

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EDSON JUNIOR ACORDI

**Conversor assimétrico de cinco níveis aplicado como Filtro Ativo
de potência empregando a Teoria de Potência Conservativa**

SÃO CARLOS
2019

EDSON JUNIOR ACORDI

**Conversor assimétrico de cinco níveis aplicado como Filtro Ativo
de potência empregando a Teoria de Potência Conservativa**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

SÃO CARLOS

2019

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

Acordi, Edson Junior

A185c Conversor assimétrico de cinco níveis aplicado como Filtro Ativo de potência empregando a Teoria de Potência Conservativa / Edson Junior Acordi; orientador Ricardo Quadros Machado. São Carlos, 2019.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2019.

1. Teoria de Potência Conservativa. 2. Modelo do conversor 5L-ANPC. 3. Estratégia de modulação. 4. Controle de desequilíbrio do barramento CC. 5. Qualidade da energia elétrica. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **EDSON JÚNIOR ACORDI**.

Título da tese: "Conversor assimétrico de cinco níveis aplicado como filtro ativo de potência empregando a teoria de potência conservativa".

Data da defesa: 12/04/2019

Comissão Julgadora:

Prof. Associado **Ricardo Quadros Machado**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Dr. **Fernando Pinhabel Marafão**
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP - Sorocaba)

Prof. Dr. **Flávio Alessandro Serrão Gonçalves**
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP - Sorocaba)

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Prof. Dr. **Amilcar Flamarion Querubini Gonçalves**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

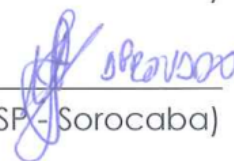
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Ivan Nunes da Silva**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

Resultado:

Aprovado

APROVADO



APROVADO

APROVADO

Dedico este trabalho primeiramente aos meus pais, Vilson Acordi e Maria Rute Pereira Acordi pelo amor, apoio, educação e exemplos de pessoas éticas que são. A minha esposa Tatiana Colombo Pimentel pela compreensão e por estar ao meu lado sempre apoiando em todos os momentos. Aos meus amigos Paulo Alves Pimentel e Glaci Colombo Pimentel pelo apoio e por tudo que me proporcionaram. A todos vocês a minha eterna gratidão!

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por sempre ter guiado e iluminado meu caminho.

A minha esposa Tatiana Colombo Pimentel pelo amor, carinho e apoio que foram fundamental para a conclusão deste trabalho.

Ao meu orientador, professor Ricardo Quadros Machado pelas valiosas contribuições realizadas durante o desenvolvimento deste trabalho e por me permitir realizar parte deste fora do laboratório da USP.

Aos professores da banca de avaliação pelas contribuições.

A minha irmã Rosana Acordi e seu esposo Roberto Moreira pelo apoio.

Aos meus amigos e companheiros de trabalho, Emerson Rabelo, Max Alexandre de Paula Gonçalves, Fausto Neves Silva, Rodrigo Barriviera, Marco Antonio Lima Rizzo e Marco Reis pelos momentos difíceis que nos uniram e fortaleceram nossa amizade.

Aos amigos Victor Baccaro Sposti, Paulo Barbosa e Rogério Augusto de Felipe pelos momentos inesquecíveis que fazem parte da minha história.

Aos amigos de estudo do doutorado, Rodrigo Barriviera, Leonardo Bruno Garcia Campanhol e André Sanches Fonseca Sobrinho pelo companheirismo, troca de informações e apoio durante as longas viagens em que estávamos cursando as disciplinas.

Agradeço ainda a todos os amigos e familiares que sempre apoiaram e incentivaram a conclusão deste trabalho.

Aos professores do programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos (Universidade de São Paulo – USP de São Carlos) pelos valiosos ensinamentos.

Aos servidores da secretaria do departamento de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, em especial ao Daniel Rogério Manjini, pelo atendimento prestado.

Ao IFPR por ter me concedido afastamento para o desenvolvimento de parte deste trabalho.

“Os nossos conhecimentos são a reunião do raciocínio e experiência de numerosas mentes.”

Ralph Waldo Emerson

RESUMO

ACORDI, Edson Junior. Conversor assimétrico de cinco níveis aplicado como Filtro Ativo de potência empregando a Teoria de Potência Conservativa. 2019. 285p. Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2019.

Nesta tese, o conversor Active-Neutral-Point-Clamped de cinco níveis (5L-ANPC) é aplicado como um filtro ativo de potência trifásico a três fios, o qual é avaliado sob a Teoria de Potência Conservativa (do inglês Conservative Power Theory - CPT). O trabalho propõe um algoritmo simplificado para a modulação do conversor com a finalidade de controlar a tensão sobre o flying-capacitor, o qual resultou em um tempo de execução ligeiramente menor se comparado ao método tradicional. Além disso, é proposto um método sistemático para a obtenção do modelo do conversor 5L-ANPC, já que nas pesquisas realizadas, não foi encontrado trabalho que faça tal abordagem de forma consistente. Adicionalmente, para o sistema de sincronismo é proposto um método simples de realimentação modificada que simplifica a implementação de uma técnica desenvolvida recentemente, o Second-Order SOGI-QSG (SO SOGI-QSG), o qual possui desempenho superior ao Dual Second-Order-Generalized-Integrator Quadrature-Signal-Generator (DSOGI-QSG) e é caracterizado por uma função de quarta ordem. Do mesmo modo, para o algoritmo da CPT o trabalho traz duas metodologias para a implementação da integral imparcial com as funções de transferência do SOGI-QSG. Além disso, uma modificação no algoritmo da CPT é apresentada com o objetivo de proporcionar a compensação seletiva das componentes harmônicas presentes na corrente residual. Por fim, são apresentados resultados de simulações e experimentais com a finalidade de avaliar o desempenho do filtro ativo sob condições estáticas e dinâmicas de operação e demonstrando o comportamento dos algoritmos aplicados.

Palavras-chave: Teoria de Potência Conservativa. Modelo do conversor 5L-ANPC. Estratégia de modulação. Controle de desequilíbrio do barramento CC. Qualidade da energia elétrica.

ABSTRACT

ACORDI, Edson Junior. Asymmetric five-level converter applied as Active Power Filter employing the Conservative Power Theory. 2019. 285p. Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2019.

In this thesis, the Five-level Active-Neutral-Point-Clamped converter (5L-ANPC) is applied as an active three-phase three-wire power filter, which is evaluated under the Conservative Power Theory (CPT). This work proposes a simplified algorithm for the modulation of the converter in order to control the voltage on the flying-capacitor, resulting in a slightly smaller shorter run-time compared to the traditional method. In addition, a systematic method for obtaining the 5L-ANPC converter model is proposed, as no work was found that made such an approach consistently. Additionally, for the synchronization system, a simple modified feedback method is proposed, which simplifies the implementation of a newly developed technique, the Second-Order SOGI-QSG (SO SOGI-QSG). It has better performance than Dual Second Order Generalized Integrator Quadrature-Signal-Generator (DSOGI-QSG) and is characterized by a fourth-order function. Likewise, for the CPT algorithm, the work brings two methodologies for the implementation of the unbiased integral with the transfer functions of the SOGI-QSG. In addition, a modification on the CPT algorithm is presented aiming to provide the selective compensation of the harmonic components present in the residual current. Finally, simulation and experimental results are presented with the purpose of evaluating the performance of the active filter under static and dynamic operating conditions and demonstrating the behavior of the applied algorithms.

Keywords: Conservative Power Theory. Model of the 5L-ANPC converter. Modulation strategy. DC-link voltage equalization. Power quality.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Topologias clássicas: (a) NPC (3 níveis); (b) FC (3 níveis) e (c) CHB (5 níveis).....	51
Figura 2 - Topologias ANPC de cinco níveis.....	56
Figura 3 - Topologia CCIL de nove níveis.....	57
Figura 4 – Compensador de corrente baseado na teoria PQ.....	59
Figura 5 – Compensador de corrente SRF.....	62
Figura 6 – Diagrama em blocos para a implementação das correntes ativas da CPT.	82
Figura 7 – Diagrama em blocos para a implementação das correntes reativas da CPT.....	82
Figura 8 – Esquema utilizado na simulação com a CPT.....	83
Figura 9 – Simulação 1: Decomposição das correntes da carga empregando a CPT: (a) tensões $vs(a,b,c)$, correntes $iL(a,b,c)$; (b) correntes $ia(a,b,c)b$, correntes $ir(a,b,c)b$; (c) correntes $ia(a,b,c)u$, correntes $ir(a,b,c)u$; (d) correntes $iv(a,b,c)$ e correntes $is_comp(a,b,c)$	85
Figura 10 – Simulação 2: Decomposição das correntes da carga empregando a CPT: (a) tensões $vs(a,b,c)$, correntes $iL(a,b,c)$; (b) correntes $ia(a,b,c)b$, correntes $ir(a,b,c)b$; (c) correntes $ia(a,b,c)u$, correntes $ir(a,b,c)u$; (d) correntes $iv(a,b,c)$ e correntes $is(a,b,c)$	86
Figura 11 – Resposta ao degrau do filtro passa-banda ($\omega n = 2\pi \cdot 0,11255 \text{ rad/s}$, $\zeta = 0,707$).....	88
Figura 12 – Diagrama em blocos da integral imparcial da tensão.....	89
Figura 13 – Diagrama em blocos do SOGI-QSG.....	90
Figura 14 – Resposta em frequência de Q(s).....	91
Figura 15 – Efeito do atraso introduzido no valor estimado da integral imparcial com Q(s).....	93
Figura 16 – Diagrama em blocos do método proposto para a integral imparcial com Q(s).....	94
Figura 17 – Minimização do efeito do atraso com uso do MAF na saída da integral imparcial com Q(s).....	94
Figura 18 – Diagrama em blocos para a implementação do MAF.....	98
Figura 19 – Diagrama em blocos para a implementação do MAF.....	99
Figura 20 – Resultado da implementação da integral imparcial com Q(s) e o MAF no DSP: (a) tensão de entrada senoidal com deslocamento CC; (b) tensão de entrada senoidal com deslocamento CC e harmônica de 3ª e 5ª ordem.....	100
Figura 21 – Resposta em frequência de D(s).....	101
Figura 22 – Diagrama em blocos do método proposto para a integral imparcial com D(s).....	102
Figura 23 – Resultado da Integral imparcial da tensão obtida com o banco de filtros obtidos com D(s).....	103

Figura 24 – Algoritmo proposto para a geração das referências de corrente com a CPT.	104
Figura 25 – Deslocamento na frequência de ressonância do filtro D(S) para harmônicas de ordem elevada devido ao processo de discretização.....	106
Figura 26 – Diagrama em blocos do SO-SOGI-QSG.....	107
Figura 27 – Diagrama em blocos do Dual SO-SOGI-QSG.	109
Figura 28 – Implementação da equação de diferenças para D(s) na forma direta II transposta.....	111
Figura 29 – Implementação da equação de diferenças para D(s) na forma direta I.	112
Figura 30 – Implementação da equação de diferenças para Q(s) na forma direta II transposta.....	113
Figura 31 – Implementação da equação de diferenças para Q(s) na forma direta I.	113
Figura 32 – Conversor Assimétrico de cinco níveis.	116
Figura 33 – Diagrama em Blocos do Algoritmo de Modulação do Conversor Assimétrico de cinco níveis.	119
Figura 34 – Disposições possíveis para as Portadoras da Modulação <i>Level-Shifted</i> : (a) <i>Phase Disposition</i> ; (b) <i>Phase Opposition Disposition</i> ; (c) <i>Alternate Phase Opposition Disposition</i>	120
Figura 35 – Decodificador de níveis para uma fase do conversor assimétrico de cinco níveis.....	122
Figura 36 – Controle da tensão sobre o Flying-capacitor do conversor assimétrico de cinco níveis.....	122
Figura 37 – Referências modificadas para a modulação LS-PWM com uma portadora triangular.	124
Figura 38 – Algoritmo proposto para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor.	125
Figura 39 – Referências modificadas com o deslocamento CC para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor.	125
Figura 40 – Detalhe de quando os estados de comutação V_{6x} e V_{7x} são aplicados para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor.	126
Figura 41 – Tensão sobre o Flying-capacitor.....	126
Figura 42 – Detalhe da ondulação da tensão sobre o Flying-capacitor.....	127
Figura 43 – Algoritmo proposto (modificado) para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor com a possibilidade de limitar a frequência de chaveamento de S_{3x}/S_{4x}	128
Figura 44 – Decodificador de níveis parcial para o algoritmo proposto (modificado).	129
Figura 45 – Detalhe de quando os estados de comutação V_{6x} e V_{7x} são aplicados para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor com o algoritmo modificado. ...	129
Figura 46 – Tensão sobre o Flying-capacitor com o algoritmo modificado.....	130
Figura 47 – Detalhe da ondulação da tensão sobre o Flying-capacitor com o algoritmo modificado.	130

Figura 48 – Pulsos de comando para as chaves $S1x$, $S3x$ e $S4x$ com o algoritmo modificado.....	131
Figura 49 – Tensões de fase v_a , v_b e v_c (50 V/div – 0,01 s/div).	132
Figura 50 – Tensões de fase v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} (50 V/div – 0,01 s/div).....	133
Figura 51 – Correntes de fase i_a , i_b e i_c (10 A/div – 0,01 s/div).....	133
Figura 52 – Resposta dinâmica do controle da tensão sobre os flying-capacitors (10 V/div – 0,2 s/div).	134
Figura 53 – Tensões de fase v_a , v_b e v_c	135
Figura 54 – Tensão de fase v_a e espectro harmônico.	135
Figura 55 – Correntes de fase i_a , i_b e i_c	136
Figura 56 – Correntes de fase v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}	136
Figura 57 – Tensão de linha v_{ab} e espectro harmônico.	136
Figura 58 – Resposta dinâmica do controle da tensão sobre os <i>flying-capacitors</i> ..	137
Figura 59 – Tensões V_{fa} , V_{fb} e V_{fc} dos flying-capacitors.	137
Figura 60 – Pulsos de comando para as chaves $S1x$, $S3x$ e $S4x$	138
Figura 61 – Diagrama completo do conversor de potência e parcial em blocos do sistema de controle.....	141
Figura 62 – Forma de onda obtida com o modelo matemático desenvolvido.	148
Figura 63 – Circuito simplificado para análise do modelo do elo CC	160
Figura 64 – Diagrama em blocos para análise da malha de controle de corrente. .	164
Figura 65 – Circuito de condicionamento de sinais para o transdutor de corrente. .	166
Figura 66 – Resposta em Frequência do sistema $GiOL\alpha\beta s$ não compensado (sem k_{Pi}).	170
Figura 67 – Resposta em Frequência do sistema $GiOL\alpha\beta'$ compensado (com k_{Pi}).	171
Figura 68 – Diagrama em blocos para análise da malha de controle de tensão.....	172
Figura 69 – Resposta em Frequência do sistema $GvOLs$ e $GvOL'$	173
Figura 70 – Diagrama do lugar das raízes considerando a variação paramétrica da planta: (a) L_f com o valor nominal de projeto; (b) limite de estabilidade para a variação do ganho; (c) redução de 75% no valor de L_f ; (c) aumento de 75% no valor de L_f	177
Figura 71 – Resposta ao degrau unitário de $GiCL\alpha\beta s$	178
Figura 72 – Diagrama do lugar das raízes considerando a variação dos ganhos do controlador de corrente: (a) planta instável (ganhos com valores elevados); (b) limite de estabilidade; (c) planta estável (fator de amortecimento 0,319); (d) planta estável (fator de amortecimento 0,89).	180
Figura 73 – Resposta ao degrau unitário considerando a variação dos ganhos da planta: (a) planta instável (ganhos com valores elevados); (b) limite de estabilidade; (c) planta estável (fator de amortecimento 0,319); (d) planta estável (fator de amortecimento 0,89).	181
Figura 74 – Diagrama do lugar das raízes da planta de tensão $GvCLs$	183
Figura 75 – (a) diagrama do lugar das raízes da planta de tensão $GvCLs$; (b) resposta ao degrau unitário de $GvCLs$	184

Figura 76 – Diagrama do lugar das raízes considerando a variação paramétrica na planta de tensão $GvCLs$: (a) redução de Ceq ; (b) aumento de Ceq	185
Figura 77 – Resposta ao degrau unitário da planta de tensão $GvCLs$: (a) considerando $Ceq8$; (b) considerando $8Ceq$	186
Figura 78 – Topologia da carga utilizada com o FAPP.....	189
Figura 79 – Resultados de simulação (Carga 1), compensando $iv + irb + iu$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc ; (f) tensão vsa , correntes iLa , iLb e iLc	191
Figura 80 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 2), compensando $iv + iu$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	192
Figura 81 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 3), compensando $irb + iu$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	193
Figura 82 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 4), compensando $irb + iu + (iv - iv5)$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	194
Figura 83 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 5), compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv5)$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	195
Figura 84 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 6), compensando $irb + iu + (iv - iv7)$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	196
Figura 85 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 7), compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv7)$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	197
Figura 86 – Resultados de simulação (Carga 2), compensando $iv + irb + iu$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc ; (f) tensão vsa , correntes iLa , iLb e iLc	198
Figura 87 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 2), compensando iv : (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	199
Figura 88 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 3), compensando iu : (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	200
Figura 89 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 4), compensando irb : (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c)	

tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	201
Figura 90 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 5) $irb + iu + (iv - iv5)$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	202
Figura 91 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 6), compensando $iv - iv5$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	203
Figura 92 – Processo de energização do FAPP: (a) correntes do filtro ($i_{c(a,b,c)}$) e tensão do elo CC (VCC); (b) corrente i_{ca} do filtro, tensões VC1 e VC2 e tensão do elo CC (VCC).....	206
Figura 93 – Controle da tensões dos flying-capacitors (V_{fa} , V_{fb} e V_{fc}) e corrente do filtro i_{ca}	207
Figura 94 – a) tensões dos flying-capacitors (V_{fa} , V_{fb} e V_{fc}); b) detalhes das tensões V_{fa} , V_{fb} e V_{fc}	207
Figura 95 – Resposta do controlador de tensão a um degrau de carga: (a) tensão do elo CC (VCC), correntes impostas pelo filtro ($i_{c(a,b,c)}$).....	208
Figura 96 – Resultados experimentais (Carga 1), compensando $iv + irb + iu$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} ; (f) tensão v_{sa} , correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}	209
Figura 97 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 1 - espectro harmônico), compensando $iv + irb + iu$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc}	210
Figura 98 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 2), compensando $iv + iu$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	213
Figura 99 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 2 - espectro harmônico), compensando $iv + iu$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc}	214
Figura 100 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 3), compensando $irb + iu$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	216
Figura 101 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 3 - espectro harmônico), compensando $irb + iu$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc}	217
Figura 102 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 4), compensando $irb + iu + (iv - iv5)$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	219

Figura 103 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 4 - espectro harmônico), compensando $irb + iu + (iv - iv5)$: (a) tensão vsa ; (b) tensão vsb ; (c) tensão vsc ; (d) corrente iLa ; (e) corrente iLb ; (f) corrente iLc ; (g) corrente isa ; (h) corrente isb ; (i) corrente isc	220
Figura 104 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 5), compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv5)$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	222
Figura 105 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 5 - espectro harmônico), compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv5)$: (a) tensão vsa ; (b) tensão vsb ; (c) tensão vsc ; (d) corrente iLa ; (e) corrente iLb ; (f) corrente iLc ; (g) corrente isa ; (h) corrente isb ; (i) corrente isc	223
Figura 106 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 6), compensando $irb + iu + (iv - iv7)$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	225
Figura 107 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 6 - espectro harmônico), compensando $irb + iu + (iv - iv7)$: (a) tensão vsa ; (b) tensão vsb ; (c) tensão vsc ; (d) corrente iLa ; (e) corrente iLb ; (f) corrente iLc ; (g) corrente isa ; (h) corrente isb ; (i) corrente isc	226
Figura 108 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 7), compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv7)$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	228
Figura 109 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 7 - espectro harmônico), compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv7)$: (a) tensão vsa ; (b) tensão vsb ; (c) tensão vsc ; (d) corrente iLa ; (e) corrente iLb ; (f) corrente iLc ; (g) corrente isa ; (h) corrente isb ; (i) corrente isc	229
Figura 110 – Resultados experimentais (Carga 2), compensando $iv + irb + iu$: (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc ; (f) tensão vsa , correntes iLa , iLb e iLc	232
Figura 111 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 1 - espectro harmônico), compensando $iv + irb + iu$: (a) tensão vsa ; (b) tensão vsb ; (c) tensão vsc ; (d) corrente iLa ; (e) corrente iLb ; (f) corrente iLc ; (g) corrente isa ; (h) corrente isb ; (i) corrente isc	233
Figura 112 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 2), compensando iv : (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	235
Figura 113 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 2 - espectro harmônico), compensando iv : (a) tensão vsa ; (b) tensão vsb ; (c) tensão vsc ; (d) corrente iLa ; (e) corrente iLb ; (f) corrente iLc ; (g) corrente isa ; (h) corrente isb ; (i) corrente isc	236
Figura 114 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 3), compensando iu : (a) tensão vsa , correntes isa , ica e iLa ; (b) tensão vsb , correntes isb , icb e iLb ; (c) tensão vsc , correntes isc , icc e iLc ; (d) tensão vsa , correntes isa , isb e isc ; (e) tensão vsa , correntes ica , icb e icc	238

Figura 115 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 3 - espectro harmônico), compensando i_u : (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc}	239
Figura 116 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 4), compensando i_{rb} : (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	241
Figura 117 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 4 - espectro harmônico), compensando i_{rb} : (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc}	242
Figura 118 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 5) $i_{rb} + i_u + (i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	244
Figura 119 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 5 - espectro harmônico), compensando $i_{rb} + i_u + (i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc}	245
Figura 120 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 6), compensando $i_v - i_{v5}$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}	247
Figura 121 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 6 - espectro harmônico), compensando $(i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc}	248

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre as topologias clássicas	53
Tabela 2 - Limites de distorção harmônica da tensão em percentual da tensão nominal.	65
Tabela 3 - Limites para distorção harmônica das correntes ($120V \leq V_n \leq 69kV$)....	66
Tabela 4 - Limites das harmônicas de corrente na norma IEC 61000-3-2.	67
Tabela 5 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais.....	67
Tabela 6 – Classificação das variações de tensão de curta duração.....	68
Tabela 7 – Limites para os desequilíbrios de tensão.	69
Tabela 8 – Parâmetros dos elementos das cargas.	84
Tabela 9 - Parâmetros da tensão utilizada na simulação.....	84
Tabela 10 – Compensação seletiva de harmônicos da corrente iv	105
Tabela 11 – Estados de Chaveamento do Conversor Assimétrico de 5 Níveis.	117
Tabela 12 – Seleção dos Estados de Chaveamento para o Controle de Vfx	118
Tabela 13 – Seleção dos Estados de Chaveamento $V4x$ e $V5x$	118
Tabela 14 - Parâmetros utilizados para obtenção de resultados de simulação e experimental.	132
Tabela 15 – Comparação entre o algoritmo de modulação proposto e o método clássico.	134
Tabela 16 – Parâmetros para se determinar os ganhos dos controladores PI de corrente.....	169
Tabela 17 – Especificação dos ganhos dos controladores PI de Corrente.	171
Tabela 18 - Parâmetros para o Projeto do Controlador de tensão.....	173
Tabela 19 – Especificação dos ganhos do controlador PI de Tensão.....	174
Tabela 20 – Parâmetros dos elementos das Cargas.	189
Tabela 21 - Parâmetros utilizados na simulação.....	190
Tabela 22 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 1): compensando $iv + irb + iu$	212
Tabela 23 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 2): compensando $iv + iu$.215	
Tabela 24 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 3): compensando $irb + iu$	218
Tabela 25 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 4): compensando $irb + iu + (iv - iv5)$	221
Tabela 26 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 5): compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv5)$	224
Tabela 27 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 6): compensando $irb + iu + (iv - iv7)$	227
Tabela 28 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 7): compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv7)$	230
Tabela 29 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 1): compensando $iv + irb + iu$	234

Tabela 30 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 2): compensando iv.....	237
Tabela 31 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 3): compensando iu.....	240
Tabela 32 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 4): compensando irb.	243
Tabela 33 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 5): compensando irb + iu + (iv – iv5).....	246
Tabela 34 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 6): compensando (iv – iv5).	249

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANPC	Active Neutral-Point-Clamped
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CAMC	Cascaded Asymmetric Multilevel Converter
CC	Corrente Contínua
CCIL	Cross-Connected Intermediate Level
CHB	Cascaded H-Bridge
CPT	Conservative Power Theory
CSC	Current Source Converter
DCC	Diode Clamped Converter
DHT	Distorção Harmônica Total
DHT _i	Distorção Harmônica Total da corrente
DHT _v	Distorção Harmônica Total da tensão
DSP	Digital Signal Processor
DVR	Dynamic Voltage Restorer
EMI	Electromagnetic Interference
FAPP	Filtro Ativo de Potência Paralelo
FAPS	Filtro Ativo de Potência Série
FC	Flying Capacitor
FPA	Filtro Passa-Alta
FPB	Filtro Passa-Baixa
FPPP	Filtro Passivo Paralelo de Potência
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
LS-PWM	Level Shifted Pulse Width Modulation
LMI	Linear Matrix Inequalities
MC	Multicell Converter
MSRF	Modified Synchronous Reference Frame
NPC	Neutral-Point Clamped
PAC	Ponto de acoplamento comum

PFC	Power Factor Correction
PLL	Phase-Locked Loop
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
RMS	Root Mean Square
SMC	Stacked Multicell Converter
SOGI-QSG	Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generato
PWM	Senoidal Pulse Width Modulation
SRF	Synchronous Reference Frame
STATCOM	Static-Synchronous Compensator
TCC	Transistor Clamped Converter
UPS	Uninterruptible Power Supply
UPQC	Unified Power Quality Conditioner
USP	Univeridade de São Paulo
VSMC	Voltage Source Multilevel Converter
VSC	Voltage Source Converter
TDD	Distorção total da corrente demandada
SO-SOGI-QSG	Second-Order SOGI-QSG

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
θ^+	Ângulo de fase de sequência positiva das tensões da rede	rad
A	Potência Aparente	VA
A_{cab}	Matriz dos coeficientes de estado	
abc	Sistema de coordenadas estacionárias abc	
B_e	Reatividade equivalente	Henry ⁻¹
B_{cab}	Matriz dos coeficientes de entrada	
$\alpha\beta$	Sistema de coordenadas estacionárias ortogonais alfa-beta	
$\cos(\varphi)$	Fator de deslocamento	
C_e	Capacitância equivalente	F
C_{fa}	Flying-Capacitor da fase 'a' do conversor	F
C_{fb}	Flying-Capacitor da fase 'b' do conversor	F
C_{fc}	Flying-Capacitor da fase 'c' do conversor	F
$\cos(\varphi)$	Fator de deslocamento	
D	Potência Residual	VA
f_{sa}	Frequência de amostragem do conversor A/D	Hz
f_{sw}	Frequência de chaveamento	Hz
$G_{\Delta t}$	Função de transferência que representa o atraso de processamento	
G_e	Condutância equivalente	Ohm ⁻¹
$G_{iOL\alpha\beta}$	Função de transferência de malha aberta de corrente do conversor	
$G_{i\alpha\beta}$	Função de transferência da planta de corrente do conversor em coordenadas $\alpha\beta$	
G_v	Função de transferência da planta de tensão do conversor	
G_{vOL}	Função de transferência da malha aberta de tensão do conversor	
$G_{v'OL}$	Função de transferência em malha aberta não compensado da planta de tensão	
h	Ordem da harmônica	
I_c	Valor da corrente eficaz coletiva	A
I_1	Valor eficaz da corrente fundamental	A
I_{L1}	Máxima corrente de demanda da carga (componente fundamental)	A
I_h	Valor eficaz das componentes harmônicas da corrente	A
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Corrente das fases 'a', 'b' e 'c' da rede	A
i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}	Corrente das fases 'a', 'b' e 'c' do FAPP	A

i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}	Corrente das fases 'a', 'b' e 'c' da Carga	A
I_{SC}	Máxima corrente de curto-circuito	A
i_v	Corrente residual ou nula	A
i_r	Corrente reativa	A
i_a	Corrente ativa	A
i_g	Corrente harmônica gerada (não linearidades da carga)	A
i^S	Corrente dispersa total	A
i_{as}	Corrente ativa dispersa	A
i_{rs}	Corrente reativa dispersa	A
i_a^b	Corrente ativa balanceada	A
i_a^u	Corrente ativa desbalanceada	A
i_r^b	Corrente reativa balanceada	A
i_r^u	Corrente reativa desbalanceada	A
i_{np}	Corrente do ponto neutro do conversor	A
$i_{La}, i_{L\beta}$	Correntes da carga (fases a, b, c) em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$	A
$i_{ref\alpha}$	Correntes de compensação em coordenada estacionária α	A
$i_{ref\beta}$	Correntes de compensação em coordenada estacionária β	A
i_{refa}	Correntes de compensação da fase a	A
i_{refb}	Correntes de compensação da fase b	A
i_{refc}	Correntes de compensação da fase c	A
k_{pi}	Ganho proporcional do controlador de corrente	
k_{ii}	Ganho integral do controlador de corrente	
k_{pv}	Ganho proporcional do controlador da malha de tensão	
k_{iv}	Ganho integral do controlador da malha de tensão	
L_{fa}, L_{fb}, L_{fc}	Indutores de acoplamento do FAPP das fases 'a', 'b' e 'c'	
L_{sx}, R_{sx}	Impedância equivalente do sistema de alimentação	Ohms
$MF_{Gv'_{OL}}$	Margem de fase do sistema de controle de tensão em malha aberta	
Q	Potência Reativa	VA
$R_{Lfa}, R_{Lfb}, R_{Lfc}$	Resistores equivalente dos indutores de acoplamento do conversor	Ohms
T	Período	s
$T_{\alpha\beta}^d$	Matriz de transformação para as coordenadas $\alpha\beta$	
$T_{\alpha\beta}^i$	Matriz de transformação para as coordenadas abc	
u_{vc}	Vetor das tensões da rede	V
U	Potência de desbalanço	VA

v_{sa}	Tensão da rede na fase 'a'	V
v_{sb}	Tensão da rede na fase 'b'	V
v_{sc}	Tensão da rede na fase 'c'	V
v_{ca}	Tensão sintetizada na fase 'a' do conversor	V
v_{cb}	Tensão sintetizada na fase 'b' do conversor	V
v_{cc}	Tensão sintetizada na fase 'c' do conversor	V
v_{cfa}	Tensão sobre o <i>flying-capacitor</i> da fase 'a' do conversor	V
v_{cfb}	Tensão sobre o <i>flying-capacitor</i> da fase 'b' do conversor	V
v_{cfc}	Tensão sobre o <i>flying-capacitor</i> da fase 'c' do conversor	V
v_{Ca}	Tensão sintetizada entre a fase 'a' e o ponto neutro do conversor	V
v_{Cb}	Tensão sintetizada entre a fase 'b' e o ponto neutro do conversor	V
v_{Cc}	Tensão sintetizada entre a fase 'c' e o ponto neutro do conversor	V
v'_α	Tensão da saída direta do SO-SOGI-QSG alfa	V
qv'_α	Tensão da saída ortogonal do SO-SOGI-QSG alfa	V
v'_β	Tensão da saída direta do SO-SOGI-QSG beta	V
qv'_β	Tensão da saída ortogonal do SO-SOGI-QSG beta	V
v_α^+	Tensão de sequência positiva em coordenada alfa-beta	V
v_β^+	Tensão de sequência positiva em coordenada alfa-beta	V
v_d^+	Tensão de sequência positiva em coordenada síncronas	V
v_q^+	Tensão de sequência positiva em coordenada síncronas	V
V_{np}	Tensão no ponto central do barramento do conversor	V
V_{C1}	Tensão no capacitor superior do barramento do conversor	V
V_{C2}	Tensão no capacitor inferior do barramento do conversor	V
V_h	Valor eficaz das componentes harmônicas individuais de tensão	V
V_1	Valor da tensão eficaz fundamental	V
x_a, x_b, x_c	Grandezas (corrente ou tensão) no sistema de coordenadas <i>abc</i>	
x_α, x_β	Grandezas (corrente ou tensão) no sistema de coordenadas $\alpha\beta$	
x_{ic}	Vetor das correntes do conversor	A
\dot{x}_{ic}	Derivada temporal do vetor que representa as correntes do conversor	
\bar{x}	Valor médio da grandeza x	
$\overline{\underline{x}}$	Valor médio do vetor x	
$x_f(t)$	Integral temporal de x	

$\hat{x}(t)$	Integral imparcial de x	
$\ \underline{x}\ $	Norma do vetor x	
X_{Σ}	Valor eficaz coletivo do vetor x	
W_r	Energia Reativa	J
w_{vS}	Vetor das tensões sintetizadas pelo conversor	V
λ	Fator de potência	
λ_Q	Fator de reatividade	
λ_U	Fator de assimetria	
λ_D	Fator de não-linearidade	

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	37
1.1 OBJETIVOS	42
1.1.1 Geral.....	42
1.1.2 Específicos	42
1.2 JUSTIFICATIVA	43
1.3 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO PROPOSTO	45
1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE.....	46
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	49
2.1 CONVERSORES DE POTÊNCIA PARA FILTROS ATIVOS.....	49
2.1.1 Principais métodos para a geração das referências de corrente	58
2.1.2 Normas e recomendações sobre a qualidade da energia elétrica	64
2.1.3 Variações de tensão de curta duração.....	68
2.1.4 Desequilíbrio de tensão.....	69
2.1.5 Fator de Potência	69
2.1.6 Flutuação de tensão.....	70
2.1.7 Variações de frequência.....	70
2.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O CAPÍTULO	70
3 TEORIA DE POTÊNCIA CONSERVATIVA APLICADA NA GERAÇÃO DAS REFERÊNCIAS DE CORRENTE DO FILTRO	71
3.1 INTRODUÇÃO	71
3.1.1 Definições dos operadores matemáticos para grandezas escalares.....	73
3.1.2 Operadores Matemáticos para grandezas Vetoriais.....	74
3.2 DECOMPOSIÇÃO DA CORRENTE TOTAL NO DOMÍNIO DO TEMPO	75
3.2.1 Definição das parcelas de correntes	77
3.2.2 Decomposição da corrente ativa e reativa	79
3.3 CONSIDERAÇÕES IMPORTANTES SOBRE A <i>CPT</i>	83
3.4 PROPOSTA PARA A IMPLEMENTAÇÃO DA INTEGRAL IMPARCIAL.....	87
3.4.1 Primeiro método para estimar a integral imparcial.....	90
3.4.2 Considerações sobre a Implementação digital de $GI_{imparcial}Q(s)s$	95
3.4.3 Considerações sobre a Implementação digital do MAF.....	97
3.4.4 Segundo método proposto para estimar a integral imparcial.....	100
3.5 PROPOSTA PARA COMPENSAÇÃO SELETIVA DA CORRENTE RESIDUAL	103
3.6 SISTEMA DE SINCRONISMO DUAL SO-SOGI-QSG-PLL	106
3.6.1 Implementação digital do SO-SOGI-QSG.....	109
3.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O CAPÍTULO	114
4 MODULAÇÃO DO CONVERSOR ASSIMÉTRICO DE CINCO NÍVEIS	115

4.1 MODULAÇÃO CLÁSSICA DO CONVERSOR ASSIMÉTRICO DE CINCO NÍVEIS.....	115
4.2 PROPOSTA PARA A IMPLEMENTAÇÃO DA MODULAÇÃO DO CONVERSOR ASSIMÉTRICO DE CINCO NÍVEIS	123
4.2.1 Resultados de simulação para o algoritmo de modulação proposto	132
4.2.2 Resultados experimentais para o algoritmo de modulação proposto.....	134
4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O CAPÍTULO	138
5 MODELAGEM DO CONVERSOR ASSIMÉTRICO DE CINCO NÍVEIS.....	139
5.1.1 Modelagem para a dinâmica da malha de corrente do conversor.....	140
5.1.1.1 Modelo chaveado do conversor assimétrico de cinco níveis.....	142
5.1.1.1.1 Tensão instantânea na saída do conversor para $v_{refx} > 0$	142
5.1.1.1.2 Tensão instantânea na saída do conversor para $v_{refx} < 0$	143
5.1.1.2 Modelo chaveado trifásico do conversor assimétrico de cinco níveis	147
5.1.1.3 Modelo para a dinâmica da malha de corrente em coordenadas abc	150
5.1.1.4 Modelo para a dinâmica da malha de corrente em coordenadas $\alpha\beta$	154
5.1.1.5 Obtenção da função de transferência do modelo em coordenadas $\alpha\beta$	159
5.1.2 Modelagem para a dinâmica da malha de tensão do conversor	160
5.1.3 Projeto e análise da resposta em frequência do sistema de controle de corrente.....	164
5.1.4 Projeto do Controlador e Análise da Resposta em Frequência da Planta de Tensão	171
5.1.5 Análise da estabilidade do FAPP considerando variação paramétrica da planta.....	175
5.1.6 Análise da estabilidade do FAPP considerando variação nos controladores de corrente	179
5.1.7 Análise da estabilidade do FAPP considerando variações paramétricas na planta de tensão.....	182
5.1.8 Análise da estabilidade do FAPP considerando variações na carga	186
5.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O CAPÍTULO	187
6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	189
6.1.1 Resultados de simulações considerando a carga 1 (carga balanceada)	190
6.1.1.1 Caso 1: compensando $iv + irb + iu$	191
6.1.1.2 Caso 2: compensando $iv + iu$	192
6.1.1.3 Caso 3: compensando $irb + iu$	193
6.1.1.4 Caso 4: compensando $irb + iu + (iv - iv5)$	194
6.1.1.5 Caso 5: compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv5)$	195
6.1.1.6 Caso 6: compensando $irb + iu + (iv - iv7)$	196
6.1.1.7 Caso 7: compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv7)$	197
6.1.2 Resultados de simulações considerando a carga 2 (carga desbalanceada) ..	198
6.1.2.1 Caso 1: compensando $irb + iu + iv$	198
6.1.2.2 Caso 2: compensando somente iv	199
6.1.2.3 Caso 3: compensando somente iu	200
6.1.2.4 Caso 4: compensando somente irb	201

6.1.2.5 Caso 5: compensando somente $irb + iu + (iv - iv5)$	202
6.1.2.6 Caso 6: compensando somente $(iv - iv5)$	203
6.1.3 Considerações finais sobre o capítulo	204
7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	205
7.1.1 Processo de energização do FAPP	205
7.1.2 Resultado da resposta dinâmica do FAPP para um degrau de carga	208
7.1.3 Resultados experimentais considerando a carga 1 (carga balanceada)	208
7.1.3.1 Caso 1: compensando $iv + irb + iu$	208
7.1.3.2 Caso 2: compensando $iv + iu$	213
7.1.3.3 Caso 3: compensando $irb + iu$	216
7.1.3.4 Caso 4: compensando $irb + iu + (iv - iv5)$	218
7.1.3.5 Caso 5: compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv5)$	222
7.1.3.6 Caso 6: compensando $irb + iu + (iv - iv7)$	225
7.1.3.7 Caso 7: compensando $irb + iu + (iv - 0,5iv7)$	228
7.1.4 Resultados experimentais considerando a carga 2 (carga desbalanceada) ..	231
7.1.4.1 Caso 1: compensando $irb + iu + iv$	231
7.1.4.2 Caso 2: compensando somente iv	234
7.1.4.3 Caso 3: compensando somente iu	237
7.1.4.4 Caso 4: compensando somente irb	240
7.1.4.5 Caso 5: compensando somente $irb + iu + (iv - iv5)$	243
7.1.4.6 Caso 6: compensando somente $(iv - iv5)$	246
7.1.5 Considerações finais sobre o capítulo	249
8 CONSIDERAÇÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DA PESQUISA	251
8.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS	251
8.2 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DA PESQUISA	252
REFERÊNCIAS	255
APÊNDICES	275
ANEXOS	279

1 Introdução

A tecnologia alcançada pela indústria de semicondutores promove a contínua expansão de aplicações que envolvem a eletrônica de potência, refletindo sobre o modo de vida e o comportamento da sociedade. Nesse contexto, a eletrônica de potência tem como principal objetivo proporcionar o processamento eficiente do fluxo de energia elétrica entre fonte e carga, desse modo, facilitando e em muitas vezes automatizando a realização de tarefas em residências, no comércio e nas industriais. É evidente que a eletrônica de potência está presente em praticamente tudo que se utiliza atualmente e embora tenha o papel de facilitar o dia a dia, em alguns casos pode originar problemas de qualidade na energia elétrica (QEE) (BHATTACHARYYA; COBBEN; KLING, 2010; BOSE, 2017; DE VASCONCELLOS et al., 2012; FRANQUELO et al., 2009; LUTZ, et al., 2018; TAN; NOVOSEL, 2017; TIMENS et al., 2011; TRIPATHI; SINGH, 2010; ZHANG et al., 2018).

As pesquisas envolvendo a qualidade da energia elétrica começaram a ficar em evidência desde o final de 1980, quando os equipamentos incorporaram a utilização de microprocessadores e de dispositivos semicondutores de potência. Este novo perfil de equipamento era muito mais sensível aos distúrbios presentes na rede elétrica do que os que foram utilizados até então (ARNOLD, 2001; GHANDEHARI; JALILIAN, 2004; KALAIR et al., 2017; MONTOYA et al., 2016; MORCOS; GOMEZ, 2003; RYAN; OSBORNE, 1995; SHARMA; RAJPUROHIT; SINGH, 2018; SINGH et. al., 2014; YIN et al., 2001).

Ainda que a qualidade da energia elétrica tenha um conceito bem amplo, em síntese ela pode ser definida como qualquer problema manifestado na tensão, corrente ou na frequência da tensão que resulte em falha ou mau funcionamento na operação de qualquer equipamento conectado a um determinado sistema elétrico. Desse modo, o sistema elétrico deve proporcionar a operação satisfatória de qualquer equipamento, sem ocasionar a perda de desempenho ou a redução de sua vida útil. De fato, isso se resume no fornecimento de energia elétrica que atenda as atuais recomendações e normas pertinentes a qualidade da tensão provida (ANEEL, 2017; DOUGHERTY; STEBBINS, 1997; DUGAN et al., 2004, p. 3; IEEE, 2014; JAIN, 2018; KALAIR et al., 2017; LEÃO; SAMPAIO; ANTUNES, 2013, p. 1; LOPEZ-MARTIN; AZCONDO; PIGAZO, 2018; OUBRAHIM et al., 2017; REID, 1994).

Cabe aqui mencionar que nas indústrias existe, principalmente, a utilização de equipamentos como os conversores estáticos CA-CC (controlados e não controlados), e embora alguns atendam a norma IEC, outros não são projetados visando a QEE e a eficiência energética e assim acabam degradando a qualidade da mesma. Portanto, é fato que a eletrônica desempenha uma função fundamental em vários setores da economia, por outro lado, é necessário promover acima de tudo, a utilização eficiente e consciente da energia elétrica, principalmente em tempos de recessão (BENAISSA et al., 2012; LEI; RETZMANN; WEINHOLD, 2000; BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998; MAHELA; SHAIK, 2016; POPESCU; BITOLEANU, 2003; SUBTIRELU; DOBRICEANU; LINCA, 2017; YOUSSEF et al., 2014).

O grande problema dos equipamentos que utilizam conversores estáticos é o fato destes apresentarem características não lineares entre a tensão e a corrente devido a ausência de um estágio dedicado ao controle da QEE do lado da fonte, característica esta intrínseca dos conversores *PFC (Power Factor Correction)*, a qual irá resultar na melhora da QEE. Isso faz com que a corrente drenada da rede elétrica tenha uma forma de onda distorcida, mesmo quando a tensão de alimentação é livre de harmônicas. Essa distorção harmônica na corrente acaba contribuindo para a redução do fator de potência e reflete diretamente no consumo de energia elétrica (ABDELLI; MACHMOUM; COULIBALY, 2002; CAICEDO; ROMERO; ZINI, 2017; RYCKAERT et al., 2005; RAWA; THOMAS; SUMNER, 2011; TURUNEN; SALO; TUUSA, 2005; SINGH et al., 2003; SINGH et al., 2016; SU, 2014).

Por outro lado, as correntes drenadas por cargas não lineares podem injetar um alto conteúdo harmônico no sistema de alimentação e conseqüentemente podem causar problemas a equipamentos que estejam conectados nas proximidades do ponto de acoplamento comum (PAC). Entre alguns dos problemas é possível mencionar a sobrecarga em transformadores de distribuição, o sobreaquecimento de motores, a explosão de banco de capacitores, o funcionamento inadequado de equipamentos, a perda permanente na capacidade de operação de equipamentos e a atuação indevida de dispositivos de proteção, como por exemplo, os disjuntores (ACORDI; BARRIVIERA; MACHADO, 2017; AWAD; BOLLEN, 2003; BAITHA; GUPTA, 2015; BHATTACHARYYA; MYRZIK; KLING, 2007; DAS, 2015, p. 72;

FRANGIEH; NAJJAR, 2015; KUMAR; ZARE, 2014; LAMICH et al., 2017; LOPEZ-MARTIN; AZCONDO; PIGAZO, 2018; PHIPPS; NELSON; SEN, 1994, REID, 1996).

Um fator que pode agravar ainda mais a QEE é quando uma rede apresenta uma impedância elevada entre a fonte e o PAC. Neste caso, as correntes harmônicas que fluem por esta impedância, causam uma queda de tensão nesta que é proporcional a corrente solicitada. Assim, a tensão resultante entregue ao PAC terá maior distorção quanto maior for a corrente solicitada. Desse modo, as cargas não lineares serão alimentadas por uma tensão distorcida (não senoidal), as quais irão drenar correntes harmônicas que poderão sofrer acréscimos ou reduções em seus valores (dependendo das características da carga), se comparadas a uma tensão idealmente senoidal no PAC (CATALIOTTI et al., 2018; HENDERSON; ROSE, 1994; JORDAN et al., 2013; HOCK; DE NOVAES; BATSCHAUER, 2017; KUMAR; ZARE, 2014; LIANG; ANDALIB-BIN-KARIM, 2018; PENG, 2001a; TEY; SO; CHU, 2005; TRIPATHI; SINGH, 2010).

Embora as correntes harmônicas sejam uma das principais causas da baixa qualidade da energia elétrica, outros distúrbios também fazem parte deste conjunto de problemas, sejam eles de caráter permanente ou de curta duração. Entre os de curta duração podem ser citados a elevação na tensão, o afundamento na tensão, transitórios, etc., enquanto para os permanentes se tem, principalmente, o desequilíbrio de tensão, a sobretensão, a subtensão, os ruídos e os recortes na forma de onda da tensão (ANEEL, 2017; AWAD; BOLLEN, 2003; DOUGLAS, 1994; GONZALES; CÁRDENAS; ÁLVAREZ, 2015; KALAIR et al., 2017; NADERI et al., 2018; SHARMA; SHARMA; SINGH, 2018; STONES; COLLINSON, 2001).

Para a melhora da qualidade da energia em sistemas elétricos, alguns equipamentos como os filtros passivos paralelos de potência (FPPP), filtros ativos de potência paralelos (FAPP) e os filtros ativos híbridos (FAH) podem ser utilizados (ALFONSO-GIL et al., 2015; AKAGI, 2005a; AKAGI, 2005b; AKAGI, 2006; CHEN, 2003; JAIN, 2018; PENG, 2001a; NADERI et al., 2018). Os filtros ativos de potência paralelos são uma excelente opção quando se deseja realizar a compensação de correntes harmônicas, de potência reativa e do desbalanço entre as correntes de fase, com a vantagem de se adequarem de forma dinâmica as mudanças dos parâmetros das cargas. Por outro lado, os filtros passivos apresentam um custo reduzido quando comparado aos filtros ativos, no entanto, possuem maior

sensibilidade as variações de impedância do sistema e das características das cargas, fato que pode levar a ocorrência de ressonância com a impedância da rede, portanto, não sendo a opção mais adequada para instalações industriais e de distribuição (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017; ANTCHEV, 2018; EL-HABROUK; DARWISH; MEHTA, 2000; GALI; GUPTA; GUPTA, 2017; RAHMANI; MENDALEK; AL-HADDAD, 2010; MORALES et al., 2018; RAY, 2018; SINGH; AL-HADDAD; CHANDRA, 1999; SREENIVASARAO; AGARWAL; DAS, 2012; ZHANG et al., 2017).

Os FAPPs podem ainda ser constituídos por conversores de potência com topologias multiníveis para atender aplicações de alta potência, já que neste caso, o conversor pode ser desenvolvido para ser conectado diretamente a sistemas elétricos de média tensão sem fazer uso de transformadores, usando as tradicionais chaves semicondutoras de potência que suportam nível de tensão nominal entre 1,7 kV a 3,3 kV (ACUNA et al., 2015; HAMAD et al., 2014; HOON et al., 2018; KONG et al., 2018; MORTEZAEI et al., 2018; ODAVIC et al., 2013; SHU et al., 2017; VALDEZ-FERNÁNDEZ et al., 2013; WU; MINGLI, 2017; ZHU et al., 2014).

Já para os filtros ativos híbridos, existem basicamente três tipos de configurações, o primeiro utiliza um FAPP em série com um arranjo de filtros passivos (por fase se tem dois filtros sintonizados e um passa-alta conectados em paralelo ou ainda somente um filtro sintonizado por fase), o segundo utiliza um FAPP em paralelo com um arranjo de filtros passivos (dois filtros sintonizados e um passa-alta conectados em paralelo) e o terceiro utiliza um filtro ativo de potência série (FAPS) em paralelo com um arranjo de filtros passivos (normalmente 2 sintonizados e um passa-alta conectados em paralelo). Embora o primeiro e o segundo tipo de filtro híbrido apresentem características satisfatórias na compensação de correntes harmônicas, ambos a um custo menor se comparado a um FAPP, estes não são eficazes na compensação de reativos e tampouco na compensação de desequilíbrios de corrente entre as fases, já que um dos objetivos destas topologias é a redução da potência total do conversor. O terceiro tipo, apresenta boas características na compensação de correntes harmônicas e reativos, atuando basicamente como um isolador harmônico, proporcionando a redução da probabilidade de ocorrência de ressonância série e paralela (AKAGI, 1996; AKAGI,

2006; FERREIRA et al., 2018; LAM; WONG, 2014, p. 5-8; SWAIN; RAY; MOHANTY, 2017; WANG; WANG; LAM; WONG, 2017; LAM; WONG, 2018).

Além destes equipamentos, existem também os condicionadores unificados de qualidade de energia elétrica (UPQC – Unified Power Quality Conditioner) (FUJITA; AKAGI, 1998; DEVASSY; SINGH, 2018; GHOSH; LEDWICH, 2001; MONTEIRO; AREDES; NETO, 2003; XU et al., 2016), que promovem a compensação harmônica tanto da corrente da carga quanto da tensão do sistema de alimentação. Outro tipo é o restaurador dinâmico de tensão (DVR) (GHOSH; LEDWICH, 2002; KIM; KIM; CHA, 2017; MONTEIRO et al., 2011; WOODLEY; MORGAN; SUNDARAM, 1999; TORRES; RONCERO-SANCHEZ; BATLLE, 2018), aplicado para reduzir distúrbios presentes na tensão provida pelo sistema elétrico, assim, sintetizando uma tensão com padrões de qualidade dentro dos limites estabelecidos pelas normas de QEE para a carga. Do mesmo modo, existe também o STATCOM (Static Synchronous Compensator) (LIANG; NWANKPA, 1999; RAO; CROW; YANG, 2000; NEYSHABOURI; IMAN-EINI, 2018; SHAHNIA; RAJAKARUNA; GHOSH, 2015) já bem consolidado na literatura, tendo como principal função a compensação de potência reativa (CHEN; CHENG, 2017; CONTRERAS; CARDENAS; CALLEJA, 2006; RAHMANI; HAMADI; AL-HADDAD, 2012; SHAHNIA; RAJAKARUNA; GHOSH, 2015, p. 2; VIRMANI et al., 2010).

Atualmente, muito se tem empenhado para o desenvolvimento de dispositivos que promovam a QEE e também que apresentem capacidade de geração de energia elétrica através de fontes renováveis. Além de promover a melhora da QEE, atualmente é interessante que o sistema seja capaz de trabalhar com fontes de energias renováveis e quando dispuser de tais fontes permita a injeção da potência ativa gerada, diretamente na rede local. Objetivando a melhora da qualidade da energia elétrica, o presente trabalho propõe o desenvolvimento e implementação de um filtro ativo de potência paralelo que utiliza a topologia de um conversor assimétrico de cinco níveis e emprega a Teoria de Potência Conservativa (*CPT* do inglês *Conservative Power Theory*) para a geração das referências de corrente visando a minimização de correntes harmônicas geradas por cargas não lineares, bem como a compensação de potência reativa e do balanceamento das correntes de fase.

1.1 Objetivos

1.1.1 Geral

O objetivo do presente trabalho é o estudo, a simulação, o desenvolvimento e a análise de um filtro ativo de potência paralelo multinível utilizando a topologia de um conversor assimétrico de cinco níveis, no qual as referências de corrente são obtidas por meio da Teoria de Potência Conservativa.

1.1.2 Específicos

Os objetivos específicos do trabalho são:

- Estudar e propor um método de implementação para o sistema de sincronismo do FAPP utilizando o SO-SOGI-QSG;
- Avaliar a Teoria de Potência Conservativa para a geração das referências de correntes para o filtro ativo;
- Propor métodos para a implementação da integral imparcial da tensão;
- Estudar e implementar a modulação do conversor assimétrico de cinco níveis;
- Estudar e propor uma técnica para o controle da tensão sobre os *flying-capacitors*;
- Desenvolver um método sistemático para obtenção do modelo comutado do conversor assimétrico 5L-ANPC;
- Obter o modelo da planta de corrente e de tensão do FAPP no sistema de coordenadas estacionárias abc e $\alpha\beta$;
- Implementar e dimensionar os controladores para as malhas de corrente e tensão;
- Simular o sistema completo e avaliar o desempenho quanto a redução da distorção harmônica e da compensação de reativos;
- Avaliar o comportamento estático e dinâmico do FAPP;
- Desenvolver e Implementar um protótipo de baixa tensão para obtenção de resultados experimentais visando a validação da pesquisa realizada;

1.2 Justificativa

Nota-se por meio da grande quantidade de publicações relacionadas ao tema em estudo, que as cargas não lineares contribuem de forma bastante significativa para a degradação da QEE em plantas industriais e em sistemas de distribuição. Os problemas relacionados a QEE são inúmeros, no entanto, os filtros ativos se propõem a minimização de alguns indicadores, como por exemplo:

- ✓ contribuir para a redução da distorção harmônica na forma de onda da tensão;
- ✓ redução significativa das correntes harmônicas drenadas por cargas não lineares;
- ✓ balanceamento das correntes trifásicas visando o gerenciamento de possíveis sobrecargas;
- ✓ compensação de potência reativa;
- ✓ elevação do fator de potência, podendo-se alcançar teoricamente o valor unitário, o que reduz a potência aparente total do sistema, impactando diretamente no consumo de energia elétrica.

Neste contexto, os filtros ativos são equipamentos essenciais a serem aplicados na mitigação de eventos relacionados a QEE com a finalidade de se anular ou reduzir alguns dos problemas de QEE a níveis aceitáveis estabelecidos por normas e recomendações de QEE. Assim, a escolha da topologia do conversor bem como uma técnica de controle adequada formam as bases para a construção de um FAPP com características de desempenho dinâmico suficientes para promover o processamento eficiente da energia elétrica.

Os filtros ativos que fazem uso das topologias de conversores com dois níveis e utilizam os semicondutores já bem estabelecidos na indústria (1,7kV a 3,3kV), necessitam de transformadores de acoplamento para poderem alcançar um nível maior de tensão, como por exemplo, para a conexão com sistemas de média tensão (DENG et al., 2016; GONZALEZ; DEKKA et al., 2017; VERNE; VALLA, 2013, PEREZ et al., 2015; RODRÍGUEZ, et al., 2007).

No entanto, estes transformadores contribuem para o aumento das perdas do sistema e ainda podem saturar caso a carga drene alguma parcela de corrente contínua. Além disso, o custo do transformador para sistemas de média tensão pode

inviabilizar a aplicação de filtros ativos de potência (AMINI, 2011; MASSOUD et al., 2007; WU; MINGLI, 2017).

Neste sentido, observa-se que é de grande importância o desenvolvimento de estudos que promovam o uso de topologias multiníveis envolvendo aplicações com filtros ativos de potência.

A principal vantagem do conversor multinível aplicado como filtro ativo, reside no fato de que este tende a reduzir o nível do conteúdo harmônico que é gerado pelo próprio conversor devido ao maior número de níveis de tensão sintetizado em sua saída quando comparado aos tradicionais conversores de dois níveis. Assim, contribui-se para uma melhora na imposição das referências de corrente (FRANQUELO et al., 2008; KOURO et al., 2010).

O uso da topologia 5L-ANPC pode ainda ser justificada em função da facilidade de aplicação como filtro ativo de potência para sistemas de alta potência em média tensão se comparado as tradicionais topologias NPC e CHB (discutidas no capítulo 2), visto que, por exemplo, para a topologia multinível com o conversor CHB é necessário que o barramento CC de cada H-Bridge seja isolado e controlado de forma individual. Do mesmo modo, o conversor NPC apresenta restrições do ponto de vista de implementação prática no que se refere ao custo e volume, já que os diodos de grampeamento aumentam de forma quadrática em relação ao número de níveis. Além disso, o controle do desequilíbrio dos capacitores do barramento CC seria uma dificuldade adicional. Neste sentido, a topologia 5L-ANPC divide o barramento CC em apenas dois capacitores, e o número de semicondutores tende a ser menor quanto maior forem os níveis utilizados, o qual é conseguido com o uso de células adicionais da estrutura flying-capacitor no estágio de saída, o que de fato é um atrativo em relação a NPC e a CHB (Barbosa et al., 2005; WANG et al., 2017).

Do mesmo modo, o estágio de alta tensão do conversor pode trabalhar com uma frequência de chaveamento reduzida, portanto, resultando em menores perdas de potência nos dispositivos semicondutores. Cabe também mencionar que os conversores multiníveis, possuem menor interferência eletromagnética (*EMI*) quando comparados aos conversores de dois níveis.

Considerando ainda que a corrente harmônica drenada da fonte seja expressivamente reduzida com a ação do FAPP, pode-se afirmar que a distorção harmônica da tensão no PAC tende a ser menor, portanto, consegue-se uma melhora na qualidade da tensão do sistema.

Embora o presente estudo objetiva o desenvolvimento de um protótipo para ser aplicado em um sistema de baixa tensão, devido a questões de segurança e facilidade para a realização dos experimentos práticos, o estudo é válido para aplicação em sistemas de alta potência em média tensão, no qual os componentes necessitariam ser redimensionados para os valores de corrente e tensões nominais, além de ajustes nos controladores.

1.3 Contribuições do trabalho proposto

O presente trabalho tem como principal contribuição o estudo, desenvolvimento e implementação do conversor assimétrico de cinco níveis (5L-ANPC) aplicado como um filtro ativo de potência paralelo, no qual a Teoria de Potência Conservativa é empregada para a geração das referências de corrente. O trabalho também propõe um algoritmo simplificado para o controle das tensões sobre os flying-capacitors resultando em um código de execução consideravelmente menor que o método tradicional.

Cabe ainda mencionar que a topologia do conversor estudado é relativamente recente (Barbosa et al., 2005) quando se trata de aplicações práticas, o que de fato torna este trabalho uma contribuição para o estudo e o desenvolvimento de novas topologias de conversores multiníveis.

Entre outros aspectos, o trabalho propõe um método sistemático para a obtenção do modelo do conversor 5L-ANPC, considerando que não foi encontrado na literatura trabalho que trate tal estudo de forma consistente. Dentre outras contribuições vale destacar que o trabalho propõe um sistema simples com realimentação modificada objetivando simplificar a implementação do SO-SOGI-QSG para o sincronismo do FAPP, que se trata de uma técnica desenvolvida recentemente. Além disso, são propostos dois métodos para se implementar a integral imparcial necessária na Teoria de Potência Conservativa por meio do SOGI-QSG, visto que esta é de extrema importância para que a decomposição ortogonal das correntes da CPT seja precisa. Considerando ainda o fato de que a literatura existente sobre aplicações práticas envolvendo a CPT apresenta uma certa carência, o presente trabalho aborda sistematicamente a implementação do código da CPT voltado para controladores digitais com unidade

de ponto-flutuante. Por fim, o trabalho apresenta uma pequena modificação no algoritmo para a geração das referências de corrente de modo a permitir a compensação seletiva das componentes harmônicas presentes na corrente residual.

Ainda é possível mencionar o fato de que a grande maioria dos trabalhos que fazem uso de conversores com mais de três níveis, utilizam plataformas híbridas de desenvolvimento que empregam DSP e FPGA para a implementação dos algoritmos de controle e da modulação, no qual as tarefas são divididas (LE; LEE, 2017; LI; JIANG, 2018; SHENG; GE, 2017; TIAN; LI, 2018; WANG et al., 2017). Neste sentido, este trabalho propõe a implementação de toda a estratégia de controle e modulação integrada em um único dispositivo (DSP).

Finalmente, ainda dentro de seu escopo, este estudo se propõe a contribuir para o desenvolvimento de novas pesquisas e tecnologias voltadas ao condicionamento de energia elétrica e ao estudo dos conversores multiníveis.

1.4 Organização da tese

No capítulo 2, uma breve revisão sobre o estado da arte em conversores multiníveis é realizada, na qual são apresentadas as principais topologias com características de fluxo de corrente bidirecional aplicadas a condicionadores de energia elétrica. Além disso, também são apresentados os principais métodos aplicados para a compensação ativa de potência e por fim trata-se das normas e recomendações relativas a quantificação dos indicadores de qualidade de energia elétrica que serão utilizados nesta pesquisa.

No capítulo 3 são apresentados os conceitos bases necessários ao desenvolvimento da Teoria de Potência Conservativa, bem como sua aplicação em compensadores de potência reativa, harmônica e desequilíbrio. Além disso, são propostos dois métodos para a implementação da integral imparcial da tensão bem como uma proposta para a compensação seletiva das componentes harmônicas da corrente residual.

No capítulo 4, é apresentada a metodologia de modulação aplicada ao conversor assimétrico de cinco níveis no qual uma descrição detalhada do método clássico é apresentada e uma nova metodologia de implementação é proposta.

No capítulo 5 é realizada a modelagem do conversor assimétrico de cinco níveis na qual também são abordadas as questões referentes ao controle.

No capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos das simulações computacionais no intuito de se obter as formas de onda como parâmetros de comparação para os resultados experimentais.

No capítulo 7, os resultados experimentais são apresentados com objetivo de avaliar o comportamento estático e dinâmico do conjunto bem como do algoritmo proposto para a compensação seletiva das componentes harmônicas presentes na corrente residual.

Finalmente, no capítulo 8 são apresentadas as considerações finais e algumas propostas de continuidade do trabalho.

2 Revisão bibliográfica

2.1 Conversores de potência para filtros ativos

Desde 1970, quando surgiram as primeiras propostas para a aplicação de filtros ativos de potência muitas pesquisas de cunho prático foram desenvolvidas com o objetivo de melhorar a qualidade da energia elétrica na presença de cargas não lineares (AKAGI; TSUKAMOTO; NABAE, 1988; AKAGI, 1996; GUTIÉRREZ et al., 2006; GREEN; MARKS, 2005; PENG, 1998; LOPES; MENDES, 2012). Nesse contexto, os filtros ativos podem ser classificados conforme o tipo de conversor, *VSC (Voltage Source Converter)* ou *CSC (Current Source Converter)*, quanto à forma de ligação, paralela, série ou ambas (filtros híbridos) e em relação ao número de fases, sendo, monofásico (2 fios) ou trifásico (3 ou 4 fios).

Os tipos *VSC* são os mais utilizados na implementação de filtros ativos e *UPSs (Uninterruptible Power Supplies)* por serem menores, terem um custo relativamente inferior, permitirem a expansão para configurações multiníveis e apresentarem melhor eficiência (AKAGI, 2005a; AKAGI, 2005b; AKAGI, 1994; AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017; ANTCHEV, 2018; EL-HABROUK; DARWISH; MEHTA, 2000; FABRICIO et al., 2018; GRADY; SAMOTYJ; NOYOLA, 1990; SINGH; AL-HADDADI; CHANDRA, 1999; ROUTIMO; SALO; TUUSA, 2007; THOMAS, 1998; VODYAKHO; MI, 2009; YAZDANI; IRAVANI, 2010, p. 9).

As topologias de conversores com dois níveis do tipo fonte de tensão (*VSC*) aplicadas ao condicionamento de energia limitam-se aos tipos tradicionais: trifásico a três fios, trifásico a quatro fios (*split-capacitor* ou *four-legs*) e a *three-full-bridge*, todas com características de fluxo de corrente bidirecional (DE KOONING et al., 2010; QUINN; MOHAN, 1992; RODRIGUEZ; PINDADO; BERGAS, 2002; SINGH; AL-HADDADI; CHANDRA, 1999; ZENG et al., 2013).

Entretanto, a principal limitação encontrada nessas topologias (considerando o uso de *IGBTs* até 1,7kV) é a incapacidade de conexão direta com sistemas elétricos de média tensão, devida a limitação dos dispositivos semicondutores de potência em suportar o bloqueio de altos valores de tensão. Por esse motivo, os conversores multiníveis têm recebido especial atenção por parte das indústrias e de pesquisadores, tornando-se os conversores preferidos para aplicações de alta

potência (DENG et al., 2016; GONZALEZ; DEKKA et al., 2017; VERNE; VALLA, 2013, p. 3; MITTAL et al., 2012; NICOLAS-APRUZZESE et al., 2013; NORAMBUENA et al., 2018; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002; PEREZ et al., 2015; RODRÍGUEZ, et al., 2007; YAZDANI; IRAVANI, 2010, p. 12).

O conceito de conversores multiníveis (*VSMC – Voltage Source Multilevel Converter*), foi introduzido inicialmente ao final de 1960 com uma configuração *H-Bridge* ou *Full-Bridge* em série que hoje é conhecida como conversor multinível com módulos *H-Bridge* em cascata (*CHB – Cascaded H-Bridge*) (MCMURRAY, 1971).

Neste mesmo período os conversores com a topologia *FC (Flying Capacitor* ou *Floating Capacitor* ou ainda *Capacitor Clamped*) de baixa potência foram desenvolvidos (DICKERSON; OTTAWAY, 1971) e finalmente no final da década de 1970 é que foi proposta a topologia do conversor que utilizava diodos de grampeamento (*DCC – Diode Clamped Converter*) (BAKER, 1980).

Embora as primeiras aplicações da topologia *CHB* e *FC* tenham sido propostas no final de 1960, somente depois de 1990 estas receberam maior relevância para aplicações industriais de média tensão (FRANQUELO et al., 2008; KOURO et al., 2010).

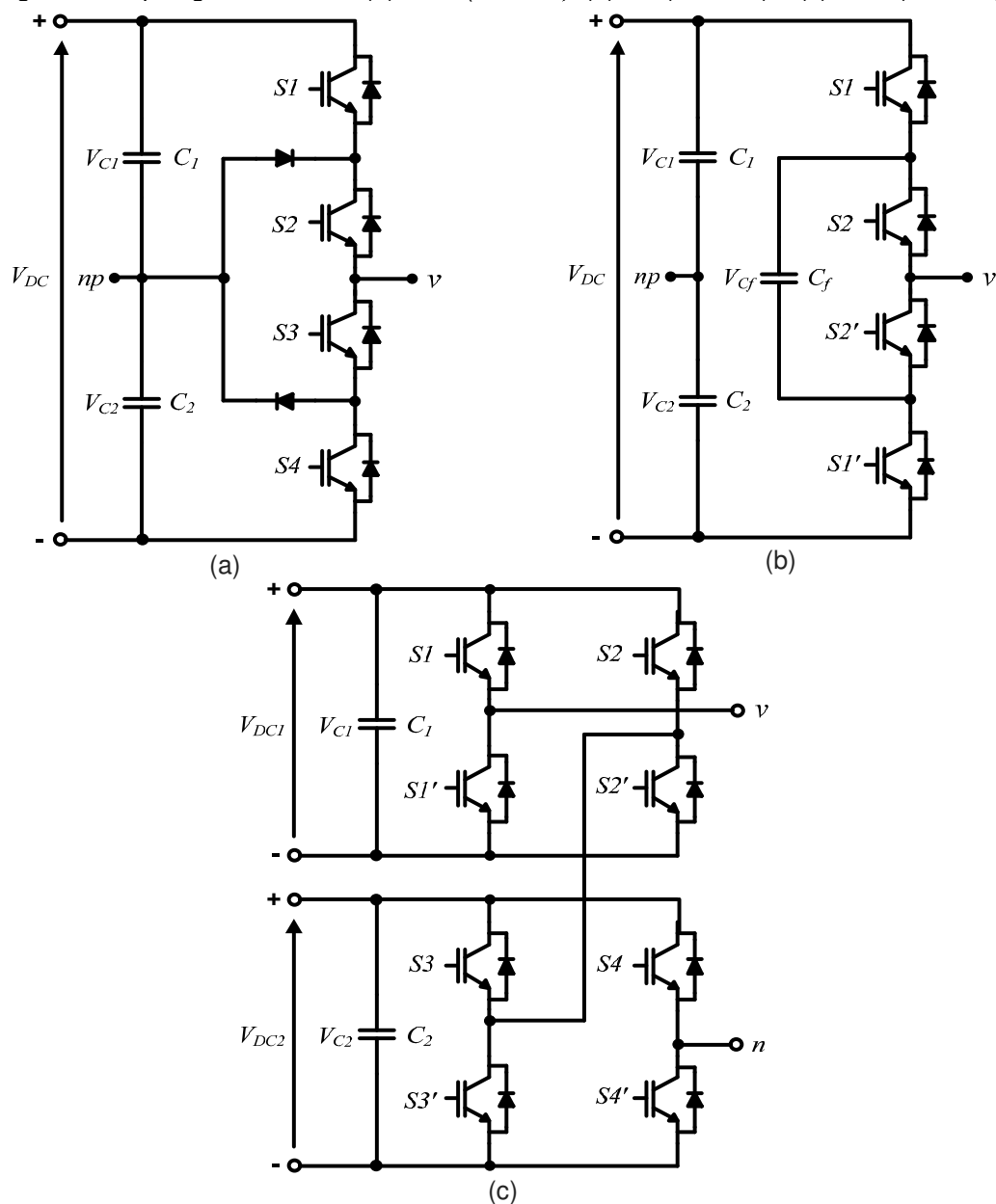
A topologia *DCC* para sistemas trifásicos, conhecida como *3L-NPC (Three Level-Neutral Point Clamped)*, foi de fato consolidada como a primeira aplicação multinível real de conversores para aplicações industriais em média tensão sendo proposta por Baker (1981), Nabae, Takahashi e Akagi (1981). Na Figura 1 são apresentadas as três topologias multiníveis clássicas discutidas nos parágrafos anteriores, onde apenas uma fase é mostrada.

Embora a estrutura básica do conversor *NPC* tenha sido concebida para três níveis, esta pode ser generalizada para m níveis pela adição de chaves de potência e diodos de grampeamento. Considerando que um conversor *NPC* tenha m níveis, a quantidade de chaves de potência (q) para cada fase é determinada por $q = 2(m - 1)$, enquanto que o número de diodos de grampeamento (d), supondo que cada diodo deve bloquear o mesmo valor de tensão que as chaves de potência, ou seja, $V_{dc}/(m - 1)$, é determinado por $d = (m - 1)(m - 2)$, ou ainda para valores diferentes de tensão de bloqueio, $d = 2(m - 2)$.

Por outro lado, o número de capacitores (c) no barramento CC, é determinado por $c = m - 1$. Mesmo sendo possível generalizar o conversor *NPC* para m níveis,

note que o número de diodos de grampeamento aumenta de forma quadrática em relação à m , tornando o conversor muito volumoso e com alto custo, apresentando altas perdas distribuídas de forma irregular nos dispositivos semicondutores, além de aumentar a dificuldade para o controle do balanceamento dos capacitores do barramento CC. Estes fatores levaram a restringir as aplicações industriais para a topologia tradicional $3L$ -NPC (BHAGWAT; STEFANOVIĆ, 1983; COLAK; KABALCI; BAYINDIR, 2011; GONZALEZ; VERNE; VALLA, 2013, p. 36; MEYNARD; FOCH, 1992; RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002; RODRÍGUEZ, et al., 2009).

Figura 1 - Topologias clássicas: (a) NPC (3 níveis); (b) FC (3 níveis) e (c) CHB (5 níveis).



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A topologia *FC* para conversores de média tensão proposta posteriormente por Meynard e Foch (1992), apresenta uma estrutura modular e também pode ser generalizada para m níveis, contudo, o aumento no número de níveis impede o controle preciso das tensões dos capacitores, os quais também devem ser pré-carregados. Além disso, é necessária uma frequência maior de chaveamento para manter os capacitores adequadamente balanceados ($>1,2\text{kHz}$) (KOURO et al., 2010), tornando impossível a aplicação direta em sistemas de alta potência cuja frequência está limitada em torno de 500-700Hz. Outro ponto a ser considerado é que os capacitores acabam fazendo com que este conversor fique volumoso (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017). Por esses motivos, a topologia *FC* teve menores aplicações industriais em comparação com a *DCC* e a *CHB*.

Já a topologia *CHB* é ideal para aplicações de alta potência devido a sua estrutura modular que possibilita a conexão do conversor com sistemas de média tensão, utilizando apenas semicondutores tradicionais de baixa tensão. A principal desvantagem desta topologia em relação a *DCC* e a *FC* é que ela requer fontes de tensão contínua individuais (isoladas) para cada módulo *H-Bridge*, sendo mais adequada para sistemas de geração distribuída que utilizam painéis fotovoltaicos, células de combustível, etc. Por outro lado, uma das vantagens da topologia *CHB*, refere-se a excelente característica para operação tolerante a falhas (quando utilizada com fontes simétricas), devido ao número de estados redundantes aumentarem em relação ao número de níveis (COLAK; KABALCI; BAYINDIR, 2011; KOURO et al., 2010; PANAGIS et al., 2008; PANDEY et al., 2006; RODRIGUEZ et al., 2009).

Uma proposta que utiliza apenas uma fonte de alimentação no barramento CC, é apresentada em Dixon e Moran (2006), a qual utiliza transformadores na saída de cada módulo *H-Bridge* com relações de transformação que são múltiplas de três, e embora tenha a possibilidade de sintetizar um grande número de níveis, a utilização dos transformadores pode restringir a aplicação em sistemas de alta potência devido ao aumento das perdas nos transformadores e do custo final.

Uma outra possibilidade para a utilização com apenas uma fonte de tensão é a utilização de um *Link* de alta frequência conforme apresentado em Pereda e Dixon (2011). Um método semelhante que também utiliza um *Link* de alta frequência é apresentado por Xia e Li (2013). Na Tabela 1 é apresentada a comparação dos

dispositivos semicondutores necessários para a implementação das topologias *NPC*, *FC* e *CHB* em função do número de níveis desejado.

Tabela 1 – Comparação entre as topologias clássicas

Dispositivos	Topologia do Conversor		
	<i>NPC</i>	<i>FC</i>	<i>CHB</i>
Chaves de Potência (com diodo de roda livre)	$2(m - 1)^{*2}$	$2(m - 1)^{*2}$	$2(m - 1)^{*2}$
Diodos de Grampeamento	$(m - 1)(m - 2)^{*2}$	0	0
Capacitor de Grampeamento	0	$(m - 1)(m - 2)/2^{\ast 2}$	0
Capacitores no Barramento CC	$(m - 1)^{\ast 1}$	$(m - 1)^{\ast 1}$	$(m - 1)/2^{\ast 2}$

^{*1} Considerado como o número total, independente da quantidade de braços do conversor.

^{*2} Número de dispositivos para cada braço do conversor.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Devido a modularidade apresentada pelos conversores *FC* e *CHB*, é comum encontrar na literatura a denominação destes como conversores *MCs* (*Multicell Converters*) (ERTL; KOLAR; ZACH, 2002; MEYNARD et al., 2002).

As topologias de conversores multiníveis têm sido preferidas devido a várias vantagens em relação às topologias tradicionais de dois níveis, sendo as principais delas a capacidade de conexão direta a sistemas de média tensão, bem como, a melhora significativa da qualidade da forma de onda da tensão que o conversor é capaz de sintetizar (FRANQUELO et al., 2008).

Quanto maior o número de níveis de um conversor, mais próxima de uma senóide será a tensão sintetizada em sua saída, portanto, menor será a distorção harmônica total da tensão (DHT_v). Além disso, menores variações na tensão (d_v/d_t) são conseguidas devido ao chaveamento ser realizado entre níveis menores de tensão, do mesmo modo que é possível reduzir as perdas de potência do estágio de média tensão, trabalhando com uma frequência de chaveamento menor, sem comprometer a qualidade da forma de onda da tensão sintetizada na saída (DEKKA et al., 2017; NORAMBUENA et al., 2018). Cabe ainda mencionar que se for necessária a utilização de filtros, estes poderão ser menores quando comparados aos tradicionais conversores de dois níveis (ABARZADEH; AL-HADDAD, 2018;

ABU-RUB; MALINOWSKI; AL-HADDAD, 2014, p. 423; DOS SANTOS; DA SILVA, 2014, p. 100; TOLBERT; PENG; HABETLER, 1999).

Dentre as diversas topologias de conversores multiníveis que têm sido propostas para aplicações industriais visando contornar as limitações apresentadas pelas topologias multiníveis tradicionais, uma nova topologia baseada na estrutura *NPC* foi proposta em Kim, Seo e Hyun (1993), a qual fazia uso de um capacitor entre os diodos de grameamento com a função principal de reduzir a variação da tensão do ponto neutro do barramento CC.

Uma versão *H-Bridge* de cinco níveis para sistemas monofásicos formada por dois braços do conversor apresentado na Figura 1a, foi apresentada em Marchesoni e Mazzucchelli (1993), Wu, Lau e Chung (1999), a qual foi posteriormente estendida para a aplicação em sistemas trifásicos por Cheng e Wu (2007), sendo denominada de *5L-NPC/H-Bridge*, no entanto, assim como o tradicional *CHB*, esta topologia necessita de fontes de tensão individuais para cada *H-Bridge*, para que não ocorra curto-circuito no barramento CC.

Na mesma linha de pensamento dos conversores *NPC*, Sommer et al. (1999) propuseram uma estrutura *NPC* modificada, que utilizava chaves de potência no lugar dos diodos de grameamento, além de acrescentar chaves em série para poder alcançar um maior nível de tensão no barramento CC. Mais tarde, Brückner e Bemet, (2001), investigaram a distribuição das perdas de potência nos dispositivos semicondutores utilizando uma topologia semelhante à proposta em Sommer et al. (1999), contudo, sem as chaves em série e denominou esta de *active NPC* que ficou conhecida como *3L-ANPC (Three Level Active Neutral Point Clamped)*.

Conforme Kouro et al. (2010), uma topologia de três níveis denominada *TCC (Transistor-Clamped Converter)*, foi proposta em 1977, com uma estrutura similar a *DDC*, entretanto, com a utilização de chaves bidirecionais em lugar dos diodos de grameamento (constituída por duas chaves de potência em anti-série) para cada fase, conectadas entre o ponto neutro do barramento CC e o ponto de saída do conversor. Esta topologia possui características de funcionamento similares a *3L-ANPC*, já que é possível controlar o fluxo de corrente através dos dispositivos de grameamento (chave bidirecional).

Outras topologias caracterizadas como híbridas, propondo a combinação de diferentes topologias com diferentes tipos de dispositivos semicondutores foram

propostas por Gateau, Meynard e Foch (2001), Lai e Shyu (2002), Manjrekar et al. (2000), Mcgrath et al. (2000), Veenstra e Rufer (2003), no entanto, estas não tiveram tantas aplicações práticas na indústria se comparadas com as topologias clássicas *NPC*, *CHB*, *FC* e também mais recentemente a *3L-ANPC*.

Um conceito generalizado sobre topologias multiníveis derivada da *DDC* e da *FC* foi apresentado em Peng (2001b) com características de auto balanceamento de tensão para conversores com mais de três níveis.

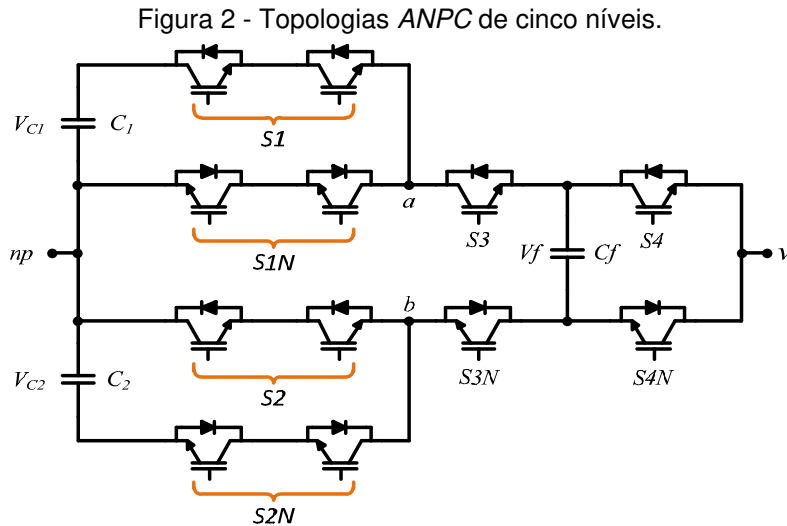
Em Gateau, Meynard e Foch (2001), foi introduzido o conceito *SMC* (*Stacked Multicell Converter*), na qual cada célula é formada por duas chaves de potência sendo a estrutura do conversor definida como *SMC p_{xn}*, onde “*n*” representa o número de empilhamentos de células ou estágios e “*p*” o número de células. No entanto, este tipo de conversor, segundo os autores, utiliza capacitores proporcionalmente menores quanto maior o número de estágios.

