



ASSOCIAÇÃO DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS EM SISTEMAS A TRÊS E QUATRO FIOS

EDGARD LUIZ LOPES FABRÍCIO

CAMPINA GRANDE – PARAÍBA
MARÇO – 2011



Associação de Filtros Ativos de Potência Paralelos em Sistemas a Três e Quatro Fios

por

EDGARD LUIZ LOPES FABRÍCIO

Eng. Eletricista (Universidade Federal de Campina Grande – 2011)

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Submetida em satisfação parcial dos requisitos ao grau de

MESTRE EM CIÊNCIAS

EM

ENGENHARIA ELÉTRICA

à

Câmara de Ensino de Pós-Graduação e Pesquisa

da

Universidade Federal de Campina Grande

Aprovada em 3 de Março de 2011

A presente pesquisa foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas da UFCG, com recursos próprios, da FINEP e do CNPq.

F126a

2011 Fabrício, Edgard Luiz Lopes,

Associação de Filtros Ativos de Potência Paralelos em Sistemas a Três e Quatro Fios / Edgard Luiz Lopes Fabrício. — Campina Grande, 2011.

135 f.: il.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Orientadores: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Euzeli Cipriano dos Santos Junior,

1. Conversores Elétricos. 2. Qualidade de Energia. 3. Filtro Ativo de Potência. 4. Cargas não Lineares. 5. Distorção Harmônica. 6. Perdas. I. Título.


CDU – 621.314(043)

**ASSOCIAÇÃO DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELO EM SISTEMAS A
TRÊS E QUATRO FIOS**

EDGARD LUIZ LOPES FABRÍCIO

Dissertação Aprovada em 03.03.2011


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador


EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Orientador


MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca


ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca


NADY ROCHA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
MARÇO - 2011

Dedico este trabalho a Deus,
orientador desta grande jornada.
Aos meus pais pelo apoio, incentivo
e confiança, às minhas irmãs, à
minha namorada e a todos os meus
amigos.

Resumo

A utilização de filtros ativos de potência (FAP) paralelos é a solução, mais empregada, para melhorar a qualidade de energia de sistemas. São compensadas, por esses filtros, harmônicas de corrente e reativos demandadas por cargas não lineares.

Neste trabalho são estudadas associações de FAPs paralelos a três e quatro fios e propostas duas “filosofias” de controle. Essas tem como objetivo, além de compensar reativos e harmônicas de corrente, impor a divisão do fluxo de potência igualmente entre os filtros ou a divisão da função de compensação, onde um dos filtros compensará apenas as componentes reativas e o outro filtro compensará as componentes harmônicas.

Para cada topologia estudada são abordadas os seguintes aspectos: (i) modelagem dinâmica da configuração; (ii) estratégia PWM e (iii) estratégia de controle. Será feito um estudo comparativo, entre as topologias convencionais e as topologias compostas por associação, das distorções harmônicas da corrente da rede elétrica e das perdas do sistema.

As topologias, compostas por dois FAPs, permitem reduzir: as distorções da corrente da rede de alimentação, as perdas de alta frequência nos capacitores do barramento CC e as perdas nos semicondutores (IGBTs) em comparação às topologias convencionais nas mesmas condições de operação. As topologias são validadas apresentando-se os resultados de simulação e experimentais.

Palavras-chave: FAP, Qualidade de Energia, Cargas Não Lineares, Distorção Harmônica e Perdas

Abstract

Parallel active power filter (APF) is the solution more employed to improve the power system quality. Harmonics of the load current emitted by nonlinear loads are compensated by those filters.

In this work are studied parallel association of APFs with three and four wires, in which are proposed two control philosophies for compensation of those harmonics. The first strategy requires the power flow division equally between both filters, while the second established the division of compensation, where one filter compensate only the reactive and the other one compensate the harmonics components.

For each topology studied will be addressed the following aspect: (i) modeling dynamics of the configuration; (ii) PWM strategy and (iii) control approach. A comparative study will be done in terms of harmonic distortions of the grid and power converter losses, as well; the conventional and the studied systems are employed in this comparison.

The topologies composed of two APFs can reduce: the distortion of the grid, the high frequency losses in the dc-link, and the losses in semiconductor (IGBTs) devices, all compared to the conventional topology under the same conditions. The configurations are validated by presenting the results of simulation and experimental.

Keywords: APFs, Power Quality, Nonlinear Load, Harmonics Distortion and Losses.

Índice

Resumo	vii
Abstract	ix
Índice	xi
Índice de Tabelas	xv
Índice de Figuras	xvii
Lista de Símbolos	xxv
Glossário	xxxiii
1 Introdução Geral	1
1.1 Localização do Tema	1
1.2 Contribuições do Trabalho	6
1.3 Revisão Bibliográfica	7
1.3.1 FAP Paralelo a Três Fios	7
1.3.2 FAP a Quatro Fios	8
1.3.3 Associação de FAPs Paralelos	9
1.4 Organização do Trabalho	10
2 Filtro Ativo de Potência Paralelo Convencional	13
2.1 Introdução	13
2.2 FAP Paralelo a Três Fios	13
2.2.1 Modelo do Sistema	14
2.2.2 Estratégia PWM	15

2.2.3	Estratégia de Controle	17
2.3	FAP Paralelo a Quatro Fios	17
2.3.1	Modelo do Sistema	18
2.3.2	Estratégia PWM	19
2.3.3	Estratégia de Controle	20
2.4	Conclusões	21
3	Associação de Filtros Ativos de Potência Paralelo	23
3.1	Associação de FAPs Paralelos a Três Fios	23
3.1.1	Modelo do Sistema	24
3.1.2	Estratégia PWM	26
3.1.3	Estratégia de Controle	30
3.2	Associação de FAPs Paralelos a Quatro Fios	35
3.2.1	Modelo do Sistema	35
3.2.2	Estratégia PWM	37
3.2.3	Estratégia de Controle	39
3.3	Conclusões	44
4	Dimensionamento do FAP Paralelo	45
4.1	Introdução	45
4.2	Especificação da Tensão do Barramento	46
4.3	Especificação do Filtro Indutivo	47
4.3.1	Primeira Aproximação	47
4.3.2	Segunda Aproximação	48
4.4	Especificação da Capacitância do Barramento CC	48
4.5	Definição dos Parâmetros e Especificação da Carga	49
4.6	Conclusão	52
5	Análise da Distorção Harmônica Total	53
5.1	Introdução	53
5.2	Análise da THD das Topologias a Três Fios	54
5.2.1	Análise Considerando os FAPs Paralelos Dividindo o Fluxo de Corrente igualmente na Compensação	54

5.2.2	Análise Considerando os FAPs Exercendo Funções de Compensação Diferentes	57
5.2.3	Resumo dos Resultados Obtidos de THD das Topologias a Três fios .	60
5.3	Análise da THD das Topologias a Quatro Fios	61
5.3.1	Análise Considerando a Divisão do Fluxo de Corrente Iguamente entre os Filtros	63
5.3.2	Análise Considerando os FAPs Dividindo a Função na Compensação .	65
5.3.3	Resumo dos Resultados Obtidos das Topologias a Quatro Fios	68
5.4	Conclusões	68
6	Perdas no Sistema	71
6.1	Perdas no Barramento CC	71
6.1.1	Topologias a Três Fios	73
6.1.2	Topologias a Quatro Fios	76
6.2	Perdas nos Conversores	86
6.2.1	Topologias a Três Fios	87
6.2.2	Topologias a Quatro Fios	90
6.3	Conclusões	93
7	Resultados do Sistema	95
7.1	Introdução	95
7.2	Resultados de Simulação	95
7.2.1	FAP Paralelo Convencional a Três Fios	95
7.2.2	Associação de FAPs a Três Fios	97
7.2.3	FAP Paralelo Convencional a Quatro Fios	106
7.2.4	Associação de FAPs a Quatro Fios	106
7.3	Resultados Experimentais	118
7.3.1	FAP Paralelo a Três Fios Convencional	118
7.3.2	FAP Paralelo a Quatro Fios Convencional	119
7.4	Conclusões	121
8	Conclusões	123
8.1	Conclusões Gerais	123

8.2	Resumo do Desempenho das Topologias Estudadas	124
8.3	Trabalhos a serem desenvolvidos	125
	Agradecimentos	127
	Referências Bibliográficas	129

Índice de Tabelas

4.1	Parâmetros utilizados em simulação das topologias a três fios, com divisão do fluxo de potência igualmente entre os filtros	50
4.2	Valores utilizados na indutância do filtro B (l_b) da topologia a três fios, compostas por dois FAPs.	50
4.3	Parâmetros utilizados em simulação das topologias a quatro fios, com divisão do fluxo de potência igualmente entre os filtros	51
4.4	Valores utilizados na indutância do filtro B l_b ,	52
4.5	Composição harmônica do retificador trifásico e monofásico.	52
5.1	Resumo dos resultados de THD da topologia composta por dois FAPs a três fios.	61
5.2	Resumo dos resultados de THD da topologia composta por dois FAPs a quatro fios.	68
6.1	$I_{c,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ da topologia a três fios composta associação, com divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros.	74
6.2	$I_{c_a,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ e $I_{c_b,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ da topologia composta por dois FAPs a três fios, com divisão da função de compensação entre os filtros. Para $f_{t_b} = 10$ kHz e $f_{t_b} = 4$ kHz.	80
6.3	$I_{c,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ da topologia proposta a quatro fios, para uma ou duas portadoras PWM, com divisão igual da compensação entre os filtros.	82
6.4	$I_{c_a,RMS}^{hf}(P)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ e $I_{c_b,RMS}^{hf}(P)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ da topologia proposta a quatro fios, com divisão da função de compensação entre os filtros. Para $f_{t_b} = 10$ kHz e $f_{t_b} = 5$ kHz.	86
6.5	Perdas totais da topologia a três fios.	89
6.6	Perdas totais da topologia a quatro fios, composta por dois FAPs.	93

- 8.1 Resumo dos resultados da topologia a três fios, composta por associação. . . 124
- 8.2 Resumo dos resultados da topologia a quatro fios, composta por associação. . 125

Índice de Figuras

1.1	Exemplos de FAP de diferentes categorias: (a) FAP monofásico (b) e FAP trifásico.	3
1.2	Exemplos de diferentes topologias de FAPs: (a) FAP paralelo. (b) FAP série. (c) FAP série-paralelo.	5
1.3	Exemplo de FAP a quatro fios com conexão no centro do barramento.	9
1.4	Associação de FAPs paralelos: (a) barramento duplo (b) e barramento único.	10
2.1	FAP paralelo convencional a três fios.	14
2.2	Circuito ideal do FAP paralelo convencional a três fios	14
2.3	Diagrama de blocos do controle do FAP paralelo convencional a três fios.	17
2.4	FAP paralelo convencional a quatro fios.	18
2.5	Circuito ideal do FAP paralelo convencional a quatro fios.	19
2.6	Diagrama de blocos do controle do FAP paralelo convencional a quatro fios.	21
3.1	Associação de dois FAPs paralelos a três fios.	24
3.2	Circuito ideal da associação de FAPs paralelos a três fios.	25
3.3	Múltiplas portadoras PWM.	28
3.4	Portadoras PWM com frequências diferentes.	29
3.5	Locais de aplicação das portadoras PWM, da estrutura composta por dois FAPs a três fios.	30
3.6	Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a três fios, com propósito de dividir igualmente a potência na compensação.	30
3.7	Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a três fios, com propósito de dividir a potência na compensação.	32
3.8	Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a três fios, dividindo a função de compensação dos filtros	33

3.9	Associação de FAPs paralelos a quatro fios.	35
3.10	Circuito ideal da associação de FAPs paralelos a quatro fios.	36
3.11	Locais de aplicação das portadoras PWM, nas estruturas a quatro fios.	39
3.12	Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a quatro fios, com propósito de dividir igualmente o fluxo de corrente na compensação.	40
3.13	Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a quatro fios, com propósito de dividir igualmente o fluxo de corrente na compensação.	41
3.14	Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a quatro fios, dividindo a função de compensação entre os filtros.	42
4.1	Circuito monofásico do FAP paralelo.	46
4.2	Diagrama Fasorial do FAP paralelo.	46
5.1	THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , em função de μ . Para a topologia composta por dois FAPs a três fios utilizando uma, duas e seis portadoras PWM.	54
5.2	Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , em função de μ . Para as topologias três fios utilizando uma, duas e seis portadoras PWM.	55
5.3	Tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$. (a) Da topologia a três fios 2F-1P para $\mu_a = \mu_b = 0,5$, equivalente a topologia C com $\mu = 0,5$. (b) Da topologia 2F-1P com $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ (c) Da topologia 2F-2P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$. (d) Da topologia 2F-6P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$	56
5.4	Correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} . (a) Da topologia a três fios 2F-1P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$, equivalente a C com $\mu = 0,5$. (b) Da topologia 2F-1P com $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ (c) Da topologia 2F-2P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$. (d) Da topologia 2F-6P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$	57
5.5	THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} da topologia a três fios, composta por dois FAPs, em função de μ . Para diferentes frequência de chaveamento do filtro B (f_{cb}).	58
5.6	Tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$ para $\mu = 0,5$, da topologia composta por dois FAPs a três fios. (a) Usando uma portadora com $f_c = 10$ kHz. (b) Usando duas portadoras com $f_{ca} = f_{cb} = 10$ kHz. (c) Para $f_{cb} = 6$ kHz.	59

5.7	Correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} para $\mu = 0,5$, da topologia composta por dois FAPs a três fios. (a) Usando uma portadora com $f_c = 10$ kHz. (b) Usando duas portadoras com $f_{ca} = f_{cb} = 10$ kHz. (c) Para $f_{cb} = 6$ kHz.	60
5.8	THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , em função de μ . Para a topologia composta por dois FAPs a quatro fios, utilizando uma e duas portadoras PWM.	62
5.9	Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , em função de μ . Para as topologias a quatro fios, utilizando uma e duas portadoras PWM.	62
5.10	Tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$. (a) Da topologia composta por dois FAPs a quatro fios (2F-1P) para $\mu_a = \mu_b = 0,5$, equivalente a convencional com $\mu = 0,5$. (b) Da topologia (2F-1P) com $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ (c) Usando duas portadoras PWM com $\mu_a = \mu_b = 0,5$	63
5.11	Correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} . (a) Da topologia a composta por dois FAPs a quatro fios (2F-1P) para $\mu_a = \mu_b = 0,5$, equivalente a topologia convencional com $\mu = 0,5$. (b) Da topologia (2F-1P) com $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ (c) Usando duas portadoras com $\mu_a = \mu_b = 0,5$	64
5.12	THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} da topologia proposta a quatro fios, em função de μ . Para diferentes frequência de chaveamento do filtro B (f_{cb}).	65
5.13	Tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$ para $\mu = 0,5$, da topologia composta por dois FAPs a quatro fios. (a) Usando uma portadora PWM com $f_c = 10$ kHz. (b) Usando duas portadoras com $f_{ca} = f_{cb} = 10$ kHz. (c) Para $f_{cb} = 6$ kHz.	66
5.14	Correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} para $\mu = 0,5$, da topologia composta por dois FAPs a quatro fios. (a) Usando uma portadora com $f_c = 10$ kHz. (b) Usando duas portadoras com $f_{ca} = f_{cb} = 10$ kHz. (c) Para $f_{cb} = 6$ kHz.	67
6.1	Espectros da corrente do capacitor (i_{cc}) da topologia convencional. (a) Para $\mu = 0$. (b) Para $\mu = 0,5$. (c) Para $\mu = 1$	75
6.2	Espectros da corrente do capacitor (i_{cca}) da topologia composta por dois FAPs, com a estratégia de divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros. (a) Para $\mu_a = 0$, $\mu_b = 1$ e uma portadora PWM. (b) Para $\mu_a = \mu_b = 0$ e seis portadora PWM. (c) Para $\mu_a = \mu_b = 0,5$ e uma portadora PWM. (d) Para $\mu_a = \mu_b = 0,5$ e seis portadora PWM. (e) Para $\mu_a = 1$, $\mu_b = 0$ e uma portadora PWM. (f) Para $\mu_a = \mu_b = 1$ e seis portadora PWM.	77

6.3	Espectros da corrente do capacitor (i_{cca} e i_{ccb}) da topologia composta por dois FAPs, com a estratégia de divisão de funções e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) De i_{ca} para $\mu = 0$. (b) De i_{cb} para $\mu = 0$. (c) De i_{ca} para $\mu = 0,5$. (d) De i_{cb} para $\mu = 0,5$. (e) De i_{ca} para $\mu = 1$. (f) De i_{cb} para $\mu = 1$	78
6.4	Espectros da corrente do capacitor (i_{cca} e i_{ccb}) da topologia composta por dois FAPs, com a estratégia de divisão de funções e $f_{tb} = 4$ kHz. (a) De i_{ca} para $\mu = 0$. (b) De i_{cb} para $\mu = 0$. (c) De i_{ca} para $\mu = 0,5$. (d) De i_{cb} para $\mu = 0,5$. (e) De i_{ca} para $\mu = 1$. (f) De i_{cb} para $\mu = 1$	79
6.5	Espectros da corrente do capacitor (i_{cc}) da topologia convencional. (a) Para $\mu = 0$. (b) Para $\mu = 0,5$. (c) Para $\mu = 1$	81
6.6	Espectros da corrente do capacitor (i_{cca}) da topologia composta por associação, com a estratégia de divisão igual da compensação entre os filtros. (a) Para $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$. (b) Para $\mu_a = \mu_b = 0,5$. (c) Para $\mu_a = 1$ e $\mu_b = 0$	82
6.7	Espectros da corrente do capacitor (i_{cca} e i_{ccb}) da topologia proposta, com a estratégia de divisão de funções e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) De i_{ca} para $\mu = 0$. (b) De i_{cb} para $\mu = 0$. (c) De i_{ca} para $\mu = 0,5$. (d) De i_{cb} para $\mu = 0,5$. (e) De i_{ca} para $\mu = 1$. (f) De i_{cb} para $\mu = 1$	84
6.8	Espectros da corrente do capacitor (i_{cca} e i_{ccb}) da topologia composta por associação, com a estratégia de divisão de funções e $f_{tb} = 5$ kHz. (a) De i_{ca} para $\mu = 0$. (b) De i_{cb} para $\mu = 0$. (c) De i_{ca} para $\mu = 0,5$. (d) De i_{cb} para $\mu = 0,5$. (e) De i_{ca} para $\mu = 1$. (f) De i_{cb} para $\mu = 1$	85
6.9	Perdas no conversor do FAP convencional a três fios.	87
6.10	Perdas nos conversores da associação de FAPs a três fios. Considerando a divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros.	87
6.11	Perdas nos conversores da associação de FAPs a três fios. Considerando a divisão das funções de compensação dos filtros e variando-se f_{cb} . (a) Para $\mu = 0,5$. (a) Para $\mu = 0$	88
6.12	Melhores resultados de perdas das topologias a três fios.	90
6.13	Perdas no conversor do FAP convencional a quatro fios.	90
6.14	Perdas nos conversores do FAP proposto a quatro fios. Considerando a divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros.	91

6.15	Perdas nos conversores do FAP a quatro fios. Considerando a divisão das funções de compensação dos filtros e variando-se f_{cb} . (a) Para $\mu = 0,5$. (a) Para $\mu = 0$	92
6.16	Melhores resultados de perdas das topologias a quatro fios.	93
7.1	Resultado de simulação do FAP paralelo a três fios, convencional, com $\mu = 0,5$. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes do filtro (i_{f1}) e da carga (i_{l1}). (c) Tensão do barramento CC (V_{cc}). (d) Corrente do barramento CC (i_c).	96
7.2	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes dos filtros A e B (i_{fa} e i_{fb}).	97
7.3	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios. (a) Tensão do barramento CC do filtro A (V_{cca}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{ca}).	98
7.4	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes dos filtros A e B (i_{fa} e i_{fb}).	99
7.5	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras. (a) Tensão do barramento CC do filtro A (V_{cca}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{ca}).	99
7.6	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios. (a) Tensões e correntes da rede. (b) Correntes dos filtros A e B (i_{a1} e i_{b1}).	100
7.7	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com $f_t = 10$ kHz. (a) Tensão do barramento CC do filtro A (V_{cca}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{ca}).	101
7.8	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede. (b) Correntes dos filtros A e B (i_{a1} e i_{b1}).	102
7.9	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) Tensão do barramento CC do filtro A (V_{cca}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{ca}).	103

7.10	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 4$ kHz. (a) Tensões e correntes da red (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correstes dos filtros A e B (i_{a1} e i_{b1}).	104
7.11	Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 4$ kHz. (a) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{ca}).	105
7.12	Resultado de simulação do FAP paralelo a quatro fios convencional, com $\mu = 0,5$. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}).	106
7.13	Resultado de simulação do FAP paralelo a quatro fios convencional, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes i_{ln} e i_{fn} (b) Tensão e corrente do barramento CC (V_{cc} e i_c).	107
7.14	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn}	108
7.15	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).	109
7.16	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn}	110
7.17	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).	111
7.18	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com $f_t = 10$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn}	112
7.19	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com $f_t = 10$ kHz. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).	113

7.20	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn}	114
7.21	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).	115
7.22	Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 5$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn}	116
7.23	Resultado de simulação do FAP paralelo a quatro fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 5$ kHz. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).	117
7.24	Resultado experimental do FAP paralelo a três fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensões e correntes de alimentação (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}).	118
7.25	Resultado experimental do FAP paralelo a três fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensão e corrente da rede (v_{g1} e i_{g1}), corrente do filtro (i_{f1}) e corrente da carga (i_{l1}).	119
7.26	Resultado experimental do FAP paralelo a três fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensão do barramento CC, V_{cc}	119
7.27	Resultado experimental do FAP paralelo a três fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensões e correntes de alimentação (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}).	120
7.28	Resultado experimental do FAP paralelo a quatro fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensão e corrente da rede (v_{g1} e i_{g1}), corrente do filtro (i_{f1}) e corrente da carga (i_{l1}).	121

Lista de Símbolos

L_f – Filtro indutivo dos FAPs convencionais

q_1, q_2, q_3 e q_4 – Chaves de potência superiores dos FAPs convencionais

$\bar{q}_1, \bar{q}_2, \bar{q}_3$ e \bar{q}_4 – Chaves de potência inferiores dos FAPs convencionais

v_{g1}, v_{g2} e v_{g3} – Tensões da rede de alimentação trifásica

i_{g1}, i_{g2} e i_{g3} – Correntes de fase da rede de alimentação trifásica

r_f – Resistência do filtro indutivo L_f

l_f – Indutância do filtro indutivo L_f

p – Representa a função derivada, $p = d/dt$

v_{10}, v_{20}, v_{30} e v_{40} – Tensões de polo dos FAPs convencionais

v_{n0} – Tensões do neutro da rede (n) ao ponto médio do barramento CC (0) dos FAPs convencionais

i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} – Correntes de fase da carga

i_{f1}, i_{f2} e i_{f3} – Correntes dos FAPs convencionais

s_1, s_2, s_3 e s_4 – Estado de condução das chaves dos FAPs convencionais

V_{cc} – Tensão do barramento CC dos FAPs convencionais

$v_{10}^*, v_{20}^*, v_{30}^*$ e v_{40}^* – Tensões de polo de referência dos FAPs convencionais

v_{f1}^*, v_{f2}^* e v_{f3}^* – Tensões de referência geradas pelos controladores das correntes de entrada dos FAPs convencionais

v_h^* – Tensão auxiliar dos FAPs convencionais

V_{cc}^* – Tensão de referência do barramento CC dos FAPs convencionais

V_f^* – Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar v_h^*

$v_{f\max}^*$ e $v_{f\min}^*$ – Valores máximo e mínimo do vetor de tensão V_f^*

μ – Fator de distribuição de roda livre

R_c – Bloco do controlador PI da tensão do barramento CC das topologias convencionais

I_g^* – Amplitude de referência das correntes de fase da rede

i_{g123}^* (i_{g1}^* , i_{g2}^* e i_{g3}^*) – Correntes de fase de referência da rede

θ – Ângulo de sincronismo da corrente de fase da rede com a tensão da rede da mesma fase

$GEN - I_g$ – Bloco de sincronismo das correntes da rede com as tensões da rede

R_i – Bloco do controlador PI de dupla sequência das correntes de fase da rede elétrica, para as topologias convencionais

v_{f123}^* (v_{f1}^* , v_{f2}^* e v_{f3}^*) – Tensões de referência geradas pelos controladores de corrente da rede

i_{gn} – Corrente do neutro da rede elétrica

i_{fn} – Corrente, do filtro, que compensa o neutro do sistema

i_{ln} – Corrente do neutro da carga

L_a – Filtro indutivo do FAP A das topologias compostas por associação

L_b – Filtro indutivo do FAP B das topologias compostas por associação

q_{a1} , q_{a2} , q_{a3} e q_{a4} – Chaves de potência superiores do FAP A das topologias compostas por associação

\bar{q}_{a1} , \bar{q}_{a2} , \bar{q}_{a3} e \bar{q}_{a4} – Chaves de potência inferiores do FAP A das topologias compostas por associação

q_{b1} , q_{b2} , q_{b3} e q_{b4} – Chaves de potência superiores dos FAP B das topologias compostas por associação

\bar{q}_{b1} , \bar{q}_{b2} , \bar{q}_{b3} e \bar{q}_{b4} – Chaves de potência inferiores dos FAP B das topologias compostas por associação

r_a – Resistência do filtro indutivo L_a

l_a – Indutância do filtro indutivo L_a

r_b – Resistência do filtro indutivo L_b

l_b – Indutância do filtro indutivo L_b

i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} e i_{a4} – Correntes do FAP A das topologias compostas por associação

i_{b1} , i_{b2} , i_{b3} e i_{b4} – Correntes do FAP B das topologias compostas por associação

v_{a10_a} , v_{a20_a} , v_{a30_a} e v_{a40_a} – Tensões de polo do FAP A das topologias compostas por associação

v_{b10_b} , v_{b20_b} , v_{b30_b} e v_{b40_b} – Tensões de polo do FAP B das topologias compostas por associação

v_{n0_a} – Tensão do ponto (n) ao ponto (0_a) no centro do barramento CC do FAP A das topologias compostas por associação

v_{n0_b} – Tensão do ponto (n) ao ponto (0_b) no centro do barramento CC do FAP B das topologias compostas por associação

V_{cc_a} – Tensão do barramento CC do FAP A das topologias compostas por associação

V_{cc_b} – Tensão do barramento CC do FAP B das topologias compostas por associação

s_{a1} , s_{a2} , s_{a3} e s_{a4} – Estados de condução das chaves do FAP A das topologias compostas por associação

s_{b1} , s_{b2} , s_{b3} e s_{b4} – Estados de condução das chaves do FAP B das topologias compostas por associação

v_{a1}^* , v_{a2}^* e v_{a3}^* – Tensões de referência geradas pelos controladores das correntes de entrada relacionadas com FAP A das topologias compostas por associação

v_{b1}^* , v_{b2}^* e v_{b3}^* – Tensões de referência geradas pelos controladores das correntes de entrada relacionadas com FAP B das topologias compostas por associação

$v_{h_a}^*$ – Tensão auxiliar do FAP A das topologias compostas por associação

$v_{h_b}^*$ – Tensão auxiliar do FAP B das topologias compostas por associação

$V_{cc_a}^*$ – Tensão do barramento CC do FAP A das topologias compostas por associação

$V_{cc_b}^*$ – Tensão do barramento CC do FAP B das topologias compostas por associação

V_a^* – Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar $v_{h_a}^*$

$v_{a_{\max}}^*$ e $v_{a_{\min}}^*$ – Valores máximo e mínimo do vetor de tensão V_a^* .

V_b^* – Vetor das tensões associadas a tensão auxiliar $v_{h_b}^*$

$v_{b_{\max}}^*$ e $v_{b_{\min}}^*$ – Valores máximo e mínimo do vetor de tensão V_b^*

μ_a – Fator distribuição de roda livre associado ao FAP A das topologias compostas por associação

μ_b – Fator distribuição de roda livre associado ao FAP B das topologias compostas por associação

$v_{t1}, v_{t2}, v_{t3}, \dots$ e v_{t6} – Portadoras PWM

$\theta_{t1}, \theta_{t2}, \theta_{t3}, \dots$ e θ_{t6} – Ângulos de fase das portadoras PWM

f_{ca} – Frequência de chaveamento do FAP A das topologias compostas por associação

f_{cb} – Frequência de chaveamento do FAP B das topologias compostas por associação

f_{t1} e f_{t2} – Frequência de duas das portadoras PWM

R_{c_a} – Bloco do controlador PI da tensão do barramento CC do FAP A das topologias compostas por associação

I_{ga}^* – Amplitude de referência das correntes de fase da rede, geradas pelo controlador R_{c_a}

i_{ga123}^* (i_{ga1}^* , i_{ga2}^* e i_{ga3}^*) – Referência das correntes de fase da rede, geradas pelo controlador R_{c_a}

R_{i_a} – Bloco do controlador PI de dupla sequência das correntes de fase da rede elétrica, para o FAP A das topologias propostas

R_{c_b} – Bloco do controlador PI da tensão do barramento CC do FAP B das topologias compostas por associação

I_{gb}^* – Amplitude de referência das correntes de fase da rede, geradas pelo controlador R_{c_b}

R_{i_b} – Bloco do controlador PI de dupla sequência das correntes de fase da rede elétrica, para o FAP B das topologias propostas

i_{gb123}^* (i_{gb1}^* , i_{gb2}^* e

i_{gb3}^*) – Referência das correntes de fase da rede, geradas pelo controlador R_{cb}

i_{lodq} (i_{lo} , i_{ld} e i_{lq}) – Correntes da carga no referencial síncrono

T – Matriz transformação 123 - dq

F_{PB} – Filtro passa baixa

k – Ganho do filtro

w_c – Frequência angular de corte do FPB

ζ – Constante de amortecimento do FPB

i_{rb123}^* (i_{rb1}^* , i_{rb2}^* e i_{rb3}^*) –

i_{b123}^* (i_{b1}^* , i_{b2}^* e i_{b3}^*) – Correntes de referência do FAP B das topologias compostas por associação

i_{an} – Corrente do quarto fio, do FAP A a quatro fios, conectado ao neutro do sistema

i_{bn} – Corrente do quarto fio, do FAP B a quatro fios, conectado ao neutro do sistema

F_{PF} – Filtro passa faixa

B – Largura de banda de passagem do FPF

w_o – Frequência central do FPF

C_{cc} – Capacitância do barramento CC

\vec{v}_f – Fator de tensão do FAP

\vec{v}_g – Fator de tensão da rede

j – Unidade imaginária, ($\sqrt{-1}$)

w – Frequência angular da rede elétrica

\vec{i}_f – Fator de corrente do FAP

m_a – Índice de modulação do FAP A das topologias compostas por associação

$V_{f_{\max}}$ – Valor de amplitude máxima da tensão do filtro

$\Delta I_{f(p-p)_{\max}}$ – Variação máxima da corrente de pico do filtro

$L_{f \min}$ – Indutância mínima do filtro

$L_{f \max}$ – Indutância máxima do filtro

I_h – Componente harmônica da corrente

i_c – Corrente do barramento CC do FAP das topologias convencionais

i_{c_a} – Corrente do barramento CC do FAP A das topologias compostas por associação

i_{c_b} – Corrente do barramento CC do FAP B das topologias compostas por associação

V_{base} – Tensão de base do sistema

S_{base} – Potência aparente de base do sistema

$V_{g_{RMS}}$ – Valor RMS da tensão da rede

$V_{l_{RMS}}$ – Valor RMS da tensão da carga

$I_{l_{RMS}}$ – Valor RMS da corrente da carga

$\cos(\phi)$ – Fator de potência da carga

$THD(p)$ – Distorção harmônica total

Y_1 – Amplitude da componente fundamental da variável analisada

Y_n – Amplitude da n-ésima harmônica da variável analisada

f_{cbmn} – Frequência mínima de chaveamento do FAP B das topologias compostas por associação

v_{a1n} – Tensão do ponto (a1) do FAP A, das topologias compostas por associação, ao ponto (n)

v_{b1n} – Tensão do ponto (b1) do FAP B, das topologias compostas por associações, ao ponto (n)

$P_{c,loss}$ – Perdas de potência do barramento CC

ESR – Resistência série equivalente do barramento CC

I_c – Componente harmônica da corrente do barramento CC

$P_{c,loss}^{lf}$ – Perdas de potência de baixa frequência do barramento CC

$P_{c,loss}^{hf}$ – Perdas de potência de alta frequência do barramento CC

$ESR_{(100\text{ Hz})}$ – Resistência série equivalente dos capacitores a uma frequência de 100 Hz

$I_{c,RMS}$ – Corrente RMS do capacitor

$I_{c,RMS}^{lf}$ – Corrente RMS do capacitor das harmônicas de baixa frequência

$I_{c,RMS}^{hf}$ – Corrente RMS do capacitor das harmônicas de alta frequência

\bar{i}_c – Corrente média do capacitor

τ_1, τ_2, τ_3 e τ_4 – São os intervalos de tempo em que as chaves q_1, q_2, q_3 e q_4 estão fechadas, respectivamente.

T_s – Período PWM

P_{cd} – Perda de condução nos semicondutores

P_{ch} – Perda de chaveamento nos semicondutores

T_j – Temperatura de junção nos semicondutores

i_{cl} – Corrente instantânea no coletor

a, b, c, \dots e i – são os parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea do coletor

P_t – Perdas totais nos semicondutores

Glossário

- C – Convencional
- CA – Corrente Alternada
- CC – Corrente Contínua
- DSP – Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor*)
- FAP – Filtro Ativo de Potência
- FPB – Filtro Passa-Baixas
- FPF – Filtro Passa-Faixas
- IGBT – Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulates Gate Bipolar Transistor*)
- PI – Proporcional e Integral
- PLL – Malha de Captura de Fase (*Phase-Locked Loop*)
- PWM – Modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*)
- P-1P – Proposta utilizando uma portadora PWM
- P-2P – Proposta utilizando duas portadora PWM
- P-6P – Proposta utilizando seis portadora PWM
- RMS – Valor Médio Quadrático (*Root Mean Square*)
- RNA – Rede Neural Artificial
- THD – Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion*)
- VSI – Inversor Fonte de Tensão (*Voltage Source Inverter*)

1

Introdução Geral

1.1 Localização do Tema

A qualidade de energia se tornou uma grande preocupação entre distribuidores e todos os tipos de consumidores industriais e comerciais. O uso intensivo de cargas não lineares tais como retificadores, inversores de frequência, computadores e alguns sistemas de economia de energia tem elevado os níveis de distorção harmônica a patamares não aceitáveis sob a perspectiva de qualidade de energia (Stones e Collinson, 2001).

Distorções harmônicas elevadas, em tensão e corrente, aumentam as perdas em linhas de transmissão, causam danos e perdas em transformadores (Bennett et al., 1997), aumentam as perdas em capacitores, elevando a temperatura dos mesmos, provocam redução de produtividade e da vida útil dos componentes e pode até mesmo danificar equipamentos (Wagner et al., 1993).

Além da presença de harmônicos no sistema um outro problema é o nível de energia reativa demandado pelas cargas, pois estes também afetam a eficiência dos sistemas e podem produzir sobre-tensões em transformadores, provocando também, redução da qualidade da energia (Leon-Martinez et al., 2007).

Cargas desequilibradas, tais como computadores, produzem aumento de corrente no neutro do sistema, o que pode aumentar os níveis de tensão, entre neutro e terra, a níveis não permissíveis (Gruzs, 1990). Isto também resulta em dano físico e mal funcionamento do

equipamento.

Devido ao surgimento dessas cargas e a necessidade de uma regulação surgiram as normas que especificam valores toleráveis tanto para harmônicos quanto para reativos. As normas (IEC61000-3-2, 2005) e (IEC/TS61000-3-4, 1998) especificam os limites de componentes harmônicas de corrente que podem ser produzidas por uma carga. E a portaria 1596 de 23/12/1993 do Departamento Nacional de Águas e Energia (DNAEE) determina valor mínimo para fator de potência, igual a 0,92.

Neste contexto, tem-se estimulado o uso de Filtro Ativo de Potência (FAP) como uma alternativa viável para controlar os níveis de harmônicas e reativos em instalações. Desde que foi estabelecido os princípios para o funcionamento dos filtros ativos, na década de 1970 (Sasaki e Machida, 1971), (Ametani, 1976), (Gyugi e Strycula, 1976) e (Mohan et al., 1977), este tema tem atraído a atenção de pesquisadores e engenheiros que se preocupam com os efeitos das harmônicas nos sistemas.

Os FAPs são divididos em duas categorias:

- (I) FAP monofásico: como nos trabalhos de (Fangjing et al., 2010), (Han, 2009), (De Souza e Martins, 2008), (Welsh et al., 2000), (Hsu e Wu, 1996) e (Torrey e Al-Zamel, 1994) são geralmente utilizados em sistemas de baixa potência, podendo ser ligados vários deles numa mesma linha de distribuição ao invés de ligar um único filtro, de maior potência, na entrada do sistema. Isto permite uma melhor seleção na compensação de harmônicas, com diferentes condições de funcionamento. Na Figura 1.1(a) é mostrado um exemplo de FAP monofásico conectado a um sistema composto por uma fonte de alimentação e uma carga monofásica;
- (II) FAP trifásico: podem ser utilizados em sistemas trifásicos em geral. Em sistemas de baixa potência podem substituir FAPs monofásicos. Para sistemas trifásicos a escolha da configuração do filtro depende da carga ser ou não equilibrada. Por exemplo, para cargas desequilibradas utiliza-se filtros a quatro fios. Existem, na literatura, diversos estudos de filtros trifásicos, como nos textos: (Elmitwally et al., 2000), (Chaoui et al., 2006), (Lamich et al., 2008) e (Karimi-Ghartemani et al., 2009). Na Figura 1.1(b) é mostrado um exemplo de FAP trifásico conectado a um sistema de alimentação e a uma carga trifásica.

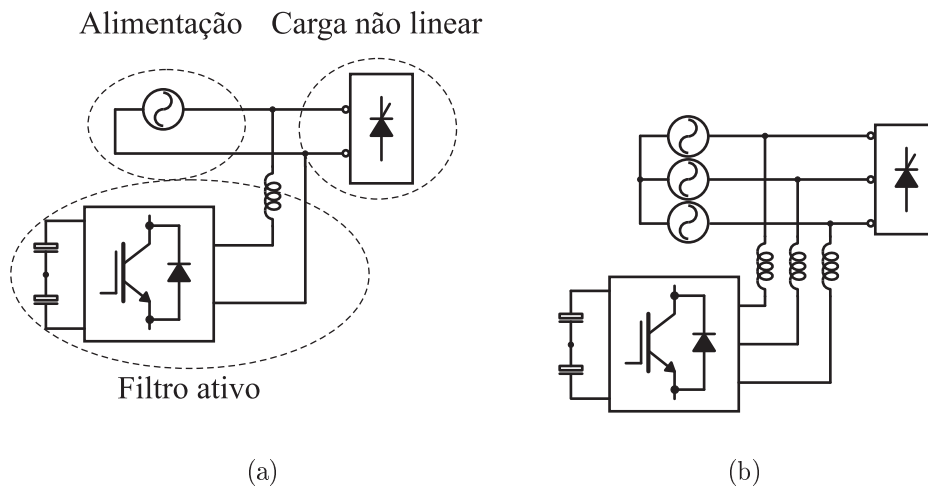


Figura 1.1: Exemplos de FAP de diferentes categorias: (a) FAP monofásico (b) e FAP trifásico.

Para cada categoria de filtro, existem diferentes tipos de FAP que podem ser classificados segundo alguns critérios (El-Habrouk et al., 2000), mostrados a seguir:

(a) Potência e velocidade de resposta exigida pelo sistema: essas características são importantes na decisão da estratégia de controle a ser implementada no filtro. Existem três tipos de aplicações para FAPs monofásicos e trifásicos, no que se refere a potência. Sendo descritas como:

- Aplicações de baixa potência: esse tipo de aplicação abrange, principalmente, sistemas com potência inferior a 100 kVA. Ela está associada com áreas residenciais, edifícios comerciais, hospitais, com diferentes tipos de fábricas de pequeno e médio porte e sistemas de acionamento de máquinas. Esta gama de aplicação empregam técnicas sofisticadas de dinâmica de filtros ativos, principalmente aquelas com alto número de pulsos de tensão PWM. E seu tempo de resposta é relativamente mais rápido do que outras técnicas, que vão desde dezenas de microsegundos a milissegundos.
- Aplicações de média potência: já esse tipo de aplicação abrange sistemas com potência de 100 kVA a 10 MVA (Akagi, 1996). Ela está associada com sistemas de distribuição de média a alta tensão (Xu et al., 1995) e sistemas de acionamento de alta tensão. O tempo de resposta desses filtros é da ordem de milissegundos.
- Aplicações de alta potência: por fim, aplicações de alta potência abrangem sistemas

de potência maior que 10 MVA. A implementação de filtros, em tais sistemas, é extremamente ineficaz, devido à falta de dispositivos de comutação de alta frequência para controlar o fluxo de corrente, nesta potência. Felizmente, a poluição harmônica em alta potência não é um problema tão grande como em sistemas de baixa potência.

(b) configurações e conexões dos FAPs:

- FAP paralelo: o FAP paralelo (Lamich et al., 2008) é a classe de filtro ativo mais importante e mais utilizado em processos industriais. Ele é conectado ao circuito de alimentação principal, conforme mostrado na Figura 1.2(a). O objetivo deste filtro é cancelar as harmônicas de correntes originados na carga, ele também pode contribuir para a compensação de reativos e equilíbrio das três correntes de fase da alimentação. Como será mostrado, também é possível conectar agrupar no sistema vários FAPs paralelos, para atender a correntes mais elevadas, tornando este tipo de circuito apropriado para uma ampla faixa de potência.
- FAP série: (Nastran et al., 1994), (Jacobina et al., 2008), esta configuração produz uma tensão chaveada que é adicionada ou subtraída da tensão de alimentação, para manter a tensão da carga aproximadamente senoidal pura. Este tipo de filtro é importante para dispositivos sensíveis a variações de tensão. É mostrado na Figura 1.2(b) um exemplo de conexão deste tipo de circuito.
- Outras combinações de FAP: combinações de diferentes tipos de FAP formam filtros capazes de trazer benefícios para algumas aplicações específicas. Existem diferentes combinações entre filtros, na Figura 1.2(c) é mostrado a combinação do FAP paralelo com o FAP série, outra possibilidade é a combinação FAP com filtros passivos.

(c) Parâmetros a serem compensados:

- Compensação de reativos: a maioria dos pesquisadores tratam a compensação de reativos sem que seja exigido o uso de FAP (Joos et al., 1991), outros utilizam combinações de FAP e filtro passivo (Jou et al., 2006). Pois os filtros passivos possuem baixo custo e melhor eficiência comparados aos FAP.
- Compensação de harmônicas: esse é o parâmetro mais importante de compensação

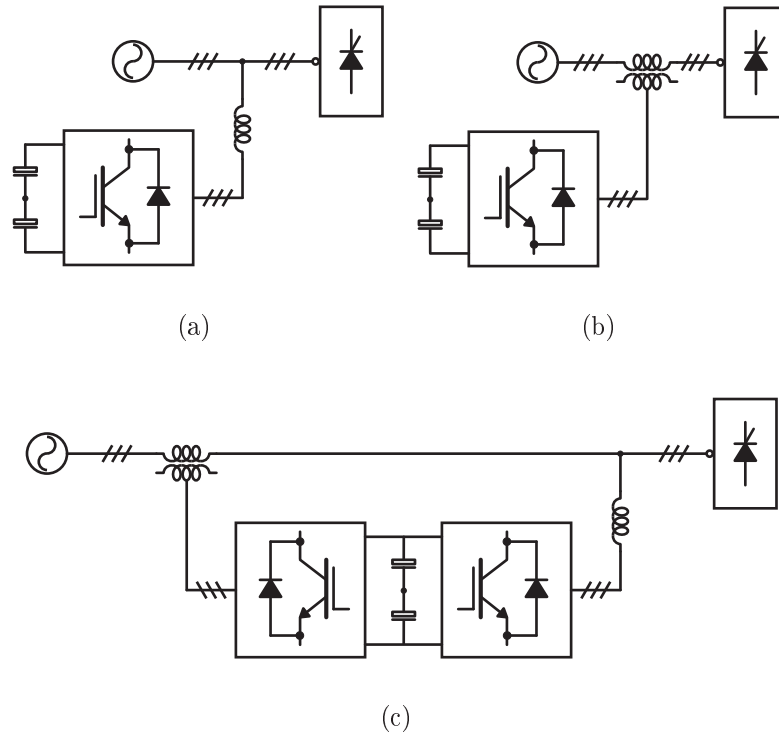


Figura 1.2: Exemplos de diferentes topologias de FAPs: (a) FAP paralelo. (b) FAP série. (c) FAP série-paralelo.

do sistema. A compensação de harmônicas subdividi-se em compensação de harmônicas de corrente e compensação de harmônicas de tensão.

- **Compensação de desbalanciamento**: este problema existe principalmente em sistemas de distribuição de baixa e média tensão, onde as correntes, e consequentemente as tensões, não são equilibradas. Nestes casos são utilizados FAP a quatro fios, como será visto adiante.
- **Múltipla compensação**: podem ser feitas combinações dos distúrbios a serem compensados, dentre os já comentados. A compensação será feita de acordo com os padrões de qualidade que se deseja atingir ou de acordo com a carga, que afeta o sistema.

(d) Técnicas de controle empregadas:

- **Controle em malha aberta**: neste tipo de controle o filtro injeta uma quantidade fixa de harmônicas ou reativos ao sistema para compensar os efeitos da carga no sistema, não existindo nenhuma medição, no sistema, que averigue se o controle

está sendo efetivado. Nesse caso deve-se conhecer bem a carga, para se obter a compensação desejada.

- **Controle em malha fechada:** ao contrário do malha aberta, as técnicas de malha fechada requerem medições das variáveis a serem controladas. Para implementação desta técnica utiliza-se microcontroladores, por exemplo o DSP (Processador Digital de Sinais). Sistemas controlados em malha fechada são mais precisos, do ponto de vista da quantidade de harmônicas e reativos que o filtro possa compensar.

Os FAPs apresentam melhor desempenho na compensação de harmônicas e reativos, ocupam menor espaço físico e são mais versáteis, comparados aos filtros passivos, que utilizam capacitores, indutores e resistores. Estes componentes influenciam na impedância equivalente do sistema e podem causar ressonância série ou paralela com a rede elétrica (Das, 2004). No entantanto, o FAP são inferiores em custo e eficiência, como apresentado em (Akagi, 2005).

1.2 Contribuições do Trabalho

Neste trabalho é realizado um estudo de FAPs paralelos trifásicos de baixa e média potência, realizando múltipla compensação. Serão estudados quatro topologias desses filtros, duas delas serão denominadas topologias convencionais e todo o estudo se baseará nelas. As outras duas topologias são compostas por associações das topologias convencionais.

Serão descritas técnicas para reduzir as distorção harmônicas da corrente da rede elétrica e as perdas, nos dispositivos semicondutores e no barramento CC do FAP. São apresentados os estudos dos FAPs convencionais e da associação entre dois deles. Para cada topologia a ser estudada, será realizada a modelagem dinâmica das correntes do sistema, a estratégia PWM e estratégia de controle.

Serão propostas duas estratégias de controle para as topologias compostas por associações. Uma delas impõe a divisão o fluxo de corrente igualmente entre os filtros e a segunda divide as funções de compensação entre os filtros. Estas estratégias ajudam a reduzir as perdas totais do sistema e ampliam a faixa de potência do FAP.

Será avaliado o impacto da utilização de uma, duas, ou seis portadoras PWM no desempenho do filtro e diferentes valores do fator de distribuição de roda livre (μ). Serão propostos

estratégias de controle que utilizam um número reduzido de controladores e de filtros digitais, quando comparados com as estratégias propostas em (dos Santos et al., 2010). Elas também tornam o sistema mais tolerante a falta. Serão apresentadas também, configurações que apresentam uma redução nas distorções harmônicas das correntes entregues à rede. Também serão mostradas técnicas para se reduzir as perdas de chaveamento, trabalhando-se com frequências, do PWM, diferentes em cada filtro.

Além disso, serão obtidos os perfis dos espectros das harmônicas das correntes nos bancos de capacitores do barramento CC, para todas as topologias. Desta maneira, é possível estimar as perdas de alta frequência dessas topologias. Por fim, a partir da ferramenta proposta em (Dias et al., 2009) e (Cavalcanti et al., 2003), será realizada a estimação das perdas de chaveamento e condução nos semicondutores.

1.3 Revisão Bibliográfica

Esta seção apresenta uma revisão dos textos produzidos e publicados na literatura nos últimos anos, cujo o tema se enquadra em: associação filtros ativos paralelos com ou sem conexão de neutro. Com o objetivo de mostrar como este tema vem sendo tratado recentemente.

Esta seção é dividida em três subseções, abordando os tópicos que mais auxiliaram no desenvolvimento deste trabalho: FAP paralelo a três fios, a quatro fios e associação de FAPs paralelos.

1.3.1 FAP Paralelo a Três Fios

O FAP paralelo, como já foi comentado anteriormente, é a categoria de filtro ativo mais utilizado e mais importante em processos industriais. Os FAP a três fios são usados em sistemas a três fios onde a carga é equilibrada. Diversos tipos de controle são empregados para garantir a compensação de corrente pelos FAPs paralelos. Como a estratégia que utiliza a teoria das potências instantâneas, proposta inicialmente por (Akagi et al., 1984) e hoje utilizada por trabalhos como: (Kazemzadeh et al., 2010) e (Watanabe et al., 2010). Outros trabalhos como, (Bhattacharya e Chakraborty, 2011), utilizam técnicas de controle

que empregam a previsão e propriedades de adaptação de redes neurais artificiais (RNAs) na estimativa da corrente de compensação. Reduzindo assim, o esforço computacional. Outra técnica é a da filtragem no domínio do tempo para identificar as componentes a serem compensadas como em (Bhattacharya et al., 1998). Podendo ser utilizados também filtragem no domínio da frequência utilizada por (Nunez-Noriega e Karady, 1999).

As pesquisas em FAP tem se concentrado em filtros que utilizam conversores fonte de tensão, mas também pode-se utilizar os conversores fonte de corrente nos filtros ativos. Estes apresentam rendimentos semelhantes na filtragem porém o FAP com o conversor fonte de corrente apresenta maiores perdas no barramento CC e necessitam de uma indutância elevadíssima neste barramento. Alguns trabalhos apresentam comparações a respeito da utilização desses conversores, tais como (Benchaita et al., 1999) e (Routimo et al., 2007).

1.3.2 FAP a Quatro Fios

Os filtros ativos a quatro fios são utilizados nas aplicações em que a carga é desbalanceada ou que exista excesso de corrente no neutro. Diversas topologias de FAP são propostas para suprir as correntes harmônicas em sistemas a quatro fios. Em (Hou e Huang, 2010) é proposto a utilização de três FAP monofásicos conectados em paralelo com as cargas do sistema. Esta configuração apresenta como vantagens a confiabilidade e simplicidade da instalação.

No trabalho (Grino et al., 2007) é conectado o quarto fio no ponto central do barramento, como mostrado na Figura 1.3. Já em (Quinn e Mohan, 1992) é feito o mesmo e também propõe-se a utilização de um quarto braço. Nas estruturas com este tipo de conexão no centro barramento apresentam problemas de desbalanceamento dos barramentos e aumento das perdas nos mesmos. Em (Ferreira et al., 2008) é realizado a mesma conexão no centro do barramento CC, porém é proposto uma técnica de controle para garantir o equilíbrio entre os dois barramentos, compensando a corrente no neutro do sistema.

Filtros ativos compostos por conversores multiníveis NPC também são utilizados em sistemas a quatro fios, como nos trabalhos (Lin et al., 2004) e (Vodyakho e Mi, 2009). Também são utilizados em sistemas a quatro fios filtros série-paralelo vistos em (Khadkikar e Chandra, 2009) e (Oliveira da Silva et al., 2010).

