



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Compensadores Estáticos de Potência para Sistemas Trifásicos

Rafael Rocha Matias

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Dr.

Alexandre Cunha Oliveira, Dr.

Campina Grande

©Rafael Rocha Matias, Fevereiro de 2007



M433c Matias, Rafael Rocha
Compensadores estaticos de potencia para sistemas trifasicos / Rafael Rocha Matias. - Campina Grande, 2007. 172 p. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Eletrica e Informatica.

1. Transformacao CA/CA 2. Filtros Ativos 3. Regime Permanente 4. Dissertacao I. Jacobina, Cursino Brandao, Dr. II. Oliveira, Alexandre Cunha, Dr. III. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB) IV. Título

CDU 621.314.2(043)

COMPENSADORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA PARA SISTEMAS TRIFÁSICOS

RAFAEL ROCHA MATIAS

Dissertação Aprovada em 26.02.2007



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Orientador



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



EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca



RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO, D.Sc., UFRN
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
FEVEREIRO - 2007

*Dedico este trabalho de dissertação a toda minha família.
Ao meu Pai José de Fátimo Matias (in memorian), a minha
mãe Zilneide Barros Matias, ao meu irmão Sammy Sidney
Rocha Matias e a minha irmã Neila Tanísia Rocha Matias.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Deus todo poderoso, sempre fiel, renditor e fonte de toda a Vida, por ter me proporcionado a oportunidade de realização desse trabalho, e ter colocado pessoas tão maravilhosas ao meu lado por toda essa caminhada.

Agradeço a minha mãe Zilneide Barros Matias que sempre fez de tudo para que eu e meus irmãos pudessemos estudar, e de quem recebi lições inesquecíveis, agradeço ao meu pai José de Fátimo Matias pelos conselhos e pelo cuidado que sempre teve com todos os filhos. Ao meu irmão Sammy Sidney Rocha Matias pelo extraordinário irmão que tem sido, a minha irmã Neila Tanísia Rocha Matias pelo amor e dedicação sempre constantes. A Paula Ferreira agradeço por todo amor e compreensão das ausências necessárias para a realização deste trabalho.

Aos professores Cursino Brandão Jacobina e Alexandre Cunha Oliveira por toda a orientação, e dedicação indispensáveis a realização deste trabalho.

Agradeço aos professores Edison Roberto, Talvanes Meneses, Antônio Marcos, Maurício Beltrão e Eurico Bezerra que fazem parte do LEIAM e colaboraram direta ou indiretamente com esse trabalho.

Agradeço aos amigos Alberto Mascarenhas, Clayton Ricarte, Isaac Freitas, Euzeli Cipriano, Olympio Cipriano, Reginaldo Miranda, Patryckson Marinho, Osglay Izídio, Welflen Ricardo, Wellington Lima, Darlan Fernandes, Antônio Soares, Aluísio Bento, Bismark Neves, Jayme Alves, pela amizade e ajuda para a realização deste trabalho.

Agradeço aos funcionários da unidade acadêmica de engenharia elétrica em especial as secretárias Ângela e Suênia.

RESUMO

Neste trabalho de mestrado é realizado um estudo sobre o filtro ativo universal de potência, estudando aspectos diferentes dos já existentes na literatura. É feita uma revisão sobre as técnicas de melhoria da qualidade de energia até então desenvolvidas, destacando-se o emprego mais adequado de cada uma delas.

O filtro ativo universal de potência é implementado via junção dos filtros ativos de potência série e paralelo. Nesse sentido, é feito previamente, uma modelagem e análise desses dois filtros operando individualmente, em seguida, é feita a análise com a junção dos dois filtros numa estrutura universal. A união desses dois filtros torna possível a compensação da corrente da fonte e da tensão da carga, simultaneamente, fazendo com que o filtro universal seja a estrutura mais completa de melhoria da qualidade de energia.

Para o filtro ativo série é explorado, além da compensação de tensão, a compensação de corrente da fonte, porém não de forma simultânea. Da mesma forma, é feito para o filtro paralelo a análise de regulação de tensão da carga, além da função típica de compensação da corrente da fonte. Ao efetuar-se o controle de corrente, a tensão da carga fica “livre”, sendo determinada naturalmente pelo circuito. Por outro lado, no controle de tensão da carga, o fator de potência não é imposto. Desse modo, através do comportamento em regime permanente observa-se as correntes e tensões do sistema, buscando pontos de operação que resulte num valor de tensão na carga próximo do valor nominal, quando é executado o controle de corrente, e um fator de potência próximo da unidade, quando é realizado o controle de tensão.

Na estrutura universal, o compartilhamento do barramento *cc* de ambos os conversores faz com que haja um grau de liberdade na fase da tensão da carga; desse modo, a análise de regime permanente é utilizada para verificar para que fases da tensão da carga são obtidos os menores valores de correntes e tensões, consequentemente uma redução nas perdas do sistema.

Palavras-chave: Filtros Ativos série, paralelo e universal, regime permanente,

ABSTRACT

This master work present a study about universal active power filter, studing differents aspects found in the literature. A review about the main power quality techniques until then desenolving is made, it put in evidence the major functions and the cases where each one is more appropriate.

The Universal active power filter is implemented by the junction of one shunt and one serie active power filter. This way, is make previously a model and analyses of each filter working individually, and then is make the analyse of the universal active power filter scheme. The union of the serie and shunt active power filter became possible the compensate of source voltage and load current simultaneously, this way the universal scheme is the most complete technique to improve power quality.

For serie active power filter is explored, beyond the load voltage compensate, the current source controler, but not in the same time. In a similar way, is explored for shunt active power filter the compensate of load voltage, beyond of the typical use of source current controler. When the current control is realized, the load voltage is "free", imposed by the circuit behavior. On the other hand, in the load voltage control, the source power factor isn't imposed. This way, by the study of steady state, its is verify the behavior of current and voltage of the system, to finding out the point or points that result in load voltage close to nominal valor when the current control is realized and the biggest source power factor when the load voltage control is done.

In the universal active power filter, the sharing of the dc bus of both converters make has a degree of freedom of the fase load voltage, this way, the analyse of steady state is used for figure out which values of fase load voltage result in less currents and voltages, consequently less power loss.

Keywords: Shunt, serie and universal active power filter, steady state

SUMÁRIO

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Símbolos	xviii
Capítulo 1– Revisão Bibliográfica	1
1.1 Introdução	1
1.2 Problemas na qualidade de energia	4
1.2.1 Efeito dos harmônicos na qualidade de energia	7
1.3 Filtros ativos na melhoria da qualidade de energia	10
1.3.1 Classificação quanto a topologia	11
1.3.1.1 Filtro Ativo Paralelo	11
1.3.1.2 Filtro Ativo Série	12
1.3.1.3 Filtros Híbridos	13
1.3.1.4 Filtro Ativo Universal	14
1.3.2 Classificação segundo a técnica de controle e método de detecção de harmônicos	15
1.3.2.1 Controle em malha aberta	16
1.3.2.2 Controle em malha fechada	16
1.3.2.3 Detecção no domínio do tempo	16
1.3.2.4 Detecção no domínio da frequência	16

1.4	Breve histórico do desenvolvimento das técnicas de melhoria da qualidade de energia	18
1.5	Conclusões e organização do trabalho	22
Capítulo 2– Filtros Série e Paralelo		25
2.1	Introdução	25
2.2	Modelagem dos filtros	26
2.2.1	Modelagem do filtro paralelo	27
2.2.2	Modelagem do filtro série	30
2.3	Análise de regime permanente	34
2.3.1	Filtro Paralelo – controle de corrente	35
2.3.1.1	Variação de carga	36
2.3.1.2	Variação da tensão de alimentação	38
2.3.1.3	Variação da impedância de linha	39
2.3.1.4	Variação da impedância do filtro	41
2.3.2	Filtro Paralelo – controle de tensão	42
2.3.2.1	Variação de carga	42
2.3.2.2	Variação da tensão de alimentação	44
2.3.2.3	Variação da impedância da linha	46
2.3.2.4	Variação da impedância do filtro	48
2.3.3	Filtro Série – controle de corrente	50
2.3.3.1	Variação da carga	51
2.3.3.2	Variação da tensão de alimentação	52
2.3.3.3	Variação da impedância de linha	53
2.3.3.4	Variação do transformador	54
2.3.3.5	Variação da impedância do filtro	56
2.3.4	Filtro Série – controle de Tensão	59
2.3.4.1	Variação de carga	60
2.3.4.2	Variação da tensão de alimentação	61

2.3.4.3	Variação da impedância da linha	63
2.3.4.4	Variação do transformador	63
2.3.4.5	Variação da impedância do filtro	65
2.4	Conclusões	66
Capítulo 3– Filtro Ativo Universal		69
3.1	Introdução	69
3.2	Modelo do filtro universal - Caso A	69
3.2.1	Inclusão dos filtros passivos	73
3.3	Modelo do filtro universal - Caso B	74
3.4	Regime permanente	77
3.4.1	Análise de regime permanente - caso A	77
3.4.1.1	Variação da potência aparente da carga	84
3.4.1.2	Variação do fator de potência da carga	86
3.4.1.3	Variação do módulo da tensão da fonte	88
3.4.1.4	Variação da relação de espiras	90
3.4.2	Análise de regime permanente - caso B	92
3.4.2.1	Variação da potência aparente da carga	93
3.4.2.2	Variação do fator de potência da carga	95
3.4.2.3	Variação do módulo da tensão da fonte	97
3.4.2.4	Variação da relação de espiras	99
3.5	Conclusões	101
Capítulo 4– Sistema de Controle		104
4.1	Introdução	104
4.2	Esquema de controle	105
4.2.1	Controle dos filtros série e paralelo	105
4.2.2	Controle do filtro universal	106

4.3	Estratégia <i>PWM</i>	107
4.4	Projeto dos controladores	110
4.5	Conclusões	112
Capítulo 5– Resultados de Simulação e Experimentais		113
5.1	Introdução	113
5.2	Filtro Série	113
5.3	Filtro Paralelo	114
5.4	Filtro Universal	117
5.4.1	Filtro Universal caso A	118
5.4.2	Filtro Universal caso B	120
5.5	Conclusão	121
Capítulo 6– Conclusão e Sugestão para Trabalhos Futuros		130
6.1	Sugestões para trabalhos futuros	132
Apêndice A– Resolução das equações de regime permanente		133
A.1	Filtro Ativo Paralelo – controle de corrente	133
A.2	Filtro Ativo Paralelo – controle de tensão	137
A.3	Filtro Ativo Série – controle de corrente	140
A.4	Filtro Ativo Série – controle de tensão	145
A.5	Filtro Ativo Universal - caso A	149
A.6	Filtro Ativo Universal - caso B	157
Referências Bibliográficas		164

LISTA DE FIGURAS

1.1 Dispositivos de potência e suas aplicações.	3
1.2 Esquema básico do filtro ativo paralelo.	11
1.3 Esquema básico do filtro ativo série.	12
1.4 Configurações de filtros híbridos: (a) AS + PP , (b) AS em série com PP , (c) AP + PP.	14
2.1 (a) Filtro ativo paralelo trifásico, (b) Filtro ativo série trifásico.	26
2.2 Modelo monofásico do filtro paralelo trifásico	27
2.3 Filtro passivo RLC do compensador paralelo trifásico	28
2.4 Modelo monofásico do filtro série trifásico.	31
2.5 Modelo do transformador	32
2.6 Filtro passivo RLC e transformador do filtro Série	33
2.7 Variação de: (a) $ i_g $, (b) $ i'_b $, em função da carga no filtro paralelo com controle de corrente.	36
2.8 Variação de:(a) $Q_{cb} + Q_l + Q_{lg} + Q_{lb}$, (b) $ i_b $ com $x_{cb} = 5$ (p.u.), em função da carga no filtro paralelo com controle de corrente.	37
2.9 Variação de: (a) $ v'_b $, (b) $ v_l $ em função da carga no filtro paralelo com controle de corrente.	38
2.10 Variação de: (a) $ i_g $, (b) $ i_b $ em função do $ e_g $ e FP_{carga} no filtro paralelo com controle de corrente.	39
2.11 Variação de: (a) $ v_l $, (b) $ v'_b $ em função do $ e_g $ e FP_{carga} no filtro paralelo com controle de corrente.	39
2.12 Variação de: (a) $ i_g $, (b) $ i_b $, em função de Z_g no filtro paralelo com controle de corrente.	40

2.13	Varição de: (a) $ v_l $, (b) $ v'_b $, em função de Z_g no filtro paralelo com controle de corrente.	40
2.14	Varição de: (a) $ v'_b $, (b) $ i_b $, em função Z_b no filtro paralelo com controle de corrente.	41
2.15	Varição de: (a) FP_{fonte} , (b) $ i_g $, em função da carga no filtro paralelo com controle de tensão.	43
2.16	Varição de: (a) $ i_b $, (b) $ v'_b $, em função da carga no filtro paralelo com controle de tensão.	43
2.17	Varição de: (a) FP_{fonte} , (b) θ_{eg} e θ_{ig} , em função do $ e_g $ e FP_{carga} no filtro paralelo com controle de tensão.	44
2.18	Varição de: $ i_g $, (b) $ i'_b $, em função do $ e_g $ e FP_{carga} no filtro paralelo com controle de tensão.	45
2.19	Varição de: (a) $ v_b $, (b) Rendimento, em função do $ e_g $ e FP_{carga} , no filtro paralelo com controle de tensão.	45
2.20	FP_{fonte} em função de: (a) r_g , (b) x_g , no filtro paralelo com controle de tensão.	46
2.21	$ i_g $ em função de: (a) r_g , (b) x_g , no filtro paralelo com controle de tensão.	47
2.22	$ v'_b $ em função de: (a) r_g , (b) x_g , no filtro paralelo com controle de tensão.	47
2.23	$ i_b $ em função de: (a) r_g , (b) x_g , no filtro paralelo com controle de tensão.	48
2.24	(a) FP_{fonte} , (b) $ i_g $, em função de Z_b no filtro paralelo com controle de tensão.	48
2.25	Varição do $ v'_b $ no filtro paralelo com controle de tensão em função de: (a) x_b , (b) x_{cb}	49
2.26	Varição de: (a) $ i_g $, (b) $ v_l $ e θ_{vl} , em função da carga no filtro série com controle de corrente.	51
2.27	Varição de: (a) $ v''_a $, (b) $ i''_a $, em função da carga no filtro série com controle de corrente.	52
2.28	$ i_g $ em função de $ e_g $ no filtro série com controle de corrente.	52
2.29	Varição de: (a) $ v''_a $, (b) $ i''_a $ em função de $ e_g $ no filtro série com controle de corrente.	53
2.30	Varição de: (a) $ v''_a $, (b) $ i''_a $, em função de $ Z_g $ no filtro série com controle de corrente.	54

3.1	Configuração do Filtro Universal - caso A	70
3.2	Configuração do Filtro Universal - caso B	71
3.3	Modelo Monofásico do Filtro Universal - Caso A	71
3.4	Modelo Monofásico do Filtro Universal - Caso B	75
3.5	Modelo de análise de regime permanente do filtro universal.	78
3.6	(a) $ v''_a $ e $ v'_b $, (b) $ i''_a $, $ i_b $ e $ i_g $, em função de θ_{vl} no filtro universal caso A.	79
3.7	Diagrama fasorial da tensão na carga do filtro universal - Caso A.	80
3.8	(a) $ i_g $ e $ i'_a $, (b) $ v_a $ e $ v'_a $, em função de θ_{vl} no filtro universal caso A.	81
3.9	Diagrama fasorial da corrente na carga do filtro universal - caso A.	82
3.10	(a) Rendimento, (b) P_g em função de θ_{vl} no filtro universal caso A.	82
3.11	(a) P''_a e P'_b , (b) Q''_a e Q'_b em função de θ_{vl} no filtro universal caso A.	83
3.12	(a) $ v''_a $, (b) $ v'_b $, em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso A.	84
3.13	(a) $ i''_a $, (b) $ i_b $, em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso A.	85
3.14	$ I_g $ em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso A.	86
3.15	(a) $ v''_a $, (b) $ v'_b $, em função de θ_{vl} para vários FP_{carga} no filtro universal caso A.	86
3.16	(a) $ i''_a $, (b) $ i_b $, em função de θ_{vl} para vários FP_{carga} no filtro universal caso A.	87
3.17	$ i_g $ em função de θ_{vl} para vários FP_{carga} no filtro universal caso A.	87
3.18	(a) $ v''_a $, (b) $ v'_b $ em função de θ_{vl} para variação do $ e_g $ no filtro universal caso A.	88
3.19	(a) $ v_a $, (b) $ i_g $, em função de θ_{vl} para variação do $ e_g $ no filtro universal caso A.	89
3.20	(a) $ i''_a $, (b) $ i_b $, em função de θ_{vl} para variação do $ e_g $ no filtro universal caso A.	89
3.21	(a) $ v''_a $, (b) $ v'_b $, em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso A.	90
3.22	(a) $ i''_a $, (b) $ i_b $, em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso A.	91
3.23	(a) $ v_a $, (b) $ v'_a $, em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso A.	91
3.24	(a) $ i_g $, (b) $ i'_a $, em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso A.	92
3.25	Modelo de análise de regime permanente do filtro universal - caso B.	93
3.26	(a) $ v''_a $ série, (b) $ v'_b $, em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso B.	93
3.27	(a) $ i''_a $ série, (b) $ i_b $, em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso B.	94

3.28	$ i_g $ em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso B.	95
3.29	(a) $ V_a'' $ série, (b) $ V_b' $ em função de θ_{vl} para variação do FP_{carga} no filtro universal caso B.	95
3.30	(a) $ i_a'' $, (b) $ i_b $ em função de θ_{vl} para variação do FP_{carga} no filtro universal caso B.	96
3.31	$ i_g $ em função de θ_{vl} para variação do FP_{carga} no filtro universal caso B.	96
3.32	$ v_a'' $, (b) $ v_b' $ em função de θ_{vl} para variação do $ e_g $ no filtro universal caso B. . .	97
3.33	(a) $ i_a'' $, (b) $ i_b' $ em função de θ_{vl} para variação do $ e_g $ no filtro universal caso B. . .	98
3.34	$ i_g $ em função de θ_{vl} para variação do $ e_g $ no filtro universal caso B.	98
3.35	(a) $ v_a'' $, (b) $ v_b' $ em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso B. . .	99
3.36	(a) $ i_a'' $, (b) $ i_b $ em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso B. . .	100
3.37	(a) $ v_a $, (b) $ v_a' $ em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso B. . .	100
3.38	(a) $ i_g $, (b) $ i_a' $ em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso B. . .	101
4.1	Diagrama de controle dos filtros série e universal.	105
4.2	Diagrama de Controle do Filtro Universal.	106
5.1	(a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro série com controle de corrente.	114
5.2	(a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro série com controle tensão durante o afundamento da fonte.	115
5.3	(a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro série com controle de tensão durante a sobretensão.	116
5.4	(a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro paralelo com controle de corrente.	117
5.5	(a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro paralelo com controle de tensão durante o afundamento.	118
5.6	(a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro paralelo com controle de tensão durante a sobretensão.	119
5.7	(a) e_{g1} e i_{g1} , (b) i_{g123} , no experimento do filtro paralelo com controle de corrente.	120
5.8	(a) v_{l123} , (b) E , no experimento do filtro paralelo com controle de corrente.	121
5.9	(a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , no experimento do filtro paralelo com controle de tensão da carga maior que da fonte.	122

5.10 (a) Amplitude de v_l , (b) E , no experimento do filtro paralelo com controle de tensão da carga maior que da fonte.	122
5.11 (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , no experimento do filtro paralelo com controle de tensão da carga menor que da fonte.	123
5.12 (a) Amplitude de v_l , (b) E , no experimento do filtro paralelo com controle de tensão da carga menor que da fonte.	123
5.13 (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) i_{l1} , na simulação do filtro universal caso A.	124
5.14 (a) i'_{b1} , (b) v_{a1} , na simulação do filtro universal caso A.	124
5.15 (a) v_{l123} , (b) i_{g123} , na simulação do filtro universal caso A.	125
5.16 (a) v_{l123} , (b) e_{g1} e i_{g1} , na simulação do filtro universal caso A, com afundamento de e_g	125
5.17 (a) i_{g123} , (b) v_{a123} , na simulação do filtro universal caso A, com afundamento de e_g	126
5.18 (a) v_{l123} , (b) e_{g1} e i_{g1} , na simulação do filtro universal caso A, com sobretensão de e_g	126
5.19 (a) i_{g123} , (b) v_{a123} , na simulação do filtro universal caso A, com sobretensão de e_g	127
5.20 (a) i_{l1} , (b) e_{g1} e i_{g1} , no experimento do filtro universal caso A.	127
5.21 (a) v_{l1} , (b) E , no experimento do filtro universal caso A.	128
5.22 Simulação dinâmica do filtro universal caso B, com afundamento de e_g de 20%. (a) v_{l123} , (b) e_{g1} e i_{g1}	128
5.23 Simulação dinâmica do filtro universal caso B, com sobretensão de 20% e_g . (a) v_{l123} , (b) e_{g1} e i_{g1}	129
A.1 Modelo de análise de regime permanente do filtro ativo paralelo.	134
A.2 Modelo de análise de regime permanente do filtro ativo paralelo.	141
A.3 Modelo de análise de regime permanente do filtro universal - caso A.	150
A.4 Modelo de análise de regime permanente do filtro universal - caso B.	157

LISTA DE TABELAS

1.1	Categoria e características dos efeitos eletromagnéticos em sistemas de potência [1].	7
1.2	Valores de distorção harmônica para algumas cargas não-lineares [2].	10
1.3	Comparação entre filtro passivo e ativo [2].	13
1.4	Técnicas de melhoria da qualidade de energia.	23
2.1	Parâmetros de regime permanente do filtro paralelo.	36
2.2	Parâmetros de regime permanente do filtro série.	50
2.3	Resumo da análise de regime permanente do filtro série e paralelo com controle de corrente.	68
2.4	Resumo da análise de regime permanente do filtro série e paralelo com controle de tensão.	68
3.1	Parâmetros do filtro universal.	78
3.2	Comparativo entre as estruturas A e B de implementação do Filtro Universal.	103
5.1	Parâmetros de simulação do filtro série.	113
5.2	Ganhos dos controladores do filtro série.	113
5.3	Parâmetros de simulação do filtro paralelo.	115
5.4	Ganhos dos controladores do filtro paralelo.	116

LISTA DE SÍMBOLOS

- * designa, no sistema de controle, uma variável de referência.
- d subíndice da parte real de uma grandeza complexa.
- q subíndice da parte imaginária de uma grandeza complexa.
- l subíndice indicativo de grandeza da carga.
- g subíndice indicativo de grandeza da fonte.
- a subíndice indicativo de grandeza do filtro série.
- b subíndice indicativo de grandeza do filtro paralelo.
- θ_{vk} fase da tensão, $k= a, b, g, l$.
- θ_{ik} fase da corrente, $k= a, b, g, l$.
- n relação de espiras do transformador.
- h ordem das componentes harmônicas, $h = 1, 2, \dots$, $h = 1$ componente fundamental
- E tensão do barramento cc (V).
- P Potência ativa (W).
- Q Potência reativa (VAr).
- S Potência aparente (VA).
- V_g módulo de e_g (V).
- f_g frequência da componente fundamental do sistema elétrico (Hz).
- ω_g igual a $2\pi f_g$ frequência da componente fundamental do sistema elétrico (rad/s).
- f_n frequência de corte da função de malha fechada (HZ).
- ω_n igual a $2\pi f_g$ frequência de corte da função de malha fechada (HZ).

- r_g resistência interna da linha e/ou da fonte (Ω).
- l_g indutância interna da linha e/ou da fonte (mH).
- r'_b resistência de filtro do conversor paralelo (Ω).
- l'_g indutância de filtro do conversor paralelo (mH).
- r''_a resistência de filtro do conversor série (Ω).
- l''_a indutância de filtro do conversor série (mH).
- r'_a resistência do primário do transformador do filtro série (Ω).
- l'_a indutância do primário do transformador do filtro série (mH).
- r_a resistência do secundário do transformador do filtro série (Ω).
- l_a indutância do secundário do transformador do filtro série (mH).
- r_l resistência da carga (Ω).
- l_l indutância da carga (mH).
- C_a Capacitância de filtro do conversor série (μF).
- C_b Capacitância de filtro do conversor paralelo (μF).
- e_{gi} tensão da fonte de alimentação trifásica $i = 1, 2, 3$ (V).
- i_{gi} corrente da fonte de alimentação trifásica $i = 1, 2, 3$ (A).
- v_{li} tensão da carga trifásica $i = 1, 2, 3$ (V).
- i_{li} corrente da carga trifásica $i = 1, 2, 3$ (A).
- v'_{bi0} tensão de pólo do conversor paralelo $i = 1, 2, 3$ (V).
- v''_{ai0} tensão de pólo do conversor série $i = 1, 2, 3$ (V).
- i''_{ai} corrente do conversor série $i = 1, 2, 3$ (A).
- i'_{ai} corrente do primário do transformador do filtro série $i = 1, 2, 3$ (A).
- i_{ai} corrente do secundário do transformador do filtro série $i = 1, 2, 3$ (A).
- i_{cai} corrente do capacitor do filtro série $i = 1, 2, 3$ (A).

- v'_{ai} tensão do primário do transformador do filtro série $i = 1, 2, 3$ (V).
- v_{ai} tensão do secundário do transformador do filtro série $i = 1, 2, 3$ (V).
- i'_{bi} corrente do conversor paralelo $i = 1, 2, 3$ (A).
- i'_{cbi} corrente do capacitor do filtro paralelo $i = 1, 2, 3$ (A).
- C_1 capacitor do barramento cc (mF).
- C_2 capacitor do barramento cc (mF).
- v_{c1} tensão do capacitor do barramento cc (mF).
- v_{c2} tensão do capacitor do barramento cc (mF).
- q_{ai} variável binária da posição da chave do conversor série, sendo 1 fechada e 0 aberta $i = 1, 2, 3$.
- q_{bi} variável binária da posição da chave do conversor paralelo, sendo 1 fechada e 0 aberta $i = 1, 2, 3$.
- \bar{q}_{ai} complementar de q_{ai} $i = 1, 2, 3$.
- \bar{q}_{bi} complementar de q_{bi} $i = 1, 2, 3$.
- f_g frequência elétrica da componente fundamental (Hz).
- f_{ch} frequência de chaveamento do *PWM* [Hz].
- R_c controlador da tensão de barramento cc .
- R_i controlador de corrente.
- R_v controlador de tensão.
- T período de amostragem.
- cc corrente contínua.
- ca corrente alternada.
- FD fator de deslocamento, $\cos(\theta_{vg} - \theta_{ig})$
- FP fator de potência.
- FAP filtro ativo paralelo.

FAS filtro ativo série.

PAC ponto de acoplamento comum.

PLL sincronizador de sinais senoidais (do inglês *Phase Locked Loop*).

THD distorção harmônica total DHT (ou do inglês *Total Harmonic distortion*).

PWM Modulação por Largura de Pulso (do inglês *Pulse Width Modulation*)

WTHD Distorção Harmônica Total Ponderada

CAPÍTULO 1

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.1 INTRODUÇÃO

Em um sistema elétrico, seja ele de geração, transmissão ou de distribuição, deseja-se um perfeito comportamento senoidal das tensões e correntes, para que com isso se tenha uma perfeita transferência de potência da(s) fonte(s) de potência para a(s) carga(s). Porém, este comportamento não é obtido na prática, em que se observa a presença de distúrbios na tensão, tais como: quedas de tensão, sobretensões, faltas, entre outros. As causas desses problemas são diversas: uso de cargas não-lineares, tais como: fontes chaveadas, conversores de tensão e corrente, lâmpadas fluorescentes, computadores, televisores, sistemas de acionamento nas indústrias, fornos a arco; descargas atmosféricas, curto-circuitos, saturação de núcleos magnéticos, entre outros [3].

Tais distúrbios provocam inúmeros problemas: na indústria, afeta diretamente a qualidade da produção, devido ao aquecimento que provoca nos motores, fazendo-se necessário uma maior manutenção, aumenta o risco de falha no isolamento nos condutores devido ao aquecimento e as sobretensões, perdas de capacitores, falhas em equipamentos eletrônicos, interferência eletrônica, ruído, entre outros. Os efeitos dos distúrbios de alimentação vão ter a sua magnitude de percepção diretamente relacionada com a suscetibilidade da carga (há cargas mais sensíveis aos problemas na alimentação do que outras). Por outro lado, os problemas de alimentação são também provocados por cargas que tem um excessivo conteúdo harmônico. Para reduzir os níveis de distorção harmônica, surgiram normas tais como IEC 61000-3-2, e IEC 61000-3-4 [4, 5], que determinam os níveis de "poluição" harmônica que cada tipo de carga deve ter.

Mesmo que um determinado usuário (seja ele, industrial, comercial ou residencial) não con-

tribua de forma significativa para a deterioração do perfil senoidal, ele acaba sofrendo prejuízo da mesma forma, devido ao acoplamento comum que há no sistema elétrico, ou seja, todos os consumidores conectados a um PAC receberão uma energia de qualidade mais baixa, sejam eles “poluidores” ou não [6].

Os problemas na qualidade de energia, além de um aspecto técnico de engenharia, também apresentam um aspecto financeiro. Nesse aspecto, a interrupção é o problema mais importante, pois envolve os dois lados do sistema de fornecimento: o consumidor (que recebe) e a concessionária (que fornece). A concessionária tem que atender normas e padrões de qualidade de energia para o fornecimento; e durante a interrupção sua planta de geração energética fica indisponível, deixando de vender energia. Já o consumidor, no caso do setor industrial e comercial, deixa de produzir e vender produtos dependentes da eletricidade. Para cada tipo de problema na qualidade de energia há uma estimativa de danos financeiros causados [7, 8], naturalmente, tais estimativas variam de acordo com a cultura de cada país e o desenvolvimento tecnológico do mesmo.

Dentre as causas dos problemas na qualidade de energia, anteriormente citadas, pode-se dizer que o aumento considerável no uso das cargas não-lineares é a principal delas. Esta, por sua vez, está diretamente relacionada com o desenvolvimento tecnológico dos dispositivos semicondutores, que proporcionaram uma verdadeira revolução. Proporcionaram o desenvolvimento de equipamentos eletrônicos cada vez menores e mais rápidos, como o computador, por exemplo, um melhor controle nos dispositivos de acionamento de máquinas elétricas, conversão de energia ca/cc, cc/ca e ca/cc/ca, etc.

A década de 1990 pode ser definida como sendo a década da eletrônica de potência e dos sistemas de informação [9, 10]. Segundo Thomas Wilson em [11]: *Eletrônica de potência é a tecnologia associada com uma conversão eficiente, controle e condicionamento de fontes de potência por meios estáticos através de um forma de entrada disponível e uma forma de saída desejada, e o objetivo é controlar o fluxo de potência provindo de uma fonte elétrica para uma carga elétrica, com alta eficiência, alta disponibilidade, alta confiabilidade, com pouco espaço, peso e baixo custo.*

O grande início da evolução da eletrônica de potência é marcado pela invenção do transistor na década de 1950, e em seguida, pela invenção do tiristor em 1957 pela General Electric Company, tendo a sua disponibilização para o mercado entre 1960 e 1961. A partir daí, surgiram dispositivos tais como: GTOs, Triacs, BJTs, MOSFET de potência, IGBTs, SITs e MCTs. Cada um desses dispositivos evoluiu para uma determinada aplicação de acordo com as suas especificidades, conforme é mostrado na Fig. 1.1.

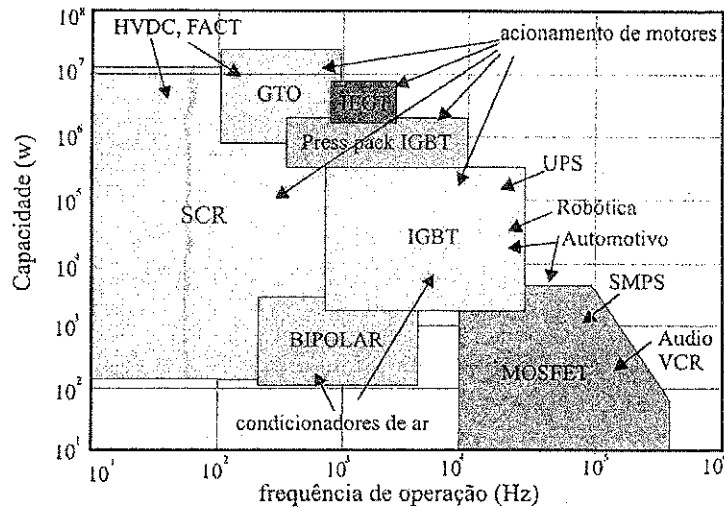


Figura 1.1. Dispositivos de potência e suas aplicações.

Segundo o “Electronic Power Research Institute” (EPRI), em 1994 cerca de 35–40% da energia já fluía através de dispositivos eletrônicos [12] e a estimativa no ano de 2000 era de que 60–65% de toda a energia produzida nos Estados Unidos era gasta em acionamento de motores [13]. O uso desses dispositivos semicondutores trazem uma grande melhoria no controle e economia de energia, mas devido as suas características não-lineares, deve se ter, no emprego desses dispositivos, a preocupação com o nível de “poluição harmônica” de forma que o sistema, seja ele, de acionamento de máquinas, conversão ca/cc, cc/ca, etc., não provoque o crescimento do conteúdo harmônico no sistema elétrico.

A forma mais adequada de reduzir e até eliminar estes problemas no sistema elétrico é o uso de um sistema que compense este comportamento indesejável, um sistema que permita que o perfil senoidal da tensão e da corrente se mantenha o mais fiel possível. Tais sistemas atuam diretamente compensando os harmônicos oriundos do sistema elétrico, a circulação de potência

reativa, de forma que a fonte forneça apenas a potência ativa necessária.

Estes sistemas são acoplados diretamente ao sistema elétrico, entre a alimentação e a carga, atuando de forma a não permitir que distorções vindas da alimentação passem para a carga, e absorvendo as perturbações provocadas pelas cargas. Dentre eles podemos citar: STATCOM, DVRs, UPS, filtros passivos; e Filtros Ativos, que é o nosso objeto de estudo [14]. Este último se subdivide em série, paralelo, híbrido e universal. Cada um desses sistemas atendem a finalidades distintas cuja aplicabilidade é levada em conta na hora de se optar em que sistema usar.