Pouco tempo depois, Barbosa et al. (2005) propuseram uma nova topologia híbrida (o termo híbrido aqui se refere a modulação) que combinava a tradicional *3L-ANPC* (com pequenas modificações) com a *FC*, resultando em um conversor de cinco níveis que foi então denominado *5L-ANPC*. Esta topologia mescla as características da *NPC* com as da *FC*, tendo um número reduzido de dispositivos semicondutores e capacitores quando comparada com as tradicionais topologias *NPC* e *FC*.

Adicionalmente, a topologia *5L-ANPC* tem a vantagem de dividir o barramento CC em apenas dois capacitores, o que teoricamente simplifica o controle do balanceamento das tensões dos capacitores se comparado ao controle necessário para as topologias *NPC* e *FC* de cinco níveis (ou mais), cujo o barramento é dividido em quatro capacitores ou $(m - 1)$ capacitores para ‘*m*’ níveis.

Ainda que o conversor *5L-ANPC* necessite de um *Flying-Capacitor* em sua estrutura para sintetizar os cinco níveis, o controle da tensão sobre este é conseguido com a aplicação correta dos estados redundantes de chaveamento. Todas estas características somadas resultaram em uma excelente topologia frente às dificuldades de implementação e limitações apresentadas pela generalização das topologias clássicas *NPC* e *FC*. De fato, esta topologia é considerada como assimétrica, já que para sintetizar os cinco níveis, é necessário manter a tensão no

Flying-Capacitor em $V_{dc}/4$. A Figura 2 ilustra a topologia ANPC de cinco níveis proposta inicialmente por Barbosa et al. (2005).



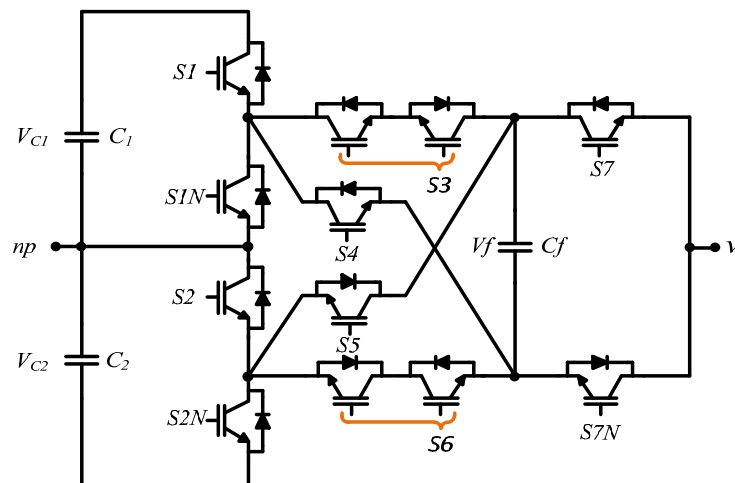
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Em Gonzáles et al. (2007) este tipo de conversor foi denominado como *CAMC* (*Cascaded Asymmetric Multilevel Converter*), na qual as chaves S_1 , S_2 e as suas complementares (S_{1N} e S_{2N}) foram substituídas por apenas um *IGBT* com capacidade de bloqueio de tensão duas vezes maior que as chaves S_3 e S_4 , ou ainda por *IGCTs* (*Integrated Gate-Commutated Thyristors*) considerando que a comutação ocorrerá em baixa frequência. De fato, o termo *CAMC* é mais apropriado para este caso, devido ao conversor ser formado exatamente por duas *Stacked Cells* que constitui o estágio de alta tensão, em cascata com uma estrutura do conversor *Flying-capacitor* (estágio de baixa tensão).

Posteriormente, uma nova topologia foi apresentada por Chaudhuri et al. (2007), denominada de *Cross-Connected Intermediate Level (CCIL)* consistindo de uma estrutura modular com três estágios capaz de sintetizar uma tensão com nove níveis. O primeiro estágio é formado por duas *Stacked Cells* série, o segundo é denominado de conexão cruzada de nível intermediário, formado por um capacitor conectado por duas chaves de potência bidirecionais e duas chaves de potência unidirecionais montadas em uma configuração cruzada e o terceiro formado por duas chaves de potência.

Segundo o autor, o segundo estágio pode ser cascateado em série ou em paralelo aumentando a quantidade de níveis de forma exponencial. Esta topologia foi concebida para produzir um número adicional de níveis com a menor quantidade possível de componentes. De fato, esta topologia utiliza quatorze chaves de potência em sua estrutura com o uso de mais dois capacitores para sintetizar nove níveis, porém, um inconveniente deste conversor, é a necessidade de chaves de potência com alta capacidade de bloqueio de tensão direta e reversa, principalmente se for utilizado a estrutura com capacidade de elevação de tensão (*voltage boosting*), característica esta primordial para a aplicação em filtros ativos de potência. Para este caso, o conversor utiliza apenas doze chaves de potência e um capacitor, sendo a estrutura apresentada na Figura 3.

Figura 3 - Topologia CCIL de nove níveis.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Outro inconveniente apresentado por esta topologia reside no fato de que devido ao aumento do número de níveis ser otimizado para a menor quantidade possível de componentes, ocorre a redução do número de estados redundantes, o que implica em uma dificuldade maior no controle da tensão sobre o *flying-capacitor*. Além disso o índice de modulação máximo para esta configuração fica limitado a 0,91 (CHAUDHURI; RUFER, 2010; LI; BHATTACHARYA; HUANG, 2011).

2.1.1 Principais métodos para a geração das referências de corrente

Muitos métodos vêm sendo discutidos a várias décadas, e desde então, importantes contribuições foram feitas no que tange ao entendimento da decomposição da corrente em circuitos elétricos sob diversas condições. Assim, nesta seção, é apresentada uma breve revisão dos principais métodos aplicados na geração das correntes de referência para compensadores de potência reativa e harmônica. Não é o escopo desta seção tratar do desenvolvimento histórico das teorias de potência nem tão pouco compará-las, sendo tal discussão muito bem explorada em (PAREDES; MARAFÃO; DA SILVA, 2009a; PAREDES; MARAFÃO; DA SILVA, 2009b; PAREDES, 2011; MARAFÃO; PAREDES; DA SIVA, 2009).

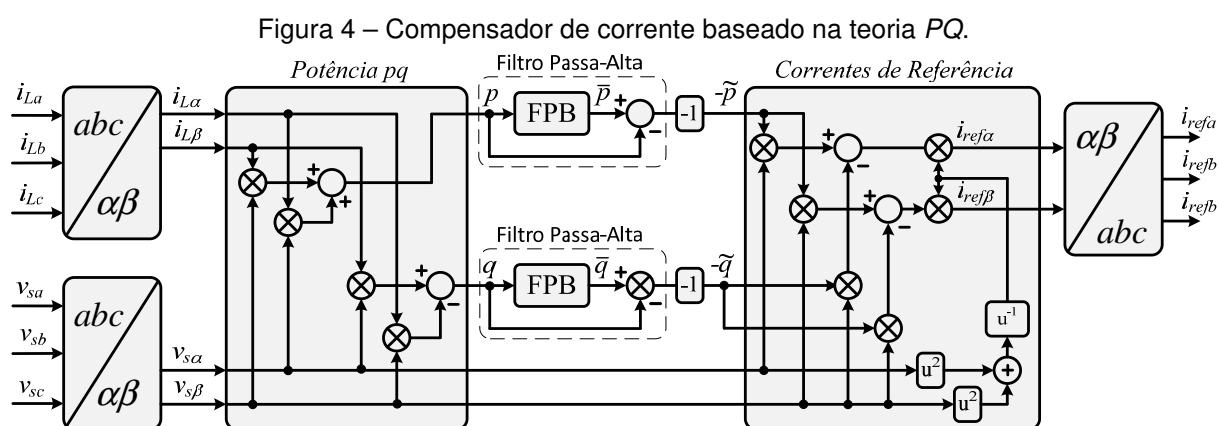
Os métodos de compensação podem ser divididos em duas classes, os que trazem uma abordagem no domínio do tempo e outras que são desenvolvidas no domínio da frequência, além disso, os métodos fundamentados na compensação de distúrbios da qualidade da energia elétrica, focam na decomposição da corrente (AKAGI, 1996; EL-HABROUK; DARWISH; MEHTA, 2000; ASIMINOAEI; BLAABJERG; HANSEN, 2007). Uma revisão das técnicas de extração das referências de corrente para filtros ativos é apresentada em Massoud, Finney e Williams (2004).

A teoria de potência instantânea ou Teoria *PQ*, proposta por Akagi, et al., (1983) foi de fato consolidada como uma das principais teorias aplicadas na compensação de distúrbios de QEE, sendo muito bem aceita no meio acadêmico.

É importante ressaltar que embora os próprios autores mencionem que esta teoria tenha sido publicada inicialmente em 1983 na *International Power Electronics Conference (IPEC)* realizada na cidade de Tokyo sob o título '*Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits*', o qual não pode ser recuperado (publicação em japonês), o primeiro manuscrito em inglês (traduzido do japonês) encontrado que faz menção a esta teoria está disponível nos periódicos online da biblioteca da *Wiley Company*, o qual refere-se a um artigo de mesma data, porém com o nome ligeiramente diferente '*Generalized theory of instantaneous reactive power and its application*'.

No entanto, foi depois de uma publicação que entrou para a base de dados do *IEEE* (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984) que tal teoria se tornou conhecida mundialmente. Elaborada sob a hipótese de tensões simétricas, equilibradas e

idealmente senoidais para sistemas a três fios, ao longo de muitos anos teve a contribuição de vários pesquisadores no intuito de propor uma abordagem mais generalista na qual fosse possível tratar de sistemas cujas as tensões da rede pudessem apresentar desbalanços, assimetrias e harmônicas, diversos trabalhos foram desenvolvidos agregando mais versatilidade a já bem estabelecida teoria pq (KOMATSU; KAWABATA, 1995; KOMATSU; KAWABATA, 1997), (AKAGI; OGASAWARA; KIM; AKAGI, 1999; PENG; LAI, 1996; WILLEMS, 1992; AREDES; WATANABE, 1995; AREDES et al., 2009; DEPENBROCK; STAUDT; WREDE, 2003). Na figura 4 é apresentado o diagrama em blocos do método pq tradicional como foi inicialmente idealizado.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Nota-se pela Figura 4, que o método que utiliza a teoria pq aplicado na compensação ativa de potência é realizado basicamente por meio da transformada direta de Clarke (equação 1) CLARKE¹ (1943 apud DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951), seguida do cálculo das potências instantâneas ' p ' e ' q ', as quais passam por filtros passa-alta no intuito de se obter as parcelas instantâneas oscilantes (\tilde{p} e \tilde{q}) a serem compensadas, das quais posteriormente calculam-se as correntes de referência em função das potências obtidas e por fim aplicando-se a transformada inversa de Clarke (equação 2) de forma que as correntes de referência

¹CLARKE, Edith. **Circuit analysis of AC power systems**. Wiley, 1943.

possam então ser transformadas para o sistema de coordenadas estacionárias abc . Notar que a variável ' x ' nas transformadas pode representar a corrente ou a tensão.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

O sinal de menos que multiplica as potências de compensação indicam que o compensador deve impor uma corrente de modo a anular as potências \tilde{p} e \tilde{q} . O cálculo das potências ' p ' e ' q ' e das referências de corrente são realizadas por meio das equações (3) e (4) respectivamente, na qual a potência \tilde{p} e \tilde{q} referem-se as parcelas oscilantes obtidas na saída dos filtros passa-alta. Observe que o filtro passa-alta da potência q pode ser eliminado, assim toda a potência reativa fundamental também é compensada. Vale ressaltar que (4) é obtida da inversão de (3), no entanto, com a modificação das correntes $i_{L\alpha}$ e $i_{L\beta}$ para $i_{ref\alpha}$ e $i_{ref\beta}$ respectivamente devido ao uso das potências oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} .

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} \quad (4)$$

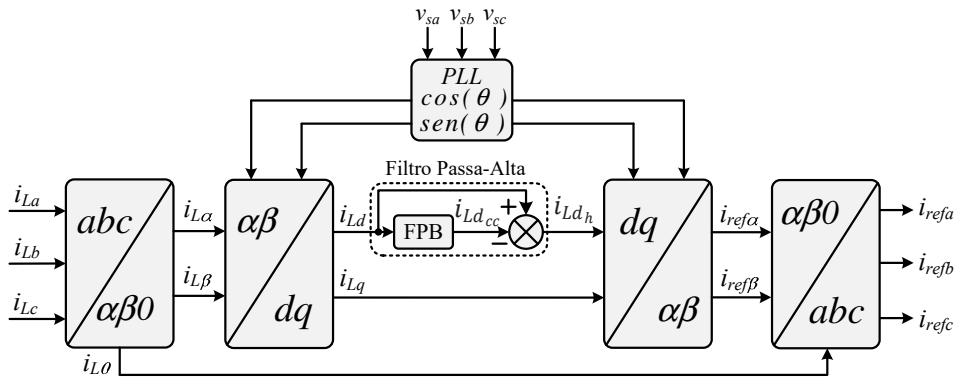
O conceito da transformação de coordenadas estacionárias para o sistema de coordenadas síncronas foi inicialmente introduzido por Park (1929) e embora a

Transformada de Park tenha sido desenvolvida com a principal função de análise e controle de máquinas elétricas, esta acabou se ramificando para outras aplicações, como é o caso do controle de compensadores de potência reativa e harmônica. É importante mencionar que o conceito de filtragem e controle no sistema de referência síncrona (*SRF – Synchronous Reference Frame*), foi inicialmente proposto em 1986 devido a uma necessidade de se resolver problemas de ressonância subsíncrona em sistemas de transmissão de energia elétrica compensados por capacitores série, no qual poderia ocorrer a interação torcional no conjunto turbina-gerador (oscilações eletromecânicas que podem causar o sobreaquecimento da máquina, tornando o sistema auto excitado, portanto, podendo resultar em sérios problemas ao eixo da máquina). Desse modo, Chen, Waszynezuk e Anwah (1986) sugeriram a ideia da utilização de um filtro passa-alta no sistema de coordenadas síncronas (*dq*) com objetivo de separar as componentes de correntes subsíncronas e injetá-las de volta ao sistema elétrico como forma de cancelamento destas, contribuindo, portanto, com a redução da possibilidade de ocorrência de ressonância subsíncrona e melhorando a estabilidade do sistema.

Esse conceito de filtragem foi então mais tarde empregado em aplicações envolvendo condicionadores de energia elétrica, como proposto em Bhattacharya, Divan e Banerjee (1993). O método fundamentado no sistema de coordenadas síncronas (*SRF*) ilustrado na Figura 5, transforma as correntes para o sistema *dq0* por meio das transformadas direta de Clarke (equação 1) e Park (equação 5). Neste referencial, as componentes harmônicas da corrente da carga passam a ser representadas por uma parcela oscilante sobre os eixos *dq*, enquanto a componente de corrente fundamental é representada por uma parcela de valor contínuo (termo CC).

Assim, torna-se fácil separar a parcela de corrente harmônica da parcela de corrente fundamental por meio da utilização de um filtro passa-alta, cuja corrente harmônica e reativa a ser compensada é dada por i_{Ld_h} e i_{Lq} . Por fim, as correntes de referência são então transformadas de volta para o sistema de coordenadas estacionárias *abc* por meio da transformada inversa de Park (equação 6) e da transformada inversa de Clark (equação 2).

Figura 5 – Compensador de corrente SRF.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Este método tem como vantagem em relação a proposta inicial da teoria PQ, a utilização indireta das tensões da rede, que são necessárias somente para o sincronismo obtido por meio de um *PLL* (*Phase Locked Loop*). Neste caso, o método SRF tende a ser mais preciso, quanto melhor for a capacidade do PLL em rejeitar os distúrbios presentes nas tensões da rede.

Ainda que existam muitos outros métodos para a compensação ativa de potência como por exemplo, a utilização da transformada discreta de Fourier (*DFT – Discrete Fourier Transform*), a transformada rápida de Fourier (*FFT - Fast Fourier Transform*), a transformada discreta recursiva de Fourier (*RDFT – Recursive Discrete Fourier Transform*), o filtro de Kalman, a transformada *Wavelet*, redes neurais, o método *PHC* (*Perfect Harmonic Cancelation*), o *SRF modificado* (*MSRF*), Filtros adaptativos, entre outros, o método *PQ* e suas variantes bem como o *SRF* tiveram maior impacto em implementações práticas devido à simplicidade na construção do algoritmo e do desempenho satisfatório sob condições de operação em regime permanente e em situações dinâmicas de variação de carga (ASIMINOAEI; BLAABJERG; HANSEN, 2007; MASSOUD; FINNEY; WILLIAMS,

2004; MONTERO; CADAVAL; GONZÁLEZ, 2007; PEREIRA et al., 2011; RAFIEL et al., 2001).

Em Marques (1998), é apresentado um comparativo entre os principais métodos (*PQ*, *PQE*, *SRF* e *MSRF*) de compensação ativa, e embora a avaliação do desempenho individual de cada método dependa do objetivo a ser atingido, a técnica *SRF* teoricamente pode proporcionar correntes senoidais e balanceadas, sendo menos sensível aos distúrbios presentes nas tensões da rede.

Em Orts-Grau et al. (2008a, 2008b), um filtro ativo que utiliza a *IEEE Std. 1459-2000* para a determinação das referências de corrente em função das potências não-ativas foi apresentado objetivando implementar a capacidade de compensação seletiva de distúrbios da corrente da carga, nos quais os resultados experimentais obtidos se mostraram satisfatórios, ficando a Distorção Harmônica Total de corrente abaixo dos valores estabelecidos pela *IEEE 519*. Um atrativo deste método é a possibilidade de otimizar a potência do conversor por meio da seleção e proporção dos distúrbios a serem compensados.

Mais recentemente, Alfonso-Gil et al. (2015), propuseram um sistema de controle de um filtro ativo por meio da utilização de desigualdades lineares matriciais (*LMI – Linear Matrix Inequalities*) em conjunto com a norma *IEEE 1459-2010* para identificar os termos de potência não desejados, formando, assim um algoritmo de compensação seletiva dos distúrbios da corrente da carga (similar ao apresentado por (Orts-Grau et al., 2008), visando a otimização da potência do conversor.

Em Acordi, Barriviera e Machado (2017) foi proposto um método fundamentado no *SRF* que permite o controle preciso do fator de deslocamento (*FD*), assim, sendo possível otimizar a potência do conversor, considerando que a potência reativa fundamental pode ser compensada por banco de capacitores. Isto é muito útil nos casos em que a potência da carga é superior a potência do conversor. Desse modo, é possível direcionar a maior parte da potência do conversor para a compensação de correntes harmônicas. Além disso, o trabalho propõe uma forma de limitar a potência total de compensação do conversor a um valor pré-definido, levando em consideração que a potência do conversor para filtrar correntes harmônicas e compensar potência reativa pode ser estimada pela potência não-ativa definida na norma *IEEE 1459-2010*.

Por fim, a Teoria de Potência Conservativa é um dos possíveis métodos de compensação ativa de potência, com grande potencial para aplicação em

condicionadores de energia elétrica e dispositivos de medição, uma vez que esta realiza a decomposição ortogonal das correntes, resultando em termos relacionados com características específicas da carga, assim, com possibilidade de se identificar e minimizar distúrbios como por exemplo, correntes harmônicas, reativos e desbalanços. O próximo capítulo é dedicado unicamente ao estudo da Teoria de Potência Conservativa, método adotado para a decomposição das correntes de carga nesta pesquisa.

2.1.2 Normas e recomendações sobre a qualidade da energia elétrica

Frente aos diversos problemas relacionados à Qualidade da Energia Elétrica, faz-se necessário se estabelecer critérios para tal avaliação, na qual seja possível quantificar indicadores e compará-los com valores pré-estabelecidos. Para isso, existem algumas normas e recomendações já bem conhecidas no meio acadêmico. A principal delas é a recomendação *IEEE Std 519-1992 (Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems)*, que passou recentemente por algumas atualizações sendo assim compilada para a nova *IEEE Std 519-2014*. Esta recomendação estabelece os limites da DHT_v e DHT_i e a distorção individual de corrente para o PAC, sendo assim, teoricamente estes limites não devem ser considerados para os casos de uma carga individual ou um conjunto de cargas em específico.

Cabe mencionar que embora a CPT tenha seus próprios indicadores, é interessante utilizar os valores de referência da recomendação *IEEE Std 519* para fins de comparação. Deve ser observado que a CPT define o fator de não linearidade, o qual será igual a DHT_i se a tensão for idealmente senoidal.

A Tabela 2 ilustra os limites para a distorção harmônica da tensão em valores percentuais da tensão nominal (V_n). É oportuno mencionar que na compilação anterior, a *IEEE Std 519-1992* definia uma DHT_v de 5% para sistemas com tensão igual ou inferior a 69 kV. A versão 2014 separou a faixa de baixa tensão na qual a DHT_v é de 8% para sistemas com tensão igual ou inferior a 1 kV.

Tabela 2 - Limites de distorção harmônica da tensão em percentual da tensão nominal.

Tensão no PAC (V_n)	Distorção Harmônica Individual da Tensão (%)	Distorção Harmônica Total da Tensão - $DHT_{V\%}$
$V_n \leq 1$ kV	5,0	8,0
1 kV < $V_n \leq 69$ kV	3,0	5,0
69 kV < $V_n \leq 161$ kV	1,5	2,5
$V_n > 161$ kV	1,0	1,5

Fonte: (IEEE, 2014)

Sendo a tensão harmônica eficaz V_h determinada pela seguinte equação:

$$V_h = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{hx}^2} \quad (7)$$

Logo, a Distorção Harmônica Total percentual é determinada conforme a equação abaixo, na qual V_1 representa a tensão eficaz da componente fundamental.

$$DHT_{V\%} = \frac{V_h}{V_1} \cdot 100 \quad (8)$$

Já os limites de distorção total e individual da corrente em função do nível de curto circuito no PAC para tensões de 120 V a 69 kV são apresentados na Tabela 3.

O indicador DDT (Distorção de Demanda Total) representa o percentual de distorção harmônica da corrente em relação a corrente de demanda total da carga medida em um período de 15 ou 30 minutos.

Então, a corrente harmônica eficaz I_h é determinada pela seguinte equação:

$$I_h = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{hx}^2} \quad (9)$$

Logo, a DDT percentual é determinada conforme a equação abaixo.

$$DDT_{\%} = \frac{I_h}{I_{L1}} \cdot 100 \quad (10)$$

Tabela 3 - Limites para distorção harmônica das correntes ($120V \leq V_n \leq 69kV$).

Distorção Harmônica Total em percentual de I_{L1}						
Ordem individual das harmônicas (harmônicas ímpares)						
I_{sc} / I_{L1}	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	DDT
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Os Harmônicos pares são limitadas em 25% dos limites das harmônicas ímpares acima.

Distorção de corrente que resultem em um deslocamento CC como por exemplo em conversores de meia-onda, não são permitidos.

I_{sc} é definida como a máxima corrente de curto circuito no PAC

I_{L1} = Máxima corrente de demanda da carga (componente na frequência fundamental) no PAC sobre condições normais de operação da carga.

Todos os equipamentos de geração de energia são limitados a estes valores de distorção de corrente, independente da relação I_{sc} / I_{L1} .

Fonte: (IEEE, 2014)

Pode-se ainda citar outras normas relacionadas a limites de distorção harmônica, como por exemplo, a *IEC 61000-3-2* (sistemas de baixa tensão) que estabelece limites de distorção harmônica para equipamentos individuais cuja corrente eficaz máxima não seja superior a 16A com tensão nominal entre 220 a 240V. Quando se tem correntes superiores a 16A, cabe a aplicação de outra norma, a *IEC 61000-3-4*.

A norma *IEC 61000-3-2* pode ser aplicada a quatro classes de equipamentos, a quais são descritas a seguir:

- Classe A: equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “*dimmers*” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes;
- Classe B: ferramentas portáteis;
- Classe C: dispositivos de iluminação;
- Classe D: computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão com potência ativa de entrada entre $75W < P < 600W$, medida esta feita de acordo com às condições de ensaio estabelecidas na norma.

A Tabela 4 ilustra em detalhes a norma *IEC 61000-3-2*, na qual é possível observar os limites para as correntes harmônicas ímpares (da 3ª a 39ª) e as pares

(de 2ª a 40ª). Importante ainda destacar que esta norma passou pela última revisão em 2018 (versão 5) (IEC, 2018).

Tabela 4 - Limites das harmônicas de corrente na norma *IEC 61000-3-2*.

Classes	A	B	C	D
Harmônicos ímpares (n)	Corrente [A]	Corrente [A]	% da corrente fundamental	[mA/W]
3	2,30	3,45	30 x Fator de Potência	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,6	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
15 ≤ n ≤ 39	2,25	3,375/n	3	3,85/n
Harmônicos pares (n)				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,30	0,45	-	-
8 ≤ n ≤ 40	1,84/n	2,76/n	-	-

Fonte: (IEC, 2018)

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), estabelece nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), mais especificamente no Módulo 8 que se refere a QEE, alguns parâmetros e valores de referência relativos a conformidade de tensão, os quais são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (% da tensão fundamental) estabelecido no PRODIST (módulo 8).

Tensão no PAC (V _n)	Distorção Harmônica Total da Tensão DHT _{v%}
V _n ≤ 1 kV	10,0
1 kV < V _n ≤ 13,8 kV	8,0
13,8 kV < V _n ≤ 69 kV	6,0
69 kV < V _n < 230 kV	3,0

Fonte: (ANEEL, 2018)

Nota-se que os limites de distorção são, portanto, mais flexíveis quando comparados a recomendação *IEEE 519*. No entanto, uma DHT_v de 10%, pode ser

considerada relativamente alta, já que idealmente a tensão de fornecimento deve ser senoidal.

No Módulo 8 do PRODIST (Aneel, 2018), encontram-se também as definições dos indicadores de qualidade em regime permanente ou transitório, os quais são descritos na sequência.

2.1.3 Variações de tensão de curta duração

Conforme definido em Aneel (2018), as variações de tensão de curta duração (VTCD) são definidas como “*desvios significativos na amplitude do valor eficaz da tensão durante um intervalo de tempo inferior a três minutos*” e podem ser classificados como Variação Momentânea de Tensão ou Variação Temporária de Tensão conforme ilustrado na Tabela 6.

Tabela 6 – Classificação das variações de tensão de curta duração estabelecidos no PRODIST (módulo 8).

Classificação	Denominação	Duração da Variação	Amplitude da Tensão (valor eficaz) em relação a tensão de referência
Variação momentânea de tensão	Interrupção Momentânea de Tensão	Inferior ou igual a três segundos	Inferior a 0,1 p.u
	Afundamento Momentâneo de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 p.u
	Elevação Momentânea de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior a 1,1 p.u
Variação temporária de tensão	Interrupção Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Inferior a 0,1 p.u
	Afundamento Temporário de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 p.u
	Elevação Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior a 1,1 p.u

Fonte: (ANEEL, 2018)

2.1.4 Desequilíbrio de tensão

O desequilíbrio de tensão é definido como sendo qualquer diferença observada nas amplitudes entre as três tensões de fase, bem como na defasagem elétrica de 120° entre as mesmas tensões.

O fator de desequilíbrio percentual ($FD_{\%}$) de um sistema trifásico, (considerando o valor eficaz da tensão de sequência negativa fundamental (V_-) e o valor eficaz da tensão de sequência positiva fundamental (V_+)) pode ser determinado conforme,

$$FD_{\%} = \frac{V_-}{V_+} 100 \quad (11)$$

Além disso, os limites para o desequilíbrio de tensão definidos são ilustrados na Tabela 7. O indicador $FD_{95\%}$ representa o valor do indicador $FD_{\%}$ que foi superado em apenas 5% do total de leituras válidas (ANEEL, 2018).

Tabela 7 – Limites para os desequilíbrios de tensão.

Indicador	Tensão Nominal	
	$V_n \leq 1,0 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V_n < 230 \text{ kV}$
$FD_{95\%}$	3,0%	2,0%

Fonte: (ANEEL, 2018)

Os limites referem-se ao valor máximo desejável para sistemas de distribuição.

2.1.5 Fator de Potência

O cálculo do fator de potência (FP) pode ser realizado considerando a medição dos valores de potência ativa (P) e reativa (Q) ou ainda por meio das energias ativa (EA) e reativa (ER), conforme a equação abaixo.

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{EA}{\sqrt{EA^2 + ER^2}} \quad (12)$$

Cabe destacar que a regulamentação vigente determina para unidades consumidoras ou conexão entre distribuidoras com tensão inferior a 230 kV, que o fator de potência (*FP*) não deve ser inferior a 0,92 (indutivo ou capacitivo) (ANEEL, 2018).

2.1.6 Flutuação de tensão

A flutuação de tensão é caracterizada pela variação aleatória, repetitiva ou esporádica do valor eficaz ou de pico da tensão instantânea. A determinação da qualidade da tensão em relação à flutuação de tensão tem por finalidade avaliar o incômodo causado em consumidores devido ao efeito da cintilação luminosa (considerando pontos de iluminação alimentados em baixa tensão). Para a tensão em regime permanente, os limites são definidos como adequado, precário ou crítico (ANEEL, 2018).

2.1.7 Variações de frequência

O sistema de fornecimento deve garantir que, em condições normais de operação (regime permanente), os limites de frequência devem ficar entre 59,9 Hz e 60,1 Hz. Na ocorrência de distúrbios, o sistema de fornecimento deve garantir que em um intervalo de 30 segundo, a frequência esteja entre 59,5 Hz a 60,5 Hz (ANEEL, 2018).

2.2 Considerações finais sobre o capítulo

Neste capítulo uma breve revisão da literatura sobre conversores de potência com características de fluxo de corrente bidirecional para aplicação em compensadores ativos de potência foi apresentada, bem como as principais técnicas empregadas na geração das referências de corrente, apontando as principais características de cada uma. Por fim, as normas e recomendações dedicadas a quantificação de alguns indicadores de qualidade da energia elétrica foram apontadas.

3 Teoria de Potência Conservativa aplicada na geração das referências de corrente do filtro

3.1 Introdução

Os primeiros conceitos sobre a teoria de potência conservativa (*CPT – Conservative Power Theory*) foram formulados e propostos por Tenti e Mattavelli (2003) como uma abordagem no domínio do tempo para definições de termos de potência e da decomposição ortogonal de correntes e tensões sob condições não-senoidais. Mais tarde, a aplicação de tais conceitos para a compensação distribuída de potência utilizando filtros híbridos foi apresentado em (TENTI; TEDESCHI; MATTAVELLI, 2005), e logo após uma técnica de compensação para filtros ativos baseada na conservação de energia reativa foi apresentada em (TENTI; MATTAVELLI; TEDESCHI, 2007). Em Tedeschi e Tenti (2008), uma fundamentação teórica para um algoritmo de controle de múltiplos compensadores atuando em uma mesma rede foi apresentado no qual as propriedades da *CPT* foram empregadas.

Uma possível abordagem empregando a *CPT* para o controle de filtros ativos foi apresentada em Marafão et al. (2010) e posteriormente, em Paredes et al. (2011) e Marafão et al. (2013). Uma aplicação que utiliza a *CPT* com um filtro ativo empregando um conversor multinível com a topologia do conversor *CHB* foi apresentada Busarello e Pomilio (2015) na qual bancos de baterias são utilizados como fonte primária e estão alocados no elo CC do filtro.

Uma proposta aplicando a *CPT* como estratégia de compensação flexível de um filtro ativo foi apresentada em Brandão et al. (2016) para sistemas trifásicos e para sistemas monofásicos em Bonaldo, Paredes e Pomilio (2014). A estratégia propõe a compensação ponderada de índices de conformidade que podem ser ajustados de forma *online*, visando a utilização efetiva da capacidade do conversor. Outras aplicações envolvendo a *CPT* foram demonstradas em Paredes et al. (2011), Paredes, Marafão e Da Silva (2009), Haugan e Tedeschi (2015) e mais recentemente em Burgos-Mellado et al. (2017), Mortezaei et al. (2018) e Busarello et al. (2018).

Nos últimos cinco anos, a teoria de potência conservativa tem atraído a atenção de muitos pesquisadores da área de Eletrônica de Potência e de Qualidade da Energia Elétrica por vários motivos, uma vez que ela traz uma abordagem no domínio do tempo na qual não há necessidade de mudança de coordenadas. Embora não haja a necessidade de se usar algoritmos de sincronismo (PLL) para a geração das referências de corrente, é interessante dispor da medição do ângulo de fase e frequência da rede elétrica. Tal informação pode ser utilizada para auxiliar no sistema de controle do elo CC do FAPP. Neste sentido, o algoritmo Dual SO-SOGI-QSG (que será estudo na seção 3.6) é aplicado para se obter o ângulo de fase de sequência positiva da rede elétrica, no qual se apresenta uma metodologia para a implementação digital dos filtros, que a princípio, apresentam limitações relacionadas a ordem do filtro quando se considera controladores com aritmética de precisão finita (32 bits). Em suas últimas revisões, a *CPT* contempla sistemas operando sob quaisquer condições de tensão, desbalanceadas, distorcidas ou com variação de frequência, podendo ser útil para aplicação em sistemas passivos de geração distribuída e *Smart-Grids* que apresentem baixa capacidade de curto-circuito (TENTI; MATTAVELLI; PAREDES, 2010; TENTI; PAREDES; MATTAVELLI, 2011).

Na seção 3.4, dois métodos baseados nas funções de transferência do SOGI-QSG são propostos para se estimar a integral imparcial da tensão, já que a implementação digital da integral imparcial apresenta-se como um dos fatores primordiais no que se refere ao correto funcionamento do algoritmo da *CPT*, tendo influência direta na decomposição ortogonal das correntes. Cabe mencionar que tais métodos são inéditos, no qual se pretende contribuir para novos estudos que desejam aplicar a *CPT* como teoria de potência, seja para fins de compensação ou apenas medição. Além disso, uma abordagem para a compensação seletiva das componentes harmônicas presentes na corrente residual é apresentada na seção 3.5.

Por fim, a teoria de potência conservativa se propõe como o método mais atual para as definições de potência e para o projeto de compensadores estáticos em sistemas com tensões e correntes não senoidais, sendo consistente no que se refere a decomposição de corrente, na qual segundo os autores, cada termo está associado com um fenômeno físico específico da carga, desse modo, sendo flexível

e proporcionando o desenvolvimento de algoritmos para a compensação seletiva de distúrbios.

3.1.1 Definições dos operadores matemáticos para grandezas escalares

Antes de se tratar de fato da geração das correntes de referência, é necessário realizar uma breve revisão de alguns conceitos e definições dos operadores matemáticos essenciais empregados na implementação da teoria de potência conservativa. Para as definições dadas a seguir, pressupõe-se que todas as grandezas são periódicas com período T .

A primeira operação a ser definida é referente ao valor médio (\bar{x}) de uma grandeza instantânea $x(t)$ qualquer, calculada da seguinte maneira (PAREDES et al., 2011; TENTI; MATTAVELLI; PAREDES, 2010):

$$\bar{x} = \langle x(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (13)$$

Considerando ainda uma segunda grandeza instantânea $y(t)$, o produto interno entre $x(t)$ e $y(t)$ (escalares, reais ou complexas) será dado por:

$$\langle x(t), y(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot y(t) dt \quad (14)$$

Cabe lembrar que o produto interno na álgebra vetorial, também é denominado de produto escalar. Quando o produto interno entre as duas variáveis $x(t)$ e $y(t)$ for igual a zero, estas são ditas variáveis ortogonais.

$$\langle x(t), y(t) \rangle = 0 \quad (15)$$

A norma Euclidiana da grandeza representada por $x(t)$ resulta em seu valor eficaz (*RMS*), sendo dada por:

$$\|x(t)\| = X = \sqrt{\langle x(t), x(t) \rangle} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \quad (16)$$

A integral temporal da grandeza representada por $x(t)$ é definida conforme a seguinte equação:

$$x_f(t) = \int_0^t x(\tau) d\tau \quad (17)$$

Logo, pode-se definir a integral temporal imparcial $\hat{x}(t)$, como sendo a integral temporal $x_f(t)$ menos o valor médio \bar{x}_f da integral conforme a equação:

$$\hat{x}(t) = \int_0^t x(\tau) d\tau - \bar{x}_f = x_f(t) - \bar{x}_f \quad (18)$$

Como é possível notar pela equação (18), o conceito de integral imparcial refere-se a uma integral na qual o valor médio é descartado. Este conceito é uma das principais definições dadas pela teoria de potência conservativa.

3.1.2 Operadores Matemáticos para grandezas Vetoriais

Considerando a teoria da potência conservativa em sistemas trifásicos, há a necessidade de se definir os vetores $\underline{x}(t)$ e $\underline{y}(t)$ cada um com dimensão M . Note que, para um sistema trifásico, cada vetor será composto por três elementos relacionados à grandeza considerada (tensão ou corrente).

Assim, o produto escalar instantâneo entre duas grandezas vetoriais $\underline{x}(t)$ e $\underline{y}(t)$ é definido por:

$$\underline{x}(t) \circ \underline{y}(t) = \sum_{m=1}^M x_m(t) y_m(t) \quad (19)$$

Do mesmo modo, o produto interno entre os dois vetores é determinado por:

$$\langle \underline{x}(t), \underline{y}(t) \rangle = \sum_{m=1}^M \langle x_m(t), y_m(t) \rangle = \sum_{m=1}^M \frac{1}{T} \int_0^T x_m(t) \cdot y_m(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \underline{x}(t) \circ \underline{y}(t) dt \quad (20)$$

Pode-se definir o valor médio de um vetor que contenha grandezas instantâneas pela seguinte equação:

$$\bar{\underline{x}} = \langle \underline{x}(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \underline{x}(t) dt \quad (21)$$

Observe que o valor médio de um vetor retorna um vetor de mesma dimensão, porém com os seus respectivos valores médios individuais.

Logo, é possível definir a norma do vetor $\underline{x}(t)$, a qual irá representar o valor eficaz (*RMS*) coletivo sendo dada por meio da equação logo abaixo:

$$\|\underline{x}(t)\| = X_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{m=1}^M \langle \underline{x}_m(t), \underline{x}_m(t) \rangle} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{m=1}^M \int_0^T x_m^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{m=1}^M X_{\Sigma_m}^2} \quad (22)$$

Notar que aqui foi convencionado a utilização do índice 'Σ', assim, X_{Σ} significa que se trata do valor coletivo, a fim de evitar confusão com o valor eficaz quando a grandeza for referente a uma quantidade escalar (valores de fase).

3.2 Decomposição da corrente total no domínio do tempo

A teoria de potência conservativa, define no domínio do tempo a decomposição da corrente total em três termos conforme a equação logo abaixo, na qual o índice μ corresponde a fase em questão.

$$i_{-\mu}(t) = i_{a_{-\mu}}(t) + i_{r_{-\mu}}(t) + i_{v_{-\mu}}(t) \quad (23)$$

Sendo $i_{a_{-\mu}}(t)$ a corrente ativa que está relacionada à potência ativa absorvida (P), $i_{r_{-\mu}}(t)$ a corrente reativa relacionada a energia reativa (W_r) que por sua vez tem relação com elementos armazenadores de energia ou equipamentos eletrônicos que causam o defasamento entre a tensão e a corrente e finalmente a corrente $i_{v_{-\mu}}(t)$ que representa a componente de corrente nula ou residual. Esta corrente recebe a denominação de nula ou residual devido ao fato de não transportar potência ativa nem energia reativa, ou seja, ela existe somente quando a forma de onda da tensão e da corrente atribuídas a uma determinada carga resultarem em relações não lineares. A *CPT* introduz a definição da energia reativa (W_r) como um novo termo conservativo, que representa a energia média total.

O conceito de termo conservativo é utilizado para descrever que uma determinada rede elétrica satisfaz as leis de Kirchhoff e o teorema de Tellegen (TELLEGEN, 1952; PENFIELD; SPENCE; DUINKER, 1970), no qual o produto escalar entre os vetores de tensão e corrente referente a todos os bipolos resulta em um valor nulo (princípio da conservação de potência). É oportuno mencionar que, embora os autores da *CPT* definam que a energia reativa W_r é uma quantidade conservativa, Czarnecki (2015) contesta tal afirmação no sentido de que tal propriedade é conservativa matematicamente, mas não tem significado com uma quantidade física relacionada à carga. Em uma publicação mais recente, Czarnecki (2016) afirma que a energia reativa W_r definida pela *CPT* não pode ser considerada “energia”, pois qualquer quantidade que possa assumir valores negativos não pode ser considerada energia. Por fim, conclui que a *CPT* apresenta todas as deficiências apontadas na teoria de potência proposta por Budeanu no ano de 1927.

A decomposição da corrente em circuitos trifásicos ainda pode ser realizada considerando as parcelas individuais de corrente ativa balanceada $i_{a_{-\mu}}^b(t)$ e desbalanceada $i_{a_{-\mu}}^u(t)$, bem como a corrente reativa balanceada $i_{r_{-\mu}}^b(t)$ e desbalanceada $i_{r_{-\mu}}^u(t)$ conforme equação abaixo.

$$i_{-\mu}(t) = i_{a_{-\mu}}^b(t) + i_{a_{-\mu}}^u(t) + i_{r_{-\mu}}^b(t) + i_{r_{-\mu}}^u(t) + i_{v_{-\mu}}(t) \quad (24)$$

Logo, a corrente balanceada $i_{-\mu}^b(t)$ é definida conforme,

$$i_{-\mu}^b(t) = i_{a_{-\mu}}^b(t) + i_{r_{-\mu}}^b(t) \quad (25)$$

Do mesmo modo, a corrente desbalanceada $i_{-\mu}^u(t)$ é definida por,

$$i_{-\mu}^u(t) = i_a^u(t) + i_r^u(t) \quad (26)$$

É importante destacar que, embora a corrente $i_{v_{-\mu}}$ possa ser decomposta em três parcelas, a saber $i_{v_{-\mu}}(t) = i_{g_{-\mu}}(t) + i_{as_{-\mu}}(t) + i_{rs_{-\mu}}(t)$, ($i_{g_{-\mu}}(t)$ é a corrente harmônica gerada pela carga em função dos componentes harmônicos presentes somente na corrente, portanto, desconsiderando a possível existência de harmônicos na tensão, $i_{as_{-\mu}}(t)$ a corrente ativa dispersa e $i_{rs_{-\mu}}(t)$ a corrente reativa dispersa), essa decomposição requer o domínio da frequência, no entanto, isto não se faz necessário para a construção de algoritmos de compensação, sendo assim, não será discutido neste trabalho. Além disso, cabe mencionar que a corrente $i_{g_{-\mu}}(t)$ está relacionada as não linearidades da carga. Ainda a título de conhecimento, a corrente dispersa total ($i_{-\mu}^s(t) = i_{as_{-\mu}}(t) + i_{rs_{-\mu}}(t)$) é devida aos diferentes valores de condutância e reatividade associada às diferentes frequências harmônicas presentes no circuito (PAREDES, 2011).

3.2.1 Definição das parcelas de correntes

A corrente ativa ($i_{a_{-\mu}}(t)$) é definida na *CPT* como sendo o produto da condutância equivalente pela tensão, sendo dada pela seguinte equação:

$$i_{a_{-\mu}}(t) = \frac{\langle v_{-\mu}(t), i_{-\mu}(t) \rangle}{\|v_{-\mu}(t)\|^2} v_{-\mu}(t) \quad (27)$$

Sendo, portanto, a condutância equivalente $G_{e_{-\mu}}$ (a qual representa a parte real da admitância, $[ohm]^{-1}$) definida na equação abaixo, na qual $P_{-\mu}$ é a potência ativa e $V_{-\mu}$ o valor eficaz da tensão (norma Euclidiana).

$$G_{e_{-\mu}} = \frac{\langle v_{-\mu}(t), i_{-\mu}(t) \rangle}{\|v_{-\mu}(t)\|^2} = \frac{P_{-\mu}}{V_{-\mu}^2} \quad (28)$$

Notar que para circuitos monofásicos, a potência ativa também pode ser dada como $P_{-\mu} = \|v_{-\mu}(t)\|I_{a_{-\mu}}$ sendo $I_{a_{-\mu}}$ a norma da corrente ativa da respectiva fase.

Assim, do mesmo modo, a corrente reativa definida pela *CPT* como o produto da reatidade equivalente pela integral temporal imparcial da tensão é dada conforme a seguinte equação:

$$i_{r_{-\mu}}(t) = \frac{\langle \hat{v}_{-\mu}(t), i_{-\mu}(t) \rangle}{\|\hat{v}_{-\mu}(t)\|^2} \hat{v}_{-\mu}(t) \quad (29)$$

Similarmente, a reatidade equivalente $B_{e_{-\mu}}$ ($[henry]^{-1}$) é definida conforme a equação abaixo.

$$B_{e_{-\mu}} = \frac{\langle \hat{v}_{-\mu}(t), i_{-\mu}(t) \rangle}{\|\hat{v}_{-\mu}(t)\|^2} = \frac{W_{r_{-\mu}}}{V_{-\mu}^2} \quad (30)$$

Ainda é possível definir a corrente não ativa $i_{na_{-\mu}}(t)$ dada pela diferença entre a corrente total e a corrente ativa conforme a seguinte equação.

$$i_{na_{-\mu}}(t) = i_{-\mu}(t) - i_{a_{-\mu}}(t) \quad (31)$$

Logo, a corrente residual é determinada conforme,

$$i_{v_{-\mu}}(t) = i_{na_{-\mu}}(t) - i_{r_{-\mu}}(t) \quad (32)$$

3.2.2 Decomposição da corrente ativa e reativa

Visando uma possível flexibilização da estratégia de compensação, é fundamental que as parcelas de corrente desbalanceadas possam ser separadas e controladas de forma independente. Assim, as correntes instantâneas ativa de cada fase $i_{a_a}(t)$, $i_{a_b}(t)$ e $i_{a_c}(t)$ podem ser representadas por dois vetores, um contendo as parcelas de corrente ativa balanceada $\underline{i}_a^b(t)$ (sendo o produto da condutância equivalente balanceada G_e^b pelo vetor de tensão $\underline{v}(t)$) e o outro as parcelas de corrente ativa desbalanceadas $\underline{i}_a^u(t)$ conforme as respectivas equações abaixo.

$$\underline{i}_a^b(t) = \frac{\langle \underline{v}(t), \underline{i}(t) \rangle}{\|\underline{v}(t)\|^2} \underline{v}(t) \quad (33)$$

$$\underline{i}_a^u(t) = \underline{i}_a(t) - \frac{\langle \underline{v}(t), \underline{i}(t) \rangle}{\|\underline{v}(t)\|^2} \underline{v}(t) \quad (34)$$

Portanto, a condutância equivalente balanceada (representa um valor comum a todas as fases) é definida conforme a seguinte equação:

$$G_e^b = \frac{\langle \underline{v}(t), \underline{i}(t) \rangle}{\|\underline{v}(t)\|^2} = \frac{P_\Sigma}{V_\Sigma^2} \quad (35)$$

Cabe lembrar que o subscrito “ Σ ” é utilizado para diferenciar valores coletivos dos valores escalares (grandezas referentes a uma fase). Assim, P_Σ e V_Σ são definidos como sendo a potência ativa coletiva e a tensão eficaz coletiva, respectivamente.

Do mesmo modo, a corrente instantânea reativa pode ser separada em dois vetores no qual um contém as parcelas balanceadas $\underline{i}_r^b(t)$ (sendo o produto da reatidade equivalente balanceada B_e^b pelo vetor da integral imparcial da tensão $\hat{\underline{v}}(t)$) e o outro as parcelas desbalanceadas $\underline{i}_r^u(t)$ dadas pelas equações logo abaixo.

$$\underline{i}_r^b(t) = \frac{\langle \hat{\underline{v}}(t), \underline{i}(t) \rangle}{\|\hat{\underline{v}}(t)\|^2} \hat{\underline{v}}(t) \quad (36)$$

$$\underline{i}_r^u(t) = \underline{i}_r(t) - \frac{\langle \hat{\underline{v}}(t), \underline{i}(t) \rangle}{\|\hat{\underline{v}}(t)\|^2} \hat{\underline{v}}(t) \quad (37)$$

Então, a reatidade equivalente balanceada é definida por:

$$B_e^b = \frac{\langle \hat{\underline{v}}(t), \underline{i}(t) \rangle}{\|\hat{\underline{v}}(t)\|^2} = \frac{W_{r\Sigma}}{\hat{V}_\Sigma^2} \quad (38)$$

Notar que $W_{r\Sigma}$ representa a energia reativa coletiva, assim como, \hat{V}_Σ representa o valor coletivo eficaz da integral imparcial da tensão. Além disso, cabe notar que na *CPT*, a potência ativa coletiva P_Σ é definida como o produto da norma do vetor de tensão (tensão eficaz coletiva) pelo valor eficaz da corrente ativa balanceada coletiva I_a^b (observar a notação em letra maiúscula fazendo referência ao valor eficaz coletivo - norma), conforme a equação abaixo.

$$P_\Sigma = V_\Sigma \cdot I_a^b \quad (39)$$

Igualmente, a potência reativa coletiva Q_Σ é definida pelo produto da tensão coletiva eficaz V_Σ pelo valor eficaz da corrente reativa balanceada coletiva I_r^b conforme a seguinte equação:

$$Q_\Sigma = V_\Sigma \cdot I_r^b \quad (40)$$

Já as potências de desbalanço, ativa U_a e reativa U_r são definidas pela *CPT* conforme as seguintes equações:

$$U_a = \|\underline{v}(t)\| \cdot \|\underline{i}_a^u\| = V_\Sigma \cdot I_a^u \quad (41)$$

$$U_r = \|\underline{v}(t)\| \cdot \|\underline{i}_r^u\| = V_\Sigma \cdot I_r^u \quad (42)$$

Sendo I_a^u o valor eficaz da corrente ativa desbalanceada coletiva, do mesmo modo que I_r^u representa o valor eficaz da corrente reativa desbalanceada coletiva. É importante notar que a potência de desbalanço é dada por $U = \sqrt{U_a^2 + U_r^2}$.

De modo análogo, a potência residual coletiva pode ser definida pela seguinte equação:

$$D_\Sigma = \|\underline{v}(t)\| \cdot \|\underline{i}_v\| = V_\Sigma \cdot I_v \quad (43)$$

Sendo I_v a norma do vetor de corrente residual, ou seja, o valor eficaz da corrente residual coletiva.

Assim, finalmente, a potência aparente coletiva A_Σ pode ser representada por todas as suas parcelas de potência no domínio do tempo conforme a equação abaixo.

$$A_\Sigma = \sqrt{V_\Sigma^2 (\|\underline{I}_a^b\| + \|\underline{I}_a^u\| + \|\underline{I}_r^b\| + \|\underline{I}_r^u\| + \|\underline{I}_v\|)^2} = V_\Sigma \cdot I_\Sigma \quad (44)$$

Na qual I_Σ é definida como a corrente eficaz coletiva.

Enfim, a teoria de potência conservativa define também o fator de potência global λ relacionado à eficiência da carga conforme a equação abaixo. Todos os fatores da *CPT* definidos abaixo são para circuitos trifásicos.

$$\lambda = \frac{P_\Sigma}{A_\Sigma} \quad (45)$$

Outro fator definido pela *CPT* que está relacionado às não linearidades presentes na carga é dado pela equação abaixo (fator de não linearidade, $\lambda_D = 0$ se $i_v = 0$).

$$\lambda_D = \frac{D_\Sigma}{A_\Sigma} \quad (46)$$

De maneira similar, define-se o fator de assimetria λ_U relacionado ao balanceamento das cargas pela seguinte equação ($\lambda_U = 0$ se a carga for balanceada):

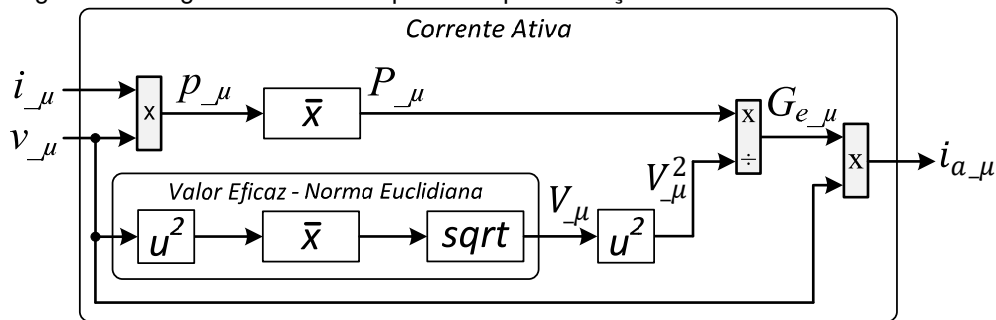
$$\lambda_U = \frac{U}{\sqrt{P_\Sigma^2 + Q_\Sigma^2 + U^2}} \tag{47}$$

É também definido o fator de reatividade da carga, relacionado aos elementos armazenadores de energia ou circuitos defasadores, dado conforme a equação abaixo ($\lambda_Q = 0$ se $i_r^b = 0$).

$$\lambda_Q = \frac{Q_\Sigma}{\sqrt{P_\Sigma^2 + Q_\Sigma^2}} \tag{48}$$

Por fim, na Figura 6 é ilustrado o diagrama em blocos para a realização de (27) que define a corrente ativa referente a uma fase específica.

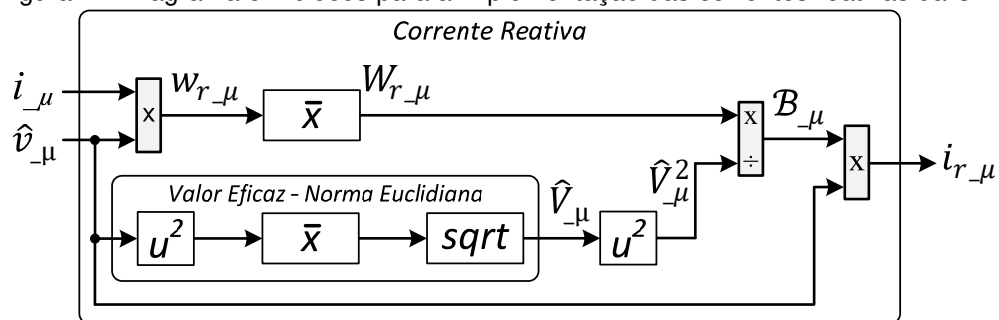
Figura 6 – Diagrama em blocos para a implementação das correntes ativas da CPT.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A Figura 7, ilustra o diagrama em blocos para a realização de (29) que define a corrente reativa. Logo, as correntes balanceadas e desbalanceadas podem ser implementadas de forma análoga.

Figura 7 – Diagrama em blocos para a implementação das correntes reativas da CPT.



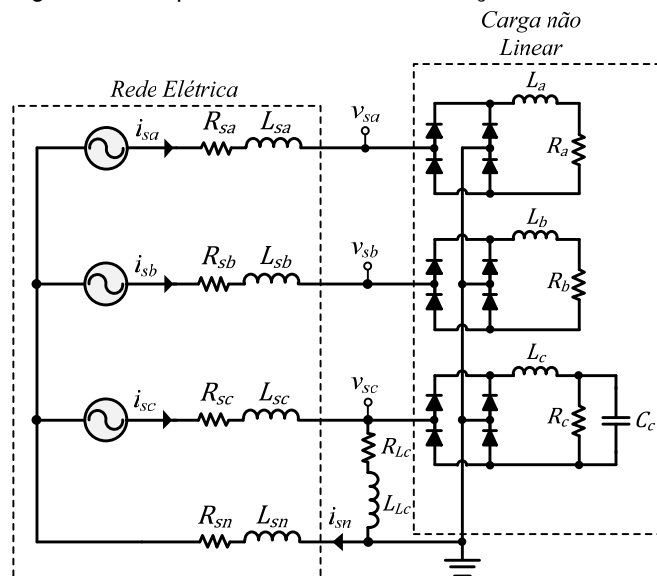
Fonte: Dados da pesquisa do autor.

3.3 Considerações importantes sobre a CPT

No que se refere à compensação ativa de potência, é de extrema importância destacar que a corrente ativa $i_{a-\mu}$ (para o caso monofásico) ou a corrente ativa balanceada \underline{i}_a^b (para o caso trifásico), caso existam, estarão em fase e apresentarão a mesma forma de onda da tensão de alimentação relacionadas às suas respectivas fases. Este fato, implica que a corrente resultante compensada pelo FAPP, somente será senoidal se a tensão for livre de componentes harmônicas em seu espectro, considerado, claro, que toda a corrente não-ativa é compensada. Assim, os resultados de duas simulações são aqui apresentados no intuito de esclarecer tais fatos.

A configuração utilizada na simulação é apresentada na Figura 8, na qual nas fases 'a' e 'b' são utilizados dois retificadores em ponte com carga RL . Já na fase 'c' é adicionado um capacitor em paralelo com o resistor e além disso, uma carga linear é conectada diretamente entre a fase e o neutro.

Figura 8 – Esquema utilizado na simulação com a CPT.



Fonte: Próprio autor.

Os parâmetros dos elementos das cargas utilizadas na simulação são apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros dos elementos das cargas.

Tipo	Componente	Fase 'a'	Fase 'b'	Fase 'c'
Carga Não-Linear	$R_{(a,b,c)}$	5Ω	$7,3 \Omega$	22Ω
	$L_{(a,b,c)}$	20 mH	100 mH	0,5 mH
	C_c	-	-	$1100 \mu F$
Carga Linear	R_{Lc}	-	-	15Ω
	L_{Lc}	-	-	$2,5 mH$

Fonte: Próprio autor.

Foram realizadas duas simulações para caracterizar algumas das principais propriedades da teoria de potência conservativa relevante ao condicionamento de energia elétrica. Para a primeira simulação, foi considerado que as tensões de alimentação são balanceadas, simétricas e livre de distorção harmônica. Já para a segunda simulação, as tensões fundamentais são consideradas desequilibradas ($v_{1a} = 120 \angle 0^\circ$, $v_{1b} = 134 \angle -114^\circ$, $v_{1c} = 127 \angle 128^\circ$) e com a adição de 8% da componente harmônica de terceira ordem, 4% da harmônica de quinta ordem e 1,5% da harmônica de sétima ordem, todas em relação ao valor da tensão fundamental, conforme ilustrado na Tabela 9.

Tabela 9 - Parâmetros da tensão utilizada na simulação.

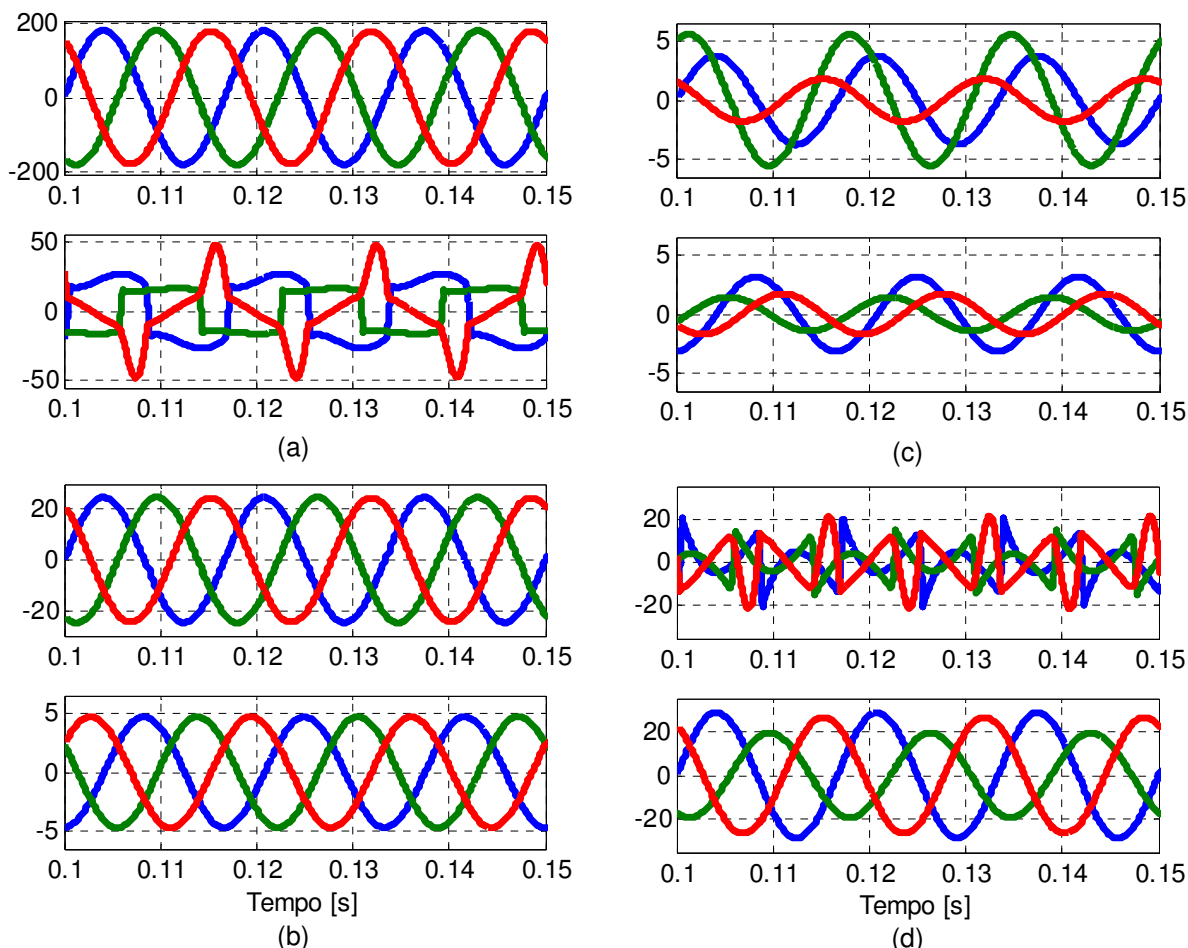
Simulação 1 (Tensão Fundamental)		Simulação 2 (Tensão Fundamental + Harmônicas)
v_{sa}	$127 \angle 0^\circ$	$V_{1a} \text{sen}(\omega t + \theta_{a1}) + V_3 \text{sen}(3\omega t + \theta_a) + V_5 \text{sen}(5\omega t + \theta_a) + V_7 \text{sen}(7\omega t + \theta_a)$
v_{sb}	$127 \angle -120^\circ$	$V_{1b} \text{sen}(\omega t + \theta_{b1}) + V_3 \text{sen}(3\omega t + \theta_b) + V_5 \text{sen}(5\omega t + \theta_b) + V_7 \text{sen}(7\omega t + \theta_b)$
v_{sc}	$127 \angle 120^\circ$	$V_{1c} \text{sen}(\omega t + \theta_{c1}) + V_3 \text{sen}(3\omega t + \theta_c) + V_5 \text{sen}(5\omega t + \theta_c) + V_7 \text{sen}(7\omega t + \theta_c)$

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 9 são ilustrados os resultados obtidos para a simulação 1. Em 9a são apresentadas as respectivas formas de onda da tensão no PAC ($v_{s(a,b,c)}$) e das correntes de carga ($i_{L(a,b,c)}$). Já em 9b, as correntes das cargas são separadas nas parcelas ativa balanceadas ($i_{a(a,b,c)}^b$) e reativa balanceadas ($i_{r(a,b,c)}^b$). Nota-se que as correntes $i_{a(a,b,c)}^b$ possuem a mesma fase e forma de onda das suas respectivas tensões de alimentação ($v_{s(a,b,c)}$), fato que não ocorre com as parcelas de correntes reativas balanceadas $i_{r(a,b,c)}^b$ (propriedade da CPT). Em 9c são mostradas as parcelas de correntes desbalanceadas, ativas $i_{a(a,b,c)}^u$ e reativas $i_{r(a,b,c)}^u$, que ilustram

o desbalanço evidente entre as cargas de cada fase. Por último, em 9d, são mostradas as correntes residuais de cada fase ($i_{v(a,b,c)}$) e as correntes compensadas da rede compensadas $i_{s_comp(a,b,c)}$. É fato que esta corrente é teórica, obtida da diferença entre $i_{L(a,b,c)}$ e $i_{na(a,b,c)}$, demonstrando que a forma de onda das correntes compensadas, serão idênticas às formas de onda das tensões no PAC, considerando, claro, que o FAPP apresente características dinâmicas suficientes para impor as correntes de compensação adequadamente.

Figura 9 – Simulação 1: Decomposição das correntes da carga empregando a CPT: (a) tensões $v_{s(a,b,c)}$, correntes $i_{L(a,b,c)}$; (b) correntes $i_{a(a,b,c)}^b$, correntes $i_{r(a,b,c)}^b$; (c) correntes $i_{a(a,b,c)}^u$, correntes $i_{r(a,b,c)}^u$; (d) correntes $i_{v(a,b,c)}$ e correntes $i_{s_comp(a,b,c)}$.



Fonte: Próprio autor.

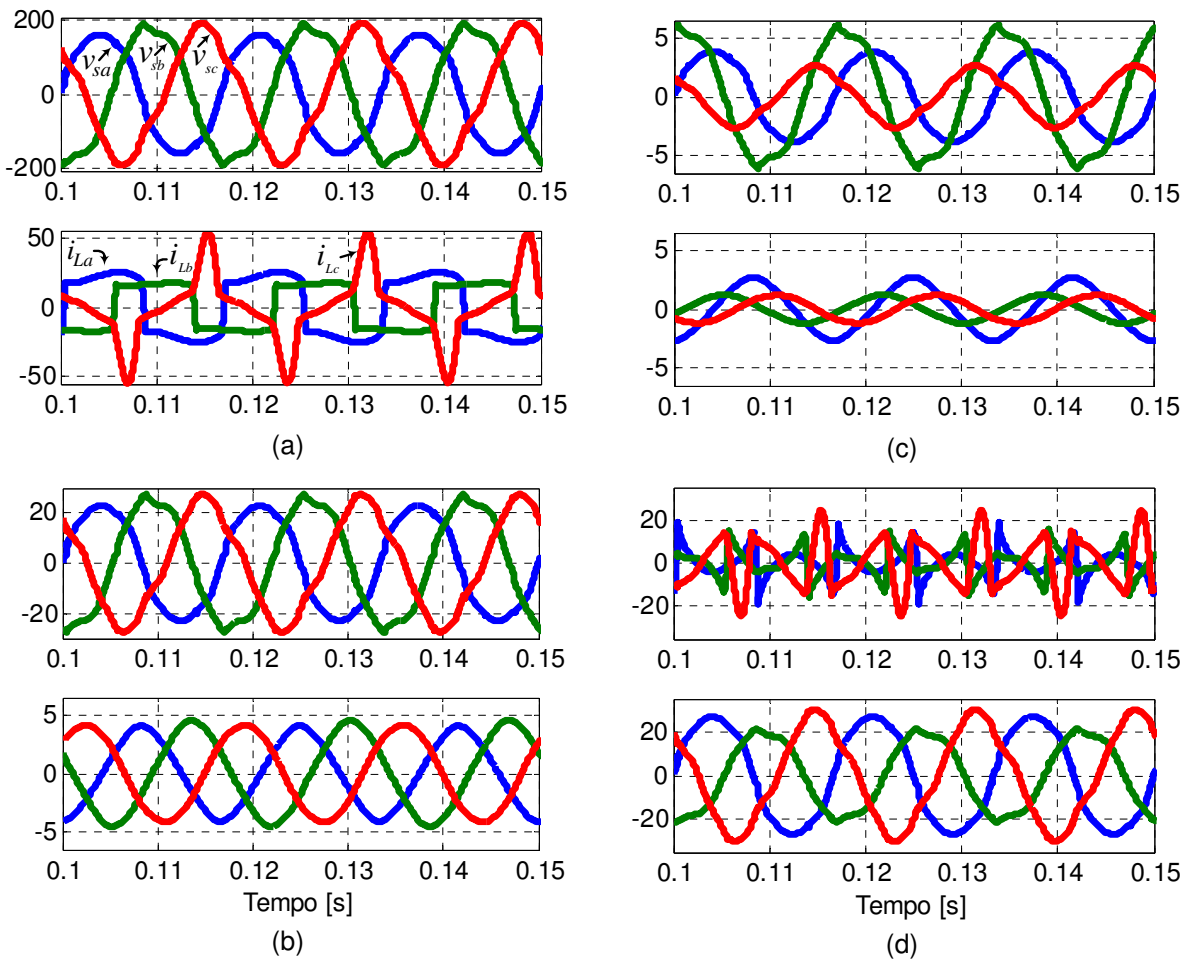
Na Figura 10 são mostrados os resultados obtidos para a simulação 2. Nota-se que as tensões no PAC ($v_{s(a,b,c)}$) são distorcidas e desbalanceadas, conforme 10a. Notoriamente, as correntes ativas balanceadas ($i_{a(a,b,c)}^b$) apresentaram a

mesma forma de onda das tensões no PAC, com amplitudes proporcionais às suas respectivas tensões, conforme observado em 10b.

Do mesmo modo, as correntes reativas balanceadas ($i_{r(a,b,c)}^b$), apresentam pequenas distorções em sua forma de onda, fato este devido a uma propriedade inerente ao cálculo da corrente reativa, já que neste caso, a integral temporal imparcial da tensão é utilizada, e isso leva a uma atenuação (filtragem) das componentes harmônicas.

Em 10c são apresentados as correntes desbalanceadas, ativas ($i_{a(a,b,c)}^u$) e reativas $i_{r(a,b,c)}^u$, nas quais observa-se que assim como em $i_{a(a,b,c)}^b$, $i_{a(a,b,c)}^u$ apresentam distorções idênticas às contidas nas tensões do PAC, do mesmo modo, $i_{r(a,b,c)}^u$ apresenta uma atenuação da distorção harmônica em sua forma de onda.

Figura 10 – Simulação 2: Decomposição das correntes da carga empregando a CPT: (a) tensões $v_{s(a,b,c)}$, correntes $i_{L(a,b,c)}$; (b) correntes $i_{a(a,b,c)}^b$, correntes $i_{r(a,b,c)}^b$; (c) correntes $i_{a(a,b,c)}^u$, correntes $i_{r(a,b,c)}^u$; (d) correntes $i_{v(a,b,c)}$ e correntes $i_{s(a,b,c)}$.



Fonte: Próprio autor.

Já em 10d, são mostradas as formas de onda das correntes residuais ($i_{v(a,b,c)}$) bem como das correntes compensadas resultante na rede $i_{s_comp(a,b,c)}$. Mesmo sendo $i_{s_comp(a,b,c)}$ a corrente resultante calculada, é possível observar que tais correntes não serão idealmente senoidais, devido à presença de conteúdo harmônico nas tensões da rede.

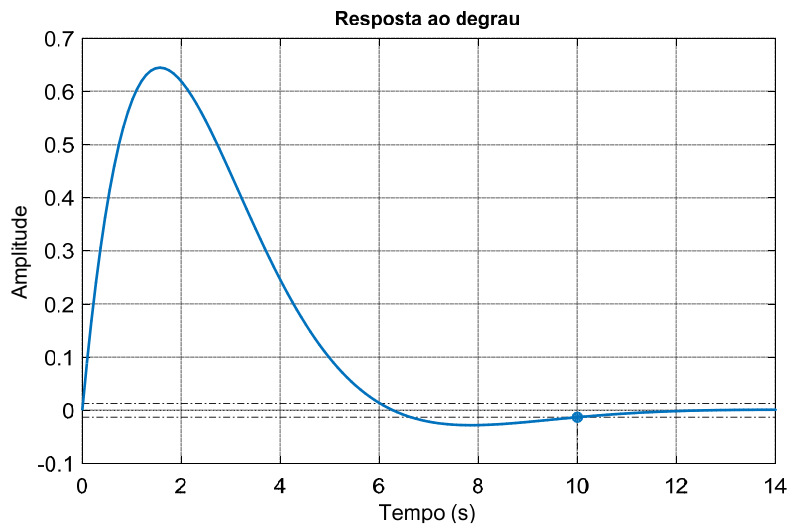
O fato que leva as correntes compensadas a ficarem com uma forma de onda dependente da tensão de alimentação no PAC é uma característica importante da *CPT* em relação aos outros métodos existentes. Embora isso possa a princípio levar à conclusão de que é uma deficiência da *CPT*, idealmente a tensão de fornecimento não deve apresentar um alto nível de distorção harmônica. Igualmente, claro que não faz sentido a compensação das correntes harmônicas resultar em uma corrente idealmente senoidal na rede se a tensão de fornecimento já é poluída. Essa propriedade da Teoria de Potência Conservativa, faz com que a carga tenha literalmente um comportamento resistivo quando vista pela rede. Ainda que pequenas distorções na forma de onda da tensão da rede sejam comuns, o FAPP não deve aumentar esta, mas sim, contribuir para reduzi-la.

3.4 Proposta para a implementação da integral imparcial

A implementação digital da integral imparcial é de extrema importância para a correta decomposição ortogonal das correntes da *CPT*. Um método simples para estimar o valor da integral imparcial da tensão (no qual um filtro passa-banda foi utilizado) é apresentado em Burgos-Mellado (2017). Para que este método funcione satisfatoriamente, é necessário que o filtro tenha alta seletividade para a banda de ajuste desejada, a qual deve ficar entre 0,1 e 1Hz (PENA et al., 2008).

Além disso, é necessário ajustar a amplitude do sinal filtrado, o qual não é esclarecido pelos autores. Por outro lado, alta seletividade fará com que a resposta do filtro se torne consideravelmente lenta, podendo interferir na dinâmica de funcionamento do FAPP.

A Figura 11 ilustra a resposta ao degrau para um filtro passa-banda no qual considera-se $\omega_n = 2\pi 0,11255 \text{ rad/s}$ e um fator de amortecimento $\zeta = 0,707$. Nota-se que neste caso, o tempo de acomodação é de 10s, podendo ser considerado alto para a dinâmica de um FAPP.

Figura 11 – Resposta ao degrau do filtro passa-banda ($\omega_n = 2\pi \cdot 0,11255 \text{ rad/s}$, $\zeta = 0,707$).

Fonte: Próprio autor.

Desse modo, a imposição das correntes de compensação pelo FAPP pode ficar comprometida em situações de mudanças dinâmicas nas características da carga, o que não é desejado para aplicações com FAPPs.

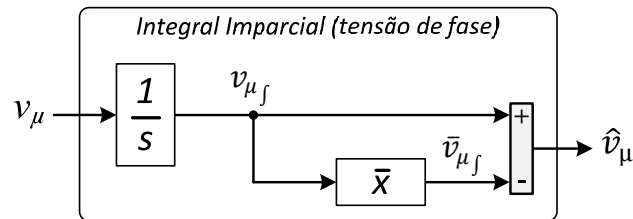
Neste contexto, este trabalho propõe dois métodos para estimar a integral imparcial da tensão, os quais são desenvolvidos considerando a definição proposta pela CPT. Tais abordagens não foram discutidas nem tão pouco desenvolvidas até o momento em trabalhos que fazem uso da CPT, no entanto, a implementação da integral imparcial da tensão é uma das principais dificuldades quando se trata da implementação digital.

Ambos os métodos fazem uso da função de transferência da integral imparcial, no qual para o primeiro, a função de transferência $Q(s)$ do SOGI-QSG (definida a seguir na seção 3.4.1) é aplicada para se obter o valor médio da integral e posteriormente a função de transferência final do sistema é desenvolvida. No segundo método, a função de transferência da integral imparcial é obtida a partir da função de transferência $D(s)$ do SOGI-QSG (definida adiante na seção 3.4.4), no qual um banco de filtros em paralelo é formado, sendo que cada filtro é ajustado para uma frequência harmônica específica presente na forma de onda da tensão da rede. Para tal, uma breve descrição dos conceitos que definem o SOGI-QSG é realizada a fim de explicar suas características.

A integral imparcial conforme definida pela CPT é ilustrada na Figura 12. Um problema que deve ser considerado na implementação digital, está relacionado a

possíveis deslocamentos CC no sinal da tensão que podem ser provenientes do sistema de condicionamento de sinais bem como de possíveis assimetrias presentes na tensão da rede. Isso irá originar um aumento contínuo na saída do integrador que ao longo do tempo irá resultar em imprecisões e em um possível overflow na saída do integrador.

Figura 12 – Diagrama em blocos da integral imparcial da tensão.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Uma possível solução a este problema seria o emprego de um algoritmo que fizesse o rastreamento do erro acumulado pelo integrador e de tempos em tempos realiza-se a correção. Outra solução seria partir do princípio da propriedade da linearidade das integrais, assim, a integral imparcial definida em (18), pode ser reescrita conforme,

$$\hat{v}_\mu(t) = \int_0^t [v_\mu(t) - \bar{v}_\mu] dt \quad (49)$$

Neste caso, o valor médio (CC) é eliminado do sinal da tensão v_μ antes da integração ser realizada. Desse modo, o problema do *overflow* na saída do integrador teoricamente é minimizado. No entanto, é importante destacar que mesmo minimizando o problema do *overflow* conforme (49), se a tensão v_μ tiver algum deslocamento CC, $\hat{v}_\mu(t)$ também terá. Tal fato implica em um valor CC no cálculo da corrente reativa i_{r_μ} . O problema pode se agravar se for considerado que a implementação é realizada em um DSC (Digital Signal Controller) com FPU (Floating Point Unit) de precisão simples, conforme será explicado na seção 3.4.2.

3.4.1 Primeiro método para estimar a integral imparcial

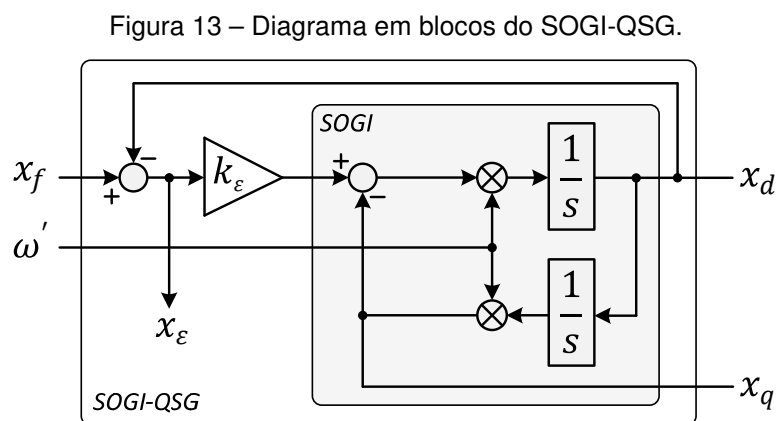
O primeiro método, propõe o uso da saída ortogonal x_q do SOGI-QSG para se obter o valor médio da integral e, posteriormente a função de transferência completa da integral imparcial. A função de transferência $Q(s)$ do SOGI-QSG é dada pela seguinte equação (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; RODRIGUEZ et al., 2006; RODRIGUEZ et al., 2008),

$$Q(s) = \frac{x_q(s)}{x_f(s)} = \frac{k_\varepsilon \omega'^2}{s^2 + k_\varepsilon \omega' s + \omega'^2} \quad (50)$$

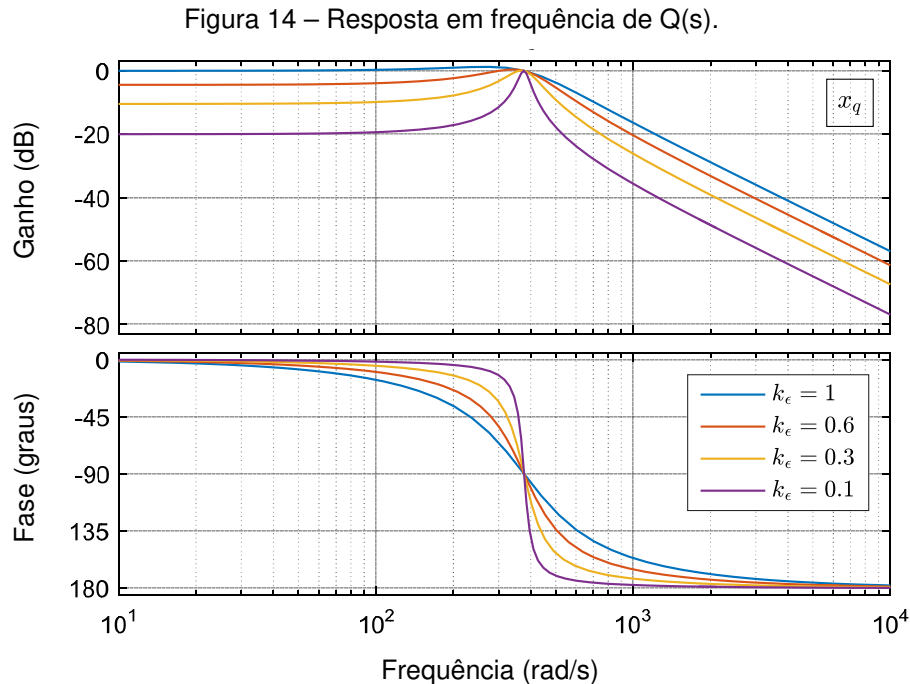
Nesta função, ω' representa a frequência angular de ressonância do SOGI-QSG. A função de transferência do SOGI-QSG pode também ser representada convenientemente por meio do diagrama em blocos ilustrado na Figura 13, no qual nota-se que o SOGI-QSG é formado por uma estrutura em malha fechada com o objetivo de eliminar o efeito do aumento contínuo presente no sinal da saída do SOGI (bloco mais interno do SOGI-QSG).

O ganho k_ε permite ajustar a largura de banda da saída x_d , relacionada a função de transferência $D(s)$, a qual tem um comportamento semelhante a um filtro passa-banda de segunda ordem, conforme será visto mais à frente na seção 3.4.4.

Quanto menor o ganho k_ε mais estreita será a banda passante (mais seletivo), resultando em uma rejeição melhor para frequências diferentes de ω' , no entanto, a resposta dinâmica se tornará mais lenta.



A Figura 14 ilustra a resposta em frequência (diagrama de Bode) de $Q(s)$ considerando vários valores para o ganho k_ε , no qual foi considerado $\omega' = 2\pi 60 \text{ rad/s}$. Nota-se que para $k_\varepsilon = 1$, o comportamento é semelhante a um filtro passa-baixa amortecido de segunda ordem.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Cabe mencionar que o SOGI-QSG é amplamente utilizado para a geração de sinais em quadratura, já que para uma entrada x_f senoidal, as saídas x_d e x_q também serão. Além disso, a saída direta x_d apresentará a mesma amplitude e fase do sinal de entrada x_f . Por outro lado, a saída x_q estará sempre atrasada da saída x_d e da entrada x_f de 90° conforme pode ser observado na Figura 14 (na frequência de ressonância, a fase é exatamente 90°). A diferença de fase de 90° é independente do valor do ganho k_ε , da frequência do sinal de entrada x_f e da frequência de ressonância ω' (RODRIGUEZ et al., 2006).