Para suprir a corrente no neutro do sistema podem ser utilizados filtros série como o

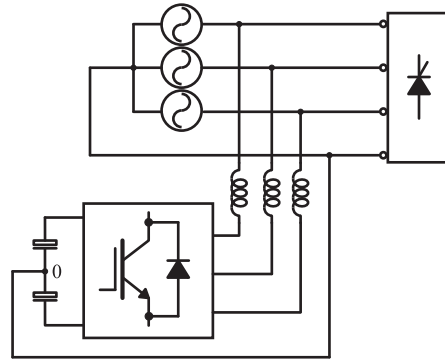


Figura 1.3: Exemplo de FAP a quatro fios com conexão no centro do barramento.

proposto em (Wada e Shimizu, 2002) e (Zadeh e Farjah, 2009). Também são utilizadas estruturas híbridas, como foi estudado em (Choi e Jang, 2004) e (Wang e Pang, 2008). Neste último é utilizado um transformador *zig-zag* e um filtro ativo suprindo assim apenas as correntes harmônicas do neutro.

1.3.3 Associação de FAPs Paralelos

As associações de conversores estáticos em paralelo vêm sendo usadas em diferentes aplicações (retificadores, inversores, FAPs, etc.), devido as suas vantagens frente às topologias convencionais. Estas associações vem sendo desenvolvidas com o objetivo de superar as dificuldades em relação aos níveis de correntes suportados pelas chaves de potência. E para uma capacidade fixa de potência, tem-se a redução de esforços das chaves, devido a divisão do fluxo de potência entre os filtros. Além de melhorar a redundância do sistema devido ao gerenciamento de potência entre os filtros e ao controle tolerante a falta.

Com relação ao desempenho do filtro, as associações de filtros possibilitam a redução da distorção harmônica das correntes de entrada, devido a utilização de múltiplas portadoras PWM, com mesma amplitude, porém defasadas uma da outra (Beechner e Sun, 2008) e (Zhang et al., 2010). Reduz também as componentes harmônicas das correntes dos capacitores do barramento CC, aumentando o tempo de vida deste (Amaral e Cardoso, 2008), (Harada et al., 1993) e (Chen et al., 2008). Podendo existir a possibilidade de redução das perdas totais nos semicondutores, em comparação com as topologias convencionais.

Em (Asiminoaei et al., 2008), (Asiminoaei et al., 2006) e (Asimmoaei et al., 2006) é proposto um FAP composto por dois inversores trifásicos (VSI - *Voltage Source Inverter*),

utilizando IGBTs, conectados em paralelo, sem uso de transformadores e com um barramento CC, como mostrado na Figura 1.4(b). A associação em paralelo nesse caso, reduz os níveis de corrente de cada braço do inversor, ampliando a faixa de potência que o mesmo pode trabalhar e reduzindo perdas. Esses trabalhos, utilizam a técnica de *interleaved* para reduzir, ainda mais, a distorção harmônica da corrente de entrada. É proposto, também, para minimizar a alta frequência da corrente de circulação, a utilização de indutores de modo comum na saída de cada inversor, o que permite a redução dos indutores de filtro.

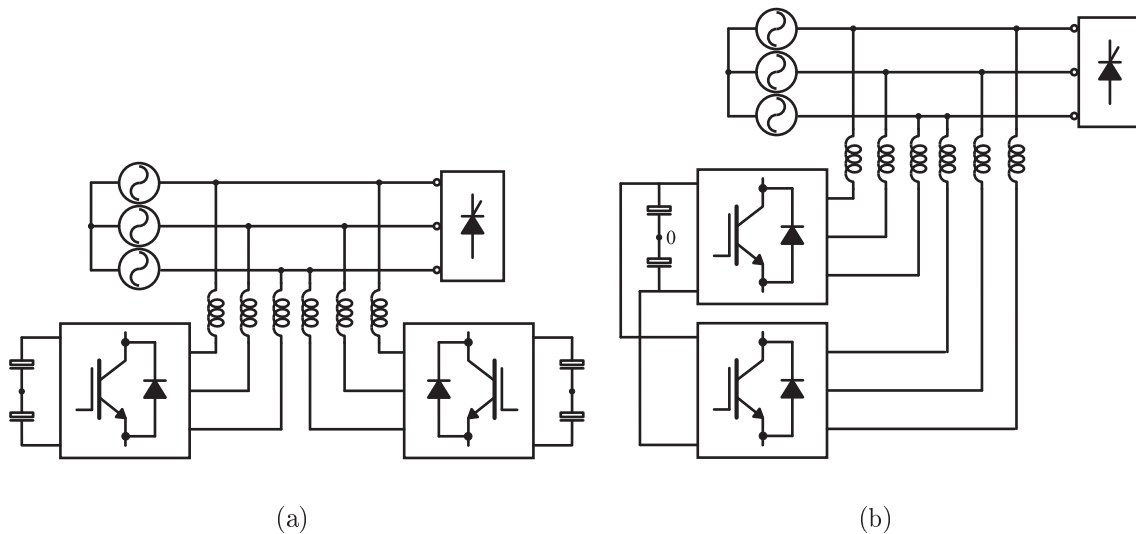


Figura 1.4: Associação de FAPs paralelos: (a) barramento duplo (b) e barramento único.

Em (dos Santos et al., 2010) e (Maciel, 2009) é proposto a associação de FAP paralelo, com a estratégia de divisão de funções entre os filtros, onde um dos filtros compensará apenas harmônicas e o segundo filtro apenas reativos. Com isto é reduzido a frequência de chaveamento do filtro responsável pela compensação de reativos, reduzindo assim as perdas totais do sistema.

1.4 Organização do Trabalho

Neste trabalho são estudadas quatro topologias de FAPs paralelos. Todo o estudo é realizado em oito capítulos, o primeiro deles é a presente introdução, em que se enquadra a localização do tema, uma revisão de trabalhos relacionados com o assunto tratado nesta dissertação e se aponta os objetivos a se atingir, além de descrever a estrutura da dissertação.

No capítulo dois é apresentado as topologias de FAPs paralelos convencionais a três e quatro fios, essas topologias serviram de base para o desenvolvimento das topologias propostas. No capítulo três estuda-se as topologias compostas por dois FAPs a três ou quatro fios, formadas pela associações das topologias convencionais, analisando duas estratégias de controle para cada topologia.

No quarto capítulo é realizado o dimensionamento do FAP, desde seus indutores de filtro aos capacitores do barramento. São apresentados também os parâmetros utilizados em simulações.

No quinto capítulo são analisadas, para todas as topologias estudadas nos capítulos anteriores, as distorções harmônicas das correntes da rede elétrica, para diferentes condições de operação.

No sexto capítulo são realizados os estudos das perdas de chaveamento e condução nas chaves de potência (IGBTs) para todas as topologias estudadas neste trabalho, realizando-se a análise comparativa delas. Também, neste capítulo, estuda-se o comportamento das harmônicas de alta frequência da corrente nos capacitores dos barramentos CC e estima-se as perdas de alta frequência neles.

No sétimo capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais das topologias estudadas, para que sejam validadas as topologias compostas por associações de FAPs.

Por último, no oitavo capítulo são apresentados as principais conclusões deste estudo e aponta-se as linhas para futuros desenvolvimentos.

2

Filtro Ativo de Potência Paralelo Convencional

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas duas topologias de FAP paralelo, como podem ser vistas nas Figuras 2.1 e 2.4, denominadas aqui de topologias convencionais. Estas topologias foram propostas com o intuito de suprir reativos e harmônicas de cargas trifásicas ou de um conjunto de cargas monofásicas, em cenários de baixa e média potência. Para essas topologias serão desenvolvidos os modelos dinâmicos das correntes, estratégia PWM e estratégia de controle, que garantem uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede e também a regulação da tensão do barramento CC.

2.2 FAP Paralelo a Três Fios

O FAP paralelo a três fios é aplicado quando não há nenhuma exigência para equilibrar as correntes da rede trifásica e o objetivo é eliminar o maior número de correntes harmônicas e reativos, possíveis.

Na Figura 2.1 é mostrado o FAP paralelo para cargas a três fios, equilibradas. Este é formado por uma fonte de alimentação trifásica, um conversor trifásico em ponte completa, uma carga não linear trifásica, três filtros indutivos L_f e um barramento CC. O conversor é

formado pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3$ e \bar{q}_3 , sabe-se que as chaves q e \bar{q} são complementares.

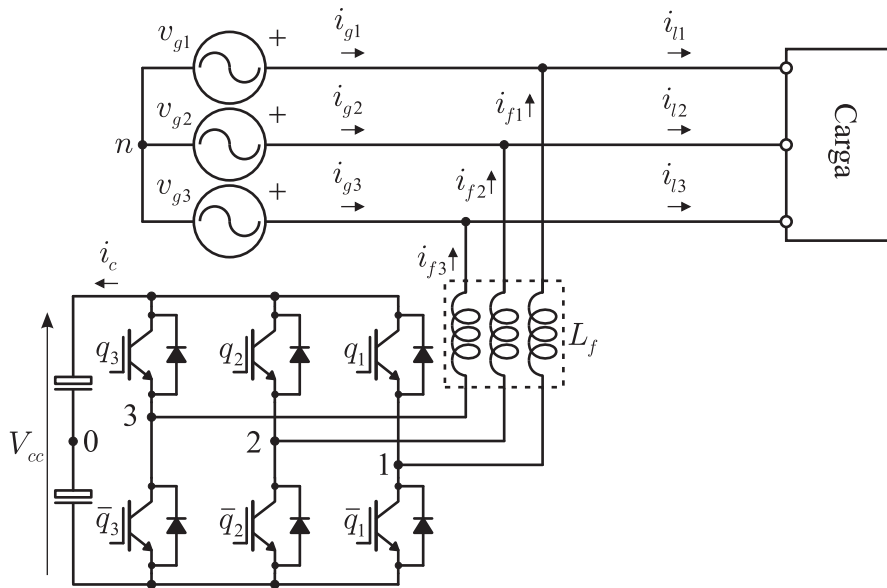


Figura 2.1: FAP paralelo convencional a três fios.

2.2.1 Modelo do Sistema

A seguir é apresentado o modelo do FAP paralelo a três fios, mostrado na Figura 2.1. Este modelo pode ser obtido a partir de um circuito ideal, como pode ser visto na Figura 2.2.

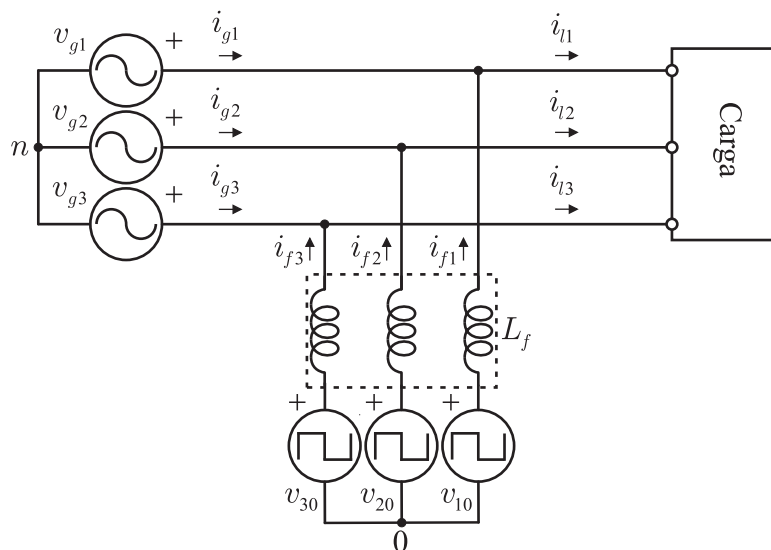


Figura 2.2: Circuito ideal do FAP paralelo convencional a três fios

Da Figura 2.2 pode-se escrever as equações do filtro:

$$v_{g1} + r_f i_{f1} + l_f p i_{f1} - v_{f1} = 0 \quad (2.1)$$

$$v_{g2} + r_f i_{f2} + l_f p i_{f2} - v_{f2} = 0 \quad (2.2)$$

$$v_{g3} + r_f i_{f3} + l_f p i_{f3} - v_{f3} = 0 \quad (2.3)$$

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{f1} \quad (2.4)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{f2} \quad (2.5)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{f3} \quad (2.6)$$

Onde

$$v_{f1} = v_{10} - v_{n0} \quad (2.7)$$

$$v_{f2} = v_{20} - v_{n0} \quad (2.8)$$

$$v_{f3} = v_{30} - v_{n0} \quad (2.9)$$

e v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} são as tensões de alimentação trifásica do sistema; r_f e l_f são, respectivamente, resistência e indutância do filtro L_f ; $p = \frac{d}{dt}$; v_{10} , v_{20} e v_{30} são as tensões de polo e v_{n0} é a tensão do neutro da rede (n) até o ponto médio do barramento CC (0), que pode ser obtida pelo somatório das equações (2.1)-(2.3), resultando em:

$$v_{n0} = \frac{v_{10} + v_{20} + v_{30}}{3}. \quad (2.10)$$

2.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{10} , v_{20} e v_{30} do filtro, dependem dos estados de condução das chaves, ou seja,

$$v_{10} = (2s_1 - 1) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.11)$$

$$v_{20} = (2s_2 - 1) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.12)$$

$$v_{30} = (2s_3 - 1) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.13)$$

onde V_{cc} é a tensão do barramento CC e s_1 , s_2 e s_3 são os estados de condução das chaves de cada braço que são definidos por variáveis binárias. Deste modo, quando $s_j = 1$, a chave encontra-se fechada e, quando $s_j = 0$, a chave encontra-se aberta, com $j = 1, 2, 3$.

As tensões v_{f12}^* (v_{f1}^* e v_{f2}^*) são as tensões de referência fornecidas pelos controladores de corrente. Admitindo-se que o sistema é equilibrado, v_{f3}^* pode ser obtido por

$$v_{f3}^* = -v_{f1}^* - v_{f2}^*, \quad (2.14)$$

desta forma, pode-se escrever estas tensões como:

$$v_{f1}^* = v_{10}^* - v_{n0}^* \quad (2.15)$$

$$v_{f2}^* = v_{20}^* - v_{n0}^* \quad (2.16)$$

$$v_{f3}^* = v_{30}^* - v_{n0}^*. \quad (2.17)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação das tensões de polo de referência (v_{10}^* , v_{20}^* e v_{30}^*) com o sinal da onda triangular de alta frequência, também chamada de portadora PWM. Essas tensões são obtidas pelas equações (2.15)-(2.17), fazendo $v_{n0}^* = v_h^*$, como vê-se a seguir:

$$v_{10}^* = v_{f1}^* + v_h^* \quad (2.18)$$

$$v_{20}^* = v_{f2}^* + v_h^* \quad (2.19)$$

$$v_{30}^* = v_{f3}^* + v_h^*. \quad (2.20)$$

A tensão auxiliar (v_h^*) pode ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja,

$$v_{h \max}^* = \frac{V_{cc}^*}{2} - v_{f \max}^* \quad (2.21)$$

$$v_{h \min}^* = -\frac{V_{cc}^*}{2} - v_{f \min}^* \quad (2.22)$$

onde V_{cc}^* é a tensão de referência do barramento CC, $v_{f \max}^* = \max |V_f^*|$ e $v_{f \min}^* = \min |V_f^*|$, com $V_f^* = \{v_{f1}^*, v_{f2}^*, -v_{f1}^* - v_{f2}^*\}$. A tensão auxiliar (v_h^*) pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre (μ), definido em (Jacobina et al., 2001) e (Blasko, 1997), como:

$$v_h^* = \mu v_{h \max}^* + (1 - \mu) v_{h \min}^* \quad (2.23)$$

onde $0 \leq \mu \leq 1$. Nota-se que, quando o valor de $\mu = 0$ é selecionado obtém-se o valor mínimo v_h^* ($v_h^* = v_{h \min}^*$) e quando $\mu = 1$ é selecionado obtém-se o valor máximo da tensão v_h^* ($v_h^* = v_{h \max}^*$). Nestes casos, um dos braços do FAP opera com a frequência de chaveamento nula. Quando escolhe-se o valor de $\mu = 0,5$, é obtido o valor médio de v_h^* , centralizando os pulsos de tensões. Com isto, geralmente, ocorre uma redução na THD.

2.2.3 Estratégia de Controle

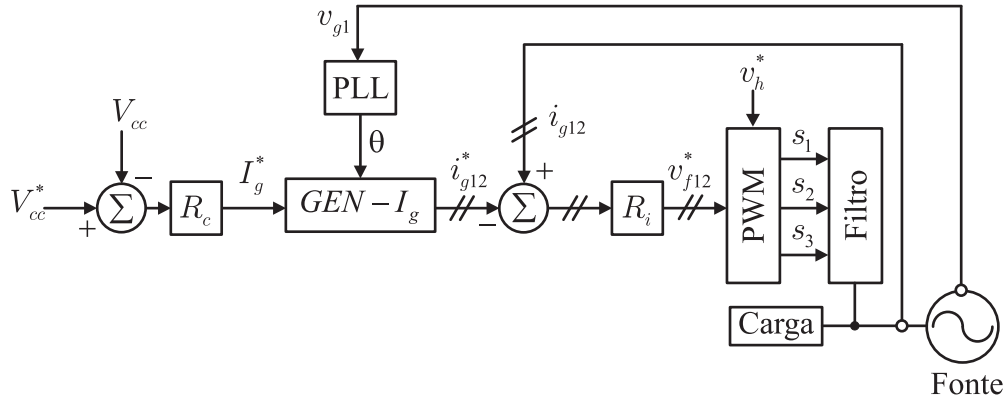


Figura 2.3: Diagrama de blocos do controle do FAP paralelo convencional a três fios.

É apresentado, na Figura 2.3, o diagrama de controle do FAP paralelo convencional para sistemas com três fios (mostrado na Figura 2.1). Deste diagrama têm-se que: a tensão V_{cc} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_c), no valor de referência V_{cc}^* . R_c fornece a amplitude de corrente de referência I_g^* da rede de alimentação trifásica. Já o bloco PLL (*Phase-Locked-Loop*) detecta um ângulo (θ) de uma das tensões da rede. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{g12}^* (i_{g1}^* e i_{g2}^*) com duas das tensões da rede trifásica, a partir do ângulo θ e do bloco $GEN - I_g$. As correntes sincronizadas i_{g12}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_i . Estes controladores fornecem as tensões de referência v_{f12}^* (v_{f1}^* e v_{f2}^*). A tensão auxiliar (v_h^*) junto com as tensões v_{f12}^* são aplicadas ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.18)-(2.20). Estas tensões de polo são comparadas com uma portadora triangular para gerar os sinais de gatilho das chaves do FAP paralelo convencional a três fios.

2.3 FAP Paralelo a Quatro Fios

Cargas trifásicas desequilibradas ou a presença de cargas monofásicas, distribuídas de forma desigual entre as três fases, elevam o nível da corrente no neutro do sistema (Gruzs, 1990) e (Liew, 1989). Com o objetivo de eliminar essa corrente foi proposto o FAP paralelo a quatro fios. Na Figura 2.1 é mostrado o FAP paralelo a quatro fios, que é formado por

uma fonte de alimentação trifásica, um conversor com quatro braços, uma carga não linear de quatro fios trifásica, três filtros indutivos L_f e um barramento CC. O conversor é formado pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4$ e \bar{q}_4 , sabe-se que as chaves q e \bar{q} são complementares.

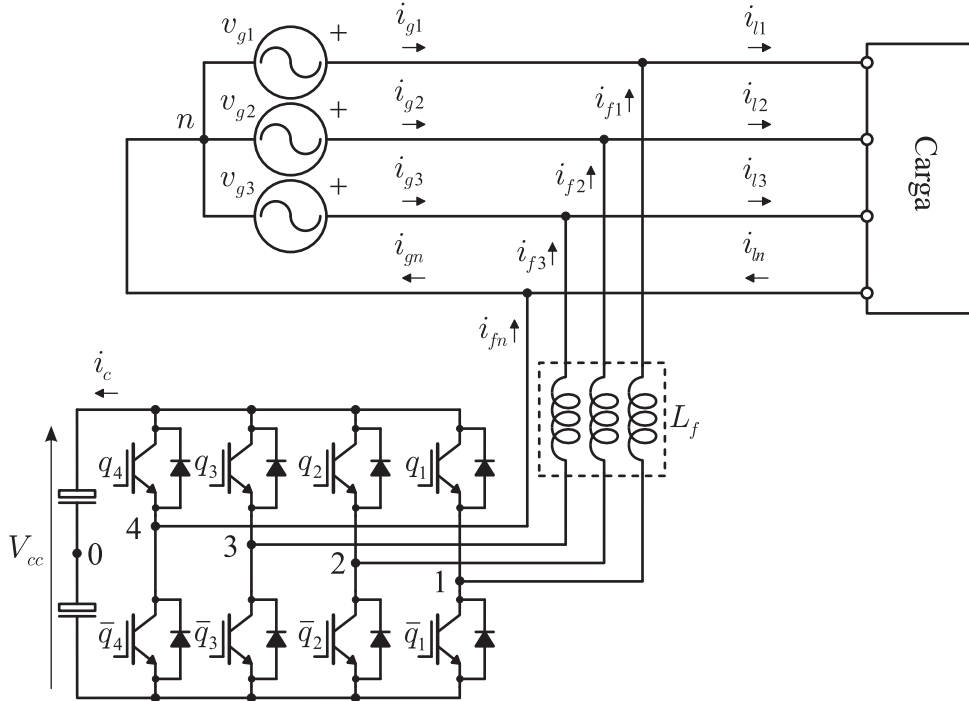


Figura 2.4: FAP paralelo convencional a quatro fios.

2.3.1 Modelo do Sistema

Nesta subseção é apresentado o modelo do FAP paralelo a quatro fios, exibido na Figura 2.4. Este modelo pode ser obtido a partir do circuito ideal, mostrado na Figura 2.5.

Da Figura 2.5 pode-se escrever as equações do filtro:

$$v_{g1} + r_f i_{f1} + l_f p i_{f1} - v_{f1} = 0 \quad (2.24)$$

$$v_{g2} + r_f i_{f2} + l_f p i_{f2} - v_{f2} = 0 \quad (2.25)$$

$$v_{g3} + r_f i_{f3} + l_f p i_{f3} - v_{f3} = 0 \quad (2.26)$$

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{f1} \quad (2.27)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{f2} \quad (2.28)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{f3} \quad (2.29)$$

$$i_{gn} = i_{ln} + i_{fn} \quad (2.30)$$

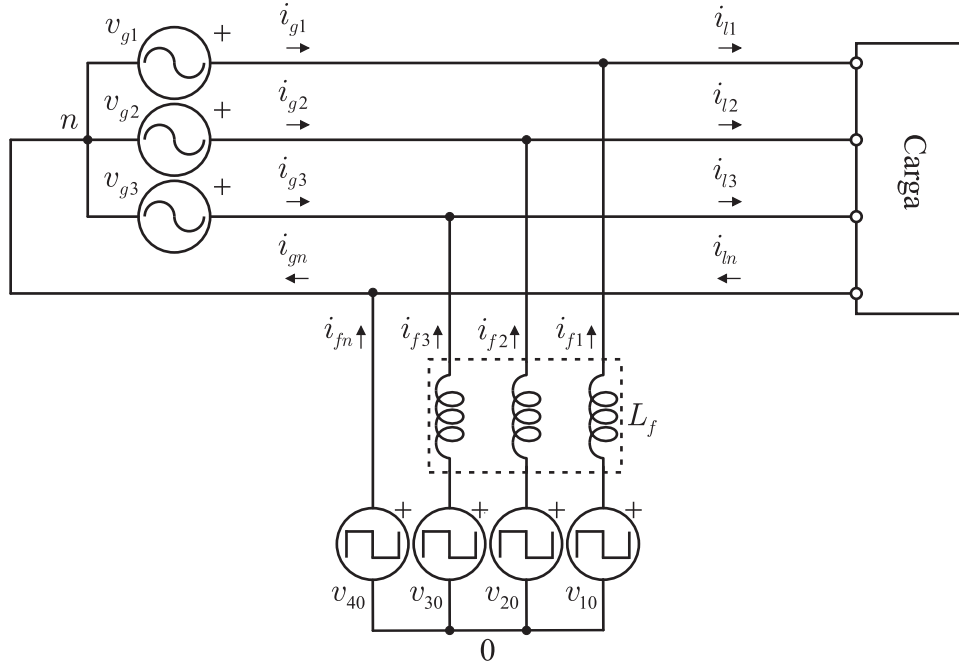


Figura 2.5: Circuito ideal do FAP paralelo convencional a quatro fios.

Onde

$$v_{f1} = v_{10} - v_{40} \quad (2.31)$$

$$v_{f2} = v_{20} - v_{40} \quad (2.32)$$

$$v_{f3} = v_{30} - v_{40} \quad (2.33)$$

e v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} são as tensões de alimentação trifásica do sistema; L_f é o filtro indutivo, composto por r_f e l_f , estes termos são, respectivamente, resistência e indutância do filtro; $p = \frac{d}{dt}$; v_{10} , v_{20} , v_{30} e v_{40} são as tensões de polo do FAP.

2.3.2 Estratégia PWM

As tensões de polo v_{10} , v_{20} , v_{30} e v_{40} do filtro, dependem dos estados de condução das chaves, ou seja,

$$v_{10} = (2s_1 - 1) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.34)$$

$$v_{20} = (2s_2 - 1) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.35)$$

$$v_{30} = (2s_3 - 1) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.36)$$

$$v_{40} = (2s_4 - 1) \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.37)$$

onde V_{cc} é a tensão do barramento CC e s_1, s_2, s_3 e s_4 são os estados de condução das chaves de cada braço. Estes são definidos, assim como na topologia anterior, por variáveis binárias. Deste modo, quando $s_j = 1$, a chave encontra-se fechada e, quando $s_j = 0$, a chave encontra-se aberta, com $j = 1, 2, 3, 4$.

Considerando que as tensões v_{f123}^* (v_{f1}^*, v_{f2}^* e v_{f3}^*) são as tensões de referência fornecidas pelos controladores de corrente, pode-se escreve-las como:

$$v_{f1}^* = v_{10}^* - v_{40}^* \quad (2.38)$$

$$v_{f2}^* = v_{20}^* - v_{40}^* \quad (2.39)$$

$$v_{f3}^* = v_{30}^* - v_{40}^* \quad (2.40)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos diretamente pela comparação das tensões de polo de referência ($v_{10}^*, v_{20}^*, v_{30}^*$ e v_{40}^*) com a portadora PWM. Como, do modelo do FAP a quatro fios, observa-se que $v_{40}^* = v_{n0}^*$, chamando-se esta tensão por v_h^* . Obtém-se as equações das tensões de polo de referência:

$$v_{10}^* = v_{f1}^* + v_h^* \quad (2.41)$$

$$v_{20}^* = v_{f2}^* + v_h^* \quad (2.42)$$

$$v_{30}^* = v_{f3}^* + v_h^* \quad (2.43)$$

$$v_{40}^* = v_h^* \quad (2.44)$$

A tensão auxiliar v_h^* pode ser escolhida de forma independente, desde que, sejam respeitados os máximos e mínimos das tensões de polo, como nas equações (2.21) e (2.22), onde V_{cc}^* é a tensão de referência do barramento CC, $v_{f\max}^* = \max |V_f^*|$, $v_{f\min}^* = \min |V_f^*|$, com $V_f^* = \{v_{f1}^*, v_{f2}^*, v_{f3}^*, 0\}$. A tensão auxiliar (v_h^*) pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre (μ), a partir da equação (2.23).

2.3.3 Estratégia de Controle

Na Figura 2.6 é apresentado o diagrama de controle do FAP paralelo convencional para sistemas a quatro fios. Deste diagrama tem-se que: a tensão V_{cc} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_c), no valor de referência V_{cc}^* . R_c fornece a amplitude de corrente de referência I_g^* da rede de alimentação trifásica. O

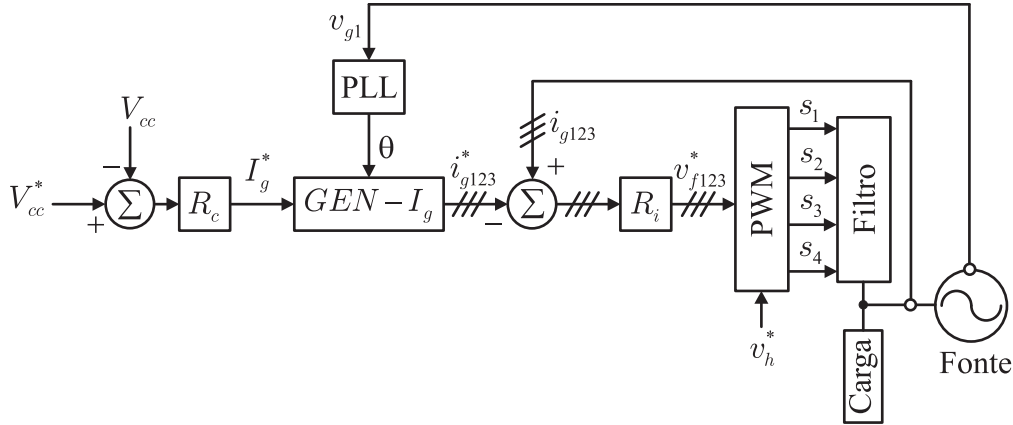


Figura 2.6: Diagrama de blocos do controle do FAP paralelo convencional a quatro fios.

bloco PLL detecta o ângulo (θ) de uma das tensões da rede. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{g123}^* (i_{g1}^* , i_{g2}^* e i_{g3}^*) com as tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$; as correntes sincronizadas i_{g123}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_i . Estes controladores fornecem na saída as tensões de referência v_{f123}^* (v_{f1}^* , v_{f2}^* e v_{f3}^*). A tensão auxiliar (v_h^*) junto com as tensões v_{f123}^* são aplicadas ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.41)-(2.44). Estas tensões de polo são comparadas com uma portadora triangular para gerar os sinais de gatilho das chaves do FAP paralelo a quatro fios convencional.

2.4 Conclusões

Foram vistas, neste capítulo, duas topologias de FAPs paralelos, para sistemas a três e quatro fios, mostradas nas Figuras 2.1 e 2.4. Estas topologias foram denominadas convencionais e servirão de base para o desenvolvimento das topologias compostas por associações de duas destas, estudadas no capítulo seguinte. Para as topologias convencionais foram desenvolvidas, as equações do modelo dinâmico, a estratégia PWM e estratégia de controle. Portanto, a partir do estudo realizado, percebeu-se que apesar da estrutura de controle ser bastante similar, os sistemas com quatro fios precisam de um controlador adicional, quando comparado com os sistemas de três fios. No entanto, o número de indutâncias utilizadas nos dois sistemas é o mesmo.

3

Associação de Filtros Ativos de Potência Paralelo

Neste capítulo são apresentadas duas topologias de FAP paralelo, compostas por associações das topologias convencionais de FAP, a três e a quatro fios, como podem ser vistas nas Figuras 3.1 e 3.9. Essas topologias são estudadas com o objetivo de suprir reativos e harmônicas de uma carga trifásica de três ou quatro fios, em cenários de baixa e média potência. Serão desenvolvidos o modelo dinâmico das correntes, estratégia PWM e duas alternativas de estratégia de controle, para cada topologia. A primeira estratégia impõe a divisão do fluxo de potência igualmente entre os filtros e a segunda busca a divisão das funções de compensação entre os filtros, ou seja, o filtro A compensando apenas harmônicas, enquanto o filtro B compensa os reativos da carga. As duas estratégias garantem uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão da rede e também regulação das tensões do barramento CC.

3.1 Associação de FAPs Paralelos a Três Fios

Na Figura 3.1 é mostrado uma associação de dois FAPs paralelos a três fios, que é composta por uma fonte de alimentação trifásica, dois conversores trifásicos em ponte completa, uma carga não linear trifásica, seis filtros indutivos, sendo três deles representados por L_a e os outros três por L_b , e dois barramentos CC. O conversor do filtro A é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{a3} e \bar{q}_{a3} e o conversor do filtro B é composto por q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{b3} e \bar{q}_{b3} ,

sabe-se que as chaves q e \bar{q} são complementares.

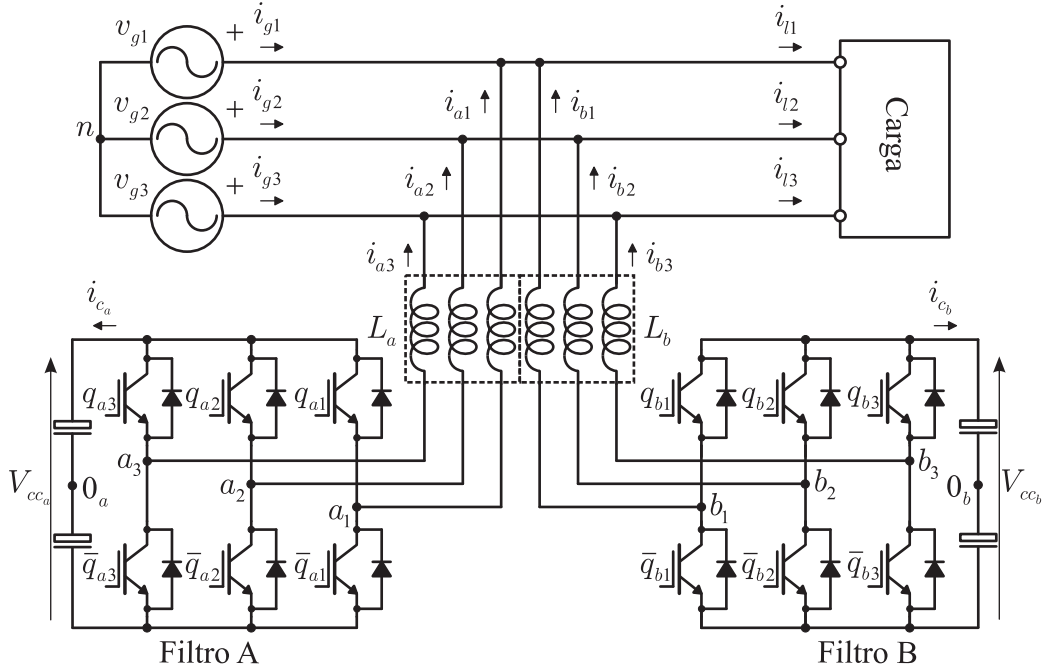


Figura 3.1: Associação de dois FAPs paralelos a três fios.

3.1.1 Modelo do Sistema

Nesta subsecção é apresentado o modelo da associação de FAPs paralelos a três fios, vide Figura 3.1, composto por dois FAPs paralelos a três fios convencionais. Este modelo pode ser obtido a partir do circuito ideal, mostrado na Figura 3.2. Desta Figura pode-se escrever as equações dos filtros A e B e das correntes da rede elétrica:

$$v_{g1} + r_a i_{a1} + l_a p i_{a1} - v_{a1} = 0 \quad (3.1)$$

$$v_{g2} + r_a i_{a2} + l_a p i_{a2} - v_{a2} = 0 \quad (3.2)$$

$$v_{g3} + r_a i_{a3} + l_a p i_{a3} - v_{a3} = 0 \quad (3.3)$$

$$v_{g1} + r_b i_{b1} + l_b p i_{b1} - v_{b1} = 0 \quad (3.4)$$

$$v_{g2} + r_b i_{b2} + l_b p i_{b2} - v_{b2} = 0 \quad (3.5)$$

$$v_{g3} + r_b i_{b3} + l_b p i_{b3} - v_{b3} = 0 \quad (3.6)$$

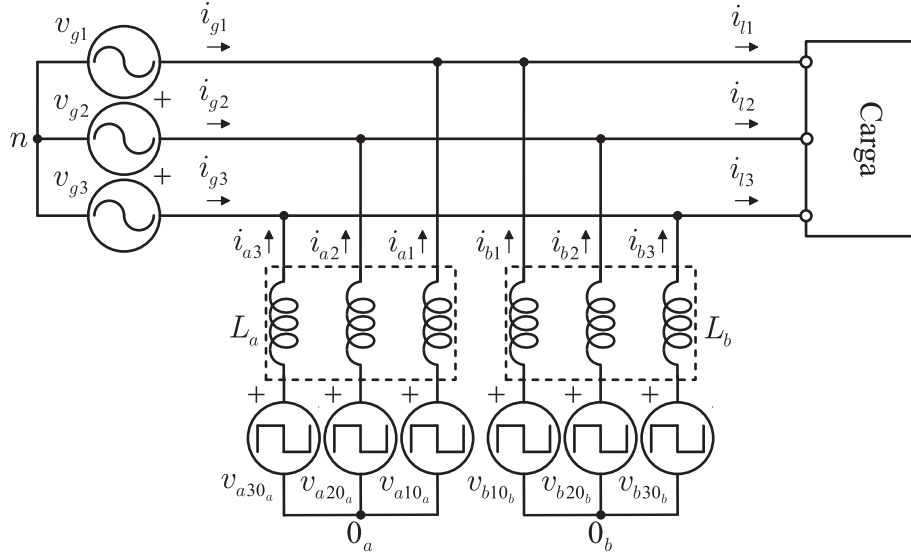


Figura 3.2: Circuito ideal da associação de FAPs paralelos a três fios.

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{a1} - i_{b1} \quad (3.7)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{a2} - i_{b2} \quad (3.8)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{a3} - i_{b3}, \quad (3.9)$$

Onde

$$v_{a1} = v_{a10_a} - v_{40_a} \quad (3.10)$$

$$v_{a2} = v_{a20_a} - v_{40_a} \quad (3.11)$$

$$v_{a3} = v_{a30_a} - v_{40_a} \quad (3.12)$$

$$v_{b1} = v_{b10_b} - v_{40_b} \quad (3.13)$$

$$v_{b2} = v_{b20_b} - v_{40_b} \quad (3.14)$$

$$v_{b3} = v_{b30_b} - v_{40_b} \quad (3.15)$$

e v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} são as tensões da alimentação trifásica do sistema; os termos r_a , r_b , l_a e l_b são, respectivamente, resistência e indutância dos filtros indutivos, L_a e L_b ; $p = \frac{d}{dt}$; v_{a10_a} , v_{a20_a} e v_{a30_a} são as tensões de polo do filtro A, v_{n0_a} é a tensão do neutro da rede (n) até o ponto médio do barramento CC (0_a), que pode ser obtida pelo somatório das equações (3.1)-(3.3), obtendo-se:

$$v_{n0_a} = \frac{v_{a10_a} + v_{a20_a} + v_{a30_a}}{3}; \quad (3.16)$$

v_{b10_b} , v_{b20_b} e v_{b30_b} são as tensões de polo do filtro B e v_{n0_b} é a tensão do neutro da rede (n) até o ponto médio do barramento CC (0_b), que pode ser obtida pelo somatório das equações

(3.4)-(3.6), resultando em:

$$v_{n0_b} = \frac{v_{b10_b} + v_{b20_b} + v_{b30_b}}{3}. \quad (3.17)$$

3.1.2 Estratégia PWM

As tensões de polo do filtro A (v_{a10_a} , v_{a20_a} e v_{a30_a}) e do filtro B (v_{b10_b} , v_{b20_b} e v_{b30_b}), dependem dos estados de condução das chaves, ou seja

$$v_{a10_a} = (2s_{a1} - 1) \frac{V_{cc_a}}{2} \quad (3.18)$$

$$v_{a20_a} = (2s_{a2} - 1) \frac{V_{cc_a}}{2} \quad (3.19)$$

$$v_{a30_a} = (2s_{a3} - 1) \frac{V_{cc_a}}{2} \quad (3.20)$$

$$v_{b10_b} = (2s_{b1} - 1) \frac{V_{cc_b}}{2} \quad (3.21)$$

$$v_{b20_b} = (2s_{b2} - 1) \frac{V_{cc_b}}{2} \quad (3.22)$$

$$v_{b30_b} = (2s_{b3} - 1) \frac{V_{cc_b}}{2}, \quad (3.23)$$

onde V_{cc_a} e V_{cc_b} são as tensões dos barramentos CC de cada FAP, s_{a1} , s_{a2} , s_{a3} , s_{b1} , s_{b2} e s_{b3} , são os estados de condução das chaves de cada braço. Essas tensões são definidos, como no capítulo anterior, por variáveis binárias. Deste modo, quando $s = 1$, a chave encontra-se fechada e quando $s = 0$, a chave encontra-se aberta.

As tensões v_{a12}^* (v_{a1}^* e v_{a2}^*) e v_{b12}^* (v_{b1}^* e v_{b2}^*) são as tensões de referência fornecidas pelos controladores de corrente dos filtros A e B, respectivamente. Admitindo-se que o sistema é equilibrado, v_{a3}^* e v_{b3}^* podem ser obtidos por:

$$v_{a3}^* = -v_{a1}^* - v_{a2}^* \quad (3.24)$$

$$v_{b3}^* = -v_{b1}^* - v_{b2}^*, \quad (3.25)$$

com isto, pode-se escrever as tensões de referência dos filtros, como:

$$v_{a1}^* = v_{a10_a}^* - v_{n0_a}^* \quad (3.26)$$

$$v_{a2}^* = v_{a20_a}^* - v_{n0_a}^* \quad (3.27)$$

$$v_{a3}^* = v_{a30_a}^* - v_{n0_a}^*. \quad (3.28)$$

$$v_{b1}^* = v_{b10_b}^* - v_{n0_b}^* \quad (3.29)$$

$$v_{b2}^* = v_{b20_b}^* - v_{n0_b}^* \quad (3.30)$$

$$v_{b3}^* = v_{b30_b}^* - v_{n0_b}^*. \quad (3.31)$$

Os sinais de gatilho das chaves, dos conversores que compõem o FAP, podem ser obtidos pela comparação das tensões de polo de referência ($v_{a10_a}^*$, $v_{a20_a}^*$, $v_{a30_a}^*$, $v_{b10_b}^*$, $v_{b20_b}^*$ e $v_{b30_b}^*$) com o sinal da onda triangular de alta frequência, também chamada de portadora PWM. Essas tensões podem ser obtidas pelas equações (3.26-3.31), fazendo $v_{n0_a}^* = v_{h_a}^*$ e $v_{n0_b}^* = v_{h_b}^*$, obtendo-se:

$$v_{a10_a}^* = v_{a1}^* + v_{h_a}^* \quad (3.32)$$

$$v_{a20_a}^* = v_{a2}^* + v_{h_a}^* \quad (3.33)$$

$$v_{a30_a}^* = v_{a3}^* + v_{h_a}^* \quad (3.34)$$

$$v_{b10_b}^* = v_{b1}^* + v_{h_b}^* \quad (3.35)$$

$$v_{b20_b}^* = v_{b2}^* + v_{h_b}^* \quad (3.36)$$

$$v_{b30_b}^* = v_{b3}^* + v_{h_b}^* \quad (3.37)$$

As tensões auxiliares ($v_{h_a}^*$ e $v_{h_b}^*$) podem ser escolhidas de forma independente, desde que sejam respeitados os valores máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja:

$$v_{h_a}^* \max = \frac{V_{cc_a}^*}{2} - v_{a \max}^* \quad (3.38)$$

$$v_{h_a}^* \min = -\frac{V_{cc_a}^*}{2} - v_{a \min}^* \quad (3.39)$$

$$v_{h_b}^* \max = \frac{V_{cc_b}^*}{2} - v_{b \max}^* \quad (3.40)$$

$$v_{h_b}^* \min = -\frac{V_{cc_b}^*}{2} - v_{b \min}^* \quad (3.41)$$

onde $V_{cc_a}^*$ e $V_{cc_b}^*$ são as tensões de referência dos barramentos CC, $v_{a \max}^* = \max |V_a^*|$, $v_{a \min}^* = \min |V_a^*|$, $v_{b \max}^* = \max |V_b^*|$, $v_{b \min}^* = \min |V_b^*|$, com $V_a^* = \{v_{a1}^*, v_{a2}^*, v_{a3}^*\}$ e $V_b^* = \{v_{b1}^*, v_{b2}^*, v_{b3}^*\}$. As tensões auxiliares ($v_{h_a}^*$ e $v_{h_b}^*$) pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre (μ), como:

$$v_{h_a}^* = \mu_a v_{h_a \max}^* + (1 - \mu_a) v_{h_a \min}^* \quad (3.42)$$

$$v_{h_b}^* = \mu_b v_{h_b \max}^* + (1 - \mu_b) v_{h_b \min}^* \quad (3.43)$$

onde $0 \leq \mu_a \leq 1$ e $0 \leq \mu_b \leq 1$. Nota-se que, quando o valor de $\mu = 0$ é selecionado obtém-se o valor mínimo ($v_h^* = v_{h_{\min}}^*$) e quando $\mu = 1$ é selecionado obtém-se o valor máximo ($v_h^* = v_{h_{\max}}^*$). Nestes casos, um dos braços do FAP opera com a frequência de chaveamento nula. Quando escolhe-se o valor de $\mu = 0,5$, é obtido o valor médio de $v_{h_a}^*$ e $v_{h_b}^*$, centralizando os pulsos de tensões. Com isto, geralmente, ocorre uma redução na THD.

Como comentado anteriormente, os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação da tensão de polo de referência com o sinal da portadora PWM. A filosofia da estratégia de controle é o que se utiliza para determinar quantas portadoras PWM são utilizadas e a frequência delas. Podendo ser utilizadas uma, duas ou seis portadoras PWM com a mesma amplitude e frequência constantes, como também é utilizado outra estratégia com duas portadoras com frequências diferentes e mesma amplitude. Como será visto logo a seguir.

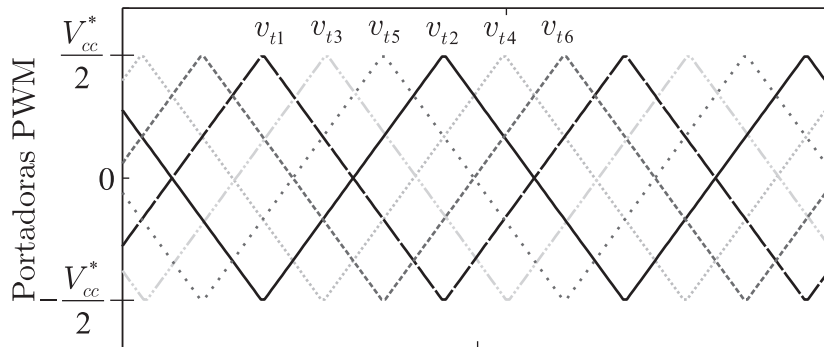


Figura 3.3: Múltiplas portadoras PWM.

Na Figura 3.3 é ilustrada a utilização de múltiplas portadoras PWM, com mesma frequência e amplitude de $V_{cc}/2$, que são aplicadas nas topologias com associação de FAPs a três e a quatro fios quando a estratégia de controle tem como propósito a divisão do fluxo da corrente de compensação, igualmente entre os filtros. Neste caso, pode-se utilizar uma, duas ou seis portadoras PWM. Quando duas portadoras PWM são utilizadas, defasa-se uma delas de 180° em relação a outra, de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$ e $\theta_{t2} = 180^\circ$, onde θ_{t1} e θ_{t2} são, respectivamente, os ângulos de fase das portadoras v_{t1} e v_{t2} . Deste modo, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor do filtro A (v_{a10}^* , v_{a20}^* e v_{a30}^*), e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor do filtro B (v_{b10}^* , v_{b20}^* e v_{b30}^*). Quando utiliza-se seis portadoras PWM, a defasagem entre elas deve ser

de 60° , de maneira que $\theta_{t1} = 0^\circ$, $\theta_{t2} = 180^\circ$, $\theta_{t3} = 60^\circ$, $\theta_{t4} = 240^\circ$, $\theta_{t5} = 120^\circ$ e $\theta_{t6} = 300^\circ$, onde θ_{t1} , θ_{t2} , θ_{t3} , θ_{t4} , θ_{t5} e θ_{t6} são, respectivamente, os ângulos de fase das portadoras v_{t1} , v_{t2} , v_{t3} , v_{t4} , v_{t5} e v_{t6} .

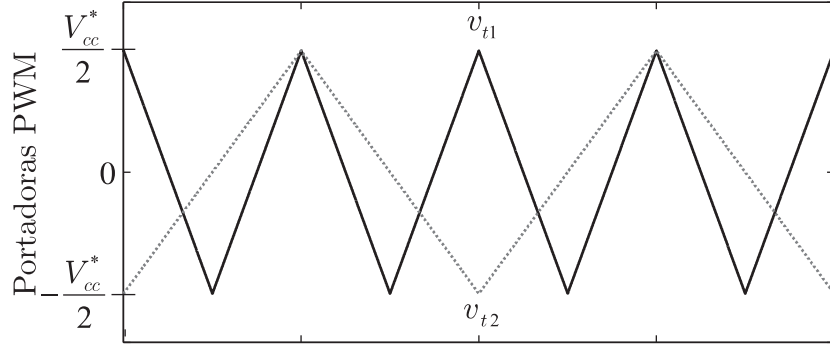


Figura 3.4: Portadoras PWM com frequências diferentes.

Na Figura 3.4 é ilustrada a utilização de duas portadoras PWM, com frequência diferentes, que são utilizadas, também, nas estruturas com associação de FAPs a três fios e quatro fios, quando a estratégia de controle tem como propósito a divisão da função de compensação entre os FAPs. Neste caso pode-se reduzir a frequência de chaveamento f_{cb} do filtro B, pois este compensará as correntes de menor frequência. As portadoras PWM v_{t1} e v_{t2} não são defasadas entre si e suas frequências são dadas por f_{t1} e f_{t2} , respectivamente. Implicando em $f_{ca} = f_{t1}$ e $f_{cb} = f_{t2}$, onde f_{ca} é a frequência de chaveamento do filtro A e f_{cb} é a frequência de chaveamento do filtro B. A frequência f_{t2} pode ser escolhida em valores menores que a frequência f_{t1} , com o objetivo de melhorar o desempenho do filtro. Deste modo, a portadora v_{t1} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor do filtro A ($v_{a10_a}^*$, $v_{a20_a}^*$ e $v_{a30_a}^*$), e a portadora v_{t2} é comparada com as tensões de polo de referência do conversor do filtro B ($v_{b10_b}^*$, $v_{b20_b}^*$ e $v_{b30_b}^*$).

Na Figura 3.5 mostra-se os braços onde são aplicadas as portadoras PWM nos filtros A e B a depender da estratégia PWM a ser aplicada, utilizando uma, duas ou seis portadoras PWM. As siglas 1P, 2P e 6P referem-se a utilização de, respectivamente, uma, duas e seis portadoras PWM.

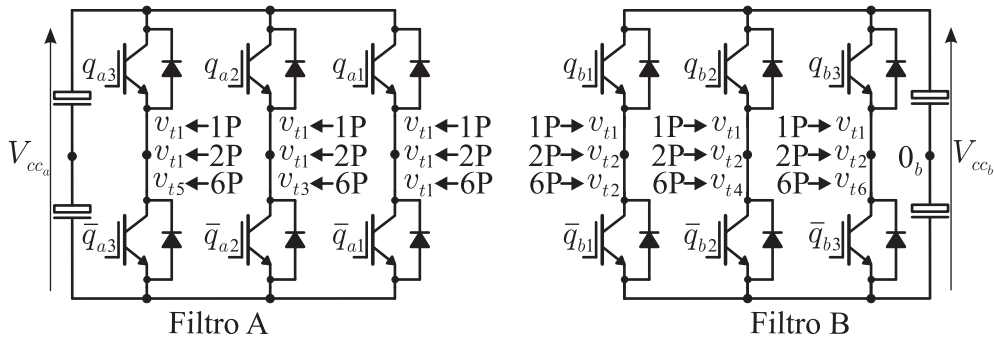


Figura 3.5: Locais de aplicação das portadoras PWM, da estrutura composta por dois FAPs a três fios.

3.1.3 Estratégia de Controle

São apresentadas três estratégias de controle, denominadas estratégias *a*, *b* e *c*. As estratégias *a* e *b* apresentam a mesma “filosofia” de controle e a estratégia *c* apresenta proposta de funcionamento diferente das demais. Essas estratégias são aplicadas na associação de FAPs a três fios apresentada na Figura 3.1.

