

Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia de Geociências
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Calebe Hermann de Oliveira Lima

CONTROLE DE HARMÔNICOS E POTÊNCIA
REATIVA EM CARGAS DESBALANCEADAS
UTILIZANDO UM FILTRO HÍBRIDO TRIFÁSICO
DUAL BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES.

Recife

Fevereiro de 2017

Calebe Hermann de Oliveira Lima

CONTROLE DE HARMÔNICOS E POTÊNCIA REATIVA EM
CARGAS DESBALANCEADAS UTILIZANDO UM FILTRO
HÍBRIDO TRIFÁSICO DUAL BASEADO NO INVERSOR
NOVE-CHAVES.

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof.^o Dr. Fabrício Bradaschia

Coorientador: Prof.^o Dr. Leonardo Rodrigues Limongi

Recife

Fevereiro de 2017

Catálogo na fonte
Bibliotecária: Rosineide Mesquita Gonçalves Luz / CRB4-1361 (BCTG)

L732c Lima, Calebe Hermann de Oliveira.
Controle de harmônicos e potência reativa em cargas desbalanceadas utilizando um filtro híbrido trifásico dual baseado no inversor nove-chaves./ Calebe Hermann de Oliveira Lima – Recife, 2017.
104 f.: il., fig. tab.

Orientador: Prof^o. Dr^o. Fabrício Bradaschia.
Coorientador Prof^o. Dr^o. Leonardo Rodrigues Limongi.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.
Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Filtro híbrido de potência. 3. Inversor nove-chaves. 4. Compensação de harmônicos. 5. Potência reativa. 6. Sistemas de controle. . Controlador. I. Bradaschia, Fabrício (Orientador). II. Limongi, Leonardo Rodrigues. III. Título.

621.3 CDD (22. Ed.)

UFPE-BIBCTG/2017-259



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

CALEBE HERMANN DE OLIVEIRA LIMA

TÍTULO

**“CONTROLE DE HARMÔNICOS E POTÊNCIA REATIVA EM
CARGAS DESBALANCEADAS UTILIZANDO UM FILTRO HÍBRIDO
TRIFÁSICO DUAL BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES.”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FABRICIO BRADASHIA, DEE/UFPE; LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE, MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE e THIAGO OLIVEIRA ALVES ROCHA, DEE/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **CALEBE HERMANN DE OLIVEIRA LIMA APROVADO.**

Recife, 23 de fevereiro de 2017.

EDUARDO FONTANA

Vice-Coordenador do PPGEE

FABRICIO BRADASCHIA

Orientador e Membro Titular Interno

THIAGO OLIVEIRA ALVES ROCHA

Membro Titular Externo

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI

Coorientador e Membro Titular Interno

MARCELO CABRAL CAVALCANTI

Membro Titular Interno

Dedico aos meus pais, minha noiva e minhas irmãs.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, pela vida que me deu, e por sempre estar comigo em todos os momentos da minha vida.

Agradeço aos meus pais e as minhas irmãs, pelo amor e paciência que eles têm por mim, e por sempre me apoiarem e me ajudarem sempre que precisei. A minha noiva Myllena Eunice por sempre estar presente e me apoiar, aos grandes amigos Emerson Sullywan, Felipe Emanuel, Paulo Roberto, Rafael Souza.

Aos meus avós José Mariano (*in memoriam*) e Aderita Oliveira (*in memoriam*), Manoel de Lima e Maria Dalva pelos ensinamentos aprendidos com eles. Aos meus tios e tias, em especial Luiz Moraes, Ivandira Moraes, e minha prima Vanessa Moraes.

Ao orientador Fabrício Bradaschia e ao co-orientador Leonardo Rodrigues Limongi, por ter aceito o convite para me orientar, pela dedicação e toda atenção prestada, por tudo que eles tem me ensinaram durante esse mestrado. Ao grupo GEPAE, em especial a Guilherme Genú, que sempre esteve disposto a me ajudar, e aos amigos Tiago Cardoso, Emerson Silva, Marcio Gomes, Aginaldo Junior, Arthur Szpak, Lauro César e Thereza Melo.

Aos amigos do GPTD, Ayrilw Maynyson, Alexandro Xavier e Lopes Diego.

Pelas orações dos irmãos da Primeira Igreja Batista de Carpina.

RESUMO

Nas últimas décadas, o uso de cargas não-lineares tem crescido rapidamente, provocando perturbações no sistema elétrico. Esses problemas são, majoritariamente, causados por cargas não-lineares monofásicas e trifásicas. As cargas não-lineares consomem níveis indesejados de componentes harmônicas de corrente. Tais perturbações têm prejudicado o funcionamento de processos industriais automatizados e outros equipamentos sensíveis conectados à rede elétrica, que necessitam de energia com boa qualidade. O excesso de potência reativa fornecida pela rede podem trazer consequências como perdas na forma de calor, e subutilização da capacidade instalada. Por isso, este trabalho apresenta um sistema de controle responsável mitigar correntes harmônicas e controlar a potência reativa em cargas desbalanceadas utilizando um filtro híbrido trifásico dual baseado no inversor nove-chaves. Desses controles, apenas, o controle de correntes harmônicas utilizando a estrutura do NSI já foi implementado. Primeiramente, neste trabalho é apresentado o funcionamento do inversor nove-chaves, a técnica de PWM e o projeto dos filtros passivos. Em segundo lugar é apresentada a modelagem do sistema para componentes harmônicas, fundamentais e CC, deduzindo o comportamento dinâmico do filtro híbrido de potência, e o projeto dos controladores. Por fim, são apresentados os resultados de simulação utilizando o MATLAB[®]/Simulink, e os resultados experimentais a partir de um protótipo do filtro híbrido, com o intuito de comprovar a eficácia do sistema de controle em estudo.

Palavras-chave: Filtro híbrido de potência. Inversor nove-chaves. Compensação de harmônicos. Potência reativa. Sistema de controle. Controlador.

ABSTRACT

The use of non-linear loads has grown rapidly, causing problems to the electrical system. These problems are mostly caused by single-phase and three-phase non-linear loads. The non-linear loads inject in the network unwanted levels of harmonic currents. However, these disturbances have hindered the operation of automated industrial processes and other sensitive equipment connected to the grid, which require energy with minimal disturbance. The excess reactive power delivered by the grid can have consequences such as losses in the form of heat, and underutilization of installed capacity. Therefore, this work presents a control system that is responsible for mitigating harmonic currents and compensating reactive power in the grid, using a dual three-phase hybrid power filter based on the nine-switch inverter. First, this work shows the operation of the nine-switch inverter, the expressions of the PWM technique, and the design of the passive filters. Second, this work presents the modeling of system for harmonic, fundamental and DC components, deducing the dynamic behavior of the hybrid power filter. Based on those models, a control strategy is proposed. Finally, simulation, performed in the MATLAB[®]/Simulink, and experimental results, obtained from a prototype of the hybrid filter, are presented to prove the effectiveness of the proposed control system.

Keywords: Hybrid power filter. Nine-switch inverter. Harmonics compensation. Reactive power control. Control system. Controller.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Triângulo de potência.	20
Figura 2 – Filtro passivo conectado a rede elétrica.	21
Figura 3 – Filtro ativo paralelo com o VSI.	23
Figura 4 – Topologia do filtro ativo série e filtro passivo paralelo proposto por (PENG; AKAGI; NABAE, 1990).	23
Figura 5 – Filtro híbrido proposto por Fujita e Akagi (1991).	24
Figura 6 – Filtro híbrido proposto por Srianthumrong e Akagi (2003).	25
Figura 7 – Topologia do inversor <i>back-to-back</i> composto por dois VSI's.	25
Figura 8 – Inversor nove-chaves (NSI).	26
Figura 9 – Topologia do DIHAPF baseado no NSI proposto por Shi et al. (2015).	27
Figura 10 – Filtro híbrido dual baseado no NSI proposto por Limongi et al. (2014).	28
Figura 11 – Filtro híbrido dual baseado no SSTL proposto por Limongi et al. (2015).	28
Figura 12 – Sistema convencional para correção do fator de potência utilizando um banco de capacitores.	29
Figura 13 – Sistema elétrico em estudo com HPF baseado no inversor nove-chaves.	31
Figura 14 – Inversor nove-chaves (NSI).	32
Figura 15 – Geração dos pulsos das chaves no NSI.	33
Figura 16 – Técnica SPWM para o NSI no modo de operação FC.	35
Figura 17 – Técnica SPWM para o NSI no modo de operação FD.	36
Figura 18 – Geração dos pulsos do gatilho das três chaves do braço do NSI.	38
Figura 19 – Correntes da carga não-linear trifásica.	39
Figura 20 – Corrente da carga não-linear monofásica.	40
Figura 21 – Filtro passivo LC trifásico.	41
Figura 22 – Diagrama de Bode do filtro passivo LC.	42
Figura 23 – Resultados gráficos da compensação de correntes harmônicas para diferentes sintonia dos filtros passivos para o: (a) Caso 1; (b) Caso 2; (c) Caso 3; (d) Caso 4; (e) Caso 5.	44
Figura 24 – Modelo equivalente c.c. do filtro híbrido baseado no NSI.	45
Figura 25 – Modelo equivalente c.a. na frequência fundamental do filtro híbrido baseado no NSI.	47
Figura 26 – Diagrama de controle do HPF baseado no NSI, com compensação de harmônicos e reativos.	50
Figura 27 – PLL utilizado no sistema de controle.	52
Figura 28 – Integrador de sinal senoidal (SSI).	52

Figura 29 – Filtro passa-baixas utilizado na extração da componente contínua dos sinais de corrente.	53
Figura 30 – Malha de controle da componente reativa de corrente do filtro híbrido.	55
Figura 31 – Circuito equivalente do sistema para controle de potência reativa.	55
Figura 32 – Dinâmica de I_{S_d} do modelo obtido e do sistema real.	59
Figura 33 – Dinâmica de I_{S_q} do modelo obtido e do sistema real.	60
Figura 34 – Dinâmica de I_{S_q} das unidades: (a) <i>top</i> , (b) <i>bottom</i>	61
Figura 35 – Aplicação de um degrau no controle de \bar{i}_{S_q}	63
Figura 36 – Circuito equivalente unifilar (fase A) do sistema considerando apenas a unidade <i>top</i> , (a) equivalente considerando todas as componentes de corrente e sem o controle <i>feedback</i> , (b) equivalente considerando somente as componentes harmônicas de corrente e com o controle <i>feedback</i>	64
Figura 37 – Controle da tensão do barramento c.c. em malha fechada.	68
Figura 38 – Diagrama de Bode da característica de filtragem do filtro híbrido para a unidade <i>top</i> : (a) com sequências positivas; (b) com sequências negativas.	71
Figura 39 – Diagrama de Bode da característica de filtragem do filtro híbrido para a unidade <i>bottom</i> : (a) com sequências positivas; (b) com sequências negativas.	73
Figura 40 – Diagrama de Bode da característica de filtragem do controle <i>feedback</i> somado ao controle <i>feedforward</i> na unidade <i>top</i> . (a) $k_{top} = 2$. (b) $k_{top} = 10$. (c) $k_{top} = 100$	75
Figura 41 – Correntes trifásicas das cargas i_L	79
Figura 42 – Gráficos de barras dos harmônicos de simulação com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da carga (fase B).	79
Figura 43 – Correntes trifásicas da rede (i_S) com a inserção dos filtros passivos LC.	80
Figura 44 – Gráficos de barras dos harmônicos de simulação com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase B) apenas com os filtros passivos.	80
Figura 45 – Correntes trifásicas da rede (i_S) com os controles das unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ativados.	81
Figura 46 – Gráficos de barras dos harmônicos de simulação com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase B) com os controles das unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ativados.	81
Figura 47 – Corrente da fase A com os controles das unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> ativadas: (a) da rede i_S ; (b) da carga i_L ; (c) da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$; (d) da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$	82
Figura 48 – Degrau na corrente \bar{i}_{S_q} injetada pelo filtro híbrido dual baseado no NSI.	82
Figura 49 – Gráficos de barras de componentes harmônicas próximas da frequência fundamental da rede.	83
Figura 50 – Diagrama unifilar do protótipo do HPF dual baseado no NSI e a sua interface com o <i>dSPACE</i>	85

Figura 51 – Foto do protótipo do HPF dual baseado no NSI.	86
Figura 52 – Instrumentos de medição e análise: (a) Osciloscópio Yokogawa. (b) Analisador de qualidade de energia Fluke.	86
Figura 53 – Correntes drenadas pelo retificador trifásico (caso 1), (2 A/div, 5ms/div). Corrente da carga do retificador trifásico.	87
Figura 54 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da carga (fase A).	87
Figura 55 – Operação do HPF apenas com os filtros passivos (caso 1), (10 A/div, 2ms/div). Grandezas (cima para baixo): corrente Rede i_S ; corrente da Carga i_L ; corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$; corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$	88
Figura 56 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase A) apenas com os filtros passivos (caso 1).	88
Figura 57 – Operação do HPF com o controle da unidade <i>top</i> ativado (caso 1), (10 A/div, 2ms/div). Grandezas (cima para baixo): corrente Rede i_S ; corrente da carga i_L ; corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$; corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$	89
Figura 58 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase A) apenas com a unidade <i>top</i> (caso 1).	89
Figura 59 – Operação do HPF com o controle da unidade <i>bottom</i> ativado (caso 1), (10 A/div, 2ms/div). Grandezas (cima para baixo): corrente Rede i_S ; corrente da Carga i_L ; corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$; corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$	90
Figura 60 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase A) apenas com a unidade <i>bottom</i> (caso 1).	91
Figura 61 – Operação do HPF com ambos os controles ativados (caso 1), (10 A/div, 2ms/div). Grandezas (cima para baixo): corrente rede i_S ; corrente da carga i_L ; corrente da unidade <i>top</i> $i_{F_{top}}$; corrente da unidade <i>bottom</i> $i_{F_{bot}}$	92
Figura 62 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase A) com ambos os controle ativados (caso 1).	92
Figura 63 – Correntes drenadas pelos retificadores monofásico e trifásico (caso 2), (2 A/div, 2ms/div). Corrente trifásica das cargas não-lineares i_L	93
Figura 64 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519 (Caso 2), Corrente da carga: (a) fase A; (b) fase B; (c) fase C.	94
Figura 65 – Corrente trifásica desbalanceadas da rede com ambos os controles ativados (caso 2), (2 A/div, 2ms/div).	95
Figura 66 – Degrau na corrente \bar{i}_{Sq}^* injetada pelo filtro híbrido dual baseado no NSI.	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Possíveis estados de chaveamento e as respectivas tensões de saída para um braço do NSI.	33
Tabela 2 – Componentes harmônicas de corrente da carga trifásica não-linear.	39
Tabela 3 – Distorções máximas das componentes harmônicas de corrente em percentual recomendadas por IEEE (1993).	39
Tabela 4 – Componentes harmônicas de corrente da carga monofásica não-linear.	40
Tabela 5 – Parâmetros da simulação e do protótipo do HPF dual baseado no NSI.	59
Tabela 6 – Parâmetros dos filtros passivos LC.	76
Tabela 7 – Parâmetros da simulação e do protótipo do HPF dual baseado no NSI.	78
Tabela 8 – Ganhos dos controladores utilizados na simulação e no protótipo.	78

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica.
CODI	Comitê de Distribuição de Energia Elétrica.
DHT	Distorção Harmônica Total.
FAP	Filtro Ativo Paralelo.
FQ	Fator de Qualidade.
HPF	<i>Hybrid Power Filter.</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes.
NSI	<i>Nine-Switch Inverter.</i>
PCC	Ponto de acoplamento comum (<i>Point of Common Coupling</i>).
P	Controlador Proporcional.
PI	Controlador Proporcional-Integral.
PWM	<i>Pulse-Width Modulation.</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop.</i>
SPWM	<i>Sinusoidal PWM.</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter.</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

θ_{fp}	Defasagem angular entre a tensão e a corrente.
θ_v	Defasagem angular da tensão.
θ_i	Defasagem angular da corrente.
ω	Frequência angular da rede elétrica.
ω_c	Frequência angular de corte.
ω_F	Frequência angular de ressonância do filtro LC.
C_{dc}	Capacitor do barramento CC.
$C_{F_{bottom}}$	Capacitor do filtro LC da unidade <i>bottom</i> .
$C_{F_{top}}$	Capacitor do filtro LC da unidade <i>top</i> .
D_{top}	Ciclo de trabalho das chaves superiores do NSI.
D_{bot}	Ciclo de trabalho das chaves inferiores do NSI.
f_1	Frequência fundamental.
f_c	Frequência de corte.
f_F	Frequência de ressonância do filtro LC.
f_S	Frequência de chaveamento.
H_{LFP}	Função transferência do filtro passa-baixa.
i_{dq}	Corrente de saída do NSI em referencial dq.
$i_{F_{bot}}$	Corrente do filtro LC da unidade <i>bottom</i> .
$i_{F_{top}}$	Corrente do filtro LC da unidade <i>top</i> .
i_{La}	Corrente na carga na fase a.
i_{Lb}	Corrente na carga na fase b.
i_{Lc}	Corrente na carga na fase c.
i_{Ldqh}	Componente harmônica de carga em referencial dq.

i_{Sa}	Corrente na rede na fase a no PCC.
i_{Sb}	Corrente na rede na fase b no PCC.
i_{Sc}	Corrente na rede na fase c no PCC.
\bar{i}_{Sq1}	Componente fundamental da corrente da rede no eixo q.
\tilde{i}_{Sd1}	Componente harmônica da corrente da rede no eixo d.
\tilde{i}_{Sq1}	Componente harmônica da corrente da rede no eixo q.
i_{Sq1}^*	Corrente de referência para o controle de potência reativa.
I_{kfn}^{rms}	Corrente eficaz fase-neutro.
k_{bot}	Ganho proporcional do controle <i>feedback</i> da unidade <i>bottom</i> .
k_{top}	Ganho proporcional do controle <i>feedback</i> da unidade <i>top</i> .
k_{pQ}	Ganho proporcional do controle de potência reativa do controlador PI.
k_{iQ}	Ganho integral do controle de potência reativa do controlador PI.
L_2	Indutor do lado CC do retificador monofásico.
L_3	Indutor da carga linear.
L_{ac1}	Indutor de conexão do retificador trifásico.
L_{ac2}	Indutor de conexão do retificador monofásico.
L_{Fbot}	Indutor da unidade <i>bottom</i> .
L_{Ftop}	Indutor da unidade <i>top</i> .
m_a	Índice de modulação de amplitude.
m_f	Razão de modulação de frequência.
Q	Potência reativa.
R	Resistência equivalente série do indutor do filtro LC.
R_{L1}	Resistência do lado CC do retificador trifásico.
R_{L2}	Resistência do lado CC do retificador monofásico.
R_{L3}	Resistência da carga linear.
R_{bot}	Resistência da unidade <i>bottom</i> .

R_{top}	Resistência da unidade <i>top</i> .
R_S	Resistência da Rede.
S_x	Chaves superiores do NSI.
S_{xy}	Chaves intermediárias do NSI.
S_y	Chaves inferiores do NSI.
t_{off}	Tempo que a chave permanece aberta.
t_{on}	Tempo que a chave permanece fechada.
T_S	Período de chaveamento.
v_{xo}^*	Tensão de referência da unidade <i>top</i> para o SPWM.
v_{yo}^*	Tensão de referência da unidade <i>bottom</i> o SPWM.
$v_{C_{bottom}}^{nominal}$	Tensão nominal dos capacitor do filtro LC na unidade <i>bottom</i> .
$v_{C_{top}}^{nominal}$	Tensão nominal dos capacitores do filtro LC na unidade <i>top</i> .
$v_{C_{bottom}}$	Componente de tensão CC sobre o capacitor do filtro LC na unidade <i>bottom</i> .
$v_{C_{top}}$	Componente de tensão CC sobre o capacitor do filtro LC na unidade <i>top</i> .
$v_{S_{bottom}}$	Componente de tensão CA sobre o capacitor do filtro LC na unidade <i>bottom</i> .
$v_{S_{top}}$	Componente de tensão CA sobre o capacitor do filtro LC na unidade <i>top</i> .
v_{xo}	Tensão de saída da unidade <i>top</i> do NSI.
v_{yo}	Tensão de saída da unidade <i>bottom</i> do NSI.
v_{dc}	Tensão no barramento CC.
v_{dq}	Tensão produzida pelo NSI em referencial dq.
v_{tri}	Onda triangular.
\hat{V}_{top}^{offset}	Parcela da tensão do barramento CC na unidade <i>top</i> .
\hat{V}_{bot}^{offset}	Parcela da tensão do barramento CC na unidade <i>bottom</i> .
$V_{k_{fn}}^{rms}$	Tensão eficaz fase-neutro.
$V_{k_{fn}}$	Tensão fase-neutro.
$V_{k_{fn}}$	Corrente da fase <i>k</i> .

\hat{V}_x	Valor de pico da tensão de referência v_{xo}^* .
\hat{V}_y	Valor de pico da tensão de referência v_{yo}^* .
X_C	Reatância capacitiva.
$x[k$] Sinal de entrada no instante k.
$y[k$] Sinal de saída no instante k.
$Z_{F_{bot}}$	Impedância do filtro LC da unidade <i>bottom</i> .
$Z_{F_{top}}$	Impedância do filtro LC da unidade <i>top</i> .
Z_S	Impedância da rede.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	FILTRO PASSIVO	21
1.2	FILTRO ATIVO PARALELO	22
1.3	FILTRO HÍBRIDO PARALELO	22
1.4	FILTRO HÍBRIDO BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES	25
1.5	COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA	27
1.6	MOTIVAÇÃO	29
1.7	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES	29
1.8	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	30
2	PROJETO DO FILTRO HÍBRIDO DUAL TRIFÁSICO BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES	31
2.1	INVERSOR NOVE-CHAVES	32
2.1.1	Modulação por Largura de Pulsos para o NSI	32
2.1.1.1	<i>Operação em Modo Frequência Comum (FC)</i>	<i>34</i>
2.1.1.2	<i>Operação em Modo Frequência Distinta (FD)</i>	<i>34</i>
2.2	ANÁLISE DAS CARGAS	37
2.2.1	Análise da Carga Não-Linear Trifásica	38
2.2.2	Análise da Carga Não-Linear Monofásica	39
2.3	PROJETO DO FILTRO LC	41
2.3.1	Escolha da Frequência de Ressonância	41
2.3.1.1	<i>Estudo de Caso dos Filtros Passivos</i>	<i>43</i>
2.3.2	Modelo Equivalente c.c. do Filtro Híbrido	45
2.3.3	Modelo Equivalente do Filtro Híbrido na Frequência Fundamental	46
3	SISTEMA DE CONTROLE DO FILTRO HÍBRIDO BASE- ADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES	49
3.1	TRANSFORMAÇÃO DE CLARKE E PARK	49
3.2	PLL E SSI	51
3.3	FILTRO PASSA-BAIXA	52
3.4	CONTROLE COMPARTILHADO DAS UNIDADES	53
3.4.1	Controle da Potência Reativa	53
3.4.2	Ação de Controle <i>feedback</i>	63
3.5	CONTROLE DA UNIDADE <i>top</i>	65

3.5.1	Ação de Controle <i>feedforward</i>	66
3.5.2	Ação de Controle da Tensão do Barramento c.c.	67
3.6	CONTROLE DA UNIDADE <i>Bottom</i>	69
3.6.1	Ação de Controle <i>feedforward</i>	69
3.6.2	Ação de Controle <i>feedback</i>	69
3.7	FILTRAGEM CARACTERÍSTICA	70
3.7.1	Unidade <i>Top</i>	70
3.7.2	Unidade <i>Bottom</i>	72
3.7.3	Análise dos Ganhos do Controle <i>Feedback</i>	74
4	RESULTADOS DO FILTRO HÍBRIDO DUAL BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES	76
4.0.4	Dimensionamento do Filtro Passivo	76
4.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	77
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	82
4.2.1	Caso 1: Utilizando apenas o Retificador Trifásico	84
4.2.2	Caso 2: Utilizando o Retificador Trifásico e Monofásico	91
4.2.3	Controle de Potência Reativa	95
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	97
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	97
	REFERÊNCIAS	99

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a capacidade de geração, transmissão e distribuição do sistema elétrico tem crescido decorrente do aumento no número de cargas nos três setores de fornecimento de energia. Por isso, o sistema elétrico tem mudado continuamente. Todos os equipamentos elétricos necessitam de energia para funcionar e, notadamente, as especificações de tensão, corrente e potência a serem supridas por cada um deles são diferentes. Por essa razão, existe a necessidade de utilizar a Eletrônica de Potência, com o objetivo de suprir as tensões e correntes específicas para as cargas do usuário, com diferentes formas de onda, dissipando a menor energia possível para atender este fim (BOSE, 2009; KASSAKIAN; JAHNS, 2013; TOYOTA et al., 2010).

Gonzalez et al. (2012) menciona que com o avanço tecnológico dos equipamentos elétricos e eletrônicos passou a intensificar o uso de dispositivos eletrônicos, aumentando a quantidade de cargas não-lineares conectadas à rede elétrica. Porém, esses dispositivos provocam perturbações ao sistema elétrico, prejudicando a qualidade da energia. Os índices dessas perturbações são critérios que determinam a qualidade da energia, pois os níveis indesejados de correntes harmônicas, distorção harmônica total (DHT) das correntes e baixo fator de potência (FP) contribuem para a redução da eficiência energética.

Os dispositivos semicondutores em acionamento de motores, fontes baseadas em diodos, e retificadores não-controlados podem causar altos níveis de corrente harmônicas em condições normais de operação (LISITA et al., 2004). As componentes harmônicas de correntes são causadoras de alguns problemas da rede elétrica. Esses problemas provocam perturbações na tensão e corrente da rede (SILVA et al., 2002). Qualquer problema na rede elétrica que resulte em falha ou danifique o funcionamento de um equipamento em consumo caracteriza uma qualidade de energia não desejável (FRANCO, 2007). As atividades das indústrias como têxtil, siderúrgica e metalúrgica necessitam de energia com o mínimo de distorções harmônicas. A qualidade de energia é de suma importância para essas atividades. Pois a energia elétrica com qualidade baixa pode causar impactos econômicos para a indústria. O processo industrial tem sido automatizado em todos os setores. Estes equipamentos de automação possuem elevada sensibilidade a distorções presente na rede. Segundo (FRANCO, 2007), as indústrias podem ter prejuízo milionário por interrupções do fornecimento de energia elétrica. Por isso, torna-se indispensável o investimento em equipamentos capazes de identificar e solucionar esses distúrbios na rede elétrica.

Como já mencionado, os distúrbios que comprometem a qualidade da energia podem ser variações na tensão em regime permanente ou distorções harmônicas no ponto de acoplamento comum (*Point of Common Coupling* - PCC) (JEWELL, 2003). O excesso de correntes harmônicas na rede pode danificar os condutores com temperaturas elevadas e sobrecarregar o

sistema elétrico. Por estas razões, em 1993, foi criada a norma IEEE 519 que estabelece limites aconselhados para as distorções provocadas pela presença de correntes harmônicas, na rede, consumida por equipamentos elétricos e eletrônicos (IEEE, 1993).

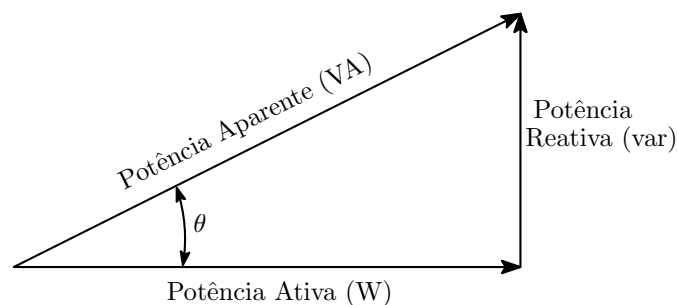
Outro problema que prejudica a qualidade da energia elétrica é o excesso de potência reativa presente na rede elétrica. A maioria das cargas possui características indutivas como motores, transformadores e fornos industriais que necessitam de energia reativa para funcionar. Entretanto, a potência reativa não produz trabalho, além de circular pela rede. As consequências do excesso de reativo na rede, mencionadas pelo Comitê de Distribuição de Energia Elétrica (CODI), em CODI (2004), são:

- Perdas de energia elétrica na forma de calor;
- Queda de tensão provocada pela elevação da corrente;
- Subutilização da capacidade instalada, impedindo que novas cargas possam ser instaladas.

O fator de potência é definido como a razão entre a potência ativa e aparente, cuja definição matemática quando não há harmônicos de tensão e corrente no sistema é $\cos(\theta_{fp})$, onde θ_{fp} é defasagem angular entre a tensão e a corrente. Na Figura 1 é apresentado o triângulo de potência que apresenta a relação entre a potência reativa e o fator de potência. Quanto mais próximo o fator de potência for de 1 menor é a potência reativa. Sendo assim, para mitigar os efeitos causados pela potência reativa, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabeleceu limites mínimos, para fator de potência na rede elétrica em ANEEL (2013), para estabelecer limite do índice de reativo na rede. A correção do fator de potência, oferece mais economia, eliminando perdas e aumentando a capacidade de transmissão e distribuição do sistema antes ocupado com o fluxo de potência reativa (SHWEDHI; SULTAN, 2000).

Os problemas que afetam a qualidade da energia elétrica podem ser resolvidos. Na literatura são apresentadas algumas soluções para a compensação de correntes harmônicas (PANDI; ZEINELDIN; XIAO, 2012; DAS, 2004; PENG; AKAGI; NABAE, 1990; FUJITA;

Figura 1 – Triângulo de potência.



Fonte: próprio autor.

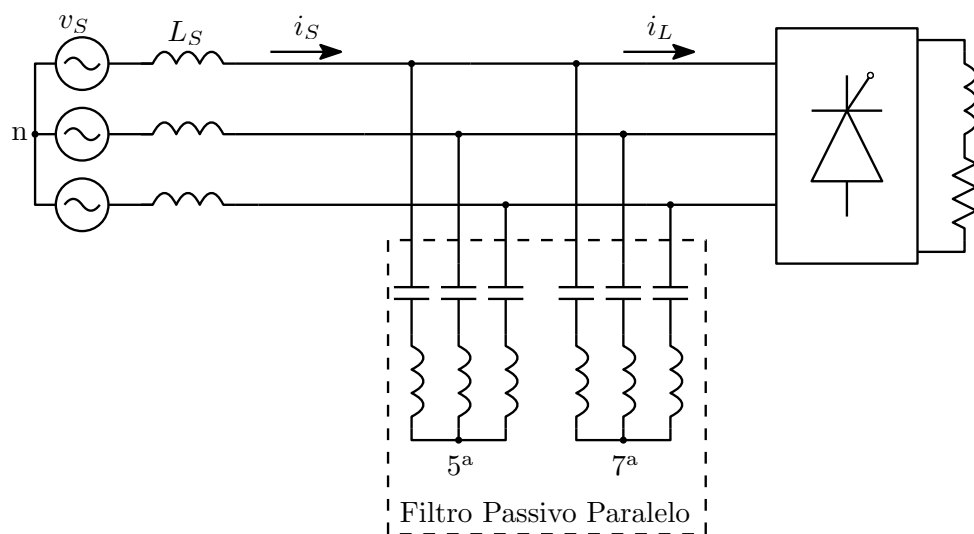
AKAGI, 1991; SRIANTHUMRONG; AKAGI, 2003; RIBEIRO; AZEVEDO; SOUSA, 2012; MENDALEK; AL-HADDAD, 2000; MAHNI et al., 2014; LIMONGI et al., 2009a; FURTADO et al., 2013; PENG; AKAGI; NABAE, 1990; SALMERÓN; LITRÁN, 2010; CORASANITI et al., 2009; LIMONGI et al., 2014). As soluções para compensação de harmônicos e de potência reativa, na rede, são discutidas nas seções seguintes.

1.1 FILTRO PASSIVO

Os filtros passivos são bons na compensação de harmônicos e na correção do fator de potência (RIVAS et al., 2003). Esses filtros são compostos por indutores e capacitores sendo bastante usados no sistema elétrico. Alguns problemas relacionados ao pico de ressonância do filtro com a rede elétrica podem ocorrer um fenômeno conhecido como *harmonic-amplifying* (CHEN; JOUANNE, 2001; FUJITA; AKAGI, 1991; SRIANTHUMRONG; AKAGI, 2003). Esse fenômeno acontece porque os filtros passivos drenam as correntes harmônicas na mesma sintonia do filtro LC proveniente de outras cargas conectadas a rede. Outra desvantagem é que esse o projeto torna o filtro passivo volumoso e pesado.

Os filtros passivos são sintonizados na frequência do harmônico que deseja se compensar. Eles criam uma baixa impedância que absorvem as correntes na frequência que o filtro estiver sintonizado. Porém para mitigar todas as componentes de correntes harmônicas, presentes na rede, deve-se ter um filtro passivo para cada harmônica, como pode-se ver na Figura 2, cujos filtros estão sintonizados na 5ª e 7ª harmônica. Portanto, os filtros passivos podem ser usados para mitigar problemas na rede, desde que a carga estática seja bem estudada para que o projeto seja adequado para cada situação.

Figura 2 – Filtro passivo conectado a rede elétrica.



Fonte: próprio autor.

1.2 FILTRO ATIVO PARALELO

Com o avanço dos dispositivos semicondutores surgiram as chaves completamente controladas, possibilitando o desenvolvimento dos filtros ativos de potência paralelo (FAP). Os filtros ativos são considerados uma solução superior, em relação aos filtros passivos, para mitigar correntes harmônicas na rede e correção do fator de potência para aplicações de baixa, média e alta potência (PENG; AKAGI; NABAE, 1988; MENDALEK; AL-HADDAD, 2000; AKAGI, 2005; LIMONGI et al., 2009b; FURTADO et al., 2013; RIBEIRO; AZEVEDO; SOUSA, 2012; MAHNI et al., 2014). As vantagens são que os FAP's possuem uma compensação variável para harmônicos e potência reativa, podendo se ajustar com a variação de carga. Os FAP's possuem chaves de potência que têm que suportar o pico da tensão de linha da rede elétrica, tornando-os mais caros que os filtros passivos, por causa da presença das chaves de potência que elevam o custo. Além das chaves que elevam o custo o filtro ativo necessita de um sistema de controle para acionar as chaves realizando medições de corrente e tensão. Isso também eleva o preço e a complexidade.

A topologia convencional é composta por um inversor fonte de tensão trifásico (*Voltage source inverter* - VSI) conectado ao Ponto de Acoplamento Comum (*Point of Common Coupling* - PCC), através de um indutor L , LC ou LCL , como é apresentado na Figura 3. O circuito apresentado na Figura 3 é composto por uma fonte trifásica com tensão v_S e corrente da rede i_S , indutância equivalente da rede L_S e um VSI com barramento CC composto por um capacitor C_{dc} . A compensação das componentes harmônicas presentes na corrente da rede é feita de forma que o filtro ativo forneça as componentes harmônicas solicitadas pela carga não-linear, deixando que a rede forneça somente a componente fundamental da corrente. O sistema de controle, no referencial dq, separa a componente fundamental dos harmônicos e o controle é feito de forma separada. Enquanto isso, a estratégia de modulação por largura de pulso (*Pulse width Modulation* - PWM) é responsável por converter esses sinais de tensão do sistema de controle em sinais de abertura e fechamento das chaves do VSI, completando o funcionamento do FAP.

1.3 FILTRO HÍBRIDO PARALELO

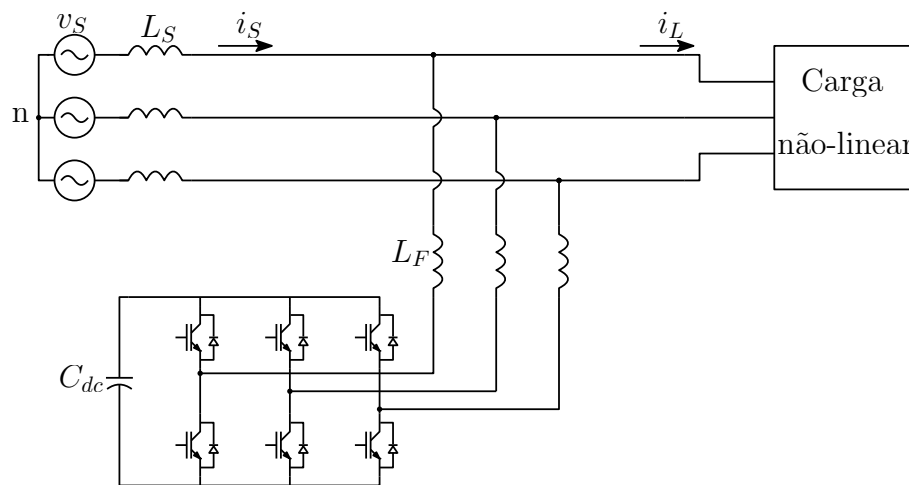
As topologias híbridas, conhecidas como filtros híbridos de potência (*Hybrid Power Filter* - HPF), foram criadas como uma alternativa para os problemas de custo dos FAP's. Os filtros híbridos são compostos pela combinação de um ou mais filtro passivo com um filtro ativo de potência reduzida. O filtro passivo, nessa topologia, tem a função de fornecer os harmônicos da carga para qual foi sintonizado. O filtro ativo tem como objetivo melhorar a compensação de harmônicos e realizar a compensação de potência reativa, além de evitar o fenômeno *harmonic-amplifying* causado pelo filtro passivo. Outra vantagem dos filtros híbridos é que as chaves ativas tem potência menor do que os filtros ativos convencionais. Pois no caso dos filtro híbrido com filtro passivo LC em serie com o filtro ativo convencionais o pico da tensão da rede se divide entre as chaves e os capacitores reduzindo a tensão que as chaves têm

que suportar, conseqüentemente os custos do projeto são menores (PENG; AKAGI; NABAE, 1990; AKAGI; SRIANTHUMRONG; TAMAI, 2003; FUJITA; AKAGI, 1991; WANG; LEE, 2012; CHEN; JOUANNE, 2001; WU et al., 2007; LAM; WONG, 2006; BHATTACHARYA; CHAKRABORTY; BHATTACHARYA, 2012; WANG; LEE, 2013; LEE et al., 2015; LIMONGI et al., 2015).