Então, para o desenvolvimento da função de transferência da integral imparcial $G_{I_imparcial}(s)$ com $Q(s)$, considerando (18) e o diagrama em blocos da Figura 12, é possível escrever,

$$G_{I_imparcial}(s) = \frac{\hat{v}_\mu(s)}{v_\mu(s)} = v_{\mu_f} - \bar{v}_{\mu_f} \quad (51)$$

Considerando \bar{x} como o operador para se obter o valor médio de v_{μ_f} ,

$$G_{I_imparcial}(s) = v_{\mu_f} - (v_{\mu_f} \bar{x}) \quad (52)$$

No qual,

$$v_{\mu_f} = \frac{1}{s} v_{\mu} \quad (53)$$

Desse modo, o valor médio da integral pode ser obtido conforme,

$$\bar{v}_{\mu_f} = v_{\mu_f} Q(s) \quad (54)$$

Logo, substituindo (54) em (51), se obtém a função de transferência da Integral Imparcial com Q(s) conforme,

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s) = \left(\frac{1}{s}\right) - \left[\left(\frac{1}{s}\right) \left(\frac{k_{\varepsilon} \omega'^2}{s^2 + k_{\varepsilon} \omega' s + \omega'^2}\right)\right] \quad (55)$$

Desenvolvendo a equação de $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$,

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s) = \left(\frac{1}{s}\right) - \left[\left(\frac{k_{\varepsilon} \omega'^2}{s^3 + k_{\varepsilon} \omega' s^2 + \omega'^2 s}\right)\right] \quad (56)$$

Assim, manipulando (56) é possível obter,

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)(s^4 + k_{\varepsilon} \omega' s^3 + \omega'^2 s^2) = s^3 + k_{\varepsilon} \omega' s^2 + \omega'^2 s - k_{\varepsilon} \omega'^2 s \quad (57)$$

Então, colocando $\omega'^2 s$ em evidência,

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)(s^4 + k_{\varepsilon} \omega' s^3 + \omega'^2 s^2) = s^3 + k_{\varepsilon} \omega' s^2 + \omega'^2 s(1 - k_{\varepsilon}) \quad (58)$$

Desse modo, obtém-se a função de transferência da integral imparcial com Q(s) conforme,

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s) = \frac{s^3 + k_\varepsilon \omega' s^2 + \omega'^2 s(1 - k_\varepsilon)}{s^4 + k_\varepsilon \omega' s^3 + \omega'^2 s^2} \quad (59)$$

Como todos os termos da função de transferência em (59) contem 's', é possível realizar a simplificação, obtendo-se então,

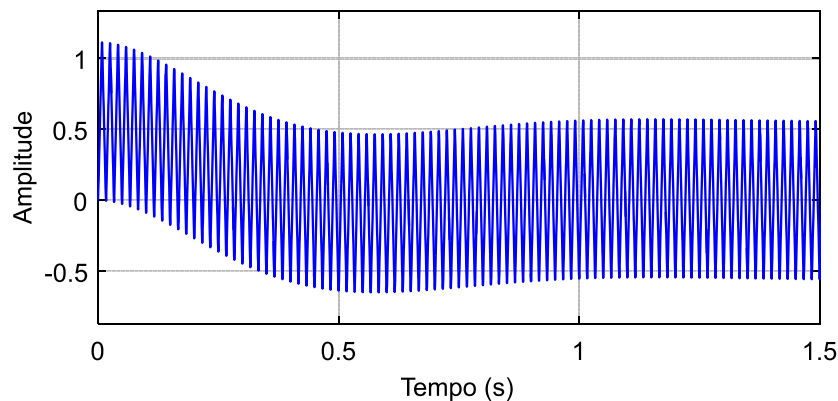
$$G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s) = \frac{s^2 + k_\varepsilon \omega' s + \omega'^2(1 - k_\varepsilon)}{s^3 + k_\varepsilon \omega' s^2 + \omega'^2 s} \quad (60)$$

Fazendo $k_\varepsilon = 1$, o termo $\omega'^2(1 - k_\varepsilon)$ se torna zero, assim é possível realizar uma nova simplificação, e finalmente, a função de transferência da integral imparcial com Q(s) é definida conforme,

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s) = \frac{s + \omega'}{s^2 + \omega' s + \omega'^2} \quad (61)$$

Devido a característica da resposta subamortecida da função de transferência Q(s), é necessário minimizar o efeito do atraso introduzido em $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$, o qual na presença de eventuais deslocamentos CC no sinal da tensão v_μ , pode resultar em um comportamento indesejado no valor estimado da integral imparcial. A Figura 15 ilustra o efeito do atraso introduzido em $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$. Nota-se que o atraso introduzido em $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$, ocasiona um deslocamento na resposta inicial, no qual o regime permanente é obtido depois de aproximadamente 1,2 s.

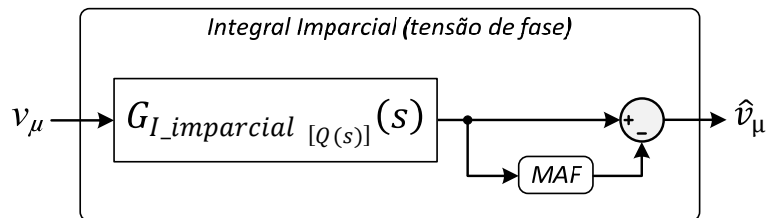
Figura 15 – Efeito do atraso introduzido no valor estimado da integral imparcial com Q(s).



Fonte: Próprio autor.

Desse modo, para melhorar a resposta inicial e transitória de $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$, é proposto o uso de um filtro de média móvel recursivo (Moving Average Filter - MAF) do tipo FIR (finite impulse response) na saída de $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$ para eliminar possíveis deslocamentos CC. O uso do MAF é escolhido devido ao atraso em sua resposta ser de apenas um ciclo da frequência fundamental, que neste caso é imprescindível para se obter uma estimativa satisfatória no valor de \hat{v}_μ considerando possíveis deslocamentos CC no sinal de tensão v_μ . Assim, a integral imparcial é implementada conforme o diagrama em blocos ilustrado na Figura 16.

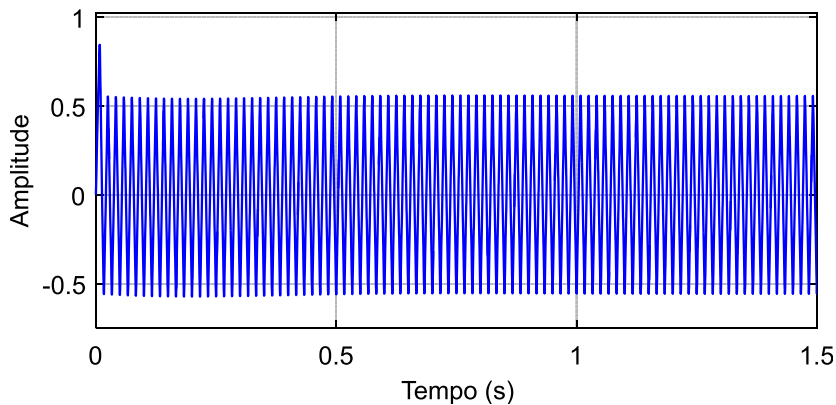
Figura 16 – Diagrama em blocos do método proposto para a integral imparcial com Q(s).



Fonte: Próprio autor.

Finalmente, a Figura 17 ilustra a saída da integral imparcial com o uso do MAF para rejeitar o deslocamento CC. Nota-se que neste caso, o deslocamento CC na resposta inicial provocado pelo atraso introduzido em $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$ com Q(s) é compensado com o uso do MAF.

Figura 17 – Minimização do efeito do atraso com uso do MAF na saída da integral imparcial com Q(s).



Fonte: Próprio autor.

3.4.2 Considerações sobre a Implementação digital de $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$

Para a implementação digital da função de transferência $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$, optou-se pelo método de discretização que usa o segurador de ordem zero (*zero-order hold* - ZOH), o qual resulta em coeficientes maiores (conforme será explicado nas próximas seções, coeficientes muito pequenos podem originar problemas de quantização em processadores com FPU de precisão simples), em relação a outros métodos por exemplo bilinear (Tustin), segurador de primeira ordem (*first order hold ou ramp invariant* – FOH), invariância ao impulso, etc. Os métodos *backward-Euler* e *forward-Euler* não foram considerados pelo fato de não produzirem resultados tão precisos se comparados aos métodos supracitados, já que a aproximação é realizada pela regra retangular.

Assim, a discretização de $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)$ por ZOH, é realizada conforme a seguinte equação (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998),

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)]}(ZOH)}(z) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)}{s} \right] \right\} \quad (62)$$

Na qual a transformada z é dada pelo operador “ \mathcal{Z} ”, e \mathcal{L}^{-1} é definida como sendo a transformada inversa de Laplace da respectiva função. É importante mencionar que para a realização da transformada z em uma função qualquer que esteja no domínio da frequência complexa de Laplace, primeiramente é necessário que a função de transferência seja representada no domínio do tempo.

Desse modo, aplicando \mathcal{L}^{-1} em $G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)/s$,

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)}{s} \right] = \frac{1 + \frac{\sqrt{3} \operatorname{sen} \left(\frac{\sqrt{3} \omega t}{2} \right)}{3} e^{-\left(\frac{\omega t}{2}\right)} - \cos \left(\frac{\sqrt{3} \omega t}{2} \right) e^{-\left(\frac{\omega t}{2}\right)}}{\omega} \quad (63)$$

Logo, a função no tempo discreto é dada conforme ($t = kT_a$),

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)}{s} \right] = \frac{1 + \frac{\sqrt{3} \operatorname{sen} \left(\frac{\sqrt{3} \omega k T_a}{2} \right)}{3} e^{-\left(\frac{\omega k T_a}{2} \right)} - \cos \left(\frac{\sqrt{3} \omega k T_a}{2} \right) e^{-\left(\frac{\omega k T_a}{2} \right)}}{\omega} \quad (64)$$

Então aplicando a transformada z em (64),

$$\begin{aligned} & \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)}{s} \right] \right\} \\ &= \frac{z [3z e^{(\omega T_a)} - 3\alpha_2 \cos(\alpha_1) - \sqrt{3} \alpha_2 \operatorname{sen}(\alpha_1) - 3z \alpha_2 \cos(\alpha_1) + \sqrt{3} z \alpha_2 \operatorname{sen}(\alpha_1) + 3]}{3\omega(z-1)[e^{(\omega T_a)} z^2 - 2\alpha_2 \cos(\alpha_1) z + 1]} \end{aligned} \quad (65)$$

Na qual,

$$\alpha_1 = \frac{\sqrt{3} \omega T_a}{2} \quad (66)$$

$$\alpha_2 = e^{\left(\frac{\omega T_a}{2} \right)} \quad (67)$$

Em seguida, desenvolvendo a multiplicação por $(1 - z^{-1}) = (z - 1)/z$,

$$\begin{aligned} & \frac{z-1}{z} \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{I_imparcial_{[Q(s)]}}(s)}{s} \right] \right\} \\ &= \frac{3z e^{(\omega T_a)} - 3\alpha_2 \cos(\alpha_1) - \sqrt{3} \alpha_2 \operatorname{sen}(\alpha_1) - 3z \alpha_2 \cos(\alpha_1) + \sqrt{3} z \alpha_2 \operatorname{sen}(\alpha_1) + 3}{3\omega [e^{(\omega T_a)} z^2 - 2\alpha_2 \cos(\alpha_1) z + 1]} \end{aligned} \quad (68)$$

Então, colocando $3\alpha_2 \cos(\alpha_1)$ e $\sqrt{3} \alpha_2 \operatorname{sen}(\alpha_1)$ em evidência,

$$\begin{aligned} & G_{I_imparcial_{[Q(s)](zOH)}(z) \\ &= \frac{3z e^{(\omega T_a)} - 3\alpha_2 \cos(\alpha_1)(1+z) - \sqrt{3} \alpha_2 \operatorname{sen}(\alpha_1)(1-z) + 3}{3\omega [e^{(\omega T_a)} z^2 - 2\alpha_2 \cos(\alpha_1) z + 1]} \end{aligned} \quad (69)$$

Para realizar a implementação da equação a diferenças no DSP, multiplica-se (69) por $\frac{z^{-2}}{z^{-2}}$,

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)](ZOH)}}(z) = \left[\frac{3ze^{(\omega T_a)} - 3\alpha_2 \cos(\alpha_1)(1+z) - \sqrt{3} \alpha_2 \sin(\alpha_1)(1-z) + 3}{3\omega [e^{(\omega T_a)} z^2 - 2\alpha_2 \cos(\alpha_1)z + 1]} \right] \frac{z^{-2}}{z^{-2}} \quad (70)$$

Assim, finalmente obtém-se,

$$G_{I_imparcial_{[Q(s)](ZOH)}}(z) = \frac{3z^{-1}e^{(\omega T_a)} - 3\alpha_2 \cos(\alpha_1)(z^{-2} + z^{-1}) - \sqrt{3} \alpha_2 \sin(\alpha_1)(z^{-2} - z^{-1}) + 3z^{-2}}{3\omega [e^{(\omega T_a)} - 2\alpha_2 \cos(\alpha_1)z^{-1} + z^{-2}]} \quad (71)$$

Para a implementação da equação $G_{I_imparcial_{[Q(s)](ZOH)}}(z)$, basta realizar a substituição da frequência angular de ressonância desejada (ω) e do período de amostragem (T_a). Em seguida obtém-se a solução numérica da equação. Por fim, é necessário normalizar todos os coeficientes da função em relação ao coeficiente a_0 do denominador da função de transferência discreta. Para isso, determina-se um fator de multiplicação comum a todos os coeficientes de modo que $fator_{(coef)} = 1/a_0$.

Desse modo, a função de transferência $G_{I_imparcial_{[Q(s)](ZOH)}}(z)$ terá a seguinte forma ($b_0 = 0$ e $a_0 = 1$),

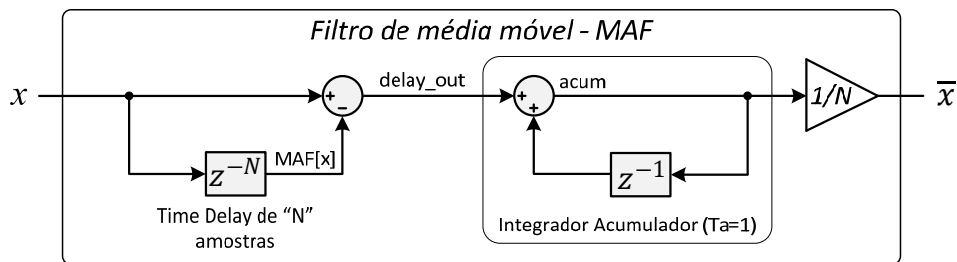
$$G_{I_imparcial_{[Q(s)](ZOH)}}(z) = \frac{0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (72)$$

3.4.3 Considerações sobre a Implementação digital do MAF

Para a realização digital do MAF, algumas características em relação ao DSP devem ser inicialmente avaliadas.

A implementação do MAF no DSP pode ser realizada conforme representado pelo diagrama em blocos na Figura 18 (GOLESTAN et al., 2014).

Figura 18 – Diagrama em blocos para a implementação do MAF.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Note que a saída “delay_out” corresponde a uma operação de subtração do sinal de entrada com a saída de um buffer de “N” amostras, no qual $N = f_a/f$. Por simplicidade, o integrador acumulador é implementado pelo método Backward-Euler (integração retangular).

Um problema encontrado nesta implementação considerando que as variáveis são do tipo float32, se deve ao fato da unidade de ponto flutuante (*Floating-Point Unit* - FPU) do DSC TMS320F28379D utilizado neste trabalho, ser de precisão simples (32 bits, atendendo a norma IEEE 754). Isso acaba resultando em erros de arredondamento que vão se acumulando na saída do integrador acumulador (acum). Além disso, o erro acumulado tende a ser maior quanto maior for a frequência de amostragem do sinal, fato devido a maior quantidade de amostras somadas em um período da frequência fundamental.

Uma possível solução seria declarar a variável de saída do integrador (acum) com o tipo “long double” (float64) no *Code Composer Studio*. No entanto, o tempo de processamento aumenta consideravelmente (aproximadamente 40% ou 1,6 μ s a mais), já que o DSP não dispõe de instruções para realizar cálculos diretamente com valores de 64bits sendo tudo realizado por funções contidas em bibliotecas específicas para esse fim.

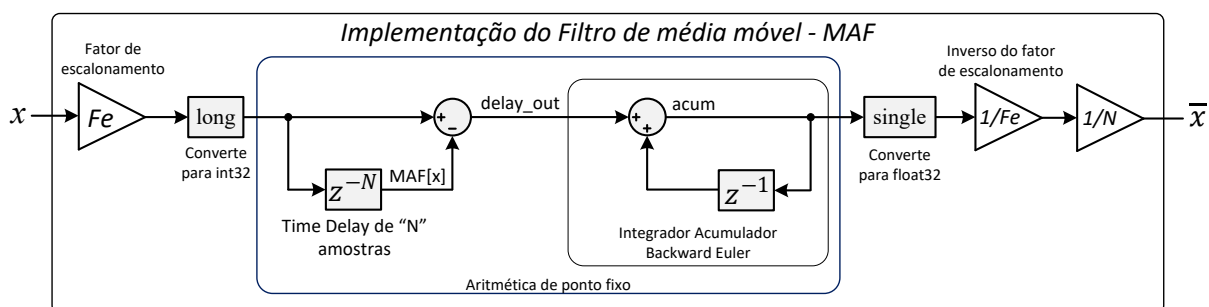
Outro método mais elegante para resolver este problema consiste em declarar todas as variáveis (menos a variável de saída do MAF) com o tipo “long” (que é igual a int32). Assim, o erro é minimizado, pois todo o cálculo passa a ser realizado com valores inteiros e os erros de arredondamento que ocorrem com as variáveis do tipo float de precisão simples (32 bits) não acontecem mais, já que as frações decimais passam a ter uma representação mais exata.

Além disso, utiliza-se um fator de escalonamento na variável de entrada do MAF para melhorar a precisão do cálculo, já que quanto maior o valor da grandeza

usada para executar os cálculos (considerando que as variáveis são do tipo long), melhor será a precisão no resultado. Este procedimento é semelhante ao utilizado em dispositivos com aritmética de ponto fixo.

Assim, o método proposto para a realização do MAF é ilustrado na Figura 19.

Figura 19 – Diagrama em blocos para a implementação do MAF.



Fonte: Próprio autor.

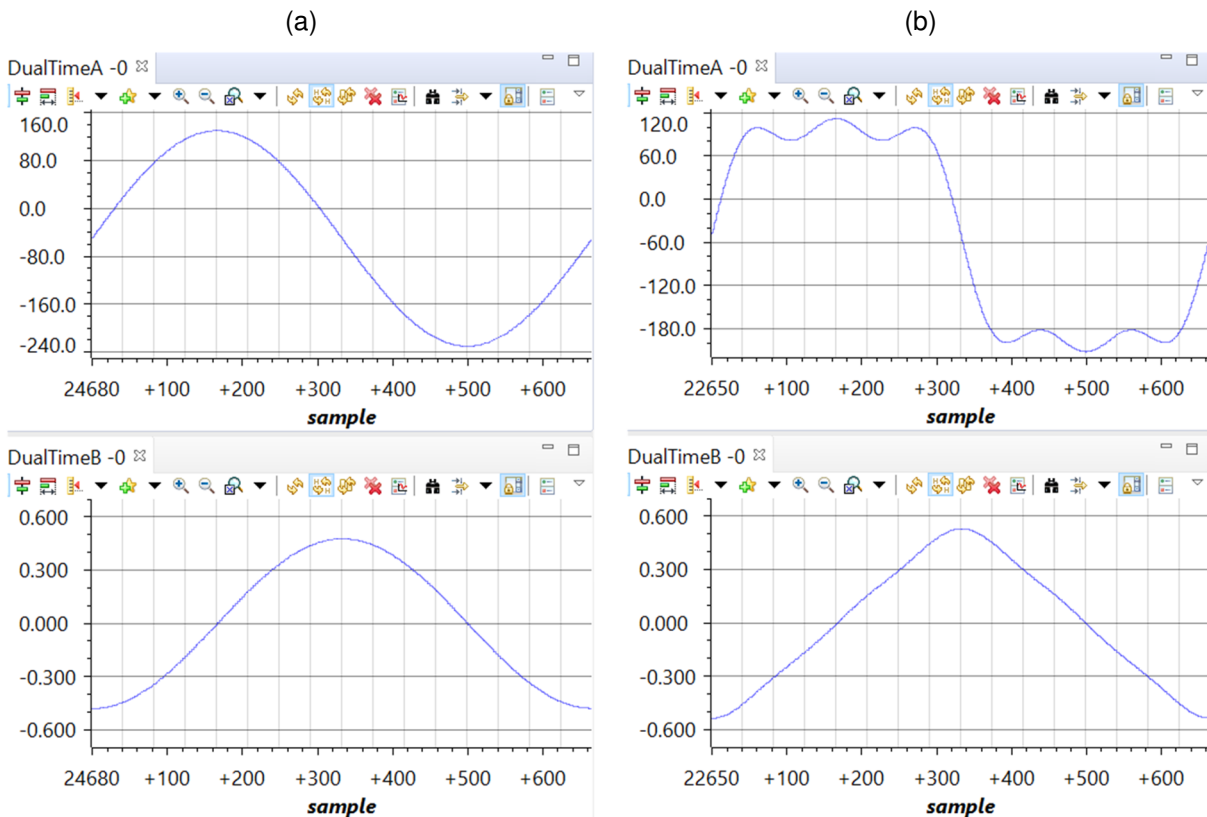
Um cuidado especial deve ser tomado em relação ao fator de escalonamento, de modo que a saída do integrador acumulador não extrapole os limites (-2147483648 a +2147483647) definidos para variáveis do tipo int32.

Após a conversão da saída do integrador acumulador para o tipo float, deve-se aplicar o inverso do fator de escalonamento com a finalidade de se obter o valor correto.

A Figura 20 ilustra o resultado obtido da implementação proposta no DSP para a integral imparcial obtida com a função de transferência de $Q(s)$ e o MAF na saída. Dois casos foram avaliados, para o primeiro caso, conforme Figura 20-a foi considerado um sinal de tensão fundamental de 180V de pico mais deslocamento CC de 50V (gráfico superior esquerdo) e o resultado obtido é ilustrado no gráfico inferior esquerdo. Já para o segundo caso, conforme Figura 20-b foi considerado um sinal de tensão fundamental de 180V de pico, um deslocamento CC de 50V e, além disso, foi adicionado um sinal de terceira harmônica com amplitude de 25% da fundamental e quinta harmônica com amplitude igual a 15% da fundamental.

Nota-se que os sinais obtidos com a implementação proposta são ortogonais, característica de extrema importância para o correto funcionamento do algoritmo da CPT. Além disso, como pode ser observado, o deslocamento CC foi eliminado.

Figura 20 – Resultado da implementação da integral imparcial com $Q(s)$ e o MAF no DSP: (a) tensão de entrada senoidal com deslocamento CC; (b) tensão de entrada senoidal com deslocamento CC e harmônica de 3ª e 5ª ordem.



Fonte: Próprio autor.

3.4.4 Segundo método proposto para estimar a integral imparcial

O segundo método consiste na construção de um banco de filtros em paralelo obtidos a partir da função de transferência da integral imparcial com a função de transferência $D(s)$ do SOGI-QSG, no qual cada filtro é ajustado para uma componente harmônica específica presente na tensão da rede.

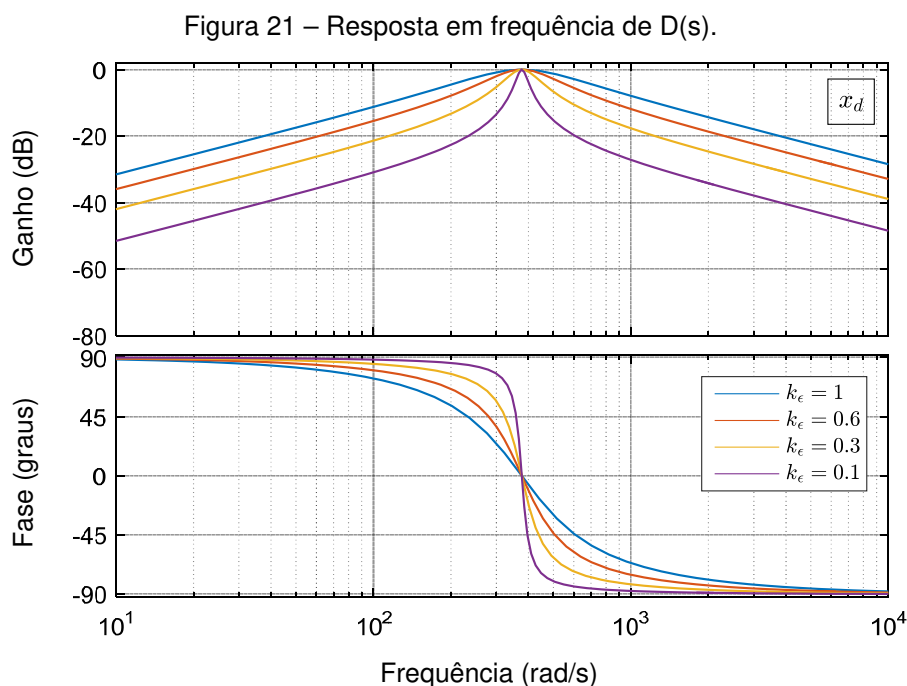
Embora tal solução consiga estimar satisfatoriamente o valor da integral imparcial da tensão, é de extrema importância que cada um dos filtros seja altamente seletivo, de modo a rejeitar, teoricamente, todas as componentes harmônicas diferente da largura de banda de interesse para cada filtro. Caso isso não seja garantido, poderá ocorrer pequenas diferenças de fase no valor estimado. Além disso, esta solução poderá demandar um tempo de processamento maior se comparado ao primeiro método, que será maior quanto mais harmônicas forem consideradas para a construção do banco de filtros.

A função de transferência $D(s)$ do SOGI-QSG é dada conforme equação logo abaixo (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006; RODRIGUEZ et al., 2006; RODRIGUEZ et al., 2008),

$$D(s) = \frac{x_d(s)}{x_f(s)} = \frac{k_\varepsilon \omega' s}{s^2 + k_\varepsilon \omega' s + \omega'^2} \quad (73)$$

Conforme mencionado na seção 3.4.1, $D(s)$ tem um comportamento semelhante a um filtro passa-banda, no qual k_ε permite ajustar a largura de banda (seletividade) do filtro. Uma característica interessante em $D(s)$ é o fato da largura de banda ajustada por k_ε ser independente da frequência de ressonância ω' .

Para demonstrar as características de $D(s)$, a Figura 21 ilustra a resposta em frequência considerando vários valores para o ganho k_ε , no qual foi considerado $\omega' = 2\pi 60 \text{ rad/s}$. Nota-se que, quanto menor o ganho k_ε , menor será a largura de banda do filtro. Além disso, é possível observar que a fase na frequência de ressonância ω' é zero, característica que demonstra a quadratura obtida entre os sinais x_d e x_q .



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Então considerando a característica do filtro passa-banda de $D(s)$, é possível aplicá-lo, diretamente, para a eliminação de possíveis deslocamentos CC no sinal da tensão de entrada (BURGOS-MELLADO, 2017; PENA et al., 2008).

Desse modo, partindo da hipótese de que a saída de $D(s)$ é livre de deslocamentos CC para a frequência de ressonância desejada, a integral imparcial obtida com $D(s)$ pode ser estimada diretamente conforme a equação abaixo,

$$G_{I_imparcial[D(s)]}(s) = \frac{k_\varepsilon \omega' s}{s^2 + k_\varepsilon \omega' s + \omega'^2} \left(\frac{1}{s} \right) \quad (74)$$

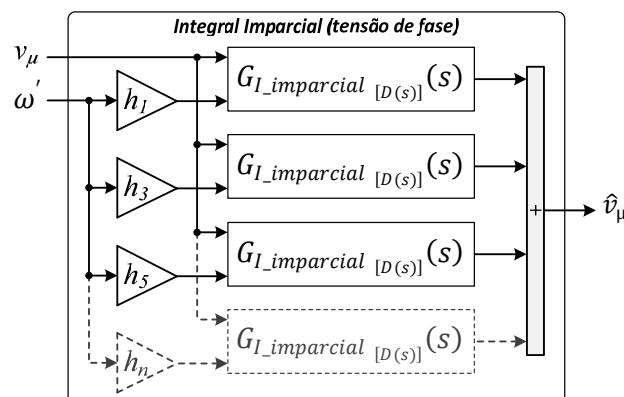
Logo, simplificando $G_{I_imparcial[D(s)]}(s)$, obtém-se,

$$G_{I_imparcial[D(s)]}(s) = \frac{k_\varepsilon \omega'}{s^2 + k_\varepsilon \omega' s + \omega'^2} \quad (75)$$

É importante ressaltar que para a função de transferência obtida $G_{I_imparcial[D(s)]}(s)$, apenas o deslocamento CC na frequência de ressonância ω' ajustada será eliminado. Logo, para cada frequência harmônica presente no sinal da tensão, é necessária uma implementação de $G_{I_imparcial[D(s)]}(s)$ com a respectiva frequência de ressonância harmônica. Isso irá garantir que a integral imparcial seja estimada de forma satisfatória.

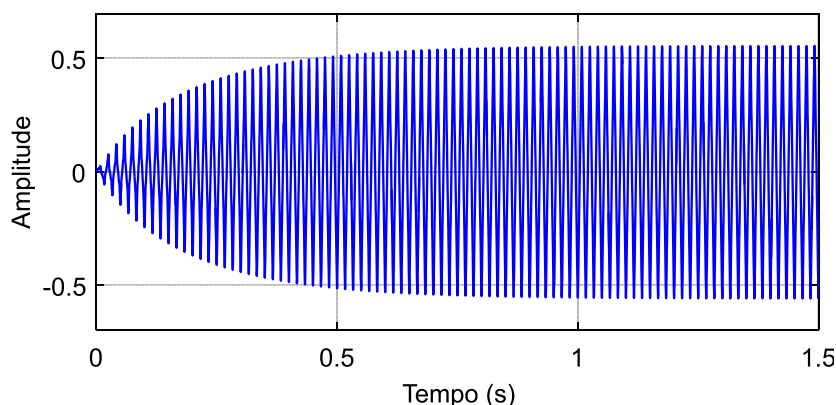
A figura 22 ilustra a solução proposta para a construção de um banco de filtros passa-banda para estimar o valor da integral imparcial da tensão.

Figura 22 – Diagrama em blocos do método proposto para a integral imparcial com $D(s)$.



A figura 23 ilustra o resultado estimado da integral imparcial obtida com $D(s)$. Nota-se que neste caso, não há deslocamento CC, de modo que o sinal é simétrico durante todo o tempo, no entanto, o regime permanente é conseguido em aproximadamente 1 s.

Figura 23 – Resultado da Integral imparcial da tensão obtida com o banco de filtros obtidos com $D(s)$.



Fonte: Próprio autor.

3.5 Proposta para compensação seletiva da corrente residual

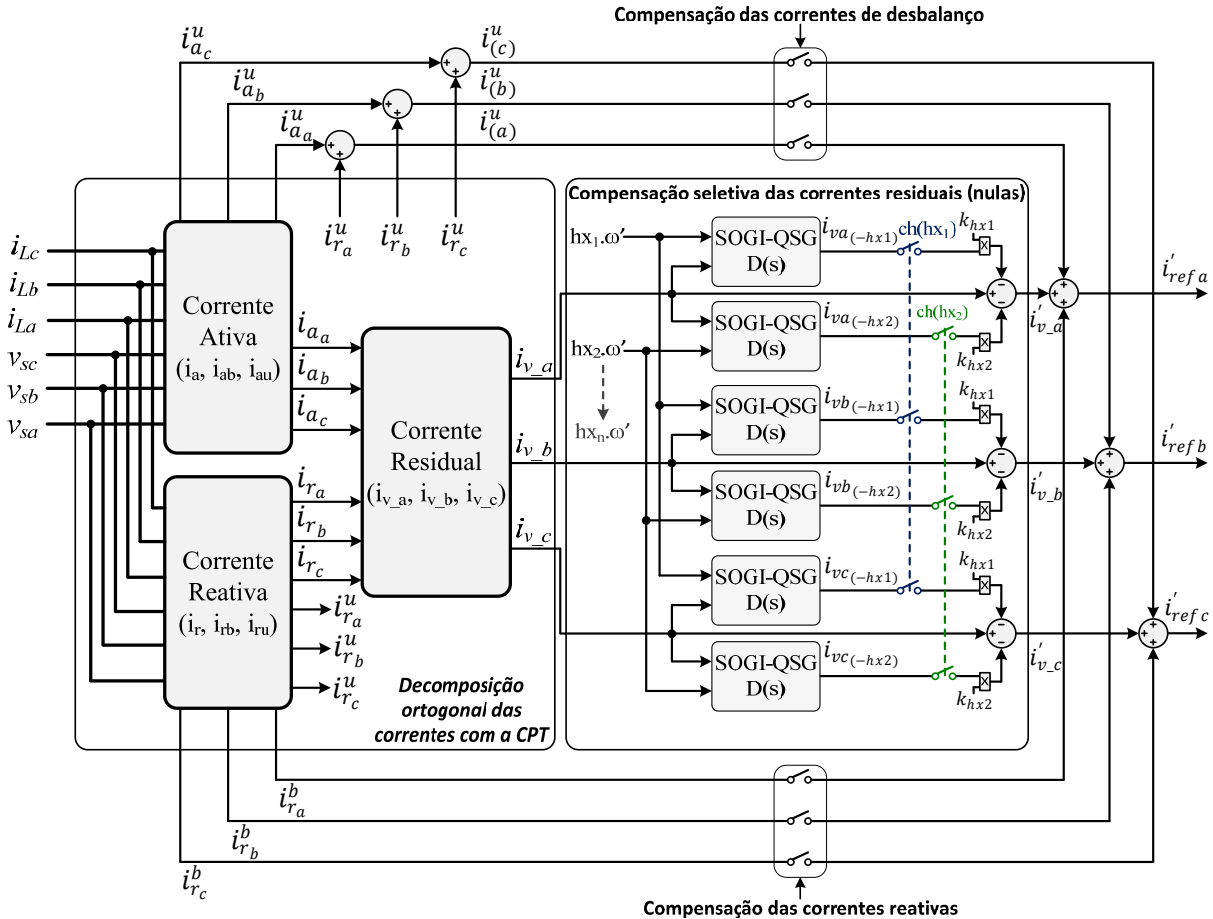
Considerando a característica do filtro passa-banda apresentada pela função de transferência $D(s)$ do SOGI-QSG já explanada anteriormente, e o fato de que a corrente residual $i_{v_μ}$ representa as não linearidades entre a forma de onda da tensão e da corrente, é possível realizar a compensação seletiva das componentes harmônicas existentes na corrente residual conforme ilustrado na Figura 24.

Neste caso, apenas duas componentes harmônicas são utilizadas para a compensação seletiva das componentes harmônicas da corrente residual, no entanto, tal funcionalidade pode ser expandida para proporcionar a compensação seletiva de um maior número de harmônicas da corrente residual. Desse modo, é possível selecionar algumas opções, como por exemplo, se a corrente i_v será totalmente compensada, se uma determinada harmônica (ou a combinação das duas harmônicas) da corrente i_v não será compensada ou se uma determinada harmônica (ou a combinação das duas harmônicas) será parcialmente compensada. Isso agrega maior flexibilidade no controle do FAPP.

A primeira componente harmônica da corrente residual definida para a compensação seletiva $hx_1 \cdot \omega'$ (na qual $hx_1 = \{3,5,7,9,11,13 \dots, hx_n\}$) corresponde a

harmônica em questão) é selecionada por meio da chave $ch(hx_1)$, a qual não será compensada se a chave $ch(hx_1)$ estiver na posição fechada.

Figura 24 – Algoritmo proposto para a geração das referências de corrente com a CPT.



Fonte: Próprio autor.

A segunda harmônica definida para a compensação seletiva hx_2 ($hx_2 = \{5, 7, \dots, h\}$) é selecionada por meio da chave $ch(hx_2)$.

A Tabela 10 ilustra todas as possibilidades de compensação seletiva da corrente i_v com o algoritmo proposto.

Além disso, os coeficientes k_{hx_1} e k_{hx_2} permitem a compensação parcial das respectivas componentes harmônicas de i_v . Desse modo é possível ajustar os coeficiente k_{hx_1} e k_{hx_2} (com valores entre 0 a 1) para reduzir o percentual de determinada componente harmônica de i_v que se deseja compensar. Por exemplo, se o coeficiente for ajustado em 1, a respectiva componente harmônica é eliminada da corrente i_v , ou seja, a corrente correspondente a harmônica de ordem hx_n não é

compensada. Do mesmo modo, se o coeficiente for ajustado em 0,3, 70% da respectiva corrente é compensada.

Tabela 10 – Compensação seletiva de harmônicos da corrente i_v .

Chave		Corrente Compensada
$ch(hx_1)$	$ch(hx_2)$	
aberta	aberta	i_v
fechada	aberta	$i_v - k_{hx1}i_{vx(-hx1)}$
aberta	fechada	$i_v - k_{hx2}i_{vx(-hx2)}$
fechada	fechada	$i_v - (k_{hx1}i_{vx(-hx1)} + k_{hx2}i_{vx(-hx2)})$

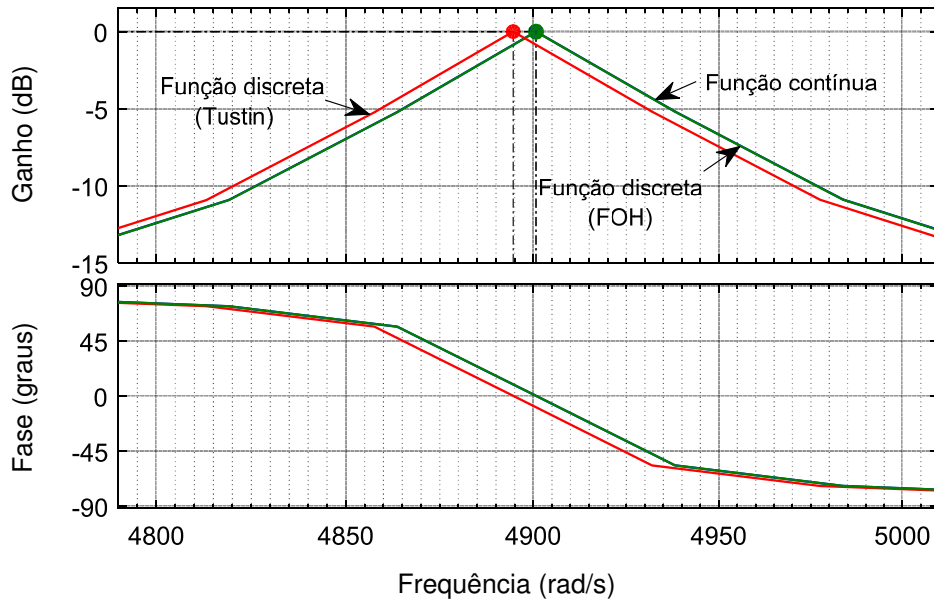
Fonte: Próprio autor.

É possível notar que para cada harmônica da corrente residual que se deseja realizar a compensação seletiva, três filtros D(s) são empregados, sendo um para cada fase. É importante destacar que os filtros D(s) devem ser ajustados de modo a apresentarem alta seletividade ($k_\varepsilon < 1$), de modo a minimizar pequenas diferenças de fase entre as correntes i_{v_μ} e i'_{v_μ} . Contudo, mesmo que o filtro D(s) seja altamente seletivo, a implementação digital pode ocasionar pequenas diferenças na frequência de ressonância dos filtros projetados para selecionar componentes harmônicas de ordem elevada.

A Figura 25 ilustra o efeito da diferença apresentada devido ao processo de discretização do filtro D(s). Para este caso, foi considerado um período de amostragem $T_a = 2,5 \times 10^{-5} s$, $k_\varepsilon = 0,01$ e $hx_n = 13$, no qual dois métodos de discretização foram utilizados, bilinear e o *first order hold* (FOH). Nota-se que para o método FOH (o qual ficou sobreposto a função contínua), a frequência angular de ressonância é obtida exatamente em 0 dB. Por outro lado, a frequência angular obtida com a discretização por Tustin, resultou em uma diferença de aproximadamente 10 rad/s . É importante destacar que resposta semelhante a obtida com o FOH, é conseguida com os métodos invariância ao impulso, ZOH e *zero-pole matching*.

Esse deslocamento na frequência de ressonância do filtro provoca pequenas diferenças de fase que devem ser consideradas na implementação do filtro D(s), de modo a não comprometer a precisão das referências de corrente do FAPP.

Figura 25 – Deslocamento na frequência de ressonância do filtro D(S) para harmônicas de ordem elevada devido ao processo de discretização.



Fonte: Próprio autor.

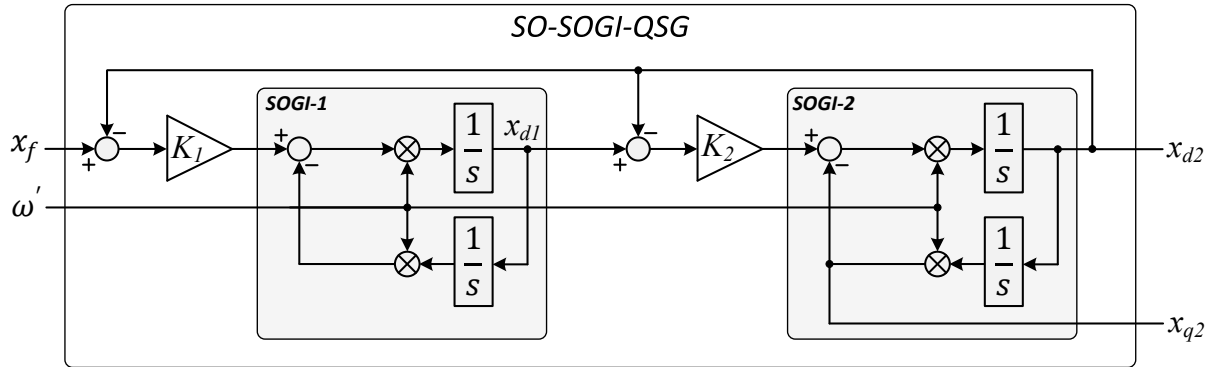
3.6 Sistema de sincronismo Dual SO-SOGI-QSG-PLL

O algoritmo de sincronismo escolhido neste trabalho foi proposto recentemente por Xin et al. (2016), sendo denominado de Second Order SOGI-QSG (SO-SOGI-QSG), o qual é caracterizado por uma função de transferência de quarta ordem. A proposta do SO-SOGI-QSG é proporcionar uma melhor atenuação harmônica e rejeição a deslocamentos CC presentes na forma de onda da tensão em relação ao tradicional SOGI-QSG, de modo que a geração dos sinais de tensão em quadratura seja preciso. Além disso, os autores propõem um método simples para se ajustar os ganhos para os filtros.

Uma revisão recente dos métodos de sincronização para sistemas monofásicos e trifásicos é apresentado em Golestan, Guerrero e Vasquez (2017a) e Golestan, Guerrero e Vasquez (2017b). Cabe mencionar que o uso do algoritmo de sincronismo (PLL) não é necessário para a geração das referências de corrente com a CPT, no entanto, o ângulo de fase obtido do algoritmo de sincronismo é usado no controle do elo CC do FAPP, o qual necessita dos vetores unitários de sequência positiva das tensões da rede para atuar na amplitude das referências de corrente, compensando as perdas que ocorrem na estrutura do FAPP para manter a tensão do elo CC constante.

A Figura 26 ilustra o diagrama em blocos do SO-SOI-QSG.

Figura 26 – Diagrama em blocos do SO-SOGI-QSG.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Conforme (XIN et al., 2016), as funções de transferência $D_{SO-SOGI-QSG}(s)$ e $Q_{SO-SOGI-QSG}(s)$ do SO-SOGI-QSG são dadas respectivamente por,

$$D_{SO-SOGI-QSG}(s) = \frac{x_{d2}(s)}{x_f(s)} = \frac{K_1 K_2 \omega'^2 s^2}{(s^2 + K_2 \omega' s + \omega'^2)(s^2 + \omega'^2) + K_1 K_2 \omega'^2 s^2} \quad (76)$$

$$Q_{SO-SOGI-QSG}(s) = \frac{x_{q2}(s)}{x_f(s)} = \frac{K_1 K_2 \omega'^3 s}{(s^2 + K_2 \omega' s + \omega'^2)(s^2 + \omega'^2) + K_1 K_2 \omega'^2 s^2} \quad (77)$$

Uma dificuldade para se implementar (77) no *DSP* está no fato desta ser uma função de quarta ordem, na qual a relação entre o maior expoente da variável complexa 's' do numerador/denominador é de $1/s^3$. Isso implica em um filtro com coeficientes muito pequenos para ser implementado em um controlador digital com *FPU* de precisão simples (32 bits). Uma possível solução conforme já visto nas seções anteriores, seria declarar os coeficientes do filtro com o tipo "long double", no entanto, ao custo de um tempo de processamento consideravelmente maior.

Desse modo, é proposto um método simples com realimentação modificada para a implementação do SO-SOGI-QSG, no qual as funções de transferência passam a ser tratadas como $D(s)$ e $Q(s)$, as quais são as respectivas funções de transferências do SOGI-QSG, que neste caso, são funções de segunda ordem.

Assim, considerando (73), (76) pode ser determinada com a associação em cascata de dois SOGI-QSG D(s) conforme,

$$D_{SO-SOGI-QSG}(s) = \frac{x_{d2}(s)}{x_f'(s)} = \left(\frac{K_1 \omega' s}{s^2 + K_1 \omega' s + \omega'^2} \right) \left(\frac{K_2 \omega' s}{s^2 + K_2 \omega' s + \omega'^2} \right) \quad (78)$$

No qual $x_f' = x_f + (x_{d1} - x_{d2})$. Isso faz uma modificação na realimentação de modo que a função de transferência resultante fique de acordo com a função de transferência proposta em Xin et al. (2016) para o SO-SOGI-QSG. Desse modo, o SO-SOGI-QSG pode ser implementado diretamente com dois SOGI-QSG, sem a necessidade de se implementar as funções de quarta ordem dadas por (76) e (77). Logo, a saída x_{q2} também é obtida diretamente do segundo SOGI-QSG.

Os ganhos K_1 e K_2 são ajustados conforme (XIN et al., 2016),

$$K_1 = \frac{\omega_n}{\omega' \zeta} \quad (79)$$

$$K_2 = \frac{4\zeta \omega_n}{\omega'} \quad (80)$$

No qual, ω_n é definido como a frequência angular natural não amortecida e ζ o fator de amortecimento ($0 \leq \zeta < 1$), o qual foi considerado $\zeta = 0,7071$. Desse modo, é possível determinar o sobressinal σ da resposta do SO-SOGI-QSG conforme,

$$\sigma = e^{\left(\frac{-\pi \zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right)} \quad (81)$$

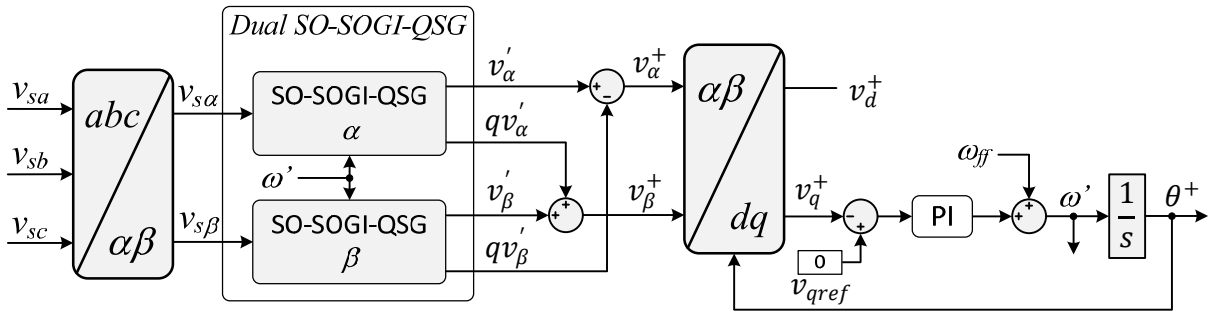
Logo, obtém-se $\sigma = 0,0432549$, que corresponde a um sobressinal de 4,32%. Então, ω_n pode ser determinado do seguinte modo,

$$\omega_n = \frac{4,4}{\zeta t_{regime}} \quad (82)$$

O tempo de acomodação foi definido como sendo igual a um ciclo da frequência fundamental, $t_{regime} = 0,01666$ s.

Finalmente, o Dual SO-SOGI-QSG é implementado conforme o diagrama em blocos ilustrado na Figura 27.

Figura 27 – Diagrama em blocos do Dual SO-SOGI-QSG.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

3.6.1 Implementação digital do SO-SOGI-QSG

Para a discretização das funções de transferência $D(s)$ e $Q(s)$, optou-se por utilizar o método bilinear (Tustin), já que este é relativamente simples e resulta em uma função discreta estável e precisa para a frequência de ressonância ω' considerada. Desse modo, se substitui a variável complexa 's' por,

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1} \quad (83)$$

Então, substituindo (83) em (73), obtém-se,

$$D(s) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{k_\varepsilon \omega' \left(\frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1} \right)}{\left(\frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1} \right)^2 + k_\varepsilon \omega' \left(\frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1} \right) + \omega'^2} \quad (84)$$

Após algumas manipulações, (84) pode ser reescrita do seguinte modo,

$$\frac{u(z)}{e(z)} = \frac{2k_\varepsilon \omega' T_a (z+1)(z-1)}{4(z-1)(z-1) + 2k_\varepsilon \omega' T_a (z-1)(z+1) + \omega'^2 T_a^2 (z+1)(z+1)} \quad (85)$$

Então, fazendo $A = k_\varepsilon \omega' T_a$ e $B = \omega'^2 T_a^2$,

$$\frac{u(z)}{e(z)} = \frac{2A(z+1)(z-1)}{4(z-1)(z-1) + 2A(z-1)(z+1) + B(z+1)(z+1)} \quad (86)$$

Para implementar o filtro no DSP por meio de uma equação a diferenças, é necessário obter a equação em função do operador de atraso z^{-1} . Assim, realiza-se a multiplicação da equação do filtro por z^{-1}/z^{-1} ,

$$\frac{u(z)}{e(z)} = \frac{2Az^{-1}(z+1)(z-1)}{4z^{-1}(z-1)(z-1) + 2Az^{-1}(z-1)(z+1) + Bz^{-1}(z+1)(z+1)} \quad (87)$$

Desse modo, após algumas manipulações, é possível escrever,

$$u(z) = \frac{e(z)[2A(1-z^{-2})] + u(z)z^{-1}(8-2B) + u(z)z^{-2}(-4+2A-B)}{[4+2A+B]} \quad (88)$$

Então, (86) pode ser escrita na forma de equação a diferenças conforme,

$$q^0 u[k] = \frac{2Ae[k]q^0 - 2Ae[k]q^{-2} + u[k]q^{-1}(8-2B) + u[k]q^{-2}(-4+2A-B)}{(4+2A+B)} \quad (89)$$

No qual q^{-n} corresponde ao operador de atraso temporal relacionado com a variável complexa z^{-n} . Finalmente, aplicando o operador 'q', a saída $u[k]$ do filtro recursivo IIR (infinite impulse response) é calculada no DSP por meio da seguinte equação a diferenças,

$$u[k] = \frac{2A(e[k] - e[k-2]) + u[k-1](8-2B) + u[k-2](-4+2A-B)}{(4+2A+B)} \quad (90)$$

Para a implementação no DSP, é interessante executar todos os cálculos que estão em função de 'A' e 'B', os quais retornarão os coeficientes do filtro, para a implementação do código no DSP,

$$u[k] = C'_d(e[k] - e[k - 2]) + u[k - 1]D' + u[k - 2]E' \quad (91)$$

No qual,

$$C'_d = \frac{2A}{4 + 2A + B} = \frac{2k_\varepsilon \omega' T_a}{4 + 2k_\varepsilon \omega' T_a + \omega'^2 T_a^2} \quad (92)$$

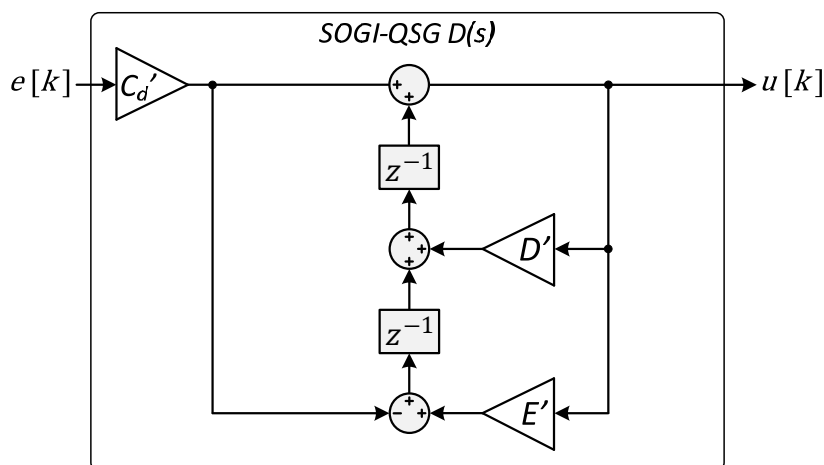
$$D' = \frac{8 - 2B}{4 + 2A + B} = \frac{8 - 2(\omega'^2 T_a^2)}{4 + 2k_\varepsilon \omega' T_a + \omega'^2 T_a^2} \quad (93)$$

$$E' = \frac{-4 + 2A - B}{4 + 2A + B} = \frac{-4 + 2k_\varepsilon \omega' T_a - \omega'^2 T_a^2}{4 + 2k_\varepsilon \omega' T_a + \omega'^2 T_a^2} \quad (94)$$

Logo, a equação a diferenças de D(s) pode ser implementada conforme o diagrama em blocos ilustrado na Figura 28.

Esta estrutura é denominada forma direta II transposta sendo considerada mais precisa numericamente para controladores com FPU. Além disso, a forma direta II transposta, emprega em sua estrutura o mínimo de atrasos unitários (forma canônica).

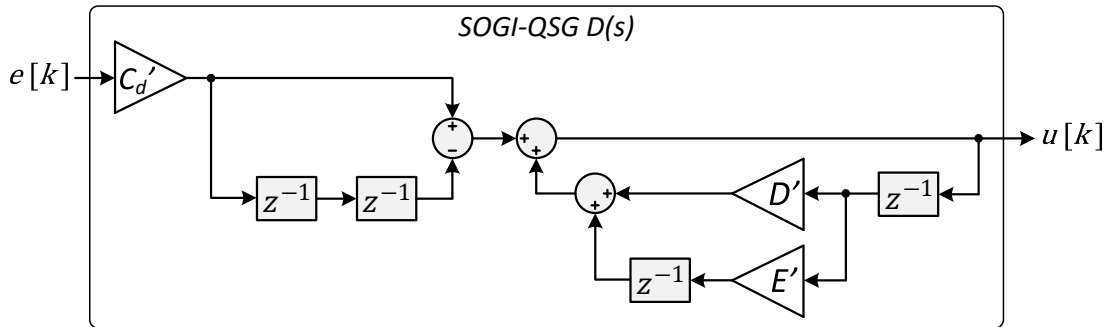
Figura 28 – Implementação da equação de diferenças para D(s) na forma direta II transposta.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Do mesmo modo, a estrutura implementada com a forma direta I ilustrada na Figura 29, a qual embora utilize o dobro de atrasos unitários em relação a forma direta II transposta, é menos propensa a ocorrência de erros de quantização dos coeficientes e de problemas de estabilidade em sua estrutura quando o controlador for de aritmética de ponto-fixado (LYONS, 2011).

Figura 29 – Implementação da equação de diferenças para $D(s)$ na forma direta I.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Para se obter a equação a diferenças da função de transferência $Q(s)$, o mesmo procedimento desenvolvido para $D(s)$ é utilizado. Assim, substituindo (83) em (50),

$$\frac{u(z)}{e(z)} = \frac{k_{\varepsilon} \omega'^2}{\left(\frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1}\right)^2 + k_{\varepsilon} \omega' \left(\frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1}\right) + \omega'^2} \quad (95)$$

Logo, após algumas manipulações, e posteriormente aplicando a transformada Z inversa e o operador 'q', chega-se a equação a diferenças do filtro biquadrático IIR para $Q(s)$ conforme,

$$u[k] = \frac{k_{\varepsilon} B(e[k] + 2e[k-1] + e[k-2]) + u[k-1](8 - 2B) + u[k-2](-4 + 2A - B)}{(4 + 2A + B)} \quad (96)$$

Na qual, $A = k_{\varepsilon} \omega' T_a$ e $B = \omega'^2 T_a^2$.

Finalmente, a equação a diferenças pode ser representada conforme,

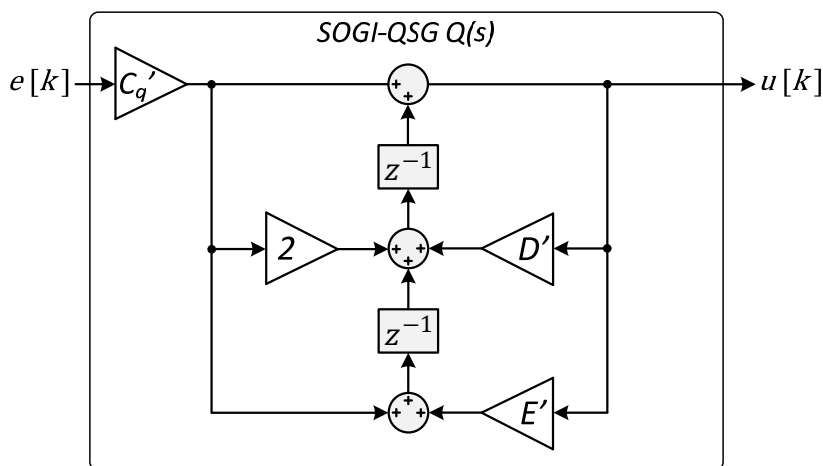
$$u[k] = C'_q(e[k] + 2e[k - 1] + e[k - 2]) + u[k - 1]D' + u[k - 2]E' \quad (97)$$

Na qual,

$$C'_q = \frac{k_\varepsilon B}{4 + 2A + B} = \frac{k_\varepsilon \omega'^2 T_s^2}{4 + 2k_\varepsilon \omega' T_s + \omega'^2 T_s^2} \quad (98)$$

Assim, a equação a diferenças de $Q(s)$ pode ser implementada em controladores com FPU conforme ilustrado na Figura 30.

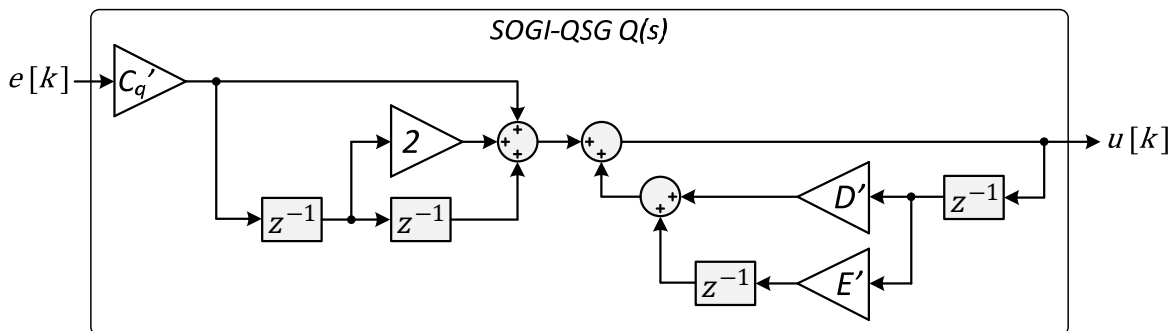
Figura 30 – Implementação da equação de diferenças para $Q(s)$ na forma direta II transposta.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Do mesmo modo, a implementação de $Q(s)$ na forma direta I pode ser realizada conforme ilustrado na Figura 31.

Figura 31 – Implementação da equação de diferenças para $Q(s)$ na forma direta I.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

3.7 Considerações finais sobre o capítulo

Neste capítulo uma revisão sobre as principais operações matemáticas e os fundamentos necessários para o desenvolvimento da Teoria de Potência Conservativa foram apresentados, na qual foram definidas todas as parcelas de correntes resultantes da decomposição ortogonal destas no domínio do tempo, bem como a decomposição das respectivas potências e os indicadores adimensionais. Duas simulações foram apresentadas visando demonstrar algumas das propriedades da *CPT* do ponto de vista da compensação ativa de potência, na qual foi mostrada a relação direta das correntes ativas balanceadas com as tensões no PAC. Dois métodos para se estimar a integral imparcial da tensão foram propostos os quais fazem uso da função de transferência do SOGI-QSG. Um algoritmo para a compensação seletiva das componentes harmônicas presentes na corrente residual foi apresentado, o qual é baseado na característica do filtro $D(s)$ do SOGI-QSG. Ao final do capítulo, foi apresentado uma metodologia para a implementação do sistema de sincronismo empregando o SO-SOGI-QSG.

4 Modulação do conversor assimétrico de cinco níveis

Neste capítulo serão abordados os principais aspectos para a construção do algoritmo de modulação do conversor assimétrico de cinco níveis, no qual a modulação clássica do conversor ANPC de cinco níveis proposta originalmente em Barbosa et al. (2005) é analisada e um método novo para o controle da tensão sobre os *flying-capacitors* é proposto. Neste caso, o modulador clássico é comparado com o método proposto com a finalidade de se quantificar o tempo de execução demandado por cada método, demonstrando que o método desenvolvido resulta em um código mais eficiente (menor e mais rápido) que o algoritmo clássico sem comprometer a qualidade da tensão sintetizada na saída.

4.1 Modulação Clássica do conversor assimétrico de cinco níveis

Desde de que a topologia do conversor assimétrico de cinco níveis foi proposta, diversos trabalhos têm estudado métodos para se implementar algoritmos de modulação. Um método que usa a eliminação seletiva de harmônicas (SHE) foi apresentado em Meili et al. (2006) e Pulikanti, Agelidis (2009). Abordagens que empregam a modulação *space-vector* foram estudadas em Serpa et al. (2008), Tan, Deng e Liu (2014), Le e Lee (2017) e Le e Lee (2018). Uma abordagem que utiliza um método simples com a técnica *Phase-Shifted-PWM* (PS-PWM) foi apresentada em Gonzales et al. (2007). Do mesmo modo, uma técnica com PS-PWM com injeção de tensão de sequência zero para o controle da tensão do ponto neutro do conversor foi apresentada em Wang et al. (2015). Neste contexto, a modulação clássica do conversor será estudada na qual uma nova proposta é apresentada.

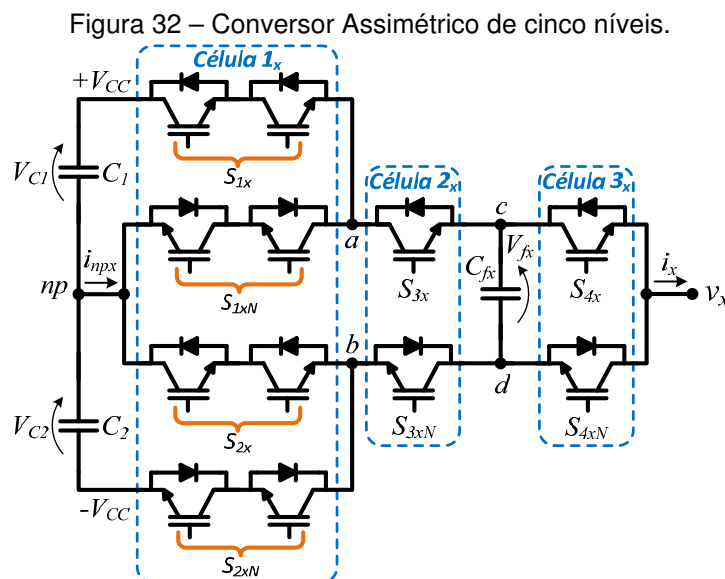
A topologia do conversor assimétrico de cinco níveis é constituída por um conversor ANPC de três níveis (*3L-ANPC*), no entanto, os pontos 'c' e 'd' são desconectados e associados a uma célula FC (*flying-capacitor*), conforme ilustrado na Figura 32.

As chaves S_{1x} e S_{2x} ($x \in \{a, b, c\}$) são comandadas simultaneamente por um mesmo sinal, enquanto S_{1xN} e S_{2xN} são os complementos destas. As chaves S_{3x} e S_{3xN} são comandadas de modo complementar, assim como as chaves S_{4x} e S_{4xN} . Considerando as informações supracitadas, se pode afirmar que existem oito

estados de comutação possíveis e três sinais de comando, além de seus complementos é claro.

Em aplicações práticas é comum que as chaves de potência S_{1x} - S_{2xN} sejam realizadas pela conexão em série de dois dispositivos, de modo que o conversor utilize todas as chaves com a mesma capacidade de bloqueio de tensão. Neste caso, cada chave de potência deverá bloquear teoricamente no mínimo uma tensão igual a V_{fx} .

Uma outra opção seria a utilização de outro dispositivo semiconductor que suporte um nível maior de tensão para as chaves S_{1x} - S_{2xN} , como por exemplo os *IGCTs*, principalmente para aplicações de alta potência em média tensão nas quais estes dispositivos podem comutar na frequência fundamental da rede.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A topologia pode ainda ser dividida em três células de comutação, de modo a facilitar o entendimento do seu princípio de funcionamento. Assim, a célula 1 representa o estágio de maior tensão (estágio de entrada) que pode sintetizar três níveis.

As células 2 e 3 formam o estágio de saída (menor tensão) do conversor e contribuem com mais dois níveis. É interessante notar que para que este conversor possa sintetizar uma tensão senoidal, as chaves do estágio de entrada devem comutar na frequência fundamental.

A tensão V_{fx} sobre o *Flying-Capacitor* pode ser controlada diretamente pela correta aplicação dos estados de comutação redundantes levando em consideração o sinal da corrente de fase $sign(i)$ e o sinal da diferença da tensão de referência em relação a tensão do capacitor C_{fx} , ou seja, $sign(V_{fref} - V_{fx})$ (BARBOSA et al., 2005).

Na Tabela 11 são ilustrados os estados de chaveamento do conversor bem como as tensões sintetizadas por cada um deles, a influência de cada estado sobre a tensão V_{fx} em função do sinal de corrente, e a existência da corrente no ponto neutro do conversor. É importante notar que para que o conversor consiga sintetizar os cinco níveis, a tensão sobre o capacitor C_{fx} deve ser controlada em um quarto da tensão total do elo CC ($V_{fx} = V_{CC}/4$), no qual $V_{CC} = V_{C1} + V_{C2}$.

Tabela 11 – Estados de Chaveamento do Conversor Assimétrico de 5 Níveis.

Célula 1				Célula 2		Célula 3		Tensão Saída v_x	Efeito sobre a tensão em C_{fx}		Corrente i_{npx}	Estado de Chaveamento
S_{2xN}	S_{2x}	S_{1xN}	S_{1x}	S_{3xN}	S_{3x}	S_{4xN}	S_{4x}		$i_x > 0$	$i_x < 0$		
1	0	1	0	1	0	1	0	$-V_{C2}$	-	-	0	V_{1x}
1	0	1	0	1	0	0	1	$-V_{C2} + V_{fx}$	↓	↑	0	V_{2x}
1	0	1	0	0	1	1	0	$-V_{fx}$	↑	↓	i	V_{3x}
1	0	1	0	0	1	0	1	0	-	-	i	V_{4x}
0	1	0	1	1	0	1	0	0	-	-	i	V_{5x}
0	1	0	1	1	0	0	1	$+V_{fx}$	↓	↑	i	V_{6x}
0	1	0	1	0	1	1	0	$+V_{C1} - V_{fx}$	↑	↓	0	V_{7x}
0	1	0	1	0	1	0	1	$+V_{C1}$	-	-	0	V_{8x}

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Considerando que $V_{C1} = V_{C2} = V_C$ e que $V_{fx} = V_C/2$, nota-se pela Tabela 8 que os estados de chaveamento V_{2x} e V_{3x} sintetizam o mesmo valor de tensão na saída do conversor, ou seja, $-V_C/2$. No entanto, causam um efeito oposto sobre a tensão V_{fx} , devido aos caminhos diferentes que a corrente segue em cada estado de chaveamento. Assim, por exemplo, assumindo que o nível a ser sintetizado seja $-V_C/2$, que a corrente é positiva e que o capacitor C_{fx} deve ser carregado, o estado correto a ser aplicado é o V_{3x} . Note que para esta situação, se for aplicado o estado de chaveamento V_{2x} , o capacitor C_{fx} irá se descarregar.

O mesmo ocorre com os estados de chaveamento V_{6x} e V_{7x} , que sintetizam o mesmo valor de tensão ($V_C/2$), e também causam um efeito oposto sobre a tensão

do capacitor C_{fx} . Neste caso, por exemplo, considerando que o conversor deve sintetizar o nível $V_C/2$, que a corrente é positiva e que o capacitor C_{fx} deve ser descarregado, o algoritmo de modulação deve aplicar o estado de chaveamento V_{6x} . Caso o estado de chaveamento V_{7x} seja aplicado, o capacitor C_{fx} irá se carregar.

Por outro lado, os estados de chaveamento V_{4x} e V_{5x} , também sintetizam o mesmo nível de tensão (0V). A seleção do estado de chaveamento V_{4x} ou V_{5x} é realizada com auxílio da informação do sinal do valor da tensão de referência (sinal de modulação).

Na Tabela 12 são apresentadas as informações necessárias para a implementação do algoritmo que seleciona o estado de chaveamento correto para o controle da tensão sobre o capacitor C_{fx} .

Tabela 12 – Seleção dos Estados de Chaveamento para o Controle de V_{fx} .

Nível a ser Sintetizado	$sign(i_x)$	$sign(V_{fref} - V_{fx})$	Estado de Chaveamento a ser aplicado
$\frac{V_{fx}}{2}$	negativo	negativo	V_{2x}
	negativo	positivo	V_{3x}
	positivo	positivo	V_{2x}
	positivo	negativo	V_{3x}
$\frac{V_{fx}}{2}$	negativo	negativo	V_{6x}
	negativo	positivo	V_{7x}
	positivo	positivo	V_{6x}
	positivo	negativo	V_{7x}

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Tabela 13 é apresentada a informação necessária para implementação do algoritmo que seleciona o estado que sintetiza o nível de tensão 0V.

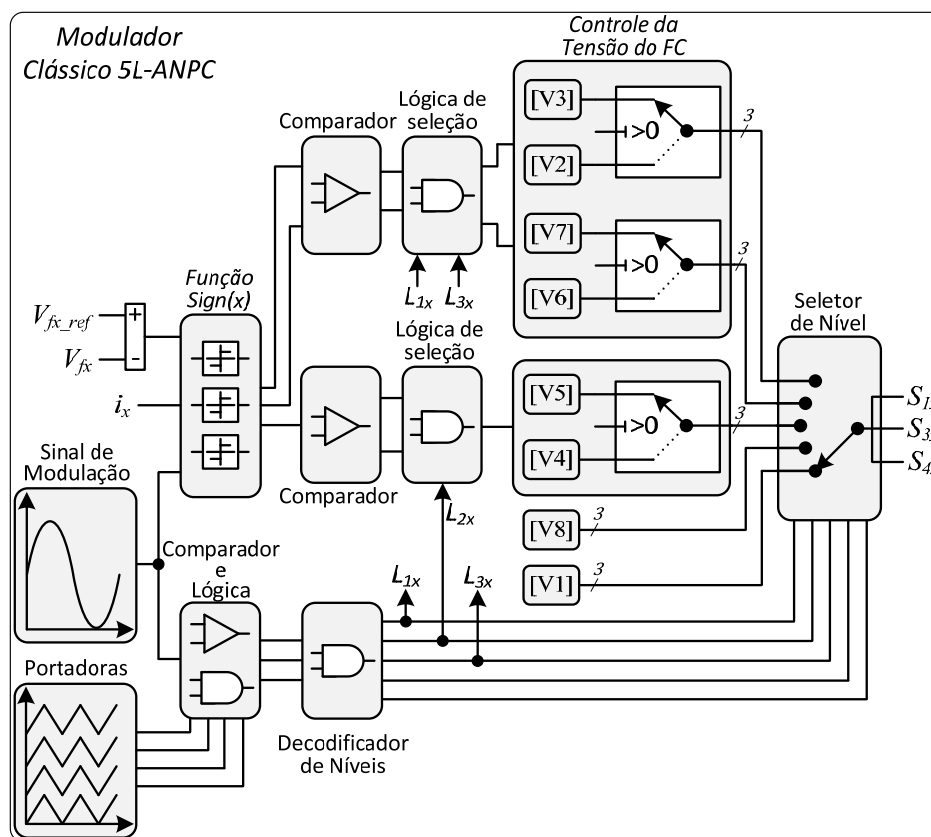
Tabela 13 – Seleção dos Estados de Chaveamento V_{4x} e V_{5x} .

Nível a ser Sintetizado	$sign(v_{ref})$	Estado de Chaveamento a ser aplicado
0	negativo	V_{4x}
0	positivo	V_{5x}

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Na Figura 33 é ilustrado o diagrama em blocos do algoritmo de modulação clássico para um braço do conversor assimétrico de cinco níveis.

Figura 33 – Diagrama em Blocos do Algoritmo de Modulação do Conversor Assimétrico de cinco níveis.



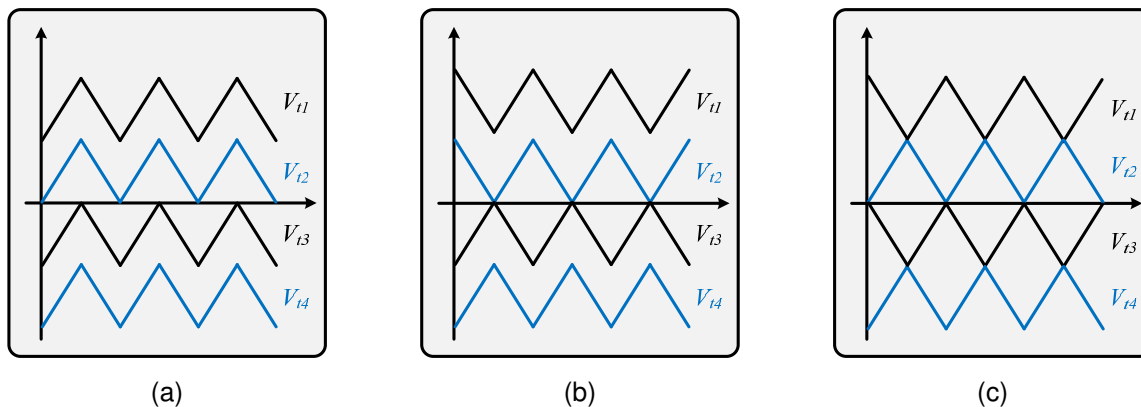
Fonte: Próprio autor.

Note que para esta modulação são necessárias quatro portadoras triangulares com o padrão *LS-PWM* (*Level Shifted Pulse Width Modulation*). Além disso, ainda para a modulação *LS* existem três disposições possíveis para as portadoras, a saber, *PD* (*Phase Disposition*), *POD* (*Phase Opposition Disposition*) e *APOD* (*Alternate Phase Opposition Disposition*) as quais são ilustradas na Figura 34. Neste trabalho o padrão *LS-PD-PWM* é utilizado por apresentar desempenho superior aos outros dois tipos, na qual uma quantidade significativa do espectro harmônico fica praticamente concentrado na frequência da portadora (MCGRATH; HOLMES, 2002; FENG; AGELIDIS, 2002).

Cabe ainda mencionar que para o caso monofásico, o balanceamento da tensão dos capacitores do barramento *CC* não pode ser conseguido diretamente por meio da manipulação dos estados redundantes, embora tal método possa ser aplicado com a finalidade de reduzir os efeitos de desbalanceamento (TEYMOUR et al., 2013). Assim, um algoritmo adicional deve ser implementado para proporcionar o balanceamento das tensões V_{C1} e V_{C2} .

Uma das possíveis abordagens para o controle da tensão do ponto neutro do conversor (V_{np}) é utilizando a técnica de controle *feed-forward* (YAZDANI; IRAVANI, 2005). Em Tan, Deng e Liu (2014), foi apresentada uma estratégia de controle para o balanceamento das tensões dos capacitores do barramento com o uso da modulação *space-vector*, embora tal aplicação seja realizada para conversores trifásicos a três fios.

Figura 34 – Disposições possíveis para as Portadoras da Modulação *Level-Shifted*: (a) *Phase Disposition*; (b) *Phase Opposition Disposition*; (c) *Alternate Phase Opposition Disposition*.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Outra possível abordagem para o controle da tensão V_{np} em equipamentos trifásicos a três fios pode ser realizada por meio do controle da tensão de sequência zero do conversor conforme apresentado em WANG et al. (2013). Em Serpa et al. (2008) um método que emprega o uso de uma tabela contendo os vetores de chaveamento em conjunto com um controlador por histerese de quatro bandas, foi apresentado para o controle da tensão V_{np} e dos *flying-capacitors* em conversores trifásicos a três fios, com topologia ANPC de cinco níveis.

Uma técnica generalizada que emprega a modulação *space-vector 3D* para conversores multiníveis com quatro braços, é apresentada em Prats et al. (2003) e Franquelo et al. (2006), no entanto, para o controle da tensão V_{np} , seria necessário a implementação de um algoritmo adicional. Outro enfoque que poderia ser utilizado para o controle da tensão V_{np} é por meio da utilização de circuitos dissipativos, no entanto, estes acabam reduzindo a eficiência total do conversor, além de aumentar o custo final do projeto, assim, os controles realizados por meio da implementação de um algoritmo sem a necessidade de componentes auxiliares são os mais indicados.

É importante mencionar que o algoritmo ilustrado na Figura 33 pode ser deduzido pela análise da Tabela 11 e da Figura 32. No entanto, para um melhor entendimento, as funções que compõe o algoritmo da modulação clássica serão analisadas separadamente.

Primeiramente, é necessário definir os sinais auxiliares S'_{13x} e S'_{24x} conforme as equações (99) e (100). Adicionalmente, \wedge e \vee são os operadores lógicos “AND” e “OR” respectivamente.

$$S'_{13x} = (D_{1x} \wedge S_{1x}) \vee (D_{3x} \wedge S_{1xN}) \quad (99)$$

$$S'_{24x} = (D_{2x} \wedge S_{1x}) \vee (D_{4x} \wedge S_{1xN}) \quad (100)$$

No qual D_{1x} , D_{2x} , D_{3x} e D_{4x} são definidos conforme (101), (102), (103) e (104). As portadoras triangulares são definidas por V_{t1} , V_{t2} , V_{t3} e V_{t4} e o sinal de modulação é definido por $v_{refx}(t)$.

$$D_{1x} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{refx}(t) > V_{t1} \\ 0, & \text{se } v_{refx}(t) < V_{t1} \end{cases} \quad (101)$$

$$D_{2x} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{refx}(t) > V_{t2} \\ 0, & \text{se } v_{refx}(t) < V_{t2} \end{cases} \quad (102)$$

$$D_{3x} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{refx}(t) > V_{t3} \\ 0, & \text{se } v_{refx}(t) < V_{t3} \end{cases} \quad (103)$$

$$D_{4x} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{refx}(t) > V_{t4} \\ 0, & \text{se } v_{refx}(t) < V_{t4} \end{cases} \quad (104)$$

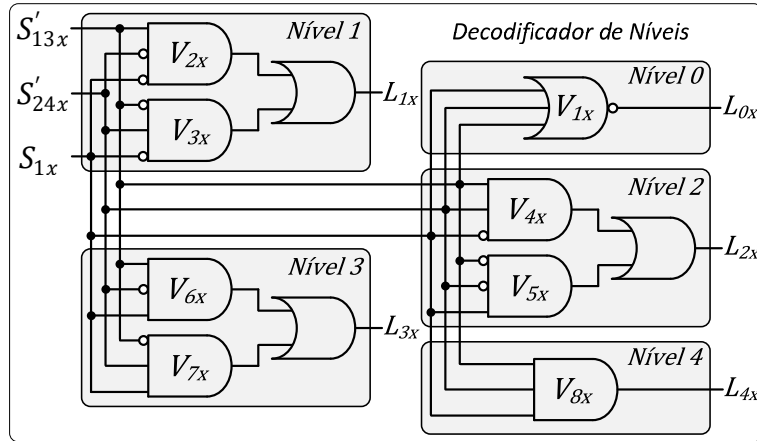
Além disso, S_{1x} e S_{1xN} são determinados conforme (105) e (106).

$$S_{1x}(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{refx}(t) \geq 0 \\ 0, & \text{se } v_{refx}(t) < 0 \end{cases} \quad (105)$$

$$S_{1xN}(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } v_{refx}(t) \geq 0 \\ 1, & \text{se } v_{refx}(t) < 0 \end{cases} \quad (106)$$

Desse modo, considerando (99)-(106), a função do decodificador de níveis é implementada conforme o diagrama lógico ilustrado na Figura 35.