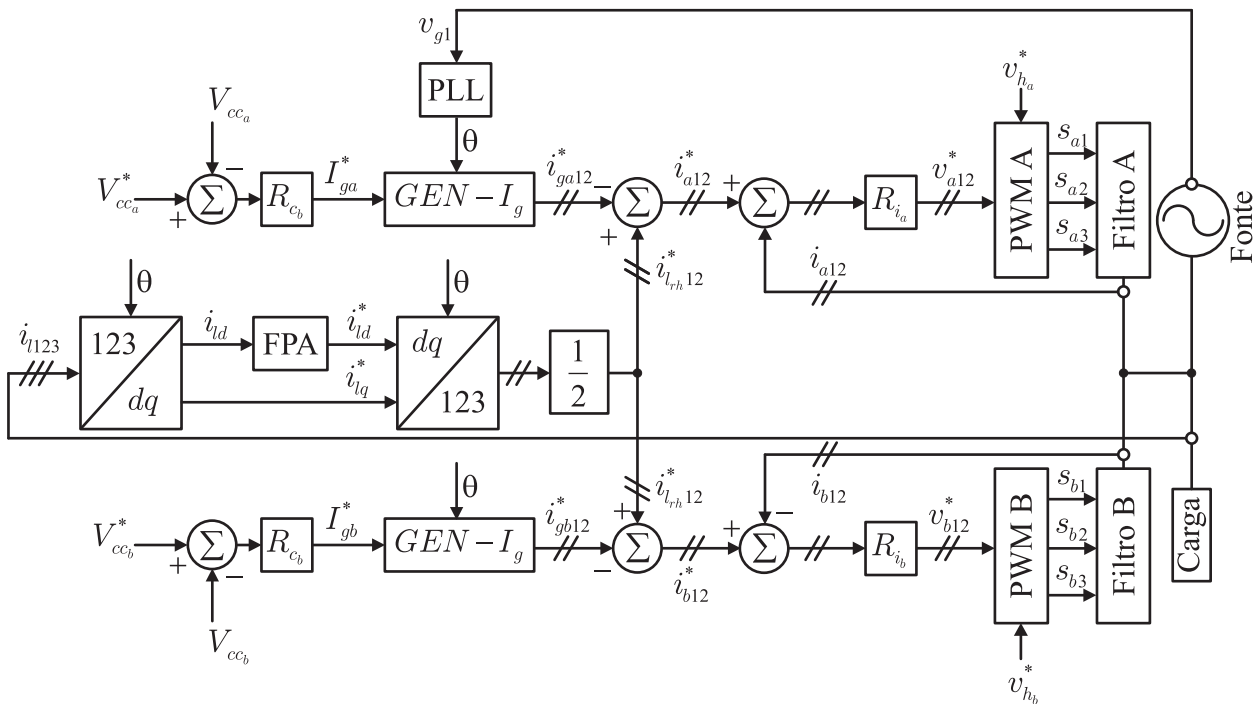


Figura 3.6: Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelo a três fios, com propósito de dividir igualmente a potência na compensação.

(a) A estratégia *a* apresentada na Figura 3.6, é aplicada ao FAP com o objetivo de dividir igualmente a compensação de reativos e harmônicas, entre os filtros A e B. Desta forma,

o fluxo da corrente de compensação é dividido igualmente entre os filtros. Do diagrama têm-se:

- Para o filtro A: a tensão, V_{cc_a} , do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{c_a}), no valor de referência $V_{cc_a}^*$. R_{c_a} fornece a amplitude de corrente de referência $I_{g_a}^*$ da rede de alimentação trifásica. O bloco PLL detecta o ângulo (θ) de uma das tensões da rede. o controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência $i_{g_{a12}}^*$ ($i_{g_{a1}}^*$ e $i_{g_{a2}}^*$) com duas das tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$, o sentido destas correntes é da rede para o conversor. As correntes da carga, i_{l123} (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}), são lidas para que sejam obtidas as duas componentes de corrente no referencial síncrono, i_{ld} e i_{lq} , utilizando-se a matriz de transformação, do referencial 123 para o dq síncrono, que é dada por

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

De posse dessas componentes, sabe-se que a componente reativa de baixa e alta frequência é dada por i_{ld} e encontra-se a componente harmônica da corrente da carga utilizando o bloco FPA, que é um filtro passa-altas utilizado para separar a componente harmônicas da corrente da carga. Foi utilizado um filtro de segunda ordem, com função de transferência dada por

$$F_{PA}(s) = \frac{ks^2}{s^2 + 2\zeta w_c s + w_c^2} \quad (3.45)$$

onde k , w_c e ζ são, respectivamente, o ganho, a frequência angular de corte e a constante de amortecimento do filtro. Este é sintonizado com uma frequência de corte de 10 Hz. Uma vez separada a componente harmônica ativa da corrente da carga, é feita a transformação inversa desta componente para gerar as correntes que se deseja compensar, esta corrente é dividida por dois, obtendo-se i_{rh12}^* (i_{rh1}^* e i_{rh2}^*), para o filtro B. As correntes de referência i_{rh12}^* são subtraídas das correntes geradas para o controle do barramento, $i_{g_{a12}}^*$, obtendo-se as correntes de referência total do filtro A. As correntes i_{a12}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_{i_a} . Estes controladores fornecem as tensões de referência v_{a12}^* (v_{a1}^* e v_{a2}^*). A tensão auxiliar ($v_{h_a}^*$) é aplicada ao bloco

PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.32)-(3.34).

- Para o filtro B, semelhante ao filtro A, têm-se: a tensão, V_{cc_b} , do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{c_b}), no valor de referência $V_{cc_b}^*$. R_{c_b} fornece a amplitude de corrente de referência I_g^* da rede de alimentação trifásica. O bloco PLL fornece um ângulo (θ) de uma das tensões da rede. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{gb12}^* (i_{gb1}^* e i_{gb2}^*) com duas das tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$. As correntes de referência i_{rh12}^* são subtraídas das correntes geradas para o controle do barramento, i_{gb12}^* , obtendo-se as correntes de referência total do filtro A. As correntes i_{b12}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_{i_b} . Estes controladores fornecem as tensões de referência v_{b12}^* (v_{b1}^* e v_{b2}^*). A tensão auxiliar ($v_{h_b}^*$) é aplicada ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.35)-(3.37).

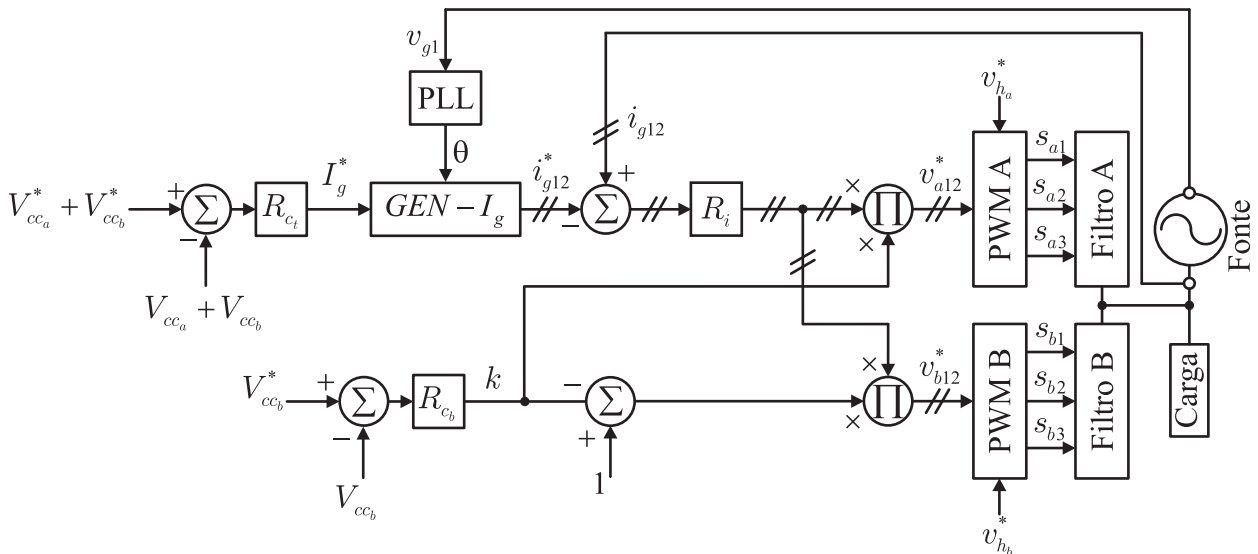


Figura 3.7: Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a três fios, com propósito de dividir a potência na compensação.

- (b) A estratégia *b*, apresentada na Figura 3.7, é uma alternativa simplificada da estratégia *a*, utilizando um número reduzido de sensores, aplicada ao filtro com o objetivo de dividir o fluxo da corrente de compensação entre os filtros. Ao utilizar-se dois conversores idênticos nos filtros A e B tem-se a divisão igual do fluxo de corrente entre eles. Do

diagrama têm-se que: a soma das tensões dos barramentos CC, $V_{cca} + V_{ccb}$, é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{ct}), no valor de referência $V_{cca}^* + V_{ccb}^*$. R_{ct} fornece a amplitude de corrente de referência I_g^* , da rede de alimentação trifásica. O bloco PLL fornece um ângulo (θ) de uma das tensões da rede. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{g12}^* (i_{g1}^* e i_{g2}^*) com duas das tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$. As correntes sincronizadas i_{ga12}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_i . As saídas deste controlador quando são multiplicadas por k resultam nas tensões de referência v_{a12}^* (v_{a1}^* e v_{a2}^*) e quando multiplicadas por $1 - k$ resultam nas tensões de referência v_{b12}^* (v_{b1}^* e v_{b2}^*). k é obtido na saída do controlador R_{cb} , que regula a tensão do barramento CC, V_{ccb} , no valor de referência V_{ccb}^* . As tensões auxiliares, v_{ha}^* e v_{hb}^* , são aplicadas aos blocos PWM A e PWM B, respectivamente, para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.32)-(3.34) para o filtro A e (3.35)-(3.37) para o filtro B.

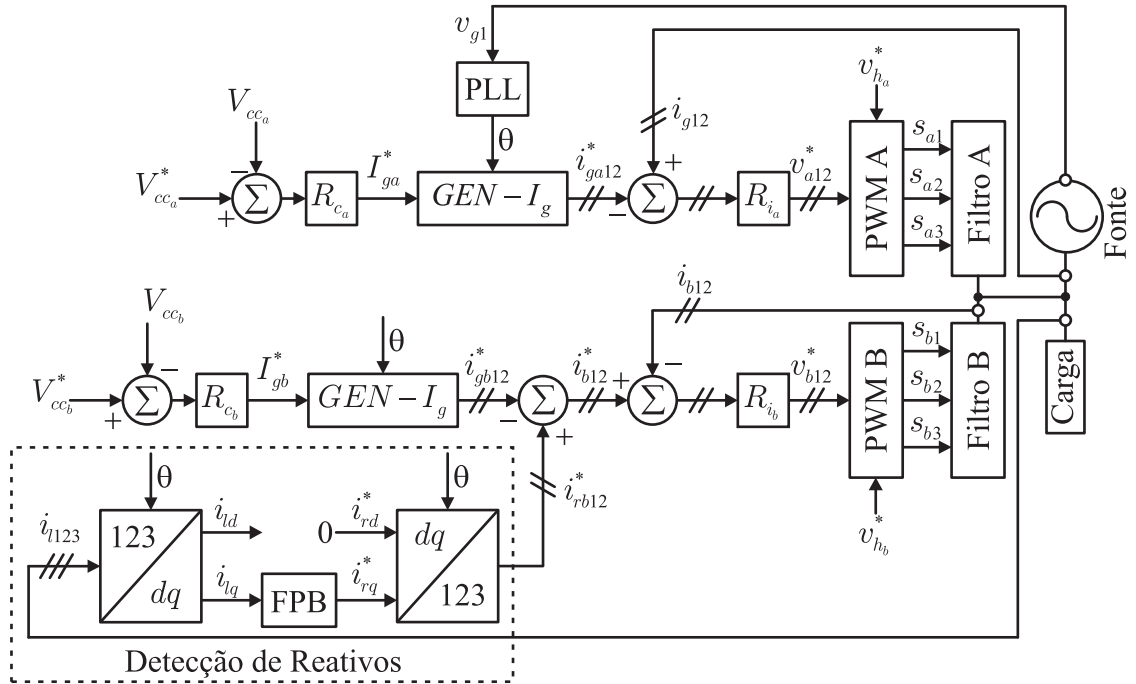


Figura 3.8: Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a três fios, dividindo a função de compensação dos filtros

- (c) A estratégia *c*, apresentada na Figura 3.8, é aplicada ao filtro com o objetivo de dividir as funções de compensação dos filtros A e B, ou seja, o filtro A compensará apenas harmônicas e o filtro B apenas os reativos, com isto o filtro B pode operar com uma

menor frequência de chaveamento. Do diagrama tem-se, que: o controle de cada filtro é realizado, independentemente, com estratégia de controle do filtro A idêntica a estratégia do FAP a três fios convencional.

Para o filtro B, têm-se: a tensão, V_{ccb} , do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{cb}), no valor de referência V_{ccb}^* . R_{cb} fornece a amplitude de corrente ativa de referência I_{gb}^* , necessária para manter o barramento constante e suprir as perdas do filtro. O bloco PLL fornece um ângulo (θ) de uma das tensões da rede. É feito sincronismo das correntes instantâneas de referência i_{gb12}^* (i_{gb1}^* e i_{gb2}^*) com duas das tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$, o sentido destas correntes é da rede para o conversor. As correntes da carga, i_{l123} (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}), são lidas para que sejam obtidas as duas componentes de corrente no referencial síncrono, i_{ld} e i_{lq} , utilizando-se a matriz (3.44), de posse dessas componentes, encontra-se a componente reativa da corrente da carga utilizando o bloco FPB, que é um filtro passa-baixas utilizado para separar a componente reativa da corrente da carga. Foi utilizado um filtro de segunda ordem, com função de transferência dada por

$$F_{PB}(s) = \frac{kw_c^2}{s^2 + 2\zeta w_c s + w_c^2} \quad (3.46)$$

onde k , w_c e ζ são, respectivamente, o ganho, a frequência angular de corte e a constante de amortecimento do filtro. O filtro é sintonizado com uma frequência de corte de 10 Hz. Uma vez separada a componente reativa da corrente da carga, é feita a transformação inversa desta componente para gerar as correntes reativas de referência, i_{rb12}^* (i_{rb1}^* e i_{rb2}^*), para o filtro B. Como o intuito é a compensação de reativos, a componente d é imposta como sendo zero, na transformação inversa de dq síncrono para 123. As correntes de referência i_{rb12}^* são subtraídas das correntes geradas para o controle do barramento, i_{gb12}^* , obtendo-se as correntes de referência total do filtro B. As correntes i_{b12}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_{ib} . Estes controladores fornecem as tensões de referência v_{b12}^* (v_{b1}^* e v_{b2}^*). A tensão auxiliar (v_{hb}^*) é aplicada ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.35)-(3.37).

3.2 Associação de FAPs Paralelos a Quatro Fios

Na Figura 3.9 é mostrado a topologia formada pela associação de dois FAPs paralelos a quatro fios, que é composta por uma fonte de alimentação trifásica, dois conversores com quatro braços cada, uma carga não linear de quatro fios, seis filtros indutivos, sendo três deles representados por L_a e os outros três por L_b , e dois barramentos CC. O conversor do filtro A é formado pelas chaves q_{a1} , \bar{q}_{a1} , q_{a2} , \bar{q}_{a2} , q_{a3} , \bar{q}_{a3} , q_{a4} e \bar{q}_{a4} e o conversor do filtro B é composto por q_{b1} , \bar{q}_{b1} , q_{b2} , \bar{q}_{b2} , q_{b3} , \bar{q}_{b3} , q_{b4} e \bar{q}_{b4} , sabe-se que as chaves q e \bar{q} são complementares.

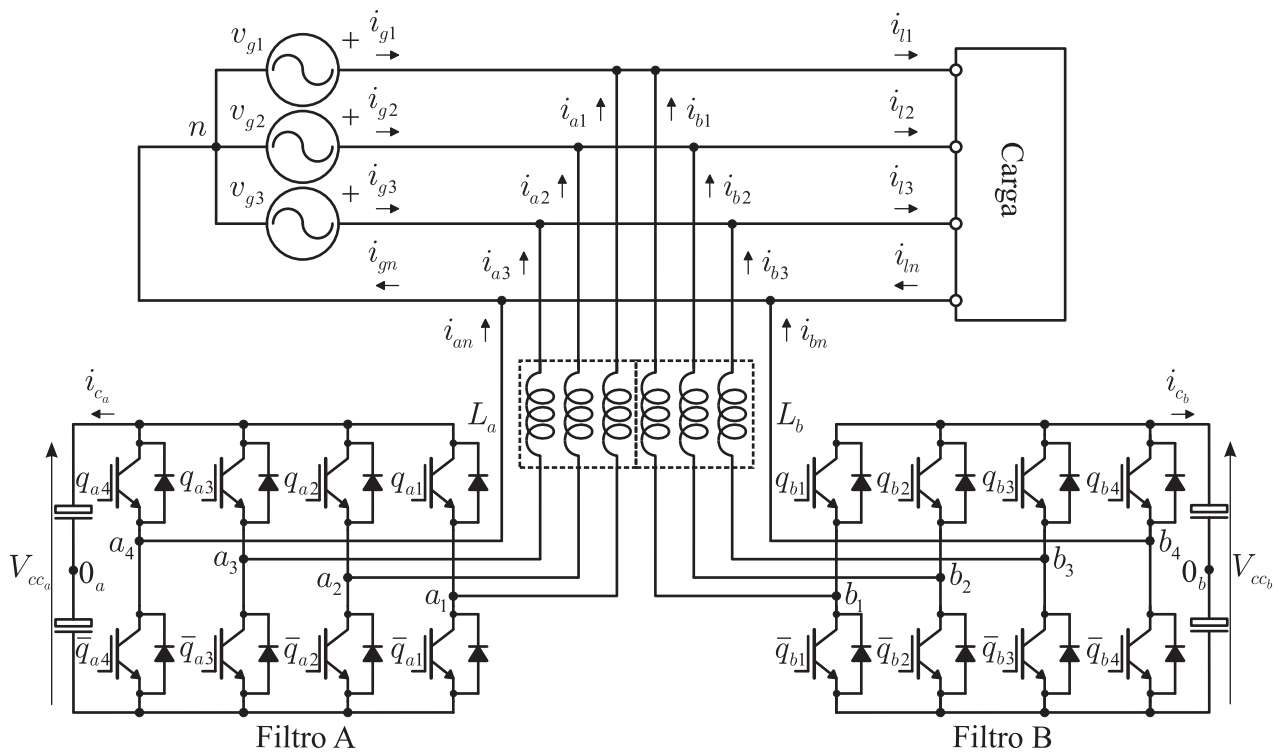


Figura 3.9: Associação de FAPs paralelos a quatro fios.

3.2.1 Modelo do Sistema

Nesta subseção é apresentado o modelo da associação de FAPs paralelos a quatro fios, vide Figuras 3.9, composta por dois FAPs paralelos a quatro fios convencionais. Este modelos podem ser obtidos a partir do circuito ideal, mostrado na Figura 3.10.

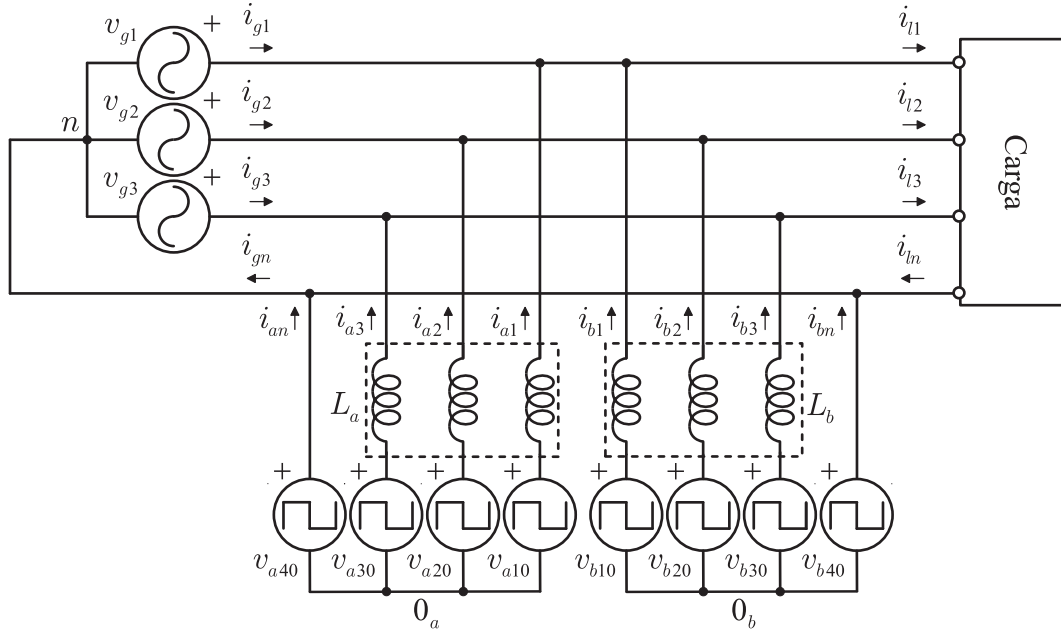


Figura 3.10: Circuito ideal da associação de FAPs paralelos a quatro fios.

Da Figura 3.10 escreve-se as equações dos filtros A e B e das correntes da rede:

$$v_{g1} + r_a i_{a1} + l_a p i_{a1} - v_{a10_a} + v_{a40_a} = 0 \quad (3.47)$$

$$v_{g2} + r_a i_{a2} + l_a p i_{a2} - v_{a20_a} + v_{a40_a} = 0 \quad (3.48)$$

$$v_{g3} + r_a i_{a3} + l_a p i_{a3} - v_{a30_a} + v_{a40_a} = 0 \quad (3.49)$$

$$v_{g1} + r_b i_{b1} + l_b p i_{b1} - v_{b10_b} + v_{b40_b} = 0 \quad (3.50)$$

$$v_{g2} + r_b i_{b2} + l_b p i_{b2} - v_{b20_b} + v_{b40_b} = 0 \quad (3.51)$$

$$v_{g3} + r_b i_{b3} + l_b p i_{b3} - v_{b30_b} + v_{b40_b} = 0 \quad (3.52)$$

$$i_{g1} = i_{l1} - i_{a1} - i_{b1} \quad (3.53)$$

$$i_{g2} = i_{l2} - i_{a2} - i_{b2} \quad (3.54)$$

$$i_{g3} = i_{l3} - i_{a3} - i_{b3} \quad (3.55)$$

$$i_{gn} = i_{ln} + i_{an} + i_{bn}, \quad (3.56)$$

onde v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} são as tensões de alimentação trifásica do sistema; r_a , r_b , l_a e l_b são, respectivamente, resistência e indutância dos filtros indutivos, L_a e L_b ; $p = \frac{d}{dt}$; v_{a10_a} , v_{a20_a} , v_{a30_a} e v_{a40_a} são as tensões de polo do filtro A e v_{b10_b} , v_{b20_b} , v_{b30_b} e v_{b40_b} são as tensões de polo do filtro B.

3.2.2 Estratégia PWM

As tensões de polo do filtro A (v_{a10_a} , v_{a20_a} , v_{a30_a} e v_{a40_a}) e do filtro B (v_{b10_b} , v_{b20_b} , v_{b30_b} e v_{b40_b}), dependem dos estados de condução das chaves, ou seja

$$v_{a10_a} = (2s_{a1} - 1) \frac{V_{cc_a}}{2} \quad (3.57)$$

$$v_{a20_a} = (2s_{a2} - 1) \frac{V_{cc_a}}{2} \quad (3.58)$$

$$v_{a30_a} = (2s_{a3} - 1) \frac{V_{cc_a}}{2} \quad (3.59)$$

$$v_{a40_a} = (2s_{a4} - 1) \frac{V_{cc_a}}{2} \quad (3.60)$$

$$v_{b10_b} = (2s_{b1} - 1) \frac{V_{cc_b}}{2} \quad (3.61)$$

$$v_{b20_b} = (2s_{b2} - 1) \frac{V_{cc_b}}{2} \quad (3.62)$$

$$v_{b30_b} = (2s_{b3} - 1) \frac{V_{cc_b}}{2} \quad (3.63)$$

$$v_{b40_b} = (2s_{b4} - 1) \frac{V_{cc_b}}{2} \quad (3.64)$$

onde V_{cc_a} e V_{cc_b} são as tensões dos barramentos CC de cada FAP, s_{a1} , s_{a2} , s_{a3} , s_{a4} , s_{b1} , s_{b2} , s_{b3} e s_{b4} , são os estados de condução das chaves, de cada braço, que são definidos por variáveis binárias, como nas topologias já estudadas neste trabalho.

Considerando que as tensões v_{a123}^* (v_{a1}^* , v_{a2}^* e v_{a3}^*) e v_{b123}^* (v_{b1}^* , v_{b2}^* e v_{b3}^*) são as tensões de referência fornecidas pelos controladores de corrente dos filtros A e B, respectivamente, pode-se escreve-las como:

$$v_{a1}^* = v_{10_a}^* - v_{40_a}^* \quad (3.65)$$

$$v_{a2}^* = v_{20_a}^* - v_{40_a}^* \quad (3.66)$$

$$v_{a3}^* = v_{30_a}^* - v_{40_a}^* \quad (3.67)$$

$$v_{b1}^* = v_{10_b}^* - v_{40_b}^* \quad (3.68)$$

$$v_{b2}^* = v_{20_b}^* - v_{40_b}^* \quad (3.69)$$

$$v_{b3}^* = v_{30_b}^* - v_{40_b}^* \quad (3.70)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos diretamente pela comparação das tensões de polo de referência ($v_{a10_a}^*$, $v_{a20_a}^*$, $v_{a30_a}^*$ e $v_{a40_a}^*$) e ($v_{b10_b}^*$, $v_{b20_b}^*$, $v_{b30_b}^*$ e $v_{b40_b}^*$) com a

portadora PWM. Essas tensões podem ser obtidas pelas equações (3.65)-(3.70). E do modelo do FAP, observando-se que $v_{a40b}^* = v_{n0a}^*$ e $v_{b40b}^* = v_{n0b}^*$, chamando-se estas tensões por $v_{h_a}^*$ e $v_{h_b}^*$, respectivamente, obtém-se as equações das tensões de polo de referência:

$$v_{a10_a}^* = v_{a1}^* + v_{h_a}^* \quad (3.71)$$

$$v_{a20_a}^* = v_{a2}^* + v_{h_a}^* \quad (3.72)$$

$$v_{a30_a}^* = v_{a3}^* + v_{h_a}^* \quad (3.73)$$

$$v_{a40_a}^* = v_{h_a}^* \quad (3.74)$$

$$v_{b10_b}^* = v_{b1}^* + v_{h_b}^* \quad (3.75)$$

$$v_{b20_b}^* = v_{b2}^* + v_{h_b}^* \quad (3.76)$$

$$v_{b30_b}^* = v_{b3}^* + v_{h_b}^* \quad (3.77)$$

$$v_{b40_b}^* = v_{h_b}^* \quad (3.78)$$

As tensões auxiliares $v_{h_a}^*$ e $v_{h_b}^*$ podem ser escolhida de forma independente, desde que sejam respeitados os máximos e mínimos das tensões de polo, ou seja; a partir de (3.38)-(3.41), com $v_{a_{\max}}^* = \max |V_a^*|$, $v_{a_{\min}}^* = \min |V_a^*|$, $v_{b_{\max}}^* = \max |V_b^*|$, $v_{b_{\min}}^* = \min |V_b^*|$, com $V_a^* = \{v_{a1}^*, v_{a2}^*, v_{a3}^*, 0\}$ e $V_b^* = \{v_{b1}^*, v_{b2}^*, v_{b3}^*, 0\}$. As tensões auxiliares ($v_{h_a}^*$ e $v_{h_b}^*$) pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre (μ), como em (3.42) e (3.43).

Os sinais de gatilho das chaves são obtidos pela comparação da tensão de polo de referência com o sinal da portadora PWM. A filosofia da estratégia de controle é o que se utiliza para determinar como são utilizadas as portadoras e a frequência delas. Podendo ser utilizadas uma ou duas portadoras PWM com a mesma amplitude e mesma frequência, como também é utilizado outra estratégia com portadoras de frequências diferentes e mesma amplitude. Para as estruturas propostas a quatro fios são utilizadas no máximo duas portadoras pois não encontrou-se outra proposta que apresentasse melhora, na distorção harmônica, das três correntes de entrada.

Nas Figuras 3.3 e 3.4 são ilustradas a utilização das portadoras PWM, devendo ser consideradas apenas duas portadoras, v_{t1} e v_{t2} , para as estruturas propostas a quatro fios. A utilização dessas portadoras seguem o mesmo princípio usado para as estruturas a três fios.

Na Figura 3.11 mostra-se os braços onde são aplicadas as portadoras PWM nos filtros A e B a depender da estratégia PWM a ser aplicada, utilizando uma ou duas portadoras

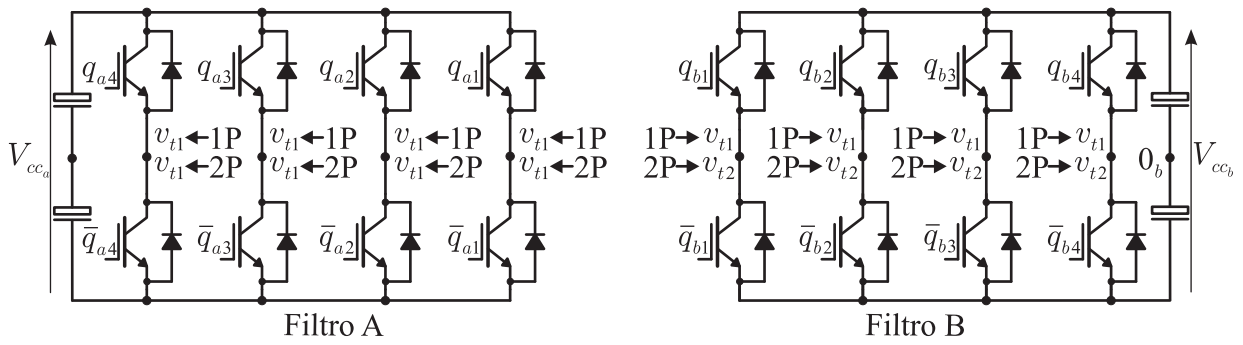


Figura 3.11: Locais de aplicação das portadoras PWM, nas estruturas a quatro fios.

PWM. As siglas 1P e 2P referem-se a utilização de, respectivamente, uma e duas portadoras PWM.

3.2.3 Estratégia de Controle

São apresentadas duas estratégias de controle, como nas topologias a três fios, também denominadas (a), (b) e (c). Como nas topologias a três fios, onde as estratégias a e b apresentam a mesma “filosofia” de controle e a estratégia c com proposta de funcionamento diferente das demais. Essas estratégias são aplicadas na associação de FAPs a quatro fios, apresentada na Figura 3.9.

(a) A estratégia a apresentada na Figura 3.6, é aplicada ao FAP com o objetivo de dividir igualmente a compensação de reativos e harmônicas, entre os filtros A e B. Desta forma, o fluxo da corrente de compensação é dividido igualmente entre os filtros. Do diagrama têm-se:

- Para o filtro A: a tensão, V_{cc_a} , do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{c_a}), no valor de referência $V_{cc_a}^*$. R_{c_a} fornece a amplitude de corrente de referência $I_{g_a}^*$ da rede de alimentação trifásica. O bloco PLL fornece um ângulo (θ) de uma das tensões da rede. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência $i_{g_{a12}}^*$ ($i_{g_{a1}}^*$ e $i_{g_{a2}}^*$) com duas das tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$, o sentido destas correntes é da rede para o conversor. As correntes da carga, $i_{l_{123}}$ (i_{l_1} , i_{l_2} e i_{l_3}), são lidas para que sejam obtidas as duas componentes de corrente no referencial síncrono, i_{ld} e i_{lq} , utilizando-se a matriz 3.44 de transformação, do

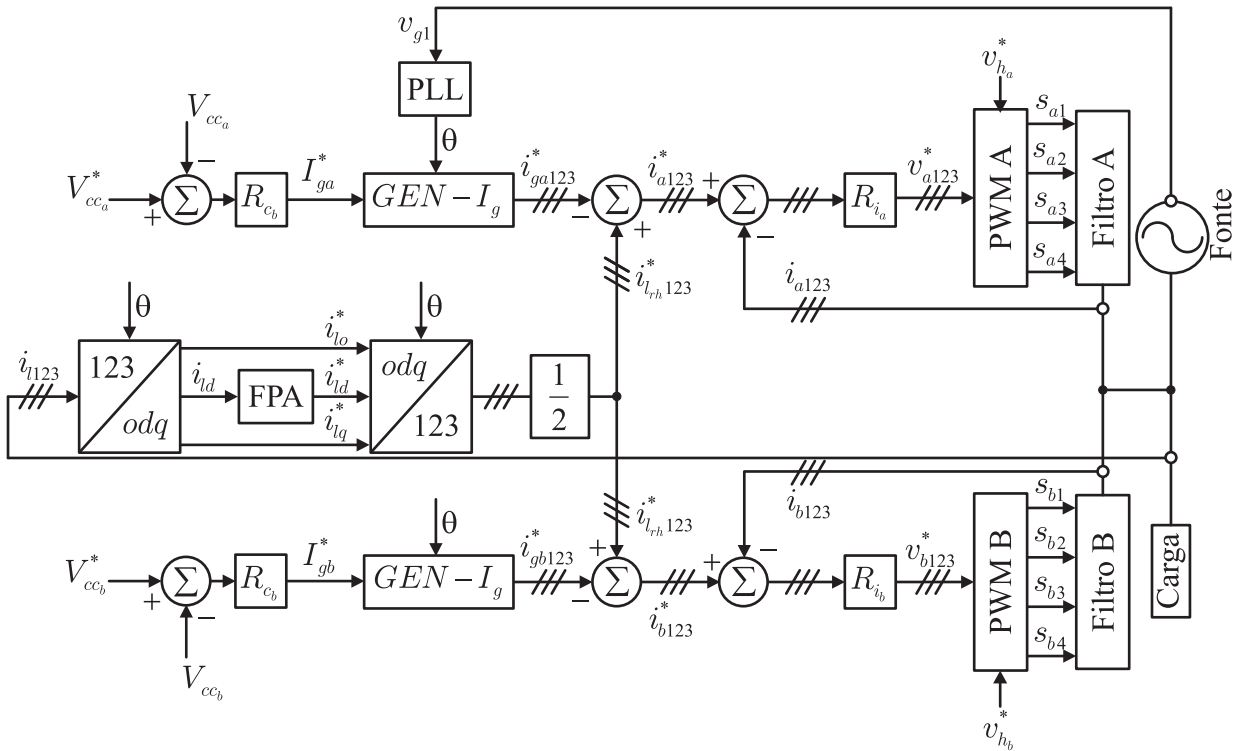


Figura 3.12: Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a quatro fios, com propósito de dividir igualmente o fluxo de corrente na compensação.

referencial 123 para o dq síncrono, acrescida de uma linha correspondente ao termo o . De posse dessas componentes, sabe-se que o desequilíbrio das correntes da carga é dada por i_{lo} , a componente reativa de baixa e alta frequência é dada por i_{ld} e encontra-se a componente harmônica da corrente da carga utilizando o bloco FPA, que é um filtro passa-altas utilizado para separar a componente harmônicas da corrente da carga. Foi utilizado um filtro de segunda ordem, com função de transferência dada por 3.45. Este é sintonizado com uma frequência de corte de 10 Hz. Uma vez separada a componente harmônica ativa da corrente da carga, é feita a transformação inversa desta componente para gerar as correntes que se deseja compensar, esta corrente é dividida por dois, obtendo-se i_{rh123}^* (i_{rh1}^* , i_{rh2}^* e i_{rh3}^*), para o filtro B. As correntes de referência i_{rh123}^* são subtraídas das correntes geradas para o controle do barramento, i_{ga123}^* , obtendo-se as correntes de referência total do filtro A. As correntes i_{a123}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_{i_a} . Estes controladores fornecem as tensões de referência v_{a123}^* (v_{a1}^* , v_{a2}^* e v_{a3}^*). A tensão auxiliar ($v_{h_a}^*$) é aplicada ao bloco

PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.71)-(3.74).

- Para o filtro B, semelhante ao filtro A, têm-se: a tensão, V_{cc_b} , do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{c_b}), no valor de referência $V_{cc_b}^*$. R_{c_b} fornece a amplitude de corrente de referência $I_{g_b}^*$ da rede de alimentação trifásica. O bloco PLL fornece um ângulo (θ) de uma das tensões da rede. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{gb123}^* (i_{gb1}^* , i_{gb2}^* e i_{gb3}^*) com duas das tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$. As correntes de referência i_{rh123}^* são subtraídas das correntes geradas para o controle do barramento, i_{gb123}^* , obtendo-se as correntes de referência total do filtro A. As correntes i_{b123}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_{i_b} . Estes controladores fornecem as tensões de referência v_{b123}^* (v_{b1}^* , v_{b2}^* e v_{b3}^*). A tensão auxiliar ($v_{h_b}^*$) é aplicada ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.75)-(3.78).

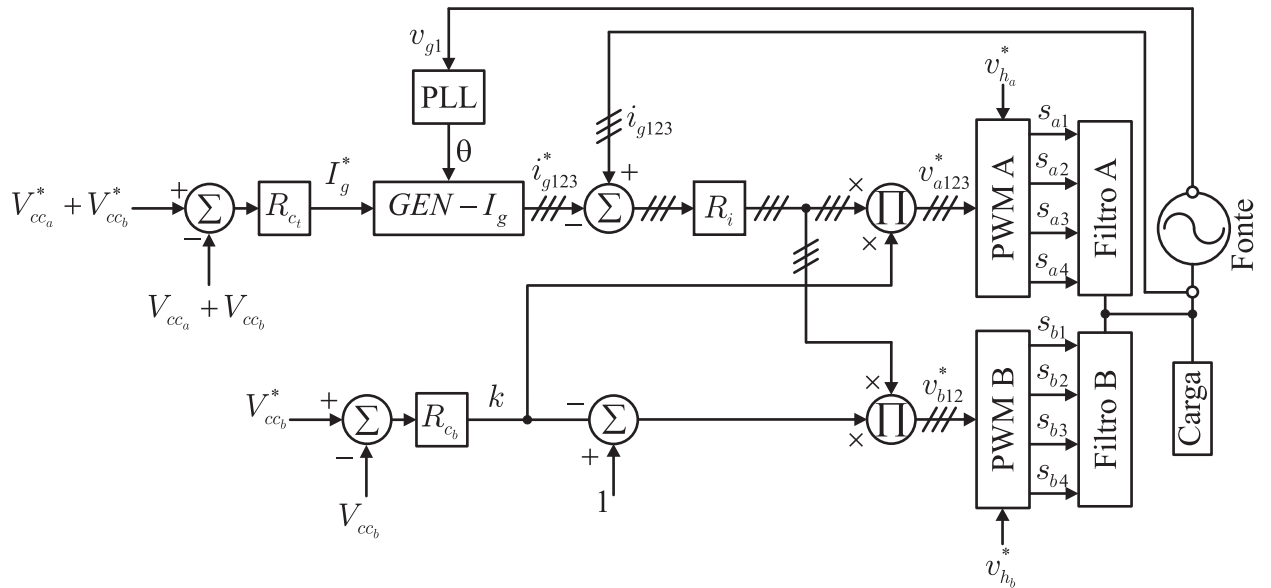


Figura 3.13: Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a quatro fios, com propósito de dividir igualmente o fluxo de corrente na compensação.

- (b) A estratégia *b*, apresentada na Figura 3.13, é uma alternativa simplificada da estratégia *a*, utilizando um número reduzido de sensores, aplicada ao filtro com o objetivo de dividir o fluxo da corrente de compensação entre os filtros. Ao utilizar-se dois conversores

idênticos nos filtros A e B tem-se a divisão igual do fluxo de corrente entre eles. Do diagrama tem-se que: A soma das tensões dos barramentos CC, $V_{cca} + V_{ccb}$, é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{ct}), no valor de referência $V_{cca}^* + V_{ccb}^*$. R_{ct} fornece a amplitude de corrente de referência I_g^* , da rede de alimentação trifásica. O bloco PLL fornece um ângulo (θ) de uma das tensões da rede. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{g123}^* (i_{g1}^* , i_{g2}^* e i_{g3}^*) com duas das tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$. As correntes sincronizadas i_{ga123}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_i . As saídas deste controlador quando são multiplicadas por k resultam nas tensões de referência v_{a123}^* (v_{a1}^* , v_{a2}^* e v_{a3}^*) e quando multiplicadas por $1 - k$ resultam nas tensões de referência v_{b123}^* (v_{b1}^* , v_{b2}^* e v_{b3}^*). k é obtido na saída do controlador R_{cb} , que regula a tensão do barramento CC, V_{ccb} , no valor de referência V_{ccb}^* . As tensões auxiliares, v_{ha}^* e v_{hb}^* , são aplicadas aos blocos PWM A e PWM B, respectivamente, para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.71)-(3.74) para o filtro A e (3.75)-(3.78) para o filtro B.

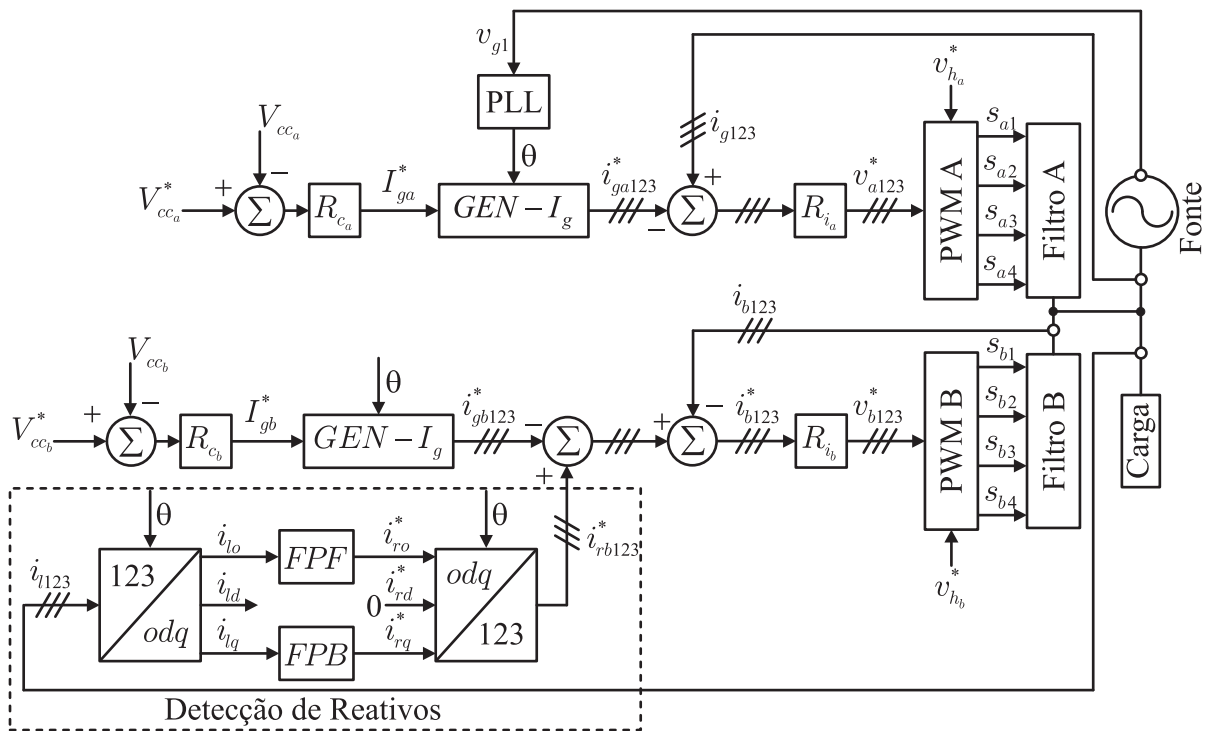


Figura 3.14: Diagrama de blocos do controle da associação de FAPs paralelos a quatro fios, dividindo a função de compensação entre os filtros.

(c) A estratégia *c*, apresentada na Figura 3.14, é aplicada ao filtro com o objetivo de dividir

as funções de compensação dos filtros A e B, ou seja, o filtro A compensará apenas as componentes harmônicas, e o filtro B apenas os reativos e a parcela de 60 Hz da corrente do neutro, com isto o filtro B pode operar com uma menor frequência de chaveamento. Do diagrama tem-se, que: o controle de cada filtro é realizado, independentemente, com estratégia de controle do filtro A idêntica a estratégia do FAP a quatro fios convencional. Para o filtro B, têm-se: a tensão, V_{ccb} , do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional (representado pelo bloco R_{cb}), no valor de referência V_{ccb}^* . R_{cb} fornece a amplitude de corrente ativa de referência I_{gb}^* , necessária para manter o barramento constante e suprir as perdas do filtro. O bloco PLL fornece um ângulo (θ) de uma das tensões da rede. É feito sincronismo das correntes instantâneas de referência i_{gb123}^* (i_{gb1}^* , i_{gb2}^* e i_{gb3}^*) com as tensões da rede trifásica, pelo ângulo (θ) e o bloco $GEN - I_g$, o sentido destas correntes é da rede para o conversor. As correntes da carga são lidas para que sejam obtidas as componentes de corrente no referencial síncrono, i_{lo} , i_{ld} e i_{lq} , utilizando-se a matriz (3.44) de transformação, do referencial 123 para o dq síncrono, acrescida de uma linha correspondente ao termo o . De posse dessas componentes, encontra-se a componente reativa da corrente da carga utilizando o bloco FPB que é um filtro passa-baixas utilizado para separar a componente reativa da corrente da carga. Foi utilizado um filtro de segunda ordem, com função de transferência dada por 3.46. O filtro é sintonizado com uma frequência de corte de 10 Hz. O bloco FPF é um filtro passa-faixa utilizado para separar a componente de 60 Hz da corrente i_{gn} . Foi utilizado um filtro de segunda ordem, com função de transferência dada por

$$F_{PF}(s) = \frac{kBs}{s^2 + Bs + w_o^2} \quad (3.79)$$

onde k , B e w_o são, respectivamente, o ganho, a largura da banda de passagem e a frequência central do filtro. O filtro é sintonizado com uma frequência central de 60 Hz. Uma vez separada a componente de baixa frequência da corrente da carga e como o intuito é a compensação de reativos, a componente d é imposta como sendo zero, é feita a transformação inversa destas componente para gerar as correntes reativas de referência, i_{rb123}^* (i_{rb1}^* , i_{rb2}^* e i_{rb3}^*), para o filtro B. Essas correntes de referência são subtraídas das correntes geradas para o controle do barramento, i_{gb123}^* , obtendo-se as correntes de referência total do filtro B. As correntes i_{b123}^* são controladas individualmente, por um controlador de dupla sequência representado pelo bloco R_{ib} . Estes controladores

forneem na saída as tensões de referência v_{b123}^* (v_{b1}^* e v_{b2}^* e v_{b3}^*). A tensão auxiliar (v_{hb}^*) é aplicada ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.75)-(3.78).

3.3 Conclusões

Neste capítulo, foram estudadas duas topologias de FAPs paralelos, mostradas nas Figuras 3.1 e 3.9. Elas são compostas pela associação de duas topologias convencionais. Para estas topologias foram desenvolvidas, neste capítulo, as equações do modelo, a estratégia PWM e estratégia de controle.

Desenvolveu-se duas opções de "filosofia" de controle, a primeira visando a divisão do fluxo de corrente igualmente entre os FAPs, onde cada FAP compensará metade da corrente, e a segunda visando a divisão de funções entre os filtros. Ou seja, um dos FAPs compensará apenas reativos e o outro apenas harmônicas. Para todas as estratégias de controle propostas buscou-se utilizar o menor número possível de controladores e filtros digitais.

4

Dimensionamento do FAP Paralelo

4.1 Introdução

O primeiro passo para se projetar um FAP é selecionar os valores adequados para seus componentes. Isto permite redução de custos e evita uma série de problemas de controle. Neste capítulo serão descritos alguns procedimentos para projeto dos três principais parâmetros do FAP. A partir desta análise serão escolhidos os que melhor se adaptem a este estudo. Serão dimensionado: o valor de referência da tensão do barramento CC (V_{cc}^*) o filtro indutivo L_f e o valor da capacitância (C_{cc}) do barramento CC.

O dimensionamento desses componentes são baseados, de acordo com (Chaoui et al., 2008), nos seguintes pressupostos:

- a fonte de alimentação trifásica é senoidal;
- para projetar o filtro indutivo (L_f , L_a e L_b) é assumido que a distorção da corrente da rede seja no máximo 5%;
- o conversor opera na região de modulação linear;
- a frequência de comutação é selecionada em função da maior harmônica a ser compensada. Teoricamente, é possível controlar as harmônicas com frequência até metade da frequência de comutação.

4.2 Especificação da Tensão do Barramento

Para se obter êxito na estratégia de controle é necessário que o filtro mantenha a tensão do barramento constante e em um valor de tensão adequado. Pois a capacidade do filtro de fornecer as harmônicas de corrente depende muito deste fator.

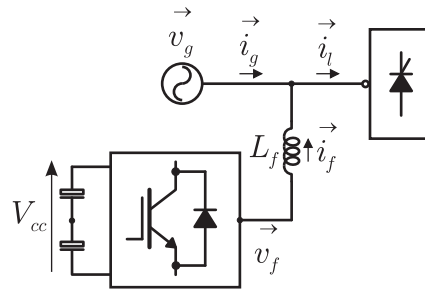


Figura 4.1: Circuito monofásico do FAP paralelo.

A partir da Figura 4.1 pode-se obter o diagrama fasorial da Figura 4.2, desprezando a resistência do filtro L_f e aplicando a lei das malhas. Este diagrama pode ser representado pela equação (4.1).

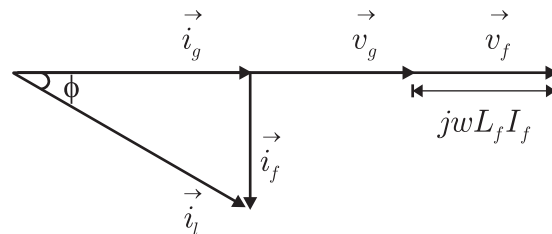


Figura 4.2: Diagrama Fasorial do FAP paralelo.

$$\vec{v}_f = \vec{v}_g + j\omega L_f \vec{i}_f \quad (4.1)$$

Como a tensão do barramento, V_{cc} , é definido como a tensão entre fases, pode-se considerar a aproximação dada em (Ponnaluri e Brickwedde, 2001):

$$V_{cc} \geq m_a \sqrt{3} V_{f \max} \quad (4.2)$$

onde m_a é o índice de modulação de amplitude, que para a região de modulação linear é dado por $0 \leq m_a \leq 1$.

4.3 Especificação do Filtro Indutivo

Outro importante aspecto do FAP é a especificação dos indutores, uma vez que a dinâmica do mesmo deve ser capaz de acompanhar as variações de corrente harmônicas da carga. Sabe-se que, quanto menor o indutor, mais rápido o filtro pode acompanhar essas variações e menor será a tensão do barramento CC, entretanto quanto menor este parâmetro maior é o *ripple* de corrente do filtro.

Nesta sessão são descritas algumas técnicas de projetar os indutores a serem acoplados nas saídas dos conversores dos FAP. Três exigências são impostas para se estimar o valor do filtro indutivo:

- a capacidade de não atenuar os harmônicos necessários a compensação;
- capacidade de promover a compensação de reativos para se obter fator de potência necessário, se for o caso;
- garantir a filtragem de *ripple* adicional de corrente na saída do conversor.

