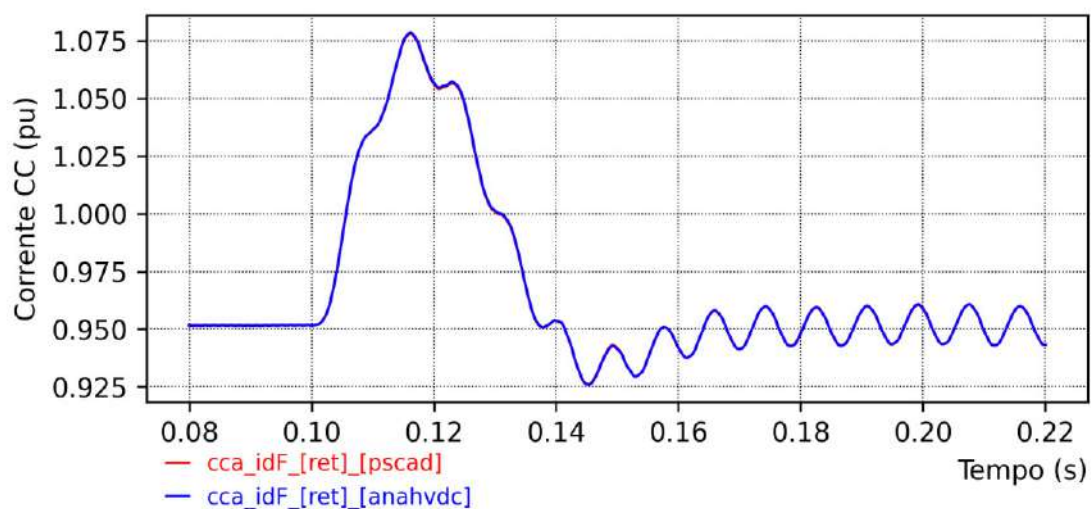
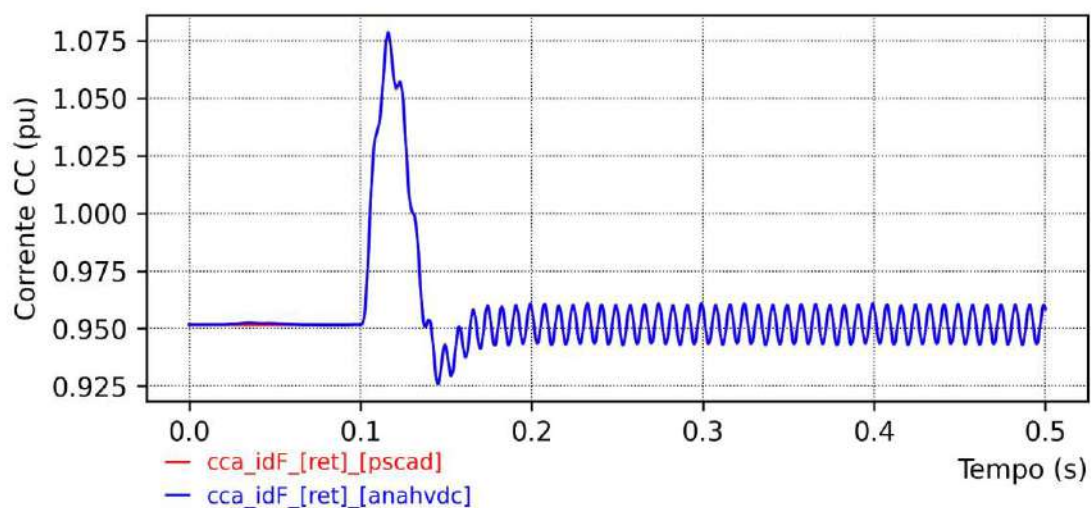
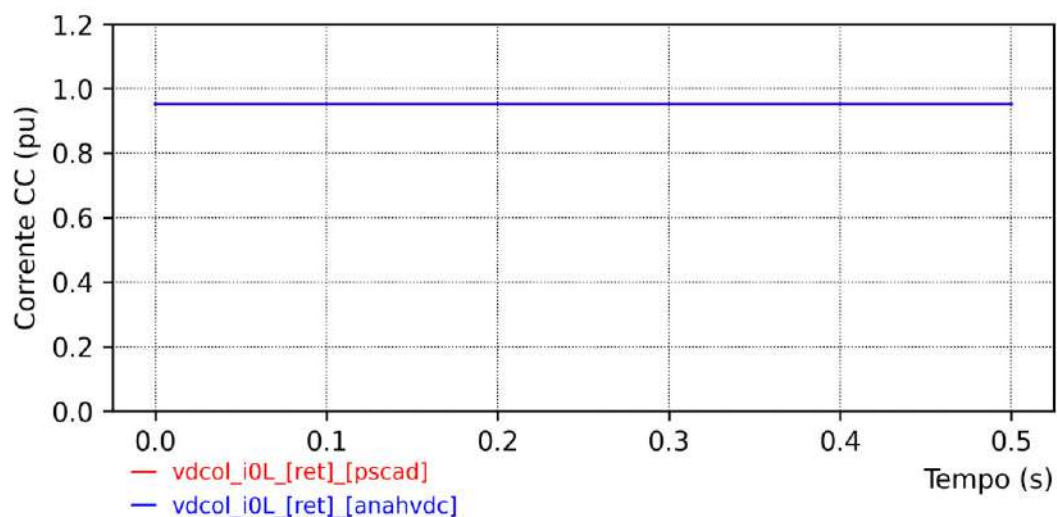


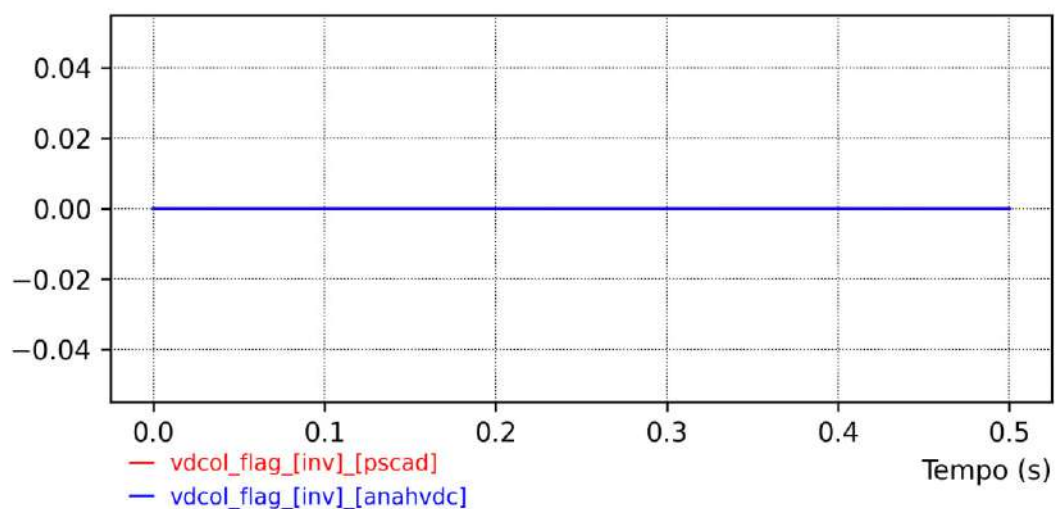
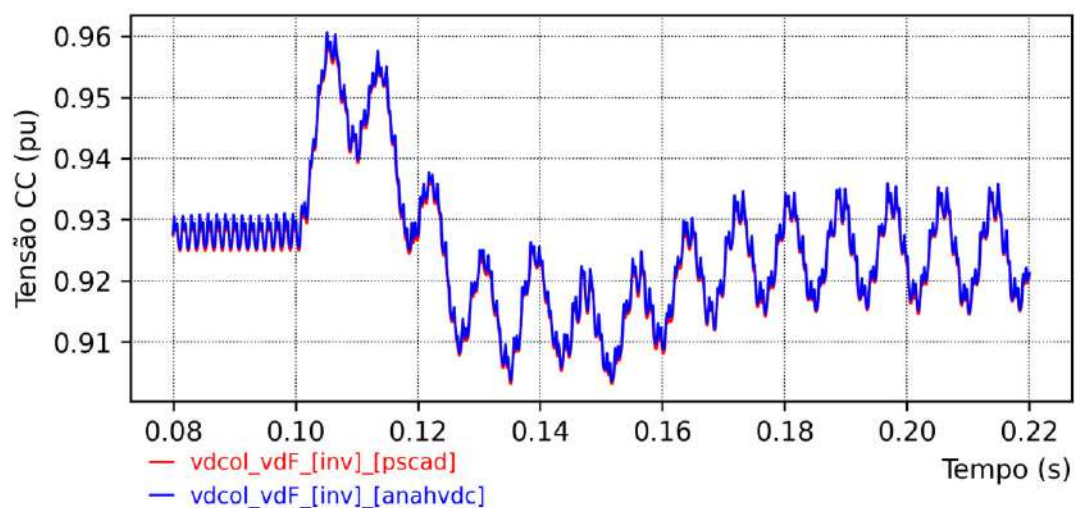
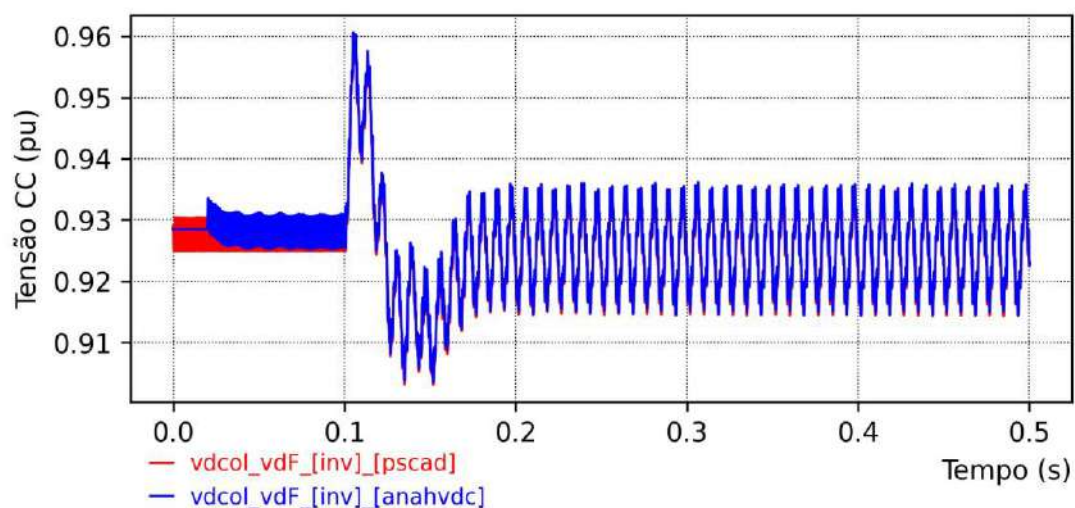


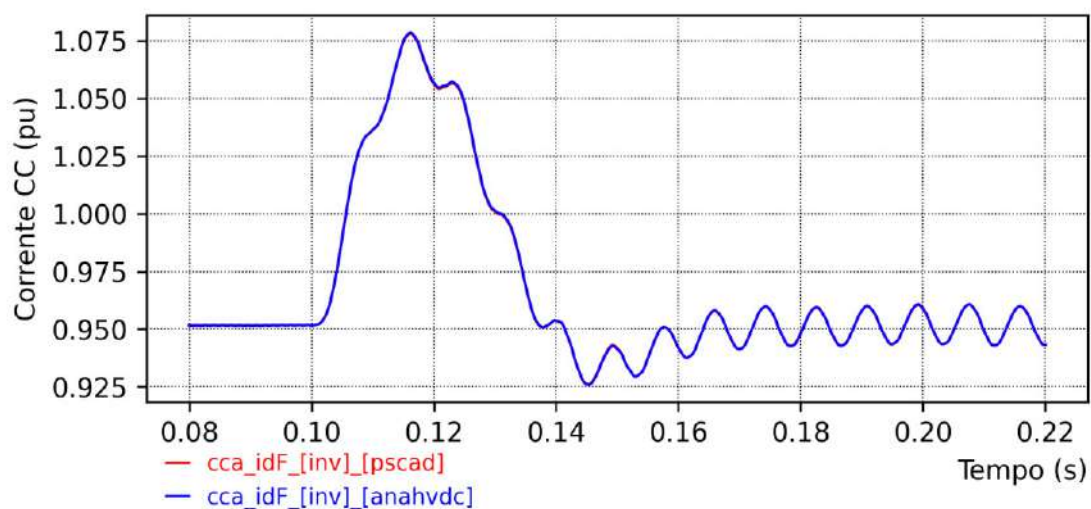
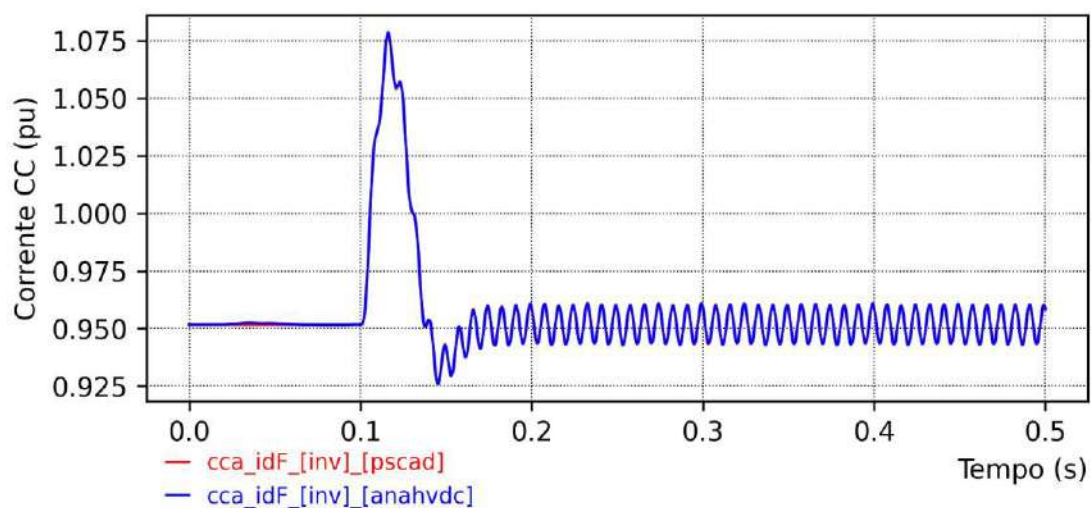
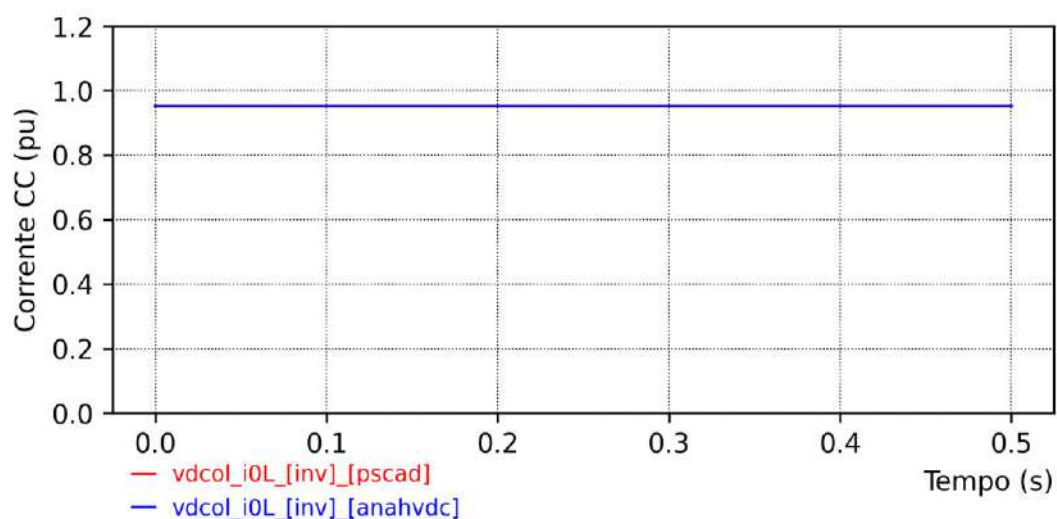


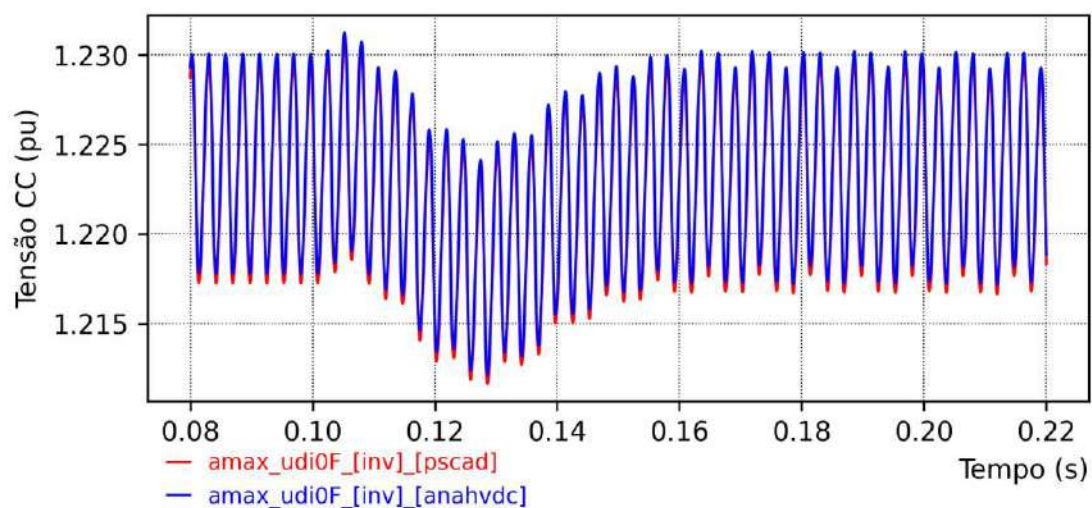
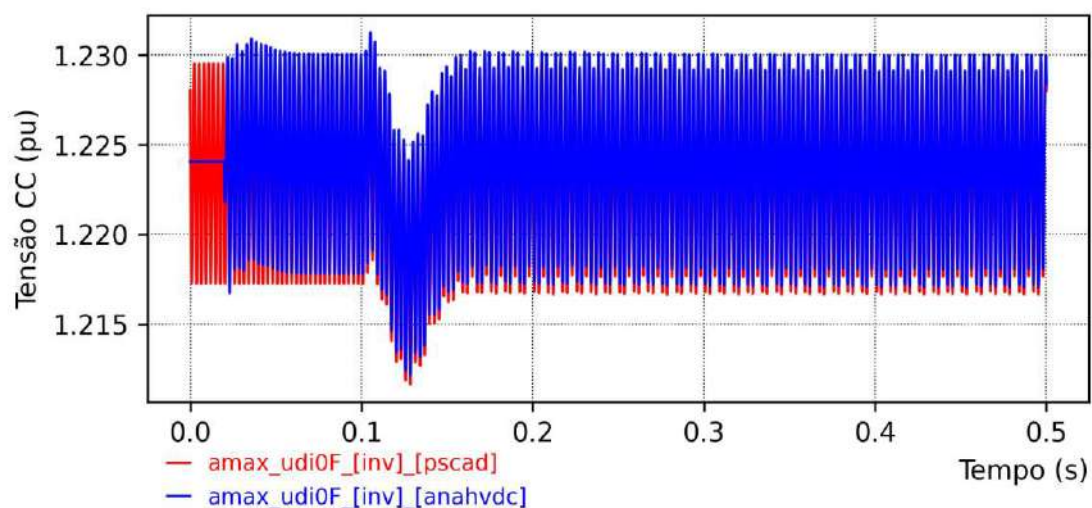




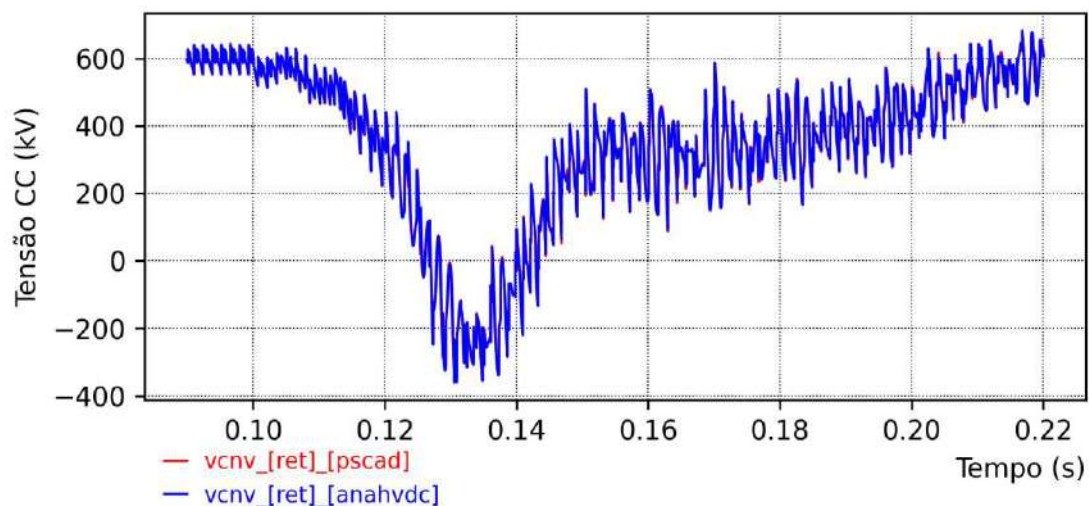
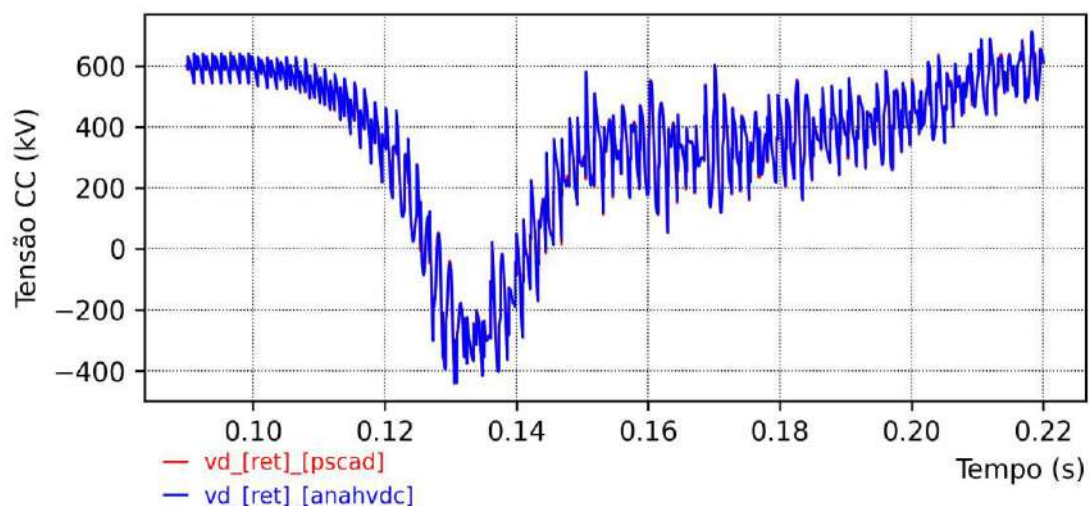
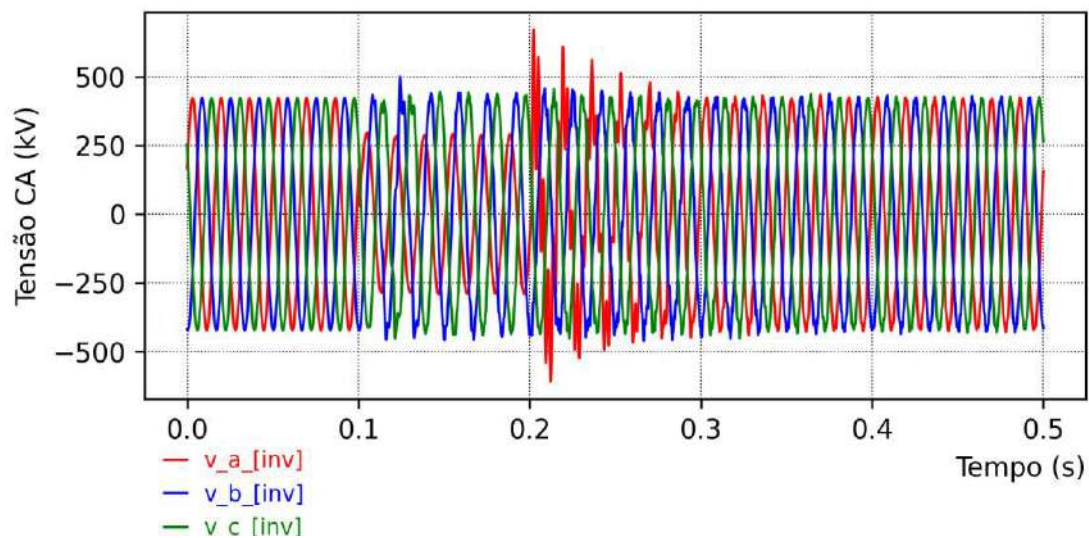


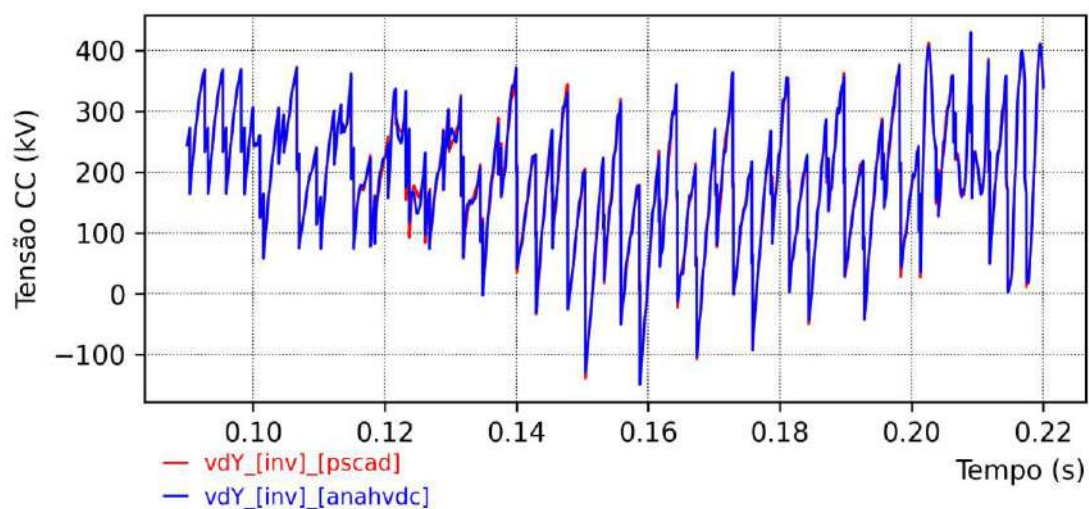
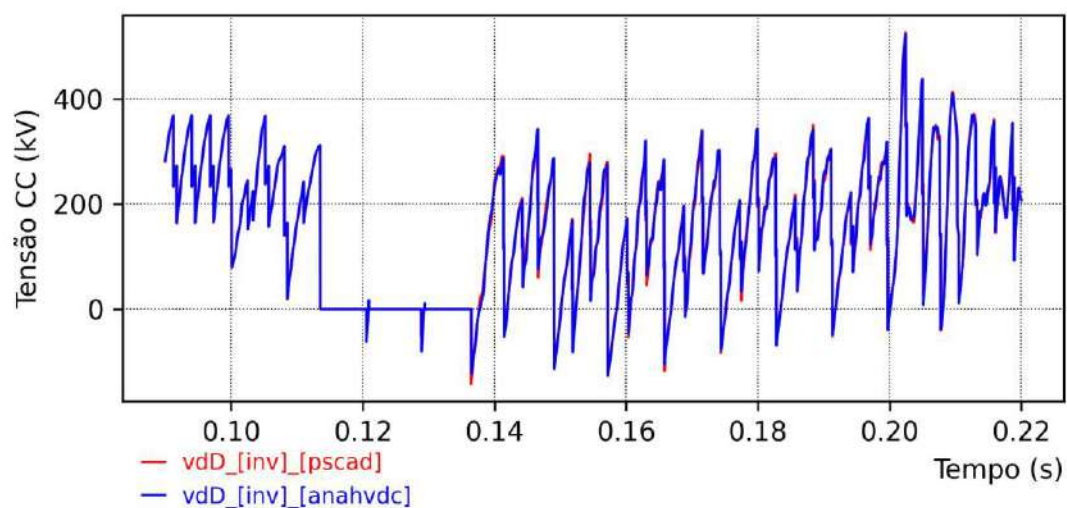
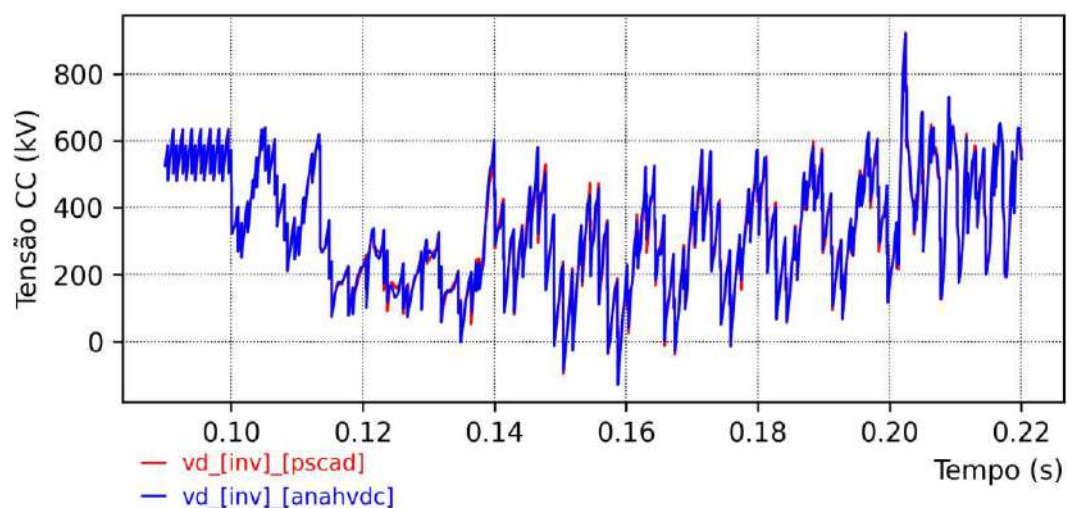


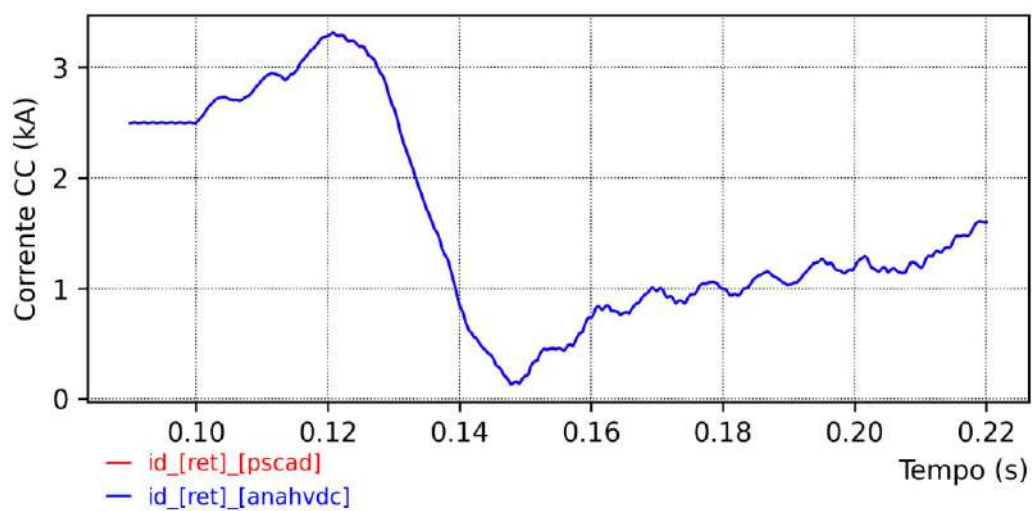
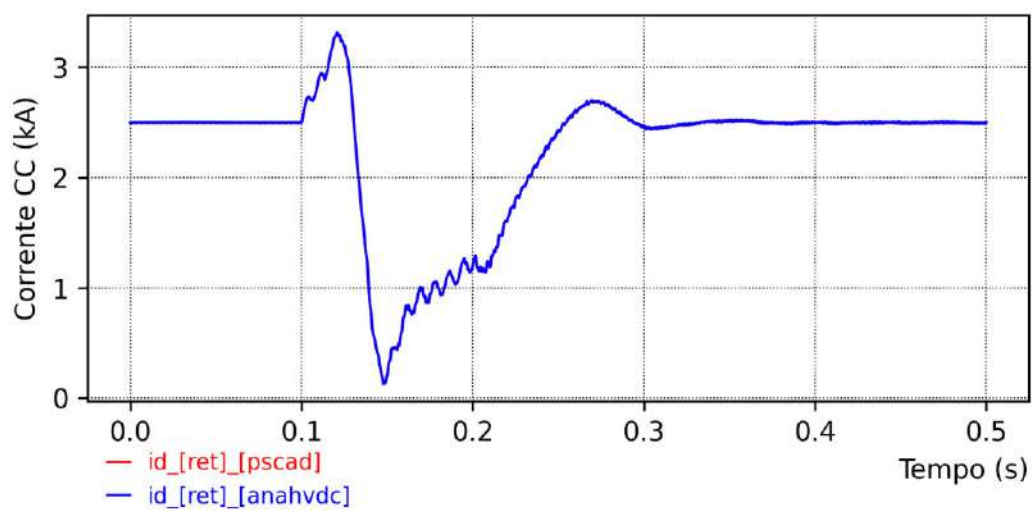
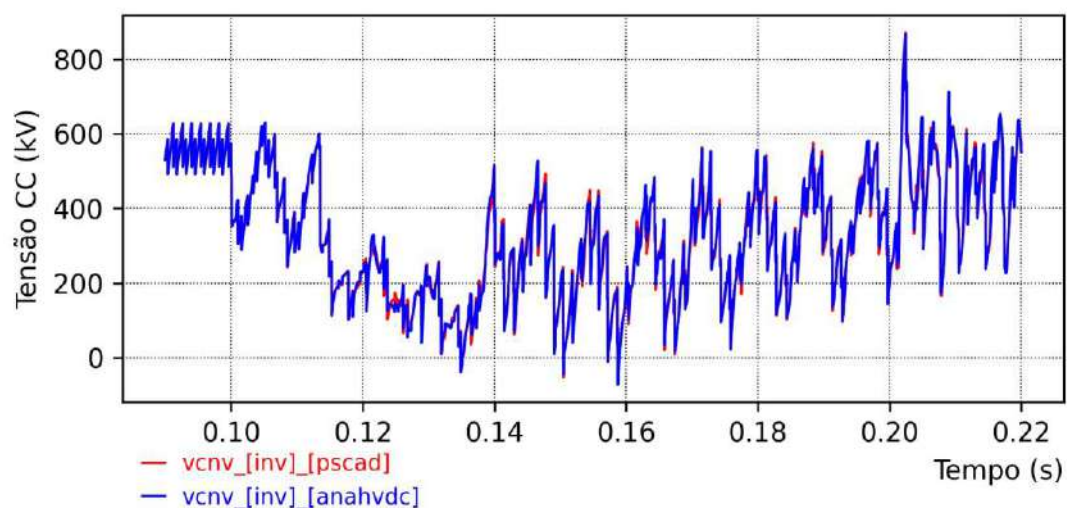