1.2 PROBLEMAS NA QUALIDADE DE ENERGIA

Se diz que há problemas na qualidade de energia quando há um desvio no comportamento senoidal da tensão e corrente, seja ele na amplitude ou na frequência, vale ressaltar que em um sistema ideal de transmissão de energia só há a componente fundamental de frequência. O “distanciamento” desse perfil é que vai dizer qual a qualidade da energia que esta sendo transmitida. As grandezas mensuráveis de diagnóstico da qualidade de energia são: [1, 3, 15, 16]

1. Transitório impulsivo → é uma brusca variação na condição de regime permanente da tensão, corrente ou ambos, e fora da frequência de operação, sendo unidirecional (podendo ser positivo ou negativo). Pode ser descrito pelo seu conteúdo espectral. Por exemplo, um transitório impulsivo de $1,2/50 \mu s$ 2000V atinge o valor de pico de 2000V em $1,2 \mu s$ e decai a metade em $50 \mu s$. Pode vir a excitar ressonância em circuitos provocando um outro problema: o transitório oscilante;
2. Transitório oscilante → é uma variação de corrente ou tensão onde as polaridades dos valores são modificados rapidamente. É descrito pelo conteúdo espectral, duração e magnitude. É causado por dispositivos de eletrônica de potência e circuitos “snubber” RLC, energização de capacitores e de transformadores, ferroressonância;
3. Interrupção temporária → ocorre quando a fonte de tensão ou a corrente da carga é reduzida a um valor de até 0,1 (p.u.) por um tempo menor que um minuto. Pode ser

resultado da retirada do sistema de fornecimento, falha em equipamentos, erro de controle do sistema;

4. "Sags" ("Dips") → é uma diminuição na amplitude nominal da tensão e é subdividida em instantânea, momentânea e temporária. Usualmente é associada a falhas no sistema de fornecimento, mas também pode ser causada pela conexão de grandes cargas ou blocos de cargas, ou partidas de grandes motores;
5. "Swells" → é definido como sendo um aumento no valor rms da tensão ou corrente na frequência de operação. É menos comum do que "sags" e pode ser causado pela desconexão de grandes cargas ou blocos de cargas, ou chaveamento de bancos de capacitores;
6. Sobretensão → é um aumento no valor rms da tensão na frequência de operação por um tempo prolongado. Pode ser causado pela desconexão de grandes cargas, má compensação de potência reativa, taps incorretos em transformadores;
7. Subtensão → é uma diminuição no valor rms da tensão na frequência de operação por um tempo prolongado. Pode ser causado pela conexão de grandes cargas, desligamento de bancos de capacitores, sobrecarga;
8. Falta → ocorre quando o valor rms da tensão na frequência de operação é reduzida a zero por um tempo superior a 1 minuto. A causa é a saída do sistema de alimentação;
9. Desbalanceamentos de tensão → é definida como sendo a relação da componente de sequência zero ou negativa com a componente de sequência positiva. Resulta geralmente de cargas não balanceadas, anomalias em banco de capacitores, rompimento de fusíveis em uma fase;
10. Offset → é a presença de componente *cc* na tensão ou corrente em sistemas *ac*. Ocorre devido, geralmente, a retificação em meia-onda. Esse efeito aumenta a saturação de transformadores e o estresse nos isolamentos;
11. Harmônicos → são sinais senoidais de corrente ou tensão cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência de operação (normalmente 50Hz ou 60Hz). A combinação de

harmônicos de tensão ou corrente provocam distorções na forma de onda;

12. Interharmônicos → podem ser encontrados em redes de qualquer classe de tensão. Eles podem aparecer com frequência discreta ou com espectro de extensa banda. As principais fontes são conversores estáticos de frequência, cicloconversores, motores de indução e dispositivos formadores de arco. Os efeitos dos interharmônicos não são bem conhecidos, mas tem sido mostrado que eles afetam o sinal da portadora;
13. "Notching" → é uma perturbação periódica de tensão provocada pelo funcionamento normal de dispositivos de eletrônica de potência, quando a corrente é comutada de uma fase para outra. O "Notching" é um caso especial entre transitórios e distorção harmônica. A magnitude do "notching" é determinada em qualquer ponto do sistema pela indutância da fonte e pela indutância de isolamento entre o conversor e o ponto de monitoramento;
14. Flutuação de tensão → são variações sistemáticas de tensão ou séries aleatórias, a amplitude geralmente fica em torno de 0,95 - 1,05 (p.u.). Qualquer carga que tenha uma variação significativa na corrente, principalmente na componente reativa, pode ocasionar a flutuação de tensão, porém, fornos a arco são os principais causadores;
15. Variações na frequência → a frequência do sistema é diretamente relacionada com a velocidade de rotação dos geradores. Em qualquer instante, a frequência depende do balanço entre a carga e a capacidade de disponibilização da geração. Quando este balanço dinâmico é modificado, pequenas mudanças na frequência podem ocorrer. Variações acima dos limites aceitáveis são causadas pela desconexão de um grande bloco de cargas, ou uma grande fonte de geração que sai de operação. Essas variações causam problemas em máquinas rotativas ou em processos que dependam da frequência de operação (clock), raramente utilizados hoje em dia;

Na tabela 1.1 temos um resumo descritivo das características dos problemas de qualidade de energia discutidos acima.

Categorias	Conteúdo espectral típico	Duração típica	Amplitude típica de tensão
1.0 Transitória			
1.1 Impulsiva			
1.1.1 Nanosegundo	5 ns	< 50 ns	
1.1.2 Microsegundo	1 μ s	50 ns-1 ms	
1.1.3 Milsegundo	0,1 ms	> 1 ms	
1.2 Oscilatória			
1.2.1 Baixa frequência	< 5 kHz	0,3 – 50 ms	0 – 4 pu
1.2.2 Média frequência	5 – 500 kHz	20 μ s	0 – 8 pu
1.2.3 Alta frequência	0,5 – 5 MHz	5 μ s	0 – 4 pu
2.0 Variações de curta duração			
2.1 Instantânea			
2.1.1 Sag		0,5 – 30 ciclos	0,1 – 0,9 pu
2.1.2 Swell		0,5 – 30 ciclos	1,1 – 1,8 pu
2.2 Momentâneo			
2.2.1 Interrupção		0,5 – 3 s	< 0,1 pu
2.2.2 Sag		30 ciclos – 3 s	0,1 – 0,9 pu
2.2.3 Swell		30 ciclos – 3 s	1,1 – 1,4 pu
2.3 Temporária			
2.3.1 Interrupção		3 s – 1 mim	< 0,1 pu
2.3.2 Sag		3 s – 1 mim	0,1 – 0,9 pu
2.3.3 Swell		3 s – 1 mim	1,1 – 1,2 pu
3.0 Variações de longa duração			
3.1 Falta		> 1 mim	0,0 pu
3.2 Subtensão		> 1 mim	0,8 – 0,9 pu
3.3 Sobretensão		> 1 mim	1,1 – 1,2 pu
4.0 Desbalanceamento de tensão		regime permanente	0,5 – 2%
5.0 Distorção na forma de onda			
5.1 Offset		regime permanente	0 – 0,1%
5.2 Harmônicos	0 – 100° Harmônico	regime permanente	0 – 20%
5.3 Interharmônicos	0-6 kHz	regime permanente	0 – 2%
5.4 Notching		regime permanente	
5.5 Noise	banda larga	regime permanente	0 – 1%
6.0 Flutuações de tensão	< 25 Hz	intermitente	0,1-7%
7.0 Variação na frequência		<10 s	

Tabela 1.1. Categoria e características dos efeitos eletromagnéticos em sistemas de potência [1].

1.2.1 Efeito dos harmônicos na qualidade de energia

Dentre todos os problemas descritos anteriormente que afetam a qualidade de energia, nos deteremos, principalmente, na distorção na forma de onda provocada pelos harmônicos, visto que este problema é o que mais contribui para a deterioração dos perfis senoidais da tensão e corrente [2]. O problema de harmônicos começou a ser detectado muito cedo, entre as décadas de 1920 e 1930 [17]. Nesta época, a fonte principal de harmônicos eram transformadores, que geravam harmônicos devido a saturação do núcleo magnético. Os efeitos encontrados eram interferência telefônica, aquecimento em máquinas síncronas e de indução e falha em capacitores

de potência. Atualmente, as principais fontes de harmônicos são: dispositivos semicondutores, retificadores, inversores, dispositivos de acionamento de máquinas, fornos a arco, lâmpadas fluorescentes, fontes chaveadas, dispositivos magnéticos saturados, entre outros. Pode-se resumir as fontes de harmônicos como sendo qualquer dispositivo cuja a relação tensão/corrente não seja linear.

Uma vez considerando o comportamento harmônico da tensão e da corrente, pode-se reescrever a expressão da potência instantânea, contemplando a presença de harmônicos. Sendo:

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (1.1)$$

$$v(t) = \sum_1^{\infty} v_h = \frac{1}{2}v_0 + v_1(t) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} v_h(t) \quad (1.2)$$

$$i(t) = \sum_1^{\infty} i_h = \frac{1}{2}i_0 + i_1(t) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} i_h(t), \text{ onde } h=1, \text{ é a componente fundamental} \quad (1.3)$$

substituindo (1.2) e (1.3) em (1.1), tem-se:

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} v_h i_h \cos(\theta_{vh} - \theta_{ih}) = \sum_{h=1}^{\infty} P_h \quad (1.4)$$

onde θ_{vh} é a fase de v_h e θ_{ih} é a fase de i_h . Os valores rms de (1.2) e (1.3) são dados por:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{rms h}^2} = \sqrt{V_{rms 1}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} V_{rms h}^2} \quad (1.5)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} = \sqrt{I_{rms 1}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_{rms h}^2} \quad (1.6)$$

onde T é o período de $i(t)$ e $v(t)$, seguindo tem-se que a potência aparente é dada por:

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (1.7)$$

A taxa de distorção harmônica total (DHT, ou no inglês THD) é definida como sendo:

$$DHT_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{rms h}^2}}{V_{rms 1}} \quad (1.8)$$

$$DHT_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{rms h}^2}}{I_{rms 1}} \quad (1.9)$$

Este índice reflete o nível de componentes harmônicos em relação a componente fundamental. Para um bom funcionamento do sistema elétrico é necessário que este índice tenha valores

baixos, algumas normas definem qual o valor tolerável para cada aplicação. O padrão std IEEE 519-1992 [16] limita a emissão de harmônicas para a instalação no ponto de acoplamento comum, não interessando o que ocorre dentro da instalação, mas sim como esta se reflete para o sistema. As normas IEC 61000-3-2 [4] e IEC 61000-3-4 [5] tratam de equipamentos de baixa tensão para correntes inferiores a 16A e acima, respectivamente. Pela substituição de (1.5) e (1.6) em (1.8) e (1.9) escrevendo-se V_{rms} e I_{rms} em função da DHT:

$$V_{rms} = V_{rms1} \sqrt{(1 + DHT_v^2)} \quad (1.10)$$

$$I_{rms} = I_{rms1} \sqrt{(1 + DHT_i^2)} \quad (1.11)$$

Pode-se ainda relacionar o fator de potência com a DHT. Sabe-se que quando há apenas a componente fundamental em um sistema elétrico, o fator de potência é igual ao fator de deslocamento ($FP = FD = \cos(\theta_v - \theta_i)$), mas de forma geral o fator de potência é definido como sendo a relação entre potência ativa e potência aparente.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.12)$$

e pode-se escrever o fator de deslocamento como sendo:

$$FD = \frac{P_1}{V_{rms1} I_{rms1}} \quad (1.13)$$

e o fator de potência, levando-se em conta a distorção harmônica, é dado por [18]:

$$FP = \frac{P_h}{V_{rms1} I_{rms1}} \frac{1}{\sqrt{(1 + DHT_v^2)} \sqrt{(1 + DHT_i^2)}} \quad (1.14)$$

como a potência produzida pelas componentes harmônicas são muito pequenas em relação a potência da componente fundamental ($P_h = p_1 + p_2 + p_3 \dots$), pode-se desprezar a potência harmônica na expressão (1.14), ficando com:

$$FP = \frac{P_1}{V_{rms1} I_{rms1}} \frac{1}{\sqrt{(1 + DHT_v^2)} \sqrt{(1 + DHT_i^2)}} = \frac{1}{\sqrt{(1 + DHT_v^2)} \sqrt{(1 + DHT_i^2)}} FD \quad (1.15)$$

Pela análise da equação (1.15) vê-se que a presença da distorção harmônica diminui o fator de potência, ou seja, quando há a presença de harmônicos ocorre uma maior circulação de potência

reativa, e observa-se que para $DHT = 0$, $FP = FD$, tal qual definido anteriormente. Na tabela 1.2, tem-se alguns valores encontrados de fatores de potência e fatores de deslocamento para algumas cargas típicas.

Carga não-linear	$DHT_v(\%)$	$DHT_i(\%)$	FP	FD
Computador Desktop	0,8	199,2	0,44	1,00
Lâmpada fluorescente	0,7	8,0	0,36	0,40
Tv	0,8	167,8	0,5	0,8
Impressora	0,5	81,0	0,37	0,78
Rádio	0,5	37,8	0,64	0,68
Secador de cabelo	0,6	40,5	0,96	1,00
Osciloscópio	0,6	56,3	0,82	1,00
Ventilador	0,6	1,4	0,95	0,96
Carregador celular	0,6	87,3	0,48	0,56
VCD player	0,7	0,33	0,86	0,92
Laptop	0,6	87,2	0,49	1,00
Scanner	0,7	41,3	0,8	0,84

Tabela 1.2. Valores de distorção harmônica para algumas cargas não-lineares [2].

Sistemas de compensação harmônica atuam como sorvedores de harmônicos. São acoplados de forma a dar um outro caminho a circulação de harmônicos, dessa forma, apenas a componente fundamental deve ficar circulando entre a fonte e a carga. Várias técnicas foram desenvolvidas para a compensação harmônica ao longo do século XX. Na próxima seção é apresentada uma revisão sobre as técnicas empregadas para a compensação harmônica, apresentando as vantagens e desvantagens de cada uma.

1.3 FILTROS ATIVOS NA MELHORIA DA QUALIDADE DE ENERGIA

Nesta seção é realizada uma discussão introdutória do uso de filtros ativos para a melhoria da qualidade de energia. Os filtros ativos assumem a função de filtragem harmônica, compensação de potência reativa, compensação de corrente de neutro e regulação de tensão. Os filtros ativos são implementados por um conversor tipo fonte de tensão (barramento capacitivo) ou conversor tipo fonte de corrente (barramento indutivo) e elementos passivos para a filtragem dos harmônicos provindos do chaveamento do conversor. A seguir há uma descrição de cada um deles.

1.3.1 Classificação quanto a topologia

Quanto a topologia os filtro ativos se subdividem em:

- Filtro ativo paralelo;
- Filtro ativo série;
- Filtro ativo híbrido;
- Filtro universal (série + paralelo)

1.3.1.1 Filtro Ativo Paralelo Essa subclasse dos filtros ativos constitui a mais importante e a mais amplamente utilizada na indústria, [19, 20]. Eles se baseiam na injeção de uma corrente no nó de acoplamento entre a fonte de alimentação e a carga, conforme é mostrado na Fig. 1.2. O propósito do filtro é gerar uma corrente i_f – corrente do filtro – a partir da corrente i_l – corrente da carga – de forma que a subtração de i_l por i_f , realizada no nó de acoplamento, resulte numa corrente i_s com apenas a componente fundamental.

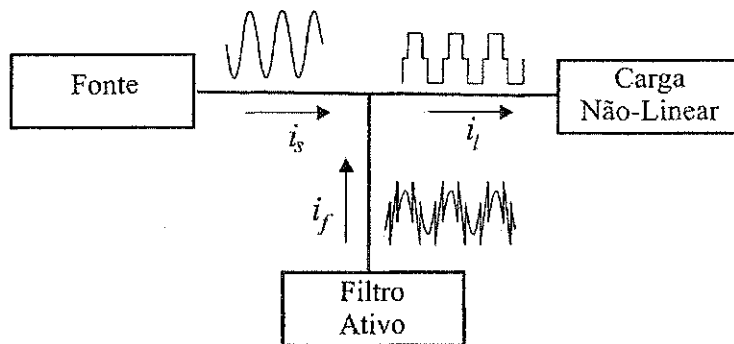


Figura 1.2. Esquema básico do filtro ativo paralelo.

De outro modo, a corrente i_f é a corrente da carga i_l , excetuando-se a componente fundamental. Além da compensação harmônica o filtro contribui para a compensação da potência reativa, tornando a corrente i_s em fase com a tensão de alimentação, elevando o fator de potência próximo do unitário. O filtro ativo paralelo é atualmente implementado utilizando-se um inversor, um capacitor cc para armazenamento de energia e fornecimento de uma tensão cc

e elementos passivos, necessários à redução dos harmônicos provindos do conversor. O filtro ativo opera sem consumir potência ativa, a menos das perdas nos elementos passivos e no chaveamento dos semicondutores, realizando tanto a compensação dos harmônicos quanto da potência reativa, utilizando apenas potência reativa, desse modo, não há necessidade de alimentação independente para o filtro.

1.3.1.2 Filtro Ativo Série A configuração série dos filtros ativos se baseia na aplicação de uma tensão em série com a fonte de alimentação, de forma que esta tensão seja somada ou subtraída mantendo o perfil senoidal de tensão para a carga, ou seja, livre de harmônicos e perturbações. Na Fig. 1.3 é mostrado o princípio do filtro série, nela a tensão de alimentação v_s está ocasionalmente distorcida, daí a tensão v_f é gerada a partir da medição de v_s de forma que a soma, mediante o transformador conectado em série, resulte numa tensão v_t puramente senoidal.

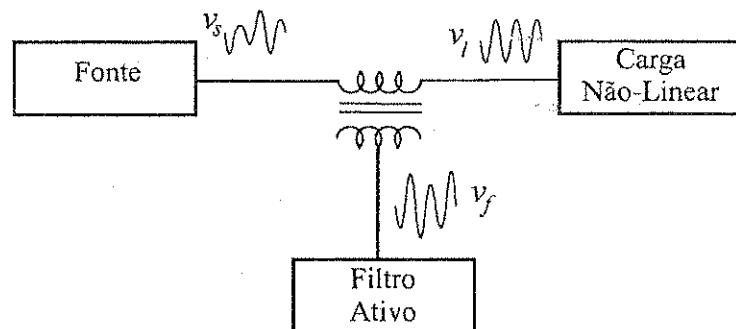


Figura 1.3. Esquema básico do filtro ativo série.

A conexão série do filtro é feita mediante um transformador, e devido a isso a corrente da carga é a mesma que circula no filtro, essa talvez seja a principal desvantagem dessa configuração, pois tem que manipular correntes da ordem da corrente da carga, resultando em maiores perdas de chaveamento. Para reduzir a corrente que circula nos conversores se faz uso da relação de transformação do transformador, e nesse caso, a corrente diminui na mesma proporção que a tensão aumenta, então, deve-se assumir um compromisso entre essas grandezas.

1.3.1.3 Filtros Híbridos Os filtros híbridos utilizam uma combinação de filtro ativo e filtro passivo. O objetivo dessa configuração é reduzir as perdas do filtro ativo e neutralizar as desvantagens do filtro passivo, como a ressonância, por exemplo. Comumente são encontrados três tipos: filtro paralelo ativo com paralelo passivo (AP + PP), filtro série ativo com paralelo passivo (SA + PP) e o filtro ativo série em série com passivo paralelo. Na Fig. 1.4 são mostradas essas estruturas [20]. Dentre as vantagens dos filtros passivos [21], pode-se citar:

- pode ser usado para altos valores de MVA;
- são comparativamente baratos;
- rápida resposta no tempo, em torno de 1 ciclo ou menos, essencial para a compensação de problemas de curta duração;

O uso desse tipo de filtro é mais adequado em aplicações de alta potência, como por exemplo HVDC, onde os filtros ativos apresentam, se usados isoladamente, maiores perdas no chaveamento. Na tabela 1.3 é feita a comparação entre o filtro passivo e o filtro ativo, evidenciando algumas desvantagens do filtro passivo.

	Filtro Passivo	Filtro Ativo
Influência de um aumento na corrente	Risco de sobrecarga e danos ao sistema.	Sem risco de sobrecarga, mas perda de eficiência
Adição de equipamento	Em certos casos, requer modificações no filtro	Sem problemas se a corrente harmônica é maior do que a corrente na carga
Controle harmônico pela ordem	Muito difícil	Possível via parâmetros
Controle da corrente harmônica	Requer filtro para cada Frequência	Monitoramento simultâneo para várias frequências
Influência da variação de frequência	Redução da eficiência	Sem grandes efeitos
Influência de uma modificação de impedância	Risco de Ressonância	Sem grandes efeitos
Modificação da frequência fundamental	Não pode ser modificado	Possível via reconfiguração
Dimensões	Grande	Pequeno
Peso	Alto	Baixo

Tabela 1.3. Comparação entre filtro passivo e ativo [2].

A configuração mais comum do filtro híbrido é a que usa o filtro ativo série e o passivo em paralelo [22–24] Fig. 1.4(a), essa configuração é utilizada onde se deseja compensar a tensão

da fonte e diminuir os harmônicos de corrente da carga, nesse caso, o filtro passivo pode também ser sintonizado para altas frequências. A configuração da Fig. 1.4(b) faz com que as características de filtragem passiva do filtro paralelo sejam aprimoradas, essa estrutura permite que a filtragem fique independente da impedância da fonte e diminui a potência do filtro ativo usado isoladamente, tal estrutura foi estudada em [25]. A estrutura da Fig 1.4(c) é utilizada em aplicações onde é indicado o uso de um filtro paralelo, tal estrutura geralmente é projetada para que o filtro passivo compense os harmônicos de baixa ordem e o filtro ativo compense os harmônicos de ordem mais elevada e a potência reativa. Na literatura encontram-se muitas outras estruturas de compensação híbrida, em [26] é apresentada uma revisão sobre as várias estruturas até então propostas.

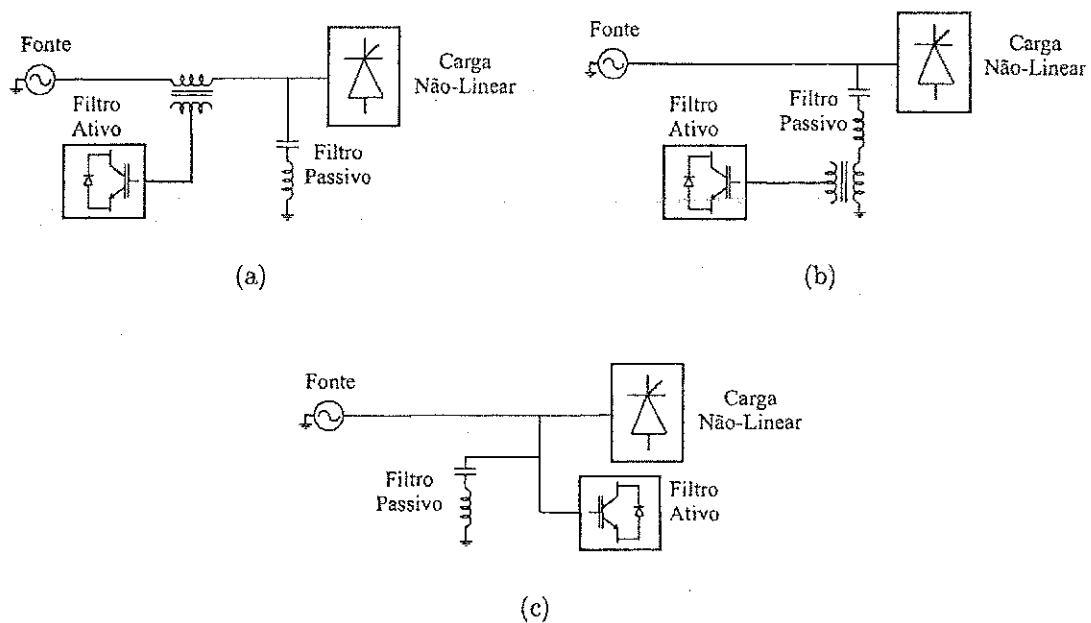


Figura 1.4. Configurações de filtros híbridos: (a) AS + PP , (b) AS em série com PP , (c) AP + PP.

1.3.1.4 Filtro Ativo Universal Esta configuração é originada da junção dos filtros ativos série e paralelo, conforme mencionado anteriormente. Naturalmente, esta estrutura acumula as vantagens de cada filtro separadamente, sua estrutura é composta de dois conversores, um para a compensação de tensão e outro para a compensação de corrente, usualmente alimentados por um mesmo barramento (capacitivo no caso mais comum, podendo também ser indutivo).

Esta integração resulta na mais poderosa ferramenta de melhoria da qualidade de energia contemplando uma variada gama de cargas. O preço porém, é um sistema de controle mais complexo, maior número de sensores, maiores perdas de chaveamento devido ao maior número de chaves e, conseqüentemente esta estrutura apresenta o maior custo dentre todas as categorias de filtros ativos. Este tipo de estrutura é também utilizada para o controle do fluxo de potência, tal como proposto por Gyugyi [27].

Ao estudar o comportamento do filtro ativo universal, verifica-se que há um grau de liberdade associado a fase da tensão da carga, desse modo, é realizado neste trabalho uma análise do comportamento deste filtro em relação a variação da fase da tensão da carga, buscando por meio desta variação, um ponto ou pontos de operação que minimizem as perdas no sistema. São desenvolvidas expressões da corrente da fonte e da tensão da carga, em função das tensões dos conversores, de onde se verifica que o controle de corrente ou de tensão pode ser realizado tanto pelo filtro ativo série, quanto pelo filtro ativo paralelo.

1.3.2 Classificação segundo a técnica de controle e método de detecção de harmônicos

O sistema de controle é tido como a parte mais importante do filtro ativo, responsável pelo comando das chaves. O bloco de controle envolve toda a parte de medição e condicionamento dos sinais de corrente e tensão, é composto pelos sensores, amplificadores isolados, transformadores de potência, etc. No outro lado, tem-se a parte de comando das chaves onde é feito um novo condicionamento do sinal de saída, já resultante da estratégia de controle, para os drives das chaves. As estratégias de controle empregada são muito diversas, pode-se citar: controle por histerese, lógica fuzzy, redes neurais, entre outros. O controle pode ser realizado tanto analiticamente, menos comum, quanto digitalmente, onde destaca-se aqui o uso dos processadores digitais de sinais ou DSP's, que são largamente utilizados para a implementação da estratégia de controle, ficando responsável por todo tratamento matemático dos sinais.

1.3.2.1 Controle em malha aberta É o menos comum, raramente são encontradas aplicações onde o uso desses tipo de controle possa ser satisfatoriamente empregado, porém, é uma estratégia de controle muito simples e pode ser empregada onde se queira a eliminação de harmônicos pela injeção do terceiro harmônico, dispositivos de cancelamento harmônico [28] e em casos onde o comportamento harmônico do sistema é bem conhecido e constante.

1.3.2.2 Controle em malha fechada Esse controle é o comumente utilizado devido a sua ampla gama de aplicação, com ele é possível ter um controle dinâmico de atuação do filtro, diferentemente do controle em malha aberta. Essa dinâmica provém da comparação da variável de controle empregada com a referência desejada, de forma que essa diferença é perceptível ao sistema de controle quando ocorre variações no comportamento das tensões e/ou correntes. Os resultados obtidos são os mais eficazes, mais aplicáveis na prática e onde encontra-se grande diversidade de estratégias [14, 29, 30].

1.3.2.3 Detecção no domínio do tempo Nesse método os sinais são lidos e tratados no próprio domínio do tempo. A teoria "p-q" desenvolvida por Akagi [31, 32] é largamente utilizada. Ela se baseia na transformação " $\alpha - \beta$ " de tensão e corrente para a obtenção dos sinais de controle. A partir das correntes e tensões obtidas pela transformação, são calculadas as potência ativa e reativa instantânea, e as componentes harmônicas são separadas utilizando-se filtros passa-baixa e passa-alta. Utilizando a transformação inversa " $\alpha - \beta$ " os sinais de compensação de tensão ou corrente são obtidos. No referencial "d-q" as variáveis são transformadas sincronamente para um referencial girante com frequência da componente fundamental, desse modo, as variáveis tornam-se cc e os sinais de comando baseados no conteúdo harmônico são retirados.

1.3.2.4 Detecção no domínio da frequência Esse método é baseado na teoria de Fourier, por meio da qual os sinais de tensão ou corrente são extraídos para o comando de compensação.

Esta técnica é aplicável tanto a sistemas monofásicos quanto a sistemas trifásicos. A sua forma de implementação é comumente encontrada conforme a subdivisão abaixo:

- Transformada rápida de Fourier (FFT) → neste método é empregado o algoritmo FFT para a resolução da série de Fourier. As vantagens desse método estão associadas as vantagens do algoritmo. Após a separação dos sinais harmônicos, os sinais de compensação no domínio do tempo são gerados pela transformação inversa da FFT e, então, enviados para a determinação dos comandos de abertura e fechamento das chaves de cada braço do conversor. A desvantagem é que se faz necessário a amostragem de todo um ciclo do sinal para realização do cálculo, de forma que não é indicado para sistemas com dinâmica rápida.
- Multiplicação dos senos → neste método ocorre uma multiplicação do sinal de corrente por um seno de frequência fundamental e o resultado é, então, integrado. Este resultado é equivalente a uma filtragem passa-baixa. Esta técnica é semelhante à apresentada anteriormente, porém, neste caso, se faz necessário um pouco mais de um ciclo para a obtenção dos sinais de comando.
- Fourier recursivo → esta técnica faz uso do conceito de janelas deslizantes, que se movem a cada instante de amostragem. Ainda é feita uma modificação na resolução da série de Fourier de forma que a componente fundamental é calculada e esta é utilizada para separar todas as componentes harmônicas presentes no sinal amostrado [33]. São criados dois arranjos para armazenamento dos componentes do seno e cosseno e os novos valores calculados a cada subciclo de amostragem são atualizados continuamente. Esta técnica apresenta uma velocidade de resposta maior que as até então mencionadas e é perfeitamente aplicável a sistemas monofásicos e trifásicos.

Comparativamente as técnicas no domínio do tempo apresentam um tempo de resposta menor do que as técnicas no domínio da frequência, porém, devido a extração das harmônicas no domínio da frequência, é possível ter uma seletividade na escolha de que harmônicos compensar. Um outro problema encontrado no domínio da frequência está no âmbito do cálculo

computacional da resolução de Fourier, onde na medida que a ordem da componente harmônica é aumentada, maior será a quantidade de cálculos envolvidos [34, 35]. A comparação entre as técnicas no domínio da frequência, é feita pelo número de amostras necessárias para a execução do algoritmo e quanto tempo é gasto para a execução do mesmo.

1.4 BREVE HISTÓRICO DO DESENVOLVIMENTO DAS TÉCNICAS DE MELHORIA DA QUALIDADE DE ENERGIA

A primeira forma de compensação de harmônicos empregada na engenharia elétrica foi o uso de elementos passivos, tais como: indutores, resistores e capacitores, atuando como filtro. Essa técnica ainda hoje é muito utilizada devido a sua facilidade de projeto e seu baixo custo [36, 37], porém, tem a desvantagem de ser empregada para uma determinada gama de harmônicos, não sendo adaptável a variação das componentes harmônicas. O uso desses filtros no começo do século XX resolvia bem o problema de harmônicos encontrados, mas na medida em que os níveis de distorção harmônica foram aumentando, foi necessário o desenvolvimento de novas técnicas de compensação.

Entre outras técnicas utilizadas pode-se citar: injeção do terceiro harmônico [38], refinamento da injeção de corrente (que é um desenvolvimento da técnica anterior) [39, 40]. Wilson cita o amplificador magnético, desenvolvido por E. F. W. Alexanderson da General Electric Company em 1912 [11], como sendo o primeiro dispositivo a atender os objetivos da eletrônica de potência, citados anteriormente, para a melhoria da qualidade energia, tal dispositivo só não atendia em um ponto, não utilizava dispositivos eletrônicos.

Em 1971 Sasaki e Machida introduziram o conceito de compensação ativa [41], o método proposto por eles baseava-se na compensação dos harmônicos por meio da compensação do fluxo magnético no núcleo de um transformador. De forma geral, o método baseia-se em retirar uma amostra da corrente da carga que se deseja eliminar do ponto de vista da fonte, amplifica-la e inseri-la em um tap extra do transformador entre a carga e a fonte, de forma que esta corrente provoque um fluxo contrário ao fluxo provocado pelos harmônicos. Teoricamente, o método

conseguiu compensar toda gama de harmônicos, mas na prática faltava um sistema de controle adequado que pudesse gerar a corrente de injeção no transformador [42].

Em 1976 Gyugyi e Strycula [43] propuseram uma família de sistemas de filtros ativos baseados no inversor fonte de corrente com modulação PWM e no inversor fonte de tensão também com modulação PWM. Eles apresentaram um sistema que consistia no chaveamento de uma simples ponte de transistores aos pares, para produzir uma forma de onda de corrente de dois níveis, este foi um trabalho pioneiro na compensação ativa de harmônicos. Com a publicação de Mohan [44], os princípios básicos dos filtros ativos foram firmemente estabelecidos. Na Fig. 1.2, tem-se um esquema básico do filtro ativo, proposto naquela época.

O uso desse esquema de filtragem de harmônicos, apresentava vantagens bastante interessantes, frente ao uso de filtros passivos, uma delas é que o filtro ativo tem um comportamento de compensação dinâmico, na ocorrência de mudança no espectro harmônico a ser compensado (variações na carga), o filtro ativo tem a capacidade de se adequar, e permitir um comportamento senoidal da corrente da fonte. As desvantagens são: circuitos e estratégia de controle complexos, alto custo, perdas no chaveamento do conversor em alta frequência, entre outros.

O desempenho do filtro ativo está fortemente relacionado aos dispositivos semicondutores empregados, e na estratégia de controle empregada. Somente com o desenvolvimento de chaves do tipo disparo controlado e bloqueio controlado é que foi possível implementar os filtros paralelos de forma mais prática e fácil, o que aconteceu por volta da década de 1980. Um salto na estratégia de controle ocorreu quando em 1984, Akagi *et al* [31] propuseram a teoria "p-q" e desenvolveram uma topologia de conversor do tipo PWM-VSC para a compensação da potência reativa instantânea. Neste trabalho os autores decomposeram a tensão e a corrente instantânea em suas respectivas componentes ortogonais, resultando, no domínio do tempo, numa componente denominada potência reativa instantânea. O filtro ativo, nesse caso, é ajustado para compensar a potência reativa instantânea. A aplicação desse modo de compensação da potência reativa instantânea é aplicável somente a sistemas trifásicos. O avanço trazido por esta estratégia de controle foi a eliminação de uma fonte de alimentação dedicada para o filtro ativo, pois mostrou-se que a compensação, tanto harmônica quanto reativa, pode ser realizada

sem o uso de potência ativa.

Hayashi *et al*[45] reportaram o controle do filtro ativo no domínio da frequência, onde o controle de corrente era realizado no domínio da frequência, via a função de malha fechada, e o conversor utilizado era do tipo fonte de corrente. Enjeti [46] apresentou um grupo de técnicas PWM para a eliminação de harmônicos em inversores trifásicos e monofásicos. O grande problema nessa época era as altas perdas ocorridas durante o chaveamento. Atualmente, as perdas no chaveamento foram reduzidas pela melhoria da tecnologia das chaves.

O desenvolvimento de estruturas híbridas aconteceu a medida que verificou-se que os níveis de potência dos filtros ativos eram elevados (acima de 80% do valor da carga), tornando os custos de implementação elevados, e a complexidade operacional também era elevada, a medida que se aumentava o nível de tensão de operação, pois se faz necessário o emprego de chaves em série e em paralelo. A solução encontrada foi a parceria entre filtro passivo e filtro ativo, surgindo assim estruturas híbridas de diferentes formas [26], desempenhando o papel de compensação para diferentes tipos de cargas. Peng *et al* propuseram [23] o uso de um filtro ativo série de pequena capacidade para operar em paralelo com um filtro passivo tradicional. Na técnica apresentada, o filtro ativo é utilizado não para compensação de corrente mas para melhorar a característica de compensação do filtro passivo.

O objetivo do filtro série é fornecer uma baixa impedância na frequência fundamental e uma alta impedância nas frequências harmônicas geradas, devido ao efeito ressonante entre o filtro passivo e a fonte de alimentação. Os harmônicos de corrente a serem injetados pelo filtro série são determinados pela teoria "p-q" [31]. As desvantagens encontradas nessa topologia eram as perdas associadas ao chaveamento, e o transformador série que deve ter uma capacidade de corrente igual a da que circula na carga.

Objetivando reduzir os problemas associados com o uso de filtros passivos em paralelo com topologias de filtros ativos, outra estrutura híbrida foi proposta por Fujita e Akagi [25]. Novamente, se desejou empregar estruturas que reduzissem o tamanho do filtro ativo associado. Nessas topologias, os filtros ativos são conectados em série com um filtro passivo. A diferença entre essas estruturas e a estrutura apresentada em [23] é que o inversor PWM monofásico é

substituído por um inversor PWM trifásico e a alimentação de tensão cc é regulada por uma malha de realimentação.

Já o filtro Ativo Universal, também conhecido como UPQC [47] ou UPLC [48] surgiu como proposta para agrupar o comportamento de compensação de ambos filtros série e paralelo, podendo ser aplicado em sistemas de distribuição primária, compensando assim a tensão entregue aos alimentadores, com fator de potência quase unitário, e com uma taxa de distorção harmônica baixa [20]. Aqui chamaremos essa estrutura de filtro ativo universal, pois esta nomenclatura torna clara o conceito de compensação em tensão e em corrente, simultaneamente, que são as variáveis de atuação dessa estrutura.

Fujita e Akagi [47] apresentam resultados experimentais do filtro universal em um modelo de 20kVA, na estrutura apresentada o principal objetivo era compensar flutuações de tensão e desbalanceamentos, potência reativa, correntes de sequência negativa e harmônicos. O circuito de potência do filtro ativo série consistia de três pontes-H monofásicas, tipo fonte de tensão com modulação PWM, e utilizava quatro IGBT's em cada fase. O filtro ativo paralelo utilizava um conversor trifásico PWM tipo fonte de tensão. Nessa estrutura, ainda era adicionado um arranjo passivo para a compensação do 5º e do 7º harmônico e dos de alta frequência. O sistema de controle empregado, tinha como foco o fluxo de potência ativa e reativa instantâneas no lado do UPQC.

No mesmo ano, Aredes *et al* [48] incorporam no filtro ativo universal, além das funções de compensação da componente fundamental, como apresentado em [47], a compensação ativa dos harmônicos. Nessa estrutura a função desempenhada pelo filtro passivo na estrutura de Fujita e Akagi, é dada ao filtro ativo paralelo, desse modo, uma generalização e uma melhoria na implementação da compensação universal foi alcançada. Nessa estrutura, o conversor série era responsável pela compensação de tensão, incluindo componentes de sequência negativa e zero, suprir harmônicos de corrente pela alimentação (isolamento harmônico), melhorar a estabilidade do sistema, controlar o fluxo de potência ativa e reativa. O conversor paralelo compensa os harmônicos de corrente, incluindo componentes de sequência negativa e zero, compensa a potência reativa da carga e regula a tensão do capacitor de barramento.