4.3.1 Primeira Aproximação

Este método, apresentado em (Ponnaluri e Brickwedde, 2001), de projeto de indutor, é baseado no valor de variação máxima de corrente. Para o cálculo deste projeto, nenhuma carga é considerada e o efeito da resistência parasita do indutor é desprezado. Sob estas condições, o valor da tensão de referência do conversor é igual à tensão de alimentação e a indutância necessária é dada por:

$$L_f = \frac{V_g}{2\sqrt{6}f_s\Delta I_{f(p-p)\max}} \quad (4.3)$$

onde L_f é a indutância e saída do conversor, f_s é a frequência de chaveamento do mesmo, V_g é o valor de pico da tensão de fase da rede e $\Delta I_{f(p-p)\max}$ é a variação na faixa entre 5 e 15% do valor da corrente do filtro que, para propósito de projeto pode ser considerada como sendo igual à da carga, para as topologias convencionais e metade da corrente da carga para as topologias propostas.

4.3.2 Segunda Aproximação

Este método limita o valor do indutor entre dois extremos. Para o valor mínimo de L_f , o valor máximo de corrente que o filtro deve fornecer para compensar uma carga totalmente indutiva é considerado. Como o indutor é projetado para um FAP, o valor deve ser menor que um limite, tal que permita variações de corrente necessárias a compensação. O valor mínimo do indutor pode ser calculado por

$$L_{f \min} = \frac{V_{cc}}{8f_s \Delta I_{f(p-p) \max}} \quad (4.4)$$

onde V_{cc} é a tensão de referência do barramento, enquanto que o valor máximo de indutor é obtido por

$$L_{f \max} = \frac{V_{cc} - 2\sqrt{2}V_g}{2 \sum_3^\infty wh I_h \sqrt{2}} \quad (4.5)$$

onde w é a frequência fundamental do sistema, h é um múltiplo inteiro numericamente igual à harmônica de corrente e I_h é a amplitude da corrente harmônica.

4.4 Especificação da Capacitância do Barramento CC

Nesta sessão descreve-se a técnica para determinar a capacitância mínima necessária. Em (Asiminoaei et al., 2008) e (Asiminoaei et al., 2006), a capacitância mínima é descrita como

$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta V_{cc}} \quad (4.6)$$

onde a corrente i_c para as topologias convencionais a três e a quatro fios é dada respectivamente pelas equações (4.7) e (4.8). Para a topologia composta por dois convencionais a três fios as correntes dos capacitores são dadas pelas equações (4.9) e (4.10) e para a composta por dois convencionais a quatro fios é dada por (4.11) e (4.12). E Δv_c é a oscilação da tensão

do barramento CC.

$$i_c = -s_1 i_{f1} - s_2 i_{f2} - s_3 i_{f3} \quad (4.7)$$

$$i_c = -s_1 i_{f1} - s_2 i_{f2} - s_3 i_{f3} - s_4 i_{fn} \quad (4.8)$$

$$i_{c_a} = -s_{a1} i_{a1} - s_{a2} i_{a2} - s_{a3} i_{a3} \quad (4.9)$$

$$i_{c_b} = -s_{b1} i_{b1} - s_{b2} i_{b2} - s_{b3} i_{b3} \quad (4.10)$$

$$i_{c_a} = -s_{a1} i_{a1} - s_{a2} i_{a2} - s_{a3} i_{a3} - s_{a4} i_{an} \quad (4.11)$$

$$i_{c_b} = -s_{b1} i_{b1} - s_{b2} i_{b2} - s_{b3} i_{b3} - s_{b4} i_{bn} \quad (4.12)$$

A quantidade de energia total exigida, para ser armazenada nos capacitores das topologias compostas por dois FAPs, é a mesma das configurações convencionais. Logo, a quantidade de energia a ser armazenada em cada barramento CC da topologia com dois FAPs é uma parcela da energia total a ser armazenada no barramento CC da topologia convencional. Como as tensões do barramento em todas as topologias são iguais e as correntes dos barramentos, das topologias com dois FAPs, são uma parcela da corrente do convencional, tem-se que, a sua capacitância mínima será menor que a da convencional. Apesar disso, o valor da capacitância de cada barramento CC será considerado igual para todas as topologias, pois, o objetivo principal, neste caso, é aumentar a confiabilidade do sistema.

4.5 Definição dos Parâmetros e Especificação da Carga

Nesta seção são definidos os valores dos parâmetros, utilizados nas simulações das topologias convencionais e das compostas por dois FAPs, com base no estudo realizado nas seções anteriores deste capítulo. São definidas também as cargas utilizadas.

Para o dimensionamento da indutância de filtro foi utilizado a primeira aproximação, (4.3), pois segundo (Chaoui et al., 2008) implica em valores de THD, de corrente, abaixo de 5% e proporciona a obtenção de indutâncias menores.

Na Tabela 4.1 são apresentados os parâmetros, calculados pelas equações apresentadas nas seções anteriores, que são utilizados nas simulações dinâmicas das topologias convencionais e propostas a três fios que utilizam a técnica da divisão da potência na compensação de reativos e harmônicas entre os dois filtros. Utilizou-se como valores de base, a tensão

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados em simulação das topologias a três fios, com divisão do fluxo de potência igualmente entre os filtros

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Tensão da rede ($V_{g_{RMS}}$)	110 V	1
Tensão da carga ($V_{l_{RMS}}$)	110 V	1
Corrente da carga ($I_{l_{RMS}}$)	3,7881 A	1
Fator de potência da carga ($\cos(\phi)$)	0,8	-
Resistência do filtro (convencional) (r_f)	0,1452 Ω	0,005
Resistência do filtro (2 FAPs) (r_a e r_b)	0,2904 Ω	0,01
Indutância do filtro (convencional) (l_f)	5,2 mH	0,0675
Indutância do filtro (2 FAPs) (l_a e l_b)	10,4 mH	0,1350
Tensão do barramento CC (V_{cc} , V_{cca} e V_{ccb})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 110$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 1$
Frequência de chaveamento (f_c)	10 kHz	-

Tabela 4.2: Valores utilizados na indutância do filtro B (l_b) da topologia a três fios, compostas por dois FAPs.

f_{t2}	Valor	Valor em p.u.
10 kHz	6,8 mH	0,0882
9 kHz	7,56 mH	0,098
8 kHz	8,50 mH	0,11
7 kHz	9,72 mH	0,1262
6 kHz	11,34 mH	0,1472
5 kHz	13,60 mH	0,1766
4 kHz	17,00 mH	0,2207

$V_{base} = 110$ V e a potência total aparente $S_{base} = 1250$ VA para obter-se os valores em *por unidade* (p.u.), mostrados nesta mesma Tabela.

Para a topologia a três fios que utilizam a técnica da divisão das funções de compensação entre os dois filtros, os parâmetros diferem da Tabela 4.1 apenas no valor das indutâncias dos filtro A e B. A indutância do filtro A é igual a 17,64 mH ou 0,229 p.u.. A indutância do filtro B é mostrada na Tabela 4.2 para diferentes valores de frequência da portadora PWM do filtro B, f_{t2} .

Tabela 4.3: Parâmetros utilizados em simulação das topologias a quatro fios, com divisão do fluxo de potência igualmente entre os filtros

Parâmetros	Valor	Valor em p.u.
Tensão da rede ($V_{g_{RMS}}$)	110 V	1
Tensão da carga ($V_{l_{RMS}}$)	110 V	1
Corrente da carga ($I_{l_{RMS}}$)	3,4435 A	1
Fator de potência ($\cos(\phi)$)	0,8	-
Resistência do filtro (convencional) (r_f)	0,1597 Ω	0,005
Resistência do filtro (2 FAPs) (r_a e r_b)	0,3194 Ω	0,01
Indutância do filtro (convencional) (l_f)	8,1 mH	0,096
Indutância do filtro (2 FAPs) (l_a e l_b)	16,2 mH	0,1922
Tensão do barramento CC (V_{cc} , V_{cca} e V_{ccb})	$1,2 \times \sqrt{3} \times 110$	$1,2 \times \sqrt{3} \times 1$
Frequência de chaveamento (f_c)	10 kHz	-

Os parâmetros calculados das topologias a quatro fios são apresentados na Tabela 4.3, estes são utilizados nas simulações dinâmicas das topologias estudadas a quatro fios que utilizam a técnica da divisão da potência na compensação entre os dois filtros. Utilizou-se os mesmos valores de base usados para as estruturas a três fios para se obter os valores em *por unidade* (p.u.), apresentados nesta mesma tabela.

Para a topologia a quatro fios que utilizam a técnica da divisão das funções de compensação entre os dois filtros, os parâmetros diferem da Tabela 4.3 apenas no valor das indutâncias dos filtro A e B. A indutância do filtro A é igual a 13,2 mH ou 0.1558 p.u.. A indutância do filtro B é mostrada na Tabela 4.4 para diferentes valores de frequência da portadora PWM do filtro B, f_{t2} .

Para as topologias a três fios são utilizadas, como carga, um retificador trifásico, em ponte completa. Esta carga possui o perfil de corrente harmônica mostrado na Tabela 4.5, onde a corrente fundamental, I_1 , foi definida como $I_1 = 5,2814$ A. E para as topologias a quatro fios são utilizadas, como carga, três retificadores monofásicos em ponte completa. Esta carga possui o perfil de corrente harmônica mostrado na mesma tabela, onde a corrente fundamental, I_1 , foi definida como $I_1 = 3,234$ A.

Tabela 4.4: Valores utilizados na indutância do filtro B l_b ,

f_{t2}	Valor	Valor em p.u.
10 kHz	8,54 mH	0,101
9 kHz	9,48 mH	0,112
8 kHz	10,67 mH	0,1259
7 kHz	12,19 mH	0,1439
6 kHz	14,23 mH	0,1679
5 kHz	17,07 mH	0,2014

Tabela 4.5: Composição harmônica do retificador trifásico e monofásico.

	Carga Trifásica	Carga monofásica
h	$\frac{I_h}{I_1} \%$	$\frac{I_h}{I_1} \%$
3	-	36,04
5	15,34	5,61
7	6,99	2,57
11	2,17	-

4.6 Conclusão

A escolha adequada dos parâmetros do FAP implica em um melhor funcionamento do mesmo e até redução de seu custo. Foram apresentados métodos para especificação do valor da tensão do barramento CC, da indutância de filtro e da capacitância do barramento. Foram, também, definidos estes parâmetros e especificadas as cargas utilizadas neste trabalho.

5

Análise da Distorção Harmônica Total

5.1 Introdução

Neste capítulo será analisado o comportamento da THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) das correntes da rede de alimentação, das topologias estudadas a três e quatro fios. São feitas comparações dos desempenhos dessas topologias. As curvas da THD serão traçadas em função do fator de distribuição μ , para diferentes números de portadoras em alguns casos e para diferentes frequência de portadoras em outros casos. Neste trabalho a análise da THD é realizada considerando o fator de distribuição dos filtros A e B independentes. Isto é, μ_a e μ_b podem assumir valores diferentes.

A THD é um fator importante para a análise da "poluição" harmônica de uma corrente. Este fator pode ser definido como:

$$THD(p)\% = \frac{100}{Y_1} \sqrt{\sum_{n=2}^p (Y_n)^2} \quad (5.1)$$

onde $n = 2, 3, 4, \dots$ e p é a ordem da harmônica, Y_1 é a amplitude da componente fundamental, $Y(n)$ é a amplitude da n-ésima harmônica e p é o número de harmônica que serão consideradas.

Para a análise da distorção harmônica foram simuladas, em regime permanente, todas topologias apresentadas, no sistema *por unidade* (p.u.). Os parâmetros utilizados na simulação são mostrados nas Tabelas 4.1 e 4.3.

5.2 Análise da THD das Topologias a Três Fios

Nesta subseção é apresentada e analisada a THD das correntes da rede, i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , da topologia convencional (C) e da topologia composta por dois FAPs (2F), ambas a três fios. Serão consideradas as duas estratégias de controle apresentadas anteriormente, a primeira considerando a divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros e a segunda considerando os FAPs paralelos exercendo funções de compensação diferentes. No primeiro caso, pode-se utilizar uma (2F-1P), duas (2F-2P) ou seis portadoras PWM (2F-6P). Na segunda estratégia utiliza-se duas portadoras PWM, variando a frequência da segunda portadora.

5.2.1 Análise Considerando os FAPs Paralelos Dividindo o Fluxo de Corrente igualmente na Compensação

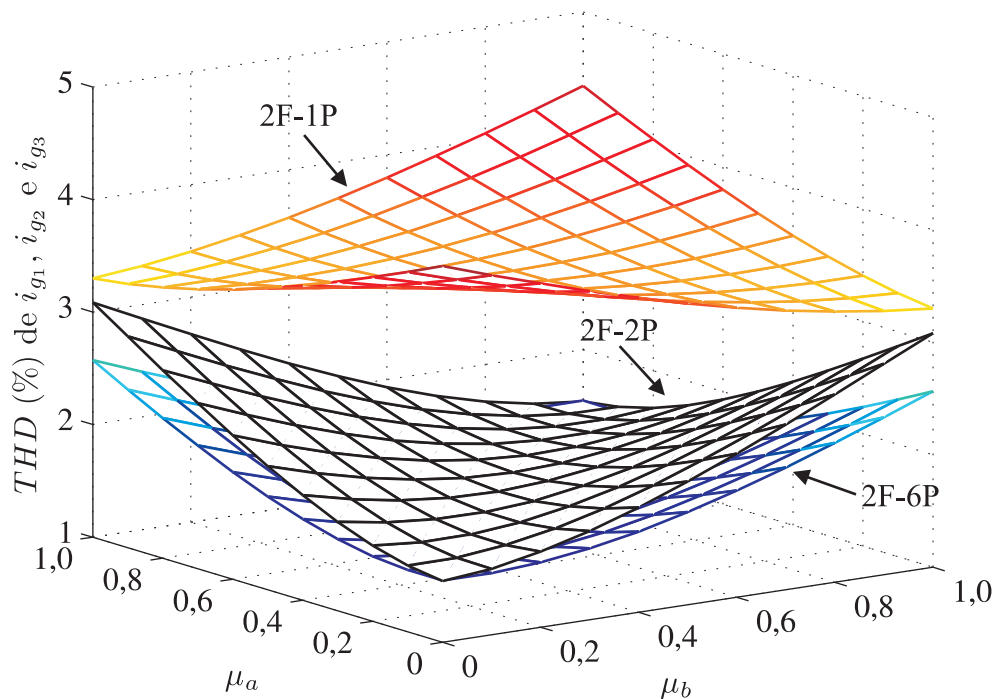


Figura 5.1: THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , em função de μ . Para a topologia composta por dois FAPs a três fios utilizando uma, duas e seis portadoras PWM.

Na Figura 5.1 é mostrada a THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , da topologia composta por dois FAPs a três fios, em função dos fatores de distribuição de roda livre (μ_a e μ_b), em diferentes condições do circuito, ou seja, para uma, duas ou seis portadoras PWM. Como foi dito anteriormente os valores de μ_a e μ_b são variados no intervalo de 0 a 1 de forma

independente gerando superfícies simétricas. Esta análise é realizada utilizando a estratégia de divisão do fluxo de corrente entre os filtros.

Observa-se na Figura 5.1 que pode-se obter a THD da topologia convencional na superfície 2F-1P em $\mu_a = \mu_b$. Esta superfície apresenta a menor THD em $\mu_a = 1$ e $\mu_b = 0$ ou em $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$. Nota-se também, na mesma figura, que o sistema com duas portadoras PWM, 2F-2P, apresenta correntes com menores distorções harmônicas que as topologias C e a 2F-1P, para todos os valores de μ_a e μ_b . Vê-se que utilizando-se seis portadoras o valor da THD é menor, ou igual (nos casos μ_a e μ_b iguais 0 ou a 1), que a topologia com duas portadoras para todos os valores de μ_a e μ_b . Estes resultados são comprovados quando comparados com as curvas das correntes da rede dessas configuração, mostradas na Figura 5.4, em um período de $\frac{1}{60}$ s.

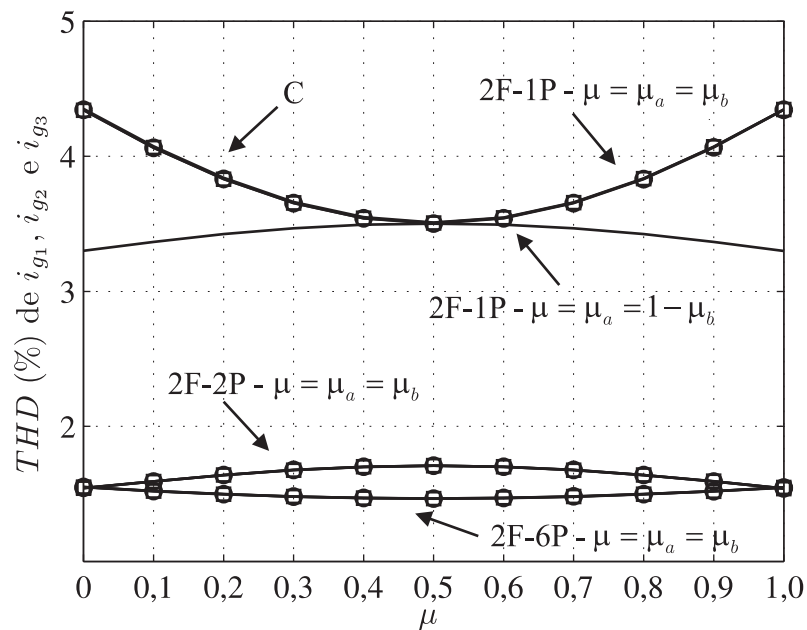


Figura 5.2: Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , em função de μ . Para as topologias três fios utilizando uma, duas e seis portadoras PWM.

Na Figura 5.2 é mostrado as curvas com os pontos ótimos, que apresentam as menores THDs, das superfícies da Figura 5.1. Observa-se, na Figura 5.2, que a curva de THD da topologia C, é igual a da topologia 2F-1P quando $\mu_a = \mu_b = \mu$. Os pontos com menores THDs da topologia 2F-1P encontra-se na curva onde $\mu = \mu_a = 1 - \mu_b$. Para as topologias 2F-2P e 2F-6P os melhores THDs encontram-se nas curvas onde $\mu_a = \mu_b$. Em 2F-2P apresenta dois pontos de menor THD, em μ_a e μ_b iguais a 0 ou iguais a 1. Já para (2F-6P) o melhor

THD encontra-se em $\mu_a = \mu_b = 0,5$.

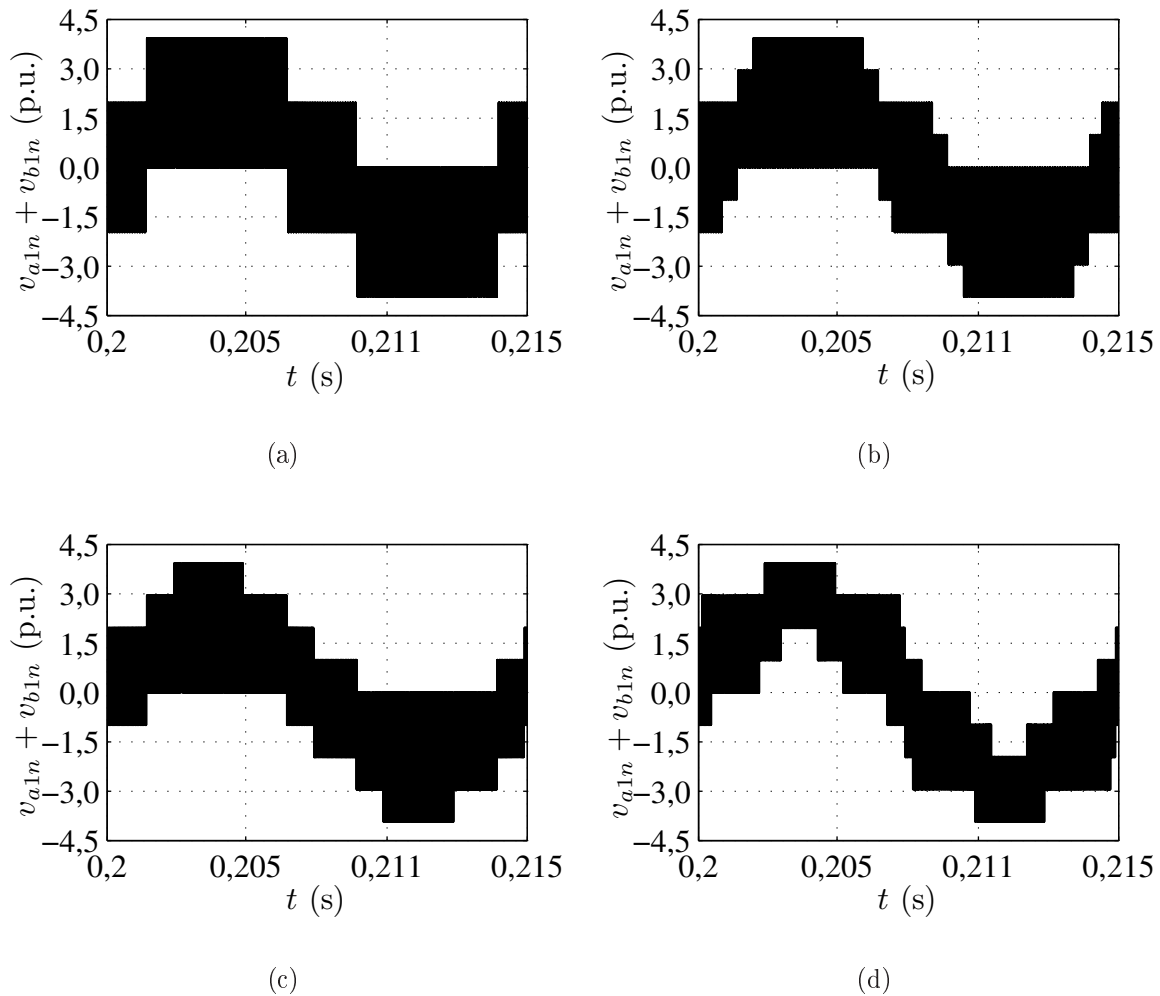


Figura 5.3: Tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$. (a) Da topologia a três fios 2F-1P para $\mu_a = \mu_b = 0,5$, equivalente a topologia C com $\mu = 0,5$. (b) Da topologia 2F-1P com $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ (c) Da topologia 2F-2P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$. (d) Da topologia 2F-6P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$.

Das equações (3.1), (3.4) e (3.7), observa-se que as correntes da rede dependem das tensões geradas pelos conversores. Isto é, a corrente na fase 1, por exemplo, depende das tensões chaveadas $v_{a1n} + v_{b1n}$. Portanto essas tensões são a fonte de *ripple* da corrente. Na Figura 5.3 apresenta-se as curvas das tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$ em um período de $\frac{1}{60}$ s, observa-se que para topologia convencional e 2F-1P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$ o número de níveis de tensões é menor que para duas e seis portadoras PWM. Para 2F-1P com $\mu_a = 1 - \mu_b$ o número de níveis é o mesmo de quando é utilizado duas e seis portadoras, porém os pulsos para duas e seis portadoras são melhores distribuídos, sendo o de seis portadoras o que apresenta melhor

distribuição, de forma que reduz as componentes de alta frequência das correntes da rede, como pode ser visto na Figura 5.4. Sabe-se que, quanto maior o número de níveis da tensão e melhor sua distribuição menor será a THD da corrente.

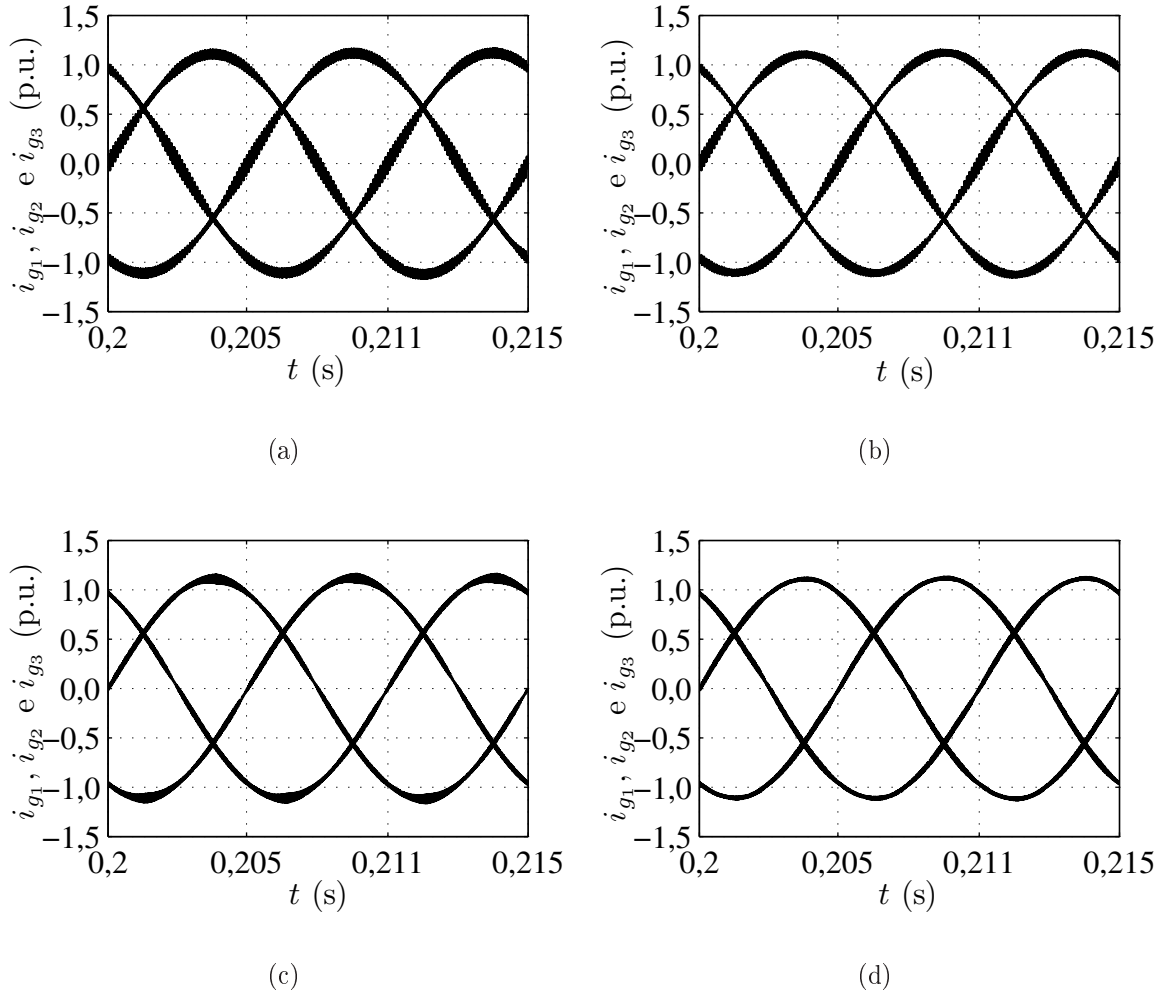


Figura 5.4: Correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} . (a) Da topologia a três fios 2F-1P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$, equivalente a C com $\mu = 0,5$. (b) Da topologia 2F-1P com $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ (c) Da topologia 2F-2P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$. (d) Da topologia 2F-6P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$.

5.2.2 Análise Considerando os FAPs Exercendo Funções de Compensação Diferentes

Na Figura 5.5 é apresentada as formas de THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} em função do fator de distribuição de roda livre (μ), para diferentes frequências de chaveamento do filtro B (f_{cb}). Este estudo é realizado utilizando valores, do fator de distribuição de roda livre dos

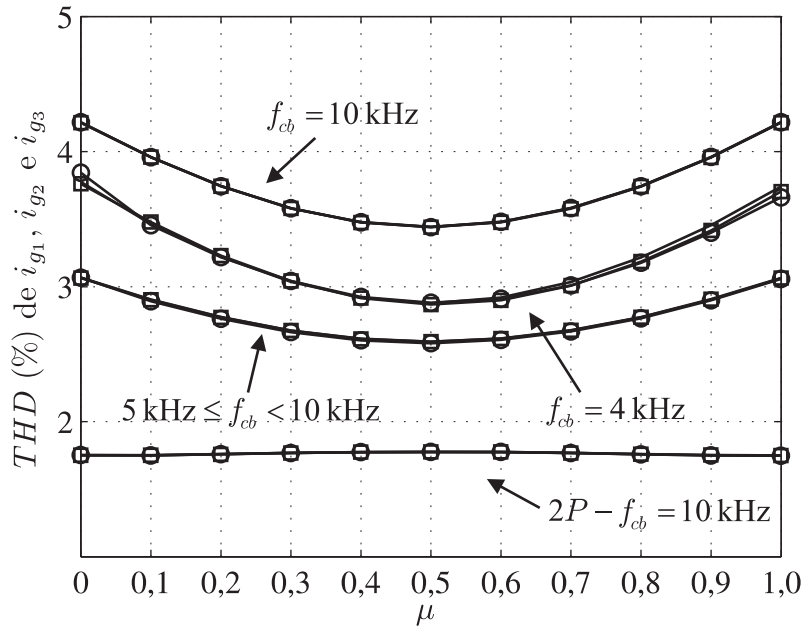


Figura 5.5: THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} da topologia a três fios, composta por dois FAPs, em função de μ . Para diferentes frequência de chaveamento do filtro B (f_{cb}).

dois filtros, idênticos e iguais a μ . Isto é, $\mu_a = \mu_b = \mu$. Esta análise é realizada no conversor proposto, da Figura 3.1, utilizando a estratégia de controle que os filtros assumem funções diferentes na compensação, onde o filtro A realiza a compensação de harmônicas e tem sua frequência de chaveamento (f_{ca}) fixada em 10 kHz, e o filtro B realiza a compensação de reativos e tem sua frequência variada, de 10 kHz a um valor de frequência mínima ($f_{cb_{mn}}$). Isto é realizado para se estabelecer este valor de frequência mínima que o filtro B pode assumir sem ultrapassar o limite máximo de distorção na corrente de entrada. Também é analisado a utilização de duas portadoras com mesma frequência e defasadas de 180° . Isto é feito para que fique claro que as melhorias da THD, utilizando esta estratégia de controle, ocorrem seguindo o mesmo padrão da THD quando é utilizado a estratégia da divisão da potência.

Observa-se na Figura 5.5 que com a redução da frequência da portadora do filtro B, no intervalo $5 \text{ kHz} \leq f_{cb} < 10 \text{ kHz}$, a THD das correntes da rede é reduzida, para todos os valores de μ . A THD para $f_{cb} = 4 \text{ kHz}$ também é inferior a de $f_{cb} = 10 \text{ kHz}$, para qualquer valor de μ , porém é superior a THD das frequência no intervalo $5 \text{ kHz} \leq f_{cb} < 10 \text{ kHz}$. Já para as frequências $f_{cb} < 4 \text{ kHz}$ o valor de THD não é inferior a 5% para qualquer valor de μ . Levando em conta este critério, é estabelecido o valor limite inferior de f_{cb} em 4

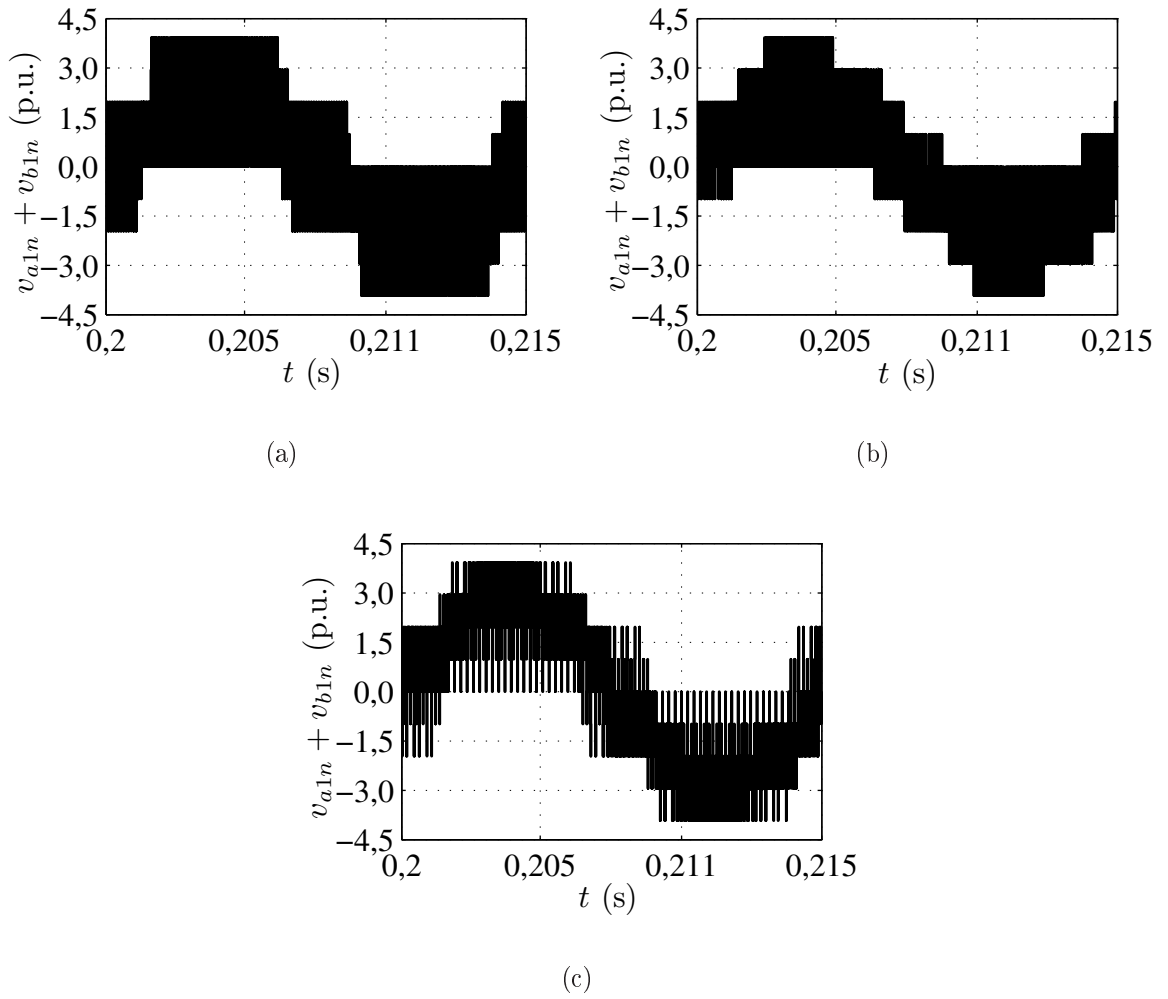


Figura 5.6: Tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$ para $\mu = 0,5$, da topologia composta por dois FAPs a três fios. (a) Usando uma portadora com $f_c = 10$ kHz. (b) Usando duas portadoras com $f_{ca} = f_{cb} = 10$ kHz. (c) Para $f_{cb} = 6$ kHz.

kHz. Observa-se também que mantendo-se as frequências dos dois conversores, A e B, iguais e variando o número de portadoras obtém-se resultados de THD ainda melhores. Estes resultados são comprovados quando comparados com as curvas das correntes da rede, para cada frequência (f_{cb}), mostradas na Figura 5.7, em um período de $\frac{1}{60}$ s.

Na Figura 5.6 apresenta-se as curvas das tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$ em um período de $\frac{1}{60}$ s, observa-se que para $f_{cb} = 10$ kHz, utilizando uma única portadora para os dois conversores, o número de níveis das tensões é menor que quando se utiliza duas portadoras com mesma frequência. Neste caso ocorre um maior número de cancelamentos, nas somas das tensões v_{a1n} e v_{b1n} , diminuindo o *ripple* da corrente da rede. Para $f_{cb} = 6$ kHz o número de níveis de tensão em relação ao caso anterior é o mesmo, porém os pulsos não são tão bem distribuídos.

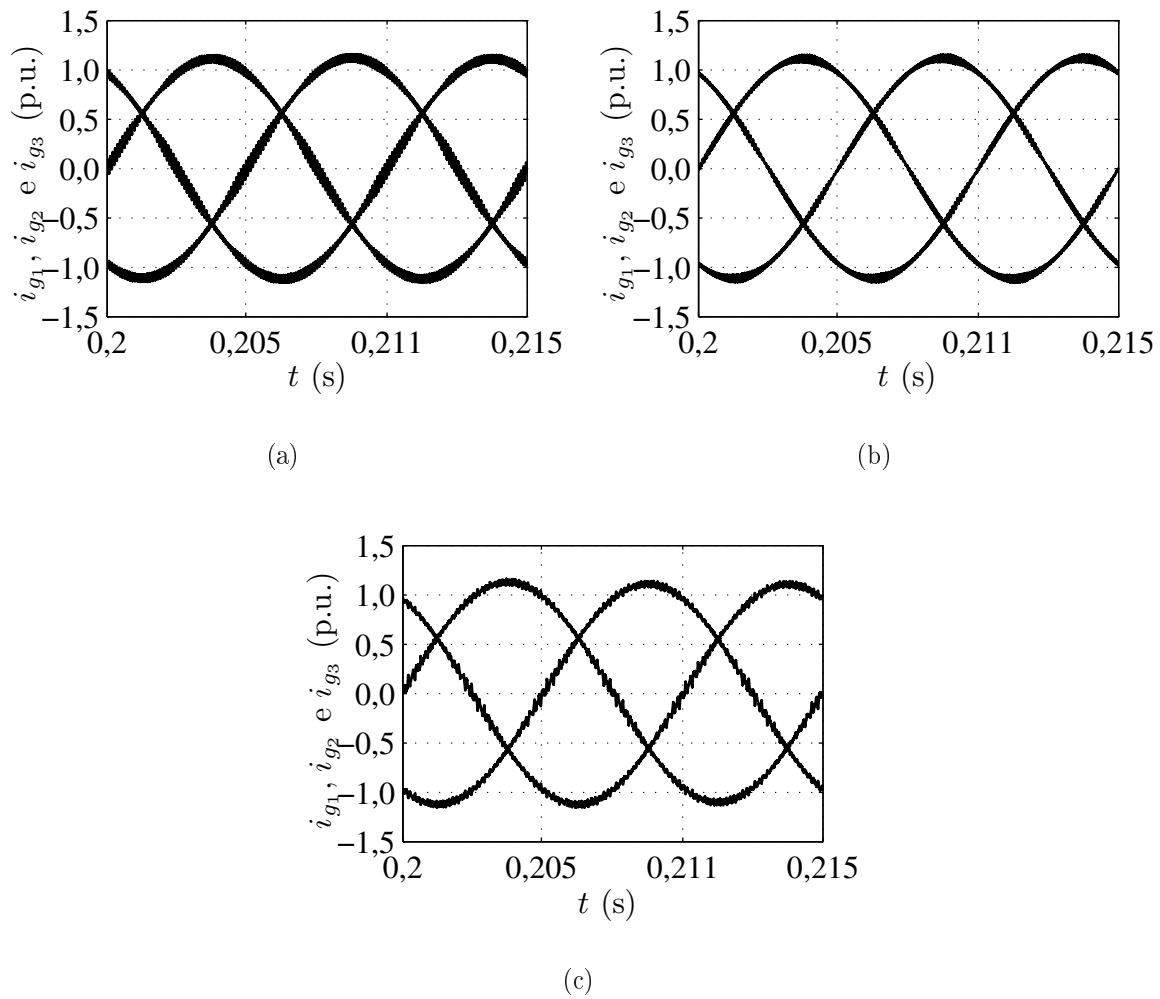


Figura 5.7: Correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} para $\mu = 0,5$, da topologia composta por dois FAPs a três fios. (a) Usando uma portadora com $f_c = 10$ kHz. (b) Usando duas portadoras com $f_{ca} = f_{cb} = 10$ kHz. (c) Para $f_{cb} = 6$ kHz.

E sabe-se que quanto maior o número de níveis da tensão e melhor sua distribuição menor será a THD da corrente, de forma que reduz as componentes de alta frequência das correntes da rede, como pode ser visto na Figura 5.7.

5.2.3 Resumo dos Resultados Obtidos de THD das Topologias a Três fios

São apresentados na Tabela 5.1 o resumo dos resultados obtidos para as topologias propostas a três fios. Dela, verifica-se que para a estrutura composta por dois FAPs, considerando a divisão do fluxo de potência igualmente entre os filtros e utilizando a topologia 2F-1P, a menor THD é encontrado quando são utilizados $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ ou $\mu_a = 1$ e $\mu_b = 0$.

Observa-se também que, para essa mesma topologia, o aumento no número de portadoras resultou na redução da THD. Para a estratégia de divisão da função de compensação entre os filtros, os menores THDs são obtidos quando é mantido $f_{cb} = 10$ kHz e é utilizado duas portadoras PWM. Também, observa-se que ao diminuir f_{cb} obtém-se THDs menores que as obtidas com $f_{cb} = 10$ kHz e 1P.

Tabela 5.1: Resumo dos resultados de THD da topologia composta por dois FAPs a três fios.

$\mu_a - \mu_b$	THD(%) de i_{g123}				
	0 - 0	0,5 - 0,5	1 - 1	0 - 1	1 - 0
2F-1P	4,4	3,5	4,4	3,3	3,3
2F-2P	1,6	1,75	1,6	-	-
2F-6P	1,6	1,45	1,6	-	-
$f_{cb} = 10$ kHz - 1P	4,2	3,4	4,2	-	-
$f_{cb} = 10$ kHz - 2P	1,8	1,85	1,8	-	-
5 kHz $\leq f_{cb} < 10$ kHz	3,05	1,6	3,05	-	-
$f_{cb} = 4$ kHz	3,8	2,9	3,8	-	-

5.3 Análise da THD das Topologias a Quatro Fios

Nesta subseção apresenta-se o estudo da THD das correntes da rede de alimentação, i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , das topologias convencional (C) e da composta por dois FAPs (2F), ambas a quatro fios. Da mesma forma, que com três fios, serão consideradas as duas estratégias de compensação, a primeira considerando a divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros e a segunda considera-se os FAPs exercendo funções de compensação diferentes. No primeiro caso, a topologia proposta utiliza-se uma portadora PWM (2F-1P) ou duas portadoras PWM (2F-2P). Na segunda estratégia utiliza-se duas portadoras, variando a frequência da segunda portadora.

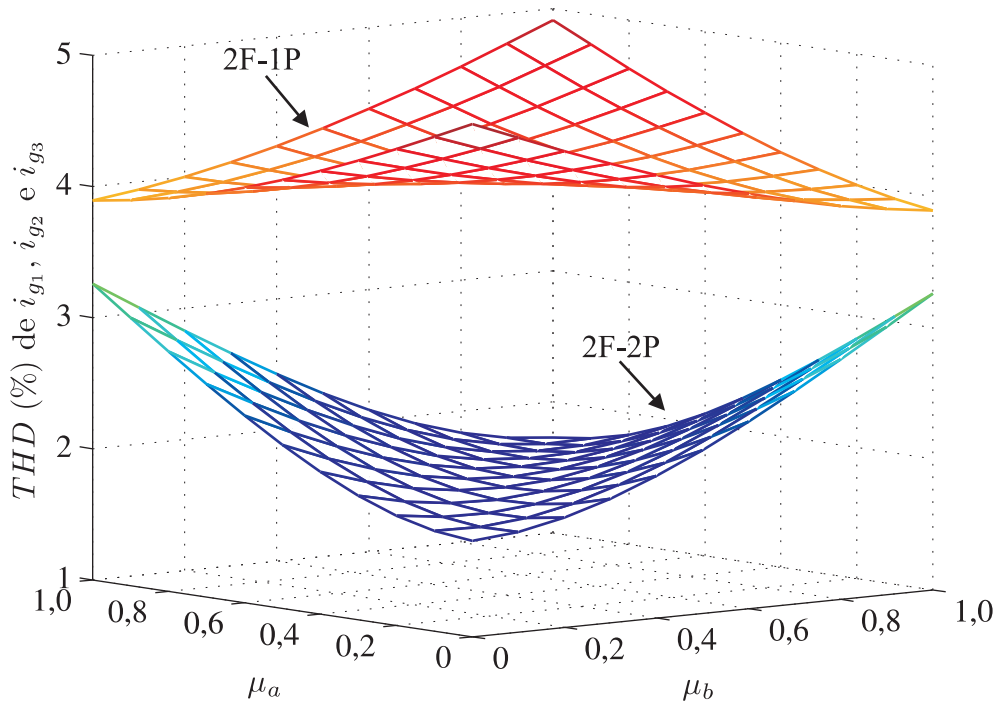


Figura 5.8: THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , em função de μ . Para a topologia composta por dois FAPs a quatro fios, utilizando uma e duas portadoras PWM.

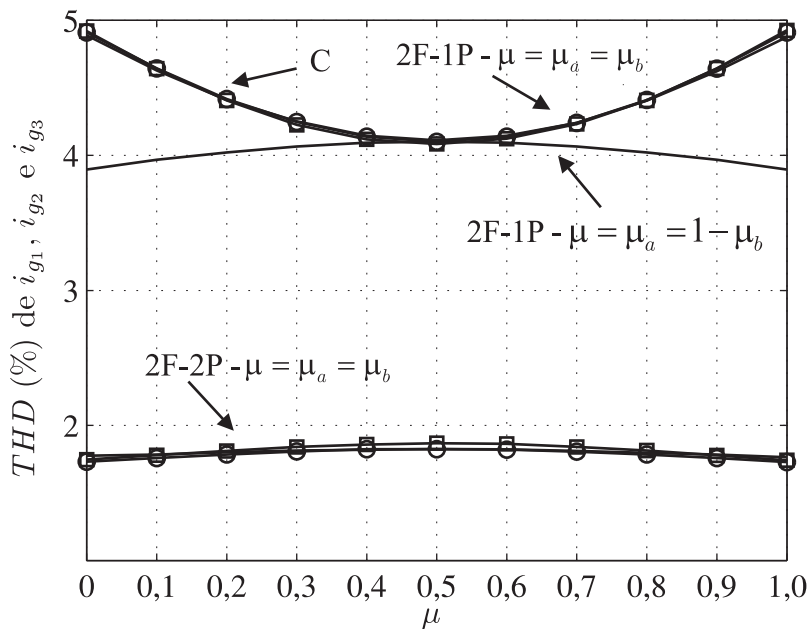


Figura 5.9: Curvas dos pontos ótimos da THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , em função de μ . Para as topologias a quatro fios, utilizando uma e duas portadoras PWM.

5.3.1 Análise Considerando a Divisão do Fluxo de Corrente Iguamente entre os Filtros

Na Figura 5.8 é mostrada a THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} , da topologia composta por dois FAPs a três fios, em função dos fatores de distribuição de roda livre (μ_a e μ_b), para uma e duas portadoras PWM. Como foi dito anteriormente os valores de μ_a e μ_b são variados no intervalo de 0 a 1 de forma independente gerando superfícies. Esta análise é realizada utilizando a estratégia de divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros. Observa-se

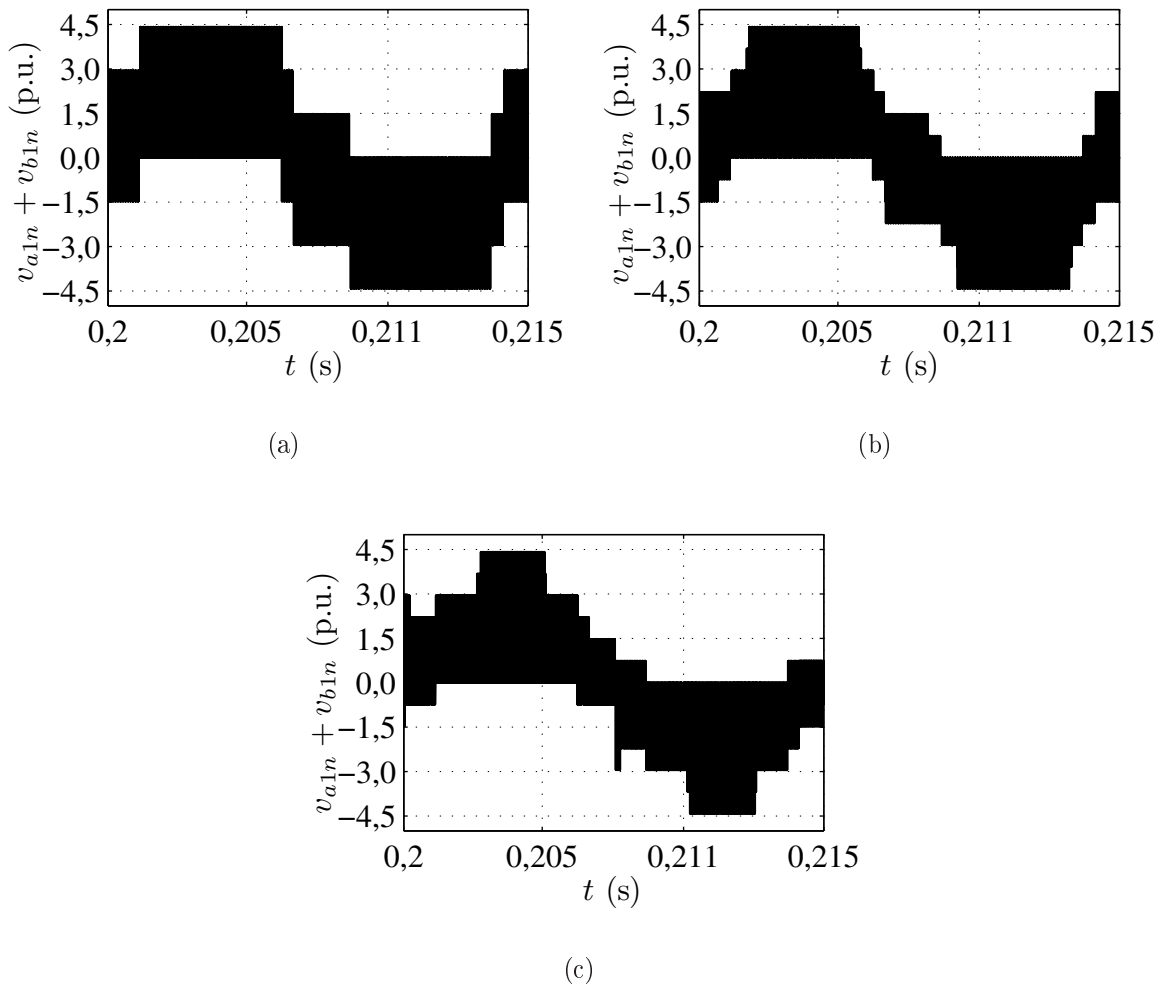


Figura 5.10: Tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$. (a) Da topologia composta por dois FAPs a quatro fios (2F-1P) para $\mu_a = \mu_b = 0,5$, equivalente a convencional com $\mu = 0,5$. (b) Da topologia (2F-1P) com $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ (c) Usando duas portadoras PWM com $\mu_a = \mu_b = 0,5$.

na Figura 5.8 que pode-se obter a THD da topologia convencional na superfície 2F-1P em $\mu_a = \mu_b$. Esta superfície apresenta a menor THD em $\mu_a = 1$ e $\mu_b = 0$ ou em $\mu_a = 0$ e

$\mu_b = 1$. Nota-se também, na mesma figura, que na topologia 2F-2P apresenta correntes com menores distorções harmônicas que a topologia convencional e a topologia 2F-1P, para todos os valores de μ_a e μ_b .