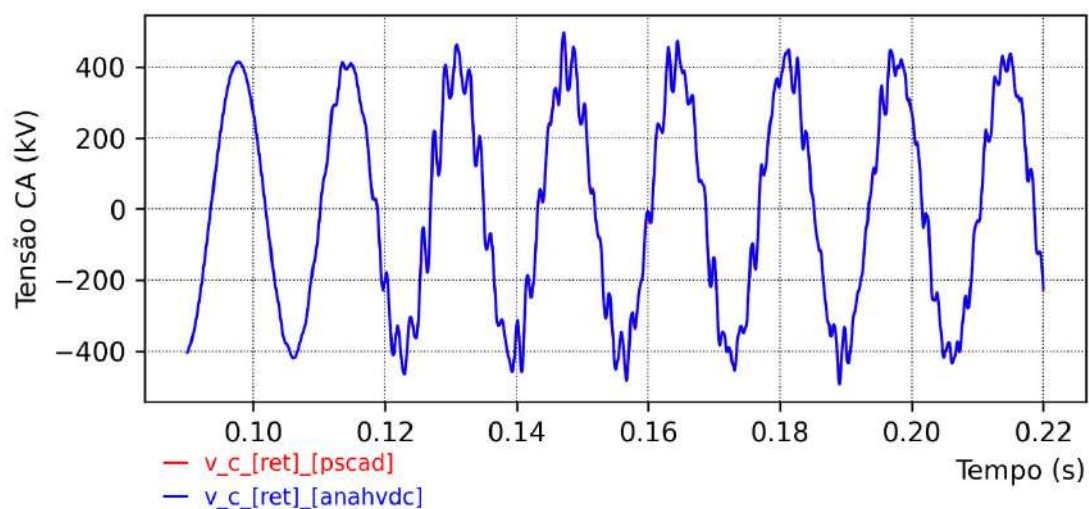
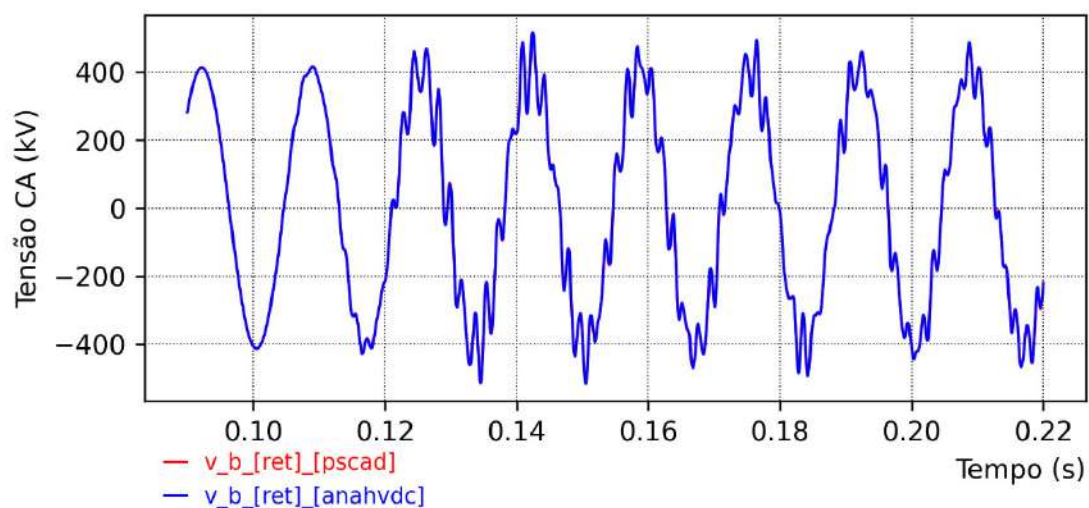
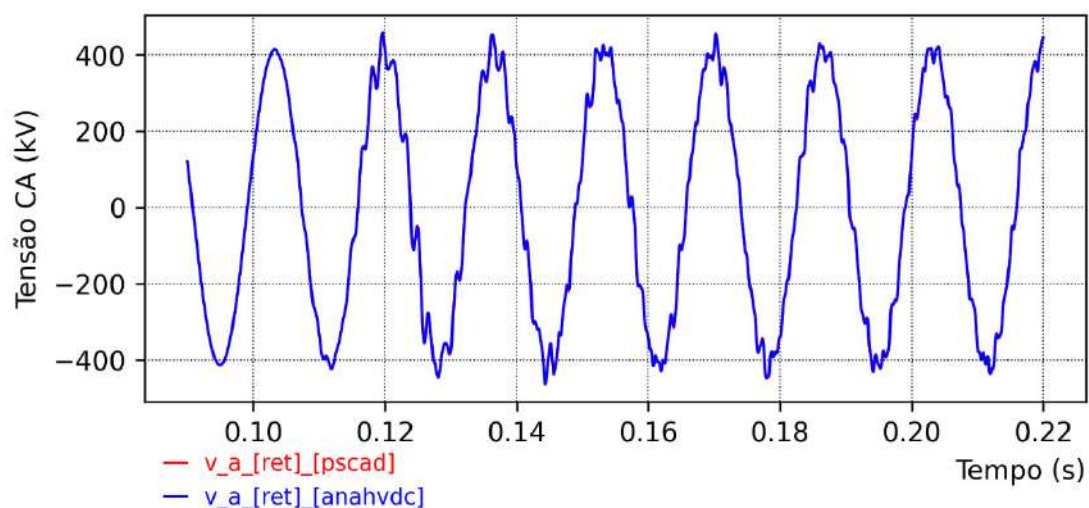


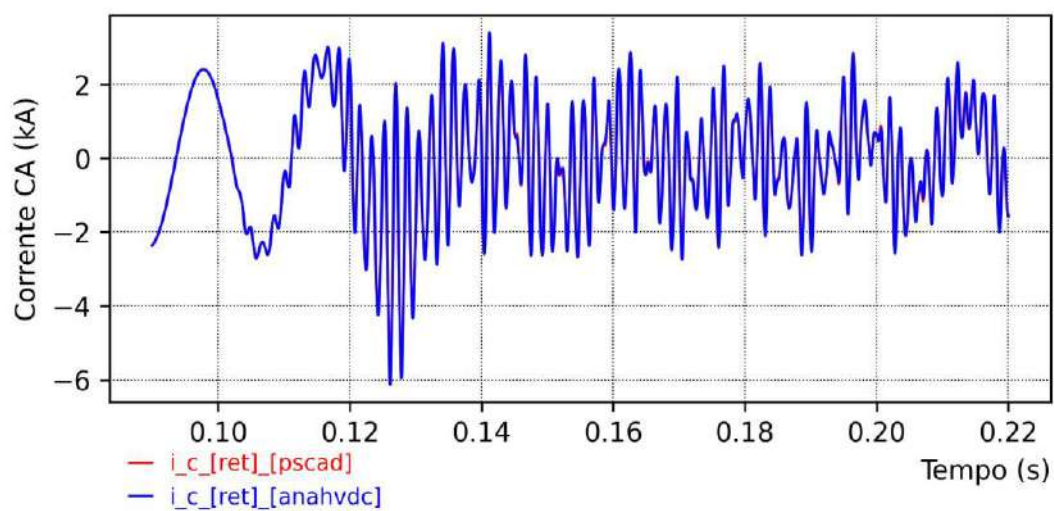
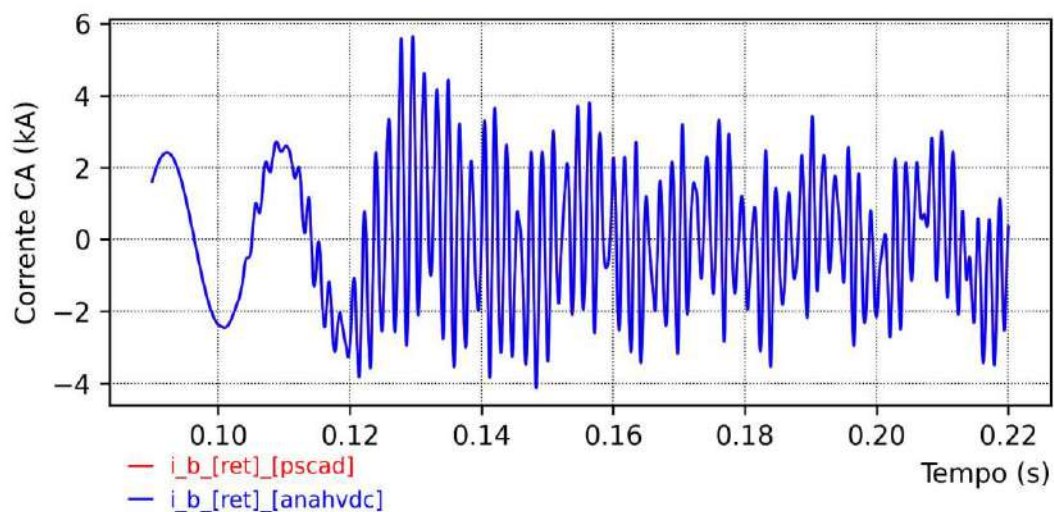
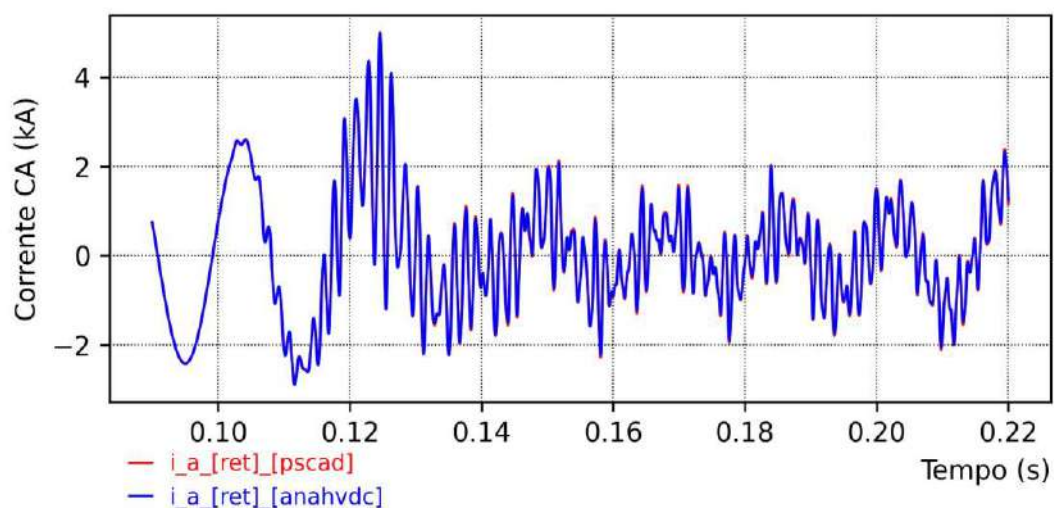
3.3. Curto-circuito do lado do inversor – Resistência de 10 ohms

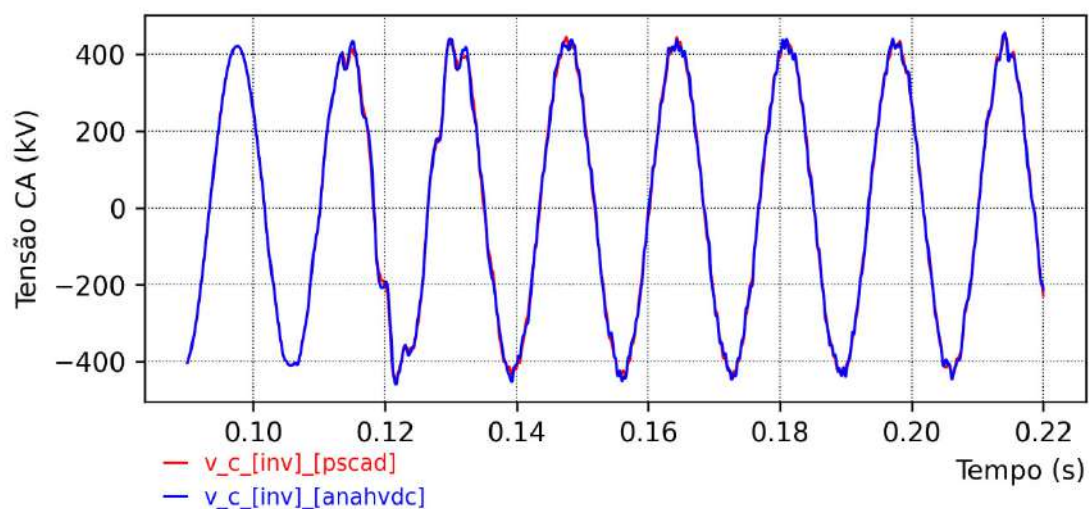
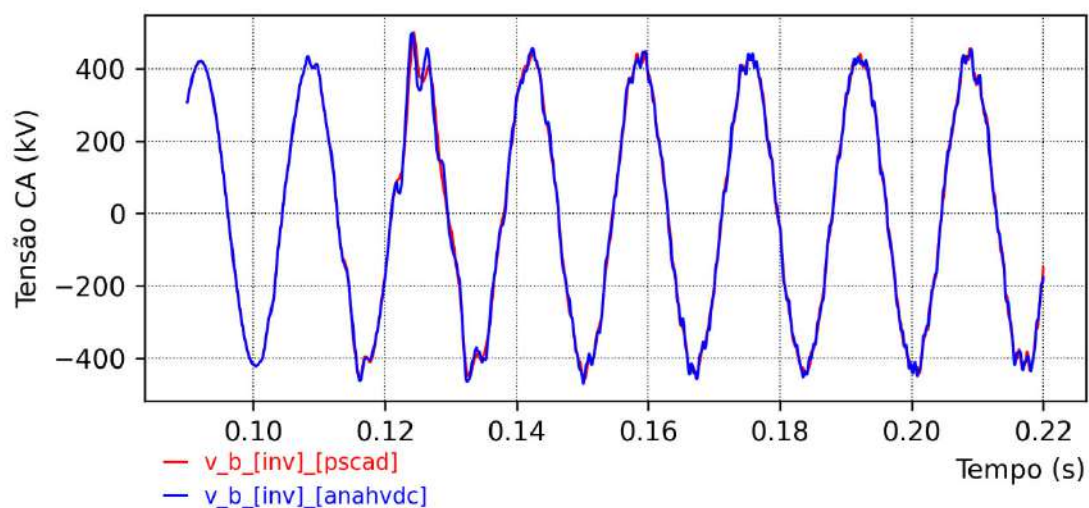
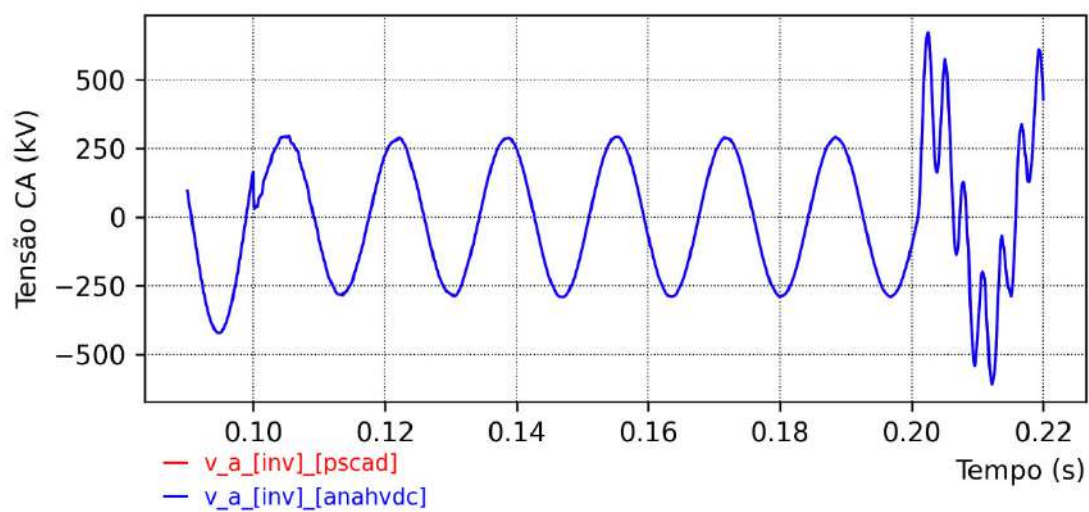


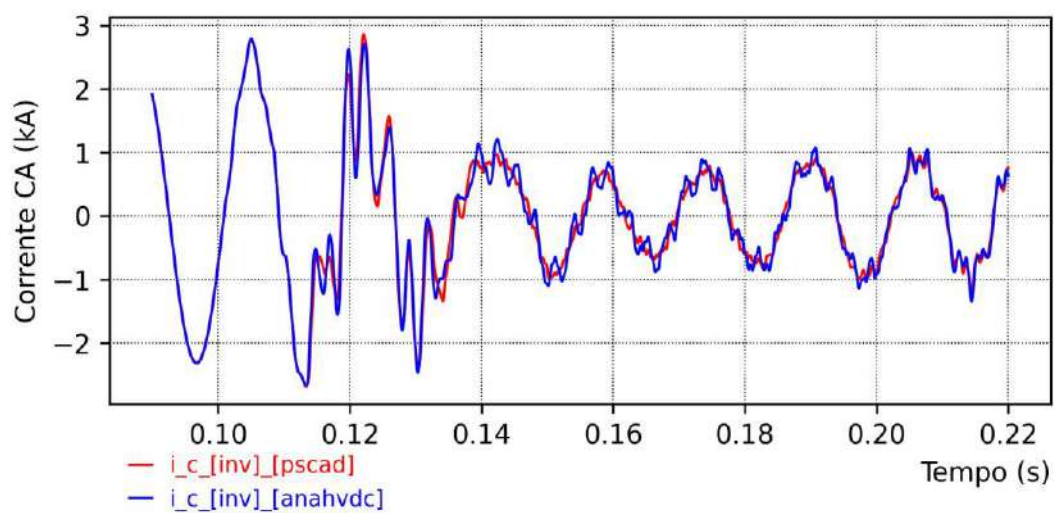
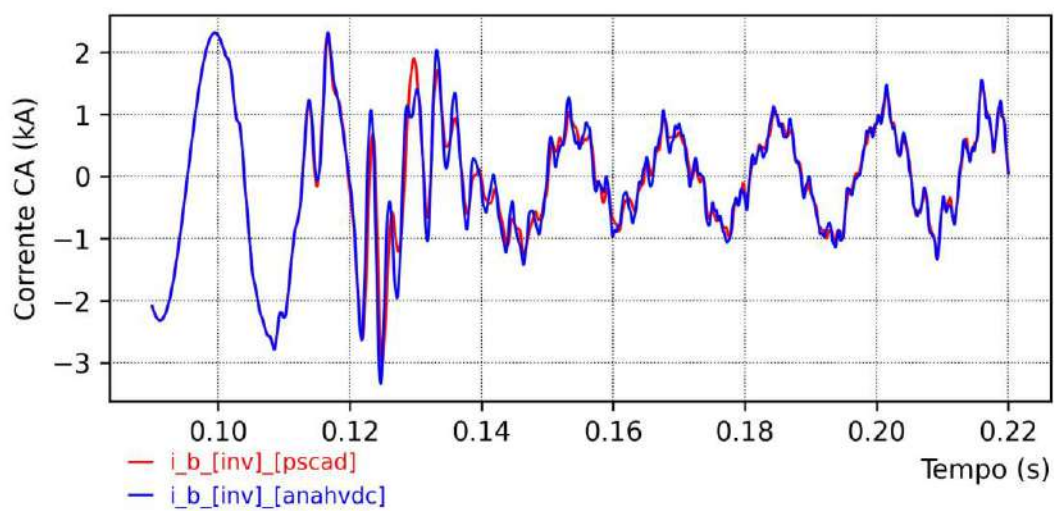
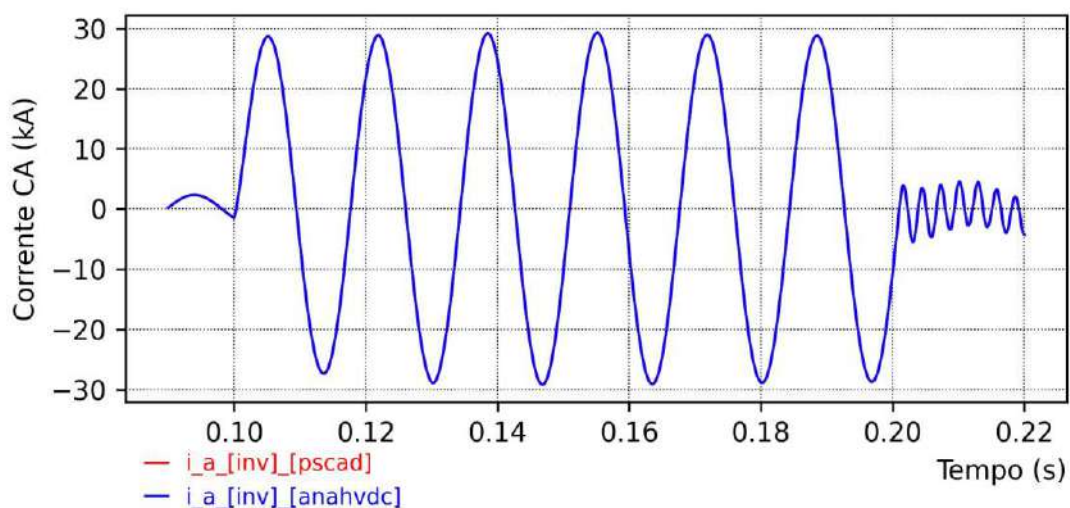


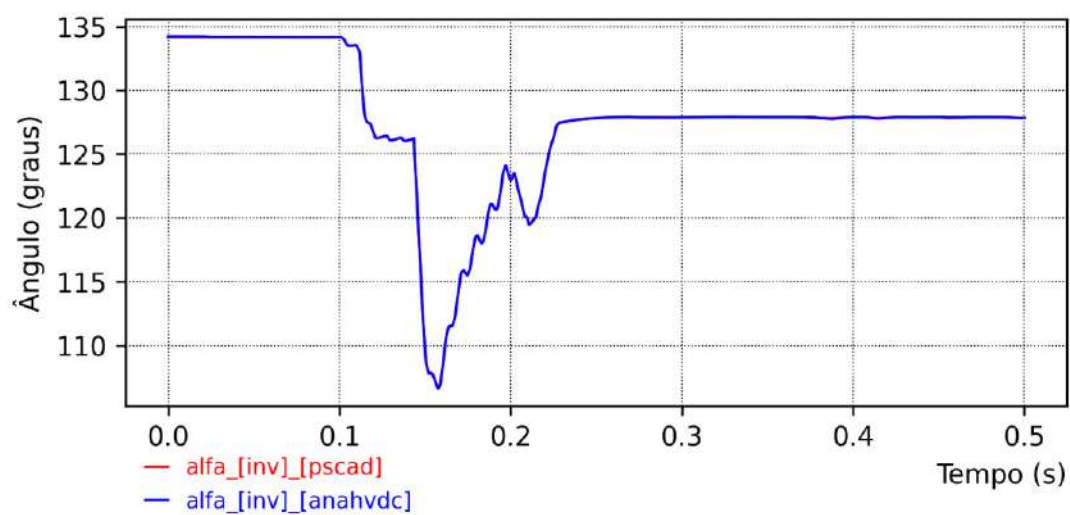
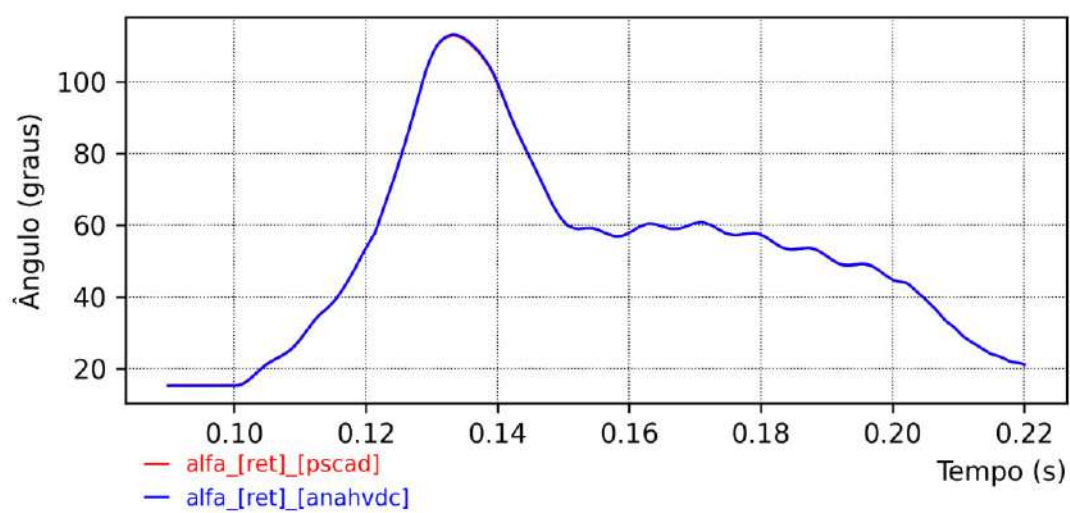
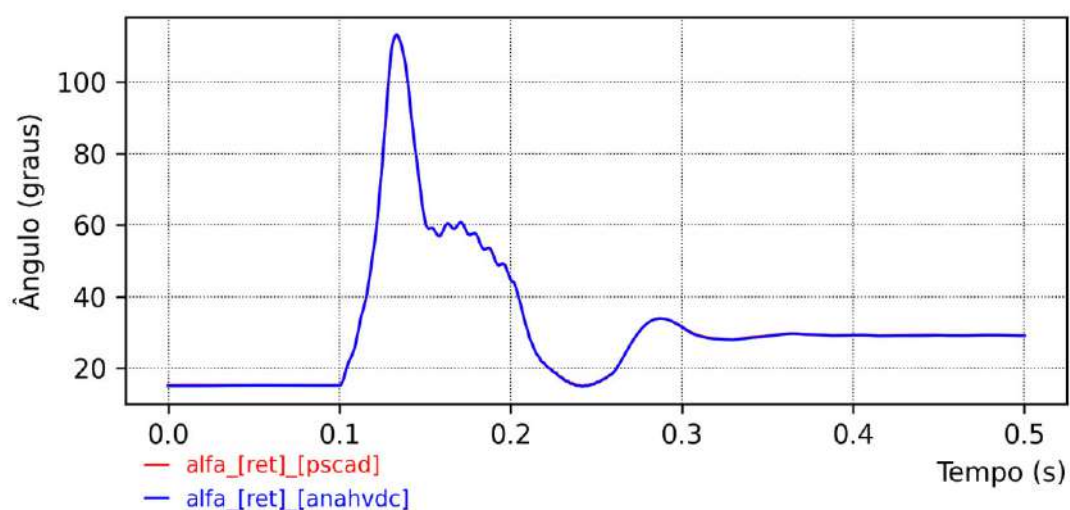


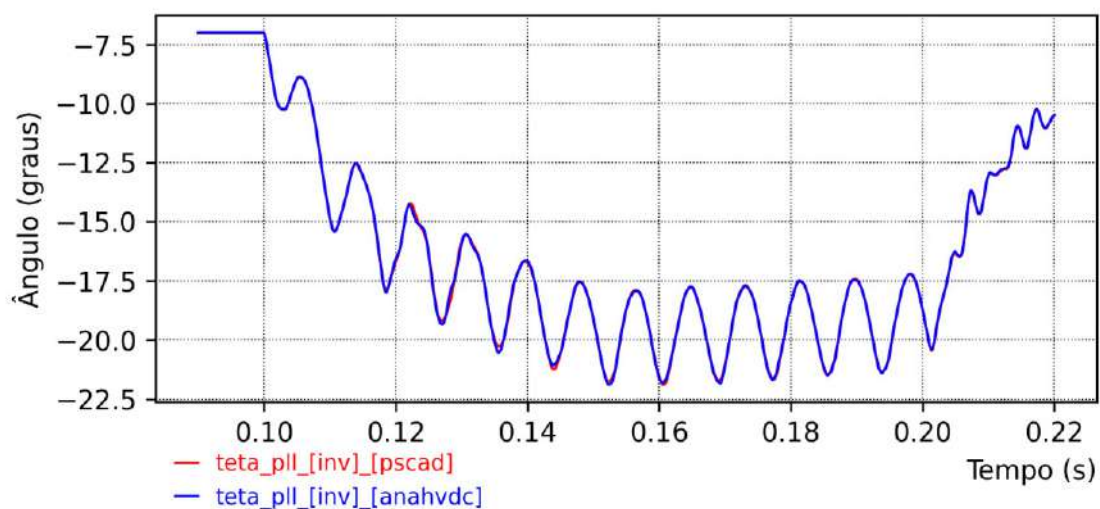
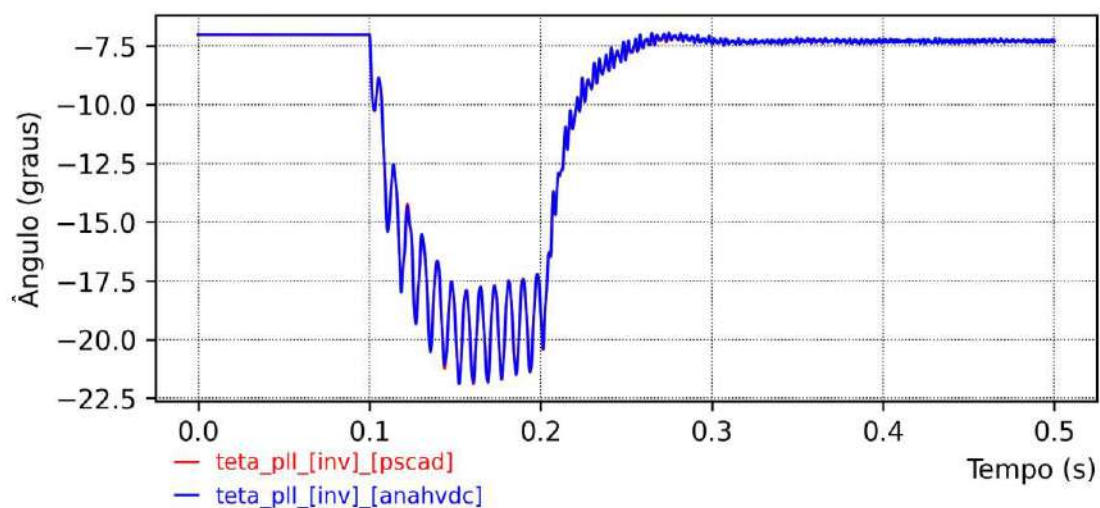
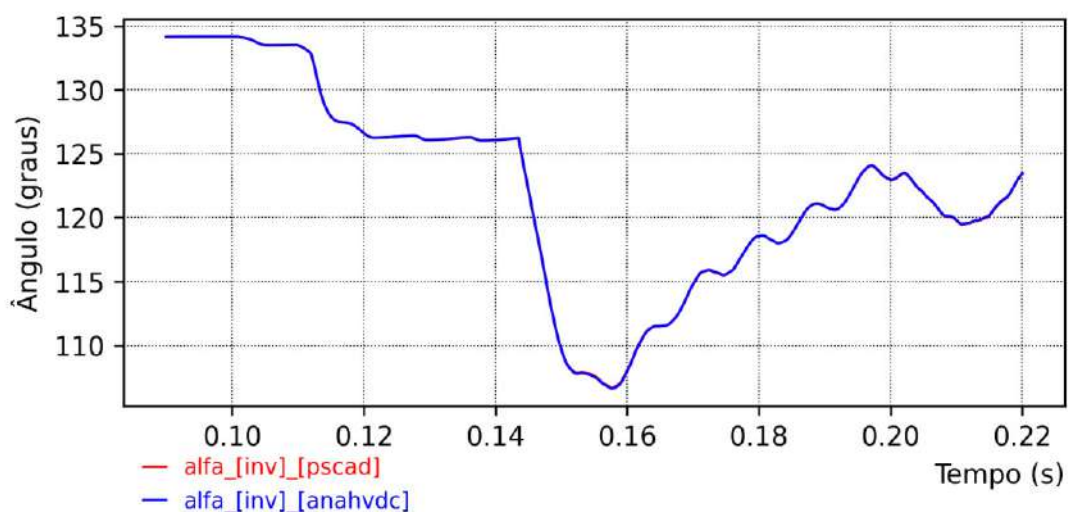


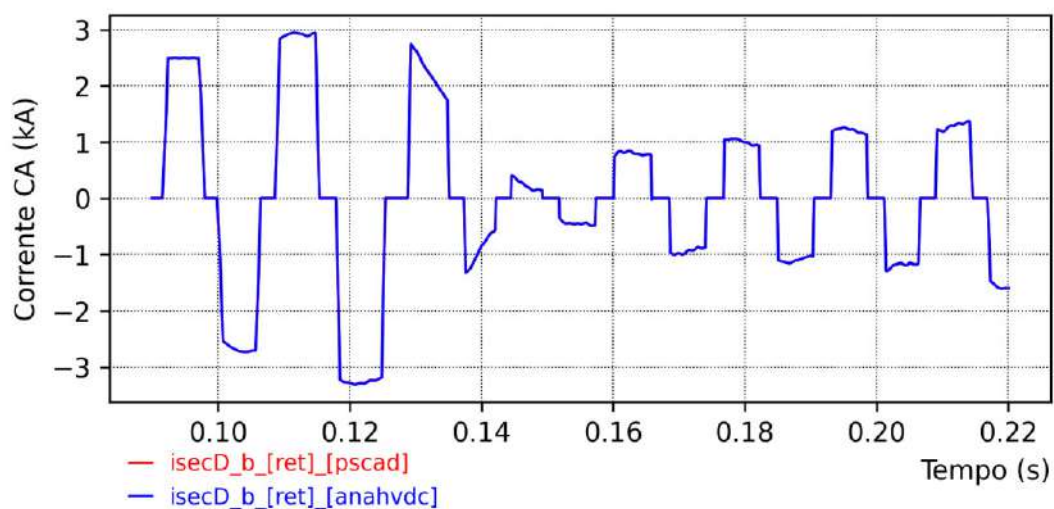
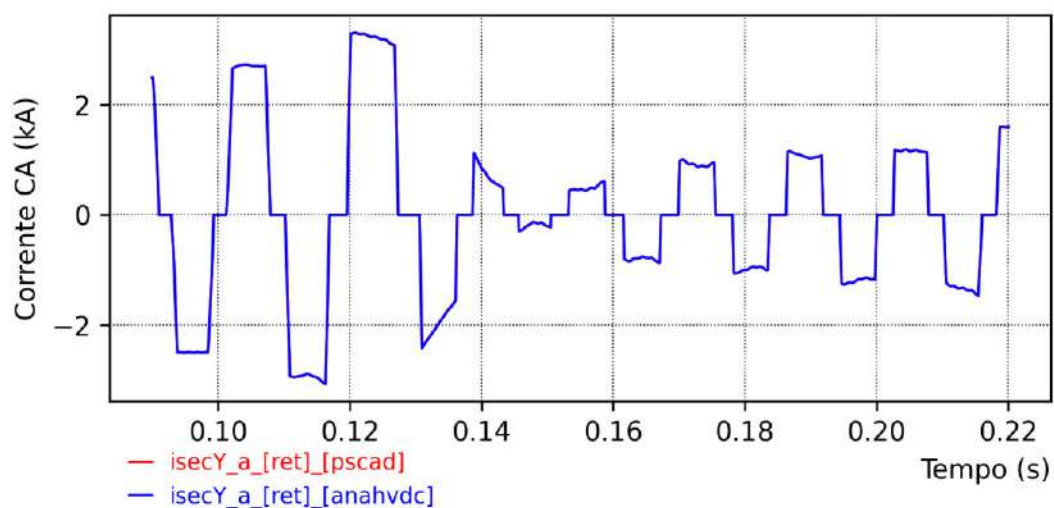
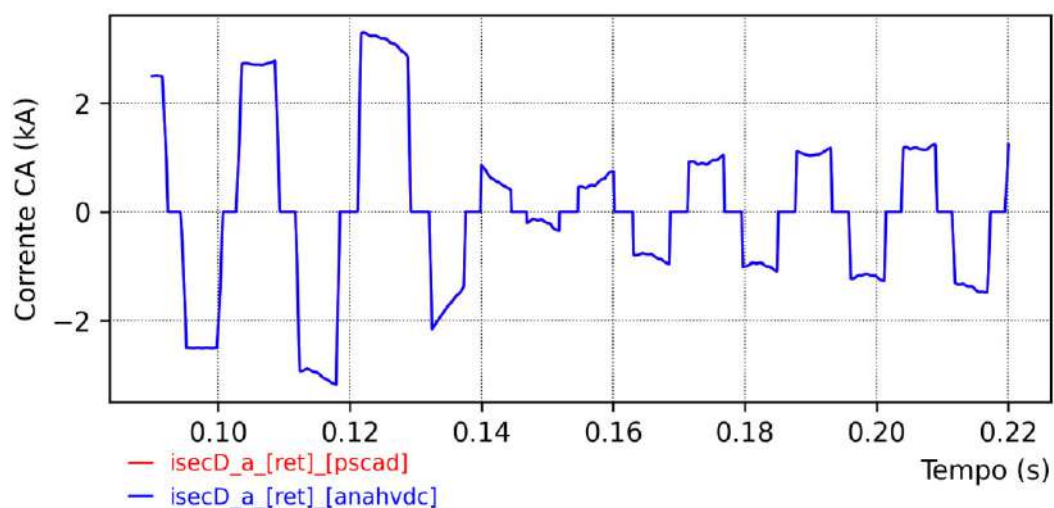


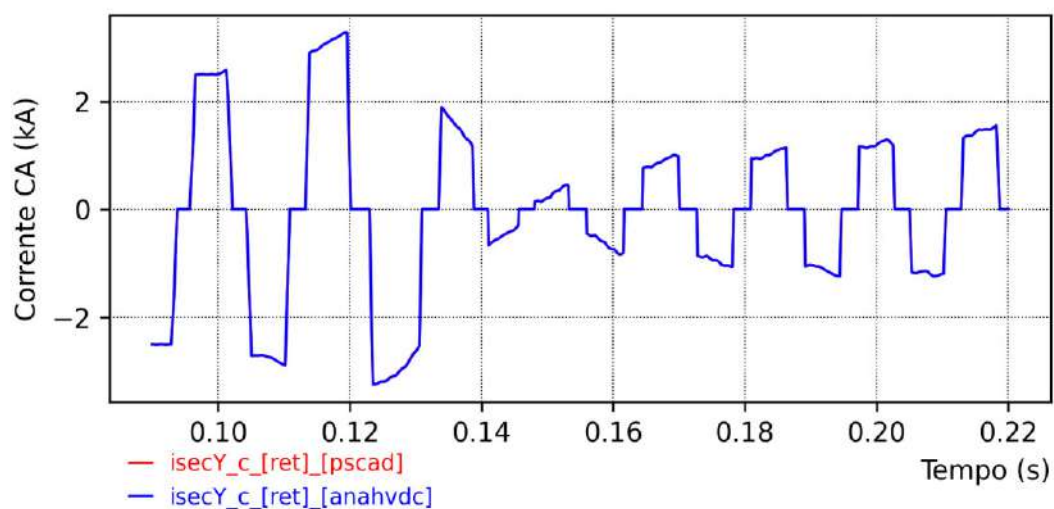
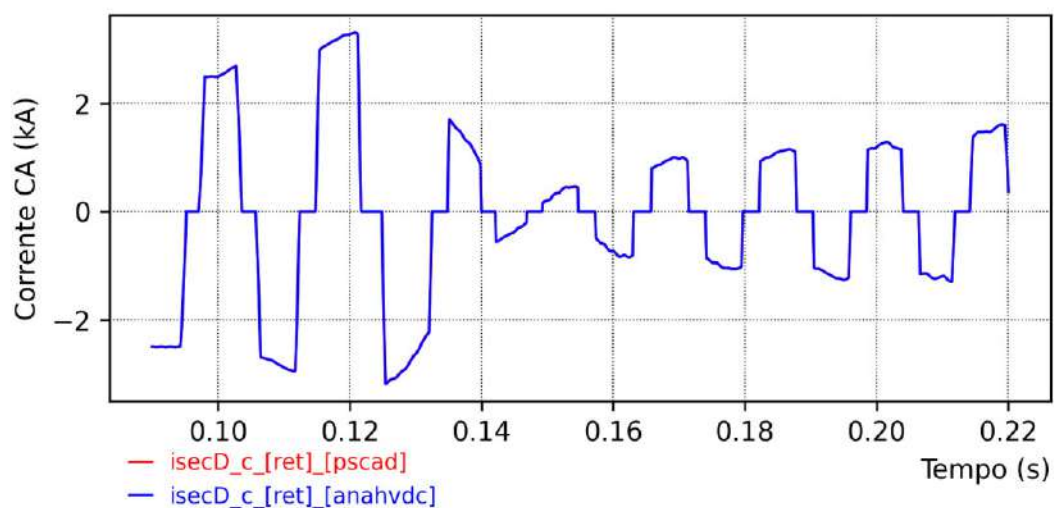
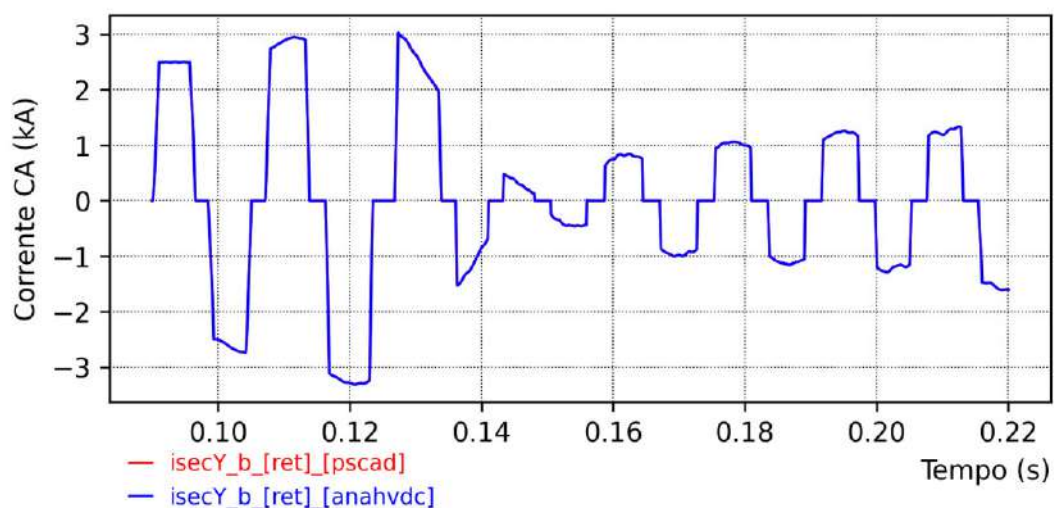