Muitas outras estratégias de controle foram propostas a fim de avaliar e melhorar as potencialidades da estrutura universal. Como exemplo, o trabalho publicado por Elmitwally [49] utiliza computação de correntes no referencial síncrono e o sistema de controle do filtro paralelo baseado em lógica fuzzy; Já Kamram e Habetler [50] utilizam um controle preditivo para comandar os dois filtros.

Uma aplicação também estudada para o filtro universal, é a utilização como fonte ininterrupta de energia [51–54]. Neste caso, a estrutura trabalha com filtro universal enquanto há o fornecimento de energia pela fonte de alimentação; uma vez ocorrendo uma falta ou uma subtensão muito elevada, seguindo-se critérios de dimensionamento, o filtro passa a trabalhar como um inversor, fornecendo potência para a carga mediante baterias que estão localizadas em paralelo com os capacitores de barramento. Na tabela 1.4 é mostrado um resumo das técnicas de melhoria da qualidade de energia.

1.5 CONCLUSÕES E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Pode-se dizer que a estrutura de filtragem universal ativa é dentre todas as existentes atualmente, a que tem o maior potencial de compensação de distúrbios da qualidade de energia, podendo a mesma reduzir e eliminar os distúrbios provenientes da tensão e da corrente simultaneamente. A desvantagem dessa estrutura seria a complexidade de controle e o custo, uma vez que são empregados dois conversores que utilizam chaves semicondutoras.

Neste trabalho é dado enfoque primeiramente aos filtros ativos série e paralelo, que são os blocos integrantes do filtro universal. Para estes filtros é desenvolvida uma modelagem que permite a obtenção das expressões de transferência da corrente da fonte e da tensão da carga, diferentemente das modelagens até então encontradas na literatura. Também é desenvolvida uma análise do comportamento do sistema em regime permanente. Por meio dessa análise é possível verificar os valores de tensão e corrente, frente a variação dos parâmetros do circuito de forma a compreender melhor o funcionamento dos filtros. Análise semelhante foi realizada por Ricardo Pinheiro [6], porém na análise efetuada por ele, foi estudado apenas o filtro paralelo.

Métodos	Autores	Características
Compensação de Fluxo Magnético	Sasaki e Machida	Produz um fluxo magnético oposto ao fluxo produzido pelos harmônicos.
Injeção de harmônico específico	Bird, et al	Injeta o terceiro harmônico de corrente.
	A. Ametani	Generalização do método de Bird.
Filtragem ativa de harmônicos usando inversores PWM	Gyugyi e Strycula	Injeção de correntes usando PWM VSC e CSC.
	Akagi, et al.	Introdução da teoria p-q e desenvolvimento de um PWM-VSC para compensação de potência reativa.
	Hayashi, et al	Injeção de corrente usando PWM-CSC, o filtro é controlado no domínio da frequência.
	Kim, et al	Injeção de corrente usando PWM
	Fisher e Hoft	Condicionador trifásico
	Shashani	Compensador estático VAR com GTOs
	Moran, et al	Compensador de fator de potência e harmônicos usando PWM-VSC.
	Enjeti, et al	Técnicas programadas de PWM
	Choe, et al	PWM + Filtro Ativo
	Williams e Hoft	Condicionadores de linha: uma ponte a GTO + PWM.
Combinação de Filtro passivo e Ativo	Takeda, et al	Instalação de filtro ativo na Chubu Steel Co. no Japão.
	Peng, et al	Filtro ativo PWM + filtro passivo
	Fujita e Akagi	Filtro Ativo PWM + Filtro passivo LC
	Tokoda, et al	Filtro ativo + filtro LC
	Van Zyl, et al	Introdução de um gerenciador de qualidade de energia (PWM-VSC) + filtro passivo.
	Akagi	Integração do filtro série e paralelo
	Fujita	Discussão da estratégia de controle do UPQC.
	Aredes, et al	UPQC para compensação na frequência fundamental e minimização ativa de harmônicos.

Tabela 1.4. Técnicas de melhoria da qualidade de energia.

Com os resultados de regime permanente é possível dimensionar melhor os elementos dos filtros, bem como, escolher pontos de operação que resultem em uma maior eficiência do sistema.

Já no filtro universal, a modelagem é feita a partir dos filtros série e paralelo. Por meio da modelagem, encontra-se as funções de transferência que são utilizadas para a determinação dos controladores, e que também podem ser utilizadas para a simulação do sistema. Para o filtro universal também foi desenvolvida uma análise de regime permanente, e foi encontrado um grau de liberdade na fase da tensão da carga; desse modo, pode-se determinar em que fase da carga o filtro universal opera com maior eficiência. Na literatura encontrou-se uma análise de regime permanente do filtro universal, desenvolvida por Subramanian Muthu e Jonathan

Kim [55], porém nela não se considera as perdas do sistema; tal como é feito neste trabalho.

No capítulo 1 foi apresentada uma introdução das causas existentes que deterioram o perfil senoidal da tensão e da corrente, resultando em diminuição da qualidade de energia, uma descrição das técnicas de filtragem ativa, bem como a sua classificação e por último um breve histórico das técnicas de melhoria da qualidade de energia desenvolvidas ao longo do século XX.

No capítulo 2 é apresentada a modelagem e análise de regime permanente dos filtros ativos série e paralelo, onde se verifica o comportamento dos mesmos para a compensação de fator de potência e para regulação de tensão na carga. Tal estudo serve como uma pré-verificação do comportamento e modelagem do filtro universal, uma vez que este filtro é a junção do filtro série e do filtro paralelo.

No capítulo 3 é apresentada a estrutura do filtro universal estudada, bem como a modelagem e o estudo de regime permanente, verificando os pontos de operação em que há menores valores de tensão e corrente.

No capítulo 4 são apresentadas as estratégias de controle utilizadas, por meio de diagramas de bloco, e os controladores utilizados, juntamente com um projeto simplificado de sintonia dos ganhos.

No capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação e experimental obtidos para as estruturas série, paralelo e universal.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões do trabalho e são sugeridos trabalhos futuros.

FILTROS SÉRIE E PARALELO

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é desenvolvida a modelagem e análise de regime permanente dos filtros ativos série e paralelo. A verificação do comportamento desses dois filtros em separado se faz importante, pois possibilita uma antecipação do entendimento do comportamento do filtro universal, que é a junção desses dois filtros.

Como mencionado anteriormente, o filtro ativo paralelo é utilizado comumente para a compensação da corrente da carga, fazendo com que a corrente da fonte só possua a componente fundamental e esta esteja em fase com a tensão, porém, este mesmo filtro pode também ser utilizado para a compensação de tensão da carga, conforme será visto mais a frente. Já o filtro ativo série é comumente empregado para a compensação de distúrbios da tensão da fonte. Também será visto que este mesmo filtro pode ser utilizado para a compensação do fator de potência da fonte.

Para as duas estratégias de controle: controle do fator de potência da fonte e regulação da tensão da carga; são desenvolvidas a modelagem dos filtros, e análise de regime permanente. Na modelagem são destacadas as expressões de transferência da corrente da fonte e da tensão da carga, que fornecem o panorama do sistema de controle, e são utilizadas para o projeto dos controladores do sistema. Pela análise de regime permanente são conhecidos os valores das tensões e correntes do sistema, ressaltando o comportamento do fator de potência da fonte para os casos onde é feito controle da tensão da carga, e o comportamento da tensão da carga quando é realizado o controle do fator de potência da fonte. Por meio da análise de regime permanente também pode ser verificada a região de operação em que se tenha as menores

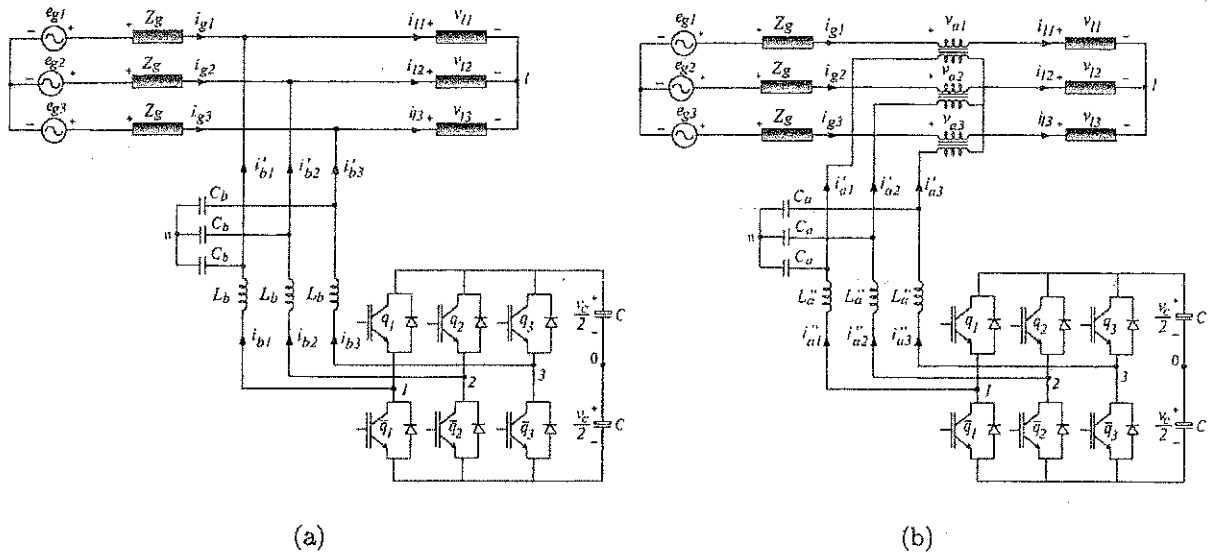


Figura 2.1. (a) Filtro ativo paralelo trifásico, (b) Filtro ativo série trifásico.

perdas no conversor.

É mostrado na Fig. 2.1(a) uma estrutura típica (e a que será utilizada nas análises aqui contidas) de implementação do filtro ativo paralelo e na Fig. 2.1(b) do filtro ativo série.

Ambos os conversores do filtro ativo série e do filtro ativo paralelo são do tipo fonte de tensão, que utiliza como alimentação um barramento de capacitores. Como variante, pode-se utilizar o conversor tipo fonte de corrente, que utiliza uma indutância como alimentação do conversor [45, 56, 57]. Entre o barramento de alimentação e o conversor são colocados indutores e capacitores para filtrar os sinais oriundos do chaveamento do conversor. Para a implementação do filtro ativo série, se faz necessário o emprego de um transformador para fazer a conexão em série entre a fonte e a carga. Os modelos retirados das Figs. 2.1(a) e (b) para o desenvolvimento das expressões de transferência são mostrados nas seções seguintes.

2.2 MODELAGEM DOS FILTROS

Nesta seção é feita a modelagem de ambas as estruturas série e paralelo, de acordo com as configurações apresentadas nas Figs. 2.1(a) e (b). Pela análise das estruturas de ambos os filtros, vê-se que não há caminho para a circulação da corrente de sequência zero, ou seja, a componente

o, na representação *odq* tem valor nulo, de forma que o modelo torna-se mais simples, sendo necessário apenas um circuito monofásico para a componente *d* e o mesmo circuito é utilizado para a componente *q* com defasagem de $\pi/2$ das tensões e correntes.

2.2.1 Modelagem do filtro paralelo

O modelo obtido a partir da estrutura mostrada na Fig. 2.1(a) é mostrado na Fig. 2.2. O fa-

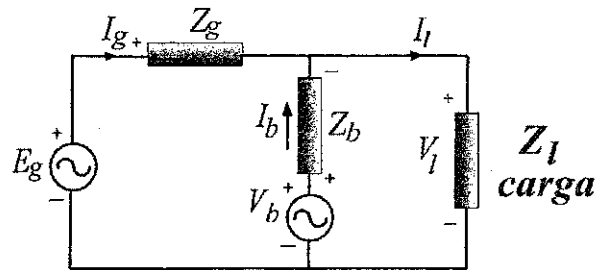


Figura 2.2. Modelo monofásico do filtro paralelo trifásico

sor V_b representa a tensão do conversor resultante da modulação *PWM* aplicada, Z_b representa a impedância equivalente do filtro conectada entre o conversor e o barramento de alimentação, Z_g representa a impedância de linha do sistema, E_g representa a fonte de alimentação, Z_l representa a impedância de carga. Os fasores I_g , I_b , I_l , representam, respectivamente, as correntes da fonte, do filtro e da carga. Baseado no modelo mostrado na Fig. 2.2, pode-se escrever as equações (2.1), (2.2) e (2.3), originadas diretamente das Leis de Kirchoff.

$$E_g = Z_g I_g + V_b - Z_b I_b \quad (2.1)$$

$$V_b = Z_b I_b + V_l \quad (2.2)$$

$$I_l = I_g + I_b \quad (2.3)$$

Por meio de manipulações das equações (2.1), (2.2) e (2.3), determina-se as expressões de transferência da corrente da fonte e tensão na carga, em função de V_b , E_g e I_l , mostradas nas equações (2.4), (2.5).

$$I_g = -\frac{1}{Z_g + Z_b} V_b + \frac{1}{Z_g + Z_b} E_g + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} I_l \quad (2.4)$$

$$V_l = \frac{Z_g}{Z_g + Z_b} V_b + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} E_g - \frac{Z_g Z_b}{Z_g + Z_b} I_l \quad (2.5)$$

Para os casos onde a carga é fortemente linear, é útil fazer a substituição de $I_l = \frac{V_l}{Z_l}$ nas equações (2.4) e (2.5), obtendo-se assim as equações (2.6), (2.7).

$$I_g = -\frac{Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} V_b + \frac{(Z_l + Z_b)}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} E_g \quad (2.6)$$

$$V_l = \frac{Z_g Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} V_b + \frac{Z_b Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} E_g \quad (2.7)$$

Como Z_b representa a impedância equivalente, e no caso apresentado, tem-se um capacitor em paralelo com uma indutância em série com um resistor, tal qual mostrado na Fig. 2.3, os novos valores de Z_b e V_b serão dados pelo equivalente de Thevenin. A partir do circuito da Fig. 2.3 chega-se as equações:

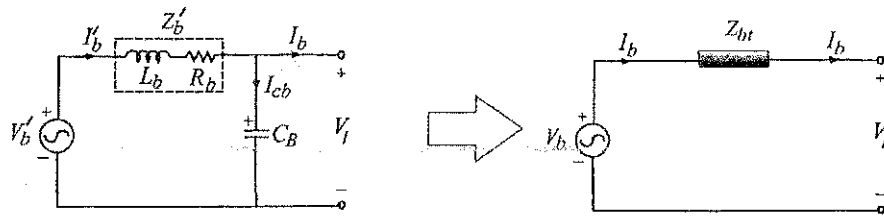


Figura 2.3. Filtro passivo RLC do compensador paralelo trifásico

$$V_b = G_b V'_b \quad (2.8)$$

$$G_b = \frac{1}{Z'_b Y_{cb} + 1} \quad (2.9)$$

$$Z_{bt} = \frac{Z'_b}{Z'_b Y_{cb} + 1} \quad (2.10)$$

Para a modelagem completa das equações é feita a troca de Z_b por Z_{bt} e V_b por $G_b V'_b$ nas equações (2.4), (2.5), (2.6) e (2.7) obtendo-se as expressões de transferência (2.11)–(2.14).

$$I_g = -\frac{1}{Z_g + Z_{bt}} G_b V'_b + \frac{1}{Z_g + Z_{bt}} E_g + \frac{Z_{bt}}{Z_g + Z_{bt}} I_l \quad (2.11)$$

$$V_l = \frac{Z_g}{Z_g + Z_{bt}} G_b V'_b + \frac{Z_{bt}}{Z_g + Z_{bt}} E_g - \frac{Z_g Z_{bt}}{Z_g + Z_{bt}} I_l \quad (2.12)$$

E para o termo dependente de I_l eliminado:

$$I_g = -\frac{Z_l}{Z_l(Z_g + Z_{bt}) + Z_g Z_{bt}} G_b V'_b + \frac{(Z_l + Z_{bt})}{Z_l(Z_g + Z_{bt}) + Z_g Z_{bt}} E_g \quad (2.13)$$

$$V_l = \frac{Z_g Z_l}{Z_l(Z_g + Z_{bt}) + Z_g Z_{bt}} G_b V'_b + \frac{Z_{bt} Z_l}{Z_l(Z_g + Z_{bt}) + Z_g Z_{bt}} E_g \quad (2.14)$$

As expressões de resposta no domínio s são obtidas substituindo-se nas equações (2.9)–(2.14) as equações (2.15)–(2.18).

$$Z_g = R_g + sL_g \quad (2.15)$$

$$Z_l = R_l + sL_l \quad (2.16)$$

$$Z'_b = R_b + sL_b \quad (2.17)$$

$$Y_{cb} = sC_b \quad (2.18)$$

Obtém-se assim, para a corrente da fonte (assume-se aqui uma carga linear do tipo RL, por ser a carga linear mais comum, porém, também poderiam ser utilizadas cargas RC, LC ou RLC):

$$G_{I_g V_b} = \frac{1}{s^3 L_g C_b L_b + (R_g C_b L_b + L_g C_b R_b) s^2 + (R_g C_b R_b + L_g + L_b) s + R_g + R_b} \quad (2.19)$$

$$G_{I_g E_g} = \frac{L_b C_b s^2 + R_b C_b s + 1}{s^3 L_g C_b L_b + (R_g C_b L_b + L_g C_b R_b) s^2 + (R_g C_b R_b + L_g + L_b) s + R_g + R_b} \quad (2.20)$$

$$G_{I_g I_l} = \frac{(L_b C_b s^2 + R_b C_b s + 1)(R_b + sL_b)}{s^3 L_g C_b L_b + (R_g C_b L_b + L_g C_b R_b) s^2 + (R_g C_b R_b + L_g + L_b) s + R_g + R_b} \quad (2.21)$$

$$I_g(s) = G_{I_g V_b} V_b(s) + G_{I_g E_g} E_g(s) + G_{I_g I_l} I_l(s) \quad (2.22)$$

e para a tensão da fonte:

$$G_{v_l V_b} = \frac{R_g + sL_g}{s^3 L_g C_b L_b + (R_g C_b L_b + L_g C_b R_b) s^2 + (R_g C_b R_b + L_g + L_b) s + R_g + R_b} \quad (2.23)$$

$$G_{v_l E_g} = \frac{(L_b C_b s^2 + R_b C_b s + 1)(R_b + sL_b)}{s^3 L_g C_b L_b + (R_g C_b L_b + L_g C_b R_b) s^2 + (R_g C_b R_b + L_g + L_b) s + R_g + R_b} \quad (2.24)$$

$$G_{v_l I_l} = \frac{(L_b C_b s^2 + R_b C_b s + 1)(R_b + sL_b)(R_g + sL_g)}{s^3 L_g C_b L_b + (R_g C_b L_b + L_g C_b R_b) s^2 + (R_g C_b R_b + L_g + L_b) s + R_g + R_b} \quad (2.25)$$

e

$$V_l(s) = G_{v_l V_b} V_b(s) + G_{v_l E_g} E_g(s) + G_{v_l I_l} I_l(s) \quad (2.26)$$

Para o caso da carga linear:

$$I_g(s) = \frac{R_l + sL_l}{a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5} V_b(s) + \frac{((R_b + sL_b) s C_b + 1)(R_l + sL_l) + (R_b + sL_b)}{a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5} E_g(s) \quad (2.27)$$

e

$$V_l(s) = \frac{(R_l + sL_l)(R_g + sL_g)}{a_1s^4 + a_2s^3 + a_3s^2 + a_4s + a_5} V_b(s) + \frac{(R_l + sL_l)(R_b + sL_b)}{a_1s^4 + a_2s^3 + a_3s^2 + a_4s + a_5} E_g(s) \quad (2.28)$$

e os coeficientes do denominador são:

$$a_1 = L_l L_g C_b L_b \quad (2.29)$$

$$a_2 = L_l R_g C_b L_b + R_l L_g C_b L_b + L_l L_g C_b R_b \quad (2.30)$$

$$a_3 = L_l R_g C_b R_b + L_l L_g + L_l L_b + R_l L_g C_b R_b + L_g L_b + R_l R_g C_b L_b \quad (2.31)$$

$$a_4 = R_l R_g C_b R_b + L_l R_b + R_g L_b + R_l L_g + R_l L_b + L_l R_g + L_g R_b \quad (2.32)$$

$$a_5 = R_l R_g + R_g R_b + R_l R_b \quad (2.33)$$

Pela análise da equação (2.12) e (2.14), percebe-se que é possível fazer o controle da tensão da carga pelo filtro paralelo, porém para tal propósito, a impedância de linha Z_g assume um papel imprescindível; caso ela tenha um valor pequeno, ao ponto de poder ser desprezada, a tensão na carga fica completamente imposta pela tensão da fonte e a equação (2.23) se anula; de modo que não há como realizar o controle de tensão, desse modo o valor de Z_g deve ter um valor tal que permita que a tensão da carga fique independente da tensão da fonte. Nas situações em que seja necessário um maior desacoplamento entre a fonte e carga (casos em que a fonte está com distúrbios), pode ser necessário a adição de uma impedância entre a fonte e o conversor. A influência dessa impedância é estudada na análise de regime permanente.

2.2.2 Modelagem do filtro série

O modelo obtido a partir da estrutura apresentada na Fig. 2.1(b) é mostrado na Fig. 2.4. Neste modelo o fasor V_a representa a tensão série imposta entre a fonte e a carga. Diferentemente do caso do filtro paralelo, aqui a corrente da fonte de alimentação é a mesma corrente da carga, e também a corrente que circula pelo secundário do transformador, conforme mostrado na Fig. 2.6, desse modo, mesmo que seja necessária uma compensação de baixa tensão pelo

filtro série, o transformador deve ser dimensionado segundo a corrente da carga, que em geral, assume valores relativamente mais elevados do que a corrente fornecida pelo conversor.

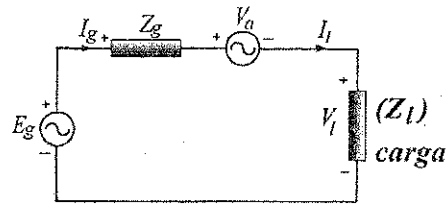


Figura 2.4. Modelo monofásico do filtro série trifásico.

As equações (2.34) e (2.35) descrevem o modelo onde foi considerado uma carga linear para fins de análise.

$$E_g = V_a + Z_g I_g + I_l Z_l \quad (2.34)$$

$$I_l = I_g \quad (2.35)$$

As expressões de corrente da fonte e tensão na carga são obtidas facilmente pela substituição de (2.35) em (2.34), resultando nas equações (2.36) e (2.37), que tem como entradas \$V_a\$ e \$E_g\$

$$I_g = -\frac{1}{Z_g + Z_l} V_a + \frac{1}{Z_g + Z_l} E_g \quad (2.36)$$

$$V_l = -\frac{Z_l}{Z_g + Z_l} V_a + \frac{Z_l}{Z_g + Z_l} E_g \quad (2.37)$$

O modelo descrito pelas equações (2.36) e (2.37) é resultado da configuração mais simples do modelo do filtro série, que é assumindo a tensão \$v_a\$ como sendo uma fonte de tensão ideal. Para completar o modelo, tal qual a estrutura do filtro série da Fig. 2.1, são adicionados às equações (2.36) e (2.37), o modelo do transformador que é conectado em série e responsável pela imposição de \$v_a\$, e também o modelo dos filtros passivos que são conectados em série com o conversor. O modelo do transformador utilizado é mostrado na Fig. 2.5, onde \$X'_{ds}\$ e \$R'_s\$ representam a reatância de dispersão e a resistência de perdas do secundário refletidas ao primário, respectivamente. \$X_m\$ representa a indutância de magnetização do transformador, \$X_{dp}\$ e \$R_p\$ representam a reatância de dispersão do primário e a resistência de perda do primário,

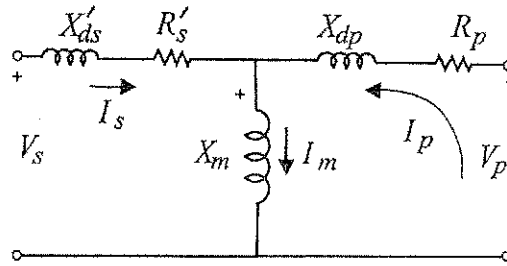


Figura 2.5. Modelo do transformador

respectivamente. Para este modelo de transformador são escritas as equações (2.38) e (2.39).

$$V_p = Z_p I_p + Z_m I_s \quad (2.38)$$

$$V_s = Z_s I_s + Z_m I_p \quad (2.39)$$

Onde:

$$Z_p = R_p + j(X_{dp} + X_m) = R_p + jX_p \quad (2.40)$$

$$Z_s = R'_s + j(X'_{ds} + X_m) = R'_s + jX'_s \quad (2.41)$$

$$Z_m = jX_m \quad (2.42)$$

V_a será agora a tensão do secundário e V'_a a tensão do primário, desse modo, trocando V_s por V_a , V_p por V'_a , I_s por I_g , I_p por I'_a , Z_s por Z_a e Z_p por Z'_a e fazendo-se a substituição de (2.38) em (2.39) chega-se as expressões (2.43) e (2.44).

$$V_a = \frac{Z_m}{Z'_a} V'_a + \frac{Z_a Z'_a - Z_m^2}{Z'_a} I_g \quad (2.43)$$

$$I'_a = \frac{V'_a - Z_m I_g}{Z'_a} \quad (2.44)$$

O restante do circuito é mostrado na Fig. 2.6, onde V''_a e I''_a representam a tensão e a corrente do conversor, respectivamente. O objetivo agora é escrever V_a , em função de V''_a e encontrar a impedância equivalente do filtro refletida para o secundário.

Escrevendo-se a tensão V'_a em função da tensão V''_a obtém-se a equação (2.48).

$$G'_a = \frac{1}{Z''_a Y_{ca} + 1} \quad (2.45)$$

$$Z_{at} = \frac{Z''_a}{Z''_a Y_{ca} + 1} \quad (2.46)$$

$$V'_a = G'_a V''_a - Z_{at} I''_a \quad (2.47)$$

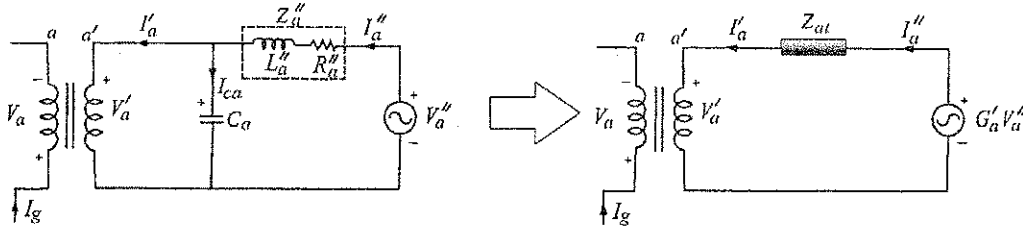


Figura 2.6. Filtro passivo RLC e transformador do filtro Série

$$V'_a = \frac{1}{Z''_a Y_{ca} + 1} V''_a - \frac{Z''_a}{Z''_a Y_{ca} + 1} I'_a \quad (2.48)$$

Substituindo a equação (2.44) em (2.48) tem-se a equação (2.50).

$$V'_a = \frac{1}{Z''_a Y_{ca} + 1} V''_a - \frac{Z''_a}{Z''_a Y_{ca} + 1} \left(\frac{V'_a - Z_m I_g}{Z_a} \right) \quad (2.49)$$

$$V'_a = \frac{Z'_a}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} V''_a + \frac{Z_m Z''_a}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} I_g \quad (2.50)$$

E a tensão V_a em função de V''_a é dada pela substituição da equação (2.50) na equação (2.43), resultando na equação (2.52).

$$V_a = \frac{Z_m}{Z'_a} \left(\frac{Z'_a}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} V''_a + \frac{Z_m Z''_a}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} I_g \right) + \frac{Z_a Z'_a - Z_m^2}{Z'_a} I_g \quad (2.51)$$

$$V_a = \frac{Z_m}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} V''_a + \frac{(Z_a Z'_a - Z_m^2) (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z_a Z''_a}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} I_g \quad (2.52)$$

Pela análise da equação (2.52), vê-se que a tensão V_a pode ser escrita como:

$$V_a = G_a V''_a + Z_{ga} I_g \quad (2.53)$$

Sendo:

$$G_a = \frac{X_m}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} \quad (2.54)$$

$$Z_{ga} = \frac{(Z_a Z'_a - Z_m^2) (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z_a Z''_a}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} \quad (2.55)$$

Uma vez que a impedância Z_{ga} aparece na equação (2.53) sendo multiplicada pela corrente I_g , percebe-se que Z_{ga} está em série com Z_g , deste modo, a impedância entre a fonte de alimentação e o filtro série é $Z_{gt} = Z_{ga} + Z_g$. As equações (2.36) e (2.37) são então reescritas na forma mostrada em (2.56) e (2.57).

$$\mathbf{I}_g = -\frac{1}{Z_{gt} + Z_l} G_a \mathbf{V}_a'' + \frac{1}{Z_{gt} + Z_l} \mathbf{E}_g \quad (2.56)$$

$$\mathbf{V}_l = -\frac{Z_l}{Z_{gt} + Z_l} G_a \mathbf{V}_a'' + \frac{Z_l}{Z_{gt} + Z_l} \mathbf{E}_g \quad (2.57)$$

Pela análise da equação (2.56) vê-se que não há restrições para o controle de corrente, porém como a corrente da carga é a mesma corrente da fonte, não há como eliminar os harmônicos da corrente da fonte sem que haja uma forte alteração na tensão da carga, a menos do acoplamento de um filtro passivo. Essa nova configuração de filtro série ativo com filtro passivo paralelo é adequada para a correção do fator de potência da fonte e redução dos harmônicos de corrente.

2.3 ANÁLISE DE REGIME PERMANENTE

Nesta seção trataremos da análise de regime permanente do filtro paralelo e filtro série, abordando o controle de corrente da fonte e regulação de tensão da carga para ambos os filtros. Ao se utilizar um determinado controle, por exemplo o de corrente, não há restrição quanto à regulação da tensão da carga e vice-versa. Assim, é importante verificar como é o comportamento da tensão da carga quando é feito o controle do fator de potência da fonte, sabendo-se que a melhor situação é quando o controle resulta em uma tensão na carga próxima do valor nominal; e como é o comportamento do fator de potência da fonte quando o controle é o da regulação de tensão da carga, cuja melhor situação é quando o resultado é um alto fator de potência da fonte. Os pontos ruins de operação são os opostos, ou seja, controle do fator de potência resultando num valor abaixo ou acima da tensão nominal da carga, podendo danificar a mesma, e regulação de tensão resultando em um baixo fator de potência o que aumenta as perdas e deixa o sistema sujeito à multas por parte das concessionárias de energia.

Para esta análise de regime permanente é também verificado o comportamento das tensões e correntes do conversor, pois estes determinam o dimensionamento do sistema real e o ponto de melhor operação é o que resulte em menores correntes e tensões, pois assim são diminuídas as perdas durante o chaveamento do conversor.

Uma vez que os filtros estão sujeitos a variações tanto da carga quanto da fonte de alimentação, são realizados estudos variando-se o módulo da tensão da fonte, potência aparente da carga e variação dos parâmetros que integram cada filtro ativo. O comportamento mostrado a seguir se refere apenas ao comportamento da componente fundamental de tensão e corrente, o estudo em relação as componentes harmônicas se torna mais adequado pela análise da resposta em frequência.

As equações de regime permanente são retiradas diretamente dos modelos monofásicos de cada filtro apresentados anteriormente, são escritas na forma complexa onde o índice d refere-se a parte real, e o índice q representa a parte complexa e são resolvidas para condições de contorno específicas de cada situação estudada.

2.3.1 Filtro Paralelo – controle de corrente

Por meio do modelo do filtro paralelo (ver Fig. 2.2 e 2.3), são escritas as equações (2.58)–(2.61) que descrevem o comportamento de regime permanente do filtro paralelo.

$$e_{gd} + je_{gq} = (r_g + jx_g)(i_{gd} + ji_{gq}) + v_{ld} + jv_{lq} \quad (2.58)$$

$$i_{ld} + ji_{lq} = (v_{ld} + jv_{lq})(a_l + jb_l) \quad (2.59)$$

$$i_{bd} + ji_{bq} = i_{ld} + ji_{lq} + i_{cbd} + ji_{cbq} - (i_{gd} + ji_{gq}) \quad (2.60)$$

$$v'_{bd} + jv'_{bq} = (r'_b + jx'_b)(i'_{bd} + ji'_{bq}) + v_{ld} + jv_{lq} \quad (2.61)$$

A solução deste sistema de equações é desenvolvida no apêndice A.1 na página 133, onde se chega ao resultado da equação (2.62). Como é feito o controle do fator de potência da fonte, a componente q da corrente da fonte é feita nula.

$$\boxed{k_{apc}I_{gd}^2 + k_{bpc}I_{gd} + k_{cpc} = 0} \quad (2.62)$$

A equação é de segunda ordem, e das três soluções possíveis, apenas a raiz positiva é solução física do circuito. A negativa implicaria que e_g estaria recebendo potência ativa em vez de fornecer. E a solução complexa é incoerente já que I_{gd} é componente de um número complexo. Os

parâmetros utilizados para a simulação de regime permanente são dados em (p.u.) e mostrados na tabela 2.1. Estes valores são encontrados comumente na literatura [6, 58–62].

$ e_g = 1,0 \text{ p.u.}$	$r_g = 0,01 \text{ p.u.}$	$x_g = 0,01 \text{ p.u.}$	$S_l = 1,0 \text{ p.u.}$	$FP_{carga} = 0,8$
$x_b = 0,1 \text{ p.u.}$	$r_b = 0,01 \text{ p.u.}$	$x_{cb} = 1,0 \text{ p.u.}$		

Tabela 2.1. Parâmetros de regime permanente do filtro paralelo.

2.3.1.1 Variação de carga É simulada considerando-se uma variação da potência aparente de 0,5–1,5 p.u, para os seguintes valores de fator de potência 0,4, 0,6, 0,8 (indutivo) e 1,0. Na

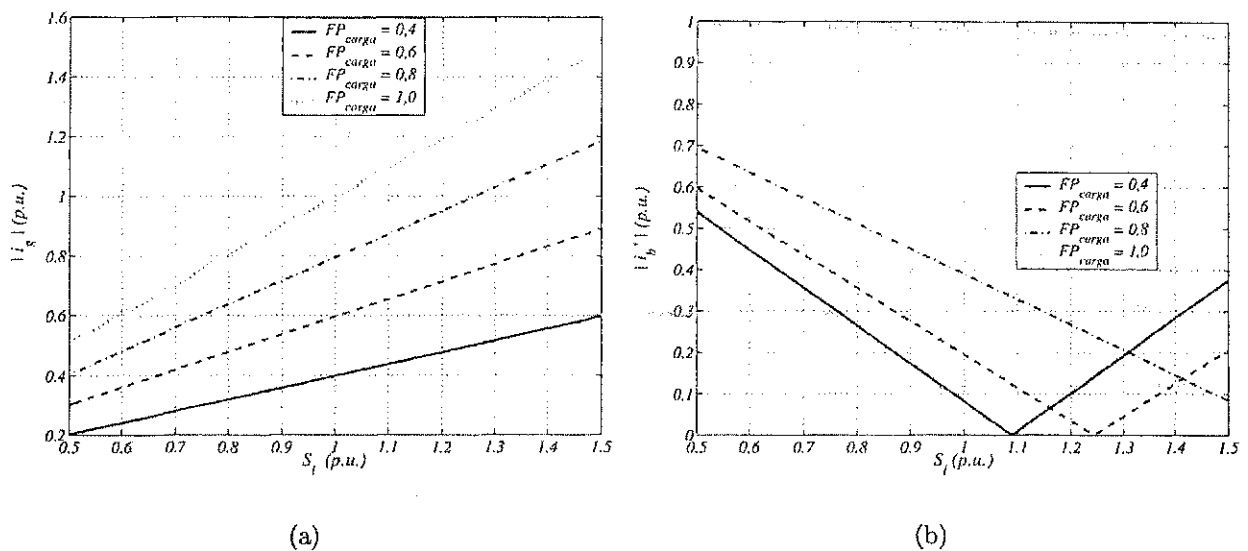


Figura 2.7. Variação de: (a) $|i_g|$, (b) $|i_b|$, em função da carga no filtro paralelo com controle de corrente.

Fig. 2.7(a) é mostrado o comportamento do módulo da corrente da fonte, o qual aumenta a medida que a potência S_l aumenta, devido ao aumento da potência ativa da carga (o aumento de S_l aumenta P_l e Q_l em acordo com FP_{carga}), e fatores de potência de carga mais elevados refletem em $|i_g|$ mais elevados, em suma, o módulo da corrente i_g está fortemente ligado a potência ativa da carga.