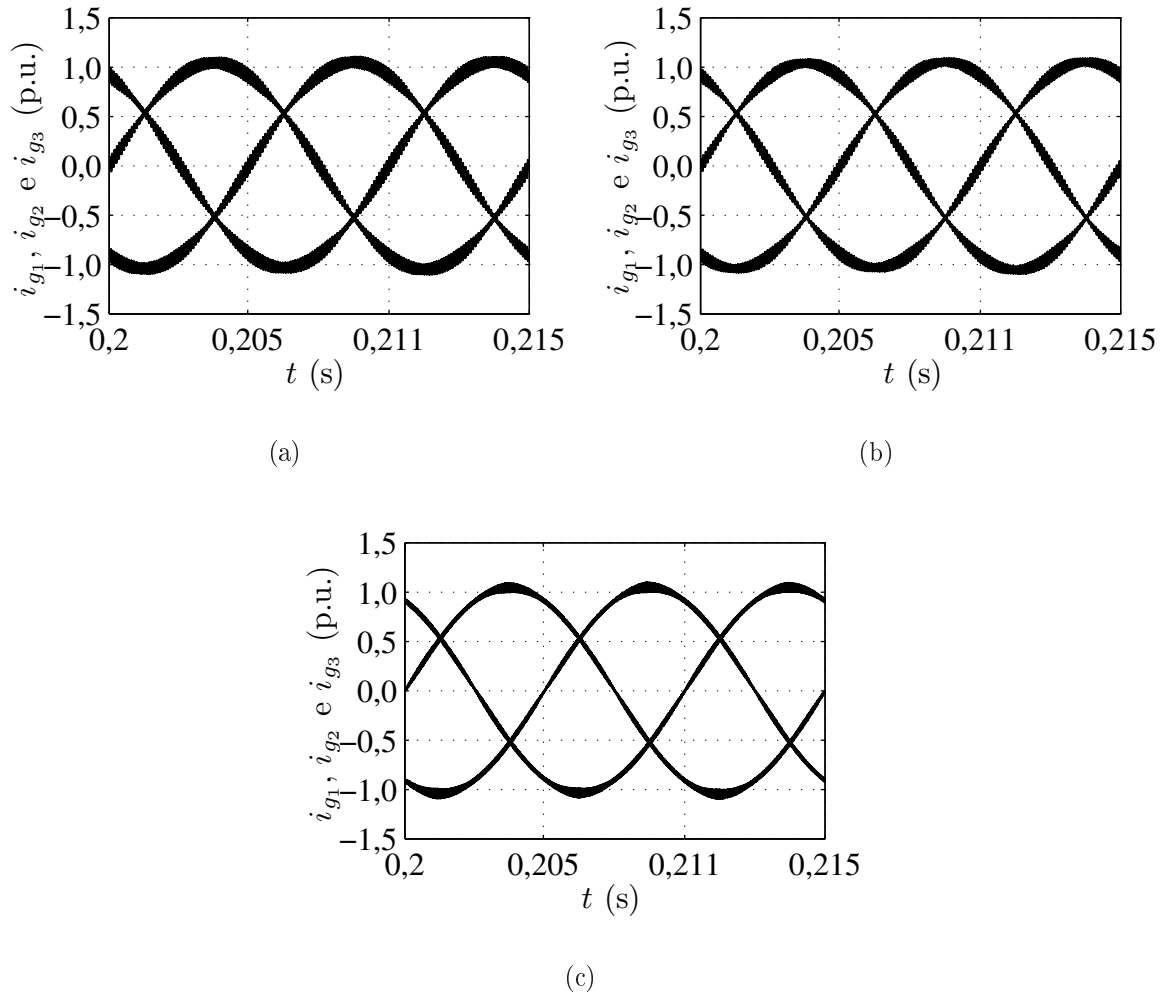


Figura 5.11: Correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} . (a) Da topologia a composta por dois FAPs a quatro fios (2F-1P) para $\mu_a = \mu_b = 0,5$, equivalente a topologia convencional com $\mu = 0,5$. (b) Da topologia (2F-1P) com $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ (c) Usando duas portadoras com $\mu_a = \mu_b = 0,5$.

Na Figura 5.9 é mostrado as curvas com os pontos ótimos, pontos que apresentam menores THDs, das superfícies da Figura 5.8. Observa-se na Figura 5.9 a curva de THD da topologia convencional pode ser obtida quando é feito $\mu_a = \mu_b = \mu$ na topologia 2F-1P. Os pontos com menores THDs da topologia 2F-1P encontra-se na curva onde $\mu = \mu_a = 1 - \mu_b$. Para a topologia 2F-2P as menores THDs encontra-se na curva onde $\mu_a = \mu_b$. Apresentando dois pontos de menor THD, em μ_a e μ_b iguais a 0 ou iguais a 1.

Das equações (3.47), (3.50) e (3.53), observa-se que as correntes da rede dependem das tensões geradas pelos conversores. Isto é, a corrente na fase 1, por exemplo, depende das tensões chaveadas $v_{a1n} + v_{b1n}$. Portanto essas tensões são a fonte de *ripple* da corrente. Na Figura 5.10 apresenta-se as curvas das tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$ em um período de $\frac{1}{60}$ s, observa-se que para topologia convencional e P-1P com $\mu_a = \mu_b = 0,5$ o número de níveis de tensões é menor que quando se utilizam duas portadoras PWM. Para P-1P utilizando os valores de μ iguais a $\mu_a = 1 - \mu_b$, o número de níveis é o mesmo de quando se utiliza duas portadoras, porém os pulsos para duas portadoras são melhores distribuídos, de forma que reduz as componentes de alta frequência das correntes da rede, como pode ser visto na Figura 5.11. Sabe-se que quanto maior o número de níveis da tensão e melhor sua distribuição menor será a THD da corrente. Estes resultados são comprovados quando comparados com as curvas das correntes da rede dessas configuração, mostradas na Figura 5.11, em um período de $\frac{1}{60}$ s.

5.3.2 Análise Considerando os FAPs Dividindo a Função na Compensação

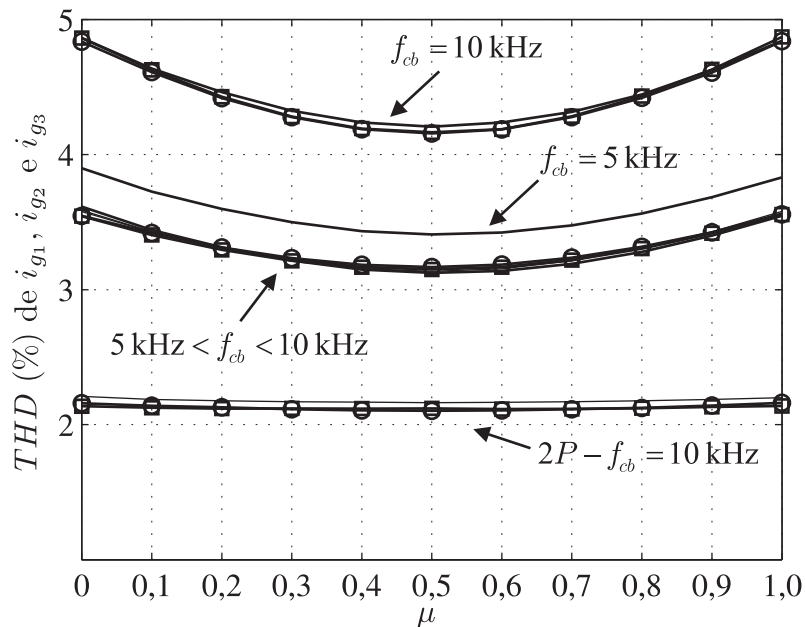


Figura 5.12: THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} da topologia proposta a quatro fios, em função de μ . Para diferentes frequência de chaveamento do filtro B (f_{cb}).

Na Figura 5.12 é apresentada as curvas de THD das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} em função do

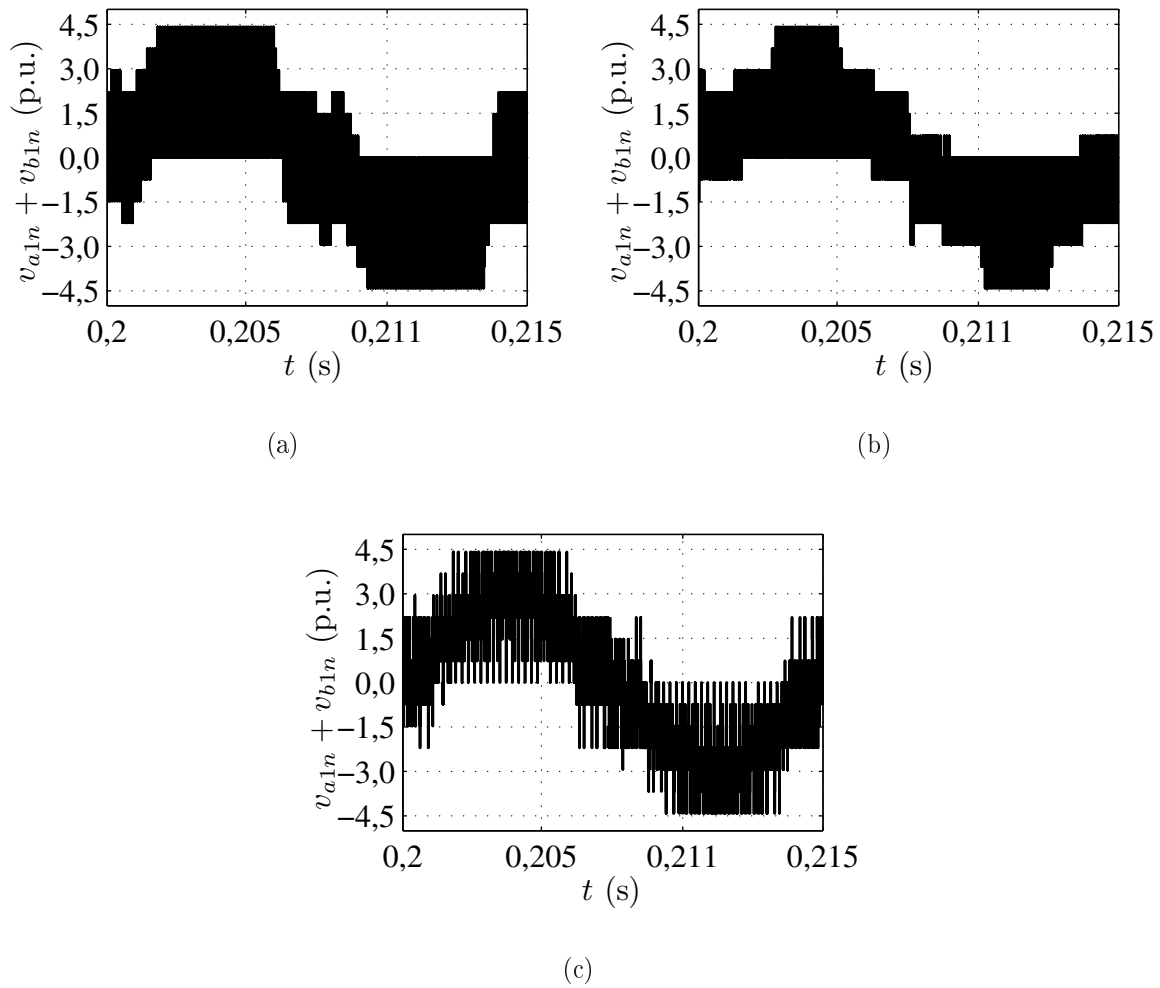


Figura 5.13: Tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$ para $\mu = 0,5$, da topologia composta por dois FAPs a quatro fios. (a) Usando uma portadora PWM com $f_c = 10$ kHz. (b) Usando duas portadoras com $f_{ca} = f_{cb} = 10$ kHz. (c) Para $f_{cb} = 6$ kHz.

fator de distribuição de roda livre (μ), para diferentes frequências de chaveamento do filtro B (f_{cb}). Neste estudo é feito o valor de $\mu = \mu_a = \mu_b$ e são variados igualmente em passos de 0,1, como foi feito para a topologia a três fios. Esta análise é realizada no conversor proposto, da Figura 3.9, utilizando a estratégia de divisão de funções entre os filtros A e B, f_{ca} é fixada em 10 kHz, f_{cb} é variada, para se estabelecer um valor de frequência mínima que o filtro B pode assumir sem ultrapassar o valor de frequência mínima (f_{cb}). Também é analisado a utilização de duas portadoras com mesma frequência e defasadas 180° .

Observa-se na Figura 5.12 que a redução da frequência da portadora do filtro B, no intervalo $5 \text{ kHz} < f_{cb} < 10 \text{ kHz}$, reduz a THD das correntes da rede, para todos os valores

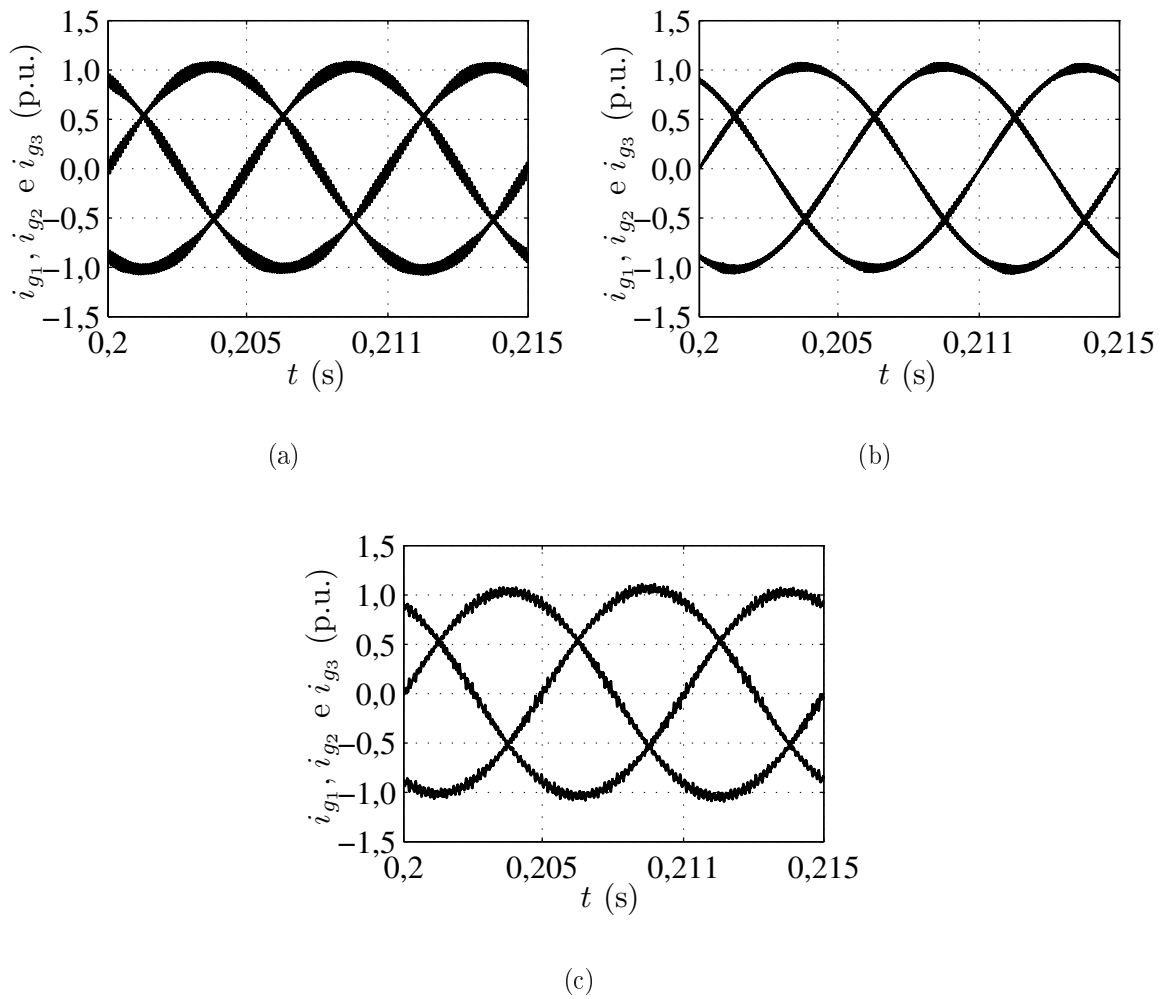


Figura 5.14: Correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} para $\mu = 0,5$, da topologia composta por dois FAPs a quatro fios. (a) Usando uma portadora com $f_c = 10$ kHz. (b) Usando duas portadoras com $f_{ca} = f_{cb} = 10$ kHz. (c) Para $f_{cb} = 6$ kHz.

de μ . A THD para $f_{cb} = 5$ kHz também é inferior ao de $f_{cb} = 10$ kHz, para qualquer valor de μ , porém é superior a THD das frequência no intervalo $5 \text{ kHz} < f_{cb} < 10 \text{ kHz}$. Já para as frequências $f_{cb} < 4$ kHz o valor de THD não é inferior a 5% para todos os valores de μ . Levando em conta este critério, é estabelecido o valor de frequência mínima do filtro B $f_{cb_{mn}} = 4$ kHz.

Na Figura 5.13 apresenta-se as curvas das tensões $v_{a1n} + v_{b1n}$ em um período de $\frac{1}{60}$ s, observa-se que: para $f_{cb} = 10$ kHz o número de níveis das tensões é menor que os de quando se utiliza $f_{cb} = 6$ kHz, ocorrendo um maior número de cancelamentos, nas somas das tensões v_{a1n} e v_{b1n} . E sabe-se que, quanto maior o número de níveis da tensão e melhor

sua distribuição menor será a THD da corrente, de forma que reduz as componentes de alta frequência das correntes da rede. Estes resultados são comprovados quando comparados com as curvas das correntes da rede, para cada frequência (f_{cb}), mostradas na Figura 5.14, em um período de $\frac{1}{60}$ s.

5.3.3 Resumo dos Resultados Obtidos das Topologias a Quatro Fios

São apresentados na Tabela 5.2 o resumo dos resultados obtidos para as topologias composta por dois FAPs a quatro fios. Dela, verifica-se que a estrutura proposta, considerando a divisão do fluxo de potência igualmente entre os filtros e uma portadora PWM (2F-1P), a menor THD é encontrado quando é utilizado $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ ou $\mu_a = 1$ e $\mu_b = 0$. Observa-se também que, para essa mesma topologia que o aumento no número de portadoras resultou em THD cada vez menores. Para a estratégia de divisão da função de compensação entre os filtros, os menores valores de THDs são obtidos quando é mantido $f_{cb} = 10$ kHz e é utilizado duas portadoras PWM. Também observa-se que ao diminuir f_{cb} obtém-se THDs menores que $f_{cb} = 10$ kHz - 1P.

Tabela 5.2: Resumo dos resultados de THD da topologia composta por dois FAPs a quatro fios.

$\mu_a - \mu_b$	THD(%) de i_{g123}				
	0 - 0	0,5 - 0,5	1 - 1	0 - 1	1 - 0
2F-1P	4,9	4,1	4,9	3,9	3,9
2F-2P	1,75	1,85	1,75	-	-
$f_{cb} = 10$ kHz - 1P	4,9	4,2	4,9	-	-
$f_{cb} = 10$ kHz - 2P	2,1	2,1	2,1	-	-
5 kHz $< f_{cb} < 10$ kHz	3,6	3,15	3,6	-	-
$f_{cb} = 5$ kHz	3,9	3,4	3,9	-	-

5.4 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se o estudo das distorções harmônicas das correntes da rede das topologias de FAPs a três e quatro fios. Esta análise tem como objetivo avaliá-las e compará-las.

Para as topologias a três e quatro fios, utilizando a estratégia da divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros, uma portadora PWM e fazendo $\mu_a = \mu_b$ obteve-se a mesma curva de THD das topologias convencionais. Porém quando é escolhido $\mu_a = 1 - \mu_b$ obtém-se valores de THD menores que os das topologias convencionais. Utilizando-se duas portadoras PWM obtém-se THDs menores para quaisquer valores de μ_a e μ_b quando comparados com a utilização de uma portadora, os melhores resultados são obtidos quando é escolhido $\mu_a = \mu_b$.

Só foram utilizadas seis portadoras PWM nas topologias a três fios, pois as topologias a quatro fios não apresentaram redução da THD nas três correntes quando utilizado mais de duas portadoras PWM. Nesses casos sempre houve aumento da distorção em pelo menos uma das correntes. A utilização de seis portadoras na topologia proposta a três fios proporcionou as menores distorções apresentadas.

Utilizando-se a estratégia de controle dividindo-se a função de compensação entre os filtros, para as estruturas a três e quatro fios, pode-se variar a frequência da portadora do filtro mais lento (f_{t2}), até atingir-se um valor de frequência mínima, onde para valores maior que ela as correntes de entrada possuem valores THDs maiores que 5%, para pelo menos um valor de μ . Assim foi estabelecido os valores de frequência mínima, estudadas para essas topologias. Quando utilizou-se frequências iguais nas duas portadoras, aplicadas aos filtros, obteve-se os mesmos padrões de curvas obtidos na primeira estratégia de controle. Ao reduzir-se a frequência f_{t2} , até um valor limite, obteve-se valores de THD menores de que os obtidos quando utilizou-se uma portadora.

6

Perdas no Sistema

Um importante aspecto comparativo para diferentes estruturas são as perdas no sistemas. Esta permite avaliar o rendimento das topologias estudadas, possibilitando a comparação entre elas. Além disso a estimativa das perdas é útil para o projeto de redução dos custos e dimensionamento do material, pois tendo conhecimento do desgaste térmico pode-se elaborar medidas para reduzi-lo. Neste contexto, encontra-se alguns trabalhos que apresentam métodos para estimar as perdas de chaveamento e condução nas chaves de potência como por exemplo (Dias et al., 2009) e (Cavalcanti et al., 2003) e as perdas de potência nos capacitores (Amaral e Cardoso, 2008) e (Harada et al., 1993).

Neste capítulo serão estudadas as perdas nos barramentos CC e nos conversores dos FAPs paralelos apresentados. Realizando uma análise comparativa entre as topologias, em diferentes condições de operação do circuito.

6.1 Perdas no Barramento CC

No projeto do barramento CC deve-se atentar a um fator importante que é o esforço da corrente do capacitor. A corrente RMS e a temperatura, do barramento CC, são os fatores responsáveis pelas perdas nos capacitores, reduzindo a vida útil dos mesmos. As perdas de potência dos capacitores são calculadas em (Kieferndorf et al., 2004), por

$$P_{c,loss} = \sum_{h=1}^{N_h} ESR(h)I_c^2(h) \quad (6.1)$$

onde ESR é a resistência em série equivalente (do inglês *Equivalent Series Resistance*) e $I_c(h)$ é a componente harmônica da corrente do capacitor. A resistência ESR do capacitor eletrolítico é estimada por diferentes técnicas apresentada nos trabalhos (Amaral e Cardoso, 2008), (Harada et al., 1993), (Chen et al., 2008), (Venet et al., 2002) e (Kieferndorf et al., 2004). Essa resistência diminui um dos seguintes fatores aumenta: frequência, oscilação de alta frequência da corrente do capacitor, tamanho do capacitor, capacitância e temperatura ambiente. No entanto, a ESR pode ser considerada constante em frequências maiores que 3 kHz em (Venet et al., 2002). Sendo considerada igual a 45% da resistência medida numa frequência de 100 Hz em (Asiminoaei et al., 2006). Desse modo, a partir da equação (6.1), tem-se

$$P_{c,loss}^{lf} = \sum_{h=1}^{50} ESR(h) I_c^2(h) \quad (6.2)$$

e

$$P_{c,loss}^{hf} = 0,45 ESR_{(100 \text{ Hz})} \sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h) \quad (6.3)$$

onde $P_{c,loss}^{lf}$ representa as perdas de potência, para harmônicas de baixa ordem, causadas principalmente pelo controle e $P_{c,loss}^{hf}$ são as perdas de potência, das harmônicas de alta frequência, causadas pela frequência de chaveamento.

A influência da capacitância no valor da ESR é bem maior que a influência da frequência. Quando a capacitância é dobrada, o valor de ESR é reduzido praticamente pela metade, (Asiminoaei et al., 2008).

Para estimar as perdas de potência dos capacitores do barramento CC é necessário determinar a corrente RMS do barramento CC que é definida em (Kieferndorf et al., 2004), por

$$I_{c,RMS} = \sqrt{\sum_{h=1}^{N_h} I_c^2(h)}. \quad (6.4)$$

Dividindo a corrente RMS em uma componente de baixa frequência e uma de alta frequência, tem-se

$$I_{c,RMS} = I_{c,RMS}^{lf} + I_{c,RMS}^{hf} \quad (6.5)$$

com

$$I_{c,RMS}^{lf} = \sqrt{\sum_{h=1}^{50} I_c^2(h)} \quad (6.6)$$

e

$$I_{c,\text{RMS}}^{hf} = \sqrt{\sum_{h>50}^{N_h} I_c^2(h)} \quad (6.7)$$

onde $I_{c,\text{RMS}}^{lf}$ é a componente RMS da corrente do capacitor das harmônicas de baixa frequência e $I_{c,\text{RMS}}^{hf}$ é a componente de alta frequência.

Desta forma, a partir da equação (6.3), obtém-se

$$P_{c,\text{loss}}^{hf} = 0,45ESR_{(100\text{ Hz})} \left(I_{c,\text{RMS}}^{hf} \right)^2. \quad (6.8)$$

Como a ESR pode ser considerada praticamente constante em altas frequências, logo as perdas de potência de alta frequência ($P_{c,\text{loss}}^{hf}$) dependem apenas da componente da corrente RMS de alta frequência $I_{c,\text{RMS}}^{hf}$. Significando que, a redução nas perdas dos barramentos CC é determinada pela redução das oscilações de alta frequência da corrente RMS do capacitor.

6.1.1 Topologias a Três Fios

São apresentadas e analisadas, nesta subseção, os espectros das harmônicas das correntes nos barramentos CC das topologias a três fios. Os parâmetros utilizados na obtenção de todos os resultados a seguir estão presentes nas Tabelas 4.1 e 4.2.

O valor médio da corrente do barramento CC, em um período T_s , da topologia convencional a três fios, pode se dado como

$$\bar{i}_c = -\frac{\tau_1}{T_s} i_{f1} - \frac{\tau_2}{T_s} i_{f2} - \frac{\tau_3}{T_s} i_{f3} \quad (6.9)$$

onde τ_1 , τ_2 e τ_3 são os intervalos de tempo em que as chaves q_1 , q_2 e q_3 estão fechadas, respectivamente.

Considerando que as tensões de polo de referência podem ser constantes em cada período T_s , os intervalos de tempo τ_1 , τ_2 e τ_3 podem ser escritos em função da tensão de polo de referência. Obtendo-se:

$$\tau_1 = \left(\frac{v_{10}^*}{V_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (6.10)$$

$$\tau_2 = \left(\frac{v_{20}^*}{V_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (6.11)$$

$$\tau_3 = \left(\frac{v_{30}^*}{V_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (6.12)$$

Assim, a partir de (6.9)-(6.12), a corrente média do barramento CC, torna-se

$$\bar{i}_c = \frac{1}{V_{cc}^*} (-i_{f1}v_{10}^* - i_{f2}v_{20}^* - i_{f3}v_{30}^*). \quad (6.13)$$

Como as correntes do filtro e as tensões de polo possuem componentes harmônicas, estas quando aplicada na equação (6.13) não se anulam, refletindo na corrente do barramento CC.

A expressão das correntes média dos barramento CC das topologias compostas por dois FAPs é similar a expressão do barramento CC da topologia convencional.

Observa-se na Figura 6.1 os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional a três fios, para $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. E na Figura 6.2 observa-se os espectros das correntes dos capacitores da topologia composta por dois FAPs a três fios com a estratégia de divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros A e B. Com isto, pode-se considerar as correntes nos barramentos CC iguais. Isto é, $i_{c_a} = i_{c_b} = i_c$. Na Tabela 6.1 observa-se os valores da relação $I_{c,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$ para os diferentes valores de μ , para uma, duas e seis portadoras PWM. O valor do denominador da relação é do melhor caso de $I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$, isto é, o de $\mu = 0,5$. Quando utiliza-se uma portadora PWM é feito $\mu = \mu_a = 1 - \mu_b$ e para duas e seis portadoras PWM é feito $\mu = \mu_a = \mu_b$.

Tabela 6.1: $I_{c,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$ da topologia a três fios composta associação, com divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros.

μ	$I_{c,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$	
	1 ou 2 Portadoras	6 Portadoras
0	0,5028	0,6341
0,5	0,5	0,6826
1	0,5028	0,6341

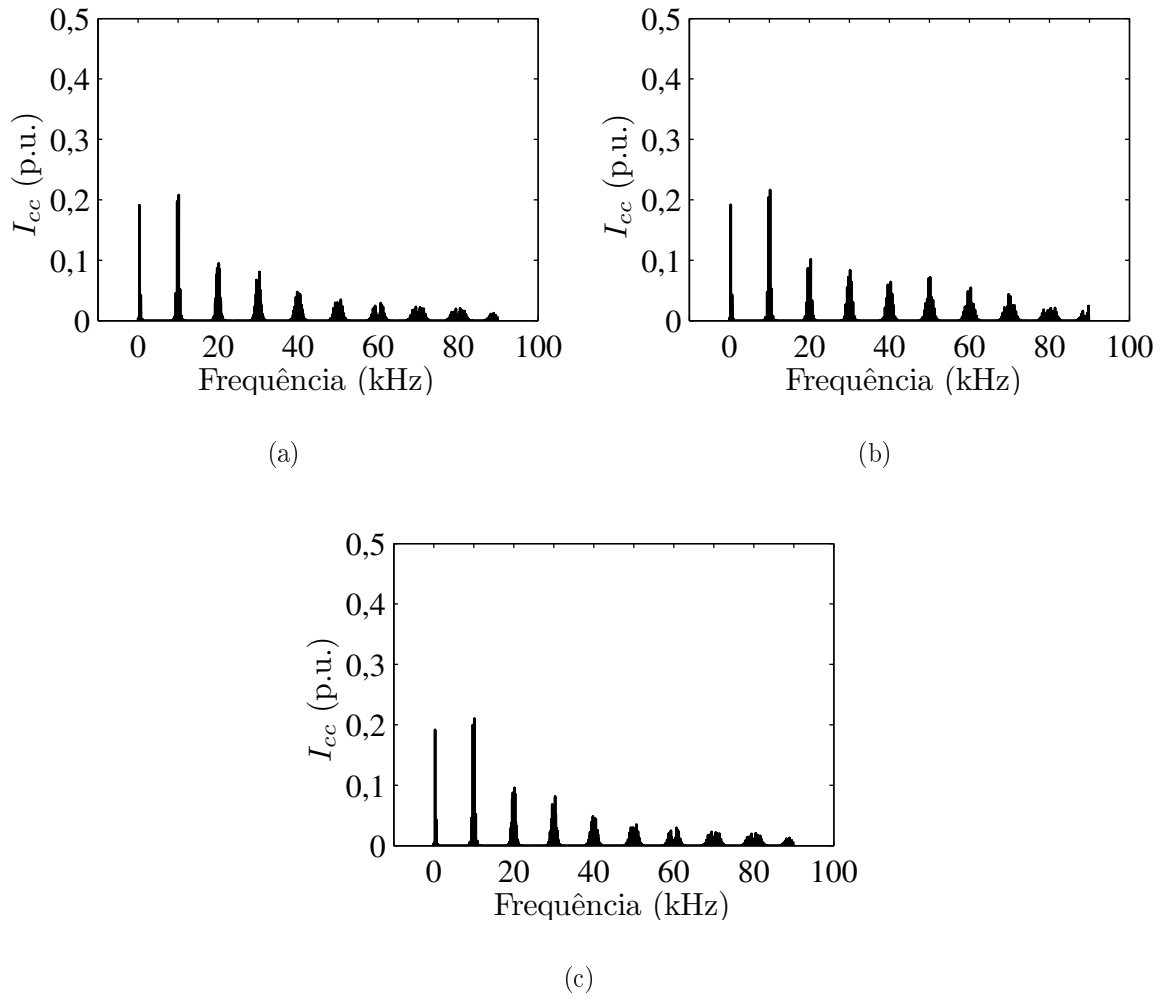


Figura 6.1: Espectros da corrente do capacitor (i_{cc}) da topologia convencional. (a) Para $\mu = 0$. (b) Para $\mu = 0,5$. (c) Para $\mu = 1$.

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (6.8). Considerando que a capacitância dos dois barramentos da topologia composta por associação são iguais a da topologia convencional. Consequentemente, a resistência em série da topologia composta por associação é igual a resistência em série equivalente da topologia convencional, isto é, $ESR_{(100\text{ Hz})}(2F) = ESR_{(100\text{ Hz})}(C)$. Como a corrente RMS de alta frequência, para uma ou duas portadoras e $\mu = 0,5$, equivale a 50% da corrente RMS da topologia convencional, as perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) dos dois barramentos CC equivalem à 50% das perdas da topologia convencional.

Na Figura 6.3 observa-se os espectros das correntes dos capacitores, (i_{cca} e i_{ccb}), da topologia a três fios composta por associação com a estratégia de divisão da função compensação entre os filtros A e B, com $f_{ta} = f_{tb} = 10\text{ kHz}$. Para $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$, $\mu_a = \mu_b = 0,5$ e

$\mu_a = 1$ e $\mu_b = 0$. E na Figura 6.4 os espectros das correntes i_{cc_a} e i_{cc_b} para $f_{t_b} = 4$ kHz, para $\mu_a = \mu_b = 0$, $\mu_a = \mu_b = 0,5$ e $\mu_a = \mu_b = 1$. Na Tabela 6.2 observa-se os valores da relação $I_{c_a,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ e $I_{c_b,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ para os diferentes valores de μ , $f_{t_b} = 10$ kHz e $f_{t_b} = 4$ kHz. O valor do denominador da relação, $I_{c,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$, é o do melhor caso de $I_{c,RMS}^{hf}(C)$, isto é, o obtido para $\mu = 0,5$.

Para a segunda estratégia de controle as perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$), também é calculada considerando que a capacitância dos dois barramentos da topologia composta por dois FAPs são iguais a da topologia convencional. Tem-se, que a resistência em série da topologia composta por associação, para $f_{t_b} = 10$ kHz e $f_{t_b} = 4$ kHz, é igual a resistência em série equivalente da topologia convencional, isto é, $ESR_{(100\text{ Hz})}(2F) = ESR_{(100\text{ Hz})}(C)$. Como a corrente RMS de alta frequência do barramento do filtro A, para $\mu = 0,5$ e $f_{t_b} = 10$ kHz, equivale a 28,18% da corrente RMS da topologia convencional, as perdas de potência de alta frequência ($P_{c_a,loss}^{hf}$ do barramento CC do filtro A equivale à 7,94% das perdas da topologia convencional. E a corrente RMS de alta frequência do barramento do filtro B, para $\mu = 0,5$ e $f_{t_b} = 10$ kHz, equivale a 100,6% da corrente RMS da topologia convencional, as perdas de potência de alta frequência ($P_{c_b,loss}^{hf}$) do barramento CC do filtro B são 12,04% maiores que as perdas da topologia convencional. Logo, as perdas dos dois barramentos CC da topologia composta por dois FAPs são 19,98% maiores que a do barramento CC da topologia convencional.

6.1.2 Topologias a Quatro Fios

São apresentadas e analisadas, nesta subseção, os espectros das harmônicas das correntes nos barramentos CC das topologias convencionais e propostas a quatro fios. Os parâmetros utilizados na obtenção de todos os resultados a seguir estão presentes nas Tabelas 4.3 e 4.4.

O valor médio da corrente do barramento CC, em um período T_s , da topologia convencional a quatro fios, pode se dado como

$$\bar{i}_c = -\frac{\tau_1}{T_s} i_{f1} - \frac{\tau_2}{T_s} i_{f2} - \frac{\tau_3}{T_s} i_{f3} - \frac{\tau_4}{T_s} i_{fn} \quad (6.14)$$

onde τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 são os intervalos de tempo em que as chaves q_1 , q_2 , q_3 e q_4 estão fechadas, respectivamente.

Considerando que as tensões de polo de referência podem ser constantes em cada período

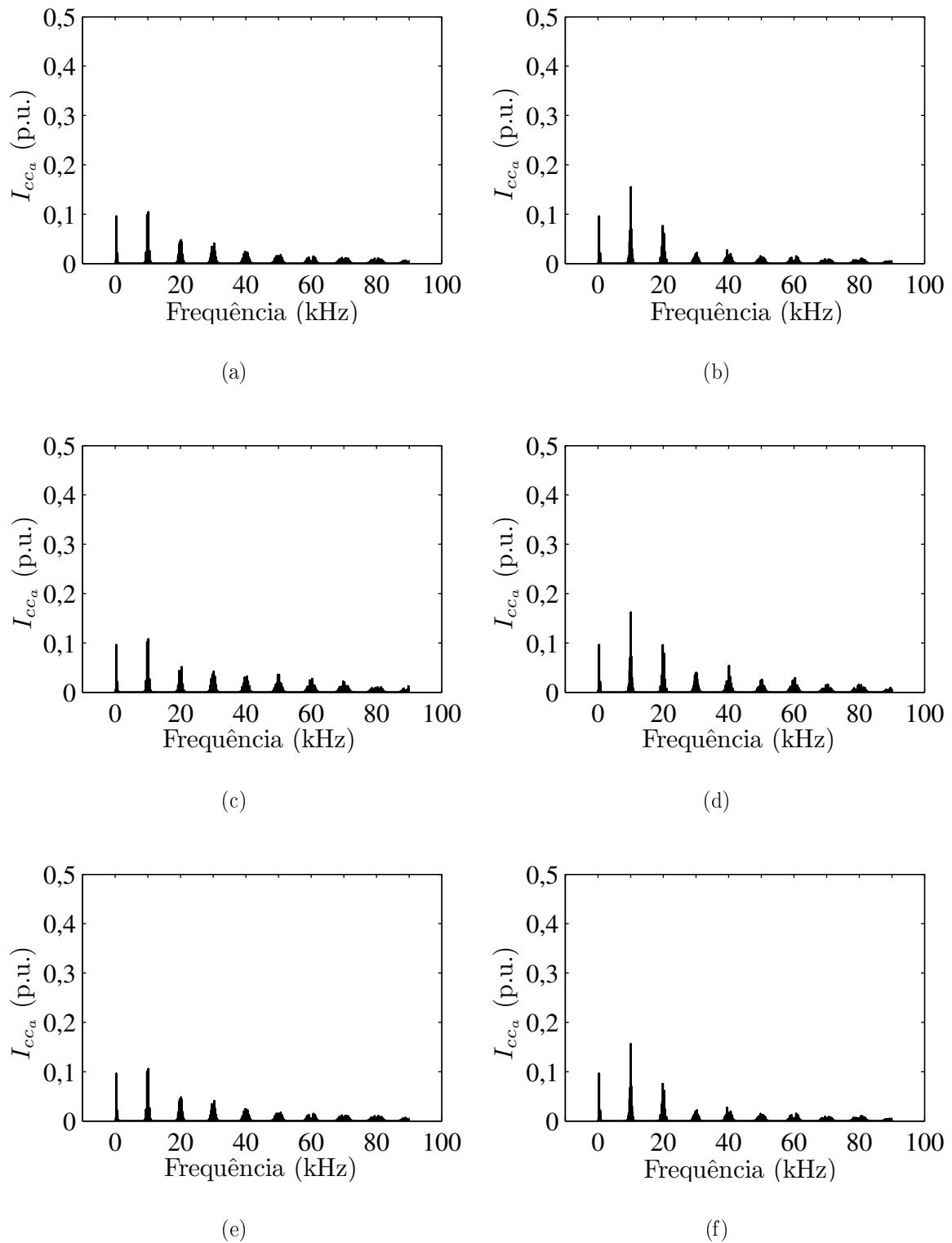


Figura 6.2: Espectros da corrente do capacitor (i_{cc_a}) da topologia composta por dois FAPs, com a estratégia de divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros. (a) Para $\mu_a = 0$, $\mu_b = 1$ e uma portadora PWM. (b) Para $\mu_a = \mu_b = 0$ e seis portadora PWM. (c) Para $\mu_a = \mu_b = 0,5$ e uma portadora PWM. (d) Para $\mu_a = \mu_b = 0,5$ e seis portadora PWM. (e) Para $\mu_a = 1$, $\mu_b = 0$ e uma portadora PWM. (f) Para $\mu_a = \mu_b = 1$ e seis portadora PWM.

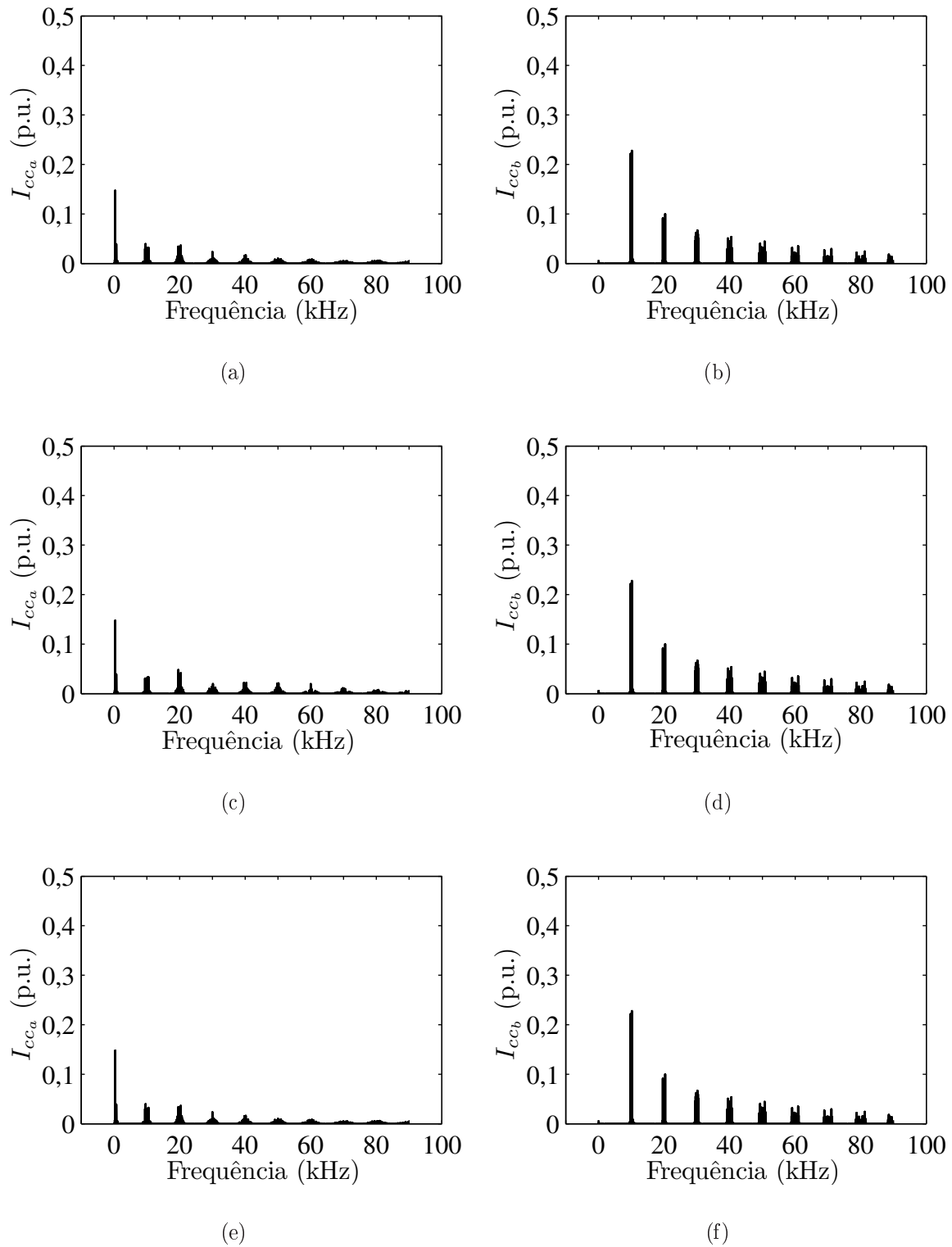


Figura 6.3: Espectros da corrente do capacitor (i_{cc_a} e i_{cc_b}) da topologia composta por dois FAPs, com a estratégia de divisão de funções e $f_{t_b} = 10$ kHz. (a) De i_{c_a} para $\mu = 0$. (b) De i_{c_b} para $\mu = 0$. (c) De i_{c_a} para $\mu = 0,5$. (d) De i_{c_b} para $\mu = 0,5$. (e) De i_{c_a} para $\mu = 1$. (f) De i_{c_b} para $\mu = 1$.

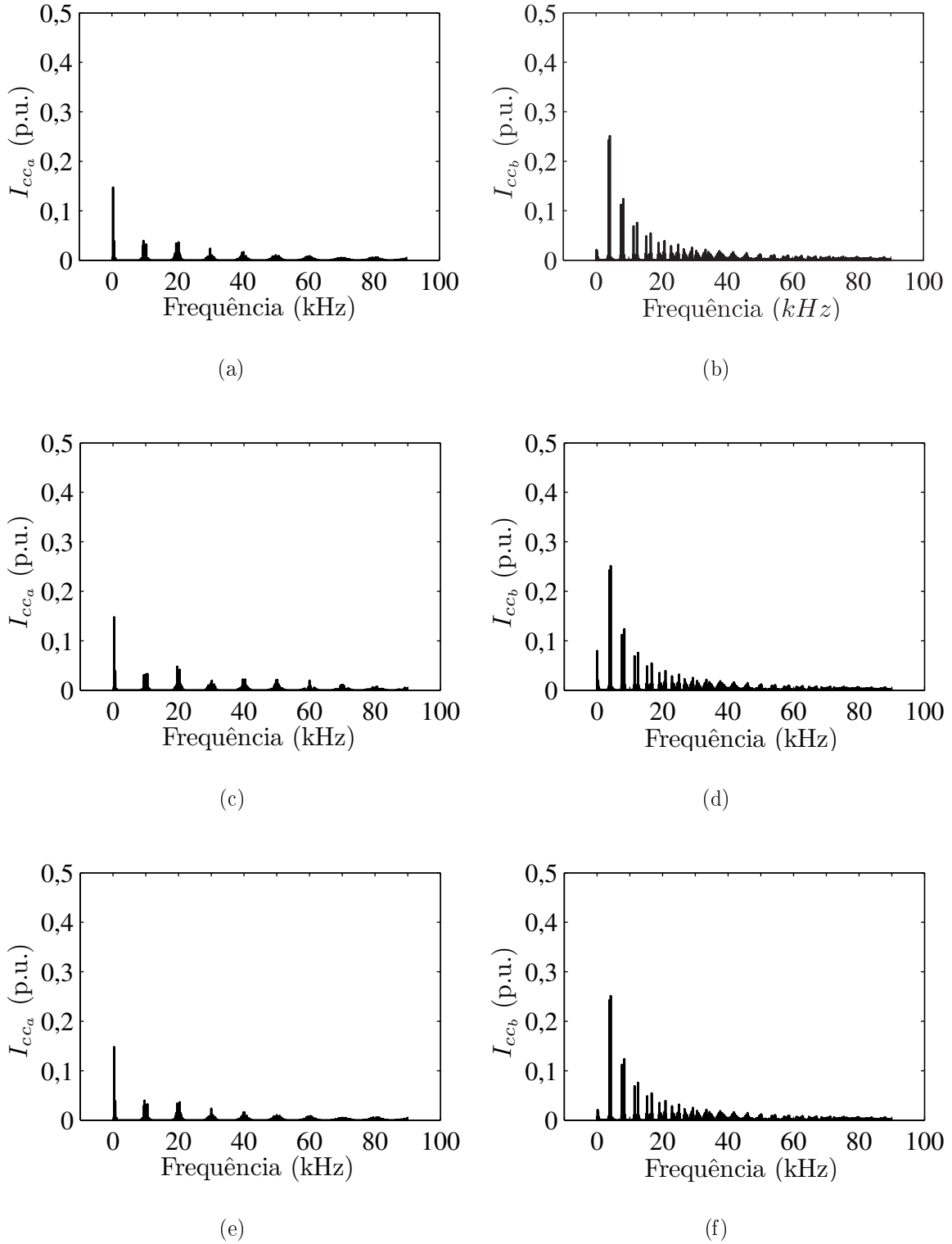


Figura 6.4: Espectros da corrente do capacitor (i_{cc_a} e i_{cc_b}) da topologia composta por dois FAPs, com a estratégia de divisão de funções e $f_{tb} = 4$ kHz. (a) De i_{c_a} para $\mu = 0$. (b) De i_{c_b} para $\mu = 0$. (c) De i_{c_a} para $\mu = 0,5$. (d) De i_{c_b} para $\mu = 0,5$. (e) De i_{c_a} para $\mu = 1$. (f) De i_{c_b} para $\mu = 1$.

Tabela 6.2: $I_{c_a,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$ e $I_{c_b,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$ da topologia composta por dois FAPs a três fios, com divisão da função de compensação entre os filtros. Para $f_{t_b} = 10$ kHz e $f_{t_b} = 4$ kHz.

$f_{t_b} = 10$ kHz		
μ	$I_{c_a,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$	$I_{c_b,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$
0	0,2905	1,007
0,5	0,2818	1,006
1	0,2905	1,007
$f_{t_b} = 4$ kHz		
μ	$I_{c_a,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$	$I_{c_b,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$
0	0,2905	1,023
0,5	0,2818	1,020
1	0,2905	1,023

T_s , os intervalos de tempo τ_1 , τ_2 , τ_3 e τ_4 podem ser escritos em função da tensão de polo de referência. Obtendo-se:

$$\tau_1 = \left(\frac{v_{10}^*}{V_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (6.15)$$

$$\tau_2 = \left(\frac{v_{20}^*}{V_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (6.16)$$

$$\tau_3 = \left(\frac{v_{30}^*}{V_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (6.17)$$

$$\tau_4 = \left(\frac{v_{40}^*}{V_{cc}^*} + \frac{1}{2} \right) T_s \quad (6.18)$$

Assim, a partir de (6.14)-(6.18), a corrente média do barramento CC, torna-se

$$\bar{i}_c = \frac{1}{V_{cc}^*} (-i_{f1}v_{10}^* - i_{f2}v_{20}^* - i_{f3}v_{30}^* - i_{fn}v_{40}^*). \quad (6.19)$$

Como as correntes do filtro e as tensões de polo possuem componentes harmônica, estas quando aplicada na equação (6.19) não se anulam, refletindo na corrente do barramento CC. A expressão da corrente média do barramento CC da topologia convencional é similar a das correntes dos barramentos CC da topologia proposta.