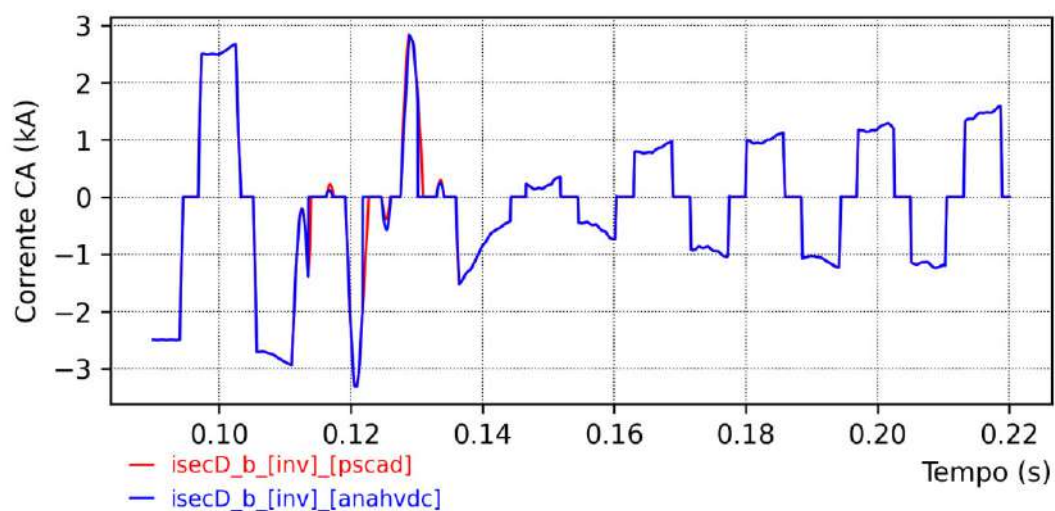
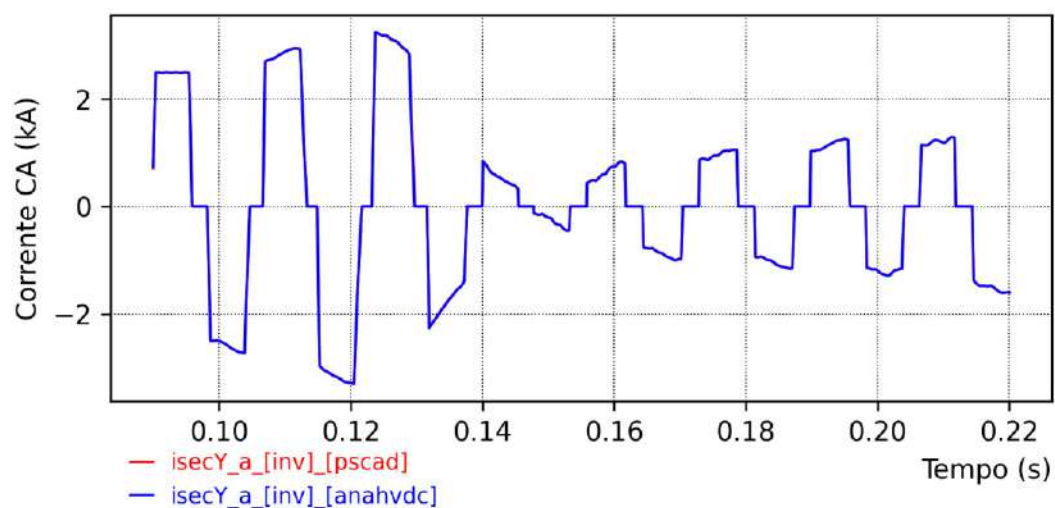
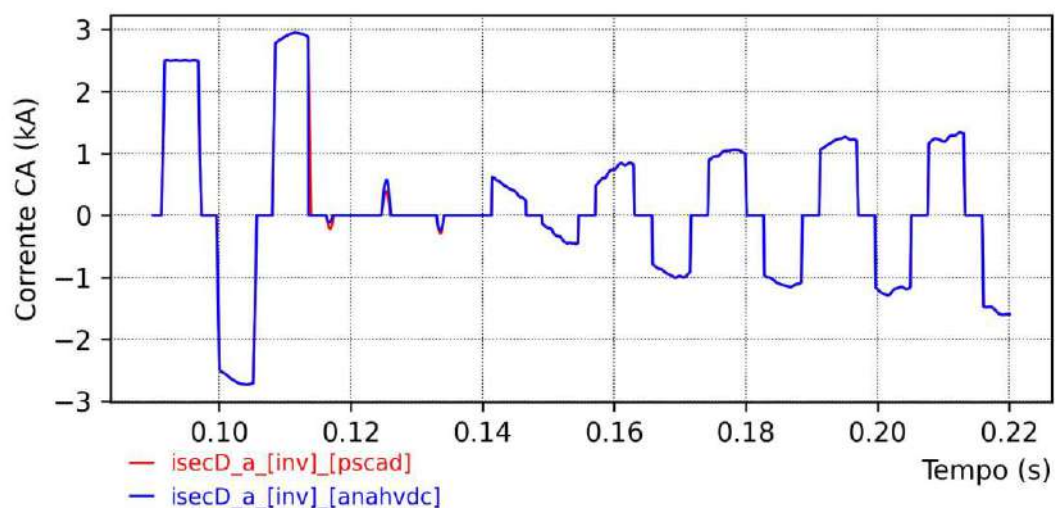


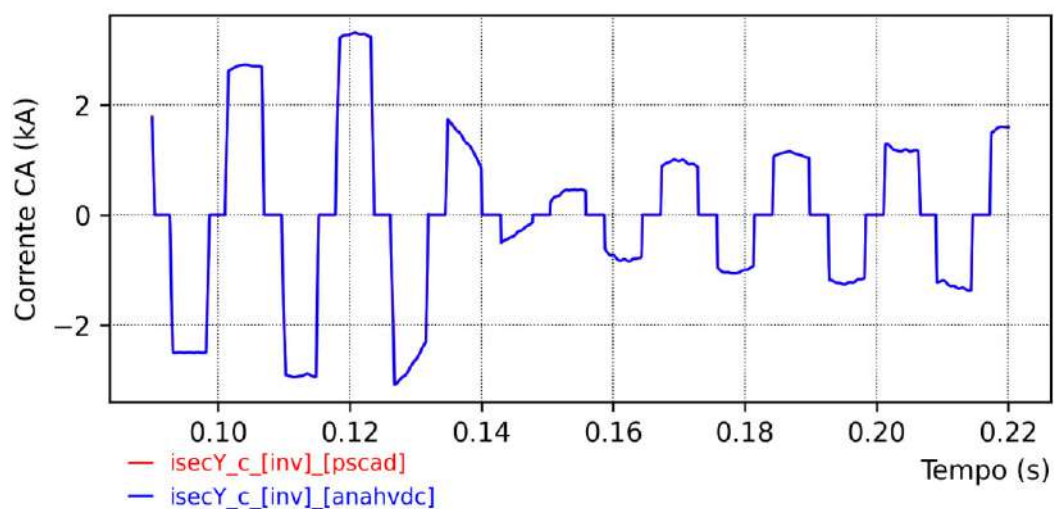
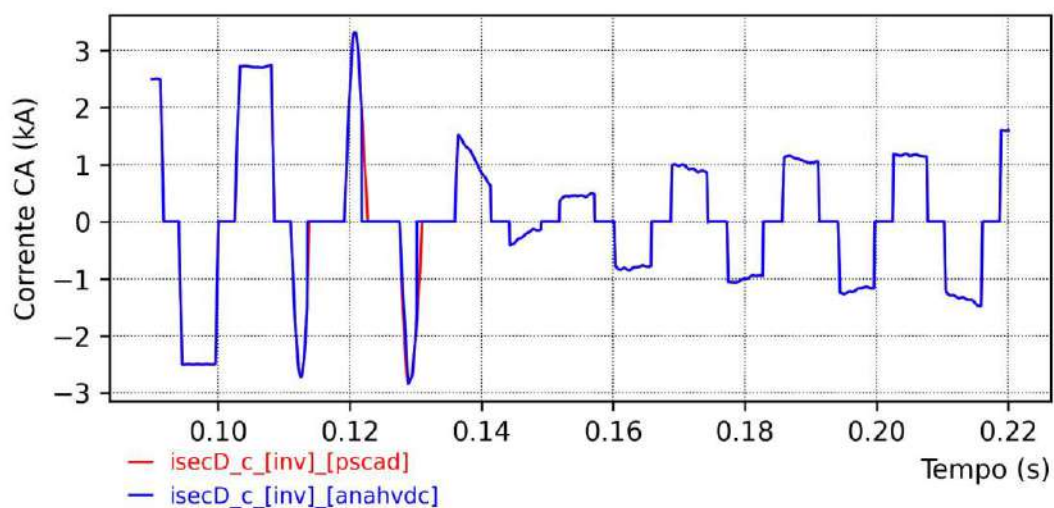
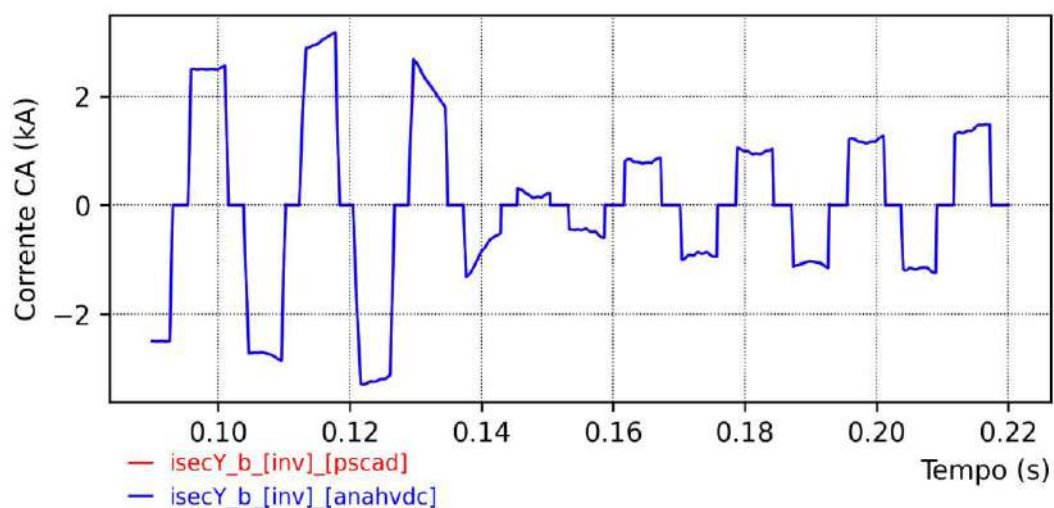


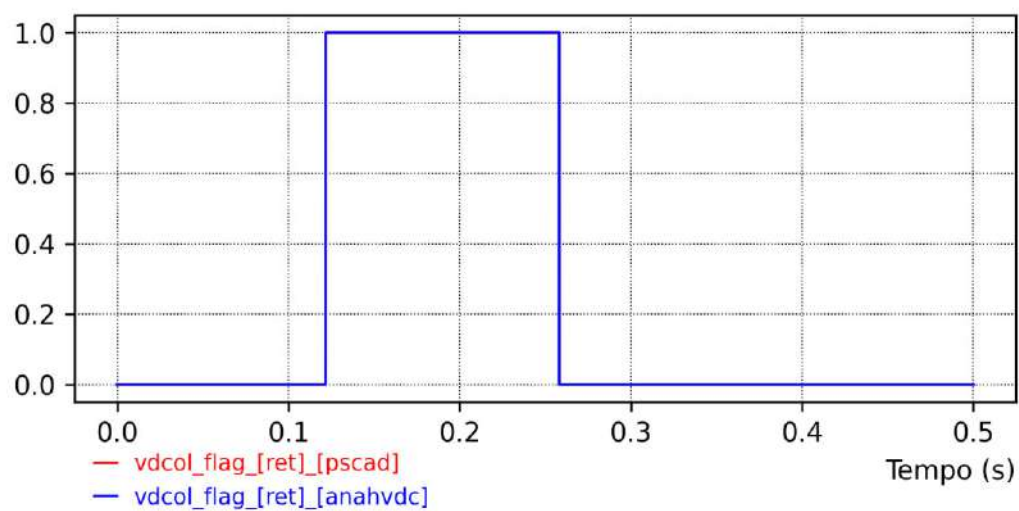
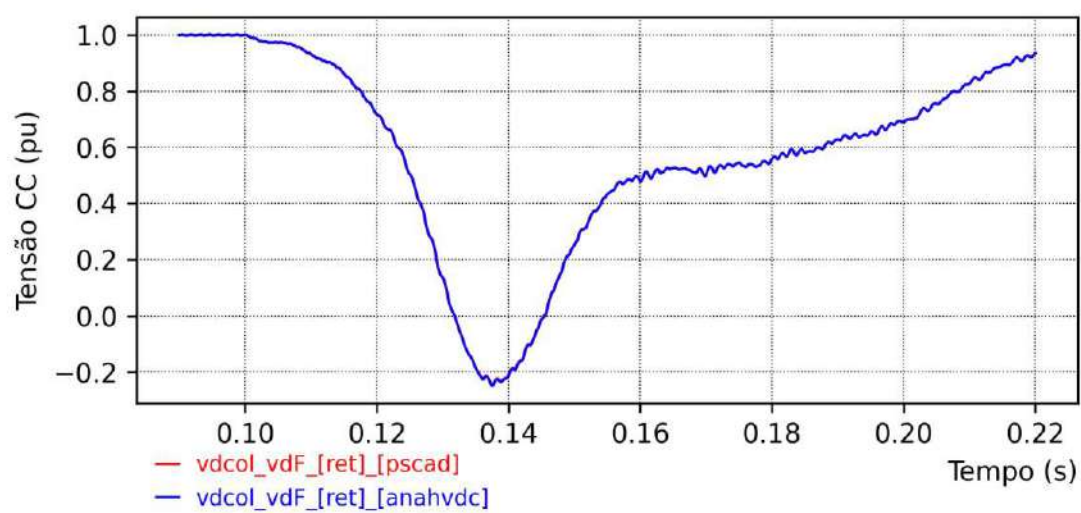
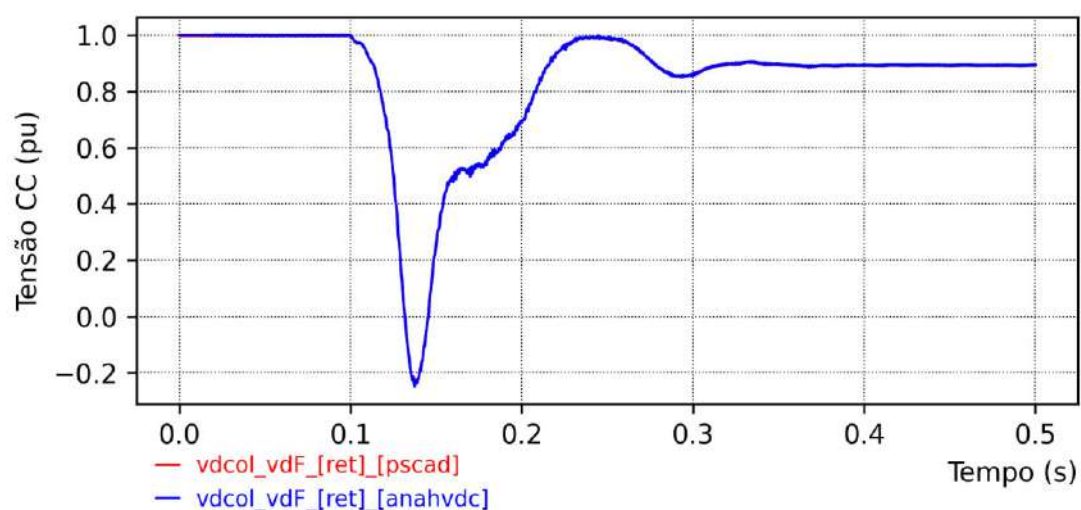


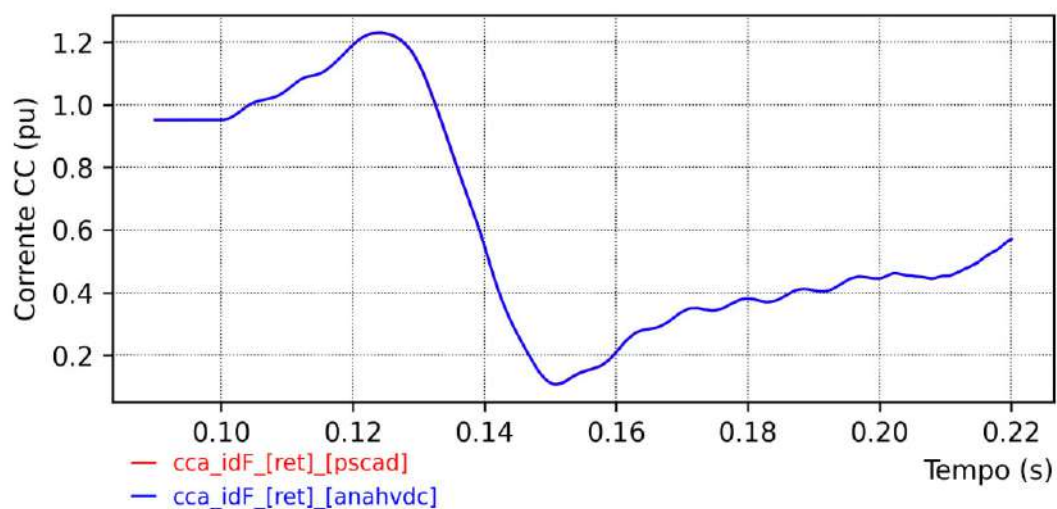
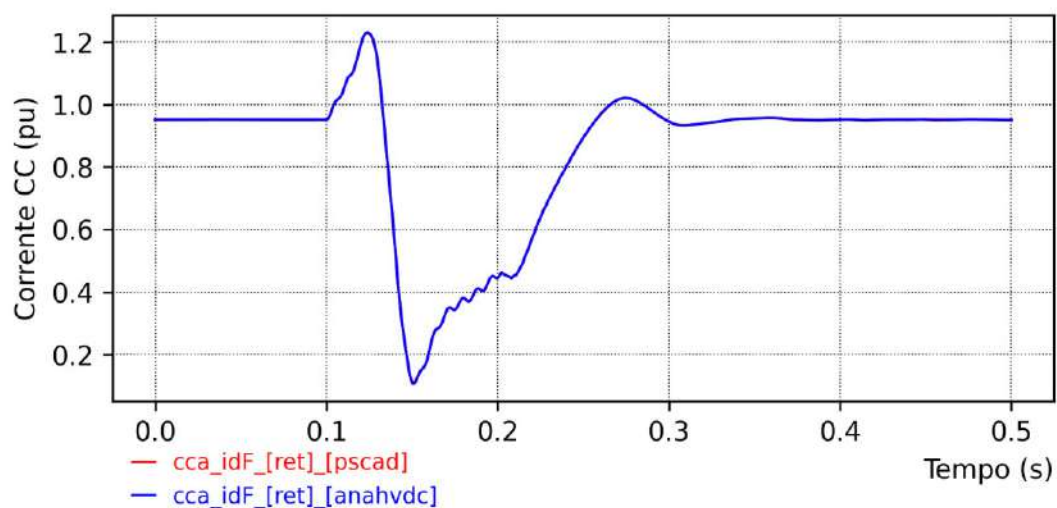
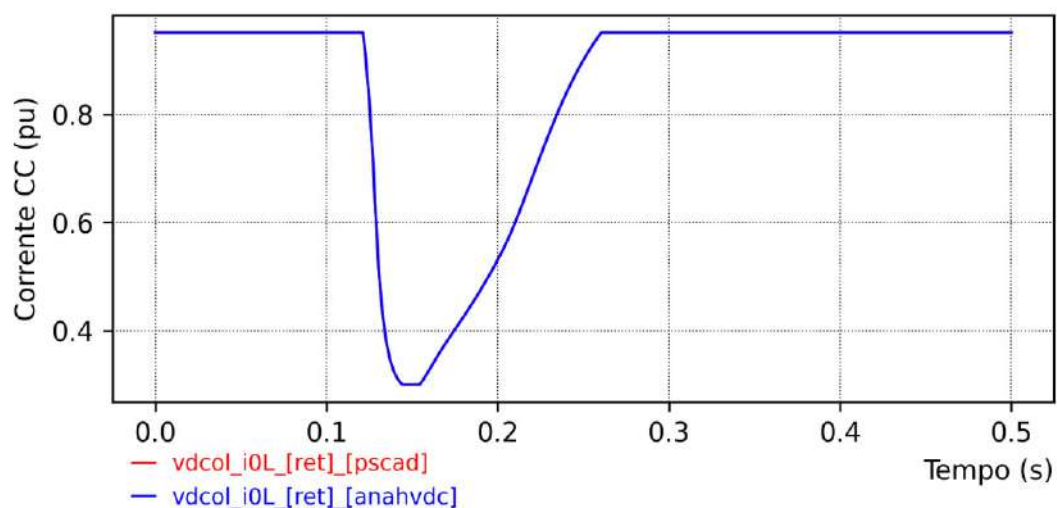


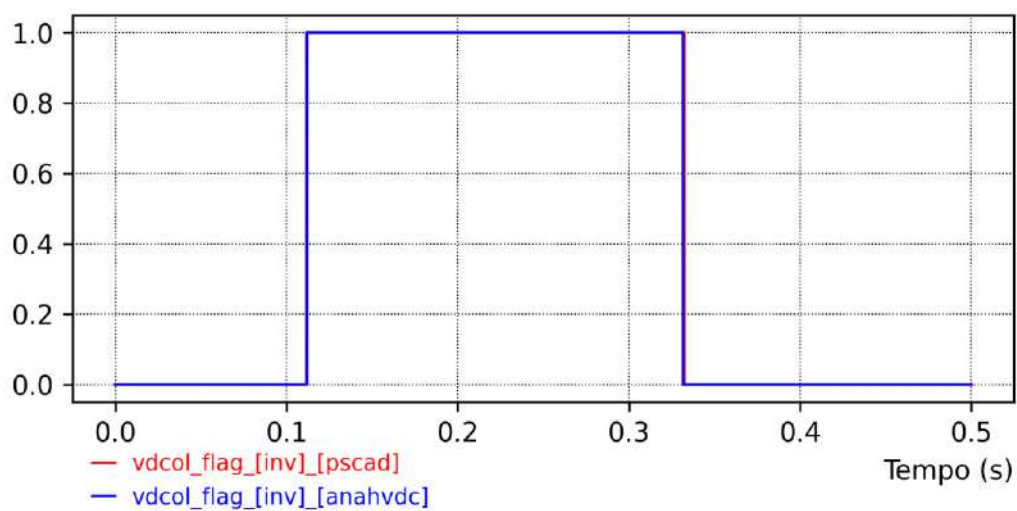
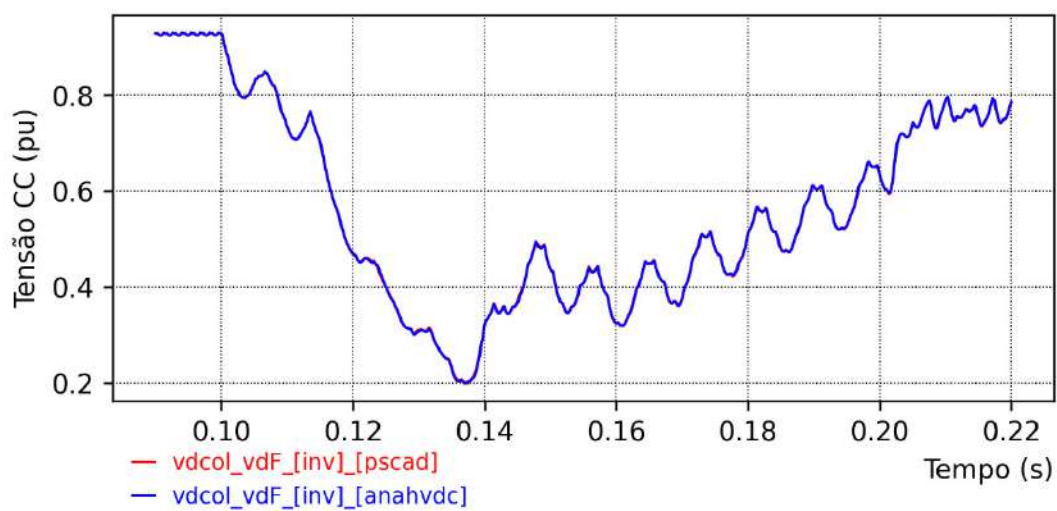
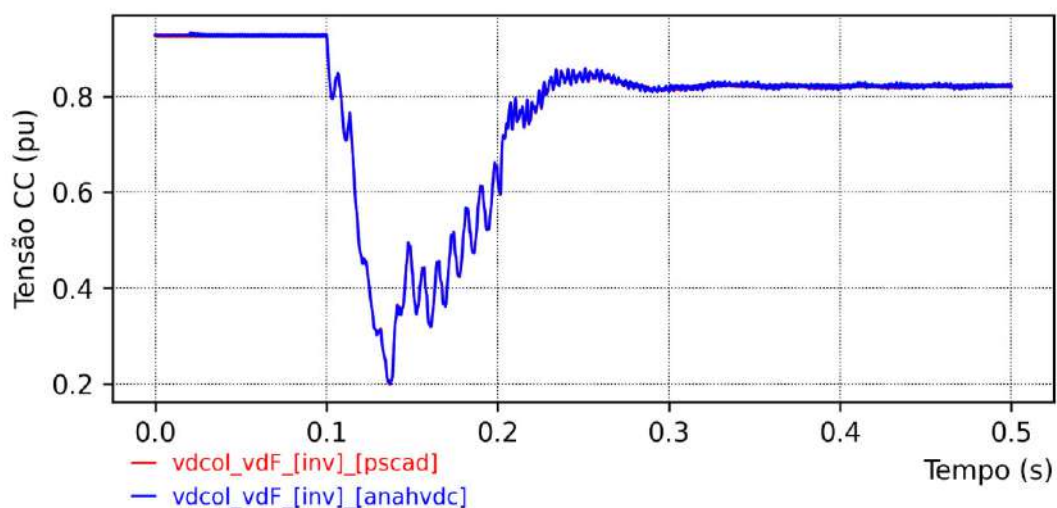


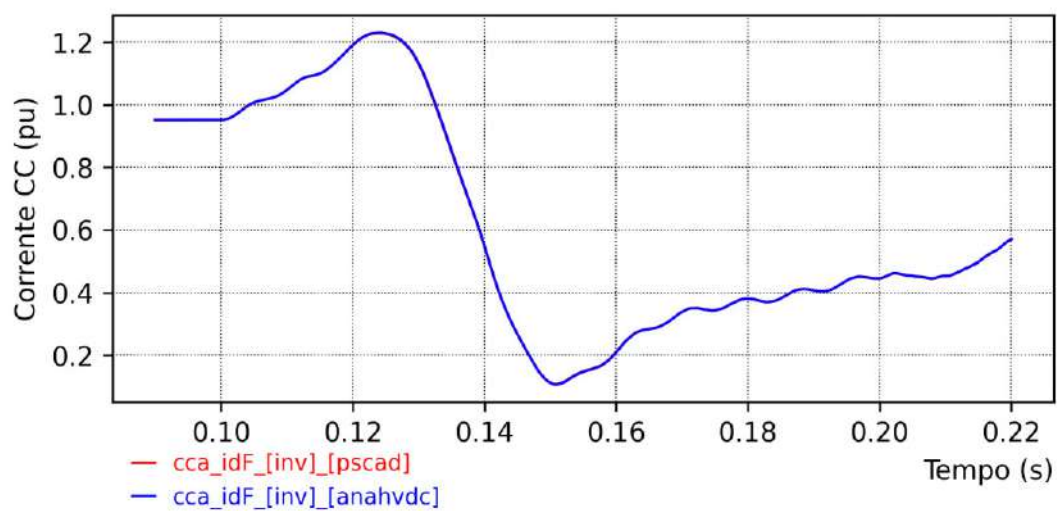
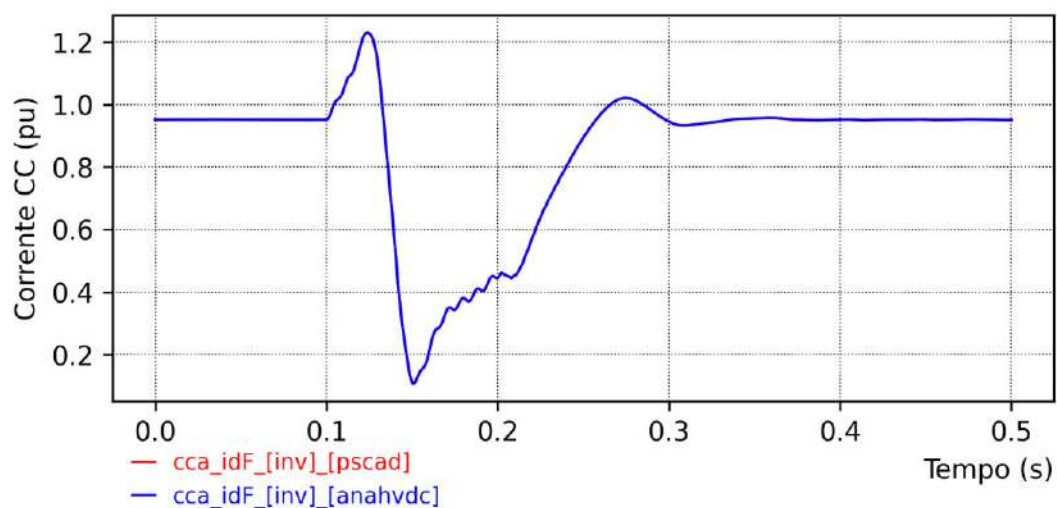
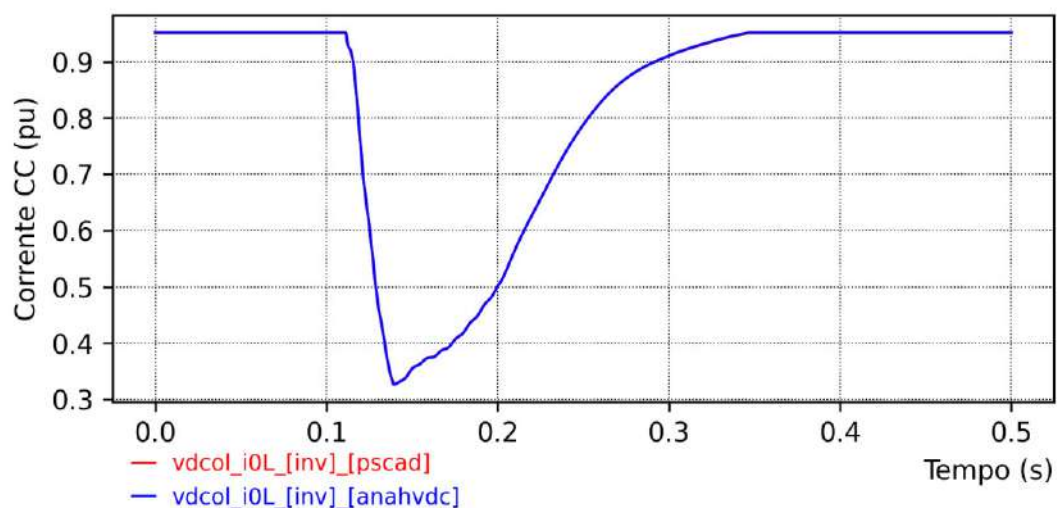


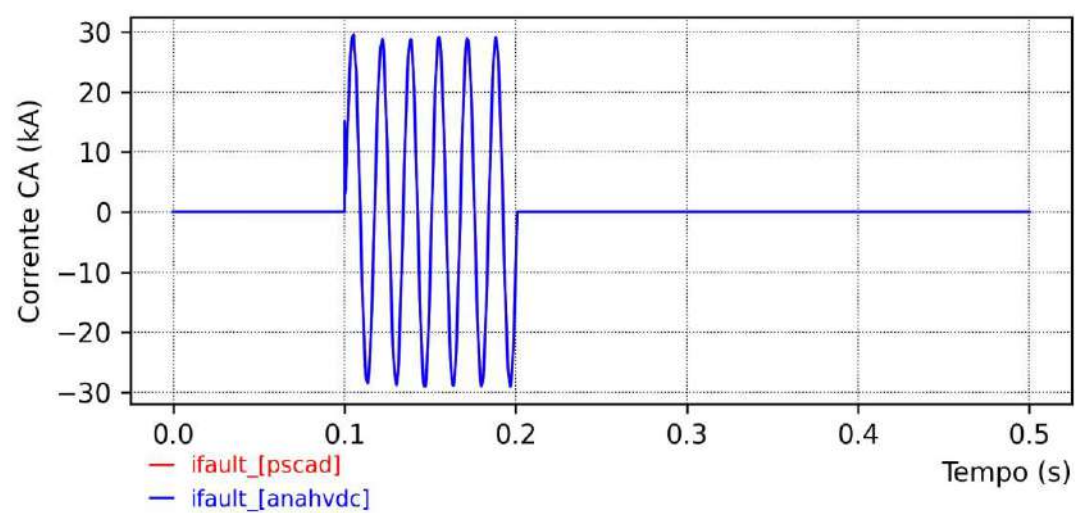
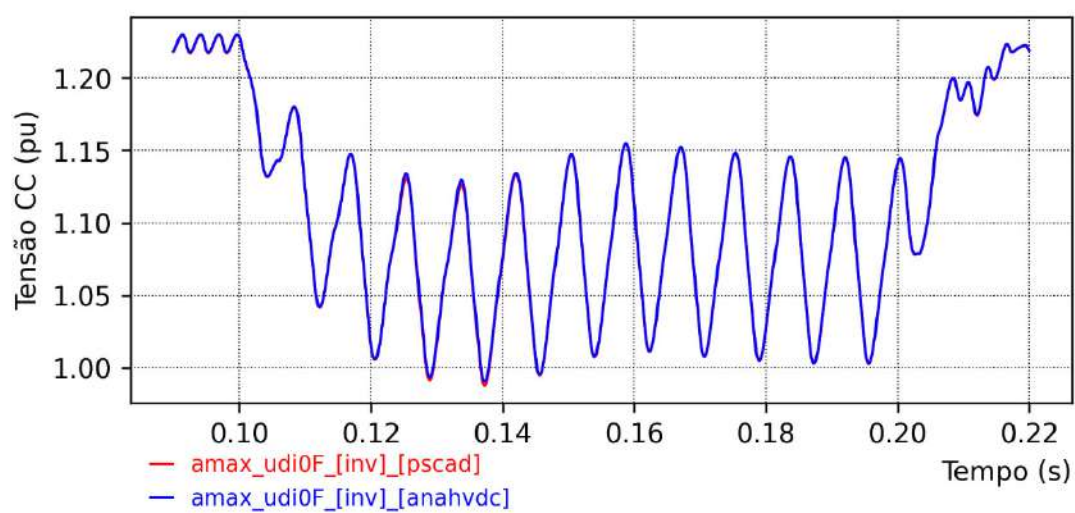
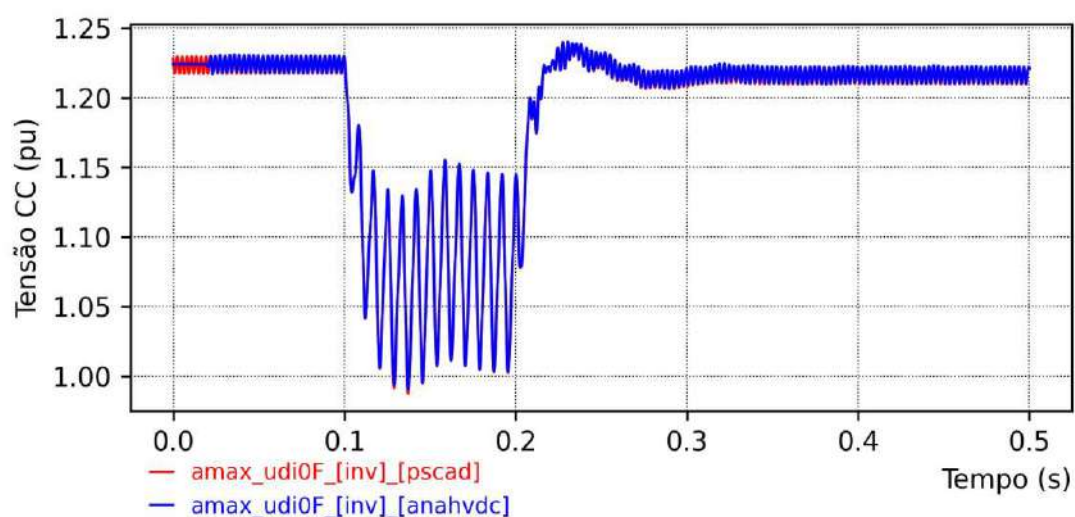