Na Fig. 2.7(b) é mostrado o comportamento do módulo da corrente do filtro, onde são observados pontos em que $|i_b|$ se anula, esses pontos ocorrem quando a potência reativa de C_b é igual a soma da potência reativa da carga e de l_g , isto pode ser visto na Fig. 2.8(a), onde os pontos em que as curvas cruzam o eixo zero mostram que não há necessidade de compensação

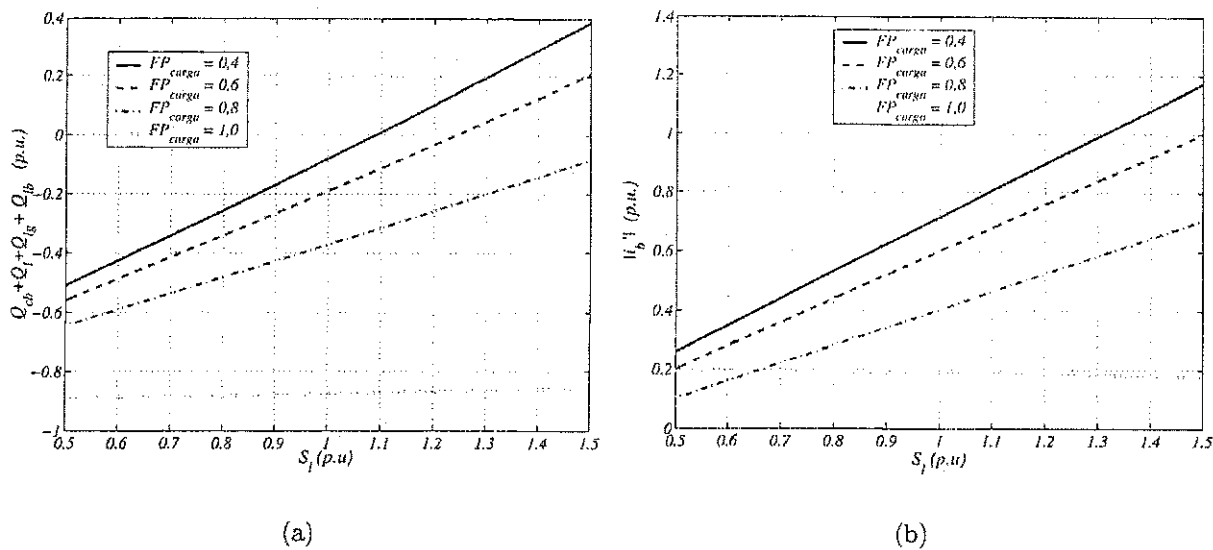


Figura 2.8. Variação de:(a) $Q_{cb} + Q_l + Q_{lg} + Q_{lb}$, (b) $|i_b|$ com $x_{cb} = 5$ (p.u.), em função da carga no filtro paralelo com controle de corrente.

reativa por parte do conversor. Uma outra característica interessante nessa figura, ocorre para curva correspondente a $FP_{carga} = 1,0$, nessa curva era de se esperar que houvesse uma menor corrente por parte do conversor, uma vez que a carga é puramente resistiva e não há necessidade de compensação reativa, porém esta é a curva de maior corrente. Isto ocorre porque nessa situação o conversor passa a fornecer potência reativa para o capacitor C_b (sendo $|V_l| \approx 1$ e $x_{cb} = 1$, a potência reativa é sempre próxima de 1 (p.u.), para esta simulação, segundo a expressão de potência $Q_{cb} = |V_l|^2/x_{cb}$), desse modo se faz necessário uma reatância capacitiva maior do que 1 (p.u.) para que o conversor não venha a ter que compensar um elemento introduzido por ele próprio.

A Fig. 2.8(b) foi traçada para $x_{cb} = 5,0$ (p.u.), onde se percebe que o $|i_b|$ é menor para FP_{carga} maiores. Comparando essa figura com a Fig. 2.7(b), vê-se um comportamento completamente diferente da corrente i_b , mostrando a forte influência do capacitor sobre a corrente do conversor, que vem do fato do capacitor também exercer a função de compensação reativa. Nas Figs. 2.9(a) e (b) são mostrados os módulos da tensão do conversor e da carga respectivamente, observa-se que ambos os valores pouco se modificam com relação à variação da carga, pois as tensões são influenciadas pela queda de tensão em Z_g , que nesta situação assume um valor

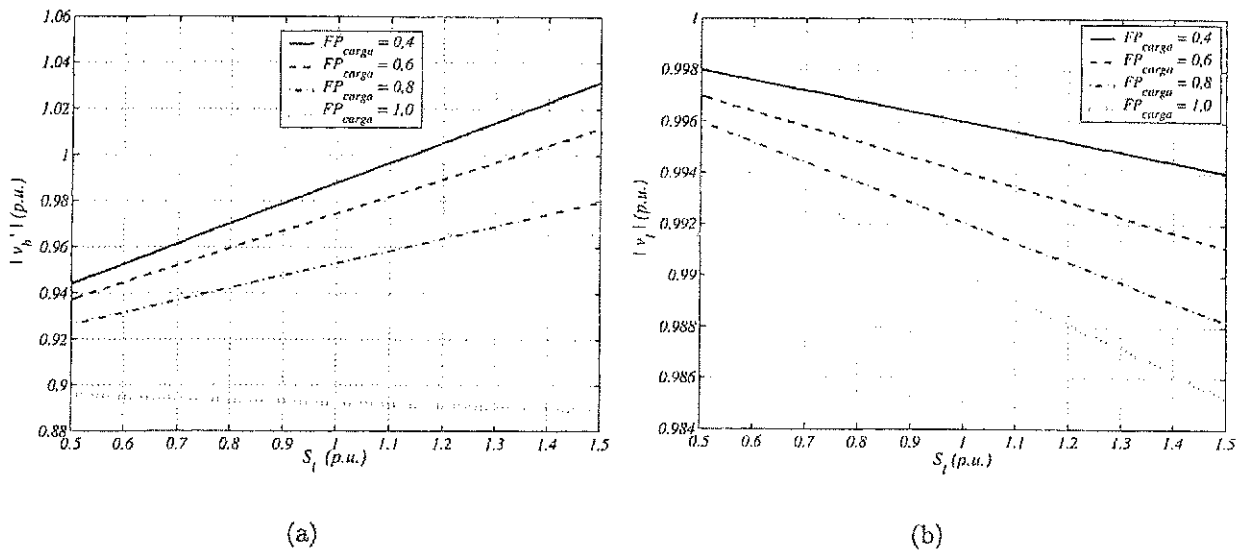


Figura 2.9. Variação de: (a) $|v_b'|$, (b) $|v_l|$ em função da carga no filtro paralelo com controle de corrente.

pequeno (dependente de $|i_g|$, $\max \approx 0.017$ (p.u.)).

2.3.1.2 Variação da tensão de alimentação Para o estudo desse caso foi feita uma variação do $|e_g|$ de 0,5–1,5. Foi verificado o comportamento para quatro fatores de potência da carga 0,4, 0,6, 0,8 indutivo e 1,0. Os demais parâmetros foram mantidos em seus valores nominais. Na Fig. 2.10(a) é mostrado o comportamento do $|i_g|$ e novamente ocorre o aumento do módulo a medida que a potência da carga é aumentada. Vê-se na Fig. 2.11(a) que o aumento do $|e_g|$ reflete-se no aumento do $|v_l|$ e por sua vez no aumento de potência da carga. Na Fig. 2.10(b) tem-se o comportamento do $|i_b'|$, cuja variação é decorrente da mudança de potência reativa da carga, que por sua vez é modificada pela variação da tensão da carga.

A tensão na carga, como pode ser observado no modelo da Fig. 2.2, é a tensão da rede a menos da queda na impedância Z_g , e como a queda tem módulo correspondente a 1% do valor do módulo da corrente i_g , a tensão na carga será praticamente dada pelo valor da tensão de alimentação, tal comportamento é mostrado na Fig. 2.11(a), e na Fig. 2.11(b) tem-se a tensão do conversor, que também tem o seu módulo aumentado a medida que o $|e_g|$ aumenta, e isto se deve ao fato do aumento do $|V_l|$.

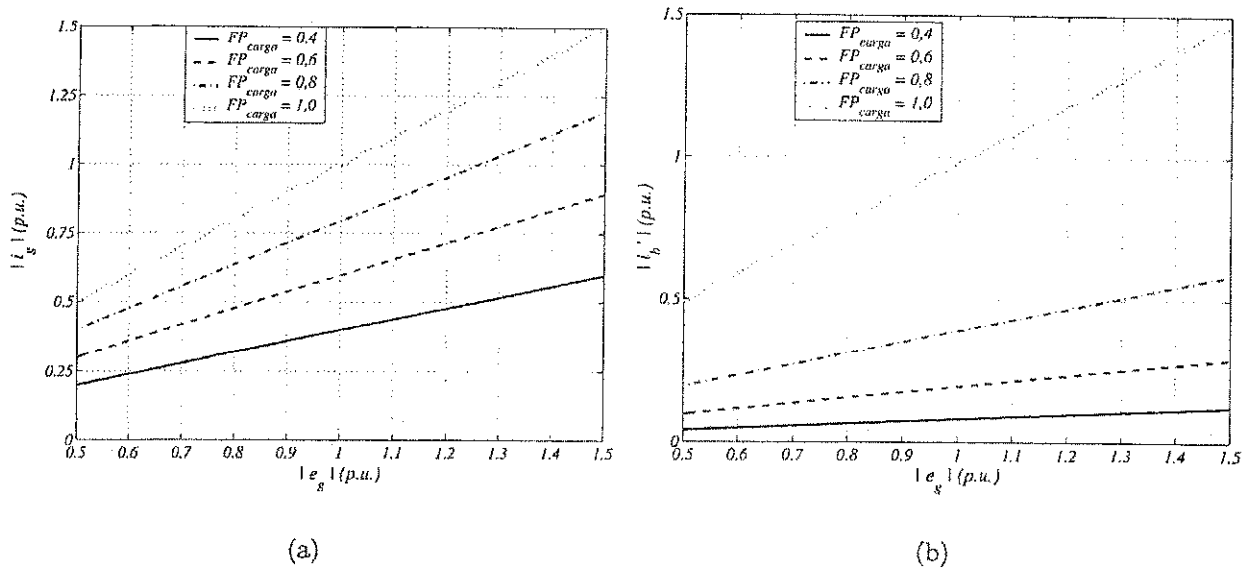


Figura 2.10. Variação de: (a) $|i_g|$, (b) $|i_b|$ em função do $|e_g|$ e FP_{carga} no filtro paralelo com controle de corrente.

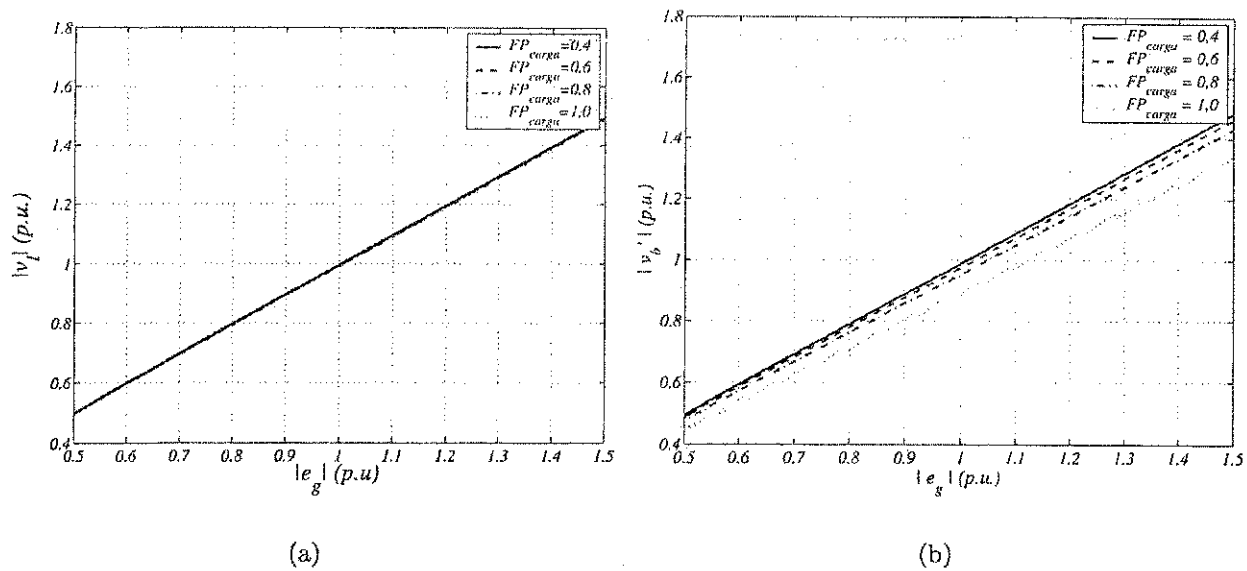


Figura 2.11. Variação de: (a) $|v_l|$, (b) $|v_b'|$ em função do $|e_g|$ e FP_{carga} no filtro paralelo com controle de corrente.

2.3.1.3 Variação da impedância de linha Para o estudo desse caso foi feita a variação de x_g de 0.001–0.6 (p.u.), para valores de r_g de 1m, 10m, 0,1 e 1 (p.u.). O comportamento do $|i_g|$ é mostrado na Fig. 2.12(a), e na Fig. 2.12(b) é mostrado o comportamento do módulo da corrente do conversor onde observa-se que em $x_g = 0,5$ (p.u.) o $|i_b'|$ se anula, e isto ocorre pelo

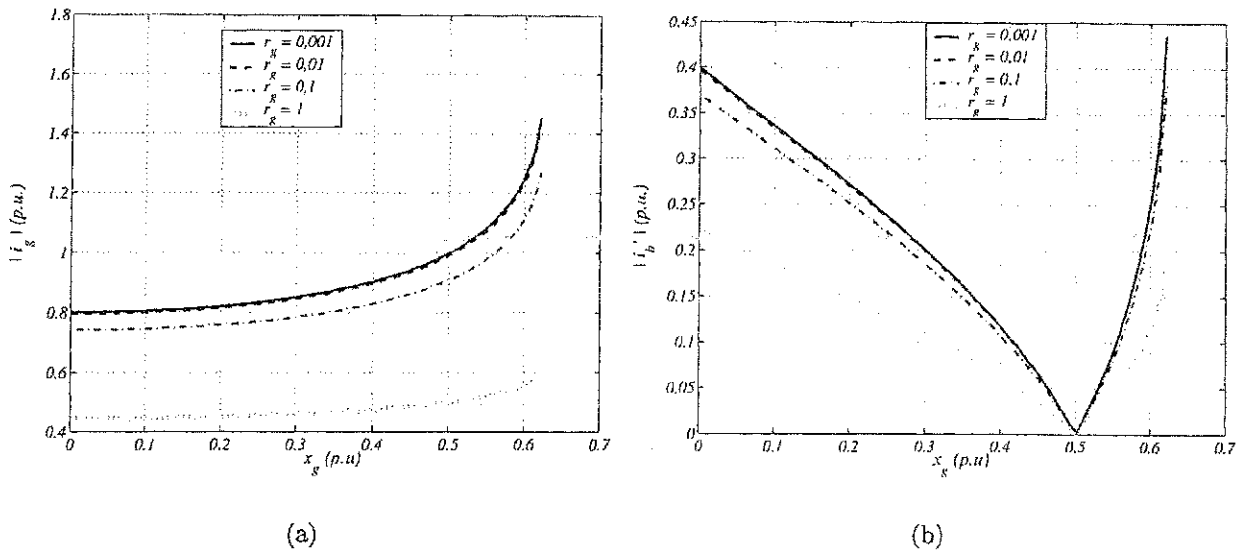


Figura 2.12. Variação de: (a) $|i_g|$, (b) $|i_b'|$, em função de Z_g no filtro paralelo com controle de corrente.

mesmo motivo exposto na Fig. 2.8(a) que é o ponto de operação em que a compensação reativa é feita pelo capacitor.

Nas Figs. 2.13(a) e (b) é mostrado o comportamento dos módulos das tensões da carga e do conversor. A medida que r_g é aumentado a tensão diminui, isso se dá pelo fato da queda de tensão provocada pela resistência está em fase com a tensão de alimentação (uma vez que

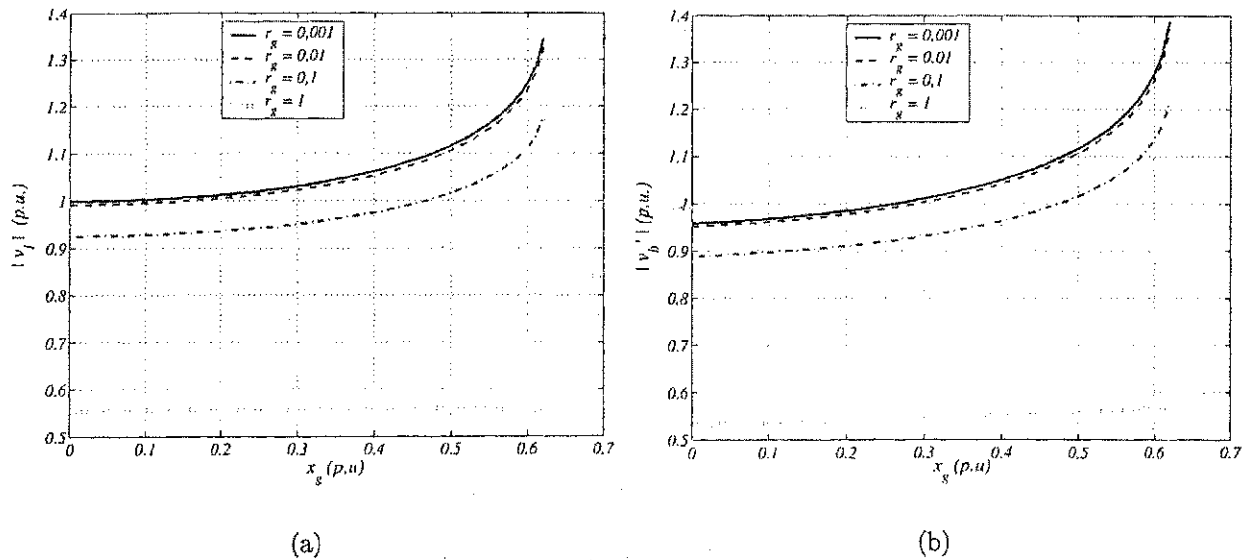


Figura 2.13. Variação de: (a) $|v_l|$, (b) $|v_b'|$, em função de Z_g no filtro paralelo com controle de corrente.

a corrente da fonte está em fase com a tensão da mesma), já para o aumento de x_g ocorre um aumento no $|v_l|$, isso se dá pelo fato de a queda de tensão correspondente a x_g ser $\pi/2$ defasada da tensão de alimentação, de modo que o seu aumento contribui para o aumento do $|v_l|$, que por sua vez reflete-se no aumento do $|i_g|$. O comportamento do $|v'_b|$ é reflexo do comportamento da tensão na carga, pois o $|Z_b|$ é cerca de 0,1 (p.u.) fazendo com que v'_b seja pouco dependente da corrente i'_b .

2.3.1.4 Variação da impedância do filtro Para este caso variou-se a impedância x_b de 0,001–2 (p.u.) para valores de resistência r_b de 0,001, 0,01, 0,1, 0,5 (p.u.) e em seguida variou-se x_{cb} de 0,1–10 (p.u.) e manteve-se os demais parâmetros nos respectivos valores nominais. Houve mudanças perceptíveis no módulo da tensão v'_b para variação de r_b e x_b , tal como mostrado na Fig. 2.14(a); também, a variação de x_{cb} provoca um variação considerável na corrente do conversor, conforme mostrado na Fig. 2.14(b), onde a corrente i'_b praticamente se anula para $x_{cb} \approx 1,6$ (p.u.).

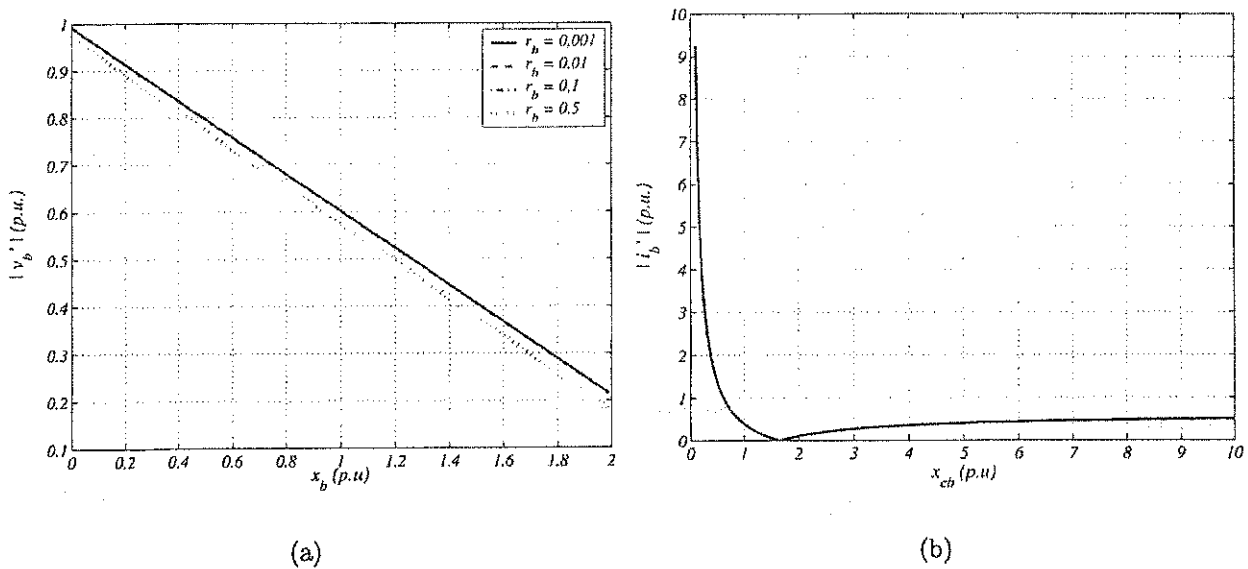


Figura 2.14. Variação de: (a) $|v'_b|$, (b) $|i'_b|$, em função Z_b no filtro paralelo com controle de corrente.

2.3.2 Filtro Paralelo – controle de tensão

Neste caso é feita a análise de regime permanente utilizando-se as mesmas equações (2.58)–(2.61), porém as condições de contorno aplicadas são diferentes. Aqui o módulo da tensão da carga é mantido constante e a componente i_{gq} é deixada “livre”, assim, o controle de tensão é realizado injetando ou absorvendo potência reativa no sistema, de forma que a corrente i_g assuma uma fase tal em relação a v_g que resulte em uma tensão na carga em 1,0 (p.u).

O comportamento do fator de potência da fonte é verificado em relação a variação de carga, da tensão de alimentação, da impedância da linha e da impedância do filtro, além das tensões e correntes do conversor.

A resolução para este caso é desenvolvida no apêndice A.2 na página 137. A resolução é dada pelo sistema de equações (2.63). Como se percebe o sistema de equações é do tipo não-linear, de forma que não possui solução analítica, mas sim uma solução numérica. Para resolução deste problema foi utilizado o método numérico de Newton-Raphson.

$$\begin{cases} r_b i_{bd}^2 + r_b i_{bq}^2 + k V_g i_{bd} = 0 \\ k_g i_{bd}^2 + k_g i_{bq}^2 - k_1 i_{bd} + k_2 i_{bq} + k_3 = 0 \end{cases} \quad (2.63)$$

Pela análise direta do modelo pode-se observar que o filtro paralelo só pode ser utilizado para a regulação de tensão da carga desde que a impedância Z_g não seja pequena, caso contrário a tensão na carga ficaria imposta pela tensão E_g .

2.3.2.1 Variação de carga Para este caso é feito a mesma variação aplicada quando o filtro paralelo atua com controle de corrente, ou seja, S_l variando de 0,5–1,5 (p.u), para FP_{carga} de 0,4, 0,6, 0,8 indutivo e 1,0. Os demais parâmetros foram mantidos em seu valores nominais, tal qual mostrados na tabela 2.1. Na Fig. 2.15(a) é mostrado o comportamento do fator de potência da fonte, nesta figura, observa-se que o fator de potência pouco varia em relação a potência S_l . Na Fig.2.15(b) é mostrado o módulo da corrente da fonte, e observa-se que a medida que a potência da carga aumenta, o $|i_g|$ também aumenta, pois toda a potência ativa do sistema provém da fonte de alimentação. Nas Figs. 2.16(a) e (b) são mostrados o comportamento da

corrente e da tensão do conversor. Observa-se que a tensão v'_b varia pouco em relação a S_l e em relação a FP_{carga} , já a corrente i'_b varia conforme S_l devido a mudança da potência reativa da carga. Os pontos onde o $|i'_b|$ se anula, ocorrem quando as condições do circuito são tais que não há necessidade de injetar ou absorver potência reativa por parte do conversor.

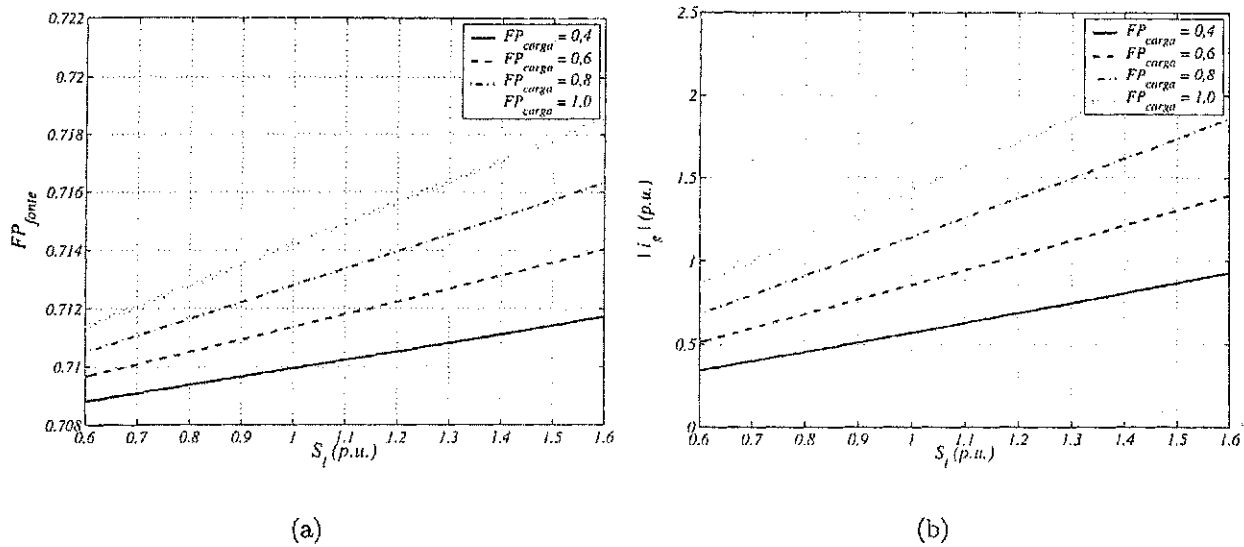


Figura 2.15. Variação de: (a) FP_{fonte} , (b) $|i_g|$, em função da carga no filtro paralelo com controle de tensão.

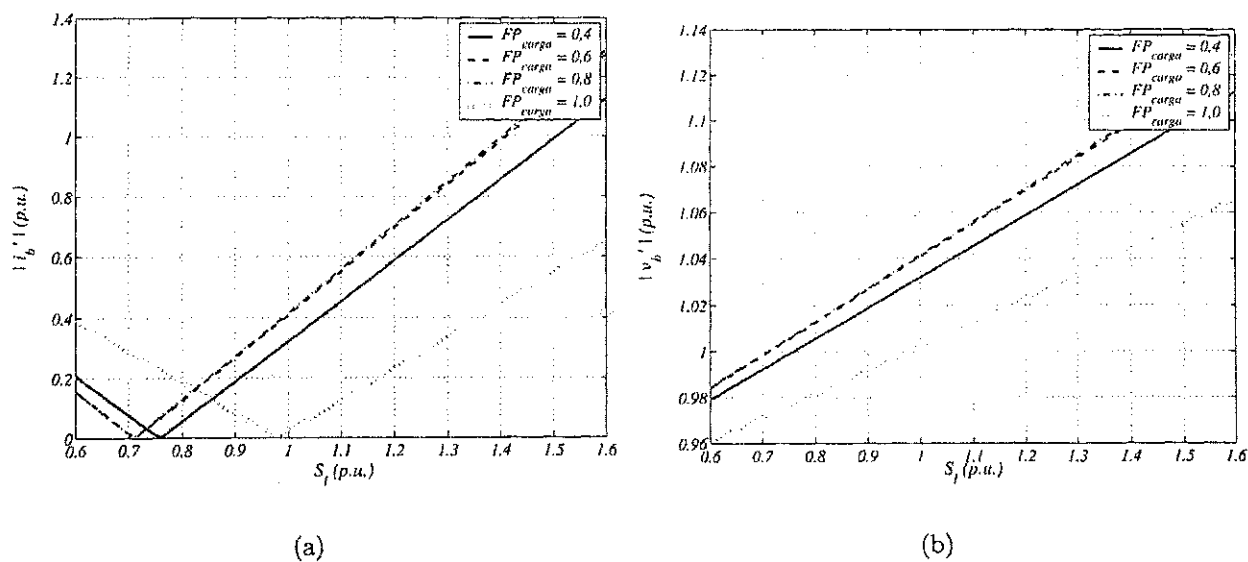


Figura 2.16. Variação de: (a) $|i_b|$, (b) $|v'_b|$, em função da carga no filtro paralelo com controle de tensão.

2.3.2.2 Variação da tensão de alimentação Este caso é o mais importante para o filtro paralelo operando como regulador de tensão, uma vez que é o caso onde o filtro atua mais fortemente para manter o módulo da tensão da carga constante. Juntamente com variação de tensão, variamos o fator de potência da carga em 0,4, 0,6, 0,8 indutivo e 1,0. Os demais parâmetros foram deixados nos seus valores nominais, a menos x_g que teve seu valor aumentado para 0,05 (p.u.), pois para 0,01 não havia convergência para o $|e_g| < 0,8$.

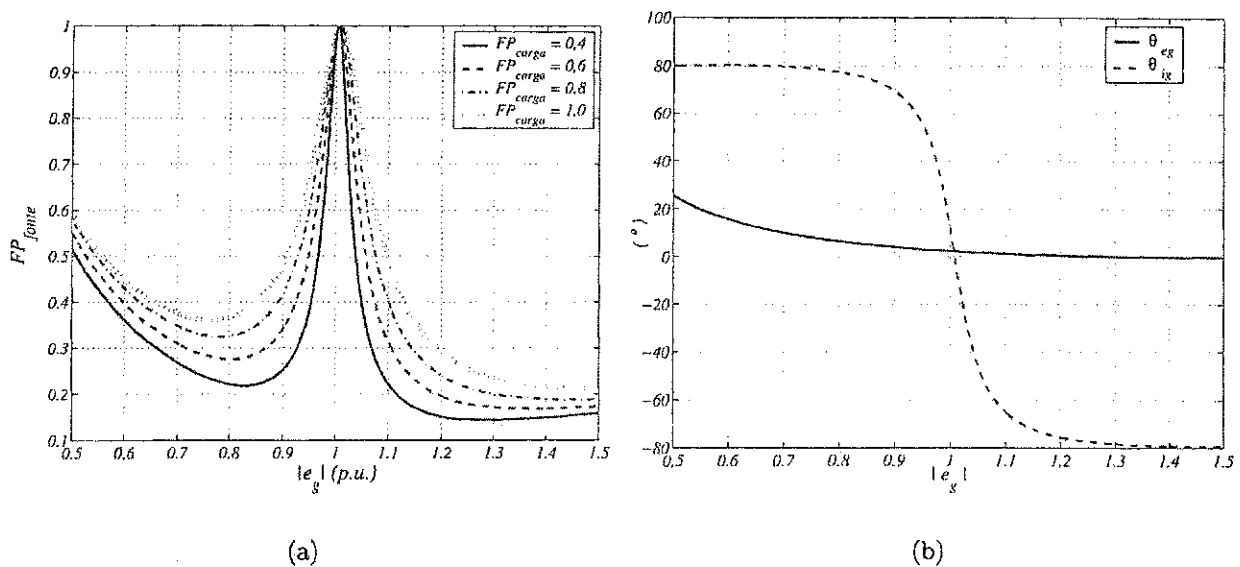


Figura 2.17. Variação de: (a) FP_{fonte} , (b) θ_{eg} e θ_{ig} , em função do $|e_g|$ e FP_{carga} no filtro paralelo com controle de tensão.

Na Fig. 2.17(a) é mostrado o comportamento do fator de potência da fonte, onde observa-se que o fator de potência se torna próximo da unidade quando o $|e_g|$ é igual ao $|v_l|$, tal comportamento é validado juntamente com o caso mostrado na Fig. 2.11(a) onde o fator de potência da fonte é imposto igual a 1,0 e verificou-se que o $|v_l|$ é igual a 1,0 (p.u.) quando o $|e_g|$ é igual a 1,0 (p.u.). Na Fig. 2.17(b) são mostradas a fase da tensão e a fase da corrente da fonte para $FP_{carga} = 0,8$, de forma que é evidenciado que em afundamentos da tensão da fonte, o filtro faz com que o fator de potência da mesma se torne capacitivo ($\theta_{vg} < \theta_{ig}$) e durante sobretensão da fonte, o fator de potência da mesma se torna indutivo ($\theta_{vg} > \theta_{ig}$). Na Fig. 2.18(a) é mostrado o comportamento do $|i_g|$, onde observa-se que o mesmo aumenta consideravelmente para afundamentos e sobretensões, na Fig. 2.18(b) vê-se que a corrente do

conversor “acompanha” a corrente da fonte, devido a isso a potência dissipada por r_b é maior nos afundamentos e nas sobretensões da fonte, desse modo, o rendimento se torna bastante pequeno para este caso (ver Fig. 2.19(b)). Verifica-se na Fig. 2.19(a) que a tensão do conversor é mais alta quando ocorre afundamento de e_g , desse modo, na implementação do conversor, a tensão de barramento deve assumir uma tensão mais elevada para compensar os afundamentos.

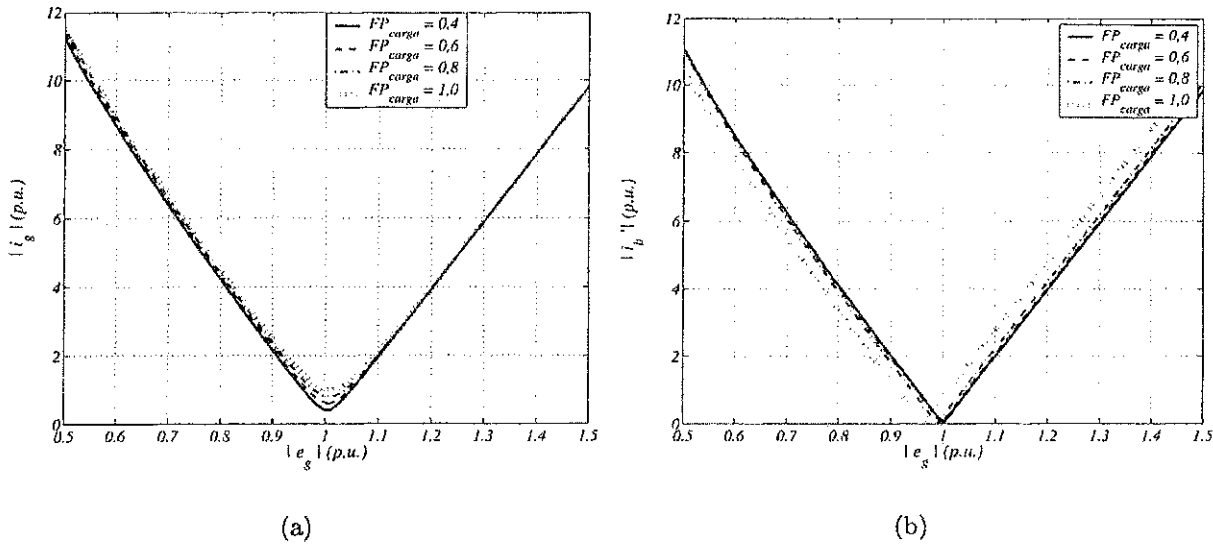


Figura 2.18. Variação de: (a) $|i_g|$, (b) $|i'_b|$, em função do $|e_g|$ e FP_{carga} no filtro paralelo com controle de tensão.