Na literatura, um dos primeiros filtros híbridos foram apresentados por Peng, Akagi e Nabae (1990), na qual foi proposta uma combinação de um filtro ativo série e um filtro passivo paralelo, como pode-se ver na Figura 4. Essa configuração oferecia uma boa compensação dos harmônicos.

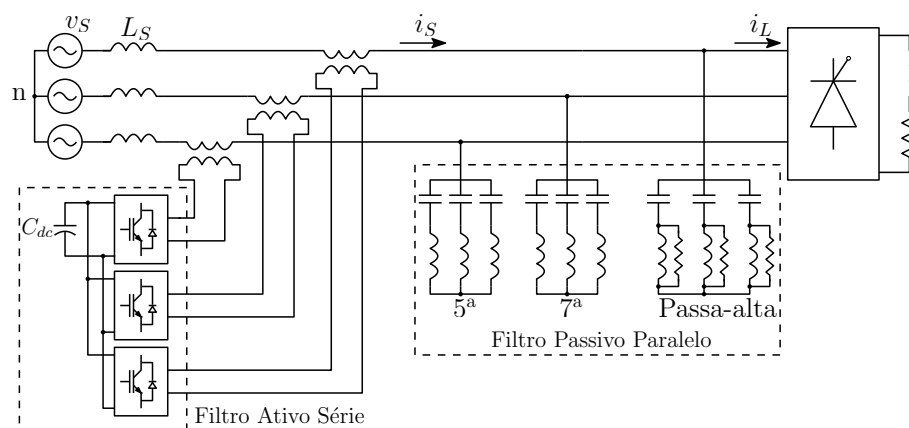
Fujita e Akagi (1991) propuseram um filtro híbrido utilizando um filtro ativo série em

Figura 3 – Filtro ativo paralelo com o VSI.



Fonte: próprio autor.

Figura 4 – Topologia do filtro ativo série e filtro passivo paralelo proposto por (PENG; AKAGI; NABAE, 1990).



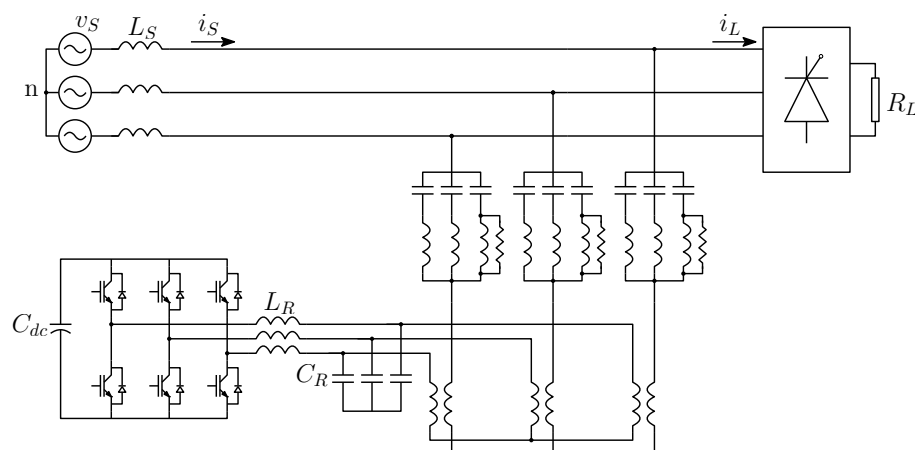
Fonte: próprio autor.

conjunto com um filtro passivo como é apresentado na Figura 5. Através dessa configuração, o filtro ativo consegue amortecer o pico de ressonância entre a rede elétrica e o filtro passivo. Como o filtro passivo auxilia na filtragem das correntes harmônicas, a potência do filtro ativo é reduzida em relação a configuração que utiliza apenas o filtro ativo. Nesse caso, as chaves têm que suportar menor tensão que nos FAP's porque os capacitores do filtro passivo dividem a tensão de linha com as partes ativas do inversor. Portanto, a configuração proposta por Fujita e Akagi (1991) é uma topologia com o custo de projeto menor devido a redução da potência nominal das partes ativas.

Srianthumrong e Akagi (2003) utilizaram um filtro híbrido com uma quantidade reduzida de elementos passivos. Como pode ser visto na Figura 6, essa configuração é composta por um VSI e apenas um filtro passivo LC sintonizado na sétima harmônica. O sistema de controle dessa topologia inclui o controle *feedforward* que é utilizado para compensar harmônicos específicos. Logo, essa topologia tem custo e volume menor, por causa da redução de alguns elementos passivos, quando comparados às configurações apresentadas nas Figuras 4 e 5.

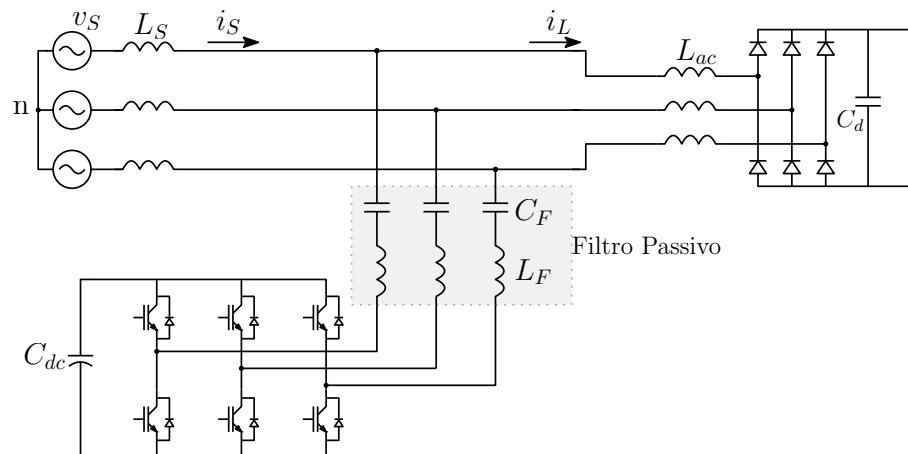
Os filtros híbridos têm sido usados em algumas aplicações, buscando uma melhor qualidade da energia entregue aos consumidores. Esse filtro tem sido bastante utilizado na compensação de correntes harmônicas e na correção do fator de potência para valores estabelecidos por normas (LAM et al., 2012; SALMERÓN; LITRÁN, 2010; CORASANITI et al., 2009). Para a correção do fator de potência, o HPF possui grande vantagem em relação aos bancos de capacitores, pois é capaz de realizar o ajuste fino no consumo de reativos. Uma configuração de filtro híbrido foi desenvolvida utilizando dois ou mais inversores, conhecida como *back-to-back* (B2B). A configuração do B2B pode ser vista em (KIM; LIPO, 1996; RIBEIRO et al., 1996). O propósito dessa topologia híbrida é conseguir melhorar as características de compensação (BHATTACHARYA; CHAKRABORTY; BHATTACHARYA, 2012; LIU et al.,

Figura 5 – Filtro híbrido proposto por Fujita e Akagi (1991).



Fonte: próprio autor.

Figura 6 – Filtro híbrido proposto por Srianthumrong e Akagi (2003).



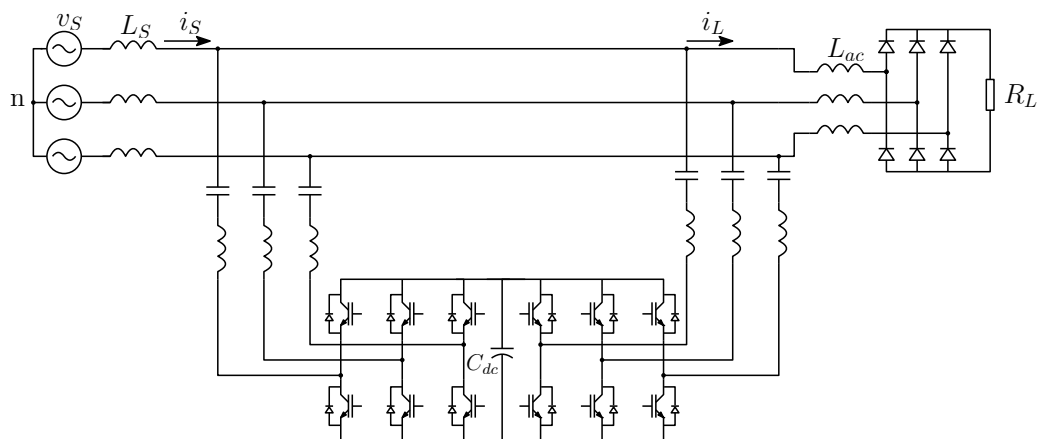
Fonte: próprio autor.

2009b). A configuração B2B é composta por dois VSI's compartilhando o mesmo barramento c.c. A topologia baseada no B2B possui dois conjuntos trifásicos de saída, como visto na Figura 7, sendo um responsável por compensar harmônicos de corrente e o outro responsável pelo controle da potência reativa.

1.4 FILTRO HÍBRIDO BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES

O inversor nove-chaves (*Nine-Switch Inverter - NSI*), apresentado na Figura 8, foi proposto por (LIU et al., 2007). Este inversor utiliza três chaves a menos e possui o mesmo número de terminais de saída que a configuração B2B apresentada na Figura 7. Com a redução no número de chaves, essa topologia possui menor custo de projeto.

Figura 7 – Topologia do inversor *back-to-back* composto por dois VSI's.



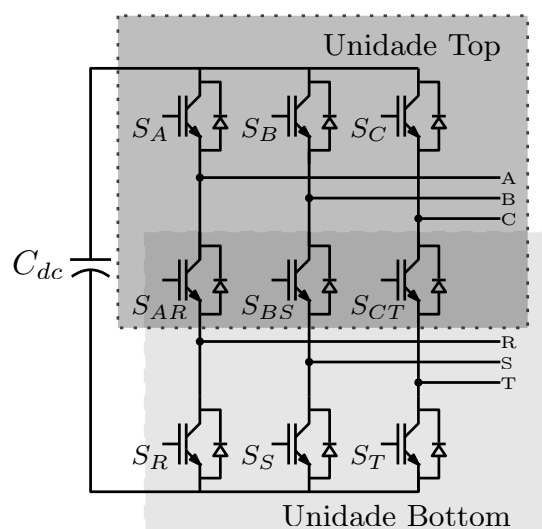
Fonte: próprio autor.

O NSI pode ser dividido em duas partes, onde uma delas é a parte superior da topologia denominada de unidade *top* que é composta pelas chaves superiores e intermediárias, além dos terminais A, B e C. Já a segunda parte é a unidade *bottom* que é formada pela intermediárias e inferiores e os terminais R, S e T, como mostrado na Figura 8. O NSI tem sido usado em diversas aplicações dentre elas sistemas de geração de energia eólica, que utilizam gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-fed electric machine* - DFIG) (WEN et al., 2015) e o gerador de indução de gaiola de esquilo (KIRAKOSYAN et al., 2016). O NSI pode ser utilizado em outras aplicações como fontes de alimentação ininterrupta (*uninterruptible power supply* - UPS) (LIU et al., 2009a), filtro híbrido trifásico dual (LIMONGI et al., 2014; LIMONGI et al., 2015), veículos híbridos e elétricos (DIAB et al., 2016; DEGHAN; MOHAMADIAN; YAZDIAN, 2010). O NSI também é utilizado em condicionadores unificados de potência (*Unified Power Quality Conditioner* - UPQCs) (ZHANG; LOH; GAO, 2012; LOH; ZHANG; GAO, 2013) e sistema híbrido de geração distribuída (LIU et al., 2013; RAUF; KHADKIKAR, 2015).

Shi et al. (2015) apresentaram uma configuração do filtro ativo híbrido de potencia com dupla injeção (*double injection-type hybrid active power filter* - DIHAPF) baseado no NSI, mostrada na Figura 9. A proposta é que a unidade *top*, conectada no lado de alta tensão do transformador, seja responsável pela compensação de correntes harmônicas com a injeção de dupla ressonância para melhorar a compensação de correntes harmônicas, potência reativa, regulação da tensão no barramento c.c. Enquanto isso, a unidade *bottom*, conectada ao lado de baixa tensão do transformador é responsável por compensar apenas correntes harmônicas e reativa da carga não-linear.

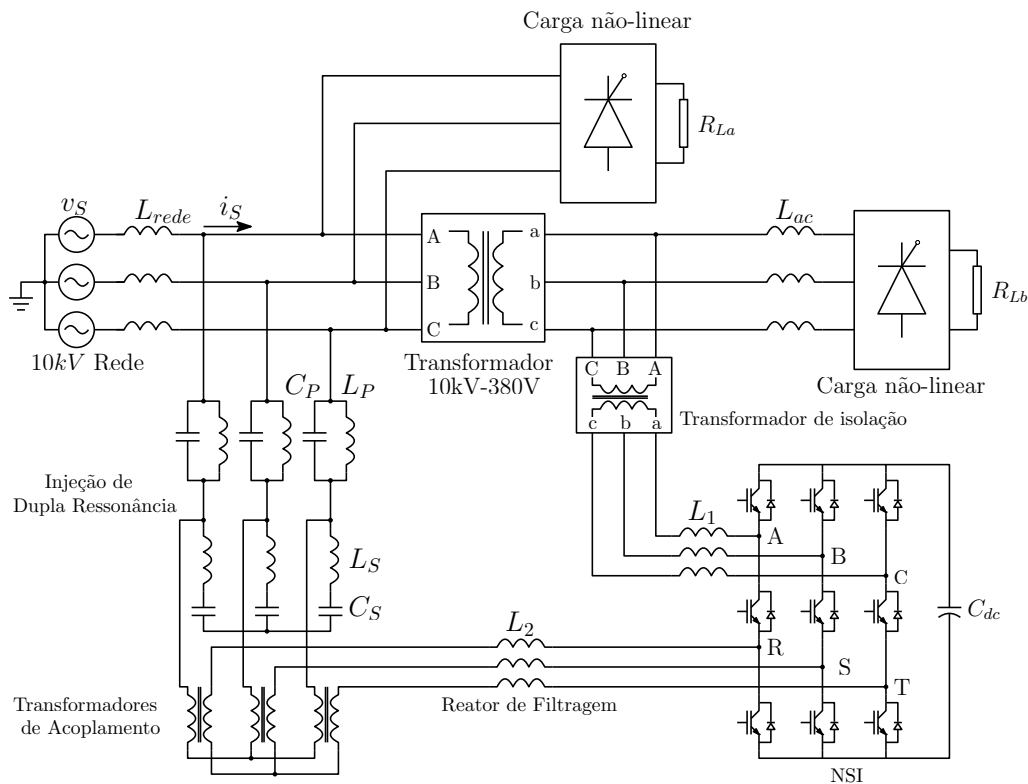
Limongi et al. (2014) apresentaram uma configuração de filtro híbrido baseado no NSI, como pode ser visto na Figura 10. O objetivo dessa nova configuração é conectar os dois conjuntos

Figura 8 – Inversor nove-chaves (NSI).



Fonte: próprio autor.

Figura 9 – Topologia do DIHAPF baseado no NSI proposto por Shi et al. (2015).



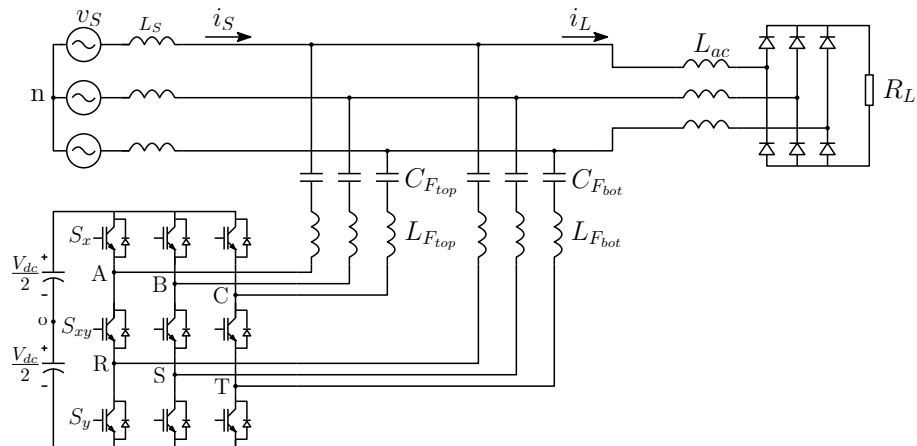
Fonte: próprio autor.

de saídas trifásicas com dois filtros LC passivos para a compensação de correntes harmônicas. A unidade *top* é responsável por mitigar as correntes harmônicas de 5^a e 7^a ordem, e controlar a tensão do barramento c.c. Já a unidade *bottom* é responsável por compensar harmônicos de corrente da 11^a e 13^a ordem. Limongi et al. (2015) propõem um HPF sem transformador baseado em um inversor de seis-chaves e dois braços (*Six-Switch Two-Leg - SSTL*), como é mostrado na Figura 11. O filtro LC que está conectado na unidade *top* é responsável por mitigar as correntes harmônicas de 5^a e 7^a ordem, e o filtro conectado na unidade *bottom* é responsável por compensar harmônicos de corrente da 11^a e 13^a ordem. A unidade *top* também é responsável por manter a tensão do barramento c.c. constante. As topologias propostas por Limongi et al. (2014), Limongi et al. (2015) são capazes de fornecer componentes de correntes harmônicas para cargas não-lineares. Porém, essas configurações não são capazes de compensar correntes harmônicas múltiplas de três causadas por cargas não-lineares desbalanceadas e não conseguem compensar potência reativa.

1.5 COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA

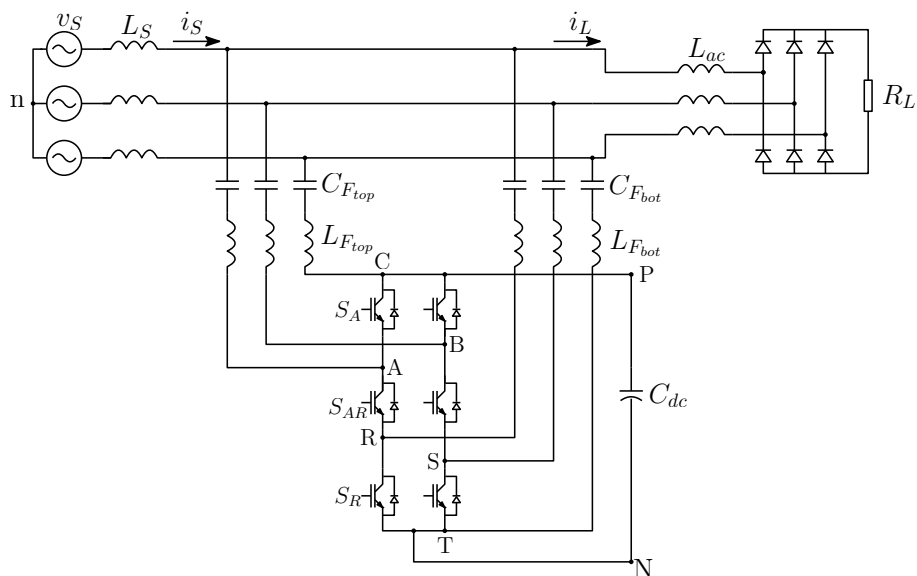
Existem algumas alternativas para a correção do fator de potência. A prática comum é a utilização de banco de capacitores para compensação de reativos na rede (SHWEDHI; SULTAN, 2000; JINTAKOSONWIT; SRIANTHUMRONG; JINTAGOSONWIT, 2007; FEHR, 2016).

Figura 10 – Filtro híbrido dual baseado no NSI proposto por Limongi et al. (2014).



Fonte: próprio autor.

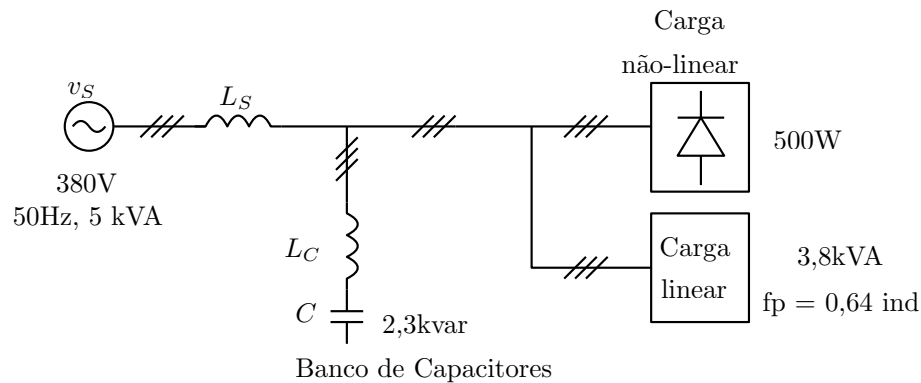
Figura 11 – Filtro híbrido dual baseado no SSTL proposto por Limongi et al. (2015).



Fonte: próprio autor.

Jintakosonwit, Srianthumrong e Jintagosonwit (2007) apresentaram um sistema que possui carga linear e não-linear, como pode ser visto na Figura 12. Nesse sistema o fator de potência da rede elétrica é de 0,70 (muito abaixo do limite estabelecido por ANEEL (2013)). Para compensar o excesso de reativo na rede é inserido um banco de capacitores com potência de 2,3kvar. Após inserir o banco de capacitores o fator de potência da rede é elevado para aproximadamente 0,98. Porém, esse método apresenta uma pequena desvantagem para sistemas de baixa tensão. O banco de capacitores injeta no sistema uma potência reativa fixa, não sendo possível controlar a potência reativa injetada na rede. Logo, para qualquer mudança de carga deve ser avaliado se o banco de capacitores consegue compensar a potência reativa da nova carga, caso contrário deve

Figura 12 – Sistema convencional para correção do fator de potência utilizando um banco de capacitores.



Fonte: adaptado de (JINTAKOSONWIT; SRIANTHUMRONG; JINTAGOSONWIT, 2007).

ser realizado um novo projeto de banco de capacitores.

Portanto, uma alternativa para contornar a limitação dos bancos de capacitores é o uso de dispositivos baseados em eletrônica de potência (DEMIRDELEN; TüMAY, 2016; WANG; LEE, 2013; SALEHIFAR; SHOULAIE, 2009; ZHAO et al., 2008; DEMIRDELEN; INCI; TüMAY, 2015; RAHMANI; HAMADI; AL-HADDAD, 2009). Esses dispositivos são capazes de realizar o ajuste fino da quantidade de potência reativa injetada na rede e acompanhar a inserção e a retirada de cargas em tempo real para uma compensação adequada.

1.6 MOTIVAÇÃO

Nesse trabalho o objetivo é utilizar o filtro híbrido dual, baseado no NSI, para mitigar correntes harmônicas e fornecer potência reativa provenientes de cargas não-lineares desbalanceadas. As cargas não-lineares, conectadas a rede, não são só representadas por cargas não-lineares trifásicas, mas muitas delas também são monofásicas (HANSEN; NIELSEN; BLAABJERG, 2000). Devido essa proliferação de cargas trifásicas e monofásicas, distribuídas ao longo da rede elétrica, podem aparecer harmônicos ímpares de 3ª ordem típicos de cargas não-lineares desbalanceadas. Entretanto, os filtros híbridos tradicionais não compensam as harmônicas ímpares múltiplas de 3, que é uma harmônica considerável.

1.7 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES

Sendo assim, este trabalho insere a compensação da corrente harmônica de 3ª ordem provocadas por cargas não-lineares desbalanceadas. Logo, a unidade *top* é responsável por mitigar as correntes harmônicas de 3ª e 5ª ordem, manter a tensão do barramento CC fixa e compensar potência reativa consumida pela carga. Já a unidade *bottom* é responsável por mitigar as correntes harmônicas de 7ª e 11ª ordem, e compensar potência reativa consumida pelas cargas.

Deste modo é realizado um projeto do filtro híbrido e criado um modelo de simulação para verificar o funcionamento do HPF e do sistema de controle. Um protótipo foi utilizado para validar experimentalmente a capacidade de compensação de correntes harmônicas e potência reativa provocadas por cargas desbalanceadas. As contribuições dessa dissertação de mestrado são listadas a seguir:

1. Realização da revisão bibliográfica do NSI como um HPF dual, avaliando o seu modelo matemático, a técnica de PWM utilizada, o sistema de controle e seu desempenho na compensação de harmônicos de corrente;
2. Projeto dos filtros passivos LC para o cenário de cargas não-lineares desbalanceadas, que produzem adicionalmente harmônicos de correntes múltiplos de três;
3. Projeto do controle de potência reativa;
4. Projeto dos controles *feedback* e *feedforward* dos harmônicos de corrente para o novo cenário de cargas não-lineares desbalanceadas;
5. Criação de um modelo de simulação do HPF no MATLAB/Simulink para os diferentes cenários de cargas e obter resultados de simulação;
6. Adaptação do protótipo do HPF baseado no NSI para obter resultados experimentais que validem a capacidade de compensação de potência reativa e harmônicos de corrente com cargas não-lineares desbalanceadas.

1.8 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

- **Capítulo 2** - Neste capítulo é apresentado o funcionamento e algumas restrições do NSI, e a descrição da estratégia de PWM senoidal para o NSI. Nele também é apresentado o projeto dos filtros passivos, definindo a sintonia dos filtros LC e a potência reativa fornecida pelo filtro passivo;
- **Capítulo 3** - Pode-se ver através deste capítulo as ações de controle utilizadas para a compensação de correntes harmônicas e potência reativa. Também é apresentada a modelagem matemática do sistema, de forma a permitir o projeto adequado de controle da potência reativa e dos harmônicos de corrente;
- **Capítulo 4** - São apresentados os resultados de simulação e experimentais da compensação de harmônicos e potência reativa, de forma a comprovar a eficácia do sistema de controle projetado;
- **Capítulo 5** - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

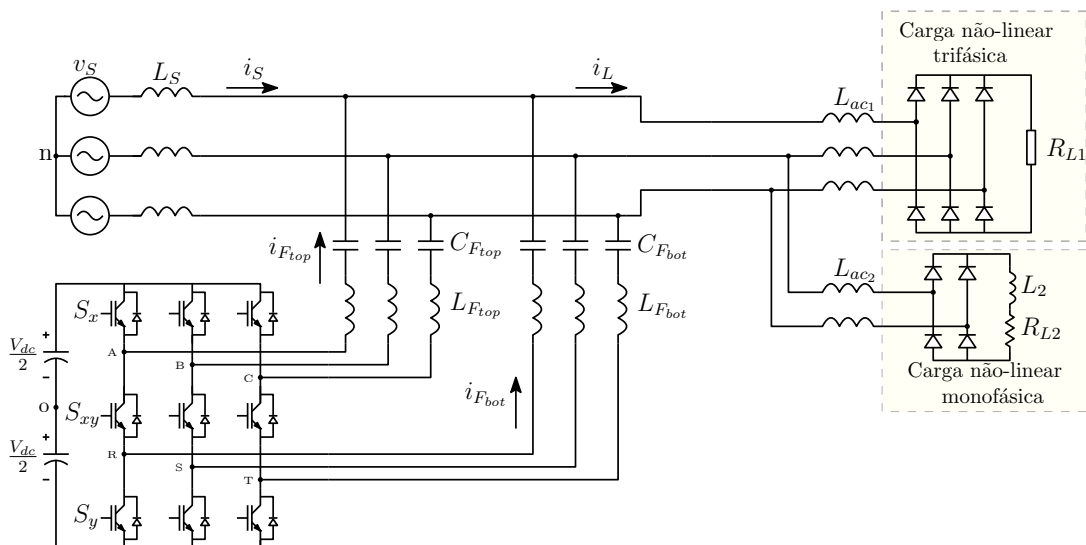
2 PROJETO DO FILTRO HÍBRIDO DUAL TRIFÁSICO BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES

Neste capítulo é apresentado o filtro híbrido de potência baseado no NSI que possui duas unidades de saída. A primeira, denominada de unidade *top* tem como os terminais de saída *ABC*, e é composta pelas chaves superiores e intermediárias do inversor. Por outro lado, a segunda unidade chamada de *bottom* utiliza as chaves intermediárias e inferiores tendo como os terminais de saída *RST* (LIU et al., 2009b; KOMINAMI; FUJIMOTO, 2007; ZHANG; LOH; GAO, 2012).

Cada unidade possui seus terminais de saída conectados em série com um filtro passivo *LC*, que por sua vez são conectados ao PCC da mesma forma que foi realizado em Limongi et al. (2014). A partir da Figura 13 pode ser visto o sistema elétrico em estudo e que a rede elétrica trifásica é conectada ao PCC juntamente com as cargas não-lineares e o filtro híbrido baseado no NSI.

Neste capítulo é realizado um estudo do NSI como um HPF dual avaliando o seu modelo matemático e apresentando algumas restrições importantes para o seu funcionamento. Os modos de operação do NSI são apresentados e discutidos, assim como é descrito a estratégia de PWM utilizada para produzir os pulsos para as chaves do NSI. As cargas conectadas a rede elétrica são apresentadas para mostrar as correntes harmônicas que cada uma consome. Por fim é realizado o

Figura 13 – Sistema elétrico em estudo com HPF baseado no inversor nove-chaves.



Fonte: próprio autor.

projeto dos filtros LC que determina: a frequência de sintonia dos filtros passivos através de um estudo de caso; a tensão nominal que cada capacitor do filtro deve suportar; e é apresentado o cálculo da potência reativa que cada filtro híbrido pode fornecer para a carga.

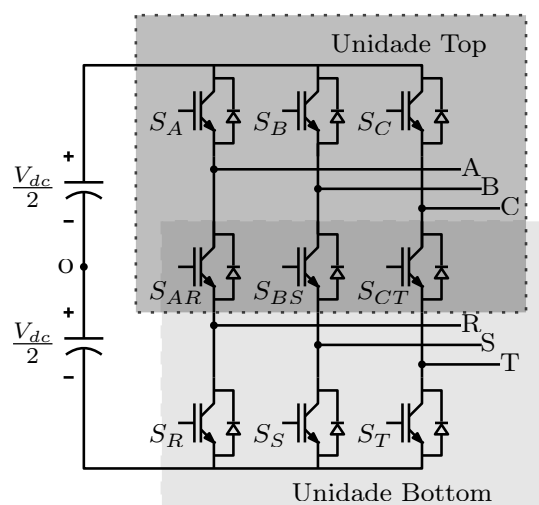
2.1 INVERSOR NOVE-CHAVES

Proposto por Liu et al. (2007), o NSI visto na Figura 14 é composto por três braços, correspondente a um por fase, e cada braço possui três chaves semicondutoras. Essa topologia é uma alternativa ao inversor B2B pois possui o número de chaves reduzido. As chaves ativas superiores são denominadas de S_A , S_B e S_C , e as chaves inferiores são chamadas de S_R , S_S e S_T . As chaves ativas intermediárias, chamadas de S_{AR} , S_{BS} e S_{CT} são compartilhadas entre as duas unidades do NSI. O barramento c.c. comum as duas unidades é formado por um capacitor. Os pulsos gerados para o gatilho das chaves do inversor são realizados através da estratégia do PWM senoidal, que é apresentada na subseção em seguida.

2.1.1 Modulação por Largura de Pulsos para o NSI

O NSI, mostrado na Figura 14, possui particularidades e que devem ser respeitadas algumas restrições (LIU et al., 2009b; KOMINAMI; FUJIMOTO, 2007; ZHANG; LOH; GAO, 2012; LIMONGI et al., 2014). Como a maioria dos inversores, deve-se ter cuidado para não curto-circuitar o barramento c.c. Para isso as três chaves de cada braço não podem estar conduzindo simultaneamente, pelo menos uma delas deve estar aberta. O NSI necessita de dois sinais de referência, um para cada braço. Um sinal de referência é para a chave superior e o outro para a chave inferior. O gatilho para a chave intermediária deve ser de tal forma que obedeça a limitação mencionada. Na Tabela 1 são mostrados os possíveis estados das chaves de cada braço.

Figura 14 – Inversor nove-chaves (NSI).



Fonte: próprio autor.

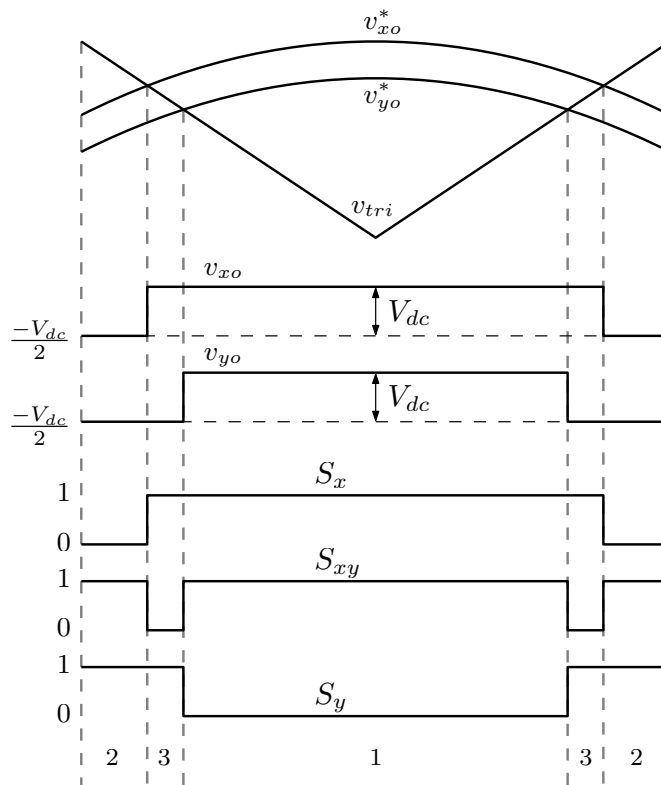
Tabela 1 – Possíveis estados de chaveamento e as respectivas tensões de saída para um braço do NSI.

Estado do Inversor	S_x	S_{xy}	S_y	v_{xo}	v_{yo}
1	1	1	0	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$
2	0	1	1	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{v_{dc}}{2}$
3	1	0	1	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{v_{dc}}{2}$

Fonte: próprio autor.

Analisando as tensões de saída do NSI, percebe-se que a tensão na saída da unidade *top* (v_{xo}) deve ser sempre igual ou superior que à tensão de saída da unidade *bottom* (v_{yo}). As chaves S_x , S_y e S_{xy} representam as chaves superiores, inferiores e intermediárias, respectivamente, onde $x = \{A, B \text{ ou } C\}$ e $y = \{R, S \text{ ou } T\}$. Na Figura 15 são apresentados a geração dos pulsos para o NSI em um período de chaveamento, baseado no SPWM. Os estados das chaves S_x e S_y são obtidos através da comparação de dois sinais de referência v_{xo}^* e v_{yo}^* , respectivamente, com a onda triangular v_{tri} . O pulso para a chave intermediária S_{xy} é determinado de forma a garantir que os seguintes critérios sejam obedecidos:

Figura 15 – Geração dos pulsos das chaves no NSI.



Fonte: próprio autor.

- As três chaves de um braço não podem estar conduzindo ao mesmo tempo, de forma a evitar um curto-circuito no barramento c.c.;
- Pelo menos duas chaves devem estar fechadas para garantir a circulação de correntes das cargas.

Com base nas restrições, o gatilho de S_{xy} é determinado pela operação lógica "OU exclusivo", realizando a operação XOR entre os pulsos das chaves S_x e S_y . Essa operação resulta em um valor lógico igual a 1 se, e somente se, apenas um dos dois sinais, S_x ou S_y , tiver valor igual a 1.

A técnica SPWM é utilizada para o NSI, porém com algumas alterações. Como apresentado na Tabela 1, o valor da tensão de saída v_{xo} é sempre igual ou maior que a tensão de saída v_{yo} . O valor médio da tensão de saída do NSI é proporcional ao sinal de referência, sendo assim v_{xo}^* deve ser sempre maior ou igual a v_{yo}^* ($v_{xo}^* \geq v_{yo}^*$). Essa restrição é obrigatória para garantir que o comportamento das tensões nos terminais de saída do NSI sejam espelhos das tensões de referência no modulador. A modulação no NSI possui dois possíveis modos de operação: frequência comum (FC) e frequência distinta (FD).

2.1.1.1 Operação em Modo Frequência Comum (FC)

Neste modo de operação os conjuntos trifásicos de sinais de referência das unidade *top* e *bottom* têm frequências iguais, podendo ter amplitudes distintas. Na Figura 16 são mostrados dois sinais de referência com mesma frequência e defasagem angular nula, onde m_x e m_y são os índices de modulação das unidades *top* e *bottom*, respectivamente (definidos como a magnitude de pico da senóide dividida pela magnitude de pico da onda triangular). Para garantir que os dois sinais de referência não se cruzem, o sinal v_x foi deslocado para cima, enquanto o sinal v_y foi deslocado para baixo. O modo de operação FC possibilita a variação das amplitudes dos sinais de referência, que dependendo da defasagem angular entre os sinais de referência, m_x e m_y podem assumir valores iguais a um. Como pode ser visto na Figura 16, v_{xo}^* e v_{yo}^* possuem defasagem angular nula, sendo assim m_x e m_y podem ser iguais a 1 (só pode ser um se a defasagem for zero), simultaneamente, como pode ser visto na Figura 16 (curva contínua).