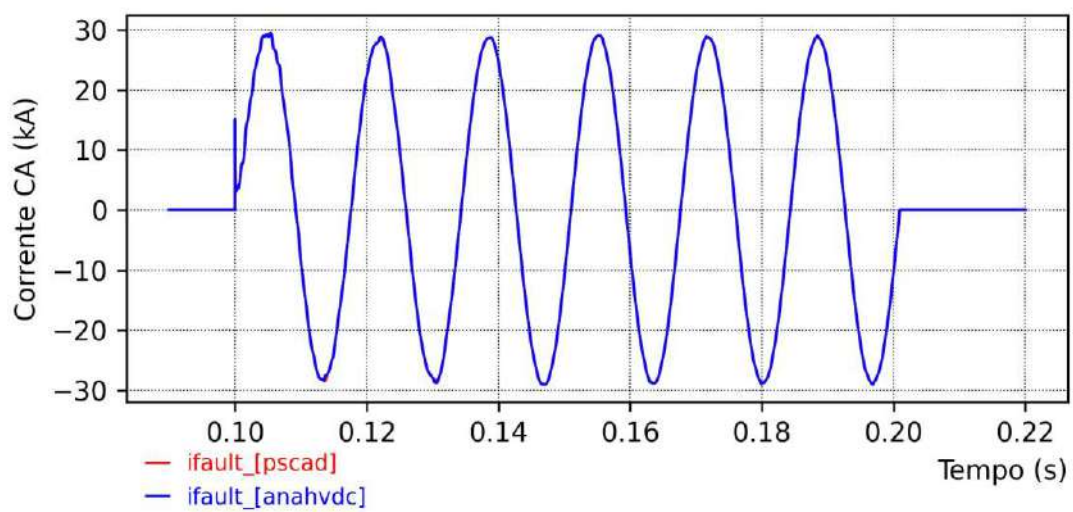






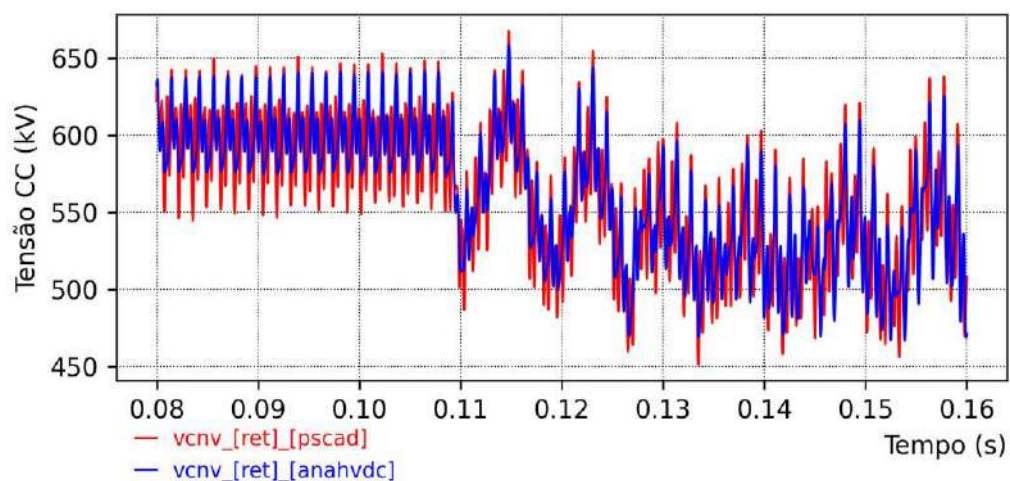
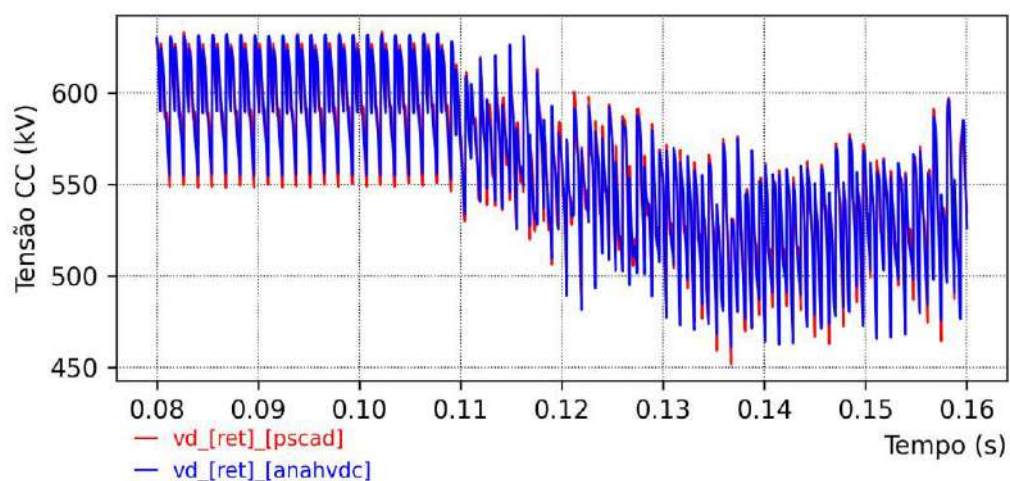
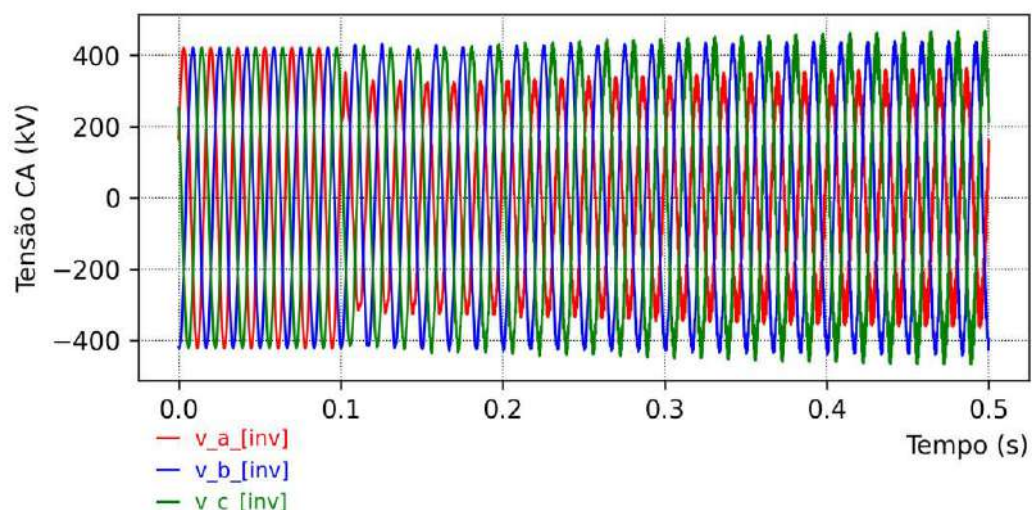


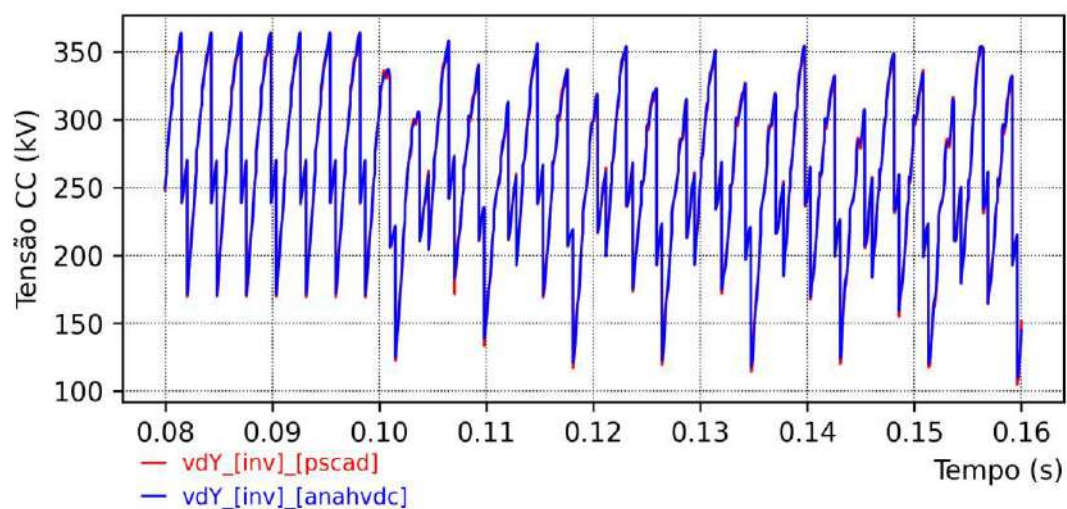
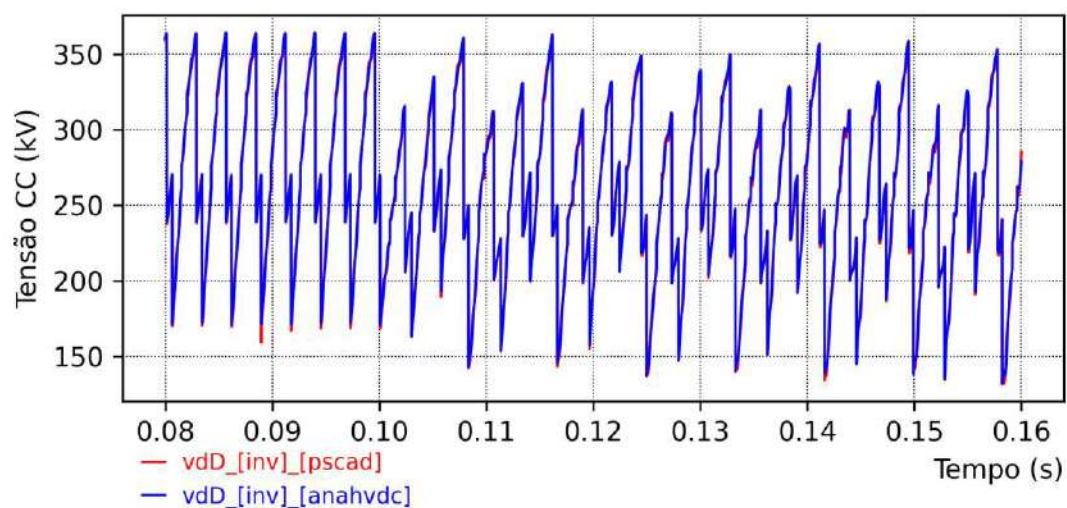
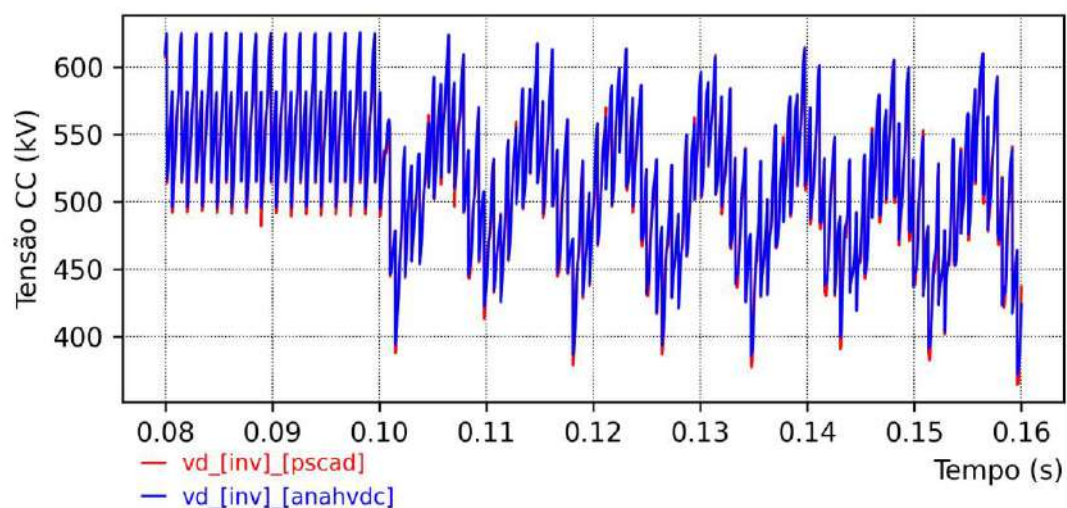


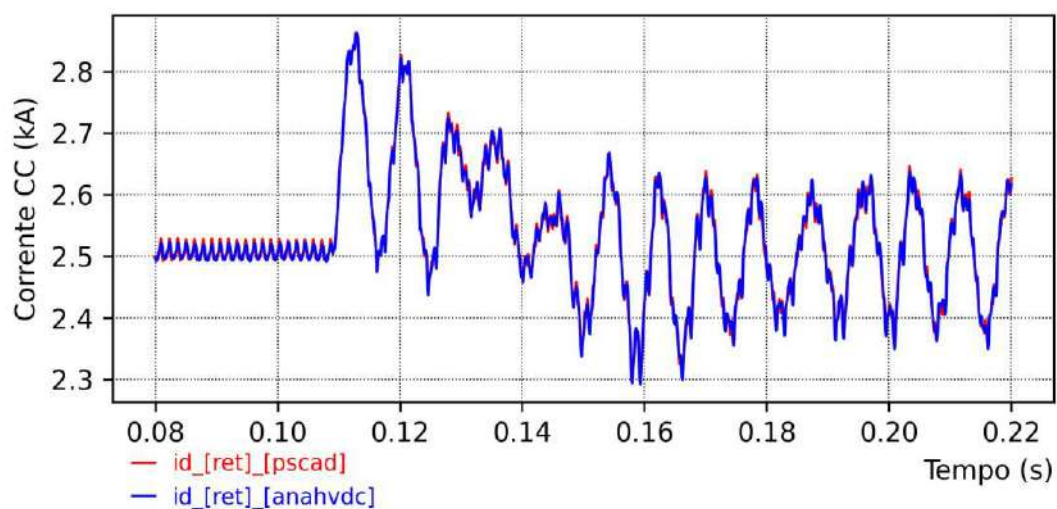
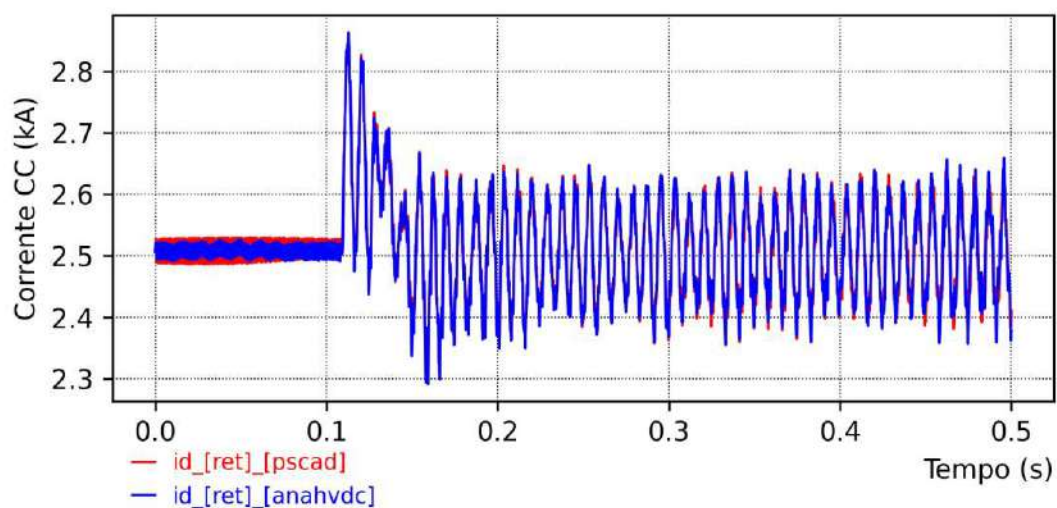
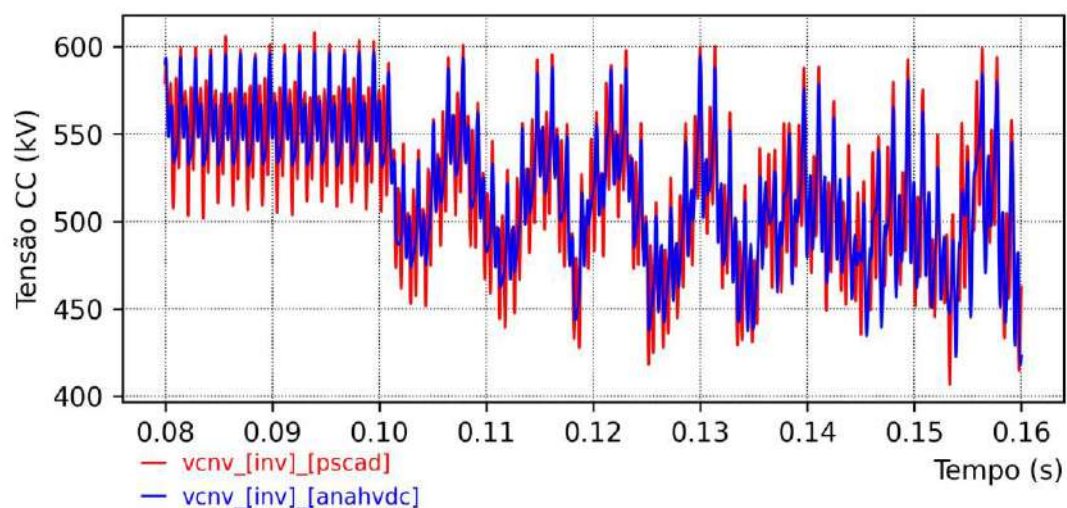


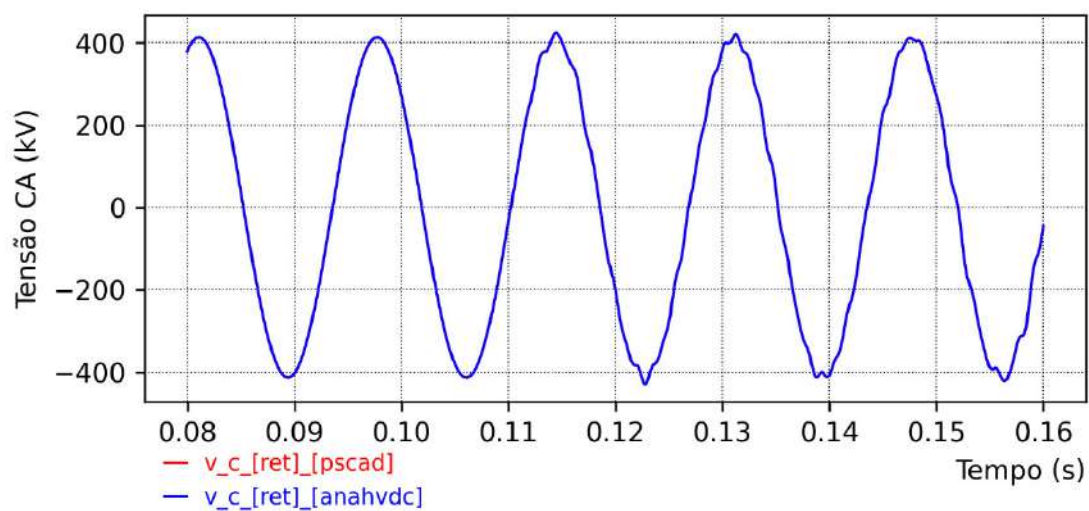
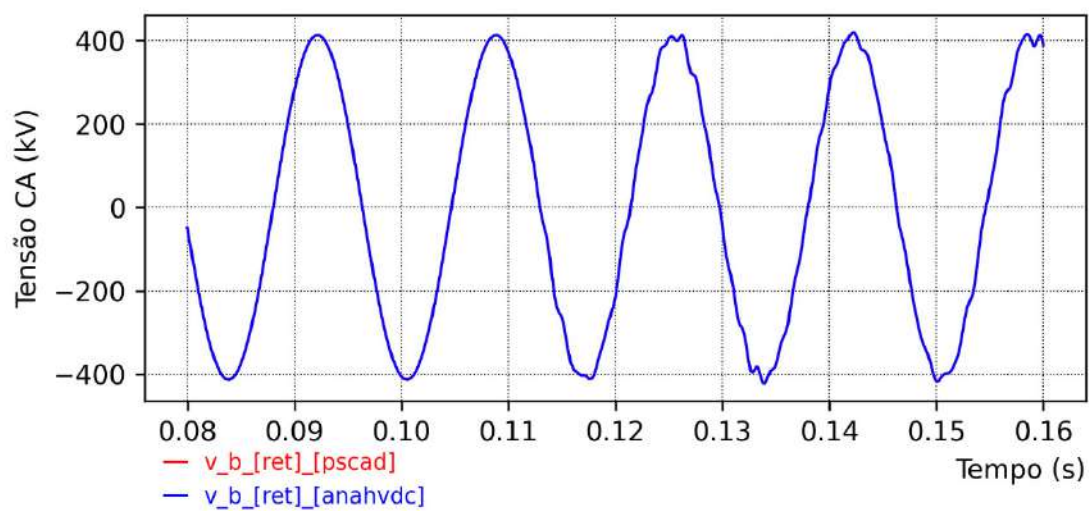
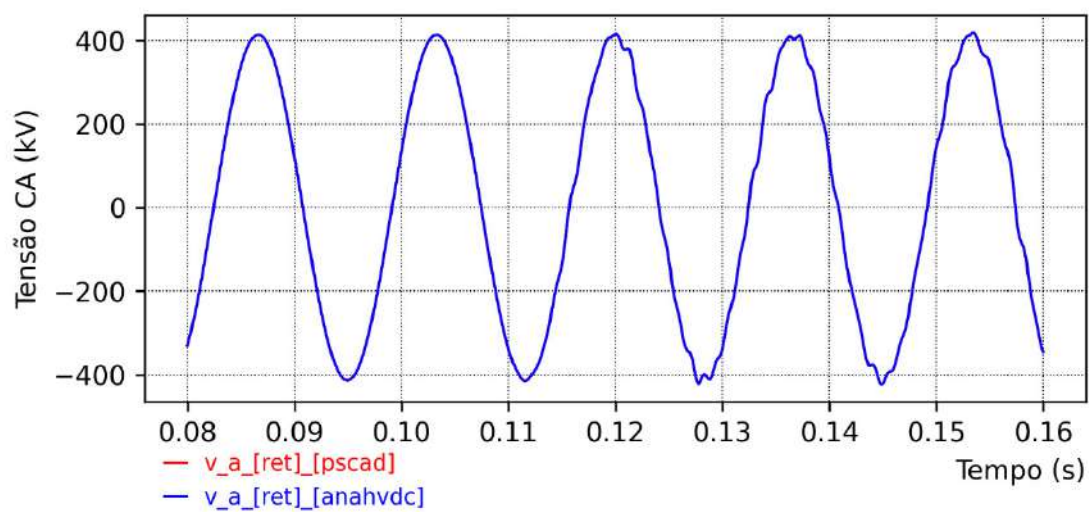
4. Sistema Zca Harmônico – 12 pulsos – LT Bergeron

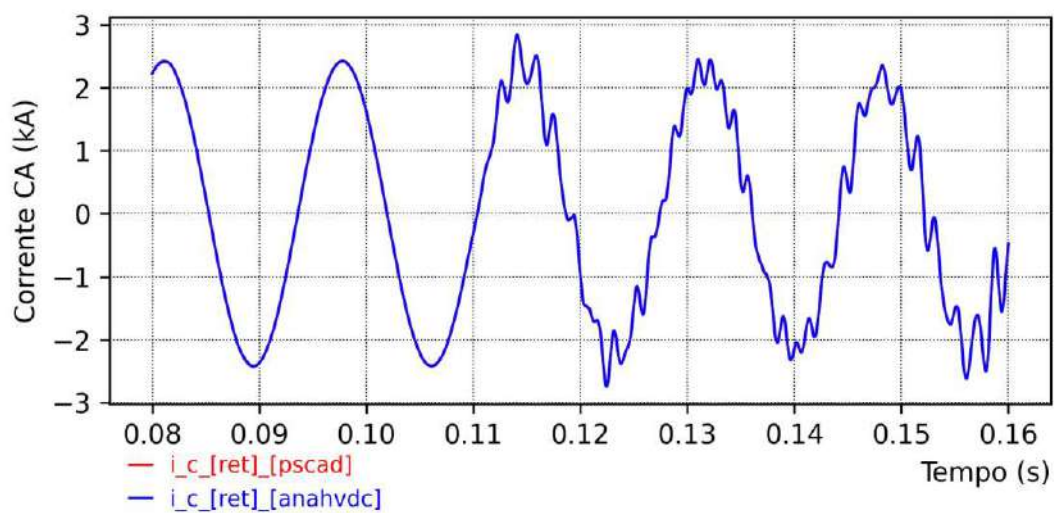
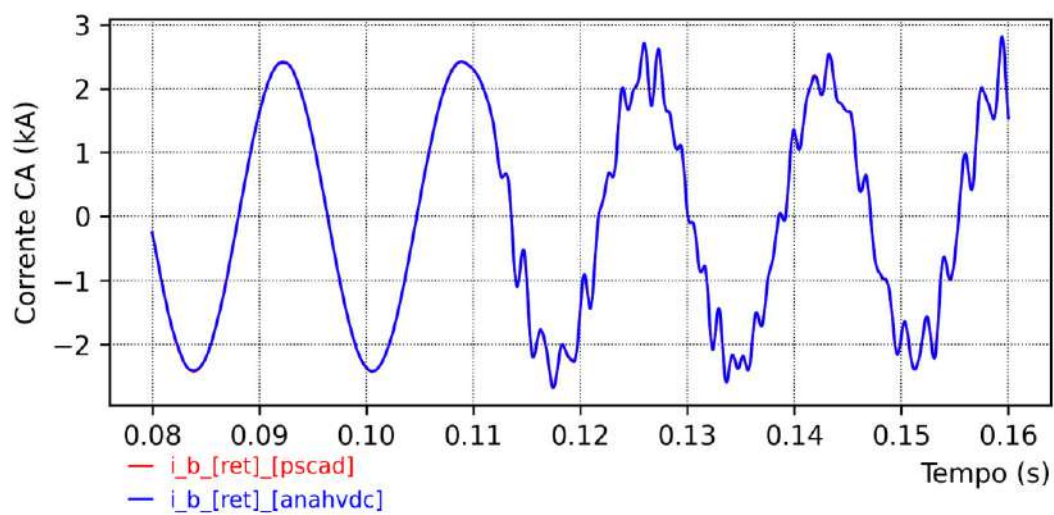
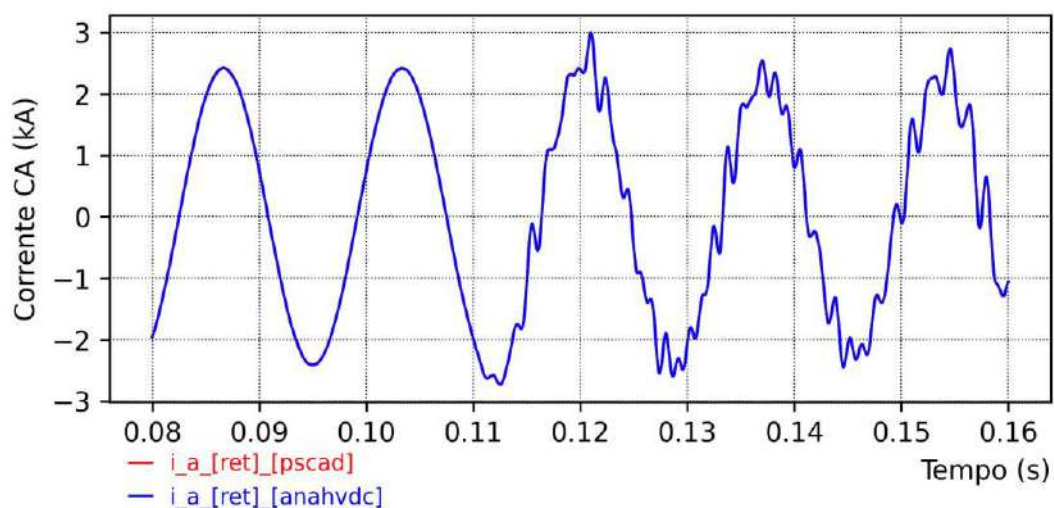
4.1. Degrau na fonte do lado do inversor

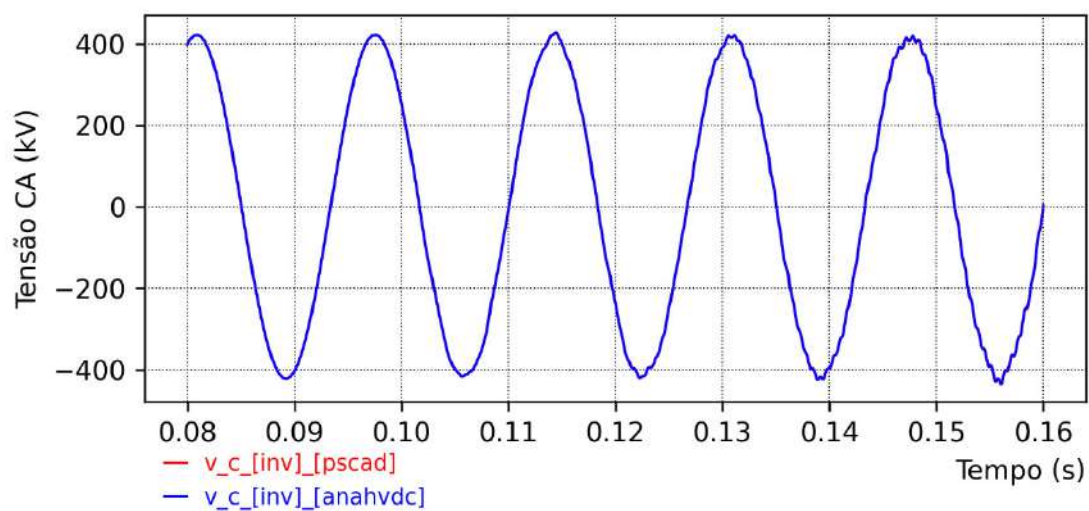
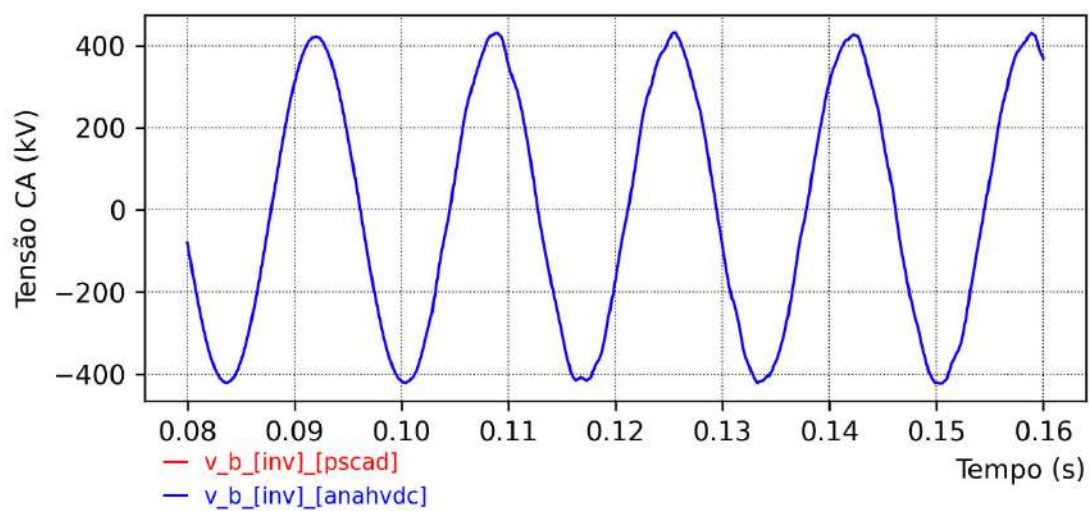
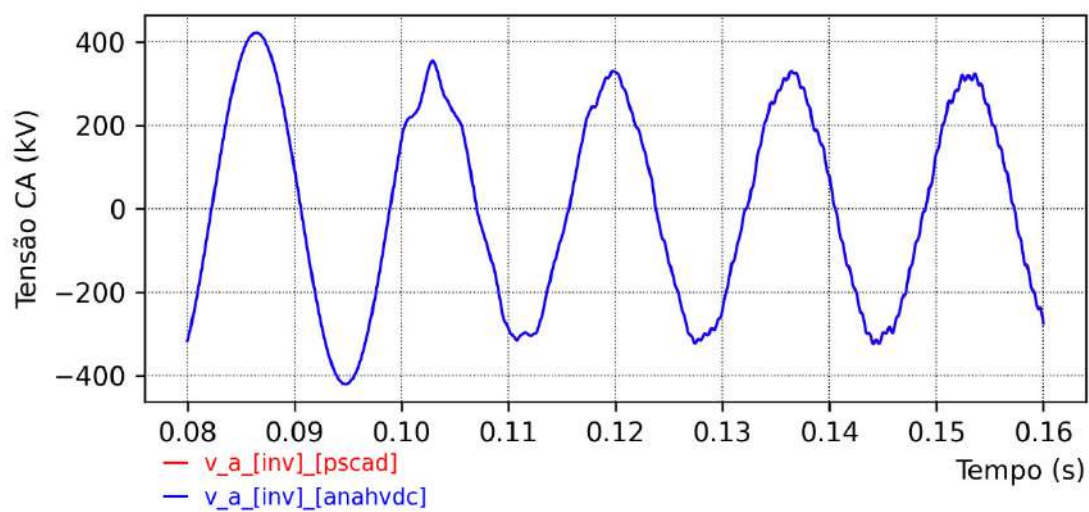


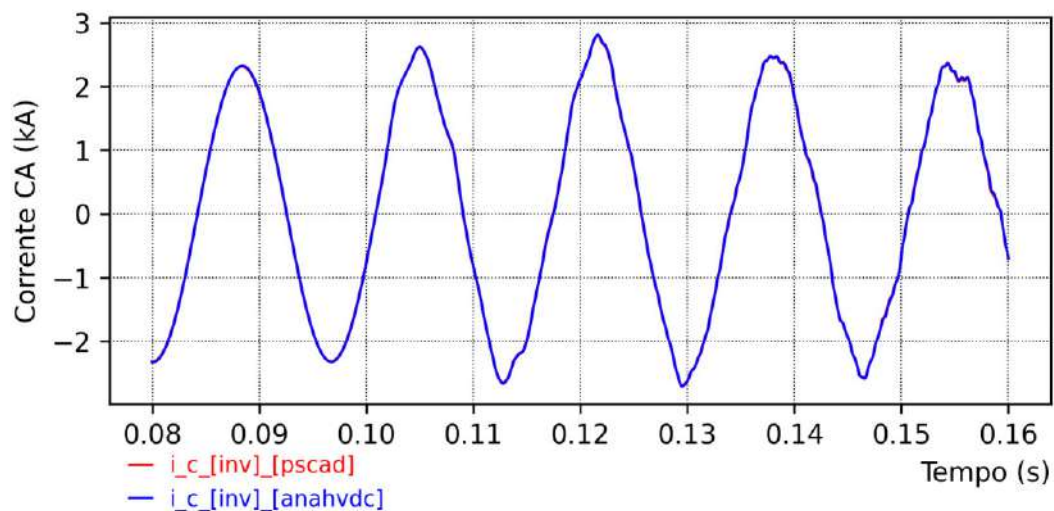
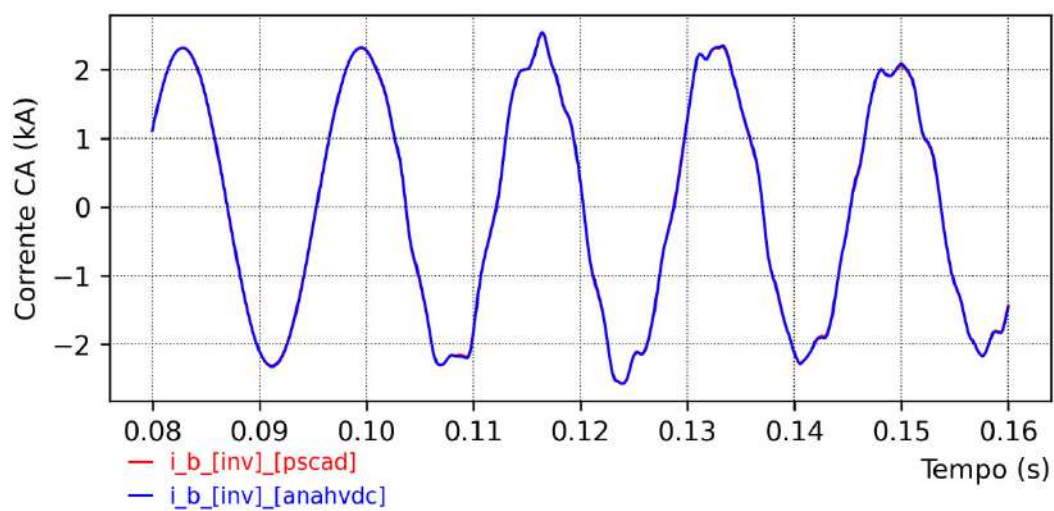
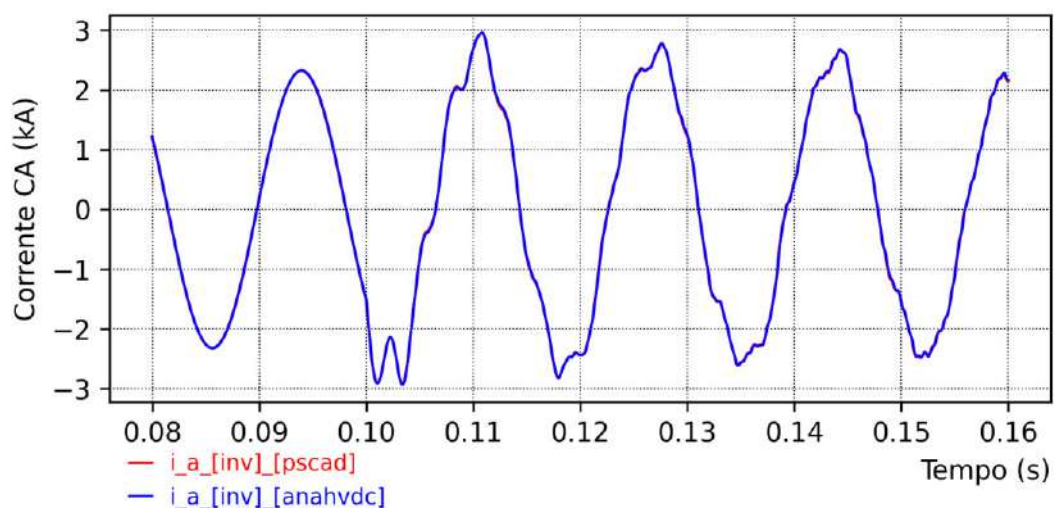