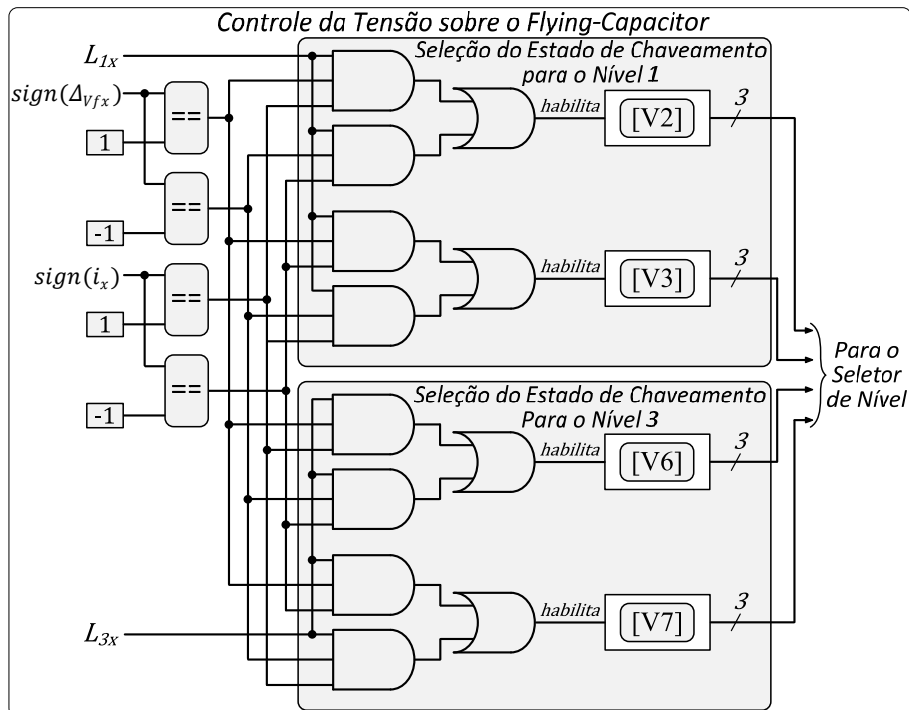
Figura 35 – Decodificador de níveis para uma fase do conversor assimétrico de cinco níveis.



Fonte: Próprio autor.

A implementação do controle da tensão sobre o flying-capacitor do conversor assimétrico de cinco níveis deve ser cuidadosamente realizada considerando o decodificador de níveis e as informações dadas na Tabela 12, logo sendo implementado conforme o diagrama ilustrado na Figura 36.

Figura 36 – Controle da tensão sobre o Flying-capacitor do conversor assimétrico de cinco níveis.



Fonte: Próprio autor.

4.2 Proposta para a implementação da modulação do conversor assimétrico de cinco níveis

Para a implementação de algoritmos de modulação para conversores multiníveis, alguns trabalhos têm utilizado um método que emprega apenas uma portadora triangular com referências modificadas (GHAS et al., 2015; WU et al., 2015; PERERA; HAQUE; SALMON, 2015; RENGE; MSURYAWANSHI, 2010; CAPELLA et al., 2014). Essa técnica se mostra bastante interessante, uma vez que a manipulação das referências modificadas é conseguida mais facilmente se comparada com a implementação de quatro portadoras triangulares com o padrão LS-PWM. As referências modificadas podem ser obtidas dobrando-se a referência original, na qual cada referência modificada obtida é deslocada em relação a portadora triangular de modo que a referência com maior amplitude será dada conforme (107), para n igual ao número de níveis.

$$V_{Pmax}(v'_{refx}) = (n - 1)V_t \quad (107)$$

Assim, as referências modificadas para o conversor assimétrico de cinco níveis são obtidas conforme (108), (109), (110) e (111) respectivamente.

$$v'_{ref1x} = 2v_{refx} - 1 \quad (108)$$

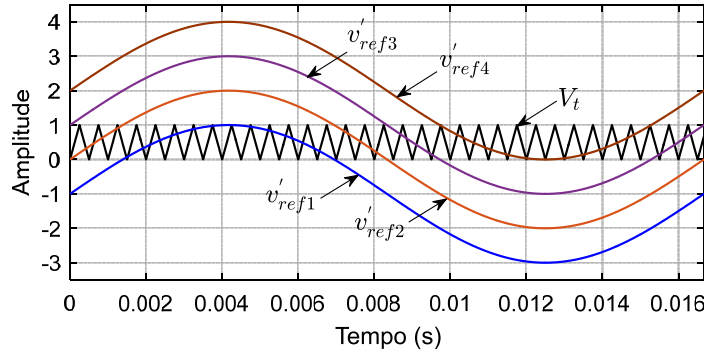
$$v'_{ref2x} = 2v_{refx} \quad (109)$$

$$v'_{ref3x} = 2v_{refx} + 1 \quad (110)$$

$$v'_{ref4x} = 2v_{refx} + 2 \quad (111)$$

Logo, a Figura 37 ilustra o resultado obtido para a técnica que utiliza uma portadora triangular com as referências modificadas considerando (108), (109), (110) e (111). Este método conduz a resultados similares ao obtido com o método clássico que emprega quatro portadoras triangulares (Figura 33). Deste modo, para a implementação do algoritmo proposto neste trabalho, a técnica que aplica apenas uma portadora triangular será utilizada.

Figura 37 – Referências modificadas para a modulação LS-PWM com uma portadora triangular.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O algoritmo proposto para a modulação do conversor 5L-ANPC elimina parcialmente a necessidade da função decodificadora de níveis (Figura 35) e a seleção sistemática dos estados de chaveamento (Figura 36) para controlar a tensão sobre o flying-capacitor. Isso é conseguido com uma nova função que realiza a seleção de duas das quatro referências modificadas (v'_{ref1x} , v'_{ref2x} , v'_{ref3x} e v'_{ref4x}) de acordo com o sinal da referência original v_{refx} conforme definido por (112)-(113).

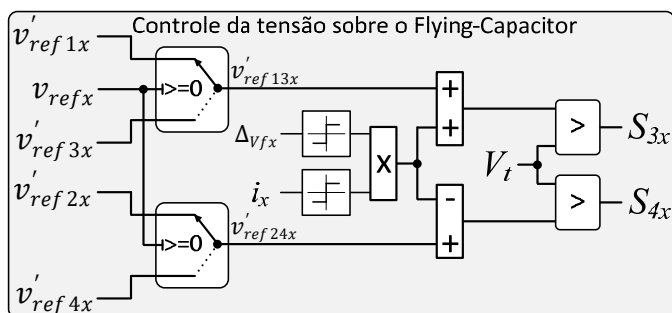
$$v'_{ref13x} = \begin{cases} v'_{ref1x}, & \text{se } v_{refx} \geq 0 \\ v'_{ref3x}, & \text{se } v_{refx} < 0 \end{cases} \quad (112)$$

$$v'_{ref24x} = \begin{cases} v'_{ref2x}, & \text{se } v_{refx} \geq 0 \\ v'_{ref4x}, & \text{se } v_{refx} < 0 \end{cases} \quad (113)$$

Além disso, um deslocamento CC é adicionado em uma das referências selecionadas. Do mesmo modo, a outra referência modificada selecionada é subtraída do deslocamento CC. Isso irá gerar um padrão de pulsos que realizará o controle da tensão sobre o flying-capacitor ao valor da tensão de referência estipulada, de modo que o estado de chaveamento correto seja aplicado. Cabe mencionar que o algoritmo proposto é mais simples do que o algoritmo clássico, no entanto, os resultados obtidos por ambos são bastante similares.

Considerando as informações supracitadas, o algoritmo proposto é implementado conforme ilustrado na Figura 38.

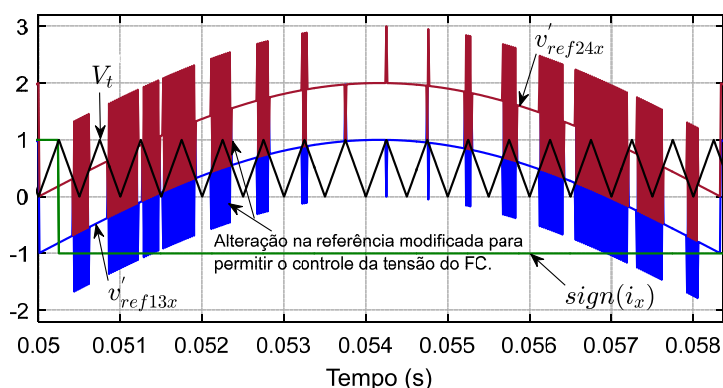
Figura 38 – Algoritmo proposto para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 39 é ilustrado o resultado obtido para as referências v'_{ref13x} e v'_{ref24x} quando o deslocamento CC é considerado. Cabe mencionar que para os resultados obtidos, foi considerado uma portadora triangular com frequência de 2 kHz.

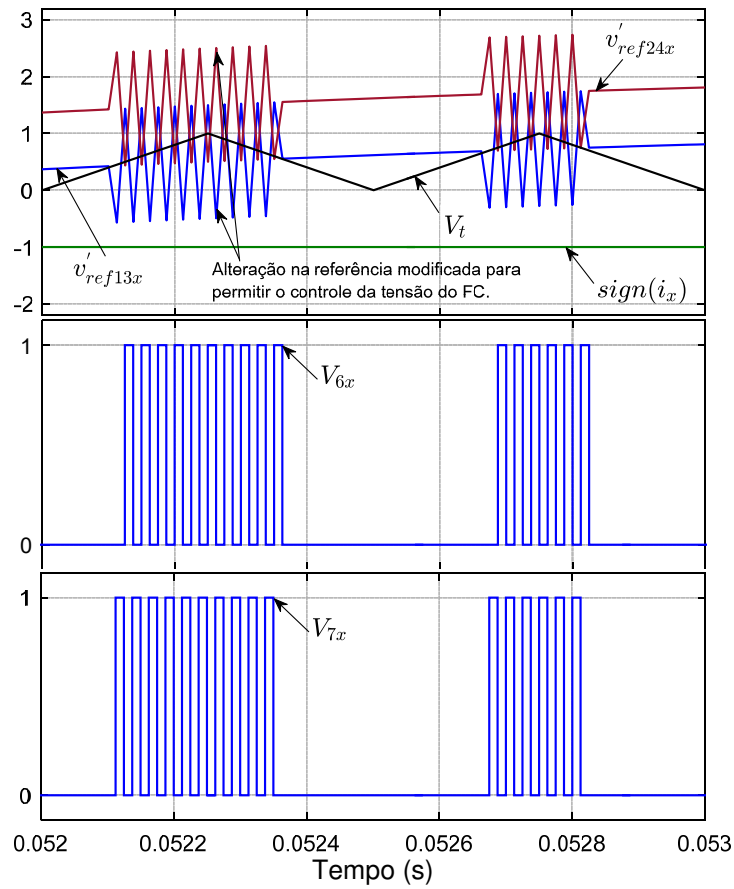
Figura 39 – Referências modificadas com o deslocamento CC para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 40 ilustra em detalhes como o controle proposto atua para aplicar o estado de chaveamento correto. Como pode ser observado, os estados de chaveamento V_{6x} e V_{7x} são aplicados mais de uma vez em um período de chaveamento. Vale ressaltar que os resultados obtidos com o algoritmo proposto são bastante similares ao método clássico, no qual a tensão sobre o flying-capacitor é controlada e mantida ao valor de referência, apresentado uma pequena ondulação sobre o valor nominal conforme pode ser observado na Figura 41.

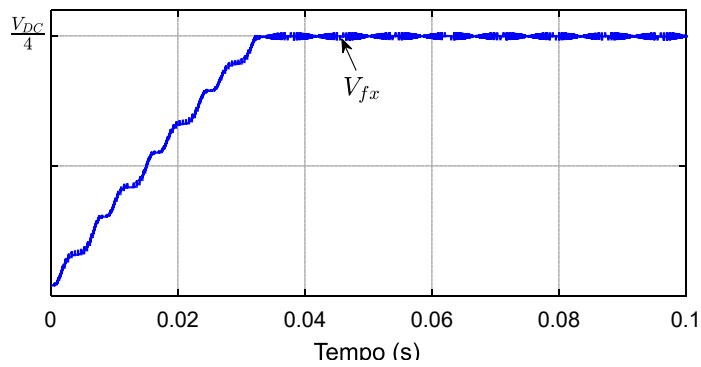
Figura 40 – Detalhe de quando os estados de comutação V_{6x} e V_{7x} são aplicados para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor.



Fonte: Próprio autor.

Nota-se na Figura 41 que o valor da referência de tensão (regime permanente) é obtido em aproximadamente 2 ciclos da frequência fundamental.

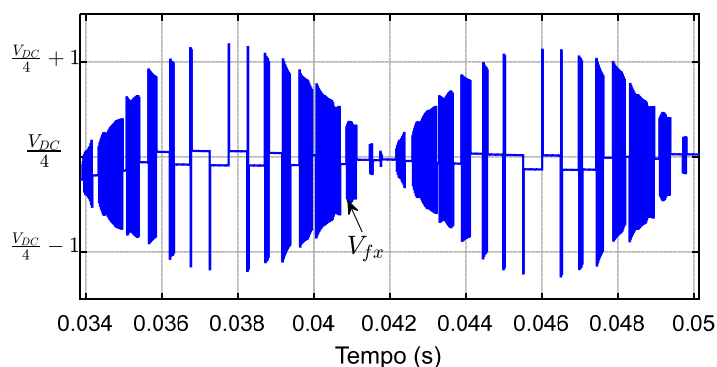
Figura 41 – Tensão sobre o Flying-capacitor.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 42 ilustra em detalhes a ondulação da tensão obtida sobre o flying-capacitor ($C_{fx} = 3,3 \text{ mF}$, para uma carga RL, sendo $R = 6 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$). Conforme pode ser observado, a ondulação de tensão ficou ligeiramente maior que 2 V.

Figura 42 – Detalhe da ondulação da tensão sobre o Flying-capacitor.



Fonte: Próprio autor.

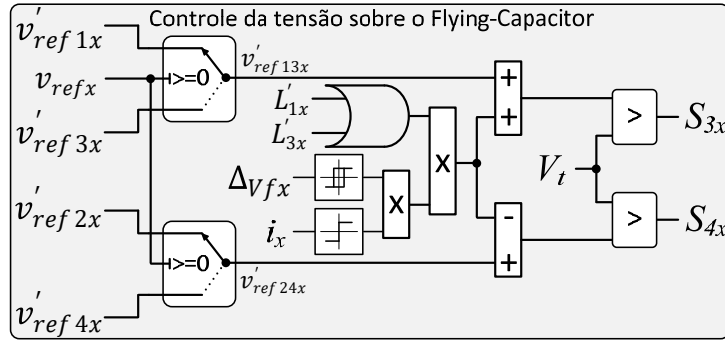
Conforme destacado anteriormente, os estados de chaveamento que regulam a tensão sobre o flying-capacitor são aplicados mais de uma vez em um período de chaveamento. Assim, em dispositivos de alta potência em média tensão, pode ser necessário limitar a frequência de chaveamento dos semicondutores S_{3x}/S_{4x} de modo a proporcionar uma redução nas perdas por comutação. Deste modo, é necessária uma modificação no algoritmo da Figura 38.

O procedimento utilizado foi descrito em SERPA et al. (2008) e PULIKANTI e AGELIDIS (2009), o qual emprega um comparador por histerese para limitar a frequência de chaveamento. Além disso, o algoritmo proposto aplica o deslocamento CC nas referências modificadas somente quando o conversor sintetiza tensões que pertencem ao nível 1 ou 3, os quais são responsáveis pelo controle da tensão sobre o flying-capacitor. Assim, o algoritmo proposto com a modificação é implementado conforme ilustrado na Figura 43.

Ajustando uma banda pequena para ΔV_{fx} , (entre 1 a 5% do valor de V_{fref}) a frequência de chaveamento de S_{3x}/S_{4x} pode ser limitada, no entanto, com uma tensão de ondulação sobre o flying-capacitor que será maior quanto maior for a banda ajustada para ΔV_{fx} .

Logo, para a implementação do algoritmo da Figura 43, a decodificação dos níveis L'_{1x} e L'_{3x} precisam ser determinados conforme os novos sinais auxiliares S''_{13x} e S''_{24x} de acordo com (114) e (115) respectivamente.

Figura 43 – Algoritmo proposto (modificado) para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor com a possibilidade de limitar a frequência de chaveamento de S_{3x}/S_{4x} .



Fonte: Próprio autor.

$$S''_{13x}(t) = [D'_{1x} \wedge S_{1x}(t)] \vee [D'_{3x} \wedge S_{1xN}(t)] \quad (114)$$

$$S''_{24x}(t) = [D'_{2x} \wedge S_{1x}(t)] \vee [D'_{4x} \wedge S_{1xN}(t)] \quad (115)$$

Na qual os sinais D'_{1x} , D'_{2x} , D'_{3x} e D'_{4x} são definidos conforme (116), (117), (118) e (119).

$$D'_{1x} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{ref1x}(t) > V_t \\ 0, & \text{se } v_{ref1x}(t) < V_t \end{cases} \quad (116)$$

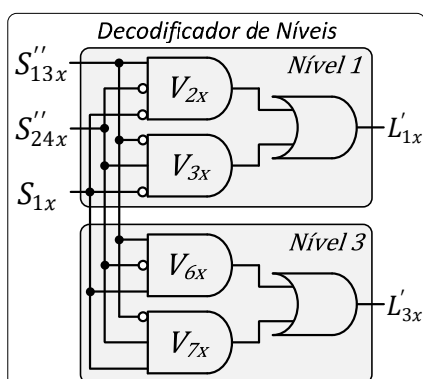
$$D'_{2x} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{ref2x}(t) > V_t \\ 0, & \text{se } v_{ref2x}(t) < V_t \end{cases} \quad (117)$$

$$D'_{3x} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{ref3x}(t) > V_t \\ 0, & \text{se } v_{ref3x}(t) < V_t \end{cases} \quad (118)$$

$$D'_{4x} = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{ref4x}(t) > V_t \\ 0, & \text{se } v_{ref4x}(t) < V_t \end{cases} \quad (119)$$

Então, o decodificador de nível parcial (L'_{1x} e L'_{3x}) para o algoritmo proposto é implementado conforme ilustrado na Figura 44. Neste caso, diferentemente do algoritmo clássico, apenas os níveis L'_{1x} e L'_{3x} necessitam ser determinados.

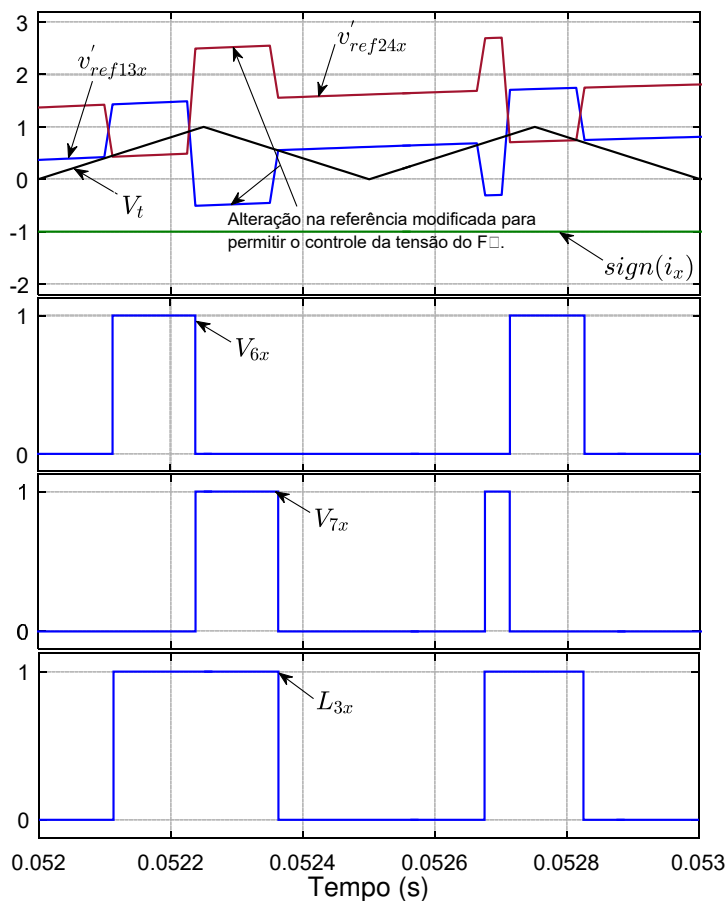
Figura 44 – Decodificador de níveis parcial para o algoritmo proposto (modificado).



Fonte: Próprio autor.

A Figura 45 ilustra o resultado obtido com o algoritmo proposto modificado. Neste caso, o conversor sintetiza a tensão correspondente ao nível 3, no qual é possível observar que os estados de chaveamento V_{6x} e V_{7x} agora são aplicados somente uma vez a cada período de chaveamento.

Figura 45 – Detalhe de quando os estados de comutação V_{6x} e V_{7x} são aplicados para o controle da tensão sobre o Flying-capacitor com o algoritmo modificado.

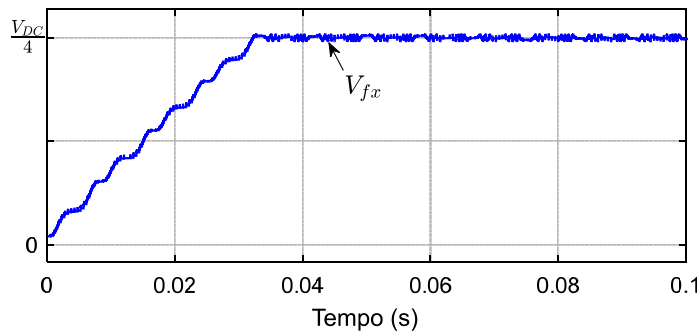


Fonte: Próprio autor.

É importante destacar que quando o conversor sintetizar a tensão correspondente ao nível 1, os estados de chaveamento V_{2x} e V_{3x} também serão aplicados somente uma vez a cada período de chaveamento.

A figura 46 ilustra o resultado obtido com o algoritmo proposto modificado para a tensão do flying-capacitor.

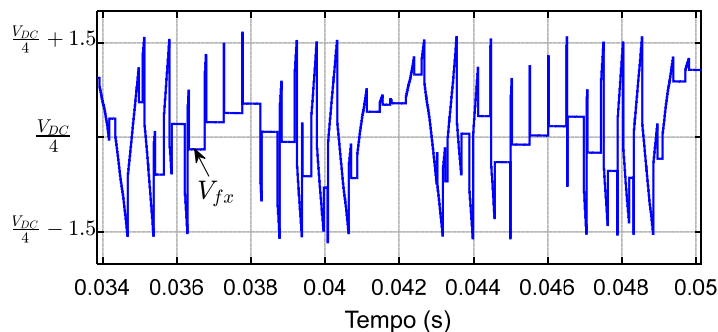
Figura 46 – Tensão sobre o Flying-capacitor com o algoritmo modificado.



Fonte: Próprio autor.

Nota-se que o tempo para atingir o valor nominal permaneceu praticamente igual ao algoritmo proposto sem a modificação ($\cong 2$ ciclos). No entanto, a ondulação da tensão ficou ligeiramente maior conforme é possível observar na Figura 47.

Figura 47 – Detalhe da ondulação da tensão sobre o Flying-capacitor com o algoritmo modificado.

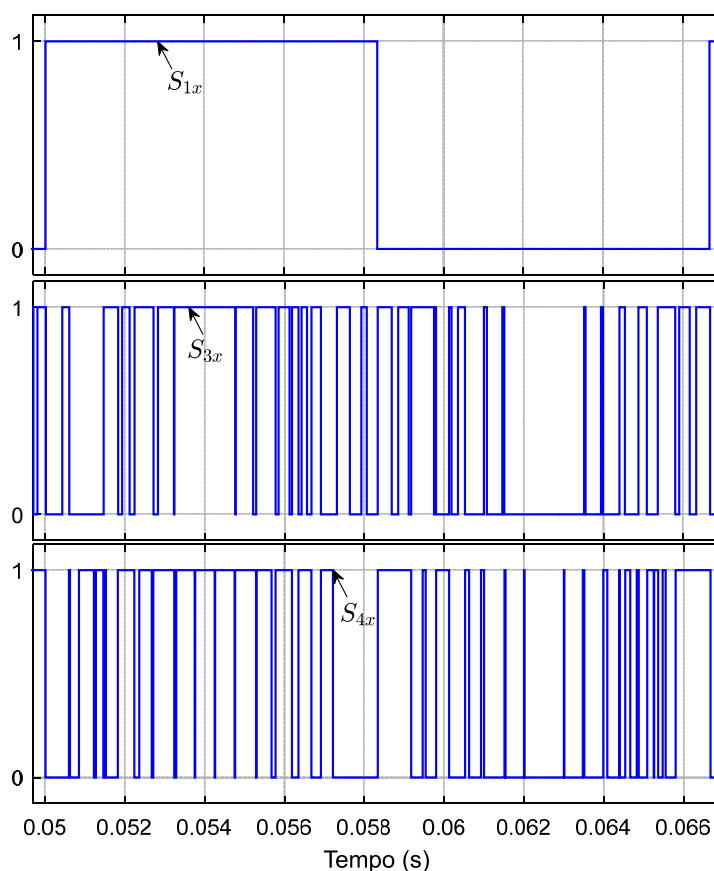


Fonte: Próprio autor.

Nota-se que a ondulação da tensão (Figura 47) ficou em aproximadamente 3 V conforme o ajuste considerado para a banda de $\Delta_{V_{fx}}$ ($-1,5$ V a $+1,5$ V), como esperado.

Finalmente, os três sinais de comando gerados pelo algoritmo proposto modificado são ilustrados na Figura 48.

Figura 48 – Pulsos de comando para as chaves S_{1x} , S_{3x} e S_{4x} com o algoritmo modificado.



Fonte: Próprio autor.

Pode-se observar que neste caso, como o conversor sintetiza uma forma de onda senoidal (v_{refx}), a chave S_{1x} comuta na frequência fundamental do sinal de referência (60 Hz). Além disso, a frequência equivalente de chaveamento para as chaves S_{3x} e S_{4x} ficou limitada entre 1,7 a 1,99 kHz, já que a portadora triangular utilizada foi ajustada em 2 kHz.

Cabe destacar que o algoritmo proposto pode ser implementado em qualquer processador digital com uma unidade PWM que permita o acesso ao contador da portadora triangular, sendo este recurso comum em muitos processadores digitais disponível atualmente.

Além disso, qualquer GPIO (*General purpose input/output*) pode ser utilizado para gerar os pulsos de comando para as chaves de potência. Desse modo, tanto o algoritmo de modulação quanto o controle podem ser implementados diretamente em um único DSP, sem a necessidade de outros dispositivos como por exemplo FPGA ou PLD. Isso é um pequeno diferencial considerando que vários trabalhos usam plataformas híbridas (DSP + FPGA) para implementar o controle e a

modulação do conversor ANPC de cinco níveis (LE; LEE, 2017; LI; JIANG, 2018; WANG et al., 2017; SHENG; GE, 2017; TIAN; LI, 2018).

4.2.1 Resultados de simulação para o algoritmo de modulação proposto

Para validar o algoritmo de modulação proposto, as próximas seções ilustram os resultados de simulação e experimental considerando uma configuração trifásica do conversor 5L-ANPC. As simulações foram realizadas com o Simulink/Matlab e os parâmetros tanto para a simulação quanto para os resultados experimentais são ilustrados na Tabela 14. Vale destacar que para este caso, o conversor foi utilizado para sintetizar uma tensão senoidal de 60 Hz em uma carga trifásica RL, no qual a frequência utilizada para a portadora triangular foi de 2 kHz. Os capacitores foram determinados conforme as equações (223) e (224) apresentadas na seção 5.1.2.

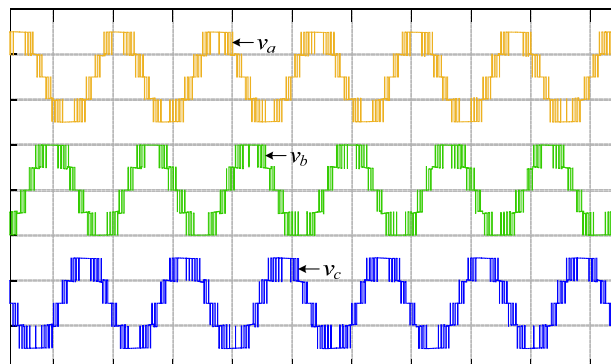
Tabela 14 - Parâmetros utilizados para obtenção de resultados de simulação e experimental.

Frequência da tensão de saída	60 Hz
Carga RL	$R = 6 \Omega, L = 1 \text{ mH}$
Tensão do Barramento CC (V_{CC})	100 V
Capacitores do Barramento CC (C_1 e C_2)	9,4 mF
Flying-Capacitor (C_{fa}, C_{fb}, C_{fc})	3,3 mF
Frequência de chaveamento (f_{sw})	2 kHz
Frequência de amostragem (f_a)	40 kHz

Fonte: Próprio autor.

A Figura 49 ilustra o resultado obtido de simulação computacional para as tensões de fase v_a , v_b e v_c sintetizadas pelo conversor.

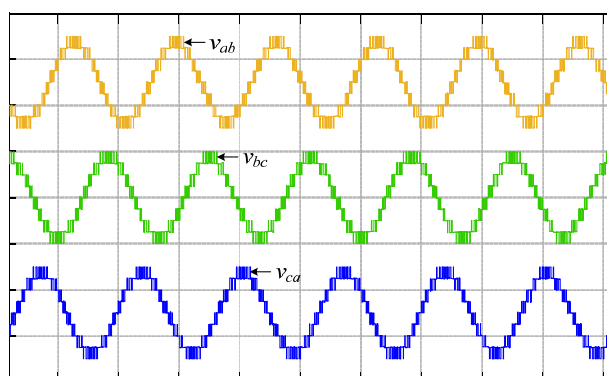
Figura 49 – Tensões de fase v_a , v_b e v_c (50 V/div – 0,01 s/div).



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 50 é ilustrado o resultado obtido de simulação computacional para as tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} sintetizadas pelo conversor no qual nota-se a características fundamental da forma de onda para as tensões de linha com nove níveis, conforme esperado.

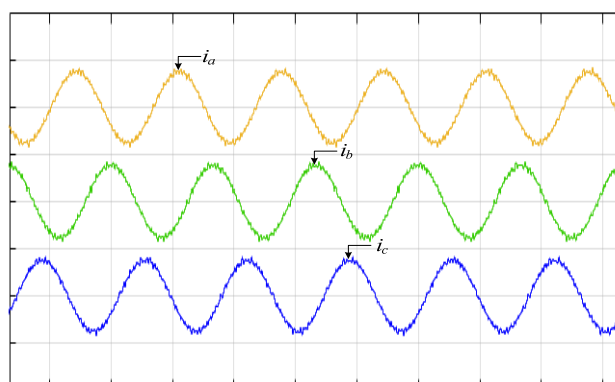
Figura 50 – Tensões de fase v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} (50 V/div – 0,01 s/div).



Fonte: Próprio autor.

Adicionalmente, o resultado obtido da simulação para as correntes de fase i_a , i_b e i_c são ilustrados na Figura 51.

Figura 51 – Correntes de fase i_a , i_b e i_c (10 A/div – 0,01 s/div).



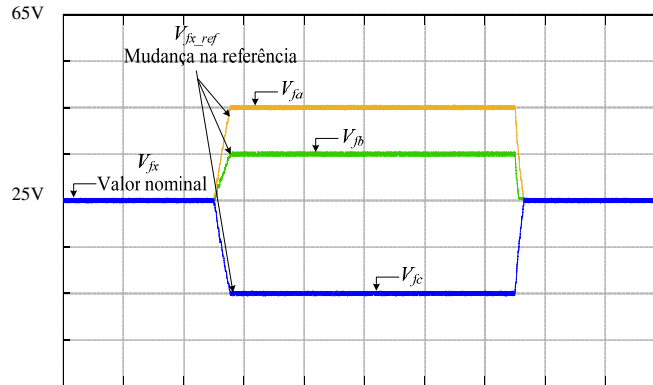
Fonte: Próprio autor.

Para demonstrar o desempenho do algoritmo proposto para o controle da tensão V_{fx} , as referências das tensões dos flying-capacitors de cada uma das fases são modificadas e permanecem assim durante 1 s e então voltam ao valor nominal.

A Figura 52 ilustra o resultado de simulação computacional para o controle da tensão individual para o flying-capacitor do conversor da fase a, b e c

respectivamente, no qual em 500 ms as referências são alteradas. As referências foram modificadas para $V_{fa_ref} = 45\text{V}$, $V_{fb_ref} = 35\text{V}$ and $V_{fc_ref} = 5\text{V}$ respectivamente.

Figura 52 – Resposta dinâmica do controle da tensão sobre os flying-capacitors ($10\text{ V/div} - 0,2\text{ s/div}$).



Fonte: Próprio autor.

É possível observar que o controle atuou adequadamente fazendo com que as novas referências sejam seguidas corretamente.

4.2.2 Resultados experimentais para o algoritmo de modulação proposto

Para comparação do método tradicional com o proposto, a Tabela 15 ilustra o tempo demandado para cada uma das funções necessárias para a implementação de cada algoritmo.

Tabela 15 – Comparação entre o algoritmo de modulação proposto e o método clássico.

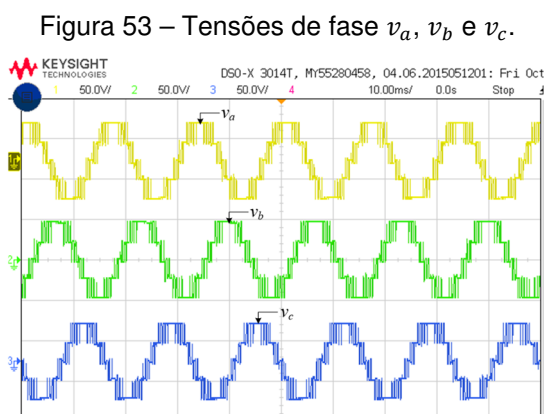
Função	Método Proposto	Método Clássico
Decodificador de Níveis + Controle de V_{fx}	$\cong 789\text{ ns}$	$\cong 865\text{ ns}$
Lógica adicional	$\cong 1081\text{ ns}$	$\cong 1145\text{ ns}$
Tempo total para execução do código (para uma fase)	$\cong 1,87\text{ }\mu\text{s}$ ($\cong 374\text{ ciclos}$)	$\cong 2,01\text{ }\mu\text{s}$ ($\cong 402\text{ ciclos}$)

Fonte: Próprio autor.

Como pode ser observado, o algoritmo proposto é executado em um tempo menor que o método clássico, no qual aproximadamente $1,87\text{ }\mu\text{s}$ é necessário para executar o algoritmo para uma fase do conversor. Cabe mencionar que o ciclo de instrução do DSP utilizado é de 5 ns . Tanto o método clássico quanto o algoritmo

proposto foram implementados conforme descrito nas seções anteriores, no entanto, somente os resultados obtidos com o algoritmo proposto são apresentados, já que ambos são muito similares.

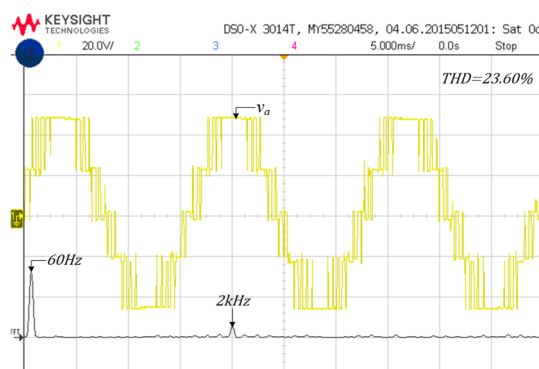
A Figura 53 ilustra o resultado obtido para as tensões de fase do conversor 5L-ANPC.



Fonte: Próprio autor.

Para as tensões de fase, a DHT obtida experimentalmente foi de 23,6% na qual o espectro harmônico é ilustrado na Figura 54. É possível notar que a componente harmônica mais significativa está situada na frequência da portadora triangular, conforme esperado para a modulação LS-PD-PWM (HOLMES; LIPO, 2003; MCGRATH; HOLMES, 2002).

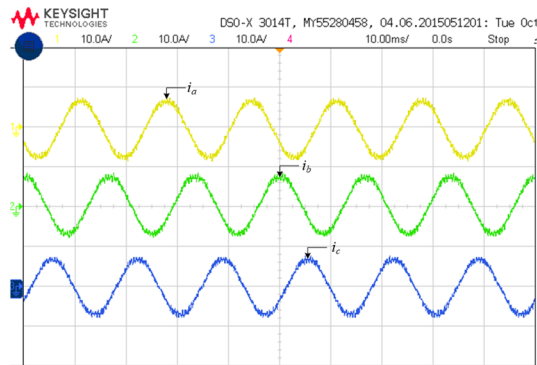
Figura 54 – Tensão de fase v_a e espectro harmônico.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 55 ilustra o resultado obtido para as correntes de fase i_a , i_b e i_c .

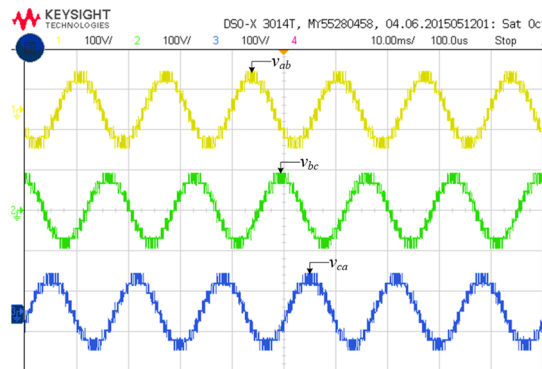
Figura 55 – Correntes de fase i_a , i_b e i_c .



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 56 é ilustrado o resultado obtido experimentalmente para as tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} sintetizadas pelo conversor.

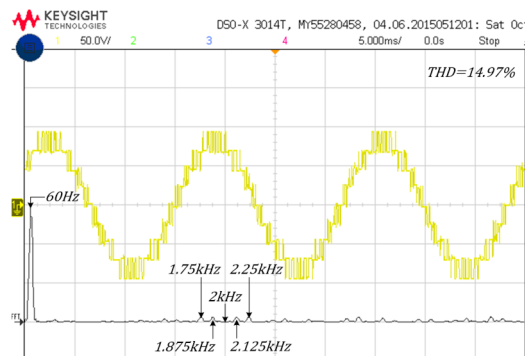
Figura 56 – Correntes de fase v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}



Fonte: Próprio autor.

Para as tensões de linha, a DHT ficou em torno de 14,97% sendo o espectro harmônico ilustrado na Figura 57.

Figura 57 – Tensão de linha v_{ab} e espectro harmônico.

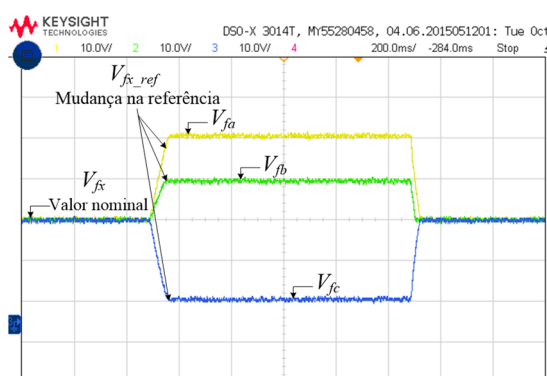


Fonte: Próprio autor.

É possível observar que as componentes harmônicas mais significativas ficaram distribuídas nas frequências laterais próximas a frequência da portadora triangular, conforme esperado para a tensão de linha com modulação LS-PWM.

A Figura 58 ilustra o resultado obtido experimentalmente para o controle da tensão individual para o *flying-capacitor* do conversor da fase a, b e c respectivamente, na qual em 500 ms as referências são alteradas. As referências são as mesmas utilizadas na simulação.

Figura 58 – Resposta dinâmica do controle da tensão sobre os *flying-capacitors*.

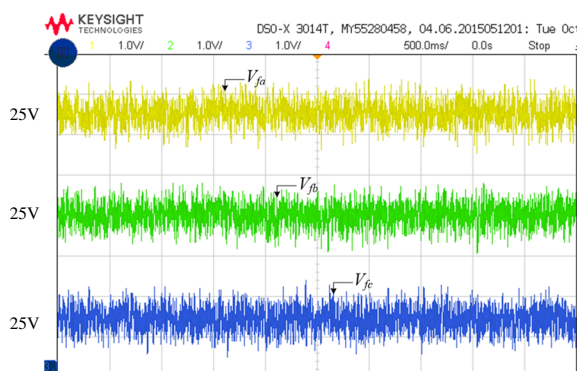


Fonte: Próprio autor.

Nota-se que as tensões V_{fa} , V_{fb} e V_{fc} seguiram corretamente as respectivas referências, mostrando que o algoritmo proposto obteve resultados satisfatórios.

Além disso, a ondulação de tensão pode ser visualizada na Figura 59. Como pode ser observado, a ondulação é ligeiramente maior que 1 V, como esperado para a banda de ajuste considerada para ΔV_{fc} ($-1,25 V$ a $+1,25 V$). Notar que as referências (posição do zero de cada canal do osciloscópio) foram deslocadas para permitir a visualização das tensões.

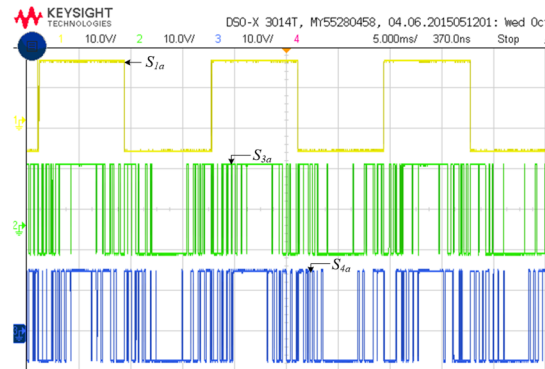
Figura 59 – Tensões V_{fa} , V_{fb} e V_{fc} dos flying-capacitors.



Fonte: Próprio autor.

Finalmente, a Figura 60 ilustra o resultado obtido experimentalmente para os pulsos das chaves S_{1x} , S_{3x} e S_{4x} .

Figura 60 – Pulsos de comando para as chaves S_{1x} , S_{3x} e S_{4x} .



Fonte: Próprio autor.

Para este caso, a frequência equivalente de comutação das chaves S_{3x} e S_{4x} ficou em aproximadamente 1,82 kHz enquanto que a chave S_{1x} comuta na frequência fundamental.

4.3 Considerações finais sobre o capítulo

Este capítulo descreveu o princípio de funcionamento do conversor assimétrico de cinco níveis e apresentou em detalhes a metodologia para a implementação da modulação clássica. Além disso, um método de implementação que resultou em um código mais eficiente foi proposto para a modulação em alternativa ao método clássico. Para o modulador proposto, foram apresentados resultados de simulação e experimentais no intuito de comprovar seu funcionamento, os quais se mostraram satisfatórios.

5 Modelagem do conversor assimétrico de cinco níveis

Nesta seção é realizado o desenvolvimento da modelagem do conversor assimétrico de cinco níveis objetivando a obtenção das equações que representam o comportamento dinâmico das correntes de fase e o comportamento dinâmico da tensão do barramento CC .

No contexto da modelagem, uma das principais características quando se desenvolve modelos de conversores multiníveis está relacionada ao fato da existência de uma equação que rege a tensão sintetizada em sua saída, em função dos vetores de comutação das chaves de potência. No caso dos conversores de dois níveis que não dividem o elo CC , a tensão sintetizada é uma função da razão cíclica das chaves pela tensão do barramento (levando em consideração que as chaves são ideais e a tensão do barramento é constante).

Contudo, na modelagem de conversores multiníveis, a tensão sintetizada não pode ser definida como para o caso dos conversores de dois níveis, mas sim por uma equação que está fortemente relacionada com a topologia do conversor, sobretudo, ao número de níveis. Isso torna o modelo e o controle mais complexos, necessitando de algoritmos adicionais para o balanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC e, como é o caso do conversor utilizado nesta pesquisa, o controle das tensões sobre os *flying-capacitors*. Além do mais, se for desejado um modelo mais preciso, os efeitos do chaveamento e o comportamento dinâmico dos capacitores podem ser considerados no desenvolvimento (FRANQUELO et al., 2008; LAI; PENG, 1996; PEREZ et al., 2015).

Cabe mencionar que alguns trabalhos reportam a equação que relaciona a tensão de saída do conversor ANPC de cinco níveis (GONZÁLEZ et al., 2007; WANG et al., 2015, PULIKANTI; KONSTANTINOU; AGELIDIS, 2012), no entanto, sem informações suficientes que demonstrem tal desenvolvimento matemático. Neste contexto, este trabalho desenvolve uma formulação sistemática para se obter o modelo comutado que descreve a tensão sintetizada na saída do conversor ANPC de cinco níveis, considerando o fato de que até o momento, nenhum trabalho abordou tal problema de forma consistente.

O modelo da planta de corrente do conversor é obtido inicialmente no sistema de coordenadas estacionárias abc e posteriormente no referencial ortogonal $\alpha\beta$. O sistema de coordenadas $\alpha\beta$ foi escolhido para a implementação dos controladores de corrente, visto que o mesmo é representado por circuitos desacoplados, desse modo, a influência da ação de um controlador sobre o outro é minimizada, logo, o esforço dos controladores de corrente é menor se comparado ao controle em coordenadas estacionárias abc .

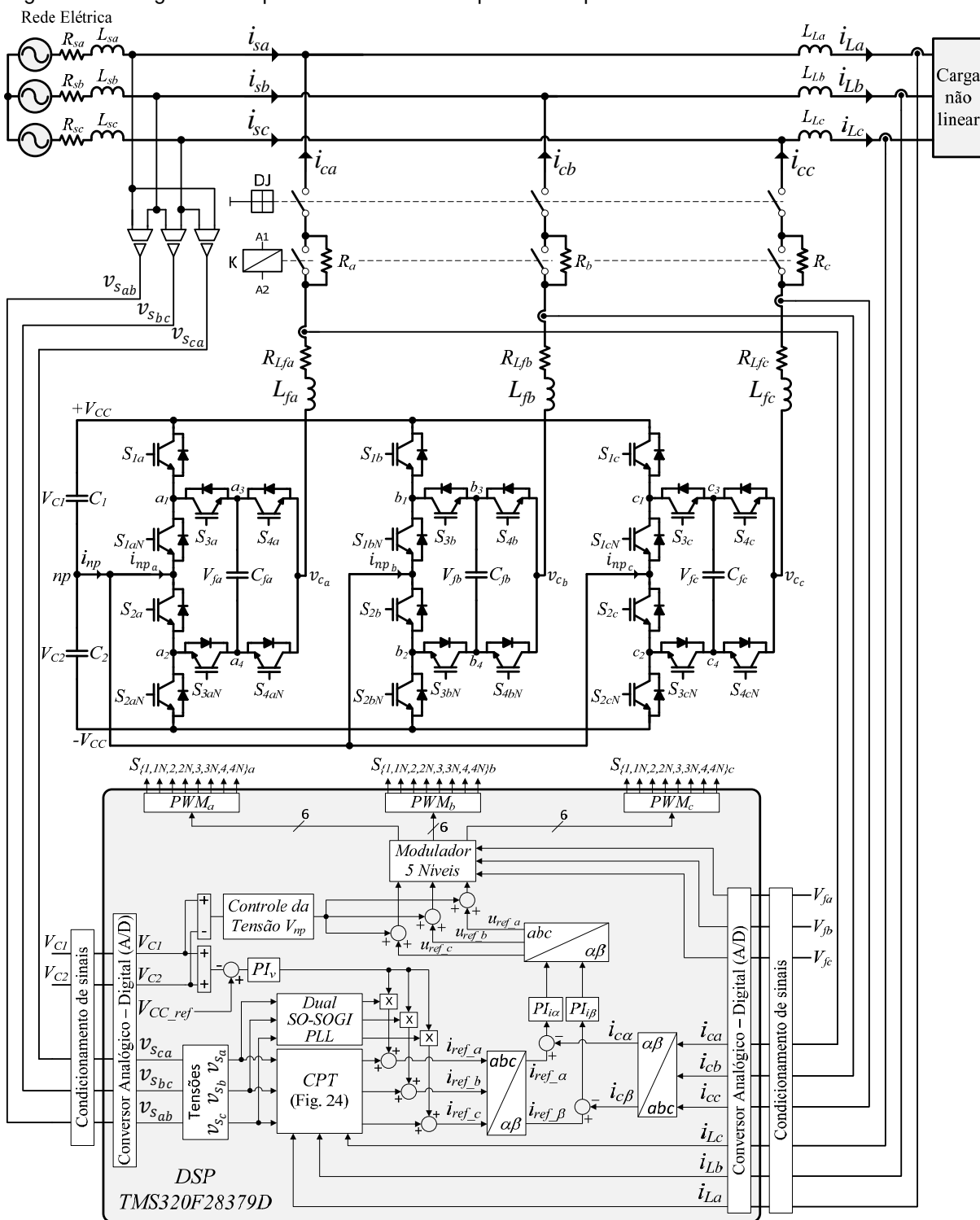
5.1.1 Modelagem para a dinâmica da malha de corrente do conversor

Na Figura 61 é ilustrado o diagrama completo da parte de potência do conversor assimétrico de cinco níveis para um sistema a três fios empregado como um filtro ativo de potência paralelo, bem como o diagrama em blocos simplificado do dispositivo de controle digital. Os parâmetros utilizados na simulação são mostrados nas Tabelas 20 e 21.

Algumas considerações iniciais para a obtenção das equações dinâmicas das correntes são feitas de modo a facilitar o desenvolvimento da modelagem matemática, sendo elas:

- As chaves de potência são consideradas ideais;
- A tensão no barramento CC ($V_{CC} = V_{C1} + V_{C2}$) é considerada constante de modo que $V_{C1} = V_{C2}$;
- A tensão sobre os *Flying-Capacitors* (V_{fa} , V_{fb} e V_{fc}) é considerada constante e igual a $V_{CC}/4$;
- Todos os elementos parasitas que compõe o circuito e os componentes, como resistência série dos capacitores e indutâncias das conexões são desprezados;
- Os indutores de acoplamento (L_{fa} , L_{fb} , L_{fc}) possuem a mesma indutância;
- As resistências equivalentes dos indutores de acoplamento (R_{Lfa} , R_{Lfb} , R_{Lfc}) são iguais;
- A impedância da fonte (rede) é desprezada.

Figura 61 – Diagrama completo do conversor de potência e parcial em blocos do sistema de controle.



Fonte: Próprio autor.

Como pode ser observado, três resistores (R_a , R_b e R_c) foram utilizados para proporcionar a pré-carga do barramento CC de modo a evitar picos de correntes no momento da inicialização do FAPP.

5.1.1.1 Modelo chaveado do conversor assimétrico de cinco níveis

Considerando os estados de chaveamento da Tabela 11 e a topologia do conversor ilustrado na Figura 61, é possível obter as equações que representam cada um dos níveis sintetizados pelo conversor, de modo que todas as equações possam ser combinadas resultando no modelo chaveado do conversor.

5.1.1.1.1 Tensão instantânea na saída do conversor para $v_{ref_x} > 0$

Neste caso, o nível 5 é caracterizado como sendo a maior tensão positiva em relação ao ponto do neutro que o conversor pode sintetizar na saída, sendo considerada para o intervalo $0,5 < v_{ref_x} \leq 1$, na qual v_{ref_x} representa o sinal de referência de modulação. Como pode ser observado na Tabela 11, o nível 5 sintetiza uma tensão na saída do conversor igual a $+V_{C1}$, sendo aplicada pelo estado de chaveamento V_{8x} . Desse modo, a tensão instantânea sintetizada na saída do conversor é determinada conforme (120).

$$v_{cx(V8)} = V_{C1}(S_{1x}S_{3x}S_{4x}) \quad (120)$$

Na qual S_{1x} , S_{3x} e S_{4x} correspondem as respectivas funções de chaveamento. Do mesmo modo é possível definir a tensão sintetizada na saída do conversor para o intervalo $0 < v_{ref_x} \leq 0,5$, a qual pode ser aplicada pelos estados de chaveamento V_{6x} e V_{7x} conforme (121) e (122) respectivamente.

$$v_{cx(V6)} = V_{fx}(S_{2x}S_{3xN}S_{4x}) \quad (121)$$

$$v_{cx(V7)} = (V_{C1} - V_{fx})(S_{1x}S_{3x}S_{4xN}) \quad (122)$$

Então, (121) e (122) podem ser combinadas de modo que (123) seja obtida.

$$v_{cx(V6,V7)} = V_{fx}(S_{2x}S_{3xN}S_{4x}) + (V_{C1} - V_{fx})(S_{1x}S_{3x}S_{4xN}) \quad (123)$$

Assumindo que $V_{C1} = V_{C2}$ e que V_{fx} é mantido constante pelo modulador em $V_{CC}/4$, pode ser afirmado que $V_{C1} - V_{fx} = V_{CC}/4$. Além disso, sabendo que $S_{2x} = S_{1x}$, (123) pode ser reescrita de acordo com (124).

$$v_{cx(V6,V7)} = V_{fx}S_{1x}[(S_{3xN}S_{4x}) + (S_{3x}S_{4xN})] \quad (124)$$

Logo, combinando (120) e (124) é possível obter a equação para $v_{ref_x} > 0$ conforme,

$$v_{cx(V6,V7,V8)} = V_{C1}(S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + V_{fx}S_{1x}[(S_{3xN}S_{4x}) + (S_{3x}S_{4xN})] \quad (125)$$

Então, assumindo que $V_{C1} = V_{C2} = V_C$, (125) pode ser obtida conforme (126).

$$v_{cx(V6,V7,V8)} = V_C S_{1x} \left[\frac{2(S_{3x}S_{4x}) + (S_{3x}S_{4xN}) + (S_{3xN}S_{4x})}{2} \right] \quad (126)$$

5.1.1.1.2 Tensão instantânea na saída do conversor para $v_{ref_x} < 0$

De modo análogo, é possível definir a tensão sintetizada na saída do conversor para o intervalo $-0,5 < v_{ref_x} \leq 0$, a qual pode ser aplicada pelos estados de chaveamento V_{2x} e V_{3x} conforme (127) e (128) respectivamente.

$$v_{cx(V2)} = (-V_{C2} + V_{fx})(S_{2xN}S_{3xN}S_{4x}) \quad (127)$$

$$v_{cx(V3)} = (-V_{fx})(S_{1xN}S_{3x}S_{4xN}) \quad (128)$$

Logo, as equações (127) e (128) podem ser combinadas conforme (129).

$$v_{cx(V2,V3)} = (-V_{C2} + V_{fx})(S_{2xN}S_{3xN}S_{4x}) + (-V_{fx})(S_{1xN}S_{3x}S_{4xN}) \quad (129)$$

Sabendo que $S_{2xN} = S_{1xN}$ e assumindo que $-V_{C2} + V_{fx}$ é igual a $-V_{fx}$, (129) pode ser reescrita conforme,

$$v_{cx(V_2, V_3)} = (-V_{fx} S_{1xN}) [(S_{3xN} S_{4x}) + (S_{3x} S_{4xN})] \quad (130)$$

Além disso, para o intervalo $-1 < v_{ref_x} \leq -0,5$, a tensão instantânea sintetizada na saída do conversor é obtida pela aplicação do estado de chaveamento V_{1x} conforme (131).

$$v_{cx(V_1)} = -V_{C2} (S_{2xN} S_{3xN} S_{4xN}) \quad (131)$$

Como a função de chaveamento S_{2xN} é a mesma que S_{1xN} , (131) pode ser reescrita conforme,

$$v_{cx(V_1)} = -V_{C2} (S_{1xN} S_{3xN} S_{4xN}) \quad (132)$$

Então, é possível obter (133) pela combinação de (130) e (132).

$$v_{cx(V_1, V_2, V_3)} = (-V_{fx} S_{1xN}) [(S_{3xN} S_{4x}) + (S_{3x} S_{4xN})] - V_{C2} (S_{1xN} S_{3xN} S_{4xN}) \quad (133)$$

Assim, assumindo que $V_{fx} = V_C/2$, (133) pode ser reescrita de acordo com (134).

$$v_{cx(V_1, V_2, V_3)} = (-V_C S_{1xN}) \left[\frac{(S_{3xN} S_{4x}) + (S_{3x} S_{4xN}) + 2(S_{3xN} S_{4xN})}{2} \right] \quad (134)$$

Finalmente, combinando (126) e (134) é possível obter a equação que descreve a tensão instantânea sintetizada na saída de cada fase do conversor em relação ao ponto neutro conforme,

$$v_{c_x} = V_C S_{1x} \left(\frac{2(S_{3x}S_{4x}) + (S_{3x}S_{4xN}) + (S_{3xN}S_{4x})}{2} \right) - V_C S_{1xN} \left[\frac{(S_{3xN}S_{4x}) + (S_{3x}S_{4xN}) + 2(S_{3xN}S_{4xN})}{2} \right] \quad (135)$$

Para dar uma forma mais interessante para (135), é possível obter uma equação simplificada que contenha apenas as funções de chaveamento S_{1x} , S_{3x} e S_{4x} ao invés de também conter S_{1xN} , S_{3xN} e S_{4xN} . Desse modo, por simplicidade, o tempo morto das chaves S_{1x} , S_{3x} e S_{4x} é considerado aproximadamente igual a zero. Logo, se pode afirmar que em um período de chaveamento T_{sw} , as relações dadas por (136), (137) e (138) são válidas.

$$S_{1x}(t) + S_{1xN}(t) \cong 1 \quad (136)$$

$$S_{3x}(t) + S_{3xN}(t) \cong 1 \quad (137)$$

$$S_{4x}(t) + S_{4xN}(t) \cong 1 \quad (138)$$

Então, substituindo (136), (137) e (138) em (135) é possível obter (139).

$$v_{c_x} = V_C S_{1x} \left\{ \frac{2(S_{3x}S_{4x}) + [S_{3x}(1 - S_{4x})] + [(1 - S_{3x})S_{4x}]}{2} \right\} - V_C (1 - S_{1x}) \left\{ \frac{[(1 - S_{3x})S_{4x}] + [S_{3x}(1 - S_{4x})] + 2[(1 - S_{3x})(1 - S_{4x})]}{2} \right\} \quad (139)$$

Assim, colocando V_C em evidência e expandindo os termos que estão dentro das chaves em (139),

$$v_{c_x} = V_C \left\{ \left[\frac{2(S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + (S_{1x}S_{3x} - S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + (S_{1x}S_{4x} - S_{1x}S_{3x}S_{4x})}{2} \right] - (1 - S_{1x}) \left[\frac{(S_{4x} - S_{3x}S_{4x}) + (S_{3x} - S_{3x}S_{4x}) + 2(1 - S_{3x} - S_{4x} + S_{3x}S_{4x})}{2} \right] \right\} \quad (140)$$

Expandindo o termo que multiplica $(1 - S_{1x})$,

$$v_{c_x} = V_C \left\{ \left[\frac{2(S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + (S_{1x}S_{3x} - S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + (S_{1x}S_{4x} - S_{1x}S_{3x}S_{4x})}{2} \right] \right. \\ \left. - \left[\frac{(S_{4x} - S_{3x}S_{4x}) + (S_{3x} - S_{3x}S_{4x}) + 2(1 - S_{3x} - S_{4x} + S_{3x}S_{4x})}{2} \right] \right. \\ \left. - \left[\frac{S_{1x}(S_{4x} - S_{3x}S_{4x}) + S_{1x}(S_{3x} - S_{3x}S_{4x}) + 2S_{1x}(1 - S_{3x} - S_{4x} + S_{3x}S_{4x})}{2} \right] \right\} \quad (141)$$

Finalmente, expandindo os termos que multiplicam S_{1x} , obtém-se (142).

$$v_{c_x} \\ = V_C \left\{ \left[\frac{2(S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + (S_{1x}S_{3x} - S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + (S_{1x}S_{4x} - S_{1x}S_{3x}S_{4x})}{2} \right] \right. \\ \left. - \left[\frac{(S_{4x} - S_{3x}S_{4x}) + (S_{3x} - S_{3x}S_{4x}) + 2(1 - S_{3x} - S_{4x} + S_{3x}S_{4x})}{2} \right] \right. \\ \left. + \left[\frac{(S_{1x}S_{4x} - S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + (S_{1x}S_{3x} - S_{1x}S_{3x}S_{4x}) + 2(S_{1x} - S_{1x}S_{3x} - S_{1x}S_{4x} + S_{1x}S_{3x}S_{4x})}{2} \right] \right\} \quad (142)$$

Logo, simplificando (142) é possível obter,

$$v_{c_x} = V_C \left\{ - \left[\frac{S_{4x} + S_{3x} + 2(1 - S_{3x} - S_{4x})}{2} \right] + S_{1x} \right\} \quad (143)$$

Desse modo, após algumas manipulações, (143) pode ser reescrita conforme,

$$v_{c_x} = V_C \left(\frac{2S_{1x} + S_{3x} + S_{4x} - 2}{2} \right) \quad (144)$$

Assim, sabendo que $V_C = V_{CC}/2$ e $V_C/2 = V_{fx}$, v_{c_x} pode ser reescrita conforme (145).

$$v_{c_x} = \frac{V_{CC}}{2}(S_{1x} - 1) + V_{fx}(S_{3x} + S_{4x}) \quad (145)$$

Além disso, como V_{fx} é mantida em um quarto do valor de V_{CC} , é possível reescrever (145) conforme,

$$v_{c_x} = \frac{V_{CC}}{2}(S_{1x} - 1) + \frac{V_{CC}}{4}(S_{3x} + S_{4x}) \quad (146)$$

Por fim, (145) e (146) descrevem com precisão o comportamento da tensão sintetizada na saída do conversor assimétrico de cinco níveis em relação ao ponto neutro.

5.1.1.2 Modelo chaveado trifásico do conversor assimétrico de cinco níveis

Como o modelo descrito em (145) se refere a tensão instantânea sintetizada por uma fase específica do conversor em relação ao ponto neutro, o modelo chaveado trifásico pode ser obtido conforme (147), (148) e (149) respectivamente.

$$v_{c_{ab}} = v_{c_a} - v_{c_b} \quad (147)$$

$$v_{c_{bc}} = v_{c_b} - v_{c_c} \quad (148)$$

$$v_{c_{ca}} = v_{c_c} - v_{c_a} \quad (149)$$

Logo, substituindo (145) em (147) é possível obter,

$$v_{c_{ab}} = \left[\frac{V_{CC}}{2}(S_{1a} - 1) + V_{fa}(S_{3a} + S_{4a}) \right] - \left[\frac{V_{CC}}{2}(S_{1b} - 1) + V_{fb}(S_{3b} + S_{4b}) \right] \quad (150)$$

Assim, (150) pode ser reescrita conforme,

$$v_{cab} = \frac{V_{CC}}{2}(S_{1a} - S_{1b}) + V_{fa}(S_{3a} + S_{4a}) - V_{fb}(S_{3b} + S_{4b}) \quad (151)$$

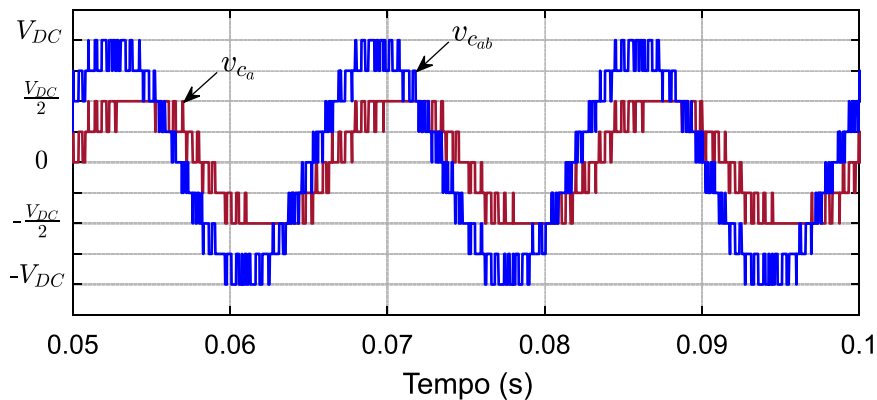
De modo análogo, (148) e (149) são obtidas conforme (152) e (153) respectivamente.

$$v_{cbc} = \frac{V_{CC}}{2}(S_{1b} - S_{1c}) + V_{fb}(S_{3b} + S_{4b}) - V_{fc}(S_{3c} + S_{4c}) \quad (152)$$

$$v_{cca} = \frac{V_{CC}}{2}(S_{1c} - S_{1a}) + V_{fc}(S_{3c} + S_{4c}) - V_{fa}(S_{3a} + S_{4a}) \quad (153)$$

Para provar o desenvolvimento do modelo matemático obtido, uma simulação foi realizada para mostrar ambas as formas de onda das tensões de fase v_{c_a} e de linha $v_{c_{ab}}$ sintetizadas na saída do conversor conforme ilustrado na Figura 62.

Figura 62 – Forma de onda obtida com o modelo matemático desenvolvido.



Fonte: Próprio autor.

Como pode ser observado, v_{c_a} possui uma forma de onda com padrão chaveado de cinco níveis como esperado. Além disso, de acordo com o modelo descrito por (151), a tensão de linha $v_{c_{ab}}$ é obtida da combinação entre duas fases, 'a' e 'b', desse modo, resultando em uma forma de onda com amplitude duas vezes maior que a tensão de fase e com nove níveis. Além disso, nota-se a diferença de fase de 30° em relação as tensões devido as referências v_{refa} e v_{refb} utilizadas para gerar os pulsos para as chaves S_{1a} , S_{3a} , S_{4a} , S_{1b} , S_{3b} e S_{4b} conforme esperado.

Objetivando o desenvolvimento do modelo do conversor assimétrico de cinco níveis em espaço de estados, é imprescindível que o modelo chaveado obtido em (145) seja representado por uma equação simplificada. Desse modo, o valor médio referente a um estado de chaveamento pode ser obtido conforme,

$$\bar{S}_{nx} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t S_{nx}(t) dt \quad (154)$$

Assim, considerando que as chaves S_{1x} comutam na frequência fundamental (valor constante em um período de chaveamento T_{sw}), a tensão de linha sintetizada pelo conversor durante T_{sw} é dada de acordo com a seguinte equação,

$$v_{cab} = \frac{V_{CC}}{2}(S_{1a} - S_{1b}) + V_{fa} \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t (S_{3a} + S_{4a}) dt - V_{fb} \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t (S_{3b} + S_{4b}) dt \quad (155)$$

Então, considerando que durante um período de chaveamento as tensões $V_{fa} = V_{fb} = V_f$ são mantidas constantes, (155) pode ser reescrita conforme,

$$v_{cab} = \frac{V_{CC}}{2}(S_{1a} - S_{1b}) + V_f \left\{ \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t [(S_{3a} + S_{4a}) - (S_{3b} + S_{4b})] dt \right\} \quad (156)$$

Além disso, sabendo que o sinal de modulação é definido por $-1 \leq v_{ref_x} \leq 1$, que as respectivas funções de chaveamento S_{1x} , S_{2x} e S_{3x} dependem diretamente de v_{ref_x} e que a tensão V_{CC} seja mantida constante, (156) pode ser aproximada de acordo com (157).

$$\tilde{v}_{cab} \cong V_{CC} \left(\frac{v_{ref_a} - v_{ref_b}}{2} \right) \quad (157)$$

De forma análoga, as tensões de linha \tilde{v}_{cbc} e \tilde{v}_{cca} são aproximadas conforme (158) e (159) respectivamente.

$$\tilde{v}_{cbc} \cong V_{CC} \left(\frac{v_{ref_b} - v_{ref_c}}{2} \right) \quad (158)$$

$$\tilde{v}_{cca} \cong V_{CC} \left(\frac{v_{ref_c} - v_{ref_a}}{2} \right) \quad (159)$$

De maneira similar, a tensão de fase sintetizada pelo conversor em um período de chaveamento T_{sw} é dada conforme a seguinte equação,

$$v_{c_x} = \frac{V_{CC}}{2} (S_{1x} - 1) + V_{fx} \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t (S_{3x} + S_{4x}) dt \quad (160)$$

Logo, se levando em conta as mesmas considerações para obter (157), (160) pode ser aproximada de acordo com (161).

$$\tilde{v}_{c_x} \cong \frac{V_{CC} v_{ref_x}}{2} \quad (161)$$

5.1.1.3 Modelo para a dinâmica da malha de corrente em coordenadas abc

Uma vez obtida as equações do modelo chaveado do conversor bem como as equações (157), (158) e (161) as equações que representam a dinâmica para as malhas de correntes do FAPP são obtidas pela aplicação das leis de *Kirchhoff* no circuito do conversor ilustrado na Figura 61. O desenvolvimento segue uma metodologia semelhante a apresentada em Acordi (2012) e Camargo (2006). Considerando as duas malhas formadas para as tensões v_{cab} e v_{cbc} , as seguintes equações diferenciais são obtidas,

$$\tilde{v}_{cab} = L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa} i_{ca} + v_{sab} - R_{Lfb} i_{cb} - L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} \quad (162)$$

$$\tilde{v}_{cbc} = L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb} i_{cb} + v_{sbc} - R_{Lfc} i_{cc} - L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} \quad (163)$$

Além disso, como a topologia do circuito da Figura 61 constitui-se de um sistema a três fios, considerando que as tensões sintetizadas pelo conversor e as tensões da rede sejam ideais é possível afirmar que,

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \quad (164)$$

Desse modo, derivando os termos em (164),

$$\frac{di_{ca}}{dt} + \frac{di_{cb}}{dt} + \frac{di_{cc}}{dt} = 0 \quad (165)$$

Logo, sabendo que a tensão v_{Lfx} sobre os terminais dos indutores de acoplamento pode ser determinada por $L_{fx}(di_{cx}/dt)$, e que $L_{fa} = L_{fb} = L_{fc}$, é possível afirmar que,

$$L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} = 0 \quad (166)$$

Do mesmo modo, sabendo que a tensão v_{RLfx} sobre os terminais das resistências equivalentes dos indutores de acoplamento pode ser determinada por $R_{Lfx}i_{cx}$, e que $R_{Lfa} = R_{Lfb} = R_{Lfc}$, considerando (164) é possível afirmar que,

$$R_{Lfa}i_{ca} + R_{Lfb}i_{cb} + R_{Lfc}i_{cc} = 0 \quad (167)$$

Isolando as tensões de linha em (162) e (163),

$$\tilde{v}_{cab} - v_{sab} = L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa}i_{ca} - R_{Lfb}i_{cb} - L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} \quad (168)$$

$$\tilde{v}_{cbc} - v_{sbc} = L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb}i_{cb} - R_{Lfc}i_{cc} - L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} \quad (169)$$

Desse modo, considerando (166) e (167) é possível escrever (168) e (169) na forma matricial de acordo com (170).

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{cab} - v_{sab} \\ \tilde{v}_{cbc} - v_{sbc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa} i_{ca} \\ L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb} i_{cb} \\ L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} + R_{Lfc} i_{cc} \end{bmatrix} \quad (170)$$

De modo a se obter uma representação completa do modelo trifásico a três fios em espaço de estados na qual todas as grandezas sejam representadas por meio dos seus respectivos valores de fase, primeiramente é necessário isolar o vetor coluna que contém os termos de corrente em (170). Assim, multiplicando ambos os lados pela inversa da matriz que contém os coeficientes numéricos,

$$\begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & -2/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{cab} - v_{sab} \\ \tilde{v}_{cbc} - v_{sbc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & -2/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa} i_{ca} \\ L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb} i_{cb} \\ L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} + R_{Lfc} i_{cc} \end{bmatrix} \quad (171)$$

Assim, é possível obter,

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2\tilde{v}_{cab} + \tilde{v}_{cbc} - 2v_{sab} - v_{sbc} \\ \tilde{v}_{cbc} - \tilde{v}_{cab} + v_{sab} - v_{sbc} \\ -\tilde{v}_{cab} - 2\tilde{v}_{cbc} + v_{sab} + 2v_{sbc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa} i_{ca} \\ L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb} i_{cb} \\ L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} + R_{Lfc} i_{cc} \end{bmatrix} \quad (172)$$

Então, separando os termos das tensões do conversor das tensões da rede,

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2\tilde{v}_{cab} + \tilde{v}_{cbc} \\ -\tilde{v}_{cab} + \tilde{v}_{cbc} \\ -\tilde{v}_{cab} - 2\tilde{v}_{cbc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2v_{sab} - v_{sbc} \\ v_{sab} - v_{sbc} \\ v_{sab} + 2v_{sbc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa} i_{ca} \\ L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb} i_{cb} \\ L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} + R_{Lfc} i_{cc} \end{bmatrix} \quad (173)$$

Logo, separando os coeficientes dos vetores colunas que contém as tensões sintetizadas pelo conversor e as tensões da rede em (173) é possível obter,

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{cab} \\ \tilde{v}_{cbc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sab} \\ v_{sbc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa} i_{ca} \\ L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb} i_{cb} \\ L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} + R_{Lfc} i_{cc} \end{bmatrix} \quad (174)$$

Desse modo, sabendo que as tensões de linha sintetizadas pelo conversor em (174) são determinadas por $\tilde{v}_{cab} = \tilde{v}_{ca} - \tilde{v}_{cb}$ e $\tilde{v}_{cbc} = \tilde{v}_{cb} - \tilde{v}_{cc}$, é possível definir uma matriz de transformação das tensões de linha para tensões de fase conforme (175).

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{cab} \\ \tilde{v}_{cbc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{ca} - \tilde{v}_{cb} + 0\tilde{v}_{cc} \\ 0\tilde{v}_{ca} + \tilde{v}_{cb} - \tilde{v}_{cc} \end{bmatrix} \quad (175)$$

Então, separando os coeficientes em (175) é possível obter (176), na qual o índice "y" pode se referir as tensões do conversor ou as tensões da rede.

$$T_{linha \rightarrow fase} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ya} \\ v_{yb} \\ v_{yc} \end{bmatrix} \quad (176)$$

Logo, substituindo a matriz de transformação das tensões de linha para tensões de fase em (174),

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{ca} \\ \tilde{v}_{cb} \\ \tilde{v}_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa} i_{ca} \\ L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb} i_{cb} \\ L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} + R_{Lfc} i_{cc} \end{bmatrix} \quad (177)$$

A qual resulta de acordo com (178).

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{ca} \\ \tilde{v}_{cb} \\ \tilde{v}_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + R_{Lfa} i_{ca} \\ L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + R_{Lfb} i_{cb} \\ L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} + R_{Lfc} i_{cc} \end{bmatrix} \quad (178)$$

Em seguida, considerando que $R_{Lfa} = R_{Lfb} = R_{Lfc} = R_{Lf}$ e $L_{fa} = L_{fb} = L_{fc} = L_f$ é possível isolar os termos derivativos em (178) de acordo com (179), a qual finalmente representa a equação diferencial de estados para a dinâmica das correntes do conversor em coordenadas estacionárias abc .

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ca}}{dt} \\ \frac{di_{cb}}{dt} \\ \frac{di_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{ca} \\ \tilde{v}_{cb} \\ \tilde{v}_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (179)$$

Como pode ser observado em (179), a matriz dos coeficientes das tensões sintetizadas na saída do conversor possui os elementos fora da diagonal principal diferentes de zero. Isso resulta em um acoplamento entre as tensões \tilde{v}_{ca} , \tilde{v}_{cb} e \tilde{v}_{cc} , característica do modelo em coordenadas estacionárias abc . Desse modo, a próxima seção transforma o modelo em (179) para o sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, o qual resulta em um modelo desacoplado para as tensões \tilde{v}_{ca} , \tilde{v}_{cb} e \tilde{v}_{cc} sintetizadas pelo conversor e para as tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede.

5.1.1.4 Modelo para a dinâmica da malha de corrente em coordenadas $\alpha\beta$

Considerando a transformada de Clark em (1), é possível definir a matriz de transformação direta $T_{\alpha\beta}^d$ e a matriz de transformação inversa $T_{\alpha\beta}^i$ conforme (180) e (181) respectivamente.

$$T_{\alpha\beta}^d = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (180)$$

$$T_{\alpha\beta}^i = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (181)$$

Logo, a partir da equação de estados em (179) é possível definir o vetor de estado das correntes do FAPP $x_{ic_{abc}}$, o vetor da ação de controle $u_{vc_{abc}}$ relacionado as tensões sintetizadas pelo FAPP e o vetor de distúrbios $w_{vs_{abc}}$ relacionado as tensões da rede conforme (182), (183) e (184).

$$x_{ic_{abc}} = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (182)$$

$$u_{vc_{abc}} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{ca} \\ \tilde{v}_{cb} \\ \tilde{v}_{cc} \end{bmatrix} \quad (183)$$

$$w_{vs_{abc}} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (184)$$

Sendo a derivada do vetor $x_{ic_{abc}}$ representada conforme,

$$\dot{x}_{ic_{abc}} = \begin{bmatrix} \frac{di_{ca}}{dt} \\ \frac{di_{cb}}{dt} \\ \frac{di_{cc}}{dt} \end{bmatrix} \quad (185)$$

Além disso, as matrizes $A_{c_{abc}}$, $B_{c_{abc}}$ e $F_{s_{abc}}$ (estado, entrada e de distúrbio) para os coeficientes da equação de estado em (179) são dadas por (186), (187) e (188) respectivamente.

$$A_{c_{abc}} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (186)$$

$$B_{c_{abc}} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (187)$$

$$F_{s_{abc}} = \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \quad (188)$$

Assim, a equação de estados em (179) pode ser reescrita de forma compacta conforme a equação (189).

$$\dot{x}_{ic_{abc}} = A_{c_{abc}} x_{ic_{abc}} + B_{c_{abc}} u_{vc_{abc}} + F_{s_{abc}} w_{vs_{abc}} \quad (189)$$

Em seguida, considerando a matriz de transformação inversa $T_{\alpha\beta}^i$, as matrizes dos coeficientes ($A_{c_{abc}}$, $B_{c_{abc}}$, $F_{s_{abc}}$) e os vetores ($x_{ic_{abc}}$, $u_{vc_{abc}}$, $w_{vs_{abc}}$) em (189), as seguintes relações podem ser definidas,

$$A_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i x_{ic_{\alpha\beta}} = A_{c_{abc}} x_{ic_{abc}} \quad (190)$$

$$B_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i u_{vc_{\alpha\beta}} = B_{c_{abc}} u_{vc_{abc}} \quad (191)$$

$$F_{s_{abc}} T_{\alpha\beta}^i w_{vs_{\alpha\beta}} = F_{s_{abc}} w_{vs_{abc}} \quad (192)$$

Além disso, o vetor $\dot{x}_{ic_{abc}}$ pode ser definido conforme,

$$\dot{x}_{ic_{abc}} = T_{\alpha\beta}^i \dot{x}_{ic_{\alpha\beta}} \quad (193)$$

Logo, substituindo (190), (191), (192) e (193) em (189) é possível obter,

$$T_{\alpha\beta}^i \dot{x}_{ic_{\alpha\beta}} = A_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i x_{ic_{\alpha\beta}} + B_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i u_{vc_{\alpha\beta}} + F_{s_{abc}} T_{\alpha\beta}^i w_{vs_{\alpha\beta}} \quad (194)$$

Desse modo, como se deseja obter uma expressão para $\dot{x}_{\alpha\beta}$, multiplica-se ambos os lados de (194) por $T_{\alpha\beta}^d$, na qual é possível obter,

$$T_{\alpha\beta}^d T_{\alpha\beta}^i \dot{x}_{ic_{\alpha\beta}} = T_{\alpha\beta}^d \left[A_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i x_{ic_{\alpha\beta}} + B_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i u_{vc_{\alpha\beta}} + F_{s_{abc}} T_{\alpha\beta}^i w_{vs_{\alpha\beta}} \right] \quad (195)$$

Então, (195) resulta em,

$$\dot{x}_{ic_{\alpha\beta}} = T_{\alpha\beta}^d \left[A_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i x_{ic_{\alpha\beta}} + B_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i u_{vc_{\alpha\beta}} + F_{s_{abc}} T_{\alpha\beta}^i w_{vs_{\alpha\beta}} \right] \quad (196)$$

Da equação (196), a matriz do sistema $A_{c_{\alpha\beta}}$, a matriz de entrada $B_{c_{\alpha\beta}}$ e a matriz do vetor de distúrbio $F_{s_{\alpha\beta}}$ são definidas conforme as seguintes equações,

$$A_{c_{\alpha\beta}} = T_{\alpha\beta}^d A_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i \quad (197)$$

$$B_{c_{\alpha\beta}} = T_{\alpha\beta}^d B_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i \quad (198)$$

$$F_{s_{\alpha\beta}} = T_{\alpha\beta}^d F_{c_{abc}} T_{\alpha\beta}^i \quad (199)$$

Logo, para determinar $A_{c_{\alpha\beta}}$, se substitui $T_{\alpha\beta}^d$, $A_{c_{abc}}$ e $T_{\alpha\beta}^i$ em (197),

$$A_{c_{\alpha\beta}} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (200)$$

Neste caso, como a matriz dos coeficientes $A_{c_{abc}}$ é uma matriz diagonal, o produto de $T_{\alpha\beta}^d A_{c_{abc}}$ resulta na própria $T_{\alpha\beta}^d$. Do mesmo modo, ao se multiplicar uma matriz pela sua inversa o resultado será uma matriz diagonal de coeficientes unitários. Desse modo, a transformação da matriz $A_{c_{abc}}$ para as coordenadas $\alpha\beta$ não modifica os coeficientes, sendo dada conforme,

$$A_{c_{\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (201)$$

Em seguida, se substituí $T_{\alpha\beta}^d$, $B_{c_{abc}}$ e $T_{\alpha\beta}^i$ em (198) para se determinar $B_{c_{\alpha\beta}}$ conforme,

$$B_{c_{\alpha\beta}} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (202)$$

Desenvolvendo as multiplicações em (202) é possível obter,

$$B_{c_{\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (203)$$

Do mesmo modo, se substituí $T_{\alpha\beta}^d$, $F_{s_{abc}}$ e $T_{\alpha\beta}^i$ em (199) para se determinar $F_{s_{\alpha\beta}}$ conforme,

$$F_{s_{\alpha\beta}} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (204)$$

Assim, desenvolvendo as multiplicações em (204) é possível obter,

$$F_{s_{\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} -3 & 0 & 0 \\ 0 & -3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (205)$$

Logo, a equação do modelo em espaço de estados em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ escrita na forma compacta é definida por,

$$\dot{x}_{ic_{\alpha\beta}} = A_{c_{\alpha\beta}} x_{ic_{\alpha\beta}} + B_{c_{\alpha\beta}} u_{vc_{\alpha\beta}} + F_{s_{\alpha\beta}} w_{vs_{\alpha\beta}} \quad (206)$$

Finalmente, realizando a substituição das matrizes (201), (203) e (205) em (206), o modelo em espaço de estados para a dinâmica das correntes do FAPP em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ é definida conforme,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{c\beta}}{dt} \\ \frac{di_{c0}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{c\alpha} \\ \tilde{v}_{c\beta} \\ \tilde{v}_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{s0} \end{bmatrix} \quad (207)$$

Além disso, é possível afirmar que $i_{c0} = 0$, considerando que o sistema não possui condutor de neutro.