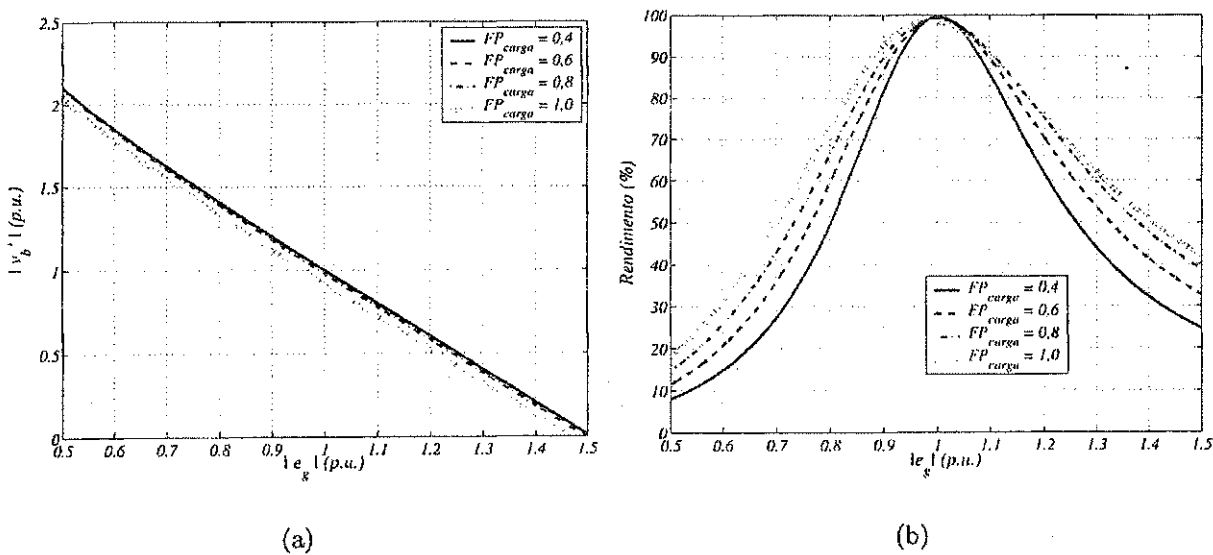


Figura 2.19. Variação de:(a) $|v_b|$, (b) Rendimento, em função do $|e_g|$ e FP_{carga} , no filtro paralelo com controle de tensão.

2.3.2.3 Variação da impedância da linha O comportamento da impedância que há entre a fonte de alimentação e a carga é de fundamental importância para a regulação da tensão da carga, conforme já mencionado, se a impedância for pequena ao ponto de poder ser desprezada, a tensão na carga será praticamente a tensão da fonte. Na Fig. 2.20(a) tem-se o comportamento do fator de potência da fonte em função de r_g para três valores de $|e_g|$, afundamento e elevação de 20% e valor nominal, observa-se que para a curva onde o $|e_g| = 1,0$ (p.u.), o aumento de r_g provoca uma diminuição do fator de potência, enquanto nos demais casos o fator de potência aumenta. Na Fig. 2.20(b) tem-se o comportamento do fator de potência da fonte em relação a

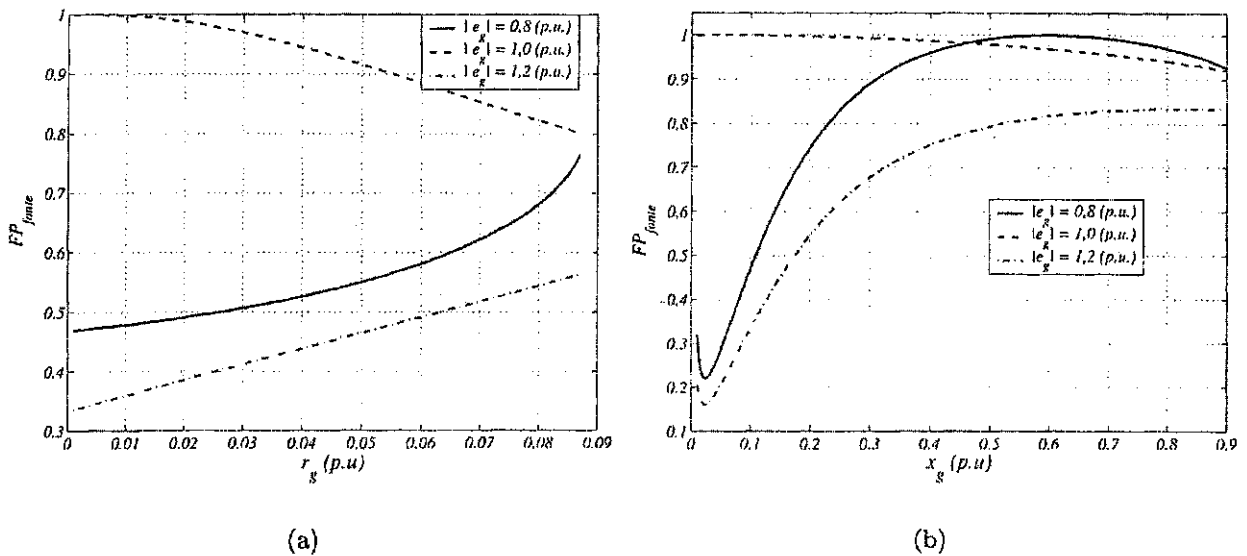


Figura 2.20. FP_{fonte} em função de: (a) r_g , (b) x_g , no filtro paralelo com controle de tensão.

x_g , vê-se que para a curva $|e_g| = 1,0$ (p.u.), o fator de potência tem um decaimento menor do que para r_g , e para as outras curvas o fator de potência da fonte assume valores mais elevados para o aumento de x_g , de forma geral, é melhor ter uma impedância Z_g alta quando se tem tensões diferentes na fonte e na carga, e deve-se ter Z_g pequeno quando a tensão da fonte e da carga forem próximas do desejado (valor nominal da carga). Do ponto de vista de projeto, a adição de uma indutância entre a fonte e a carga beneficiaria mais o comportamento do fator de potência do que a adição de uma resistência.

Nas Fig. 2.21(a) e (b) é mostrado o comportamento do $|i_g|$ em relação a r_g e x_g , respectivamente. Comparando ambas as figuras, percebe-se que a corrente é menor quando se aumenta

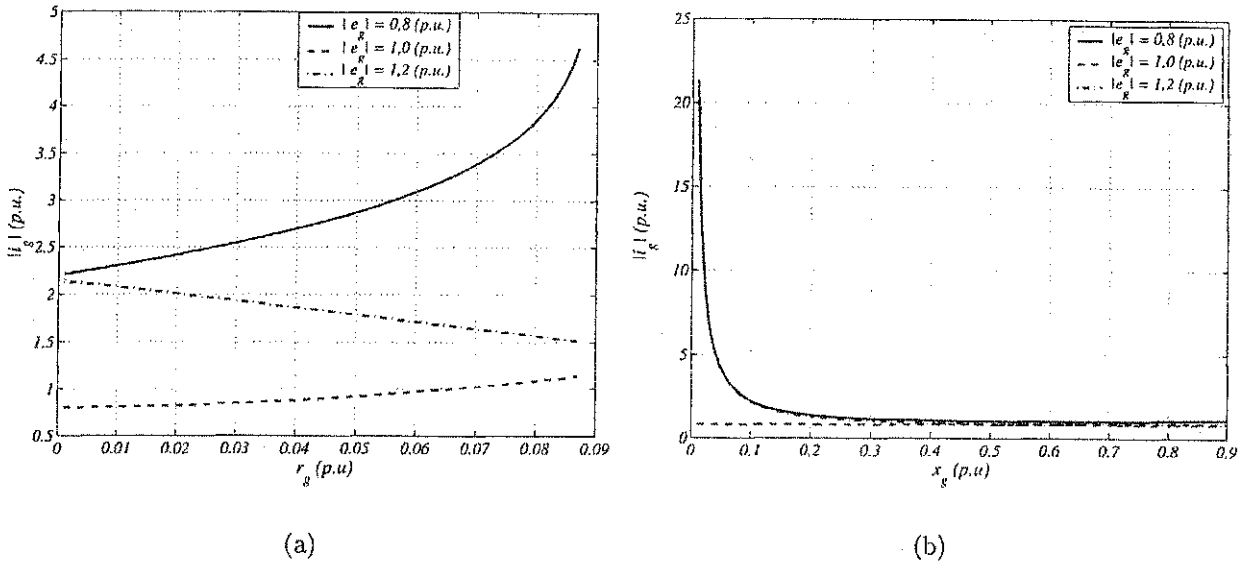


Figura 2.21. $|i_g|$ em função de: (a) r_g , (b) x_g , no filtro paralelo com controle de tensão.

x_g , isto implica em maior rendimento uma vez que a fonte estará fornecendo menor potência ativa ao sistema.

Nas Figs. 2.22 e 2.23 são mostrados o comportamento do $|v'_b|$ e de $|i_b|$, por meio destas curvas pode-se determinar a potência do conversor e conclui-se que o aumento de x_g promove uma potência menor, uma vez que as corrente são maiores para o aumento de r_g e o $|v'_b|$ são equivalentes.

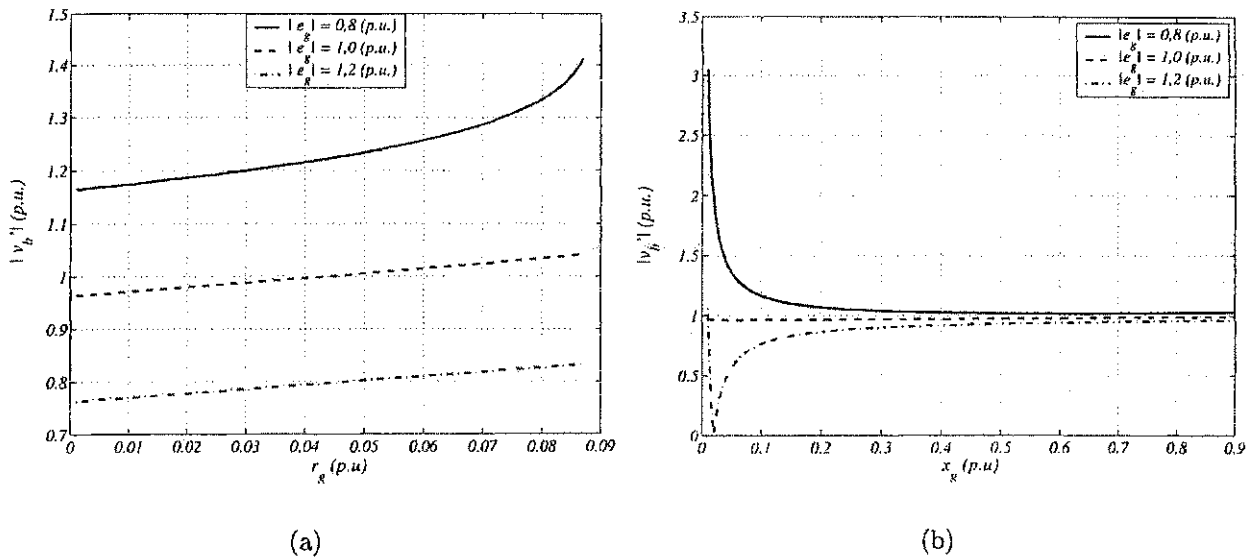


Figura 2.22. $|v'_b|$ em função de: (a) r_g , (b) x_g , no filtro paralelo com controle de tensão.

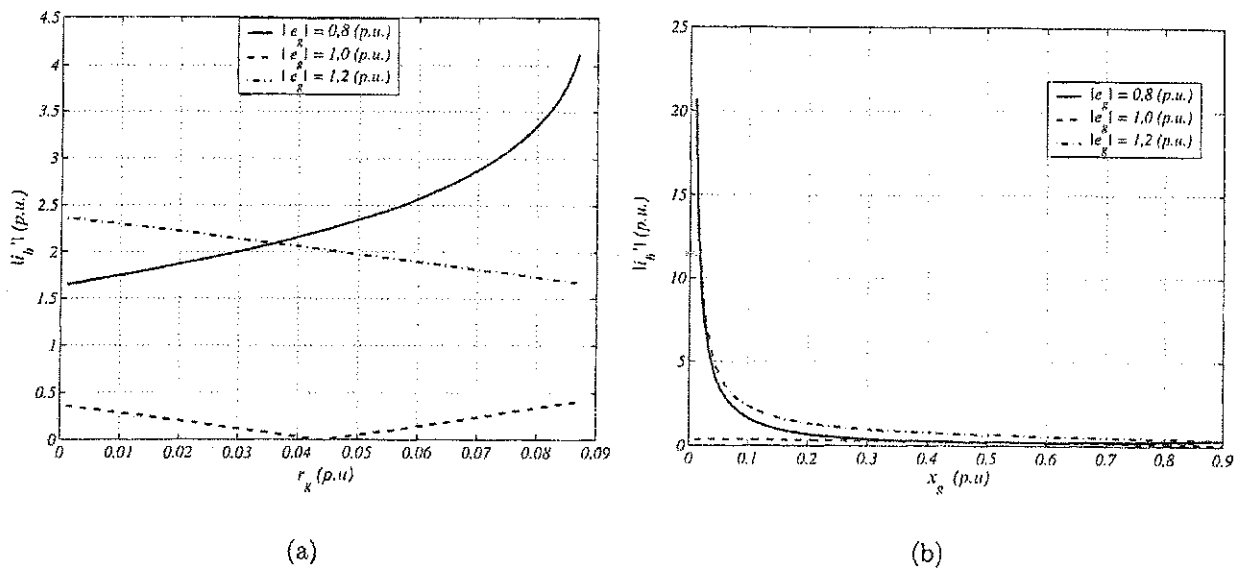


Figura 2.23. $|i_b|$ em função de: (a) r_g , (b) x_g , no filtro paralelo com controle de tensão.

2.3.2.4 Variação da impedância do filtro A variação dos valores x_b e x_{cb} só alteram basicamente os módulos das tensões e correntes do conversor. O fator de potência e o módulo da corrente da fonte são pouco sensíveis a estes parâmetros. Apenas r_b promove uma alteração no fator de potência e no $|i_g|$. Na Fig. 2.24(a) é mostrado o comportamento de Fp_{fonte} para x_b , x_{cb} e r_b . Na Fig. 2.24(b) é mostrado o comportamento de $|i'_b|$ em relação a x_{cb} , de onde se observa que a corrente é no geral menor para valores de $x_{cb} > 1,0$ (p.u.). Não é mostrado o com-

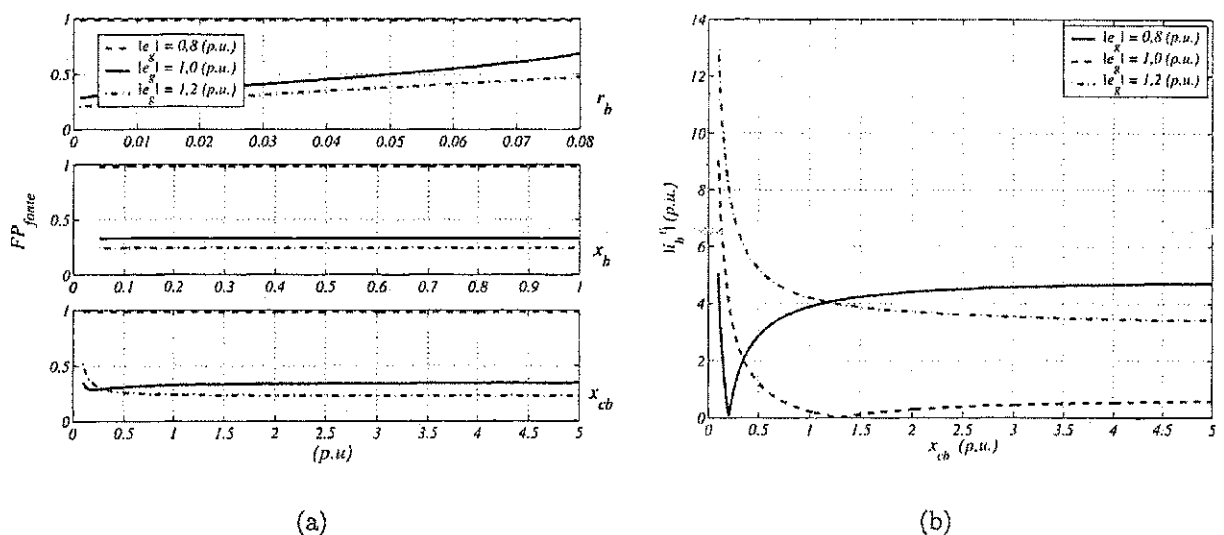


Figura 2.24. (a) Fp_{fonte} , (b) $|i'_b|$, em função de Z_b no filtro paralelo com controle de tensão.

portamento de $|i'_b|$ em relação a x_b e x_{cb} , pois para estas duas não houve alteração significativa. E como já mostrado anteriormente, o capacitor de filtragem do conversor influencia bastante o comportamento da corrente do conversor, devido ao balanceamento da potência reativa que ele promove com as indutâncias do sistema.

Já a tensão v'_b é mais influenciada por x_b e x_{cb} . A variação em relação a x_b é mostrada na Fig. 2.25 (a), esta variação ocorre devido ao fato do vetor tensão de x_b estar na mesma direção do vetor tensão v'_b , ora somando ou subtraindo, já que para haver potência nula é necessário que a corrente i'_b tenha uma diferença de fase de $\pi/2$ de v'_b , de forma que v_{x_b} sempre aparece somando ou subtraindo v'_b . Na Fig. 2.25 (b), observa-se que o aumento da capacitância promove um aumento da tensão do conversor, desse modo, há uma relação de compromisso entre a corrente e tensão do conversor, uma vez que elas caminham em sentidos opostos segundo o aumento de x_{cb} , porém, esta não é uma questão muito crítica, uma vez que para $x_{cb} > 1$ ocorre praticamente uma "saturação".

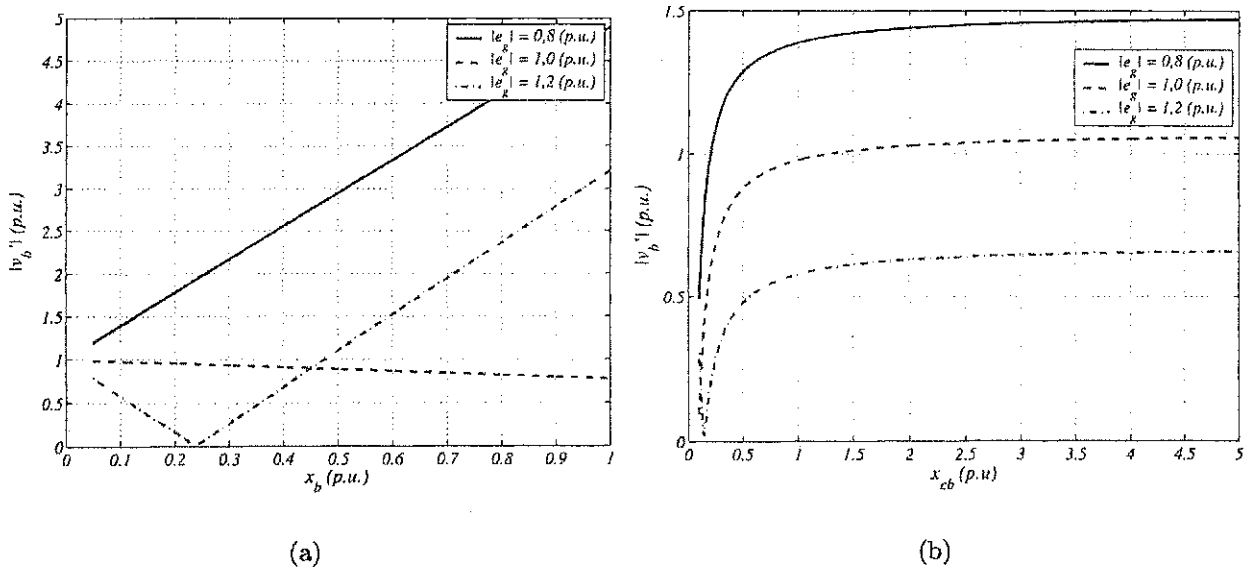


Figura 2.25. Variação do $|v'_b|$ no filtro paralelo com controle de tensão em função de: (a) x_b , (b) x_{cb} .

2.3.3 Filtro Série – controle de corrente

Usualmente o filtro série é utilizado para a compensação de tensão da carga, porém o mesmo pode ser utilizado para a correção do fator de potência da fonte, tornando o mesmo quase unitário [63]. Na análise de regime permanente que se segue, as equações (2.64)–(2.67) são resolvidas fazendo-se nula a componente i_{gq} e a potência do filtro P''_a . A resolução se encontra no apêndice A.3 na página 140, onde se chega a equação (2.68).

$$e_{gd} + je_{gq} - (r_g + jx_g)(i_{gd} + ji_{gq}) - v_{ad} - jv_{aq} - (r_l + jx_l)(i_{gd} + ji_{gq}) = 0 \quad (2.64)$$

$$v_{ad} + jv_{aq} = \frac{jx_m}{(r'_a + jx'_a)} (v'_{ad} + jv'_{aq}) + \frac{(r'_a + jx'_a)(r_a + jx_a) - (jx_m)^2}{(r'_a + jx'_a)} (i_{gd} + ji_{gq}) \quad (2.65)$$

$$i''_{ad} + ji''_{aq} = (i'_{ad} + ji'_{aq}) + jy_{ca} (v'_{ad} + jv'_{aq}) \quad (2.66)$$

$$v''_{ad} + jv''_{aq} - (r'_a + jx'_a)(i''_{ad} + ji''_{aq}) - v'_{ad} - jv'_{aq} = 0 \quad (2.67)$$

Sendo a equação solução de regime permanente, para este caso uma equação de segundo grau, o conjunto solução está contido em \mathfrak{R}^+ , igualmente ao caso do filtro paralelo com controle de corrente. Ressaltando que se i_{gd} for negativo a fonte de alimentação estará recebendo potência o que fisicamente não é possível, uma vez que não há outra fonte de alimentação.

$$\boxed{k_{asc}i_{gd}^2 + k_{bsc}i_{gd} + k_{csc} = 0} \quad (2.68)$$

Os parâmetros utilizados para a simulação são dados em (p.u.) e encontram-se na tabela (2.2), foram feitas simulações do comportamento de regime permanente para a variação de carga, da fonte de alimentação, da impedância de linha, dos parâmetros do transformador e da impedância do filtro.

$ e_g = 1,0 \text{ p.u.}$	$r_g = 0,01 \text{ p.u.}$	$x_g = 0,01 \text{ p.u.}$	$S_l = 1,0 \text{ p.u.}$	$Fp_{carga} = 0,8$	$n = 1$
$x''_a = 0,1 \text{ p.u.}$	$r''_a = 0,01 \text{ p.u.}$	$x_{ca} = 1,0 \text{ p.u.}$	$x_m = 1,0 \text{ p.u.}$	$x_d = 0,01 \text{ p.u.}$	$r_d = 0,01 \text{ p.u.}$

Tabela 2.2. Parâmetros de regime permanente do filtro série.

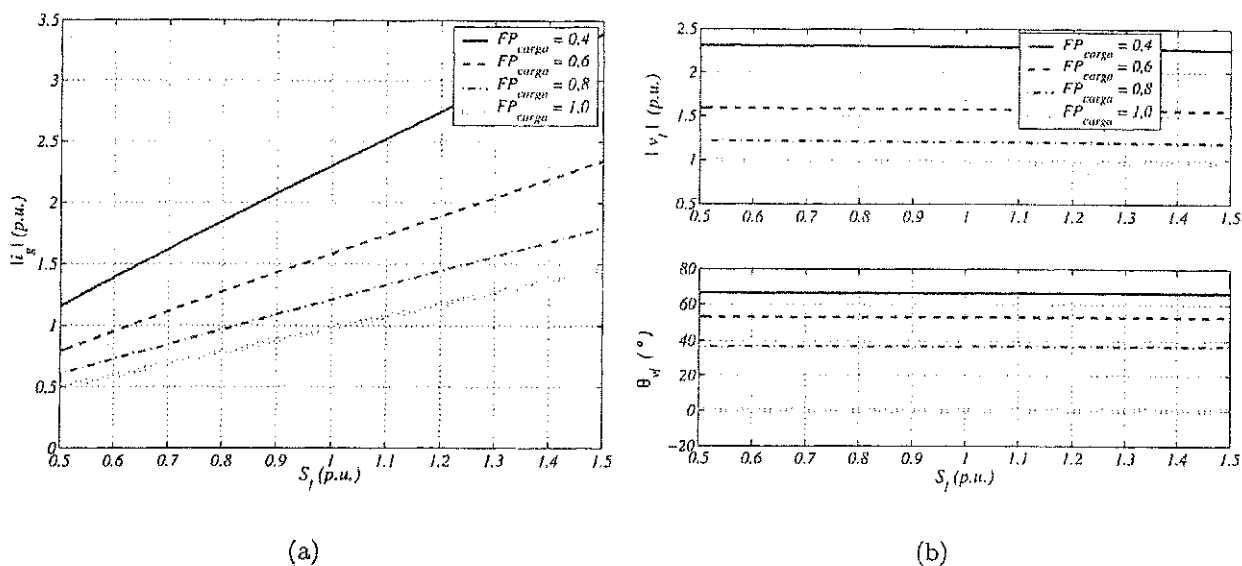


Figura 2.26. Variação de:(a) $|i_g|$, (b) $|v_l|$ e θ_{vl} , em função da carga no filtro série com controle de corrente.

2.3.3.1 Variação da carga Mantendo-se os parâmetros em seus valores nominais e variando apenas a potência da carga de S_l de 0,5–1,5 para quatro fatores de potência da carga, 0,4, 0,6 0,8 indutivo e 1,0, foram obtidos os resultados apresentados nas Figs. 2.26–2.27. Na Fig. 2.26(a) é mostrado o comportamento do $|i_g|$, onde se vê o aumento a medida que a potência S_l aumenta. Com relação ao fator de potência da carga, o $|i_g|$ diminui a medida que o fator de potência aumenta, isso acontece porque para fatores de potência da carga mais baixos é necessário que a tensão da carga fique mais adiantada o que causa uma maior tensão do conversor e conseqüentemente uma maior corrente (a mudança da tensão v_a em função de θ_{vl} é melhor entendida pelo diagrama fasorial, que é apresentado para o caso universal na página 80, porém neste a tensão da carga é mantida constante, o que difere deste caso, mas esclarece este comportamento da tensão). Na Fig. 2.26(b) é mostrada a tensão e a fase da tensão da carga, ressaltando que θ_{vl} fica adiantada do valor do ângulo da carga.

Na Fig. 2.27(a) e (b) é mostrada a corrente e tensão do conversor, onde para fatores de potência da carga mais baixos, as tensões e correntes do conversor são maiores, tal como explicado anteriormente.

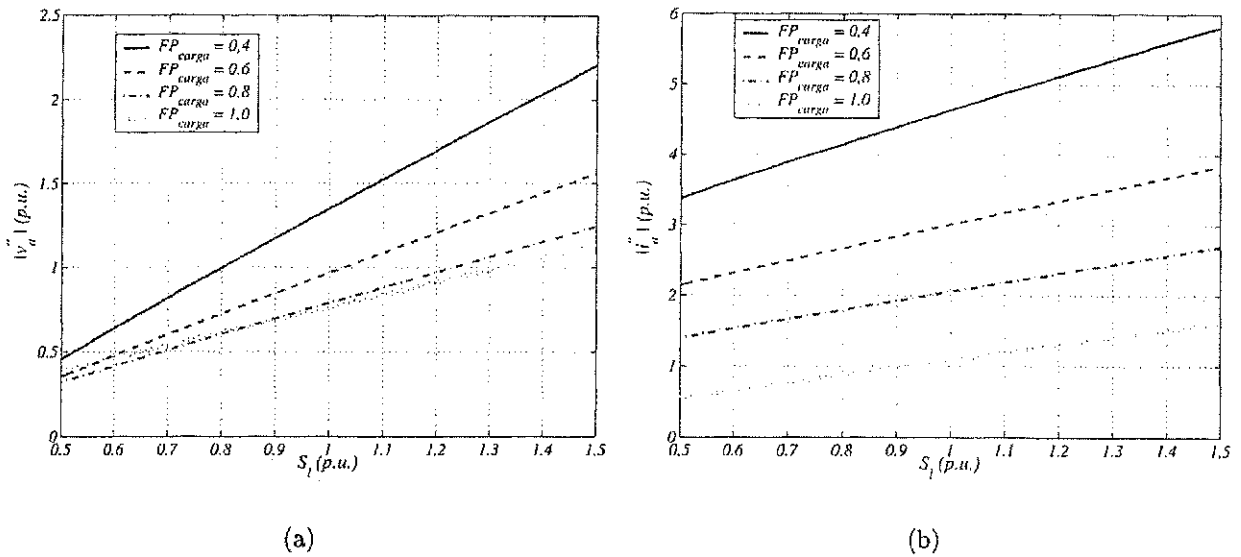


Figura 2.27. Variação de: (a) $|v_a''|$, (b) $|i_a''|$, em função da carga no filtro série com controle de corrente.

2.3.3.2 Variação da tensão de alimentação A variação da tensão na fonte foi de 0,5–1,5 (p.u), para os mesmos fatores de potência de carga anteriores. Observa-se na Fig. 2.28 que o $|i_g|$ aumenta conforme o $|e_g|$, resultando no aumento do módulo da tensão da carga. Como neste caso $|Z_l| = 1,0$ (p.u.), o módulo na tensão da carga é reflexo do $|i_g|$, desse modo, verifica-se que a tensão sobre a carga chega a triplicar, o que fatalmente danificaria a carga.

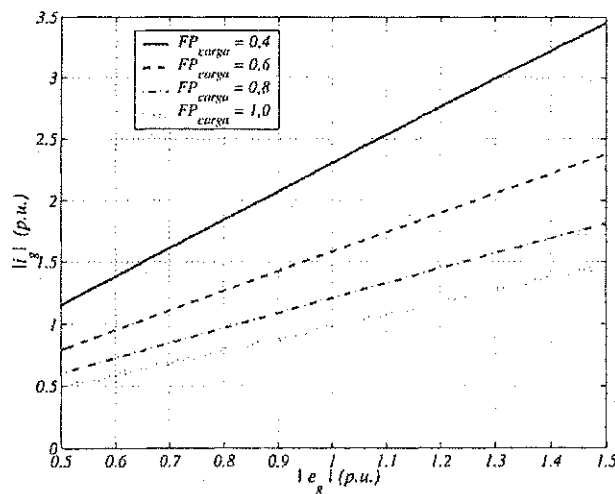


Figura 2.28. $|i_g|$ em função de $|e_g|$ no filtro série com controle de corrente.

Nas Figs. 2.29(a) e (b) são mostradas a tensão e a corrente do conversor, respectivamente. Pelo comportamento do $|v_a''|$, verifica-se que o aumento do $|e_g|$ faz com que seja necessário

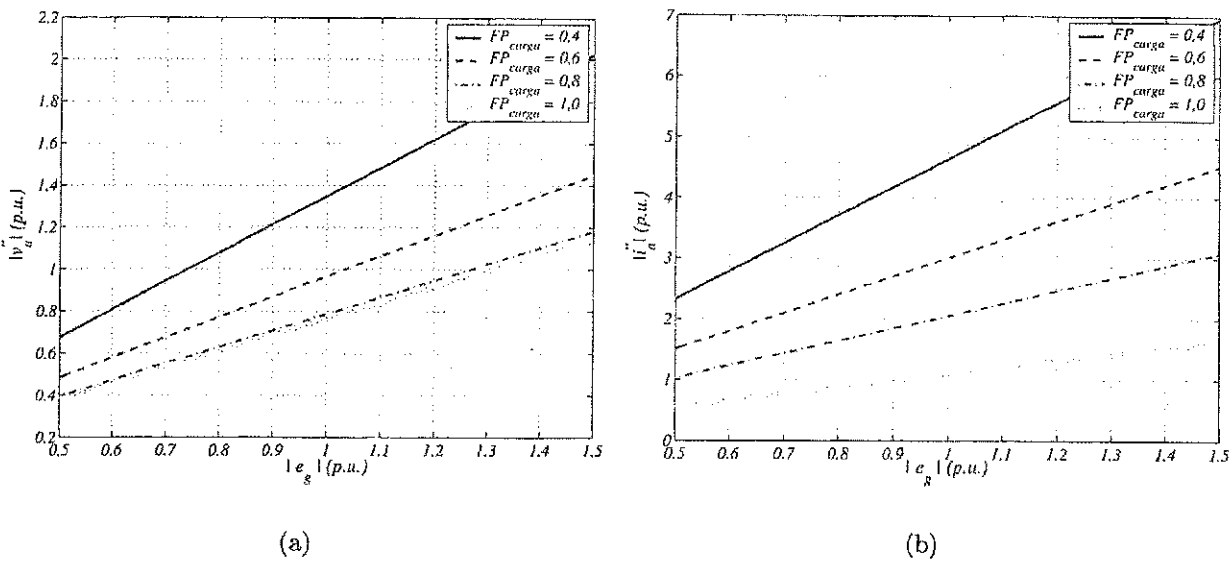


Figura 2.29. Variação de: (a) $|v_a''|$, (b) $|i_a''|$ em função de $|e_g|$ no filtro série com controle de corrente.

uma maior tensão de barramento para alimentação do conversor, e uma maior capacidade de corrente das chaves.

2.3.3.3 Variação da impedância de linha Neste caso foi feita uma variação de r_g e x_g , individualmente, no intervalo de 0,001–1 (p.u.). A corrente da fonte (e conseqüentemente a tensão na carga) diminuiu a medida que r_g aumentou, conforme é visto na Fig. 2.30(a), como o $|i_g|$ diminui consideravelmente (abaixo de 0,8 p.u., o que corresponde a uma tensão na carga 20% abaixo do valor nominal), a carga passaria a operar precariamente com risco de ser danificada. Na Fig. 2.31(a), observa-se que a tensão do conversor também diminui com o aumento de r_g , na Fig. 2.31(b), é mostrado o comportamento do $|v_a''|$ em relação à x_g (aquela foi a única grandeza que sofreu alteração considerável), observa-se que o módulo aumenta a medida que x_g aumenta, o que obrigaria a trabalhar com uma tensão de barramento mais elevada. De forma geral, o aumento tanto de r_g quanto de x_g não trouxeram vantagens para o filtro série operando com controle de corrente, para esta situação, é melhor que estas grandezas tenham valores baixos, a menos quando se desejar diminuir a tensão na carga, que são os casos quando se trabalha com cargas com baixos fatores de potência, conforme mostrado na variação de carga.

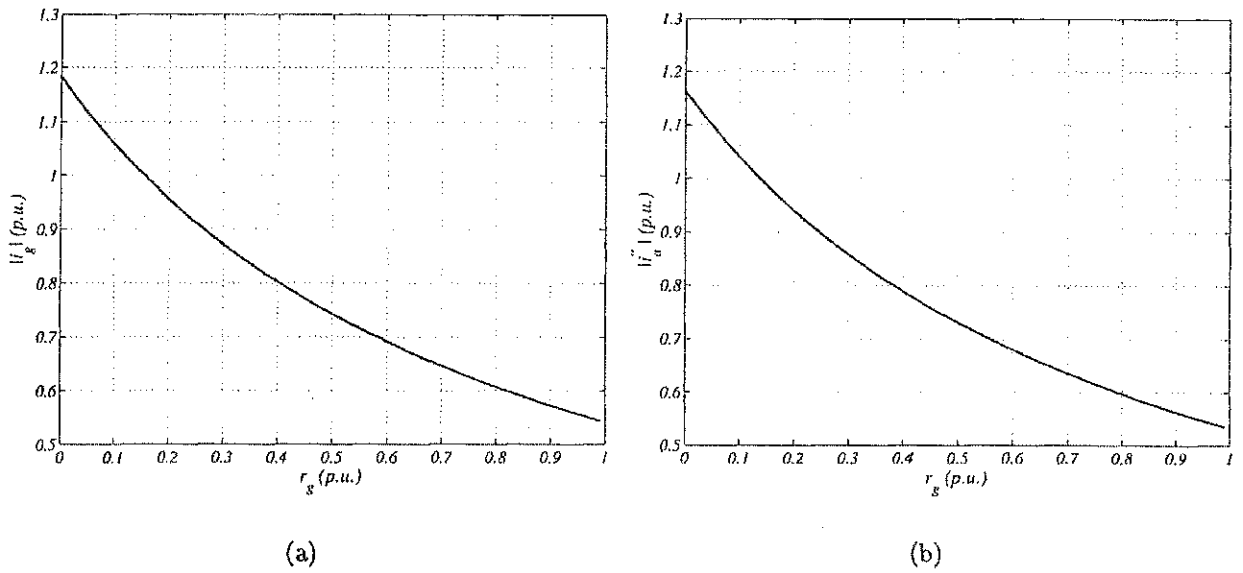


Figura 2.30. Variação de: (a) $|v_g''|$, (b) $|i_a'''|$, em função de $|Z_g|$ no filtro série com controle de corrente.