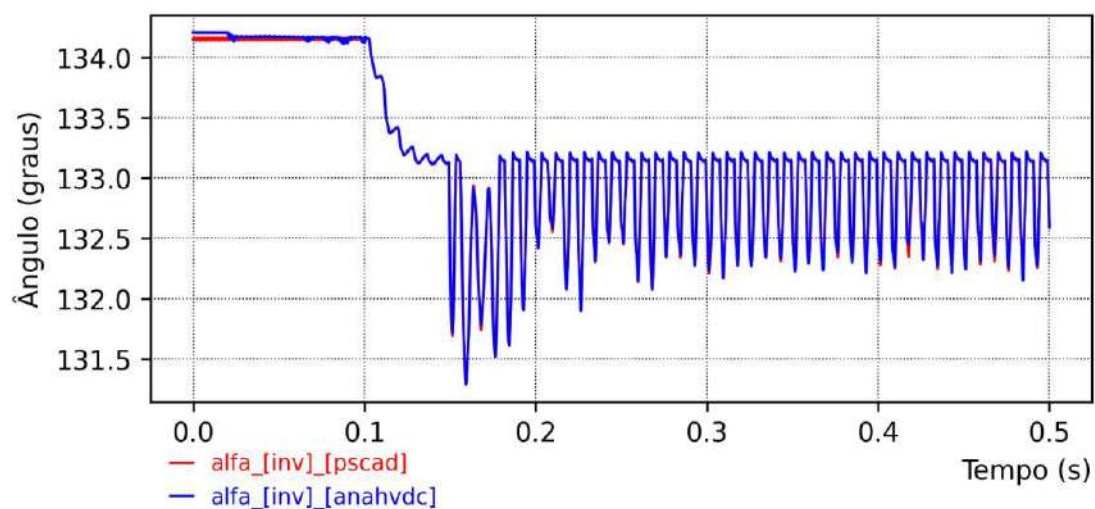
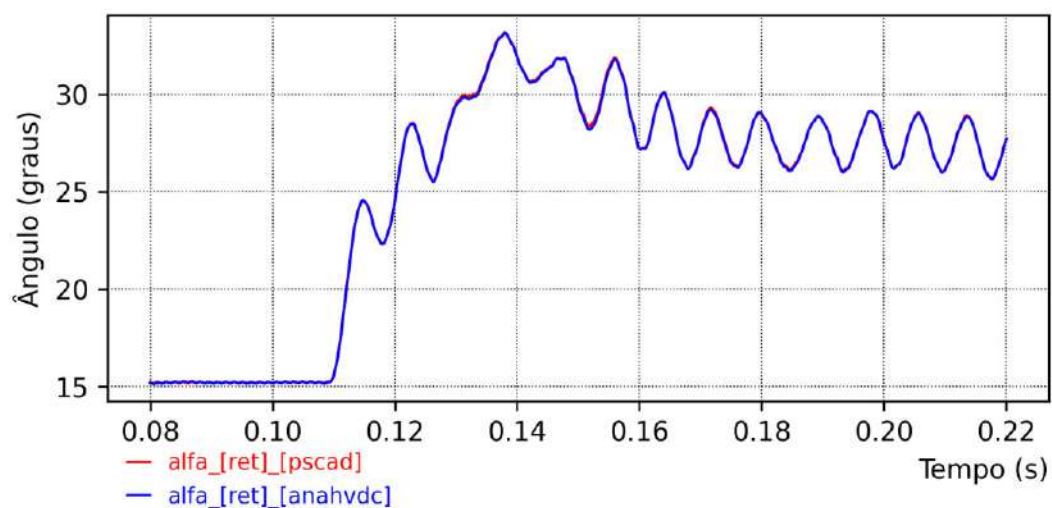
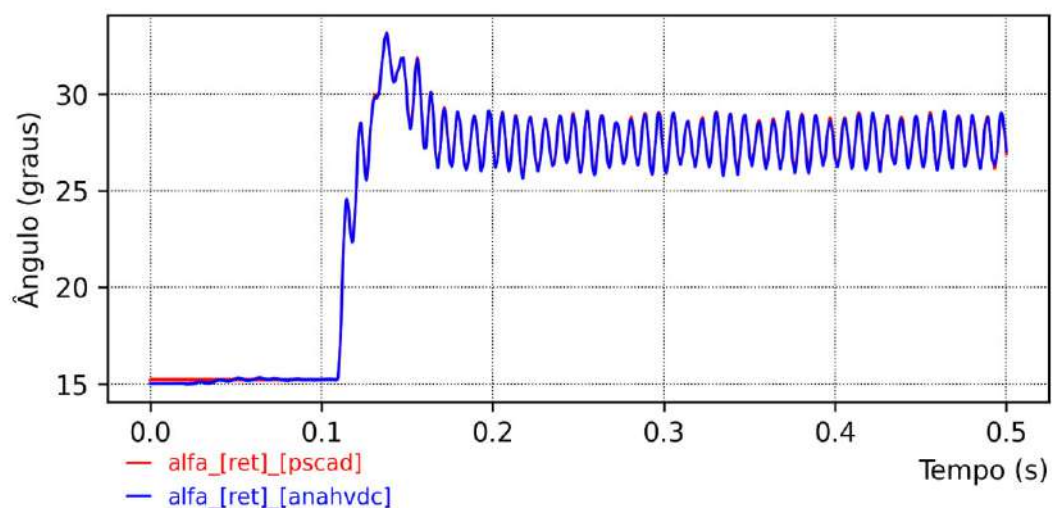


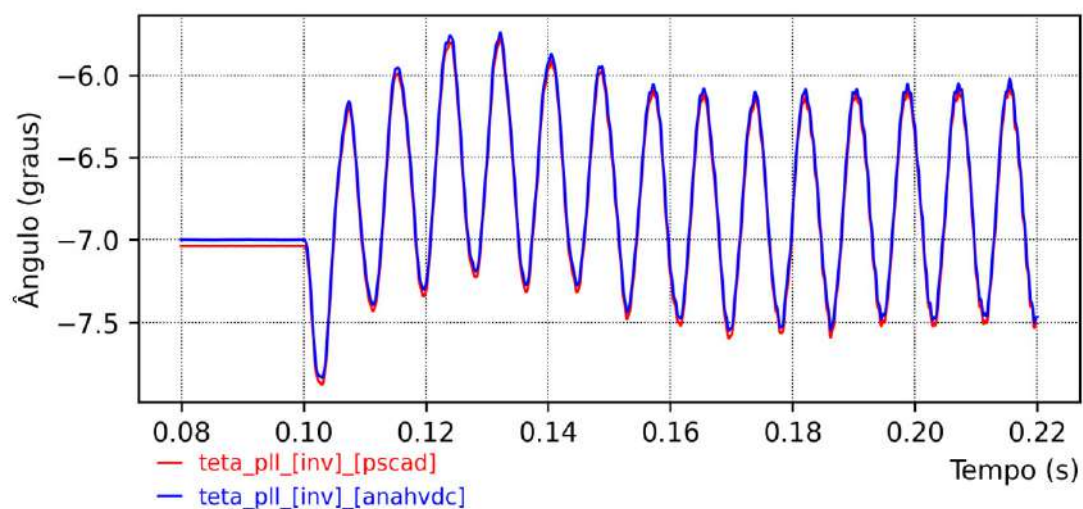
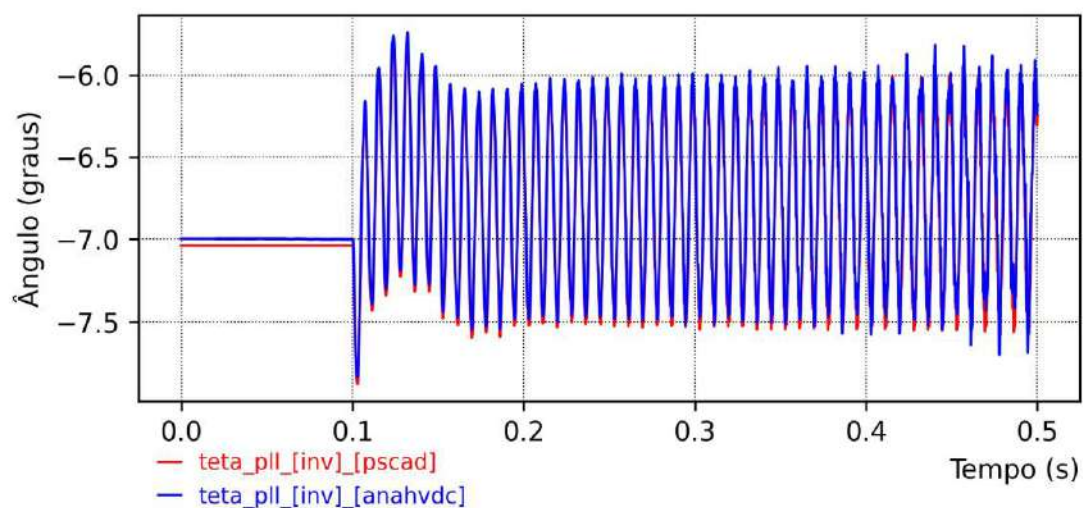
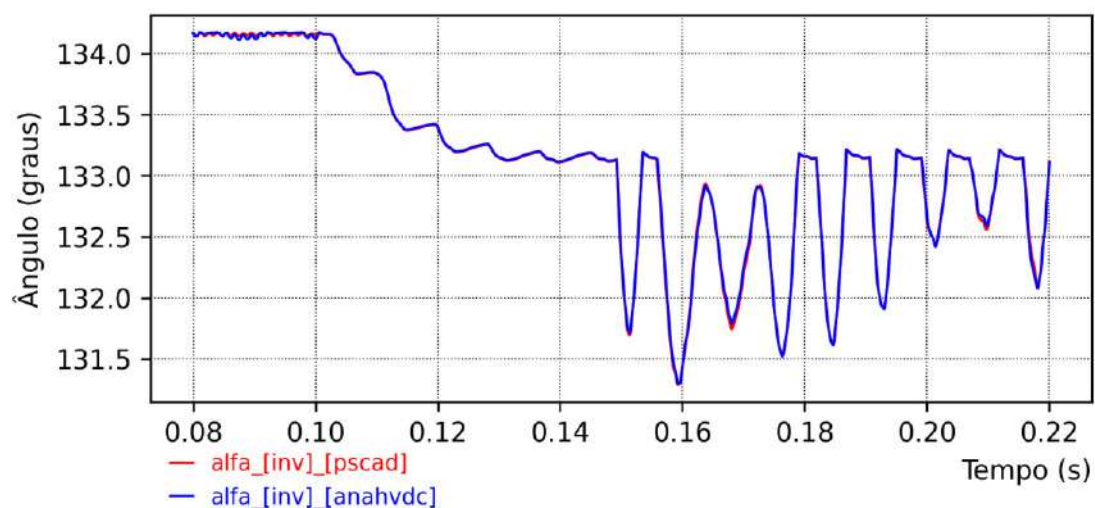


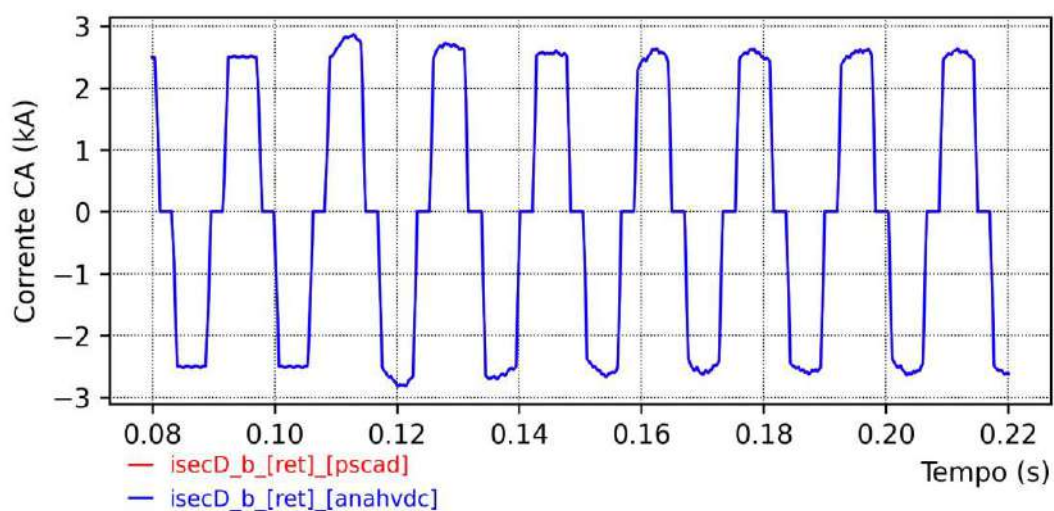
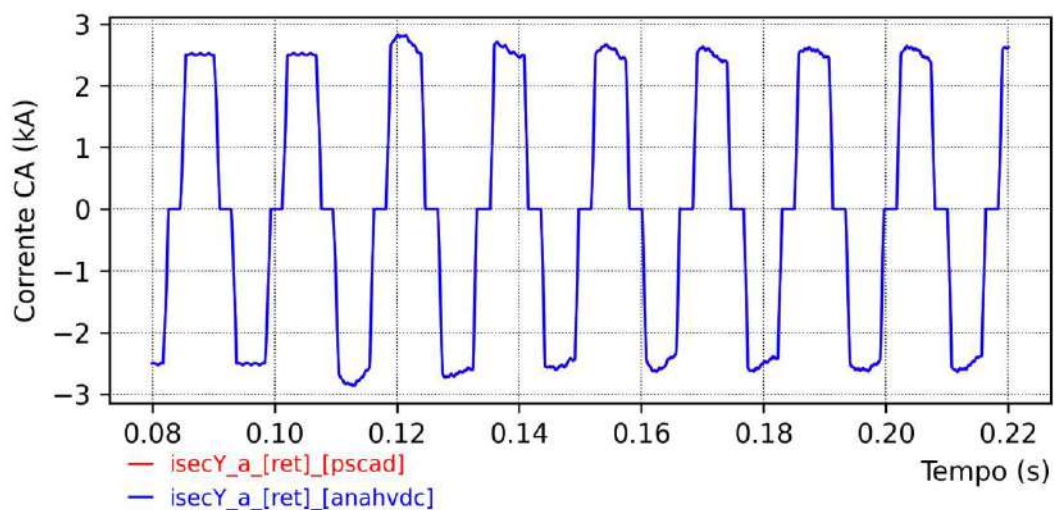
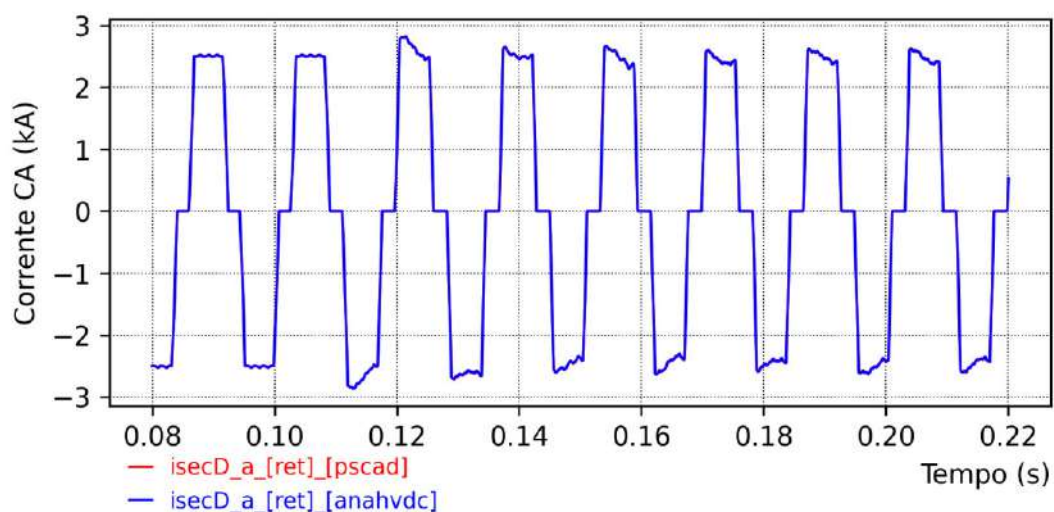


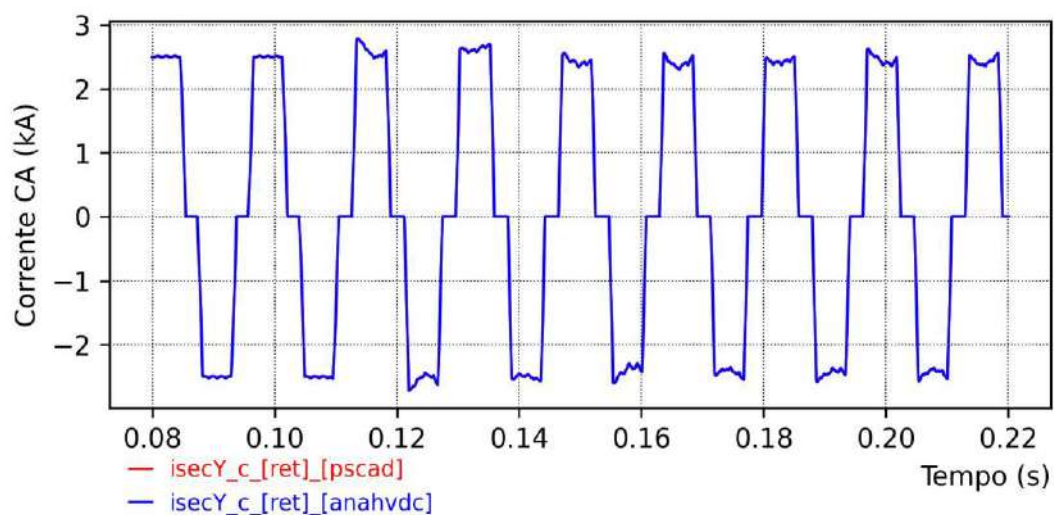
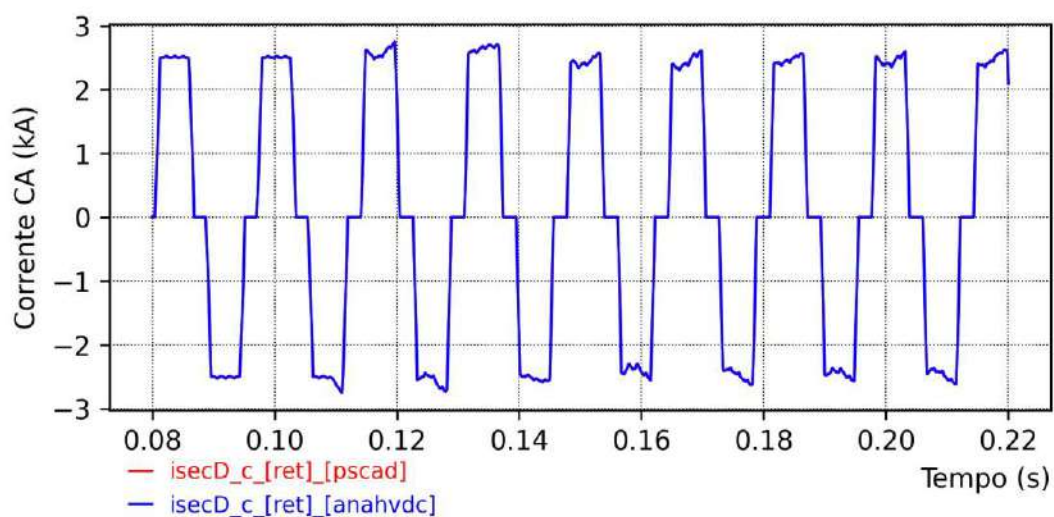
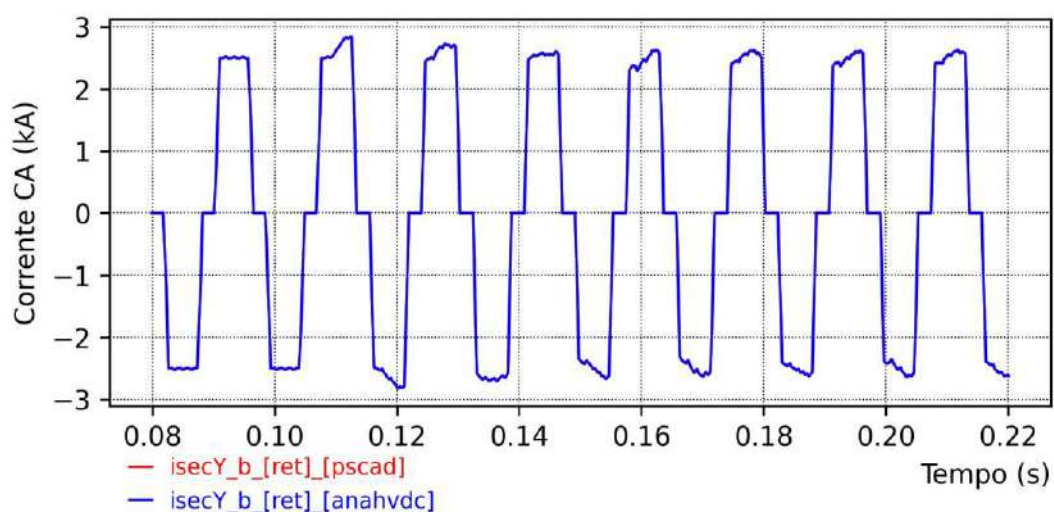


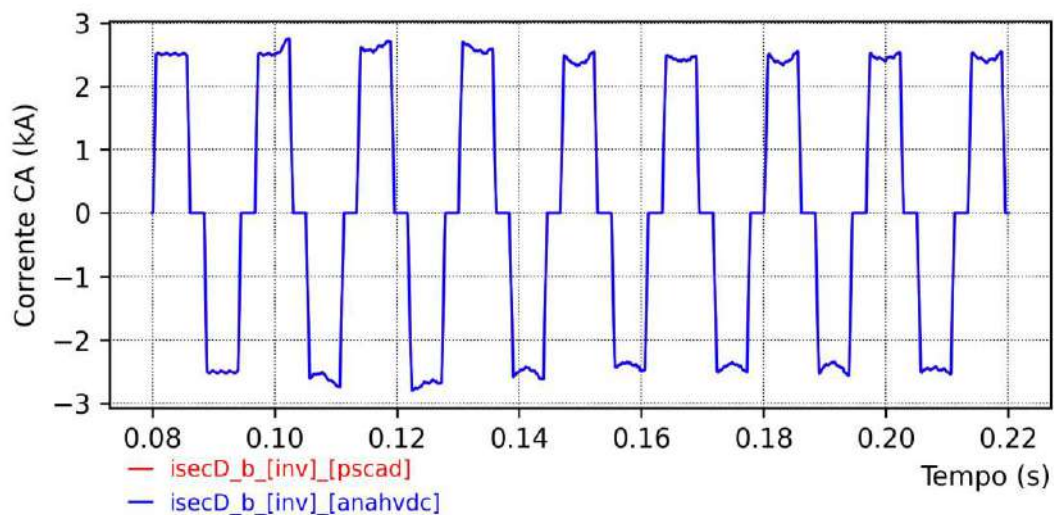
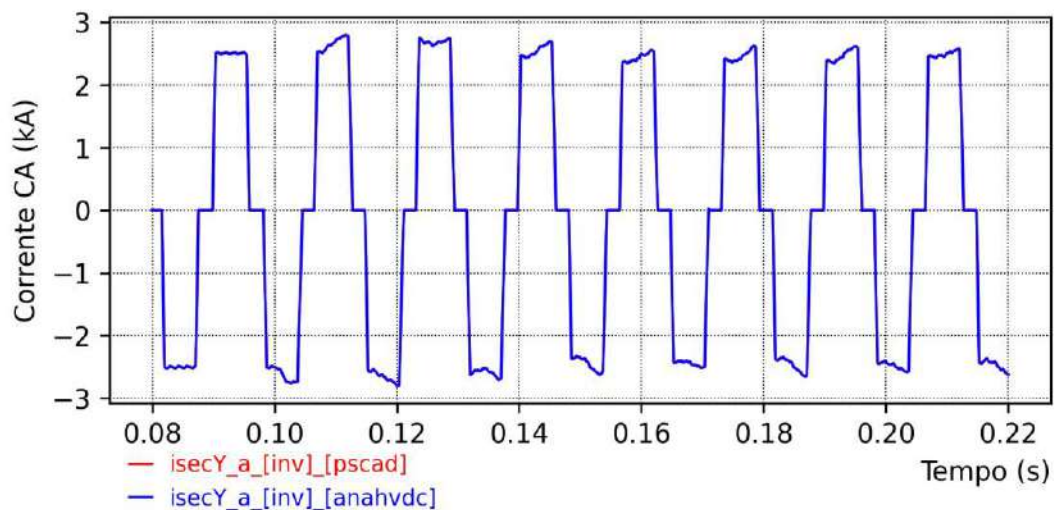
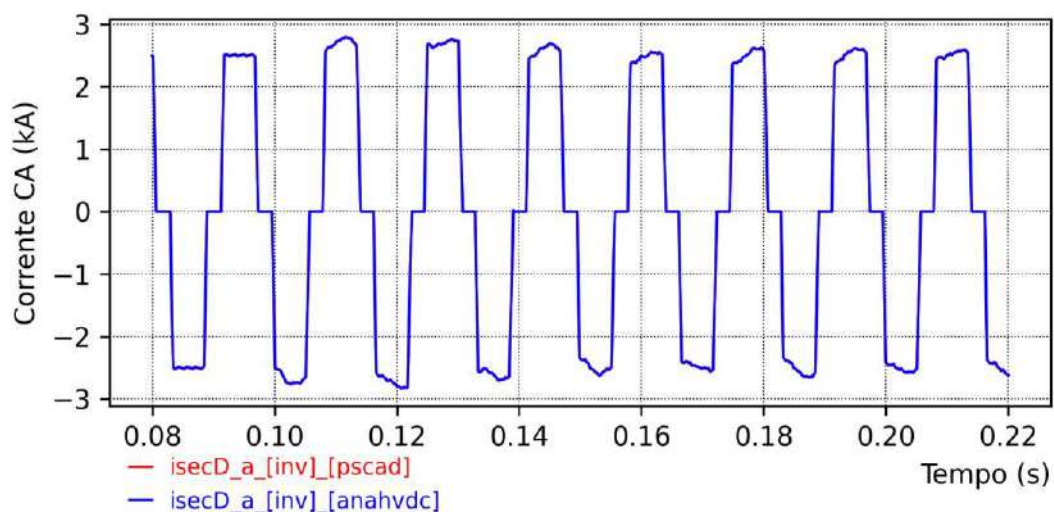


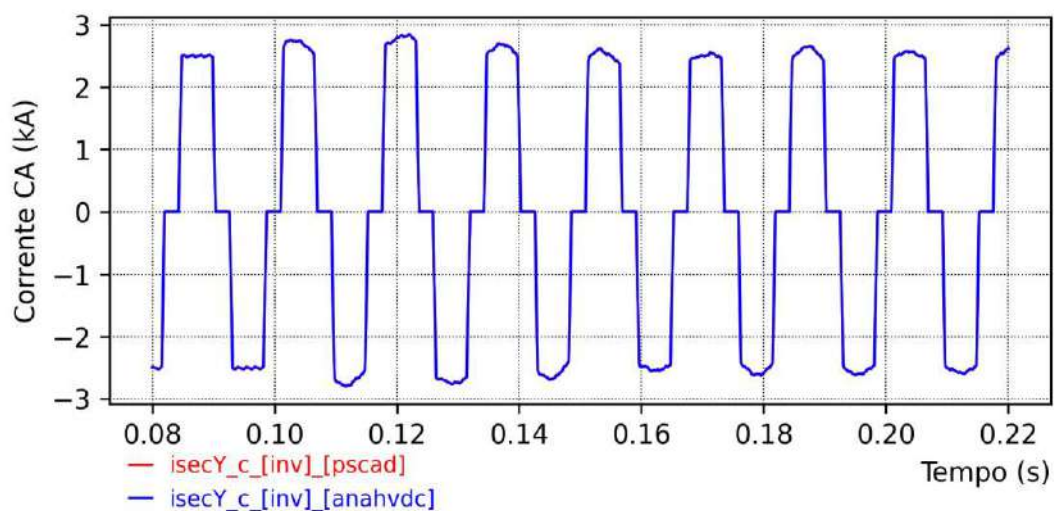
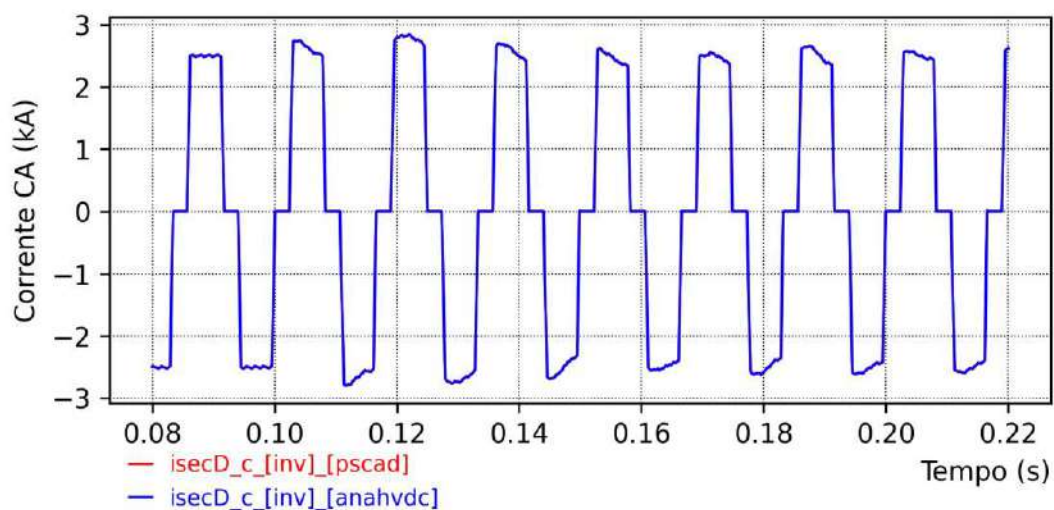
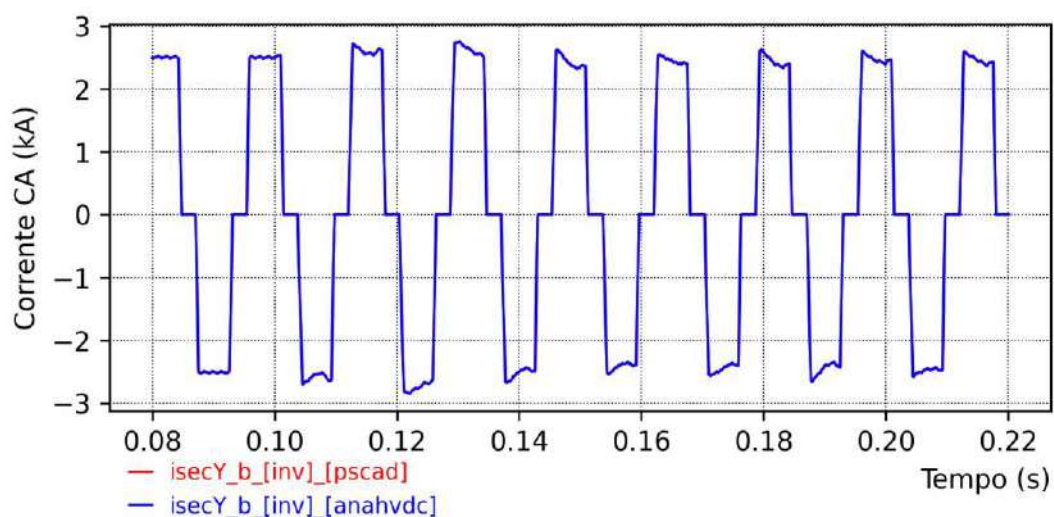


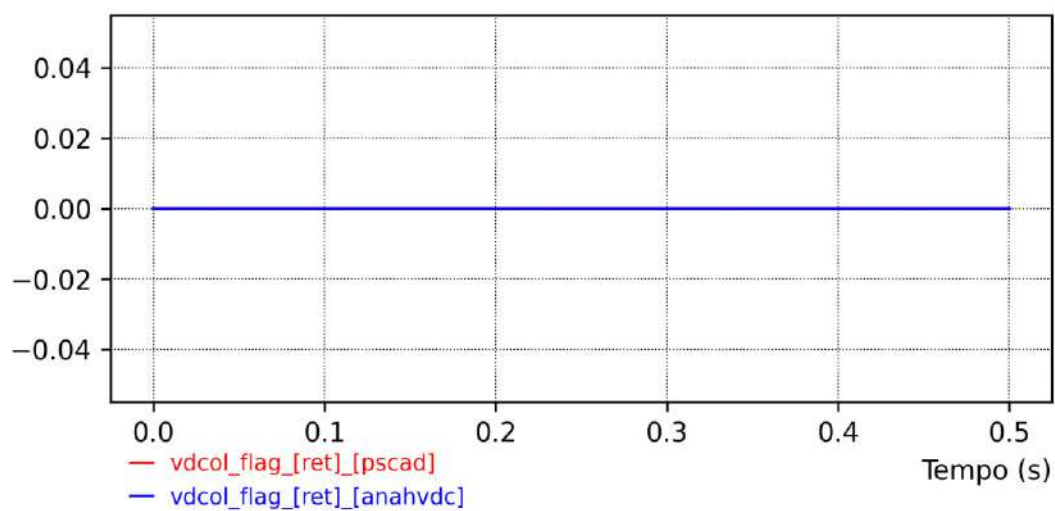
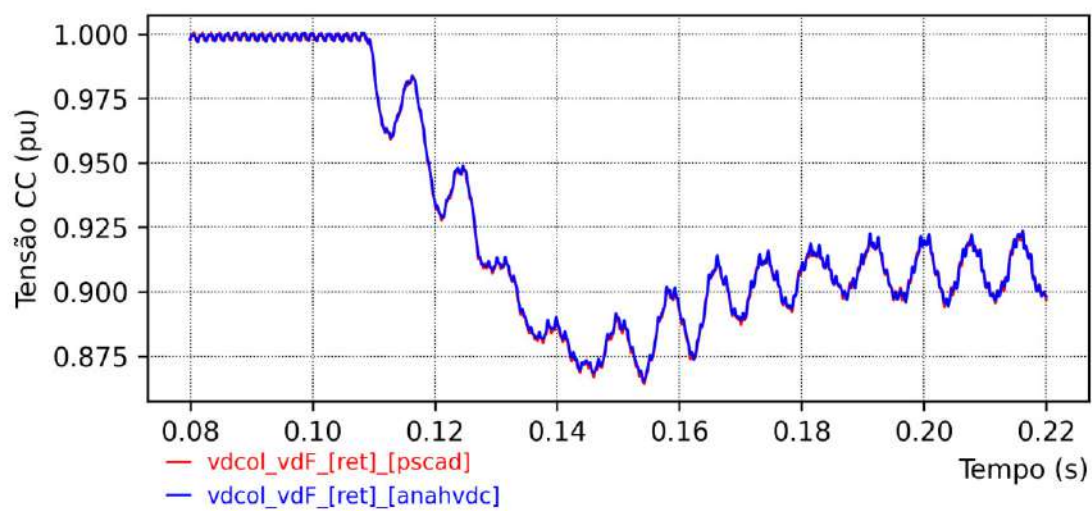
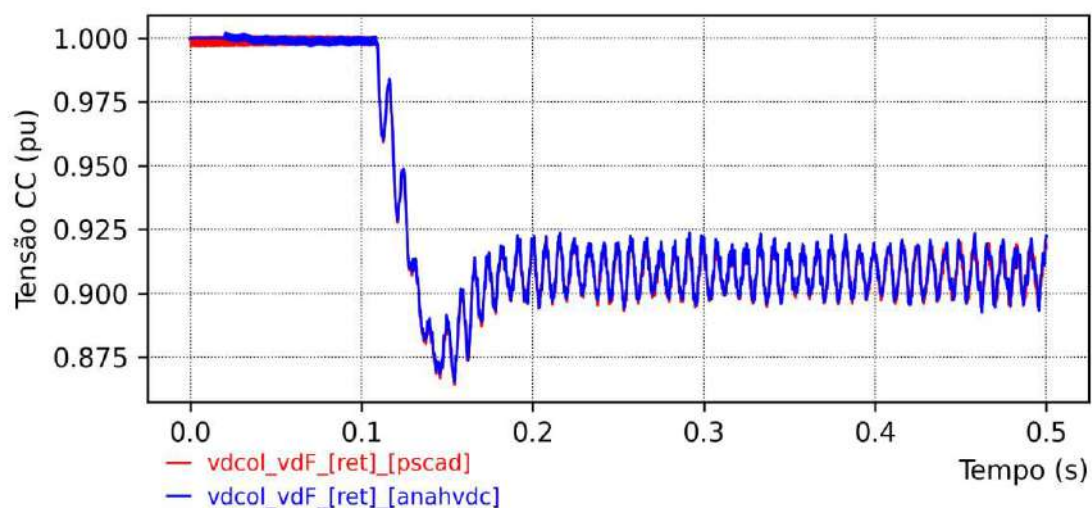