5.1.1.5 Obtenção da função de transferência do modelo em coordenadas $\alpha\beta$

A função de transferência do modelo em espaço de estados em coordenadas $\alpha\beta$ é facilmente conseguida por meio da matriz função de transferência conforme a equação (208).

$$\frac{Y_{c_{\alpha\beta}}(s)}{U_{vc_{\alpha\beta}}(s)} = C(sI - A_{c_{\alpha\beta}})^{-1} B_{c_{\alpha\beta}} \quad (208)$$

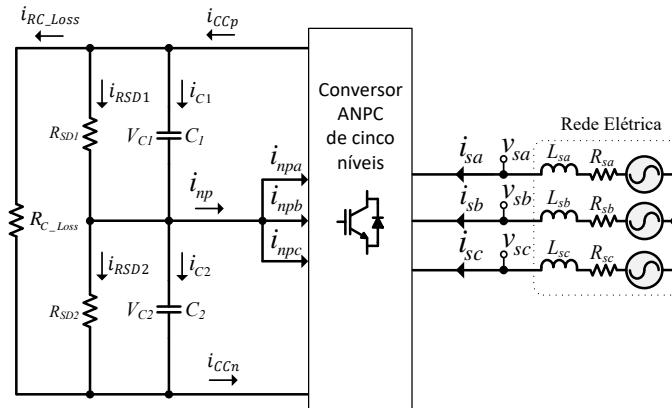
Seja I uma matriz identidade de mesma dimensão que $A_{c_{\alpha\beta}}$ e $C = [1 \ 1 \ 0]$ a matriz de saída do conversor, e considerando ainda que as tensões \tilde{v}_{c_α} e \tilde{v}_{c_β} são produzidas em função das tensões de referência ($v_{ref_\alpha}, v_{ref_\beta}$), dos estados de chaveamento do conversor e da tensão do barramento CC , resolvendo (208), é possível obter,

$$G_{i_{\alpha\beta}}(s) = \frac{Y_{c_{\alpha\beta}}(s)}{U_{vc_{\alpha\beta}}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{V_{CC}}{sL_f + R_{L_f}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{CC}}{sL_f + R_{L_f}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (209)$$

5.1.2 Modelagem para a dinâmica da malha de tensão do conversor

O modelo do conversor para a tensão do elo CC é realizado considerando o princípio da dinâmica do balanço de potência entre a rede e os capacitores do barramento (CAMPANHOL et al., 2014). Neste caso, o diagrama ilustrado na Figura 63 é utilizado para a análise do modelo para a malha de tensão do conversor. A resistência R_{C_Loss} foi adicionada com a finalidade de representar as perdas da estrutura do conversor. Além disso, se nota a presença dos resistores R_{SD1} e R_{SD2} os quais são utilizados apenas por questões de segurança, com objetivo de proporcionar a descarga automática do elo CC quando o conversor não estiver em operação.

Figura 63 – Circuito simplificado para análise do modelo do elo CC .



Fonte: Próprio autor.

Assumindo que as tensões da rede sejam ideais (livre de harmônicos e balanceadas), que as correntes $i_{sa} = i_{sb} = i_{sc} = i_s$, que as tensões $V_{C1} = V_{C2}$ sejam mantidas constante, que $R_{SD1} = R_{SD2}$, e que a variável $V_{CC} = V_{C1} + V_{C2}$ (tensão total do elo CC) deve ser controlada, para este caso, a corrente do ponto neutro i_{np} pode ser desprezada, logo, se pode afirmar que $i_{CCp} = i_{CCn} = i_{CC}$. Desse modo, considerando a lei de Kirchhoff das correntes, é possível obter a seguinte equação para a corrente que flui através do capacitor,

$$i_{CC} = C_{eq} \frac{d_{v_{CC}}}{dt} + \frac{V_{CC}}{R_{C_Loss}} + \frac{V_{CC}}{R_{SD1} + R_{SD2}} \quad (210)$$

Além disso, considerando que $C_1 = C_2 = C$, a capacitância equivalente vista pelo elo CC será determinada por $C_{eq} = C/2$, logo (210) pode ser reescrita conforme,

$$i_{CC} = \frac{C}{2} \frac{d_{v_{CC}}}{dt} + \frac{V_{CC}}{R_{C_Loss}} + \frac{V_{CC}}{R_{SD1} + R_{SD2}} \quad (211)$$

Então, considerando que a potência instantânea do elo CC é aproximadamente igual a potência instantânea do lado da rede, é possível definir a seguinte equação que descreve o balanço de potências,

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot i_{CC} \cong v_{sa} i_a + v_{sb} i_b + v_{sc} i_c = p_{3\phi} \quad (212)$$

Assim, substituindo (211) em (212) é possível obter,

$$V_{CC} \left[\frac{C}{2} \frac{d_{v_{CC}}}{dt} + \frac{V_{CC}}{R_{C_Loss}} + \frac{V_{CC}}{R_{SD1} + R_{SD2}} \right] \cong p_{3\phi} \quad (213)$$

Então, realizando a modelagem por pequenos sinais e reescrevendo (213) em função dos valores médios instantâneos durante um período de chaveamento é possível obter,

$$\langle v_{CC}(t) \rangle \left[\frac{C \langle d_{v_{CC}}(t) \rangle}{2} + \frac{\langle v_{CC}(t) \rangle}{R_{C_Loss}} + \frac{\langle v_{CC}(t) \rangle}{R_{SD1} + R_{SD2}} \right] \cong \frac{3v_s \langle i_s(t) \rangle}{2} \quad (214)$$

Cabe mencionar que aqui a tensão v_s e a corrente i_s se referem ao valor de pico, logo, a necessidade de dividir por dois ($\frac{v_s i_s}{\sqrt{2}\sqrt{2}} = \frac{v_s i_s}{2}$) de modo que tais grandezas fiquem em função dos seus respectivos valores eficazes.

Em seguida, aplicando pequenas perturbações nas variáveis de interesse em (214), tais variáveis são definidas conforme,

$$\langle v_{CC}(t) \rangle = V_{CC} + \hat{v}_{CC}(t) \quad (215)$$

$$\langle i_s(t) \rangle = I_s + \hat{i}_s(t) \quad (216)$$

Então, substituindo (215), (216) em (214) é possível obter,

$$\begin{aligned} [V_{CC} + \hat{v}_{CC}(t)] \left\{ \frac{C}{2} \left[\frac{\langle d_{v_{CC}}(t) \rangle}{dt} + \frac{\langle d_{\hat{v}_{CC}}(t) \rangle}{dt} \right] + \frac{V_{CC} + \hat{v}_{CC}(t)}{R_{C_Loss}} + \frac{V_{CC} + \hat{v}_{CC}(t)}{R_{SD1} + R_{SD2}} \right\} \\ \cong \frac{3v_s [I_s + \hat{i}_s(t)]}{2} \end{aligned} \quad (217)$$

Assim, expandindo o termo $[V_{CC} + \hat{v}_{CC}(t)]$ em (217) é possível obter,

$$\begin{aligned} V_{CC} \frac{C \langle d_{v_{CC}}(t) \rangle}{2} + V_{CC} \frac{C \langle d_{\hat{v}_{CC}}(t) \rangle}{2} + \hat{v}_{CC}(t) \frac{C \langle d_{v_{CC}}(t) \rangle}{2} + \hat{v}_{CC}(t) \frac{C \langle d_{\hat{v}_{CC}}(t) \rangle}{2} + \frac{V_{CC}^2}{R_{C_Loss}} \\ + \frac{V_{CC} \hat{v}_{CC}(t)}{R_{C_Loss}} + \frac{\hat{v}_{CC}(t) V_{CC}}{R_{C_Loss}} + \frac{\hat{v}_{CC}^2}{R_{C_Loss}} + \frac{V_{CC}^2}{R_{SD1} + R_{SD2}} + \frac{V_{CC} \hat{v}_{CC}(t)}{R_{SD1} + R_{SD2}} \\ + \frac{\hat{v}_{CC}(t) V_{CC}}{R_{SD1} + R_{SD2}} + \frac{\hat{v}_{CC}^2}{R_{SD1} + R_{SD2}} \cong \frac{3v_s I_s + 3v \hat{i}_s(t)}{2} \end{aligned} \quad (218)$$

Logo, desconsiderando os termos CC , os termos no qual a derivada é zero (constante), os termos CA não lineares e após algumas manipulações é possível obter,

$$V_{CC} \hat{v}_{cc}(t) \left[\frac{C}{2} \frac{d\langle \hat{v}_{cc}(t) \rangle}{dt} + \frac{2}{R_{C_Loss}} + \frac{2}{R_{SD1} + R_{SD2}} \right] \cong \frac{3v_s \hat{i}_s(t)}{2} \quad (219)$$

Em seguida, aplicando a transformada de Laplace em (219) e após algumas manipulações é possível obter,

$$\hat{v}_{cc}(s) V_{CC} \left[\frac{sCR_{C_Loss}(R_{SD1} + R_{SD2}) + 4(R_{C_Loss} + R_{SD1} + R_{SD2})}{2R_{C_Loss}(R_{SD1} + R_{SD2})} \right] \cong \frac{3v_s \hat{i}_s(s)}{2} \quad (220)$$

Logo, a função de transferência para a dinâmica do elo CC , a qual relaciona a variável de saída $\hat{v}_{cc}(t)$ com a variável de entrada $\hat{i}_s(s)$ pode ser determinada conforme,

$$G_{pv}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_s(s)} \cong \frac{3v_s R_{C_Loss}(R_{SD1} + R_{SD2})}{V_{CC} [sCR_{C_Loss}(R_{SD1} + R_{SD2}) + 4(R_{C_Loss} + R_{SD1} + R_{SD2})]} \quad (221)$$

Por simplicidade, se for admitido que o circuito do elo CC seja ideal, desprezando as perdas, e que o termo $\frac{2V_{CC}}{R_{SD1} + R_{SD2}}$ seja suficientemente pequeno, a função de transferência pode ser obtida de (219) de acordo com,

$$G_{pv}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_s(s)} \cong \frac{3v_s}{V_{CC} sC} \quad (222)$$

Além disso, os *flying-capacitors* e o capacitor do barramento do conversor podem ser determinados conforme definido em (GONZALEZ; VALLA; CHRISTIANSEN, 2010) pelas seguintes equações respectivamente,

$$C_{fx} = \frac{8S_N T_{sw} 100}{3V_{cc}^2 R_{\%}} \quad (223)$$

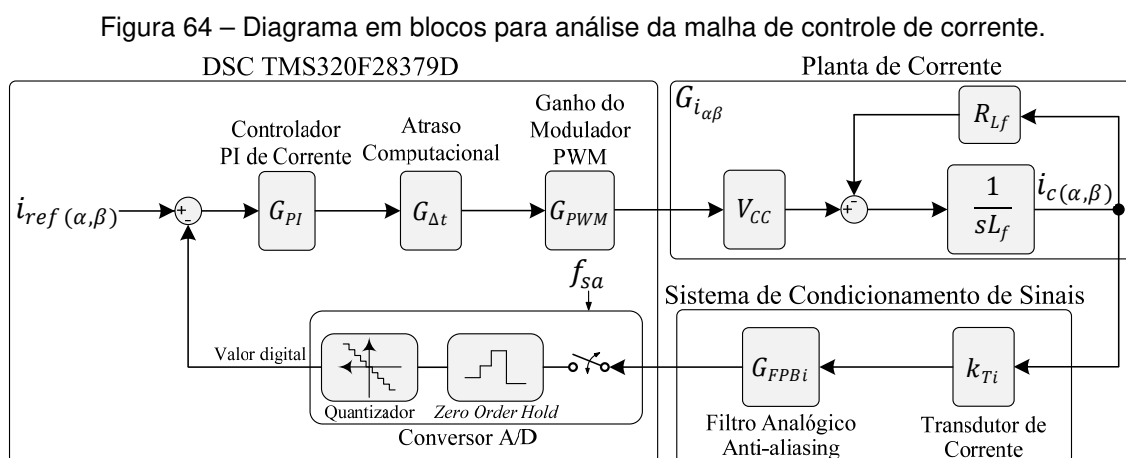
Sendo S_N a potência nominal do conversor e $R_{\%}$ o fator percentual de ondulação desejado.

$$C_{eq} = \frac{16S_N 100}{15\pi^2 f_m V_{cc}^2 R_{\%}} \quad (224)$$

5.1.3 Projeto e análise da resposta em frequência do sistema de controle de corrente

Esta seção apresenta as considerações para o projeto dos controladores das malhas de corrente e tensão fundamentados em suas respectivas funções de transferência obtidas nas seções anteriores. Para a determinação dos ganhos dos controladores, são utilizados os critérios de margens de estabilidade já bem consolidados na literatura pertinente aos fundamentos de controle. Uma breve discussão sobre aspectos relevantes ao projeto dos controladores de corrente e do algoritmo do FAPP é realizada.

Para a análise e projeto dos controladores de corrente, o diagrama em blocos ilustrado na Figura 64 é considerado.



Fonte: Próprio autor.

Inicialmente, a função de transferência que representa a dinâmica das correntes do conversor é definida pela seguinte equação,

$$G_{i_{\alpha\beta}}(s) = \frac{V_{CC}}{sL_f + R_{L_f}} \quad (225)$$

Além disso, a função de transferência do controlador proporcional-integral (PI) utilizado é definida por,

$$G_{PI}(s) = \frac{sk_{Pi} + k_{Ii}}{s} \quad (226)$$

A função de transferência em (226) pode ainda ser reescrita em função do ganho proporcional k_{Pi} conforme,

$$G_{PI}(s) = \frac{k_{Pi}(s + \omega_{zi})}{s} \quad (227)$$

Na qual $\omega_{zi} = k_{Ii}/k_{Pi}$ é definido como a frequência angular do zero do controlador.

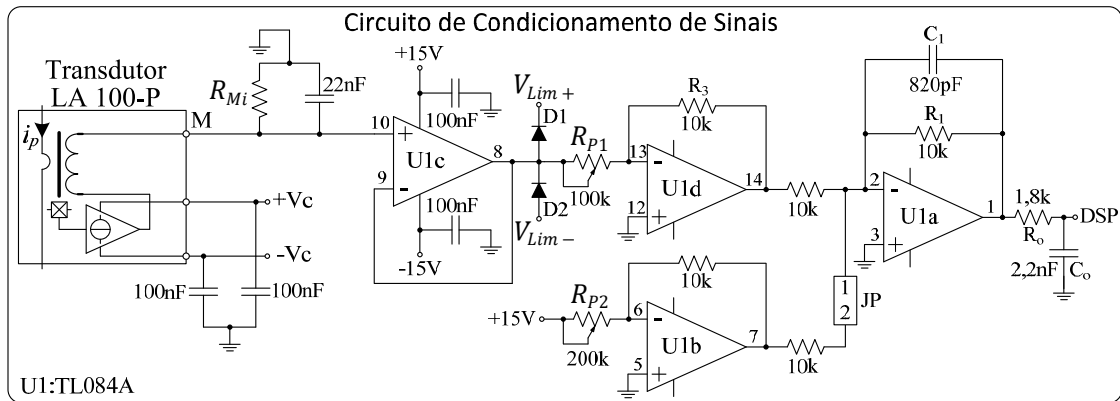
Ainda com a finalidade de se considerar o atraso introduzido pelo processamento digital do sistema de controle na modulação, a função de transferência $G_{\Delta t}(s)$ aproximada por Pade (primeira ordem), conforme apresentado em Buso e Mattavelli (2006) é dada pela equação logo abaixo, na qual T_{sw} , se refere ao período de chaveamento.

$$G_{\Delta t}(s) = \frac{1 - \frac{sT_{sw}}{4}}{1 + \frac{sT_{sw}}{4}} \quad (228)$$

Considerando também o condicionamento dos sinais de corrente do FAPP, no intuito de se obter uma formulação mais próxima da implementação real, o circuito de condicionamento da Figura 65 é utilizado para ilustrar o filtro passa-baixa analógico responsável por limitar a largura de banda do sinal amostrado. Além disso,

é importante destacar que a medição da corrente no primário do transdutor é refletida sobre o resistor R_{Mi} (100Ω), no qual uma tensão proporcional a relação de transformação do transdutor ($K_{Ni} = 1/2000$) é produzida sobre este.

Figura 65 – Circuito de condicionamento de sinais para o transdutor de corrente.



Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O primeiro estágio do circuito consiste em um simples seguidor de tensão formado por $U1_c$. O segundo estágio ($U1_d$) consiste de um amplificador inversor que permite ajustar o ganho do sinal proveniente do primeiro estágio de modo a adequar o sinal a valores que não ultrapassem os limites estabelecidos para a entrada do conversor A/D do DSP, no qual o ganho é definido por $k_{FPBi} = -\frac{R_3}{R_{P1}}$. É possível notar ainda a presença dos diodos $D1$ e $D2$ utilizados para grampear a tensão caso o valor ultrapasse limites preestabelecidos (V_{Lim+} e V_{Lim-}).

Finalmente, o terceiro estágio é formado por um amplificador inversor somador ($U1_a$) que também implementa um filtro passa-baixa (*anti-aliasing*) de primeira ordem. A frequência de corte do filtro é definida por $f_{CFPB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$, a qual foi ajustada em aproximadamente 20 kHz (metade da frequência de amostragem).

O circuito formado por $U1_b$ tem por função gerar uma tensão fixa (*offset*) a qual é somada ao sinal de entrada do terceiro estágio de modo que o sinal de saída para o DSP tenha somente valores positivos. Caso seja necessário, o resistor R_o e o capacitor C_o podem ser adicionados para formar um filtro passivo passa-baixa.

Assim, a função de transferência que descreve o filtro *anti-aliasing* é definida pela seguinte equação,

$$G_{FPBi}(s) = \frac{1}{sR_1C_1 + 1} K_{FPBi} \quad (229)$$

Na qual, K_{FPB_i} representa o ganho estático do filtro analógico, e para fins de projeto do controlador é considerado unitário.

Além disso, o ganho estático (K_{Ti}) do transdutor de corrente pode ser determinado considerando a tensão sobre o resistor de medição (R_{Mi}) conforme,

$$V_{R_{Mi}} = I_s R_{Mi} \quad (230)$$

Na qual a corrente do secundário (I_s) é definida de acordo com,

$$I_s = N_i I_p K_{Ni} \quad (231)$$

Neste caso, N_i corresponde ao número de espiras utilizadas no primário do transdutor de corrente e I_p ao valor da corrente no primário.

Desse modo, substituindo (231) em (230) é possível obter o ganho estático (K_{Ti}) do transdutor de corrente conforme,

$$K_{Ti} = \frac{V_{R_{Mi}}}{I_p} = K_{Ni} N_i R_{Mi} \quad (232)$$

De forma similar ao que foi considerado para K_{FPB_i} , o ganho estático do transdutor de corrente não contribui para mudanças na fase do sistema de controle, sendo assim, K_{Ti} é unitário para o projeto do controlador de corrente. Portanto, o ganho K_{Ti} será utilizado diretamente no algoritmo de controle do FAPP. Por fim, a manipulação dos valores reais de corrente ($i_{(DSP)}$) no algoritmo de controle do FAPP é realizada conforme a seguinte equação,

$$i_{(DSP)} = \left(D_{in(A/D)} - D_{offset} \right) \frac{1}{k_{A/D} K_{Ti} K_{FPB_i}} \quad (233)$$

Na qual $D_{in(A/D)}$ corresponde ao valor digital obtido do processo de conversão do sinal de corrente analógico para digital. O valor D_{offset} é definido como o valor digital relacionado a tensão fixa (*offset*) na saída do amplificador operacional $U1_b$, o

qual deve ser ajustado em 2047 considerando que o conversor A/D utilizado possui uma resolução de 12 *bits* conforme,

$$D_{offset} = \frac{2^{12} - 1}{2} \quad (234)$$

Além disso, o ganho introduzido pelo conversor A/D ($k_{A/D}$) é determinado conforme,

$$k_{A/D} = \frac{1}{\left(\frac{V_{Ref+} - V_{Ref-}}{2^{12} - 1}\right)} = \frac{1}{\left(\frac{3,3 - 0}{4095}\right)} = 1240,90 \quad (235)$$

Neste caso, V_{Ref+} corresponde ao máximo valor de tensão que pode ser aplicada na entrada do conversor A/D enquanto V_{Ref-} corresponde ao valor mínimo.

Então o último bloco a ser definido na malha de controle de corrente é o ganho introduzido pelo modulador PWM, o qual é definido de acordo com,

$$G_{PWM} = \frac{1}{P_{TPWM}} \quad (236)$$

Na qual P_{TPWM} é o valor de pico do contador digital da portadora triangular.

Desse modo, considerando o diagrama ilustrado anteriormente na Figura 64 e as respectivas funções de transferências, é possível obter a função de transferência do sistema de controle de corrente em malha aberta de acordo com,

$$G_{i_{OL\alpha\beta}}(s) = G_{PI}(s)G_{\Delta t}(s)G_{PWM}G_{i_{\alpha\beta}}(s)G_{f_{pb_i}}(s) \quad (237)$$

Logo, substituindo os termos em $G_{i_{OL\alpha\beta}}(s)$, é possível obter,

$$G_{i_{OL\alpha\beta}}(s) = \frac{sk_{Pi} + k_{Ii}}{s} \frac{1 - \frac{sT_{sw}}{4}}{1 + \frac{sT_{sw}}{4}} \frac{1}{P_{TPWM}} \frac{V_{CC}}{(sL_f + R_{L_f})} \frac{1}{sR_1C_1 + 1} \quad (238)$$

Desenvolvendo a equação (238) e após algumas manipulações é possível obter a função de transferência em malha aberta com os termos das potências em 's' separados conforme,

$$G_{iOL\alpha\beta}(s) = \frac{\left(\frac{-k_{Pi}V_{CC}T_{sw}}{4P_{TPWM}}\right)s^2 + \left(\frac{k_{Pi}V_{CC}}{P_{TPWM}} - \frac{k_{Ii}V_{CC}T_{sw}}{4P_{TPWM}}\right)s + \frac{k_{Ii}V_{CC}}{P_{TPWM}}}{\left(\frac{R_1C_1L_fT_{sw}}{4}\right)s^4 + \left(L_f\left(\frac{T_{sw} + 4R_1C_1}{4}\right) + \frac{R_1C_1R_{Lf}T_{sw}}{4}\right)s^3 + \left(R_{Lf}\left(\frac{T_{sw} + 4R_1C_1}{4}\right) + L_f\right)s^2 + R_{Lf}s} \quad (239)$$

Para se determinar os ganhos do controlador considerando os critérios de margens de estabilidade, é importante observar que a frequência angular do zero do controlador de corrente deve ser posicionada abaixo da frequência angular de cruzamento ω_{ci} estabelecida, de modo a contribuir para o aumento da fase do sistema.

Por outro lado, a frequência angular de cruzamento ω_{ci} deve ser ajustada entre um quarto a um décimo da frequência de chaveamento do conversor de modo que os efeitos do chaveamento não interfiram no controle, garantindo assim uma resposta com características lineares para o modelo do conversor (BUSO; MATTAVELLI, 2006; ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007; BARBI, 2007).

Desse modo, os parâmetros considerados para o projeto dos controladores de corrente do FAPP, são especificados na Tabela 16. Observar que a frequência de chaveamento (de 12 kHz) é limitada pela banda do comparador de histerese implementado no modulador.

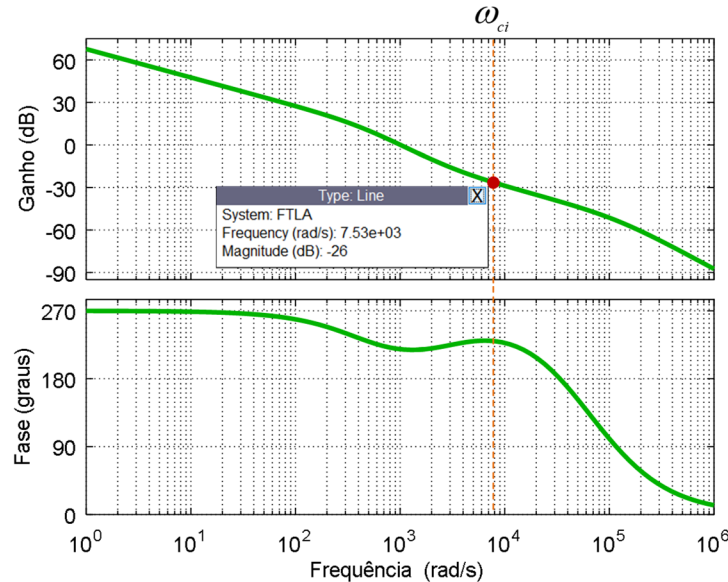
Tabela 16 – Parâmetros para se determinar os ganhos dos controladores PI de corrente.

Frequência angular de cruzamento (ω_{ci})	$(2\pi f_{sw}/10)$ rad/s
Frequência angular do zero do controlador (ω_{zi})	$(\omega_{ci}/2,5)$ rad/s
Indutor de acoplamento do FAPP (L_f)	0,57 mH
Resistência equivalente do indutor de acoplamento (R_{Lf})	0,25 Ω
Frequência de chaveamento considerada (f_{sw})	12 kHz
Frequência de Amostragem (f_{sa})	40 kHz
Tensão total do barramento CC (V_{CC})	500 V
Ganho do modulador PWM (G_{PWM})	$4e^{-4}$

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Assim, o cálculo do ganho k_{P_i} pode ser determinado com auxílio do diagrama de Bode ilustrado na Figura 66. Se nota que o ganho obtido em malha aberta na frequência angular de cruzamento ($\omega_{ci} = 7539,82 \text{ rad/s}$) foi de -26 dB.

Figura 66 – Resposta em Frequência do sistema $G_{iOL\alpha\beta}(s)$ não compensado (sem k_{P_i}).



Fonte: Próprio autor.

Logo, o ganho k_{P_i} necessário para fazer com que o ganho do sistema $G_{iOL\alpha\beta}(s)$ na frequência angular de cruzamento passe por 0 dB, é determinado conforme a seguinte equação,

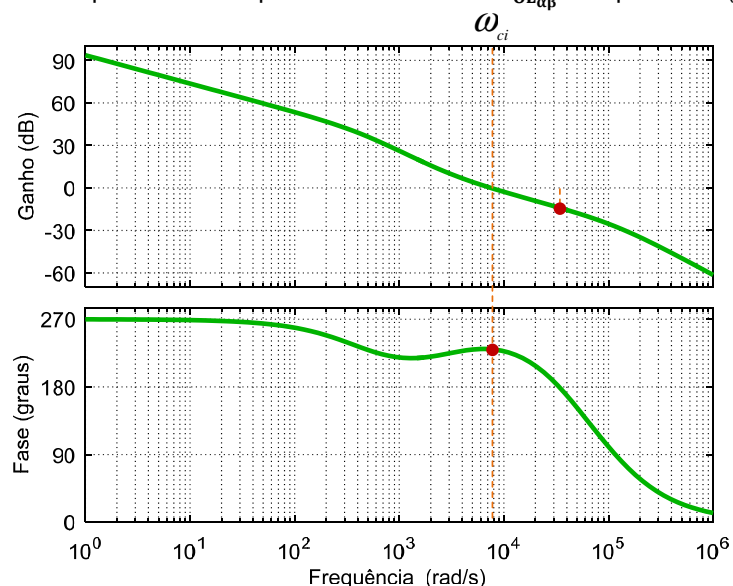
$$k_{P_i} = 10^{\left(\frac{|G_{iL\alpha\beta}(s)|_{dB}}{20}\right)} \cong 19,95 \quad (240)$$

Já a resposta em frequência da planta compensada e em malha aberta $G_{i'OL\alpha\beta}$ é ilustrada na Figura 67, na qual é possível observar que na frequência angular de cruzamento estabelecida, o ganho permaneceu em torno de 0 dB, conforme esperado.

Para a planta sistema compensada, a margem de ganho obtida foi de aproximadamente 13,9 dB. Do mesmo modo, a fase da planta ficou em $230,1^\circ$, logo, resultado em uma margem de fase conforme equação abaixo,

$$MF_{G_{iOL\alpha\beta}'} = 230,1 - 180 = 50,1^\circ \quad (241)$$

Figura 67 – Resposta em Frequência do sistema $G_{iOL\alpha\beta}'$ compensado (com k_{Pi}).



Fonte: Próprio autor.

Nota-se que a margem de fase obtida é adequada para dispositivos chaveados, a qual deve estar entre 45° a 90° (BUSO; MATTAVELLI, 2006; ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007; BARBI, 2007).

Assim, o ganho dos controladores de corrente são especificados conforme apresentado na Tabela 17.

Tabela 17 – Especificação dos ganhos dos controladores PI de Corrente.

Ganho Proporcional k_{P_i}	19,95 Ω
Ganho Integral k_{I_i}	60287 Ω/s

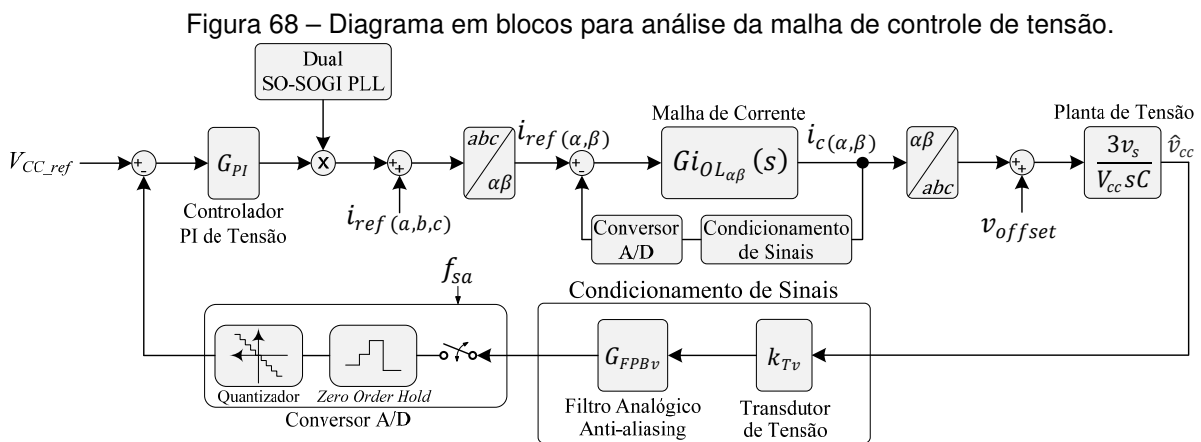
Fonte: Próprio autor.

5.1.4 Projeto do Controlador e Análise da Resposta em Frequência da Planta de Tensão

O controle da malha de tensão deve proporcionar a compensação das perdas de potência originadas pela estrutura do conversor, mantendo, portanto, a tensão sobre os capacitores constante ao longo do tempo.

É importante destacar que a frequência de cruzamento especificada para a malha de tensão fundamentada na frequência de ondulação do elo CC , levará a uma atuação lenta de tal controlador ($\omega_{ci} \gg \omega_{cv}$) em relação a malha de controle de corrente. Assim, o controle de tensão deve atuar somente na amplitude da corrente ativa de compensação, de modo a não ocasionar distorções nas referências de corrente.

A Figura 68 ilustra o diagrama em blocos para a análise da malha de controle de tensão do barramento CC .



Fonte: Próprio autor.

Considerando a função de transferência obtida para a planta de tensão do conversor, a função de transferência do controlador PI de tensão, a função de transferência do filtro analógico e o fato de que a malha interna de corrente possui uma dinâmica muito mais rápida do que a dinâmica da malha de tensão, é possível representar a malha interna de corrente apenas por uma ganho estático unitário. Logo, pode-se escrever a função de transferência de malha aberta do sistema de controle de tensão conforme a equação logo abaixo.

$$Gv_{OL}(s) = \frac{k_{Pv}(s + \omega_{zv})}{s} \frac{3v_s}{V_{CC}sC} \frac{1}{sR_1C_1 + 1} \quad (242)$$

Dessa forma, pode-se estabelecer os parâmetros para o projeto do controlador da malha de tensão no intuito de se obter os seus respectivos ganhos, conforme apresentados na Tabela 18.

Tabela 18 - Parâmetros para o Projeto do Controlador de tensão.

Capacitor Equivalente do Barramento C	4,7 mF
Frequência de Ondulação do Barramento f_r	360 Hz
Frequência angular de cruzamento ω_{cv}	$2\pi f_r/35$ rad/s
Frequência angular do Zero do Controlador ω_{zv}	$\omega_{cv}/10$ rad/s

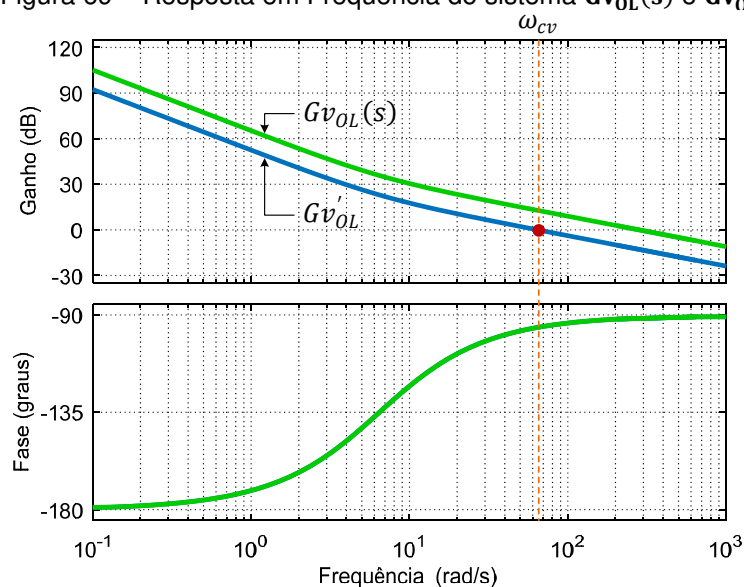
Fonte: Próprio autor.

Desse modo, o ganho k_{Pv} pode ser obtido por meio do cálculo dos módulos das respectivas funções de transferência, conforme a seguinte equação,

$$k_{Pv} = \frac{1}{\left| \frac{3v_s}{V_{CC} s C} \right| \left| \frac{(s + \omega_{zv})}{s} \right| \left| \frac{1}{s R_1 C_1 + 1} \right|} \quad (243)$$

Assim, se obtém um ganho $k_{Pv} \cong 0,2289$. Logo, o ganho integrativo pode ser determinado por, $k_{Iv} = \omega_{zv} k_{Pv}$. Em seguida, na Figura 69 é ilustrada a resposta em frequência da planta não compensada ($Gv_{OL}(s)$) e compensada (Gv'_{OL}), ambos em malha aberta.

Figura 69 – Resposta em Frequência do sistema $Gv_{OL}(s)$ e Gv'_{OL} .



Fonte: Próprio autor.

Para a planta compensada, foi obtido um ângulo de fase de $-95,7^\circ$ na frequência angular de cruzamento ω_{cv} , na qual é possível notar que esta passa por 0

dB conforme esperado. Sabendo que a planta planta de tensão ($G_{pv}(s)$) possui uma fase de -90° , pode-se afirmar que o controlador projetado introduziu um pequeno atraso de $5,8^\circ$ na fase da planta compensada. Desse modo, a margem de fase obtida para a planta compensada é determinada conforme,

$$MF_{Gv'_{OL}} = 180 - 95,7 = 84,3^\circ \quad (244)$$

Logo, os ganhos obtidos para o controlador da malha de tensão do conversor são apresentados na Tabela 19.

Tabela 19 – Especificação dos ganhos do controlador PI de Tensão.

Ganho Proporcional k_{p_v}	0,2289
Ganho Integral k_{I_v}	$1,4797 \Omega^{-1}/s$

Fonte: Próprio autor.

Para a discretização dos controladores de corrente e tensão, o método de Tustin (bilinear) foi utilizado. O método é realizado pela substituição da variável complexa 's' conforme a seguinte equação,

$$s = \frac{2}{T_{sa}} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (245)$$

Então, substituindo (245) na função de transferência que representa o controlador PI é possível obter,

$$G_{PI}(z) = \frac{k_{p(i,v)}}{2} \frac{z(2 + \omega_{z(i,v)}T_{sa}) + (\omega_{z(i,v)}T_{sa} - 2)}{z - 1} \quad (246)$$

Definido,

$$A = \omega_{z(i,v)}T_{sa} - 2 \quad (247)$$

$$B = 2 + \omega_{z(i,v)}T_{sa} \quad (248)$$

Logo, substituindo (247) e (248) em (246), é possível obter,

$$G_{PI}(z) = \frac{k_{p(i,v)} Bz + A}{2(z-1)} \quad (249)$$

Assim, para a implementação da equação a diferenças no *DSP*, é necessário desenvolver a multiplicação de (249) por z^{-1}/z^{-1} ($u(z)$ corresponde a saída do controlador e $e(z)$ corresponde a entrada do controlador),

$$G_{PI}(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{k_{p(i,v)} Bz + A}{2} \frac{z^{-1}}{z-1} \frac{1}{z^{-1}} \quad (250)$$

Da qual após algumas manipulações é possível obter a seguinte expressão,

$$\frac{u(k)}{e(k)} = \frac{k_{p(i,v)} B + A(k-1)}{2(1-(k-1))} \quad (251)$$

Finalmente, a equação a diferenças do controlador PI a ser implementado no *DSP* é definida conforme abaixo,

$$u(k) = \frac{k_{p(i,v)}}{2} (Be(k) + Ae(k-1) + u(k-1)) \quad (252)$$

5.1.5 Análise da estabilidade do FAPP considerando variação paramétrica da planta

A análise da estabilidade é avaliada considerando variações paramétricas na planta, neste caso, especificamente no valor do indutor de acoplamento do FAPP (L_f). Para a análise, foram adotados valores que correspondem a 75% maior ou menor em relação ao valor obtido no projeto dos controladores.

Para tal análise, a função de transferência de malha fechada deve ser obtida a partir da equação de malha aberta dada em (239).

Desse modo, a função de transferência em malha fechada $G_{i_{CL\alpha\beta}}(s)$ pode ser obtida conforme,

$$G_{i_{CL\alpha\beta}}(s) = \frac{G_{i_{OL\alpha\beta}}(s)}{1 + G_{i_{OL\alpha\beta}}(s)} \quad (253)$$

Então, desenvolvendo (253) e após algumas manipulações é possível obter a função de transferência em malha fechada ($G_{i_{CL\alpha\beta}}(s)$) conforme,

$$G_{i_{CL\alpha\beta}}(s) = \frac{-\sigma_3 s^2 + (\sigma_4 - \sigma_5)s + \sigma_6}{\left(\frac{\sigma_1 L_f}{4}\right) s^4 + \left(\sigma_2 L_f + \frac{\sigma_1 R_{Lf}}{4}\right) s^3 + (\sigma_2 R_{Lf} + L_f - \sigma_3) s^2 + (R_{Lf} + \sigma_4 - \sigma_5) s + \sigma_6} \quad (254)$$

Na qual,

$$\sigma_1 = R_1 C_1 T_{sw} \quad (255)$$

$$\sigma_2 = \frac{T_{sw} + 4R_1 C_1}{4} \quad (256)$$

$$\sigma_3 = \frac{k_{pi} V_{CC} T_{sw}}{4P_{TPWM}} \quad (257)$$

$$\sigma_4 = \frac{k_{pi} V_{CC}}{P_{TPWM}} \quad (258)$$

$$\sigma_5 = \frac{k_{Ii} V_{CC} T_{sw}}{4P_{TPWM}} \quad (259)$$

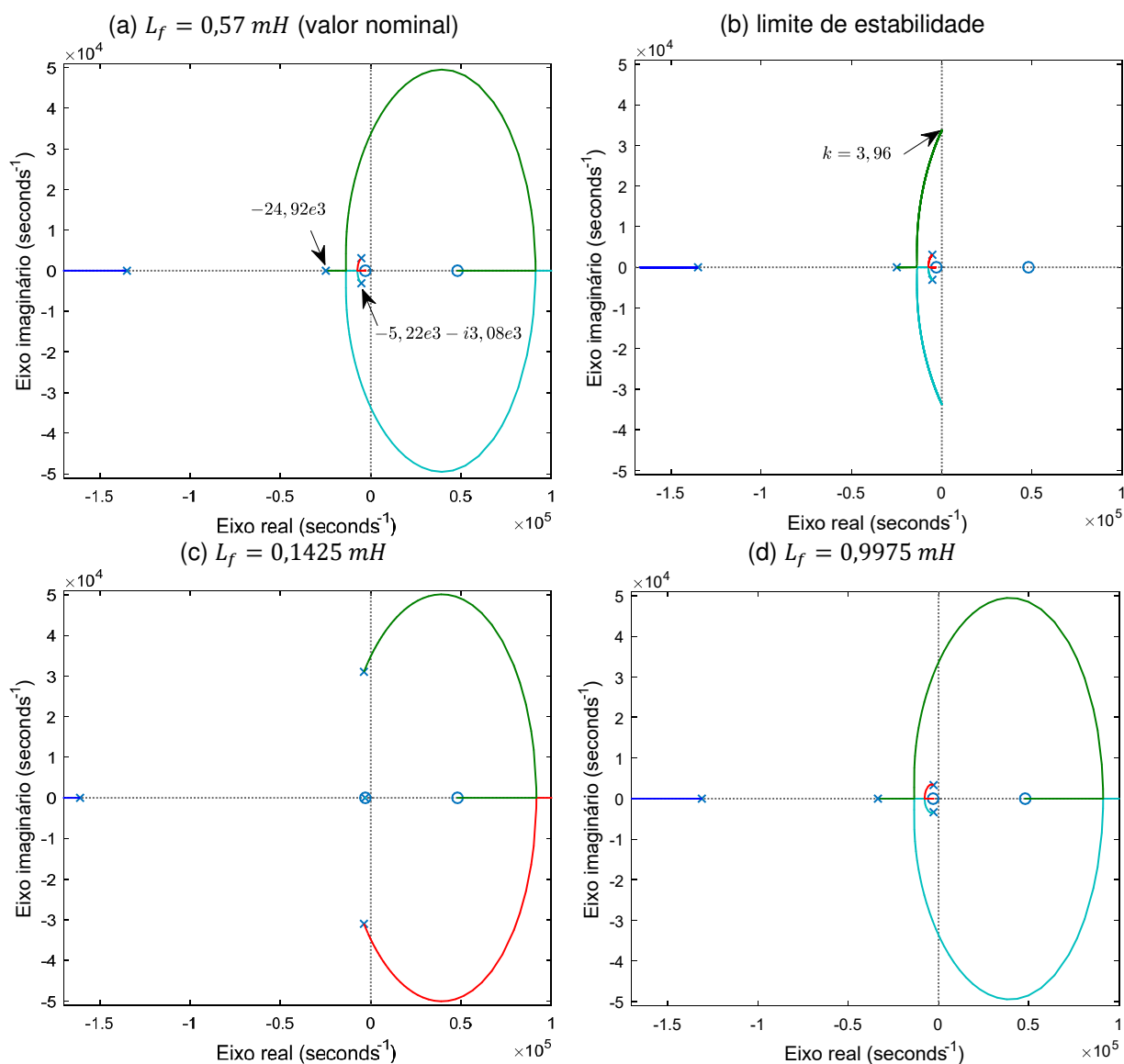
$$\sigma_6 = \frac{k_{Ii} V_{CC}}{P_{TPWM}} \quad (260)$$

A partir das funções de transferências em (239) e (254) é possível utilizar o método do lugar das raízes para identificar a estabilidade da planta considerando variações no controle e na planta.

Na Figura 70-(a) é ilustrado o diagrama do lugar das raízes (LR) para a função de transferência de malha fechada da planta $G_{i_{CL\alpha\beta}}(s)$ na qual o valor nominal de projeto foi considerado para o indutor de acoplamento (L_f) do FAPP.

Nota-se que a função de transferência possui quatro pólos e dois zeros. Ainda é possível observar que o pólo real e o pólo complexo localizados em $(-24,92e3)$ e $(-5,22e3 - i3,08e3)$ respectivamente, dominam a resposta do sistema no que se refere a estabilidade, de modo que o sistema é considerado estável conforme os critérios de projeto adotados para os controladores do FAPP.

Figura 70 – Diagrama do lugar das raízes considerando a variação paramétrica da planta: (a) L_f com o valor nominal de projeto; (b) limite de estabilidade para a variação do ganho; (c) redução de 75% no valor de L_f ; (d) aumento de 75% no valor de L_f .



Fonte: Próprio autor.

É importante destacar que tais pólos possuem uma trajetória que pode levar a planta para a instabilidade, caso estes sejam posicionados de tal forma a ficarem no semi-plano direito. Além disso, é possível notar que um dos zeros está posicionado no semi-plano direito, o que caracteriza a função de transferência como de fase não mínima, a qual é inerente a dispositivos amostrados com atraso, e neste caso, é devido à função de transferência $G_{\Delta t}(s)$ dada pela equação (228).

Na Figura 70-(b) é ilustrado o diagrama LR (para o valor nominal do indutor de acoplamento L_f) de $G_{i_{CL_{\alpha\beta}}}(s)$ no qual se obtém o limite da estabilidade para a

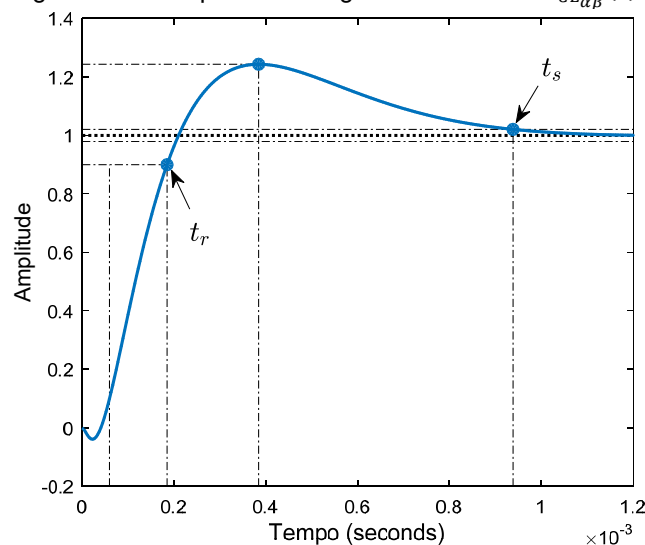
trajetória dos pólos mencionados anteriormente. Neste caso, o ganho estático máximo antes do mesmo se tornar instável, foi de $\cong 3,96$. Este valor pode ser considerado adequado, já que imprecisões e a tolerância dos componentes não apresentam erro maior do que 10%.

Na Figura 70-(c) é ilustrado o diagrama LR considerando uma variação no indutor L_f com valor 75% inferior ao valor nominal. Nota-se que para este caso, os pólos localizados em $(-24,92e3)$ e $(-5,22e3 - i3,08e3)$ foram deslocados de tal forma que a trajetória de ambos ficou limitada até atingir a instabilidade. Além disso, quanto maior a excursão da parte imaginária destes pólos em relação ao eixo real, maior será a oscilação na resposta da planta.

Na Figura 70-(d) é ilustrado o diagrama LR considerando uma variação no indutor L_f com valor 75% superior ao valor nominal. Neste caso, houve um pequena mudança na posição dos pólos complexos conjugados para a direita, e no pólo real (que está próximo) para a esquerda, o que reflete no tempo de acomodação do sistema, deixando-o mais lento.

Finalmente, na Figura 71 é ilustrado a resposta ao degrau unitário para a função de transferência em malha fechada $G_{i_{CL\alpha\beta}}(s)$ na qual é possível observar o comportamento dinâmico da planta, que apresenta uma resposta subamortecida, o que é desejado para que o dispositivo eletrônico não se torne instável. O tempo de subida (t_r) obtido foi de $\cong 0,125\text{ ms}$ (diferença de tempo entre a amplitude em 0,9 e 0,1) e o tempo de acomodação (t_s) ficou em $\cong 0,939\text{ ms}$.

Figura 71 – Resposta ao degrau unitário de $G_{i_{CL\alpha\beta}}(s)$.



Fonte: Próprio autor.

Além disso, se nota que na resposta inicial do sistema, um pequeno valor negativo é obtido devido ao fato do sistema ser de fase não-mínima (atraso).

5.1.6 Análise da estabilidade do FAPP considerando variação nos controladores de corrente

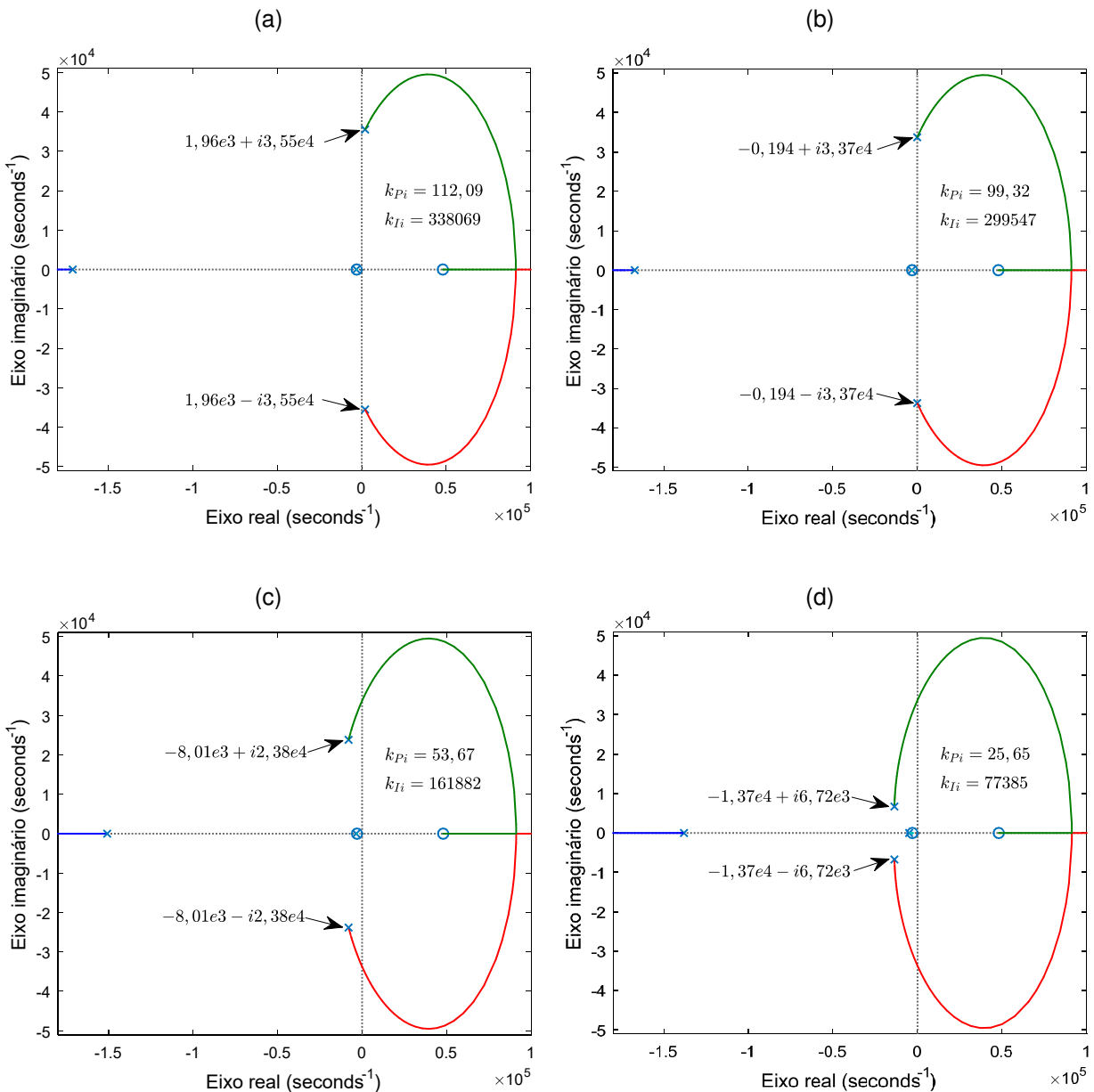
Para este caso, a equação (254) é utilizada para avaliar a estabilidade do FAPP considerando variações nos ganhos dos controladores de corrente.

A primeira variação é ilustrada no diagrama LR da Figura 72-(a) e leva em conta os ganhos $k_{p_i} = 112,09$ e $k_{I_i} = 338069$, os quais foram obtidos para uma frequência angular de cruzamento $\omega_{ci} = (2\pi f_{sw}/2) \text{ rad/s}$ e frequência angular do zero do controlador $\omega_{zi} = (\omega_{ci}/2,5) \text{ rad/s}$. É possível observar que o par de pólos complexos conjugados $(1,96e3 \pm i3,55e4)$, está localizado no semi-plano direito do plano 's', logo, caracterizado como uma planta instável. Este fato é decorrente da frequência angular de cruzamento utilizada para se determinar os ganhos, a qual conforme foi discutido anteriormente, deve ser escolhida com um valor de no mínimo um quarto da frequência de chaveamento.

Na Figura 72-(b) é ilustrado o diagrama LR para o limite de estabilidade considerando os ganhos dos controladores de corrente do FAPP. Os ganhos obtidos foram $k_{p_i} = 99,32$ e $k_{I_i} = 299547$ para uma frequência angular de cruzamento $\omega_{ci} = (2\pi f_{sw}/2,2357) \text{ rad/s}$ e a mesma ω_{zi} do caso anterior. É importante destacar que para este caso, a planta é teoricamente estável (pólos no semi-plano esquerdo), no entanto, tais pólos estão distantes do eixo real, e além disso, a parte real é $\cong 0$, o que tornará a resposta da planta oscilatória. Isso resultará em um comportamento indesejado do FAPP, fazendo com que as correntes compensadas apresentem elevada distorção.

A Figura 72-(c) ilustra o diagrama LR na qual os ganhos obtidos foram $k_{p_i} = 53,67$ e $k_{I_i} = 161882$ ($\omega_{ci} = (2\pi f_{sw}/4) \text{ rad/s}$ e $\omega_{zi} = (\omega_{ci}/2,5) \text{ rad/s}$). Neste caso, a planta é considerada estável e nota-se um aumento expressivo na parte real do par de pólos complexos conjugados $(-8,01e3 \pm i2,38e4)$. Isso tornará a resposta da planta sub-amortecida, no entanto, o fator de amortecimento obtido foi de 0,319, o que levará a resposta transitória a apresentar oscilações indesejadas quando o FAPP for submetido a um degrau de carga.

Figura 72 – Diagrama do lugar das raízes considerando a variação dos ganhos do controlador de corrente: (a) planta instável (ganhos com valores elevados); (b) limite de estabilidade; (c) planta estável (fator de amortecimento 0,319); (d) planta estável (fator de amortecimento 0,89).



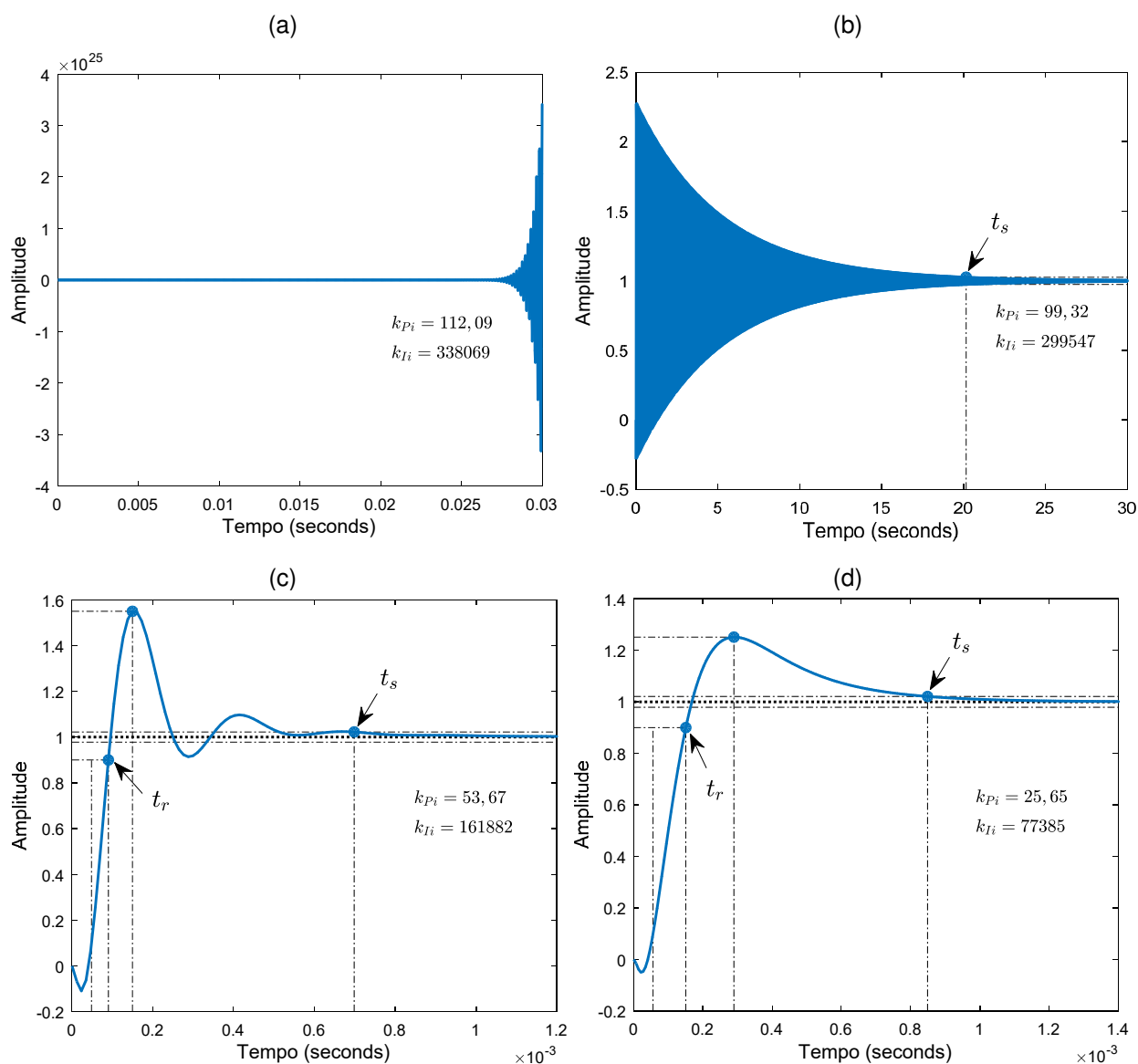
Fonte: Próprio autor.

Já na Figura 72-(d), é ilustrado o diagrama LR na qual os ganhos obtidos foram $k_{P_i} = 25,65$ e $k_{I_i} = 77385$, considerando $\omega_{ci} = (2\pi f_{sw}/8) \text{ rad/s}$ e $\omega_{zi} = (\omega_{ci}/2,5) \text{ rad/s}$. Para este caso, é possível observar que devido ao valor adotado para a frequência angular de cruzamento, o par de pólos complexos conjugados $(-1,37e4 \pm i6,72e3)$ ficou mais próximo do eixo real, o que contribui para reduzir as oscilações quando o FAPP é submetido a transitórios de carga. O fator de

amortecimento obtido foi de 0,89, sendo caracterizado por uma resposta sub-amortecida.

A Figura 73-(a), ilustra a resposta ao degrau unitário de $G_{iCL\alpha\beta}(s)$ considerando os mesmos parâmetros do diagrama LR da Figura 72-(a). Nota-se a instabilidade da planta na qual a resposta tende ao infinito.

Figura 73 – Resposta ao degrau unitário considerando a variação dos ganhos da planta: (a) planta instável (ganhos com valores elevados); (b) limite de estabilidade; (c) planta estável (fator de amortecimento 0,319); (d) planta estável (fator de amortecimento 0,89).



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 73-(b), são utilizados os mesmo parâmetros do diagrama LR da Figura 72-(b) para se obter a resposta ao degrau, na qual o tempo de subida (t_r) obtido foi de $\cong 0,947 \text{ ms}$ e o tempo de acomodação (t_s) ficou em $\cong 20,2 \text{ s}$. Neste caso, o transitório inicial indica a resposta oscilatória do FAPP, e o tempo de acomodação pode ser considerado muito alto para a dinâmica necessária para a correta imposição das correntes de compensação.

Na Figura 73-(c), foram utilizados os mesmo parâmetros do diagrama LR da Figura 72-(c) para se obter a resposta ao degrau. Nota-se que embora o tempo de subida (t_r) obtido foi de $\cong 41,8 \mu\text{s}$, a resposta ainda é oscilatória e apresenta um sobressinal de $\cong 55\%$, desse modo, não sendo adequada para a dinâmica do FAPP. Além disso, o tempo de acomodação (t_s) obtido foi de $\cong 0,699 \text{ ms}$.

Na Figura 73-(d), a resposta ao degrau foi obtida com os mesmos parâmetros do diagrama LR da Figura 72-(d), na qual o tempo de subida (t_r) obtido foi de $\cong 94,8 \mu\text{s}$ e o tempo de acomodação (t_s) ficou em $\cong 0,849 \text{ ms}$, sendo considerado adequado para a dinâmica do FAPP.

5.1.7 Análise da estabilidade do FAPP considerando variações paramétricas na planta de tensão

A análise de estabilidade da planta de tensão sob a variação paramétrica é realizada considerando variações no valor do capacitor do elo CC do FAPP (C_{eq}). Neste caso, foram adotados valores entre um oitavo a oito vezes o valor nominal de C_{eq} considerado no projeto do controlador.

A função de transferência de malha aberta para a planta de tensão é definida conforme a seguinte equação,

$$Gv_{OL}(s) = \frac{sk_{Pi} + k_{Ii}}{s} \frac{3v_s}{V_{CC}SC} \frac{1}{sR_1C_1 + 1} \quad (261)$$

Desse modo, a função de transferência em malha fechada $Gv_{CL}(s)$ pode ser obtida conforme,

$$Gv_{CL}(s) = \frac{Gv_{OL}(s)}{1 + Gv_{OL}(s)} \quad (262)$$

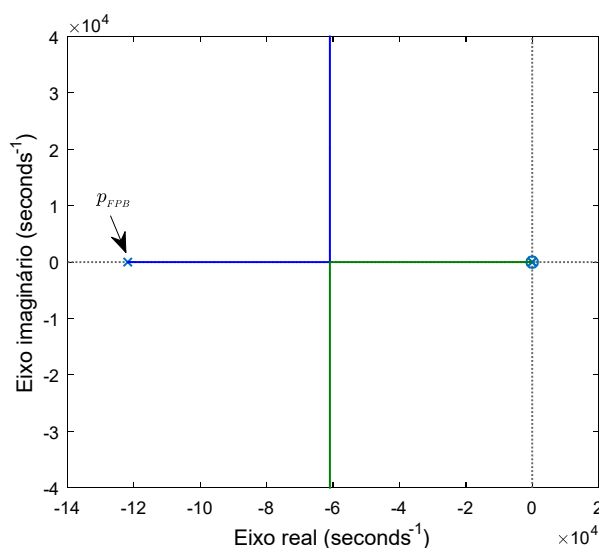
Assim, desenvolvendo (262) e após algumas manipulações é possível obter a função de transferência em malha fechada ($Gv_{CL}(s)$) conforme,

$$Gv_{CL}(s) = \frac{3v_s k_{pv} s + 3v_s k_{Iv}}{V_{CC} R_1 C_1 C s^3 + V_{CC} C s^2 + 3v_s k_{pv} s + 3v_s k_{Iv}} \quad (263)$$

Desse modo, o método do LR é empregado para avaliar a estabilidade da planta de tensão considerando as funções de transferências dadas por (261) e (263).

A Figura 74 ilustra o diagrama LR para a planta de tensão em malha fechada $Gv_{CL}(s)$, na qual o pólo p_{FPB} é devido ao filtro *anti-aliasing* (FPB) utilizado na placa de condicionamento de sinais. Nota-se que a trajetória deste pólo não leva a planta de tensão para a instabilidade.

Figura 74 – Diagrama do lugar das raízes da planta de tensão $Gv_{CL}(s)$.



Fonte: Próprio autor.

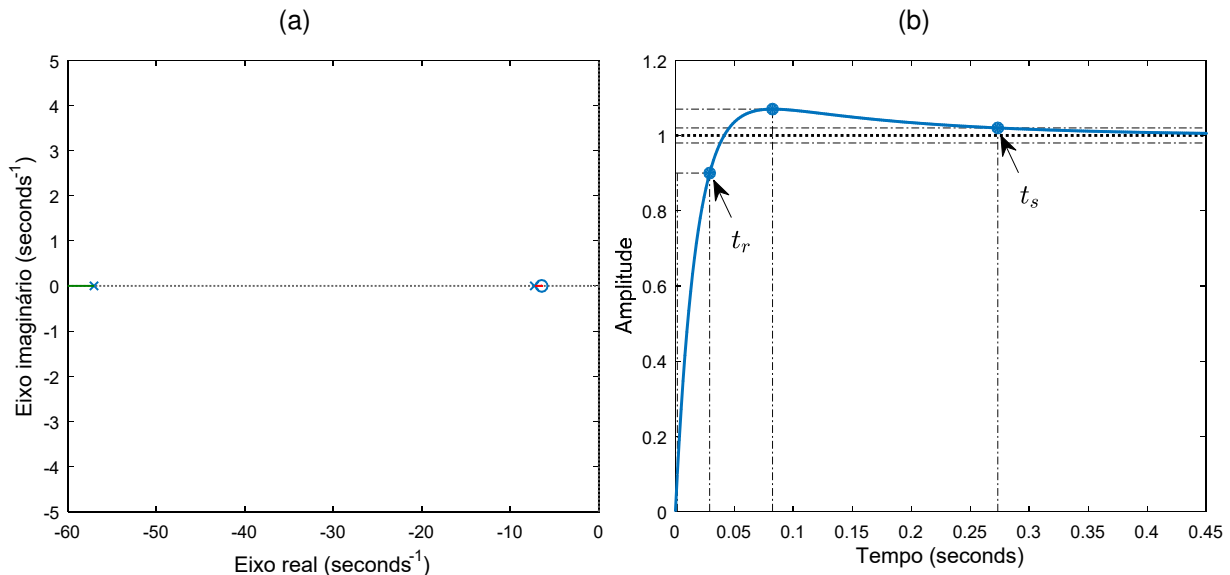
Desse modo, uma visualização ampliada dos pólos pertencentes a planta $Gv(s)$ e ao controlador PI é realizada a fim de facilitar a análise da estabilidade para a planta de tensão.

A Figura 75-(a) ilustra o diagram LR para a planta de tensão $Gv_{CL}(s)$ com a visualização ampliada da Figura 74. Já a Figura 75-(b) ilustra a resposta ao degrau unitário para $Gv_{CL}(s)$. Para ambos os casos, o capacitor equivalente do elo CC foi considerado o de projeto, ou seja, $C_{eq} = 4,7 \text{ mF}$. É possível notar dois pólos no

diagrama LR, um da planta $Gv(s)$ e um do controlador PI. Além disso, para o controlador projetado, nota-se que a planta é sempre estável, uma vez que a trajetória dos pólos não leva ao semi-plano esquerdo do plano 's'.

Nota-se pela Figura 75(b) que o tempo de subida (t_r) obtido para a planta $Gv_{CL}(s)$ foi de $\cong 27,4\text{ ms}$ e o tempo de acomodação (t_s) obtido foi de $\cong 273\text{ ms}$. A resposta ao degrau unitário da planta de tensão $Gv_{CL}(s)$ apresenta uma atuação lenta se comparada aos valores obtidos para a planta de corrente (Figura 71), o que é desejado. Isso assegura que não irá ocorrer distorções nas referências de corrente do FAPP. Ainda observa-se que o sobressinal é pequeno (6,99%).

Figura 75 – (a) diagrama do lugar das raízes da planta de tensão $Gv_{CL}(s)$; (b) resposta ao degrau unitário de $Gv_{CL}(s)$.

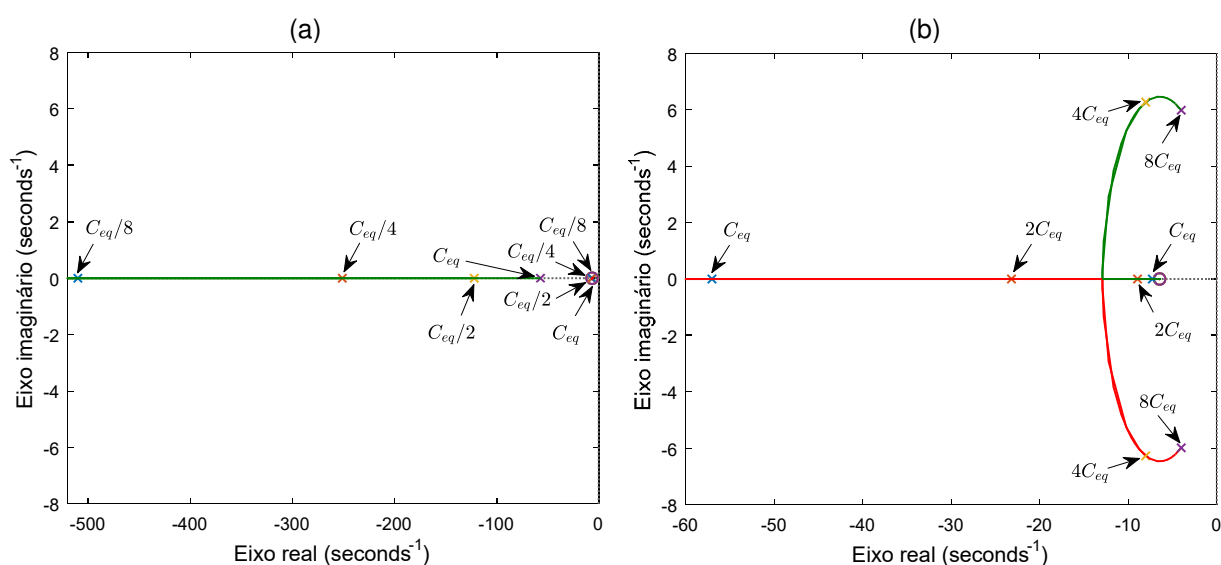


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 76-(a) é ilustrado o diagrama LR para uma variação paramétrica do capacitor equivalente do elo CC. Neste caso, foram consideradas três variações no valor nominal do capacitor ($C_{eq}/8$, $C_{eq}/4$ e $C_{eq}/2$). Além disso, o valor nominal também é apresentado com a finalidade de proporcionar a comparação. É possível notar que para as variações que reduzem o valor de C_{eq} , a planta é sempre estável, já que os pólos tendem a afastar-se para a esquerda do eixo imaginário. Por outro lado, sabe-se que a redução no valor de C_{eq} resultará em uma maior ondulação na tensão do elo CC, que por sua vez irá refletir em distorções nas correntes compensadas.

Na Figura 76-(b) é ilustrado o diagrama LR, na qual é possível observar a trajetória dos pólos da planta de tensão $Gv_{CL}(s)$ quando se considera o aumento no valor do capacitor equivalente do elo CC. Para este caso, foram consideradas três variações no valor nominal do capacitor ($2C_{eq}$, $4C_{eq}$ e $8C_{eq}$). Nota-se que com o aumento no valor de C_{eq} , os pólos tendem a se deslocarem para a direita em direção ao eixo imaginário. Para valores $> 2C_{eq}$, verifica-se que os pólos deixam de ser reais, tornando-se pólos complexos conjugados. Além disso, pode-se afirmar que a planta apresentará maior sobressinal, já que os pólos afastaram-se do eixo real e se aproximaram do eixo imaginário. É importante destacar que a trajetória do par de pólos complexos conjugados tende a se encontrar na origem para valores de C_{eq} que tendam ao infinito. Isso ainda manterá a estabilidade da planta, no entanto, a resposta da planta se tornará lenta de tal forma que as correntes impostas pelo FAPP demandem um longo período de tempo até atingirem o regime permanente, o que não é considerada como uma resposta dinâmica adequada para o FAPP. Outro ponto importante a ser destacado é que devido ao maior sobressinal e a resposta lenta da planta de tensão, as correntes impostas pelo FAPP poderão atingir valores elevados durante vários ciclos da frequência fundamental, até que o regime permanente seja alcançado.

Figura 76 – Diagrama do lugar das raízes considerando a variação paramétrica na planta de tensão $Gv_{CL}(s)$: (a) redução de C_{eq} ; (b) aumento de C_{eq} .

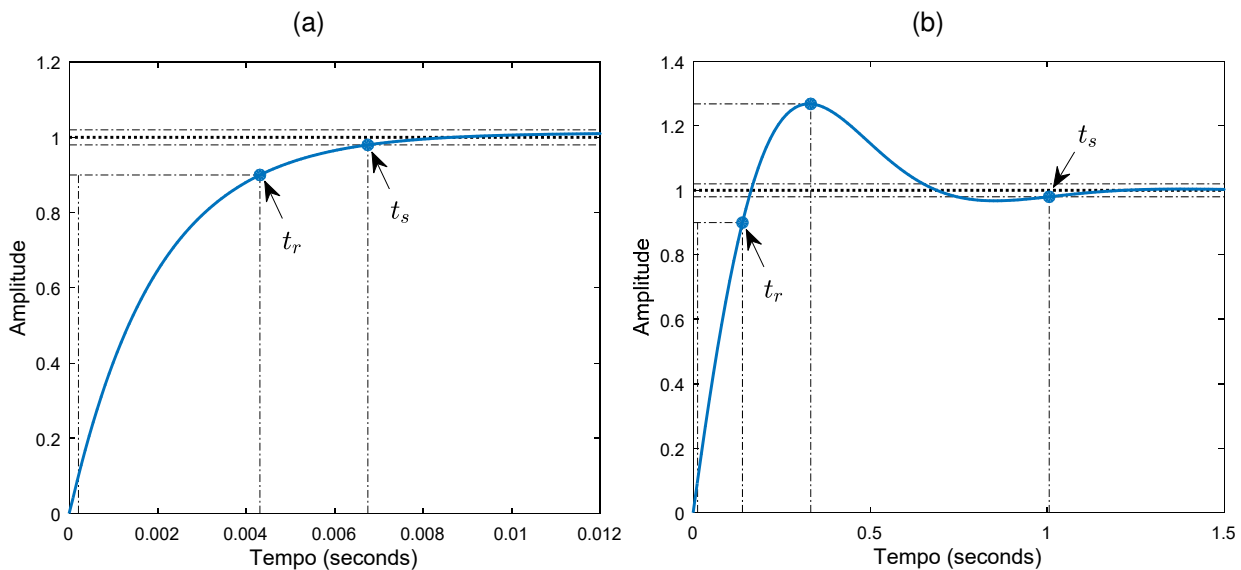


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 77-(a) é ilustrada a resposta ao degrau unitário para a planta de tensão $Gv_{CL}(s)$ considerando o valor $C_{eq}/8$ para o capacitor equivalente do elo CC. É possível notar que a planta apresentou uma resposta criticamente amortecida, na qual o tempo de subida (t_r) obtido para a planta $Gv_{CL}(s)$ foi de $\cong 4,1 \text{ ms}$ e o tempo de acomodação (t_s) obtido foi de $\cong 6,75 \text{ ms}$.

Na Figura 77-(b) é ilustrada a resposta ao degrau unitário para a planta $Gv_{CL}(s)$ considerando o valor $8C_{eq}$ para o capacitor equivalente. Verifica-se que a planta apresentou uma resposta subamortecida, no entanto, com um sobressinal de 26,8%. Além disso, o tempo de subida (t_r) obtido para a planta $Gv_{CL}(s)$ foi de $\cong 127 \text{ ms}$ e o tempo de acomodação (t_s) obtido foi de $\cong 1,01 \text{ s}$, os quais podem ser considerados muito alto para a resposta dinâmica da planta de tensão do FAPP.

Figura 77 – Resposta ao degrau unitário da planta de tensão $Gv_{CL}(s)$: (a) considerando $C_{eq}/8$; (b) considerando $8C_{eq}$.



Fonte: Próprio autor.

5.1.8 Análise da estabilidade do FAPP considerando variações na carga

A estabilidade para variações de carga considerando a planta de corrente pode ser realizada com base na Figura 64 e na função de transferência $Gi_{CL\alpha\beta}(s)$ (eq. 254), a qual é definida pela razão entre a corrente imposta pelo FAPP e a corrente de referência, conforme,

$$Gi_{CL\alpha\beta}(s) = \frac{i_{c(\alpha,\beta)}(s)}{i_{ref(\alpha,\beta)}(s)} \quad (264)$$

Para este caso, considerando as Figuras 70-(a) e 71 ilustradas anteriormente (diagrama LR e resposta ao degrau unitário da planta de corrente) é possível afirmar que a planta será sempre estável para os valores nominais dos ganhos obtidos de projeto. Além disso, devido ao fato do conversor do FAPP funcionar como uma fonte de corrente controlada, as variações na carga irão refletir de forma significativa apenas na amplitude das referências de corrente, o que de fato, conforme (264), não irá afetar a estabilidade da planta em questão, visto que a razão $i_{c(\alpha,\beta)}(s)/i_{ref(\alpha,\beta)}(s)$ tende a ser $\cong 1$, considerado que o FAPP apresente uma resposta dinâmica que consiga impor satisfatoriamente as referências de corrente.

5.2 Considerações finais sobre o capítulo

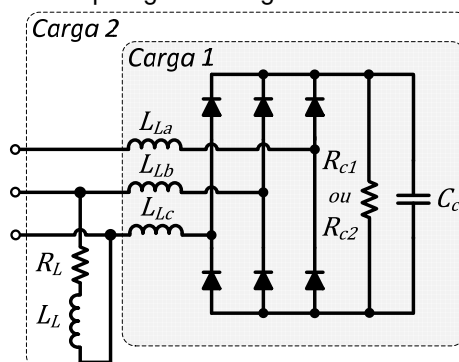
Neste capítulo foram abordadas as metodologias para o desenvolvimento da modelagem do conversor para a dinâmica das correntes e da tensão do barramento CC do FAPP. O modelo chaveado do conversor foi obtido, assim como o modelo em espaço de estados e sua respectiva função de transferência. As principais características pertinentes ao sistema de aquisição de sinais envolvendo as placas de condicionamento e o *DSP* foram estabelecidas e posteriormente o projeto dos controladores para as malhas de corrente e tensão foram realizados utilizando os critérios de margens de estabilidade, os quais apresentaram características adequadas para o funcionamento do FAPP. Por fim, a análise de estabilidade do FAPP foi avaliada sob a condição de variação paramétrica da planta, do ganho estático e do ganho dos controladores considerando o sistema em malha fechada.

6 Resultados de simulação

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação computacional no intuito de se obter as formas de onda resultantes da compensação com o FAPP para as duas cargas consideradas. A carga 1, consiste de um retificador trifásico de onda completa (RC) de modo que as correntes sejam balanceadas, conforme ilustrado na Figura 78.

A carga 2 utiliza um arranjo RL em série entre as fases 'b' e 'c' para promover o desequilíbrio entre as correntes conforme ilustrado na Figura 78. Neste caso, R_{c1} corresponde ao valor do resistor para a carga 1 enquanto que R_{c2} ao valor do resistor para a carga 2. Os demais componentes do retificador são iguais para ambas as cargas. É importante destacar que os gráficos das formas de onda obtidas das simulações foram formatados para ficarem com aparência semelhante aos resultados obtidos experimentalmente para facilitar a comparação.

Figura 78 – Topologia da carga utilizada com o FAPP.



Fonte: Próprio autor.

Os parâmetros para ambas as cargas são ilustrados na Tabela 20.

Tabela 20 – Parâmetros dos elementos das Cargas.

Carga	Componente	Valor
Carga 1 (Retificador trifásico de onda completa)	R_{c1}	23 Ω
	$L_{L(a,b,c)}$	1,35 mH
	C_c	280 μF
Carga 2 (Retificador trifásico + arranjo RL entre as fases 'b' e 'c')	R_{c2}	34 Ω
	R_L	50 Ω
	L_L	35 mH

Fonte: Próprio autor.

Os efeitos dos filtros analógicos presentes nas placas de condicionamento, do conversor A/D, da amostragem, do tempo morto dos drivers e do atraso de processamento foram considerados a fim de tornar os resultados de simulação e experimentais equivalentes. Do mesmo modo, para as tensões da rede foram considerados uma pequena DHT de 1,32%, 1,15% e 0,94% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

A Tabela 21 ilustra os parâmetros utilizados para a simulação do FAPP com a CPT, de acordo com a Figura 61.

Tabela 21 - Parâmetros utilizados na simulação.

Tensão eficaz de linha da rede elétrica ($v_{s(a,b,c)}$)	220 V
Frequência da rede elétrica (f_s)	60 Hz
Indutores de acoplamento do FAPP ($L_{f(a,b,c)}$)	0,57 mH
Resistência equivalente dos Indutores ($R_{L_{f(a,b,c)}}$)	0,15 Ω
Tensão do barramento CC (V_{CC})	500 V
Capacitores do barramento CC (C_1, C_2)	9,4 mF
Flying-Capacitors ($C_{f(a,b,c)}$)	3,3 mF
Resistência equivalente da rede $R_{s(a,b,c)}$	0,1 Ω
Indutância equivalente da rede $L_{s(a,b,c)}$	50 μH
Tempo morto do driver (t_d)	3 μs
Frequência de amostragem do conversor A/D (f_{sa})	40 kHz
Número de bits e Resolução do conversor A/D	12 bits / 805,66 μV
Frequência da portadora triangular (f_{sw})	20 kHz

Fonte: Próprio autor.