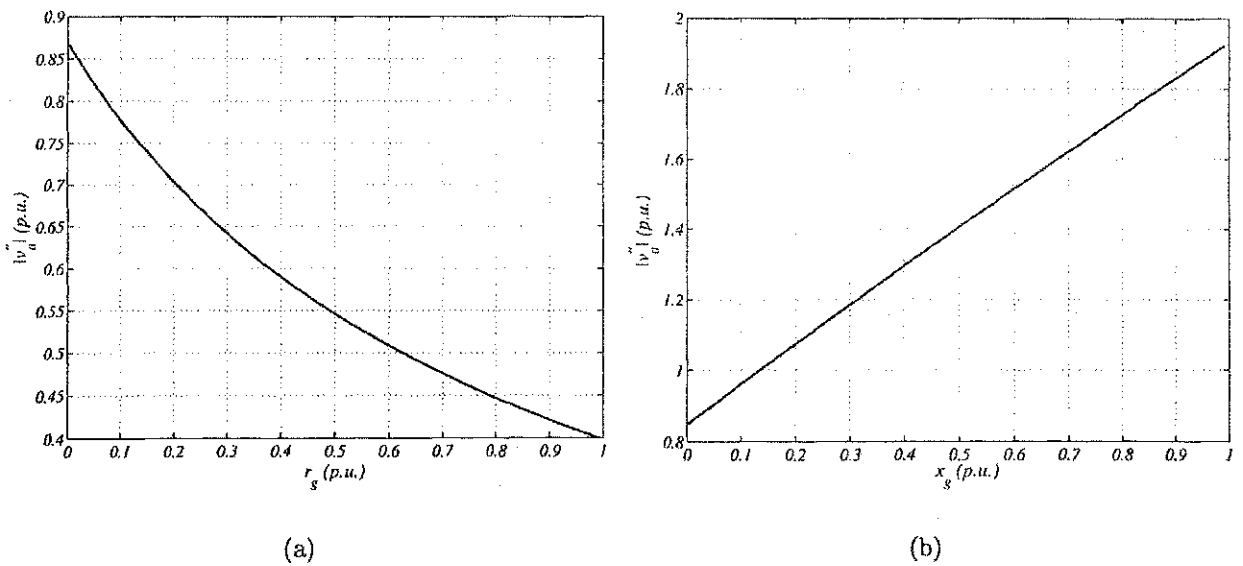


Figura 2.31. Variação de: (a) $|v_a''|$, (b) $|i_a'''|$, em função de $|Z_g|$ no filtro série com controle de corrente.

2.3.3.4 Variação do transformador Para verificar as modificações provocadas pela variação do transformador foram realizadas uma variação de x_m de 0,5-10 (p.u), para n igual a 0,2, 1, 5 (para o caso $n=5$, x_m variou de 1,5 a 10, porque para valores menores do $x_m = 1,5$ não houve solução real da equação (2.68)). Na Fig. 2.32(a) vê-se que o módulo da corrente i_g é menor para $n = 5$, de forma que para manter a tensão da carga próximo do valor de 1.0

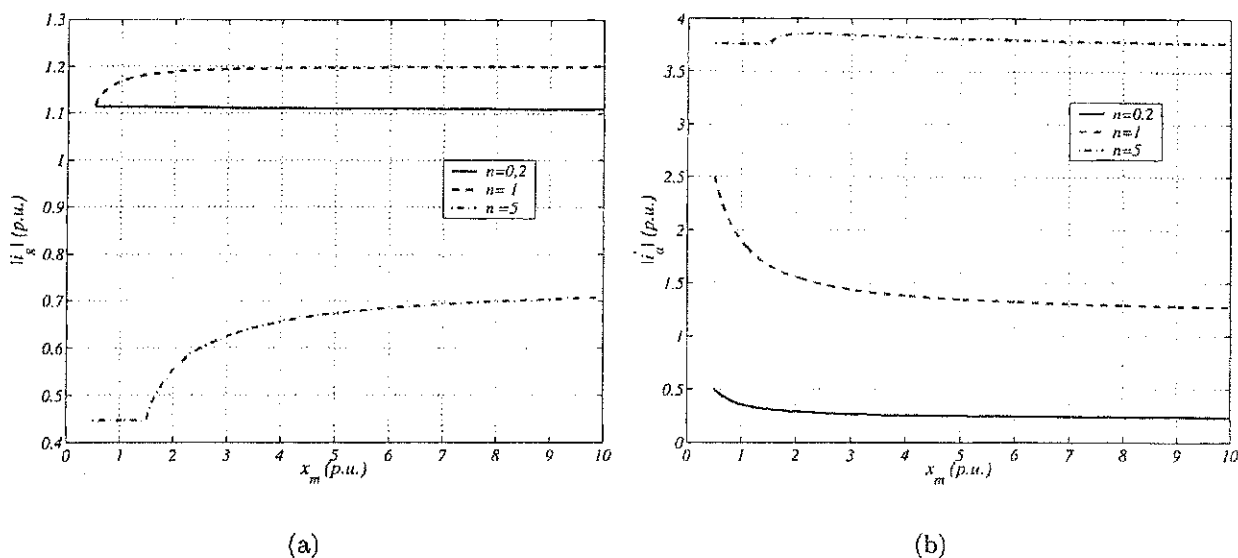


Figura 2.32. (a) $|i_g|$, (b) $|i'_a|$, para variação do transformador no filtro série com controle de corrente.

(p.u.), é melhor manter a relação de transformação menor ou igual a unidade. O aumento da impedância x_m aumenta o $|i_g|$ e conseqüentemente o $|v_l|$. O módulo da corrente do primário $|i'_a|$ é diretamente proporcional a n conforme é visto na Fig. 2.32(b). Nas Figs. 2.33(a) e (b) são mostrados os módulos das tensões do primário e secundário do transformador, respectivamente. Para a tensão do secundário, observa-se que a variação é pequena, de modo que a tensão no

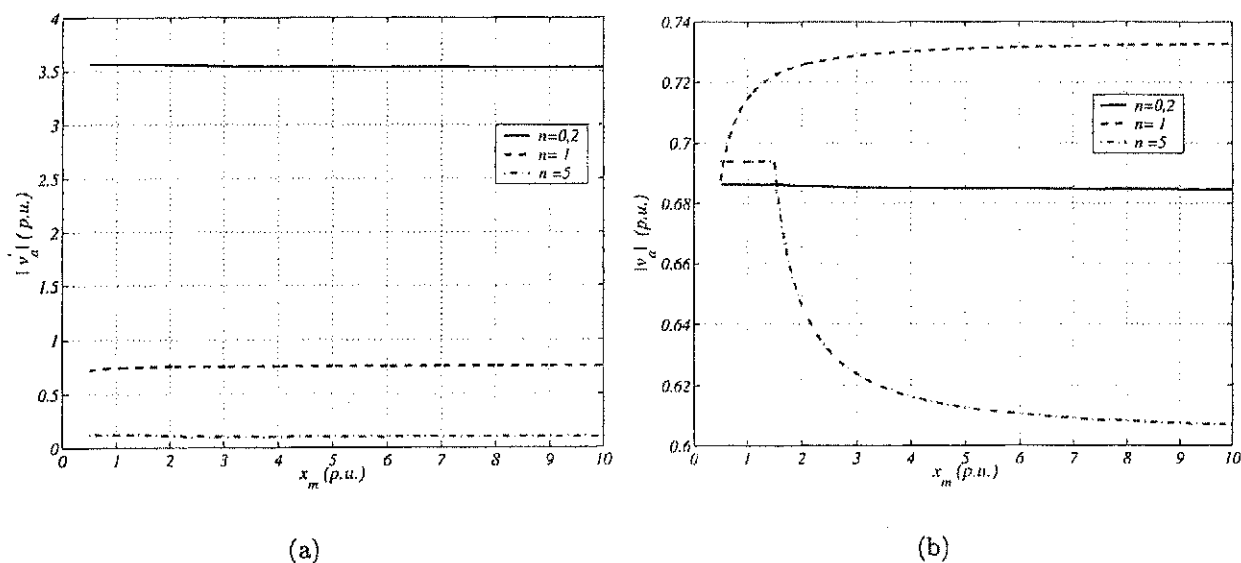


Figura 2.33. (a) $|v'_a|$, (b) $|v_a|$, para variação do transformador no filtro série com controle de corrente.

primário varia inversamente proporcional ao valor de n . A tensão e a corrente do conversor são fortemente alteradas com a variação do transformador, conforme é mostrado na Fig. 2.34(a) e (b). O $|v_a''|$ varia conforme a variação do $|v_a'|$, e para uma relação de transformação menor

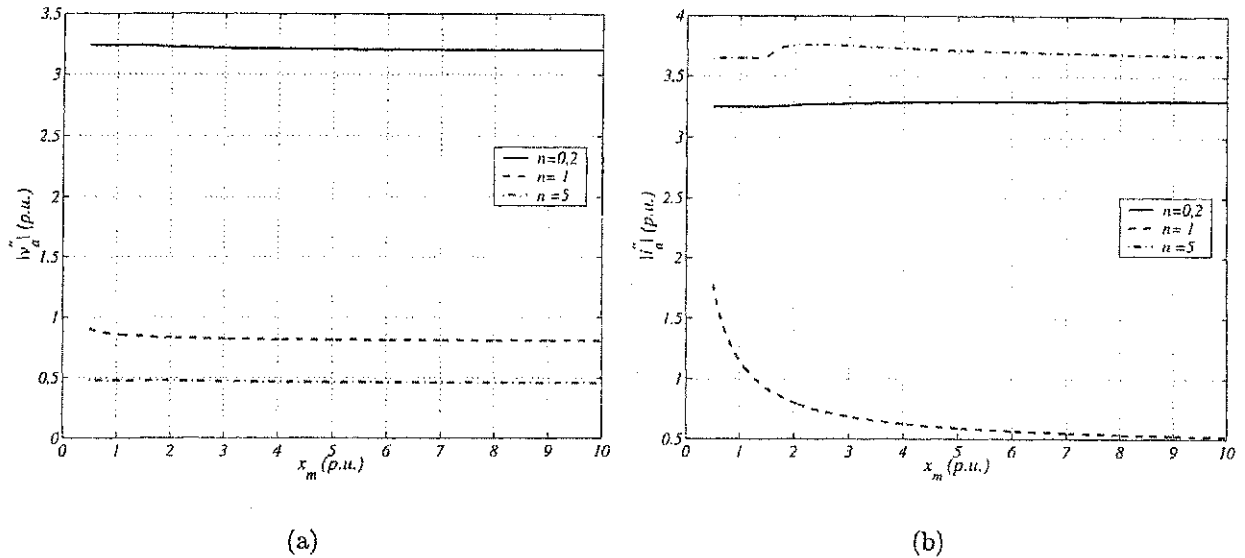


Figura 2.34. (a) $|v_a''|$, (b) $|i_a''|$, para variação do transformador no filtro série com controle de corrente.

do que 1 (o que significa que a tensão do primário é maior do que a do secundário), o $|v_a''|$ é maior do que para valores de n maior que 1. Já com a corrente i_a'' observa-se que os maiores valores encontrados são para as relações $n = 0, 2$ e $n = 5$. Apesar de ser estranho que o $|i_a''|$, para $n = 0, 2$, seja maior do que para $n = 1$, ocorre que para $n = 0, 2$ é necessário uma maior tensão no primário do que para $n = 1$, desse modo, o conversor tem que fornecer uma maior corrente para o capacitor para elevar a tensão v_a' .

2.3.3.5 Variação da impedância do filtro Para este caso variou-se individualmente x_a'' , r_a'' e x_{ca} , mantendo-se os demais parâmetros em seus valores nominais. A variação de x_a'' só gerou efeito na tensão v_a'' , conforme é mostrado na Fig. 2.35(a), devido ao fato da tensão sobre x_a'' se encontrar, ou em fase ou defasada de π_{rad} , tal como o caso do filtro paralelo. Por outro lado, a variação de r_a'' alterou significativamente tanto a corrente da fonte como a corrente e tensão do conversor, uma vez que a tensão $v_{\tau a}''$ está defasada $\pi/2$ da tensão v_a'' . Na Fig. 2.35(b) é

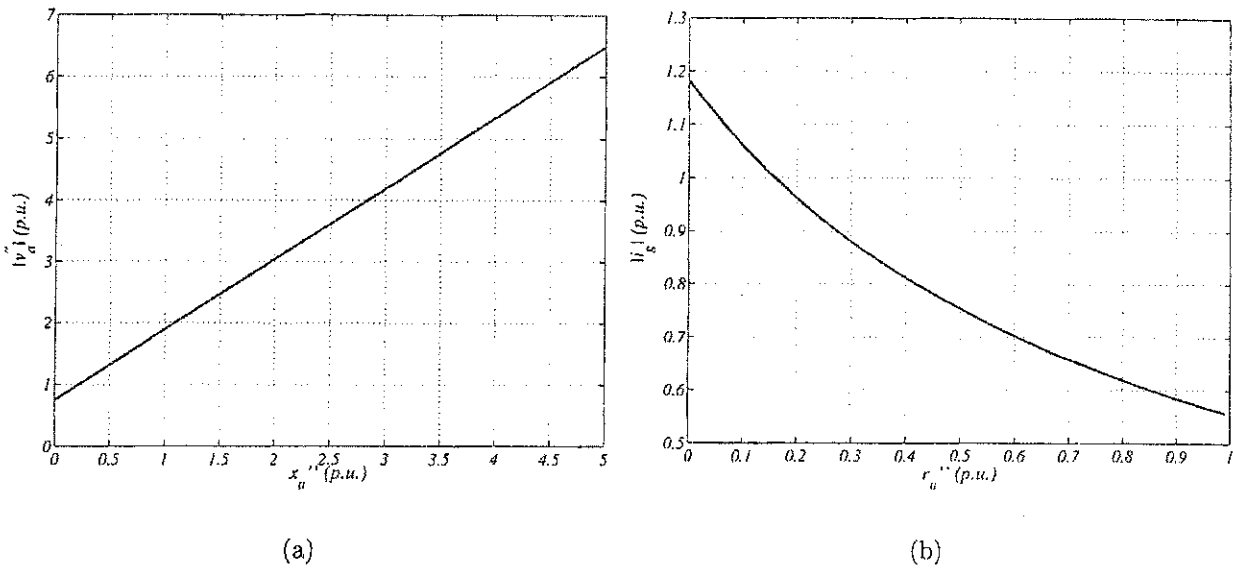


Figura 2.35. (a) $|v_a''|$ em função de x_a'' , (b) $|i_g|$ em função de r_a'' , no filtro série com controle de corrente.

mostrada a variação do $|i_g|$ em relação a r_a'' e observa-se que a mesma promove uma diminuição do $|i_g|$. O módulo da tensão e da corrente do conversor também sofreram diminuição em seus valores, conforme é mostrado na Fig. 2.36(a) e (b), a ressalva do aumento de r_a'' é porque desta forma também se aumenta a potência dissipada pelo mesmo. A variação provocada por x_{ca} é mostrada na Fig. 2.37, uma característica interessante é vista no $|i_a''|$, onde se tem um ponto

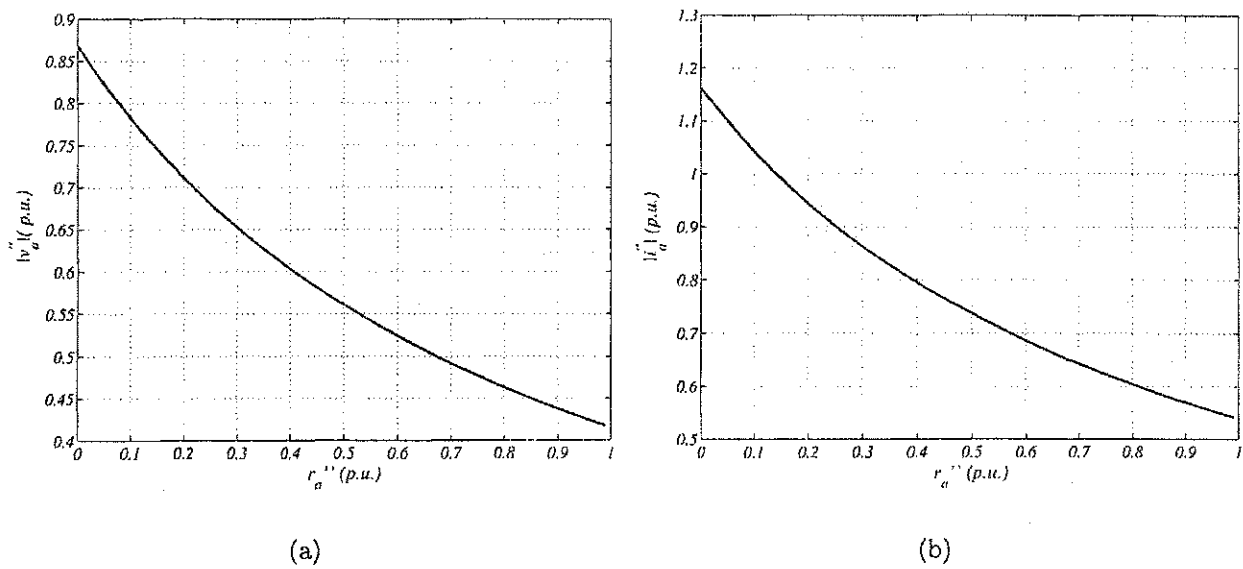
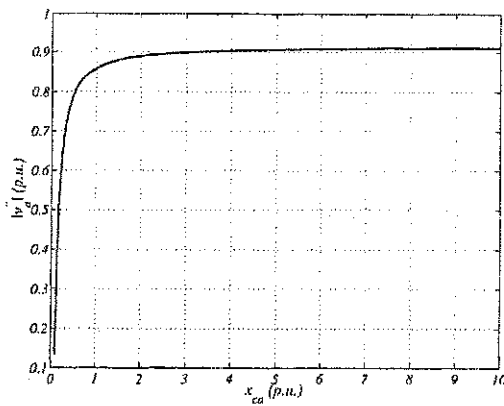
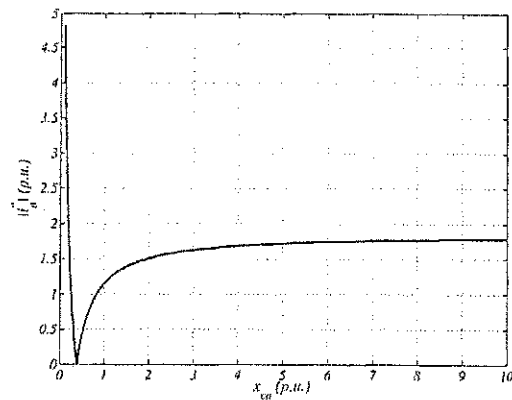


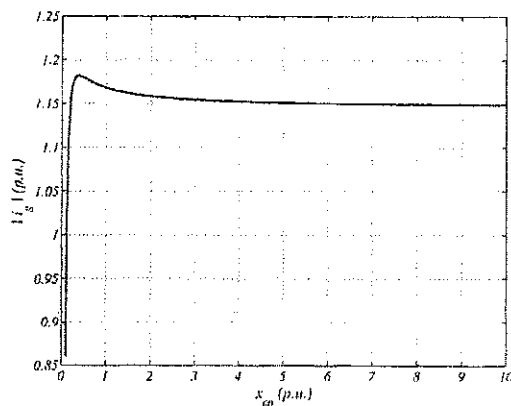
Figura 2.36. (a) $|v_a''|$, (b) $|i_a''|$, em função de r_a'' no filtro série com controle de corrente.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.37. (a) $|v_a''|$, (b) $|i_a''|$, (c) $|i_g|$, em função de x_{ca} no filtro série com controle de corrente.

em $x_{ca} \approx 0,4$ onde o $|i_a''|$ é praticamente nulo, e isto é devido ao balanceamento da potência reativa entre o capacitor e as indutâncias, que faz com que não seja necessário potência reativa do conversor. O $|v_a''|$ permanece abaixo do valor nominal de tensão, e o módulo de i_g assume um comportamento próximo de 1,0 (p.u) o que faz com que a carga trabalhe próximo do seu valor nominal de tensão.

2.3.4 Filtro Série – controle de Tensão

A compensação de distúrbios na forma de onda da tensão de alimentação é a forma mais comum do uso do filtro série [23, 64–67]. De forma geral, o filtro série é empregado para a compensação de harmônicos de tensão. Para a regulação de tensão, em muitos casos, não é possível que o conversor mantenha a potência nula, desse modo, é colocada uma alimentação independente no barramento do conversor [64]. Os casos onde a potência não se torna nula ocorrem onde há afundamentos de tensão e onde a carga tem fatores de potência elevado.

As equações de regime permanente são as mesmas utilizadas para o caso anterior (2.64)–(2.67), porém com as condições de contorno diferentes. Agora a componente i_{gg} não é feita nula, e o $|v_l|$ é feito igual a 1,0 (p.u.). A resolução se encontra no apêndice A.4 na página 145. Como a corrente da fonte é deixada “livre”, a regulação de tensão provocará um atraso ou adiantamento da corrente em relação a tensão, quanto maior esta defasagem pior será a condição de regulação, pois a fonte estará fornecendo mais potência reativa. O importante nessa simulação de regime permanente é verificar em que regiões se obtém maiores fatores de potência da carga, em compromisso com as correntes e tensões do conversor, de modo a se ter as menores perdas no sistema, tal qual o caso do filtro paralelo operando com controle de tensão.

O sistema de equações (2.69) é a solução encontrada para este caso, como se pode perceber a equação do sistema é não-linear, sendo utilizado o método de Newton-Raphson para a resolução.

$$\begin{cases} k_{ast}i_{ad}'^2 + k_{ast}i_{aq}'^2 + k_{bst}i_{ad}' + k_{cst}i_{aq}' + k_{dst} = 0 \\ x_m^2 i_{ad}'^2 + x_m^2 i_{aq}'^2 + k_{8st}i_{aq}' + k_{9st}i_{ad}' + k_{10st} = 0 \end{cases} \quad (2.69)$$

Na Fig. 2.38(a) tem-se o comportamento da potência do conversor para um fator de potência da carga de 0,95, em função do ângulo de tensão da carga. Observa-se que para o $|e_g| < 1,0$ (p.u.) a potência fica positiva, o que significa que o conversor está fornecendo potência ao sistema, desse modo não é possível, para estes casos, o controle de tensão da carga com o filtro série sem alimentação externa do barramento cc. Na Fig. 2.38(b) é refeita a mesma simulação para um fator de potência da carga 0,5, e percebe-se que há agora um intervalo de θ_{vl} em que a potência do conversor é negativa e pontos onde a potência é nula para $|e_g| = 0,8$ (p.u.), assim, é

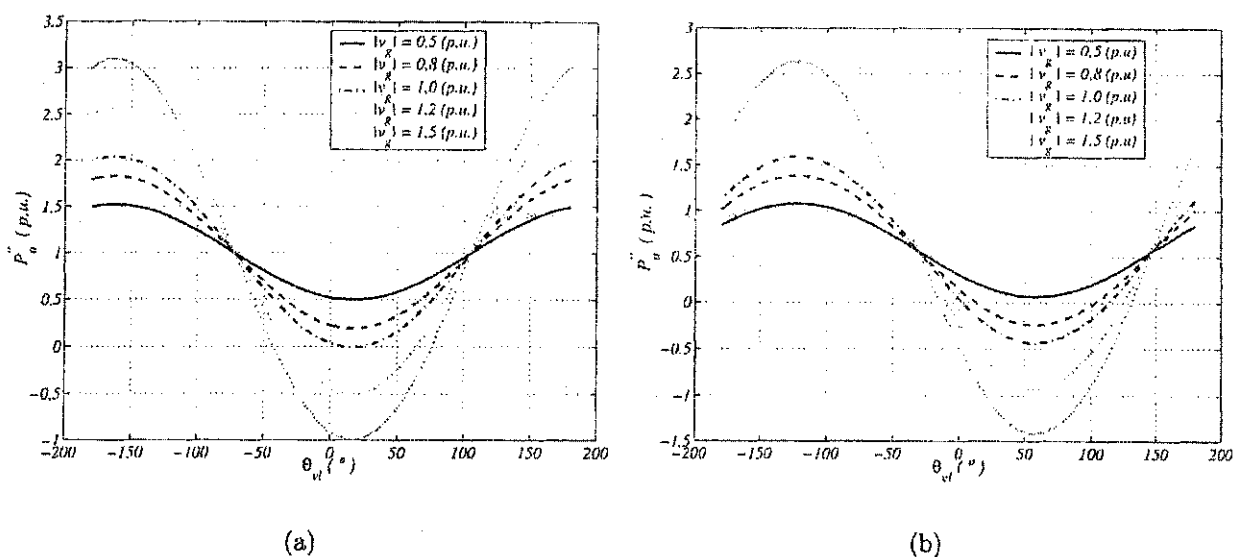


Figura 2.38. Potência do conversor série em função de θ_{vl} para, (a) $FP_{carga} = 0,95$, (b) $FP_{carga} = 0,5$.

possível haver o controle para afundamentos de tensão. De um modo geral, quanto mais reativa for a carga mais folga se terá para a regulação de tensão.

2.3.4.1 Variação de carga O comportamento do filtro série com regulação de tensão da carga em função da mesma foi realizado variando-se a potência aparente de 0,5–1,5 (p.u.), para quatro fatores de potência da carga: 0,4, 0,6 0,8 e 0,95 indutivo. Na Fig.2.39(a) é mostrado o comportamento do fator de potência da fonte, e naturalmente se observa que quanto maior for a potência reativa da carga, menor será o fator de potência. Com relação a S_l verifica-se uma pequena variação podendo a mesma ser desprezada. Na Fig. 2.39(b) é mostrado o comportamento do módulo da corrente da fonte, o crescimento linear é reflexo da potência S_l , uma vez que o $|v_l|$ é mantido constante. O comportamento do i_a'' , Fig. 2.40(a), é praticamente invariante ao fator de potência, porém, é fortemente influenciado pelo $|i_g|$ que sofre influência de S_l . O mesmo acontece para o $|v_a''|$, Fig. 2.40(b), porém com uma sensibilidade maior ao fator de potência da carga.

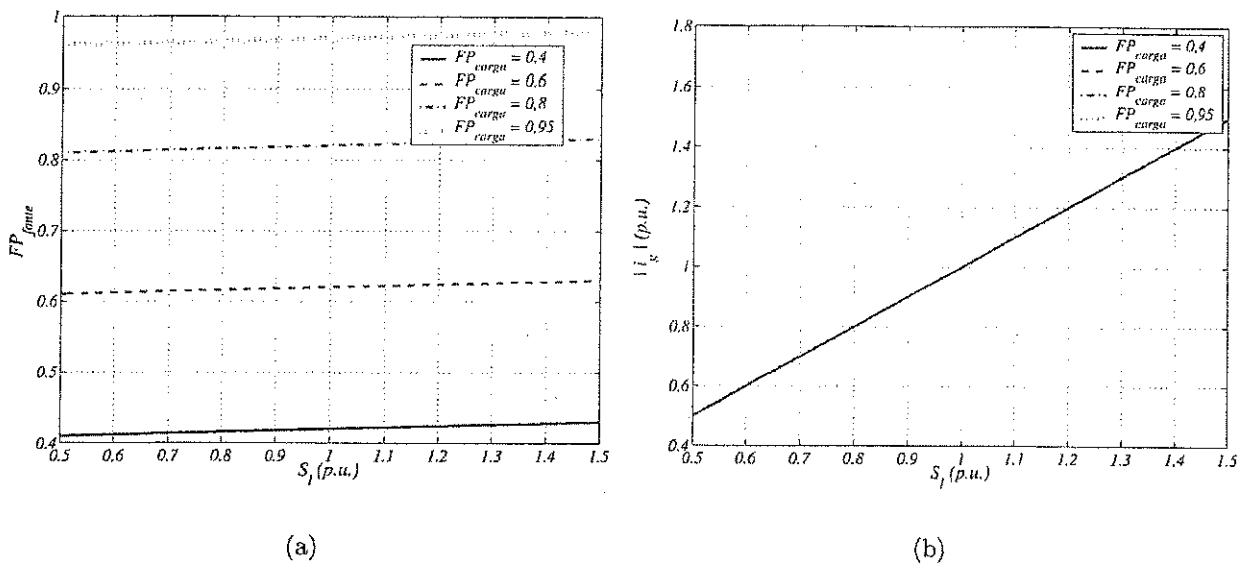


Figura 2.39. (a) FP_{fonte} , (b) $|i_g|$ em função da carga no filtro série com controle de tensão.

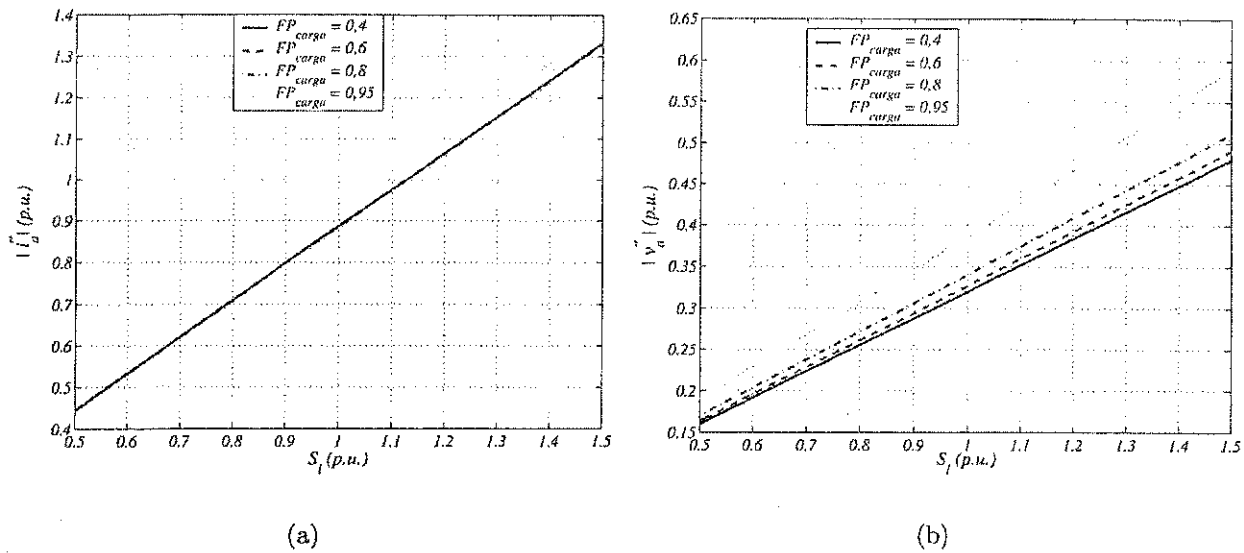


Figura 2.40. (a) $|i_a''|$, (b) $|v_a''|$, em função da carga no filtro série com controle de tensão.

2.3.4.2 Variação da tensão de alimentação Conforme visto anteriormente, a potência no conversor não se anula para alguns valores de afundamentos de tensão o que faz com que seja necessária uma alimentação externa. Devido a essa característica, foi feita uma variação do $|e_g|$ de 0,82–1.5 (p.u.), para três fatores de potência da carga, 0,4, 0,6, 0,8 indutivo. O comportamento do fator de potência da carga é visto na Fig. 2.41(a), onde o mesmo assume valores mais elevados para cargas menos reativas e também tem o seu valor diminuído a medida

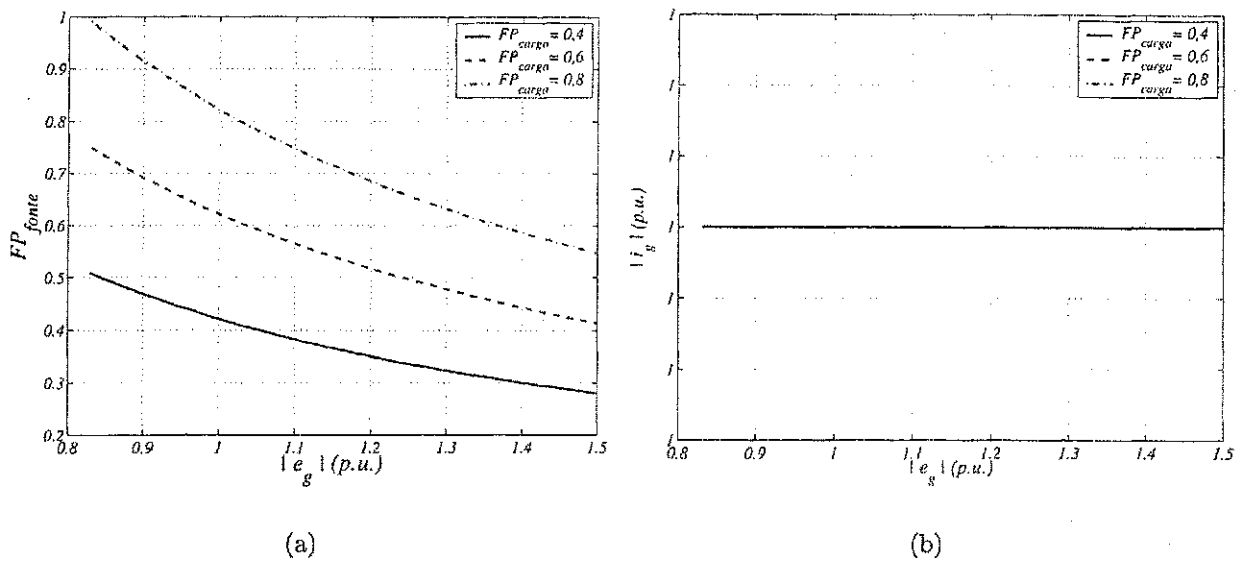


Figura 2.41. Variação de: (a) FP_{carga} , (b) $|i_g|$, em função do $|e_g|$ no filtro série com controle de tensão.

que o $|e_g|$ aumenta. Na Fig. 2.41(b) tem-se o módulo da corrente da fonte, que permanece invariável devido à regulação de tensão da carga, uma vez que $|Z_l| = 1,0$ (p.u.) para este caso. O comportamento da tensão e da corrente do conversor são mostrados na Fig. 2.42(a) e (b), respectivamente. Observa-se que o valor de tensão é menor para uma sobretensão de aproximadamente 10%, e que para os demais valores o $|v_a''|$ permanece relativamente pequeno,

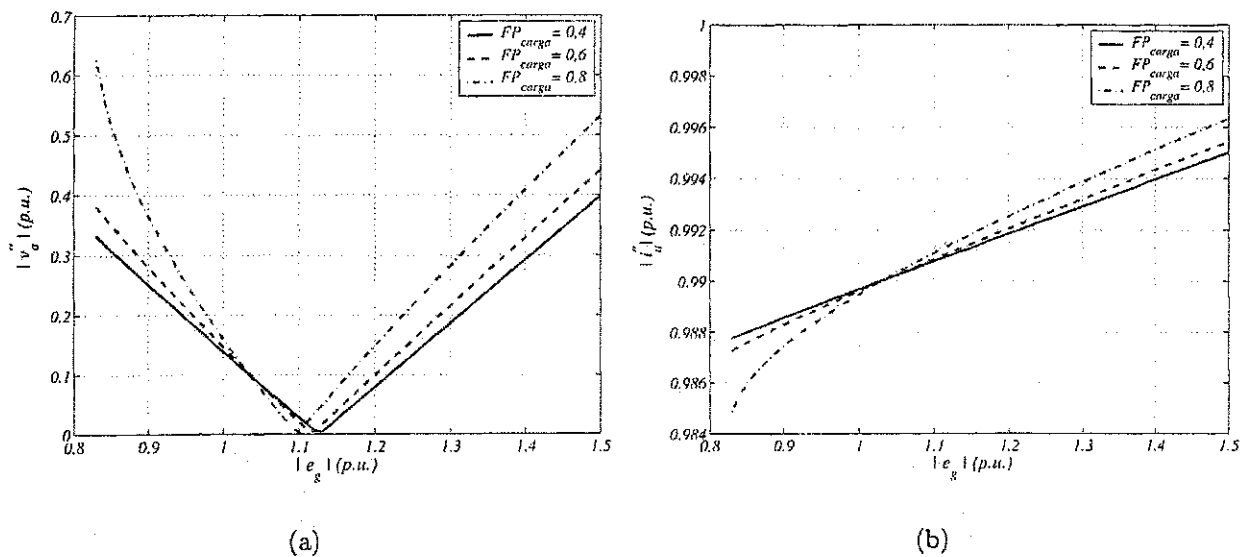


Figura 2.42. Variação de: (a) $|v_a''|$, (b) $|i_a''|$ em função do $|e_g|$ no filtro série com controle de tensão.