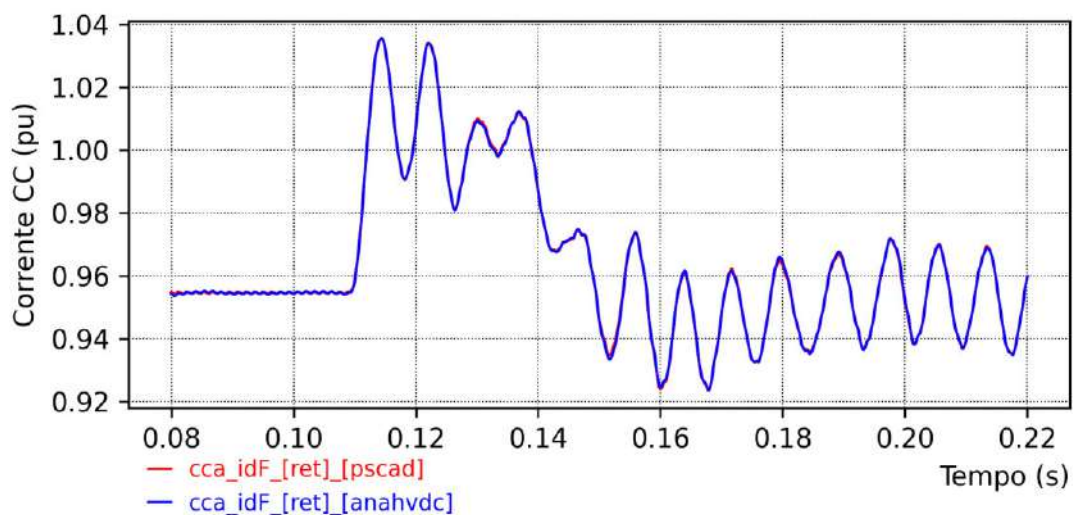
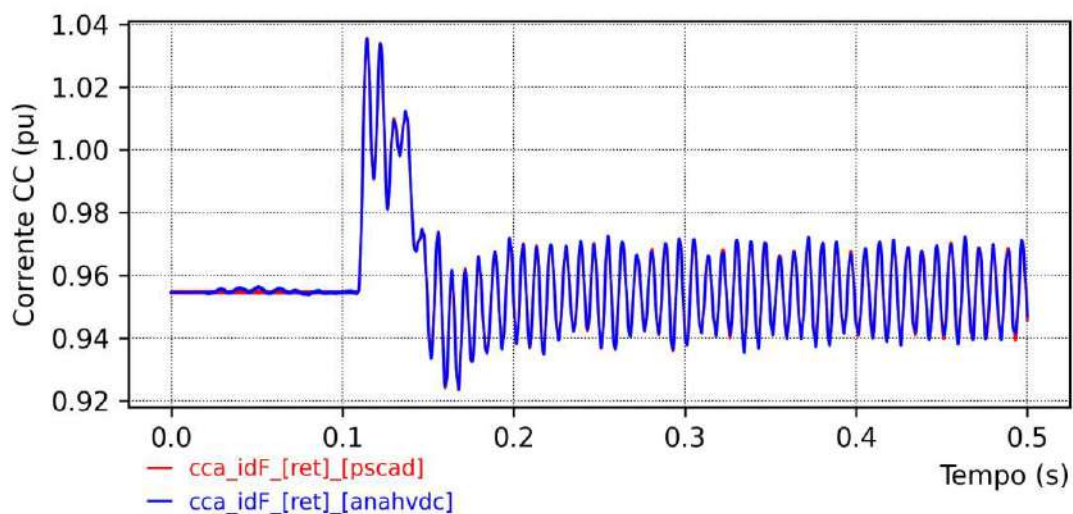
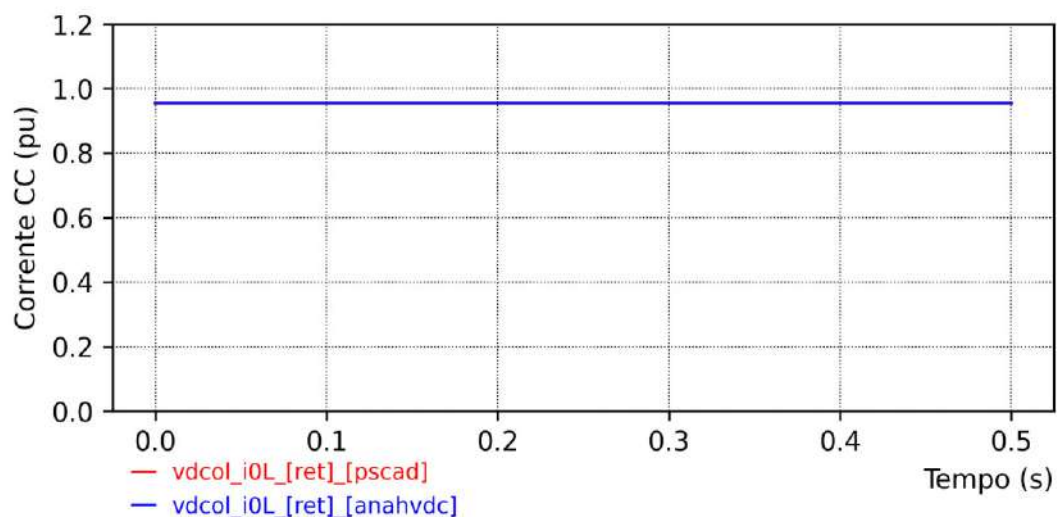


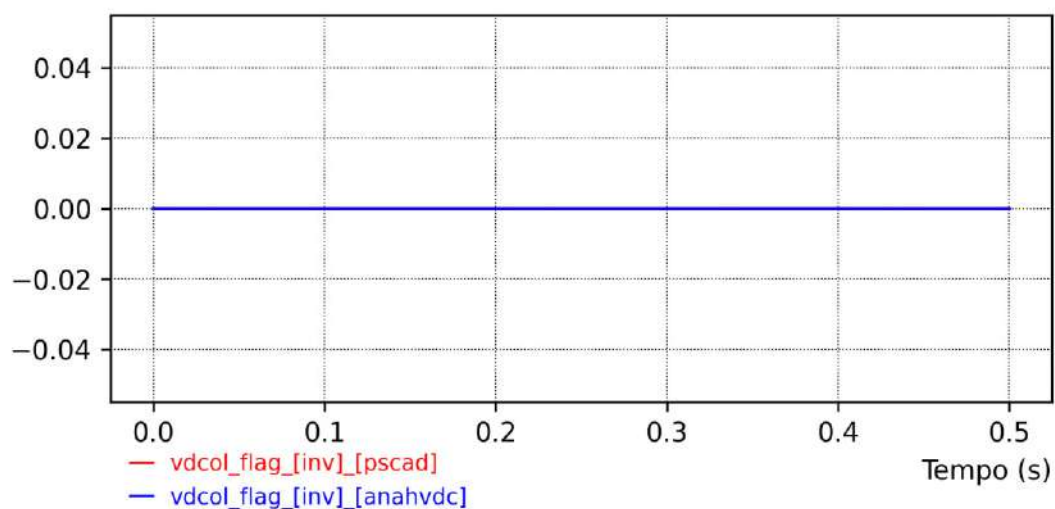
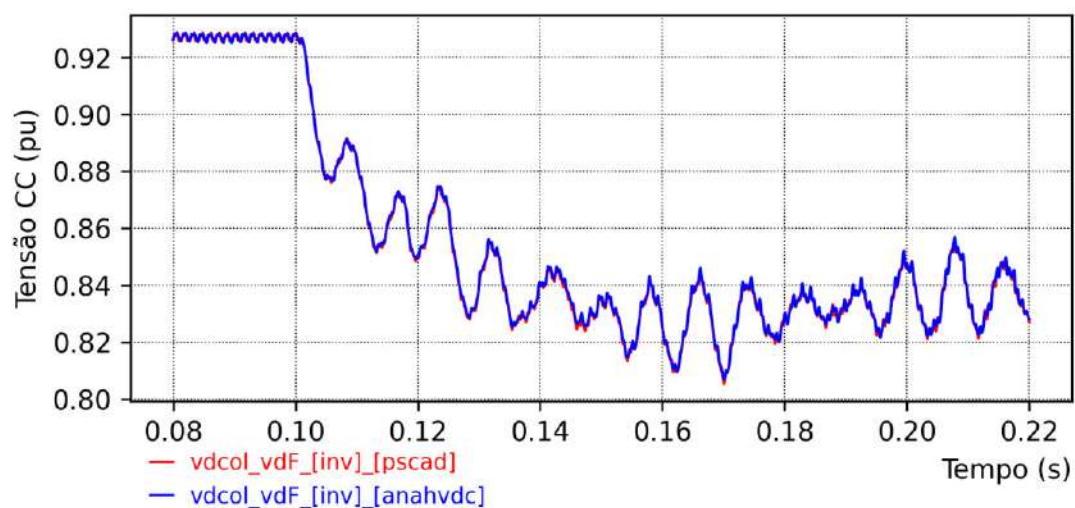
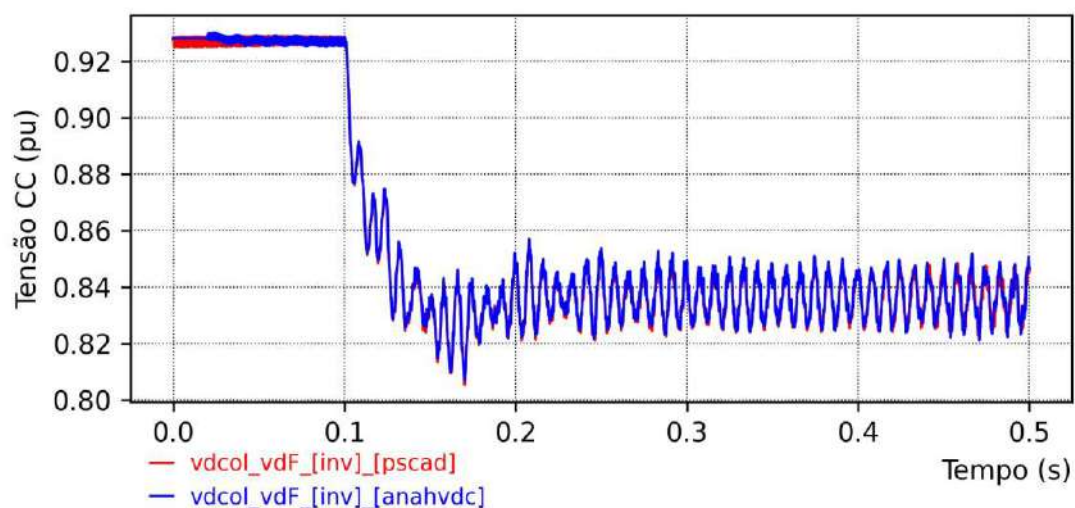


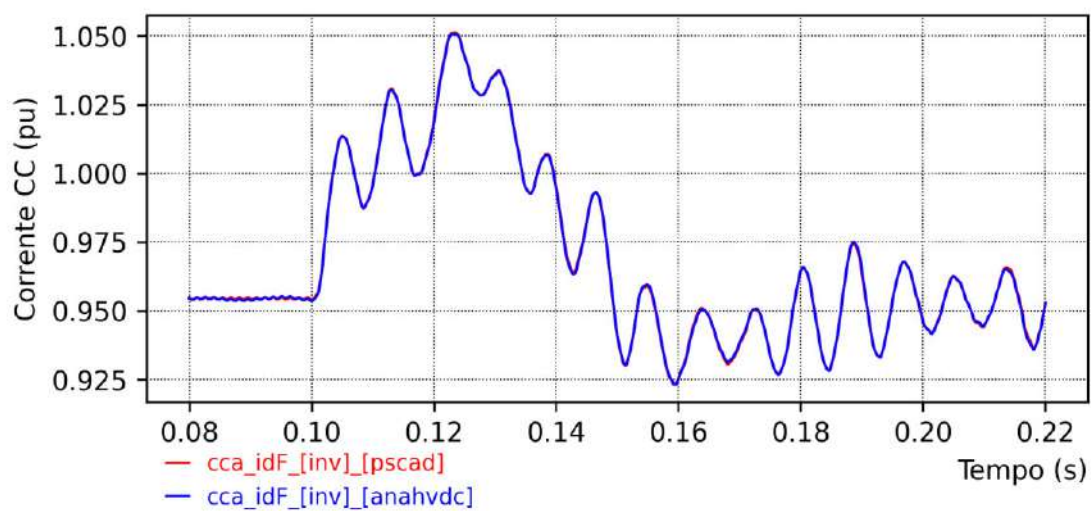
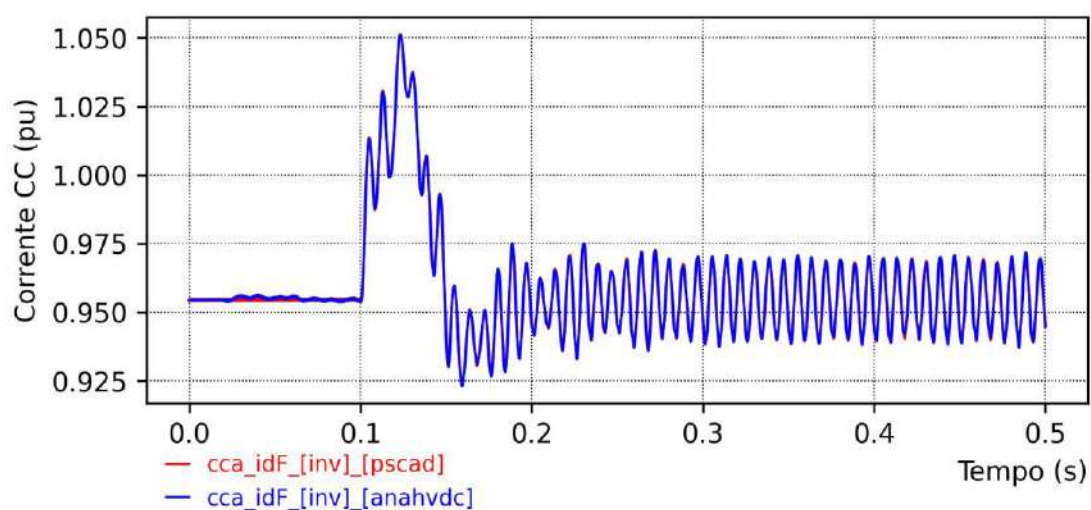
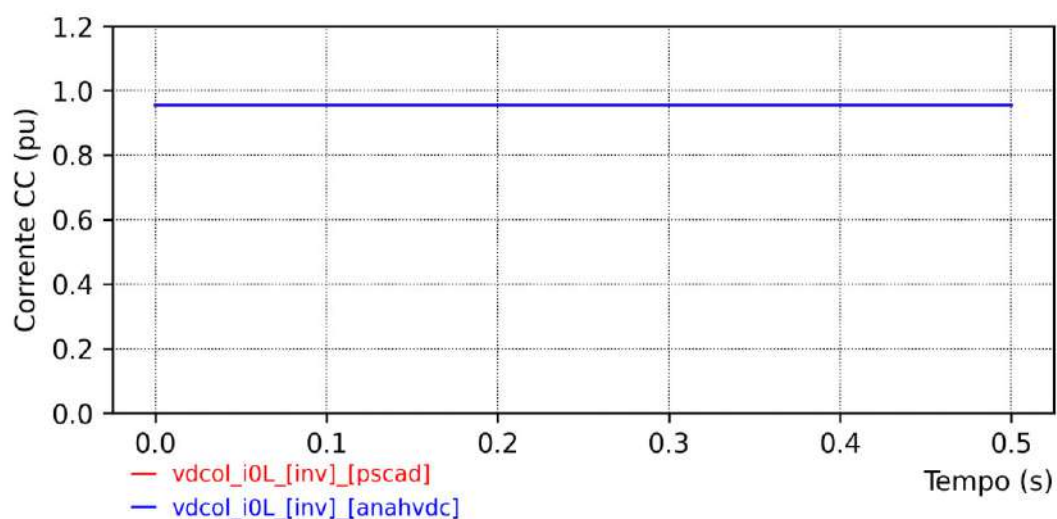


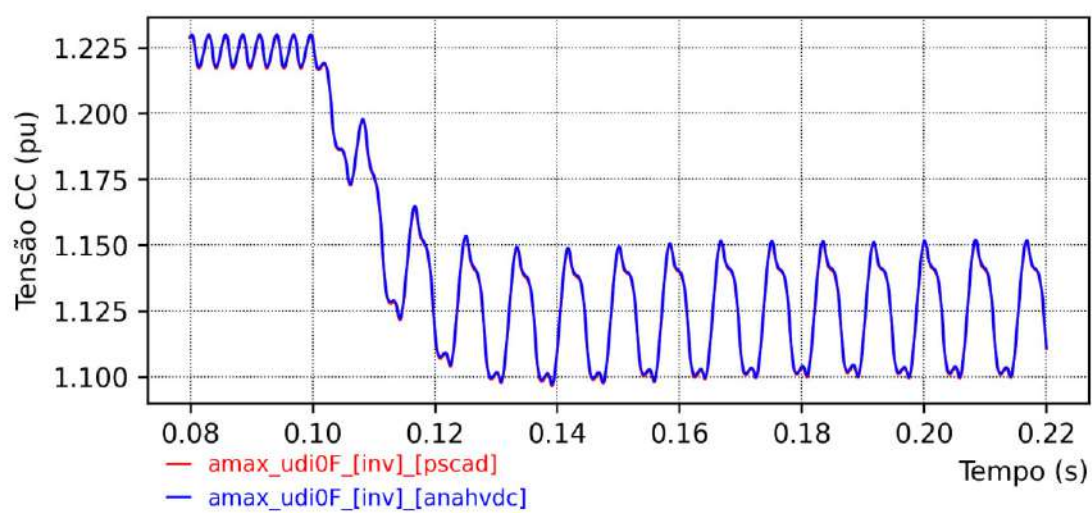
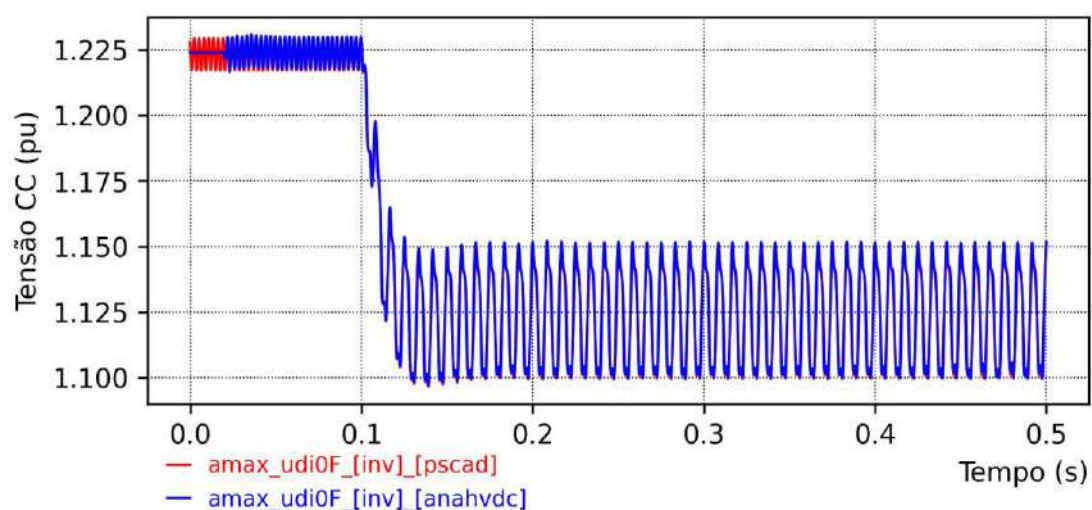




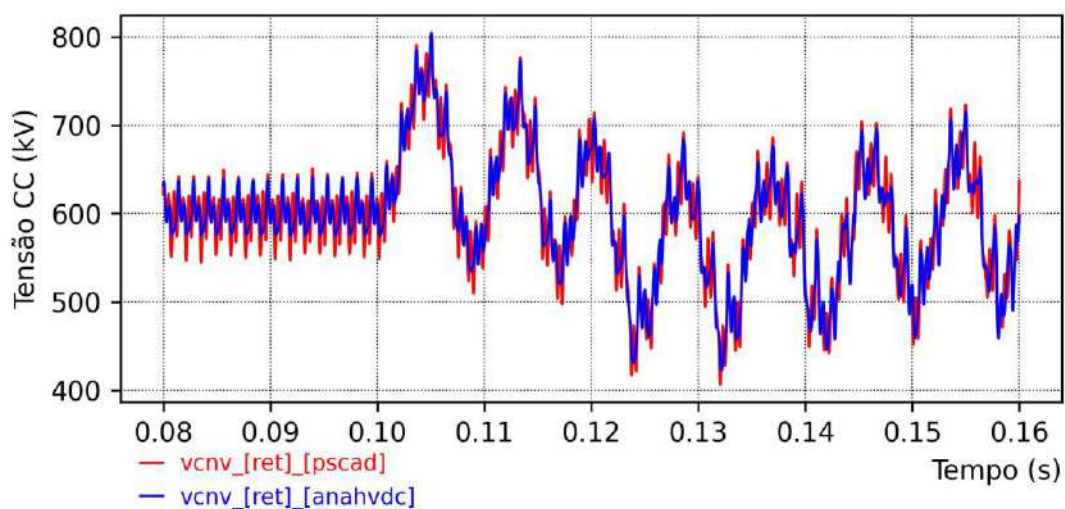
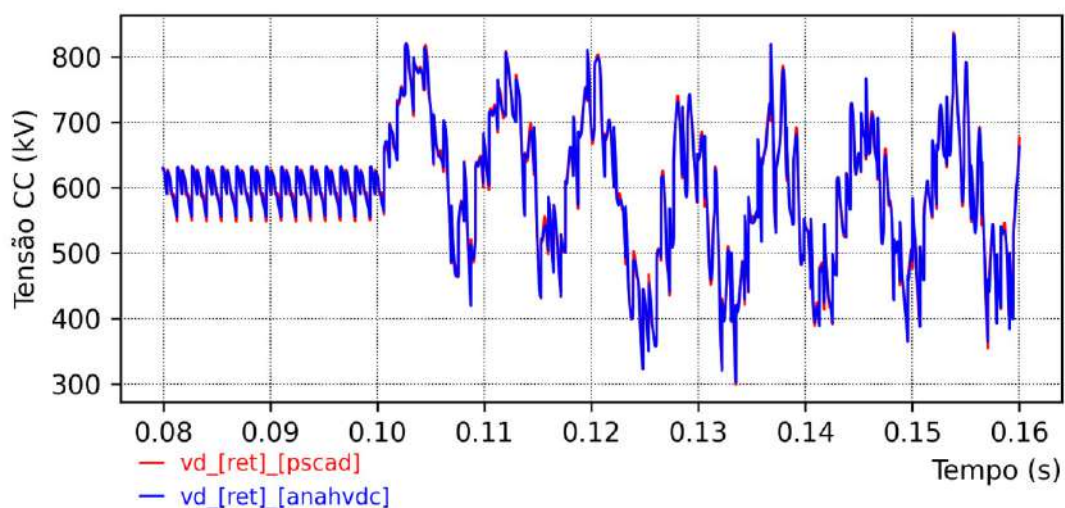
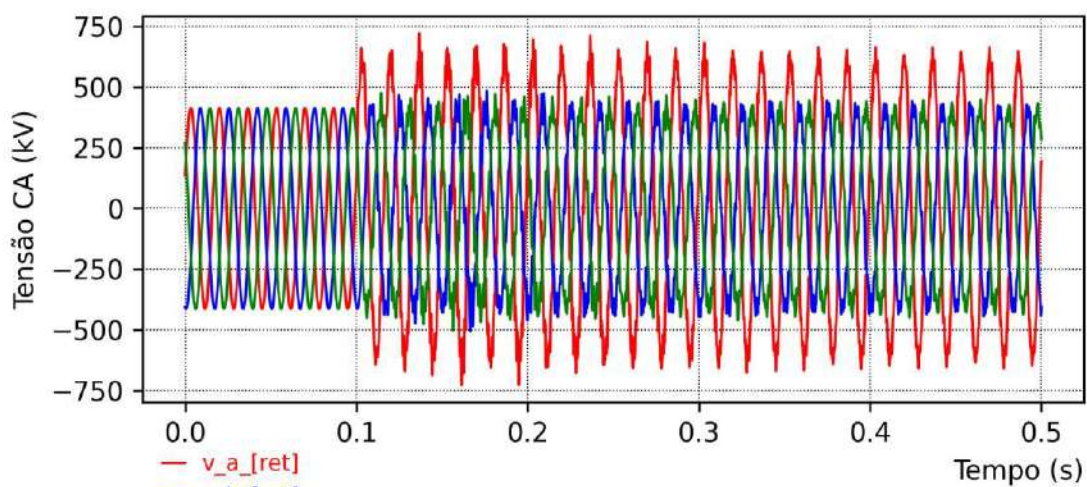


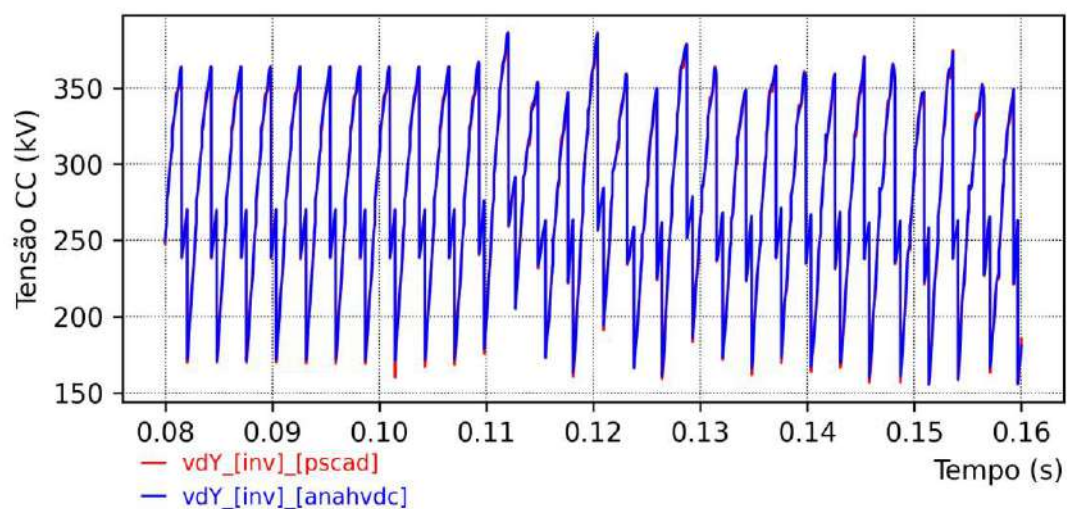
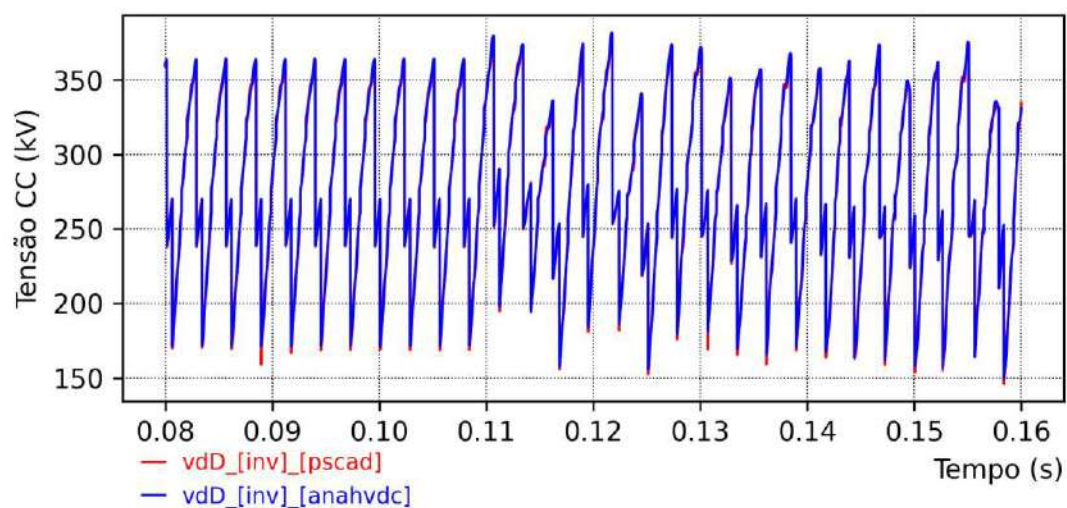
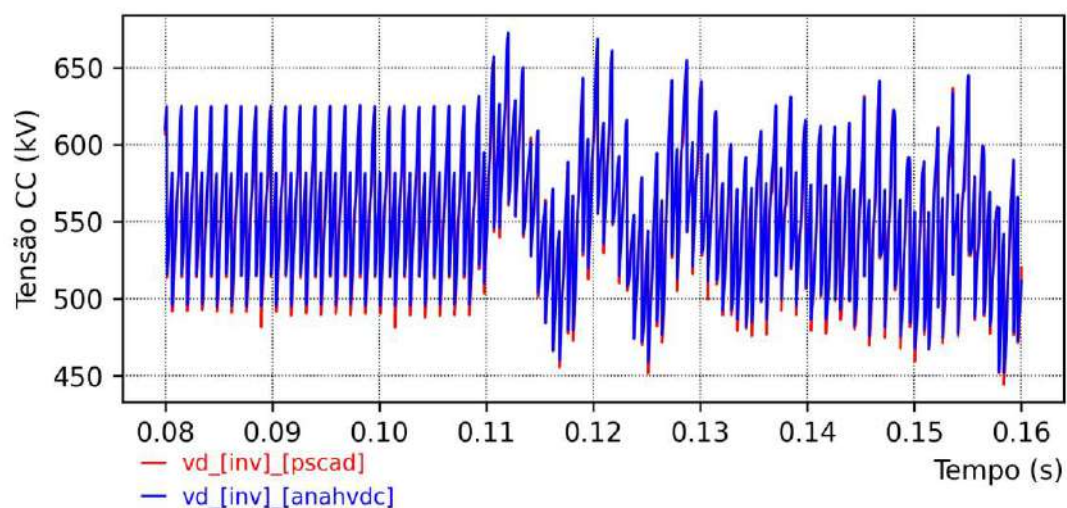


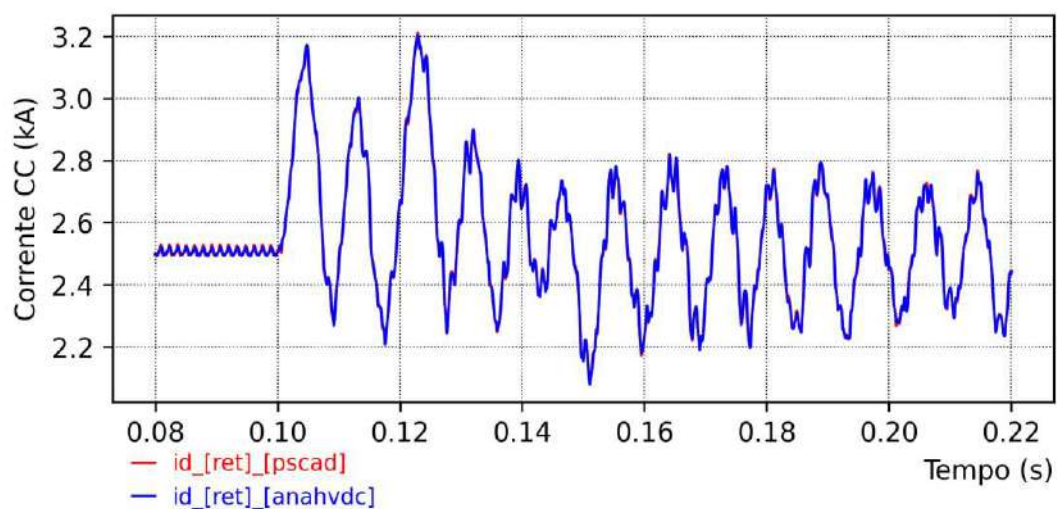
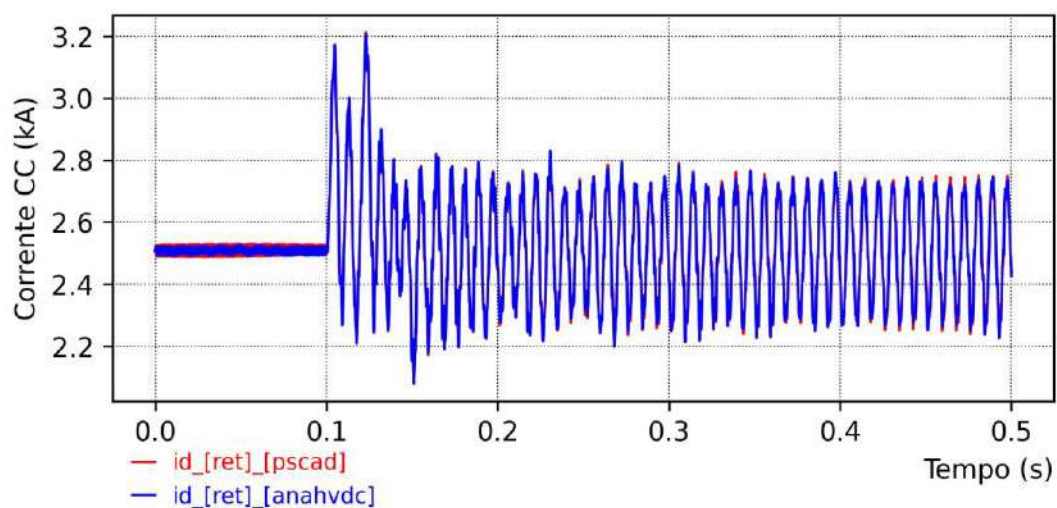
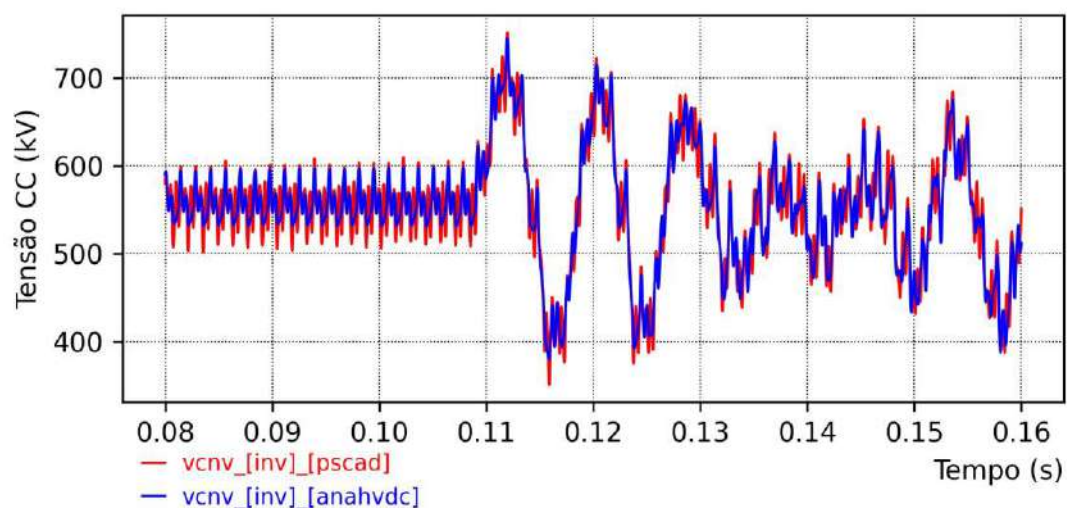