6.1.1 Resultados de simulações considerando a carga 1 (carga balanceada)

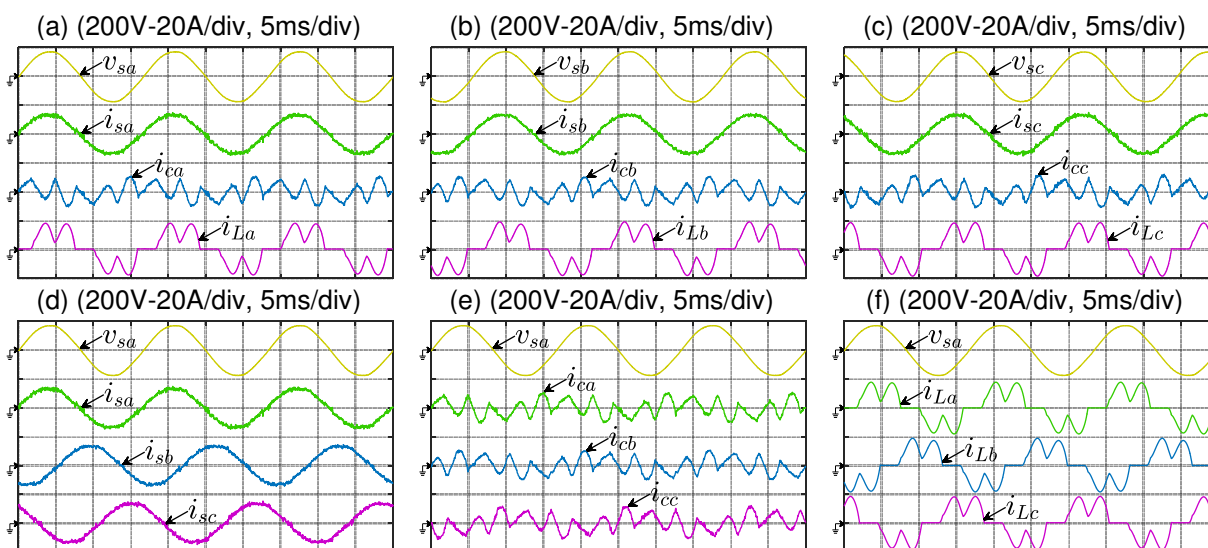
Para a carga 1, sete casos são apresentados com a finalidade de evidenciar o desempenho da compensação empregando a CPT, na qual a corrente residual (i_v) e a corrente reativa balanceada (i_r^b) é compensada, considerando que $i^u \cong 0$, já que a carga é balanceada. Além disso, para os últimos quatro casos, foi utilizado o algoritmo proposto no capítulo 3, o qual permite a compensação seletiva dos harmônicos da corrente residual. As DHTs da carga foram de 44,43%, 42,98% e 44,93% para as fases 'a', 'b' e 'c', respectivamente.

6.1.1.1 Caso 1: compensando $i_v + i_r^b + i^u$

A Figura 79-(a) ilustra as formas de ondas obtidas de simulação computacional para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 79-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 79-(d). A Figura 79-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP. Por fim, a Figura 79-(f) ilustra as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} drenadas pela carga.

Figura 79 – Resultados de simulação (Carga 1), compensando $i_v + i_r^b + i^u$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} ; (f) tensão v_{sa} , correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} .



Fonte: Próprio autor.

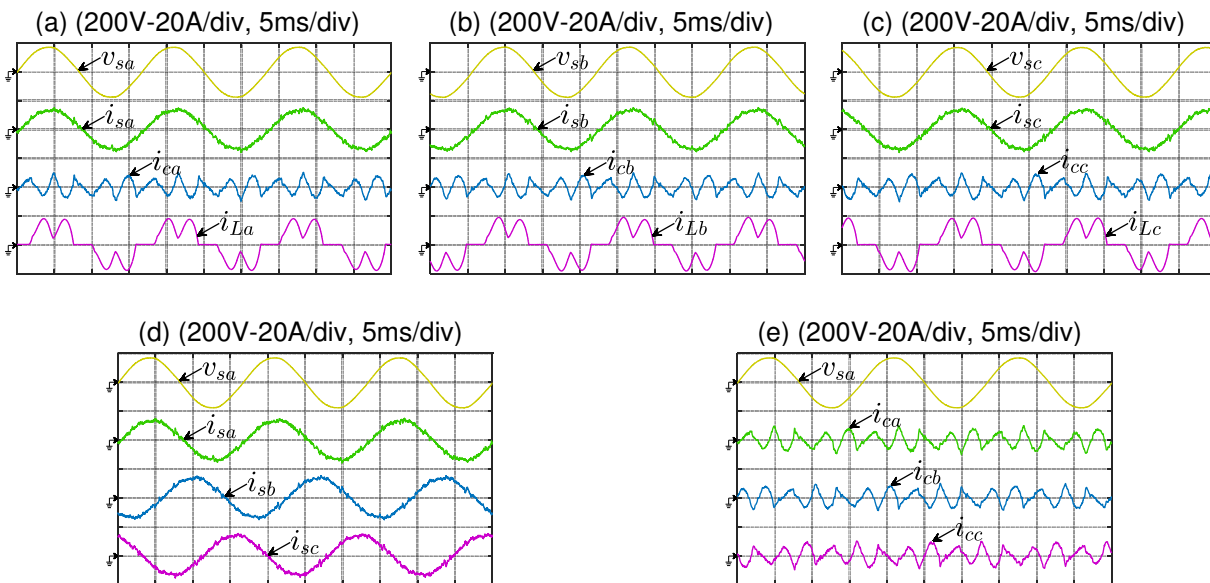
É possível observar que devido a compensação das parcelas $i_v + i_r^b + i^u$, as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede permanecem em fase com as respectivas tensões, logo, resultando em um fator de potência, aproximadamente, unitário. Além disso, como as tensões da rede apresentam uma forma de onda senoidal, as correntes resultantes se tornaram aproximadamente senoidal (característica da CPT). As DHTs após a compensação foram de 4,65%, 4,40% e 4,62% para as fases 'a', 'b' e 'c'.

6.1.1.2 Caso 2: compensando $i_v + i^u$

A Figura 80-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 80-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 80-(d). Por fim, a Figura 80-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 80 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 2), compensando $i_v + i^u$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

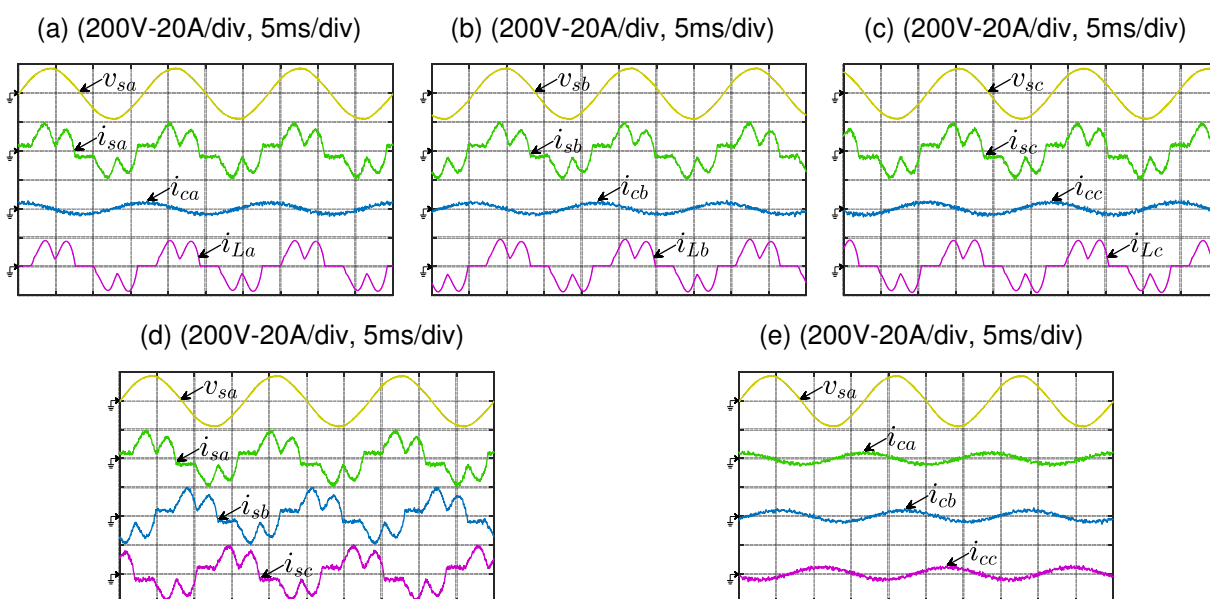
É possível observar que devido a não compensação da corrente i_r^b , as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) apresentaram uma forma de onda com distorção maior do que o caso anterior, 6,62%, 6,78% e 6,30% para as fases 'a', 'b' e 'c'.

6.1.1.3 Caso 3: compensando $i_r^b + i^u$

A Figura 81-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 81-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 81-(d). Por fim, a Figura 81-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 81 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 3), compensando $i_r^b + i^u$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

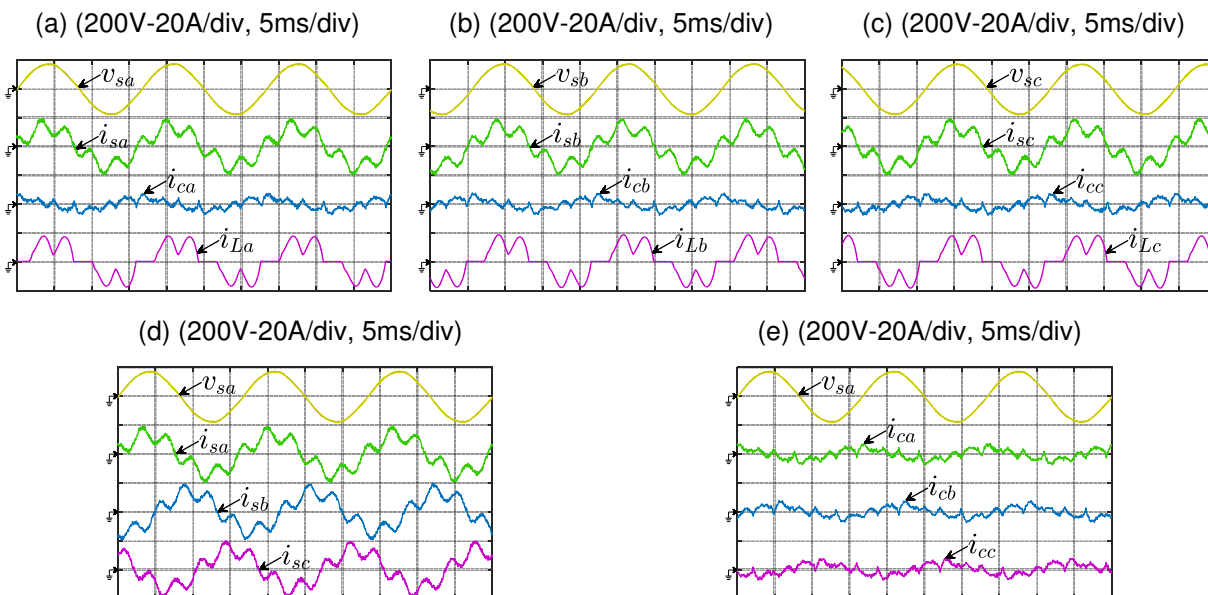
Neste caso é possível observar que as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) estão distorcidas (DHT de 42,78%, 42,89% e 43,86% para as fases 'a', 'b' e 'c'), uma vez que a corrente residual i_v não foi compensada. Além disso, se nota que as correntes de compensação (i_{ca} , i_{cb} e i_{cc}) são senoidais, as quais se justificam devido a compensação da parcela i_r^b .

6.1.1.4 Caso 4: compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$

Cabe mencionar que para este caso (e os três últimos que consideram a carga 1), o algoritmo de compensação seletiva das componentes harmônicas da corrente i_v (apresentado no capítulo 3) foi utilizado. A Figura 82-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 82-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 82-(d). Por fim, a Figura 82-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 82 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 4), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

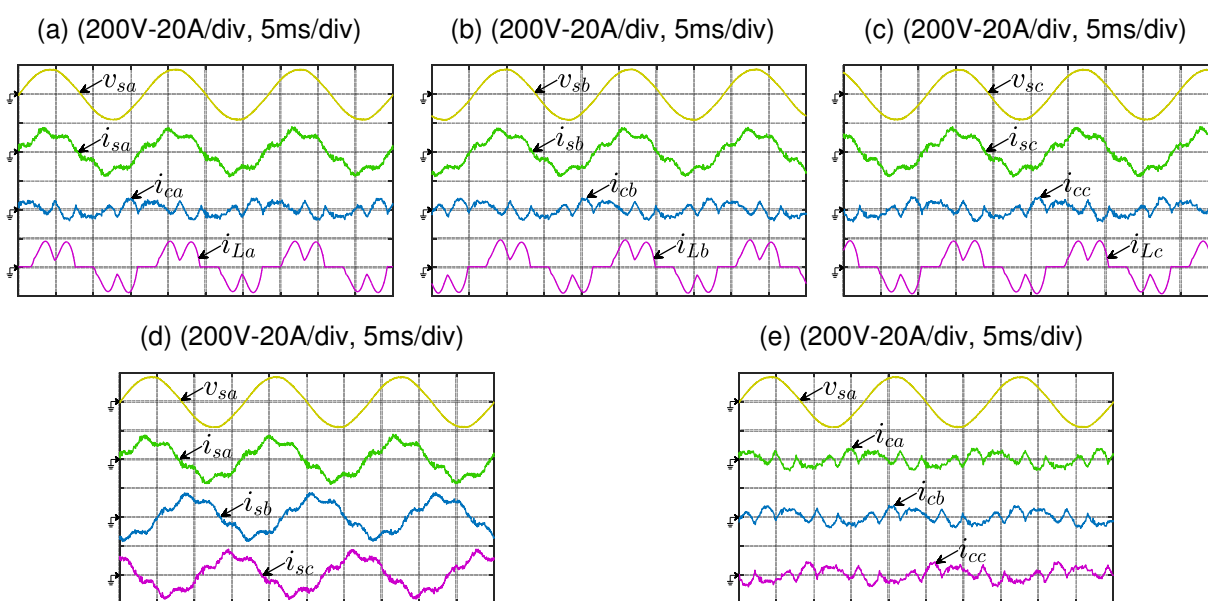
Para este caso, é visto que devido a não compensação da componente i_{v5} (quinta harmônica presente na corrente i_v), não se consegue uma compensação completa. Neste caso, as DHTs das correntes compensadas foram de 39,62%, 39,72% e 41,10% para as fases 'a', 'b' e 'c'.

6.1.1.5 Caso 5: compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v5})$

A Figura 83-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 83-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 83-(d). Por fim, a Figura 83-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 83 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 5), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

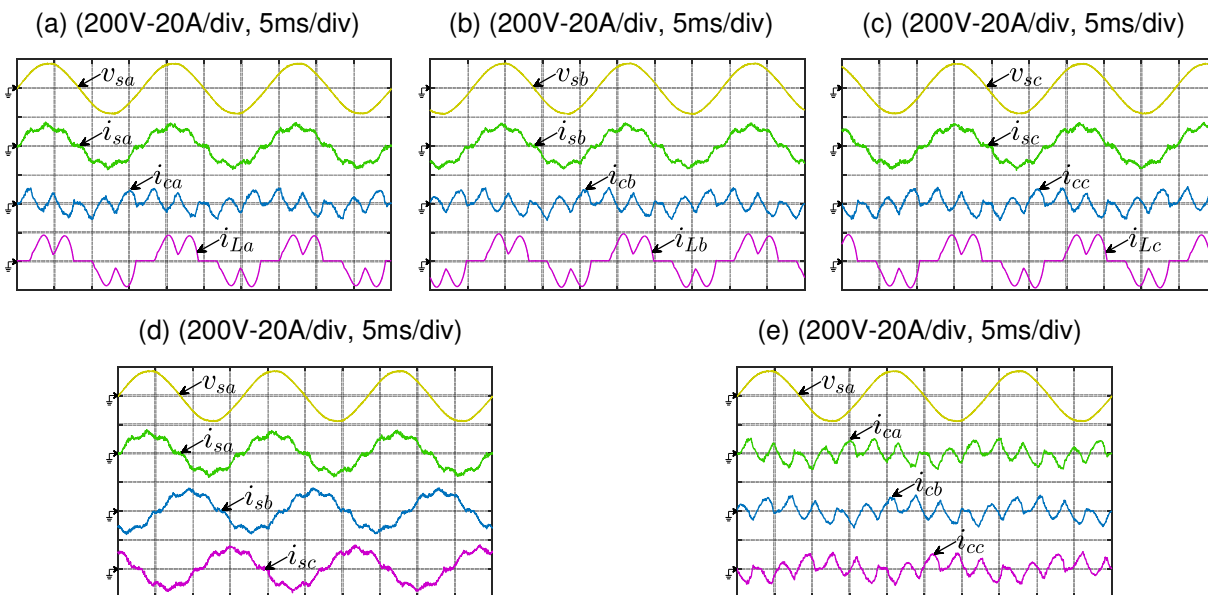
É possível notar que devido a compensação parcial (50%) da componente i_{v5} , as correntes compensadas apresentaram um nível de distorção menor do que o caso anterior, 19,95%, 19,86% e 20,49% para as fases 'a', 'b' e 'c'.

6.1.1.6 Caso 6: compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v7})$

A Figura 84-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 84-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 84-(d). Por fim, a Figura 84-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 84 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 6), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v7})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

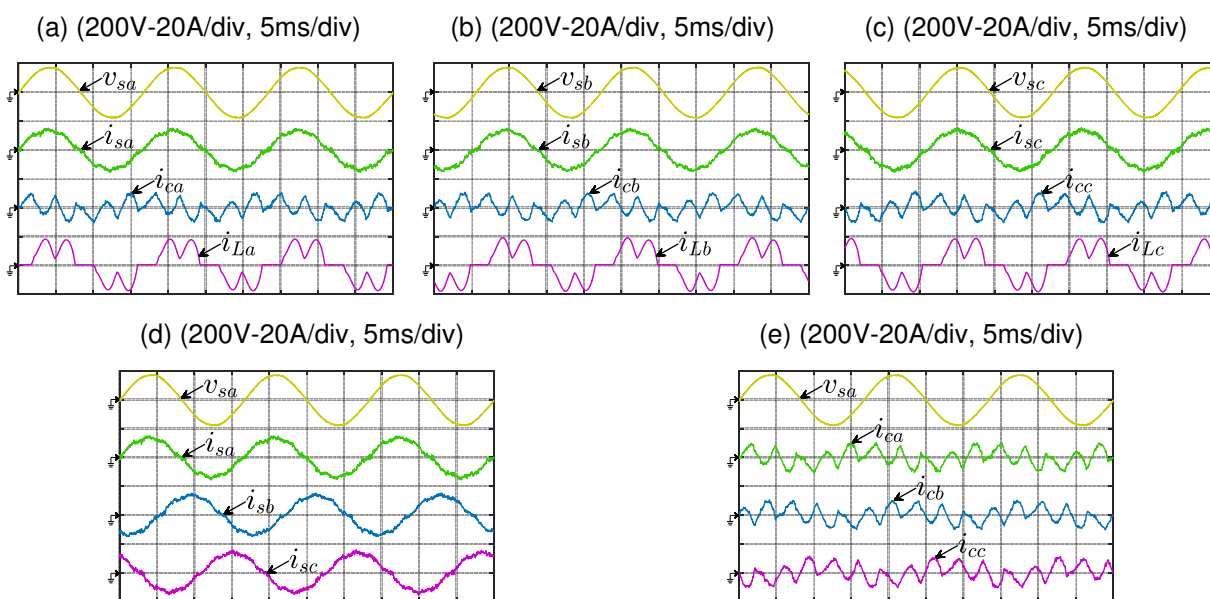
Neste caso, as correntes compensadas apresentaram uma distorção na forma de onda devido à não compensação da componente harmônica de sétima ordem (i_{v7}) presente na corrente residual. As DHTs obtidas foram de 13,91%, 13,95% e 13,73% para as fases 'a', 'b' e 'c', respectivamente.

6.1.1.7 Caso 7: compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v7})$

A Figura 85-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 85-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 85-(d). Por fim, a Figura 85-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 85 – Resultados de simulação (Carga 1 – Caso 7), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v7})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

É possível notar que devido a compensação parcial da componente harmônica de sétima ordem ($0,5i_{v7}$) da corrente residual, as correntes compensadas apresentaram uma forma de onda com menor distorção do que o caso anterior. As DHTs obtidas após a compensação foram de 8,43%, 8,52% e 7,92% (fases 'a', 'b' e 'c').

6.1.2 Resultados de simulações considerando a carga 2 (carga desbalanceada)

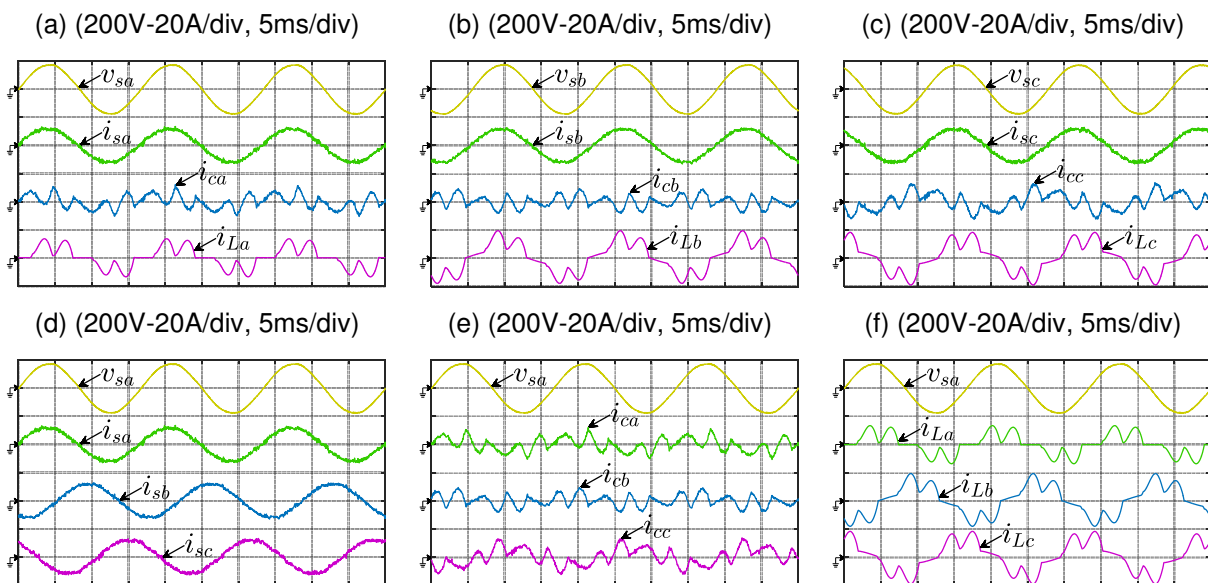
Para avaliar o desempenho do algoritmo da CPT na compensação/não compensação do desequilíbrio das correntes da carga, esta seção apresenta os resultados obtidos de simulações computacionais para seis casos.

6.1.2.1 Caso 1: compensando $i_r^b + i^u + i_v$

A Figura 86-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 86-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 86-(d). A Figura 86-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP. Por fim, a Figura 86-(f) ilustra as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} drenadas pela carga.

Figura 86 – Resultados de simulação (Carga 2), compensando $i_v + i_r^b + i^u$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} ; (f) tensão v_{sa} , correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} .



Fonte: Próprio autor.

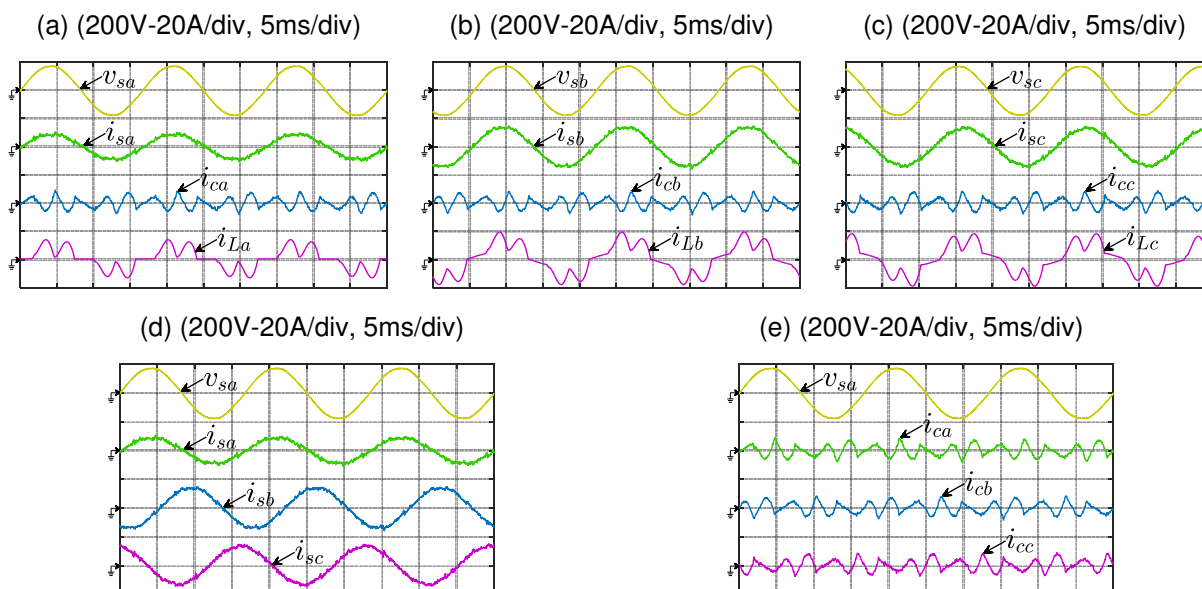
É possível notar que neste caso, devido a compensação das parcelas $i_r^b + i^u + i_v$, o desequilíbrio e a corrente residual foram compensadas, tornando as correntes resultantes senoidais e balanceadas.

6.1.2.2 Caso 2: compensando somente i_v

A Figura 87-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 87-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 87-(d). Por fim, a Figura 87-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 87 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 2), compensando i_v : (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

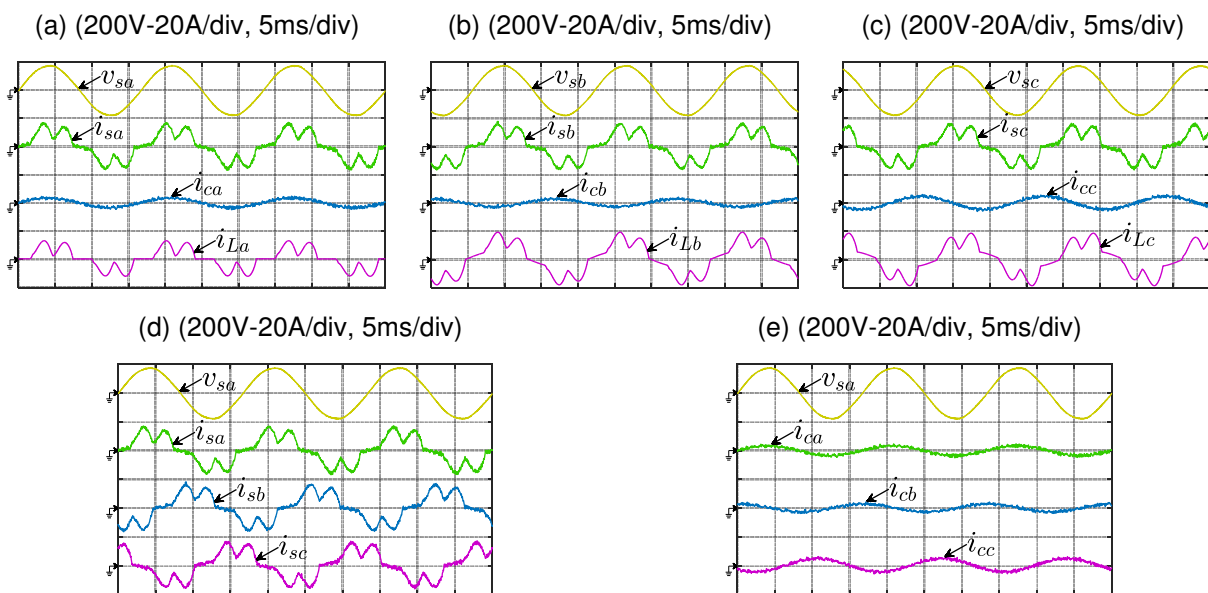
Neste caso se nota que as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) se tornaram senoidais, no entanto, é evidente o desequilíbrio decorrente da não compensação da corrente i^u .

6.1.2.3 Caso 3: compensando somente i^u

A Figura 88-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 88-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 88-(d). Por fim, a Figura 88-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 88 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 3), compensando i^u : (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

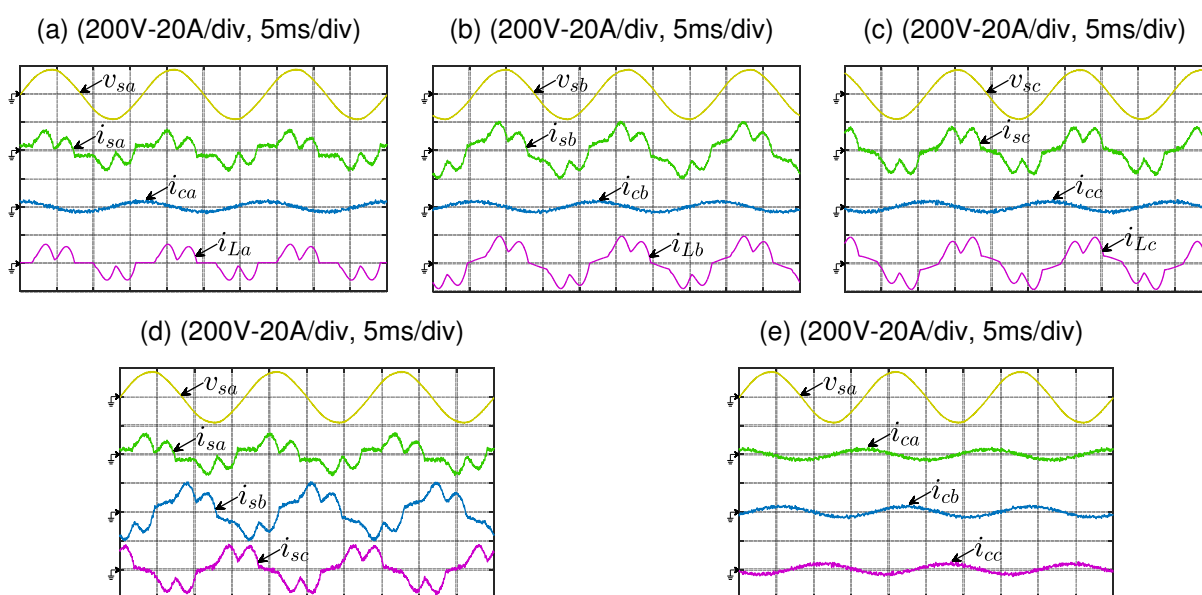
É possível verificar que neste caso, devido a não compensação da corrente i_v , as correntes resultantes (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) continuam distorcidas. Além disso, as correntes impostas pelo FAPP são senoidais, porém, desbalanceadas devido à compensação somente da corrente i^u .

6.1.2.4 Caso 4: compensando somente i_r^b

A Figura 89-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 89-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 89-(d). Por fim, a Figura 89-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 89 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 4), compensando i_r^b : (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

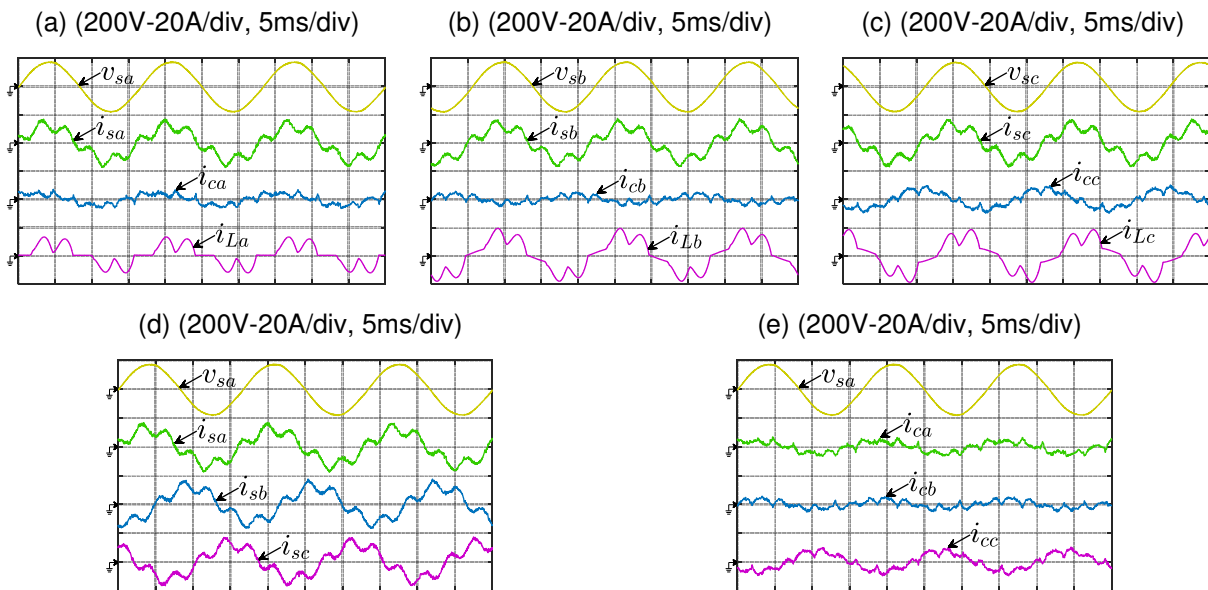
Para este caso, é possível notar que devido a compensação somente da corrente i_r^b , as correntes resultantes (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) ficaram distorcidas e desequilibradas. Além disso, as correntes impostas pelo FAPP são aproximadamente senoidais e equilibradas.

6.1.2.5 Caso 5: compensando somente $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$

Para este e o próximo caso, o algoritmo de compensação seletiva das componentes harmônicas da corrente i_v foi utilizado. A Figura 90-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 90-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 90-(d). Por fim, a Figura 90-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 90 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 5) $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

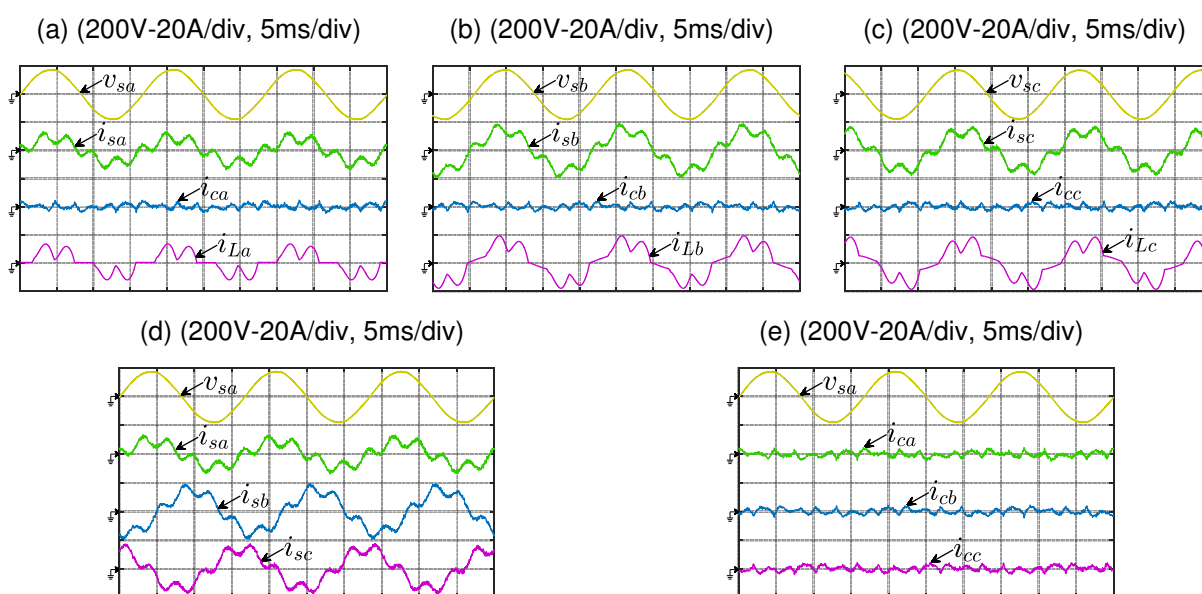
Neste caso, verifica-se que as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) permaneceram distorcidas, fato que pode ser atribuído a não compensação da componente harmônica de quinta ordem (i_{v5}) presente na corrente residual. Além do mais, as correntes resultantes ficaram equilibradas devido à compensação da corrente i^u .

6.1.2.6 Caso 6: compensando somente ($i_v - i_{v5}$)

A Figura 91-(a) ilustra as formas de ondas obtidas para a tensão da rede (v_{sa}), a corrente resultante da compensação (i_{sa}), a corrente imposta pelo FAPP (i_{ca}) e a corrente drenada pela carga (i_{La}), enquanto que as mesmas grandezas para as fases 'b' e 'c' são ilustradas nas Figuras 91-(b) e (c) respectivamente.

A tensão v_{sa} da rede e as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) são ilustradas na Figura 91-(d). Por fim, a Figura 91-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 91 – Resultados de simulação (Carga 2 – Caso 6), compensando $i_v - i_{v5}$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

Finalmente, para este caso, a compensação parcial da corrente residual ($i_v - i_{v5}$), faz com que as correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) continuem distorcidas e desbalanceadas, conforme esperado.

6.1.3 Considerações finais sobre o capítulo

Neste capítulo, foram apresentados os resultados obtidos por meio das simulações computacionais com o FAPP e a *CPT* para dois tipos de cargas não lineares, na qual a primeira é caracterizada por drenar correntes balanceadas enquanto na segunda, as correntes são desbalanceadas. Foi mostrado que o algoritmo da *CPT* atuou satisfatoriamente na compensação da corrente residual e na corrente de desbalanço. Além disso, foram apresentados resultados nos quais o algoritmo de compensação seletiva da corrente residual foi utilizado.

7 Resultados experimentais

Para obtenção dos resultados experimentais um protótipo de baixa tensão foi construído em laboratório (Capítulo 4, Figura 61) no qual foram utilizados IGBTs SKM75GB063D e drivers SKYPER 32 ambos fabricados pela Semikron. As características técnicas do IGBT e do driver são dadas no anexo A e B.

O elo CC do conversor foi realizado com quatro capacitores EPCOS B43876S9478M1, sendo dois conectados em paralelo na parte superior e dois conectados em paralelo na parte inferior. Em relação aos *flying-capacitors* foi utilizado o capacitor EPCOS B43875A2338Q. As especificações dos capacitores do elo CC e dos *flying-capacitors* do conversor são dadas no anexo C e D.

Para as placas de condicionamento de corrente e tensão foram utilizados os transdutores de efeito Hall LA100-P e LV25-P fabricados pela LEM, enquanto que para a aquisição das formas de ondas foi utilizado o osciloscópio DSO-X 3014T fabricado pela Keysight. Importante mencionar que nos sensores LA100-P, duas espiras foram utilizadas, resultando em uma corrente de medição que corresponde a pouco menos de um quarto da corrente nominal do transdutor.

Por fim, o controle do FAPP foi embarcado em um controlador digital de sinais TMS320F28379D da Texas Instruments, no qual o código foi desenvolvido em linguagem C no ambiente integrado de desenvolvimento *Code Composer Studio*. Os parâmetros dos componentes utilizados são os mesmos da simulação. Fotos do protótipo construído são apresentadas no apêndice A.

7.1.1 Processo de energização do FAPP

O processo de energização do FAPP é dividido em cinco etapas conforme ilustrado na Figura 92-(a):

- Na primeira etapa (E1) as placas de condicionamento e de interface com os drivers são alimentadas. Neste caso se obteve uma tensão sobre o elo CC de aproximadamente 19 V devido a conexão dos drivers com os IGBT's;
- Na segunda etapa (E2) a tensão da rede é estabelecida com o fechamento do disjuntor de entrada, a qual fará a pré-carga do elo CC por meio dos resistores em paralelo com o contator de potência, assim elevando a tensão

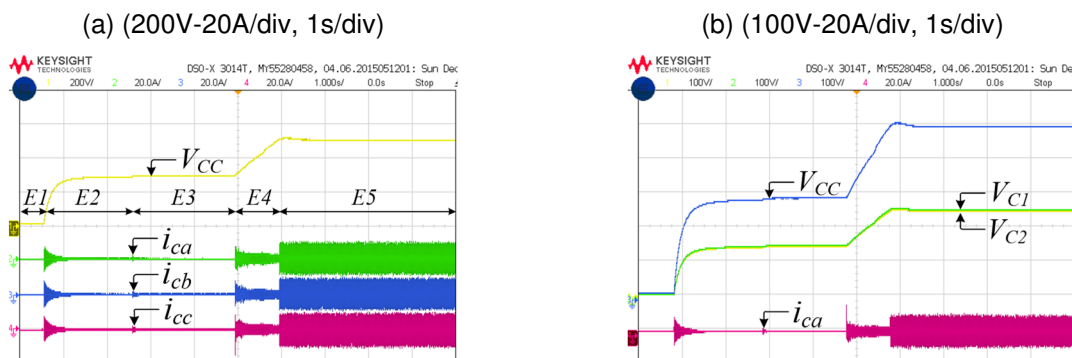
do elo CC para 285 V. Logo, após aproximadamente 2 s, o contator fecha e a terceira etapa (E3) é acionada elevando a tensão do elo CC para 300 V (tempo ajustado por meio de um relé de tempo);

- Na terceira etapa, o código de controle do FAPP aguarda aproximadamente 2,4 s até que os sinais e o PLL estabilizem. Então, na quarta etapa (E4), a tensão do elo CC é controlada por uma rampa linear até alcançar o valor nominal de 500 V. Finalmente, quando o elo CC atingir a tensão nominal de 500 V, as correntes de compensação são liberadas pelo algoritmo de controle e o FAPP entra em operação (quinta etapa E5).

Todas as etapas do processo de energização do FAPP garantem que as correntes não ultrapassem os limites estabelecidos na proteção de sobrecorrente implementada no código de controle. Com a rampa utilizada para o controle da tensão do elo CC ($\cong 1$ s de rampa), se obteve um sobressinal de 4,2% (21 V).

A Figura 92b ilustra a tensão total do elo CC (V_{CC}), as tensões individuais sobre os capacitores do elo CC (V_{C1} e V_{C2}) e a corrente i_{ca} do filtro. A tensão em regime permanente obtida para V_{CC} foi de $\cong 503$ V a qual pode ser considerada satisfatória levando-se em conta pequenas imprecisões da placa de condicionamento de sinais (como por exemplo, resistores com precisão de 5%, etc).

Figura 92 – Processo de energização do FAPP: (a) correntes do filtro ($i_{c(a,b,c)}$) e tensão do elo CC (V_{CC}); (b) corrente i_{ca} do filtro, tensões V_{C1} e V_{C2} e tensão do elo CC (V_{CC}).

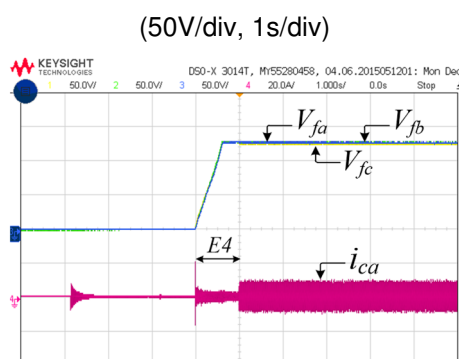


Fonte: Próprio autor.

É possível notar na Figura 92, que os zeros (posição vertical do zero das tensões e correntes) estão visíveis na tela do osciloscópio (lado esquerdo) para todos o canais por meio de um sinal de terra e seu respectivo número do canal.

A Figura 93 ilustra as tensões sobre os *flying-capacitors* (V_{fa} , V_{fb} e V_{fc}) e a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP. É possível observar que o controle das tensões sobre os *flying-capacitors* é iniciado na etapa E4. O valor de referência (125 V) é atingido em um tempo de $\cong 0,625$ s, o qual é, ligeiramente menor do que o tempo da rampa linear utilizada para o elo CC. Além disso, o valor das tensões dos *flying-capacitors* obtido em regime permanente foi de $\cong 126$ V.

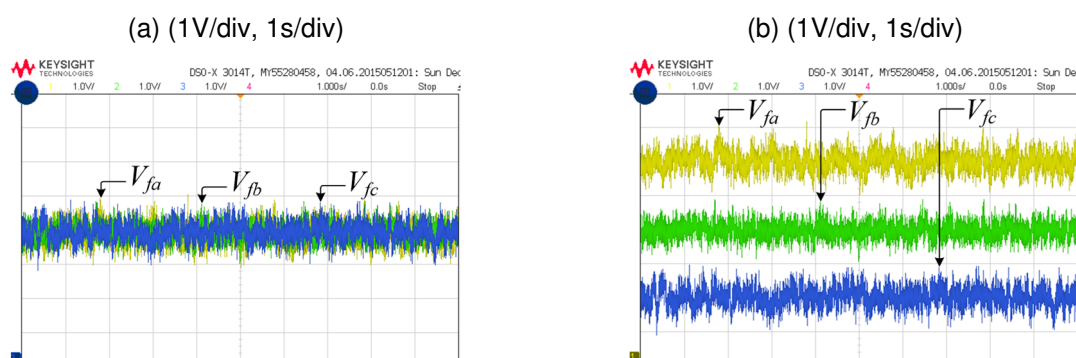
Figura 93 – Controle da tensões dos flying-capacitors (V_{fa} , V_{fb} e V_{fc}) e corrente do filtro i_{ca} .



Fonte: Próprio autor.

A Figura 94-(a) ilustra as tensões V_{fa} , V_{fb} e V_{fc} na qual é possível observar que a ondulação de tensão obtida é inferior a 2 V (exceto pelos picos) conforme esperado para a banda ajustada para $\Delta_{V_{fx}}$ ($-1,75$ V a $+1,75$ V). Na Figura 94-(b) é possível observar individualmente os detalhes para cada uma das tensões V_{fa} , V_{fb} e V_{fc} . É importante destacar que a máxima frequência de comutação das chaves S_{1a} e S_{2a} ficou em torno de 800 Hz, devido ao fato das referências não serem senoidais. É possível notar que neste caso, os zeros (posição vertical dos canais) não estão visíveis na tela. Isto foi necessário devido ao valor da escala vertical utilizada.

Figura 94 – a) tensões dos flying-capacitors (V_{fa} , V_{fb} e V_{fc}); b) detalhes das tensões V_{fa} , V_{fb} e V_{fc} .



Fonte: Próprio autor.

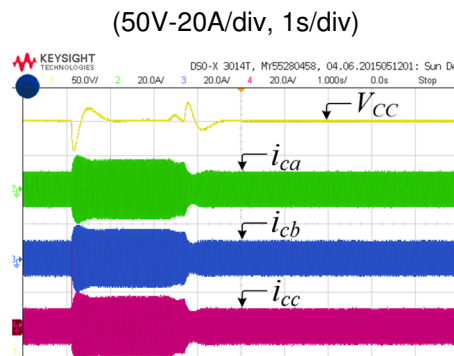
7.1.2 Resultado da resposta dinâmica do FAPP para um degrau de carga

Para o teste dinâmico do FAPP, um degrau de carga de 65% foi utilizado para avaliar a resposta dos controladores projetados. A Figura 95 ilustra o comportamento do FAPP sob a aplicação do degrau de carga ($t \cong 1,125 s$), na qual se obteve uma tensão de 463 V logo após o instante que o degrau é aplicado.

Além disso, o sobressinal obtido com a ação do controlador foi de aproximadamente 19 V. Após aproximadamente 2,25 s, a manobra de carga é suprimida. Neste caso, foi obtido um sobressinal inicial de aproximadamente 9 V o qual é eliminado gradualmente até que o arco voltaico de corrente da manobra de carga seja extinto.

Por fim, após a manobra de carga ser suprimida, se obteve um sobressinal de aproximadamente 32 V seguido de uma redução na tensão do elo CC de aproximadamente 13 V. Em seguida, a tensão do elo CC volta a ser controlada ao valor de referência (500 V).

Figura 95 – Resposta do controlador de tensão a um degrau de carga: (a) tensão do elo CC (V_{CC}), correntes impostas pelo filtro ($i_{c(a,b,c)}$).



Fonte: Próprio autor.

7.1.3 Resultados experimentais considerando a carga 1 (carga balanceada)

7.1.3.1 Caso 1: compensando $i_v + i_r^b + i^u$

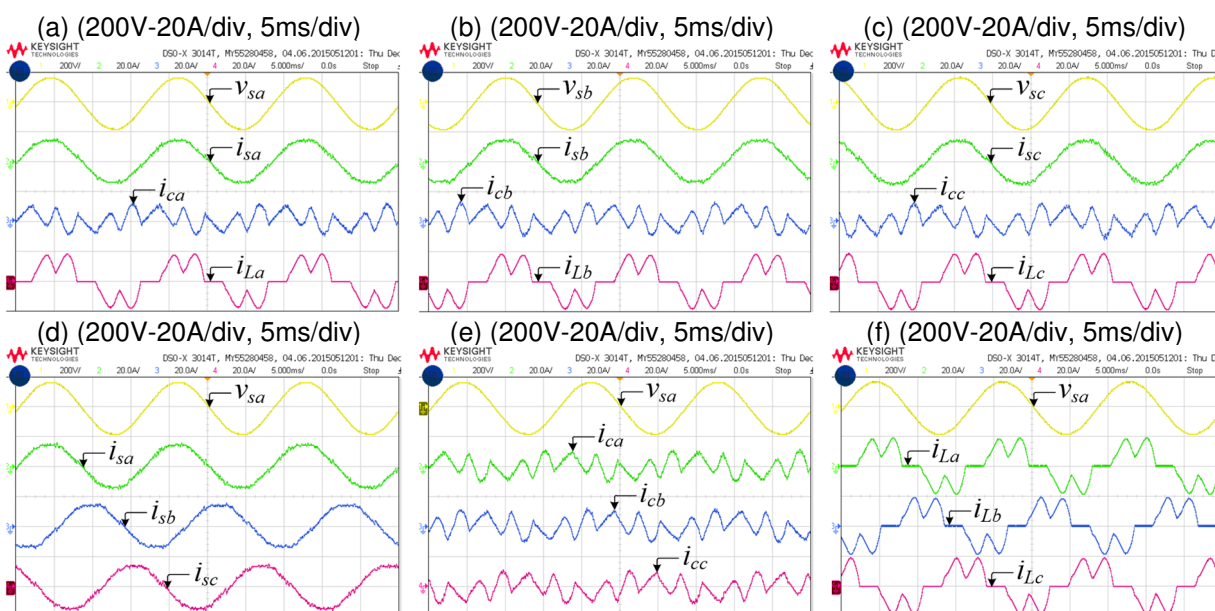
A Figura 96 (equivalente a simulação da Figura 79) ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 1 (retificador trifásicos com carga RC), na qual todas as parcelas de corrente são compensadas ($i_v + i_r^b + i^u$). A tensão de fase

v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 96-(a), enquanto que as mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 96-(b) e (c) respectivamente.

É possível observar que as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede permaneceram em fase com as respectivas tensões, logo, resultando em um fator de potência, aproximadamente, unitário. É possível notar que devido as tensões de fase terem uma forma de onda senoidal, as correntes resultantes da rede ficaram aproximadamente senoidais (característica da CPT).

Além disso, as correntes da rede estão aproximadamente balanceadas. A Figura 96-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 96-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP. Finalmente a Figura 96-(f) ilustra as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} drenadas pela carga. Se nota que as correntes da carga são aproximadamente equilibradas, logo, $i^u \cong 0$.

Figura 96 – Resultados experimentais (Carga 1), compensando $i_v + i_r^b + i^u$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} ; (f) tensão v_{sa} , correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} .



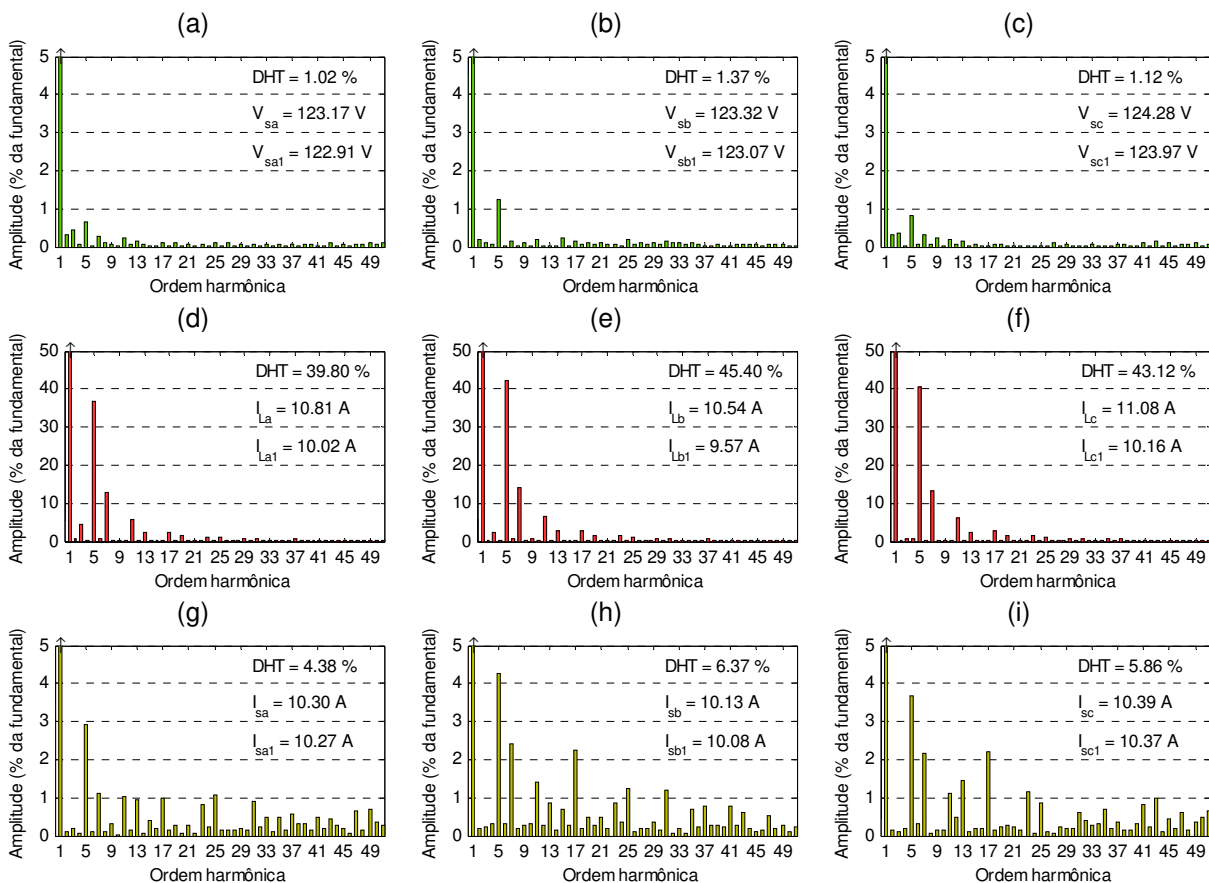
Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 97-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,02%, 1,37% e 1,12% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente. É importante mencionar que para todos os

resultados experimentais a DHT foi avaliada até a 51^a harmônica. Além disso, para cada fase, o valor eficaz da componente fundamental das tensões (V_{sa1} , V_{sb1} e V_{sc1}) e o valor total (V_{sa} , V_{sb} e V_{sc}) é ilustrado. É importante também destacar que um pequeno valor CC ($\cong 7$ V) foi observado nas tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} .

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 97-(d,e,f). Nessa ilustração, observa-se que a DHT obtida para a fase 'a', 'b' e 'c' foi de 39,8%, 45,4% e 43,12% respectivamente.

Figura 97 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 1 - espectro harmônico), compensando $i_v + i_r^b + i_u$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

Cabe ainda mencionar que as DHT's deveriam resultar em valores teoricamente iguais para todas as fases considerando a carga utilizada (retificador trifásico), no entanto, as diferenças se justificam devido a pequenas diferenças entre os valores dos indutores de acoplamento da carga e leves desequilíbrios entre as tensões da rede.

Neste sentido, é possível observar que o perfil do espectro harmônico das correntes da carga são semelhantes entre as fases, no qual a quinta harmônica possui maior relevância. Ainda para as correntes da carga, o valor eficaz total (I_{La} , I_{Lb} e I_{Lc}) e fundamental (I_{La1} , I_{Lb1} e I_{Lc1}) são ilustrados.

O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é visualizado na Figura 97-(g,h,i) no qual se obteve uma DHT de 4,38%, 6,37% e 5,86% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

Assim, as DHTs foram reduzidas em $\cong 89\%$, $\cong 86\%$ e $\cong 86\%$ para as fases 'a', 'b' e 'c', as quais podem ser consideradas satisfatórias para uma carga com características capacitiva, com elevada di/dt e o fato do controlador de corrente ser do tipo PI (proporcional-integral), no qual não é possível alcançar erro nulo em regime permanente para referências senoidais ou harmônicas.

Outro fator importante a ser mencionado é que as tensões da rede não são isentas de harmônicos e embora as DHTs apresentem percentagens pequenas ($< 2\%$), pelas características da CPT, as correntes resultantes também não seriam isentas de harmônicos. Também são ilustrados os valores eficazes das correntes totais (I_{sa} , I_{sb} e I_{sc}) e fundamentais (I_{sa1} , I_{sb1} e I_{sc1}) da rede para cada fase.

A Tabela 22 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 1, indicando as grandezas para a carga e com a compensação. É possível notar que a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 195 VA$ (4,88%). Por outro lado a potência ativa (P) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 226 W$ para compensar as perdas da estrutura do FAPP e manter a tensão do elo CC aproximadamente constante.

A potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 642 VA$ (69%). Cabe lembrar que a potência reativa é definida pela CPT como sendo um termo não conservativo, sendo afetada pela distorção presente na tensão e pela variação da frequência. A potência reativa resultante de $285,78 VA$ é devida as limitações do controlador PI implementado no sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. O uso de controladores ressonantes em $\alpha\beta$ ou mesmo o PI em dq iria contribuir mais para a redução de Q .

A potência de desbalanço (U), teoricamente deveria corresponder a zero, no entanto, devido as pequenas diferenças entre as impedâncias dos indutores de acoplamento da carga e leves desequilíbrios nas tensões da rede, esta resultou em um valor de $\cong 80 VA$, a qual pode ser considerada aceitável, uma vez que esta representa apenas 2,1% da potência aparente (com compensação).

A potência residual (D) decorrente das não linearidades entre as formas de onda das tensões da rede e as correntes da carga foi reduzida em $\cong 86\%$. Além disso, o fator de potência global (λ) foi elevado de 0,89 para $\cong 0,99$, ficando muito próximo da unidade conforme esperado.

Tabela 22 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 1): compensando $i_v + i_r^b + i^u$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação ($i_v + i_r^b + i^u$)
Potência Aparente – A [VA]	3987,46	3792,55
Potência Ativa – P [W]	3548,83	3774,68
Potência Reativa – Q [VA]	928,24	285,78
Potência de Desbalanço – U [VA]	92,49	80,41
Potência Residual – D [VA]	1557,06	217,47
Fator de Potência - λ	0,8903	0,9952
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3894	0,0575
Fator de Reatividade - λ_Q	0,2503	0,0762
Fator de Assimetria - λ_U	0,0254	0,0209

Fonte: Próprio autor.

É possível notar também que o fator de não linearidade obtido para a corrente da carga (considerando o valor percentual) foi de 38,9%, o qual ficou próximo da DHT da corrente da carga. Importante mencionar que o fator de não linearidade pode ser comparado ao valor da DHT da corrente da carga se as tensões da rede fossem livres de harmônicos e para o caso estudado, que as tensões da rede e as correntes da carga fossem perfeitamente balanceadas.

Com a compensação da corrente nula (i_v), o fator de não linearidade (λ_D) foi reduzido em $\cong 85\%$. Cabe lembrar que o fator de não linearidade será igual a zero somente quando $i_v = 0$. Isso seria possível somente se os controladores de corrente bem como as características dinâmicas do FAPP permitissem a imposição das correntes de compensação com erro nulo.

O fator de assimetria (λ_U) é um indicativo de que as correntes estão desbalanceadas o qual será igual a zero se $U = 0$. Já o fator de assimetria obtido para as correntes da carga apresentou valor reduzido ($\cong 2,5\%$), fato que também foi observado com o valor da potência de desbalanço (U) o qual representa $\cong 2,3\%$ da potência aparente da carga.

Finalmente, o fator de reatividade (λ_Q) indica a presença de potência reativa o qual será igual a zero se $Q = 0$. O fator de reatividade obtido para a carga foi de $\cong 25\%$ e foi reduzido com a ação do FAPP para $\cong 7,6\%$.

7.1.3.2 Caso 2: compensando $i_v + i^u$

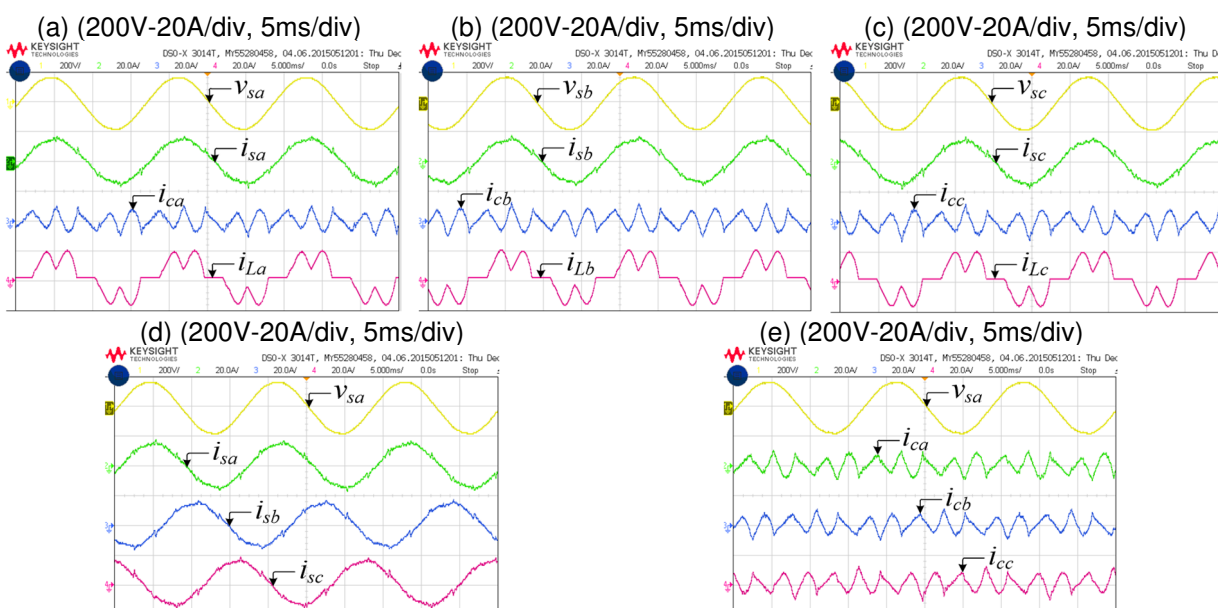
A Figura 98 ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 1, na qual as parcelas de corrente ($i_v + i^u$) são compensadas.

A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 98-(a). As mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 98-(b) e (c) respectivamente.

Neste sentido, é possível observar que em relação ao caso anterior, as correntes resultantes ficaram ligeiramente mais distorcidas devido a não compensação de i_r^b .

A Figura 98-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 98-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 98 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 2), compensando $i_v + i^u$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .

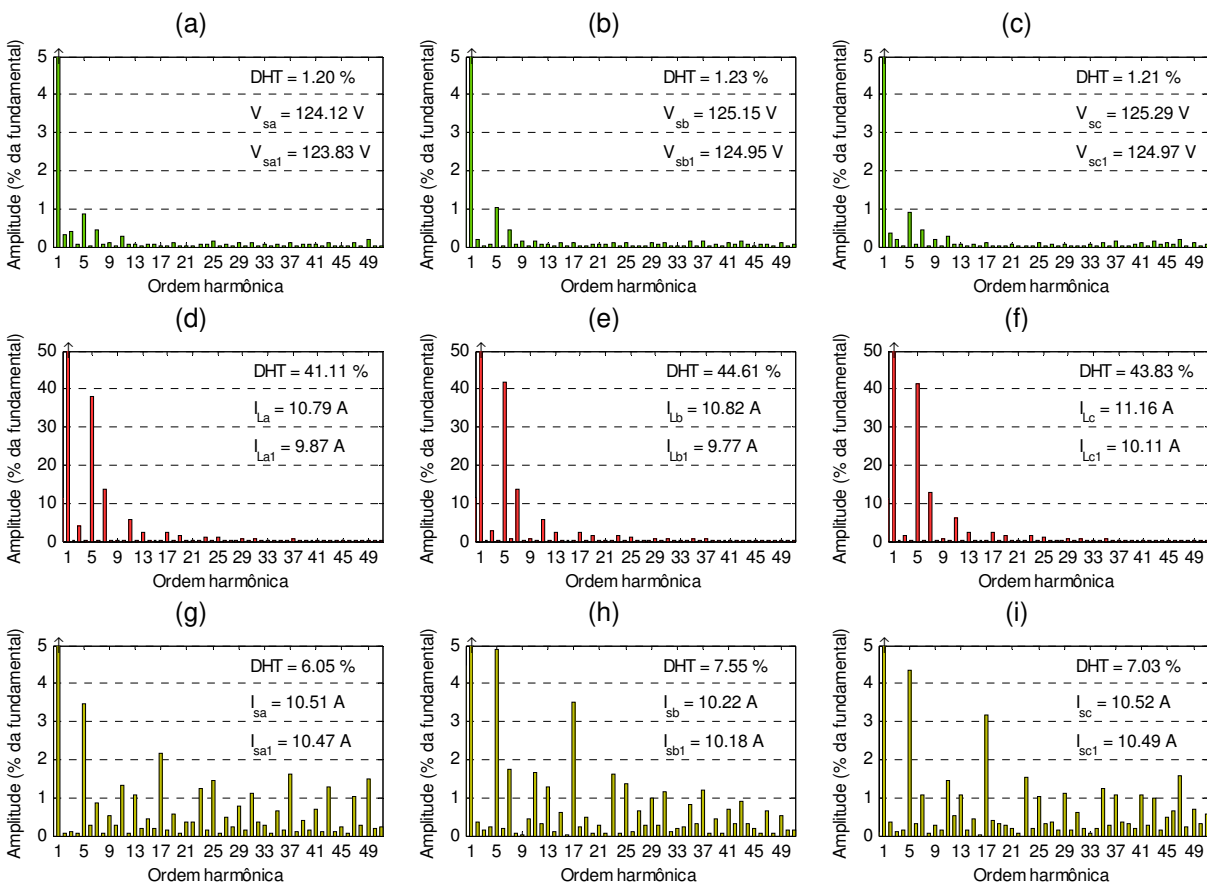


Fonte: Próprio autor.

Considerando que a cada aquisição realizada com o osciloscópio podem ocorrer variações de tensão de curta duração (afundamento/elevação) nas tensões da rede, para cada caso estudado, o espectro harmônico será ilustrado novamente para todas as grandezas consideradas. Do mesmo modo, as grandezas definidas pela CPT são determinadas para cada caso. Isso garante uma melhor correspondência entre as formas de onda obtidas com o osciloscópio, os espectros harmônicos obtidos para as tensões da rede, para as correntes de carga e para as correntes resultantes na rede em relação ao cálculo das grandezas definidas pela CPT para cada caso estudado.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 99-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,20%, 1,23% e 1,21% para as fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’ respectivamente.

Figura 99 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 2 - espectro harmônico), compensando $i_v + i^u$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 99-(d,e,f). As DHT's das correntes da carga obtidas para as fases 'a', 'b' e 'c' foram de 41,11%, 44,61% e 43,83% respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 99-(g,h,i) no qual se obteve uma DHT de 6,05%, 7,55% e 7,03% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente, logo, se obteve uma redução de $\cong 85\%$, $\cong 83\%$ e $\cong 84\%$ para as respectivas fases.

A Tabela 23 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 2. Neste caso, a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 150 VA$ (3,71%). A potência ativa (P) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 235 W$ para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

Mesmo não compensando a corrente i_r^b , a potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 297 VA$ (32%) devido a redução do conteúdo harmônico das correntes da rede, a qual eleva o fator de potência global, assim, reduzindo a potência reativa.

A potência de desbalanço (U), resultou em um valor de $\cong 91 VA$, a qual pode ser considerada aceitável, uma vez que esta representa $\cong 2,3\%$ da potência aparente (com compensação). A potência residual (D) foi reduzida em $\cong 83\%$.

Por fim, o fator de potência global (λ) foi elevado de 0,89 para $\cong 0,98$, ficando ligeiramente menor do que o caso anterior devido a não compensação da corrente i_r^b .

Tabela 23 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 2): compensando $i_v + i^u$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação ($i_v + i^u$)
Potência Aparente – A [VA]	4037,33	3887,30
Potência Ativa – P [W]	3591,99	3826,85
Potência Reativa – Q [VA]	919,87	623,17
Potência de Desbalanço – U [VA]	67,95	91,23
Potência Residual – D [VA]	1592,89	273,00
Fator de Potência - λ	0,8900	0,9844
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3935	0,0696
Fator de Reatividade - λ_Q	0,2452	0,1580
Fator de Assimetria - λ_U	0,0184	0,0232

Fonte: Próprio autor.

7.1.3.3 Caso 3: compensando $i_r^b + i^u$

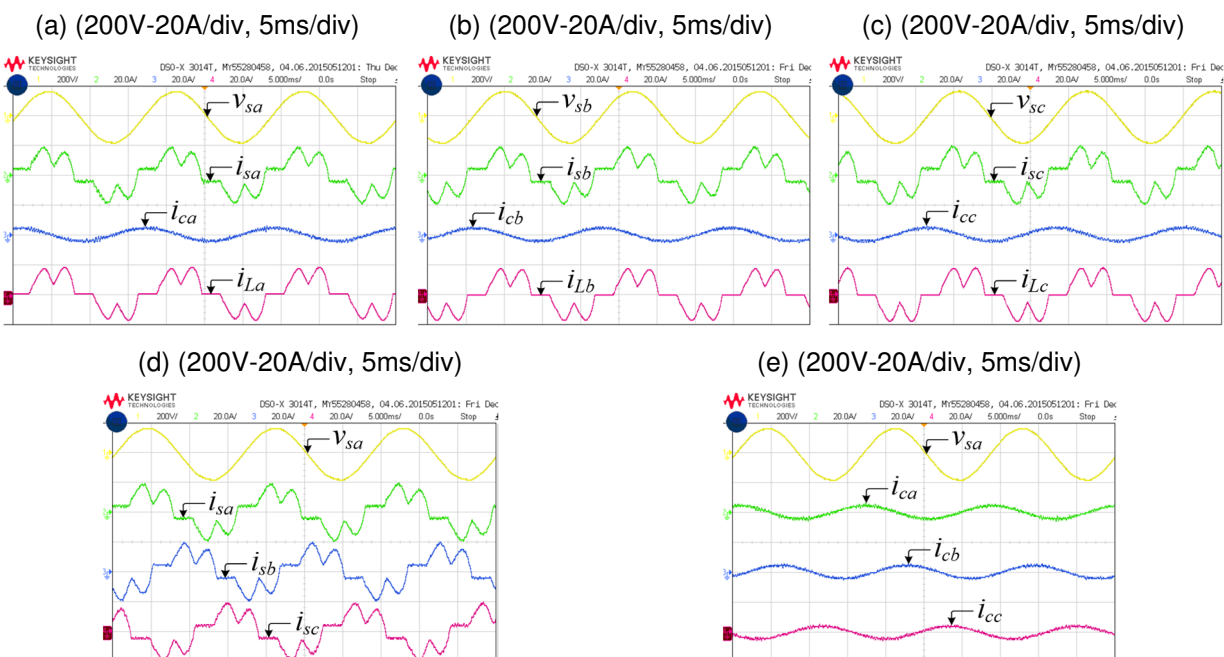
A Figura 100 ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 1, na qual as parcelas de corrente ($i_r^b + i^u$) são compensadas.

A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 100-(a). As mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 100-(b) e (c) respectivamente.

Para este caso, se nota que as correntes resultantes tornaram-se distorcidas, uma vez que a corrente i_v não foi compensada. Além disso, é possível verificar que as correntes impostas pelo FAPP são, aproximadamente, senoidais e equilibradas devido à compensação apenas das correntes $i_r^b + i^u$ e também do fato da tensão da rede ser aproximadamente senoidal.

A Figura 100-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 100-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 100 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 3), compensando $i_r^b + i^u$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



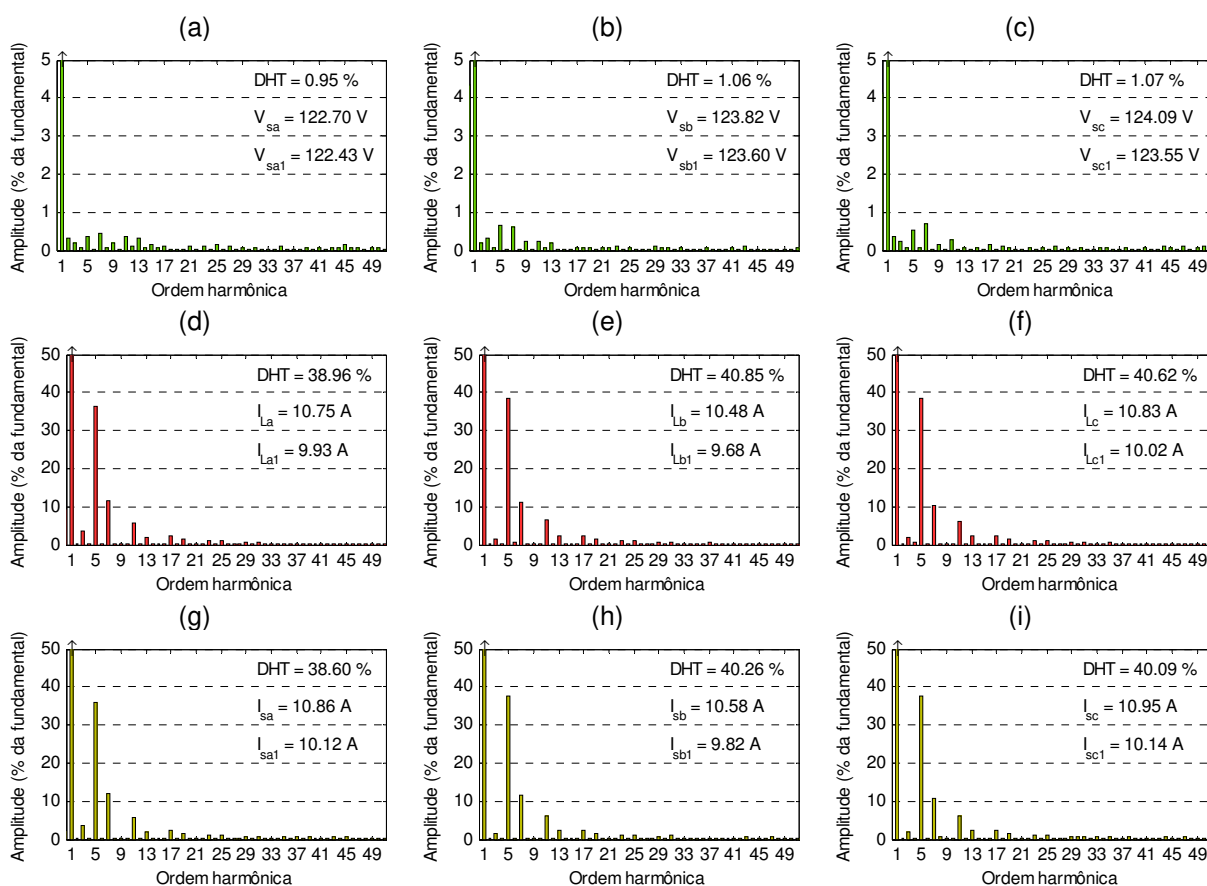
Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 101-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 0,95%, 1,06% e 1,07% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 101-(d,e,f). As DHT's das correntes da carga obtidas para as fases 'a', 'b' e 'c' foram de 38,96%, 40,85% e 40,62% respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 101-(g,h,i) no qual é possível observar que as DHT's obtidas ficaram semelhantes as DHT's da carga, uma vez que apenas as correntes $i_r^b + i^u$ foram compensadas.

Figura 101 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 3 - espectro harmônico), compensando $i_r^b + i^u$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 24 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 3. Neste caso, a potência aparente (A) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 53 VA$ a

qual representa $\cong 1,3\%$, desse modo, podendo ser considerada aceitável devido à não compensação da corrente residual i_v .

A potência ativa (P) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 150 W$ para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

A potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 597 VA$ (68%) a qual está relacionada com a corrente i_r^b .

A potência de desbalanço (U), resultou em um valor de $\cong 91 VA$, a qual pode ser considerada aceitável, uma vez que esta representa $\cong 2,3\%$ da potência aparente (com compensação).

A potência residual (D) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 5 VA$ devido a não compensação de i_v , no entanto, pode ser considerada aceitável já que representa um aumento de apenas 0,34%.

Finalmente, é possível notar um pequeno aumento no fator de potência global (λ), o qual ficou em $\cong 0,92$, uma vez que a corrente i_v não foi compensada.

Tabela 24 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 3): compensando $i_r^b + i^u$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação ($i_r^b + i^u$)
Potência Aparente – A [VA]	3933,75	3986,62
Potência Ativa – P [W]	3539,50	3689,74
Potência Reativa – Q [VA]	876,08	279,49
Potência de Desbalanço – U [VA]	78,78	91,52
Potência Residual – D [VA]	1471,04	1476,10
Fator de Potência - λ	0,9000	0,9254
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3727	0,3692
Fator de Reatividade - λ_Q	0,2372	0,0768
Fator de Assimetria - λ_U	0,0225	0,0247

Fonte: Próprio autor.

7.1.3.4 Caso 4: compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$

Este caso aplica a técnica proposta no capítulo 3 (seção 3.5) com a finalidade de proporcionar a compensação seletiva das componentes harmônicas presentes na corrente residual i_v .

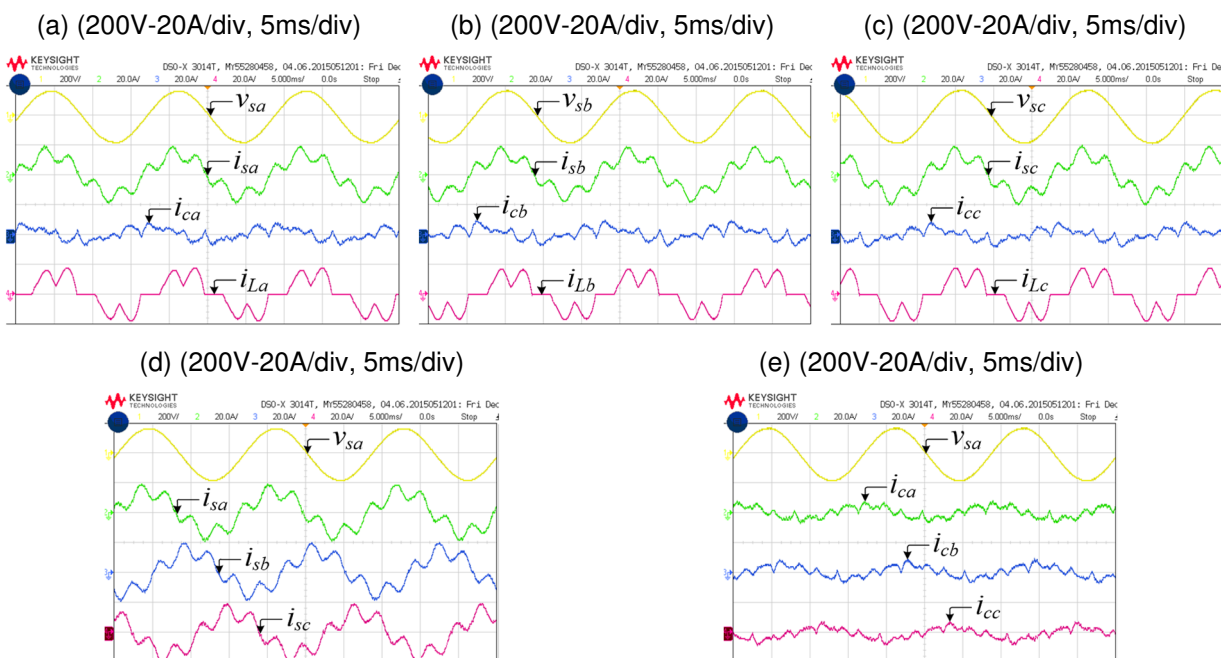
A Figura 102 ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 1, na qual as parcelas de corrente $(i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5}))$ são compensadas, ou seja, não compensa a 5ª harmônica da corrente i_v .

A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 102-(a). As mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 102-(b) e (c) respectivamente. É possível notar que as correntes resultantes ficaram distorcidas, fato que pode ser atribuído a não compensação da 5ª harmônica presente na corrente i_v .

A Figura 102-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação.