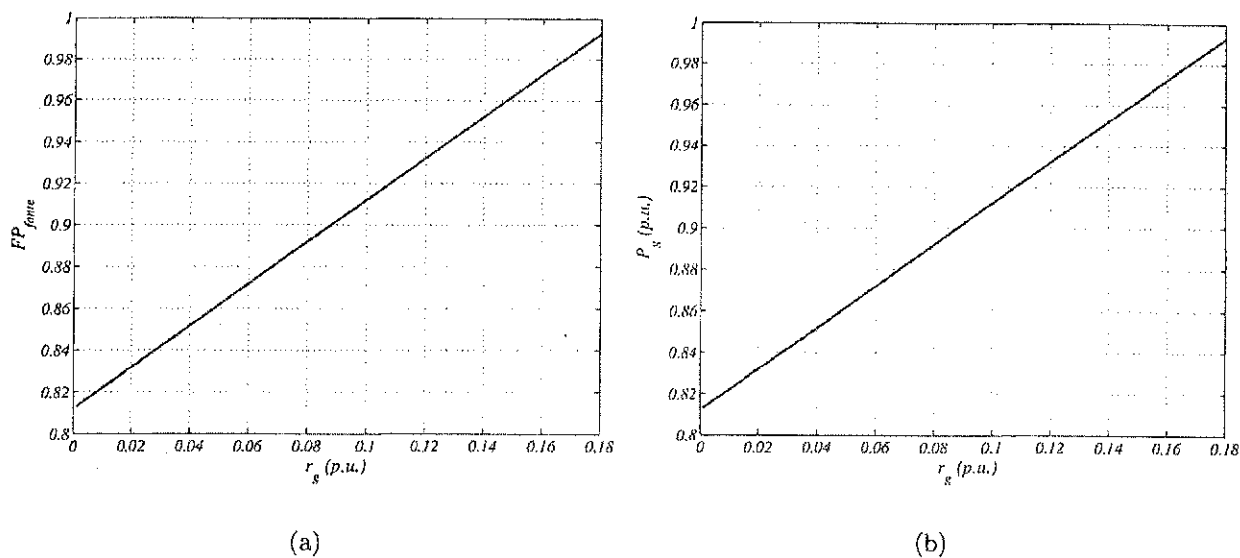


Figura 2.43. Variação de:(a) FP_{fonte} , (b) P_g , em função de Z_g no filtro série com controle de tensão.

enquanto o $|i_a''|$ permanece praticamente invariante ao $|e_g|$.

2.3.4.3 Variação da impedância da linha Para o filtro série com controle de tensão, o aumento da impedância de linha não traz benefícios, diferentemente do caso paralelo onde a mesma é necessária para o controle de tensão.

Na Fig. 2.43(a) é mostrado o comportamento do fator de potência da fonte em relação a r_g e observa-se que o mesmo aumenta a medida que r_g aumenta, porém esta melhoria se deve ao aumento da potência ativa fornecida pela fonte, tal qual mostrado na Fig. 2.43(b), o que diminui o rendimento do sistema. A corrente do conversor não sofreu alteração considerável, porém a tensão teve seu módulo aumentado tanto para r_g quanto para x_g , conforme é mostrado nas Figs 2.44(a) e (b).

2.3.4.4 Variação do transformador Para este caso foi feita uma variação da reatância de magnetização do transformador x_m de 0,5–10 (p.u.), para três valores diferentes de relação de espiras n : 0,2, 1, 2. Para valores de $n > 2$ ocorreu problemas de convergência das equações devido a não ocorrência de $p_a'' = 0$. Na Fig. 2.45 é apresentado o comportamento do fator de

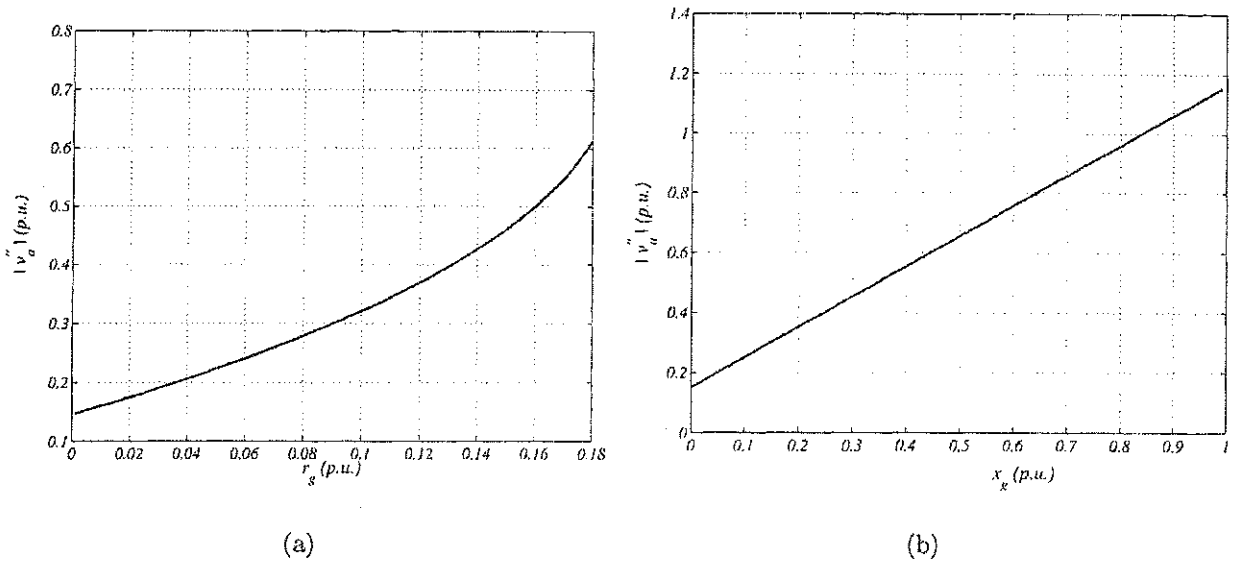


Figura 2.44. Variação do $|v_a''|$, em função de Z_g no filtro série com controle de tensão: (a) r_g , (b) x_g .

potência da fonte, observa-se que houve uma melhoria tímida para $n = 2$, e em relação a x_m as mudanças são menos sensíveis ainda, onde se vê um pequeno aumento para pequenas reatâncias de magnetização. O comportamento do $|v_a''|$ é pouco sensível as mudanças do transformador,

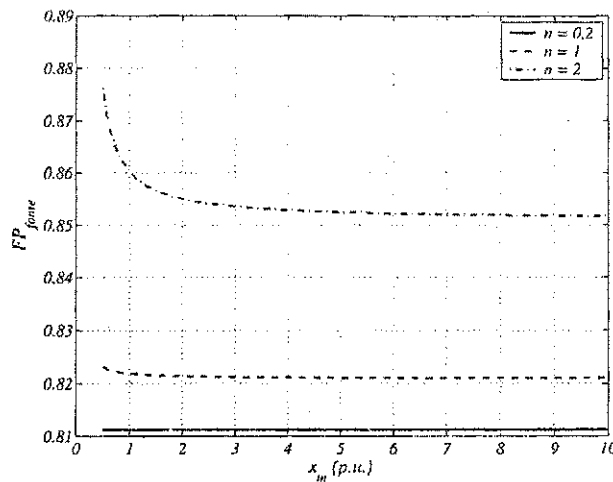


Figura 2.45. FP_{carga} para variação do transformador no filtro série com controle de tensão .

conforme pode ser visto na Fig. 2.46(a), e nesta situação é compensada apenas a queda de tensão em Z_g , já o comportamento da corrente é fortemente afetado pela relação de transformação, observa-se, na Fig. 2.46(b), que para $n < 1$ (tensão no primário maior que no secundário), a corrente no conversor se torna bastante pequena, reduzindo assim as perdas de chaveamento

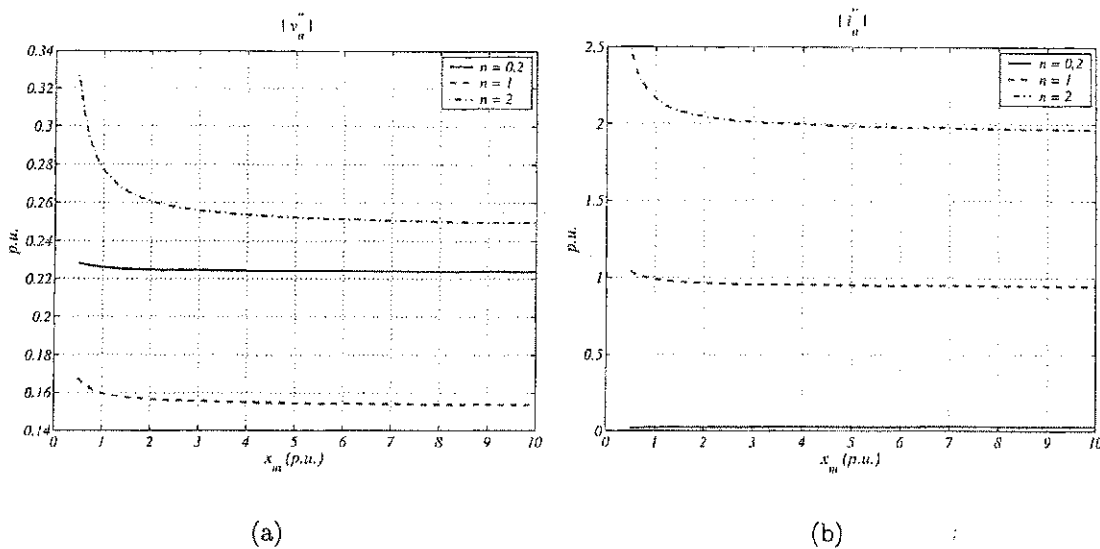


Figura 2.46. Variação do transformador no filtro série com controle de tensão, (a) $|v_a''|$, (b) $|i_a''|$.

do conversor.

2.3.4.5 Variação da impedância do filtro Com a variação de x_a'' , só houve alteração no $|v_a''|$, tal como mostrado na Fig. 2.47(a), onde o aumento de x_a'' provoca aumento do $|v_a''|$,

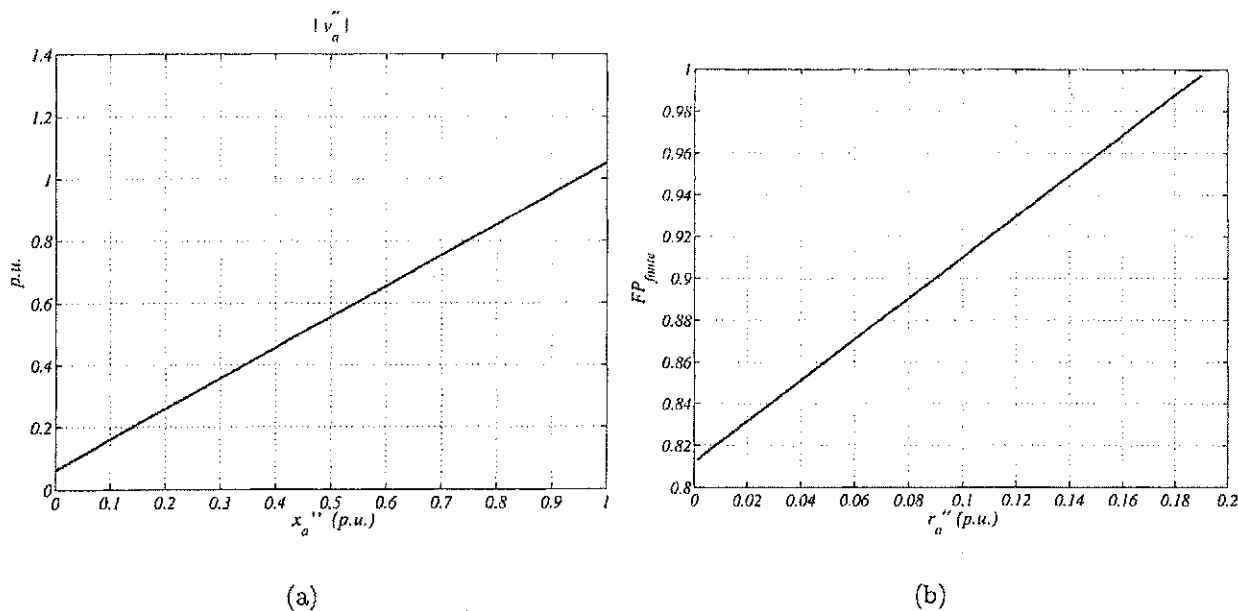


Figura 2.47. Variação de: (a) $|v_a''|$, (b) FP_{carga} em função de Z_a'' no filtro série com controle de tensão.

assim, deve-se trabalhar com o menor valor de x_a'' possível. Por outro lado, o aumento de r_a''

provoca um aumento no fator de potência da fonte, tal como mostrado na Fig. 2.47(b), mas esse aumento é provocado pelo aumento da potência ativa da fonte, conforme é mostrado na Fig. 2.48(a). Desse modo, a potência dissipada é aumentada com o aumento de r_a'' , uma vez que a potência da carga é mantida constante. Na Fig. 2.48(b) é mostrado o comportamento de i_a'' em relação a x_{ca} , observa-se que ocorre uma diminuição do módulo da corrente do conversor para valores baixos de x_{ca} , porém isso representa altos valores de capacitância o que pode acabar não sendo praticável.

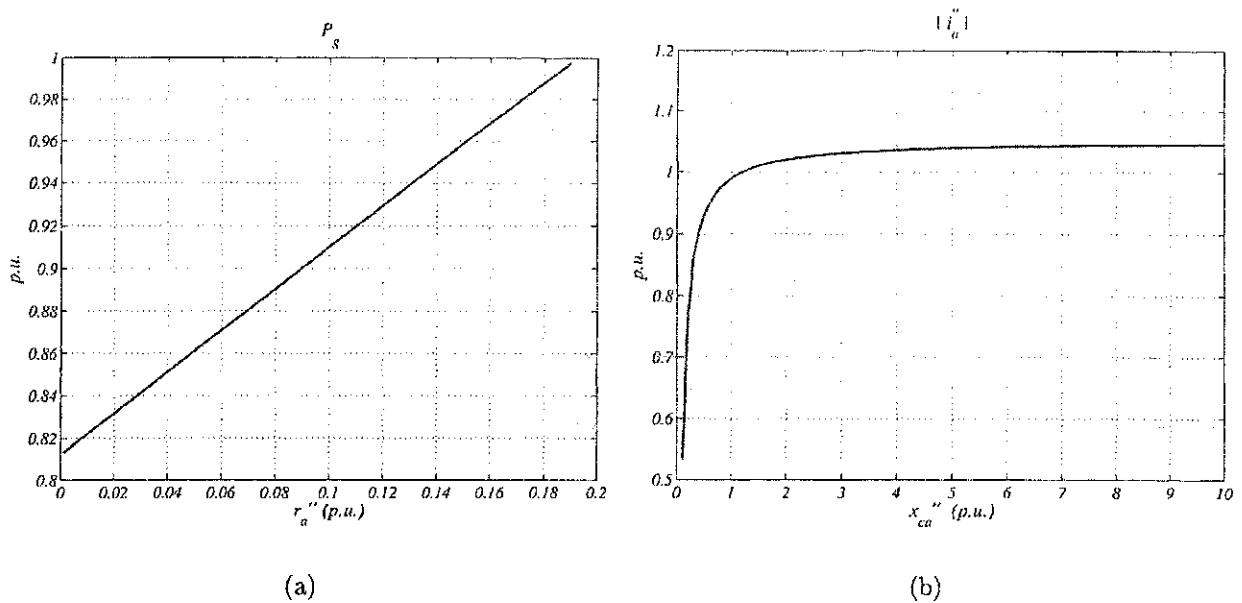


Figura 2.48. (a) P_g em função de r_a'' , (b) $|i_a''|$ em função de x_{ca} , no filtro série com controle de tensão.

2.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram analisados os filtros ativos paralelo e série. Foram realizadas as modelagens dos sistemas típicos encontrados na literatura, de onde se verificou que ambas as estruturas podem ser utilizadas tanto para a correção do fator de potência da fonte quanto para a regulação da tensão da carga. Baseado nesta característica, foram realizadas as análises de regime permanente para os dois casos: controle do fator de potência da fonte (controle de corrente), e regulação da tensão da carga (controle de tensão), para ambos os filtros, de forma a evidenciar o melhor comportamento de cada um dos filtros para um determinado controle.

De um modo geral, o filtro paralelo apresentou no controle de corrente um $|v_l|$ próximo do valor nominal. Nesta estrutura, a tensão do conversor apresenta um valor próximo do nominal da carga, porém este valor diminui ao se aumentar x_b . A corrente do conversor, para vários casos, assume um valor bem abaixo do valor nominal da corrente da fonte, o que significa uma operação com baixas perdas no chaveamento. No controle de tensão, o filtro paralelo consegue regular a tensão para cargas de baixa potência reativa com $|e_g|$ variando cerca de 50% do seu valor nominal, mas com um baixíssimo fator de potência da fonte, e o controle de tensão está delimitado pela impedância que liga a fonte a carga. Observou-se ainda que valores mais elevados do fator de potência são alcançados quando se aumenta x_g , assumindo valores em torno de 0,4 (p.u.).

O filtro série atuando com controle de corrente levou em certos pontos uma tensão na carga bem acima do valor nominal, o que pode acabar danificando a carga. Com relação a tensão do conversor, os valores assumidos foram maiores do que para o filtro paralelo, porém, com o uso da relação de espiras pode-se diminuir a tensão do conversor equiparando-se com o filtro paralelo, já a corrente do conversor assume valores elevados para uma relação de espiras diferente de um.

Para o controle de tensão utilizando o filtro série, encontra-se um problema devido a não ausência de pontos de potência nula do conversor, para determinados valores de carga e tensão de alimentação. Verificou-se que para cargas menos reativas e com afundamentos de tensão na fonte, não há como controlar a tensão da carga utilizando o filtro série sem o emprego de uma alimentação externa. Devido a isso o emprego do filtro série está mais focado na eliminação de harmônicos da tensão da fonte do que na regulação de tensão da carga. Observou-se para os casos onde se obteve potência nula do conversor, que o fator de potência da fonte fica mais elevado do que para o filtro paralelo e menos dependente da variação da tensão de alimentação. Quanto a tensão do conversor, verifica-se que o valor assumido é bem mais baixo do que para o filtro paralelo com uma relação de espiras $n = 1$, e a corrente do conversor foi bem pequena quando se utilizou $n = 0, 2$.

Nas tabelas 2.3 e 2.4 é mostrado um breve resumo dos resultados obtidos pelas análises de regime permanente dos filtros série e paralelo.

	Filtro Série	Filtro Paralelo
A. Controle de Corrente		
<i>1. Variação de Carga</i>		
1.1 Análise do $ v_l $	$FP_{carga} \leq 0,8$ provocou aumento do $ v_l $, podendo danificar a carga.	$ v_l $ praticamente invariante em torno de 0,99 (p.u.).
1.2 Tensão do conversor	$ v_a'' $ aumenta conforme S_l .	$ v_b' $ varia pouco 0,92-1,02 p.u.
1.3 Corrente do conversor	$ i_a'' $ alto para baixo FP_{carga} .	$ i_b' $ diminui com aumento de S_l .
<i>2. Variação do e_g</i>		
2.1 Análise do $ v_l $	$ v_l $ maior do que o $ e_g $, exceto para $FP_{carga} = 1$, onde $ v_l \approx e_g $.	$ v_l \approx e_g $
2.2 Tensão do conversor	$ v_a'' $ aumenta conforme o $ e_g $.	$ v_b' $ aumenta conforme o $ e_g $.
2.3 Corrente do conversor	$ i_a'' $ aumenta conforme o $ e_g $.	$ i_b' $ aumenta conforme o $ e_g $.
<i>3. Variação de Z_g</i>		
3.1 Análise do $ v_l $	$ v_l $ diminui com aumento de r_g .	$ v_l > 1,1$ para $x_g > 0,5$
3.2 Tensão do conversor	$ v_a'' $ aumenta com x_g $ v_a'' $ diminui com r_g .	$ v_b' \approx v_l $
3.3 Corrente do conversor	$ i_a'' $ diminui com aumento de r_g .	$ i_b' $ diminui com aumento de x_g $ i_b' = \min$ para $x_g = 0,5$
<i>4. Variação de Z_{filtro}</i>		
4.1 Análise do $ v_l $	$ v_l $ diminui com aumento de r_a'' .	$ v_l $ praticamente não varia.
4.2 Tensão do conversor	$ v_a'' $ diminui com aumento de r_a'' e aumenta em função de x_a'' .	$ v_b' $ diminui com aumento de x_b .
4.3 Corrente do conversor	$ i_a'' \approx 0$ para $x_{ca} \approx 0,4$. $ i_a'' $ diminui com aumento de r_a'' .	$ i_b' \approx 0$ para $x_{cb} \approx 1,6$.

Tabela 2.3. Resumo da análise de regime permanente do filtro série e paralelo com controle de corrente.

	Filtro Série	Filtro Paralelo
B. Controle de tensão		
<i>1. Variação de carga</i>		
1.1 Análise do FP_{fonte}	$FP_{fonte} \approx FP_{carga}$.	FP_{fonte} varia muito pouco $\approx 0,7$.
1.2 Análise do $ i_g $	$ i_g = S_l$ em p.u.	$ i_g $ aumenta conforme S_l .
1.3 Tensão do conversor	$ v_a'' $ aumenta pouco com S_l .	$ v_b' $ aumenta muito pouco com S_l .
1.4 Corrente do conversor	$ i_a'' $, acompanha o aumento de S_l .	$ i_b' \approx 0$, para alguns valores de S_l , e aumenta em seguida.
<i>2. Variação do e_g</i>		
2.1 Análise do FP_{fonte}	FP_{fonte} diminui pouco com o aumento do $ e_g $.	FP_{fonte} diminui bastante para $ e_g > 1$ e $ e_g < 1$
2.2 Tensão do conversor	$ v_a'' = \min$ para o $ e_g \approx 1,1$. e aumenta para $ e_g \neq 1,1$	$ v_b' $ diminui com o aumento do $ e_g $.
2.3 Corrente do conversor	Praticamente invariável.	$ i_b' = \min$ em $ e_g = 1$. e aumenta bastante para $ e_g > 1$ e $ e_g < 1$.
<i>3. Variação de Z_g</i>		
3.1 Análise do FP_{fonte}	FP_{fonte} aumenta com r_g aumentando as perdas.	FP_{fonte} aumenta com x_g e r_g , se $ e_g \neq 1$, e diminui caso contrário.
3.2 Tensão do conversor	$ v_a'' $ aumenta com r_g e x_g .	$ v_b' $ varia pouco com x_g e r_g , exceto para o $ e_g \neq 1$.
3.3 Corrente do conversor	$ i_a'' $ praticamente invariável.	$ i_b' $ varia bastante para $x_g < 0,1$.
<i>4. Variação de Z_{filtro}</i>		
4.1 Análise do FP_{fonte}	FP_{fonte} aumenta com r_a'' aumentando as perdas.	FP_{fonte} aumenta com r_b aumentando as perdas.
4.2 Tensão do conversor	$ v_a'' $ aumenta com x_a'' .	$ v_b' $ aumenta com x_b , se $ e_g \neq 1$.
4.3 Corrente do conversor	$ i_a'' $ diminui muito para $x_{ca} < 1$.	$ i_b' $ varia segundo x_{cb} .

Tabela 2.4. Resumo da análise de regime permanente do filtro série e paralelo com controle de tensão.

CAPÍTULO 3

FILTRO ATIVO UNIVERSAL

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo trata do filtro ativo universal, que consiste, como já dito anteriormente, na junção do filtro ativo paralelo e do filtro ativo série, permitindo desse modo compensar tanto as distorções na corrente, provocadas pela carga quanto as distorções no perfil senoidal da tensão de alimentação. São abordadas as duas formas distintas de agrupar os dois filtros, a primeira com o filtro série próximo a fonte e o paralelo próximo a carga Fig. 3.1, e a segunda forma é a inversão na posição dos filtros, com o filtro paralelo próximo a fonte e o filtro série próximo a carga Fig. 3.2. Este segundo caso é o menos encontrado na literatura e as devidas comparações entre ambos são apresentadas. O primeiro caso será denominado caso A e o segundo, caso B.

Para os dois casos é apresentado o modelo monofásico equivalente, bem como as expressões matemáticas que descrevem o comportamento da corrente da fonte e a tensão na carga. É feita uma análise de regime permanente evidenciando o comportamento das correntes, tensões e potências do filtro, explicitando assim, pontos de operação mais adequados, onde encontra-se menores correntes, menores tensões e menores perdas.

3.2 MODELO DO FILTRO UNIVERSAL - CASO A

A partir da Fig. 3.1 [49, 55], pode-se escrever o modelo do circuito mostrado na Fig. 3.3 [68]. Neste modelo, têm-se o fasor E_g que representa a fonte de entrada, V_b representando a tensão fornecida pelo conversor paralelo e V_a a tensão do conversor série. As correntes da fonte, da carga, do conversor série e do conversor paralelo são representadas, respectivamente, pelos fasores I_g , I_l , I_a e I_b . As impedâncias Z_g , Z_l , Z_a e Z_b representam, respectivamente, a

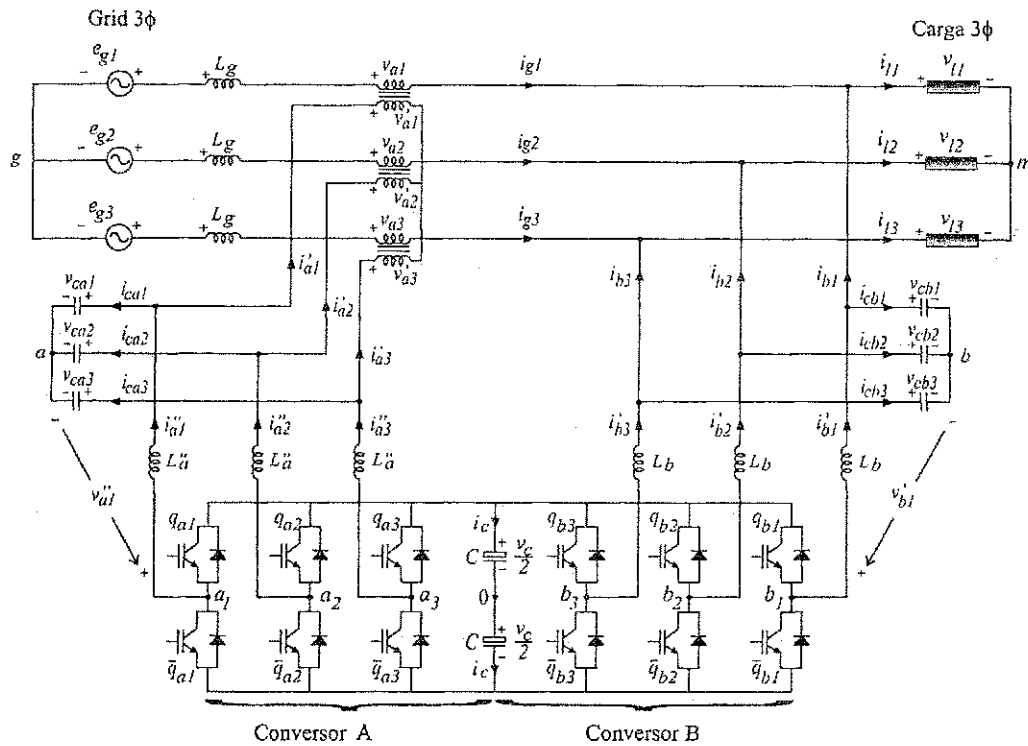


Figura 3.1. Configuração do Filtro Universal - caso A

impedância da linha de transmissão, da carga, do filtro passivo série e do filtro passivo paralelo.

A partir do modelo (Fig. 3.3), pode-se verificar o comportamento do filtro universal mediante a análise das equações do circuito, tais equações são obtidas diretamente das Leis de Kirchoff e estas são mostradas em (3.1), (3.2), (3.3).

$$\mathbf{E}_g = \mathbf{V}_a + Z_g \mathbf{I}_g + \mathbf{V}_l \tag{3.1}$$

$$\mathbf{V}_b = Z_b \mathbf{I}_b + \mathbf{V}_l \tag{3.2}$$

$$\mathbf{I}_l = \mathbf{I}_g + \mathbf{I}_b \tag{3.3}$$

Uma vez que o filtro universal controla a tensão na carga e a corrente da fonte, escreve-se a expressão da tensão na carga e corrente da fonte em função dos parâmetros do circuito.

Substituindo (3.2) em (3.1):

$$\mathbf{E}_g = \mathbf{V}_a + Z_g \mathbf{I}_g + \mathbf{V}_b - Z_b \mathbf{I}_b \tag{3.4}$$

Substituindo (3.3) em (3.4):

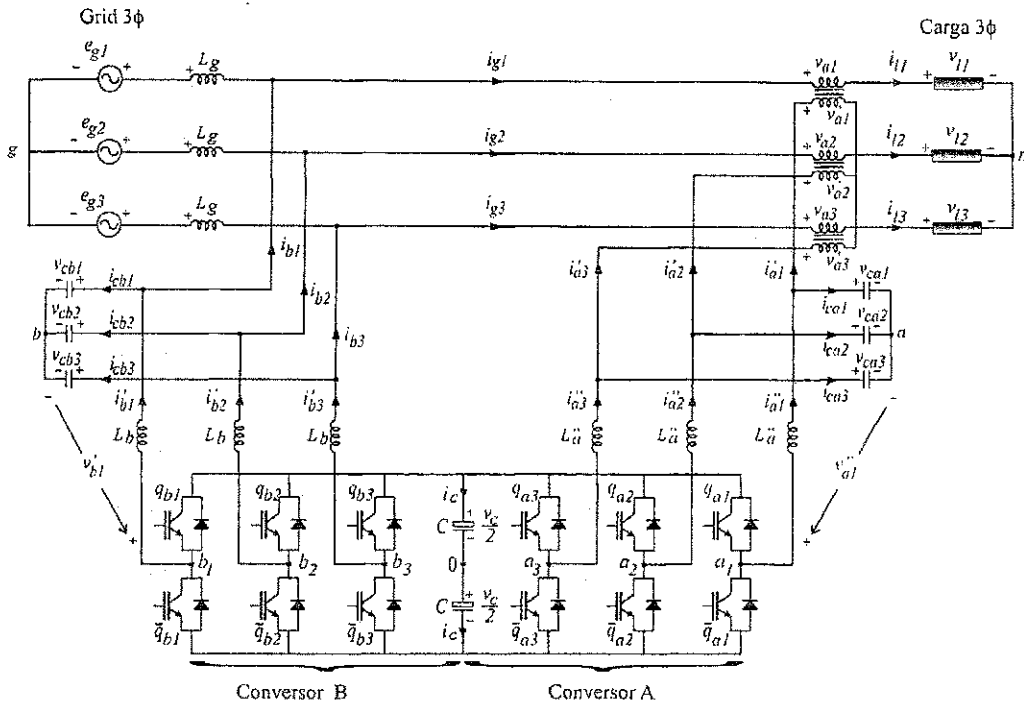


Figura 3.2. Configuração do Filtro Universal - caso B

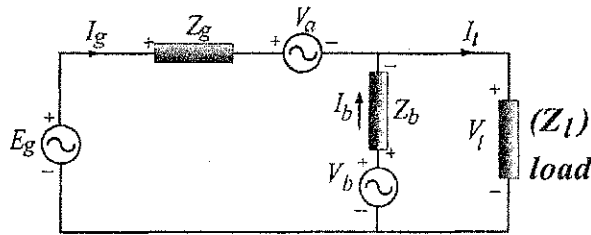


Figura 3.3. Modelo Monofásico do Filtro Universal - Caso A

$$E_g = V_a + Z_g I_g + V_b - Z_b (I_l - I_g) \tag{3.5}$$

$$E_g = V_a + (Z_g + Z_b) I_g + V_b - Z_b I_l \tag{3.6}$$

Reescrevendo (3.6), evidenciando I_g , chega-se a expressão (3.7) que descreve o comportamento de I_g em função de V_g , V_a , V_b e I_l .

$$I_g = -\frac{1}{Z_g + Z_b} V_b - \frac{1}{Z_g + Z_b} V_a + \frac{1}{Z_g + Z_b} E_g + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} I_l \tag{3.7}$$

Para obter a expressão de V_l , substitui-se (3.7) em (3.1):

$$V_l = E_g - V_a - \frac{E_g - V_a - V_b + Z_b I_l}{Z_g + Z_b} Z_g \tag{3.8}$$

Rearranjando (3.8) chega-se a expressão (3.9).

$$V_l = \frac{Z_g}{Z_g + Z_b} V_b - \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} V_a + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} E_g - \frac{Z_g Z_b}{Z_g + Z_b} I_l \quad (3.9)$$

Analisando a expressão (3.7), observa-se que a corrente é dependente dos termos V_b e V_a de forma idêntica, isto significa que do ponto de vista de controle, I_g se comporta da mesma forma tanto para V_b quanto para V_a e os termos dependentes de E_g e de I_l são considerados como sendo perturbações a serem compensadas.

Porém na expressão (3.9), vê-se que os termos dependentes de V_b e V_a diferem entre si com respeito ao numerador, Z_g para V_b e Z_b para V_a ; conseqüentemente, o comportamento de V_l , na ótica de controle, não é o mesmo para V_b e V_a .

Caso se tenha um comportamento linear da carga ou próximo disso, é mais conveniente reescrever as expressões (3.7) e (3.9), eliminando o termo dependente de I_l . Considerando:

$$I_l = \frac{V_l}{Z_l} \quad (3.10)$$

E substituindo (3.10) em (3.9) tem-se:

$$V_l = -\frac{Z_b}{Z_g + Z_b} V_a + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} E_g + \frac{Z_g}{Z_g + Z_b} V_b - \frac{Z_g Z_b}{Z_g + Z_b} \frac{V_l}{Z_l} \quad (3.11)$$

e rearranjando chega-se a equação (3.12).

$$V_l = -\frac{Z_b Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} V_a + \frac{Z_b Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} E_g + \frac{Z_g Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} V_b \quad (3.12)$$

Substituindo a equação (3.12) em (3.10) e em (3.9) obtém-se:

$$I_g = -\frac{1}{Z_g + Z_b} V_b + \frac{1}{Z_g + Z_b} E_g - \frac{1}{Z_g + Z_b} V_a + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} \left(-\frac{Z_b Z_l}{G} V_a + \frac{Z_b Z_l}{G} E_g + \frac{Z_g Z_l}{G} V_b \right) \frac{1}{Z_l} \quad (3.13)$$

onde $G = Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b$

Desenvolvendo a equação (3.13) chegamos a equação (3.14).

$$I_g = \frac{Z_b Z_g - G}{(Z_g + Z_b) G} V_b + \frac{Z_b^2 + G}{(Z_g + Z_b) G} E_g - \frac{Z_b^2 + G}{(Z_g + Z_b) G} V_a \quad (3.14)$$

Substituindo o valor de G em (3.14), chega-se a equação (3.15).

$$\mathbf{I}_g = \frac{Z_l}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} \mathbf{V}_b + \frac{(Z_b + Z_l)}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} \mathbf{E}_g - \frac{(Z_b + Z_l)}{Z_l(Z_g + Z_b) + Z_g Z_b} \mathbf{V}_a \quad (3.15)$$

3.2.1 Inclusão dos filtros passivos

As equações (3.7), (3.9), (3.12) e (3.15) representam o comportamento de \mathbf{I}_g e \mathbf{V}_l conforme o modelo de circuito do filtro universal (Fig. 3.3). Porém neste modelo, até então, não foi considerado o transformador que está ligado em série com a fonte e a carga, foi admitido em seu lugar uma fonte de tensão ideal, e as impedâncias dos filtros passivos aparecem em série com a fonte dos conversores correspondentes. No caso mais comum, é ligado ao conversor uma indutância, uma resistência em série e uma capacitância em paralelo. Para estes casos, usa-se o mesmo modelo mostrado na Fig. (3.3) e as impedâncias são representadas pelos seus equivalentes. As expressões (3.7), (3.9), (3.12) e (3.15) foram escritas da forma como apresentadas, por meio do modelo, pois permitem que para outras disposições dos elementos, as alterações sejam feitas mediante a substituição, na respectiva posição, da impedância equivalente.