2.1.1.2 Operação em Modo Frequência Distinta (FD)

Neste modo de operação os sinais de referência das unidades *top* e *bottom* têm frequências distintas. Este modo restringe mais a amplitude dos dois sinais, quando comparada com o modo FC. Na Figura 17 são apresentados os dois sinais de referência, ambos senoidais, sendo que v_{yo} tem aproximadamente três vezes a frequência de v_{xo} . Na Figura 17 são apresentadas três situações possíveis em relação a amplitude dos sinais. Na primeira, mostrada pela linha tracejada, a unidade *top* tem disponível 25% de V_{dc} , enquanto 75% é disponível para unidade *bottom*. Em um segundo caso (linha pontilhada), a maior parte de V_{dc} está disponível para a unidade *top*,

enquanto a unidade *bottom* tem em apenas 25% disponível. O terceiro caso mostra que V_{dc} dividido de forma igual para as duas unidades, indicado pelas linhas contínuas. Portanto, existem diferentes modos de distribuir V_{dc} para as duas unidades.

Logo, no modo FD, a variação das amplitudes dos sinais não depende da defasagem angular, como era o caso do modo FC. No modo FD, as amplitudes podem variar, porém devem sempre obedecer a restrição $v_{xo} \geq v_{yo}$. Entretanto, para garantir que seja obedecida a restrição, a soma dos índices de modulação devem ser menor ou igual a 1.

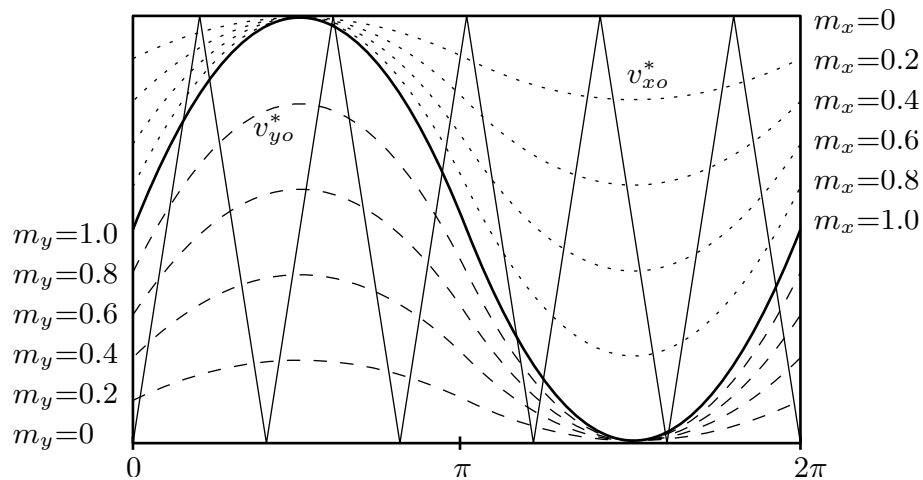
Neste trabalho é utilizado o modo de operação FD, pois as unidades irão compensar grupos distintos de harmônicos de corrente. Também foi escolhida metade da tensão do barramento c.c para cada unidade, pois ambas as unidades irão compensar harmônicos de corrente e potência reativa de forma equivalente. Sendo assim, o índice de modulação é de 0,5 para os dois sinais de referência. É possível modular o NSI e deduzir os ciclos de trabalho para as chaves semicondutoras no modo de operação escolhido. A dedução das razões de trabalho para o NSI é necessária, pois o SPWM será implementado de forma digital no experimento e, portanto, a comparação da modulante com a triangular tem que ser convertida no SPWM digital. Logo a partir dos dados apresentados na Tabela 1 pode-se deduzir que a tensão de saída v_{xo} seja:

$$v_{xo} = (2S_x - 1) \frac{v_{dc}}{2}, \tag{1}$$

onde $S_x = 1$ representa o estado em que a chave está conduzindo, caso contrário, quando $S_x = 0$ a chave está bloqueada. A razão de trabalho é calculada como o tempo de condução da chave (t_{on}), em um período de chaveamento. Logo, a partir de (1), a razão de trabalho é dada por:

$$D_x = \frac{1}{2} + \frac{v_{xo}^*}{v_{dc}}. \tag{2}$$

Figura 16 – Técnica SPWM para o NSI no modo de operação FC.



Fonte: próprio autor.

Da mesma forma, a tensão de saída da unidade *bottom* v_{yo} é deduzida a partir dos dados na Tabela 1, e é dada por:

$$v_{yo} = (2\bar{S}_y - 1)\frac{v_{dc}}{2}, \quad (3)$$

onde $\bar{S}_y = 1$ e $\bar{S}_y = 0$ representam a chave S_y bloqueada e conduzindo, respectivamente. A razão de trabalho, que é calculada a partir de (3), e é dada por:

$$\bar{D}_y = \frac{1}{2} + \frac{v_{yo}^*}{v_{dc}}. \quad (4)$$

Reescrevendo as Equações (2) e (4) é possível obter as tensões de referência, que são dadas por:

$$v_{xo}^* = \left(D_x - \frac{1}{2}\right)v_{dc}, \quad (5)$$

$$v_{yo}^* = \left(\bar{D}_y - \frac{1}{2}\right)v_{dc}. \quad (6)$$

Logo, a relação entre D_x e \bar{D}_y pode ser obtida substituindo (5) e (6) na restrição $v_{xo}^* \geq v_{yo}^*$, podendo chegar na seguinte inequação

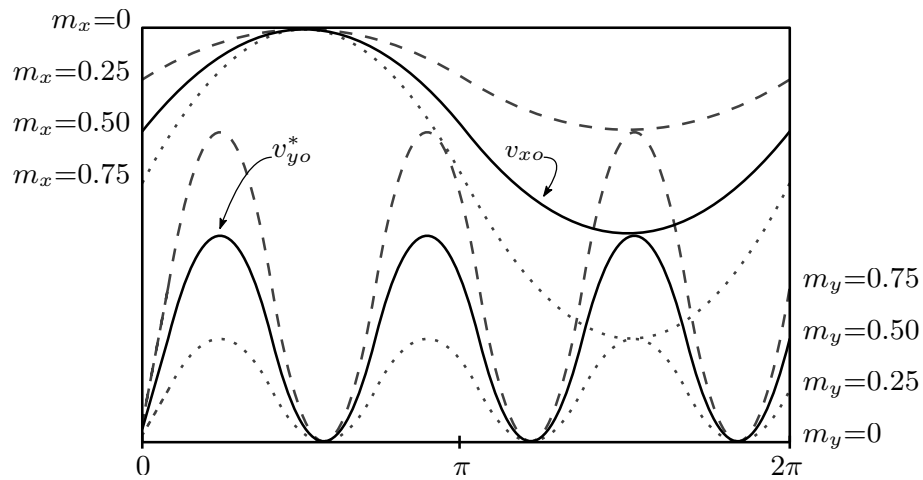
$$D_x \geq \bar{D}_y. \quad (7)$$

Segundo Limongi et al. (2014), para garantir que a restrição $D_x \geq \bar{D}_y$ seja sempre obedecida, pode-se realizar um escalonamento nas tensões de referência v_{xo}^* e v_{yo}^* , para assegurar que $v_{xo}^* \geq 0$ e $v_{yo}^* \leq 0$. Sendo assim, as tensões de referências podem ser escritas como:

$$v_{xo}^* = v_{xn}^* + offset_{top} = \hat{V}_x \sin(\omega_x t + \varphi_x) + \hat{V}_{top}^{offset} \quad (8)$$

$$v_{yo}^* = v_{yn}^* - offset_{bot} = \hat{V}_y \sin(\omega_y t + \varphi_y) - \hat{V}_{bot}^{offset}, \quad (9)$$

Figura 17 – Técnica SPWM para o NSI no modo de operação FD.



Fonte: próprio autor.

onde \hat{V}_x e \hat{V}_y são as amplitudes das tensões de referência v_{x0}^* e v_{y0}^* , respectivamente. As tensões \hat{V}_{top}^{offset} e \hat{V}_{bot}^{offset} são as proporções da tensão do barramento c.c disponíveis para cada unidade. Substituindo (8) e (9) em (2) e (4), respectivamente, os sinais D_x e D_y podem ser reescrita como segue:

$$D_x = \frac{1}{2} + \frac{\hat{V}_x \sin(\omega_x t + \varphi_x)}{v_{dc}} + \frac{\hat{V}_{top}^{offset}}{v_{dc}}, \quad (10)$$

$$\bar{D}_y = \frac{1}{2} + \frac{\hat{V}_y \sin(\omega_y t + \varphi_y)}{v_{dc}} - \frac{\hat{V}_{bot}^{offset}}{v_{dc}}. \quad (11)$$

Como mencionado anteriormente, o modo de operação escolhido para este trabalho é o FD, e para este trabalho foi definido que v_{dc} se divide igualmente para as duas unidades. Sendo assim, os valores máximos das tensões \hat{V}_{top}^{offset} e \hat{V}_{bot}^{offset} são iguais à $\frac{v_{dc}}{4}$. Logo, a região linear das razões de trabalho de cada unidade é de tal forma que $0,5 \leq D_x \leq 1$ e $0 \leq \bar{D}_y \leq 0,5$. Sendo assim, o valor máximo de tensão disponível para cada unidade é de $\frac{v_{dc}}{4}$, considerando que a tensão seja dividida de forma igual.

Desta forma (10) e (11) podem ser reescritas como:

$$D_x = \frac{3}{4} + \frac{\hat{V}_x \sin(\omega_x t + \varphi_x)}{v_{dc}} \quad (12)$$

$$\bar{D}_y = \frac{1}{4} + \frac{\hat{V}_y \sin(\omega_y t + \varphi_y)}{v_{dc}}. \quad (13)$$

Sendo D_x o ciclo de trabalho das chaves superiores e v_{x0top}^* é a tensão de referência sintetizada pela unidade *top*, e D_{bot} é o ciclo de trabalho da chaves inferiores da unidade *bottom*, e v_{y0bot}^* é a tensão de referência sintetizada pela unidade *bottom*. Substituindo (12) e (13) em (7), observa-se que caso as condições $|v_{x0top}^*| \leq \frac{v_{dc}}{4}$ e $|v_{y0bot}^*| \leq \frac{v_{dc}}{4}$ sejam sempre verdadeiras, a restrição do NSI é respeitada, como mostra a seguinte inequação:

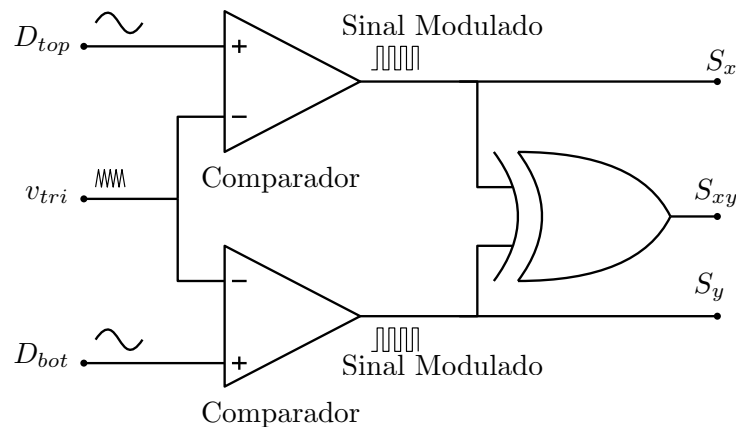
$$\frac{3}{4} + \frac{v_{x0top}^*}{v_{dc}} \geq \frac{1}{4} + \frac{v_{y0bot}^*}{v_{dc}}. \quad (14)$$

Os pulsos de gatilho das chaves S_x e S_y são definidas pelas razões de trabalho em (12) e (13), respectivamente. Como vistos na Figura 15, a geração dos pulsos de gatilho da chave S_{xy} é determinada pela operação lógica *XOR* entre os pulsos de gatilho S_x e S_y , como mencionado anteriormente. Na Figura 18 é mostrado a geração dos pulsos do gatilho das três chaves do braço do NSI em função de D_x e \bar{D}_y .

2.2 ANÁLISE DAS CARGAS

Nesta seção o objetivo é realizar uma análise das cargas apresentadas na Figura 13 e obter o consumo das componentes harmônicas de corrente e distorção harmônica total (DHT). O sistema elétrico em estudo é composto por duas cargas não-lineares que estão conectadas ao

Figura 18 – Geração dos pulsos do gatilho das três chaves do braço do NSI.



Fonte: próprio autor.

PCC, mesmo ponto em que se conecta os filtros LC. A medição das componentes harmônicas de corrente consumida pelas cargas foi realizada através da ferramenta "FFT Analysis" do MATLAB/Simulink. Para essa simulação utilizou-se os valores reais de cargas disponíveis em laboratório para a montagem experimental.

2.2.1 Análise da Carga Não-Linear Trifásica

A primeira carga em estudo trata-se de um retificador trifásico de onda completa, não controlado, composto por seis diodos. Ao lado c.c. deste retificador é conectado uma carga resistiva de 31Ω . A escolha do retificador a diodos trifásico e o valor da resistência do lado c.c. foram baseadas na disponibilidade do laboratório e que, com o valor escolhido, foi possível obter um espectro harmônico de corrente com as componentes mais relevantes (5° , 7° , 11° e 13°) acima dos limites da norma IEEE.

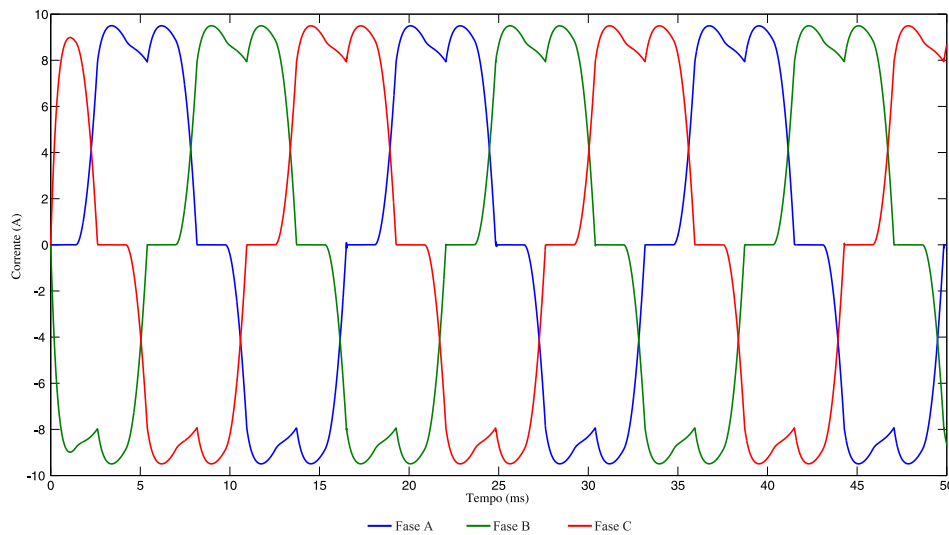
Através do estudo dessa carga foram extraídos valores percentuais de cada componente harmônica de corrente e a DHT de corrente. Pode-se ver na Figura 19 a característica das correntes do retificador trifásico em estudo contendo muitas componentes harmônicas.

Analisando os níveis das componentes harmônicas de corrente do retificador trifásico foram obtidas os dados apresentados na Tabela 2. Como pode-se ver na Tabela 2, as harmônicas mais relevantes são as de 5^a , 7^a , 11^a e 13^a ordem, sendo 5^a harmônica a mais dominante de todas. Portanto, essa carga consome alguns harmônicos de correntes fazendo com que os níveis desses harmônicos e a DHT da corrente da rede nas três fases ultrapassem alguns limites recomendados por IEEE (1993) apresentados na Tabela 3.

2.2.2 Análise da Carga Não-Linear Monofásica

A segunda carga em estudo trata-se de um retificador monofásico de onda completa, não controlado, composto por quatro diodos. Essa carga é conectada ao sistema entre as fases *B* e *C* e ao lado c.c. é conectado um resistor de 60 Ω em série com um indutor 128,8 mH. A

Figura 19 – Correntes da carga não-linear trifásica.



Fonte: próprio autor.

Tabela 2 – Componentes harmônicas de corrente da carga trifásica não-linear.

Ordem N ^o	Fase A	Fase B	Fase C
<i>DHT</i>	22,49%	22,49%	22,49%
3	0,00 A	0,00 A	0,00 A
5	2,02 A	2,02 A	2,02 A
7	0,68 A	0,68 A	0,68 A
9	0,00 A	0,00 A	0,00 A
11	0,39 A	0,39 A	0,39 A
13	0,20 A	0,20 A	0,20 A

Fonte: próprio autor.

Tabela 3 – Distorções máximas das componentes harmônicas de corrente em percentual recomendadas por IEEE (1993).

DHT	3 ^a	5 ^a	7 ^a	9 ^a	11 ^a	13 ^a
5%	4%	4%	4%	4%	4%	2%

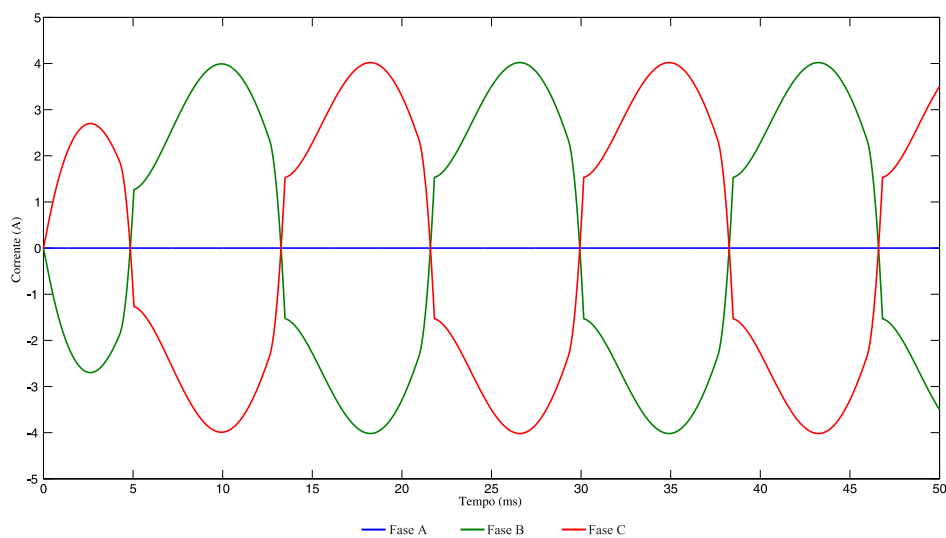
Fonte: próprio autor.

escolha do retificador a diodos monofásico e valores da resistência e indutância do lado c.c. foram baseadas na disponibilidade do laboratório e que, com os valores escolhidos, foi possível obter um espectro harmônico de corrente com as componentes mais relevantes (3^o, 5^o, 7^o, 11^o e 13^o.) acima dos limites da norma IEEE.

Esta análise possibilitou extrair alguns valores das componentes harmônicas de corrente de cada fase e também a DHT. Apesar dessa carga ser um retificador monofásico, as entradas do retificador monofásico são conectadas à duas fases caracterizando uma carga bifásica. Esta corrente assemelha-se a uma senoide, porém não é totalmente perfeita por causa da presença de harmônicos.

Na Tabela 4 são apresentados os valores das componentes harmônicas de corrente de ordem ímpar (até a 13^a ordem) e a DHT de cada fase que é dado em valor percentual. As

Figura 20 – Corrente da carga não-linear monofásica.



Fonte: próprio autor.

Tabela 4 – Componentes harmônicas de corrente da carga monofásica não-linear.

Ordem N ^o	Fase A	Fase B	Fase C
<i>DHT</i>	0,00%	21,79%	21,79%
3	0,00 A	0,70 A	0,70 A
5	0,00 A	0,43 A	0,43 A
7	0,00 A	0,30 A	0,30 A
9	0,00 A	0,22 A	0,22 A
11	0,00 A	0,17 A	0,17 A
13	0,00 A	0,13 A	0,13 A

Fonte: próprio autor.

componentes harmônicas de corrente mais relevantes são as de 3^a, 5^a, 7^a, 9^a, 11^a e 13^a ordem, sendo a 3^a harmônica a mais dominante de todas, seguida da harmônica de 5^a ordem. Como pode ser visto, a carga em estudo consome uma componente de terceira ordem e múltiplos de três, além de alguns outros harmônicos.

2.3 PROJETO DO FILTRO LC

O filtro passivo LC é um dos componentes utilizados neste trabalho para mitigar harmônicos e compensar potência reativa, juntamente com o filtro ativo paralelo. Esse filtro foi escolhido pela facilidade de projeto, reduzindo o custo total do filtro híbrido.

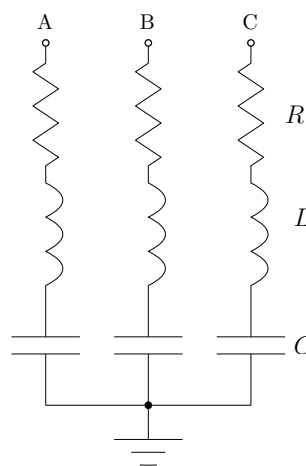
2.3.1 Escolha da Frequência de Ressonância

O filtro passivo LC paralelo para sistema trifásico é mostrado na Figura 21. A reatância desse filtro por fase é dada pela seguinte equação:

$$X_F = \omega L - \frac{1}{\omega C}, \quad (15)$$

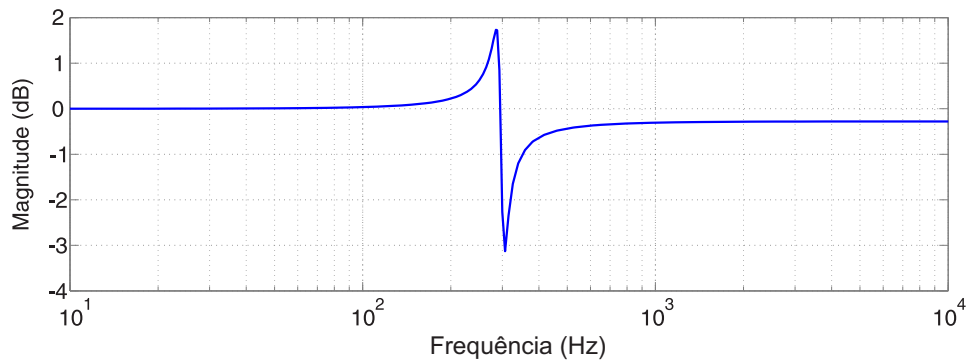
onde L e C são os valores da indutância e capacitância, respectivamente. A frequência angular do sistema elétrico é dada por ω . O filtro LC deve ser sintonizado para compensar uma componente harmônica específica. Na Figura 22 é apresentado o diagrama de Bode característico de um filtro LC, onde o filtro está sintonizado em uma frequência específica, criando uma baixa impedância para harmônicas dessa frequência. Como exemplo, na Figura 22 é apresentada uma curva com características de um filtro LC sintonizado em 300 Hz, que corresponde a componente de 5^a ordem de um sistema com frequência fundamental 60 Hz. Analisando esse diagrama, percebe-se que o filtro LC é projetado para criar uma baixa impedância para o 5^a harmônico de corrente, evitando que essa componente de corrente circule pela rede, além de ser uma alta impedância

Figura 21 – Filtro passivo LC trifásico.



Fonte: próprio autor.

Figura 22 – Diagrama de Bode do filtro passivo LC.



Fonte: próprio autor.

para outras componentes harmônicas. Para o NSI devem ser projetados dois filtros passivos, cada um conectado a uma unidade de saída. Segundo Genú (2014), para realização do projeto dos filtros LC, algumas considerações devem ser estabelecidas:

- As frequências de ressonância (ω_F) dos filtros devem ser escolhidas em uma frequência harmônica que deseja-se compensar tendo o cuidado de não deixar o filtro volumoso e pesado, o que acontece quando a frequência angular de ressonância do filtro se aproxima da frequência fundamental. A frequência de ressonância do filtro LC é dada por:

$$\omega_F = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2n\pi f_F; \quad (16)$$

onde n representa o número de vezes que a sintonia do filtro está da frequência fundamental.

- O fator de qualidade (FQ) do filtro, conforme a norma IEEE (1993), é a razão entre a frequência de ressonância e a largura de banda. A largura de banda é a faixa de frequência de corte do filtro. Sendo assim, quanto maior for o FQ do filtro, a largura da banda será mais estreita, e menor a perda de energia no filtro

$$FQ = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (17)$$

onde L e C são a indutância e capacitância do filtro, respectivamente, e R é a resistência equivalente série do indutor do filtro;

- Deve-se calcular o valor da tensão nominal que os capacitores do filtro devem suportar;
- Verifica-se a potência reativa total disponível pelos capacitores das unidades *top* e *bottom*. A potência reativa depende da tensão da rede e do valor das capacitâncias. A faixa de variação de controle da potência reativa realizado pelo inversor depende da tensão do barramento c.c., como será mostrado no próximo capítulo;

- Além de todas as considerações anteriores, um estudo de caso é realizado para determinar a escolha das frequências de ressonância dos filtros passivo para obter o melhor resultado na compensação das componentes harmônicas de corrente.

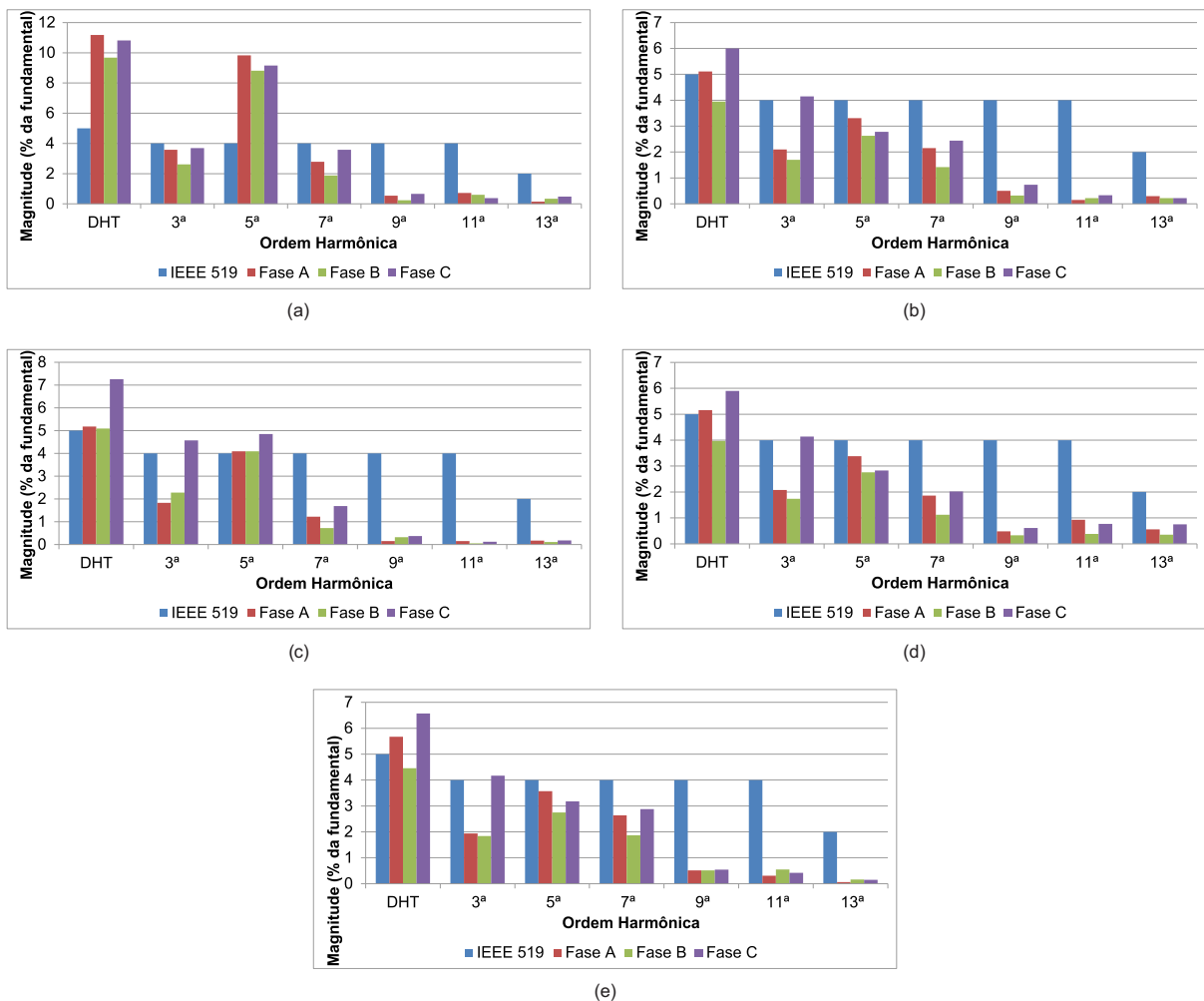
2.3.1.1 Estudo de Caso dos Filtros Passivos

A escolha da sintonia dos filtros foi realizada através de um estudo de caso. Neste estudo de caso foram obtidos cinco cenários e para cada um deles são apresentados gráficos dos resultados da compensação das componentes harmônicas de corrente para diferentes frequências de ressonância dos filtros passivos, onde através da análise dos resultados pode ser definida a melhor sintonia para cada filtro passivo. Para este estudo de caso apenas o controle *feedback* está funcionando e sua contribuição na compensação de harmônicos é a mesma para todos os casos. Entretanto, a discussão e apresentação do controle *feedback* será feita, somente, no capítulo seguinte.

Na Figura 23 são apresentados os resultados de diferentes casos da compensação das componentes harmônicas de corrente e os limites recomendados pela norma IEEE (1993). A seguir são apresentados os casos estudados:

- Caso 1: o filtro passivo das unidades *top* e *bottom* estão sintonizados na 3^a e 11^a ordem, respectivamente. Como pode-se ver na Figura 23(a) os níveis das componentes harmônicas de 3^a e 11^a ordem são compensados pelos filtros passivos e obedecem os limites recomendados por norma, porém a componente harmônica de 5^a ordem tem o nível de corrente maior que os limite estabelecido, nas três fases, já que nenhum filtro está sintonizado nessa frequência. Consequentemente, a DHT nas três fases ultrapassa o limite de 5%;
- Caso 2: a sintonia do filtro passivo da unidade *top* é mudado para a 5^a ordem mitigando a harmônica de 5^a ordem e contribuindo para a compensação das harmônicas de 3^a e 7^a ordem. A sintonia do filtro da unidade *bottom* permanece na 11^a ordem. Para este cenário a escolha da sintonia dos filtros passivos foi mais adequada apesar da componente harmônica de 3^a ordem da fase C e a DHT das fases A e C estarem um pouco acima dos limites estabelecido pela norma IEEE (1993), como apresentado na Figura 23(b);
- Caso 3: o filtro passivo da unidade *top* é sintonizado na 7^a ordem, enquanto o da unidade *bottom* permanece na 11^a ordem, como apresentado na Figura 23(c). Os níveis dos harmônicos de 3^a e 5^a ordem e da DHT superam os limites da norma e como pode-se ver a sintonia escolhida para esse caso torna a compensação de correntes harmônicas pior que no caso anterior;
- Caso 4: o filtro passivo da unidade *top* é sintonizado na 5^a ordem, enquanto o da unidade *bottom* tem a frequência de ressonância sintonizada a 9^a ordem. Como pode-se ver na

Figura 23 – Resultados gráficos da compensação de correntes harmônicas para diferentes sintonia dos filtros passivos para o: (a) Caso 1; (b) Caso 2; (c) Caso 3; (d) Caso 4; (e) Caso 5.



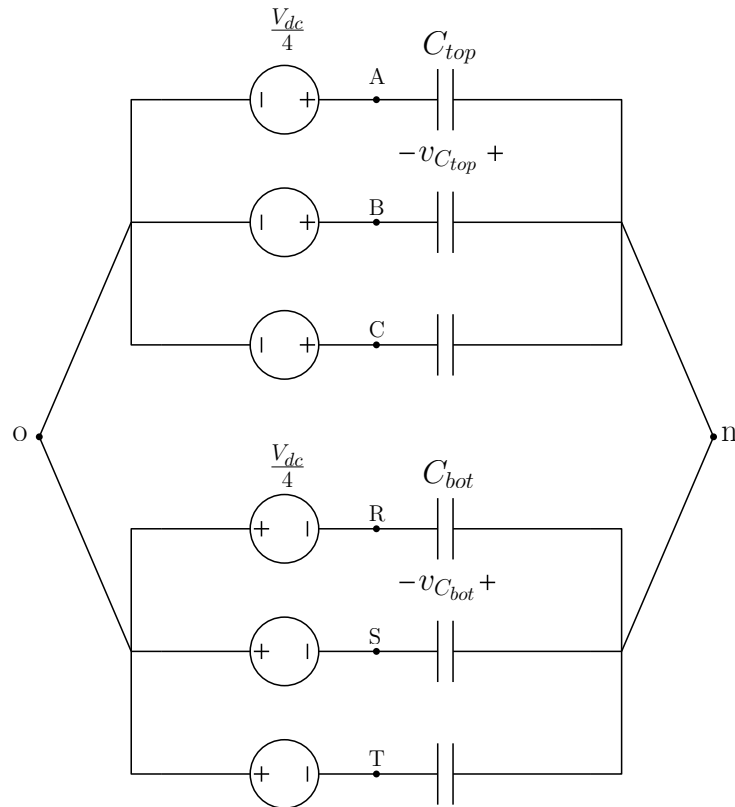
Fonte: próprio autor.

Figura 23(d) o resultado da compensação de correntes harmônicas é bem semelhante ao caso 2 com pequenas diferenças nos harmônicos de 7^a, 9^a, 11^a e 13^a ordem;

- Caso 5: o filtro passivo das unidades *top* e *bottom* são sintonizados na 5^a e 13^a ordem, respectivamente. Na Figura 23(e) é apresentado o resultado da compensação de harmônicos e pode-se ver que a DHT tem um valor um pouco mais alto em relação aos casos 2 e 4.

Logo, conforme foi visto na Figura 23, os casos 2 e 4 são as melhores soluções de sintonia dos filtros passivos. Como nesses dois casos o resultado da compensação de harmônicos são bem semelhantes, o critério de escolha da sintonia do filtro da unidade *bottom* foi o que resultasse em uma indutância com menor peso e volume. Sendo assim a sintonia do filtro da unidade *top* e *bottom* escolhidos foram na 5^a e 11^a ordem, respectivamente (caso 2 - Figura 23(b)).

Figura 24 – Modelo equivalente c.c. do filtro híbrido baseado no NSI.



Fonte: próprio autor.

Para determinar a tensão limite de trabalho dos capacitores dos filtros, devem ser feita duas análises. Uma análise para a tensão máxima c.c. sobre o filtro e outra para a tensão máximas c.a. fundamental sobre o filtro. Para isto, são obtidos os modelos equivalentes c.c. e c.a. para frequência fundamental.

2.3.2 Modelo Equivalente c.c. do Filtro Híbrido

O circuito equivalente c.c. é obtido a partir do circuito trifásico em estudo, mostrado na Figura 13. A análise desse circuito é feita em regime permanente. Sendo assim, os indutores L_{top} e L_{bot} são considerados como um curto-circuito e a fonte de tensão senoidal da rede elétrica também se comporta como um curto-circuito, pois não possui nenhuma componente c.c. Em todo o sistema elétrico, como apresentado na Figura 13, a única fonte de tensão contínua é o barramento c.c. do inversor NSI. A partir do circuito visto na Figura 13 é obtido o circuito equivalente c.c. que pode ser visto na Figura 24. Logo, a modelagem do circuito equivalente c.c. é realizada a partir do circuito da Figura 24.

Como mencionado anteriormente, a máxima tensão disponível em cada fase do NSI é de $\frac{v_{dc}}{4}$. A componente de tensão c.c. nos capacitores das unidades *top* e *bottom* são dadas por $v_{C_{top}}$ e $v_{C_{bot}}$, respectivamente. Aplicando a segunda lei de Kirchhoff, em apenas uma das fases, tem-se

que

$$v_{C_{bot}} - v_{C_{top}} = \frac{v_{dc}}{2}. \quad (18)$$

Uma vez que os capacitores estão conectados em série, no circuito mostrado na Figura 24, a divisão da tensão entre eles depende do valor da capacitância, levando a:

$$v_{C_{top}} = -\frac{C_{bot}}{C_{top}} v_{C_{bot}}. \quad (19)$$

Sendo assim, através de (18) e (19), são determinadas as componentes de tensão c.c., em cada capacitor, dadas por:

$$v_{C_{top}} = -\left(\frac{C_{bot}}{C_{top} + C_{bot}}\right) \frac{v_{dc}}{2} \quad (20)$$

$$v_{C_{bot}} = \left(\frac{C_{top}}{C_{top} + C_{bot}}\right) \frac{v_{dc}}{2}. \quad (21)$$

Portanto, de acordo com (20) e (21) o filtro que tem o capacitor com menor capacitância terá um maior valor de tensão c.c. Caso C_{top} e C_{bot} sejam iguais, a tensão c.c. se divide igualmente para todos os capacitores.