Observa-se na Figura 6.5 os espectros das harmônicas da corrente do capacitor da topologia convencional a quatro fios, para $\mu = 0$, $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$. E na Figura 6.6 observa-se os

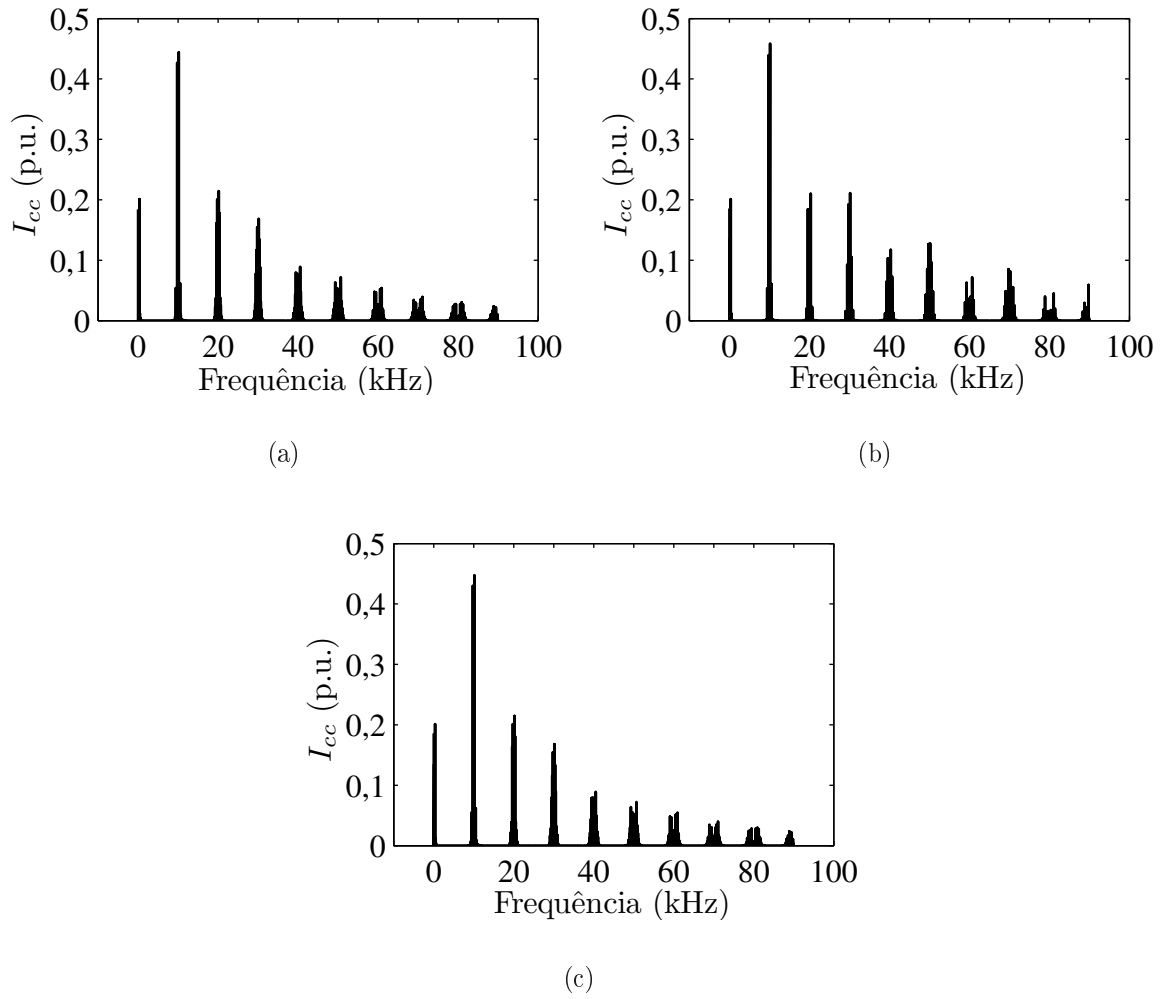


Figura 6.5: Espectros da corrente do capacitor (i_{cc}) da topologia convencional. (a) Para $\mu = 0$. (b) Para $\mu = 0,5$. (c) Para $\mu = 1$.

espectros das correntes dos capacitores da topologia proposta a quatro fios com a estratégia de divisão igual da compensação entre os filtros A e B. Com isto, pode-se considerar as correntes dos barramentos iguais. Isto é, $i_{ca} = i_{cb} = i_c$. Na Tabela 6.3 observa-se os valores da relação $I_{c,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ para os diferentes valores de μ , para uma ou duas portadoras PWM. O valor do denominador da relação é do melhor caso de $I_{c,RMS}^{hf}(C)$, isto é, o de $\mu = 0,5$. Quando utiliza-se uma portadora PWM é feito $\mu = \mu_a = 1 - \mu_b$ e para duas portadoras PWM é feito $\mu = \mu_a = \mu_b$.

As perdas de potência de alta frequência ($P_{c,loss}^{hf}$) são definidas pela equação (6.8). Considerando que a capacitância dos dois barramentos da topologia proposta são iguais a da convencional. Tem-se, que a resistência em série da topologia proposta é igual a resistência em série equivalente da topologia convencional, isto é, $ESR_{(100Hz)}(2F) = ESR_{(100Hz)}(C)$.

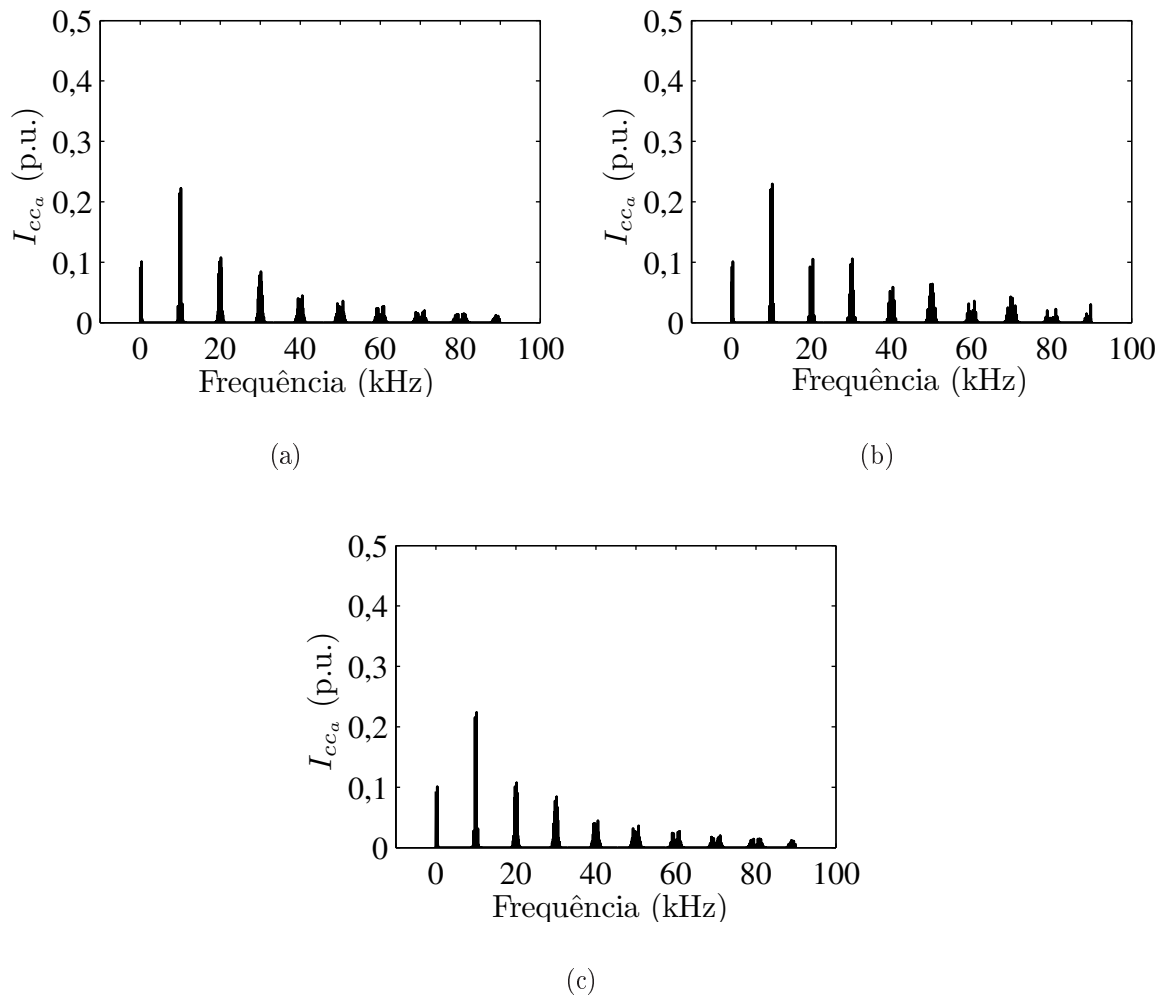


Figura 6.6: Espectros da corrente do capacitor (i_{cc_a}) da topologia composta por associação, com a estratégia de divisão igual da compensação entre os filtros. (a) Para $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$. (b) Para $\mu_a = \mu_b = 0,5$. (c) Para $\mu_a = 1$ e $\mu_b = 0$.

Tabela 6.3: $I_{c,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$ da topologia proposta a quatro fios, para uma ou duas portadoras PWM, com divisão igual da compensação entre os filtros.

μ	$I_{c,\text{RMS}}^{hf}(2F)/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(C)$
0	0,5029
0,5	0,5
1	0,5029

Como a corrente RMS de alta frequência, para uma ou duas portadoras e $\mu = 0,5$, equivale a 50% da corrente RMS da topologia convencional, as perdas de potência de alta frequência

$(P_{c,loss}^{hf})$ dos dois barramentos CC equivalem à 50% das perdas da topologia convencional.

Na Figura 6.7 observa-se os espectros das correntes dos capacitores, $(i_{cca}$ e $i_{ccb})$, da topologia proposta a quatro fios com a estratégia de divisão da função compensação entre os filtros A e B, com $f_{ta} = f_{tb} = 10$ kHz. Para $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$, $\mu_a = \mu_b = 0,5$ e $\mu_a = 1$ e $\mu_b = 0$. E na Figura 6.8 os espectros das correntes i_{cca} e i_{ccb} para $f_{tb} = 5$ kHz, para $\mu_a = \mu_b = 0$, $\mu_a = \mu_b = 0,5$ e $\mu_a = \mu_b = 1$. Na Tabela 6.4 observa-se os valores da relação $I_{ca,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ e $I_{cb,RMS}^{hf}(2F)/I_{c,RMS}^{hf}(C)$ para os diferentes valores de μ , $f_{tb} = 10$ kHz e $f_{tb} = 5$ kHz. O valor do denominador da relação é do melhor caso de $I_{c,RMS}^{hf}(C)$, isto é, o de $\mu = 0,5$.

Para a segunda estratégia de controle as perdas de potência de alta frequência $(P_{c,loss}^{hf})$, também é calculada considerando que a capacitância dos dois barramentos da topologia proposta são iguais a da topologia convencional. Tem-se, que a resistência em série da topologia proposta, para $f_{tb} = 10$ kHz e $f_{tb} = 5$ kHz, é igual a resistência em série equivalente da topologia convencional, isto é, $ESR_{(100Hz)}(2F) = ESR_{(100Hz)}(C)$. Como a corrente RMS de alta frequência do barramento do filtro A, para $\mu = 0,5$ e $f_{tb} = 10$ kHz, equivale a 50,87% da corrente RMS da topologia convencional, as perdas de potência de alta frequência $(P_{ca,loss}^{hf})$ do barramento CC do filtro A equivale à 25,88% das perdas da topologia convencional. E a corrente RMS de alta frequência do barramento do filtro B, para $\mu = 0,5$ e $f_{tb} = 10$ kHz, equivale a 55,23% da corrente RMS da topologia convencional, as perdas de potência de alta frequência $(P_{cb,loss}^{hf})$ do barramento CC do filtro B equivale à 30,5% das perdas da topologia convencional. Logo, as perdas dos dois barramentos CC da topologia proposta equivalem a 56,38% das perdas do barramento CC da topologia convencional.

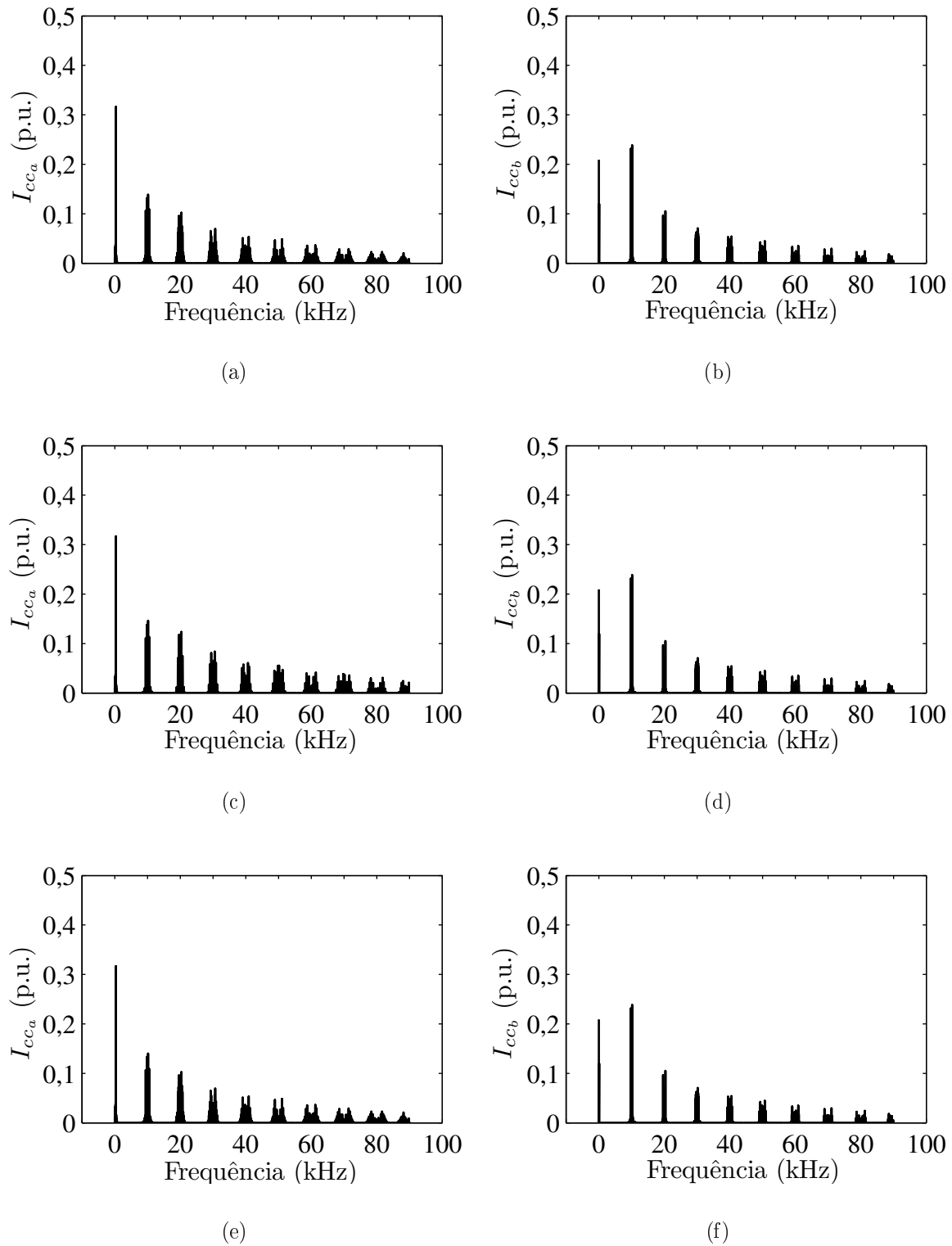


Figura 6.7: Espectros da corrente do capacitor (i_{cc_a} e i_{cc_b}) da topologia proposta, com a estratégia de divisão de funções e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) De i_{c_a} para $\mu = 0$. (b) De i_{c_b} para $\mu = 0$. (c) De i_{c_a} para $\mu = 0,5$. (d) De i_{c_b} para $\mu = 0,5$. (e) De i_{c_a} para $\mu = 1$. (f) De i_{c_b} para $\mu = 1$.

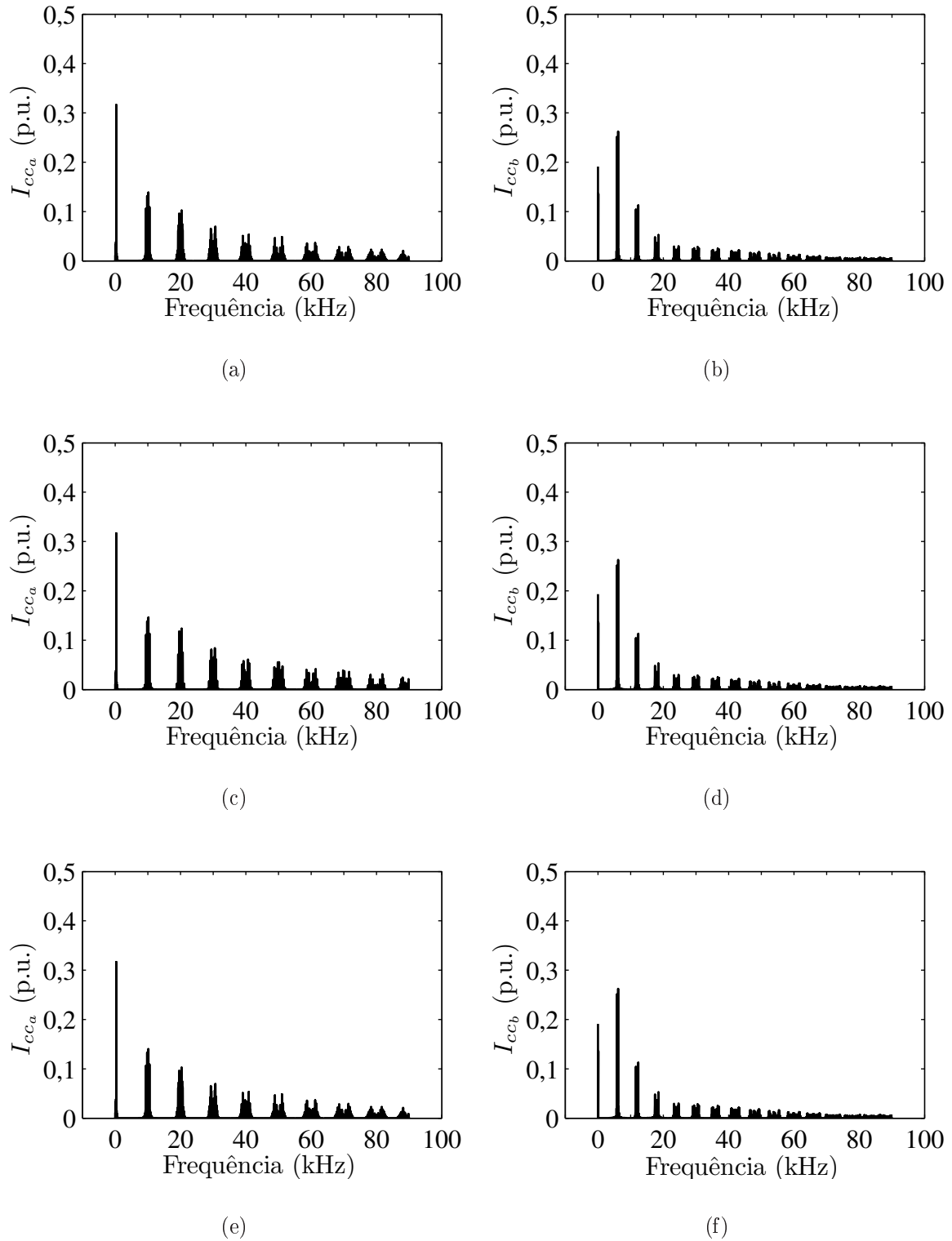


Figura 6.8: Espectros da corrente do capacitor (i_{cc_a} e i_{cc_b}) da topologia composta por associação, com a estratégia de divisão de funções e $f_{t_b} = 5$ kHz. (a) De i_{c_a} para $\mu = 0$. (b) De i_{c_b} para $\mu = 0$. (c) De i_{c_a} para $\mu = 0,5$. (d) De i_{c_b} para $\mu = 0,5$. (e) De i_{c_a} para $\mu = 1$. (f) De i_{c_b} para $\mu = 1$.

Tabela 6.4: $I_{c_a,\text{RMS}}^{hf}(\text{P})/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(\text{C})$ e $I_{c_b,\text{RMS}}^{hf}(\text{P})/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(\text{C})$ da topologia proposta a quatro fios, com divisão da função de compensação entre os filtros. Para $f_{t_b} = 10$ kHz e $f_{t_b} = 5$ kHz.

$f_{t_b} = 10$ kHz		
μ	$I_{c_a,\text{RMS}}^{hf}(\text{P})/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(\text{C})$	$I_{c_b,\text{RMS}}^{hf}(\text{P})/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(\text{C})$
0	0,5131	0,5523
0,5	0,5087	0,5523
1	0,5131	0,5523
$f_{t_b} = 5$ kHz		
μ	$I_{c_a,\text{RMS}}^{hf}(\text{P})/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(\text{C})$	$I_{c_b,\text{RMS}}^{hf}(\text{P})/I_{c,\text{RMS}}^{hf}(\text{C})$
0	0,5131	0,5812
0,5	0,5087	0,5811
1	0,5131	0,5812

6.2 Perdas nos Conversores

A estimação das perdas nos conversores, neste trabalho, é obtida a partir de um programa de simulação com chaves ideais, utilizando a técnica apresentada em (Dias et al., 2009) e (Cavalcanti et al., 2003), . Estes modelos simplificados das perdas foram obtidos experimentalmente, baseados nas medidas de perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores. A partir de um modelo de regressão, usado para ajustar os pontos discretos, foram determinados os modelos simplificados das perdas de condução e chaveamento no IGBT e no diodo. Que são definidas como:

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d (i_{cl})^2 + e(T_j)^f (i_{cl})^3 \quad (6.20)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (6.21)$$

onde P_{cd} é a perda por condução, P_{ch} é a perda por chaveamento, T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g , h e i são os parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea do coletor e v_c é a tensão do barramento CC.

Para elaborar o modelo de perdas, utilizou-se uma chave IGBT com módulo dual CM50DY-24H, produzido pela POWEREX, com o drive SKHI-10 da SEMIKRON.

6.2.1 Topologias a Três Fios

Nesta subseção é realizado o estudo de perdas para as estruturas convencionais e compostas por associação, ambas a três fios. São mostradas, nas Figuras, as perdas por condução (P_{cd}), as perdas por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$). Os parâmetros utilizados na obtenção de todos os resultados a seguir estão presentes nas Tabelas 4.1 e 4.2.

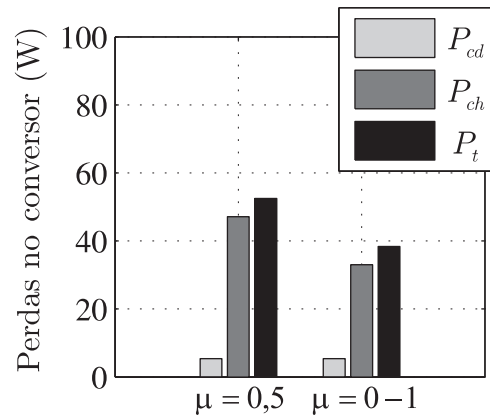


Figura 6.9: Perdas no conversor do FAP convencional a três fios.

Na Figura 6.9 são apresentadas as perdas estimadas do FAP convencional a três fios para $\mu = 0,5$ e $\mu = 0$ ou 1. Pode-se notar a redução das perdas quando é feito $\mu = 0$ ou 1 em relação a utilização de $\mu = 0,5$, como já era esperado. Pois com isto reduz-se as perdas por chaveamento devido a um dos braços do conversor estar operando com frequência de chaveamento nula. Neste caso a redução é de 26,93%.

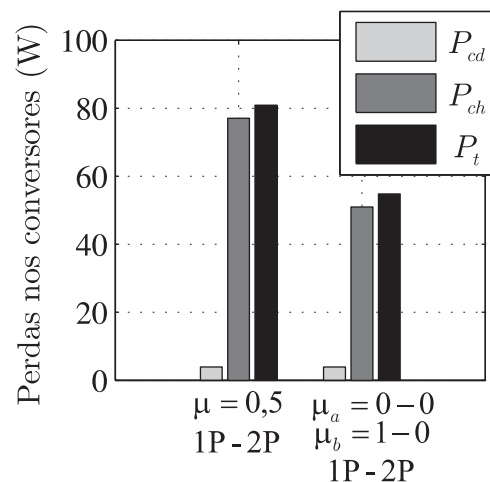
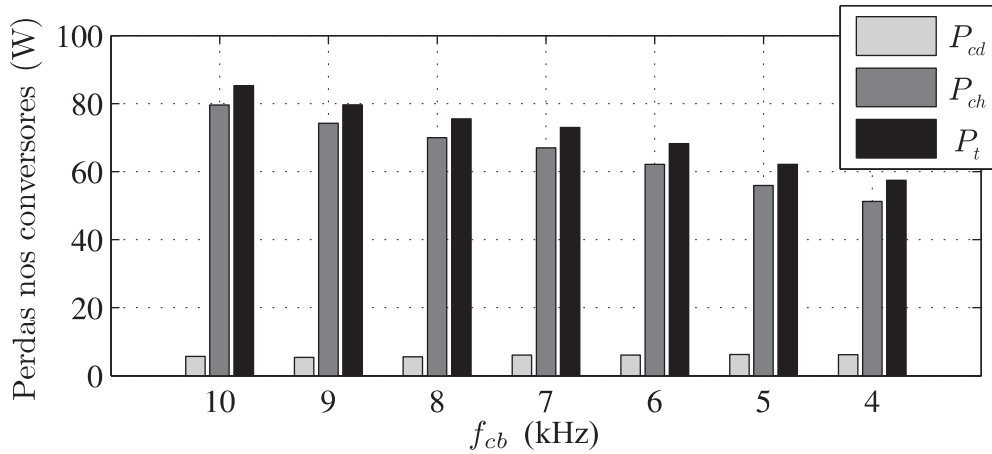
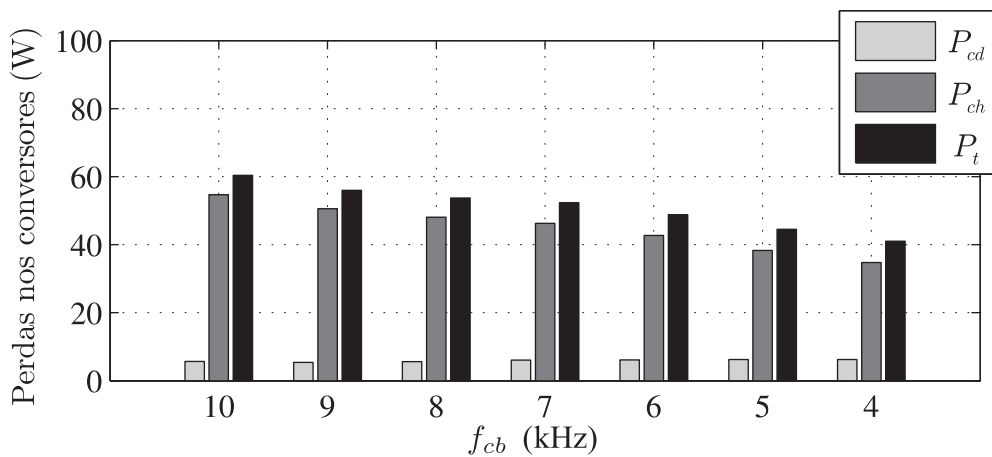


Figura 6.10: Perdas nos conversores da associação de FAPs a três fios. Considerando a divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros.



(a)



(b)

Figura 6.11: Perdas nos conversores da associação de FAPs a três fios. Considerando a divisão das funções de compensação dos filtros e variando-se f_{cb} . (a) Para $\mu = 0,5$. (a) Para $\mu = 0$.

Na Figura 6.10 observa-se as perdas estimadas da associação de FAPs paralelos a três fios, considerando a divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros, para $\mu_a = \mu_b = \mu$ iguais a 0,5, 0 e a 1, $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ ou $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ utilizando uma ou duas portadoras PWM. Pode-se notar uma redução de 32,24% das perdas quando é feito μ_a ou/e μ_b igual a 0 ou a 1 em relação as perdas de quando se utiliza $\mu = 0,5$. Observa-se também, que o número de portadoras PWM utilizadas não altera o valor das perdas, os resultados obtidos são válidos para qualquer número de portadoras.

Na Figura 6.11 apresenta-se as perdas da associação de FAPs paralelos a três fios, con-

siderando a divisão das funções de compensação dos filtros, variando-se f_{cb} , de 10 kHz a $f_{cb_{mn}} = 4$ kHz. Na Figura 6.11(a) é considerado $\mu = \mu_a = \mu_b = 0,5$ e na Figura 6.11(b) é considerado $\mu = \mu_a = \mu_b = 0$ ou iguais 1. Dessas duas figuras nota-se o mesmo comportamento das estruturas anteriores, quando é feito $\mu = \mu_a = \mu_b = 0$ ou iguais 1, nestes casos sempre ocorre redução das perdas quando comparados com o sistema operando com $\mu = 0,5$. Observa-se também, que quando se reduz a frequência de chaveamento do filtro B (f_{cb}) obtém-se perdas cada vez menores. Para ambos os caso, para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$, da frequência $f_{cb} = 10$ kHz para $f_{cb} = 4$ kHz a redução das perdas é de aproximadamente 32,0%.

Na Tabela 6.5 são apresentados os principais índices de perdas totais da topologia composta por associação normalizadas em função das perdas perdas da topologia convencional, isto é, $Pt(P)/Pt(C)$. Onde $Pt(C)$ são as perdas totais da topologia convencional com $\mu = 0,5$, P(1) indica a topologia composta por associação com a estratégia de divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros e P(2) indica a topologia composta por associação com a estratégia de divisão da função de compensação entre os filtros. Observa-se da Tabela que as perdas em P(2) - $f_{tb} = 4$ kHz para $\mu = 0$ são 22% menores que a topologia convencional.

Tabela 6.5: Perdas totais da topologia a três fios.

Perdas Totais $Pt(P)/Pt(C)$						
Topologia	P(1)	P(1)	P(2) - $f_{tb} = 10$ kHz	P(2) - $f_{tb} = 4$ kHz	P(2) - $f_{tb} = 4$ kHz	P(2) - $f_{tb} = 4$ kHz
	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou $\mu = 1$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$
	1,54	1,04	1,62	1,15	1,09	0,78

Os melhores resultados de perdas são mostrados na Figura 6.12. Onde observa-se as perdas do conversor convencional com $\mu = 0,5$ e com $\mu = 0$ ou 1, para este valor de μ as correntes de entrada apresenta os piores níveis de distorção. Observa-se também as perdas para a associação de FAPs paralelos a três fios, considerando a divisão da compensação dos filtros, para $\mu = \mu_a = \mu_b$ iguais a 0 ou 1, $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ ou $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ utilizando uma ou duas portadoras. E como melhor resultado tem-se as perdas da associação de FAPs paralelos a três fios, considerando a divisão das funções de compensação dos filtros e $\mu = \mu_a = \mu_b = 0$ ou iguais 1.

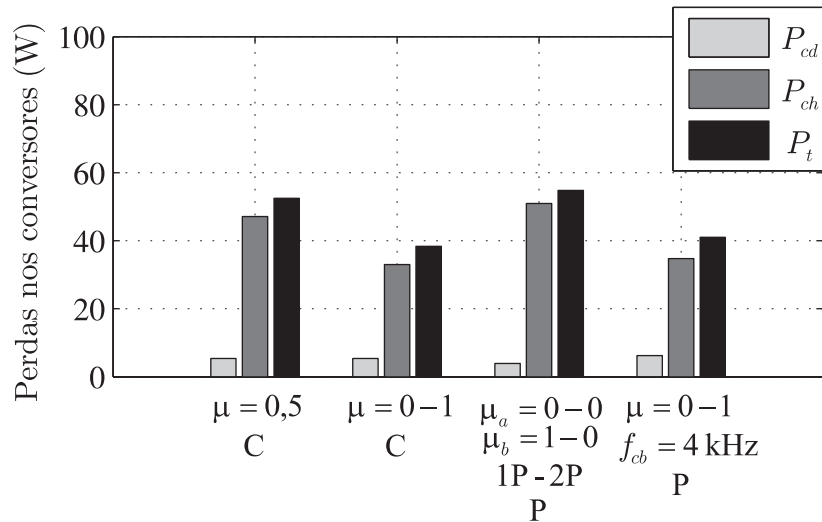


Figura 6.12: Melhores resultados de perdas das topologias a três fios.

6.2.2 Topologias a Quatro Fios

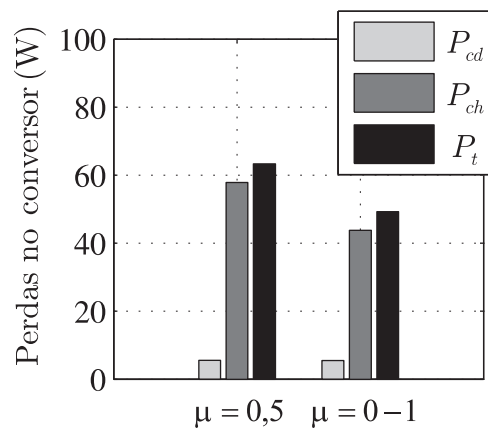


Figura 6.13: Perdas no conversor do FAP convencional a quatro fios.

Nesta subseção é realizado o estudo de perdas para as estruturas convencionais e propostas, ambas a quatro fios. Como na subseção anterior são mostradas, as perdas por condução (P_{cd}), as perdas por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$). Os parâmetros utilizados na obtenção de todos os resultados a seguir estão presentes nas Tabelas 4.3 e 4.4.

Na Figura 6.13 são apresentadas as perdas estimadas do FAP convencional a três fios para $\mu = 0,5$ e $\mu = 0$ ou 1. Pode-se notar a redução das perdas quando é feito $\mu = 0$ ou 1, como nas topologias a três fios, esta redução é de 22,24%. Isto ocorre devido ao mesmo motivo já exposto anteriormente, a redução das perdas por chaveamento devido a um dos

braços do conversor estar operando com frequência de chaveamento nula.

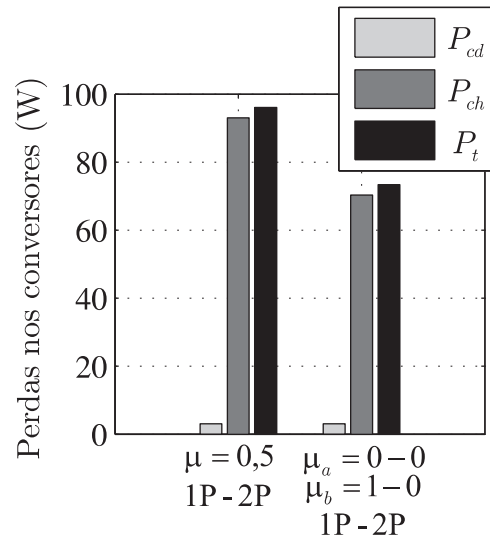
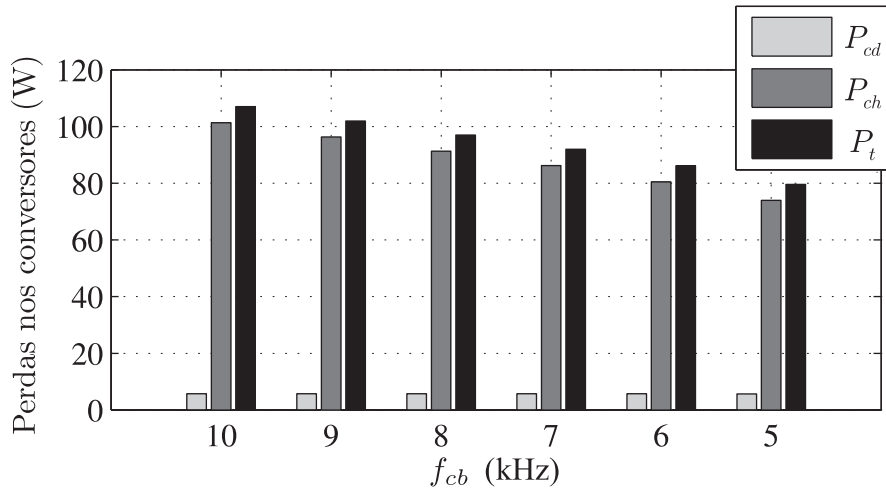


Figura 6.14: Perdas nos conversores do FAP proposto a quatro fios. Considerando a divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros.

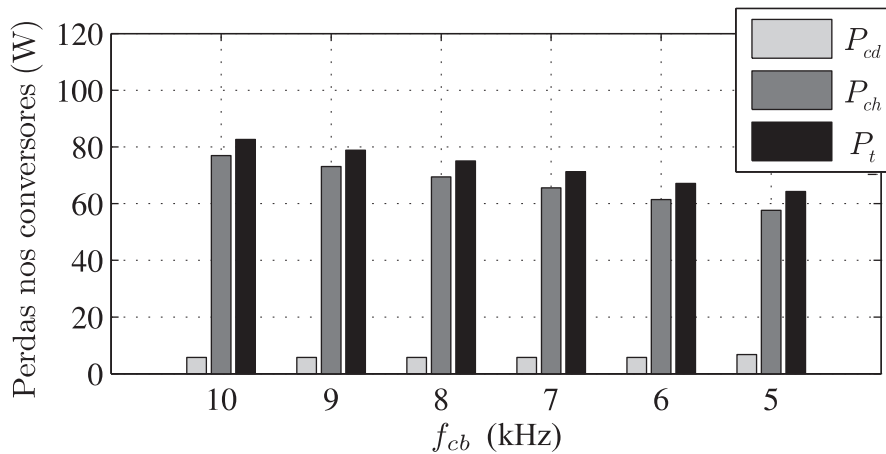
Na Figura 6.14 observa-se as perdas estimadas da associação de FAPs paralelos a quatro fios, considerando a divisão do fluxo de correntes igualmente entre os filtros, para $\mu = \mu_a = \mu_b$ iguais a 0,5, 0 e 1 e $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ ou $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ utilizando uma ou duas portadoras PWM. Pode-se notar uma redução 23,67% das perdas quando é feito μ_a ou/e μ_b igual a 0 ou a 1, comparados com a mesma topologia com $\mu = 0,5$. Observa-se também, que o número de portadoras PWM utilizadas não altera o valor das perdas, os resultados obtidos são válidos para qualquer número de portadoras.

Na Figura 6.15 apresenta-se as perdas da associação de FAPs paralelos a quatro fios, considerando a divisão das funções de compensação dos filtros, variando-se f_{cb} , de 10 kHz a 5 kHz. Na Figura 6.15(a) é considerado $\mu = \mu_a = \mu_b = 0,5$ e na Figura 6.15(b) é considerado $\mu = \mu_a = \mu_b = 0$ ou iguais 1. Dessas duas figuras nota-se o mesmo comportamento das estruturas anteriores, quando é feito $\mu = \mu_a = \mu_b = 0$ ou iguais 1, nestes casos sempre ocorre redução das perdas quando comparados com o sistema operando com $\mu = 0,5$. Observa-se também, que a medida que se reduz a frequência de chaveamento do filtro B (f_{cb}) obtém-se perdas cada vez menores. Para ambos os caso, para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$, da frequência $f_{cb} = 10$ kHz para $f_{cb} = 5$ kHz a redução das perdas é de aproximadamente 23,0%.

Na Tabela 6.6 são apresentados os principais índices de perdas totais da topologia propostas normalizadas em função das perdas perdas da topologia convencional, isto é,



(a)



(b)

Figura 6.15: Perdas nos conversores do FAP a quatro fios. Considerando a divisão das funções de compensação dos filtros e variando-se f_{cb} . (a) Para $\mu = 0,5$. (a) Para $\mu = 0$.

$P_t(P)/P_t(C)$. Onde $P_t(C)$ são as perdas totais da topologia convencional com $\mu = 0,5$, P(1) indica a topologia proposta com a estratégia de divisão do fluxo de corrente igualmente entre os filtros e P(2) indica a topologia proposta com a estratégia de divisão da função de compensação entre os filtros. Observa-se a partir dos resultados apresentados nessa tabela que as perdas em P(2) - $f_{tb} = 4$ kHz para $\mu = 0$ é o melhor resultado de perdas das topologias propostas, com perdas aproximadamente iguais a da topologia convencional.

Os melhores resultados de perdas são expostos na Figura 6.16. Onde observa-se as perdas

Tabela 6.6: Perdas totais da topologia a quatro fios, composta por dois FAPs.

Perdas Totais $P_t(P)/P_t(C)$						
Topologia	P(1)	P(1)	P(2) - $f_{tb} = 10$ kHz	P(2) - $f_{tb} = 5$ kHz		
	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$ ou $\mu = 1$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$	$\mu = 0,5$	$\mu = 0$
	1,52	1,16	1,67	1,30	1,26	1,01

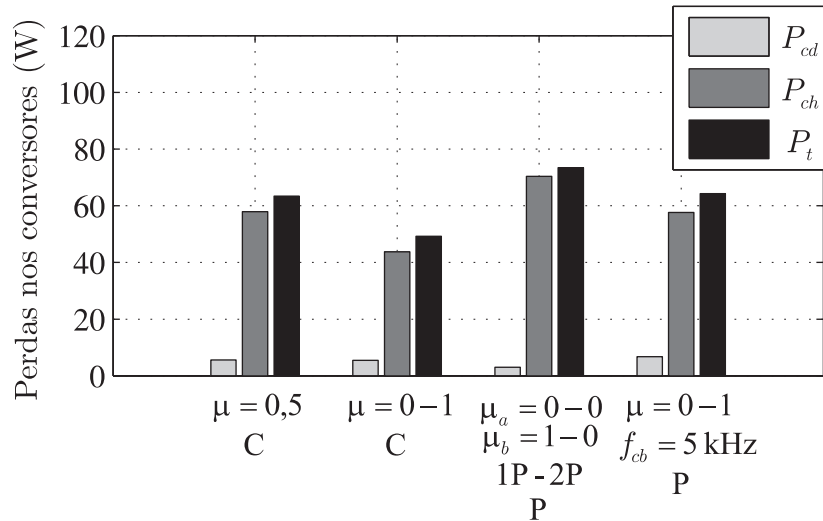


Figura 6.16: Melhores resultados de perdas das topologias a quatro fios..

do conversor convencional com $\mu = 0,5$ e com $\mu = 0$ ou 1 , para este valor de μ as correntes de entrada apresenta os piores níveis de distorção. Observa-se também as perdas para a associação de FAPs paralelos a quatro fios, considerando a divisão do fluxo de corrente entre os filtros, para $\mu = \mu_a = \mu_b$ iguais a 0 ou 1 , $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ ou $\mu_a = 0$ e $\mu_b = 1$ utilizando uma ou duas portadoras. E como melhor resultado tem-se as perdas da associação de FAPs paralelos a quatro fios, considerando a divisão das funções de compensação dos filtros e $\mu = \mu_a = \mu_b = 0$ ou iguais 1 .

6.3 Conclusões

Neste capítulo analisou-se a corrente RMS do barramento CC, que está diretamente relacionado ao tempo de vida útil dos capacitores do barramento CC. Foram investigadas também, as perdas nos dispositivos semicondutores, considerando as estimativas de perdas apresentadas em (Dias et al., 2009) a partir de chaves ideais de potência.

Para as topologias a três fios, as perdas de alta frequência dos barramentos CC são reduzidas, quando utiliza-se a estratégia de divisão do fluxo de potência, comparadas com as perdas da topologia convencional. Porém quando utiliza-se a estratégia de divisão da função de compensação entre os filtros, as perdas em um dos barramentos é reduzida e a do barramento do filtro de baixa frequência é elevada, superando as perdas da topologia convencional. Já para as topologias a quatro fios, utilizando-se qualquer estratégia de controle, as perdas de alta frequência do barramento são reduzidas quando comparadas com as perdas da topologia convencional.

No que se refere as perdas nos semicondutores, observou-se que pode-se obter redução significativa das perdas quando faz-se o valor de $\mu = 0$ ou a 1. Para as topologias a três fios só obteve-se redução considerável nas perdas quando utilizou-se a estratégia da divisão da função de compensação entre os filtros, com a frequência de 4 kHz no filtro de baixa frequência. Já para as topologia a quatro fios não se obteve redução das perdas, quando comparados com a topologia convencional com $\mu = 0,5$, em nenhum dos casos.

Estes resultados foram obtidos utilizando-se uma carga de 1,25 kVA, sabe-se de outros trabalhos como (dos Santos et al., 2010) que ao elevar-se a potência da carga as perdas das topologias se tornam menores que a das topologias convencionais.

7

Resultados do Sistema

7.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais das topologias estudadas a três e quatro fios. Com o objetivo de validação dos estudos realizados nessas estruturas.

7.2 Resultados de Simulação

Todos os resultados de simulação foram obtidos com o programa de simulação PSIM. Obtendo-se o comportamento dinâmico de todas as estruturas estudadas neste trabalho para diferentes condições de operação. Ou seja, para diferentes valores de μ e diferentes número de portadoras PWM.

7.2.1 FAP Paralelo Convencional a Três Fios

O comportamento dinâmico do FAP paralelo convencional a três fios, apresentado na Figura 2.1, é mostrado na Figura 7.1. As curvas mostradas são: tensões da rede elétrica (v_{g1} e v_{g2}) em fase com as correntes (i_{g1} e i_{g2}); correntes do filtro (i_{f1}) e da carga (i_{l1}), sendo esta válida para todas as estruturas a três fios; tensão V_{cc} e corrente i_{cc} do barramento CC. De posse desses resultados pode-se fazer a análise comparativa com as estruturas compostas

por associações de FAPs a três fios. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema equilibrado com os parâmetros definidos na Tabela 4.1.

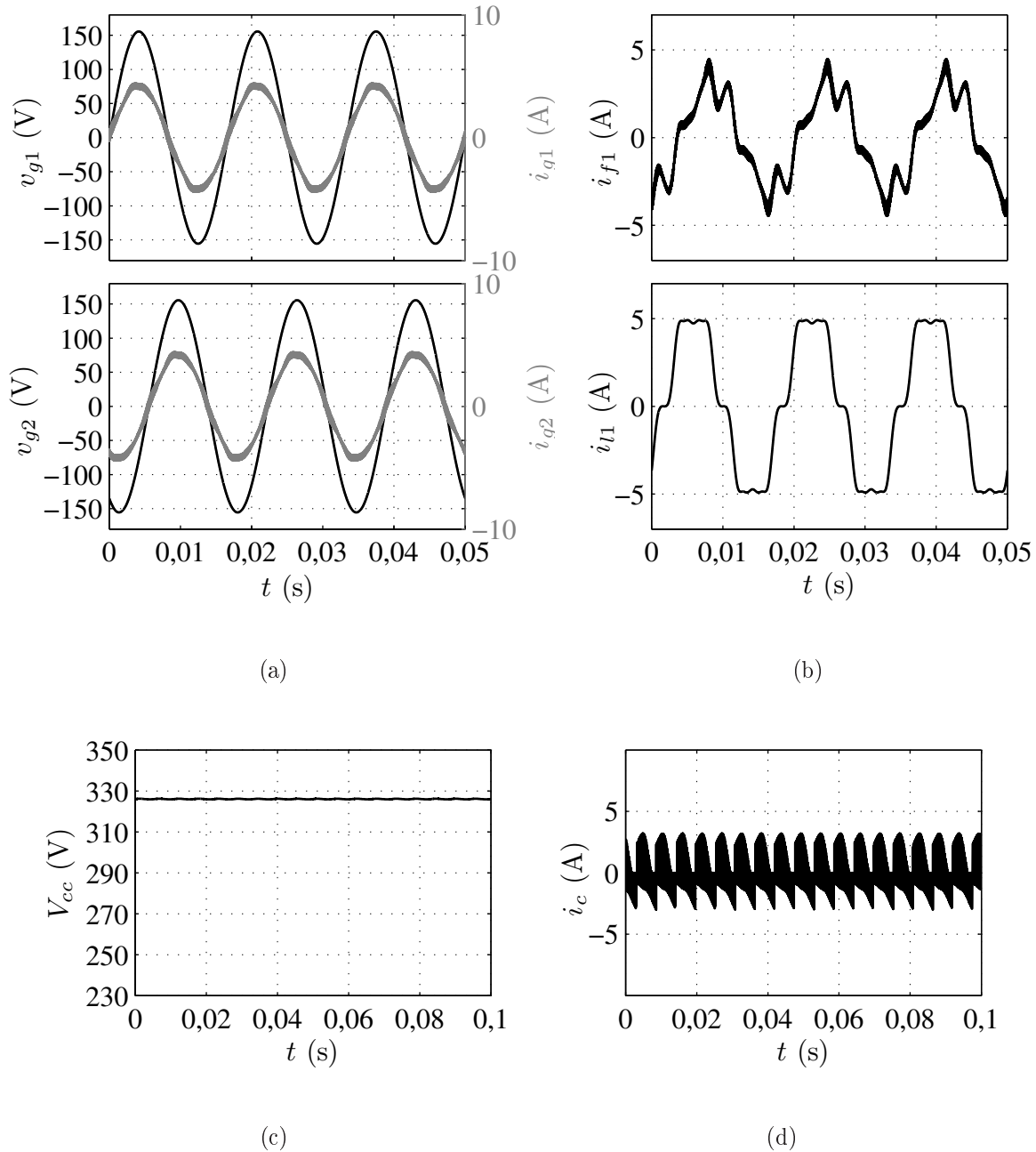


Figura 7.1: Resultado de simulação do FAP paralelo a três fios, convencional, com $\mu = 0,5$. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes do filtro (i_{f1}) e da carga (i_{l1}). (c) Tensão do barramento CC (V_{cc}). (d) Corrente do barramento CC (i_c).

7.2.2 Associação de FAPs a Três Fios

São apresentados os resultados de simulação da associação de dois FAPs paralelos a três fios, mostrado na Figura 3.1, para diferentes condições de operação: considerando a estratégia de divisão do fluxo de potência, igualmente, entre os filtros, para uma e duas portadoras; e considerando a estratégia da divisão da função de compensação entre os filtros, para uma e duas portadoras PWM com $f_{tb} = 10$ kHz e para $f_{tb} = 4$ kHz. As curvas mostradas são: tensões (v_{g1} e v_{g2}) e correntes (i_{g1} e i_{g2}) da rede trifásica; correntes dos filtros A (i_{a1}) e B (i_{b1}); tensão (V_{cca}) e corrente (i_{ca}) do barramento CC do filtro A, o barramento do filtro B possui o mesmo resultado apresentado para o filtro A.

I. Com estratégia de divisão do fluxo de potência, igualmente, entre os filtros

- Uma portadora e $\mu = 0,5$

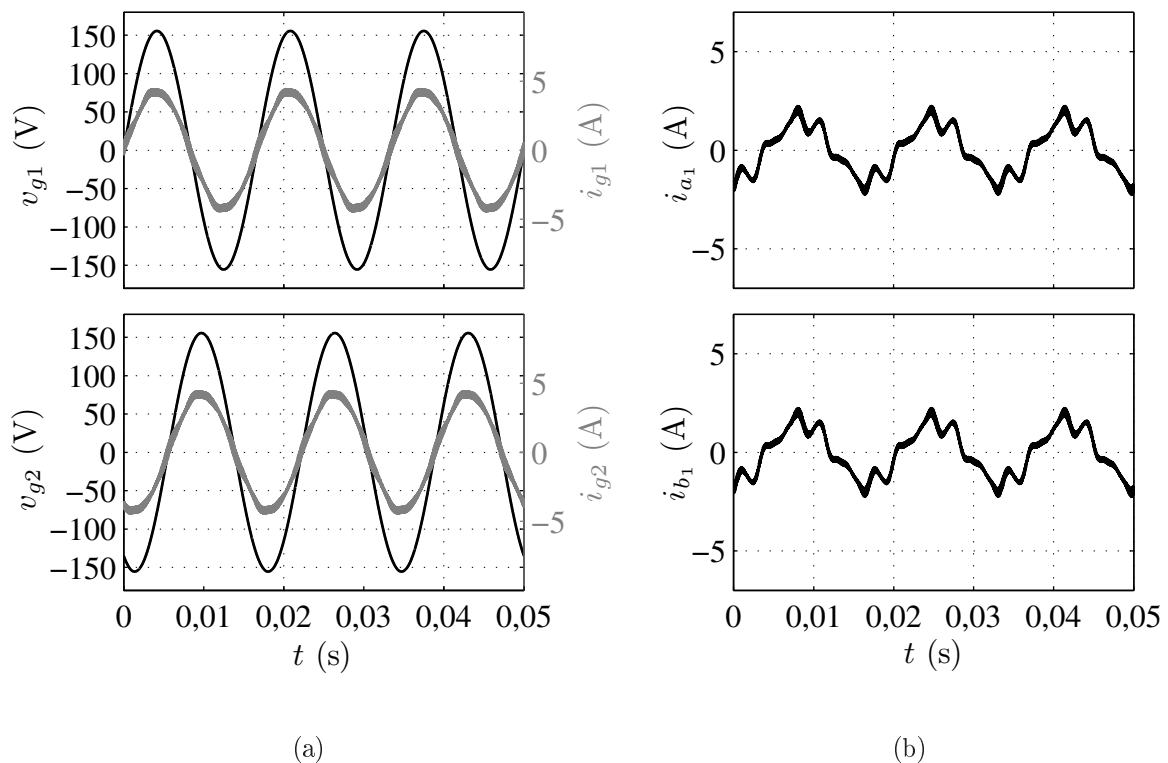


Figura 7.2: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes dos filtros A e B (i_{fa} e i_{fb}).