A Figura 102-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 102 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 4), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



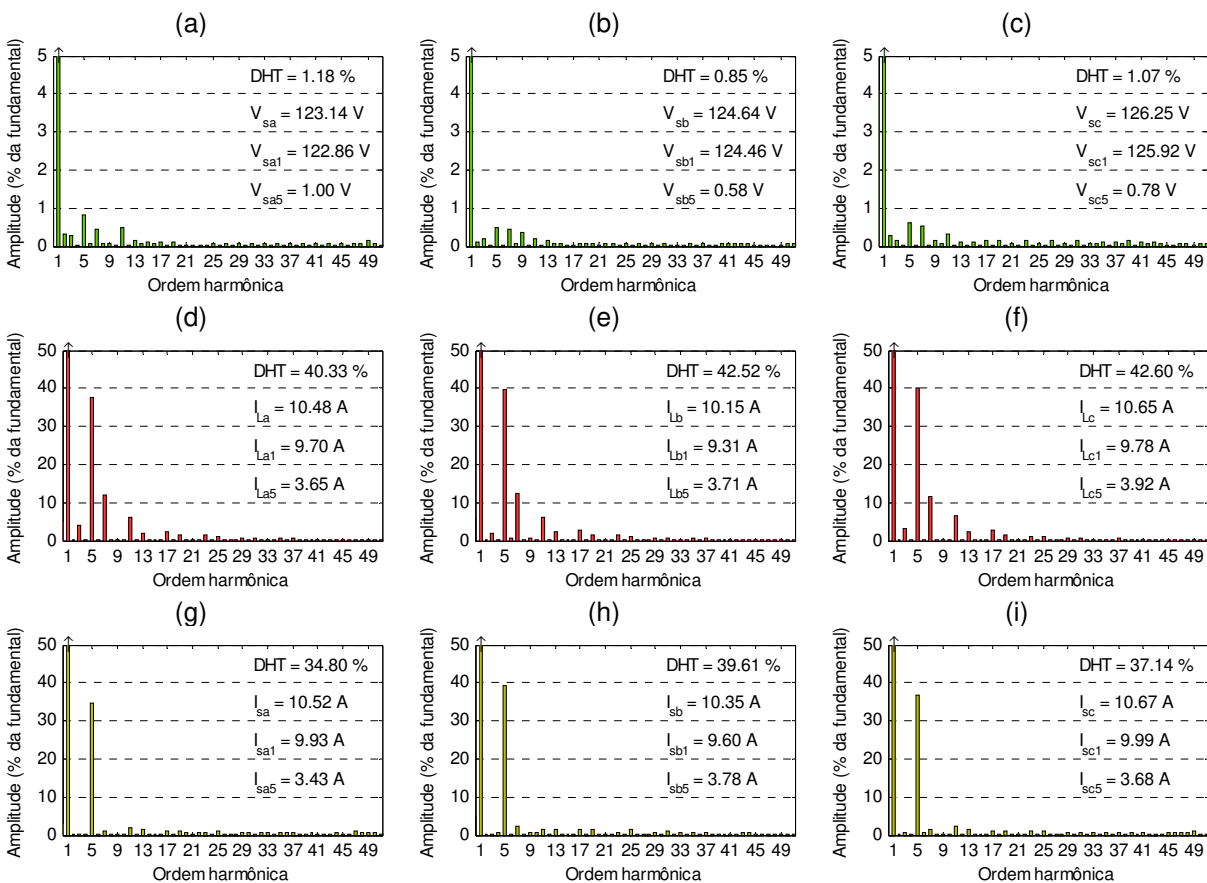
Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 103-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,18%, 0,85% e 1,07% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 103-(d,e,f). As DHT's das correntes da carga obtidas para as fases 'a', 'b' e 'c' foram de 40,57%, 42,52% e 42,60% respectivamente. O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 103-(g,h,i).

Para as correntes da carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , as respectivas componentes harmônicas de 5^a ordem foram de 37,64%, 39,67% e 40,18% (FFT). Após a compensação, as componentes harmônicas de quinta ordem obtidas foram de 34,38%, 39,19% e 36,90% para as correntes da rede nas fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

Figura 103 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 4 - espectro harmônico), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

Concluí-se que mesmo eliminando a 5^a harmônica da corrente i_v (nas referências de corrente da CPT), houve uma pequena redução nesta de $\cong 8,7\%$, $\cong 1,2\%$ e $\cong 3,3\%$ para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente (após a compensação).

Essas pequenas diferenças podem ser atribuídas parcialmente ao esforço do FAPP em compensar a corrente i_v sem a quinta harmônica, a qual possui maior amplitude para a carga considerada e, minimamente, atribuída a DHT das tensões da rede, uma vez que estas são menores do que as mencionadas anteriormente.

Além disso, não linearidades presentes no modelo do protótipo também podem contribuir para essas pequenas diferenças.

Na Figura 103-(d,e,f) e (g,h,i) é possível observar os valores (eficazes) obtidos para as correntes harmônicas de 5ª ordem na carga (I_{La5} , I_{Lb5} e I_{Lc5}) e na rede (I_{sa5} , I_{sb5} e I_{sc5}).

A Tabela 25 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 4. Para este caso, a potência aparente (A) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 25 VA$ a qual representa $\cong 0,65\%$ podendo ser considerada aceitável.

Tabela 25 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 4): compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$
Potência Aparente – A [VA]	3880,99	3906,28
Potência Ativa – P [W]	3473,24	3654,46
Potência Reativa – Q [VA]	850,36	301,81
Potência de Desbalanço – U [VA]	100,92	97,78
Potência Residual – D [VA]	1501,28	1338,39
Fator de Potência - λ	0,8952	0,9350
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3865	0,3428
Fator de Reatividade - λ_Q	0,2358	0,0842
Fator de Assimetria - λ_H	0,0286	0,0270

Fonte: Próprio autor.

A potência ativa (P) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 181 W$ para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

A potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 549 VA$ (64%) a qual está relacionada com a corrente i_r^b . A potência de desbalanço (U), resultou em um valor de $\cong 98 VA$, a qual pode ser considerada aceitável, uma vez que esta representa apenas 2,5% da potência aparente (com compensação) e, conforme já mencionado anteriormente, esta é decorrente de pequenas diferenças de impedância entre os indutores de

acoplamento da carga e leves desequilíbrios entre as tensões da rede. A potência residual (D) foi reduzida em $\cong 163 \text{ VA}$ devido à compensação parcial ($i_v - i_{v5}$).

Por fim, é possível notar um pequeno aumento no fator de potência global (λ), o qual ficou em $\cong 0,93$, devido a compensação de ($i_v - i_{v5}$).

7.1.3.5 Caso 5: compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v5})$

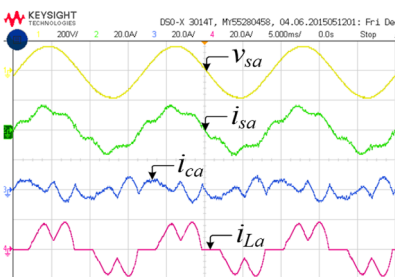
Similarmente ao caso anterior, aqui é usado a compensação seletiva da corrente i_v .

A Figura 104 ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 1, na qual as parcelas de corrente ($i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v5})$) são compensadas, ou seja, é compensado 50% da 5^a harmônica presente na corrente i_v .

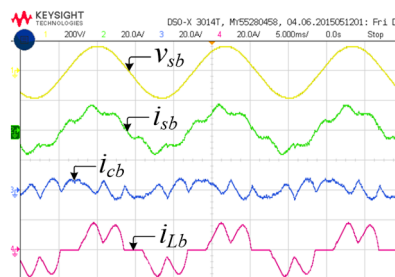
A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 104-(a). As mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 104-(b) e (c) respectivamente.

Figura 104 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 5), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .

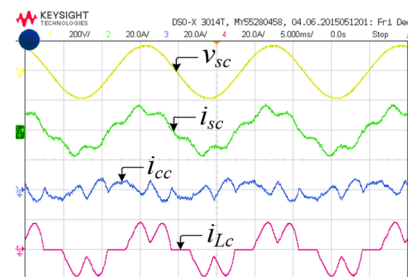
(a) (200V-20A/div, 5ms/div)



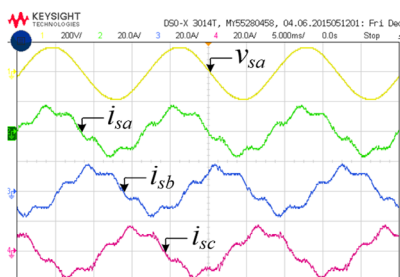
(b) (200V-20A/div, 5ms/div)



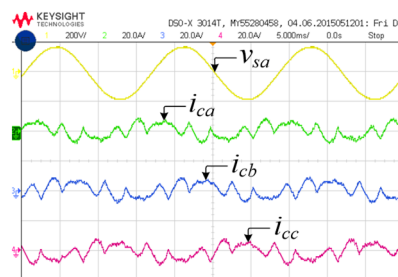
(c) (200V-20A/div, 5ms/div)



(d) (200V-20A/div, 5ms/div)



(e) (200V-20A/div, 5ms/div)



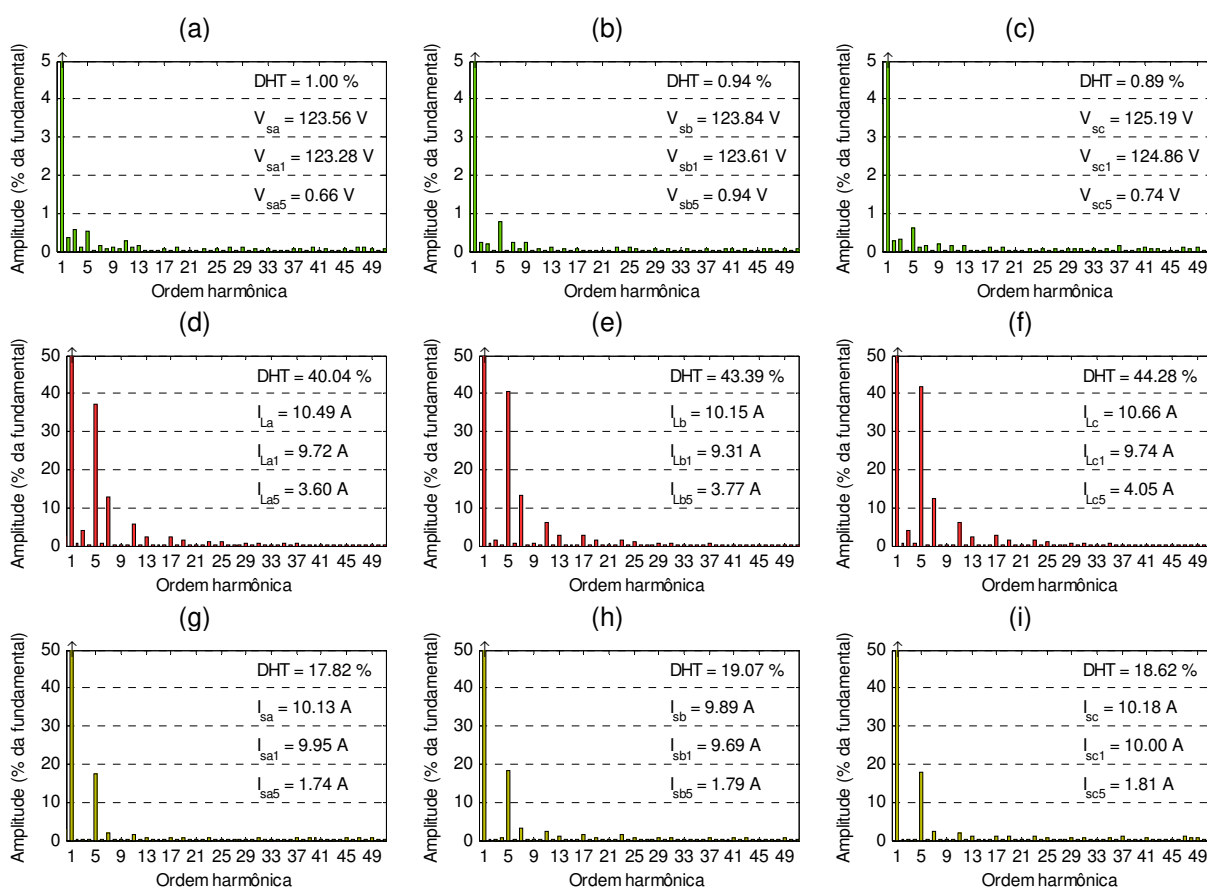
Fonte: Próprio autor.

É possível notar que as correntes resultantes apresentaram distorções menores se comparadas ao caso 4 devido à compensação parcial da 5ª harmônica presente na corrente i_v .

A Figura 104-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 104-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 105-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,00%, 0,94% e 0,89% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

Figura 105 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 5 - espectro harmônico), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 105-(d,e,f). As DHT's das correntes da carga obtidas para as fases 'a', 'b' e 'c'

foram de 40,04%, 43,39% e 44,28% respectivamente. O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 105-(g,h,i).

Para as correntes da carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , as respectivas componentes harmônicas de 5ª ordem foram de 37,02%, 40,36% e 41,67% (FFT). Após a compensação, as componentes harmônicas de 5ª ordem obtidas foram de 17,51%, 18,41% e 18,08% para as correntes da rede nas fases 'a', 'b' e 'c', respectivamente.

Neste caso, a redução obtida para as harmônicas de 5ª ordem foram de $\cong 52,7\%$, $\cong 54,4\%$ e $\cong 56,6\%$ para as fases 'a', 'b' e 'c' (após a compensação).

Já os valores obtidos na redução das harmônicas de 5ª ordem podem ser considerados satisfatórios, uma vez que o valor teórico foi de 50% e de acordo com o caso anterior, não linearidades presentes no modelo do protótipo podem contribuir para as pequenas diferenças observadas.

A Tabela 26 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 5. Para este caso, a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 138 VA$ ($\cong 3,6\%$). A potência ativa (P) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 201 W$ para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

A potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 555 VA$ (65%) a qual está relacionada com a corrente i_r^b . A potência de desbalanço (U), resultou em um valor de $\cong 74 VA$, a qual pode ser considerada aceitável, uma vez que esta representa apenas 1,99% da potência aparente (com compensação). A potência residual (D) foi reduzida em $\cong 826 VA$ ($\cong 54\%$) devido a compensação parcial ($i_v - 0,5i_{v5}$).

Tabela 26 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 5): compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v5})$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v5})$
Potência Aparente – A [VA]	3872,87	3734,67
Potência Ativa – P [W]	3454,47	3656,00
Potência Reativa – Q [VA]	860,44	305,01
Potência de Desbalanço – U [VA]	90,13	74,36
Potência Residual – D [VA]	1518,97	692,87
Fator de Potência - λ	0,8926	0,9790
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3907	0,1843
Fator de Reatividade - λ_Q	0,2382	0,0843
Fator de Assimetria - λ_U	0,0257	0,0200

Fonte: Próprio autor.

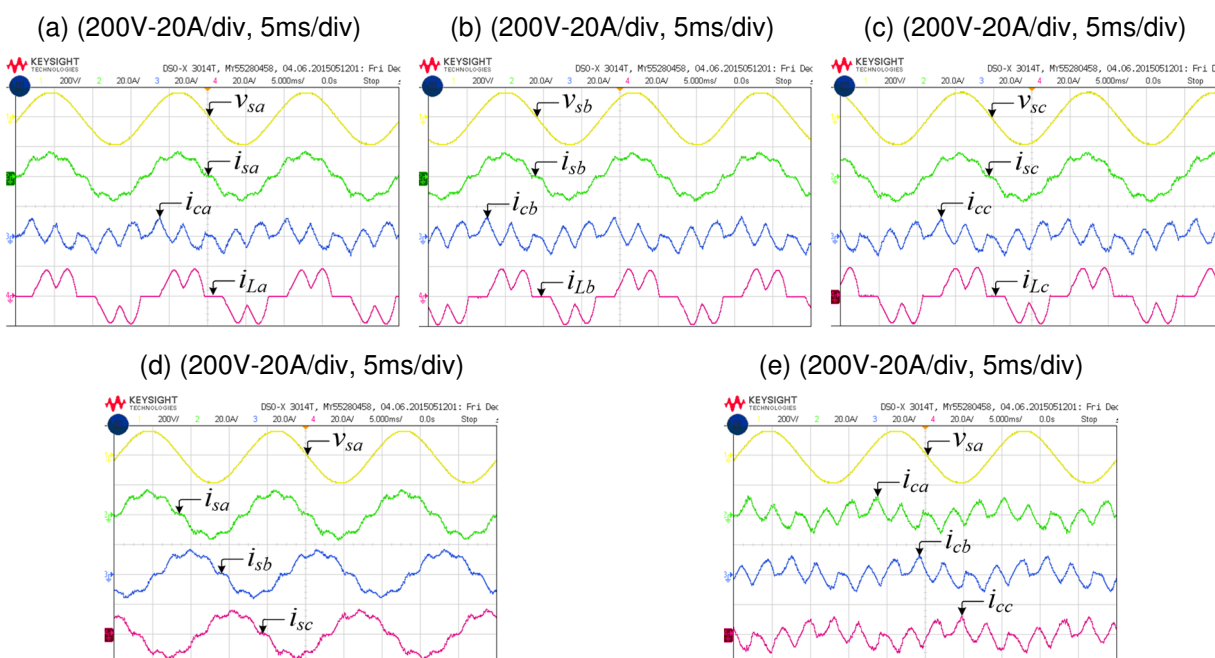
Por fim, é possível notar um aumento no fator de potência global (λ), o qual ficou em $\cong 0,98$, devido a compensação de $(i_v - 0,5i_{v5})$.

7.1.3.6 Caso 6: compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v7})$

A Figura 106 ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 1, na qual as parcelas de corrente $(i_r^b + i^u + (i_v - i_{v7}))$ são compensadas, ou seja, não compensa a 7^a harmônica da corrente i_v .

A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 106-(a). As mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 106-(b) e (c) respectivamente. Conforme esperado, é possível notar que as correntes resultantes tornaram-se distorcidas devido a não compensação da 7^a harmônica presente na corrente i_v .

Figura 106 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 6), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v7})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

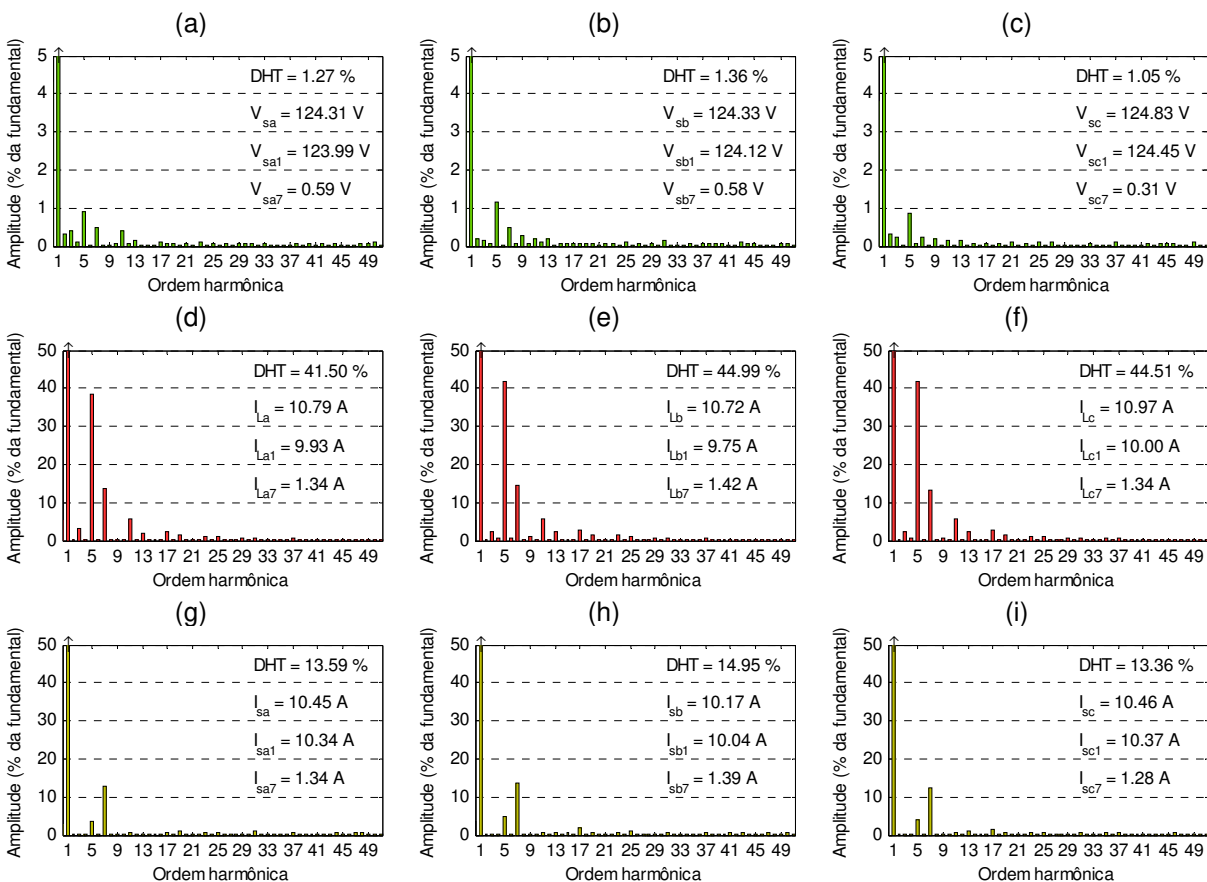
A Figura 106-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 106-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 107-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,27%, 1,36% e 1,05% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 107-(d,e,f). As DHT's das correntes da carga obtidas para as fases 'a', 'b' e 'c' foram de 41,50%, 44,99% e 44,51%, respectivamente. O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 107-(g,h,i).

Para as correntes da carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , as respectivas componentes harmônicas de 7^a ordem foram de 13,50%, 14,65% e 13,35% (FFT).

Figura 107 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 6 - espectro harmônico), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v7})$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

Após a compensação, as componentes harmônicas de quinta ordem obtidas foram de 12,99%, 13,82% e 12,37% para as correntes da rede nas fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

É possível observar que mesmo eliminando a 7^a harmônica da corrente i_v (nas referências de corrente da CPT), houve uma pequena redução nesta de $\cong 3,8\%$, $\cong 5,6\%$ e $\cong 7,3\%$ para as fases 'a', 'b' e 'c' (após a compensação). Essas pequenas diferenças, conforme mencionado anteriormente, podem ser atribuídas parcialmente ao esforço do FAPP em compensar a corrente i_v sem a 7^a harmônica e minimamente atribuída a DHT das tensões da rede, uma vez que estas são relativamente pequenas. Além disso, não linearidades presentes no modelo do protótipo também podem contribuir para essas pequenas diferenças.

A Tabela 27 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 6. Para este caso, a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 166 VA$ ($\cong 4\%$). A potência ativa (P) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 233 W$ para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

A potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 609 VA$ (67%) a qual está relacionada com a corrente i_r^b . A potência de desbalanço (U), resultou em um valor de $\cong 82 VA$, a qual pode ser considerada aceitável, uma vez que esta representa apenas 2,1% da potência aparente (com compensação). A potência residual (D) foi reduzida em $\cong 1061 VA$ (66%) devido a compensação parcial ($i_v - i_{v7}$).

Tabela 27 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 6): compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v7})$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v7})$
Potência Aparente – A [VA]	4020,46	3854,39
Potência Ativa – P [W]	3569,73	3802,64
Potência Reativa – Q [VA]	910,96	302,25
Potência de Desbalanço – U [VA]	49,11	82,05
Potência Residual – D [VA]	1605,35	544,80
Fator de Potência - λ	0,8885	0,9864
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3977	0,1411
Fator de Reatividade - λ_Q	0,2443	0,0807
Fator de Assimetria - λ_U	0,0135	0,0208

Fonte: Próprio autor.

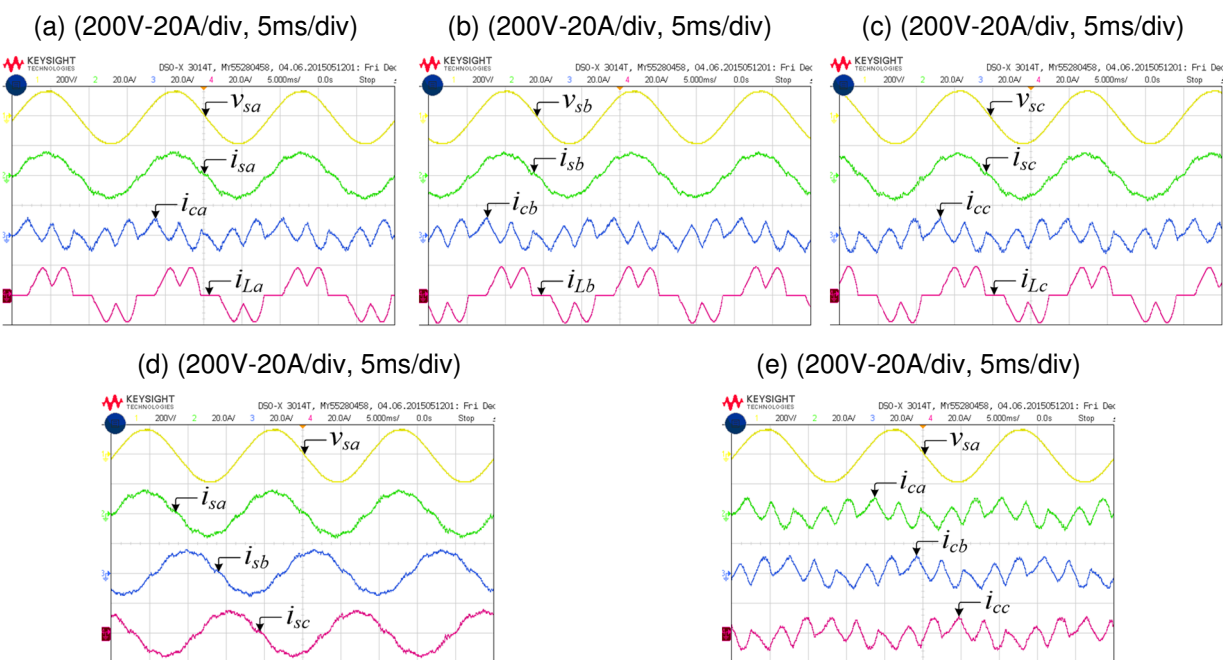
Por fim, é possível notar um aumento no fator de potência global (λ), o qual alcançou $\cong 0,98$, devido a compensação de $(i_v - i_{v7})$.

7.1.3.7 Caso 7: compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v7})$

O último caso para a carga 1 também emprega o algoritmo proposto no capítulo 3 para compensação seletiva das harmônicas presente na corrente i_v .

A Figura 108 ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 1, na qual as parcelas de corrente $(i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v7}))$ são compensadas, ou seja, compensa 50% da 7^a harmônica presente na corrente i_v .

Figura 108 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 7), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v7})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

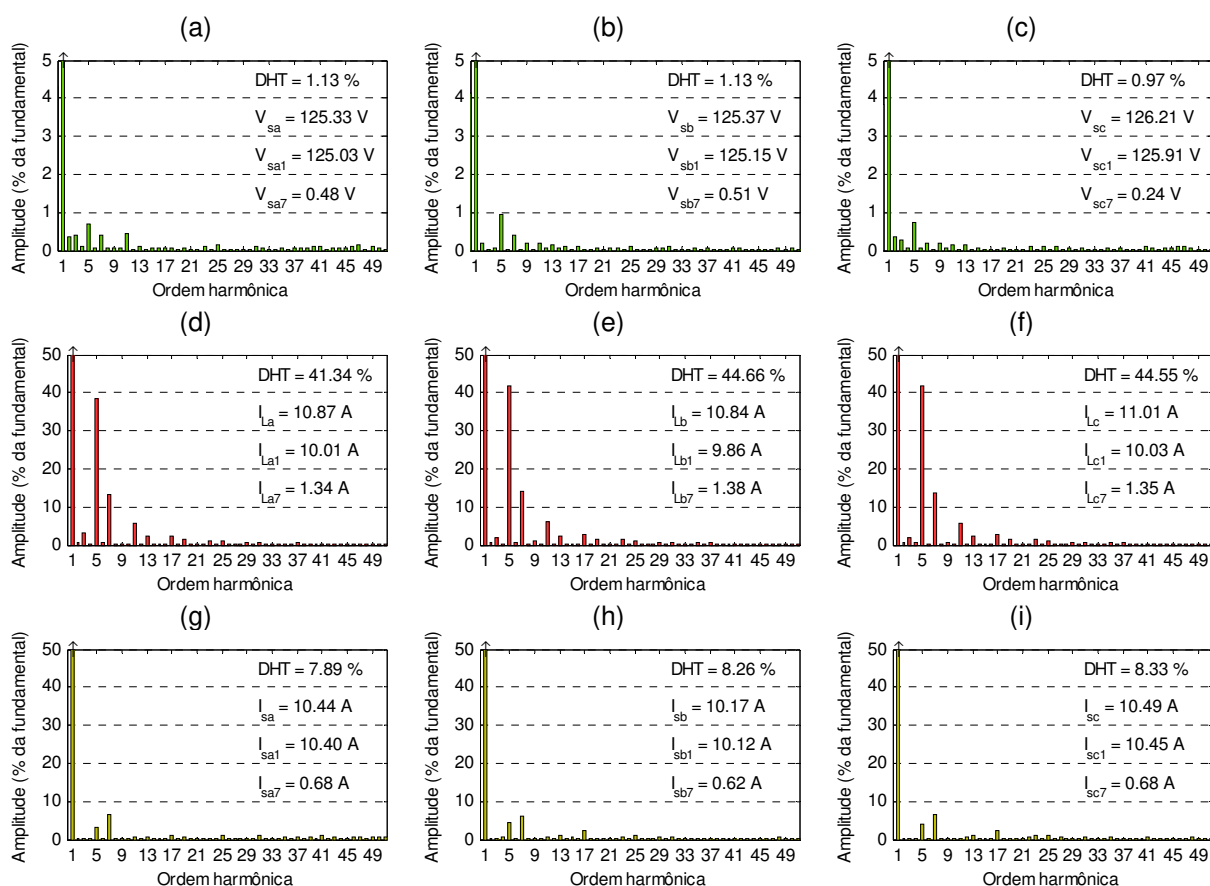
A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 108-(a). As mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 108-(b) e (c) respectivamente. É possível observar que as correntes resultantes ficaram menos distorcidas se comparadas ao caso 6 devido a compensação parcial da 7^a harmônica presente na corrente i_v .

A Figura 108-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 108-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 109-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,13%, 1,13% e 0,97% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 109-(d,e,f). As DHT's das correntes da carga obtidas para as fases 'a', 'b' e 'c' foram de 41,34%, 44,66% e 44,55% respectivamente. O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 109-(g,h,i).

Figura 109 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 7 - espectro harmônico), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v7})$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

Para as correntes da carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , as respectivas componentes harmônicas de 7ª ordem foram de 13,43%, 14,15% e 13,41% (FFT). Após a

compensação, as componentes harmônicas de 7^a ordem obtidas foram de 6,54%, 6,08% e 6,51% para as correntes da rede nas fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

Neste caso, a redução obtida para as harmônicas de 5^a ordem foram de $\cong 51,3\%$, $\cong 57\%$ e $\cong 51,4\%$ para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente (após a compensação). Os valores obtidos na redução das harmônicas de 7^a podem ser considerados satisfatórios, uma vez que o valor teórico foi de 50% e conforme mencionado anteriormente, não linearidades presentes no modelo do protótipo podem contribuir para as diferenças observadas.

A Tabela 28 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 7. É possível notar que neste caso, a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 192 VA$ ($\cong 4,7\%$). A potência ativa (P) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 237 W$ para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

A potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 624 VA$ (67%) a qual está relacionada com a corrente i_r^b . A potência de desbalanço (U), resultou em um valor de $\cong 83 VA$, a qual pode ser considerada aceitável, uma vez que esta representa apenas 2,1% da potência aparente (com compensação). A potência residual (D) foi reduzida em $\cong 1296 VA$ (80%) devido a compensação parcial ($i_v - 0,5i_{v7}$).

Por fim, é possível notar um aumento no fator de potência global (λ), o qual ficou em $\cong 0,99$.

Tabela 28 – Resultados experimentais (Carga 1 – Caso 7): compensando $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v7})$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação $i_r^b + i^u + (i_v - 0,5i_{v7})$
Potência Aparente – A [VA]	4085,56	3893,63
Potência Ativa – P [W]	3630,09	3866,74
Potência Reativa – Q [VA]	931,49	307,89
Potência de Desbalanço – U [VA]	37,60	83,51
Potência Residual – D [VA]	1623,44	327,10
Fator de Potência - λ	0,8891	0,9931
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3956	0,0830
Fator de Reatividade - λ_Q	0,2451	0,0807
Fator de Assimetria - λ_U	0,0091	0,0207

Fonte: Próprio autor.

7.1.4 Resultados experimentais considerando a carga 2 (carga desbalanceada)

Nesta seção, seis casos são analisados a fim de verificar o comportamento e o desempenho do algoritmo da CPT na compensação/não compensação do desequilíbrio das correntes da carga.

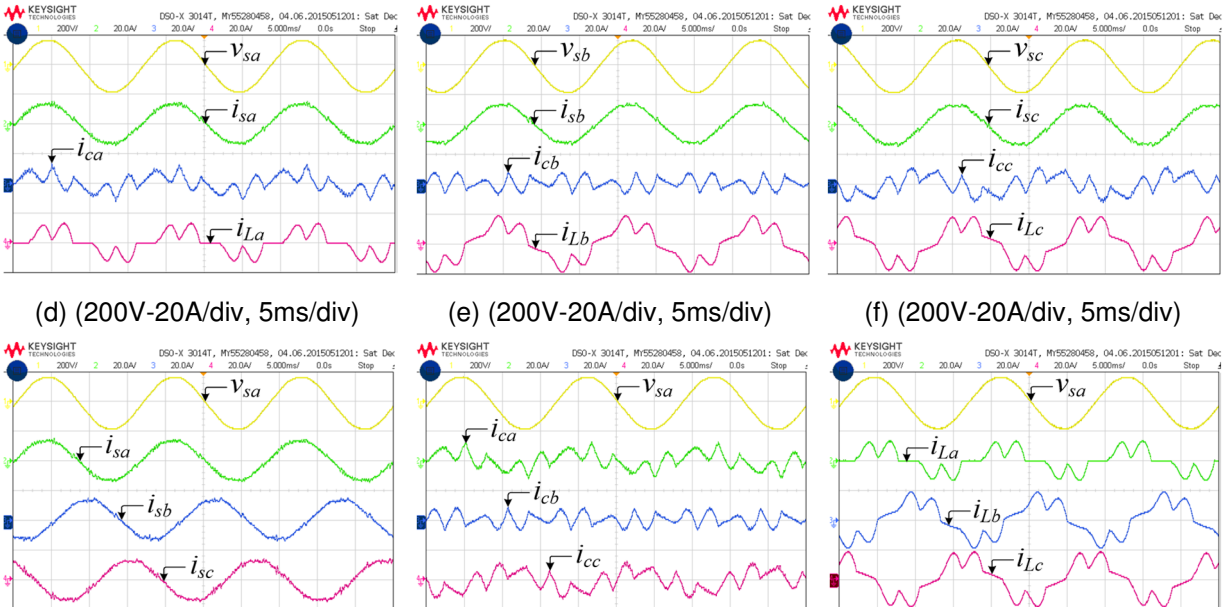
7.1.4.1 Caso 1: compensando $i_r^b + i^u + i_v$

A Figura 110 ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 2 (retificador trifásico com carga RC + uma carga RL conectada entre as fases 'b' e 'c' para promover o desequilíbrio), na qual todas as parcelas de corrente são compensadas ($i_v + i_r^b + i^u$). A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 110-(a), enquanto que as mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 110-(b) e (c) respectivamente.

É possível observar que as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede ficaram praticamente em fase com as respectivas tensões, logo, resultando em um fator de potência, aproximadamente, unitário. Ainda é possível notar que devido as tensões de fase terem uma forma de onda senoidal, as correntes resultantes da rede apresentam formato, aproximadamente, senoidal (característica da CPT).

Além disso, as correntes da rede se tornaram balanceadas devido à compensação da corrente i^u . A Figura 110-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 110-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP. Finalmente a Figura 110-(f) ilustra as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} drenadas pela carga. Nessa ilustração, é possível notar que para a carga considerada as correntes da carga são desbalanceadas, logo, $i^u \neq 0$.

Figura 110 – Resultados experimentais (Carga 2), compensando $i_v + i_r^b + i^u$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} ; (f) tensão v_{sa} , correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} .
 (a) (200V-20A/div, 5ms/div) (b) (200V-20A/div, 5ms/div) (c) (200V-20A/div, 5ms/div)



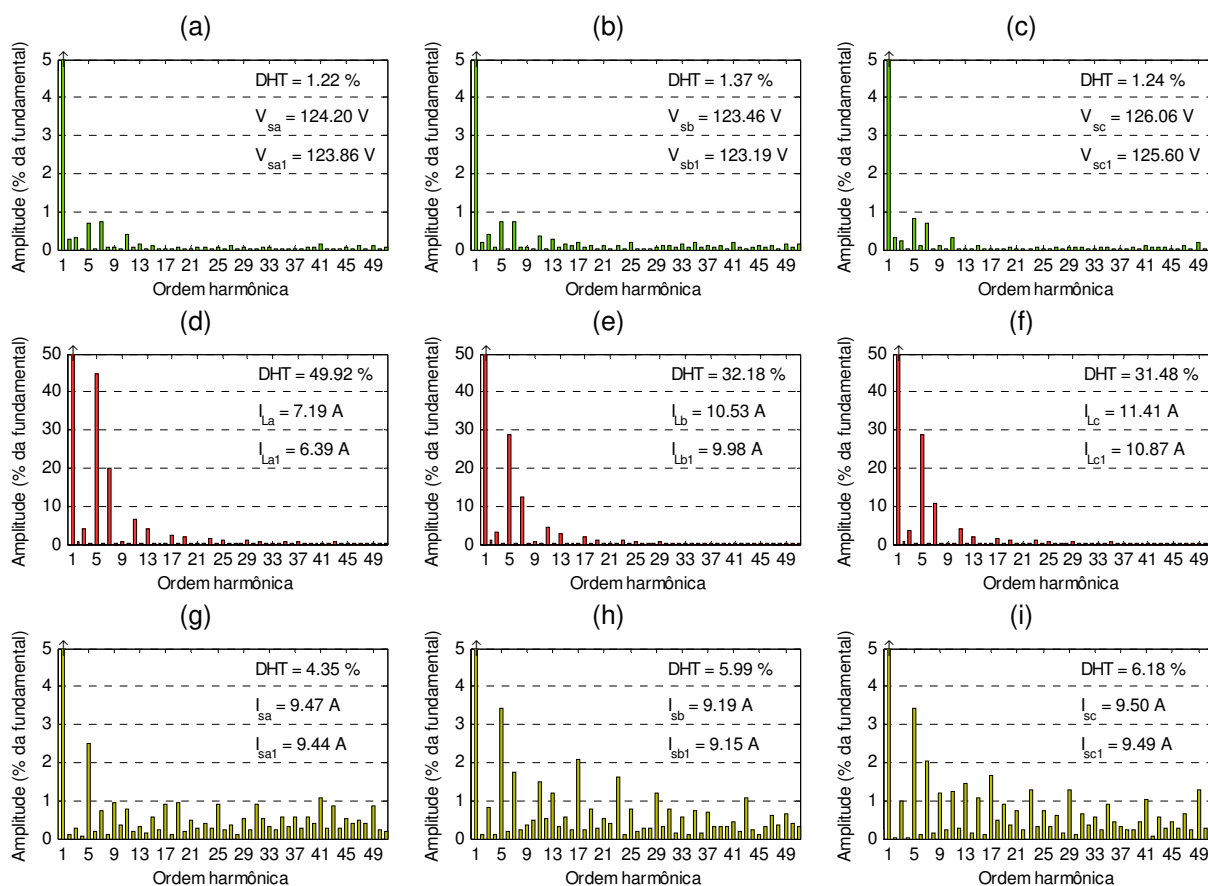
Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 111-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,22%, 1,37% e 1,24% para as fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’ respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 111-(d,e,f). É possível observar que a DHT obtida para a fase ‘a’, ‘b’ e ‘c’ foi de 49,92%, 32,18% e 31,48%, respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 111-(g,h,i) no qual se obteve uma DHT de 4,35%, 5,99% e 6,18% para as fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’ respectivamente. Desse modo, as DHT’s foram reduzidas em $\cong 91\%$, $\cong 81\%$ e $\cong 80\%$ para as fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’, as quais podem ser consideradas satisfatórias para a carga considerada conforme já explicado para a “Carga 1 - Caso 1”, além do fato de que não linearidades presentes no modelo do protótipo podem contribuir para as diferenças observadas bem como o esforço do FAPP para compensar o desequilíbrio de corrente entre as fases.

Figura 111 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 1 - espectro harmônico), compensando $i_v + i_r^b + i^u$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 29 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 1, indicando os valores sem e com a compensação. É possível notar que a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 174$ VA (4,7%). Por outro lado a potência ativa (P) sofreu um acréscimo de $\cong 200$ W para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

A potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 312$ VA (51%). Cabe lembrar que a potência reativa é definida pela CPT como sendo um termo não conservativo, sendo afetada pela distorção presente na tensão e pela variação da frequência. Além disso, Q é dada em função de i_r^b . Importante também lembrar que $i^u = i_a^u + i_r^u$, ou seja, a corrente de desbalanço i^u tem uma parcela do reativo que neste caso corresponde em sua maior parte a carga RL conectada entre as fases 'b' e 'c'.

A potência de desbalanço (U), neste caso, foi reduzida em $\cong 872$ VA ($\cong 93\%$), mostrando que o algoritmo atuou de forma eficiente na compensação do desbalanço entre as correntes da carga. É possível ainda notar que a potência de desbalanço

resultante foi de $\cong 68 \text{ VA}$ a qual representa apenas 1,95% da potência aparente compensada.

A potência residual (D) devida as não linearidades entre as formas de onda das tensões da rede e as correntes da carga foi reduzida em $\cong 83\%$. Além disso, o fator de potência global (λ) foi elevado de 0,89 para $\cong 0,99$, ficando muito próximo da unidade conforme esperado.

Tabela 29 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 1): compensando $i_v + i_r^b + i^u$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação ($i_v + i_r^b + i^u$)
Potência Aparente – A [VA]	3666,10	3491,93
Potência Ativa – P [W]	3272,97	3473,00
Potência Reativa – Q [VA]	606,52	294,68
Potência de Desbalanço – U [VA]	940,27	67,95
Potência Residual – D [VA]	1212,67	201,57
Fator de Potência - λ	0,8924	0,9944
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3302	0,0573
Fator de Reatividade - λ_Q	0,1797	0,0863
Fator de Assimetria - λ_U	0,2709	0,0197

Fonte: Próprio autor.

7.1.4.2 Caso 2: compensando somente i_v

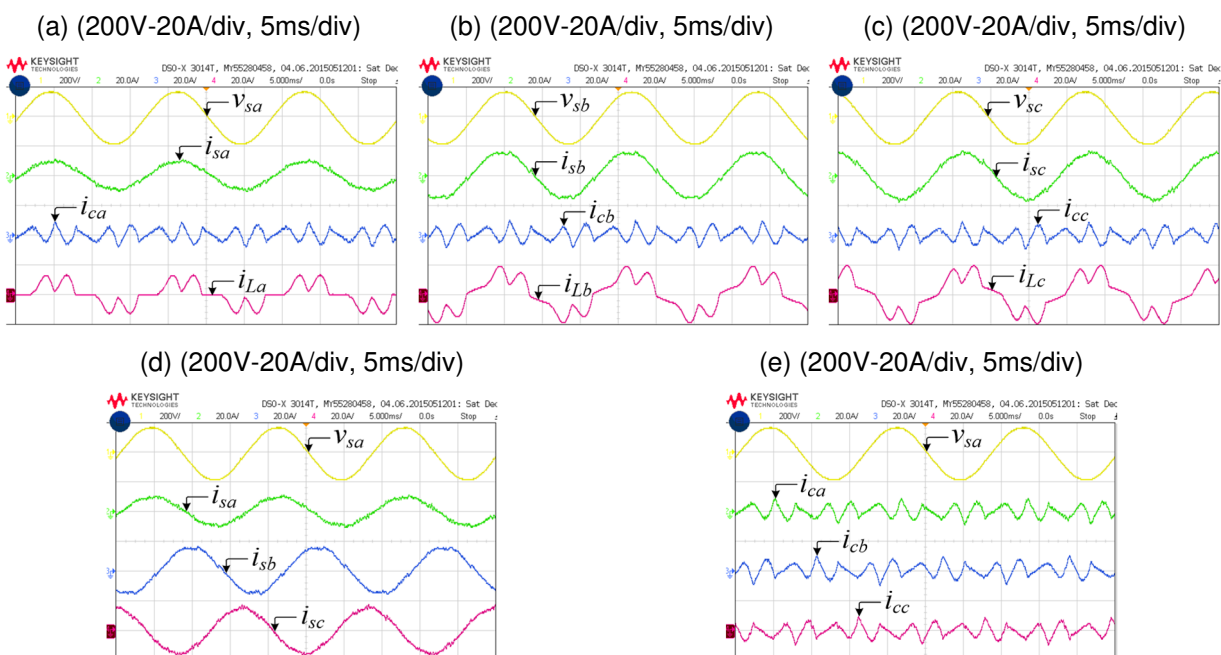
A Figura 112 ilustra os resultados obtidos experimentalmente para a carga 2 na qual somente a corrente i_v é compensada. A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 112-(a), enquanto que as mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 112-(b) e (c), respectivamente.

É possível observar que embora as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede apresentam alguma distorção em sua forma de onda, estas se tornaram mais próximas de uma forma de onda senoidal.

Além disso, é possível notar que as correntes da rede permaneceram desbalanceadas devido à não compensação da corrente i^u . A Figura 112-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação.

Finalmente, a Figura 112-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

Figura 112 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 2), compensando i_v : (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .

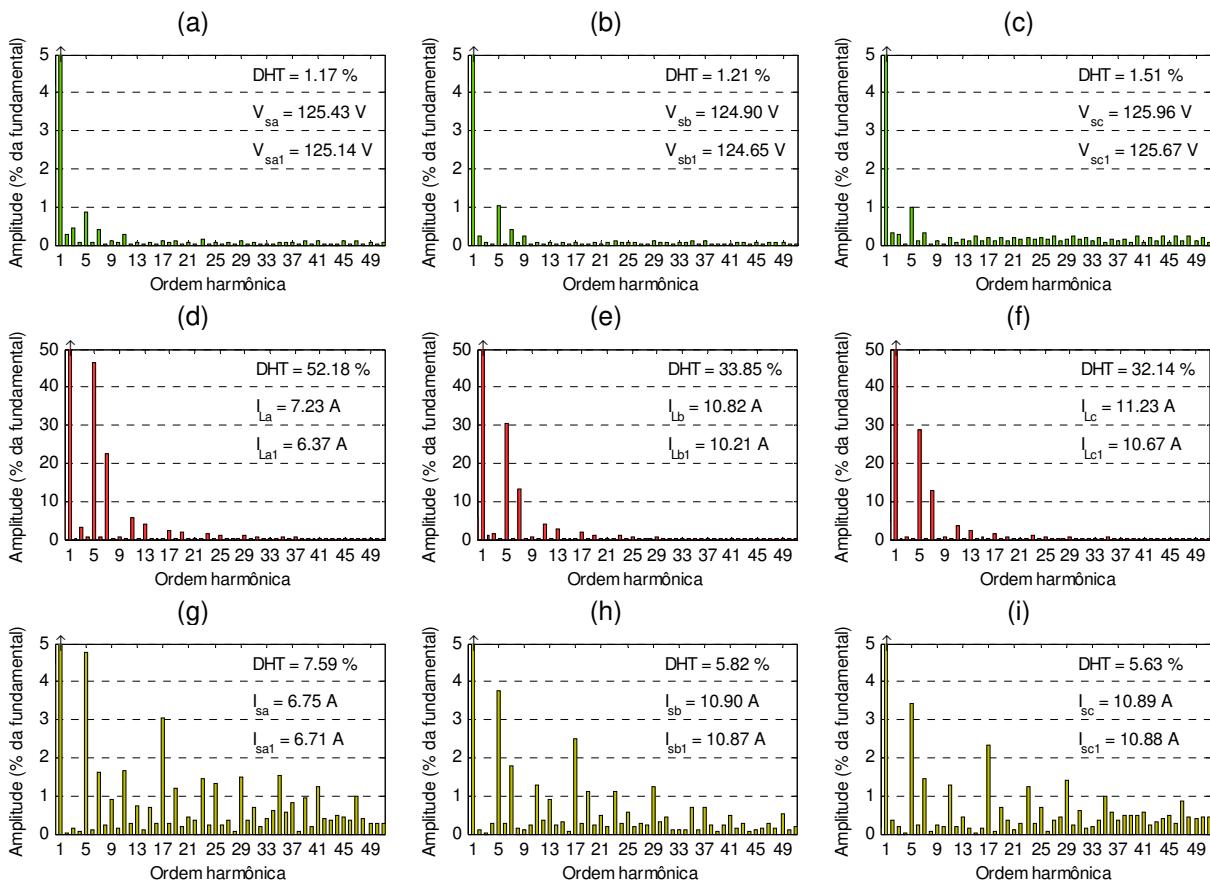


Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 113-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,17%, 1,21% e 1,51% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 113-(d,e,f). É possível observar que a DHT obtida para a fase 'a', 'b' e 'c' foi de 52,18%, 33,85% e 32,14%, respectivamente. O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 113-(g,h,i) no qual se obteve uma DHT de 7,59%, 5,82% e 5,63% para as fases 'a', 'b' e 'c'. Desse modo, as DHTs foram reduzidas em $\cong 85\%$, $\cong 83\%$ e $\cong 82\%$ para as fases 'a', 'b' e 'c', as quais podem ser consideradas satisfatórias para a carga considerada. Além disso, mesmo que as DHTs das tensões sejam pequenas, estas indicam que as correntes compensadas não serão isentas de harmônicas (característica da CPT).

Figura 113 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 2 - espectro harmônico), compensando i_v :
 (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g)
 corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 30 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 2, indicando as grandezas para a carga e com a compensação. É possível notar que a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 70 VA$ ($\cong 1,9\%$). Além disso, a potência ativa (P) sofreu um acréscimo de $\cong 189 W$ para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

Mesmo não compensando a corrente i_r^b , a potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 291 VA$ (47%). Neste caso, a redução da potência reativa pode ser justificada em função da própria redução do conteúdo harmônico das correntes, a qual reflete em um aumento do fator de potência global, reduzindo, assim, a potência residual e a potência reativa (lembrando que por definição, a potência aparente coletiva é dada por $A_\Sigma = \sqrt{P_\Sigma^2 + Q_\Sigma^2 + U^2 + D_\Sigma^2}$ e o fator de potência global por $\lambda_\Sigma = P_\Sigma / A_\Sigma$). Além disso, as limitações impostas pelo controlador de corrente utilizado (PI) conforme já mencionada, pode ter uma pequena contribuição.

A potência de desbalanço (U), neste caso, sofreu um pequeno aumento de $\cong 19,7 VA$, o qual representa apenas 2%, podendo ser considerada satisfatória se for levado em conta que a corrente i^u não foi compensada.

A potência residual (D) devida as não linearidades entre as formas de onda das tensões da rede e as correntes da carga foi reduzida em $\cong 82\%$. Além disso, o fator de potência global (λ) foi elevado de 0,88 para $\cong 0,95$ em função da compensação somente da corrente i_v .

Tabela 30 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 2): compensando i_v .

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação (i_v)
Potência Aparente – A [VA]	3709,86	3639,53
Potência Ativa – P [W]	3289,04	3477,71
Potência Reativa – Q [VA]	615,94	324,54
Potência de Desbalanço – U [VA]	980,04	999,82
Potência Residual – D [VA]	1264,36	220,74
Fator de Potência - λ	0,8858	0,9549
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3406	0,0597
Fator de Reatividade - λ_Q	0,1822	0,0912
Fator de Assimetria - λ_U	0,2813	0,2758

Fonte: Próprio autor.

7.1.4.3 Caso 3: compensando somente i^u

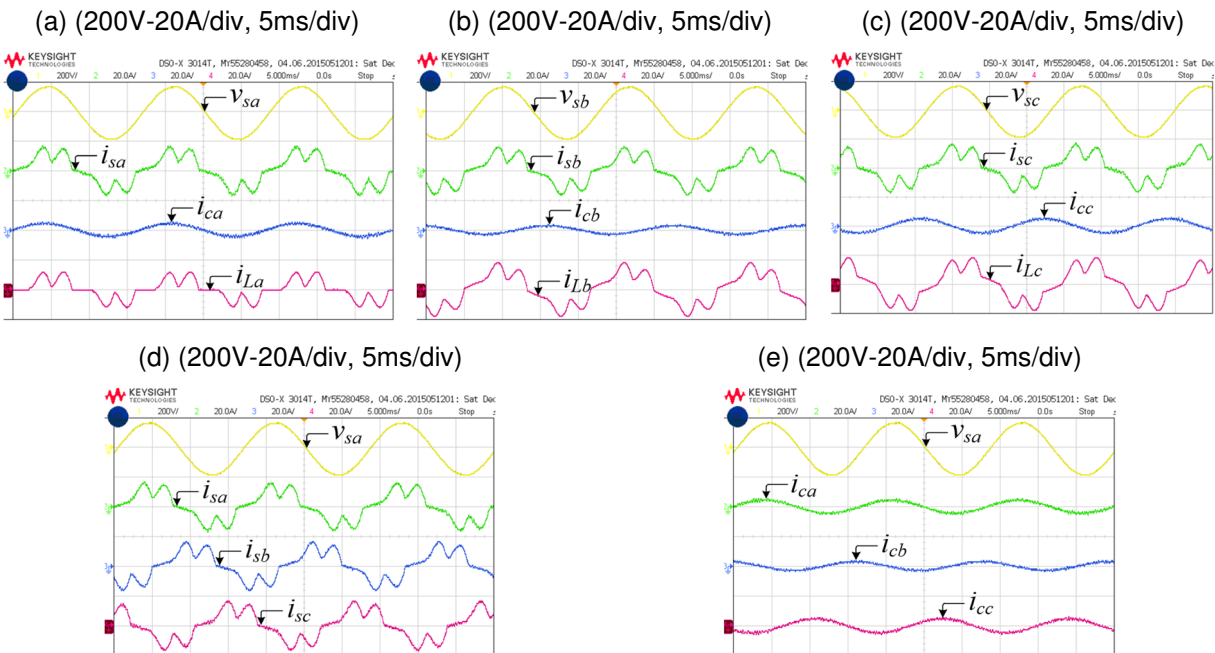
A Figura 114 ilustra os resultados obtidos para a carga 2 na qual somente a corrente i^u é compensada. A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 114-(a), enquanto que as mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 114-(b) e (c) respectivamente.

É possível observar que as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede apresentam distorção em sua forma de onda devido a não compensação de i_v , no entanto, as mesmas tornaram-se equilibradas e com a mesma forma de onda.

A Figura 114-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 114-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP. Ainda é possível observar que as

correntes de compensação são senoidais e desequilibradas, já que $i^u = i_a^u + i_r^u$ e o fato das tensões da rede serem senoidais.

Figura 114 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 3), compensando i^u : (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



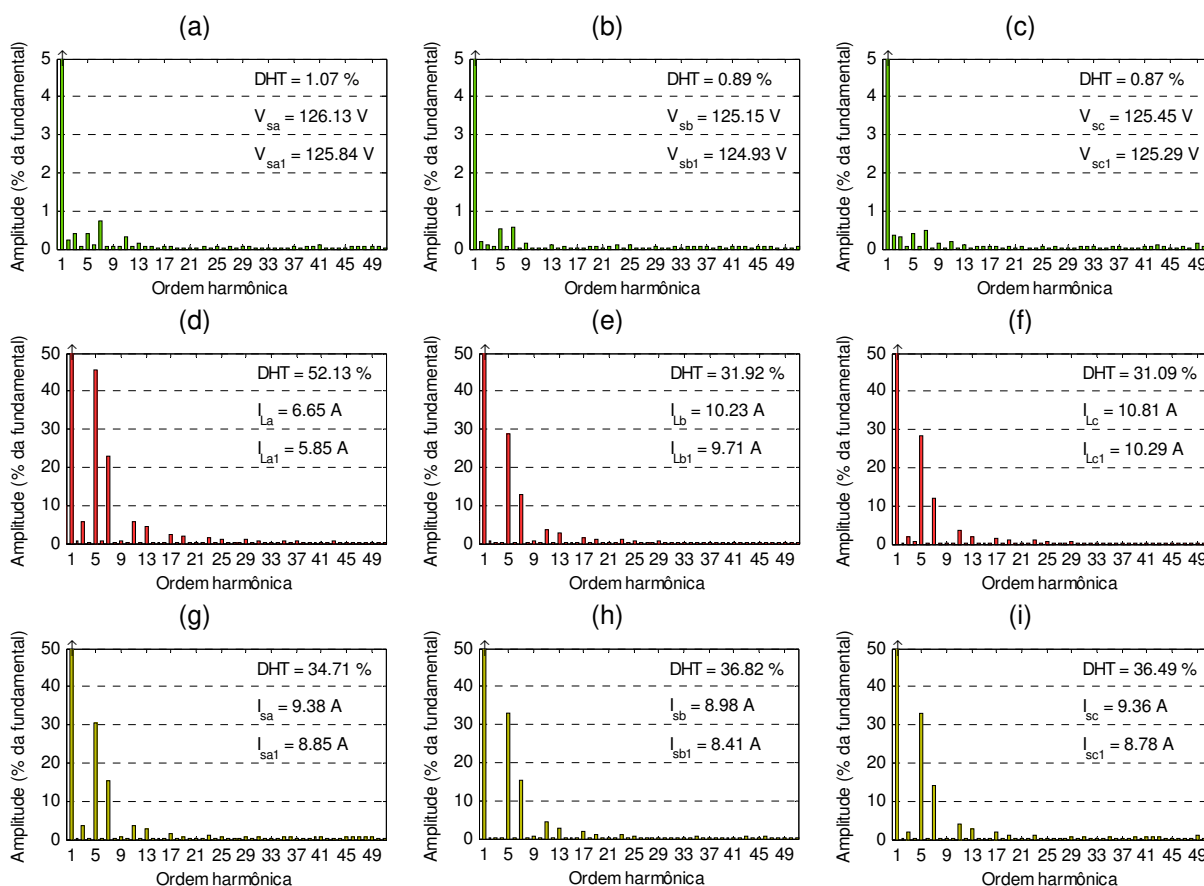
Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 115-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,07%, 0,89% e 0,87% para as fases 'a', 'b' e 'c'.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 115-(d,e,f). É possível observar que a DHT obtida para a fase 'a', 'b' e 'c' foi de 52,13%, 31,92% e 31,09%, respectivamente. O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 115-(g,h,i) no qual se obteve uma DHT de 34,71%, 36,82% e 36,49% para as fases 'a', 'b' e 'c'. Para este caso, como somente a corrente i^u foi compensada, é possível observar que somente a fase 'a' teve a DHT reduzida, de modo que as DHTs resultantes permaneceram, aproximadamente, iguais entre as fases 'a', 'b' e 'c' (a maior diferença foi de 5,7% entre as fases 'a' e 'c').

Figura 115 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 3 - espectro harmônico), compensando i^u :

(a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 31 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 3, indicando as grandezas para a carga e com a compensação. É possível notar que a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 53$ VA ($\cong 1,5\%$). Além disso, a potência ativa (P) sofreu um acréscimo de $\cong 136$ W para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

Mesmo não compensando a corrente i_r^b , a potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 306$ VA (56%). Para este caso, a redução da potência reativa pode ser atribuída ao aumento do fator de potência global, que por definição é dado por $\lambda = P_{\Sigma} / \sqrt{P_{\Sigma}^2 + Q_{\Sigma}^2 + U^2 + D_{\Sigma}^2}$. Além disso, o aumento do fator de potência global neste caso, é decorrente da redução da parcela reativa da potência U de desbalanço ($U = \sqrt{U_a^2 + U_r^2}$).

A potência de desbalanço (U), neste caso, foi reduzida em $\cong 918$ VA ($\cong 91\%$) em função da compensação da corrente i^u .

A potência residual (D) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 3,8 \text{ VA}$ ($\cong 0,3\%$) o qual pode ser considerado aceitável já que a corrente i_v não foi compensada. Por fim, o fator de potência global (λ) foi elevado de 0,88 para $\cong 0,93$ em função da compensação da corrente i_r^u .

Tabela 31 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 3): compensando i^u .

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação (i^u)
Potência Aparente – A [VA]	3519,86	3467,02
Potência Ativa – P [W]	3113,75	3250,01
Potência Reativa – Q [VA]	547,02	240,91
Potência de Desbalanço – U [VA]	1006,19	87,59
Potência Residual – D [VA]	1173,00	1176,78
Fator de Potência - λ	0,8839	0,9374
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3328	0,3386
Fator de Reatividade - λ_Q	0,1717	0,0725
Fator de Assimetria - λ_U	0,3039	0,0268

Fonte: Próprio autor.

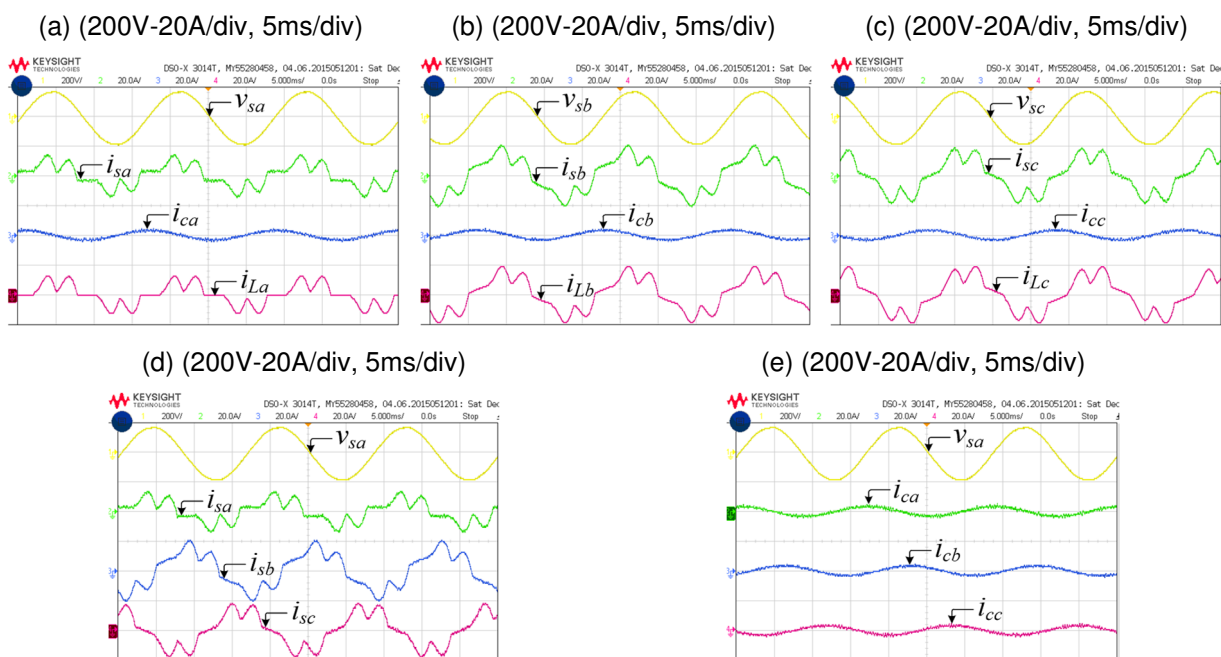
7.1.4.4 Caso 4: compensando somente i_r^b

A Figura 116 ilustra os resultados obtidos para a carga 2 na qual somente a corrente i_r^b é compensada. A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 116-(a), enquanto que as mesmas grandezas relacionadas as fases ‘b’ e ‘c’ são ilustradas na Figura 116-(b) e (c).

É possível observar que as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede apresentam distorção em sua forma de onda devido a não compensação de i_v , e além disso, as mesmas estão desequilibradas, fato decorrente da não compensação da corrente i^u .

A Figura 116-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. A Figura 116-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP. Ainda é possível observar que as correntes de compensação são senoidais e equilibradas, já que somente i_r^b é compensada e as tensões da rede possuem distorções reduzidas.

Figura 116 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 4), compensando i_r^b : (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



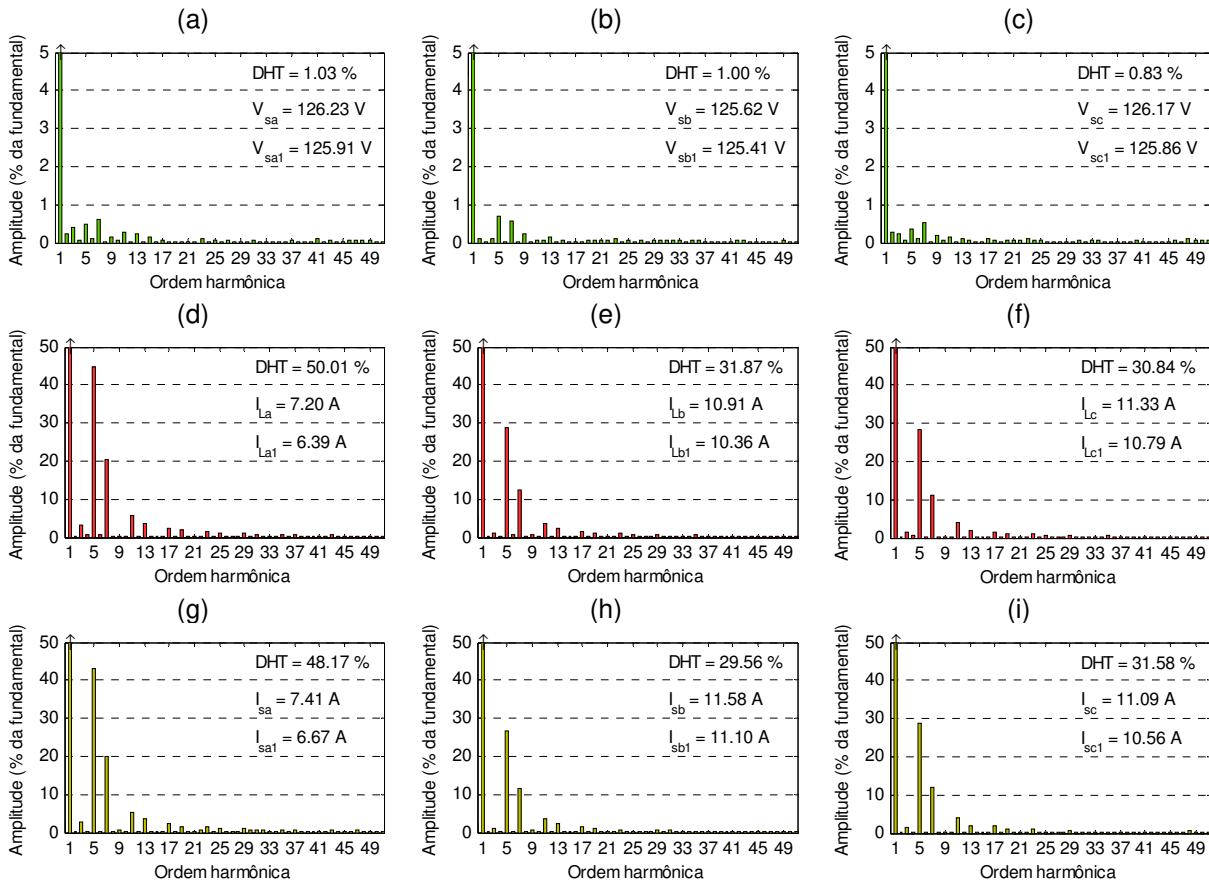
Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 117-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,03%, 1,00% e 0,83% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 117-(d,e,f). É possível observar que a DHT obtida para a fase 'a', 'b' e 'c' foi de 50,01%, 31,87% e 30,84%, respectivamente. O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 117-(g,h,i) no qual se obteve uma DHT de 48,17%, 29,56% e 31,58% para as fases 'a', 'b' e 'c'. Para este caso, como somente a corrente i_r^b foi compensada, é possível observar que as DHTs sofreram pequenas modificações, de modo que, os espectros harmônicos das correntes da rede se mantivessem iguais aos da carga.

Figura 117 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 4 - espectro harmônico), compensando i_r^b :

(a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 32 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 4, indicando as grandezas para a carga e com a compensação. É possível notar que a potência aparente (A) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 91$ VA ($\cong 2,4\%$) devido ao esforço do FAPP em compensar somente a corrente i_r^b . Além disso, a potência ativa (P) sofreu um acréscimo de $\cong 137$ W para compensar as perdas da estrutura do FAPP, enquanto a potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 319$ VA (54%) devida a compensação da corrente i_r^b .

A potência de desbalanço (U), sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 12$ VA, o qual pode ser considerado aceitável uma vez que esta representa apenas 1,1%, considerando que a corrente i^u não foi compensada.

Do mesmo modo, a potência residual (D) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 2,6$ VA ($\cong 0,2\%$) o qual pode ser considerado aceitável levando em conta o fato de que a corrente i_r não foi compensada. Por fim, o fator de potência global (λ) não

apresentou alteração significativa, o qual foi de 0,89 para $\cong 0,90$ conforme esperado considerando que as correntes $i^u + i_v$ não foram compensadas.

Tabela 32 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 4): compensando i_r^b .

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação (i_r^b)
Potência Aparente – A [VA]	3748,96	3840,41
Potência Ativa – P [W]	3340,80	3477,79
Potência Reativa – Q [VA]	589,30	270,15
Potência de Desbalanço – U [VA]	1008,28	1020,16
Potência Residual – D [VA]	1234,28	1236,89
Fator de Potência - λ	0,8910	0,9057
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3287	0,3215
Fator de Reatividade - λ_Q	0,1710	0,0797
Fator de Assimetria - λ_U	0,2855	0,2810

Fonte: Próprio autor.

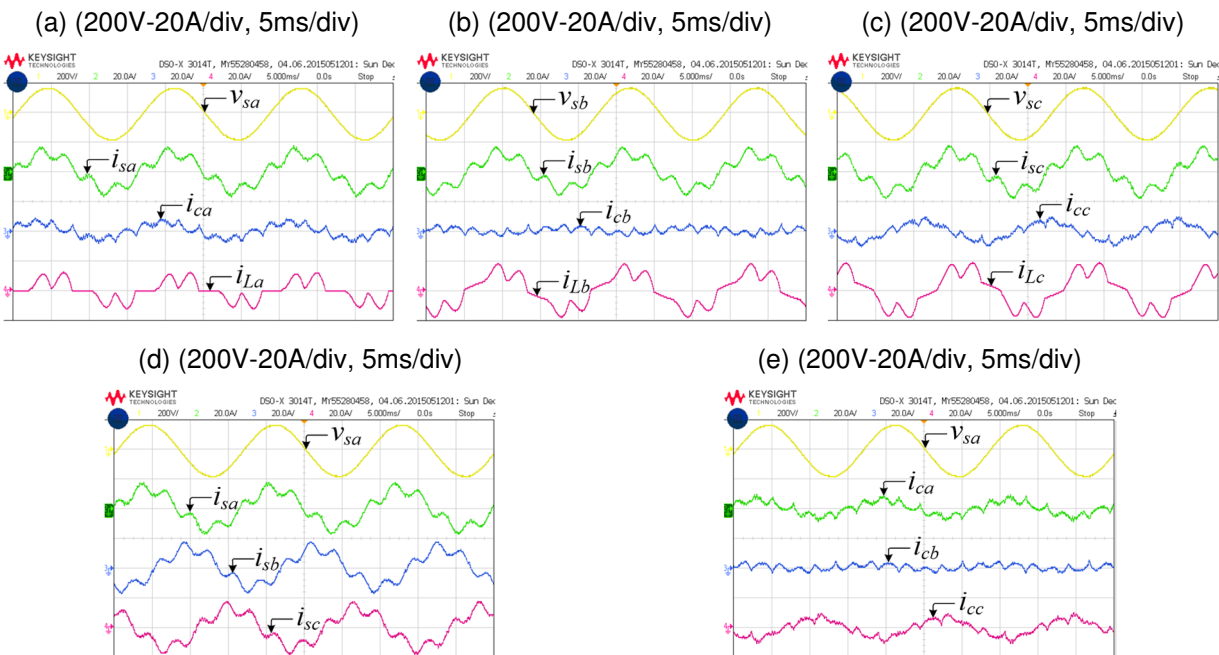
7.1.4.5 Caso 5: compensando somente $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$

A Figura 118 ilustra os resultados obtidos para a carga 2 na qual as parcelas $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$ são compensadas. A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 118-(a), enquanto que as mesmas grandezas relacionadas as fases 'b' e 'c' são ilustradas na Figura 118-(b) e (c).

É possível observar que as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede apresentam distorção em sua forma de onda devido à não compensação da 5ª harmônica presente na corrente i_v . Além disso, as mesmas estão equilibradas em função da compensação da corrente i^u .

A Figura 118-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. Por fim, a Figura 118-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP. É possível observar que as correntes de compensação são desequilibradas, de modo a tornar as correntes resultantes da rede equilibradas.

Figura 118 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 5) $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 119-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,09%, 0,79% e 0,83% para as fases 'a', 'b' e 'c'.

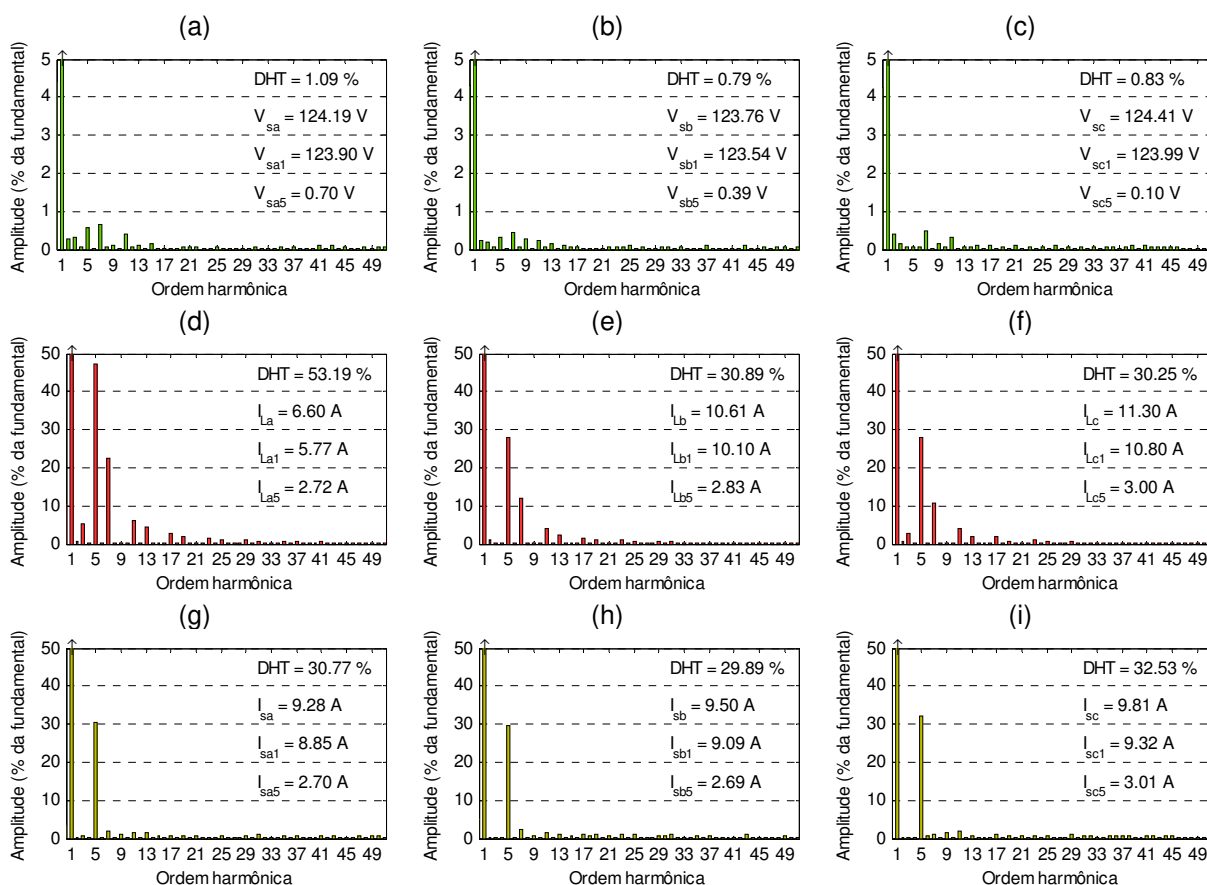
O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 119-(d,e,f). É possível observar que a DHT obtida para a fase 'a', 'b' e 'c' foi de 53,19%, 30,89% e 30,25%, respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 119-(g,h,i) no qual se obteve uma DHT de 30,77%, 29,89% e 32,53% para as fases 'a', 'b' e 'c' respectivamente. Para este caso, devido a compensação das correntes $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$, é possível notar que somente a fase 'a' teve uma redução expressiva da DHT, de modo que as DHTs resultantes ficaram aproximadamente iguais entre as fases 'a', 'b' e 'c' (a maior diferença foi de $\cong 8\%$ entre as fases 'b' e 'c').

Mesmo com a redução da DHT da corrente resultante na fase 'a', verificou-se que a corrente harmônica de 5ª ordem não teve alteração significativa ($2,72 A \cong 2,70 A$, diferença de apenas 0,73%), demonstrando o desempenho do algoritmo aplicado na compensação seletiva da corrente i_v . É possível ainda notar que todas

as componentes harmônicas de ordem diferente da 5ª foram reduzidas significativamente.

Figura 119 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 5 - espectro harmônico), compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$: (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 33 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 5, indicando as grandezas para a carga e com a compensação. É possível notar que a potência aparente (A) foi reduzida em $\cong 62 VA$ ($\cong 1,7\%$). Além disso, a potência ativa (P) sofreu um acréscimo de $\cong 176 W$ ($\cong 5,5\%$) para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

A potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 272 VA$ (47%). A potência de desbalanço (U), neste caso, foi reduzida em $\cong 959 VA$ ($\cong 92\%$) em função da compensação da corrente i^u .

A potência residual (D) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 126 VA$ ($\cong 11\%$) o qual pode ser atribuído a compensação parcial da corrente i_v . Por fim, o fator de

potência global (λ) foi elevado de 0,88 para $\cong 0,95$ em função da compensação das correntes $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$.

Tabela 33 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 5): compensando $i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$.

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação ($i_r^b + i^u + (i_v - i_{v5})$)
Potência Aparente – A [VA]	3596,73	3534,96
Potência Ativa – P [W]	3185,62	3361,94
Potência Reativa – Q [VA]	572,09	299,75
Potência de Desbalanço – U [VA]	1043,02	83,54
Potência Residual – D [VA]	1170,57	1044,16
Fator de Potência - λ	0,8848	0,9506
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3251	0,2948
Fator de Reatividade - λ_Q	0,1750	0,0898
Fator de Assimetria - λ_U	0,3067	0,0254

Fonte: Próprio autor.

7.1.4.6 Caso 6: compensando somente ($i_v - i_{v5}$)

A Figura 120 ilustra os resultados obtidos para a carga 2 na qual somente a parcela ($i_v - i_{v5}$) é compensada.

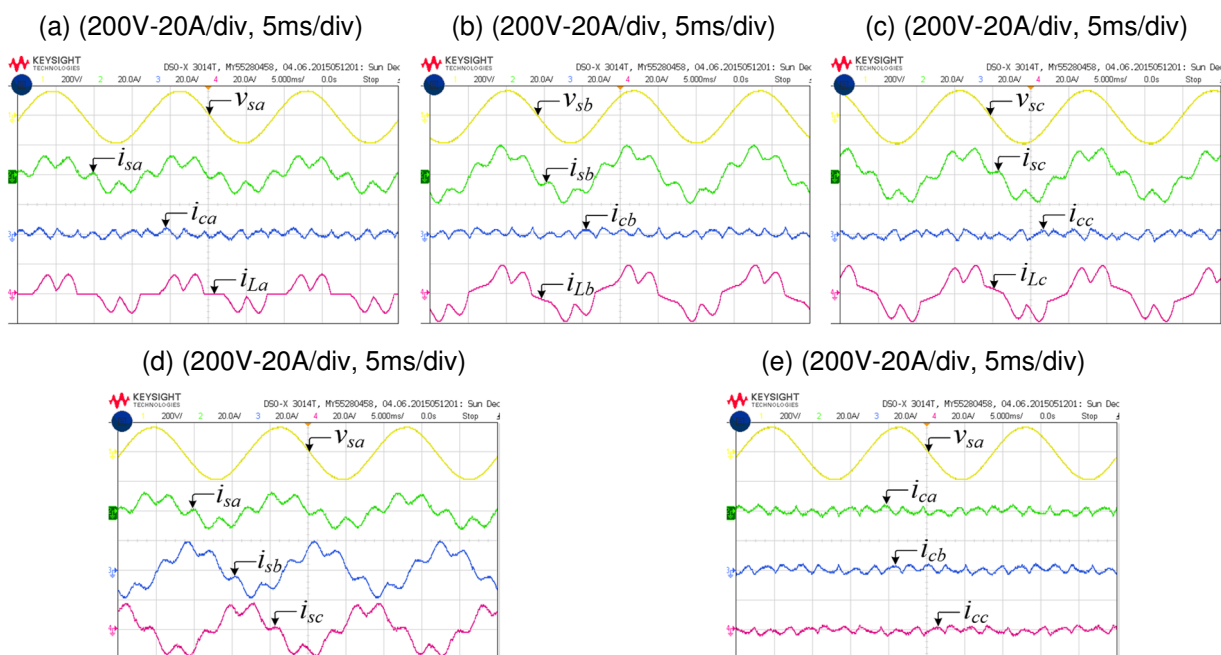
A tensão de fase v_{sa} , a corrente i_{sa} resultante da rede, a corrente i_{ca} imposta pelo FAPP e a corrente i_{La} da carga são ilustradas na Figura 120-(a), enquanto que as mesmas grandezas relacionadas as fases ‘b’ e ‘c’ são ilustradas na Figura 120-(b) e (c).

É possível observar que as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede apresentam distorções nas formas de onda em função da compensação parcial de i_v . Além disso, as mesmas estão desequilibradas, fato decorrente da não compensação da corrente i^u .

A Figura 120-(d) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} resultantes da compensação. Finalmente, a Figura 120-(e) ilustra a tensão v_{sa} e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} impostas pelo FAPP.

O espectro harmônico das tensões de fase v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} da rede é ilustrado na Figura 121-(a,b,c), no qual foi obtida uma DHT de 1,09%, 0,79% e 0,97% para as fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’.

Figura 120 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 6), compensando $i_v - i_{v5}$: (a) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{ca} e i_{La} ; (b) tensão v_{sb} , correntes i_{sb} , i_{cb} e i_{Lb} ; (c) tensão v_{sc} , correntes i_{sc} , i_{cc} e i_{Lc} ; (d) tensão v_{sa} , correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} ; (e) tensão v_{sa} , correntes i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} .