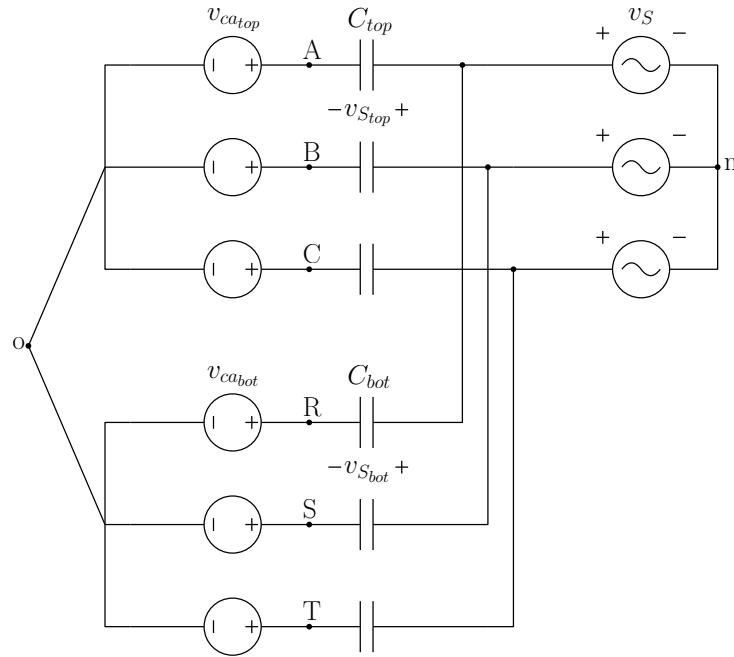
2.3.3 Modelo Equivalente do Filtro Híbrido na Frequência Fundamental

A componente fundamental de tensão também é considerada para determinar a tensão máxima que os capacitores devem suportar. Para esta análise, é necessário obter o circuito para a frequência fundamental. Logo, a partir da Figura 13 pode ser determinado o circuito equivalente para a frequência fundamental. Neste caso, os indutores do filtro e da rede são desprezados para esta análise, pois suas reatâncias, na frequência fundamental, são desprezíveis frente à reatância capacitiva do filtro. A rede elétrica é representada por fontes de tensão na frequência fundamental da rede e o NSI é representado por fontes de tensão, onde $v_{ca_{top}}$ e $v_{ca_{bot}}$ são as tensões de saída, na frequência fundamental da rede, das unidades *top* e *bottom*. Sendo assim, a partir da Figura 13 é obtido o modelo equivalente do circuito para a frequência fundamental. A proposta desse trabalho é realizar o controle de potência reativa e harmônicos de corrente. As componentes fundamentais $v_{ca_{top}}$ e $v_{ca_{bot}}$ podem ser diferentes de zero, quando se quer controlar a potência reativa. Para calcular a tensão máxima sobre os capacitores, deve-se analisar o pior caso, que acontece quando não se controla potência reativa, ou seja, $v_{ca_{top}} = 0$ e $v_{ca_{bot}} = 0$. Nesse caso, a tensão aplicada sobre os capacitores do filtro é a tensão fase-neutro da rede. Como os capacitores das duas unidades estão em paralelo, no circuito mostrado na Figura 25, tem-se que

$$v_{S_{top}} = v_{S_{bot}} = v_S. \quad (22)$$

Sendo assim, a tensão limite de trabalho de cada um dos capacitores dos filtros deve ser maior que o valor de pico da tensão de fase-neutro da rede, somado com a componente de tensão

Figura 25 – Modelo equivalente c.a. na frequência fundamental do filtro híbrido baseado no NSI.



Fonte: próprio autor.

c.c. Logo, somando (20), (21) com (22) são determinadas as tensões nominais dos capacitores dos filtros LC das unidades *top* ($V_{C_{top}}^{nominal}$) e *bottom* ($V_{C_{bot}}^{nominal}$), dadas por:

$$V_{C_{top}}^{nominal} = \hat{V}_S + \frac{C_{bot}}{C_{top} + C_{bot}} \frac{V_{dc}}{2}, \quad (23)$$

$$V_{C_{bot}}^{nominal} = \hat{V}_S - \frac{C_{top}}{C_{top} + C_{bot}} \frac{V_{dc}}{2}, \quad (24)$$

onde \hat{V}_S é a tensão de pico fase-neutro da rede e v_{dc} é a tensão limite do barramento c.c.

Outro requisito importante para o projeto do filtro LC é determinar a potência reativa fornecida pelos capacitores do filtro. Para isso é necessário analisar o circuito equivalente mostrado na Figura 25 e determinar a tensão sobre os capacitores. Deste modo, observa-se existe duas fontes de tensão no circuito, sendo a primeira a rede, que possui tensão de pico (\hat{V}_S) e frequência fixa. A segunda fonte de tensão é produzida pelos terminais saída do NSI, denominadas de $v_{ca_{top}}$ e $v_{ca_{bot}}$ e possui frequência igual a da rede. Porém, $v_{ca_{top}}$ e $v_{ca_{bot}}$ são tensões com amplitude que podem variar entre zero e $\frac{v_{dc}}{4}$, tensão máxima de saída de cada terminal do NSI. Sendo assim, a tensão sobre os capacitores dos filtros das unidades *top* ($v_{S_{top}}$) e *bottom* ($v_{S_{bot}}$) podem variar, de acordo com os seguinte limites:

$$v_S - v_{ca_{top}} \leq v_{S_{top}} \leq v_S \quad (25)$$

$$v_S - v_{ca_{bot}} \leq v_{S_{bot}} \leq v_S. \quad (26)$$

Logo, a variação da tensão sobre o capacitor permite que a potência reativa possa ser controlada. Porém, o valor máximo da potência reativa é determinado pelos valores das capacitâncias e pela tensão aplicada nos capacitores. Estabelecidos os valores da tensão da rede e das capacitâncias, o limite mínimo da potência reativa para o projeto do controle de reativos depende da tensão do barramento. Sendo assim:

- De acordo com (25) e (26), se o valor $v_{ca_{top}}$ e $v_{ca_{bot}}$ forem nulos, o valor da potência reativa é máximo;
- De acordo com (25) e (26), se as tensões $v_{ca_{top}}$ e $v_{ca_{bot}}$ assumirem valores máximos, ou seja, iguais a $\frac{v_{dc}}{4}$, a potência reativa fornecida para a carga pelo filtro híbrido é a mínima possível.

De acordo com os limites definidos, a potência reativa da carga deve possuir uma faixa de variação entre os valores de máximos e mínimos disponíveis pelos capacitores. Portanto, a potência reativa trifásica total disponível pelos capacitores é dada por:

$$Q_{FT} = Q_{F_{top}} + Q_{F_{bot}} = 3\omega(C_{top} + C_{bot})(\hat{V}_S - v_{ca})^2, \quad (27)$$

onde v_{ca} é a tensão de saída das duas unidades devem ser aplicados sempre o valor mínimo (zero) e máximo $\left(\frac{V_{dc}}{4}\right)$ para encontrar os valores mínimos e máximos de controle da potência reativa. Vale ressaltar que a tensão v_{ca} , em (27), se aplica ao caso em que ambas as unidades dividem igualmente a compensação da potência reativa. No caso que uma unidade forneça mais reativo que a outra, o cálculo da potência reativa deve ser feito separadamente para cada unidade, para depois obter a potência reativa total.

3 SISTEMA DE CONTROLE DO FILTRO HÍBRIDO BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES

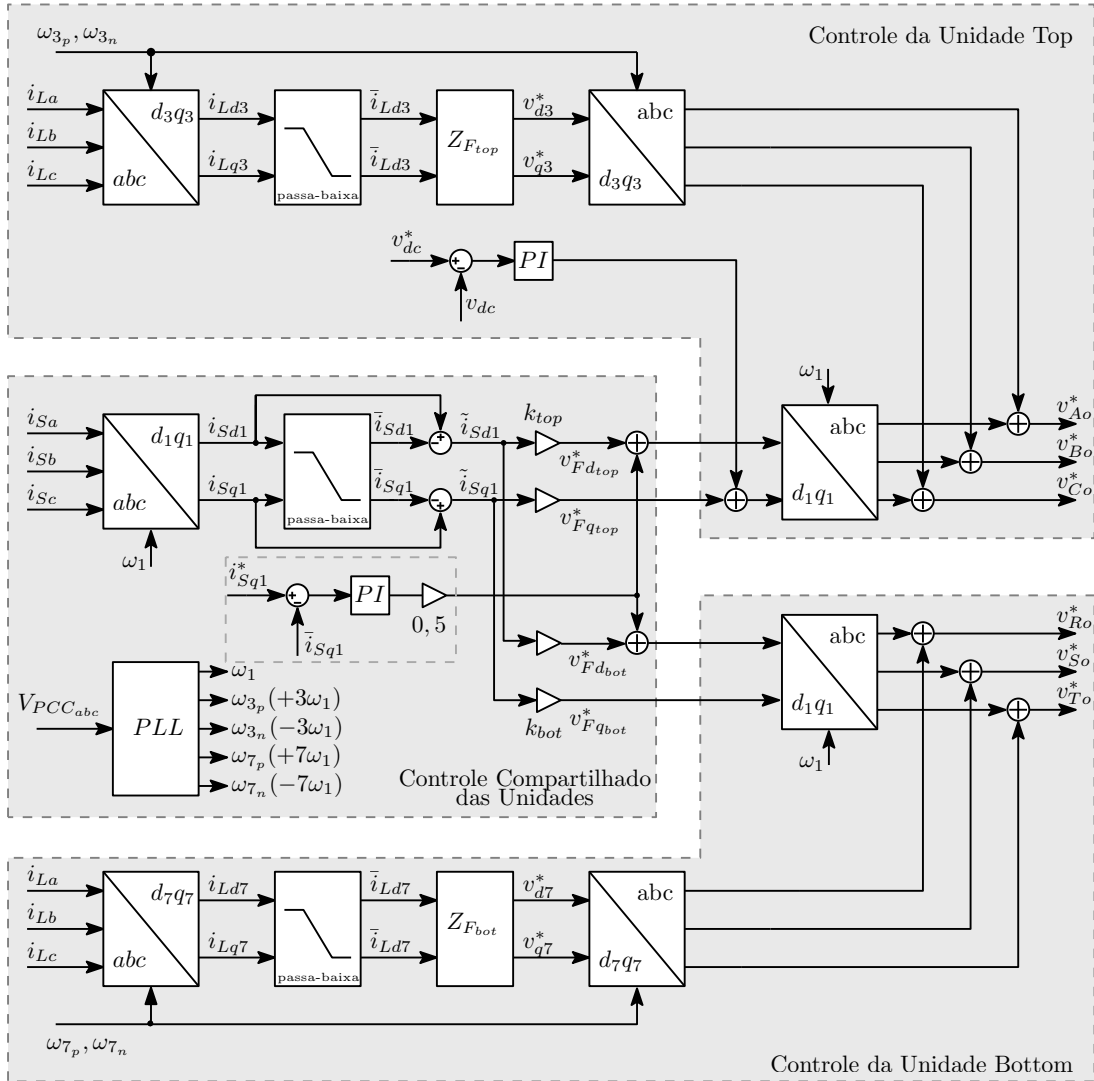
Neste capítulo são descritas as ações de controle utilizadas para compensar as componentes harmônicas de correntes e a potência reativa consumida pelas cargas, baseado no modelo matemático do filtro híbrido dual. Na Figura 26 pode-se observar o esquema do sistema de controle para o filtro híbrido, baseado no NSI. Esse controle é dividido em três sub-sistemas: o controle da unidade *top*, o controle da unidade *bottom* e o controle compartilhado entre as unidades. Ambas unidades abrangem malhas com ações de controle *feedforward* que são utilizados para selecionar e compensar as componentes harmônicas de corrente dominante (SRIANTHUMRONG; AKAGI, 2003; FUJITA; AKAGI, 1991), e para o controle da potência reativa. Apenas a unidade *top* é responsável por manter a tensão do barramento c.c. fixa num valor desejado. O terceiro sub-sistema é a unidade compartilhada ou bloco comum de controle das unidades *top* e *bottom*, que contém a ação de controle *feedback* (SRIANTHUMRONG; AKAGI, 2003; FUJITA; AKAGI, 1991). Neste trabalho, todas as malhas de controle são realizadas em referencial síncrono *dq* como utilizado por Srianthumrong e Akagi (2003). Sendo assim, é necessário implementar uma malha travada em fase (*Phase-Locked Loop* - PLL), com o objetivo de extrair o ângulo da tensão de sequência positiva na frequência fundamental no PCC, utilizado para realizar as transformações das tensões e correntes do referencial natural *ABC* para os referenciais síncronos d_1q_1 (rotaciona com velocidade ω_1), d_3q_3 (velocidade $3\omega_1$) e d_7q_7 (velocidade $7\omega_1$). Antes de analisar as malhas principais do sistema de controle, primeiramente são apresentados seus blocos auxiliares.

A proposta desse trabalho apresentada nesse capítulo é desenvolver o modelo matemático do filtro híbrido dual, baseado no NSI, e validar esse modelo proposto. Realizar o projeto dos controladores para os controles de potência reativa, da tensão do barramento c.c., e de correntes harmônicas. Realizar um estudo da variação dos ganhos do controle *feedback* analisando os efeitos provocados por valores de ganhos altos.

3.1 TRANSFORMAÇÃO DE CLARKE E PARK

A transformação do referencial natural *ABC* para o referencial estacionário $\alpha\beta 0$ foi proposto por Edith Clarke, em 1951, ficando conhecida como transformação $\alpha\beta 0$ ou transformação de Clarke (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951). Com esta transformação de referencial é possível transformar as tensões e/ou correntes de um sistema trifásico para um sistema bifásico estacionário. A transformação do referencial natural *ABC* para

Figura 26 – Diagrama de controle do HPF baseado no NSI, com compensação de harmônicos e reativos.



Fonte: próprio autor.

o referencial estacionário é realizada a partir da utilização da Equação a seguir:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}, \quad (28)$$

onde x pode representar uma tensão ou corrente. Através da transformação de Clarke é possível separar a componente de modo-comum das tensões trifásicas (x_0), das demais componentes de modo-diferencial. A componente de modo-diferencial x_α é está em fase com a tensão da fase A, caso as tensões sejam trifásicas equilibradas, e a componente de modo-diferencial x_β é a versão ortogonal de x_α , compondo um sistema com dois vetores ortogonais e estacionários.

A transformada de Clarke inversa é obtida a partir do inverso da matriz em 1, logo:

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

A partir da Transformada de Clarke foi desenvolvido um novo referencial. Esse novo referencial foi proposto por Park (1929). Park transformou tensões e correntes do referencial estacionário $\alpha\beta 0$ para um referencial girante dq . Conhecida como a Transformada de Park, a transformação dq consiste em um referencial que gira numa determinada velocidade angular desejada. Caso se deseje obter a componente fundamental de tensão ou corrente da rede, o referencial dq deve rotacionar na frequência fundamental da rede elétrica. Por isso, é importante determinar o ângulo θ . A matriz de transformação proposta por Park e a sua inversa são dadas a seguir:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}. \quad (31)$$

Para um sistema trifásico equilibrado, os valores da componente de modo-comum nas transformadas de Clarke e Park são iguais a zero.

3.2 PLL E SSI

A transformação dq por ser um referencial que gira em sincronismo com a frequência da rede, necessita do valor instantâneo do ângulo θ . Esse ângulo pode ser obtido por um PLL (BOJOI et al., 2005), mostrado na Figura 27. O vetor tensão da rede é comumente usado para se obter o ângulo da rede elétrica. O PLL utiliza um controlador PI, onde o tempo de resposta do PLL pode ser ajustado de acordo com os ganhos proporcional (k_p) e integral (k_i) do controlador PI. Porém, a capacidade de filtragem de harmônicos do PLL pode ser afetada, caso a faixa de passagem do PI escolhida tenha valor alto para uma rápida resposta do PLL. Tais componentes harmônicas são capazes de afetar a detecção do ângulo do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental, prejudicando todas as malhas do sistema de controle do filtro híbrido. Porém, é possível minimizar essas perturbações na tensão utilizando um pré-filtro conhecido como integrador de sinal senoidal (*Sinusoidal Signal Integrator* - SSI).

O SSI utilizado, apresentado por Bojoi et al. (2005), tem seu funcionamento em regime estacionário, como pode ser visto na Figura 28. O SSI produz dois estados senoidais x_1 e x_2 , em regime permanente, sempre desfasados em 90 graus elétricos. A função do SSI é de filtrar a

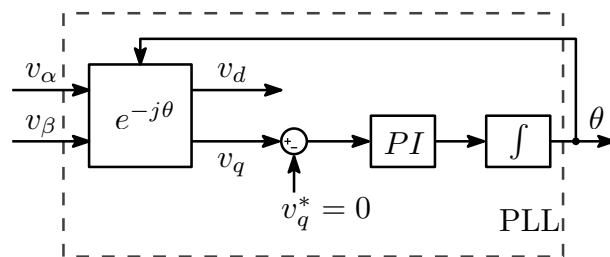
componente de tensão v_α medida no PCC, para produzir componentes de tensão do PCC filtradas v_α e v_β , com mesma amplitude e defasagem de 90° . Os sinais filtrados, produzidos pelo SSI, são inseridos no PLL para a determinação da posição angular θ do vetor tensão da rede, necessária para realizar as transformações do referencial $\alpha\beta$ - dq e dq - $\alpha\beta$.

3.3 FILTRO PASSA-BAIXA

Para realizar a compensação das correntes harmônicas e da potência reativa, é necessário isolar as componentes harmônicas da fundamental. No referencial dq síncrono com a frequência fundamental da rede a corrente é composta por componentes oscilantes e uma componente contínua. A componente contínua nesse referencial dq é a componente na frequência fundamental da rede elétrica. Consequentemente, as harmônicas são representadas pelas componentes oscilantes da corrente em dq . Nesse caso, para isolar a componente fundamental das harmônicas, é usado um filtro passa-baixo (*Low-Pass Filter* - LPF), com frequência de corte abaixo da fundamental permitindo extrair apenas a componente contínua.

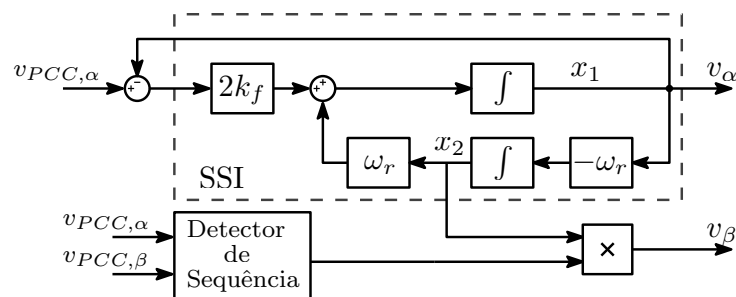
Neste trabalho foram utilizados dois filtros passa-baixo de 1ª ordem, em cascata, obtendo um filtro resultante de 2ª ordem, como pode-se ver na Figura 29. Os filtros passa-baixas foram utilizados em cascata para facilitar a discretização da equação para ser inserida no código de controle. Em (32) é mostrada a função transferência de cada filtro de 1ª ordem utilizado. A

Figura 27 – PLL utilizado no sistema de controle.



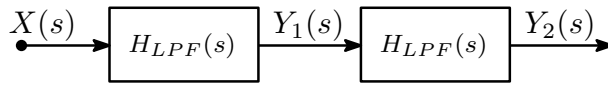
Fonte: adaptado de (BOJOI et al., 2005).

Figura 28 – Integrador de sinal senoidal (SSI).



Fonte: adaptado de (BOJOI et al., 2005).

Figura 29 – Filtro passa-baixas utilizado na extração da componente contínua dos sinais de corrente.



Fonte: próprio autor.

constante τ_c é o inverso da frequência angular de corte do filtro $\omega_c = 2\pi f_c$, e, a frequência de corte (f_c) escolhida para ambos os filtros foi de 5 Hz

$$H_{LPF}(s) = \frac{1}{\tau_c s + 1}. \quad (32)$$

3.4 CONTROLE COMPARTILHADO DAS UNIDADES

3.4.1 Controle da Potência Reativa

A estratégia de controle da potência reativa é baseada na teoria de potência ativa e reativa instantânea. Akagi, Kanazawa e Nabae (1983), Akagi, Kanazawa e Nabae (1984) propôs o desenvolvimento da teoria das potências instantâneas válida para os regime permanente e transitórios. Em Akagi, Ogasawara e Kim (1999) foi revisado a teoria considerando o caso mais geral de aplicação em sistemas a 4 fios. Posteriormente, Watanabe e Arede (1998) mostra que a potência reativa de um sistema trifásico pode ser obtida da transformação do referencial ABC para o $\alpha\beta 0$. Porém, Watanabe resolveu mudar o sinal do cálculo da potência reativa no referencial $\alpha\beta 0$ ($Q_{\alpha\beta}$), diferente do que foi proposto por Akagi et al. em (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983). Sendo assim, a potência reativa pode ser escrita da seguinte forma:

$$Q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta. \quad (33)$$

O motivo da troca de sinal, realizado por Watanabe et al., foi para uma melhor compreensão entre a teoria de potência instantânea e convencional. Com isso, os valores médios positivos de Q estão relacionados a cargas indutivas e os valores médios negativos estão relacionados as cargas capacitivas. Sendo assim, (33) pode ser escrita no referencial girante dq da seguinte forma:

$$Q = v_{PCC_d} \bar{i}_{Sd1} - v_{PCC_q} i_{Sq1}, \quad (34)$$

onde v_{PCC_d} e v_{PCC_q} são as componentes da tensão da rede no eixo direto e em quadratura, respectivamente, medidas no PCC e \bar{i}_{Sd1} e i_{Sq1} são as componentes de corrente da rede no eixo direto e em quadratura, respectivamente. A tensão v_{PCC_d} está em fase com a tensão da rede tornando v_{PCC_q} é nula. Sendo assim, Q_{dq} vista em (34) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$Q = -v_{PCC_d} \bar{i}_{Sq1}. \quad (35)$$

A partir de (35) observa-se que o controle da potência reativa pode ser realizado apenas por \bar{i}_{Sq} . Para obter \bar{i}_{Sq1} é necessário converter as correntes da rede i_{SA} , i_{SB} e i_{SC} para o referencial síncrono d_1q_1 . A componente fundamental das correntes da rede é a parte contínua de \vec{i}_{Sdq} . Sendo assim, a obtenção da componente fundamental da corrente da rede em quadratura (\bar{i}_{Sq}) é realizada através de dois filtros passa-baixo de 1ª ordem, na frequência de corte em 5Hz.

O controle da componente reativa da corrente é realizado como pode ser visto na Figura 30. O erro é produzido pela diferença entre a corrente de referência desejada, que é proporcional à potência reativa desejada, e a corrente da rede, é dada por:

$$\varepsilon = i_{Sq1}^* - \bar{i}_{Sq}. \quad (36)$$

O erro (ε) produzido pelas correntes é o sinal de entrada do controlador *PI* e na saída do controlador produz a tensão de referência (v'_{fd}) capaz de zerar o erro (ε) e controlar a potência reativa. Essa tensão é somada as tensões de referência de eixo direto produzidas pelo controle *feedback*. Como as duas unidades do inversor NSI são responsáveis pelo controle da potência reativa, cada unidade fornece a potência reativa proporcional ao valor do capacitor de cada filtro LC.

Em um filtro híbrido as tensões e as corrente produzidas pelo inversor em referencial dq são dadas a seguir:

$$v_{Fdq} = v_{Fd} + jv_{Fq} \quad (37)$$

$$i_{Fdq} = i_{Fd} + ji_{Fq}. \quad (38)$$

A reatância indutiva do filtro LC é desprezível frente à reatância capacitiva do filtro na frequência fundamental da rede, considerando a análise em regime permanente. Neste caso pode-se aproximar a impedância em série com a saída do NSI como uma impedância puramente capacitiva. Logo, a tensão de saída do NSI é dada por:

$$v_{Fdq} = jX_C i_{Fdq}, \quad (39)$$

onde X_C é a reatância capacitiva do filtro LC. O capacitor do filtro *LC* provoca um deslocamento de 90° nas componentes d e q das correntes do filtro, como se segue:

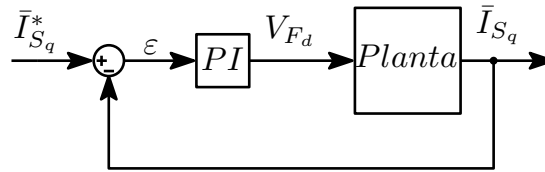
$$v_{Fd} + jv_{Fq} = jX_C i_{Fd} - X_C i_{Fq}. \quad (40)$$

Logo, como pode-se ver em (40), a corrente i_{Fd} é deslocada do eixo d para o eixo q e consequentemente para controlar i_{Fd} deve-se produzir uma tensão no eixo q . Da mesma forma, para realizar o controle de i_{Fq} deve-se produzir uma tensão no eixo d , já que i_{Fq} foi deslocado para o eixo d . Por esta razão, o controle da potência reativa é realizado no referencial d .

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito visto na Figura 31 tem-se que:

$$\vec{i}_{F_{topABC}} = \vec{i}_{L_{ABC}} - \vec{i}_{S_{ABC}}. \quad (41)$$

Figura 30 – Malha de controle da componente reativa de corrente do filtro híbrido.



Fonte: próprio autor.

$$\vec{v}_{F_{ABC}} = \vec{v}_{S_{ABC}} + R_{top}\vec{i}_{top_{ABC}} + L_{top}\frac{d\vec{i}_{top_{ABC}}}{dt} + \frac{1}{C_{top}} \int \vec{i}_{F_{top_{ABC}}} dt - R_S\vec{i}_{S_{ABC}} - L_S\frac{d\vec{i}_{S_{ABC}}}{dt}, \quad (42)$$

onde as tensões e correntes no domínio do tempo são representadas por letras minúsculas.

Substituindo (41) em (42),

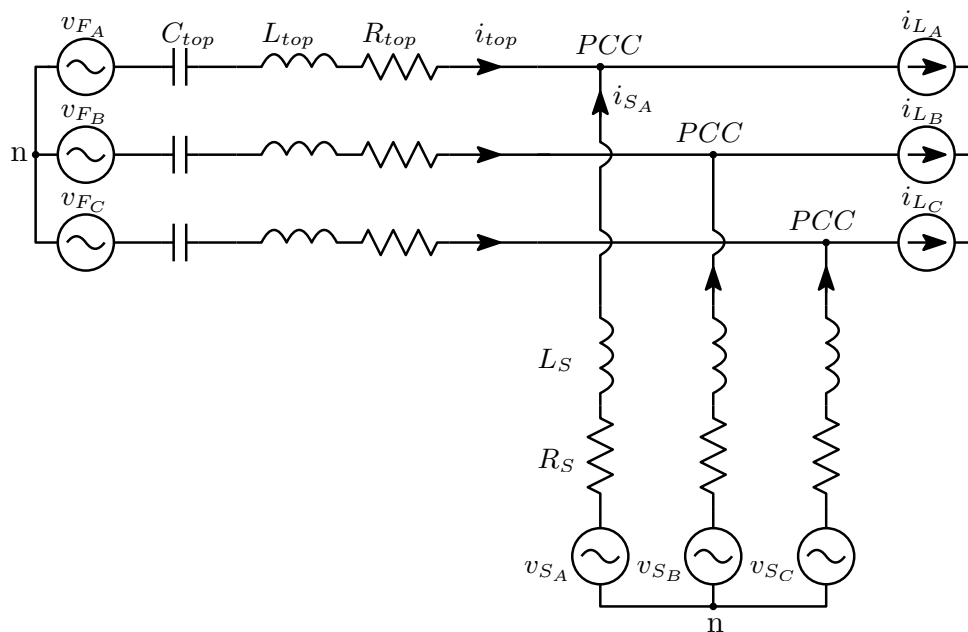
$$\vec{v}_{F_{ABC}} = \vec{v}_{S_{ABC}} + P_L(t) + P_S(t). \quad (43)$$

Os termos $P_L(t)$ e $P_S(t)$ são escritos da seguinte forma:

$$P_L(t) = R_{top}\vec{i}_{L_{ABC}} + L_{top}\frac{d\vec{i}_{L_{ABC}}}{dt} + \frac{1}{C_{top}} \int \vec{i}_{L_{ABC}} dt \quad (44)$$

$$P_S(t) = -R_{eq}\vec{i}_{S_{ABC}} - L_{eq}\frac{d\vec{i}_{S_{ABC}}}{dt} - \frac{1}{C_{top}} \int \vec{i}_{S_{ABC}} dt. \quad (45)$$

Figura 31 – Circuito equivalente do sistema para controle de potência reativa.



Fonte: próprio autor.

onde $R_{eq} = R_S + R_{top}$ e $L_{eq} = L_S + L_{top}$.

A transformada de Clarke é utilizada para converter o circuito descrito em (43) em um circuito no referencial estacionário $\alpha\beta$. Logo, as tensões e correntes podem ser obtidas utilizando a matriz de transformação inversa de Clarke ($T_{\alpha\beta}^{-1}$) vista em (29),

$$\vec{v}_{F_{ABC}} = T_{\alpha\beta}^{-1} \vec{v}_{F_{\alpha\beta}} \quad (46)$$

$$\vec{i}_{S_{ABC}} = T_{\alpha\beta}^{-1} \vec{i}_{S_{\alpha\beta}}. \quad (47)$$

Para simplificar a transformação do referencial ABC para $\alpha\beta$, todos os termos de (43) são derivados e os termos com integrais são eliminados. Logo (43) é reescrita como:

$$\frac{d\vec{v}_{F_{ABC}}}{dt} = \frac{d\vec{v}_{S_{ABC}}}{dt} + \frac{dP_L(t)}{dt} + \frac{dP_S(t)}{dt}. \quad (48)$$

Substituindo (46) e (47) em (49),

$$\frac{dT_{\alpha\beta}^{-1} \vec{v}_{F_{\alpha\beta}}}{dt} = \frac{dT_{\alpha\beta}^{-1} \vec{v}_{S_{\alpha\beta}}}{dt} + \frac{dP_L(t)}{dt} + \frac{dP_S(t)}{dt}. \quad (49)$$

Utilizando a regra da cadeia tem-se que:

$$\frac{dT_{\alpha\beta}^{-1} \vec{v}_{F_{\alpha\beta}}}{dt} = \frac{dT_{\alpha\beta}^{-1}}{dt} \vec{v}_{F_{\alpha\beta}} + T_{\alpha\beta}^{-1} \frac{d\vec{v}_{F_{\alpha\beta}}}{dt}, \quad (50)$$

$$\frac{dT_{\alpha\beta}^{-1} \vec{i}_{S_{\alpha\beta}}}{dt} = \frac{dT_{\alpha\beta}^{-1}}{dt} \vec{i}_{S_{\alpha\beta}} + T_{\alpha\beta}^{-1} \frac{d\vec{i}_{S_{\alpha\beta}}}{dt}. \quad (51)$$

Como a matriz de transformação inversa de Clarke é composta por elementos constantes em relação ao tempo, a derivada dessa matriz é nula. Logo, tem-se que:

$$\frac{dT_{\alpha\beta}^{-1} \vec{v}_{F_{\alpha\beta}}}{dt} = T_{\alpha\beta}^{-1} \frac{d\vec{v}_{F_{\alpha\beta}}}{dt}, \quad (52)$$

$$\frac{dT_{\alpha\beta}^{-1} \vec{i}_{S_{\alpha\beta}}}{dt} = T_{\alpha\beta}^{-1} \frac{d\vec{i}_{S_{\alpha\beta}}}{dt}. \quad (53)$$

Desta forma (49) pode ser escrito como:

$$\frac{d\vec{v}_{F_{\alpha\beta}}}{dt} = \frac{d\vec{v}_{S_{\alpha\beta}}}{dt} + P_L^{\alpha\beta}(t) + P_S^{\alpha\beta}(t), \quad (54)$$

onde os termos $P_L^{\alpha\beta}(t)$ e $P_S^{\alpha\beta}(t)$ são dados por:

$$P_L^{\alpha\beta}(t) = T_{\alpha\beta} \frac{dP_L(t)}{dt} = R_{top} \frac{d\vec{i}_{L_{\alpha\beta}}}{dt} + L_{top} \frac{d^2 \vec{i}_{L_{\alpha\beta}}}{dt^2} + \frac{1}{C_{top}} \vec{i}_{L_{\alpha\beta}}, \quad (55)$$

$$P_S^{\alpha\beta}(t) = T_{\alpha\beta} \frac{dP_S(t)}{dt} = -R_{eq} \frac{d\vec{i}_{S\alpha\beta}}{dt} - L_{eq} \frac{d^2\vec{i}_{S\alpha\beta}}{dt^2} - \frac{1}{C_{top}} \vec{i}_{S\alpha\beta}. \quad (56)$$

Como o controle é realizado no referencial girante dq, as tensões e correntes no referencial dq são obtidas a partir da transformada de Park. A notação vetorial para essa transformação é dada por:

$$\vec{v}_{F_{dq}} = e^{-j\theta} \vec{v}_{F_{\alpha\beta}} \quad (57)$$

$$\vec{i}_{S_{dq}} = e^{-j\theta} \vec{i}_{S_{\alpha\beta}}, \quad (58)$$

onde a inversa é dada por:

$$\vec{v}_{F_{\alpha\beta}} = e^{j\theta} \vec{v}_{F_{dq}} \quad (59)$$

$$\vec{i}_{S_{\alpha\beta}} = e^{-j\theta} \vec{i}_{S_{dq}}. \quad (60)$$

Substituindo (59 e (60) em (54), tem-se que:

$$\frac{de^{j\theta} \vec{v}_{F_{dq}}}{dt} = \frac{de^{j\theta} \vec{v}_{S_{dq}}}{dt} + P_L^{dq}(t) + P_S^{dq}(t), \quad (61)$$

onde $P_L^{dq}(t)$ e $P_S^{dq}(t)$ são dados por:

$$P_L^{dq}(t) = R_{top} \frac{de^{j\theta} \vec{i}_{L_{dq}}}{dt} + L_{top} \frac{d^2e^{j\theta} \vec{i}_{L_{dq}}}{dt^2} + \frac{1}{C_{top}} e^{j\theta} \vec{i}_{L_{dq}}, \quad (62)$$

$$P_S^{dq}(t) = -R_{eq} \frac{de^{j\theta} \vec{i}_{S_{dq}}}{dt} - L_{eq} \frac{d^2e^{j\theta} \vec{i}_{S_{dq}}}{dt^2} - \frac{1}{C_{top}} e^{j\theta} \vec{i}_{S_{dq}}. \quad (63)$$

Através da regra da cadeia demonstra-se que:

$$\frac{de^{j\theta} \vec{f}(t)}{dt} = j\omega e^{j\theta} \vec{f}(t) + e^{j\theta} \frac{d\vec{f}(t)}{dt}, \quad (64)$$

$$\frac{d^2e^{j\theta} \vec{f}(t)}{dt^2} = j\omega \left(j\omega e^{j\theta} \vec{f}(t) + e^{j\theta} \frac{d\vec{f}(t)}{dt} \right) + \left(j\omega e^{j\theta} \frac{d\vec{f}(t)}{dt} + e^{j\theta} \frac{d^2\vec{f}(t)}{dt^2} \right), \quad (65)$$

onde $\vec{f}(t)$ pode assumir qualquer tensão ou corrente trifásica em função do tempo.