Observando-se a Figura 7.2(a) nota-se que, para a estrutura composta por asso-

ciações de FAPs a três fios, ao utilizar uma portadora PWM as correntes da rede assemelha-se com as correntes apresentadas na Figura 7.1(a) da topologia convencional. Já as correntes do filtro, da Figura 7.2(b), são reduzidas pela metade quando comparadas com as correntes da topologia convencional, mostradas na Figura 7.1(b). Observa-se também uma redução do *ripple* da corrente do barramento CC, mostrada na Figura 7.3(b), quando comparada com a corrente do barramento da topologia convencional, mostrada na Figura 7.1(d).

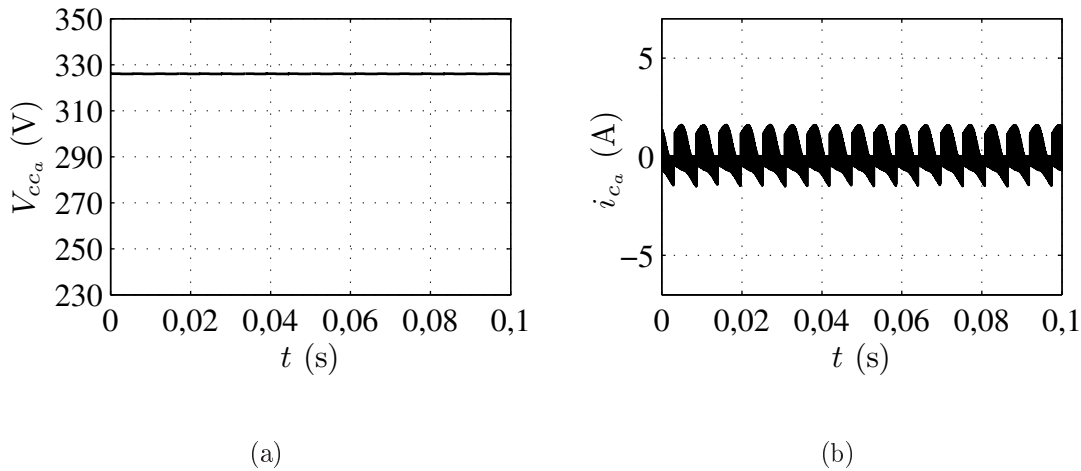


Figura 7.3: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios. (a) Tensão do barramento CC do filtro A (V_{cca}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{cca}).

- Duas portadoras PWM e $\mu_a = \mu_b = 0,5$

Observando-se a Figura 7.4(a) nota-se que, ao utilizar duas portadora PWM o *ripple* das correntes da rede é reduzido quando comparadas com as correntes da rede, da mesma topologia utilizando-se uma portadora, apresentadas na Figura 7.4(a). As correntes do filtro e do barramento não apresentam mudanças ao se alterar o número de portadoras PWM.

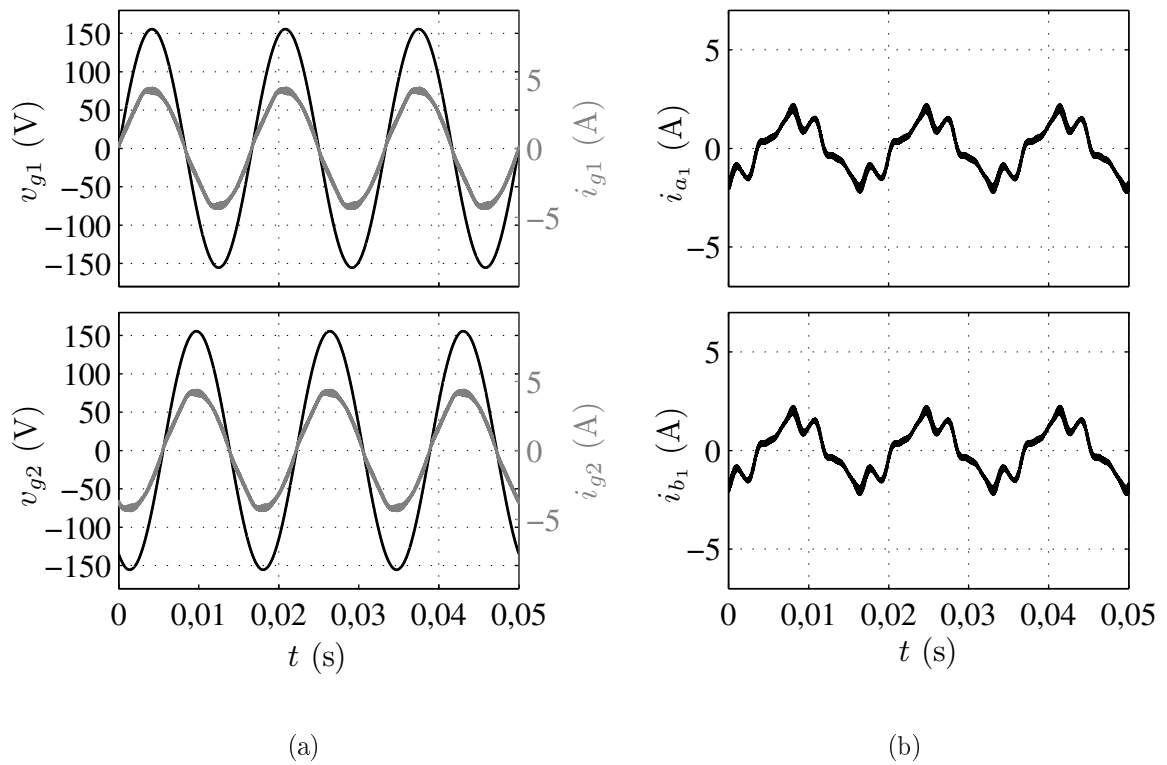


Figura 7.4: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes dos filtros A e B (i_{fa} e i_{fb}).

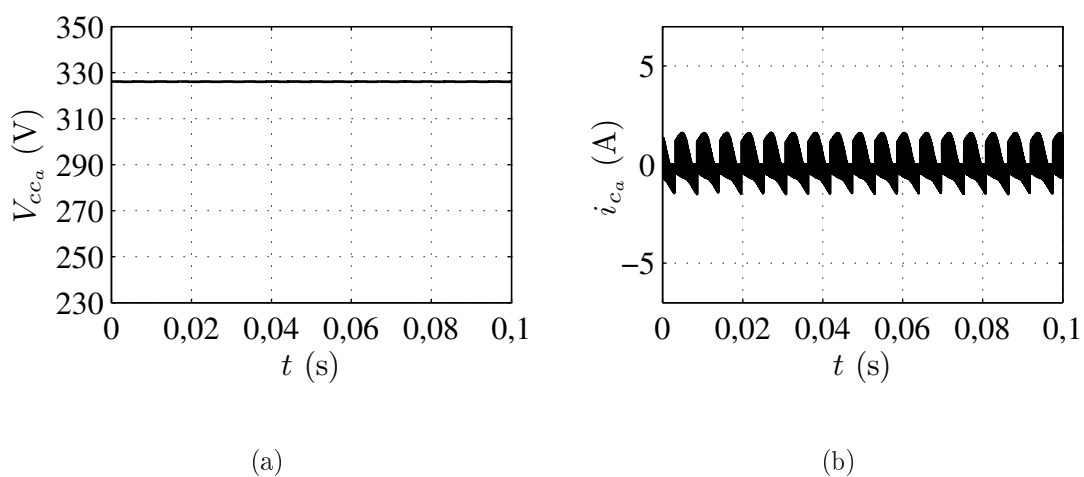


Figura 7.5: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras. (a) Tensão do barramento CC do filtro A (V_{cca}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{ca}).

II. Com estratégia de divisão da função de compensação

- Uma portadora PWM e $\mu_a = \mu_b = 0,5$

Quando se utiliza a estratégia da divisão de funções entre os filtros A e B não ocorre mudança nas correntes da rede elétrica comparando-se com a topologia convencional. Como pode ser visto na Figura 7.6(a). As correntes dos filtro A e B são mostradas na Figura 7.6(b), observa-se que a corrente do filtro A possui apenas componentes de alta frequência enquanto a corrente do filtro B possui apenas componentes de baixa frequência. Nota-se também, que a amplitude da corrente do filtro B é superior a do filtro A, refletindo na corrente do barramento CC, como pode ser visto na Figura 7.7 a corrente do barramento CC do filtro B é maior que a do filtro A.

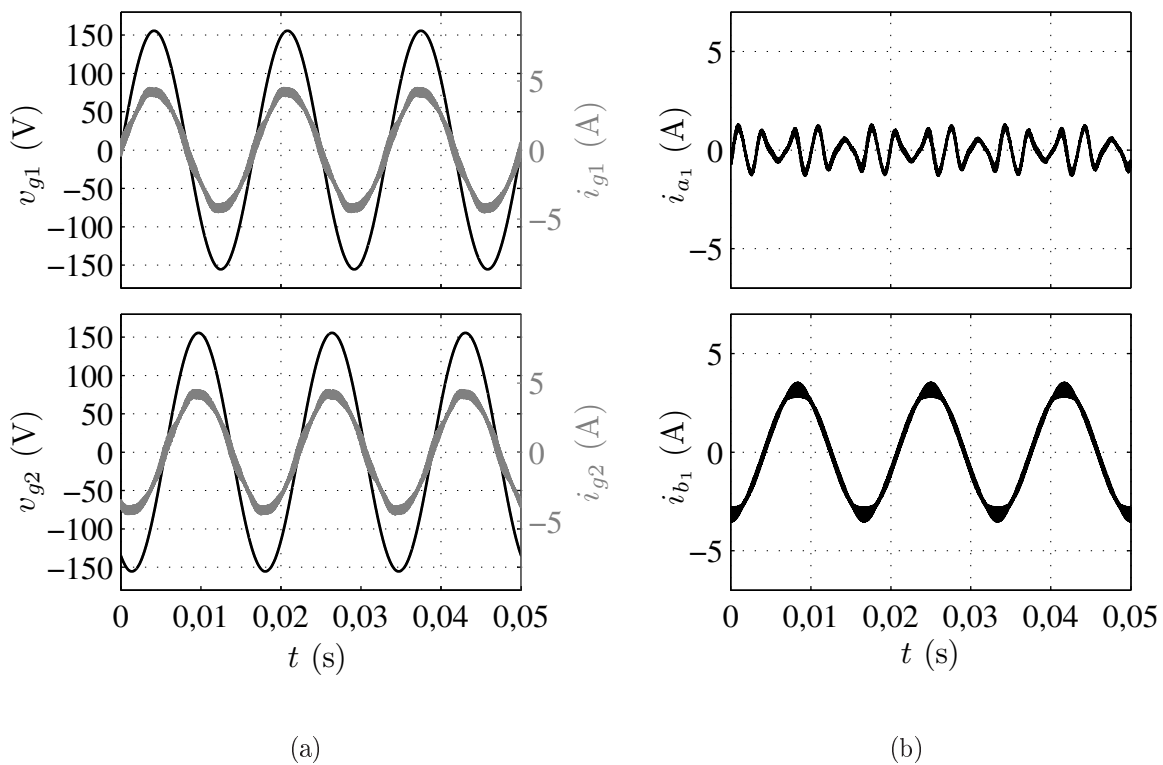


Figura 7.6: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios. (a) Tensões e correntes da rede. (b) Correntes dos filtros A e B (i_{a1} e i_{b1}).

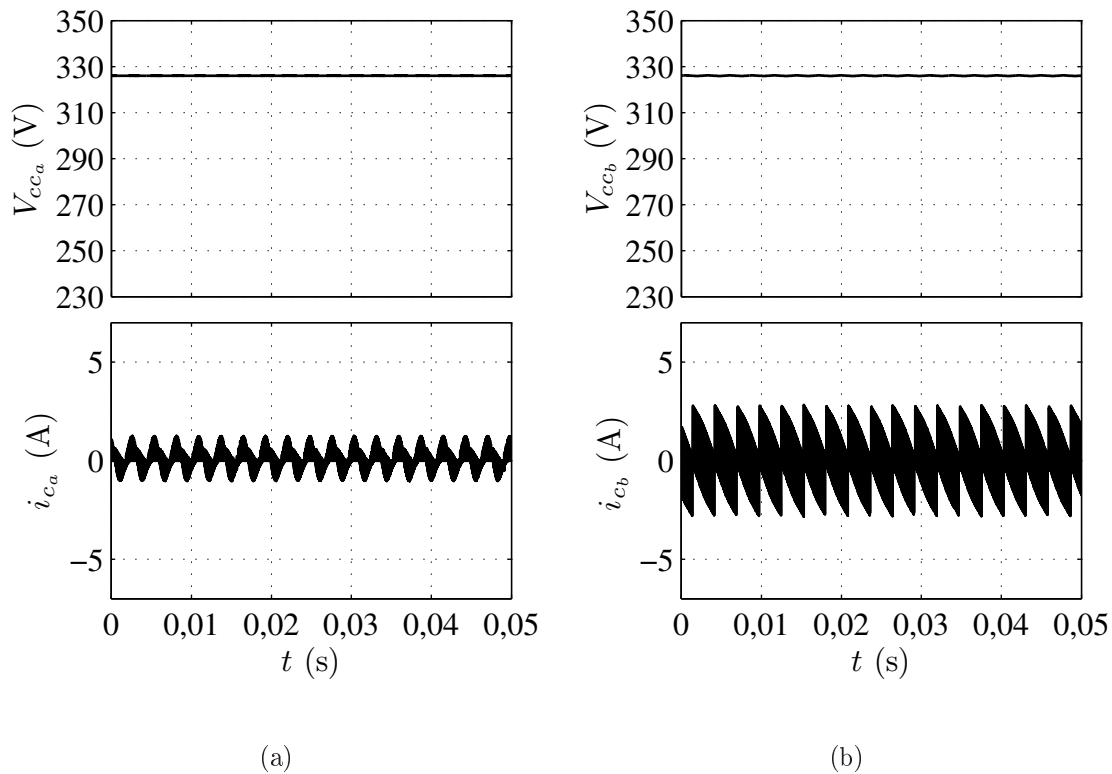


Figura 7.7: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com $f_t = 10$ kHz. (a) Tensão do barramento CC do filtro A (V_{cc_a}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{c_a}).

- Duas portadoras PWM e $\mu_a = \mu_b = 0,5$

Ao se utilizar duas portadoras PWM, com mesma frequência e defasadas de 180° , reduz-se o *ripple* da corrente da rede quando comparado com as correntes da rede, utilizando a mesma estratégia e uma portadora. As correntes do filtro não apresentam mudança ao se alterar o número de portadoras.

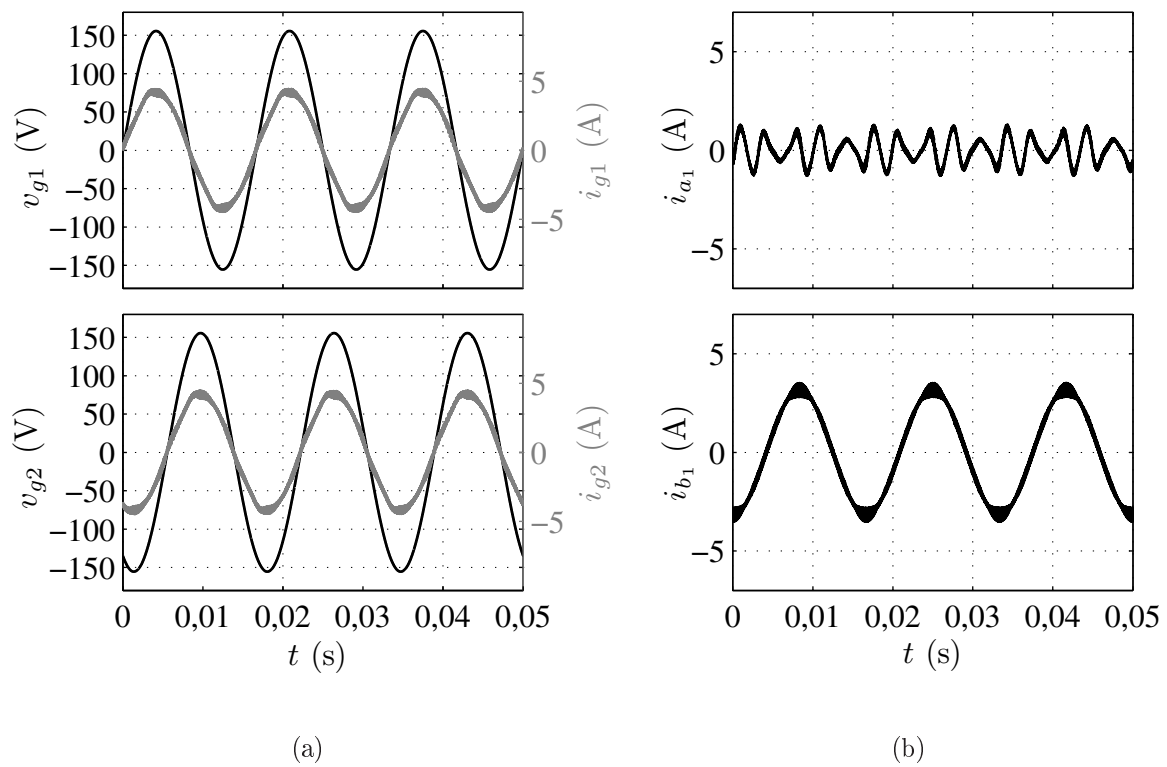


Figura 7.8: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede. (b) Correntes dos filtros A e B (i_{a1} e i_{b1}).

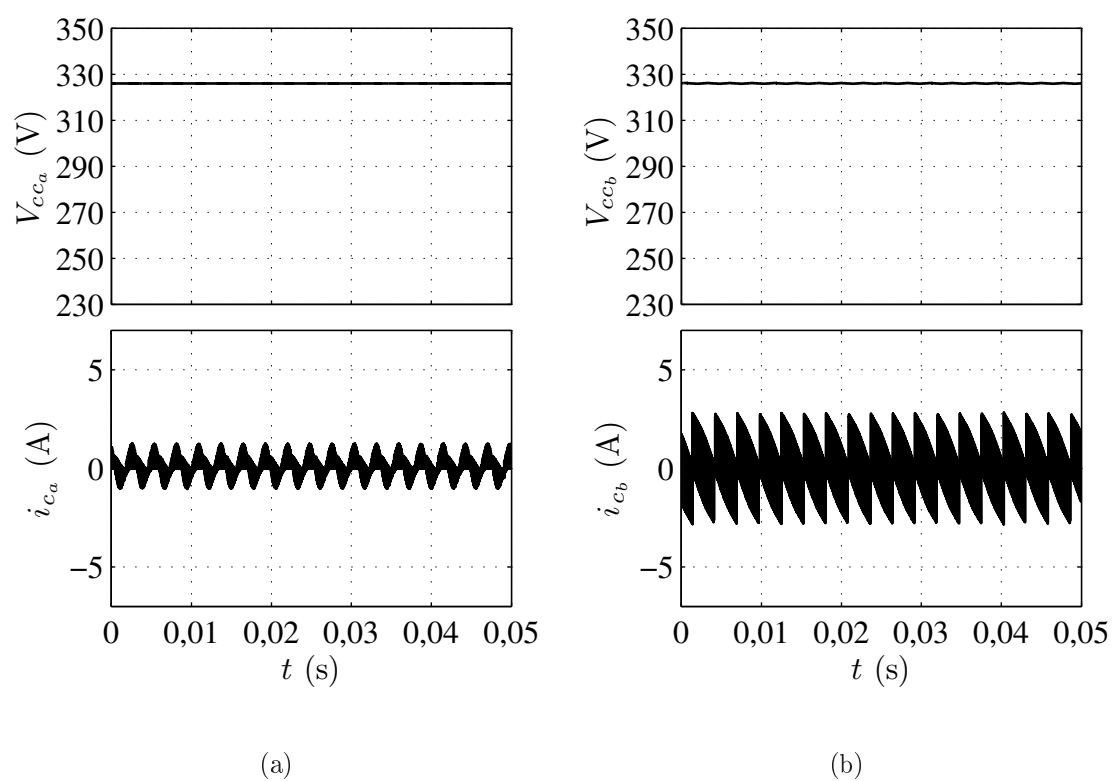


Figura 7.9: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) Tensão do barramento CC do filtro A (V_{cc_a}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{c_a}).

- Duas portadoras PWM com $f_{tb} = 4$ kHz

Ao reduzir-se a frequência da portadora PWM do filtro B, f_{tb} , até 4 kHz, o *ripple* da corrente da rede é reduzido comparado com a corrente da rede utilizando-se a mesma estratégia com uma portadora PWM.

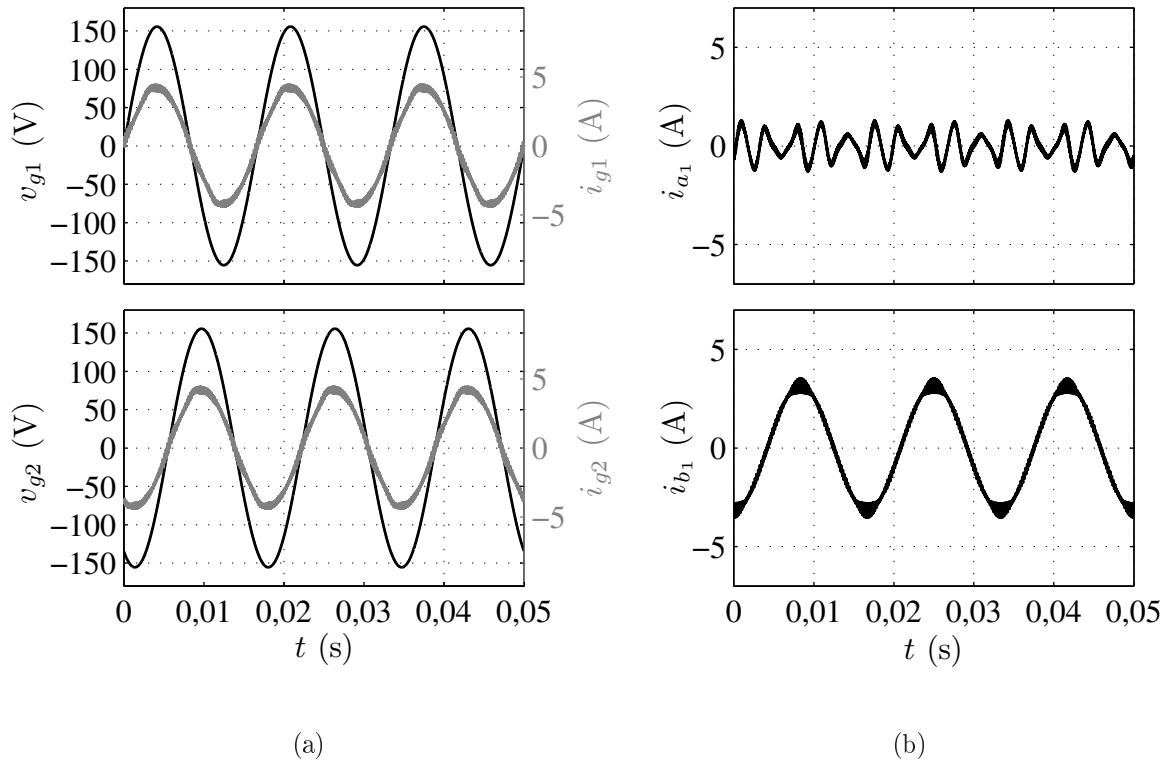


Figura 7.10: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 4$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes dos filtros A e B (i_{a1} e i_{b1}).

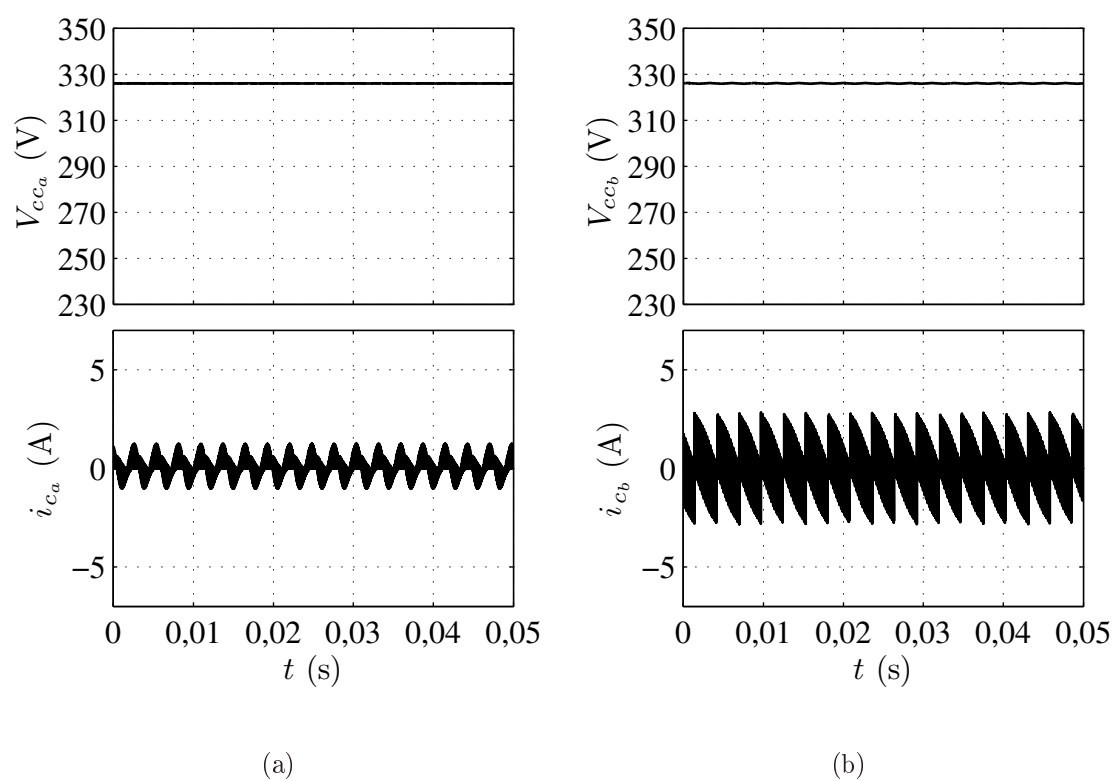


Figura 7.11: Resultado de simulação da associação de FAPs a três fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 4$ kHz. (a) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cc_a} e i_{c_a}). (b) Corrente do barramento CC do filtro A (i_{c_a}).

7.2.3 FAP Paralelo Convencional a Quatro Fios

O comportamento dinâmico do FAP paralelo convencional a quatro fios, apresentado na Figura 2.4 , é mostrado nas Figuras 7.12 e 7.13. As curvas mostradas são: tensões (v_{g1} e v_{g2}) e correntes (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) da rede trifásica; correntes da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}); correntes i_{ln} e i_{fn} ; tensão (V_{cc}) e corrente (i_{cc}) do barramento CC. De posse desses resultados pode-se fazer a análise comparativa com as estruturas propostas. Esses resultados foram obtidos considerando o sistema desequilibrado com os parâmetros definidos na Tabela 4.3.

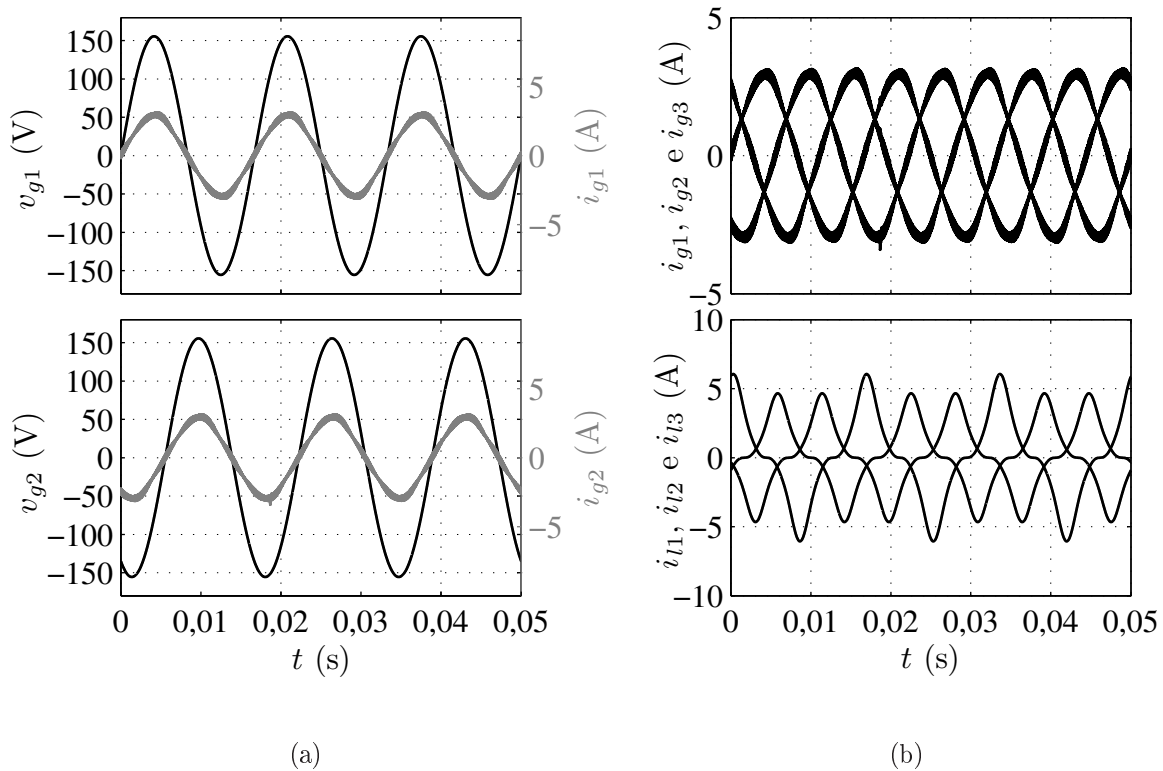


Figura 7.12: Resultado de simulação do FAP paralelo a quatro fios convencional, com $\mu = 0,5$. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e da carga (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}).

7.2.4 Associação de FAPs a Quatro Fios

São apresentados resultados de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, apresentado na Figura 3.9, para diferentes condições de operação: considerando a estratégia de divisão do fluxo de potência, igualmente, entre os filtros, para uma e duas portadoras;

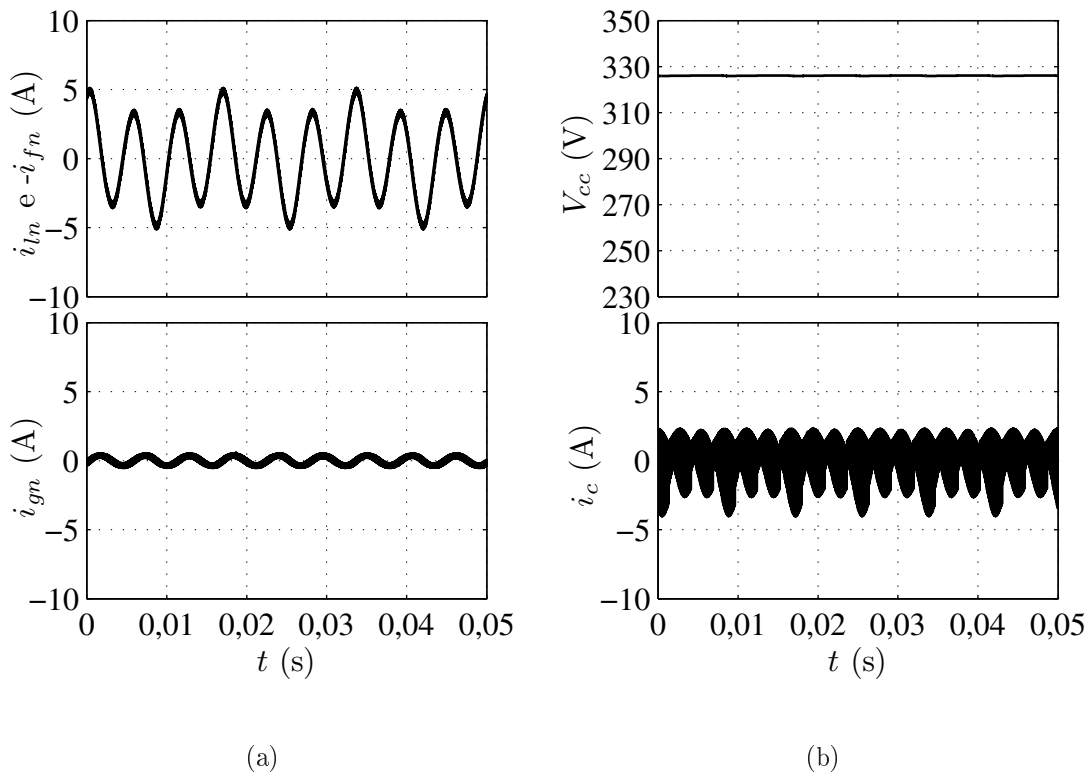


Figura 7.13: Resultado de simulação do FAP paralelo a quatro fios convencional, com $\mu = 0,5$. (a) Correntes i_{ln} e i_{fn} (b) Tensão e corrente do barramento CC (V_{cc} e i_c).

considerando a estratégia da divisão da função de compensação entre os filtros, para uma e duas portadoras PWM com $f_{tb} = 10$ kHz e para $f_{tb} = 5$ kHz. As curvas mostradas são: tensões (v_{g1} e v_{g2}) e correntes (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) da rede trifásica; correntes i_{gn} , i_{an} e i_{bn} ; correntes dos filtros A (i_{a1}) e B (i_{b1}); tensão (V_{cc_a}) e corrente (i_{ca}) do barramento CC do filtro A e tensão (V_{cc_b}) e corrente (i_{cb}) do barramento CC do filtro B.

Todas as análises apresentadas para as estruturas a três fios são validas para as estruturas a quatro fios. No que se refere a utilização de múltiplas portadoras PWM e a redução da frequência da portadora do filtro B.

I. Com estratégia de divisão do fluxo de potência, igualmente, entre os filtros

- Uma portadora e $\mu = 0,5$

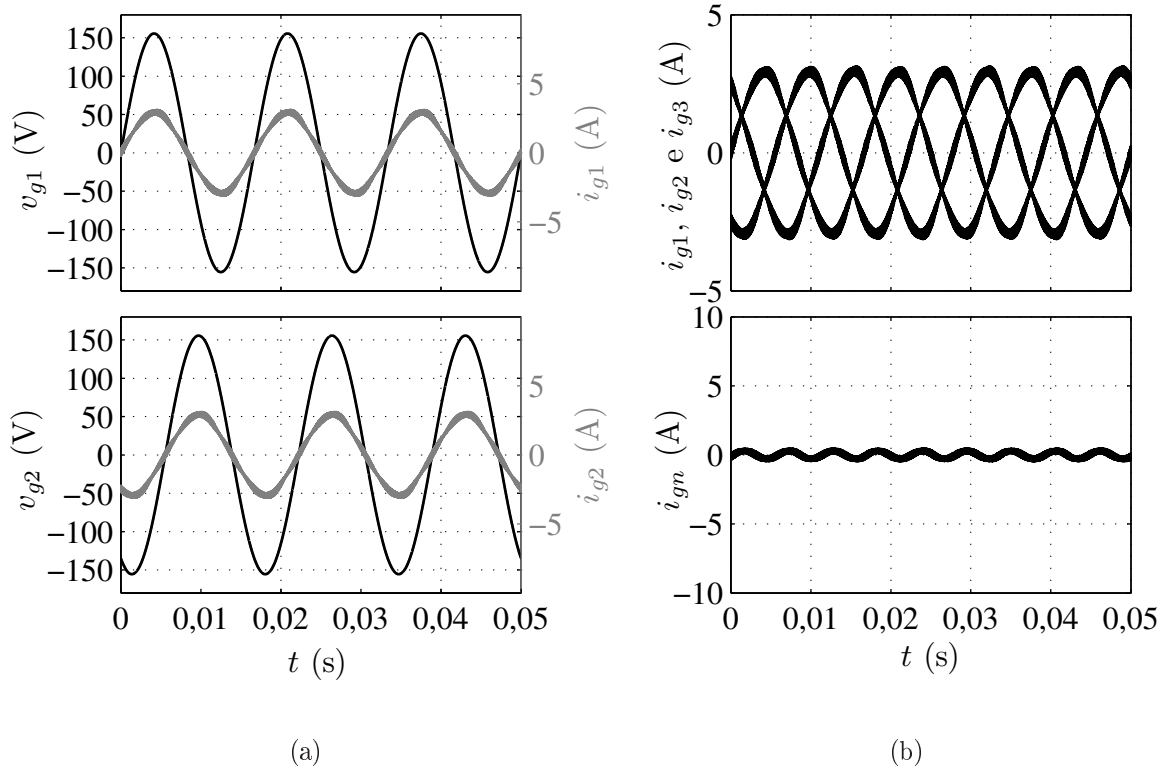


Figura 7.14: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn} .

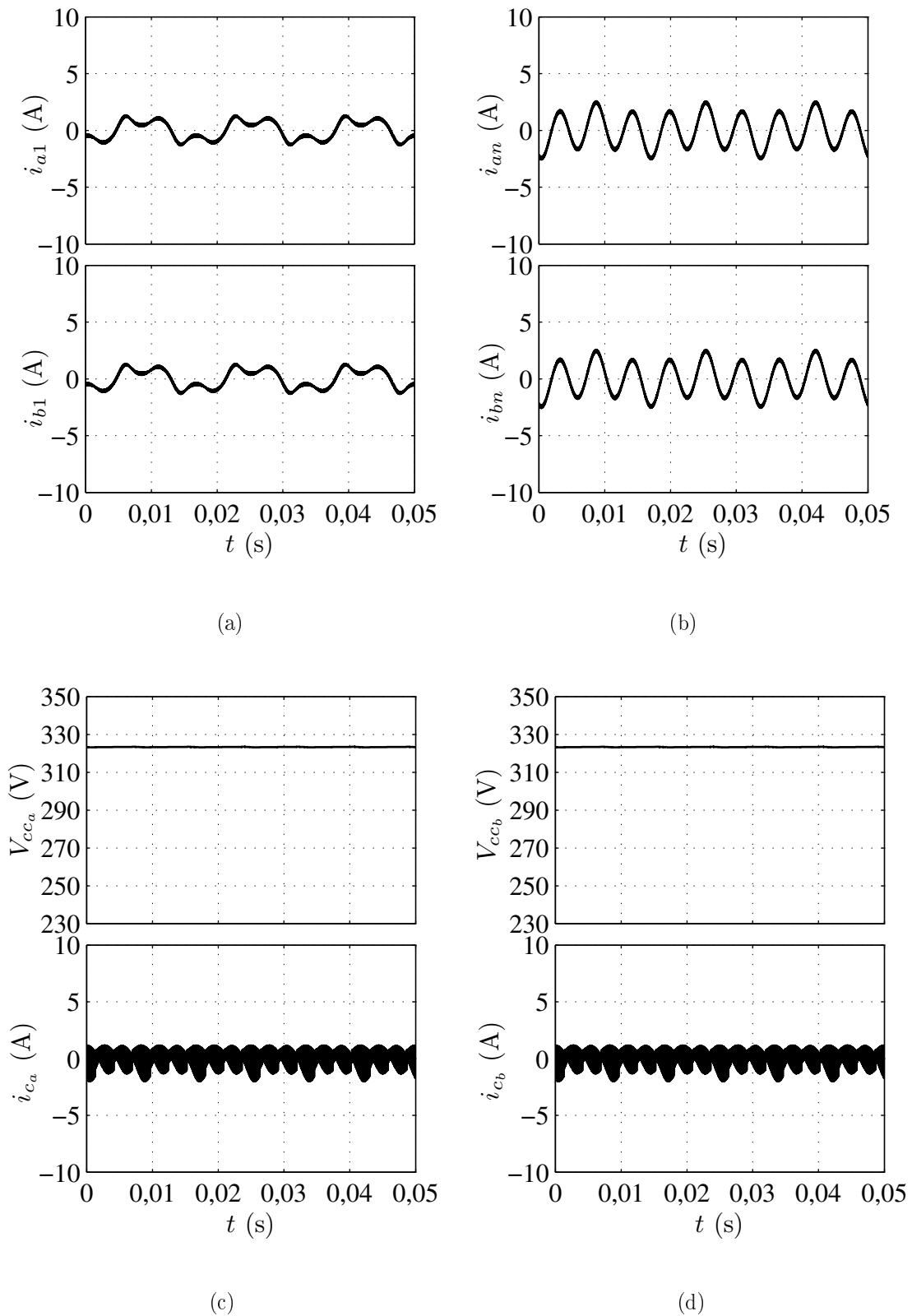


Figura 7.15: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).

- Duas portadora PWM e $\mu = 0,5$

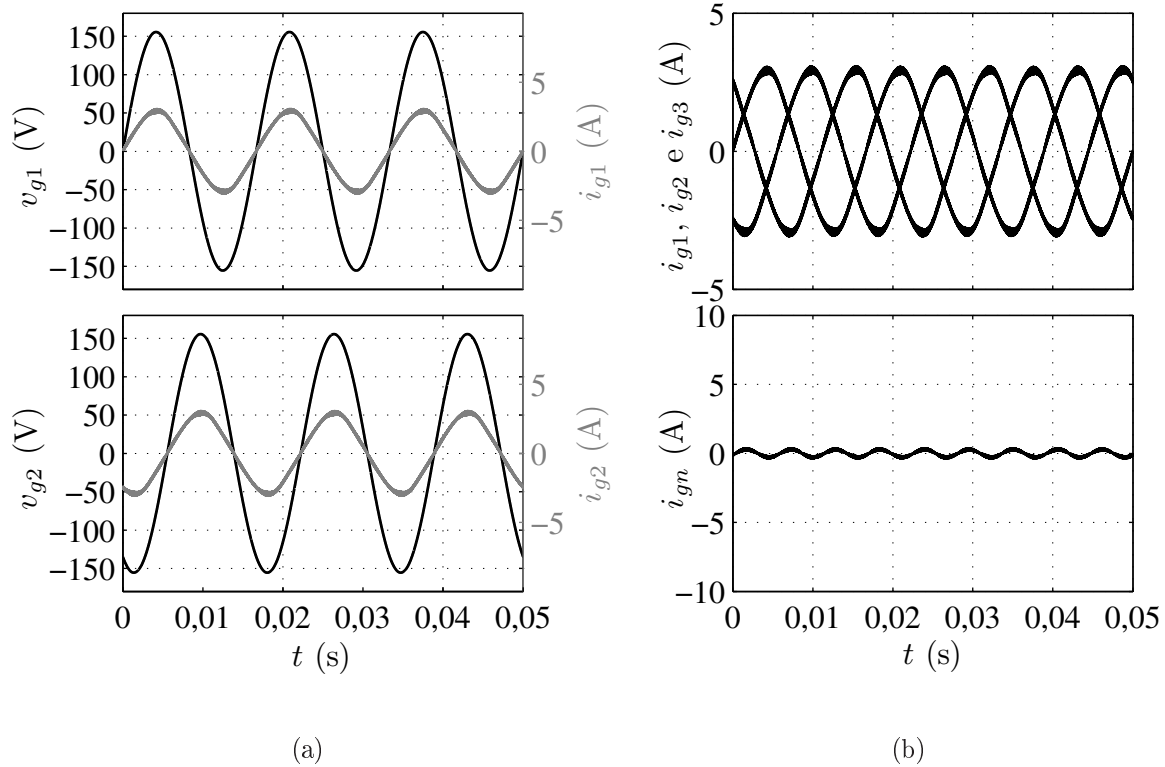


Figura 7.16: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn} .

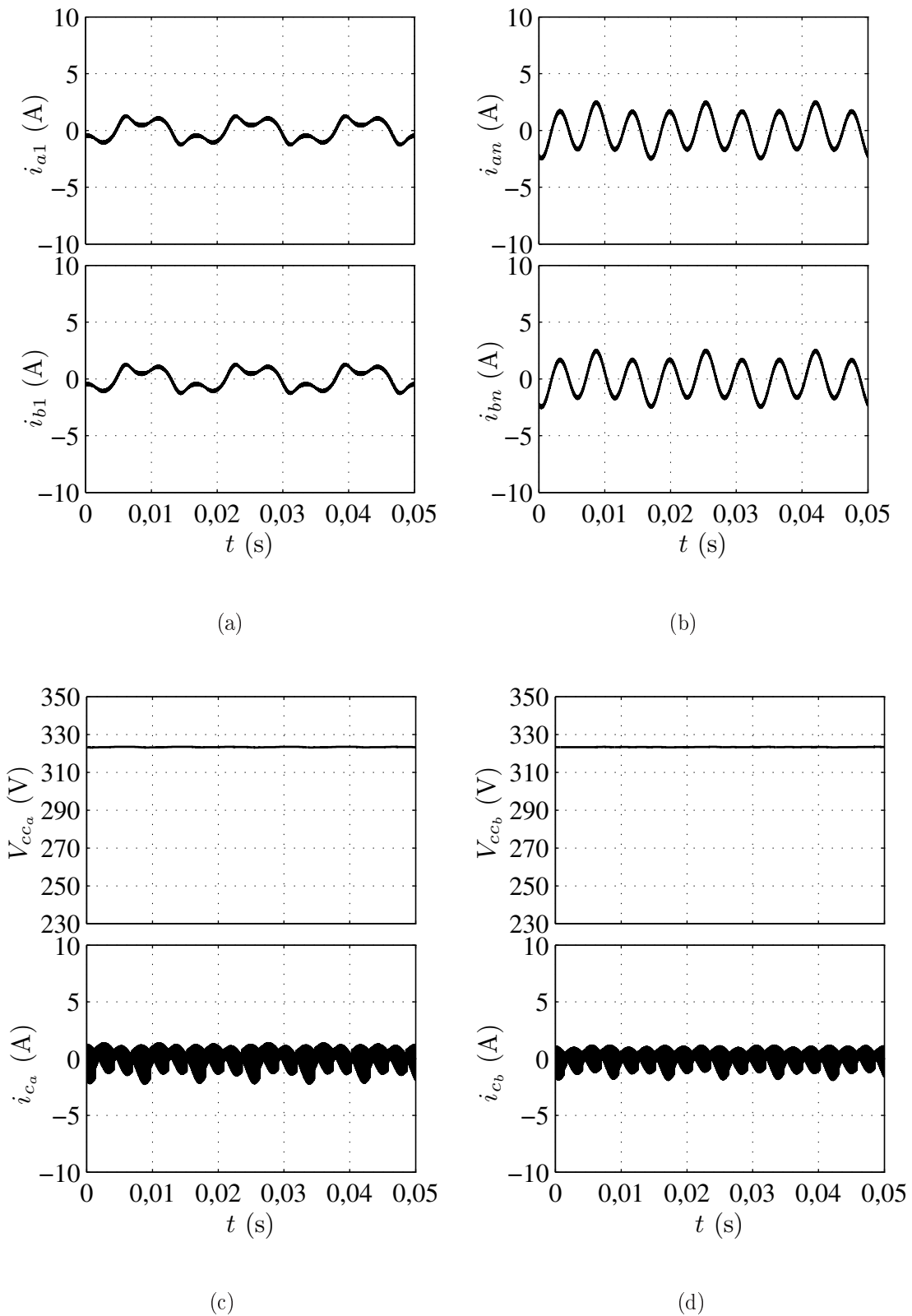


Figura 7.17: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).

II. Com estratégia de divisão da função de compensação

- Uma portadora PWM e $\mu_a = \mu_b = 0,5$

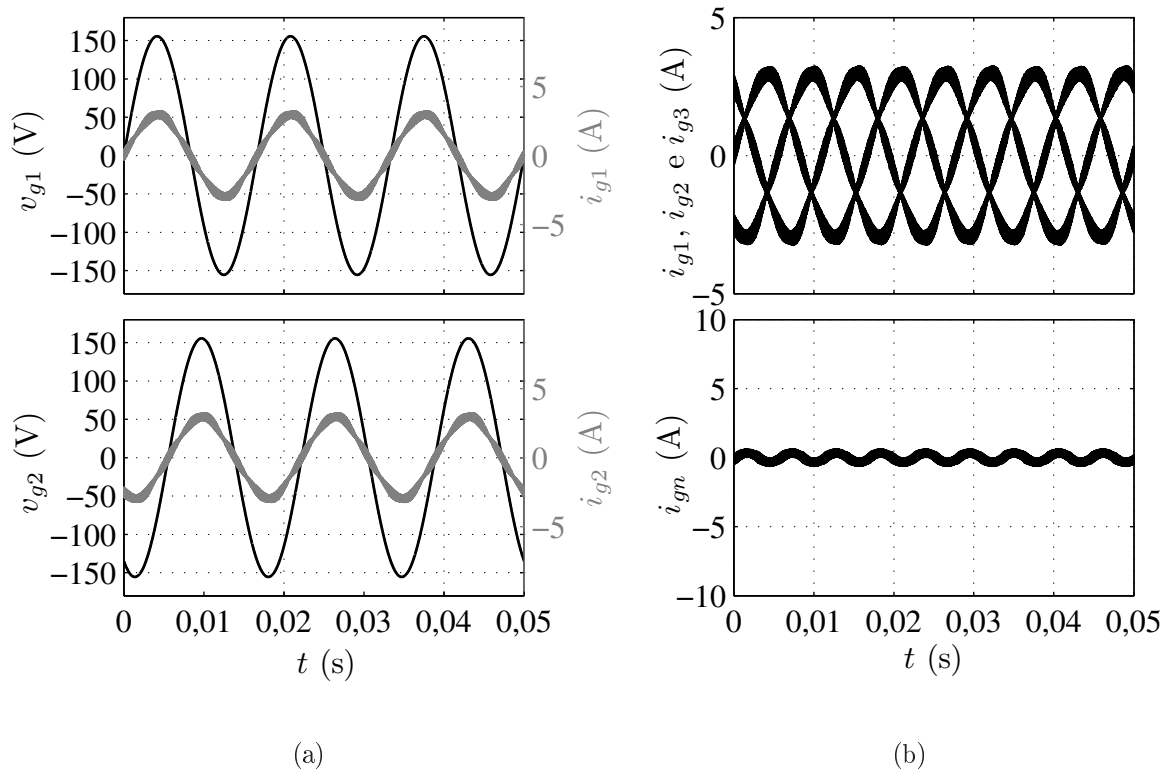


Figura 7.18: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com $f_t = 10$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn} .

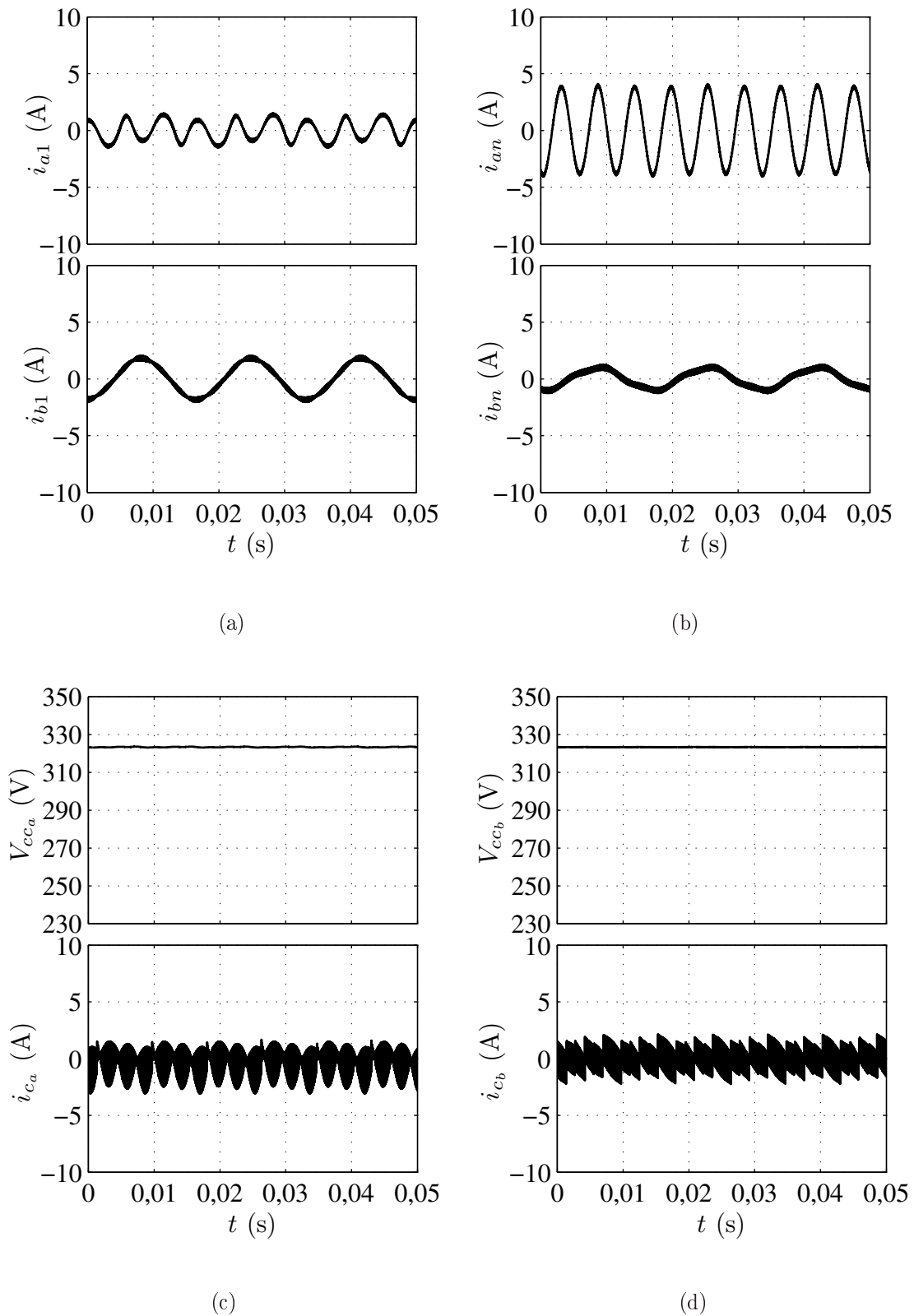


Figura 7.19: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com $f_t = 10$ kHz. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).