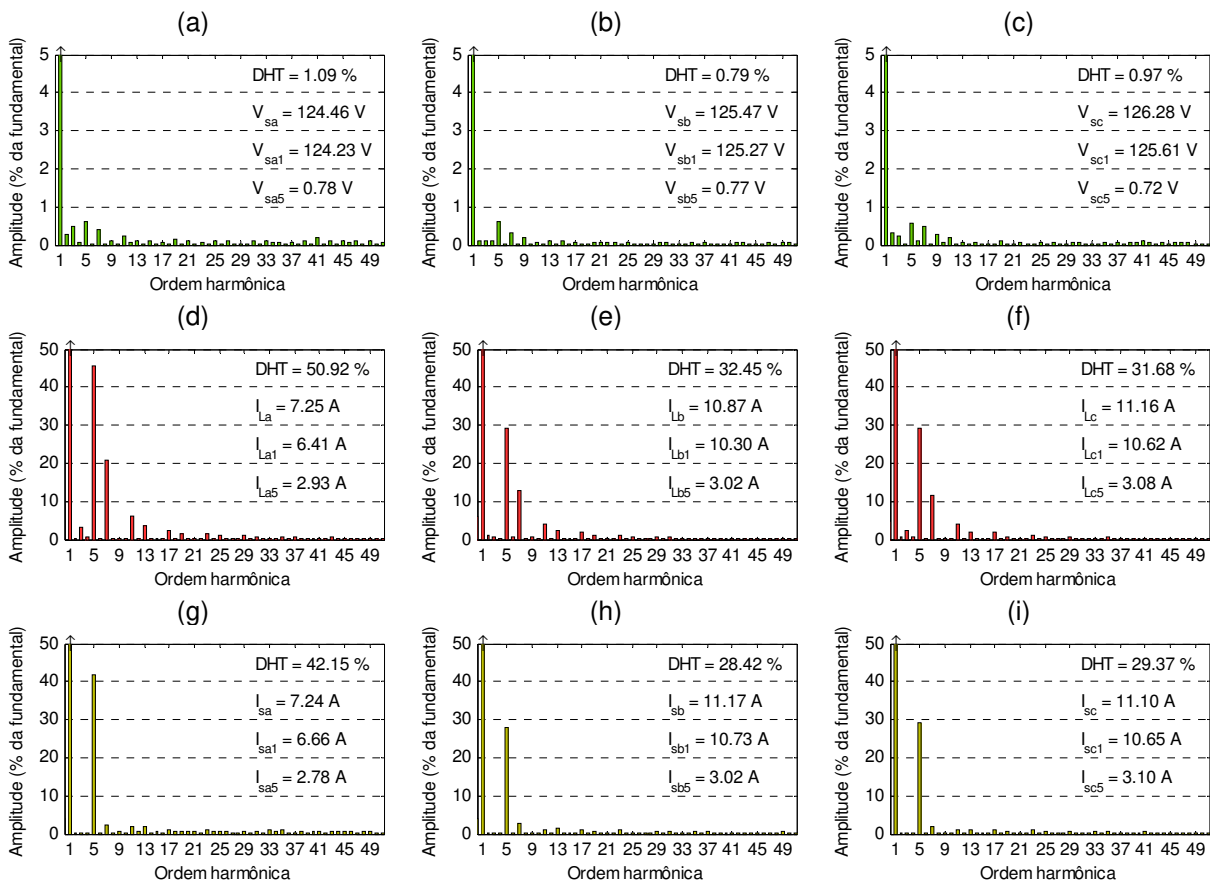
Fonte: Próprio autor.

O espectro harmônico das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} da carga é ilustrado na Figura 121-(d,e,f). É possível observar que a DHT obtida para a fase 'a', 'b' e 'c' foi de 50,92%, 32,45% e 31,68%, respectivamente.

O espectro harmônico das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} da rede é ilustrado na Figura 121-(g,h,i) no qual se obteve uma DHT de 42,15%, 28,42% e 29,37% para as fases 'a', 'b' e 'c'. Para este caso, devido à compensação somente da corrente ($i_v - i_{v5}$), é possível notar que a redução das DHTs resultantes não foram significativas (exceto pela fase 'a' que teve uma redução de $\cong 17\%$). Além disso, verifica-se que as correntes harmônicas de 5ª ordem não tiveram alterações significativas, uma vez que $I_{La5} \cong I_{sa5}$ (diferença de $\cong 5\%$), que $I_{Lb5} = I_{sb5}$ e $I_{Lc5} \cong I_{sc5}$ (diferença de $\cong 0,65\%$), comprovando o desempenho do algoritmo de compensação seletiva da corrente i_v .

Por fim, é possível verificar que todas as componentes harmônicas de ordem diferente da 5ª sofreram reduções significativas conforme esperado.

Figura 121 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 6 - espectro harmônico), compensando ($i_v - i_{v5}$): (a) tensão v_{sa} ; (b) tensão v_{sb} ; (c) tensão v_{sc} ; (d) corrente i_{La} ; (e) corrente i_{Lb} ; (f) corrente i_{Lc} ; (g) corrente i_{sa} ; (h) corrente i_{sb} ; (i) corrente i_{sc} .



Fonte: Próprio autor.

A Tabela 34 ilustra as grandezas definidas pela CPT obtidas para o caso 6, indicando as grandezas para a carga e com a compensação. É possível notar que a potência aparente (A) sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 42 VA$ ($\cong 1,1\%$) o qual pode ser considerado aceitável uma vez que somente a corrente ($i_v - i_{v5}$) foi compensada. Além disso, a potência ativa (P) sofreu um acréscimo de $\cong 128 W$ ($\cong 3,9\%$) para compensar as perdas da estrutura do FAPP.

Mesmo não compensando a corrente i_v^b , a potência reativa (Q) foi reduzida em $\cong 292 VA$ (48%). A redução da potência reativa pode ser atribuída a compensação parcial da corrente i_v , que por sua vez reduz o valor das componentes harmônicas da corrente resultante na rede, logo, aumentando o fator de potência global. A potência de desbalanço (U), neste caso, sofreu um pequeno acréscimo de $\cong 6,4 VA$ ($\cong 0,7\%$) a qual pode ser considerada aceitável já que a corrente i^u não foi compensada.

A potência residual (D) foi reduzida em $\cong 122 \text{ VA}$ ($\cong 9,8\%$) a qual pode ser atribuída a compensação parcial da corrente i_v . Por fim, o fator de potência global (λ) foi elevado de 0,89 para $\cong 0,91$ em função da compensação parcial da corrente i_v .

Tabela 34 – Resultados experimentais (Carga 2 – Caso 6): compensando ($i_v - i_{v5}$).

Grandezas no PAC	Sem Compensação (i_L)	Com Compensação ($i_v - i_{v5}$)
Potência Aparente – A [VA]	3707,61	3750,09
Potência Ativa – P [W]	3303,73	3431,63
Potência Reativa – Q [VA]	603,05	310,95
Potência de Desbalanço – U [VA]	959,46	965,91
Potência Residual – D [VA]	1242,23	1119,54
Fator de Potência - λ	0,8907	0,9152
Fator de Não-Linearidade - λ_D	0,3347	0,2994
Fator de Reatividade - λ_Q	0,1764	0,0875
Fator de Assimetria - λ_U	0,2742	0,2692

Fonte: Próprio autor.

7.1.5 Considerações finais sobre o capítulo

Este capítulo apresentou os resultados obtidos com o protótipo do FAPP construído, no qual foi utilizada a Teoria de Potência Conservativa como algoritmo de geração das referências de corrente.

Testes dinâmicos demonstraram o comportamento do FAPP durante o processo de energização e na aplicação de degrau de carga, os quais atestam que os controladores de corrente e tensão do elo CC foram ajustados conforme os critérios de projeto especificados no decorrer do capítulo 5.

Dois tipos de cargas não lineares foram empregadas para avaliar o comportamento estático e o desempenho do FAPP na compensação das referências de corrente geradas pela *CPT*. Além disso, o algoritmo apresentado no capítulo 3, o qual permite a compensação seletiva das componentes harmônicas presentes na corrente residual foi utilizado, com o qual se obteve resultados satisfatórios.

Para cada caso estudado, as formas de onda e suas respectivas DHTs foram ilustradas, nos quais os resultados obtidos se mostraram satisfatórios.

Cabe destacar que os resultados obtidos na minimização da potência reativa (Q) pode ser melhorado com o uso de controladores ressonantes em $\alpha\beta$ ou mesmo o próprio controlador PI em dq .

Finalmente, para cada caso, os termos de potência e os fatores definidos pela *CPT* foram calculados, mostrando os resultados antes e após a compensação.

8 Considerações finais e propostas de continuidade da pesquisa

8.1 Considerações finais

Nesta tese de doutorado foram apresentados os conceitos fundamentais para a implementação de um conversor assimétrico de cinco níveis aplicado como um filtro ativo de potência, no qual a Teoria de Potência Conservativa foi empregada para a obtenção das correntes de compensação.

No capítulo 1, uma rápida discussão foi elaborada, introduzindo o tema sobre qualidade da energia elétrica, na qual foram destacados as principais causas e soluções aplicadas na mitigação de distúrbios da QEE.

No capítulo 2, uma breve revisão sobre as topologias de conversores multiníveis com características para aplicação em condicionadores de energia elétrica foram apresentados, bem como as principais técnicas aplicadas para se extrair as referências de corrente. Ao final do capítulo, detalhes essenciais referente as normas e recomendações pertinentes ao tema em estudo foram mostradas.

Já no capítulo 3, foi abordada a Teoria de Potência Conservativa no que se refere a compensação de distúrbios da corrente de carga, sendo introduzido todos os conceitos e o ferramental matemático necessários à implementação desta. Resultados de simulação foram apresentados visando ilustrar algumas propriedades da *CPT*. Além disso, foram propostos dois métodos baseados no SOGO-QSG para se estimar a integral imparcial da tensão. Por fim, um algoritmo que permite a compensação seletiva das componentes harmônicas da corrente residual foi apresentado.

No capítulo 4, foi estudado o princípio de funcionamento do conversor assimétrico de cinco níveis e tratado das características inerentes desta topologia a fim de apresentar as informações necessárias para a implementação da modulação. A modulação clássica foi estudada e um método que resulta em uma implementação de código mais eficiente foi proposto, no qual resultados de simulação e experimentais foram apresentados para validar a proposta.

No capítulo 5 foi apresentado um método sistemático para o desenvolvimento do modelo chaveado do conversor assimétrico de cinco níveis e posteriormente foi obtido o modelo em espaço de estados que representa a

dinâmica das correntes do conversor, bem como as respectivas funções de transferência. Além disso, o modelo para a dinâmica da malha de tensão do barramento *CC* foi desenvolvido e a função de transferência foi obtida. Ao final do capítulo, foram apresentados os projetos dos controladores para as malhas de corrente e tensão do conversor.

Os resultados obtidos por meio de simulações computacionais foram apresentados no capítulo 6 objetivando avaliar o comportamento do FAPP na supressão de componentes harmônicas e desbalanços das correntes da carga, na qual foi possível observar que o FAPP apresentou desempenho satisfatório.

Finalmente, o capítulo 7 apresentou os resultados experimentais no qual o comportamento dinâmico e estático do FAPP foi avaliado. Foi possível observar que o FAPP apresentou resposta dinâmica satisfatória quando submetido a um degrau de carga, atuando rapidamente no controle da tensão do elo *CC* e nas correntes de compensação. Na compensação da corrente residual, o FAPP se mostrou eficaz na redução da DHT das correntes da carga. Do mesmo modo, na compensação da corrente de desbalanço este atuou adequadamente, reduzindo significativamente o desbalanço entre as correntes. Além disso, o algoritmo de compensação seletiva para as componentes harmônicas da corrente residual foi utilizado. Este apresentou desempenho satisfatório na compensação seletiva das componentes harmônicas de quinta e sétima ordem da corrente residual. Igualmente, os termos de potência e os indicadores adimensionais da *CPT* foram calculados para cada caso. Ainda foi observado que para todos os casos nos quais as parcelas de corrente foram compensada totalmente ou parcialmente, o fator de potência global foi aumentado, logo, contribuindo para a melhora da QEE.

8.2 Propostas de continuidade da pesquisa

Para a continuidade desta pesquisa, sugere-se o desenvolvimento dos seguintes pontos:

- Implementar e verificar o desempenho do segundo método proposto para se estimar a integral imparcial da tensão e fazer uma análise comparativa com o primeiro método;

- Verificar a possibilidade de implementação da *CPT* em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ objetivando reduzir em aproximadamente um terço o código da *CPT* (para sistemas a três fios);
- Implementar os controladores de corrente PI no sistema de coordenadas dq e avaliar a minimização da potência reativa Q ;
- Implementar e testar outros tipos de controladores de corrente para o FAPP, avaliando a melhora na DHT das correntes compensadas;
- Realizar a implementação de um sistema com células fotovoltaicas conectadas ao elo CC do conversor a fim de proporcionar a compensação já estudada mais a injeção de potência ativa na rede;
- Demonstrar como se relaciona a frequência de chaveamento f_{sw} das chaves S_{3x}/S_{4x} com a banda ajustada para o controlador de histerese.

REFERÊNCIAS

- ABARZADEH, Mostafa; AL-HADDAD, Kamal. An improved active-neutral-point-clamped converter with new modulation method for ground power unit application. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 203-214, 2018.
- ABDELLI, Y.; MACHMOUM, M.; COULIBALY, P. A three-phase PWM rectifier with active filtering function. In: **International Conference on Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002..** IEEE, 2002. p. 485-490.
- ABU-RUB, Haitham; MALINOWSKI, Mariusz; AL-HADDAD, Kamal. **Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications.** John Wiley & Sons, 2014.
- ACORDI, E. J. **Estudo e implementação de um filtro ativo de potência paralelo aplicado em sistemas trifásicos a quatro fios com controle e modulação vetorial.** 2012. (Dissertação de Mestrado). Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
- ACORDI, Edson Junior; BARRIVIERA, Rodrigo; MACHADO, Ricardo Quadros. Five level ANPC converter applied as a single-phase shunt active power filter with features to limit and optimize the converter power rating. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2017 Brazilian.** IEEE, 2017. p. 1-8.
- ACUNA, Pablo et al. A single-objective predictive control method for a multivariable single-phase three-level NPC converter-based active power filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4598-4607, 2015.
- AKAGI, Hirofumi et al. Generalized theory of instantaneous reactive power and its application. **Electrical engineering in Japan**, v. 103, n. 4, p. 58-66, 1983.
- AKAGI, Hirofumi; KANAZAWA, Yoshihira; NABAE, Akira. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, n. 3, p. 625-630, 1984.
- AKAGI, Hirofumi; WATANABE, Edson Hirokazu; AREDES, Mauricio. **Shunt active filters.** 2017.
- AKAGI, Hirofumi; TSUKAMOTO, YUKIFUMI; NABAE, Akira. Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters. In: **Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting..** IEEE, 1988. p. 867-873.
- AKAGI, Hirofumi. Trends in active power line conditioners. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 9, n. 3, p. 263-268, 1994.
- AKAGI, Hirofumi. New trends in active filters for power conditioning. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 6, p. 1312-1322, 1996.
- AKAGI, Hirofumi; OGASAWARA, Satoshi; KIM, Hyosung. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In: **Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting..** IEEE, 1999. p. 431-439.
- AKAGI, Hirofumi. Active harmonic filters. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2128-2141, 2005a.

AKAGI, Hirofumi. The state-of-the-art of active filters for power conditioning. In: **European Conference on Power Electronics and Applications, 2005**. IEEE, 2005b. p. 15 pp.-P. 15.

AKAGI, Hirofumi. Modern active filters and traditional passive filters. **Technical sciences Bulletin of the polish academy of sciences**, v. 54, n. 3, 2006.

ALFONSO-GIL, Jose Carlos et al. Optimization Algorithm for Selective Compensation in a Shunt Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 6, p. 3351-3361, 2015.

AMINI, Jalal. Flying capacitor multilevel inverter based shunt active power filter with trifling susceptibility to divisional voltages deregulation. In: **2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering**. IEEE, 2011. p. 1-5.

ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica, 2018.

ANTCHEV, Mihail Hristov. Classical and Recent Aspects of Active Power Filters for Power Quality Improvement. In: **Classical and Recent Aspects of Power System Optimization**. Academic Press, 2018. p. 219-254.

AREDES, Mauricio; WATANABE, Edson H. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 10, n. 3, p. 1649-1656, 1995.

AREDES, Maurício et al. Comparisons Between the p-q and p-q-r Theories in Three-Phase Four-Wire Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 4, p. 924-933, 2009.

MONTEIRO, Luis FC; AREDES, Mauricio; NETO, JA Moor. A control strategy for unified power quality conditioner. In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003. ISIE'03**. IEEE, 2003. p. 391-396.

ARNOLD, Ray. Solutions to the power quality problem. **Power Engineering Journal**, v. 15, n. 2, p. 65-73, 2001.

ASIMINOAEI, Lucian; BLAABJERG, Frede; HANSEN, Steffan. Detection is key-Harmonic detection methods for active power filter applications. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 13, n. 4, p. 22-33, 2007.

AWAD, Hiliny; BOLLEN, Math HJ. Power electronics for power quality improvements. In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003. ISIE'03**. IEEE, 2003. p. 1129-1136.

BAITHA, Anil; GUPTA, Nitin. A comparative analysis of passive filters for power quality improvement. In: **International Conference on Advancements in Power and Energy (TAP Energy), 2015**. IEEE, 2015. p. 327-332.

BAKER, Richard H. **High-voltage converter circuit**. U.S. Patent n. 4,203,151, 13 maio 1980.

BAKER, Richard H. **Bridge converter circuit**. U.S. Patent n. 4,270,163, 26 maio 1981.

BARBOSA, Peter et al. Active neutral-point-clamped multilevel converters. In: **2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**. 2005.

BENAÏSSA, Amar et al. Fuzzy logic controller for five-level shunt active power filter under distorted voltage conditions. In: **IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. IEEE, 2012. p. 4973-4978.

BHAGWAT, Pradeep M.; STEFANOVIĆ, V. R. Generalized structure of a multilevel PWM inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, n. 6, p. 1057-1069, 1983.

BHATTACHARYA, Subhashish; DIVAN, Deepak M.; BANERJEE, B. Ben. Control and reduction of terminal voltage total harmonic distortion (THD) in a hybrid series active and parallel passive filter system. In: **Record., 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC'93**. IEEE, 1993. p. 779-786.

BHATTACHARYYA, Sharmistha; COBBEN, J. F. G.; KLING, W. L. Harmonic current pollution in a low voltage network. In: **Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE**. IEEE, 2010. p. 1-8.

BHATTACHARYYA, Sharmistha; MYRZIK, J. M. A.; KLING, W. L. Consequences of poor power quality-an overview. In: **Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007. 42nd International**. IEEE, 2007. p. 651-656.

BONALDO, Jakson Paulo; PAREDES, Helmo Kelis Morales; POMILIO, José Antenor. Controle flexível para conversores monofásicos conectados a sistemas elétricos distorcidos de baixa tensão. **Eletrônica de Potência**, p. 354-367, 2014.

BOSE, Bimal K. Power electronics, smart grid, and renewable energy systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2011-2018, 2017.

BRANDAO, Danilo Iglesias et al. Flexible active compensation based on load conformity factors applied to non-sinusoidal and asymmetrical voltage conditions. **IET Power Electronics**, 2016.

BRÜCKNER, T.; BEMET, S. Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches. In: **IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001**. IEEE, 2001. p. 1135-1140.

BURGOS-MELLADO, Claudio et al. Experimental Evaluation of a CPT-Based Four-Leg Active Power Compensator for Distributed Generation. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 2, p. 747-759, 2017.

BUSARELLO, Tiago Davi Curi et al. Application of the Conservative Power Theory Current Decomposition in a Load Power Sharing Strategy among Distributed Energy Resources. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2018.

BUSO, Simone; MALESANI, Luigi; MATTAVELLI, Paolo. Comparison of current control techniques for active filter applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 5, p. 722-729, 1998.

BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. Digital control in power electronics. **Lectures on Power Electronics**, v. 1, n. 1, p. 1-158, 2006.

CAICEDO, J. E.; ROMERO, A. A.; ZINI, H. C. Frequency domain modeling of nonlinear loads, considering harmonic interaction. In: **2017 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)**. IEEE, 2017. p. 1-6.

CAMARGO, Robinson Figueiredo de et al. **Método de sincronização aplicado a conversores PWM trifásicos**. 2006. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Maria.

CAMPANHOL, Leonardo B. Garcia; DA SILVA, Sérgio A. Oliveira; GOEDEL, Alessandro. Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 11, p. 2825-2836, 2014.

CAPELLA, Gabriel J. et al. Minimum signal modulation scheme based on a single carrier for interleaved operation of parallel phase legs in voltage source converters. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 5, p. 1305-1312, 2014.

CATALIOTTI, Antonio et al. IEEE Std. 1459 power quantities ratio approaches for simplified harmonic emissions assessment. In: **2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. IEEE, 2018. p. 1-6.

CHAUDHURI, Toufann et al. Cross-connected intermediate level (CCIL) voltage source inverter. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007**. IEEE, 2007. p. 490-496.

CHAUDHURI, Toufann; STEIMER, Peter; RUFER, Alfred. Introducing the Common Cross Connected Stage (C 3 S) for the 5L ANPC multilevel inverter. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008**. IEEE, 2008. p. 167-173.

CHAUDHURI, Toufann; RUFER, Alfred. Modeling and control of the cross-connected intermediate-level voltage source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2597-2604, 2010.

CHEN, Yaow-Ming. Passive filter design using genetic algorithms. **IEEE transactions on industrial electronics**, v. 50, n. 1, p. 202-207, 2003.

CHEN, Hsin-Chih; CHENG, Po-Tai. A DC bus voltage balancing technique for the cascaded H-bridge STATCOM with improved reliability under grid faults. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 2, p. 1263-1270, 2017.

CHEN, C.; WASYNEZUK, O.; ANWAH, N. A. Stabilizing subsynchronous resonance using transmission current feedback. **Power Systems, IEEE Transactions on**, v. 1, n. 4, p. 34-41, 1986.

CHENG, Zhongyuan; WU, Bin. A novel switching sequence design for five-level NPC/H-bridge inverters with improved output voltage spectrum and minimized device switching frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 6, p. 2138-2145, 2007.

CIOBOTARU, Mihai; TEODORESCU, Remus; BLAABJERG, Frede. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. In: **PESC'06. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006**. IEEE, 2006. p. 1-6.

COLAK, İlhami; KABALCI, Ersan; BAYINDIR, Ramazan. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes. **Energy Conversion and Management**, v. 52, n. 2, p. 1114-1128, 2011.

CONTRERAS, M.; CARDENAS, V.; CALLEJA, H. A Review of Solutions for Harmonic Propagation Damping in Power Distribution Networks. In: **10th IEEE International Power Electronics Congress**. IEEE, 2006. p. 1-6.

CURI BUSARELLO, Tiago Davi; POMILIO, Jose Antenor. Bidirectional multilevel shunt compensator with simultaneous functionalities based on the conservative power theory for battery-based storages. **IET GENERATION TRANSMISSION & DISTRIBUTION**, v. 9, n. 12, p. 1361-1368, 2015.

CZARNECKI, Leszek S. Critical comments on the Conservative Power Theory (CPT). In: **2015 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)**. IEEE, 2015. p. 1-7.

DAS, J. C. **Power System Harmonics and Passive Filter Designs**. John Wiley & Sons, 2015.

DE VASCONCELLOS, Arnulfo Barroso et al. Applications of tuned passive harmonic filters in a busbar with non-linear loads. In: **2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. IEEE, 2012. p. 238-244.

DEKKA, Apparao et al. Evolution of topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 1631-1656, 2017.

DE KOONING, Jeroen et al. Comparison of three-phase four-wire converters for distributed generation. In: **2010 45th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)**. IEEE, 2010. p. 1-6.

DENG, Yi et al. A simplified space vector modulation scheme for multilevel converters. **IEEE Transactions on Power electronics**, v. 31, n. 3, p. 1873-1886, 2016.

DEPENBROCK, Manfred; STAUDT, Volker; WREDE, Holger. A theoretical investigation of original and modified instantaneous power theory applied to four-wire systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 4, p. 1160-1168, 2003.

DEVASSY, Sachin; SINGH, Bhim. Design and performance analysis of three-phase solar PV integrated UPQC. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 1, p. 73-81, 2018.

DICKERSON Jack A.; OTTAWAY Gerald H. **Transformerless power supply with line to load isolation**. U.S. Patent n. 3,596,369, 3 ago. 1971.

DIXON, Juan; MORAN, Luis. High-level multistep inverter optimization using a minimum number of power transistors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 2, p. 330-337, 2006.

DOS SANTOS, Euzeli; DA SILVA, Edison R. **Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages**. John Wiley & Sons, 2014.

DOUGLAS, John. Power quality solutions. **Power Engineering Review, IEEE**, v. 14, n. 3, p. 3-7, 1994.

DOUGHERTY, Jeff G.; STEBBINS, Wayne L. Power quality: a utility and industry perspective. In: **IEEE 1997 Annual Textile, Fiber, and Film Industry Technical Conference, 1997**. IEEE, 1997. p. 5. 10 pp.

DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, Max W.; CLARKE, Edith. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 70, n. 2, p. 1248-1255, 1951.

EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: A review. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, v. 147, n. 5, p. 403-413, 2000.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. Springer Science & Business Media, 2007.

ERTL, Hans; KOLAR, Johann W.; ZACH, Franz C. A novel multicell DC-AC converter for applications in renewable energy systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 5, p. 1048-1057, 2002.

FABRICIO, Edgard Luiz Lopes et al. Analysis of main topologies of shunt active power filters applied to four-wire systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, p. 2100-2112, 2018.

FENG, Chunmei; AGELIDIS, Vassilios G. On the comparison of fundamental and high frequency carrier-based PWM techniques for multilevel NPC inverters. In: **2002 IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02**. IEEE, 2002. p. 520-525.

FERREIRA, Silvia Costa et al. Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 3, p. 2608-2617, 2018.

FRANQUELO et al. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 2, p. 28-39, 2008.

FRANQUELO, Leopoldo G. et al. New trends and topologies for high power industrial applications: The multilevel converters solution. In: **International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG'09**. IEEE, 2009. p. 1-6.

FRANGIEH, Walid; NAJJAR, Maged B. Active control for power quality improvement in hybrid power systems. In: **2015 Third International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)**. IEEE, 2015. p. 218-223.

FRANKLIN, Gene F.; POWELL, J. David; WORKMAN, Michael L. **Digital control of dynamic systems**. Menlo Park, CA: Addison-wesley, 1998.

FUJITA, Hideaki; AKAGI, Hirofumi. The unified power quality conditioner: the integration of series-and shunt-active filters. **IEEE transactions on power electronics**, v. 13, n. 2, p. 315-322, 1998.

GALI, Vijayakumar; GUPTA, Nitin; GUPTA, R. A. Mitigation of power quality problems using shunt active power filters: A comprehensive review. In: **2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**. IEEE, 2017. p. 1100-1105.

GATEAU, G.; MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Stacked multicell converter (SMC): properties and design. In: **PESC. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001**. IEEE, 2001. p. 1583-1588.

GHANDEHARI, R.; JALILIAN, A. Economical impacts of power quality in power systems. In: **39th International Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004**. IEEE, 2004. p. 893-897.

GHOSH, Arindam; LEDWICH, Gerard. A unified power quality conditioner (UPQC) for simultaneous voltage and current compensation. **Electric Power Systems Research**, v. 59, n. 1, p. 55-63, 2001.

GHOSH, Arindam; LEDWICH, Gerard. Compensation of distribution system voltage using DVR. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 17, n. 4, p. 1030-1036, 2002.

GOLESTAN, Saeed et al. Moving average filter based phase-locked loops: Performance analysis and design guidelines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 2750-2763, 2014.

GOLESTAN, Saeed; GUERRERO, Josep M.; VASQUEZ, Juan C. Single-phase PLLs: A review of recent advances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9013-9030, 2017a.

GOLESTAN, Saeed; GUERRERO, Josep M.; VASQUEZ, Juan C. Three-phase PLLs: A review of recent advances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 1894-1907, 2017b.

GONZALEZ, Sergio Alberto; VERNE, Santiago Andres; VALLA, Maria Ines. **Multilevel converters for industrial applications**. CRC Press, 2013.

GONZALEZ, S. A.; VALLA, M. I.; CHRISTIANSEN, C. F. Five-level cascade asymmetric multilevel converter. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 1, p. 120-128, 2010.

GONZALEZ, Mario; CARDENAS, Victor; ALVAREZ, Ricardo. Nonexistent harmonics generation phenomenon caused by the processing of DQ transformation in power quality applications. In: **IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. IEEE, 2015. p. 1355-1361.

GONZÁLEZ, Sergio et al. Analysis of a cascade asymmetric topology for multilevel converters. In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007**. IEEE, 2007. p. 1027-1032.

GRADY, W. Mack; SAMOTYJ, Marek J.; NOYOLA, Antonio H. Survey of active power line conditioning methodologies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 5, n. 3, p. 1536-1542, 1990.

GREEN, T. C.; MARKS, J. H. Control techniques for active power filters. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, v. 152, n. 2, p. 369-381, 2005.

GHIAS, Amer MYM et al. Single-carrier phase-disposition PWM implementation for multilevel flying capacitor converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5376-5380, 2015.

GUTIÉRREZ, Edgar et al. Power quality improvement of a current-pulsed power supply based on a three-level NPC PWM VSI scheme as an active power filter. In: **10th IEEE International Power Electronics Congress**. IEEE, 2006. p. 1-6.

HAMAD, Mostafa S. et al. A shunt active power filter for a medium-voltage 12-pulse current source converter using open loop control compensation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, p. 5840-5850, 2014.

HAUGAN, Thomas S.; TEDESCHI, Elisabetta. Reactive and harmonic compensation using the conservative power theory. In: **Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)**. IEEE, 2015. p. 1-8.

HENDERSON, Robert D.; ROSE, Patrick J. Harmonics: the effects on power quality and transformers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 3, p. 528-532, 1994.

HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A. **Pulse width modulation for power converters: principles and practice**. John Wiley & Sons, 2003.

HOCK, Rubens Tadeu; DE NOVAES, Yales Rômulo; BATSCHAUER, Alessandro Luiz. A voltage regulator for power quality improvement in low-voltage distribution grids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, p. 2050-2060, 2017.

HOON, Yap et al. Operation of Three-Level Inverter-Based Shunt Active Power Filter Under Nonideal Grid Voltage Conditions With Dual Fundamental Component Extraction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 9, p. 7558-7570, 2018.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3-2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current \leq 16 A per Phase)**. IEC 61000-3-2, 2018.

IEEE. Recommended practice and requirements for harmonic control in electrical power systems IEEE Std. 519-2014, 2014.

JAIN, Shailendra. Power Quality: An Introduction. In: **Modeling and Control of Power Electronics Converter System for Power Quality Improvements**. Academic Press, 2018. p. 1-29.

JORDAN, Mariana et al. Harmonic network impedance identification with pulse response analysis. In: **3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)**. IEEE, 2013. p. 1-6.

KALAIR, A. et al. Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 78, p. 1152-1187, 2017.

KIM, Hyosung; AKAGI, Hirofumi. The instantaneous power theory on the rotating pqr reference frames. In: **Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS'99**. IEEE, 1999. p. 422-427.

KIM, Young-Seek; SEO, Beom-Seok; HYUN, Dong-Seok. A novel structure of multi-level high voltage source inverter. In: **TENCON'93. Proceedings. IEEE Region 10 Conference on Computer, Communication, Control and Power Engineering**. IEEE, 1993. p. 503-508.

KIM, Sanghun; KIM, Heung-Geun; CHA, Honnyong. Dynamic voltage restorer using switching cell structured multilevel ac-ac converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8406-8418, 2017.

KOMATSU, Yasuhiro; KAWABATA, Takao. A control method of active power filter where system voltage contains negative-phase-sequence component or zero-phase-sequence component. In: **Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1995**. IEEE, 1995. p. 583-586.

KOMATSU, Yasuhiro; KAWABATA, Takao. Characteristics of three phase active power filter using extension pq theory. In: **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997. ISIE'97**. IEEE, 1997. p. 302-307.

KONG, Zenghui et al. Active power decoupling for submodules of a modular multilevel converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 1, p. 125-136, 2018.

KOURO, Samir et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553-2580, 2010.

KUMAR, Dinesh; ZARE, Firuz. Analysis of harmonic mitigations using hybrid passive filters. In: **16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)**. IEEE, 2014. p. 945-951.

LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel converters-a new breed of power converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 3, p. 509-517, 1996.

LAI, Y.-S.; SHYU, F.-S. Topology for hybrid multilevel inverter. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, v. 149, n. 6, p. 449-458, 2002.

LAM, Chi-Seng; WONG, Man-Chung. **Design and control of hybrid active power filters**. Springer, 2014.

LAMICH, Manuel et al. Nonlinear loads model for harmonics flow prediction, using multivariate regression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 6, p. 4820-4827, 2017.

LE, Quoc Anh; LEE, Dong-Choon. Reduction of common-mode voltages for five-level active NPC inverters by the space-vector modulation technique. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, v. 53, n. 2, p. 1289-1299, 2017.

LE, Quoc Anh; LEE, Dong Choon. Elimination of Common-Mode Voltages Based on Modified SVPWM in Five-Level ANPC Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018.

LEÃO, Ruth P. S.; ANTUNES, Fernando L. M.; SAMPAIO, Raimundo F. **Harmônicos em Sistemas Elétricos**. Elsevier do Brasil, 2013.

LEI, X.; RETZMANN, Dietmar; WEINHOLD, M. Improvement of power quality with advanced power electronic equipment. In: **International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2000. Proceedings. DRPT 2000**. IEEE, 2000. p. 437-442.

LEON, Jose I.; VAZQUEZ, Sergio; FRANQUELO, Leopoldo G. Multilevel converters: control and modulation techniques for their operation and industrial applications. **Proc. IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2066-2081, 2017.

LI, Jun; BHATTACHARYA, Subhashish; HUANG, Alex Q. A new nine-level active NPC (ANPC) converter for grid connection of large wind turbines for distributed generation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, p. 961-972, 2011.

LI; JIANG. Active Capacitor Voltage-Balancing Methods Based on the Dynamic Model for a Five-Level Nested Neutral-Point Piloted Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 8, p. 6567-6581, 2018.

LIANG, Xiaodong; ANDALIB-BIN-KARIM, Chowdhury. Harmonics and mitigation techniques through advanced control in grid-connected renewable energy sources: A review. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 4, p. 3100-3111, 2018.

LIANG, Yiqiao; NWANKPA, C. O. A new type of STATCOM based on cascading voltage-source inverters with phase-shifted unipolar SPWM. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 5, p. 1118-1123, 1999.

LOPEZ-MARTIN, Victor M.; AZCONDO, Francisco J.; PIGAZO, Alberto. Power quality enhancement in residential smart grids through power factor correction stages. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 11, p. 8553-8564, 2018.

LOPES, Pedro Faria; MENDES, A. M. S. Fault tolerance in active power filters, based on multilevel NPC topology. In: **IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. IEEE, 2012. p. 410-415.

LYONS, Richard G. **Understanding Digital Signal Processing, 3/E**. Pearson Education, 2011.

LUTZ, Josef et al. Power Semiconductor Devices—Key Components for Efficient Electrical Energy Conversion Systems. In: **Semiconductor Power Devices**. Springer, Cham, 2018. p. 1-20. doi:10.1007/978-3-319-70917-8_1.

MAHELA, Om Prakash; SHAIK, Abdul Gafoor. Topological aspects of power quality improvement techniques: A comprehensive overview. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 58, p. 1129-1142, 2016.

MANJREKAR, Madhav D. et al. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 3, p. 834-841, 2000.

MARAFÃO, Fernando P.; PAREDES, Helmo KM; DA SILVA, L. Critical evaluation of FBD, PQ and CPT current decompositions for four-wire circuits. In: **Power Electronics Conference, 2009. COBEP'09. Brazilian**. IEEE, 2009. p. 49-57.

MARAFÃO, Fernando P. et al. Possible shunt compensation strategies based on Conservative Power Theory. In: **International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)**. IEEE, 2010. p. 162-167.

MARAFÃO, Fernando Pinhabel et al. Decoupled reference generator for shunt active filters using the conservative power theory. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 24, n. 4, p. 522-534, 2013.

MARCHESONI, M.; MAZZUCHELLI, M. Multilevel converters for high power AC drives: A review. In: **ISIE'93-Budapest: IEEE International Symposium on Industrial Electronics Conference Proceedings**. 1993.

MARQUES, G. D. A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions. In: **Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial electronics Society, 1998. IECON'98**. IEEE, 1998. p. 444-449.

MASSOUD, Ahmed M. et al. Three-phase, three-wire, five-level cascaded shunt active filter for power conditioning, using two different space vector modulation techniques. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 22, n. 4, p. 2349-2361, 2007.

MASSOUD, A.; FINNEY, S. IJ.; WILLIAMS, B. W. Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter. 2004.

MCGRATH, B. P. et al. An improved modulation strategy for a hybrid multilevel inverter. In: **Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference**. IEEE, 2000. p. 2086-2093.

MCGRATH, Brendan Peter; HOLMES, Donald Grahame. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 858-867, 2002.

MCMURRAY, William. **Fast response stepped-wave switching power converter circuit**. U.S. Patent n. 3,581,212, 25 maio 1971.

MEILI, Jorg et al. Optimized pulse patterns for the 5-level ANPC converter for high speed high power applications. In: **IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**,. IEEE, 2006. p. 2587-2592.

MEYNARD, T. A.; FOCH, Henry. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: **PESC'92 Record., 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992..** IEEE, 1992. p. 397-403.

MEYNARD, Thierry et al. Multicell converters: derived topologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 5, p. 978-987, 2002.

MITTAL, Natasha et al. Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies. In: **2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES).** IEEE, 2012. p. 1-11.

MONTEIRO, T. C. et al. Dynamic voltage restorer development and testing. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian.** IEEE, 2011. p. 341-346.

MONTERO, María Isabel Milanés; CADAVAL, Enrique Romero; GONZÁLEZ, Fermín Barrero. Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 1, p. 229-236, 2007.

MONTOYA, Francisco G. et al. Power quality techniques research worldwide: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 54, p. 846-856, 2016.

MORALES, Javier et al. Modeling and sliding mode control for three-phase active power filters using the vector operation technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 9, p. 6828-6838, 2018.

MORCOS, M. M.; GOMEZ, J. C. Electric power quality-the strong connection with power electronics. **Power and Energy Magazine, IEEE**, v. 1, n. 5, p. 18-25, 2003.

MORTEZAEI, Ali et al. Cooperative Control of Multi-Master–Slave Islanded Microgrid With Power Quality Enhancement Based on Conservative Power Theory. **IEEE transactions on smart grid**, v. 9, n. 4, p. 2964-2975, 2018.

MORTEZAEI, Ali et al. Grid-connected symmetrical cascaded multilevel converter for power quality improvement. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 3, p. 2792-2805, 2018.

NABAE, Akira; TAKAHASHI, Isao; AKAGI, Hirofumi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, n. 5, p. 518-523, 1981.

NADERI, Yahya et al. An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 93, p. 201-214, 2018.

NEYSHABOURI, Yousef; IMAN-EINI, Hossein. A new fault-tolerant strategy for a cascaded H-bridge based STATCOM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 8, p. 6436-6445, 2018.

NICOLAS-APRUZZESE, Joan et al. Analysis of the fault-tolerance capacity of the multilevel active-clamped converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 11, p. 4773-4783, 2013.

NORAMBUENA, Margarita et al. Reduced multilevel converter: A novel multilevel converter with a reduced number of active switches. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 5, p. 3636-3645, 2017.

ODAVIC, Milijana et al. Low carrier–fundamental frequency ratio PWM for multilevel active shunt power filters for aerospace applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 1, p. 159-167, 2013.

ORTS, Salvador et al. Achieving maximum efficiency in three-phase systems with a shunt active power compensator based on IEEE Std. 1459. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 2, p. 812-822, 2008a.

ORTS-GRAU, Salvador et al. Selective shunt active power compensator applied in four-wire electrical systems based on IEEE Std. 1459. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 4, p. 2563-2574, 2008b.

OUBRAHIM, Zakarya et al. Disturbances classification based on a model order selection method for power quality monitoring. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 12, p. 9421-9432, 2017.

PANAGIS, Panagiotis et al. Comparison of state of the art multilevel inverters. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE**. IEEE, 2008. p. 4296-4301.

PANDEY, A. et al. A review of multilevel power converters. **JOURNAL-INSTITUTION OF ENGINEERS INDIA PART EL ELECTRICAL ENGINEERING DIVISION**, v. 86, n. R, p. 220, 2006.

PAREDES, Helmo Kelis Morales. Teoria de potência conservativa: uma nova abordagem para o controle cooperativo de condicionadores de energia e considerações sobre atribuição de responsabilidades. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). 2011.

PAREDES, H. K. M. et al. Shunt active compensation based on the Conservative Power Theory current's decomposition. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian**. IEEE, 2011. p. 788-794.

PAREDES, Helmo KM; MARAFÃO, Fernando P.; DA SILVA, Luiz CP. Selective current compensators based on the conservative power theory. In: **PowerTech, 2009 IEEE Bucharest**. IEEE, 2009. p. 1-7.

PAREDES, Helmo KM; MARAFÃO, Fernando P.; DA SILVA, C. P. A comparative analysis of FBD, PQ and CPT current decompositions—Part I: Three-phase, three-wire systems. In: **PowerTech, 2009 IEEE Bucharest**. IEEE, 2009a. p. 1-8.

PAREDES, Helmo KM; MARAFÃO, Fernando P.; DA SILVA, C. P. A Comparative Analysis of FBD, PQ and CPT Current Decompositions – Part II: Three-Phase Four-Wire Systems. In: **PowerTech, 2009 IEEE Bucharest**. IEEE, 2009b. p. 1-6.

PARK, Robert H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, n. 3, p. 716-727, 1929.

PENFIELD, Paul; SPENCE, Robert; DUINKER, Simon. A generalized form of Tellegen's theorem. **IEEE Transactions on Circuit Theory**, v. 17, n. 3, p. 302-305, 1970.

PENA, Ruben et al. Sensorless control of doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer. **IEEE Transactions on Industrial electronics**, v. 55, n. 1, p. 330-339, 2008.

PENG, Fang Zheng; LAI, Jih-Sheng. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 45, n. 1, p. 293-297, 1996.

PENG, Fang Zheng. Application issues of active power filters. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 4, n. 5, p. 21-30, 1998.

PENG, Fang Z. Harmonic sources and filtering approaches. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 7, n. 4, p. 18-25, 2001a.

PENG, Fang Zheng. A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, p. 611-618, 2001b.

PENG, Fang Z.; QIAN, Wei; CAO, Dong. Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications. In: **International Power Electronics Conference (IPEC)**. IEEE, 2010. p. 492-501.

PEREDA, Javier; DIXON, Juan. High-frequency link: a solution for using only one DC source in asymmetric cascaded multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 9, p. 3884-3892, 2011.

PEREIRA, Rondineli Rodrigues et al. New strategies for application of adaptive filters in active power filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 3, p. 1136-1141, 2011.

PERERA, Nirmana; HAQUE, Reaz UI; SALMON, John. DSP based pre-processed PWM scheme for 3-limb core coupled inductor inverters. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. IEEE, 2015. p. 2091-2098.

PEREZ, Marcelo et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 4-17, 2015.

PHIPPS, James K.; NELSON, John P.; SEN, Pankaj K. Power quality and harmonic distortion on distribution systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 2, p. 476-484, 1994.

POPESCU, Mihaela; BITOLEANU, Alexandru. Power quality at input of the static converter and induction motor driving systems. In: **IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC'03**. IEEE, 2003. p. 555-558.

PRATS, M. et al. A 3-D space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters. **IEEE Power Electronics Letters**, v. 1, n. 4, p. 110-114, 2003.

PULIKANTI, Sridhar R.; KONSTANTINOU, Georgios; AGELIDIS, Vassilios G. DC-link voltage ripple compensation for multilevel active-neutral-point-clamped converters operated with SHE-PWM. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 27, n. 4, p. 2176-2184, 2012.

PULIKANTI, Sridhar R.; AGELIDIS, Vassilios G. Control of neutral point and flying capacitor voltages in five-level SHE-PWM controlled ANPC converter. In: **4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009**. IEEE, 2009. p. 172-177.

QUINN, Conor A.; MOHAN, Ned. Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads. In: **IEEE Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC'92. Conference Proceedings, 1992**. p. 829-836.

RAFIEI, S. et al. An optimal and flexible control strategy for active filtering and power factor correction under non-sinusoidal line voltages. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 16, n. 2, p. 297-305, 2001.

RAHMANI, S.; HAMADI, Ab; AL-HADDAD, K. A comprehensive analysis of hybrid active power filter for power quality enhancement. In: **IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. IEEE, 2012. p. 6258-6267.

RAHMANI, Salem; MENDALEK, Nassar; AL-HADDAD, Kamal. Experimental design of a nonlinear control technique for three-phase shunt active power filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 10, p. 3364-3375, 2010.

RAO, Pranesh; CROW, M. L.; YANG, Zhiping. STATCOM control for power system voltage control applications. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 15, n. 4, p. 1311-1317, 2000.

RAWA, M. J. H.; THOMAS, D. W. P.; SUMNER, M. Simulation of non-linear loads for harmonic studies. In: **11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011**. IEEE, 2011. p. 1-6.

RAY, Pravat Kumar. Power quality improvement using VLLMS based adaptive shunt active filter. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, v. 3, n. 2, p. 154-162, 2018.

REID, W. Edward. Power quality issues-standards and guidelines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 3, p. 625-632, 1996.

RENGE, M. M.; MSURYAWANSHI, H. A DSP based SPWM technique for multilevel inverter. **International Journal of Engg., Science and Technology**, v. 10, n. 10, 2010.

RODRIGUEZ, F. J. et al. Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters. In: **34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008..** IEEE, 2008. p. 176-181.

RODRIGUEZ, Jose; LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 724-738, 2002.

RODRIGUEZ, P.; PINDADO, R.; BERGAS, J. Alternative topology for three-phase four-wire PWM converters applied to a shunt active power filter. In: **IECON 02 [IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society]**. IEEE, 2002. p. 2939-2944.

RODRÍGUEZ, José et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 2930-2945, 2007.

RODRIGUEZ, Jose et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 97, n. 11, p. 1786-1817, 2009.

RODRIGUEZ, Pedro et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: **37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06**. IEEE, 2006. p. 1-7.

ROUTIMO, Mikko; SALO, Mika; TUUSA, Heikki. Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 636-643, 2007.

RYAN, Hugh M.; OSBORNE, Mark. Power quality: a perspective of system problems and solution considerations. 1995.

RYCKAERT, Wouter R. et al. Reduction of the voltage distortion with a converter employed as shunt harmonic impedance. In: **Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.** IEEE, 2005. p. 1805-1810.

SINGH, Bhim et al. A review of single-phase improved power quality AC-DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 5, p. 962-981, 2003.

SINGH, Bhim; AL-HADDAD, Kamal; CHANDRA, Ambrish. A review of active filters for power quality improvement. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 5, p. 960-971, 1999.

SINGH, Bhim; CHANDRA, Ambrish; AL-HADDAD, Kamal. **Power quality: problems and mitigation techniques.** John Wiley & Sons, 2014.

SINGH, Shikha et al. Improved power quality switched-mode power supply using buck–boost converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 6, p. 5194-5202, 2016.

SERPA, L. A. et al. Five-level virtual-flux direct power control for the active neutral-point clamped multilevel inverter. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC, 2008.** p. 1668-1674.

SHAHNIA, Farhad; RAJAKARUNA, Sumedha; GHOSH, Arindam (Ed.). **Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems.** Springer, 2015.

SHARMA, Anirudh; SHARMA, Shailendra Kumar; SINGH, Bhim. Unified Power Quality Conditioner Analysis Design and Control. In: **2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS).** IEEE, 2018. p. 1-8.

SHARMA, A.; RAJPUROHIT, B. S.; SINGH, S. N. A review on economics of power quality: Impact, assessment and mitigation. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 88, p. 363-372, 2018.

SHENG, Weihui; GE, Qiongxuan. An optimized neutral-point potential balancing algorithm for seven-level ANPC inverters. In: **2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).** IEEE, 2017. p. 2831-2838.

SHU, Zeliang et al. Specific order harmonics compensation algorithm and digital implementation for multi-level active power filter. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 5, p. 525-535, 2017.

SOMMER, R. et al. New medium voltage drive systems using three-level neutral point clamped inverter with high voltage IGBT. In: **Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting.** IEEE, 1999. p. 1513-1519.

SREENIVASARAO, D.; AGARWAL, Pramod; DAS, Biswarup. Neutral current compensation in three-phase, four-wire systems: A review. **Electric Power Systems Research**, v. 86, p. 170-180, 2012.

STONES, John; COLLINSON, Alan. Power quality. **Power Engineering Journal**, v. 15, n. 2, p. 58-64, 2001.

SUBTIRELU, Gheorghe-Eugen; DOBRICEANU, Mircea; LINCA, Mihaita. Power quality analyzer. In: **2017 10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE).** IEEE, 2017. p. 909-914.

SWAIN, Sushree Diptimayee; RAY, Pravat Kumar; MOHANTY, Kanungo Barada. Improvement of power quality using a robust hybrid series active power filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 5, p. 3490-3498, 2017.

TAN, Guojun; DENG, Qingwei; LIU, Zhan. An optimized SVPWM strategy for five-level active NPC (5L-ANPC) converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 1, p. 386-395, 2014.

TAN, Don; NOVOSEL, Damir. Energy challenge, power electronics & systems (PEAS) technology and grid modernization. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, v. 2, n. 1, p. 3-11, 2017.

TEDESCHI, Elisabetta; TENTI, Paolo. Cooperative design and control of distributed harmonic and reactive compensators. In: **International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, 2008. ISNCC 2008**. IEEE, 2008. p. 1-6.

TELLEGEN, B. D. H. A general network theorem, with applications. **Philips Research Reports**, v. 7, n. 4, p. 259-269, 1952.

TENTI, Paolo; MATTAVELLI, Paolo. A time-domain approach to power term definitions under non-sinusoidal conditions. In: **Proc. of the Sixth International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-Sinusoidal Conditions**. 2003.

TENTI, Paolo; TEDESCHI, Elisabetta; MATTAVELLI, Paolo. Optimization of Hybrid Filters for Distributed Harmonic and Reactive Compensation. In: **2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems**. 2005.

TENTI, Paolo; MATTAVELLI, Paolo; TEDESCHI, Elisabetta. Compensation techniques based on reactive power conservation. **Electrical Power Quality and Utilisation. Journal**, v. 13, n. 1, p. 17-24, 2007.

TENTI, Paolo; MATTAVELLI, Paolo; PAREDES, Helmo K. Morales. Conservative power theory, sequence components and accountability in smart grids. In: **2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation**. IEEE, 2010. p. 37-45.

TENTI, Paolo; PAREDES, Helmo K. Morales; MATTAVELLI, Paolo. Conservative power theory, a framework to approach control and accountability issues in smart microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, p. 664-673, 2011.

TEY, L. H.; SO, P. L.; CHU, Y. C. Improvement of power quality using adaptive shunt active filter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 20, n. 2, p. 1558-1568, 2005.

TEYMOUR, Hamid R. et al. Novel modulation and control strategy for five-level ANPC converter with unbalanced DC voltage applied to a single-phase grid connected PV system. In: **2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. IEEE, 2013. p. 1-8.

THOMAS, Thierry et al. Design and performance of active power filters. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 4, n. 5, p. 38-46, 1998.

TIAN, Hao; LI, Yun Wei. Carrier Based Stair Edge PWM (SEPWM) for Capacitor Balancing In Multilevel Converters with Floating Capacitors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2018.

TIMENS, R. B. et al. High harmonic distortion in a new building due to a multitude of electronic equipment. In: **2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)**. IEEE, 2011. p. 393-398.

TOLBERT, Leon M.; PENG, Fang Zheng; HABELLER, Thomas G. Multilevel converters for large electric drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 1, p. 36-44, 1999.

TORRES, Alfonso Parreno; RONCERO-SANCHEZ, Pedro; BATLLE, Vicente Feliu. A two degrees of freedom resonant control scheme for voltage-sag compensation in dynamic voltage restorers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 6, p. 4852-4867, 2018.

TRIPATHI, Ramesh Kumar; SINGH, Chandreshver Pratap. Power quality control of unregulated non-linear loads. In: **2010 International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES)**,. IEEE, 2010. p. 1-6.

TURUNEN, Juha; SALO, Mika; TUUSA, Heikki. Comparison of series hybrid active power filters based on experimental tests. In: **2005 European Conference on Power Electronics and Applications**. IEEE, 2005. p. 10 pp.-P. 10.

VALDEZ-FERNÁNDEZ, Andrés A. et al. A model-based controller for the cascade H-bridge multilevel converter used as a shunt active filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 11, p. 5019-5028, 2013.

VEENSTRA, Martin; RUFER, Alfred. Control of a hybrid asymmetric multi-level inverter for competitive medium-voltage industrial drives. In: **Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting**. IEEE, 2003. p. 190-197.

VIRMANI, Rahul et al. Performance comparison of UPQC and Active Power Filters for a non-linear load. In: **2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India**. IEEE, 2010. p. 1-8.

VODYAKHO, Oleg; MI, Chris C. Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1350-1363, 2009.

WANG, Kui et al. Neutral-point potential balancing of a five-level active neutral-point-clamped inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 5, p. 1907-1918, 2013.

WANG, Kui et al. Capacitor voltage balancing of a five-level ANPC converter using phase-shifted PWM. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1147-1156, 2015.

WANG, Hongliang et al. A seven-switch five-level active-neutral-point-clamped converter and its optimal modulation strategy. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 7, p. 5146-5161, 2017.

WANG, Hongliang et al. A new six-switch five-level active neutral point clamped inverter for PV applications. **IEEE Trans. Power Electron**, v. 32, n. 9, p. 6700-6715, 2017.

WANG, Lei; LAM, Chi-Seng; WONG, Man-Chung. Selective compensation of distortion, unbalanced and reactive power of a thyristor-controlled LC-coupling hybrid active power filter (TCLC-HAPF). **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9065-9077, 2017.

WANG, Lei; LAM, Chi-Seng; WONG, Man-Chung. Hybrid structure of static var compensator and hybrid active power filter (SVC//HAPF) for medium-voltage heavy loads compensation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 6, p. 4432-4442, 2018.

WILLEMS, Jacques L. A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 41, n. 4, p. 523-527, 1992.

WOODLEY, Neil H.; MORGAN, L.; SUNDARAM, Ashok. Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 14, n. 3, p. 1181-1186, 1999.

WU, C. M.; LAU, W. H.; CHUNG, H. A five-level neutral-point-clamped H-bridge PWM inverter with superior harmonics suppression: A theoretical analysis. In: **Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1999. ISCAS'99..** IEEE, 1999. p. 198-201.

WU, Fengjiang et al. Zero-crossing disturbance elimination and spectrum analysis of single-carrier seven-level SPWM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 2, p. 982-990, 2015.

WU, Liran; MINGLI, Wu. Single-phase cascaded H-bridge multi-level active power filter based on direct current control in AC electric railway application. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 6, p. 637-645, 2017.

XIA, Hua; LI, Lei. Hybrid cascaded multilevel inverter with one DC source by using high frequency link. In: **2013 8th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**. IEEE, 2013. p. 1775-1779.

XIN, Zhen et al. An improved second-order generalized integrator based quadrature signal generator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 12, p. 8068-8073, 2016.

XU, Qianming et al. Analysis and control of M3C-based UPQC for power quality improvement in medium/high-voltage power grid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 12, p. 8182-8194, 2016.

YANG, Yongheng et al. Design for reliability of power electronic systems. In: **Power Electronics Handbook**. Butterworth-Heinemann, 2018. p. 1423-1440.

YAZDANI, Amirnaser; IRAVANI, Reza. A generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 20, n. 2, p. 1105-1114, 2005.

YAZDANI, Amirnaser; IRAVANI, Reza. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. John Wiley & Sons, 2010.

YIN, Shih-An et al. A survey on high tech industry power quality requirements. In: **Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2001 IEEE/PES**. IEEE, 2001. p. 548-553.

YOUSSEF, Tarek et al. Power quality enhancement for nonlinear unbalanced loads through improved active power filter control. In: **IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. IEEE, 2014. p. 5202-5207.

ZENG, Zheng et al. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 24, p. 223-270, 2013.

ZHANG, Guidong et al. Power electronics converters: Past, present and future. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, p. 2028-2044, 2018.

ZHANG, Yuxiao et al. An improved method of SAPF for harmonic compensation and resonance damping with current detection of power capacitors and linear/nonlinear loads. In: **2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. IEEE, 2017. p. 3286-3291.

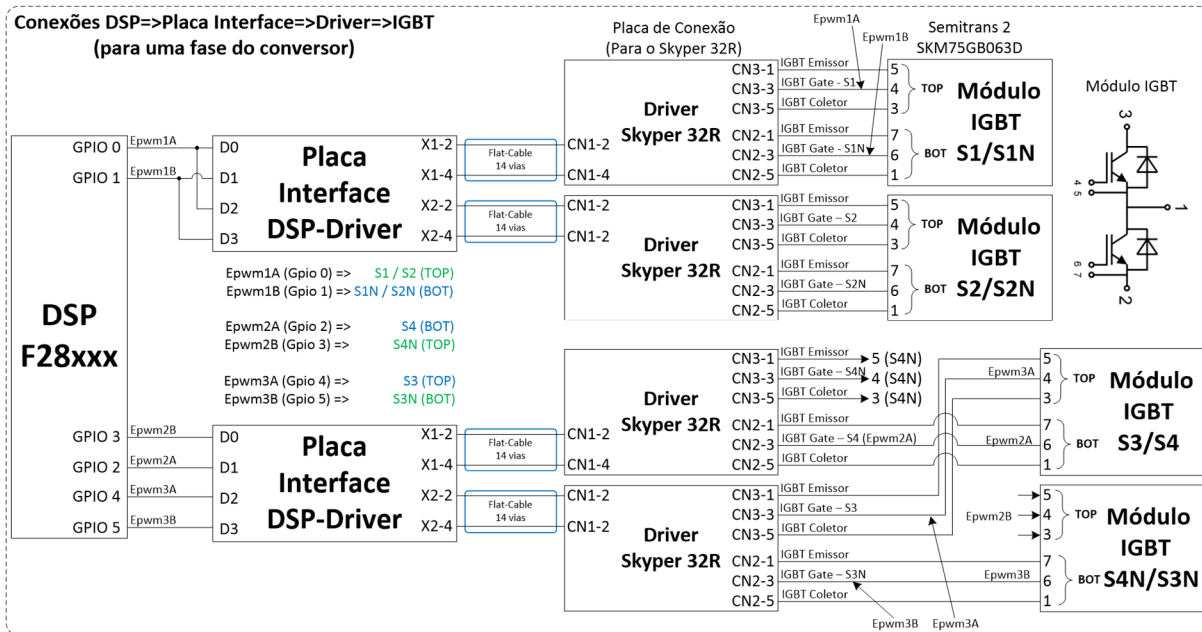
ZHU, Haifeng et al. Five-level diode-clamped active power filter using voltage space vector-based indirect current and predictive harmonic control. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 3, p. 713-723, 2014.

APÊNDICES

APÊNDICE A – Diagrama de conexões entre o DSP e IGBT

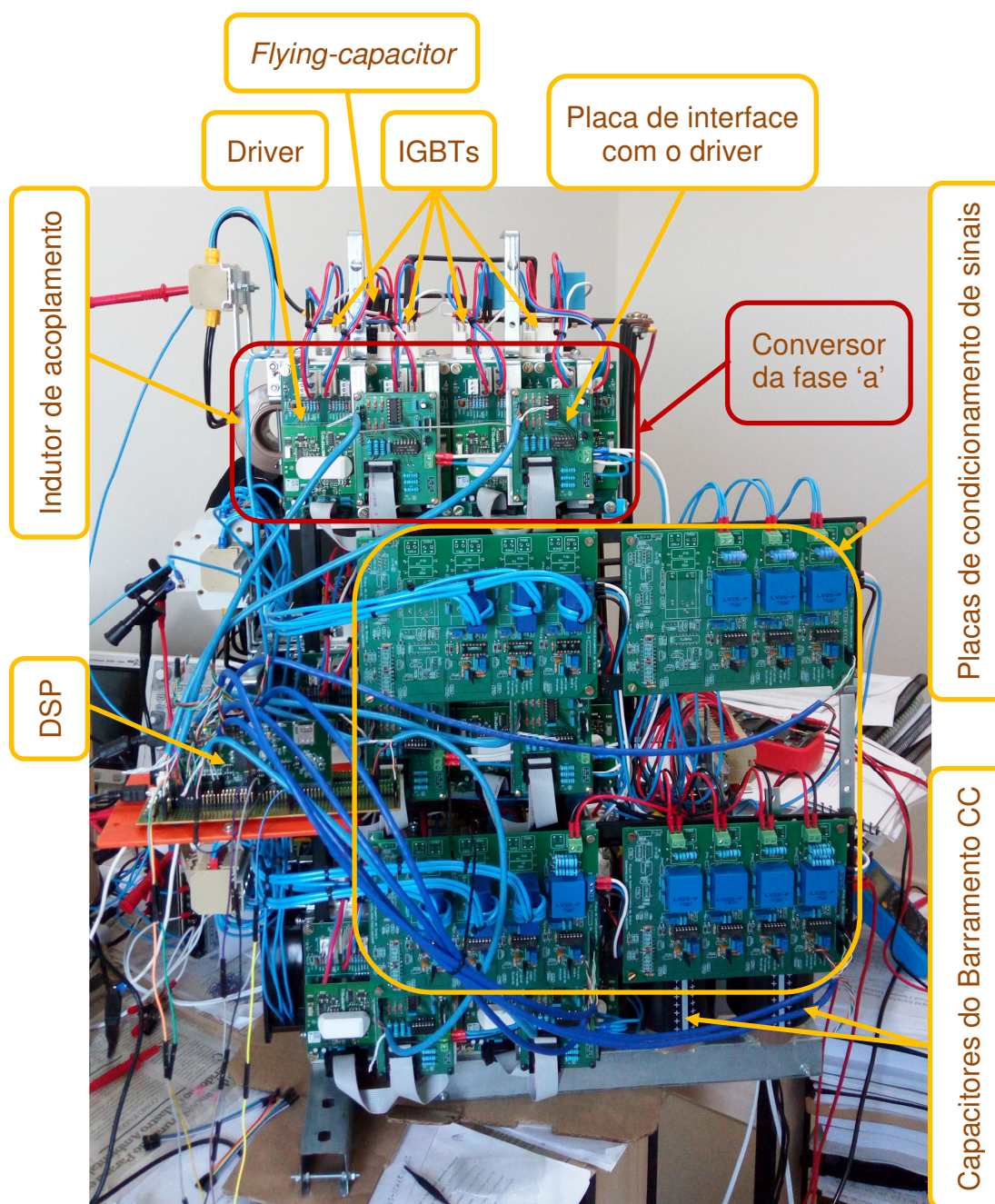
A Figura A1 ilustra o diagrama de conexões utilizado entre o *DSP*, a placa de interface (*DSP-Driver*), o driver Skyper 32R e o módulo *IGBT*. É importante destacar que o diagrama apresentado se refere a uma fase do conversor assimétrico de cinco níveis, o qual foi realizado com quatro módulos *IGBT*'s.

Figura A1 – Diagrama de conexões entre o *DSP* até o *IGBT*.

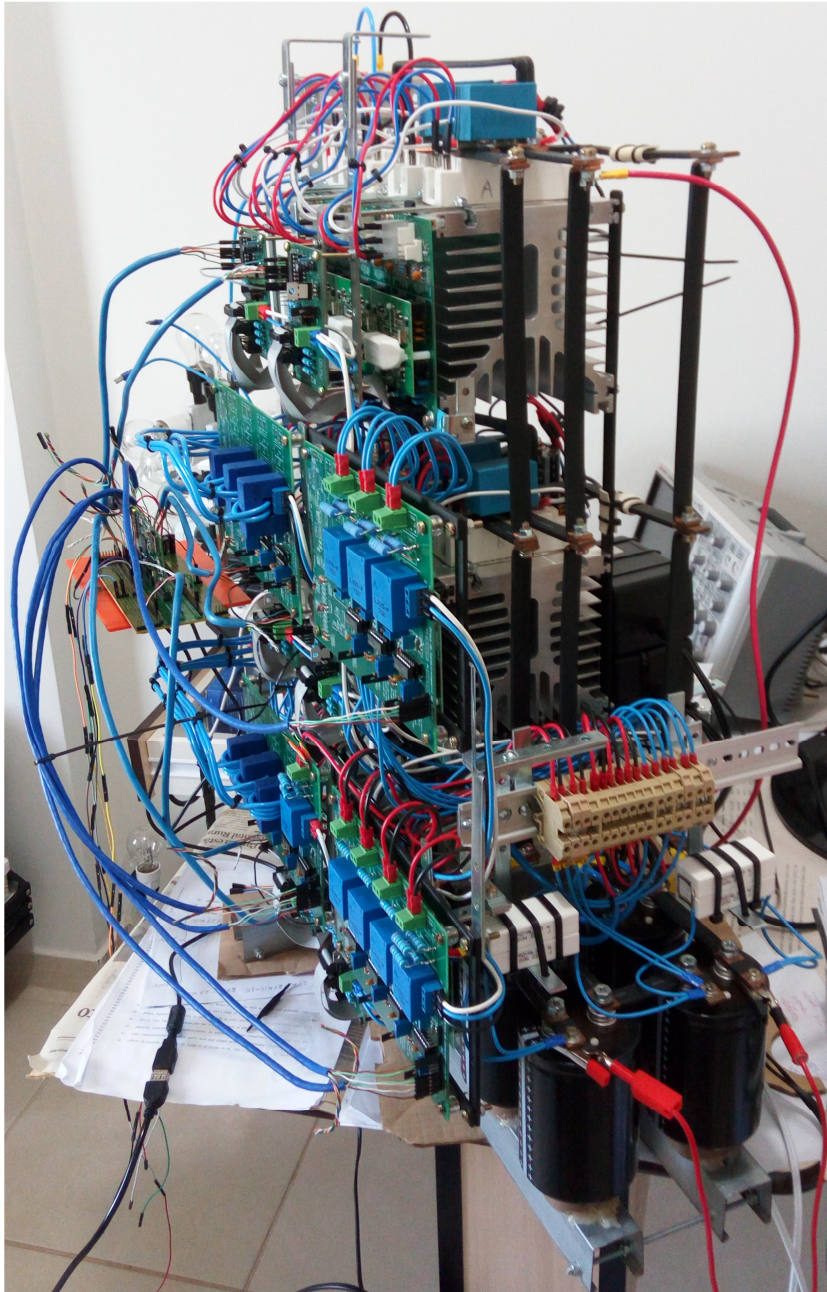


Fonte: Próprio autor.

APÊNDICE B – Fotos do Protótipo construído



APÊNDICE B – Fotos do Protótipo construído



ANEXOS

ANEXO A – Características do IGBT

SKM 75GB063D



SEMITRANS® 2

Superfast NPT-IGBT Modules

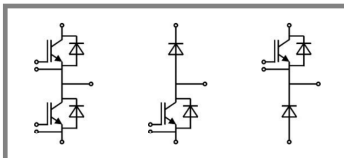
- SKM 75GB063D
- SKM 75GAR063D
- SKM 75GAL063D

Features

- N channel, homogeneous Si-structure (NPT-Non punch-through IGBT)
- Low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting if term. G is clamped to E
- Pos. temp.-coeff. of V_{CEsat}
- Very low C_{ies} , C_{oes} , C_{res}
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper baseplate using DBC Direct Copper Bonding Technology without hard mould
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications*

- Switching (not for linear use)
- Switched mode power supplies
- UPS
- Three phase inverters for servo / AC motor speed control
- Pulse frequencies also > 10kHz



GB GAL GAR

Absolute Maximum Ratings		$T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise specified		
Symbol	Conditions	Values	Units	
IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	600	V	
I_C	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	100	A
		$T_{case} = 75\text{ }^\circ\text{C}$	75	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	150	A	
V_{GES}		± 20	V	
t_{psc}	$V_{CC} = 300\text{ V}; V_{GE} \leq 20\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{CES} < 600\text{ V}$	10	μs	
Inverse Diode				
I_F	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	75	A
		$T_{case} = 80\text{ }^\circ\text{C}$	50	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	150	A	
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}; \sin.$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	440	A
Freewheeling Diode				
I_F	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	$T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$	100	A
		$T_c = 80\text{ }^\circ\text{C}$	75	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	200	A	
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}; \sin$	$T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	720	A
Module				
$I_{t(RMS)}$		200	A	
T_{vj}		- 40 ... + 150	$^\circ\text{C}$	
T_{stg}		- 40 ... + 125	$^\circ\text{C}$	
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V	

Characteristics		$T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT					
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 1\text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}, V_{CE} = V_{CES}$		0,1	0,3	mA
V_{CE0}		$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1,05		V
		$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	1		V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	14		$\text{m}\Omega$
		$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	18,7		$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 75\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$	2,1	2,5	V
		$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$	2,4	2,8	V
C_{ies}	$V_{CE} = 25, V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$	4,2		nF
C_{oes}			0,5		nF
C_{res}			0,3		nF
Q_G	$V_{GE} = 0\text{ V} \dots +15\text{ V}$		180		nC
R_{Gint}	$T_j = \text{ }^\circ\text{C}$		0		Ω
$t_{d(on)}$	$R_{Gon} = 15\text{ } \Omega$	$V_{CC} = 300\text{ V}$ $I_C = 75\text{ A}$	60		ns
t_r			50		ns
E_{on}	$R_{Goff} = 15\text{ } \Omega$	$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	3		mJ
$t_{d(off)}$			350		ns
t_f			35		ns
E_{off}			2,5		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0,35	K/W

ANEXO A – Características do IGBT

SKM 75GB063D



SEMITRANS® 2

Superfast NPT-IGBT Modules

SKM 75GB063D

SKM 75GAR063D

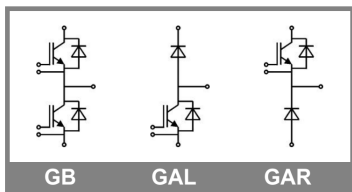
SKM 75GAL063D

Features

- N channel, homogeneous Si-structure (NPT-Non punch-through IGBT)
- Low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting if term. G is clamped to E
- Pos. temp.-coeff. of V_{CEsat}
- Very low C_{ies} , C_{oes} , C_{res}
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper baseplate using DBC Direct Copper Bonding Technology without hard mould
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications*

- Switching (not for linear use)
- Switched mode power supplies
- UPS
- Three phase inverters for servo / AC motor speed control
- Pulse frequencies also > 10kHz



GB

GAL

GAR

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Units
Inverse Diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 75 \text{ A}; V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$		1,55	1,9	V
		$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$		1,55		V
V_{F0}		$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$			0,9	V
r_F		$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		10	13,3	mΩ
I_{RRM}	$I_F = 75 \text{ A}$	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		30		A
Q_{rr}	$di/dt = 800 \text{ A}/\mu\text{s}$			3,7		μC
E_{rr}	$V_{GE} = -15 \text{ V}; V_{CC} = 300 \text{ V}$					mJ
$R_{th(j-c)D}$	per diode				0,72	K/W
Freewheeling Diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_{Fnom} = 100 \text{ A}; V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$		1,55	1,9	V
		$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}_{chiplev.}$		1,55		V
V_{F0}		$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$			0,9	V
r_F		$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		8	10	V
I_{RRM}	$I_F = 100 \text{ A}$	$T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		44		A
Q_{rr}	$di/dt = 0 \text{ A}/\mu\text{s}$			6		μC
E_{rr}	$V_{GE} = -15 \text{ V}; V_{CC} = 300 \text{ V}$					mJ
$R_{th(j-c)FD}$	per diode				0,6	K/W
Module						
L_{CE}					30	nH
R_{CC+EE}	res., terminal-chip	$T_{case} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		0,75		mΩ
		$T_{case} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		1		mΩ
$R_{th(c-s)}$	per module				0,05	K/W
M_s	to heat sink M6		3		5	Nm
M_t	to terminals M5		2,5		5	Nm
w					160	g

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX.

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.

ANEXO B – Características do Driver

SKYPER 32 R



SKYPER®

IGBT Driver Core

SKYPER 32 R

Preliminary Data

Features

- Two output channels
- Integrated potential free power supply
- Under voltage protection
- Drive interlock top / bottom
- Dynamic short circuit protection
- Shut down input
- Failure management
- UL recognized, ROHS
- IEC 60068-1 (climate) 40/085/56, no condensation and no dripping water permitted, non-corrosive, climate class 3K3 acc. EN60721

Typical Applications*

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in industrial application
- DC bus voltage up to 1200V

Footnotes

with external high voltage diode
Please Note: the isolation test is not performed as a series test at SEMIKRON and must be performed by the user according to VDE 0110-20 can be expanded to 6,3μQ with boost capacitors

Isolation coordination in compliance with EN50178 PD2
Operating temperature is real ambient temperature around the driver core
Degree of protection: IP00

Driver Core

Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
V_s	Supply voltage primary	16	V
V_{iH}	Input signal voltage (HIGH)	$V_s + 0.3$	V
V_{iL}	Input signal voltage (LOW)	$GND - 0.3$	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	15	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	50	mA
f_{max}	Max. switching frequency	50	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/μs
V_{isolIO}	Isolation test voltage input - output (AC, rms, 2s)	4000	V
V_{isolPD}	Partial discharge extinction voltage, rms, $Q_{PD} \leq 10pC$	1500	V
V_{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (AC, rms, 2s)	1500	V
$R_{Gon\ min}$	Minimum rating for external R_{Gon}	1.5	Ω
$R_{Goff\ min}$	Minimum rating for external R_{Goff}	1.5	Ω
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse	2.5	μC
T_{op}	Operating temperature	-40 ... 85	°C
T_{stg}	Storage temperature	-40 ... 85	°C

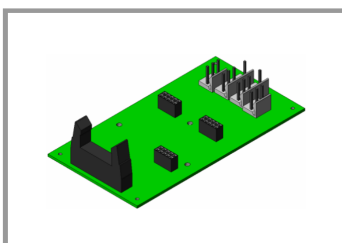
Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
V_s	Supply voltage primary side	14.4	15	15.6	V
I_{S0}	Supply current primary (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			450	mA
V_i	Input signal voltage on / off		15 / 0		V
V_{IT+}	Input threshold voltage HIGH			12.3	V
V_{IT-}	input threshold voltage (LOW)	4.6			V
R_{iN}	Input resistance (switching/HALT signal)		10		kΩ
$V_{G(on)}$	Turn on output voltage		15		V
$V_{G(off)}$	Turn off output voltage		-7		V
f_{ASIC}	Asic system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)O}$	Input-output turn-on propagation time		1.1		μs
$t_{d(off)O}$	Input-output turn-off propagation time		1.1		μs
$t_{d(err)}$	Error input-output propagation time	5.4		7.9	μs
$t_{PERRESET}$	Error reset time		9		μs
t_{TD}	Top-Bot interlock dead time		3	0	μs
C_{ps}	Coupling capacitance prim sec		12		pF
w	weight		28		g
MTBF			2.5		10 ⁶ h

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

ANEXO B – Características do Driver

Board – SKPC Skyper 32/2



SKPC

SKPC Skyper 32/2

Preliminary Data

Features

- Blank PCB
- Glass fiber epoxy – FR4
- Without piece parts
- Ready to fit parts for wave soldering
- For Skyper 32 drivers
- Outputs available to connect single or two paralleled IGBT modules.
- Includes a circuit which allows error signal inversion.
- Same dimensions of SKHI 10 driver.
- Same input connector and pinouts as SKHI 23 driver.
- RoHS compliant

Recommended piece parts list

Part No.	Function ¹⁾	Designation	Recommended Value ¹⁾
DR1	Main driver	Skyper 32	
C1, C12	Vs filter	Electrolytic capacitor	100 uF / 35V
C2~C5, C7	Filter	Polyester capacitor	1 nF / 63V
C6, C8~C11, C13~C19	Booster	Polyester capacitor	1 uF / 25V
CCE1, CCE2	CCEBOT	Capacitor	330 pF > 25 V for 1200V IGBT 470 pF > 25 V for 1700V IGBT
Q1	Error inversion	NPN transistor ³⁾	BC 547B
R1, R4	Error inversion	Resistor ^{3) 4)}	4,7 K Ω / 0,25W
R2, R3	Error inversion	Resistor ³⁾	2,2 K Ω / 0,25W
RGON1	RGONTOP1	Resistor ²⁾	1,5 Ω min. (3 Ω paralleled)
RGON2	RGONBOT1	Resistor ²⁾	1,5 Ω min. (3 Ω paralleled)
RGON3	RGONTOP2	Resistor ²⁾	3 Ω min.
RGON4	RGONBOT2	Resistor ²⁾	3 Ω min.
RGOFF1	RGOFFTOP1	Resistor ²⁾	1,5 Ω min. (3 Ω paralleled)
RGOFF2	RGOFFBOT1	Resistor ²⁾	1,5 Ω min. (3 Ω paralleled)
RGOFF3	RGOFFTOP2	Resistor ²⁾	3 Ω min.
RGOFF4	RGOFFBOT2	Resistor ²⁾	3 Ω min.
REX1, REX3	REXTOP	Resistor	0,47 Ω / 0,25W
REX2, REX4	REXBOT	Resistor	0,47 Ω / 0,25W
RCE1	RCEBOT1	Resistor ¹⁾	0 – 100 K Ω / 0,25 W
RCE2	RCETOP1	Resistor ¹⁾	0 – 100 K Ω / 0,25 W
RVCE1	RVCEBOT	Resistor	1 K Ω
RVCE2	RVCETOP	Resistor	1 K Ω
D1, D2	DSCP	Diode	BY203/20S or similar
D3, D4	VCE protection	Diode	1N4148
CN1	Input	Connector	14 pin flat cable
CN2	Top main output	Connector	Molex 41791 – 5 pos. ⁵⁾
CN3	Bot main output	Connector	Molex 41791 – 5 pos. ⁵⁾
CN4	Top sec. output	Connector	Molex 41791 – 3 pos. ⁵⁾
CN5	Bot sec. output	Connector	Molex 41791 – 3 pos. ⁵⁾
J3	Error inversion	Closed (open when using inversion error circuit ³⁾)	
J4	Shield	Screen input cable to ground	

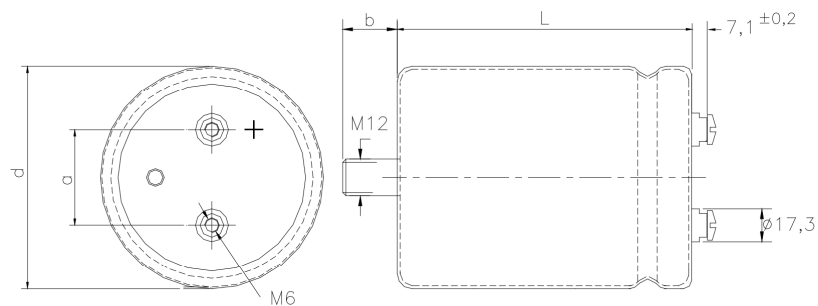
- 1) See Skyper 32 datasheet.
- 2) See device to be driven datasheet.
- 3) Assembled only for error signal inversion and J3 open.
- 4) Not assembled if open collector is desired.
- 5) Matches with Molex 41695 crimp housing.

ANEXO C – Características do Capacitor do elo CC



ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITOR – DATA SHEET

Ordering Code: B43875-A5478-Q005



Drawing

Dimensions in mm

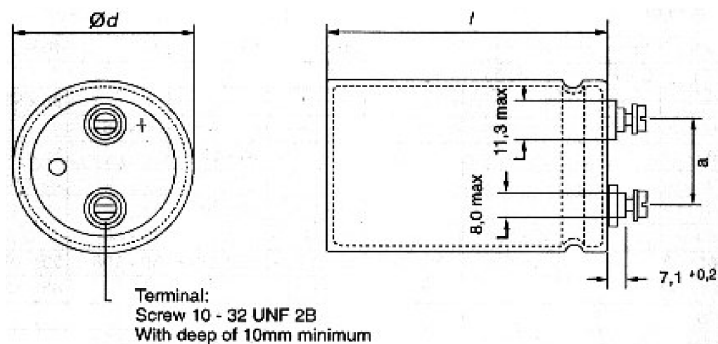
d +1	l ± 2	b ± 0,5	a ± 0,4
75	145	16,0	31,7

Rated Capacitance , C_R , Tolerance (120Hz/20°C)	4700 μ F , -10 / +30 %
Rated Voltage, U_R	450 V
Operating Temperature Range	-25 ~ +85°C
Max. ESR (120Hz/20°C)	45m Ω
Max. Ripple Current (120Hz/85°C) , I_{acR}	9,8 A rms
Max. Ripple Current (120Hz/40°C)	15,687 A rms
Climatic Category (IEC)	(25/085/56)
Max. Leakage Current , (5 minutes/20°C)	4,36 mA
Service life (40°C/ U_R / I_{acR})	100.000 h
Service life (85°C/ U_R / I_{acR})	2000 h
Other specifications	IEC 384-4, Type GP

EDITION: 01	DATE: 16/11/01
-------------	----------------

ANEXO C – Características do flying-capacitor

Capacitor EPCOS B43875A2338Q



VR	CR	Case	IL MAX	ESRtyp	ESRmax	Iacmax	IacR	Ordering
	120 Hz	Dimensions	5 min	120Hz	120Hz	120Hz	120Hz	code
Vdc	25°C	d x l	25° C	25° C	25° C	40° C	85° C	
	μf	mm	mA	Ω	Ω	A	A	Short Code
B43875								
160	6 800	65 x 105	2,50	0,022	0,295	3,4	2,1	-A1688-Q
200	470	35 X 55	0,92	0,0120	0,314	4,5	2,8	-A2477-Q
	1 000	35 X 105	1,34	0,0120	0,147	5,8	3,6	-A2108-Q
	1 500	50 X 80	1,64	0,073	0,098	7,2	4,5	-A2158-Q
	2 200	50 X 105	1,99	0,047	0,067	9,6	6,0	-A2228-Q
	3 300	50 X 120	2,44	0,031	0,045	13,4	8,4	-A2338-Q
	4 700	65 X 105	2,91	0,017	0,031	16,3	10,2	-A2478-Q
	10 000	75 X 165	4,24	0,007	0,015	28,5	17,8	-A2109-Q