Aplicando (64) e (65) nas derivadas de (61), tem-se que:

$$j\omega e^{j\theta} \vec{v}_{F_{dq}} + e^{j\theta} \frac{d\vec{v}_{F_{dq}}}{dt} = j\omega e^{j\theta} \vec{v}_{S_{dq}} + e^{j\theta} \frac{d\vec{v}_{S_{dq}}}{dt} + P_L^{dq}(t) + P_S^{dq}(t). \quad (66)$$

onde $P_L^{dq}(t)$ e $P_S^{dq}(t)$ são:

$$P_L^{dq}(t) = R_{top} \left(j\omega e^{j\theta} \vec{i}_{L_{dq}} + e^{j\theta} \frac{d\vec{i}_{L_{dq}}}{dt} \right) + L_{top} \left(-\omega^2 e^{j\theta} \vec{i}_{L_{dq}} + j2\omega e^{j\theta} \frac{d\vec{i}_{L_{dq}}}{dt} + e^{-j\theta} \frac{d^2\vec{i}_{L_{dq}}}{dt^2} \right) + \frac{1}{C_{top}} e^{-j\theta} \vec{i}_{L_{dq}} \quad (67)$$

$$\begin{aligned}
 P_S^{dq}(t) = & -R_{teq} \left(j\omega e^{j\theta} \vec{i}_{S_{dq}} + e^{j\theta} \frac{d\vec{i}_{S_{dq}}}{dt} \right) \\
 & - L_{eq} \left(-\omega^2 e^{j\theta} \vec{i}_{S_{dq}} + j2\omega e^{j\theta} \frac{d\vec{i}_{S_{dq}}}{dt} + e^{j\theta} \frac{d^2 \vec{i}_{S_{dq}}}{dt^2} \right) - \frac{1}{C_{top}} e^{j\theta} \vec{i}_{S_{dq}}.
 \end{aligned} \quad (68)$$

Multiplicando (66) por $\frac{1}{e^{j\theta}}$ e aplicando a transformada de Laplace (onde as tensões e correntes no domínio da frequência são representadas por letras maiúsculas), tem-se que:

$$j\omega \vec{V}_{F_{dq}} + s \vec{V}_{F_{dq}} = j\omega \vec{V}_{S_{dq}} + s \vec{V}_{S_{dq}} + P_L^{dq}(s) + P_S^{dq}(s). \quad (69)$$

onde $P_L^{dq}(s)$ e $P_S^{dq}(s)$ são:

$$P_L^{dq}(s) = R_{top} \left(j\omega \vec{I}_{L_{dq}} + s \vec{I}_{L_{dq}} \right) + L_{top} \left(-\omega^2 \vec{I}_{L_{dq}} + j2\omega s \vec{I}_{L_{dq}} + s^2 \vec{I}_{L_{dq}} \right) + \frac{1}{C_{top}} \vec{I}_{L_{dq}}, \quad (70)$$

$$P_S^{dq}(s) = -R_{eq} \left(j\omega \vec{I}_{S_{dq}} + s \vec{I}_{S_{dq}} \right) - L_{eq} \left(-\omega^2 \vec{I}_{S_{dq}} + j2\omega s \vec{I}_{S_{dq}} + s^2 \vec{I}_{S_{dq}} \right) - \frac{1}{C_{top}} \vec{I}_{S_{dq}}. \quad (71)$$

A partir de (69) pode ser obtido os termos correspondentes aos eixo d e q. Logo, tem-se que:

$$sV_{F_d} - \omega V_{F_q} = sV_{S_d} - \omega V_{S_q} + P_L^d(s) + P_S^d(s), \quad (72)$$

$$\omega V_{F_d} + sV_{F_q} = \omega V_{S_d} + sV_{S_q} + P_L^q(s) + P_S^q(s). \quad (73)$$

onde $P_S^d(s)$, $P_S^q(s)$, $P_L^d(s)$ e $P_L^q(s)$ são dados por:

$$P_S^d(s) = - \left(L_{eq}s^2 + R_{eq}s + \frac{1}{C_{top}} - \omega^2 L_{eq} \right) I_{S_d} + (\omega R_{eq} + 2\omega L_{eq}s) I_{S_q}, \quad (74)$$

$$P_S^q(s) = -(\omega R_{eq} + 2\omega L_{eq}s) I_{S_d} - \left(L_{eq}s^2 + R_{eq}s + \frac{1}{C_{top}} - \omega^2 L_{eq} \right) I_{S_q}, \quad (75)$$

$$P_L^d(s) = \left(L_{top}s^2 + R_{top}s + \frac{1}{C_{top}} - \omega^2 L_{top} \right) I_{L_d} - (\omega R_{top} + 2\omega L_{top}s) I_{L_q}, \quad (76)$$

$$P_L^q(s) = (\omega R_{top} + 2\omega L_{top}s) I_{L_d} + \left(L_{top}s^2 + R_{top}s + \frac{1}{C_{top}} - \omega^2 L_{top} \right) I_{L_q}. \quad (77)$$

Para validar o modelo obtido em (72) e (73) foi realizada uma simulação no MATLAB/Simulink do modelo obtido e do sistema real em simulação. Para essa simulação foram desncetadas todas as cargas existentes no sistema em estudo, isso torna a corrente de carga nula e $P_L^d(s)$ e $P_L^q(s)$ podem ser desprezados. A tensão da rede está em sincronismo com o eixo d, logo V_{S_d} é constante diferente de zero e V_{S_q} é nula. Para observar a dinâmica do sistema é

Tabela 5 – Parâmetros da simulação e do protótipo do HPF dual baseado no NSI.

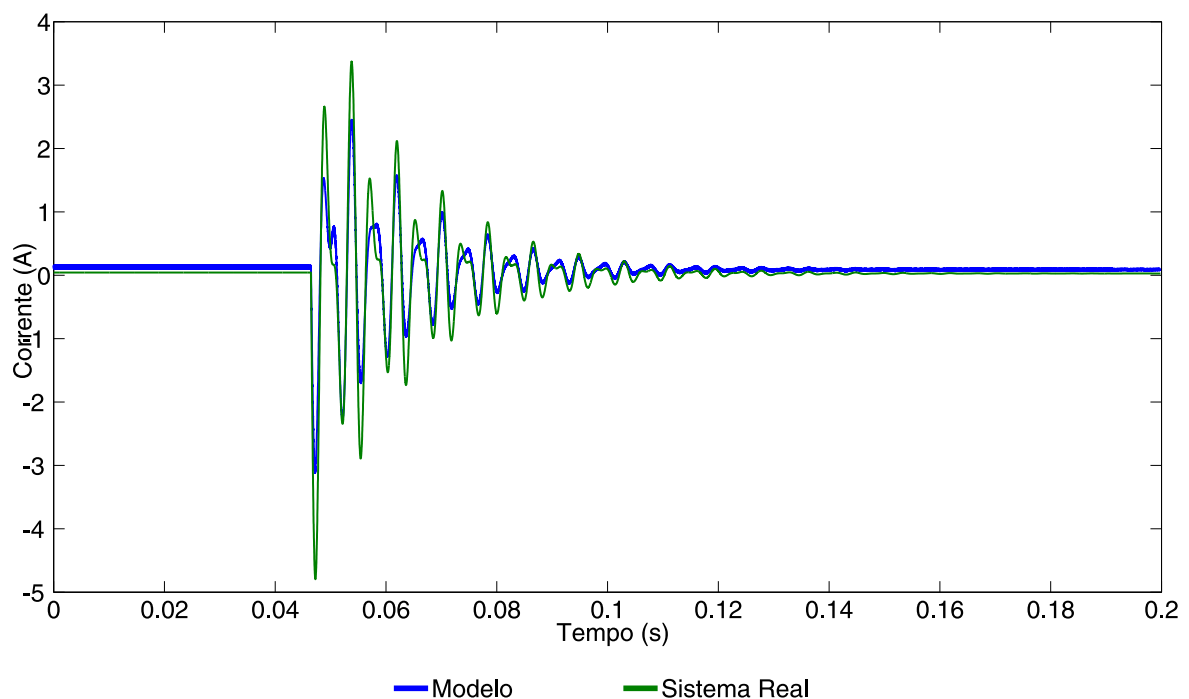
Grandeza	Símbolo	Valor
Capacitor da unidade <i>top</i> (5° harmônico)	$C_{F_{top}}$	$46\mu F$
Indutor da unidade <i>top</i> (5° harmônico)	$L_{F_{top}}$	$6,12mH$
Resistência da unidade <i>top</i> (5° harmônico)	$R_{F_{top}}$	$620m\Omega$
Capacitor da unidade <i>bottom</i> (11° harmônico)	$C_{F_{bot}}$	$46\mu F$
Indutor da unidade <i>bottom</i> (11° harmônico)	$L_{F_{bot}}$	$1,26mH$
Resistência da unidade <i>bottom</i> (11° harmônico)	$R_{F_{bot}}$	$300m\Omega$

Fonte: próprio autor.

aplicado um degrau na tensão de saída do inversor no eixo d (V_{F_d}) no instante de $46ms$. A partir dos parâmetros da Tabela 5 foi realizada a simulação e foram obtidas as curvas de I_{S_d} e I_{S_q} do modelo matemático obtido e do sistema real como pode ser observado nas Figuras 32 e 33. As correntes do modelo e da simulação real são semelhantes e ambas com tempo de estabilização em torno de $90ms$. Logo é possível afirmar que o modelo matemático é coerente com a dinâmica do sistema real, sendo válida para qualquer filtro passivo utilizado no sistema.

As correntes I_{S_d} do modelo e do sistema real, tem comportamento semelhantes e possui valor praticamente nulo pois as resistências da rede e do filtro passivo são pequenas em relação

Figura 32 – Dinâmica de I_{S_d} do modelo obtido e do sistema real.



Fonte: próprio autor.

as impedâncias do filtro e da rede. A partir da Figura (33) pode ser observado que é possível controlar a corrente I_{S_q} através da tensão V_{F_d} , já que ao aplicar um degrau alterando o valor de V_{F_d} a corrente I_{S_q} muda de valor estabilizando após algum tempo. Sendo assim, o controle da potência reativa pode ser realizado aplicando uma tensão na saída do inversor, onde a função transferência pode ser obtida de (73) desprezando os termos V_{F_q} , V_{S_d} , V_{S_q} e $P_L^q(s)$, logo tem-se que:

$$V_{F_d} = \frac{1}{\omega} \left(-L_{eq}s^2 - R_{eq}s - \frac{1}{C_{top}} + L_{eq}\omega^2 \right) I_{S_q}. \quad (78)$$

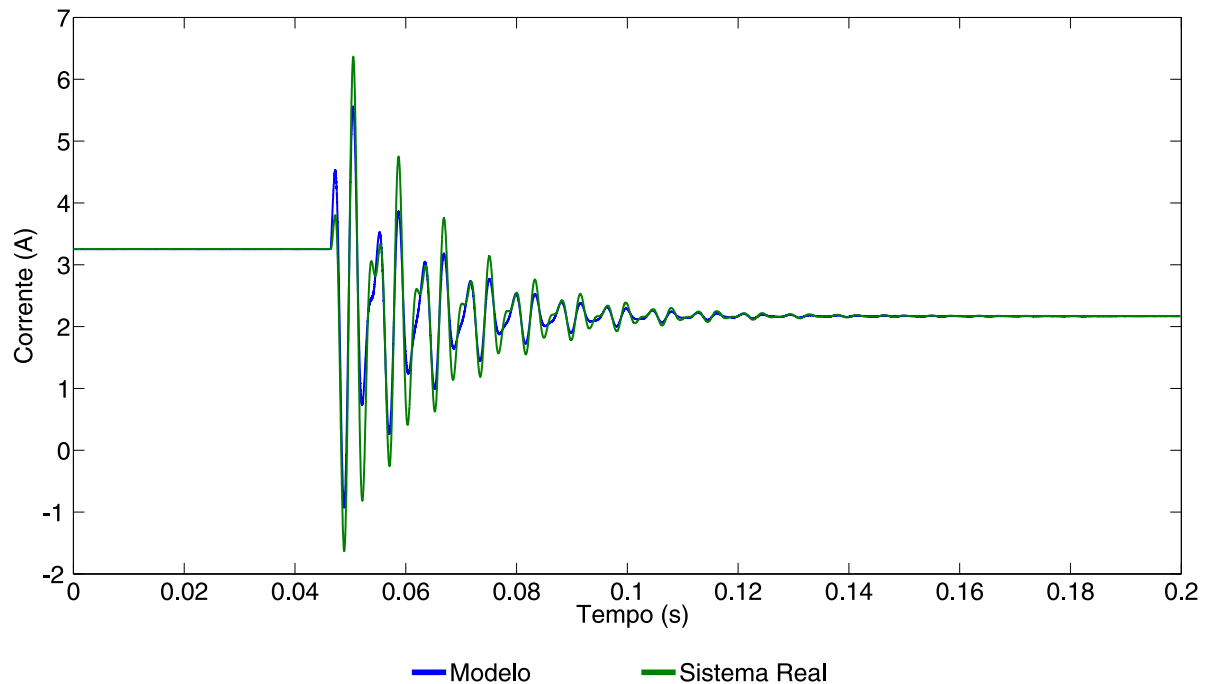
Portanto, a função transferência do sistema, em malha aberta, que tem como entrada a tensão V_{F_d} e como saída a corrente I_{S_q} pode ser dada como:

$$\frac{I_{S_q}}{V_{F_d}} = \frac{\frac{-\omega}{L_{eq}}}{s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}}s + \frac{\frac{1}{C_{top}} - L_{eq}\omega^2}{L_{eq}}}, \quad (79)$$

onde possui dois polos complexos dados por $s = -57 \pm j1820$.

A partir da Figura 34 pode ser observado a dinâmica dos filtros passivos de cada unidade do NSI. O indutor do filtro passivo da unidade *top* possui valor maior que o da unidade *bottom* fazendo com que os polos complexos estejam mais próximos da origem tornando a dinâmica da unidade *top* é mais lenta. Devido a isso os parâmetros da unidade *top* são utilizados para projetar

Figura 33 – Dinâmica de I_{S_q} do modelo obtido e do sistema real.



Fonte: próprio autor.

o controlador, por ter maior resposta dinâmica, já que a dinâmica da unidade *bottom* por ser mais rápida consegue se adequar a dinâmica imposta pelo controlador.

A análise de malha é fechada com realimentação unitária tem como controlador um PI. O projeto do controlador é baseado na planta obtida em (79). A determinação dos ganhos proporcional (k_{pQ}) e integral (k_{iQ}) do controlador PI é realizada utilizando o critério de alocação de polos. A função transferência da planta é dada por:

$$\frac{I_{S_q}}{V_{F_d}} = \frac{\frac{-\omega}{L_{eq}}}{s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}}s + \frac{\frac{1}{C_{top}} - L_{eq}\omega^2}{L_{eq}}} = G(s) = \frac{K}{R(s)}, \quad (80)$$

e a função transferência do controlador PI ($C(s)$) pode ser escrita como:

$$C(s) = \frac{k_{pQ}s + k_{iQ}}{s} = \frac{Z(s)}{L(s)}. \quad (81)$$

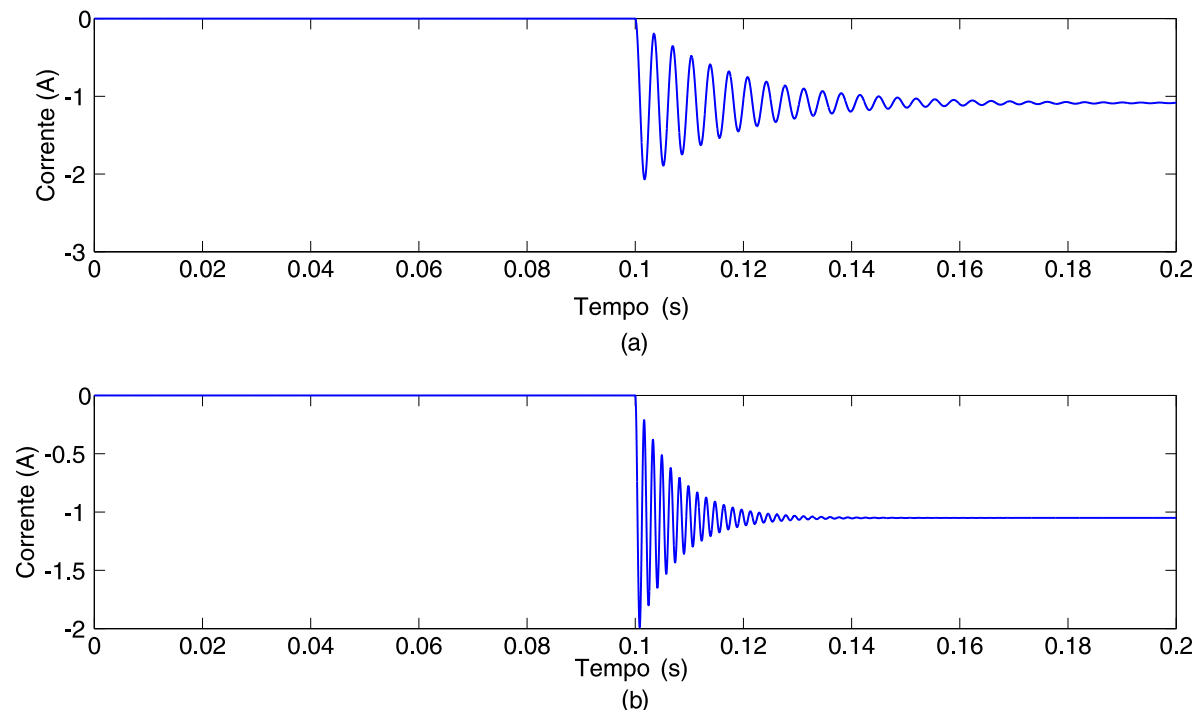
Os ganhos do controlador são obtidos a partir do polinômio de malha fechada dado por:

$$\frac{I_{S_q}}{I_{S_q}^*} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{KZ(s)}{L(s)R(s) + KZ(s)} = \frac{B(s)}{Q(s)}. \quad (82)$$

Os polos da função transferência de malha fechada são determinados a partir do polinômio $Q(s)$,

$$Q(s) = s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3, \quad (83)$$

Figura 34 – Dinâmica de I_{S_q} das unidades: (a) *top*, (b) *bottom*.



Fonte: próprio autor.

onde α_1 , α_2 e α_3 são dados por:

$$\alpha_1 = \frac{R_{eq}}{L_{eq}}, \quad (84)$$

$$\alpha_2 = \frac{\frac{1}{C_{top}} - L_{eq}\omega^2 - \omega k_{pQ}}{L_{eq}}, \quad (85)$$

$$\alpha_3 = -\frac{\omega k_{iQ}}{L_{eq}}. \quad (86)$$

O polinômio $Q(s)$ tem três raízes devido aos dois polos da planta $G(s)$ e um polo do controlador $C(s)$. Os polos de $G(s)$ são complexos com parte real iguais a a_1 . O terceiro polo é real com posição $T_1 a_1$, onde T_1 é a relação entre posição do polo real e a parte real dos polos complexos conjugados. $A(s)$ é o polinômio requerido pelo sistema em malha fechada que é dado por:

$$A(s) = (s + (a + j\omega_d))(s + (a - j\omega_d))(s + T_1 a_1) = (s^2 + 2a_1 s + (a_1^2 + \omega_d^2))(s + T_1 a_1). \quad (87)$$

$$A(s) = s^3 + (2a_1 + T_1 a_1)s^2 + (2a_1^2 T_1 + a_1^2 + \omega_d^2)s + T_1 a_1(a_1^2 + \omega_d^2). \quad (88)$$

O tempo de estabilização, à 2% do valor final, pode ser dado por:

$$t_{2\%} = \frac{4}{T_1 a_1}. \quad (89)$$

Igualando os coeficientes de (83) aos de (116), tem-se que:

$$2a_1 + T_1 a_1 = \alpha_1. \quad (90)$$

$$2a_1^2 T_1 + a_1^2 + \omega_d^2 = \alpha_2. \quad (91)$$

$$T_1 a_1(a_1^2 + \omega_d^2) = \alpha_3. \quad (92)$$

Os ganhos do controlador PI são dados por:

$$k_{pQ} = -\frac{1}{\omega} \left(L_{eq} (2a_1^2 T_1 + a_1^2 + \omega_d^2) - \frac{1}{C_{top}} + L_{eq}\omega^2 \right). \quad (93)$$

$$k_{iQ} = -\frac{L_{eq} T_1 a_1}{\omega} (a_1^2 + \omega_d^2). \quad (94)$$

O tempo de estabilização, a 2%, definido para este controle foi de 150ms. Logo, a partir de (89) foi calculado a posição real ($T_1 a_1$) do polo real. A partir (89) e (90) pode-se definir a distância de T_1 da parte real dos polos complexos em relação ao polo real.

A partir de (93) e (94) foram calculados os valores de k_{pQ} e k_{iQ} iguais a $-0,32$ e $-1481,65$, respectivamente. Pode-se ver na Figura 35 que o controle da corrente possui um tempo de estabilização, a 2%, próximo ao que foi projetado.

3.4.2 Ação de Controle *feedback*

Primeiramente, para este controle é utilizada a transformação dq na frequência fundamental da rede ω_1 , podendo assim converter as correntes trifásicas i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc} nas componentes de corrente \bar{i}_{Sd1} e \bar{i}_{Sq1} , no referencial d_1q_1 . No referencial d_1q_1 as componentes fundamental e harmônicas de i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc} são equivalentes as componentes contínua e oscilante, respectivamente. As componentes contínuas \bar{i}_{Sd} e \bar{i}_{Sq} são extraídas por meio de filtros passa-baixas. Logo, as correntes harmônicas podem ser determinadas como:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{Sd1} \\ \tilde{i}_{Sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{Sd1} \\ \bar{i}_{Sq1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{i}_{Sd} \\ \bar{i}_{Sq} \end{bmatrix}. \quad (95)$$

As componentes harmônicas da rede \tilde{i}_{Sd} e \tilde{i}_{Sq} são as referências de corrente do controle *feedback*, puramente proporcional (P). Assim,

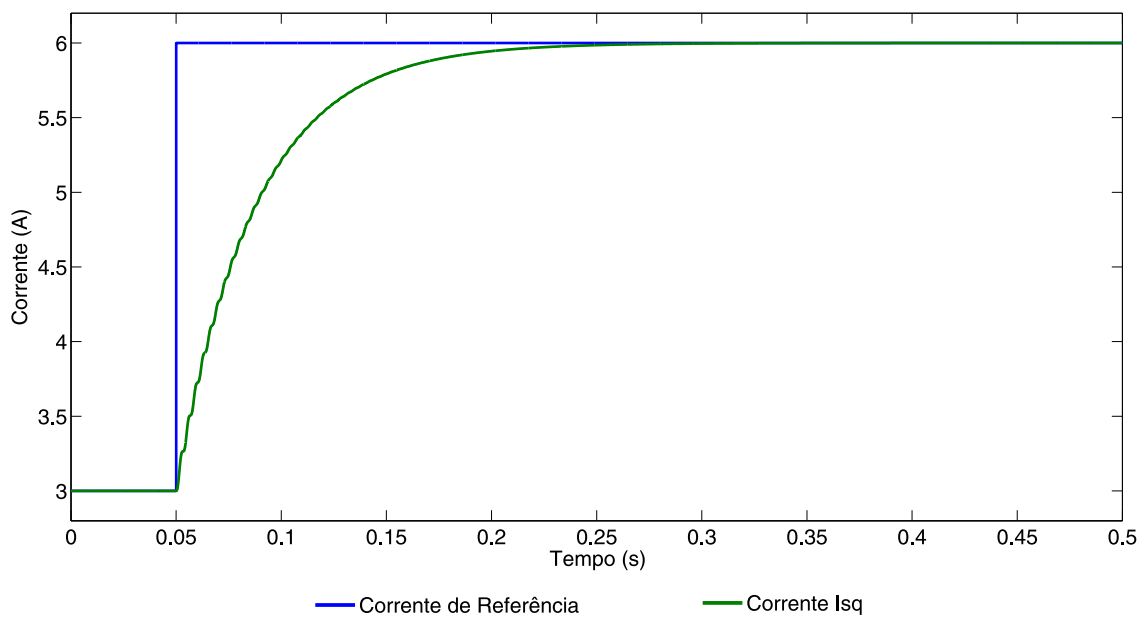
$$i_{Fd}^* = \tilde{i}_{Sd} = i_{Sdh} \quad (96)$$

$$i_{Fq}^* = \tilde{i}_{Sq} = i_{Sqh}, \quad (97)$$

onde i_{Fd}^* e i_{Fq}^* são as correntes de referência do filtro LC. Cada corrente harmônica extraída é multiplicada por um ganho k_{top} , de forma que a equação de controle é:

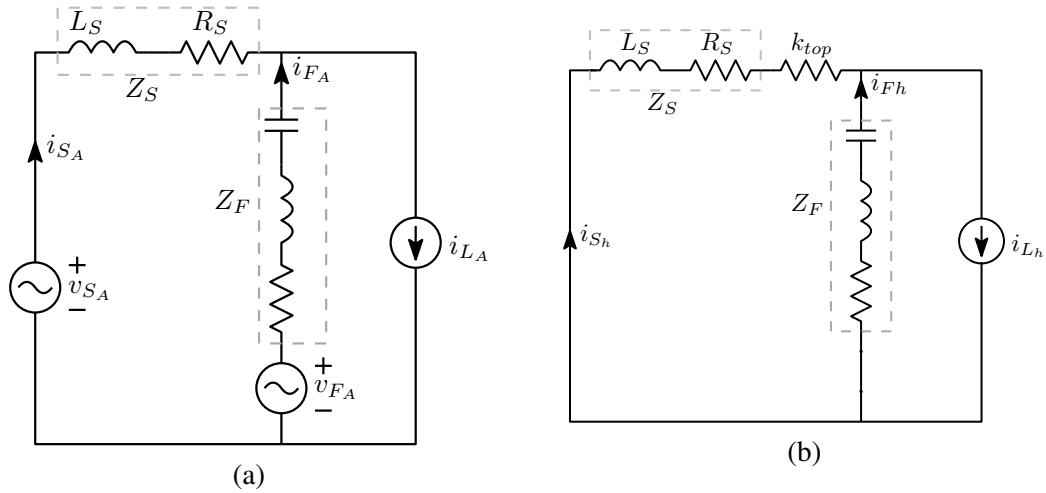
$$v_{Fdq_{top}}^* = k_{top} i_{Fdq}^* = k_{top} i_{Sdqh}, \quad (98)$$

Figura 35 – Aplicação de um degrau no controle de \bar{i}_{Sq} .



Fonte: próprio autor.

Figura 36 – Circuito equivalente unifilar (fase A) do sistema considerando apenas a unidade *top*, (a) equivalente considerando todas as componentes de corrente e sem o controle *feedback*, (b) equivalente considerando somente as componentes harmônicas de corrente e com o controle *feedback*.



Fonte: próprio autor.

onde $v_{Fdq_{top}}^*$ são as tensões de referências produzidas pela ação *feedback*. As tensões de referência do controle da tensão do barramento c.c. e do controle da potência reativa são somadas a $v_{Fd_{top}}^*$ e $v_{Fq_{top}}^*$, como mostrado na Figura 26. Em seguida, aplica-se transformação inversa $d_1q_1 - ABC$, que é a combinação das transformações inversas de Clarke e Park vistas em (29) e (31), para produzir as tensões de referência no referencial ABC . Finalmente, são adicionadas as tensões de referência produzidas pelo controle *feedforward*, resultando em tensões referências da unidade *top* necessárias para produzir as razões de trabalho das chaves superiores do NSI. Os sinais de PWM são gerados de acordo com a Figura 18, onde a onda portadora triangular possui frequência de 20 kHz .

Na Figura 36(a) pode ser visto o circuito equivalente do sistema, referente a unidade *top*, para o controle *feedback*. A carga é considerada como uma fonte de corrente i_L . A impedância do Filtro LC da unidade *top* é $Z_{F_{top}}$, e o filtro ativo é definido como uma fonte de tensão. Na Figura 36(a) é apresentado o circuito equivalente para todas as componentes de corrente e com o controle *feedback* desativado. Através deste circuito, pode ser determinada a corrente harmônica na rede i_{Sh} em função da corrente de carga harmônica (i_{Lh}), por meio de um divisor de corrente,

$$i_{Sh} = \frac{Z_{F_{top}}}{Z_S + Z_{F_{top}}} i_{Lh}. \quad (99)$$

Em (99) pode ser visto que se Z_S for muito menor que $Z_{F_{top}}$, o filtro LC não será capaz de absorvê-la conseqüentemente $i_{Sh} = i_{Lh}$. Além disso, um outro problema que pode surgir, é provocado pela ressonância entre Z_S e $Z_{F_{top}}$, fenômeno conhecido como *harmonic-amplifying* (CHEN; JOUANNE, 2001; FUJITA; AKAGI, 1991; SRIANTHUMRONG; AKAGI, 2003).

Quando esse fenômeno acontece, o filtro passivo acaba absorvendo componentes harmônicas de corrente vindo de outras cargas distantes do filtro híbrido, provocando uma distorção considerável na tensão do PCC. No caso da unidade *top*, toda a componente de corrente na 5ª ordem presente na rede, pode ser absorvida pelo filtro passivo.

Para evitar que este fenômeno ocorra, é ativado o controle feedback na unidade *top*, que é equivalente a adicionar uma resistência virtual k_{top} em série com a impedância da rede, mostrado na Figura 36(b). Assim, se $k_{top} \gg Z_{F_{top}}$ as componentes harmônicas produzidas pela carga são absorvidas pelo filtro *LC*, criando assim uma baixa impedância para as harmônicas as quais o filtro não estava sintonizado. Se $k_{top} \gg Z_S$, as correntes harmônicas provenientes de outros pontos da rede elétrica são impedidas de circularem pelo filtro *LC*. Sendo assim, quando há um filtro ativo com um ganho de *feedback* proporcional, o fenômeno *harmonic-amplifying* é mitigado (JIAN; NA; DIANGUO, 2008).

De acordo com o circuito mostrado na Figura 36(b), a corrente harmônica na rede é determinada de forma semelhante a (99), logo i_{Sh} é dada por:

$$i_{Sh} = \frac{Z_{F_{top}}}{k_{top} + Z_S + Z_{F_{top}}} i_{Lh}. \quad (100)$$

Substituindo (100) em (98), tem-se que,

$$v_{F_{dq}}^* = k_{top} i_{Sdqh} = \frac{k_{top} Z_{F_{top}}}{k_{top} + Z_S + Z_{F_{top}}} i_{Ldqh}. \quad (101)$$

Considerando o valor de k_{top} infinito, pode ser obtido uma filtragem ideal, onde i_{Sdqh} e v_{F_A} são dados por:

$$i_{Sdqh} = 0, \quad (102)$$

$$v_{F_{dq}}^* = Z_{F_{top}} i_{Ldqh}. \quad (103)$$

Porém existe um limite para o ganho k_{top} , na qual deve ser escolhido de forma que se obtenha uma boa filtragem, e que v_{F_A} não ultrapasse o limite do índice de modulação de cada unidade. O valor limite de k_{top} é escolhido de acordo com a quantidade disponível de barramento c.c. que não tenha sido ainda utilizada pelo controle do barramento c.c., pelo controle de potência reativa e pelo controle *feedforward* da unidade *top*. Baseado na tensão restante do barramento c.c. disponível, encontra-se o valor máximo k_{top}^{max} . Assim, pode-se utilizar qualquer k_{top} entre 0 e k_{top}^{max} .

3.5 CONTROLE DA UNIDADE *top*

Esta unidade é responsável pela compensação de harmônicos provocados pelas cargas não-lineares, e pela regulação da tensão do barramento c.c. Essa unidade utiliza as tensões

de referências produzido pela ação de controle *feedback* e são acrescentados as tensões de referências da ação de controle *feedforward*, que auxiliam a minimizar os harmônicos na rede. O controle *feedforward* compensa apenas uma componente harmônica específica, produzida pela carga.

3.5.1 Ação de Controle *feedforward*

Como foi visto no capítulo anterior, os filtros passivos foram sintonizados na 5ª e 11ª ordem, porém é necessário melhoria na compensação de correntes harmônicas. Sendo assim, a ação de controle *feedforward* é inserido no sistema de controle. Essa é uma ação antecipatória de controle utilizada para melhorar a capacidade de compensação do controlador ou até dar-lhe uma nova funcionalidade. O controle *feedforward* é utilizado para compensar componentes harmônicas de corrente relevantes para as quais os filtros passivos LC não estão sintonizados. De acordo com o estudo de caso realizado no capítulo anterior, a ação de controle *feedforward* tem como objetivo melhorar a compensação das componentes harmônicas de corrente de 3ª e 7ª ordem.

Na unidade top, o controle *feedforward* é inserido para compensar a 3ª harmônica da corrente de carga. A sintonia do filtro LC da unidade *top* evita que a 5ª harmônica circule pela rede, devido à baixa impedância natural do filtro passivo. A ação do *feedforward* dessa unidade é capaz também de criar um caminho de baixa impedância para a 3ª harmônica impedindo que circule pela rede.

A carga monofásica, não-linear, conectada a rede consome harmônicos múltiplos de três, de sequência positiva e negativa. Entretanto, a componente de 3º harmônico é dominante, como pode ser visto na Tabela 4, e existe a necessidade de extrair e compensá-la. A tensão e a corrente da carga na 3ª harmônica, no referencial *dq*, podem ser calculadas a partir das transformadas de Clarke e Park, que podem ser vistas em (1) e (30).

Após a transformação, a componente de terceira ordem torna-se contínua, permitindo extraí-la através de dois filtros passa-baixo de 1ª ordem em cascata. As equações da tensão e corrente complexas, são dadas por:

$$\vec{v}_{dq3} = \vec{v}_{d3} + j\vec{v}_{q3} \quad (104)$$

$$\vec{i}_{dq3} = \vec{i}_{d3} + j\vec{i}_{q3}. \quad (105)$$

A impedância do filtro ($Z_{F_{top}}$) no domínio da frequência é,

$$Z_{F_{top}}(s) = R_{F_{top}} + sL_{F_{top}} + \frac{1}{sC_{F_{top}}}. \quad (106)$$

Segundo Srianthumrong e Akagi (2003), qualquer função de transferência pode ser alterada de um sistema estacionário para um sistema girante, com uma frequência angular ω ,

através da alteração de s por $(s + j\omega_3)$. Sendo assim, tem-se que (106) pode ser escrita como:

$$Z_{F_{top}}(s) = R_{F_{top}} + (s + j\omega_3)L_{F_{top}} + \frac{1}{(s + j\omega_3)C_{F_{top}}}. \quad (107)$$

A impedância do filtro LC, em regime permanente, é determinada quando $s = 0$, logo (107) pode ser reescrita como:

$$Z_{F_{top}}(0) = R_{F_{top}} + j \left(\omega_3 L_{F_{top}} - \frac{1}{\omega_3 C_{F_{top}}} \right). \quad (108)$$

Portanto, a tensão de referência para o controle *feedforward* da unidade *top* é dada a seguir:

$$\vec{v}_{dq3}^* = \left[R_{F_{top}} + j \left(\omega_3 L_{F_{top}} - \frac{1}{\omega_3 C_{F_{top}}} \right) \right] \vec{\tilde{i}}_{L_{dq3}}, \quad (109)$$

onde $\vec{\tilde{i}}_{L_{dq3}}$ é a componente harmônica de terceira ordem extraída da corrente da carga. A tensão de referência do *feedforward* para compensar o 3^a harmônico, pode ser obtida por:

$$\begin{bmatrix} v_{d3}^* \\ v_{q3}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{F_{top}} & -X_{top} \\ X_{top} & R_{F_{top}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_{d3}} \\ \tilde{i}_{L_{q3}} \end{bmatrix}, \quad (110)$$

onde $X_{top} = \left(\omega_3 L_{F_{top}} - \frac{1}{\omega_3 C_{F_{top}}} \right)$. Portanto, as tensões trifásicas do *feedforward* para compensar a 3^a harmônica podem ser encontradas pela transformação inversa ($dq - ABC$), e são somadas as tensões de referência produzidas pelo controle *feedback* em ABC .

3.5.2 Ação de Controle da Tensão do Barramento c.c.

A unidade *top* é responsável pelo controle da tensão do barramento c.c. fixando a tensão do barramento c.c. em um valor desejável. A estratégia de controle foi a mesma utilizada por Limongi et al. (2014), onde controle da tensão no barramento se baseia na definição de que a potência ativa lado c.c. do conversor é a mesma que no lado c.a. Logo para que a tensão do barramento permaneça constante o valor médio da corrente que passa pelo capacitor do barramento c.c. deve ser igual a zero. Sendo assim pode-se considerar que:

$$P_{cc} = P_{ca} \Rightarrow V_{dc}^* I_{cc} = V_{Fd} I_{Fd}, \quad (111)$$

onde P_{cc} e P_{ca} são as potências do lado c.c. e c.a. e respectivamente.

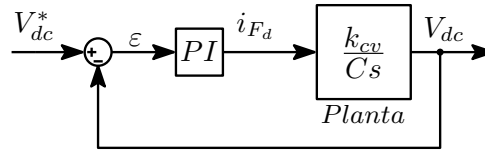
A planta para o projeto do controle do barramento c.c. é baseada em um capacitor ideal e a função transferência é a relação entre a tensão do barramento c.c. e a corrente que passa pelo capacitor, que é dada por:

$$C_{dc}(s) = \frac{V_{dc}}{I_{cc}} = \frac{1}{Cs}. \quad (112)$$

Substituindo (111) em (112) tem-se que:

$$C_{dc}(s) = \frac{V_{dc}}{I_{Fd}} = \frac{k_{cv}}{Cs}, \quad (113)$$

Figura 37 – Controle da tensão do barramento c.c. em malha fechada.



Fonte: próprio autor.

onde $k_{cv} = \frac{V_{Fd}}{V_{dc}^*}$.

Para realizar o controle da tensão do barramento c.c. foi utilizado por um controlador PI convencional com pode-se ver na Figura 37, cujo objetivo é anular o erro entre a tensão de referência desejada v_{dc}^* e a tensão do barramento c.c. medida (v_{dc}). O erro passa pelo PI, e a saída do controlador gera uma corrente de referência i^{Fd} que é somada a componente de eixo q da corrente de referência produzida pelo controle de correntes harmônicas *feedback*.

A função transferência em malha fechada é dada por:

$$G_{MF}(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{k_{cv}}{C} \frac{k_p s + k_i}{s^2 + \frac{k_p k_{cv}}{C} s + \frac{k_i k_{cv}}{C}}. \quad (114)$$

O denominador dessa função transferência tem duas raízes, um polos da planta e um polo do controlador. $A_{dc}(s)$ é o polinômio requerido pelo sistema em malha fechada, em que um polo está na posição a e o outro está na posição aT , onde T é a relação entre os polos reais. Logo $A_{dc}(s)$ é dada por:

$$A_{dc}(s) = (s + a)(s + aT) = s^2 + a(1 + T)s + a^2T. \quad (115)$$

o tempo de estabilização, a 2% do valor final, pode ser dado por:

$$t_{2\%} = \frac{4}{a}. \quad (116)$$

Igualando os coeficientes de 115 aos coeficientes do denominador de 114 e reorganizando as equações tem-se que:

$$k_p = \frac{a(1 + T)C}{k_{cv}} \quad (117)$$

$$k_i = \frac{C}{k_{cv}} a^2 T. \quad (118)$$

O tempo $t_{2\%}$ definido foi de $250ms$ e a relação entre os polos reais foi de 5 vezes. Sendo assim os valores dos ganhos do controlador obtidos foram, aproximadamente $k_p = 0,65$ e $k_i = 8,69$. Na realização da simulação computacional e no experimento, os valores de k_p e k_i

podem sofrer pequenas alterações por causa de algumas perturbações não consideradas nesse projeto e por ter considerado um modelo ideal.