- Duas portadoras PWM e $\mu_a = \mu_b = 0,5$

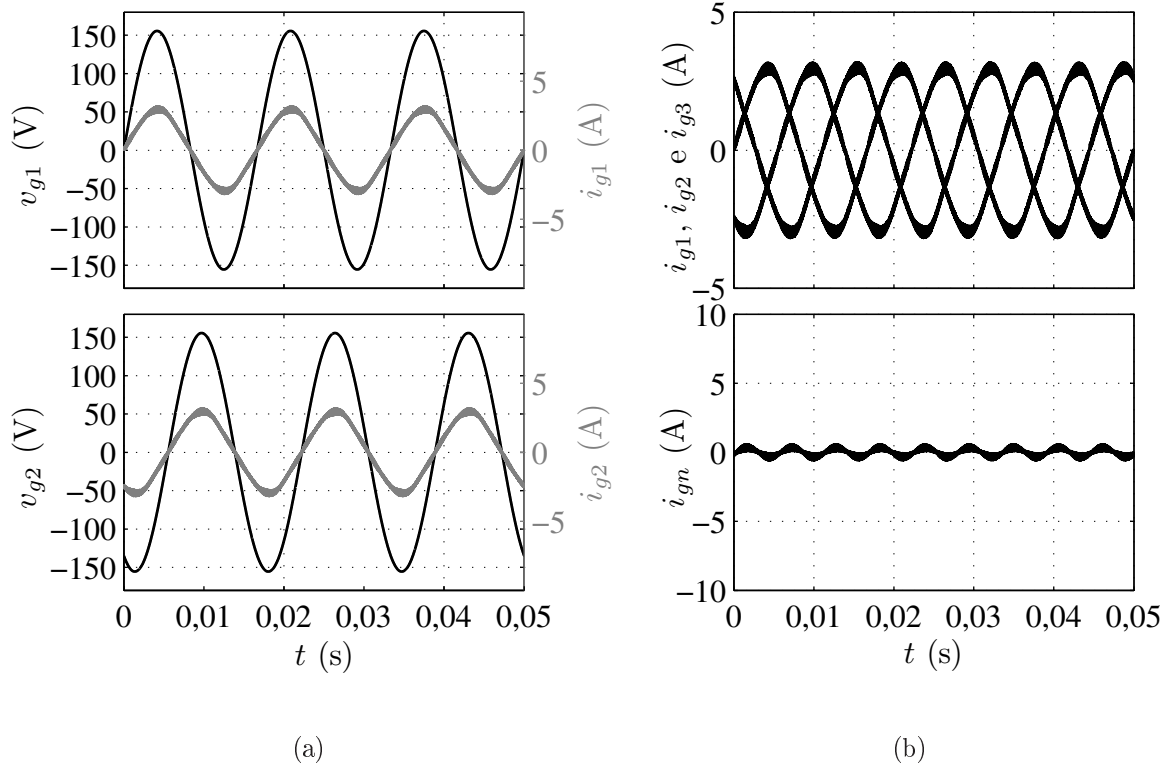


Figura 7.20: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn} .

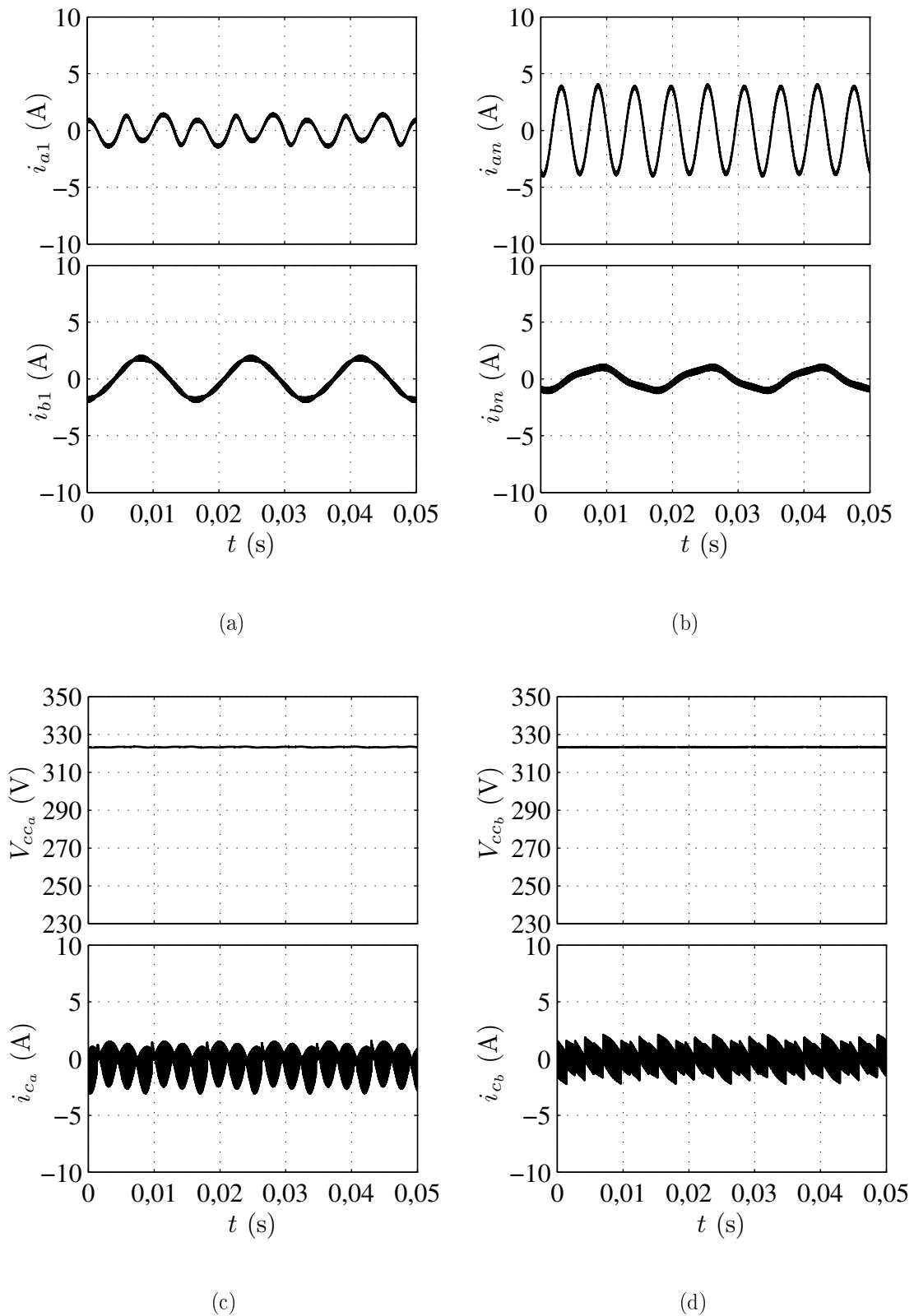


Figura 7.21: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 10$ kHz. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).

- Duas portadoras PWM com $f_{tb} = 5$ kHz

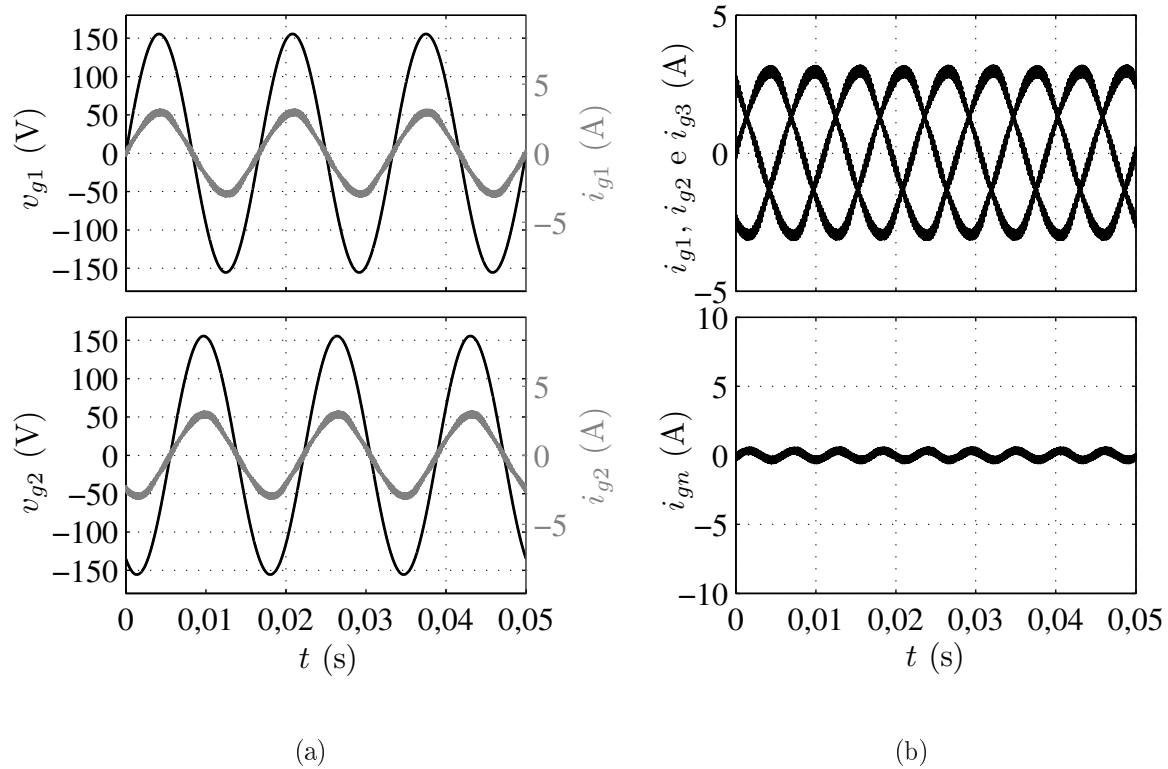


Figura 7.22: Resultado de simulação do FAP paralelo proposto a quatro fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 5$ kHz. (a) Tensões e correntes da rede (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}). (b) Correntes da rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}) e i_{gn} .

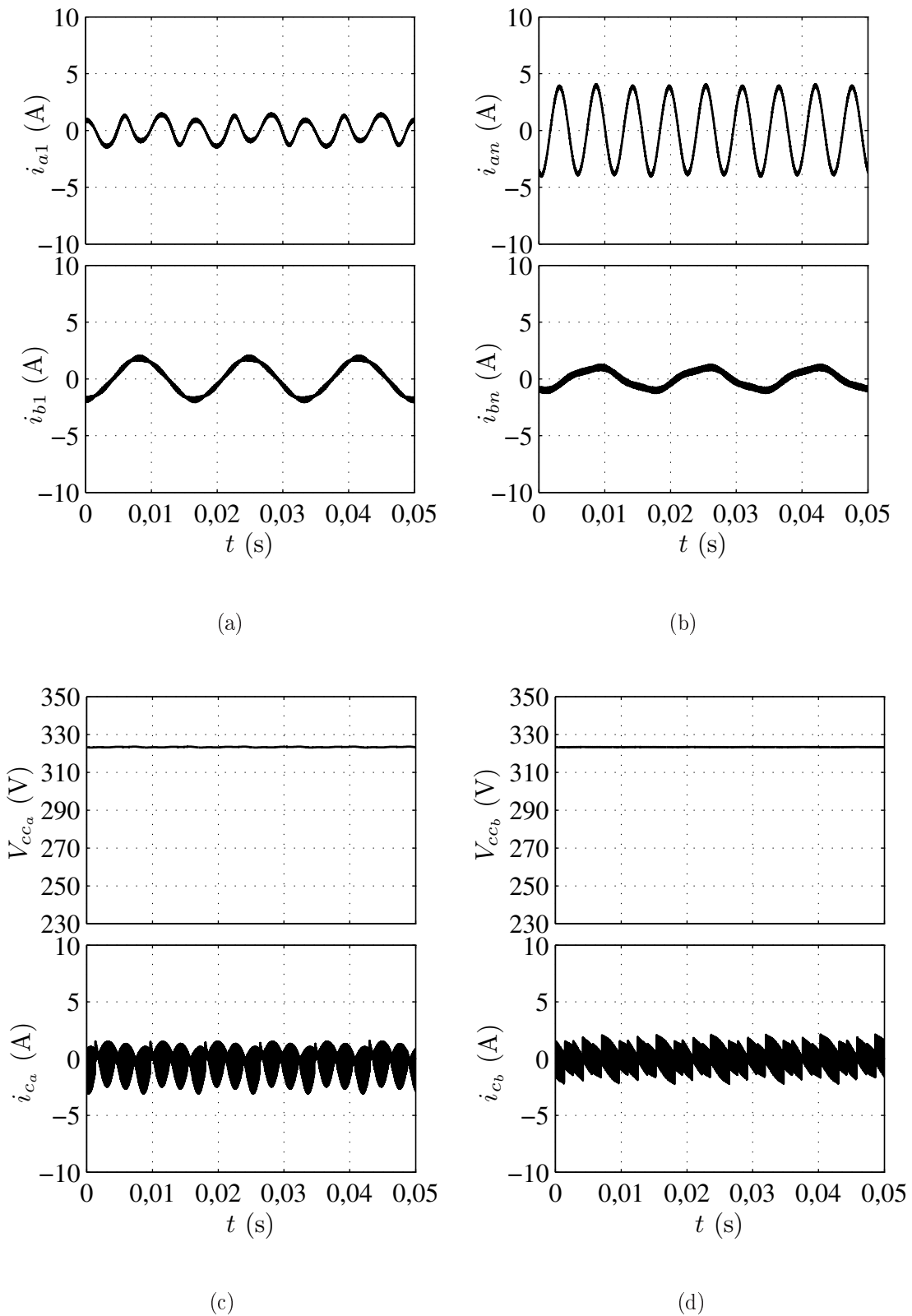


Figura 7.23: Resultado de simulação do FAP paralelo a quatro fios, com duas portadoras e $f_{tb} = 5$ kHz. (a) Correntes dos filtros (i_{a1} e i_{b1}). (b) Correntes dos filtros (i_{an} e i_{bn}). (c) Tensão e corrente do barramento CC do filtro A (V_{cca} e i_{ca}). (d) Tensão e corrente do barramento CC do filtro B (V_{ccb} e i_{cb}).

7.3 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental controlada por um processador digital de sinais (DSP), TMS320F28335. Esta plataforma é equipada com quatro conversores de três braços, quatro barramentos CC com capacitores de $2200 \mu\text{F}$ e um conjunto de sensores e as placas que fazem o tratamento dos sinais enviados para acionar as chaves dos conversores.

7.3.1 FAP Paralelo a Três Fios Convencional

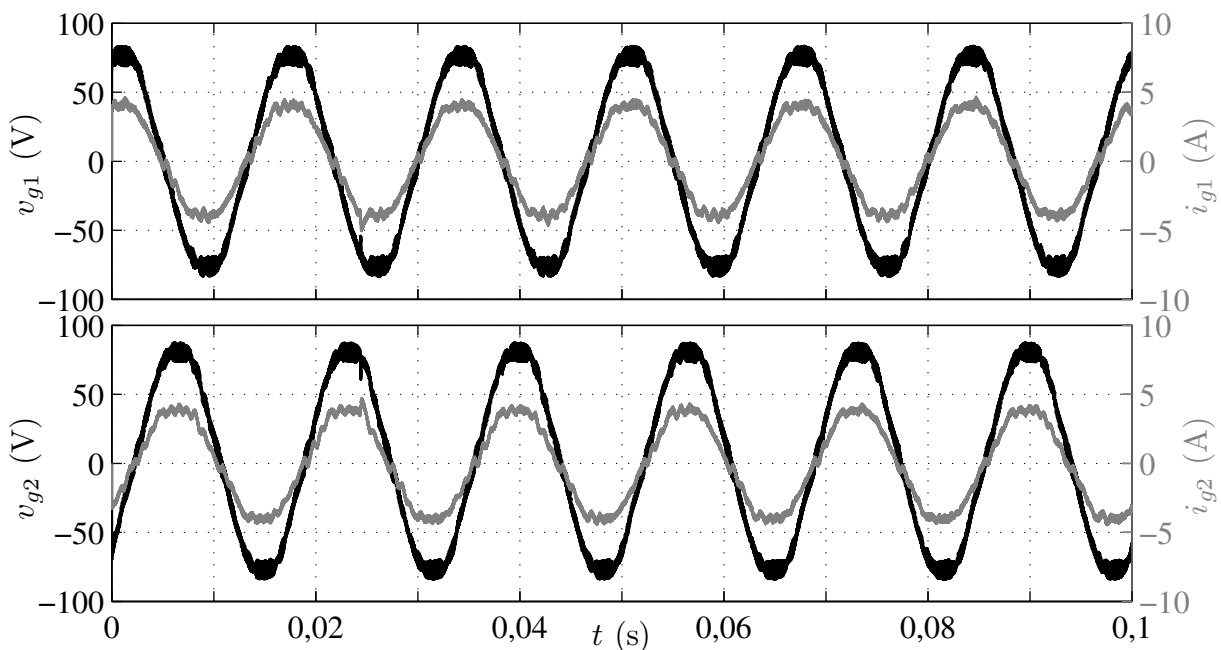


Figura 7.24: Resultado experimental do FAP paralelo a três fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensões e correntes de alimentação (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}).

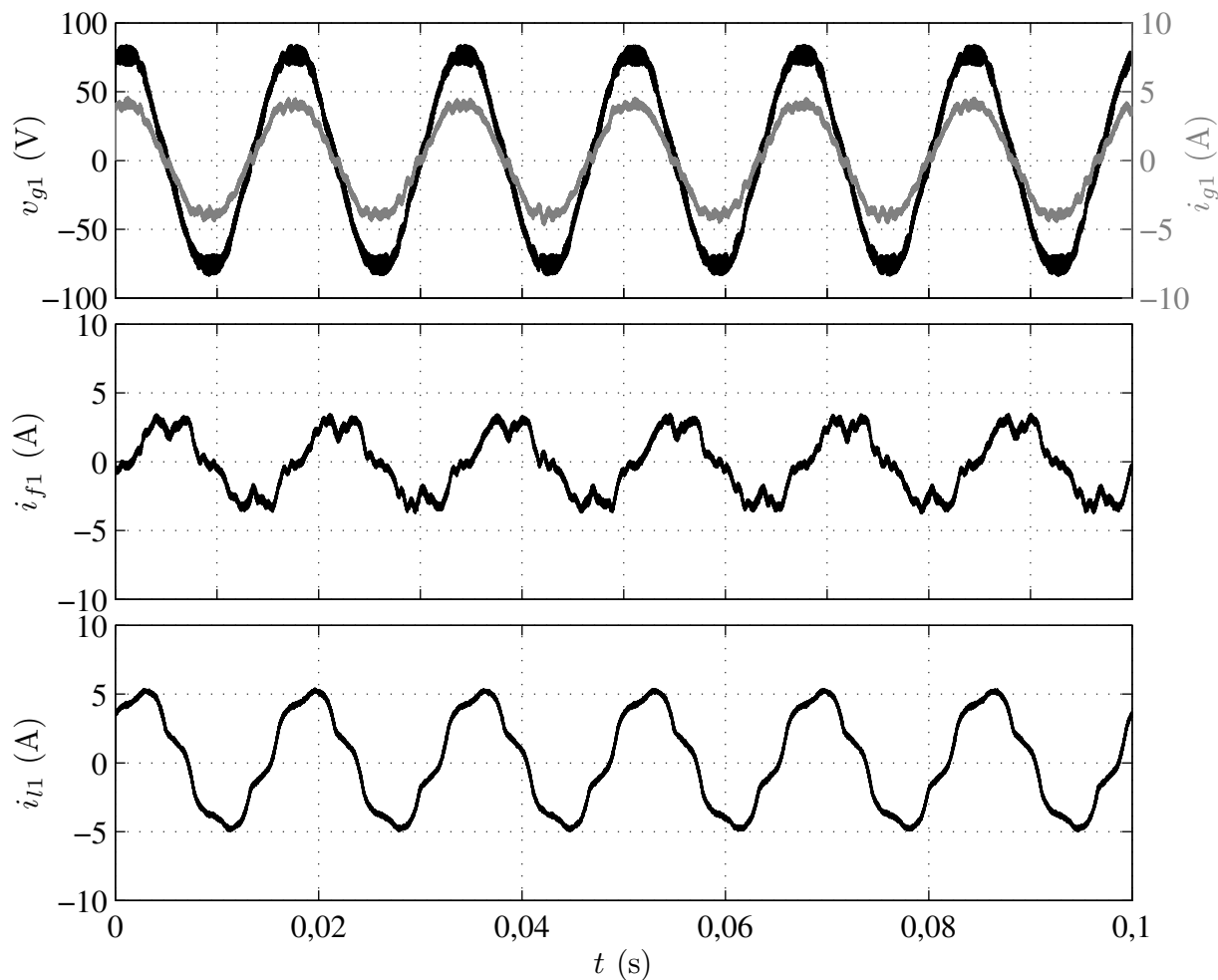


Figura 7.25: Resultado experimental do FAP paralelo a três fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensão e corrente da rede (v_{g1} e i_{g1}), corrente do filtro (i_{f1}) e corrente da carga (i_{l1}).

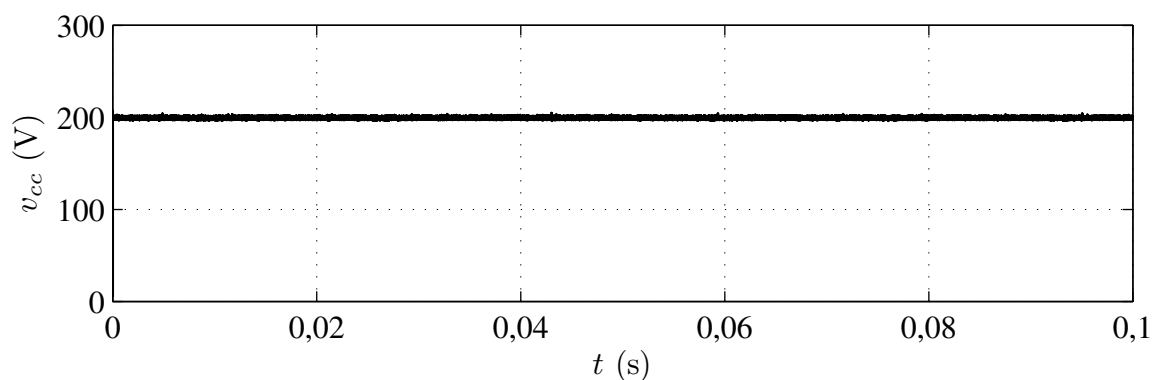


Figura 7.26: Resultado experimental do FAP paralelo a três fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensão do barramento CC, V_{cc} .

7.3.2 FAP Paralelo a Quatro Fios Convencional

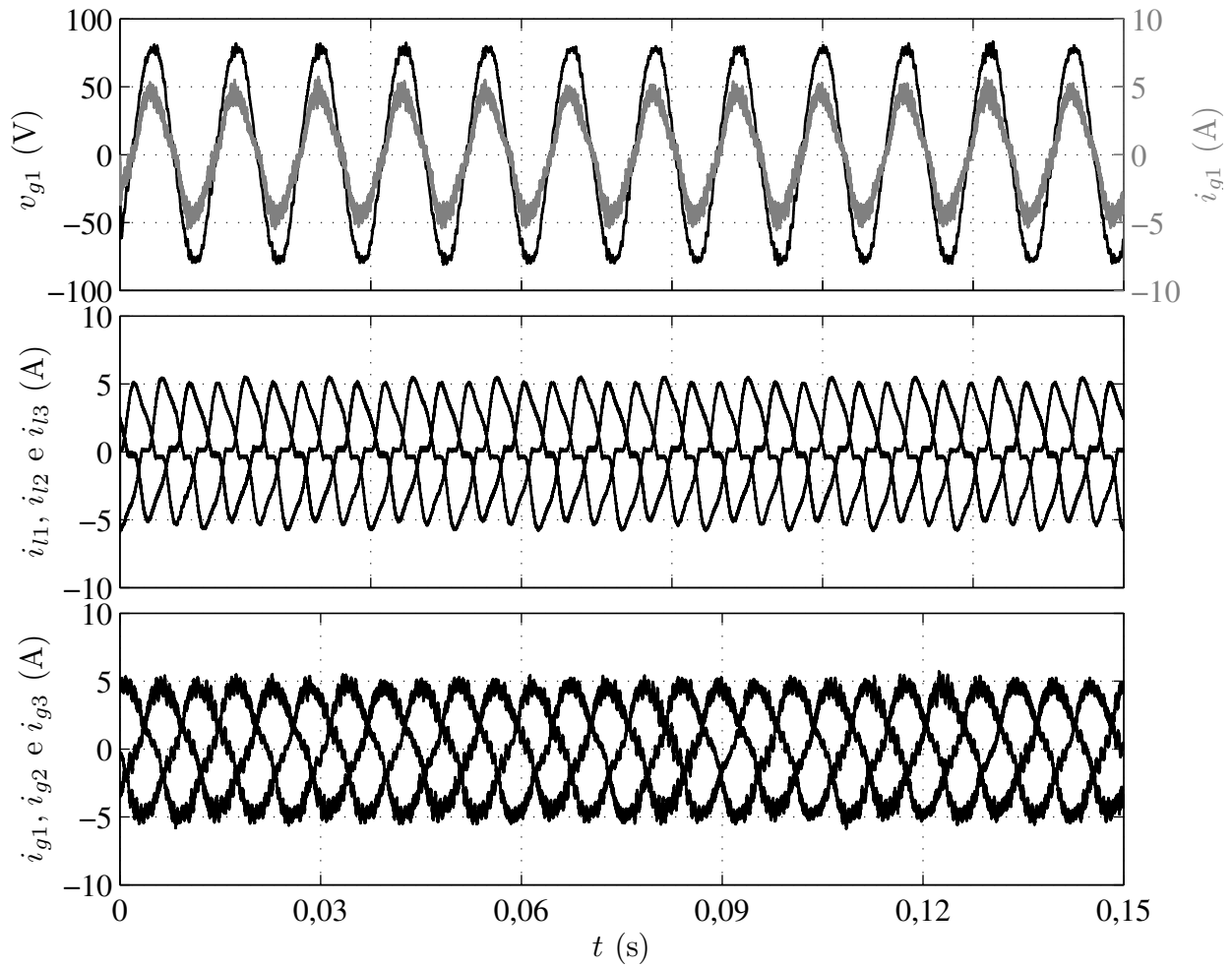


Figura 7.27: Resultado experimental do FAP paralelo a três fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensões e correntes de alimentação (v_{g1} e i_{g1}) e (v_{g2} e i_{g2}).

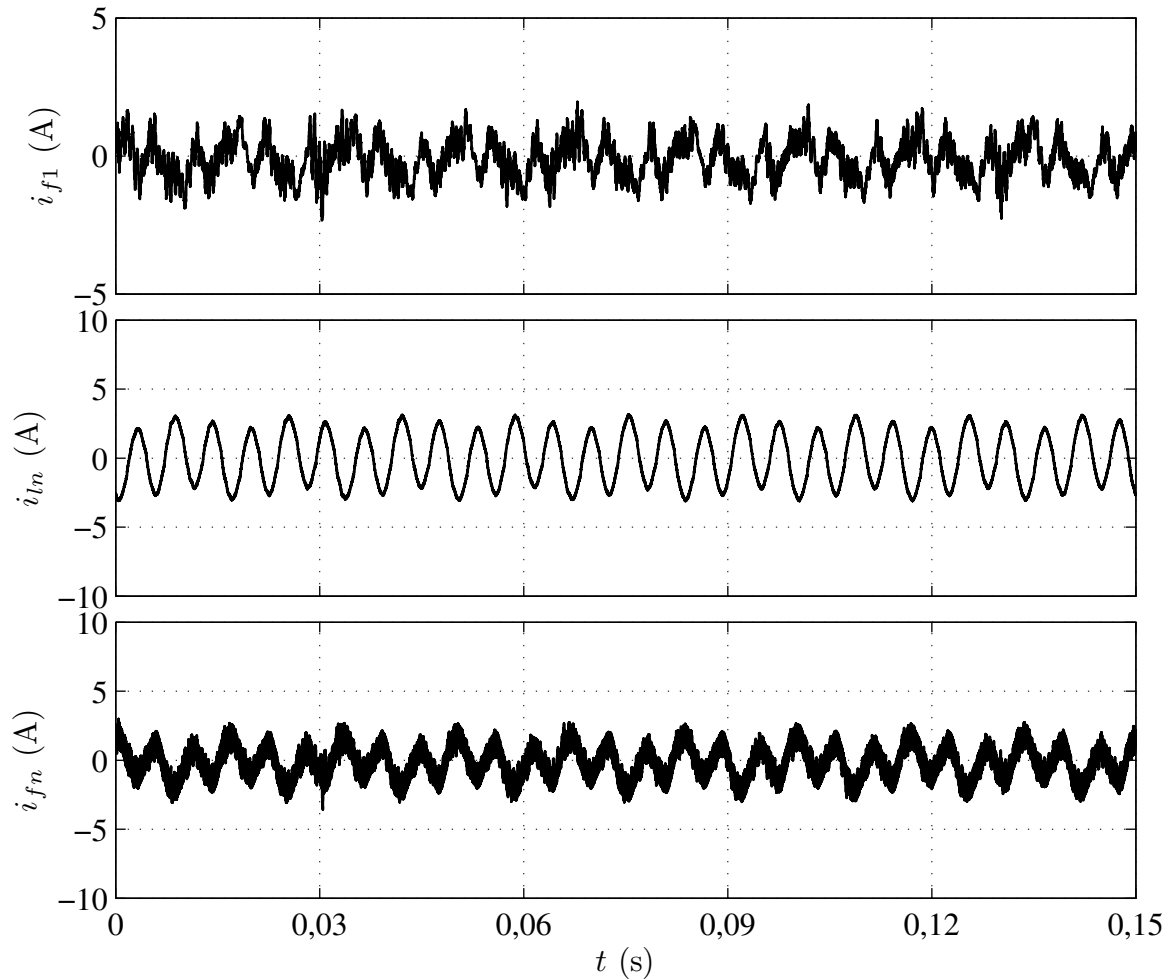


Figura 7.28: Resultado experimental do FAP paralelo a quatro fios convencional com $\mu = 0,5$. Tensão e corrente da rede (v_{g1} e i_{g1}), corrente do filtro (i_{f1}) e corrente da carga (i_{l1}).

7.4 Conclusões

Neste capítulo, foram mostrados os resultados de simulação e de experimentação dos FAPs convencionais e dos compostos por associações de FAPs a três e quatro fios. Validando, desta forma, os circuitos e as estratégias PWM e de controle apresentadas neste trabalho.

Foram apresentado de simulação das topologias convencionais convencionais e das topologias propostas, utilizando as duas estratégias de controle apresentadas, para uma e duas portadoras PWM. Com $\mu_a = \mu_b = 0,5$.

Esses resultados dão a nítida noção da influência do número de portadoras PWM utilizadas, nas correntes da rede. Como por exemplo nas Figuras 7.2(a) e 7.4(a) observa-se

redução do *ripple* da corrente quando são utilizadas duas portadoras. Comparando-se as correntes do rede das topologias convencionais com as propostas utilizando-se uma portadora não nota-se alteração do nível do *ripple*.

Pode-se observar também os níveis de corrente no barramento CC, podendo ser feita uma análise comparativa com as perdas de alta frequência do barramento CC. Por exemplo nas Figuras 7.1(d) e 7.5(b) pode-se observar que a corrente do capacitor na topologia proposta é metade da corrente da topologia convencional.

Os resultados experimentais apresentados foram apenas o da topologia convencional a três fios, os resultados das demais topologias serão apresentados em trabalhos futuros.

8

Conclusões

8.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho, foram apresentadas e analisadas quatro topologias de FAPs paralelos, sendo duas destas chamadas de topologias convencionais e as outras duas compostas por associação das topologias convencionais.

Para todas as topologias investigadas, foram apresentados os modelos dinâmicos e com base neste modelo foram desenvolvidas as estratégias PWM e as estratégias de controle, de forma a garantir um bom desempenho das estruturas apresentadas. Para a estratégia PWM foram investigadas a utilização de múltiplas portadoras PWM com a mesma amplitude e frequência, e para algumas estratégias variou-se a frequência de uma das portadoras. Foi introduzido, também, o parâmetro μ (fator de distribuição de roda livre) no cálculo das tensões de polo de referência, de forma a obter uma melhor distribuição dos pulsos das tensões de polo. Para a estratégia de controle foram propostas duas filosofias, a primeira propôs a divisão igual do fluxo de potência entre os filtros na compensação e a segunda propôs a divisão das funções de compensação entre os filtros.

Com o objetivo de avaliar e comparar as topologias estudadas foram utilizados três critérios: a taxa de distorção harmônica da rede, as perdas de alta frequência dos capacitores no barramento CC e as perdas de condução e chaveamento nos semicondutores.

Os melhores resultados comparativo entre as topologias compostas por associações e as

convencionais, são os resultados de THD das correntes de entrada. Pois todas as topologias compostas por associações apresentaram menor THD que a topologia convencional. Verificou-se que utilizando-se uma portadora as distorções harmônicas das correntes da rede são similares as da topologias convencionais.

8.2 Resumo do Desempenho das Topologias Estudadas

O resumo do desempenho das topologias compostas por associações de FAPs a três e quatro fios são mostradas nas Tabelas 8.1 e 8.2, respectivamente. Estes resultados estão relacionados com os das topologias convencionais.

Tabela 8.1: Resumo dos resultados da topologia a três fios, composta por associação.

	THD(%) de i_{g123}			$I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$				$Pt(P)/Pt(C)$	
	0 - 0	0,5 - 0,5	0 - 1	0 - 0	0,5 - 0,5	0 - 0	0,5 - 0,5	0 - 0	0,5 - 0,5
$\mu_a - \mu_b$									
P-1P	4,4	3,5	3,3	0,50	0,50	0,50	0,50	1,04	1,54
P-2P	1,6	1,75	-	0,50	0,50	0,50	0,50	1,04	1,54
P-6P	1,6	1,45	-	0,63	0,63	0,68	0,68	1,04	1,54
$f_{cb} = 10$ kHz - 1P	4,2	3,4	-	0,29	1,0	0,28	1,0	1,15	1,62
$f_{cb} = 10$ kHz - 2P	1,8	1,85	-	0,29	1,0	0,28	1,0	1,15	1,62
$4 < f_{cb} < 10$ kHz	3,05	1,6	-	-	-	-	-	-	-
$f_{cb} = 4$ kHz	3,8	2,9	-	0,29	1,02	0,28	1,02	0,78	1,09

Na Tabela 8.1 pode-se observar que a estratégia que representa uma boa solução é a topologia composta por associação utilizando o controle dividindo igualmente o fluxo de potência entre os filtros, utilizando duas portadoras PWM, defasadas de 180° entre si, e $\mu_a = \mu_b = 0$. Nesta situação a topologia apresenta uma redução de 54% na THD, 50% das perdas de alta frequência no barramento CC e um aumento de apenas 4% nas perdas nos semicondutores, comparadas com a topologia convencional.

Para as topologias a quatro fios pode-se observar na Tabela 8.2 que a estratégia que representa uma boa solução é a topologia composta por associação utilizando o controle dividindo função de compensação entre os filtros, utilizando duas portadoras PWM, com $f_{cb} = 5$ kHz, e $\mu_a = \mu_b = 0$. Nesta situação a topologia apresenta uma redução de 20,4%

Tabela 8.2: Resumo dos resultados da topologia a quatro fios, composta por associação.

	THD(%) de i_{g123}			$I_{c,rms}^{hf}(P)/I_{c,rms}^{hf}(C)$				$Pt(P)/Pt(C)$	
$\mu_a - \mu_b$	0 - 0	0,5 - 0,5	0 - 1	0 - 0	0,5 - 0,5	0,50	0,50	0 - 0	0,5 - 0,5
P-1P	4,9	4,1	3,9	0,50	0,50	0,50	0,50	1,16	1,52
P-2P	1,75	1,85	-	0,50	0,50	0,50	0,50	1,52	1,16
$f_{cb} = 10$ kHz - 1P	4,9	4,2	-	0,51	0,55	0,51	0,55	1,30	1,67
$f_{cb} = 10$ kHz - 2P	2,1	2,1	-	0,51	0,55	0,51	0,55	1,30	1,63
$5 < f_{cb} < 10$ kHz	3,6	3,15	-	-	-	-	-	-	-
$f_{cb} = 5$ kHz	3,9	3,4	-	0,51	0,58	0,51	0,58	1,01	1,26

na THD, 59,65% das perdas de alta frequência no barramento CC e um aumento de apenas 1% nas perdas nos semicondutores, comparadas a topologia convencional.

As perdas de alta frequência nos barramentos CC foram reduzidas na maioria das topologias compostas por associações. A topologia a três fios utilizando a estratégia de controle dividindo a função de compensação entre os filtros foi a única a apresentar aumento das perdas no barramento, comparativamente com a topologia convencional. Essas perdas estão diretamente relacionadas com a corrente RMS do barramento CC, reduzindo-se essa corrente reduz-se os esforços dos capacitores, aumentando sua vida útil.

Para as perdas nos semicondutores só foi obtido redução, comparado a topologia convencional, na topologia a quatro fios com a estratégia da divisão de funções entre os filtro, com $\mu = 0$. Pois a potência da carga utilizada não é grande o suficiente, para que as topologias propostas superassem as topologias convencionais, nesse aspecto.

8.3 Trabalhos a serem desenvolvidos

- Obtenção de resultados experimentais para as demais topologia.
- Estudo considerando cargas com diferentes potências.
- Estudo de novas topologias de FAPs paralelos.
- Estudo mais detalhado dos limites de frequência das portadoras PWM.

Agradecimentos

Agradeço aos meus orientadores do mestrado Cursino Brandão Jacobina e Euzeli Cipriano dos Santos pelos ensinamentos que me foram dados na realização deste trabalho e pelo privilégio de tê-los como orientadores. Aos professores da pós-graduação e graduação. Aos meus companheiros do LEIAM, Abinadabe Silva Andrade, Álvaro de Medeiros Maciel, Antônio de Paula Dias Queiroz, Bernard de Sà Gouveia, João Carvalho, Montiê Alves Vitorino, Nady Rocha, Osglay Izídio e a todos aqueles que cooperaram direta ou indiretamente com este trabalho. Agradeço também ao CNPq pelo suporte financeiro que permitiu a realização deste trabalho.

Referências Bibliográficas

- Akagi, H. (1996) New trends in active filters for power conditioning, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **32**:1312 – 1322.
- Akagi, H. (2005) The state-of-the-art of active filters for power conditioning, *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, pp. 15 pp. – P.15.
- Akagi, H.; Kanazawa, Y. e Nabae, A. (1984) Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, pp. 625 – 630.
- Amaral, A. e Cardoso, A. (2008) An economic offline technique for estimating the equivalent circuit of aluminum electrolytic capacitors, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, pp. 2697 – 2710.
- Ametani, A. (1976) Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, **95**:441 – 449.
- Asiminoaei, L.; Aeloiza, E.; Kim, J.; Enjeti, P.; Blaabjerg, F. e Moran, L.T.and Sul, S. (2006) Parallel interleaved inverters for reactive power and harmonic compensation, *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1 – 7.
- Asiminoaei, L.; Aeloiza, E.; Enjeti, P. e Blaabjerg, F. (2008) Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**:1175 – 1189.
- Asimmoaei, L.; Aeloiza, E.; Kim, J.; Enjeti, P.; Blaabjerg, F.; Moran, L. e Sul, S. (2006) An interleaved active power filter with reduced size of passive components, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, p. 8 pp.
- Beechner, T. e Sun, J. (2008) Harmonic cancellation under interleaved pwm with harmonic

- injection, Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, pp. 1515 – 1521.
- Benchaita, L.; Saadate, S. e Salem nia, A. (1999) A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation, Power Systems, IEEE Transactions on, pp. 642 – 647.
- Bennett, P.; Darley, V. e Abbott, S. . (1997) The effects of harmonic distortion on equipments, Sources and Effects of Harmonic Distortion in Power Systems (digest No: 1997/096), IEE Colloquium on, pp. 5/1 – 518.
- Bhattacharya, A. e Chakraborty, C. (2011) A shunt active power filter with enhanced performance using ann-based predictive and adaptive controllers, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **58**:421 – 428.
- Bhattacharya, S.; Frank, T.; Divan, D. e Banerjee, B. (1998) Active filter system implementation, Industry Applications Magazine, IEEE, pp. 47 – 63.
- Blasko, V. (1997) Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods, Industry Applications, IEEE Transactions on, **33**:756 – 764.
- Cavalcanti, M.; da Silva, E.; Boroyevich, D.; Dong, W. e Jacobina, C. (2003) A feasible loss model for igbt in soft-switching inverters, Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, **4**:1845 – 1850.
- Chaoui, A.; Gaubert, J.-P.; Krim, F. e Rambault, L. (2006) Ip controlled three-phase shunt active power filter for power improvement quality, IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, pp. 2384 – 2389.
- Chaoui, A.; Gaubert, J.-P.; Krim, F. e Rambault, L. (2008) On the design of shunt active filter for improving power quality, Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on, pp. 31 – 37.
- Chen, Y.-M.; Wu, H.-C.; Chou, M.-W. e Lee, K.-Y. (2008) Online failure prediction of the electrolytic capacitor for lc filter of switching-mode power converters, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, pp. 400 – 406.
- Choi, S. e Jang, M. (2004) Research on a novel method to suppress neutral harmonic currents in three-phase four-wire power systems, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **51**:927 – 930.

- Das, J. (2004) Passive filters - potentialities and limitations, Industry Applications, IEEE Transactions on, **40**:232 – 241.
- De Souza, K. e Martins, D. (2008) A single-phase active power filter based in a two stages grid-connected pv system, Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, pp. 1951 – 1956.
- Dias, J.; dos Santos, E.; Jacobina, C. e da Silva, E. (2009) Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction, Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian, pp. 1155 – 1162.
- El-Habrouk, M.; Darwish, M. e Mehta, P. (2000) Active power filters: a review, Electric Power Applications, IEE Proceedings -, **147**:403 – 413.
- Elmitwally, A.; Abdelkader, S. e El-Kateb, M. (2000) Neural network controlled three-phase four-wire shunt active power filter, Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-, **147**:87 – 92.
- Fangjing, C.; Zhongren, C.; Hui, W. e Jiangyuan, L. (2010) Research of state exact feedback linearization control of shunt single-phase active power filter, Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific, pp. 1 – 4.
- Ferreira, F.; Monteiro, L.; Afonso, J. e Couto, C. (2008) A control strategy for a three-phase four-wire shunt active filter, Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, pp. 411 – 416.
- Grino, R.; Cardoner, R.; Costa-Castello, R. e Fossas, E. (2007) Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **54**:1495 – 1503.
- Gruzs, T. (1990) A survey of neutral currents in three-phase computer power systems, Industry Applications, IEEE Transactions on, **26**:719 – 725.
- Gyugi, L. e Strycula, E. C. (1976) Active ac power filters, Conf Rec. IEEE IAS Ann. Meeting, pp. 529 – 535.
- Han, B. (2009) Single-phase active power filter using *FFT* with harmonic phase-delay compensation, Power and Energy Society General Meeting, pp. 1 – 6.
- Harada, K.; Katsuki, A. e Fujiwara, M. (1993) Use of esr for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor, Power Electronics, IEEE Transactions on, pp. 2697 – 2710.

- Hou, C.-C. e Huang, Y.-F. (2010) Design of single-phase shunt active filter for three-phase four-wire distribution systems, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, pp. 1525 – 1528.
- Hsu, C. e Wu, H. (1996) A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity, Electric Power Applications, IEE Proceedings, **143**:25 – 30.
- IEC61000-3-2 (2005) Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current = 16 A per phase).
- IEC/TS61000-3-4 (1998) Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A).
- Jacobina, C.; Oliveira, A.; Matias, R. e Queiroz, A. (2008) Three-phase series active power filter without dc voltage source, Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, pp. 880 – 884.
- Jacobina, C. B.; Nogueira Lima, A. M.; da Silva, E. R. C.; Alves, R. N. C. e Seixas, P. F. (2001) Digital scalar pulse-width modulation: A simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms, Power Electronics, IEEE Transactions on, **16**:351 – 359.
- Joos, G.; Moran, L. e Ziogas, P. (1991) Performance analysis of a pwm inverter var compensator, Power Electronics, IEEE Transactions on, **6**:380 – 391.
- Jou, H.; Wu, J.; Yang, J. e Hsu, W. (2006) Novel circuit configuration for hybrid reactive power compensator, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International, **2**:1 – 6.
- Karimi-Ghartemani, M.; Karimi, H. e Bakhshai, A. (2009) A filtering technique for three-phase power systems, Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, **58**:389 – 396.
- Kazemzadeh, R.; Amini, J. e Aghdam, E. (2010) Sigma-delta modulation applied to a 3-phase shunt active power filter using compensation with instantaneous power theory, Computer and Automation Engineering (ICCAE), 2010 The 2nd International Conference on, **5**:88 – 92.

- Khadkikar, V. e Chandra, A. (2009) A novel structure for three-phase four-wire distribution system utilizing unified power quality conditioner (upqc), *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **45**:1897 – 1902.
- Kieferndorf, F.; Forster, M. e Lipo, T. (2004) Reduction of dc-bus capacitor ripple current with pam/pwm converter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **40**:607 – 614.
- Lamich, M.; Balcells, J. e Gonzalez, D. end Gago, X. (2008) Control of a three phase four wires shunt hybrid filter, *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 2247 – 2252.
- Leon-Martinez, V.; Montanana-Romeu, J.; Giner-Garcia, J.; Cazorla-Navarro, A.; Roger-Folch, J. e Grana-Lopez, M. (2007) Power quality effects on the measurement of reactive power in three-phase power systems, *Electrical Power Quality and Utilisation*, pp. 1 – 6.
- Liew, A.-C. (1989) Excessive neutral currents in three-phase fluorescent lighting circuits, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **25**:776 – 782.
- Lin, B.-R.; Chiang, H.-K. e Yang, K.-T. (2004) Shunt active filter with three-phase four-wire npc inverter, *Circuits and Systems, 2004. MWSCAS '04. The 2004 47th Midwest Symposium on*, **2**:II-281 – II-284.
- Maciel, A. (2009) Operação em paralelo de filtros ativos de potência shunt, *Dissert. de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande*.
- Mohan, N.; Peterson, H. A.; Long, W. F.; Dreifuerst, G. R. e Vithaythil, J. J. (1977) Active filters for ac harmonic suppression, *the 1977 IEEE/PES Winter Meeting*,.
- Nastran, J.; Cajhen, R.; Seliger, M. e Jereb, P. (1994) Active power filter for nonlinear ac loads, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **9**:92 – 96.
- Nunez-Noriega, C. e Karady, G. (1999) Five step-low frequency switching active power filter for network harmonic compensation in substations, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, pp. 1298 – 1303.
- Ponnaluri, S. e Brickwedde, A. (2001) Generalized system design of active filters, *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, **3**:1414 – 1419.
- Quinn, C. e Mohan, N. (1992) Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads, *Applied Power Electronics*

- Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, pp. 829 – 836.
- Routimo, M.; Salo, M. e Tuusa, H. (2007) Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters, *Power Systems, IEEE Transactions on*, pp. 636 – 643.
- dos Santos, E.; Jacobina, C. e Maciel, A. (2010) Parallel connection of two shunt active power filters with losses optimization, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, pp. 1191 – 1196.
- Sasaki, H. e Machida, T. (1971) A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, pp. 2009 – 2019.
- Oliveira da Silva, S.; Modesto, R.; Goedel, A. e Nascimento, C. (2010) Compensation algorithms applied to power quality conditioners in three-phase four-wire systems, *Industrial Electronics (ISIE)*, 2010 IEEE International Symposium on, pp. 730 – 735.
- Stones, J. e Collinson, A. (2001) Power quality, *Power Engineering Journal*, **15**:58–64.
- Torrey, D. e Al-Zamel, A. (1994) A single-phase active power filter for multiple nonlinear loads, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, **2**:901 – 908.
- Venet, P.; Perisse, F.; El-Husseini, M. e Rojat, G. (2002) Realization of a smart electrolytic capacitor circuit, *Industry Applications Magazine, IEEE*, pp. 16 – 20.
- Vodyakho, O. e Mi, C. (2009) Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **24**:1350 – 1363.
- Wada, K. e Shimizu, T. (2002) Mitigation method of 3rd-harmonic voltage for a three-phase four-wire distribution system based on a series active filter for the neutral conductor, *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, **1**:64 – 69.
- Wagner, V.; Balda, J.; Griffith, D.; McEachern, A.; Barnes, T.; Hartmann, D.; Phileggi, D.; Emmanuel, A.; Horton, W.; Reid, W.; Ferraro, R. e Jewell, W. (1993) Effects of harmonics on equipment, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, **8**:672 – 680.

- Wang, L. e Pang, S. (2008) Research on a novel method to suppress neutral harmonic currents in three-phase four-wire power systems, *Electrical Machines and Systems*, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, pp. 3983 – 3986.
- Watanabe, E.; Aredes, M.; Afonso, J.; Pinto, J.; Monteiro, L. e Akagi, H. (2010) Instantaneous p q power theory for control of compensators in micro-grids, *Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*, 2010 International School on, pp. 17 – 26.
- Welsh, M.; Mehta, P. e Darwish, M. (2000) Genetic algorithm and extended analysis optimisation techniques for switched capacitor active filters-comparative study, *Electric Power Applications*, *IEE Proceedings*, **147**:21 – 26.
- Xu, W.; Mansour, Y.; Siggers, C. e Hughes, M. (1995) Developing utility harmonic regulations based on iee Std 519-b.c, hydro's approach, *Power Delivery*, *IEEE Transactions on*, **10**:1423 – 1431.
- Zadeh, J. e Farjah, E. (2009) New control technique for compensation of neutral current harmonics in three-phase four-wire systems, *PowerTech*, 2009 IEEE Bucharest, pp. 1 – 6.
- Zhang, D.; Wang, F.; Burgos, R.; Lai, R. e Boroyevich, D. (2010) Impact of interleaving on ac passive components of paralleled three-phase voltage-source converters, *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, pp. 1042 – 1054.