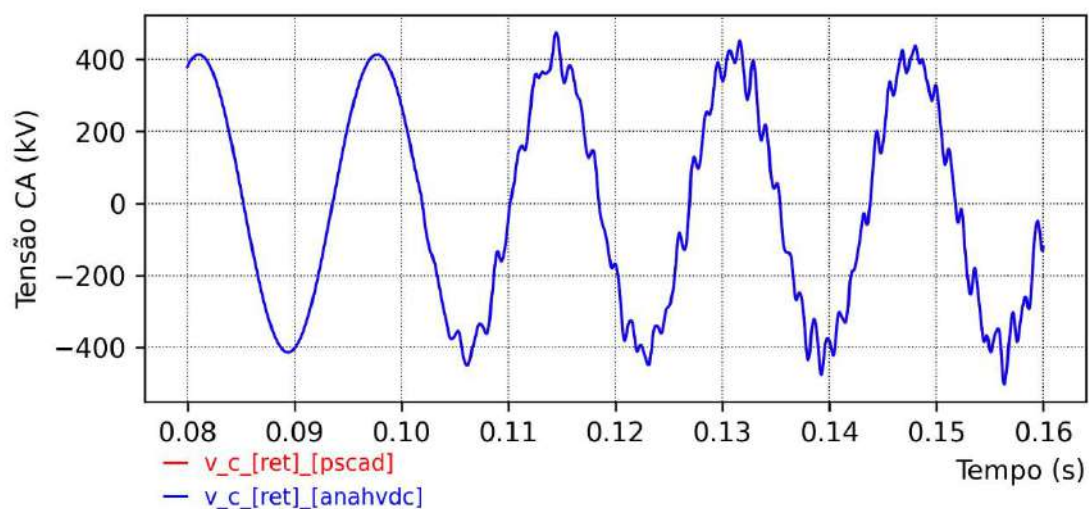
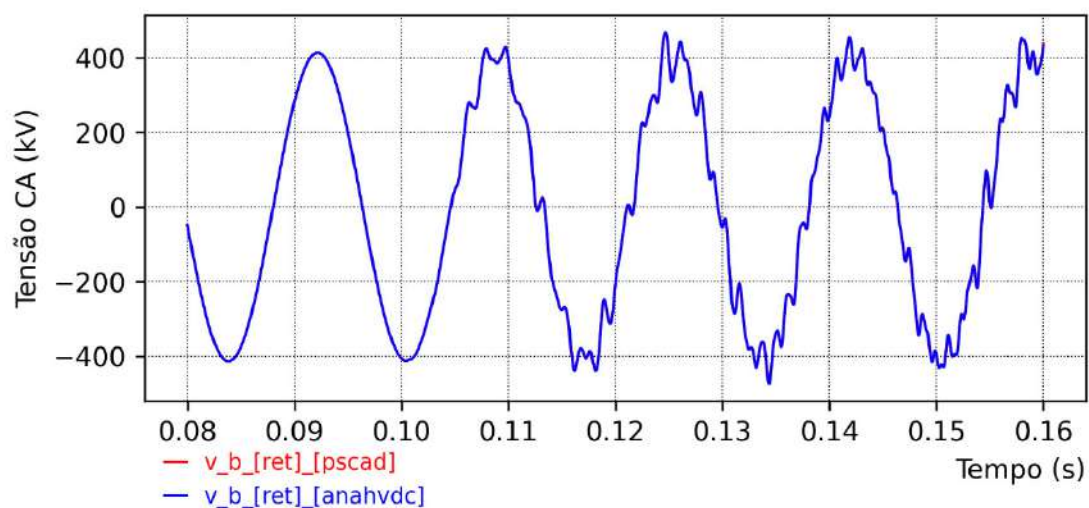
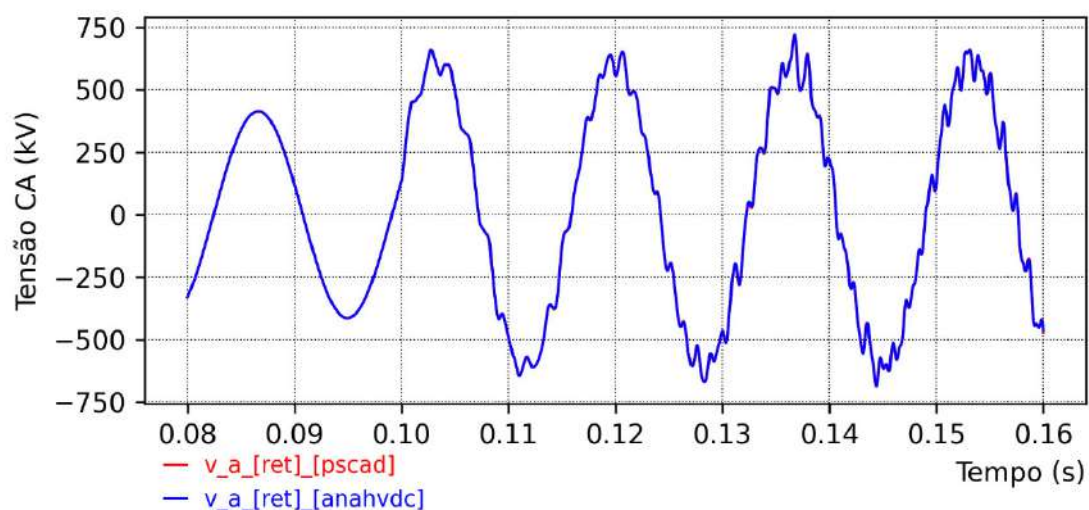


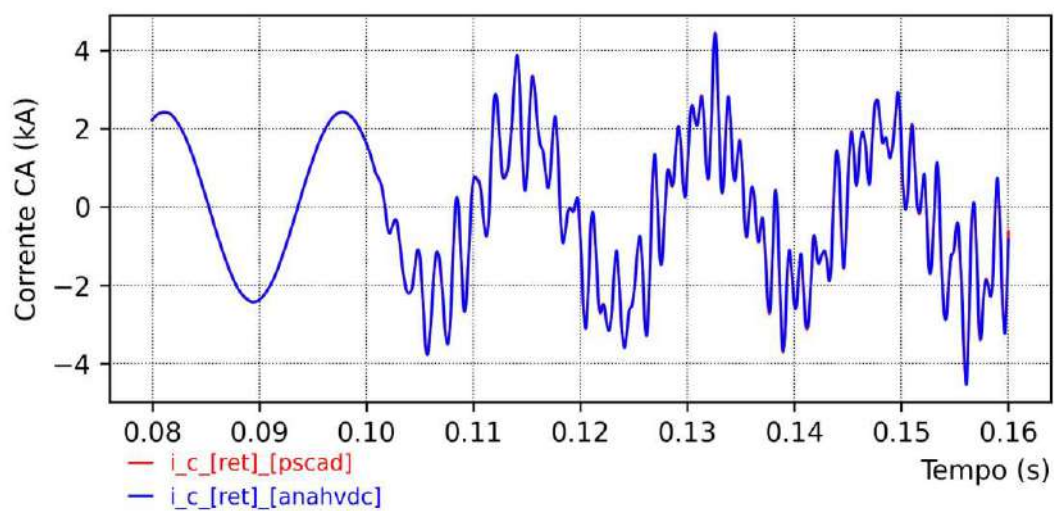
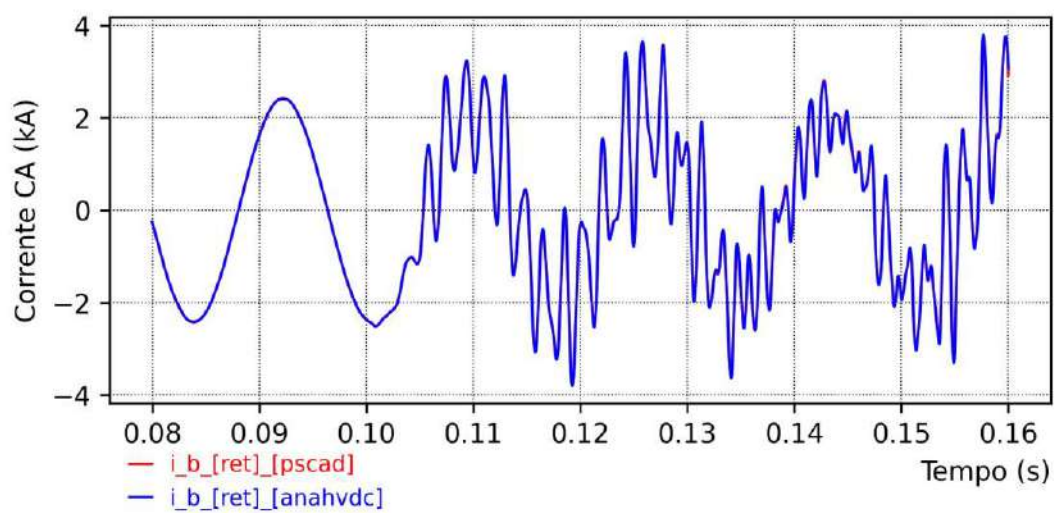
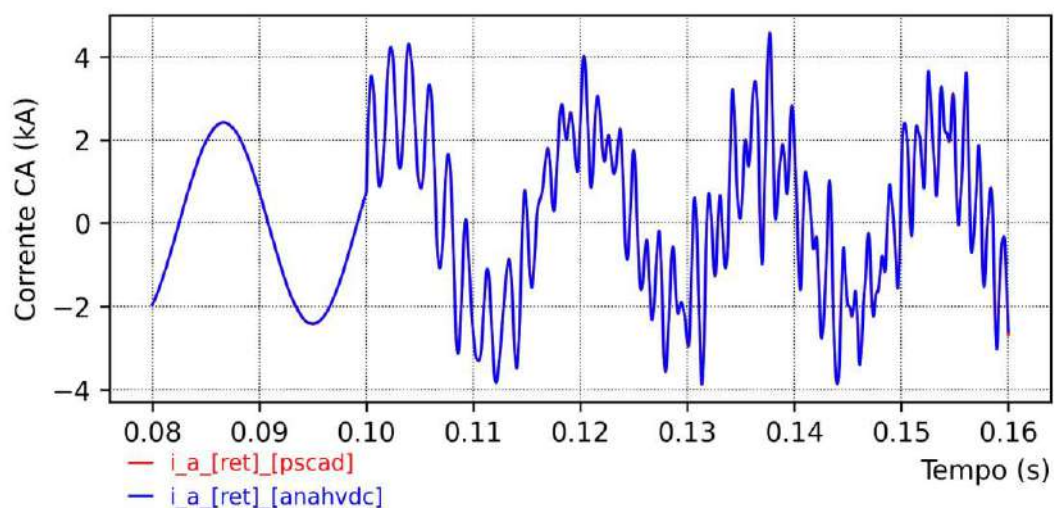
4.2. Degrau na fonte do lado do retificador

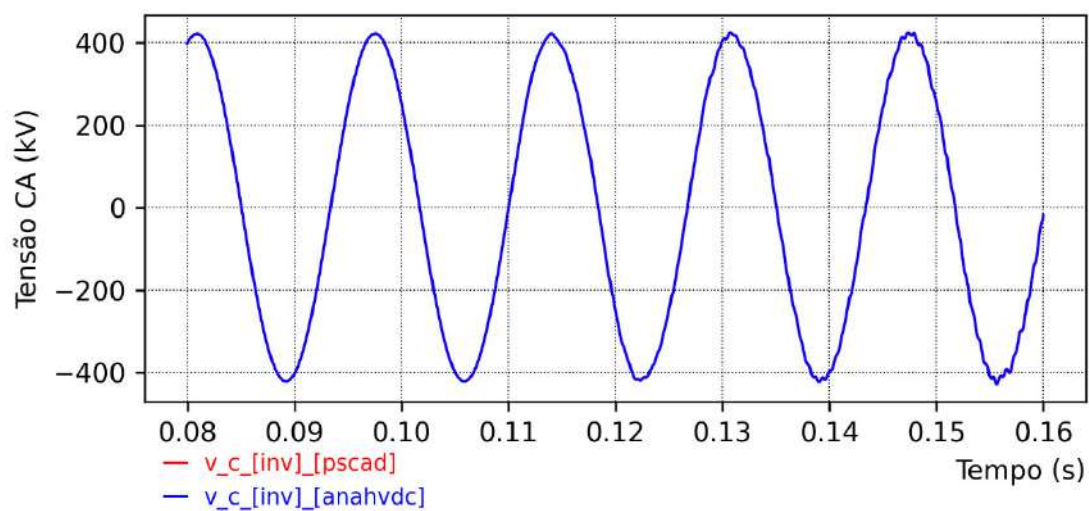
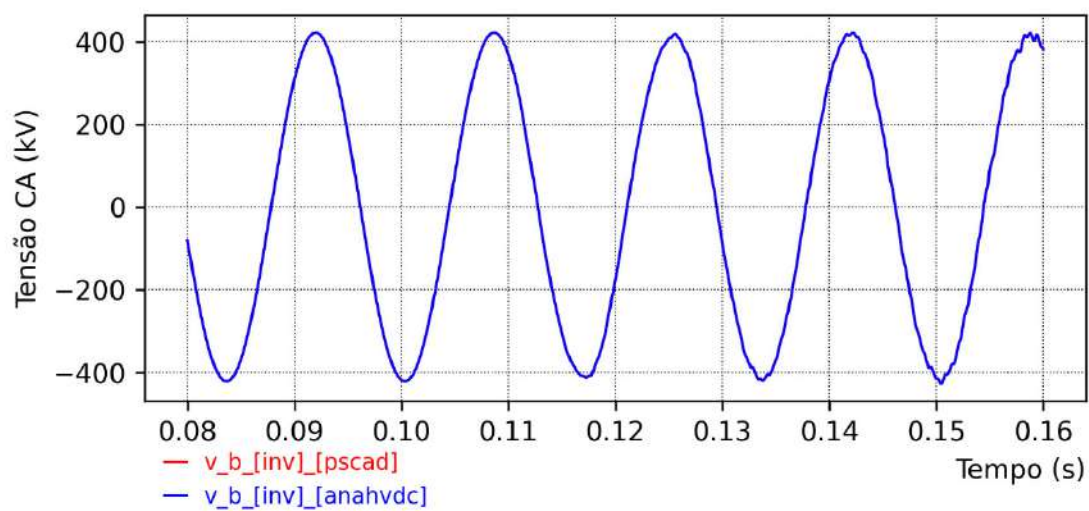
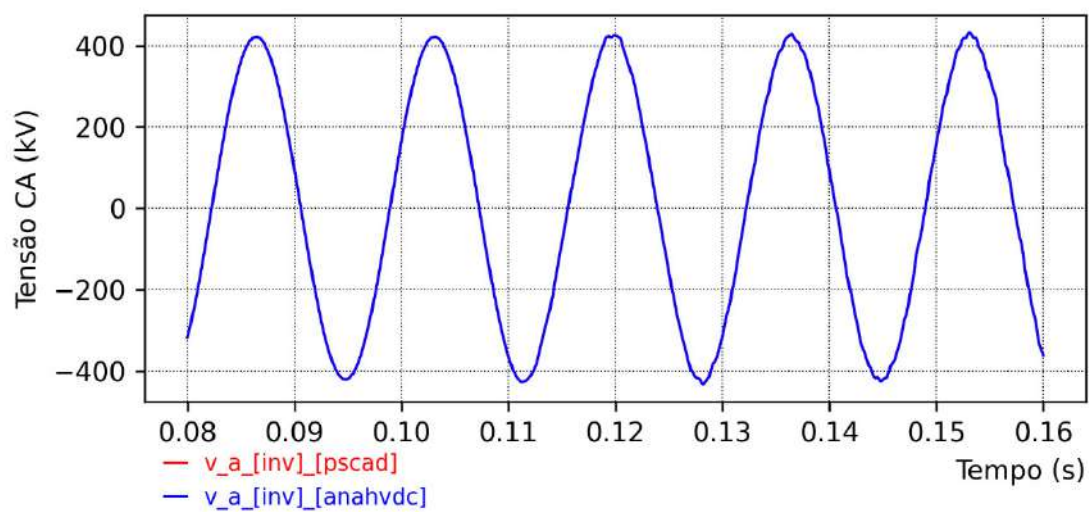


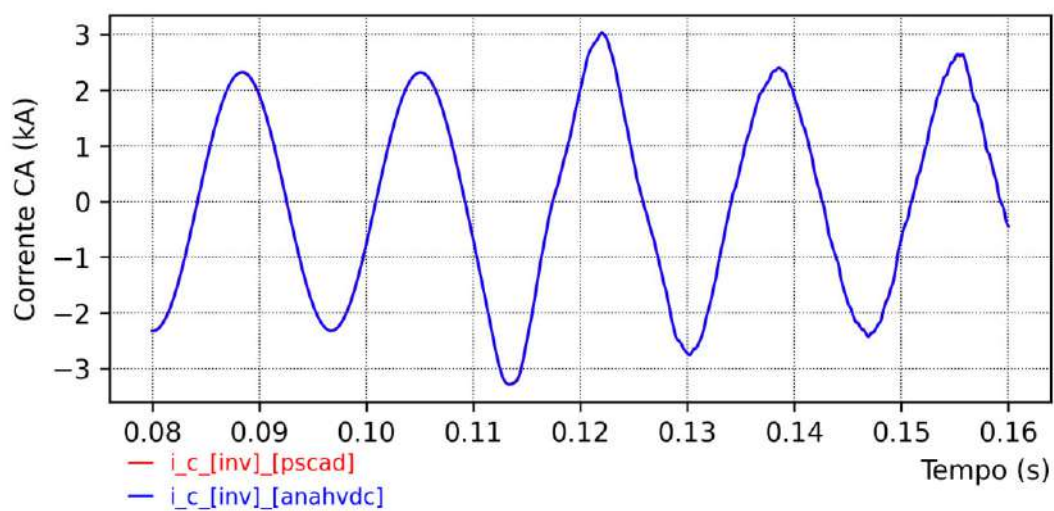
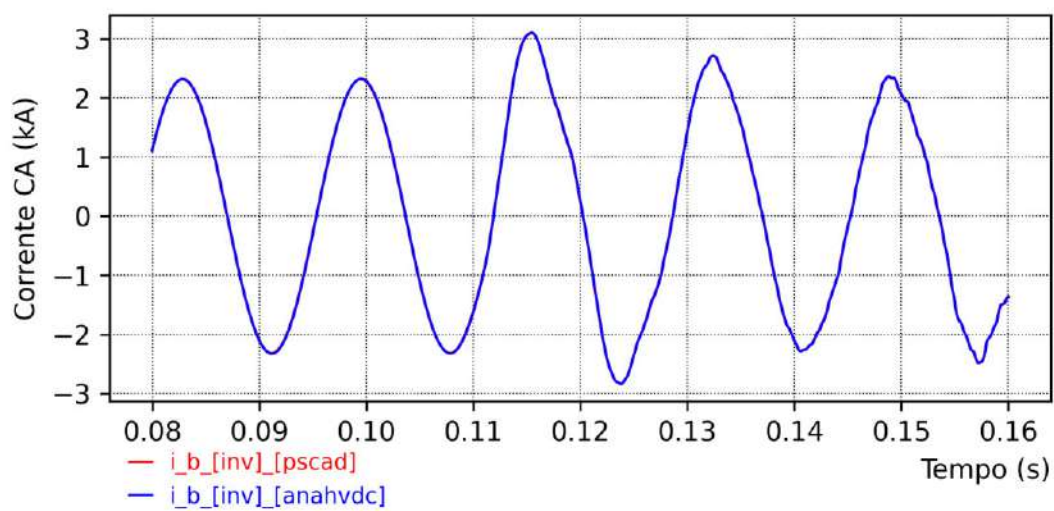
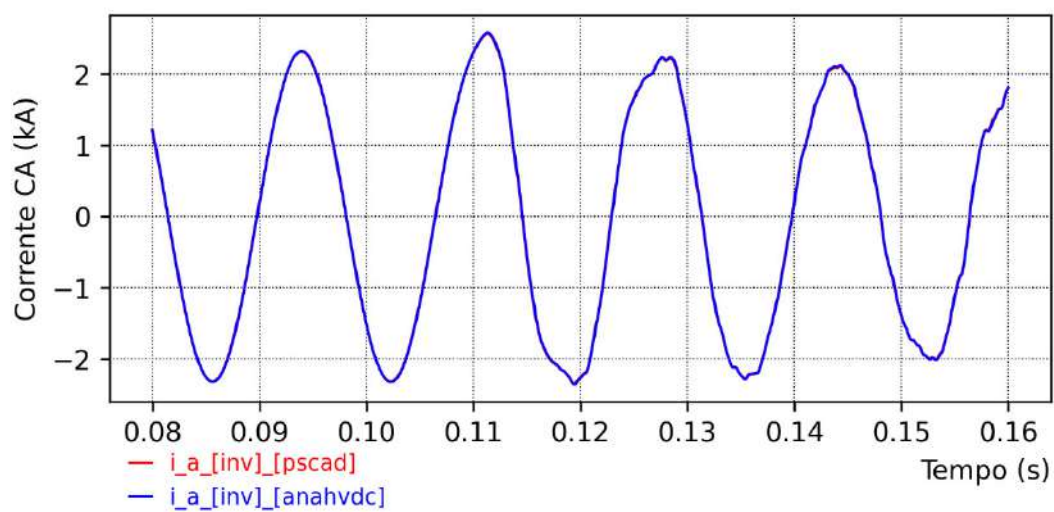


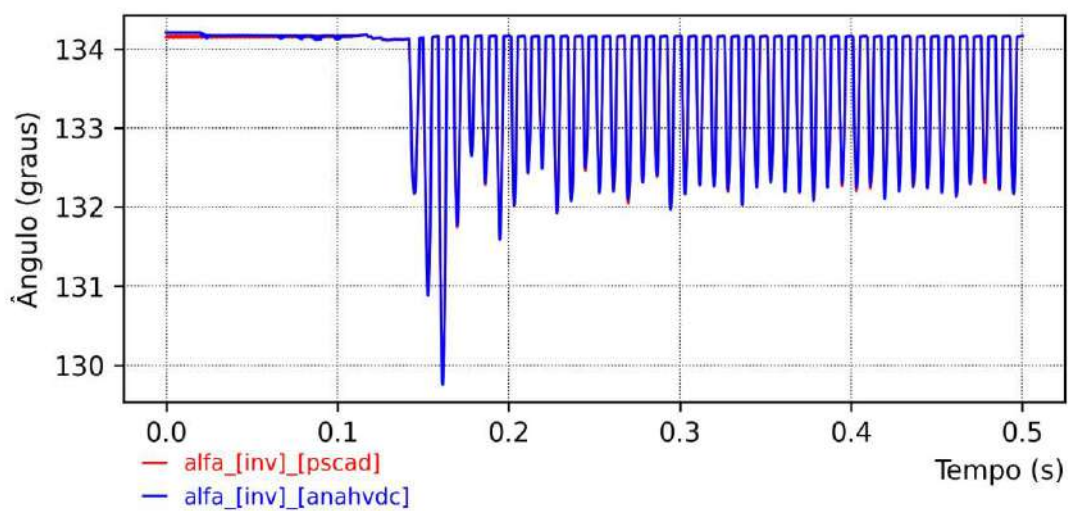
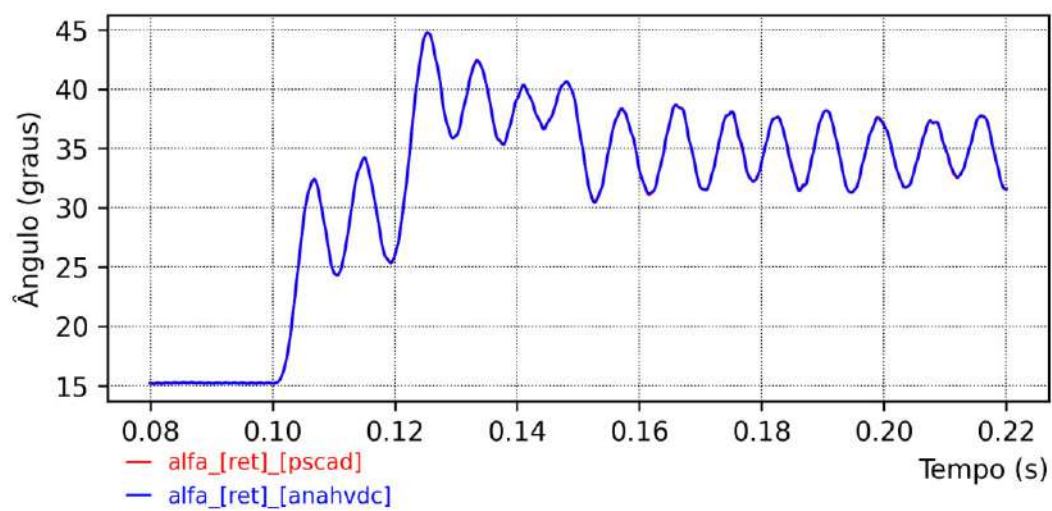
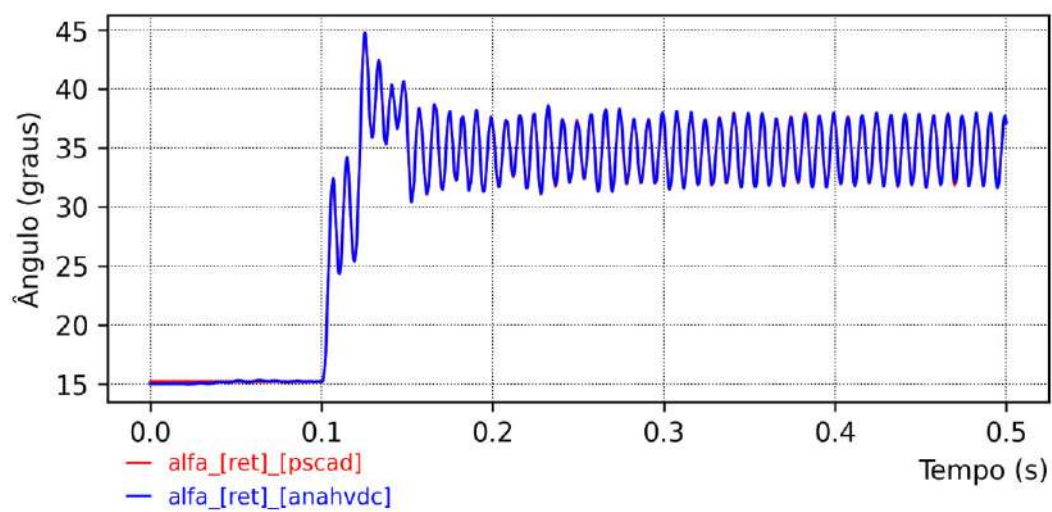


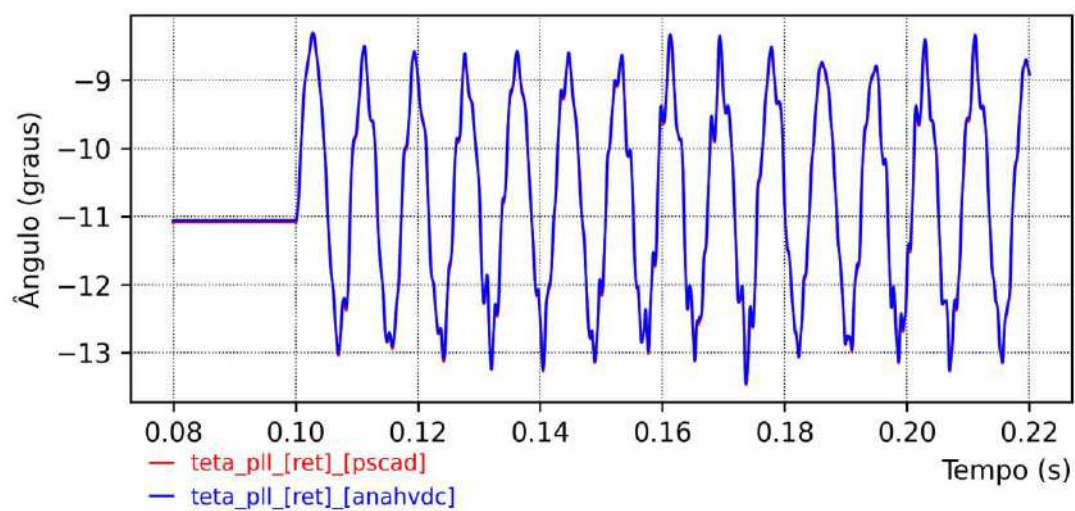
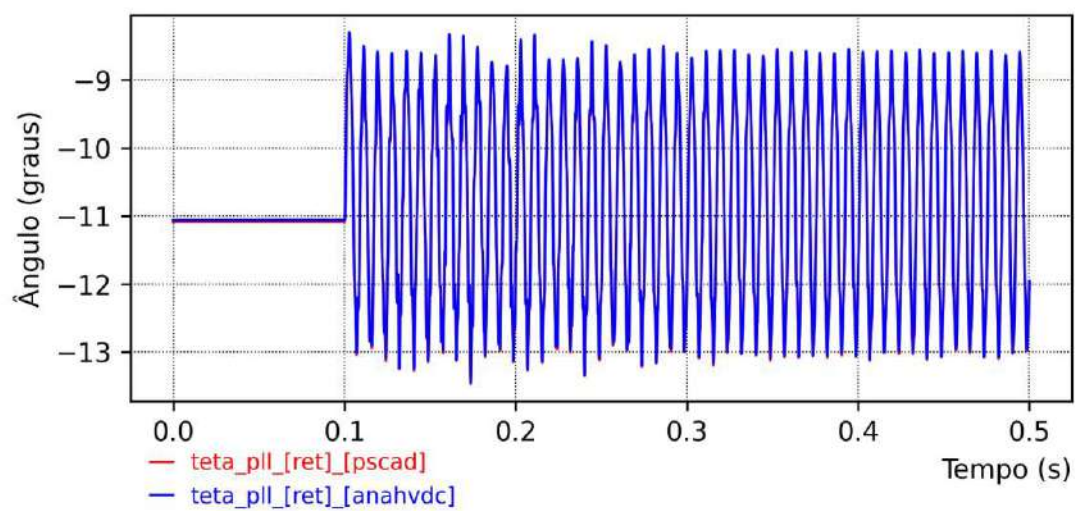
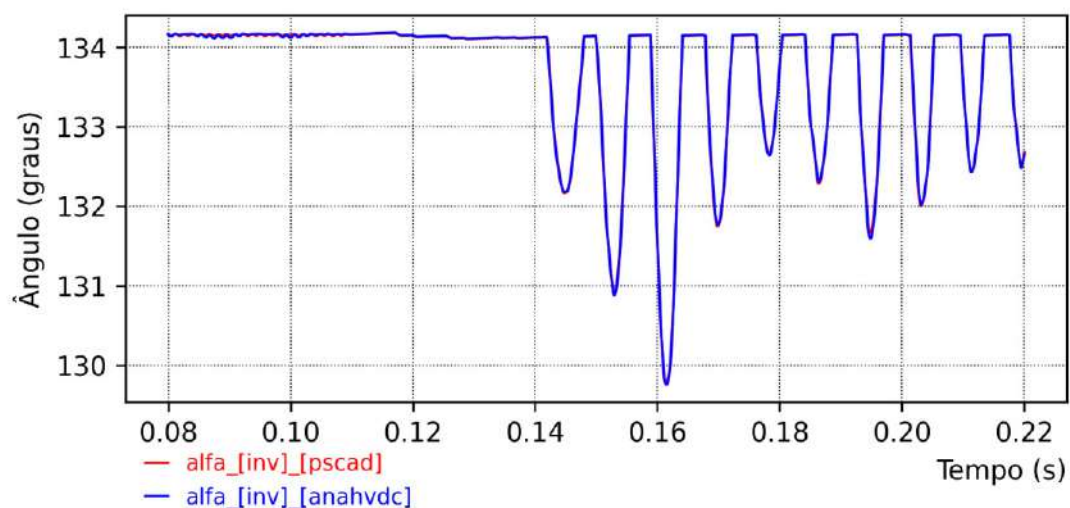


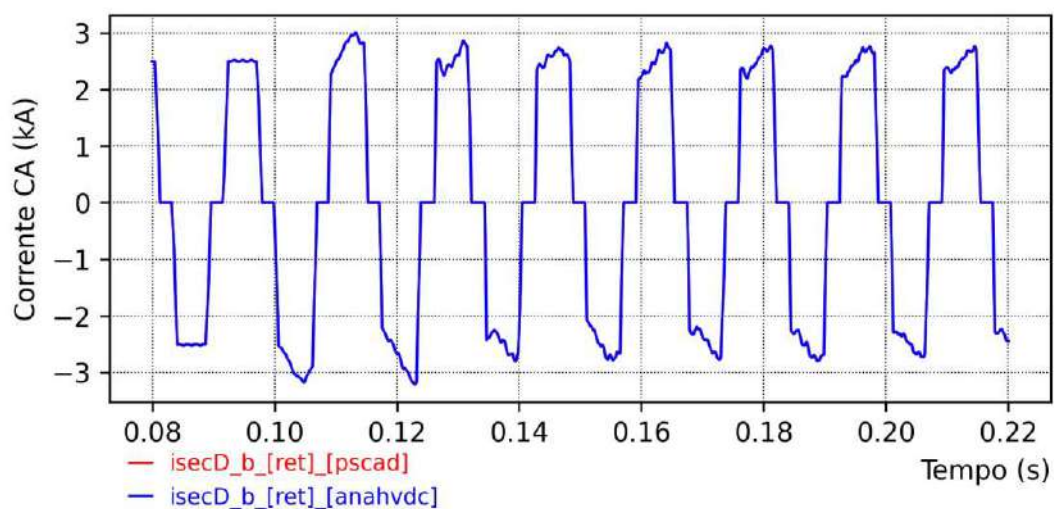
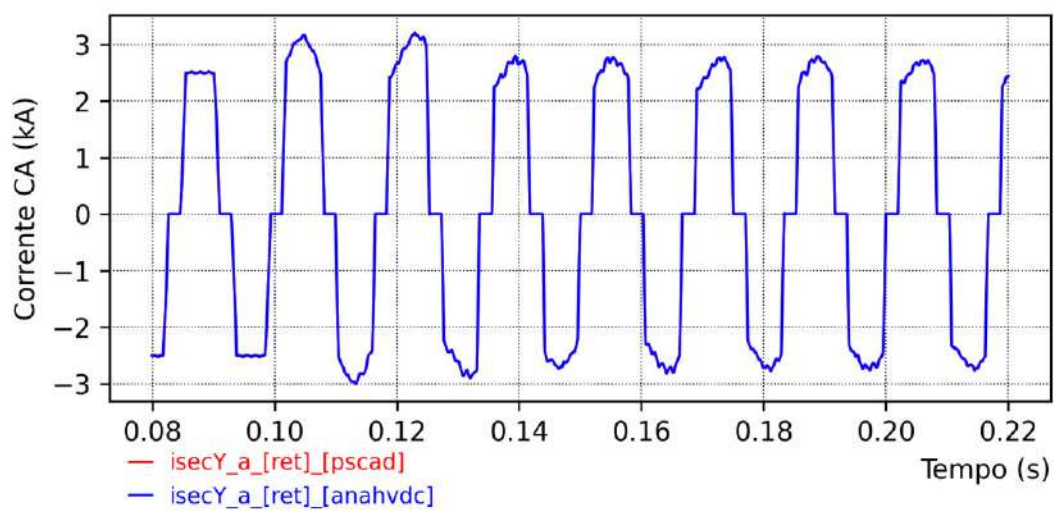
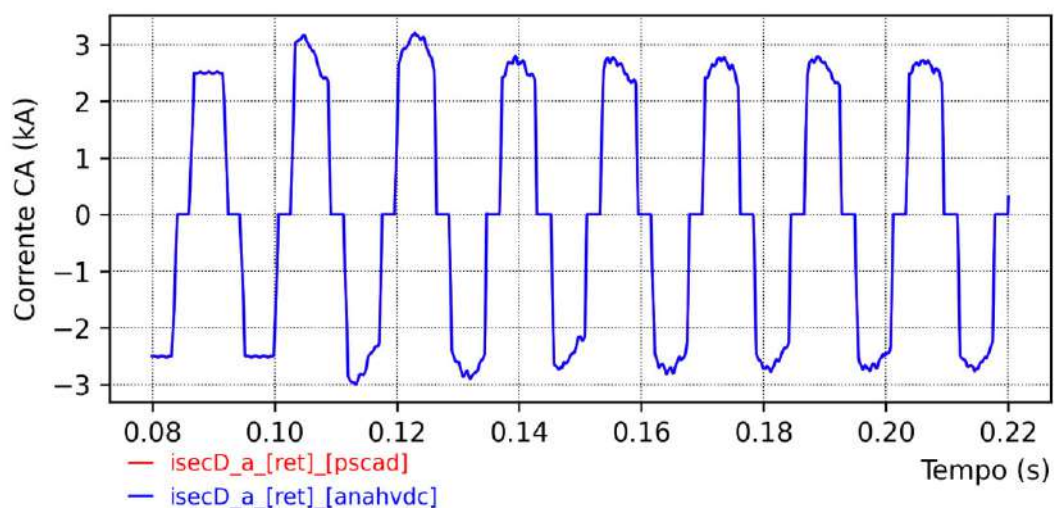


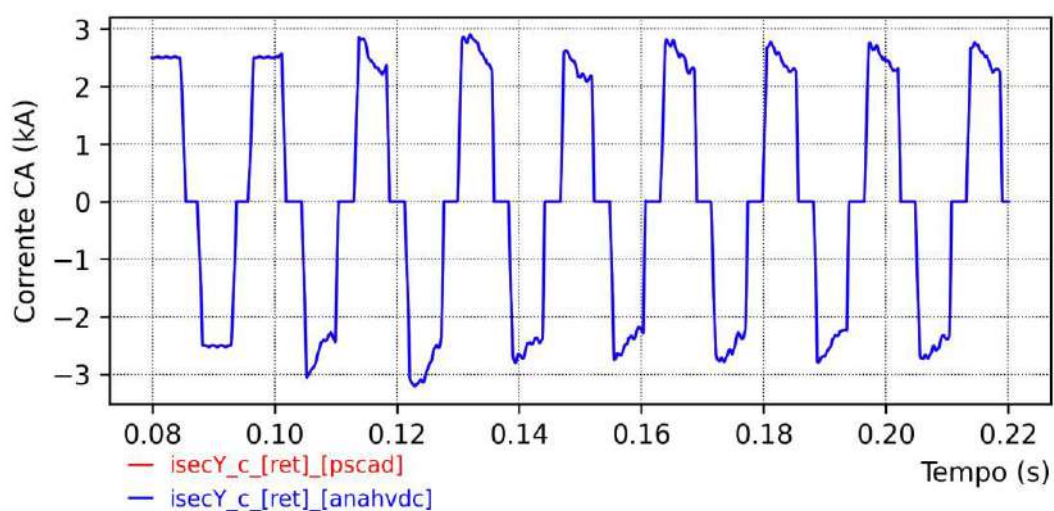
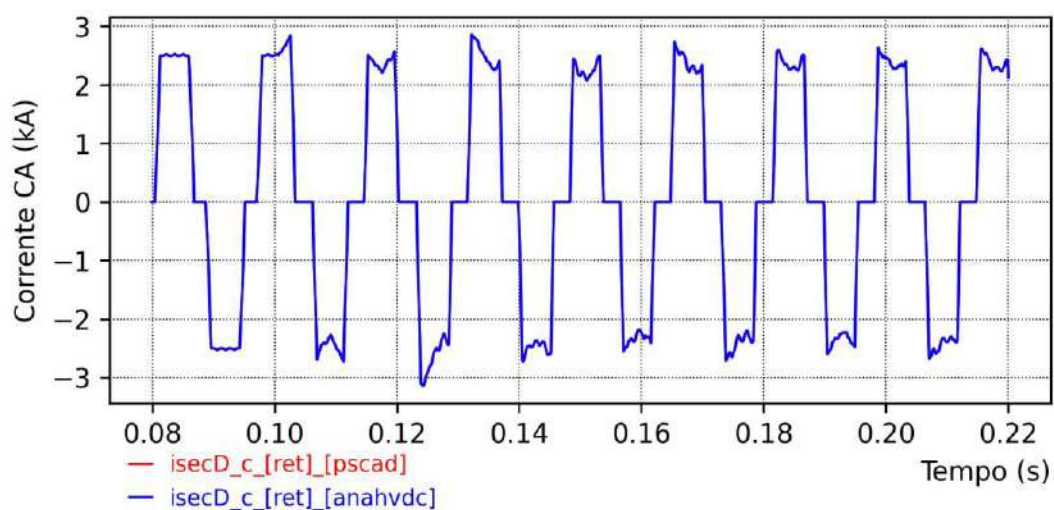
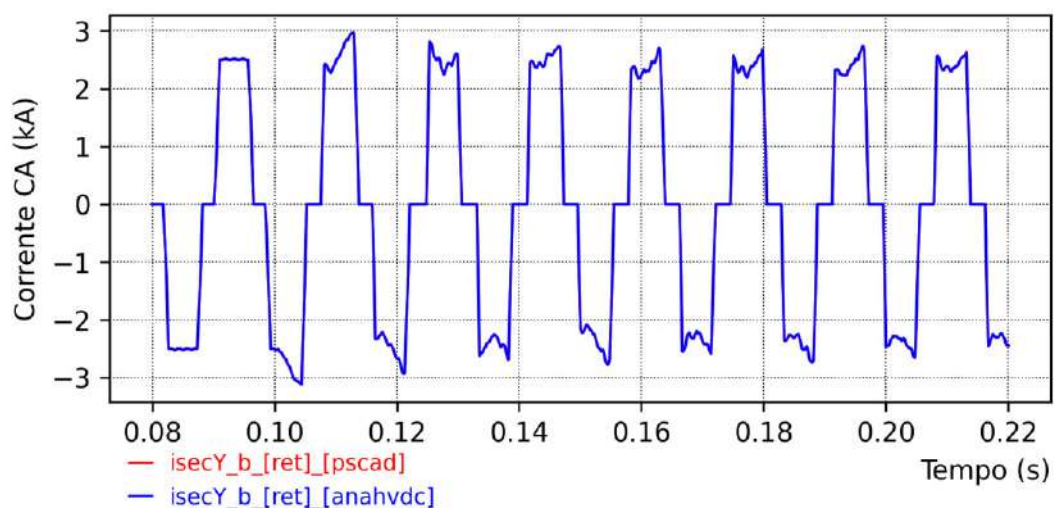