De forma semelhante ao que aconteceu no controle de potência reativa, o sinal de referência produzido pelo controle é somada ao eixo q devido o capacitor do filtro LC que provoca um deslocamento de 90° na componente da corrente do eixo d .

3.6 CONTROLE DA UNIDADE *Bottom*

A unidade *bottom*, representada pelas saídas RST como pode-se ver na Figura 13, conecta-se a rede por meio de um filtro passivo LC, que está sintonizado na 11^a harmônica. Esta unidade é responsável pela compensação de harmônicos provocados pelas cargas não-lineares, e também pela compensação de metade da potência reativa da carga. Para a compensação das correntes harmônicas, além do filtro passivo, são produzidas tensões de referências da ação de controle *feedforward* e são somadas as tensões de referências produzidas pelo controle *feedback*, da mesma forma como foi feita para a unidade *top*.

3.6.1 Ação de Controle *feedforward*

Na unidade *bottom*, a ação de controle *feedforward* tem o objetivo de compensar a 7^a harmônica da corrente de carga. A ação *feedforward* desta unidade tem a função de criar um caminho de baixa impedância para a 7^a harmônica de corrente, evitando que esta harmônica circule pela rede. De forma similar a unidade *top*, a corrente harmônica de 7^a ordem foi extraída tornando-a contínua utilizando as transformadas de Clarke e Park, que podem ser vistas em (1) e (30). A impedância do filtro LC em regime permanente é determinada a partir de (108), podendo ser escrita como:

$$Z_{F_{bot}} = R_{F_{bot}} + j \left(\omega_7 L_{F_{bot}} - \frac{1}{\omega_7 C_{F_{bot}}} \right). \quad (119)$$

A tensão de referência para o controle *feedforward* da unidade *bottom* é obtida de (109), sendo dada por:

$$\vec{v}_{dq7}^* = \left[R_{F_{bot}} + j \left(\omega_7 L_{F_{bot}} - \frac{1}{\omega_7 C_{F_{bot}}} \right) \right] \vec{i}_{Ldq3}, \quad (120)$$

onde $X_{bot} = \left(\omega_7 L_{F_{bot}} - \frac{1}{\omega_7 C_{F_{bot}}} \right)$.

Finalmente, é aplicada a transformadas inversa ($dq - ABC$) para obter as tensões de referência trifásicas, obtidas pelo controle *feedforward* da unidade *bottom*, para serem somadas as tensões referências produzidas pelo ação *feedback* da unidade *bottom*.

3.6.2 Ação de Controle *feedback*

O esquema para o controle *feedback* é realizado da mesma forma do controle da unidade *top*, como pode ser visto na Figura 26. Entretanto, a ação de controle *feedback* da unidade

bottom não possui controle da tensão do barramento. Sendo assim, o valor ganho proporcional do controle *feedback* k_{bot} pode ser diferente do ganho k_{top} . Porém, o valor limite de k_{bot} é escolhido de acordo com a quantidade disponível de barramento c.c. que não tenha sido ainda utilizada pelo controle de potência reativa e pelo controle *feedforward* da unidade *bottom*. Baseado nesta restante do barramento c.c. disponível, encontra-se o valor máximo k_{bot}^{max} . Assim, pode-se utilizar qualquer k_{bot} entre 0 e k_{bot}^{max} .

As tensões de referências, em referencial dq , produzidas pelo controle *feedback* da unidade *bottom* são dadas por:

$$v_{Fdqbot}^* = k_{bot} i_{Fdq}^* = k_{bot} i_{Sdqh}, \quad (121)$$

As tensões de referência do controle da potência reativa são somadas a v_{Fdqbot}^* , da mesma forma como é feita para a unidade *top*.

3.7 FILTRAGEM CARACTERÍSTICA

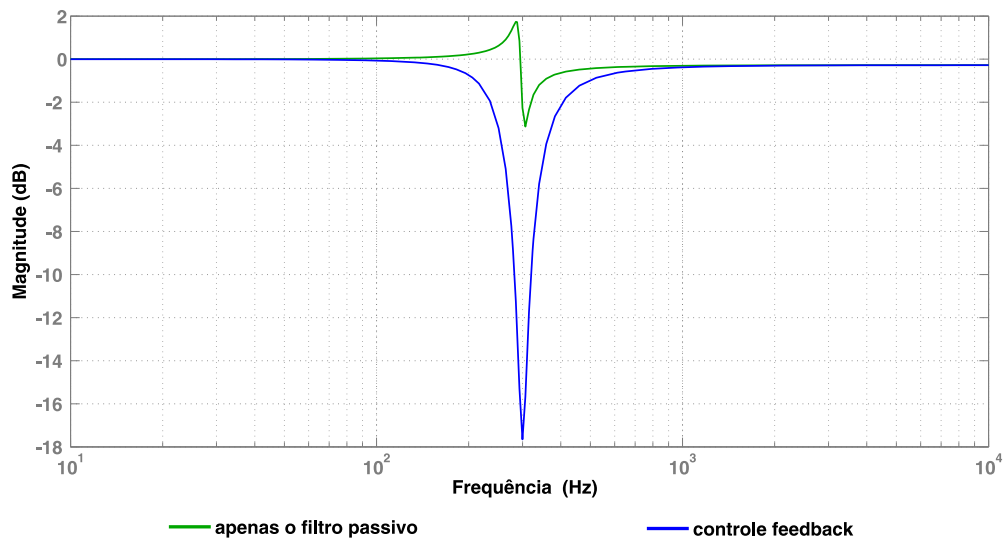
Nesta seção é analisada, através do diagrama de Bode, a filtragem característica dos métodos utilizados neste trabalho para compensar correntes harmônicas. A análise apresenta a filtragem característica utilizando apenas a compensação natural dos filtros LC. Apresenta também as melhorias ao inserir a ação de controle *feedback*, e por fim mostra a filtragem característica das ações *feedback* e *feedforward* funcionando juntamente com o filtro LC. Nesta seção também é realizada uma discussão para a escolha dos valores dos ganhos proporcional k_{top} e k_{bot} do controle *feedback*, apresentando a filtragem característica do controle *feedback* ao variar k_{top} e k_{bot} .

3.7.1 Unidade Top

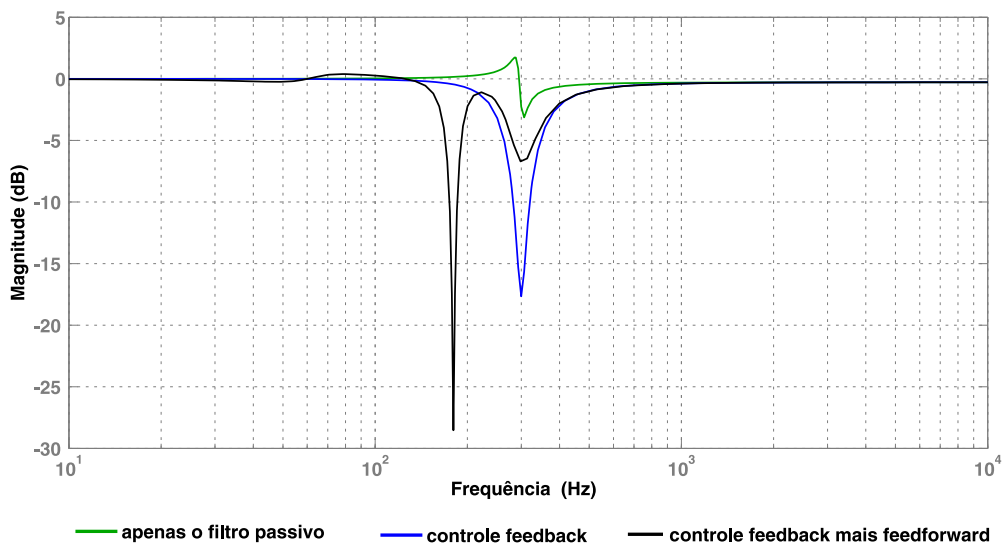
O diagrama de Bode é feito a partir da relação da corrente harmônica da rede (i_{Sh}) com a corrente harmônica de carga (i_{Lh}). A filtragem característica da unidade *top* é mostrada na Figura 38. O filtro *LC* da unidade *top* está sintonizado no 5^a harmônico (300Hz). Logo, observa-se na Figura 38 a filtragem característica apenas com o filtro passivo, onde a sintonia do filtro cria uma baixa impedância para harmônicas de 5^a ordem, como esperado. A curva da filtragem apenas com o filtro passivo foi obtida de (99).

A partir de (100) é obtida a curva da compensação de harmônicos característica do controle *feedback*. Esse controle melhora a compensação de harmônicos, como pode ser visto na Figura 38, onde a filtragem característica é semelhante a um "vale" centrado na 5^a harmônica, que além de melhorar a filtragem para a 5^a harmônica de corrente cria uma baixa impedância para harmônicas próximas da sintonia do filtro LC. Logo, na Figura 38 é possível observar que quanto mais negativa for a magnitude da curva maior é o valor de k_{top} e melhor é a compensação, pois de acordo com (100) quanto maior for k_{top} , menor são os níveis de i_{Lh} circulando na rede.

Figura 38 – Diagrama de Bode da característica de filtragem do filtro híbrido para a unidade *top*: (a) com sequências positivas; (b) com sequências negativas.



(a)



(b)

Fonte: próprio autor.

Ao inserir o controle *feedforward*, a filtragem característica apresenta uma compensação específica para a 3ª harmônica. Isso ocorre porque o controle *feedforward* seleciona uma harmônica específica. A curva característica da filtragem com toda a compensação de harmônicos é mostrada na Figura 38(b). Apesar da magnitude na frequência de 300 Hz ter diminuído, o resultado final da compensação é superior quando o controle *feedforward* é inserido, pelo fato de passar a compensar duas componentes harmônicas relevantes.

A curva que mostra a filtragem característica do filtro híbrido com o controle *feedback*

mais o *feedforward*, foi obtida a partir da seguinte equação:

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Lh}} = \frac{Z_{F_{top}} - \left[R_F + j \left(\omega_3 L_F - \frac{1}{\omega_3 C_F} \right) F_{PF} \right]}{k_{top} F_{RF}(s) + sL_S + Z_{F_{top}}}. \quad (122)$$

Em (122) é mostrada a função de transferência dos controles *feedback* e *feedforward*, onde é inserido um filtro passa-faixa (F_{PF}) com ganho fixo e dado pela impedância do filtro passivo na frequência do 3º harmônico, visto em (108). O F_{PF} permite a passagem de correntes com frequência de 180 Hz, selecionando a corrente harmônica de 3ª ordem. Sendo assim, esta função de transferência apresenta baixa impedância para o 3ª harmônico. O controle *feedback* utiliza as correntes harmônicas, presentes na rede, como referência de erro para o controlador proporcional (P), como pode-se ver na seção 3.4.2, mas para isso é preciso eliminar a componente fundamental da corrente da rede elétrica (i_S). Sendo assim, para eliminar a componente fundamental de i_S é inserido em (122) um filtro rejeita-faixa (F_{RF}). O filtro F_{RF} bloqueia a passagem de correntes com a frequência fundamental da rede elétrica. Consequentemente o F_{RF} permite a passagem das componentes harmônicas por não estarem na frequência fundamental da rede. Os filtros rejeita-faixa e passa-faixa são mostrados a seguir:

$$F_{RF} = \frac{s - j\omega_1}{s - j\omega_1 + \omega_c}, \quad (123)$$

$$F_{PF} = \frac{\omega_c}{s - j\omega_3 + \omega_c}, \quad (124)$$

onde ω_c é a frequência de corte do filtro.

3.7.2 Unidade Bottom

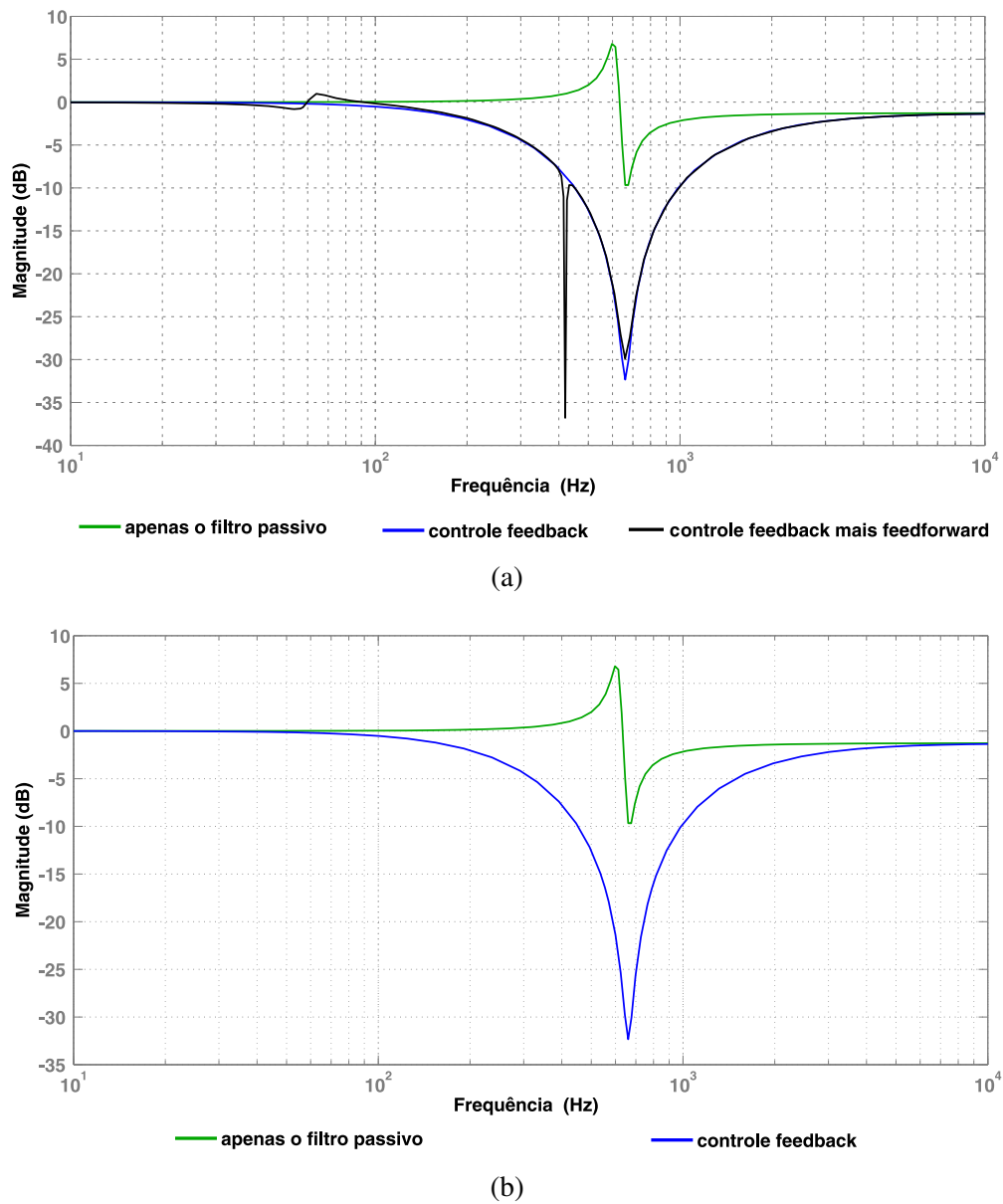
O diagrama de Bode da filtragem característica da unidade *bottom* foi obtido de forma semelhante ao da unidade *top*, através da relação entre i_{Sh} e i_{Lh} . Porém, o filtro passivo dessa unidade está sintonizado na 11ª harmônica (660 Hz). Na Figura 39 é apresentada a filtragem característica apenas utilizando o filtro passivo, obtido de (125), onde a sintonia do filtro cria uma baixa impedância para harmônicas de 11ª ordem.

$$i_{Sh} = \frac{Z_{F_{bot}}}{Z_S + Z_{F_{bot}}} i_{Lh}, \quad (125)$$

onde $Z_{F_{bot}}$ é definido como a impedância do filtro LC da unidade *bottom*.

Em (126) é obtida a relação entre i_{Sh} e i_{Lh} que descreve a filtragem característica quando o controle *feedback* é ativado. Como pode ser visto na Figura (39) o controle *feedback* melhora o resultado da compensação das correntes harmônicas em torno da 11ª harmônica. A filtragem característica da unidade *bottom*, com o controle *feedback* é semelhante a um "vale" centrado na 11ª harmônica, onde cria uma baixa impedância para harmônicas próximas da sintonia do filtro

Figura 39 – Diagrama de Bode da característica de filtragem do filtro híbrido para a unidade *bottom*: (a) com sequências positivas; (b) com sequências negativas.



Fonte: próprio autor.

LC, e melhora a compensação para a harmônica de corrente da 11ª ordem. De acordo com (126) quanto maior k_{bot} menor é a circulação na rede de i_{Lh} .

$$i_{Sh} = \frac{Z_{F_{bot}}}{k_{bot} + Z_S + Z_{F_{bot}}} i_{Lh}. \quad (126)$$

Ao inserir o controle *feedforward* é adicionada uma compensação específica para a 7ª harmônica. Isso ocorre porque o controle *feedforward* seleciona uma harmônica específica. A curva característica da filtragem com toda a compensação de harmônicos é mostrada na Figura 39. Apesar da redução da compensação na frequência de 600 Hz ao inserir o controle *feedforward*, o resultado final da compensação é superior, pois compensa bem duas componentes harmônicas de

amplitudes elevadas geradas pela carga. A curva que mostra a filtragem característica da unidade *bottom*, utilizando as ações *feedback* e *feedforward* foi obtida a partir da seguinte equação:

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Lh}} = \frac{Z_{F_{bot}} - \left[R_F + j \left(\omega_3 L_F - \frac{1}{\omega_3 C_F} \right) F_{PF} \right]}{k_{bot} F_{RF}(s) + s L_S + Z_{F_{bot}}}. \quad (127)$$

Em (127) é mostrada a função de transferência dos controles *feedback* e *feedforward*, onde é inserido um filtro F_{PF} com ganho fixo e dado pela impedância do filtro passivo na frequência do 7º harmônico, visto em (119). O F_{PF} permite apenas a passagem de correntes com frequência de 420 Hz. Conseqüentemente a função transferência apresenta baixa impedância para o 7ª harmônico. O filtro F_{PF} utilizado para a unidade *bottom* é determinado em (128). O filtro F_{RF} funciona da mesma forma como foi descrito na subseção 3.7.1.

$$F_{PF} = \frac{\omega_c}{s - j\omega_7 + \omega_c}, \quad (128)$$

onde ω_c é a frequência de corte do filtro.

3.7.3 Análise dos Ganhos do Controle *Feedback*

Os ganhos dos controladores são obtidos de forma a encontrar uma melhor compensação de harmônicos, para o caso do controle *feedback* e *feedforward*, e para um bom tempo de resposta para controle de potência reativa. O ganho do controlador *feedforward* é fixo e dado pela impedância de cada filtro passivo na frequência que se deseja compensar o harmônico específico.

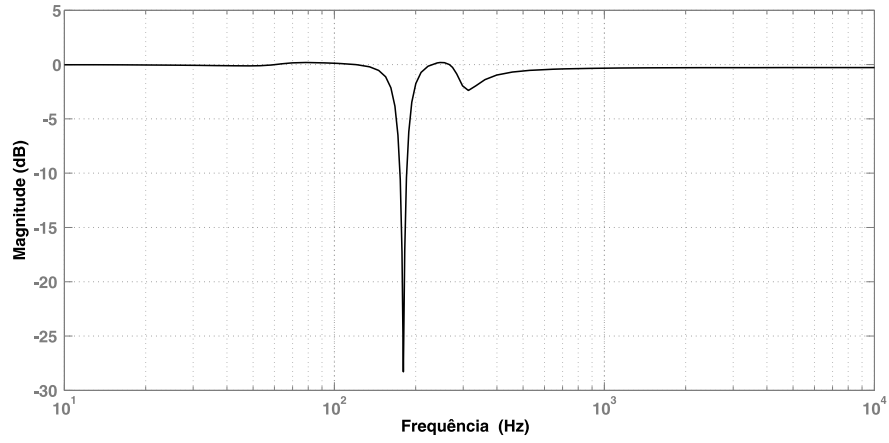
Os ganhos do controle *feedback* k_{top} e k_{bot} são determinados para obter uma melhor filtragem. Na teoria, esse valor deveria ser o maior possível para utilizar toda a tensão do barramento c.c., sem saturar as razões de trabalho das chaves. Na Figura 40 são apresentados três diagramas de Bode, com ganhos k_{top} .

Percebe-se que ao escolher um ganho muito baixo, a compensação de harmônicos não é tão boa, pois como mostra a Figura 40(a), a magnitude da relação $\frac{I_{Sh}}{I_{Lh}}$ tem valor baixo.

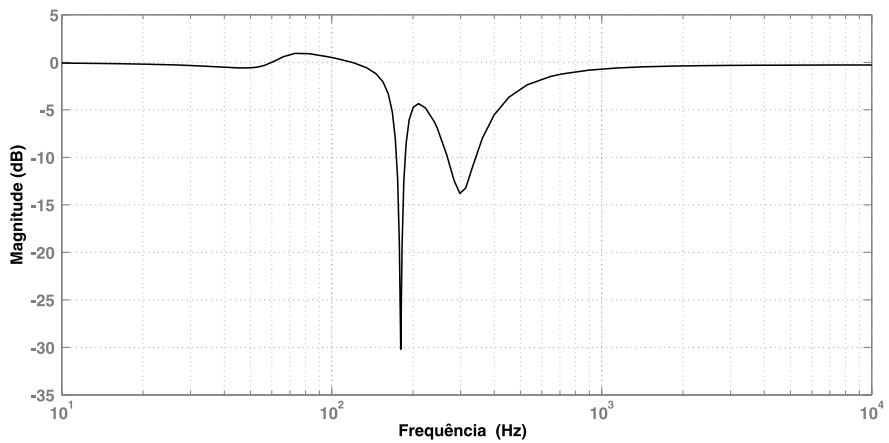
Para valores de ganhos muito altos, como pode-se ver na Figura 40(c), o filtro consegue mitigar os harmônicos gerados pela carga. Entretanto, o controle produz componentes harmônicas próximas da frequência fundamental da rede (entre 60 e 70 Hz) elevando a DHT da corrente da rede e prejudicando as outras ações de controle para o barramento c.c. e potência reativa.

Portanto, os ganhos k_{top} e k_{bot} foram escolhidos de forma que houvesse uma boa compensação dos harmônicos da rede, porém que não produzisse harmônicos próximos de 60 Hz.

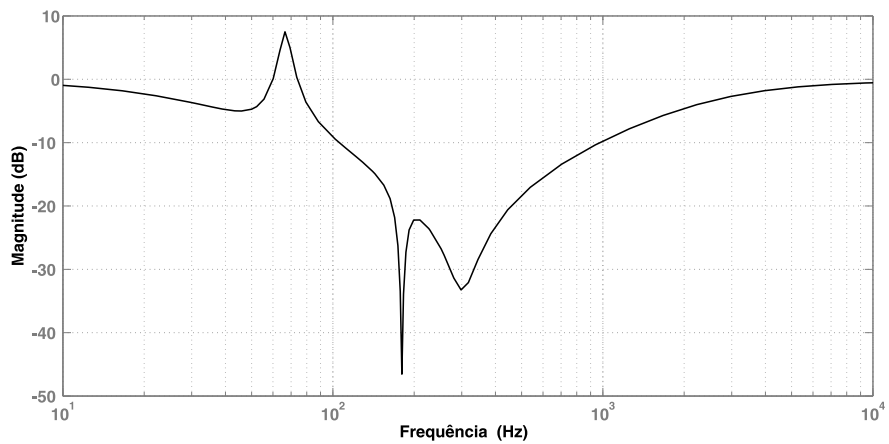
Figura 40 – Diagrama de Bode da característica de filtragem do controle *feedback* somado ao controle *feedforward* na unidade top. (a) $k_{top} = 2$. (b) $k_{top} = 10$. (c) $k_{top} = 100$.



(a)



(b)



(c)

Fonte: próprio autor.

4 RESULTADOS DO FILTRO HÍBRIDO DUAL BASEADO NO INVERSOR NOVE-CHAVES

Neste capítulo são apresentados o dimensionamento do filtro passivos, e os resultados de simulação e experimentais obtidos a partir de um protótipo do HPF dual baseado no NSI. Esses resultados servem para comprovar a funcionalidade do sistema de controle proposto e verificar a eficácia do HPF em compensar os harmônicos, gerados pelas cargas não-lineares desbalanceadas, e a potência reativa, gerada tanto pelas cargas não-lineares.

4.1 DIMENSIONAMENTO DO FILTRO PASSIVO

Para a composição do filtro passivo foram utilizados um indutor e um capacitor que são apresentados na Tabela 6.

A escolha desses elementos passivos deve ser feita de forma que a sintonia do filtro nas unidades *top* e *bottom* seja na 5^a e 11^a ordem, respectivamente. Primeiramente foi definido capacitores de $46\mu F$ para o filtro LC de ambas as unidades, cujos capacitores encontram-se disponíveis em laboratório para a montagem experimental.

Em seguida foram calculados os valores das indutâncias para que cada filtro estivesse na sintonia definida para cada unidade. Através de (16) calculou-se que os valores das indutâncias do filtro das unidades *top* e *bottom* são $6,12mH$ e $1,26mH$, respectivamente. As indutâncias foram feitas no próprio laboratório e com o auxílio do CalcBob que é um programa destinado ao cálculo de bobinas com núcleo de ar, com uma ou mais camadas e que estima o valor da resistência de cada bobina. Na Tabela 6 são apresentados os parâmetros dos filtros passivos

Tabela 6 – Parâmetros dos filtros passivos LC.

Grandeza	Símbolo	Valor
Capacitor da unidade <i>top</i> (5 ^o harmônico)	$C_{F_{top}}$	$46\mu F$
Indutor da unidade <i>top</i> (5 ^o harmônico)	$L_{F_{top}}$	$6,12mH$
Resistência da unidade <i>top</i> (5 ^o harmônico)	$R_{F_{top}}$	$620m\Omega$
Capacitor da unidade <i>bottom</i> (11 ^o harmônico)	$C_{F_{bot}}$	$46\mu F$
Indutor da unidade <i>bottom</i> (11 ^o harmônico)	$L_{F_{bot}}$	$1,26mH$
Resistência da unidade <i>bottom</i> (11 ^o harmônico)	$R_{F_{bot}}$	$300m\Omega$

Fonte: próprio autor.

utilizados para a modelagem, simulação e montagem experimental.

4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A simulação foi realizada através do Simulink[®], que é um ambiente usado para simulação de sistemas dinâmicos. O algoritmo do controle foi desenvolvido em código C e inserido na simulação através da *S-Function do Simulink*. Para realizar as medições de DHT e das componentes harmônicas das correntes foi utilizada a ferramenta *FFT Analysis*, disponível no Simulink.

A técnica utilizada para produzir os pulsos para as chaves é o PWM senoidal (SPWM). A tensão do barramento c.c. é dividida de tal forma que, metade da tensão fica disponível para cada unidade. Sendo assim, como a onda triangular produzida vai de 0 a 1, o ciclo de trabalho da unidade *top* necessita está dentro da faixa entre 0,5 e 1, enquanto o da unidade *bottom* necessita está entre 0 e 0,5. Adiciona-se um tempo morto entre o acionamento das chaves para garantir que o barramento c.c. não seja curto-circuitado.

Nessa simulação são apresentados os resultados da compensação de harmônicos com todas as cargas não-lineares conectadas ao sistema em estudo apresentado na Figura 13. Os parâmetros utilizados na simulação podem ser vistos na Tabela 7 e os valores dos ganhos dos controladores podem ser vistos na Tabela 8. Os ganhos do controlador PI do controle de potência reativa (k_{pQ} e k_{iQ}) tiveram pequenas alterações por causa das perturbações não consideradas no projeto.

Os resultados mostrados são as correntes da rede (i_S), da carga (i_L), corrente do filtro da unidade *top* ($i_{F_{top}}$) e corrente do filtro da unidade *bottom* ($i_{F_{bot}}$). A DHT e os níveis percentuais das correntes harmônicas também são mostrados para comprovar a eficiência do controle.

Na Figura 41 podem ser vistas as correntes características das cargas não-lineares. Essas correntes, com grande quantidade de harmônicas, circulam pela rede, prejudicando o funcionamento de outros equipamentos conectados próximos a esta carga. As correntes estão desbalanceadas porque a carga não-linear monofásica está conectada na rede elétrica. Na Figura 42 pode ser visto um gráfico de barras comparando os níveis das correntes harmônicas consumida pela carga com os limites individuais estabelecidos pela recomendação IEEE 519 (IEEE, 1993). O nível da DHT é maior que 11%, mais que o dobro do limite permitido. Como não existe compensação de harmônicos a rede fornece todas essas correntes para a carga.

Com a inserção dos filtros passivos LC das duas unidades, a distorção na rede diminui, fazendo com que i_S se aproxime um pouco mais de uma onda senoidal, como pode ser visto na Figura 43. Os níveis da 5ª harmônica e da DHT diminuem em aproximadamente em 4%. Isto mostra que os filtros LC compensam parte dos harmônicos de corrente, porém a compensação feita pelo filtro LC não consegue reduzir a DHT e a 5ª harmônica da rede para os limites estabelecidos pela recomendação IEEE 519 (IEEE, 1993), como é mostrado na Figura 44.

Tabela 7 – Parâmetros da simulação e do protótipo do HPF dual baseado no NSI.

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão eficaz no PCC (fase-fase)	$\hat{V}_{S_{ff}}$	220V
Frequência da rede	f_R	60Hz
Frequência de chaveamento	f_S	20kHz
Tensão do barramento c.c.	v_{dc}	260V
Capacitor do barramento c.c.	C_{dc}	4700 μF
Capacitor da unidade <i>top</i> (5° harmônico)	$C_{F_{top}}$	46 μF
Indutor da unidade <i>top</i> (5° harmônico)	$L_{F_{top}}$	6,12mH
Resistor da unidade <i>top</i> (5° harmônico)	$R_{F_{top}}$	620m Ω
Capacitor da unidade <i>bottom</i> (11° harmônico)	$C_{F_{bot}}$	46 μF
Indutor da unidade <i>bottom</i> (11° harmônico)	$L_{F_{bot}}$	1,26mH
Resistor da unidade <i>bottom</i> (11° harmônico)	$R_{F_{bot}}$	300m Ω
Indutor de conexão do retificador trifásico	L_{ac1}	5mH
Resistor do lado c.c. do retificador trifásico	R_{L1}	31 Ω
Indutor de conexão do retificador monofásico	L_{ac2}	7mH
Indutor do lado c.c. do retificador monofásico	L_2	128mH
Resistor do lado c.c. do retificador monofásico	R_{L2}	60 Ω

Fonte: próprio autor.

Tabela 8 – Ganhos dos controladores utilizados na simulação e no protótipo.

Grandeza	Símbolo	Valor
Constante proporcional da ação <i>feedback</i> da unidade <i>top</i>	k_{top}	10
Constante proporcional da ação <i>feedback</i> da unidade <i>bottom</i>	k_{bot}	18
Constante proporcional do controle de potência reativa	k_{pQ}	-64
Constante integral do controle de potência reativa	k_{iQ}	-1500

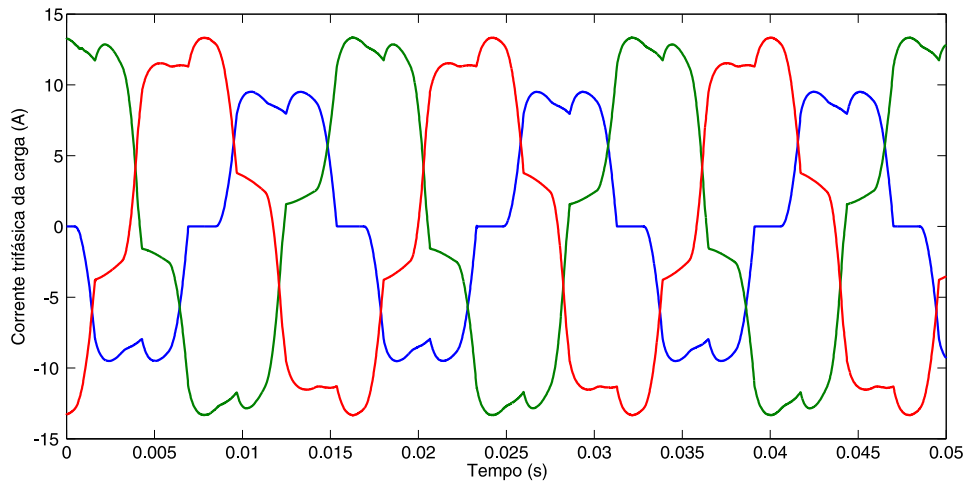
Fonte: próprio autor.

Sendo assim, é importante a utilização dos filtros LC em conjunto com uma compensação ativa, pois, ao inserir os controles das unidades *top* e *bottom* as correntes da rede apresentam bem menos distorção, como pode ser visto na Figura 45. Assim, através do gráfico de barra, mostrado na Figura 46, é fácil ver que não só a DHT está abaixo dos 5% como cada harmônico está abaixo do seu limite em recomendação IEEE 519.

Na Figura 47 é apresentada a operação do HPF mostrando as correntes da rede, carga, e dos filtros *top* e *bottom* da fase A, no instante em que todos os controles estão ligados.

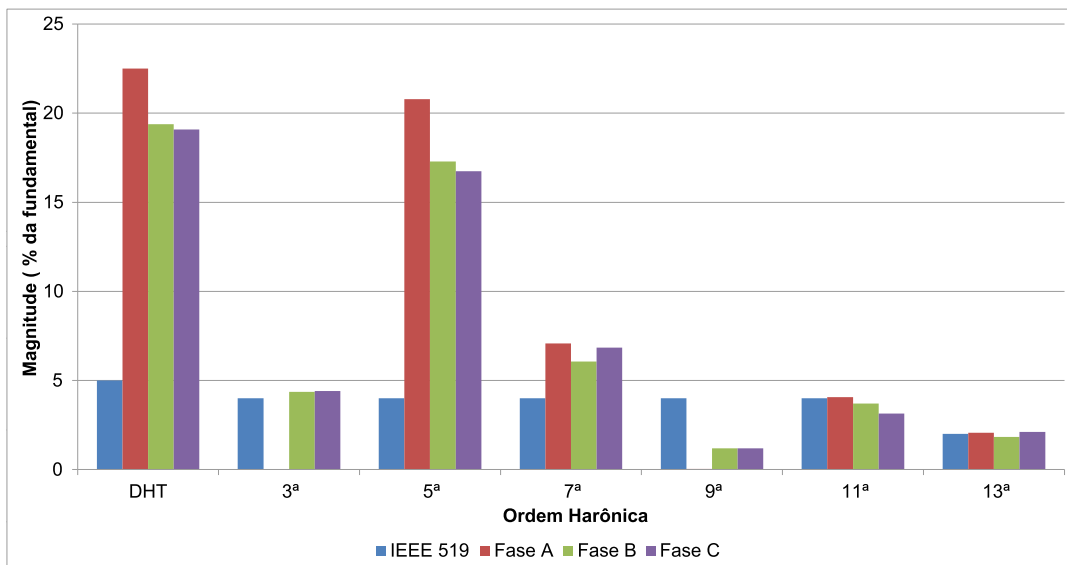
No capítulo 2 foi mostrado o projeto do filtro passivo. Um dos critérios para a escolha do filtro é o valor do capacitor de cada filtro LC. A escolha dos capacitores determina o quanto de potência reativa eles podem injetar na rede para compensar a potência reativa indutiva. A

Figura 41 – Correntes trifásicas das cargas i_L .



Fonte: próprio autor.

Figura 42 – Gráficos de barras dos harmônicos de simulação com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da carga (fase B).

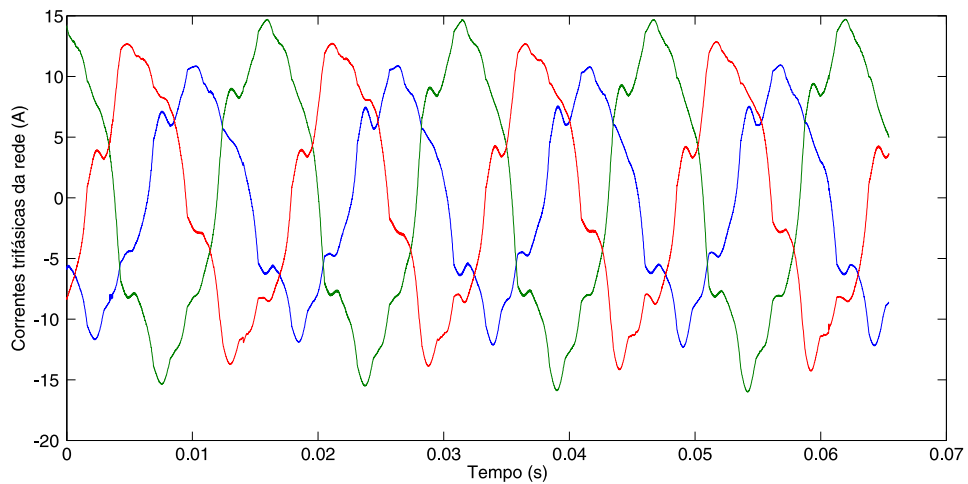


Fonte: próprio autor.

potência reativa dos capacitores pode ser calculada a partir de (27), onde é determinada a potência reativa total das três fases.

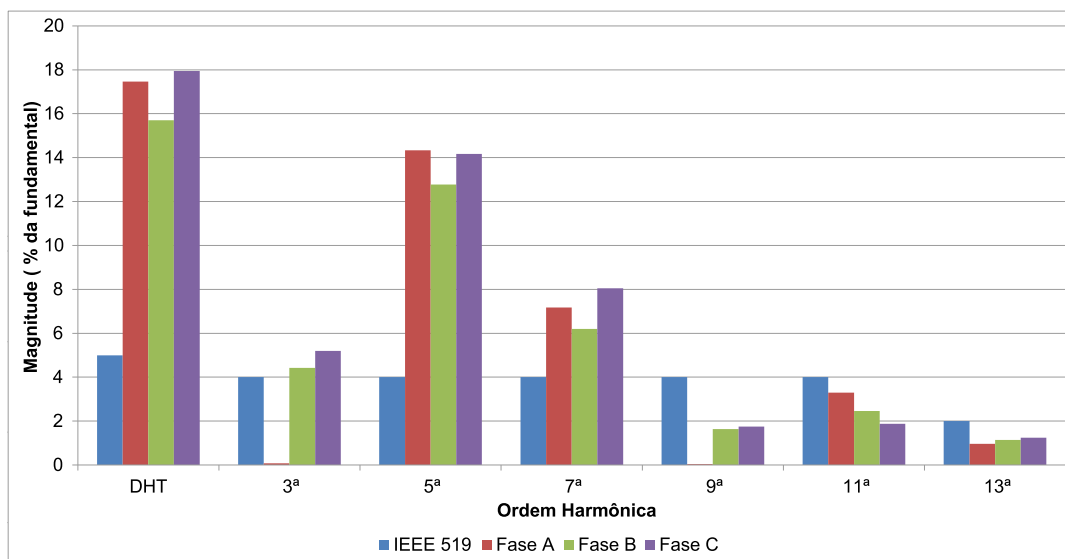
Uma simulação foi realizada para o teste do controle de \bar{i}_{S_q} podendo ser vista na Figura 48. Essa simulação inicia com a corrente de referência $\bar{i}_{S_q}^*$ em 3 A, sem cargas conectadas ao PCC e com o controle de potência reativa ativado. Observa-se que em 21ms é aplicado um degrau no valor de referência da corrente \bar{i}_{S_q} que passa a ser de 6 A e leva em torno de 170ms para chegar ao valor desejado.

Figura 43 – Correntes trifásicas da rede (i_s) com a inserção dos filtros passivos LC.



Fonte: próprio autor.

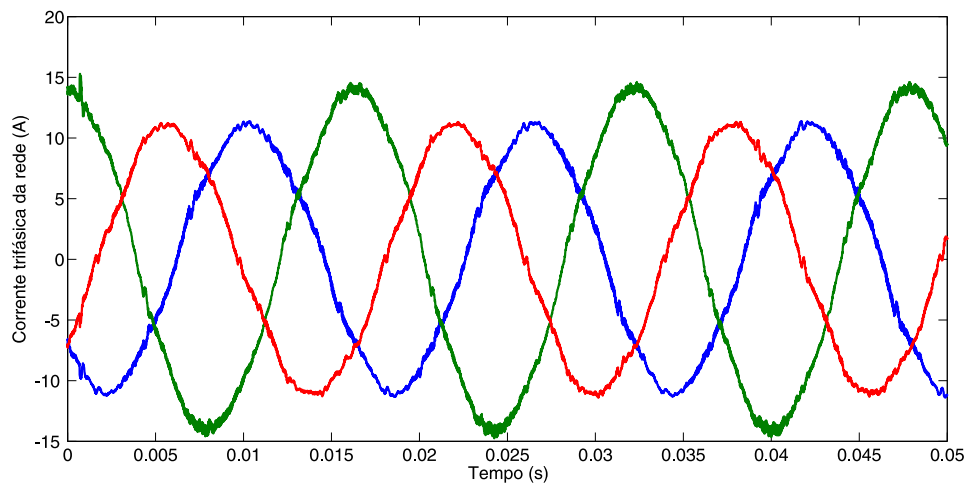
Figura 44 – Gráficos de barras dos harmônicos de simulação com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase B) apenas com os filtros passivos.



Fonte: próprio autor.

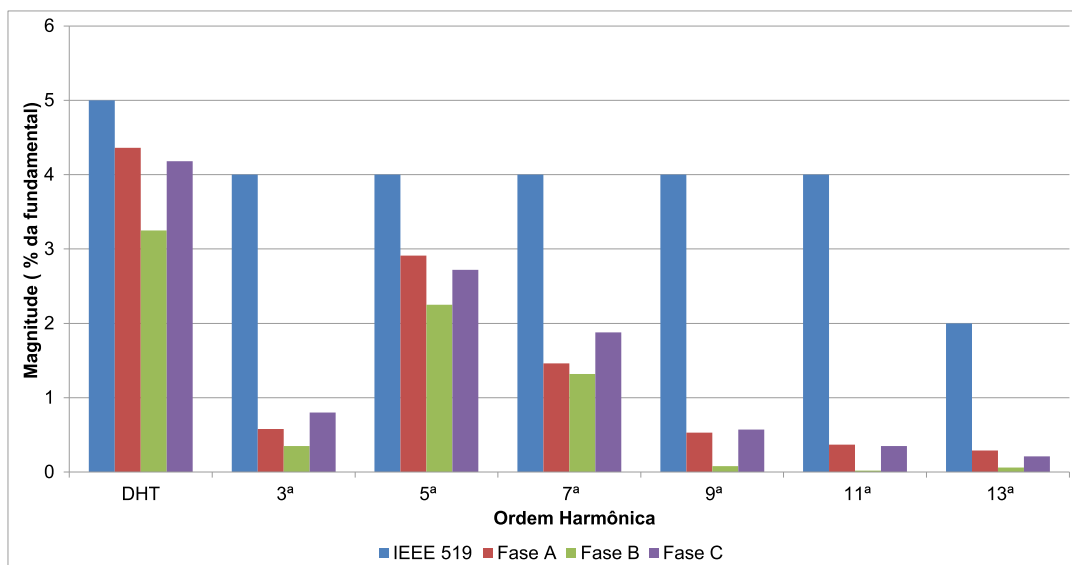
Na Figura 49 são apresentados as componentes harmônicas de corrente próximas da frequência fundamental da rede através do gráfico de barras. Percebe-se que os valores dessas componentes harmônicas são próximas de zero para o valor do ganho do controle *feedback* $k = 10$. Para valor do ganho alto ($k = 100$), como pode-se ver na Figura 49 o controle produz componentes harmônicas próximas da frequência fundamental da rede elevando a DHT da corrente da rede, prejudicando as outras ações de controle para o barramento c.c. e potência reativa.

Figura 45 – Correntes trifásicas da rede (i_s) com os controles das unidades top e bottom ativados.



Fonte: próprio autor.

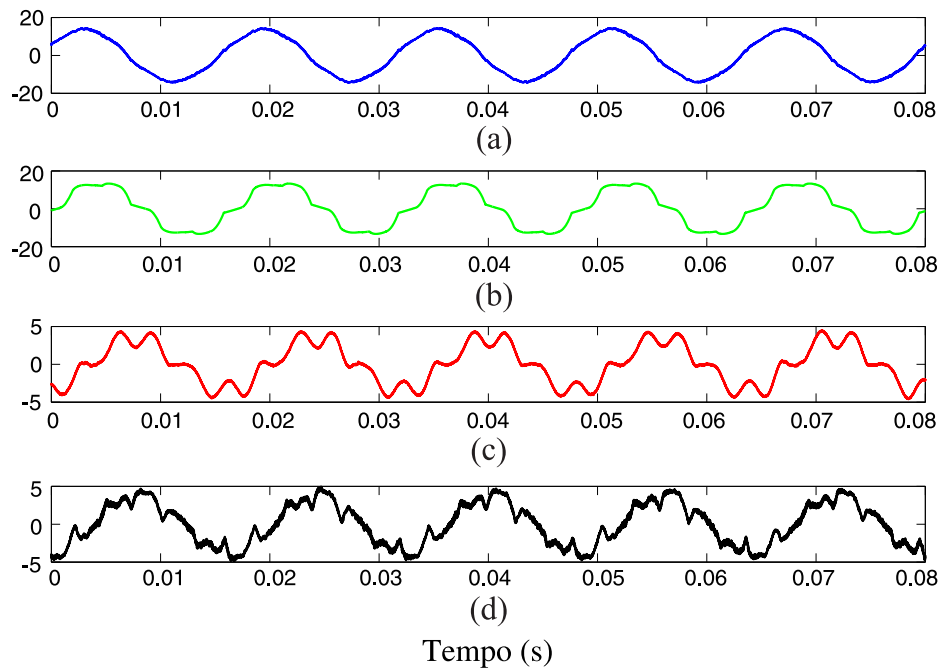
Figura 46 – Gráficos de barras dos harmônicos de simulação com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase B) com os controles das unidades top e bottom ativados.



Fonte: próprio autor.

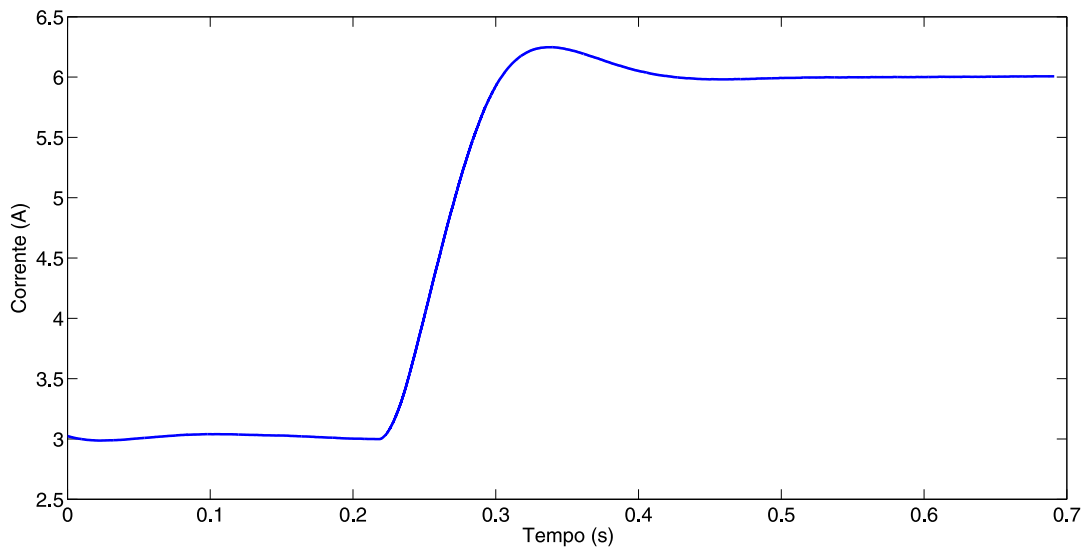
Portanto, os ganhos k_{top} e k_{bot} foram escolhidos de forma que houvesse uma boa compensação dos harmônicos da rede, porém que não produzisse harmônicos próximos de $60Hz$.

Figura 47 – Corrente da fase A com os controles das unidades *top* e *bottom* ativadas: (a) da rede i_S ; (b) da carga i_L ; (c) da unidade *top* $i_{F_{top}}$; (d) da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$.



Fonte: próprio autor.

Figura 48 – Degrau na corrente \bar{i}_{Sq} injetada pelo filtro híbrido dual baseado no NSI.

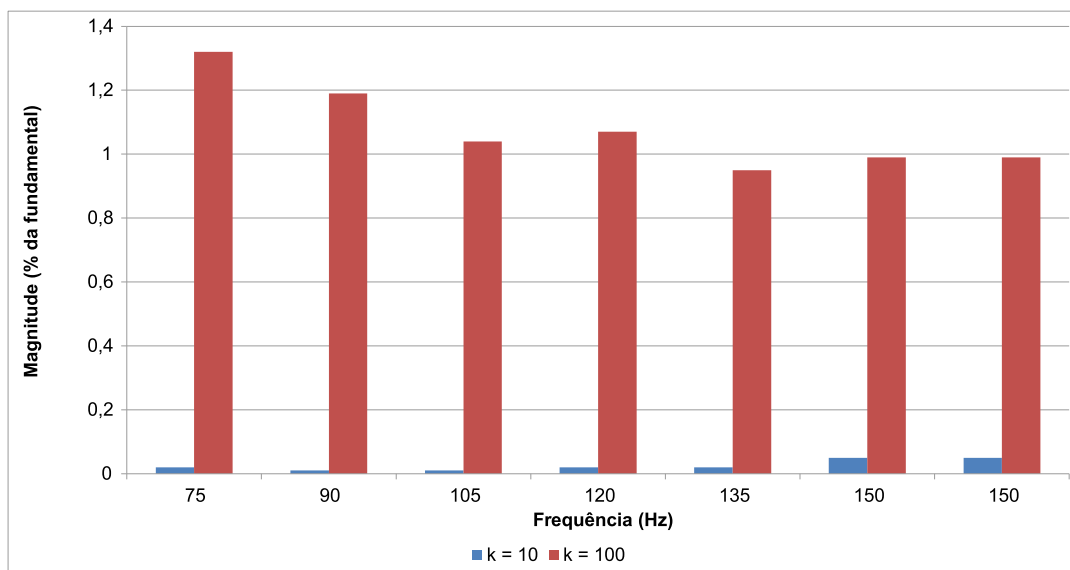


Fonte: próprio autor.

4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para realização do experimento, as medições realizadas foram as correntes trifásicas da rede $i_{S_{ABC}}$, correntes trifásicas da carga $i_{L_{ABC}}$, tensões de linha ($v_{S_{AB}}$, $v_{S_{BC}}$ e $v_{S_{CA}}$), medidas no

Figura 49 – Gráficos de barras de componentes harmônicas próximas da frequência fundamental da rede.



Fonte: próprio autor.

PCC (para o controle de potência reativa). Dois casos são escolhidos para analisar o desempenho da compensação de harmônicos: um somente com o retificador trifásico e outro com ambos os retificadores (monofásico e trifásico). Para o primeiro caso são mostrados quatro cenários com o objetivo de avaliar a capacidade de compensação de cada unidade: somente com os filtros passivos LC; com os filtros passivos LC + o controle da unidade *top* ativado; com os filtros passivos LC + o controle da unidade *bottom* ativado; e com o filtro híbrido dual todo em operação (filtros passivos LC + o controle de ambas as unidades ativos). O controle da unidade *top* ou *bottom* é composto pelas ações *feedback* e *feedforward* funcionando simultaneamente.

A plataforma utilizada para a aquisição, o controle, a proteção e o PWM das chaves foi o sistema embarcado (*hardware + software*) *dSPACE*. O *dSPACE* possui vários módulos responsáveis pelas diversas atividades do sistema. Por exemplo, o módulo DS1005 é destinado ao processamento de sinais, incluindo o controle e a proteção. Outros módulos também foram utilizados para realização de determinadas tarefas. Para a geração de sinais de PWM foi utilizada o módulo DS5101. O módulo DS2004 é responsável pela aquisição de dados analógicos e pela conversão analógica/digital em altas taxas de amostragem. O módulo DS4002 é utilizado para entradas e saídas digitais. O gabinete de expansão PX10 agrupa os terminais físicos de entrada e saída além de utilizar fibra ótica para comunicação bidirecional com um computador com módulo PCI dedicada DS817. O diagrama unifilar da bancada experimental mostrando a interface do filtro híbrido dual com o *dSPACE* pode ser visto na Figura 50.

Como pôde ser visto nos capítulos anteriores, o filtro LC da unidade *top* está sintonizado na 5ª ordem e o da unidade *bottom* na 11ª ordem. Os valores das capacitâncias $C_{F_{top}}$ e $C_{F_{bot}}$

são iguais para facilitar o controle da potência reativa, fazendo com que a tensão de referência na saída do controlador PI fosse igualmente dividida entre as unidades, permitindo que ambas compensassem a mesma quantidade de potência reativa. Como as capacitâncias dos filtros são iguais, a componente c.c. a qual ficam submetidos os capacitores é igual a $\frac{V_{dc}}{4}$, conforme (20) e (21). Os indutores utilizados no filtro LC são de núcleo de ar e foram produzidos no laboratório do grupo de eletrônica de potência e acionamentos elétricos (GEPAE). O projeto de construção desses indutores foi realizado através de um programa destinado ao cálculo de bobinas com núcleo de ar com uma ou mais camadas chamado de CalcBob, o qual informa o número de voltas e camadas, e a resistência aproximada do indutor. Sendo assim, os filtros LC das unidades *top* e *bottom* foram sintonizados nas frequências de ressonância de $300Hz$ e $660Hz$, respectivamente. Os parâmetros utilizados no protótipo podem ser vistos na Tabela 7.

Para inserir os filtros LC na rede elétrica é utilizada uma estratégia de pré-carga baseada em dois contatores, e um resistor pré-carga de 470Ω . O contator S_1 é acionado para conectar os filtros à rede através do resistor pré-carga, para auxiliar o carregamento dos capacitores, suavizando as correntes transitórias. Após o período transitório, o contator S_2 é fechado, eliminando o resistor pré-carga, e conectando os filtros diretamente ao PCC. Esse procedimento foi utilizado em (GENú, 2014), para o filtro híbrido baseado no NSI.

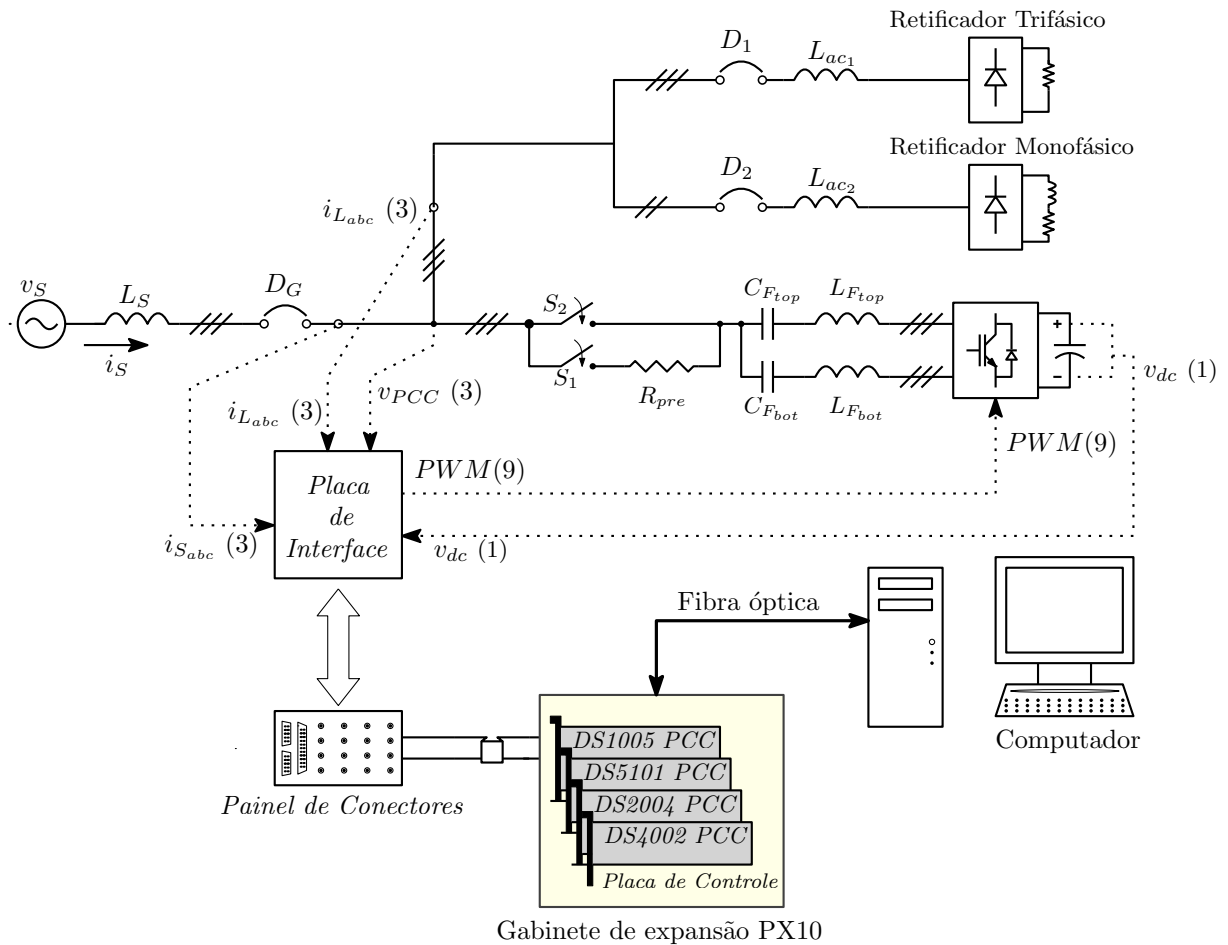
A bancada experimental pode ser vista na Figura 51. Neste protótipo, foram realizadas algumas medições de corrente com o objetivo de observar a capacidade de compensação de harmônicos e potência reativa do filtro híbrido. Para isso foram utilizados dois instrumentos de bancada: osciloscópio Yokogawa, mostrado na Figura 52(a), foi utilizado para observar no tempo as correntes trifásicas da rede, da carga e dos filtros, e o Analisador de qualidade de energia Fluke 432 série II, mostrado na Figura 52(b), foi utilizado para medir a DHT e o valor percentual de cada harmônico das correntes da rede e carga em função da componente fundamental. A conexão do protótipo com a rede foi através de um varivolt (variador de voltagem trifásico) da marca Auje de 36,37kVA código T-3850.

4.3.1 Caso 1: Utilizando apenas o Retificador Trifásico

Na Figura 53 são apresentadas as correntes características do retificador trifásico com grandes quantidades de componentes harmônicas. Os níveis das componentes harmônicas dessas correntes estão muito além dos limites recomendados pela norma IEEE 519 (IEEE, 1993), assim como a DHT da corrente da carga que é aproximadamente 22% como pode-se ver na Figura 54. Na Figura 54 é apresentado o gráfico de barras dos harmônicos (norma IEE 519 e experimento) de apenas uma das fases, pois como as correntes da carga são trifásicas e equilibradas os níveis da DHT e das componentes harmônicas são semelhantes.

Como não existe compensação de harmônicos a rede fornece todas essas correntes para a carga. Porém com a inserção dos filtros passivos LC das duas unidades esses filtros drenam as componentes harmônicas que estão sintonizados e outras harmônicas próximas da sintonia dos

Figura 50 – Diagrama unifilar do protótipo do HPF dual baseado no NSI e a sua interface com o *dSPACE*.



Fonte: próprio autor.

filtros. Como pode ser visto na Figura 55, os níveis de harmônicos são reduzidos o que torna a corrente da rede um pouco mais senoidal com a contribuição dos filtros.

Na Figura 56 pode ser visto que com a inserção do filtro LC da unidade *top* foram reduzidos os níveis da componente harmônica de 5ª ordem de 21% para um valor menor que 14%, enquanto que a inserção do filtro LC da unidade *bottom* o nível do harmônico de 11ª ordem está abaixo dos 2%. Esses resultados mostram a capacidade dos filtros LC em compensar harmônicas com mesma frequência da sintonia do filtro LC, porém ainda necessitam da contribuição da parte ativa do filtro híbrido na compensação de harmônicos.

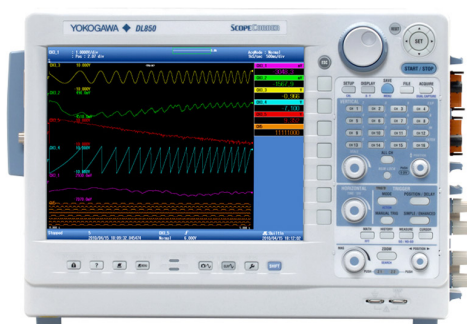
Ao inserir apenas o controle de correntes harmônicas da unidade *top* (*feedback* e *feedforward*), em conjunto com os filtros passivos, as correntes harmônicas de 5ª ordem da fase A reduzem para próximo de 4%, mas a DHT e as componentes harmônicas de 5ª e 7ª ordem continuam sem atender as recomendações da norma IEEE 519, como mostrado na Figura 58. Logo pode-se observar que apenas com a compensação da unidade *top* não é suficiente para

Figura 51 – Foto do protótipo do HPF dual baseado no NSI.



Fonte: próprio autor.

Figura 52 – Instrumentos de medição e análise: (a) Osciloscópio Yokogawa. (b) Analisador de qualidade de energia Fluke.



(a)

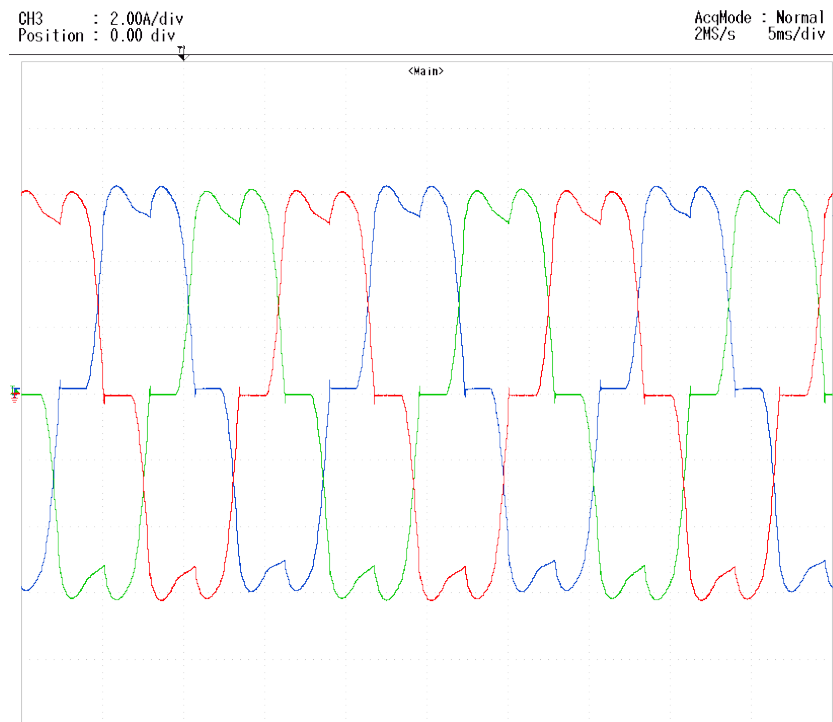


(b)

Fonte: próprio autor.

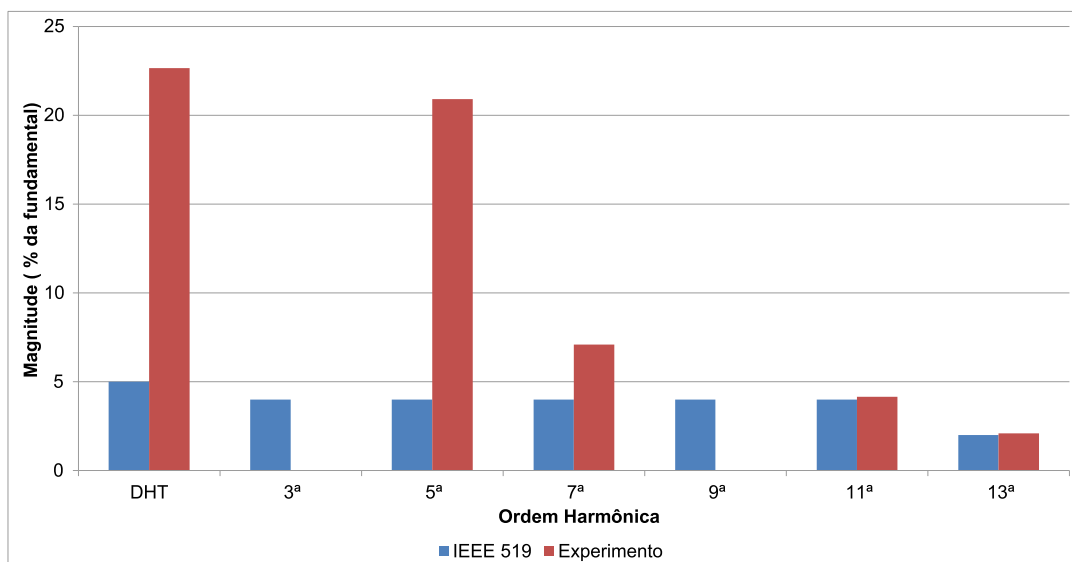
reduzir os níveis dos harmônicos a níveis aceitáveis.

Figura 53 – Correntes drenadas pelo retificador trifásico (caso 1), (2 A/div, 5ms/div). Corrente da carga do retificador trifásico.



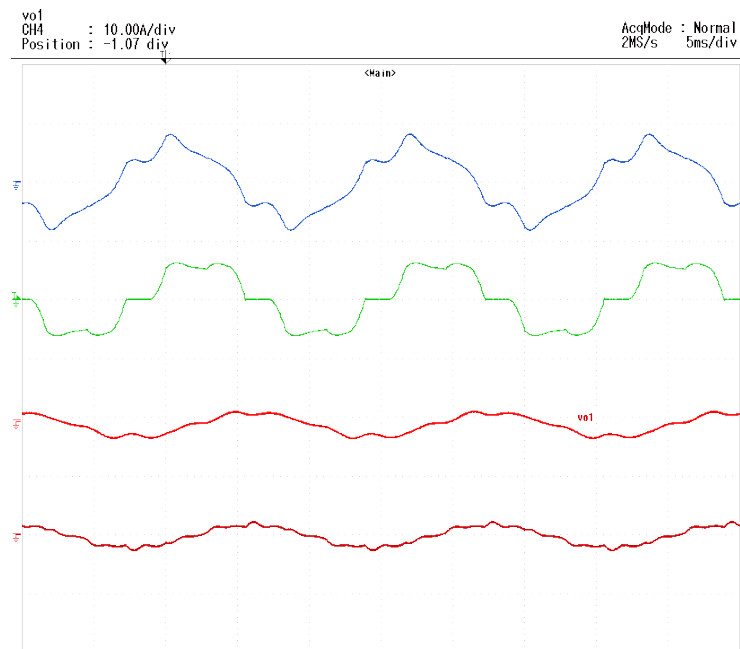
Fonte: próprio autor.

Figura 54 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da carga (fase A).



Fonte: próprio autor.

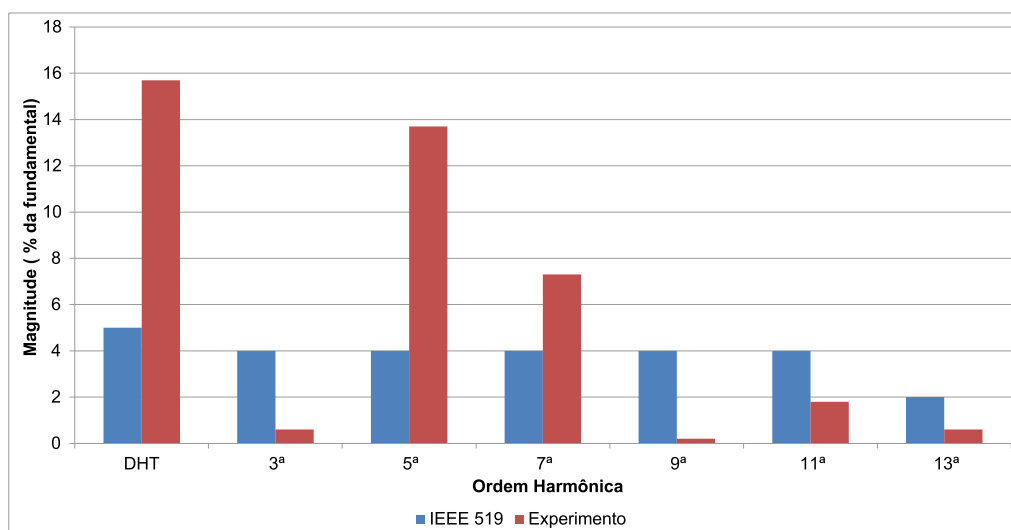
Figura 55 – Operação do HPF apenas com os filtros passivos (caso 1), (10 A/div, 2ms/div). Grandezas (cima para baixo): corrente Rede i_S ; corrente da Carga i_L ; corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$; corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$.



Fonte: próprio autor.

Um outro cenário de compensação de harmônicos é a combinação do controle de

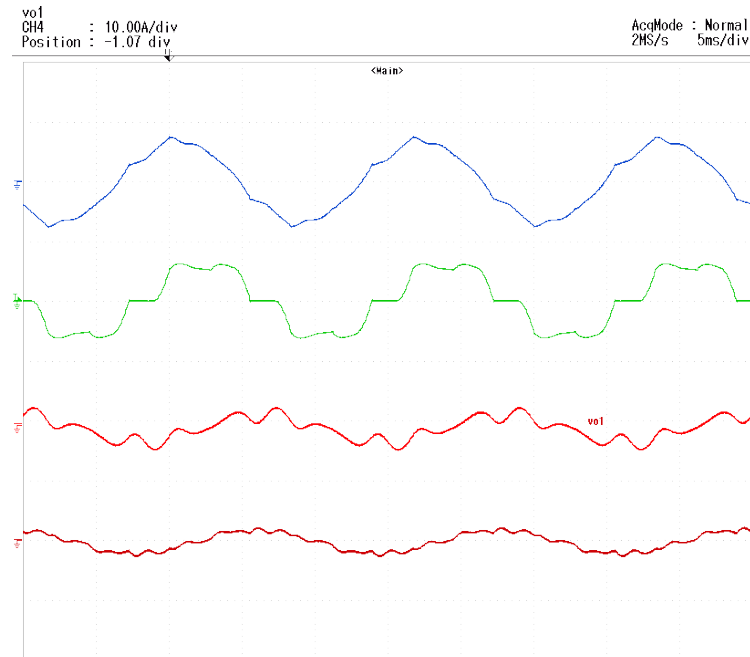
Figura 56 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase A) apenas com os filtros passivos (caso 1).



Fonte: próprio autor.

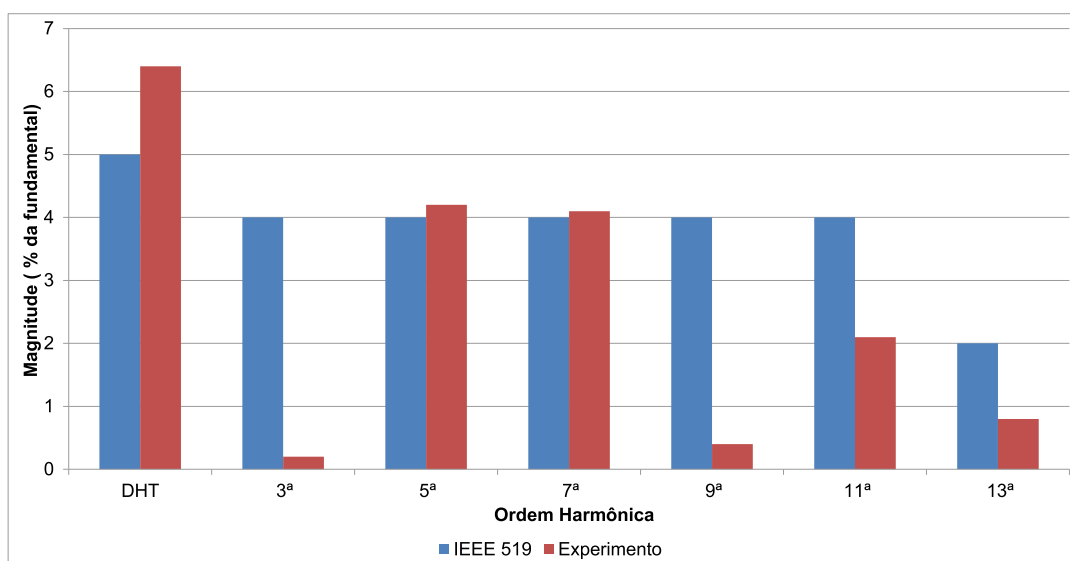
correntes harmônicas da unidade *bottom* (*feedback* e *feedforward*) em conjunto com os filtros passivos. Como pode ser visto na Figura 60, os níveis das componentes harmônicas de 7ª e 11ª

Figura 57 – Operação do HPF com o controle da unidade *top* ativado (caso 1), (10 A/div, 2ms/div). Grandezas (cima para baixo): corrente Rede i_S ; corrente da carga i_L ; corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$; corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$.



Fonte: próprio autor.

Figura 58 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase A) apenas com a unidade *top* (caso 1).