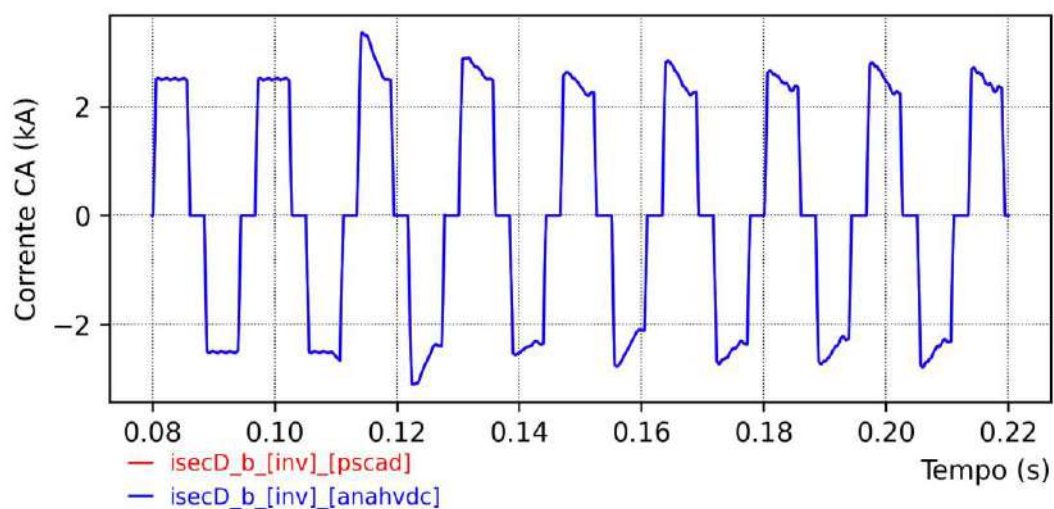
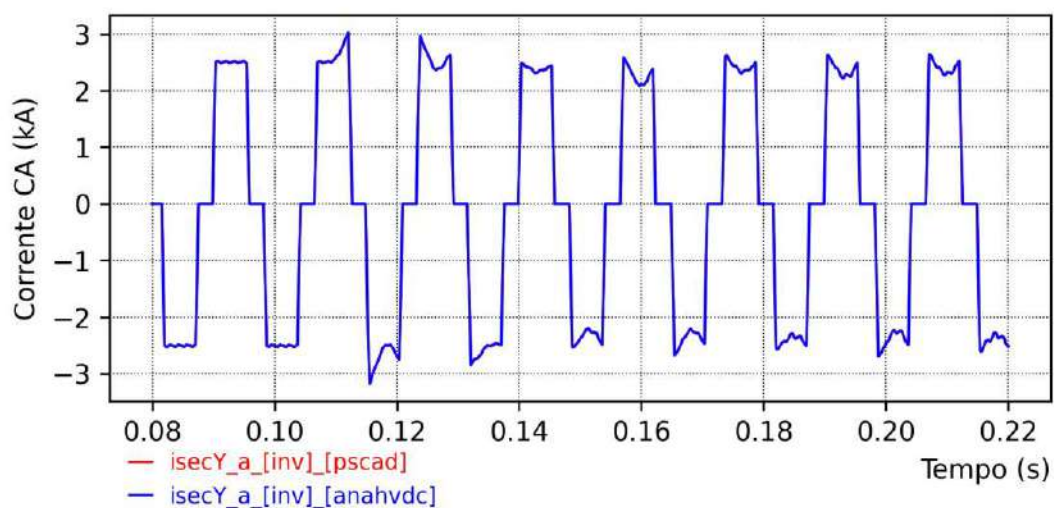
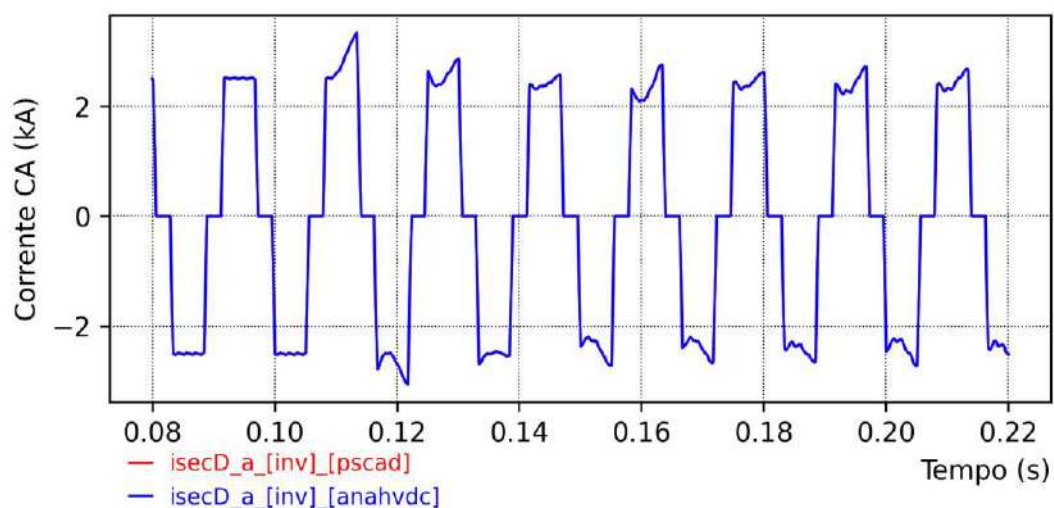


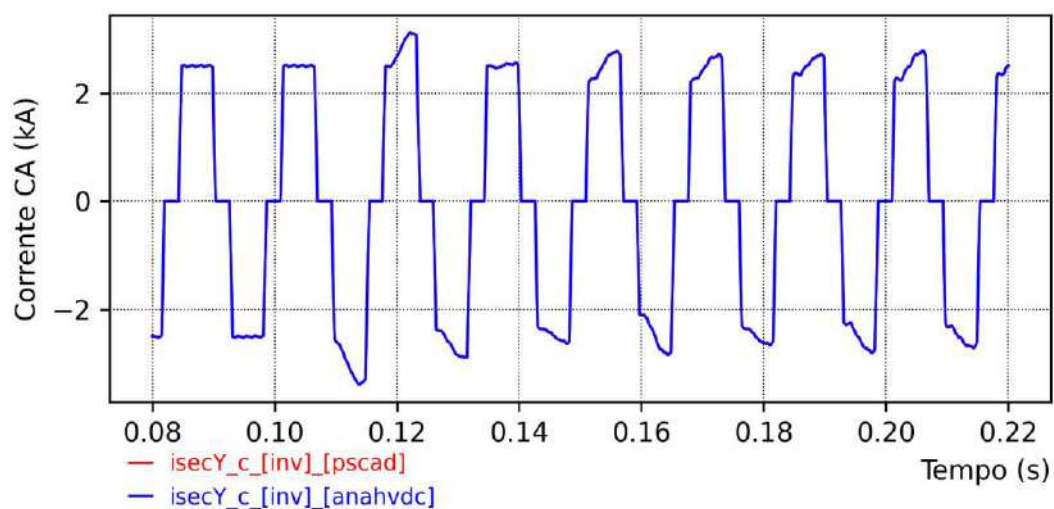
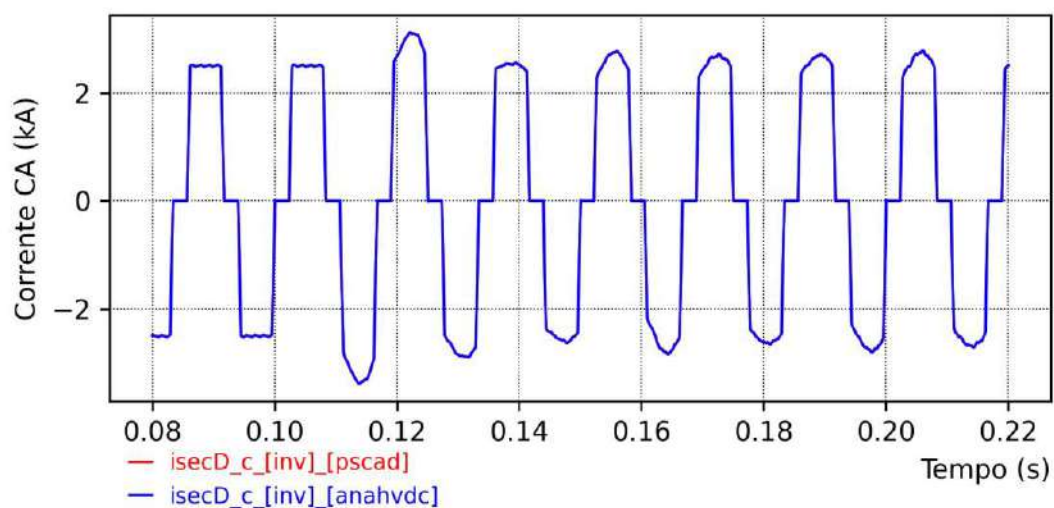
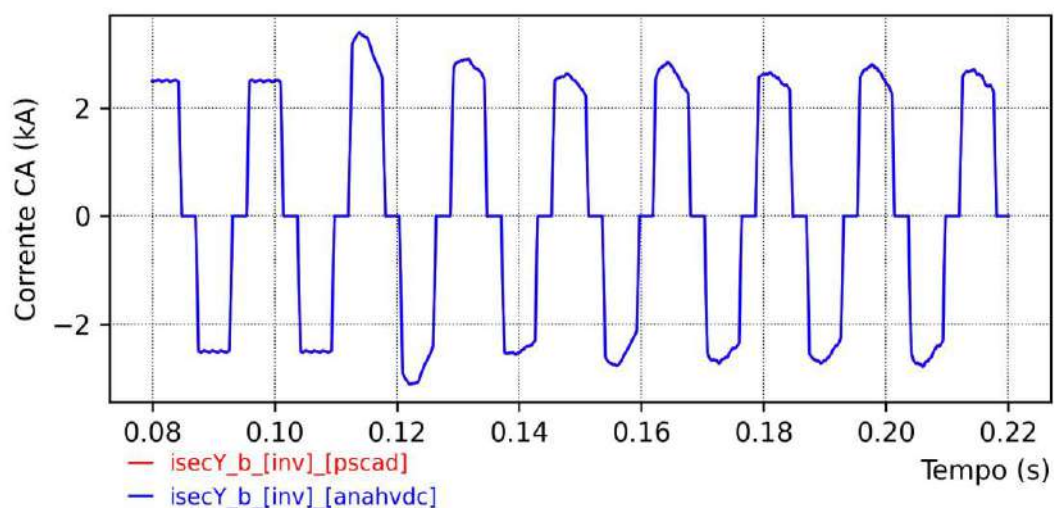


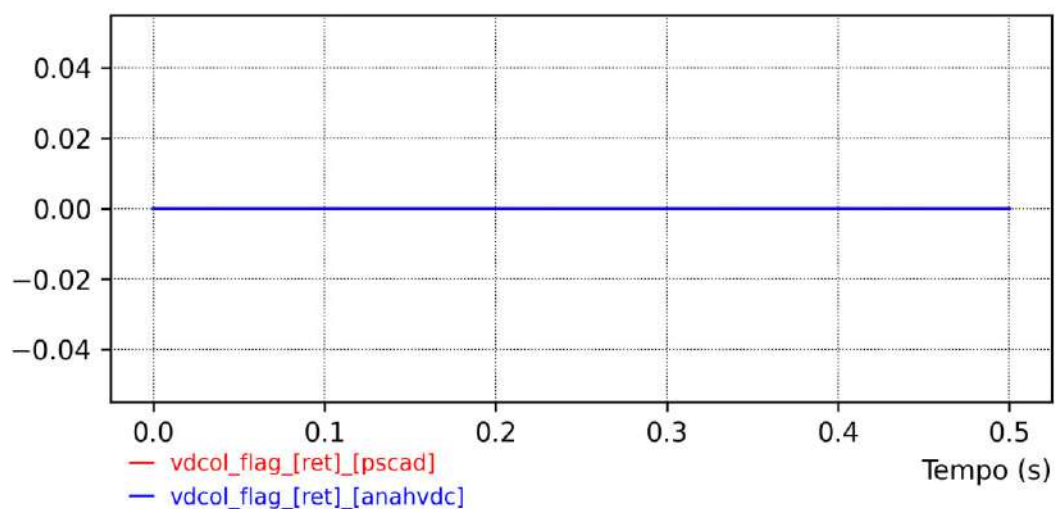
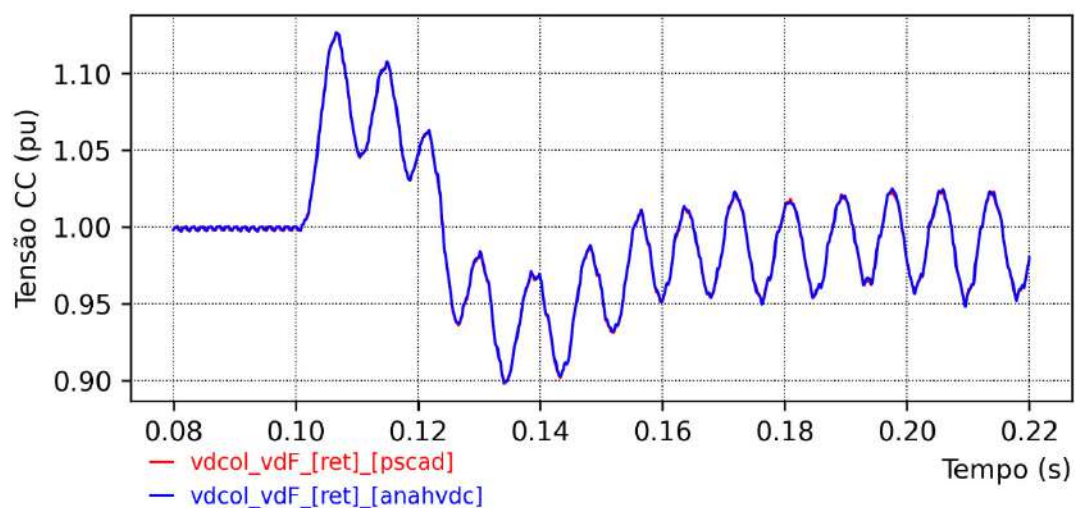
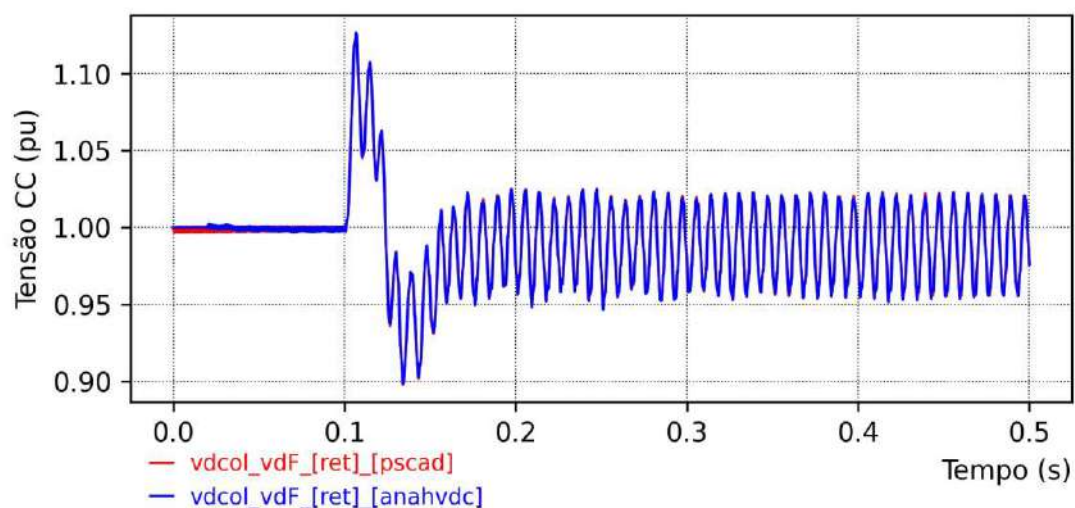


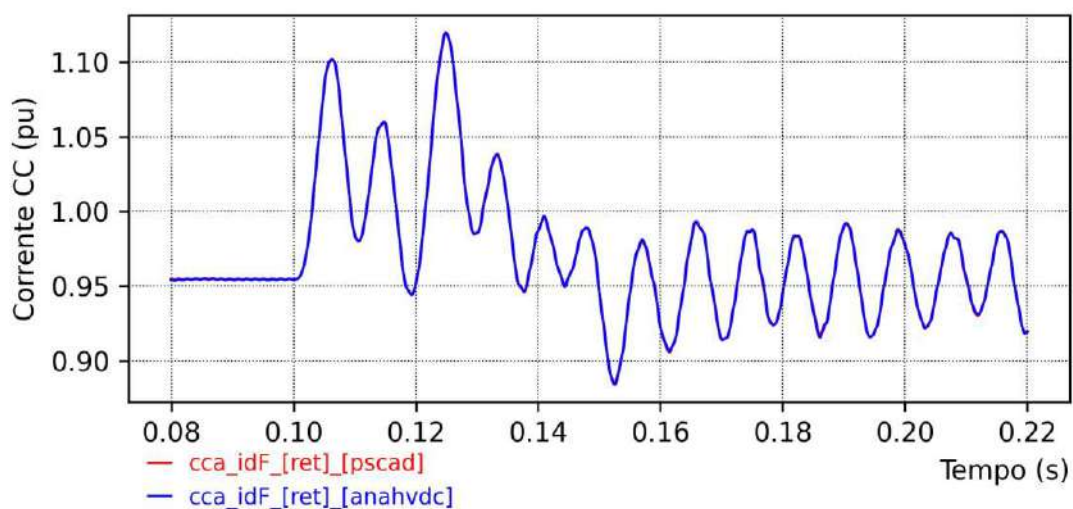
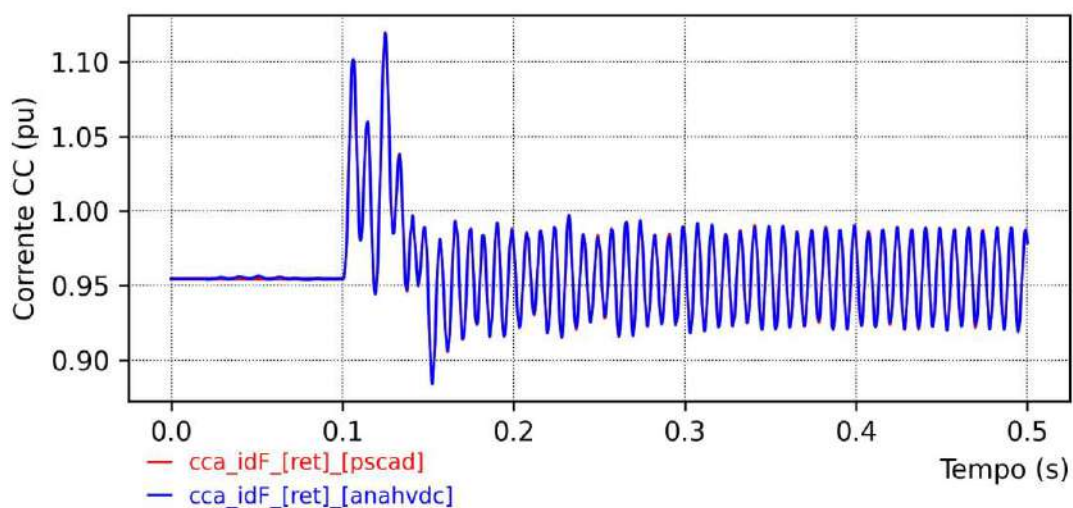
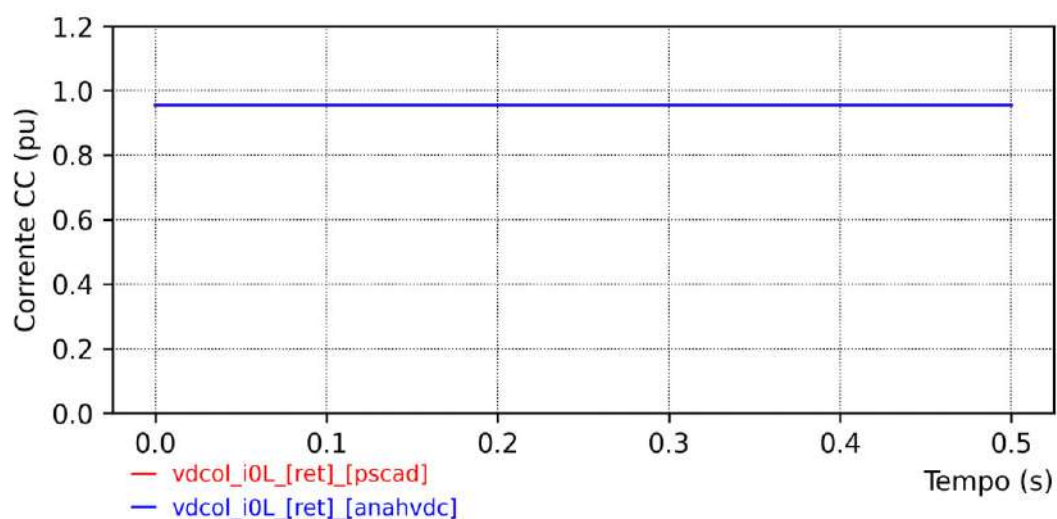


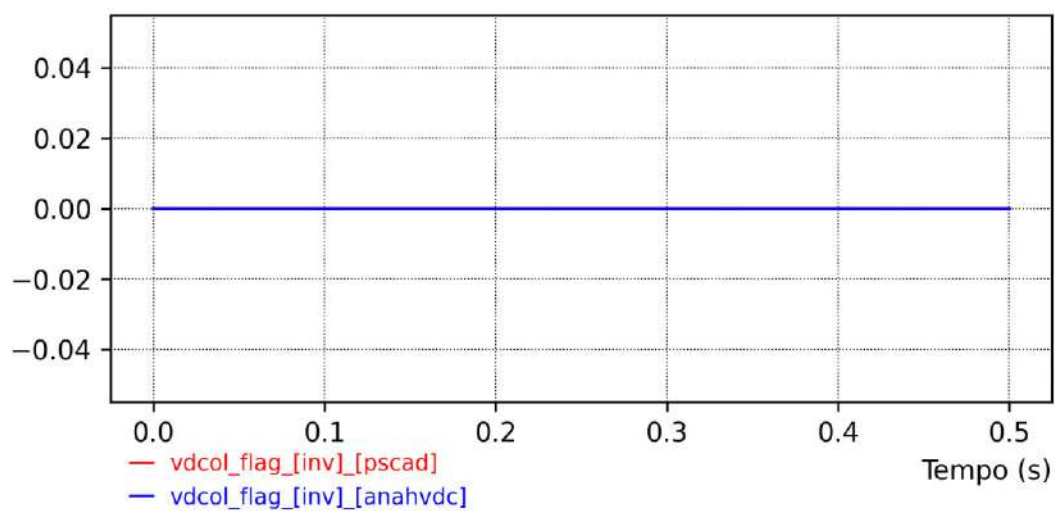
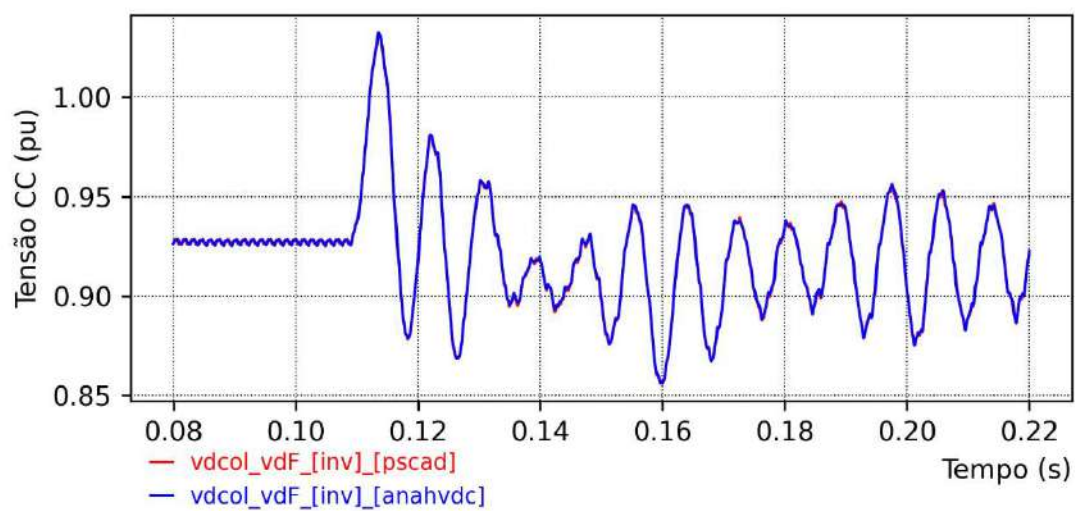
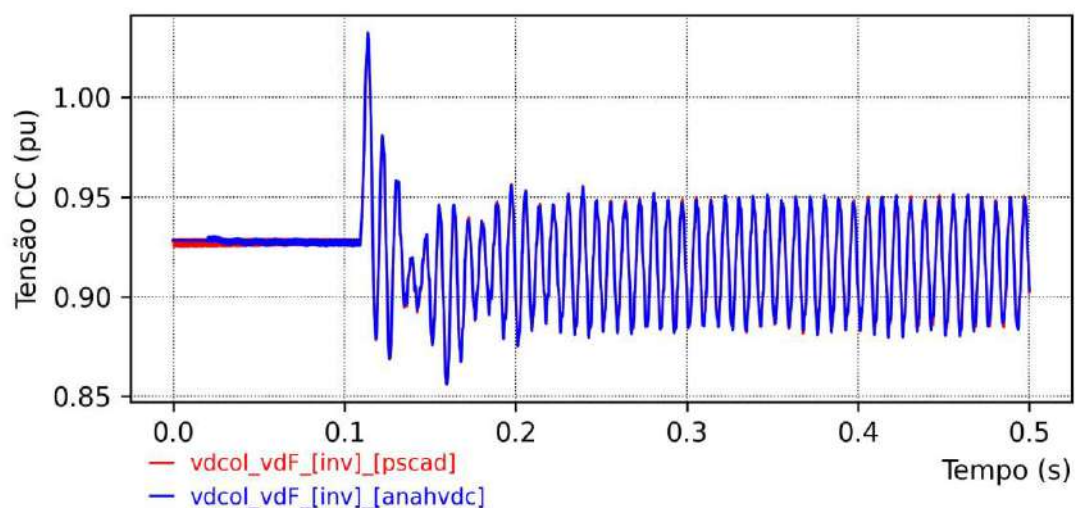


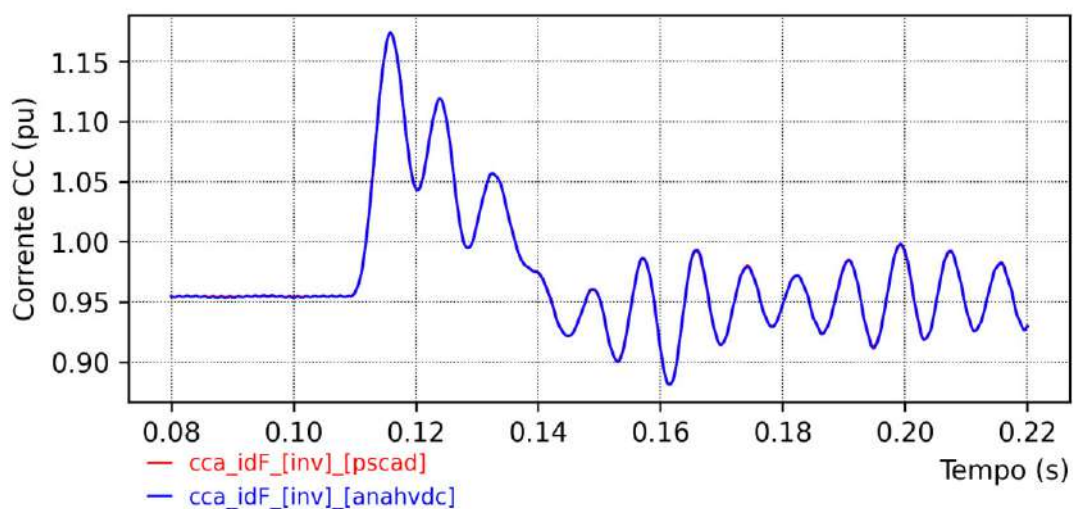
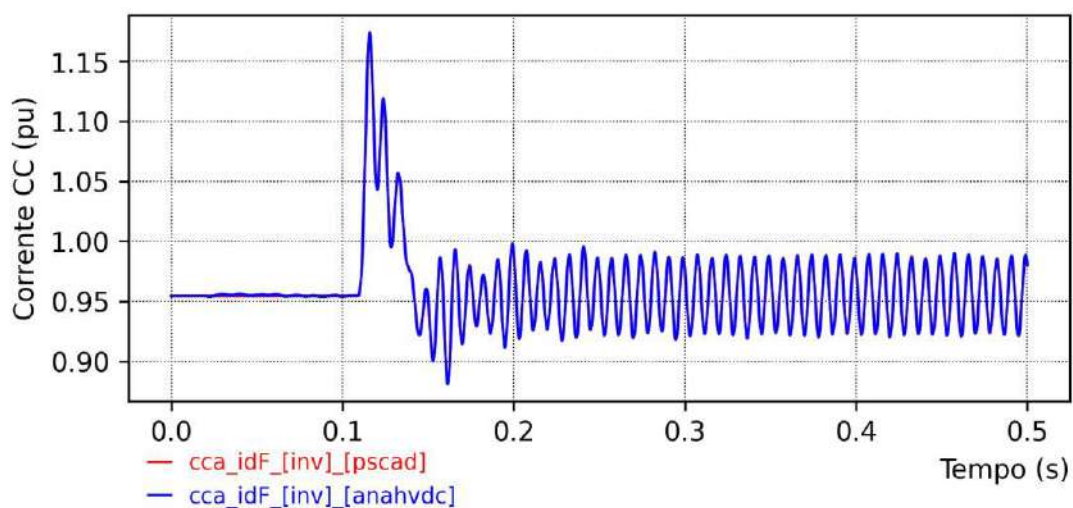
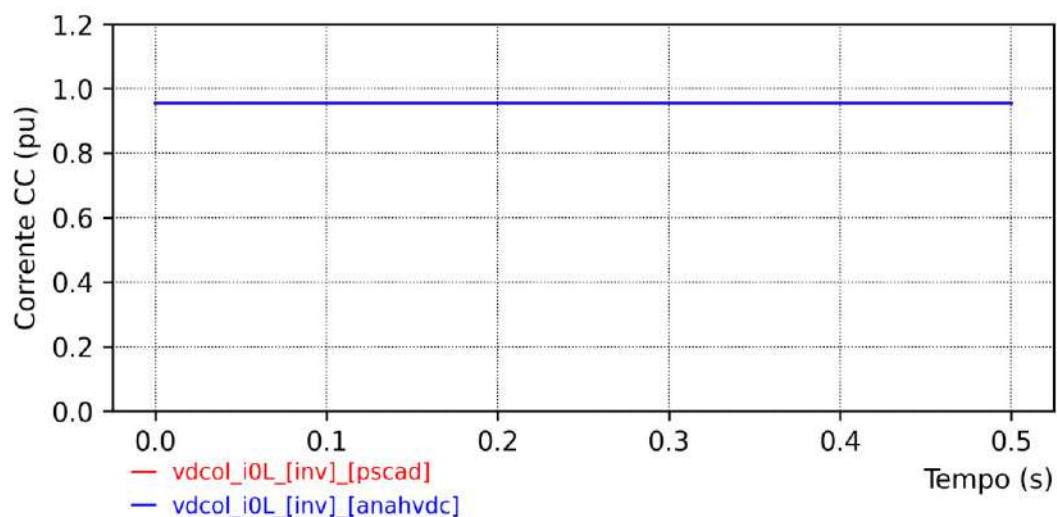


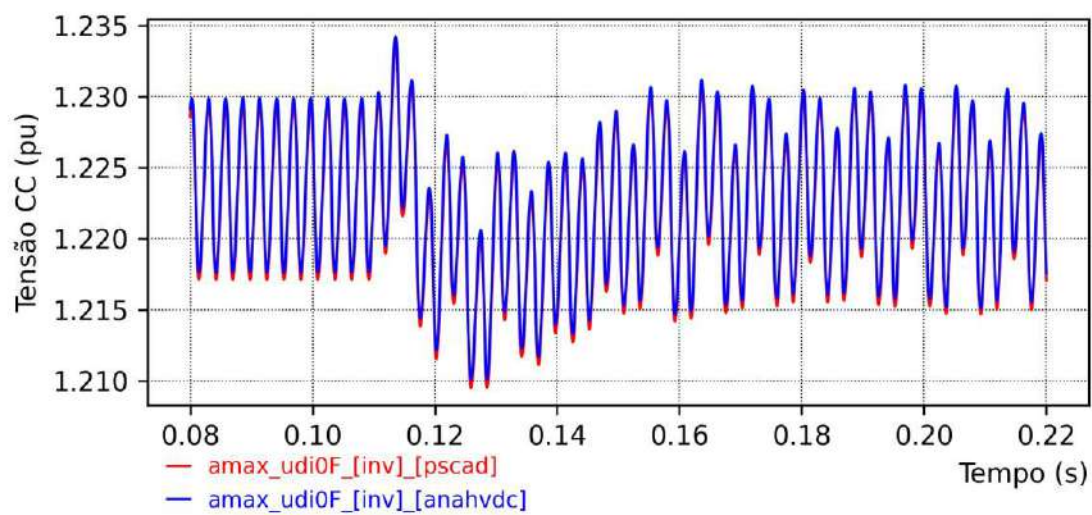
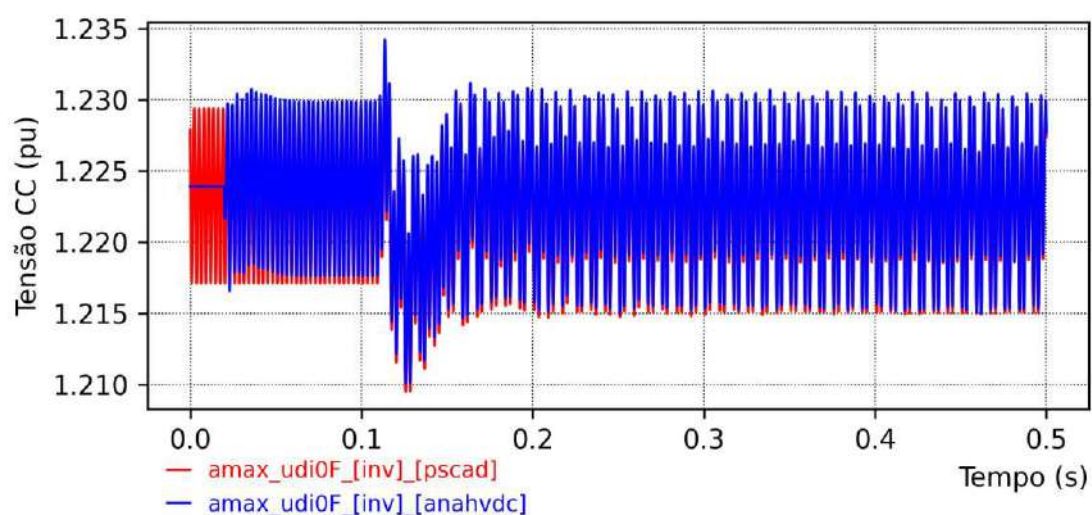












4.3. Curto-circuito do lado do inversor – Resistência de 10 ohms