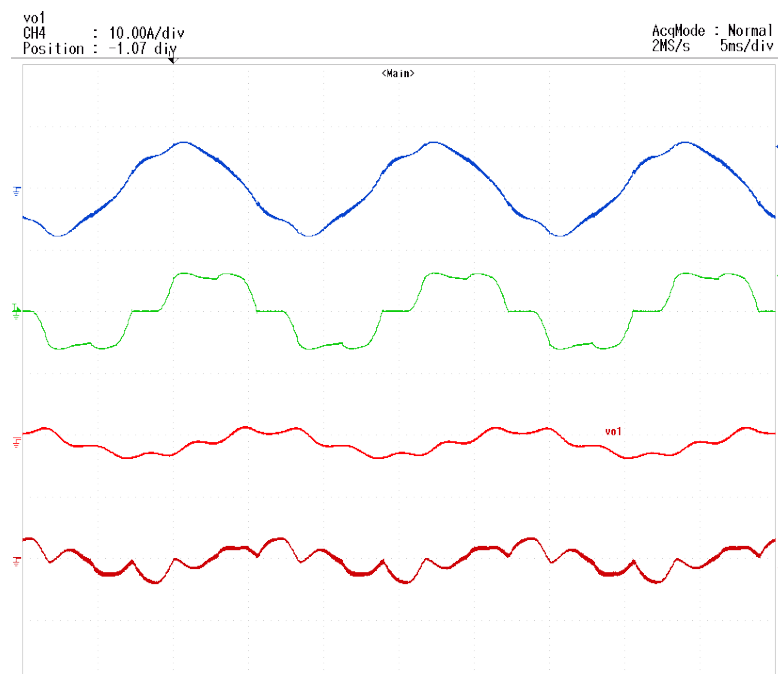
Fonte: próprio autor.

ordem são reduzidos ao ponto de atenderem aos limites recomendados pela norma IEEE 519. Porém a DHT e a 5ª harmônica não foram compensadas ao ponto de atender os limites da norma IEEE 519. Sendo assim, apenas com a unidade *bottom* não é suficiente para compensar todos os harmônicos, por isso as duas unidades devem funcionar simultaneamente.

Vale ressaltar que os resultados com somente uma das unidades ativa (*top* ou *bottom*) são equivalentes aos resultados do filtro de Srianthumrong e Akagi (2003) e esses resultados resultado não atendem as recomendações estabelecidas pela norma IEEE (1993).

Ao ativar todo o controle de harmônicos, o valor da DHT e os níveis de corrente harmônicas são reduzidos de forma que atendem as normas estabelecidas por IEEE 519 como pode-se ver na Figura 62. Isto mostra que o filtro híbrido trifásico dual baseado no NSI consegue compensar correntes harmônicas consumidas pela carga não-linear trifásica. Assim, através do gráfico de barra, mostrado na Figura 62, é fácil de ver que não só a DHT está abaixo dos 5% como cada harmônico está abaixo do seu limite em norma IEEE 519. O controle *feedforward* da unidade *top* não é utilizado no Caso 1, pois não existe componente de 3ª harmônica para compensar.

Figura 59 – Operação do HPF com o controle da unidade *bottom* ativado (caso 1), (10 A/div, 2ms/div). Grandezas (cima para baixo): corrente Rede i_S ; corrente da Carga i_L ; corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$; corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$.



Fonte: próprio autor.

4.3.2 Caso 2: Utilizando o Retificador Trifásico e Monofásico

Na Figura 63 são apresentadas as correntes características das cargas não-lineares em estudo neste caso (retificador trifásico + monofásico). As correntes da carga apresentam desbalanço fazendo surgir as componentes harmônicas múltiplas de três produzidas pela carga não-linear monofásica. Essas correntes apresentam grandes quantidades de harmônicas que circulam pela rede e que estão muito além dos limites recomendados pela norma IEEE 519 (IEEE, 1993) como podem ser visto na Figura 64.

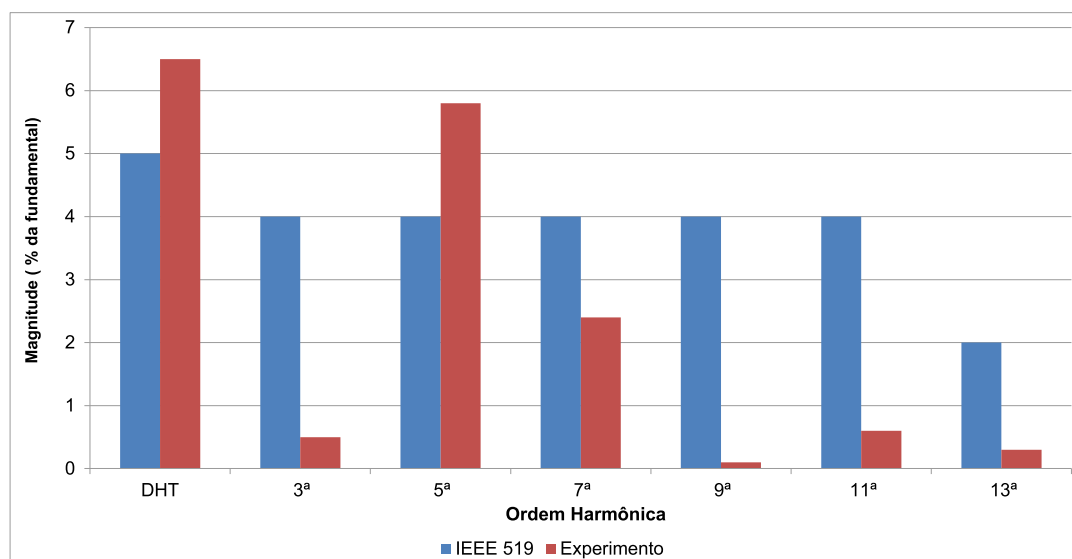
Na Figura 64 são apresentados os níveis da DHT e das componentes harmônicas de corrente consumidas pelas cargas e os níveis das componentes harmônicas presentes da rede depois da compensação dos harmônicos.

Neste caso não foram apresentados os cenários que mostram a atuação apenas dos filtros passivos ou das unidades *top* e *bottom*, visto que no Caso 1 mostrou-se que a compensação dos harmônicos, apenas dos filtros passivos ou de algumas das unidades, não foi satisfatório.

Como pode-se observar na Figura 64, a componente harmônica de corrente de 3ª ordem aparece apenas nas fases B e C pelo fato de que a carga não-linear monofásica está conectada entre as fases B e C. Porém, mesmo com a presença da componente harmônica de 3ª ordem, a DHT das fases B e C possui menor valor do que na fase A, isso porque a componente fundamental de corrente da carga na fase A é menor.

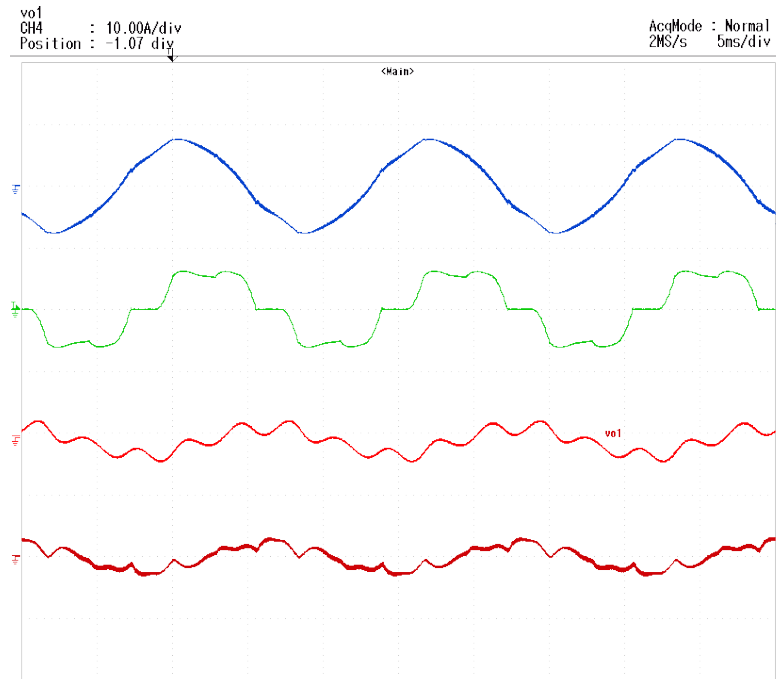
A partir da Figura 64 pode-se observar que as correntes harmônicas presentes na rede

Figura 60 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase A) apenas com a unidade *bottom* (caso 1).



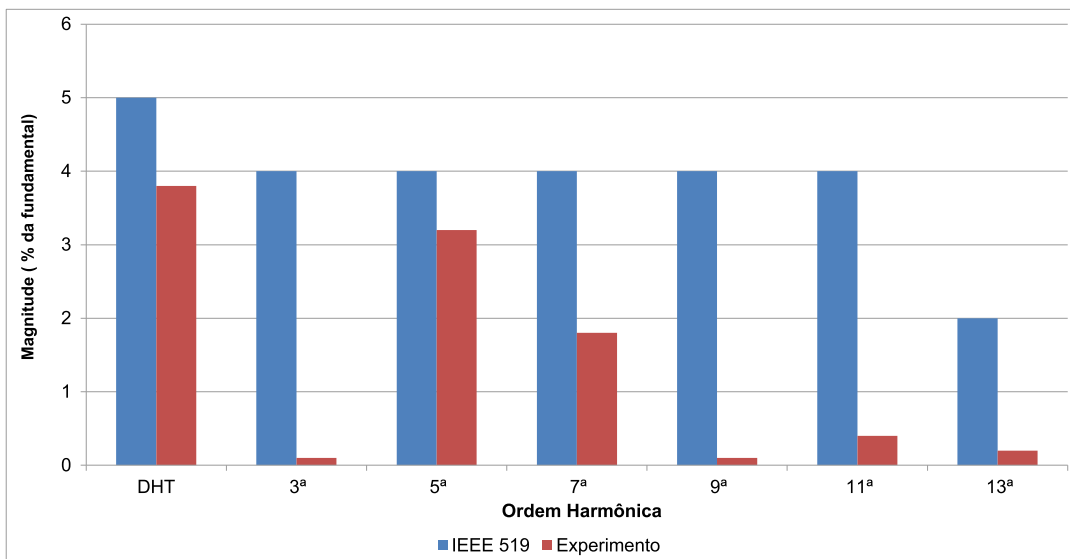
Fonte: próprio autor.

Figura 61 – Operação do HPF com ambos os controles ativados (caso 1), (10 A/div, 2ms/div). Grandezas (cima para baixo): corrente rede i_S ; corrente da carga i_L ; corrente da unidade *top* $i_{F_{top}}$; corrente da unidade *bottom* $i_{F_{bot}}$.



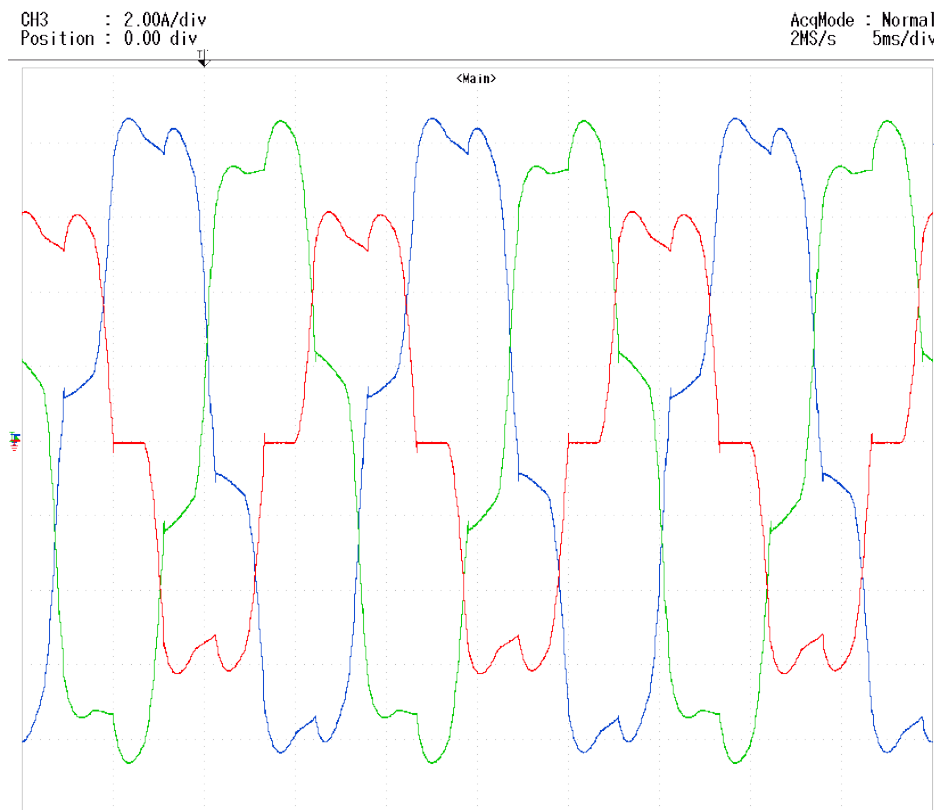
Fonte: próprio autor.

Figura 62 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519: Corrente da rede (fase A) com ambos os controle ativados (caso 1).



Fonte: próprio autor.

Figura 63 – Correntes drenadas pelos retificadores monofásico e trifásico (caso 2), (2 A/div, 2ms/div). Corrente trifásica das cargas não-lineares i_L .

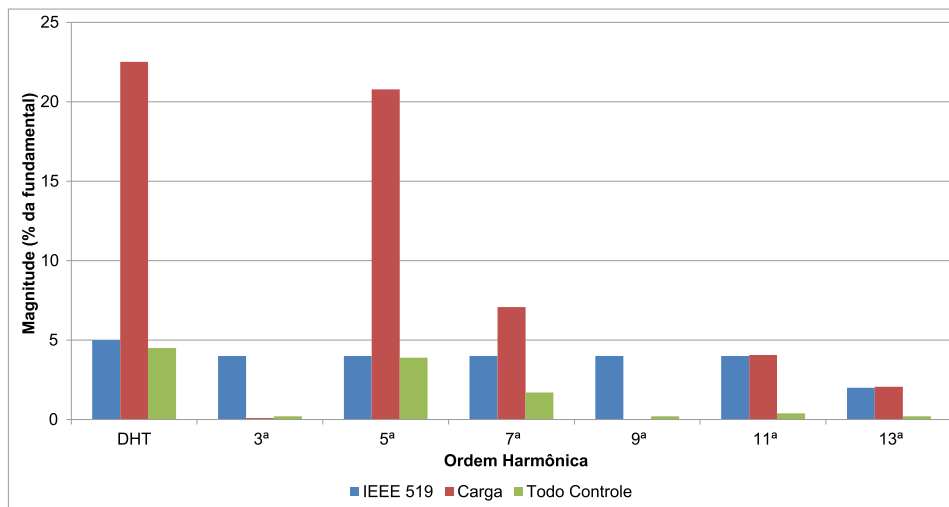


Fonte: próprio autor.

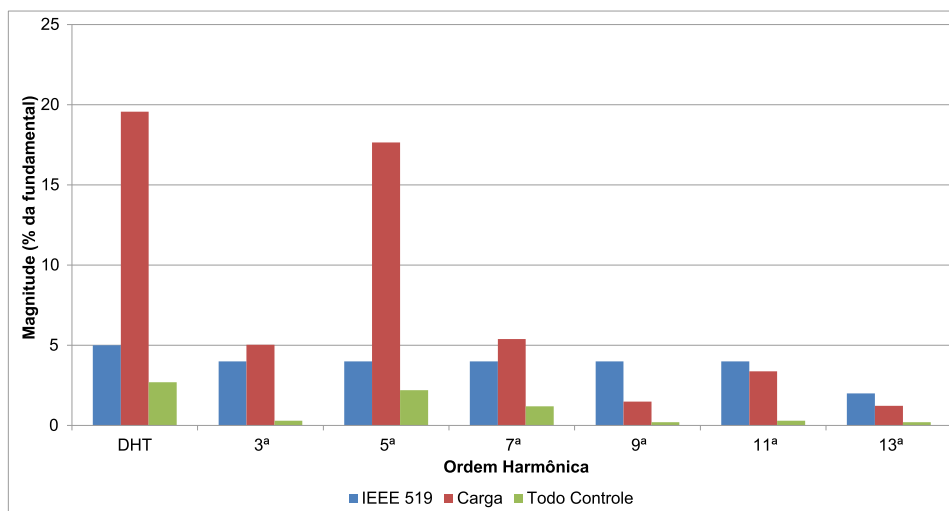
são compensadas obedecendo as recomendações estabelecidas pela IEEE (1993), e a atuação do controle feedforward da unidade *top* contribuiu na compensação da harmônica de 3ª ordem, onde a presença desses harmônicos resultaram em menos de 1% após a compensação.

Portanto, na Figura 65 são apresentadas as corrente da rede após a compensação dos harmônicos consumidos pelas cargas.

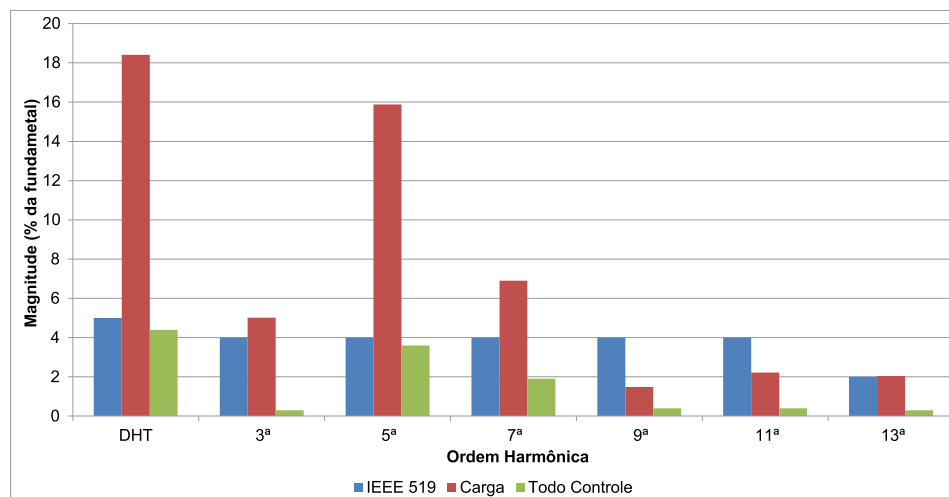
Figura 64 – Gráficos de barras dos harmônicos experimentais com os limites de cada harmônico da norma IEEE 519 (Caso 2), Corrente da carga: (a) fase A; (b) fase B; (c) fase C.



(a)



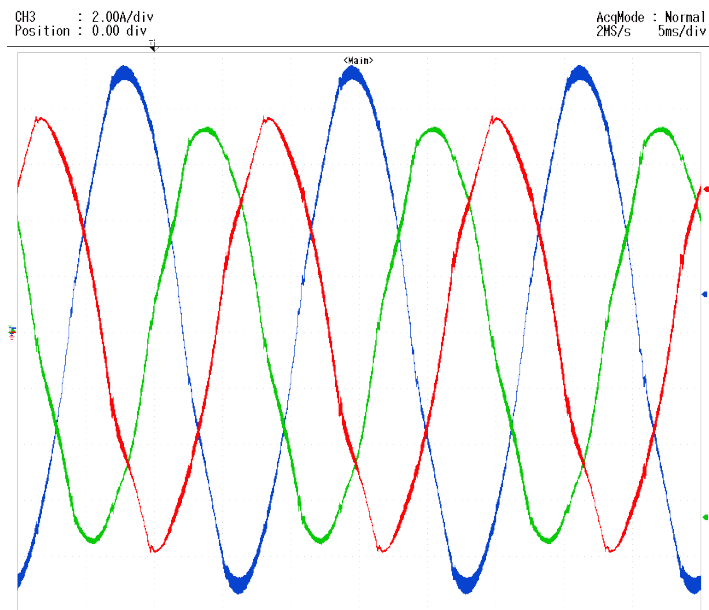
(b)



(c)

Fonte: próprio autor.

Figura 65 – Corrente trifásica desbalanceadas da rede com ambos os controles ativados (caso 2), (2 A/div, 2ms/div).

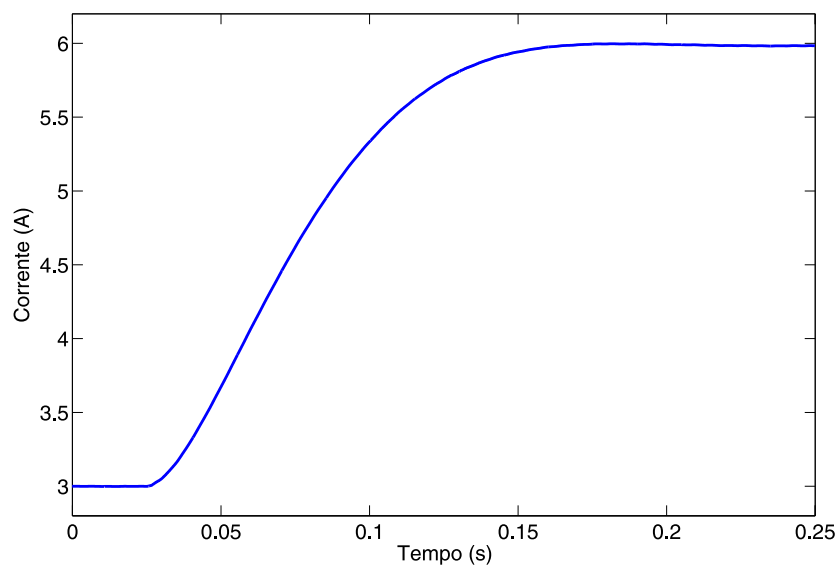


Fonte: próprio autor.

4.3.3 Controle de Potência Reativa

Na Figura 66 é apresentado o resultado do compensação de potência reativa através do controle da corrente \bar{i}_{Sq} e provado a eficácia da compensação.

Figura 66 – Degrau na corrente \bar{i}_{Sq}^* injetada pelo filtro híbrido dual baseado no NSI.



Fonte: próprio autor.

Para mostrar o controle a corrente \bar{i}_{S_q} é fixada no valor igual de 3 A e em um determinado instante a corrente de referência muda para o valor de 6 A, e leva em torno de 114ms para estabilizar a 2% do valor de referência final. Logo como pode-se ver na Figura 66 que a corrente \bar{i}_{S_q} é controlável a potência reativa na rede pode também pode ser controlada.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foi apresentado um sistema de controle para a compensação de correntes harmônicas, onde fora inserido uma compensação de harmônicos de corrente de 3ª ordem e de potência reativa. Houve a necessidade de inserir a compensação de componentes harmônicas de 3ª ordem pois o sistema elétrico não é totalmente equilibrado, podendo ser comum o aparecimento de harmônicos de 3ª ordem na corrente da rede elétrica. Portanto este trabalho contribuiu no acréscimo de duas funcionalidades para o filtro híbrido publicado em Limongi et al. (2014): compensação de correntes harmônicas consumidas por cargas desbalanceadas e a compensação de potência reativa.

Outro fator positivo nesse trabalho foi o estudo de caso dos filtros passivos que foi realizado para determinar a melhor sintonia dos filtros passivos e o quanto de potência reativa capacitiva disponível pelos capacitores.

A modelagem matemática realizada é de suma importância, pois dessa forma são obtidas as equações utilizadas nos projeto de controle. Porém a modelagem de um sistema elétrico em referencial dq é complexa, pois nessa modelagem aparecem elementos mútuos, principalmente no filtro híbrido em estudo que possui um sistema de segunda ordem, com capacitores e indutores.

O controle de potência reativa pôde ser realizado, conforme foi apresentado nos resultados de simulação e experimentais. O controlador PI utilizado consegue estabilizar e controlar a potência reativa, porém existe uma limitação no projeto do controle. Essa limitação deve-se ao fato que o polinômio da função transferência em malha fechada do controle de potência reativa cujo polos são determinados é um polinômio de 3ª ordem. Entretanto, o controlador PI tem apenas dois graus de liberdade, ou seja, impossibilitando de alocar os polos de forma fidedigna. Para solucionar esse problema deveria ser colocar um controlador com três graus de liberdade. A faixa da potência reativa quando é utilizado um filtro híbrido é pequena por causa da tensão baixa no barramento c.c., sendo essa outra limitação. Apesar de existirem as limitações no controle de potência reativa, as compensações de harmônicos e de potência reativa foram eficientes como foram apresentados na seção dos resultados.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para trabalhos futuros pode-se citar:

- Desenvolver o controle para compensar o desbalanço na componente fundamental da corrente da rede elétrica, causada pelas cargas desbalanceadas;

-
- Adaptar o controle de potência reativa e harmônicas de cargas desbalanceadas na topologia de filtro híbrido com seis chaves e dois braços, conhecida como SSTL (*Six-Switch Two-Leg Inverter*);
 - Desenvolver um controle da tensão do barramento CC utilizando as correntes harmônicas da carga em vez da corrente fundamental da rede;
 - Substituir o controlador PI do controle de potência reativa por um controlador com três graus de liberdade.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 12, p. 2128–2141, Dezembro 2005. Citado na página 22.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In: TOKYO. *Proc. of IPEC*. [S.l.], 1983. v. 83, p. 1375–1386. Citado na página 53.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, Maio 1984. Citado na página 53.
- AKAGI, H.; OGASAWARA, S.; KIM, H. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In: *Proc. of Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 431–439. Citado na página 53.
- AKAGI, H.; SRIANTHUMRONG, S.; TAMAI, Y. Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters. In: *Proc. of 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 1195–1202. Citado na página 23.
- ANEEL. *Resolução Normativa Nº 569, de 23 de Julho de 2013*. [S.l.], 2013. Disponível em: <Acesso em: 18 nov 2016. [Online]. <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/audiencia/arquivo/2012/065/resultado/ren2013569.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 28.
- BHATTACHARYA, A.; CHAKRABORTY, C.; BHATTACHARYA, S. Parallel-connected shunt hybrid active power filters operating at different switching frequencies for improved performance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 11, p. 4007–4019, Novembro 2012. Citado 3 vezes nas páginas 23, 24 e 25.
- BOJOI, R. I. et al. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1402–1412, Novembro 2005. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- BOSE, B. K. Power electronics and motor drives recent progress and perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 581–588, Fevereiro 2009. Citado na página 19.
- CHEN, L.; JOUANNE, A. A comparison and assessment of hybrid filter topologies and control algorithms. In: *Proc. of Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 2, p. 565–570. Citado 3 vezes nas páginas 21, 23 e 64.
- CODI. *Manual de Orientação aos Consumidores: Energia Reativa Excedente*. [S.l.], 2004. Disponível em: <Acesso em: 18 denov 2017. [Online]. <http://www.edp.com.br/distribuicao/edp-escelsa/informacoes/grandes-clientes/normas-e-manuais/Documents/Manual%20de%20Orienta%C3%A7%C3%A3o%20-%20Energia%20Reativa%20Excedente.pdf>>. Citado na página 20.

- CORASANITI, V. F. et al. Hybrid active filter for reactive and harmonics compensation in a distribution network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 670–677, Março 2009. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 24.
- DAS, J. C. Passive filters - potentialities and limitations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 1, p. 232–241, Janeiro 2004. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- DEGHAN, S. M.; MOHAMADIAN, M.; YAZDIAN, A. Hybrid electric vehicle based on bidirectional z-source nine-switch inverter. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 59, n. 6, p. 2641–2653, Julho 2010. Citado na página 26.
- DEMIRDELEN, T.; INCI, M.; TüMAY, M. A new control approach for shunt hybrid active power filter to compensate harmonics and dynamic reactive power with grid interconnection. In: *Proc. of IEEE European Modelling Symposium (EMS) 2015*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 247–253. Citado na página 29.
- DEMIRDELEN, T.; TüMAY, M. A novel control scheme for dynamic reactive power compensation multilevel inverter based shunt hybrid active power filter. In: *Proc. of UKSim-AMSS 18th International Conference on Computer Modelling and Simulation (UKSim) 2016*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 217–223. Citado na página 29.
- DIAB, M. S. et al. A nine-switch-converter-based integrated motor drive and battery charger system for evs using symmetrical six-phase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 9, p. 5326–5335, Setembro 2016. Citado na página 26.
- DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. 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, Julho 1951. Citado na página 49.
- FEHR, R. Power factor correction. In: _____. *Industrial Power Distribution*. Wiley-IEEE Press, 2016. p. 440–. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7394713>>. Citado na página 27.
- FRANCO, E. Qualidade de energia - causas, efeitos e soluções. 2007. Disponível em: <Acessoem28Out2016.[Online].Available:<http://docslide.com.br/documents/qualidade-de-energia-causas-efeitos-e-solucoes.html>>. Citado na página 19.
- FUJITA, H.; AKAGI, H. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 6, p. 1020–1025, Novembro 1991. Citado 7 vezes nas páginas 8, 20, 21, 23, 24, 49 e 64.
- FURTADO, P. C. S. et al. Two-phase, three-wire shunt active power filter using the single-phase p-q theory. In: *Proc. of Brazilian Power Electronics Conference 2013*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1245–1250. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 22.
- GENÚ, L. G. B. *Topologias de filtros híbridos de potência sem transformador baseadas no inversor Nove-chaves*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 84.
- GONZALEZ, M. L. et al. Distorções harmônicas geradas por algumas cargas não lineares com tensões senoidais. *IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE)*, v. 6, Maio 2012. Citado na página 19.

HANSEN, S.; NIELSEN, P.; BLAABJERG, F. Harmonic cancellation by mixing nonlinear single-phase and three-phase loads. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 1, p. 152–159, Janeiro 2000. Citado na página 29.

IEEE. Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. *IEEE Std 519-1992*, 1993. Citado 11 vezes nas páginas 11, 20, 38, 39, 42, 43, 77, 84, 90, 91 e 93.

JEWELL, W. Electrical power systems quality, 2nd edition. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 99, n. 5, p. 63–64, Setembro 2003. Citado na página 19.

JIAN, W.; NA, H.; DIANGUO, X. A 10kv shunt hybrid active filter for a power distribution system. In: *Proc. of Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 927–932. Citado na página 65.

JINTAKOSONWIT, P.; SRIANTHUMRONG, S.; JINTAGOSONWIT, P. Implementation and performance of an anti-resonance hybrid delta-connected capacitor bank for power factor correction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 6, p. 2543–2551, Novembro 2007. Citado 3 vezes nas páginas 27, 28 e 29.

KASSAKIAN, J. G.; JAHNS, T. M. Evolving and emerging applications of power electronics in systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 2, p. 47–58, Junho 2013. Citado na página 19.

KIM, G.-T.; LIPO, T. A. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1331–1337, Novembro 1996. Citado na página 24.

KIRAKOSYAN, A. et al. A nine switch converter-based fault ride through topology for wind turbine applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 31, n. 4, p. 1757–1766, Agosto 2016. Citado na página 26.

KOMINAMI, T.; FUJIMOTO, Y. Inverter with reduced switching-device count for independent ac motor control. In: *Proc. of IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1559–1564. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

LAM, C. S. et al. Adaptive dc-link voltage-controlled hybrid active power filters for reactive power compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 4, p. 1758–1772, Abril 2012. Citado na página 24.

LAM, C. S.; WONG, M. C. A novel b-shaped l-type transformerless hybrid active power filter in three-phase four-wire systems. In: *Proc. of 38th North American Power Symposium*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 235–241. Citado na página 23.

LEE, T. L. et al. Hybrid active filter with variable conductance for harmonic resonance suppression in industrial power systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 2, p. 746–756, Fevereiro, 2015. Citado na página 23.

LIMONGI, L. et al. Dual hybrid power filter based on a nine-switch inverter. *Electric Power Systems Research*, v. 117, p. 154 – 162, 2014. Citado 11 vezes nas páginas 8, 20, 21, 26, 27, 28, 31, 32, 36, 67 e 97.

- LIMONGI, L. R. et al. Transformerless hybrid power filter based on a six-switch two-leg inverter for improved harmonic compensation performance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 1, p. 40–51, Janeiro 2015. Citado 5 vezes nas páginas 8, 23, 26, 27 e 28.
- LIMONGI, L. R. et al. Analysis of active power filters operating with unbalanced loads. In: *Proc of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 584–591. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- LIMONGI, L. R. et al. Analysis of active power filters operating with unbalanced loads. In: *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 584–591. Citado na página 22.
- LISITA, L. R. et al. Perda adicional no núcleo em transformadores trifásicos alimentando cargas não-lineares. *IEEE Latin America Transactions*, v. 2, n. 1, p. 48–56, Março 2004. Citado na página 19.
- LIU, C. et al. A novel three-phase three-leg ac/ac converter using nine igbts. In: *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2685–2690. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 32.
- LIU, C. et al. Novel nine-switch pwm rectifier-inverter topology for three-phase ups applications. *EPE Journal*, v. 19, n. 2, p. 36–44, 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1080/09398368.2009.11463715>>. Citado na página 26.
- LIU, C. et al. A novel three-phase three-leg ac/ac converter using nine igbts. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1151–1160, Maio 2009. Citado 4 vezes nas páginas 24, 25, 31 e 32.
- LIU, X. et al. A direct power conversion topology for grid integration of hybrid ac/dc energy resources. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 12, p. 5696–5707, Dezembro 2013. Citado na página 26.
- LOH, P. C.; ZHANG, L.; GAO, F. Compact integrated energy systems for distributed generation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1492–1502, Abril 2013. Citado na página 26.
- MAHNI, T. et al. Three-phase for-wire shunt active filter with unbalanced loads. *Energy Procedia*, v. 50, p. 528 – 535, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 22.
- MENDALEK, N.; AL-HADDAD, K. Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame. In: *Proc. of Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 30–35. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 22.
- PANDI, V. R.; ZEINELDIN, H. H.; XIAO, W. Passive harmonic filter planning to overcome power quality issues in radial distribution systems. In: *proc. of IEEE Power and Energy Society General Meeting 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- PARK, R. 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, Julho 1929. Citado na página 51.

- PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A novel harmonic power filter. In: *Proc. of Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 1151–1159 vol.2. Citado na página 22.
- PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 6, p. 983–990, Novembro 1990. Citado 4 vezes nas páginas 8, 20, 21 e 23.
- RAHMANI, S.; HAMADI, A.; AL-HADDAD, K. A new combination of shunt hybrid power filter and thyristor controlled reactor for harmonics and reactive power compensation. In: *Proc. of IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC) 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6. Citado na página 29.
- RAUF, A. M.; KHADKIKAR, V. Integrated photovoltaic and dynamic voltage restorer system configuration. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 6, n. 2, p. 400–410, Abril 2015. Citado na página 26.
- RIBEIRO, R. L. A. et al. Ac/ac converter with four switch three phase structures. In: *Proc. of PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 134–139. Citado na página 24.
- RIBEIRO, R. L. de A.; AZEVEDO, C. C. de; SOUSA, R. M. de. A robust adaptive control strategy of active power filters for power-factor correction, harmonic compensation, and balancing of nonlinear loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 2, p. 718–730, Fevereiro 2012. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 22.
- RIVAS, D. et al. Improving passive filter compensation performance with active techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 50, n. 1, p. 161–170, Fevereiro 2003. Citado na página 21.
- SALEHIFAR, M.; SHOULAIE, A. Hybrid active filter for harmonic suppression and reactive power compensation. In: *Proc. of International Conference for Technical Postgraduates (TECHPOS) 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–4. Citado na página 29.
- SALMERÓN, P.; LITRÁN, S. P. A control strategy for hybrid power filter to compensate four-wires three-phase systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1923–1931, Julho 2010. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 24.
- SHI, Y. et al. An integrated nine-switch power conditioner parallel with transformer for power quality enhancement. In: *Proc. of IEEE Power Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas 8, 26 e 27.
- SHWEDHI, M. H.; SULTAN, M. R. Power factor correction capacitors; essentials and cautions. In: *Proc. of Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1317–1322. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 27.
- SILVA, S. A. O. da et al. A three-phase line-interactive ups system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 6, p. 1581–1590, Novembro 2002. Citado na página 19.

SRIANTHUMRONG, S.; AKAGI, H. A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 3, p. 874–882, Maio 2003. Citado 9 vezes nas páginas 8, 20, 21, 24, 25, 49, 64, 66 e 90.

TOYOTA, M. et al. Application of power electronics technology to energy efficiency and co2 reduction. *Hitachi Review*, v. 59, n. 4, 2010. Citado na página 19.

WANG, Y. C.; LEE, T. L. A control strategy of hybrid active filter to compensate unbalanced load in three-phase three-wire power system. In: *Proc. of 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 450–456. Citado na página 23.

WANG, Y. C.; LEE, T. L. A control method of hybrid filter for continuous reactive power compensation in a substation. In: *Proc. of Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2186–2191. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 29.

WATANABE, E. H.; AREDE, M. Teoria de potência ativa e reativa instantânea e aplicações - filtros ativos e facts. v. 8, n. 2, p. 81–122, 1998. Citado na página 53.

WEN, G. et al. Nine-switch-converter-based dfig wind power system and its dynamic port-current assigned approach for low voltage riding through (lvrt). In: *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1324–1330. Citado na página 26.

WU, J. C. et al. Novel circuit topology for three-phase active power filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 444–449, Janeiro 2007. Citado na página 23.

ZHANG, L.; LOH, P. C.; GAO, F. An integrated nine-switch power conditioner for power quality enhancement and voltage sag mitigation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, p. 1177–1190, Março 2012. Citado 3 vezes nas páginas 26, 31 e 32.

ZHAO, W. et al. A new hybrid active power filter for harmonic suppression and reactive power compensation. In: *Proc. of China International Conference on Electricity Distribution 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–7. Citado na página 29.