O modelo do circuito de filtragem utilizado para o filtro universal é o mesmo utilizado no filtro série e no filtro paralelo, estudados no capítulo anterior, desse modo, para a obtenção da expressão de transferência completa, basta substituir Z_b por Z_{bt} , V_b por $G_b V'_b$, Z_g por Z_{gt} e V_a por $G_a V''_a$, onde:

$$Z_{bt} = \frac{Z'_b}{Z'_b Y_{cb} + 1} \quad (3.16)$$

$$G_b = \frac{1}{Z'_b Y_{cb} + 1} \quad (3.17)$$

$$G_a = \frac{X_m}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} \quad (3.18)$$

$$Z_{gt} = Z_g + \frac{(Z_a Z'_a - Z_m^2) (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z_a Z''_a}{Z'_a (Z''_a Y_{ca} + 1) + Z''_a} \quad (3.19)$$

Consequentemente as expressões de transferência resultam, para carga não-linear nas equações (3.20) e (3.21).

$$\mathbf{I}_g = -\frac{1}{Z_{gt} + Z_{bt}} G_a \mathbf{V}_a'' - \frac{1}{Z_{gt} + Z_{bt}} G_b \mathbf{V}_b' + \frac{1}{Z_{gt} + Z_{bt}} \mathbf{E}_g + \frac{Z_{bt}}{Z_{gt} + Z_{bt}} \mathbf{I}_l \quad (3.20)$$

$$\mathbf{V}_l = -\frac{Z_{bt}}{Z_{gt} + Z_{bt}} G_a \mathbf{V}_a'' + \frac{Z_{gt}}{Z_{gt} + Z_{bt}} G_b \mathbf{V}_b' + \frac{Z_{bt}}{Z_{gt} + Z_{bt}} \mathbf{E}_g - \frac{Z_{gt} Z_{bt}}{Z_{gt} + Z_{bt}} \mathbf{I}_l \quad (3.21)$$

E para o caso da carga ser fortemente linear, têm-se as equações (3.22) e (3.23).

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_g = & -\frac{Z_l}{Z_l(Z_{gt} + Z_{bt}) + Z_{gt}Z_{bt}} \mathbf{V}_b' + \frac{(Z_{bt} + Z_l)}{Z_l(Z_{gt} + Z_{bt}) + Z_{gt}Z_{bt}} \mathbf{E}_g \\ & - \frac{(Z_{bt} + Z_l)}{Z_l(Z_{gt} + Z_{bt}) + Z_{gt}Z_{bt}} G_a \mathbf{V}_a'' \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_l = & -\frac{Z_{bt}Z_l}{Z_l(Z_{gt} + Z_{bt}) + Z_{gt}Z_{bt}} G_a \mathbf{V}_a'' + \frac{Z_{bt}Z_l}{Z_l(Z_{gt} + Z_{bt}) + Z_{gt}Z_{bt}} \mathbf{E}_g \\ & + \frac{Z_{gt}Z_l}{Z_l(Z_{gt} + Z_{bt}) + Z_{gt}Z_{bt}} G_b \mathbf{V}_b' \end{aligned} \quad (3.23)$$

Estas expressões descrevem, o modelo completo do filtro universal do caso A. Ao transformar estas expressões para o domínio s (tal qual para o filtro paralelo e série), obtém-se uma expressão de 6ª ordem para (3.20) e (3.21) e 7ª ordem para (3.22) e (3.23), por meio destas são projetados os controladores, porém neste trabalho, não serão utilizadas as funções completas devido a sua complexidade, o projeto partirá de um modelo mais simples, e os controladores serão melhor ajustados via simulação.

3.3 MODELO DO FILTRO UNIVERSAL - CASO B

O equacionamento para este caso do filtro universal segue a mesma rotina do caso A. O esquema do modelo monofásico é apresentado na Fig. 3.4, comparando este modelo ao modelo do caso A (Fig. 3.3), percebe-se que além da troca de posições entre os conversores série e paralelo, tem-se a inserção de uma nova indutância Z_a , que é colocada para representar a impedância equivalente correspondente ao transformador e aos elementos passivos. Tal impedância não se

fez necessário para o caso A devido a impedância Z_g que aparece em série com a tensão V_a . A partir do modelo escreve-se as equações (3.24)-(3.26).

$$E_g = Z_g I_g + V_b - Z_b I_b \quad (3.24)$$

$$V_b = Z_b I_b + V_a + V_l + Z_a I_l \quad (3.25)$$

$$I_l = I_g + I_b \quad (3.26)$$

A partir destas equações chega-se as expressões de corrente na fonte e de tensão na carga

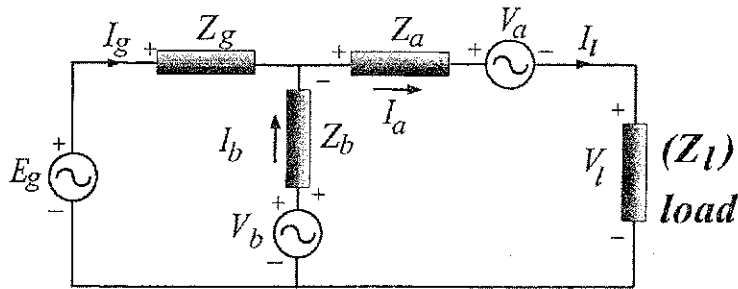


Figura 3.4. Modelo Monofásico do Filtro Universal - Caso B

semelhantemente ao caso A. Substituindo a equação (3.26) na equação (3.24) e separando os termos, chega-se a expressão de corrente na fonte (3.27).

$$I_g = -\frac{1}{Z_g + Z_b} V_b + \frac{1}{Z_g + Z_b} E_g + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} I_l \quad (3.27)$$

E a expressão de tensão na carga é obtida a partir da substituição das equações (3.26) e (3.27) na equação (3.25), resultando em:

$$V_l = -V_a + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} E_g + \frac{Z_g}{Z_g + Z_b} V_b - \frac{Z_b Z_g + (Z_b + Z_g) Z_a}{Z_g + Z_b} I_l \quad (3.28)$$

Analisando a equação (3.27), percebe-se que não aparece termo dependente de V_a , o que impossibilita o controle da corrente da fonte pelo filtro série, porém, a corrente I_l é dependente de V_a , conforme descrito na equação (3.25); logo, relacionando corrente e tensão da carga, é possível controlar I_g via o filtro série. Assumindo uma carga linear tem-se que $I_l = V_l/Z_l$, e substituindo nas equações (3.27) e (3.28) chega-se a:

$$I_g = \frac{-(Z_l + Z_a)}{(Z_g + Z_b)(Z_l + Z_a) + Z_b Z_g} V_b + \frac{(Z_l + Z_a + Z_b)}{(Z_g + Z_b)(Z_l + Z_a) + Z_b Z_g} E_g - \frac{Z_b}{(Z_g + Z_b)(Z_l + Z_a) + Z_b Z_g} V_a \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} V_l = & \frac{-(Z_g + Z_b)Z_l}{(Z_g + Z_b)(Z_l + Z_a) + Z_b Z_g} V_a + \frac{Z_b Z_l}{(Z_g + Z_b)(Z_l + Z_a) + Z_b Z_g} E_g \\ & + \frac{Z_g Z_l}{(Z_g + Z_b)(Z_l + Z_a) + Z_b Z_g} V_b \end{aligned} \quad (3.30)$$

Observa-se agora que as expressões de tensão na carga e de corrente na fonte, possuem um termo dependente de cada fonte de tensão; desse modo, pode-se optar entre fazer o controle de corrente por V_b ou por V_a . Comparativamente, pode-se perceber, mediante as expressões de transferência, que o controle de tensão pelo filtro paralelo é mais difícil de ser realizado na estrutura B do que na estrutura A, quando a carga não for linear.

Ao considerar o transformador e os filtros passivos de ambos os conversores, substitui-se Z_a por Z_{ga} , Z_b por Z_{bt} , $V_a = G_a V'_a$ e $V_b = G_b V'_b$. Sendo Z_{bt} , G_b , G_a e Z_{ga} dados pelas equações (3.16)–(3.19) respectivamente. Resultando nas expressões:

$$\begin{aligned} I_g = & \frac{-(Z_l + Z_{ga})}{(Z_g + Z_{bt})(Z_l + Z_{ga}) + Z_{bt} Z_g} G_b V'_b + \frac{(Z_l + Z_{ga} + Z_{bt})}{(Z_{ga} + Z_{bt})(Z_l + Z_{ga}) + Z_{bt} Z_g} E_g \\ & - \frac{Z_{bt}}{(Z_g + Z_{bt})(Z_l + Z_{ga}) + Z_{bt} Z_g} G_a V'_a \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} V_l = & \frac{-(Z_g + Z_{bt})Z_l}{(Z_g + Z_{bt})(Z_l + Z_{ga}) + Z_{bt} Z_g} G_a V'_a + \frac{Z_{bt} Z_l}{(Z_g + Z_{bt})(Z_l + Z_{ga}) + Z_{bt} Z_g} E_g \\ & + \frac{Z_g Z_l}{(Z_g + Z_{bt})(Z_l + Z_{ga}) + Z_{bt} Z_g} G_b V'_b \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$I_g = -\frac{1}{Z_g + Z_{bt}} G_b V_b + \frac{1}{Z_g + Z_{bt}} E_g + \frac{Z_{bt}}{Z_g + Z_{bt}} I_l \quad (3.33)$$

$$V_l = -G'_a V_a + \frac{Z_{bt}}{Z_g + Z_{bt}} E_g + \frac{Z_g}{Z_g + Z_{bt}} G_b V_b - \frac{Z_{bt} Z_g + (Z_{bt} + Z_g) Z_a}{Z_g + Z_{bt}} I_l \quad (3.34)$$

Estas expressões tem a mesma ordem da estrutura A (pois ambas estruturas têm o mesmo número de elementos), e o projeto de controle também é feito de forma simplificada, fazendo-se a resintonia dos controladores via simulação.

3.4 REGIME PERMANENTE

Nesta seção é apresentado o comportamento do filtro universal em regime permanente, para ambos os casos (A e B, mostrados mais adiante). Este estudo tem como meta, a compreensão mais detalhada do funcionamento do filtro universal, bem como a análise comparativa entre ambas as estruturas A e B.

Diferentemente dos filtros série e paralelo, não é necessário para o filtro universal, a restrição de potência ativa nula para o barramento de capacitores cc , uma vez que o mesmo barramento é compartilhado para os dois filtros, o que deve acontecer é que a soma da potência ativa dos dois filtros conectados seja nula. Logo, sobre a fase da tensão não há nenhuma restrição de controle, e o filtro universal pode operar para qualquer valor de θ_{ul} ; porém as correntes e tensões do circuito são modificadas com θ_{ul} , e dessa forma pode-se encontrar em que regiões (intervalos de θ_{ul}) são obtidas as menores tensões, correntes e potências dos conversores série e paralelo e conseqüentemente um dimensionamento menor do filtro universal. Nesta análise, igualmente para o que foi feito para o filtro série e paralelo, considera-se apenas o comportamento da componente fundamental de frequência.

3.4.1 Análise de regime permanente - caso A

A análise de regime permanente se baseia no modelo mostrado na Fig. 3.5, e a partir deste modelo escreve-se as equações fasoriais na forma complexa (subíndice d representa a parte real, e subíndice q representando a parte complexa). A resolução das equações se encontra no apêndice A.5 na página 149. A equação (3.35) é a solução encontrada para este caso.

$$\boxed{(k_{aa} + k_{ab}) I_g^2 + (k_{ba} + k_{bb}) I_g + k_{ca} + k_{cb} = 0} \quad (3.35)$$

Como se pode ver, a equação (3.35) é do segundo grau, possui então uma solução analítica matematicamente simples, porém a variável I_g é o módulo da corrente na fonte, e dessa forma o espaço de soluções está contido no \mathfrak{R}^+ .

Os parâmetros utilizados para a simulação são mostrados na tabela 3.1, estes valores são

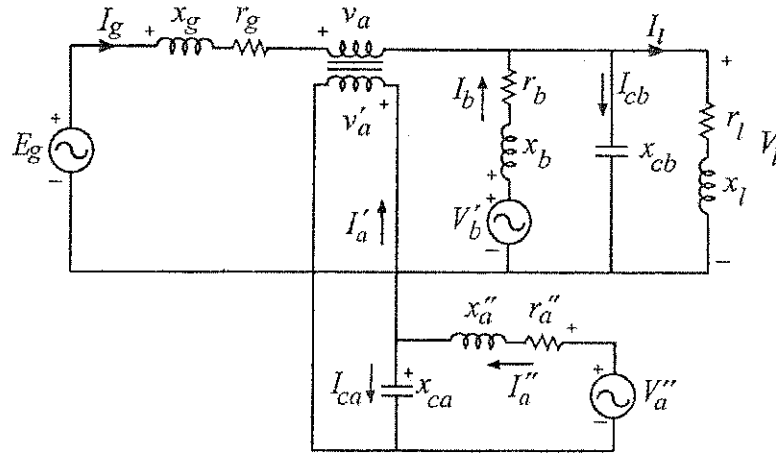


Figura 3.5. Modelo de análise de regime permanente do filtro universal.

aproximadamente os encontrados na literatura [6, 50, 51, 58-62], e para estas condições foi

$ e_g = 1,0 \text{ (p.u.)}$	$ v_l = 1,0 \text{ (p.u.)}$	$S_l = 1,0 \text{ (p.u.)}$	$FP_{carga} = 0,8 \text{ ind}$	$n = 1$
$r_a = 0,001$	$X_{dp} = X'_{ds} = 0,03$	$r''_a = 0,005$	$x_{ca} = 1,0$	$r_b = 0,01$
$r'_a = 0,001$	$X_m = 0,3$	$x''_a = 0,5$	$x_{cb} = 1,0$	$x_b = 0,005$
$r_g = 0,01$	$x_g = 0,1$			

Tabela 3.1. Parâmetros do filtro universal.

obtido o comportamento do filtro mostrado nas figuras seguintes. Na Fig. 3.6(a) é mostrado o comportamento da amplitude da tensão dos dois conversores em função de θ_{vl} . Pelo gráfico observa-se que a amplitude do conversor paralelo (v'_b) aparece praticamente invariante a θ_{vl} (em torno de 1,0 p.u.), este fato pode ser entendido mediante a análise da equação (3.38), referente a malha que envolve a tensão V_b do conversor e a tensão na carga.

$$V_b = Z_b I_b + V_l \tag{3.36}$$

$$I_b = I_{cb} + I_l - I_g \tag{3.37}$$

$$\begin{aligned} V_b &= Z_b (I_l + I_{cb} - I_g) + V_l \\ &= Z_b \frac{V_l}{Z_l} + Z_b \frac{V_l}{Z_{cb}} - Z_b i_{gd} + V_l \\ &= \left(\frac{Z_b}{Z_l} + \frac{Z_b}{Z_{cb}} + 1 \right) V_l - Z_b i_{gd} \end{aligned} \tag{3.38}$$

Observa-se que o termo dominante da equação é o que envolve a tensão da carga, pois o módulo da impedância $|Z_b| \approx 0,1$, o que reduz a contribuição de i_{gd} , desse modo a tensão V_b é determinada fortemente pelo valor de V_l , que tem módulo igual a 1,0.

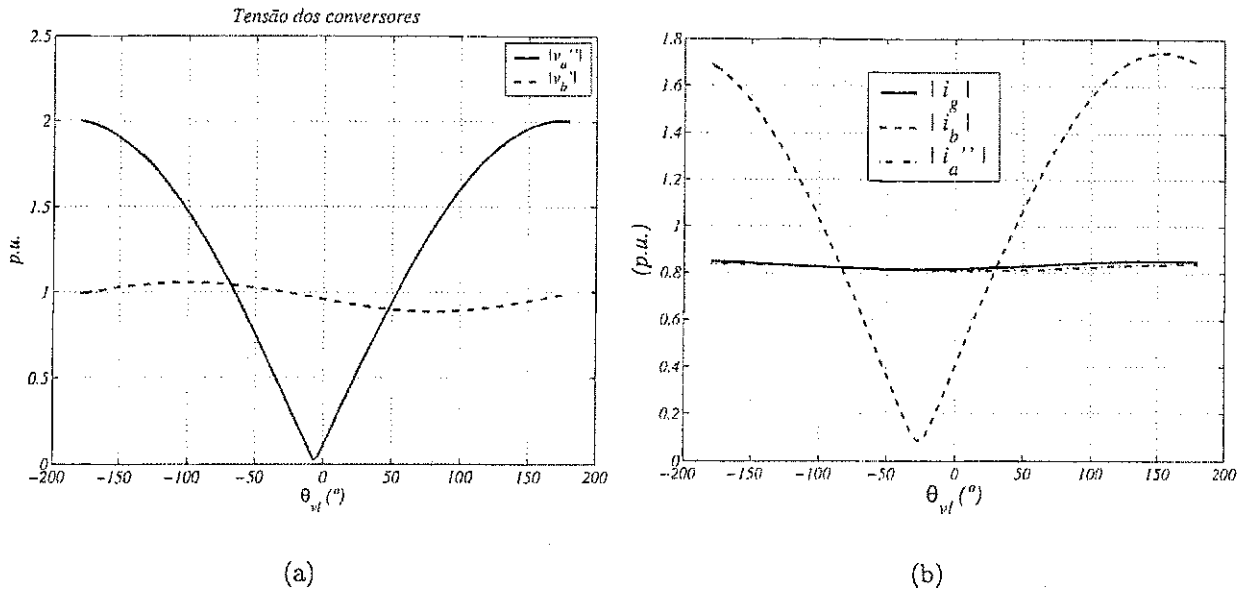


Figura 3.6. (a) $|v_a''|$ e $|v_b'|$, (b) $|i_a''|$, $|i_b'|$ e $|i_g|$, em função de θ_{vl} no filtro universal caso A.

Por outro lado, a amplitude do conversor série ($|V_a''|$) aumenta consideravelmente a medida que θ_{vl} se distancia de -7° (positivamente ou negativamente) que é a fase onde se encontra o menor valor de tensão V_a'' (ver Fig. 3.6(a)). Este comportamento do $|V_a''|$ pode ser entendido pelo comportamento fasorial da tensão do secundário do transformador V_a , conforme é mostrado na Fig. 3.7, este diagrama fasorial é obtido da equação (3.39). Neste diagrama são esboçados quatro situações de θ_{vl} , nominados com subíndices de 1 a 4; de 1 a 3, V_l está atrasada em relação a E_g , e em 4, V_l está adiantada de E_g .

$$E_g = Z_g I_g + V_a + V_l \tag{3.39}$$

Como a tensão na carga tem módulo 1,0 (p.u.) (que neste caso é também o módulo de E_g), e com a fase variando entre -180° a $+180^\circ$; V_l descreve uma circunferência de raio 1,0 (p.u.). Percebe-se que a medida que V_l fica mais atrasado em relação a E_g , ou seja, θ_{vl} desloca-se de θ_{vl1} a θ_{vl3} ; o módulo de V_a aumenta ($|v_{a3}| > |v_{a2}| > |v_{a1}|$), e tal comportamento é também observado quando V_l encontra-se adiantado em relação a E_g (θ_{vl4}). Como a tensão V_a é obtida de V_a'' , a tensão do conversor série é moldada a partir de V_a . Para esta análise foi desprezada a variação do módulo de V_{gz} ($V_{gz} = Z_g i_{gd}$) pois a variação de i_{gd} é pequena em relação a V_l .

A escolha da região de operação do ponto de vista da tensão de barramento cc, deve ser

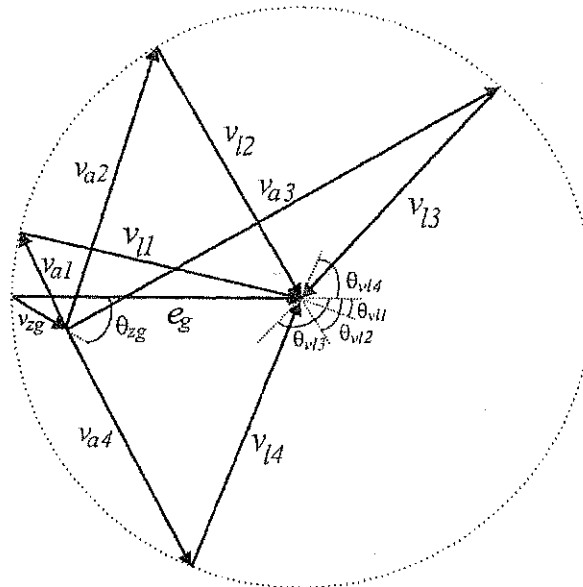


Figura 3.7. Diagrama fasorial da tensão na carga do filtro universal - Caso A.

de tal forma que assuma os menores valores de tensão e que atenda à maior tensão de um dos conversores. Pela análise da Fig. 3.6(a), percebe-se que no intervalo de $-70^\circ \leq \theta_{vl} \leq 50^\circ$ são encontrados os menores níveis de tensão e que o maior valor de tensão é do conversor paralelo; desse modo, a amplitude da tensão do conversor paralelo é quem determina a tensão do barramento *cc*. A escolha do ângulo de operação θ_{vl} depende ainda do comportamento das correntes e das potências dos conversores, bem como do rendimento do sistema.

Na Fig. 3.6(b) têm-se as correntes do conversor série, paralelo e da fonte, observa-se que o $|i'_b|$ varia consideravelmente e assume o menor valor próximo de -25° , enquanto as duas outras correntes variam muito pouco, desse modo, do ponto de vista da corrente o $\theta_{vl} = -25^\circ$ é o ponto de operação mais apropriado.

Devido ao fato da corrente I'_a aumentar durante a variação de θ_{vl} , enquanto I_g varia muito pouco, a relação de transformação de corrente do transformador $I_g = nI'_a$ não pode ser usada para determinar a corrente I'_a a partir de I_g , para tal, deve-se utilizar a equação (3.40) ou (3.41), obtidas diretamente das equações do modelo do transformador.

$$V_a = Z_a I_g + Z_m I'_a \tag{3.40}$$

$$V'_a = Z'_a I'_a + Z_m I_g \tag{3.41}$$

Tal fato verifica-se através do comportamento do $|I'_a|$ e $|I_g|$ mostrado na Fig. 3.8(a). Já as tensões do primário e secundário são praticamente idênticas, conforme é mostrado na Fig.3.8(b).

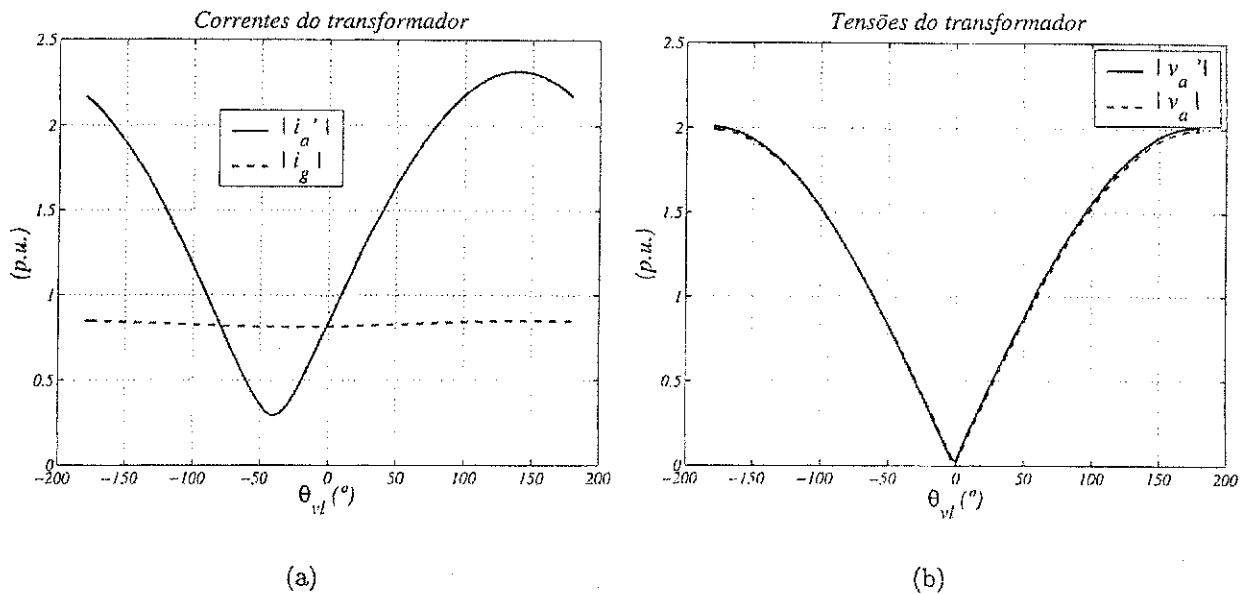


Figura 3.8. (a) $|i_g|$ e $|i'_a|$, (b) $|v_a|$ e $|v'_a|$, em função de θ_{vl} no filtro universal caso A.

O comportamento da corrente I_b pode ser entendido pela equação (3.37). Como já se viu, o módulo da corrente I_g varia pouco e a sua fase é zero, em sincronismo com E_g . Os módulos de I_{cb} e I_l são constantes (devido a amplitude de V_l ser constante), e para esta simulação são iguais a 1,0 (p.u.). Poderia-se então, erroneamente, pensar que o módulo de I_b também deveria permanecer constante em relação a variação de θ_{vl} , porém como é mostrado claramente no esboço do diagrama fasorial da equação (3.37), mostrado na Fig. 3.9, ao variar a fase de V_l de θ_{vl1} a θ_{vl3} , o módulo e fase de I_b são modificados, mesmo mantendo-se constantes todos os módulos das correntes I_g , I_{cb} e I_l .

Uma vez verificado o comportamento das tensões e correntes, analisa-se agora o comportamento da potência, observando para quais valores de θ_{vl} as perdas são mais elevadas e onde são menores; nesse aspecto a curva de rendimento do filtro exibe esta informação. Na Fig. 3.10(a), verifica-se que as perdas são menores no intervalo de $-50^\circ \leq \theta_{vl} \leq 0^\circ$, pois é o intervalo que apresenta o maior rendimento, e na Fig. 3.10(b) é mostrada a potência da fonte, e naturalmente observa-se que o ponto de maior rendimento é o ponto de menor potência da fonte (o que acon-

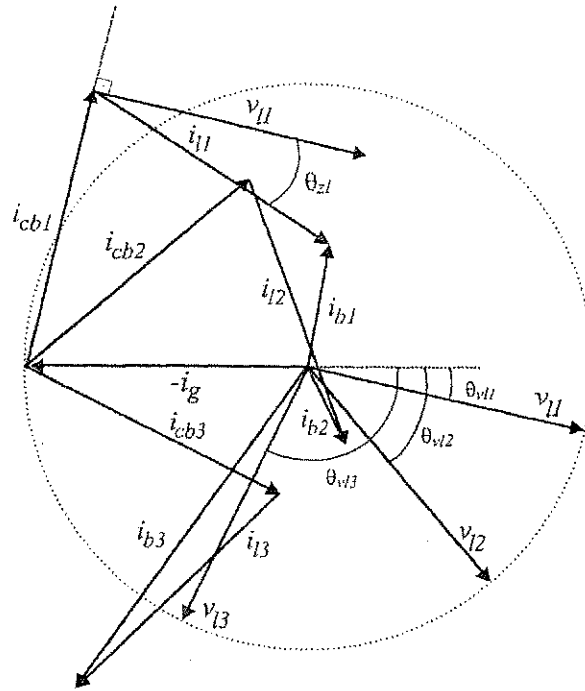


Figura 3.9. Diagrama fasorial da corrente na carga do filtro universal - caso A.

tece para um ângulo de $\theta_{vl} \approx -20^\circ$), isso se dá pelo fato da potência da carga ser constante (para esta simulação), o que implica que onde o rendimento for maior significa uma potência dissipada menor, e vice-versa. Vale ressaltar que neste rendimento não é levado em consideração as perdas do conversor, de modo que, dependendo da curva de perdas do conversor, o rendimento do sistema real poderá ser bem diferente. Na Fig. 3.11(a) é mostrada a potência

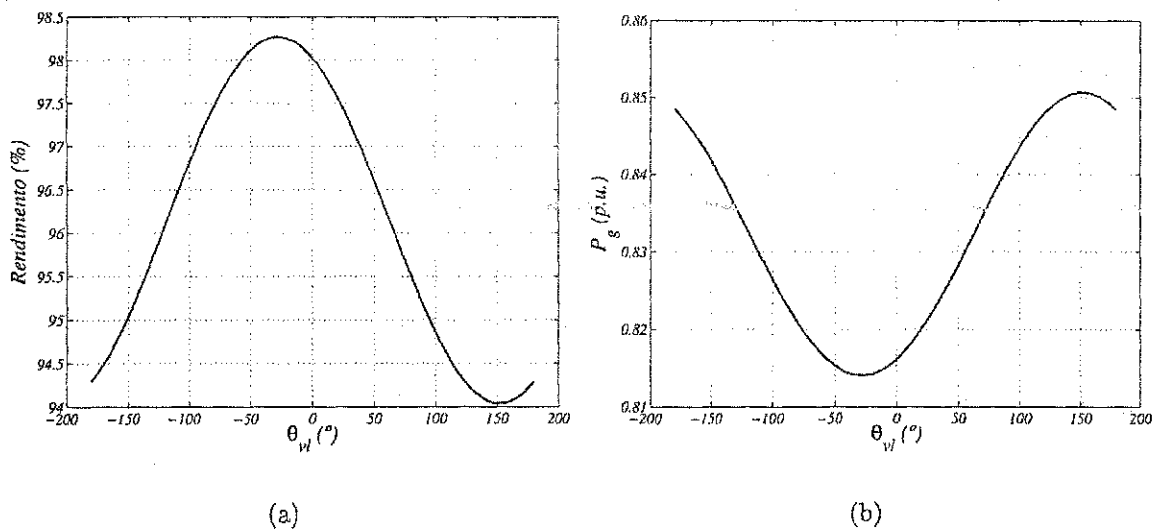


Figura 3.10. (a) Rendimento, (b) P_g em função de θ_{vl} no filtro universal caso A.

ativa dos conversores, observa-se pelo gráfico que a soma das potências é nula, validando assim uma das condições operacionais do filtro universal (ver apêndice A.5); esta condição garante que no regime permanente o barramento de capacitores permanecerá carregado. Observa-se, ainda, que em alguns pontos, a potência ativa individual é maior em módulo do que a potência da fonte (comparar Fig. 3.11(a) com Fig. 3.10(b)), apesar disso parecer incorreto, na verdade é plausível, uma vez que o capacitor pode fornecer energia na forma de potência ativa, desde que o outro conversor absorva esta potência e isso nada afeta o comportamento da potência da fonte. Na Fig. 3.11(b) é mostrada a potência reativa dos conversores, pode-se verificar que a potência reativa fornecida ao sistema é suprida por ambos os conversores em conjunto. Uma

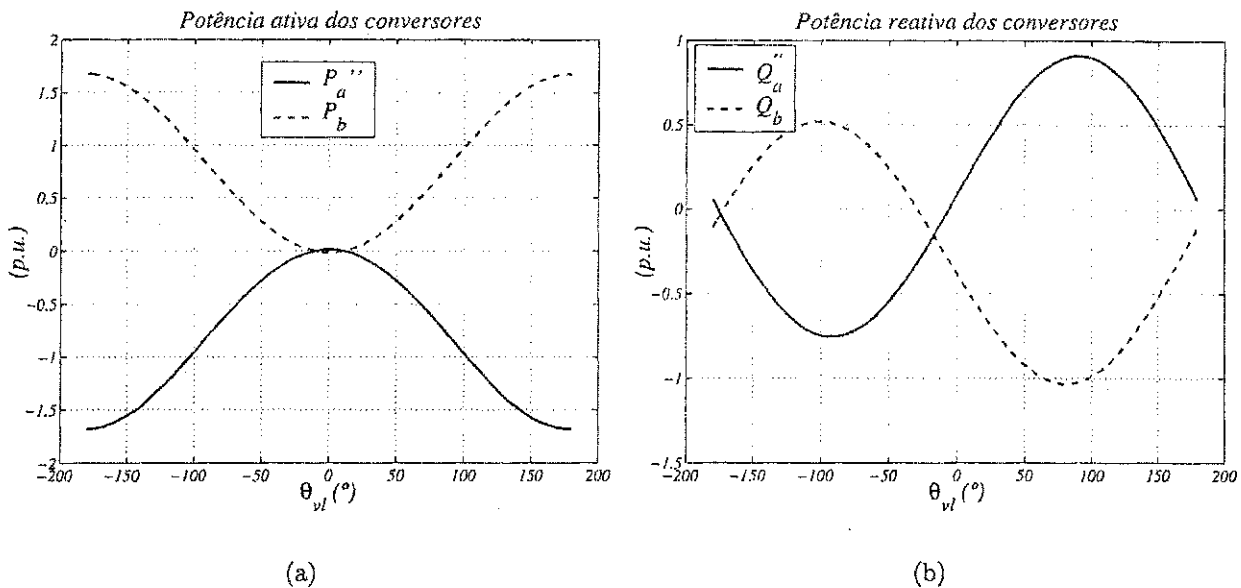


Figura 3.11. (a) P_a'' e P_b' , (b) Q_a'' e Q_b' em função de θ_{vl} no filtro universal caso A.

vez que a potência reativa da carga é mantida constante e nessa simulação é igual a 0,6 (p.u.), nota-se que os conversores e a combinação dos demais componentes reativos, suprem em conjunto o fornecimento de potência reativa da carga. Tal conclusão é baseada no comportamento das curvas na Fig. 3.11(b), que para a condição mostrada, para qualquer valor de θ_{vl} resulta em uma soma menor do que 0,6, e nesse caso os capacitores suprem a potência reativa da carga.

Os resultados mostrados até então refletem o comportamento do filtro universal operando sem a variação da fonte e da carga. As análises que se seguem tratam do comportamento do filtro universal frente a uma variação de carga e a uma variação na amplitude da fonte, o que na

prática são as condições mais encontradas. Tais variações têm um comportamento transitório e durante estes transitórios o filtro deve atuar de forma que nem a tensão na carga nem a corrente da fonte oscilem de forma considerável, ou seja, o filtro universal deve atuar com um pequeno tempo de resposta. Naturalmente este comportamento transitório não é visualizado na simulação de regime permanente, pois o que esta tem como meta é verificar o novo estado das correntes, tensões e potências do sistema durante a variação de tensão e durante a variação de carga em um longo espaço de tempo.

3.4.1.1 Variação da potência aparente da carga Em um sistema real a variação da carga acontece, geralmente, mediante o acoplamento ou desacoplamento de cargas, e esta mudança de carga afeta as correntes e tensões dos conversores série e paralelo, desse modo, um ponto de operação escolhido (escolha de θ_{vl}) para uma determinada carga, será modificado quando houver uma variação na carga. A variação de carga é estudada em duas etapas, uma referente a variação de potência aparente e outra referente a variação do fator de potência (apresentada a seguir). Como forma de verificar o comportamento para a variação da potência aparente da carga, variou-se θ_{vl} para cinco valores de S_l : 0,5, 0,7, 1, 1,3 e 1,5 (p.u.), e manteve-se o fator de potência da carga fixo em 0,8 indutivo. Na Fig 3.12(a) é mostrado

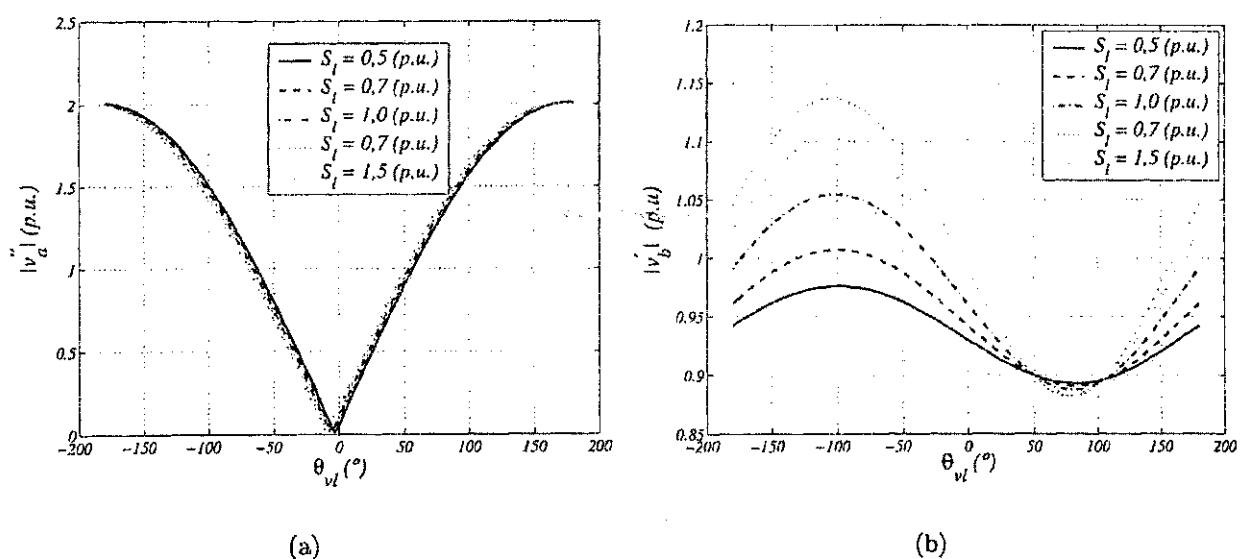


Figura 3.12. (a) $|v''_a|$, (b) $|v'_b|$, em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso A.

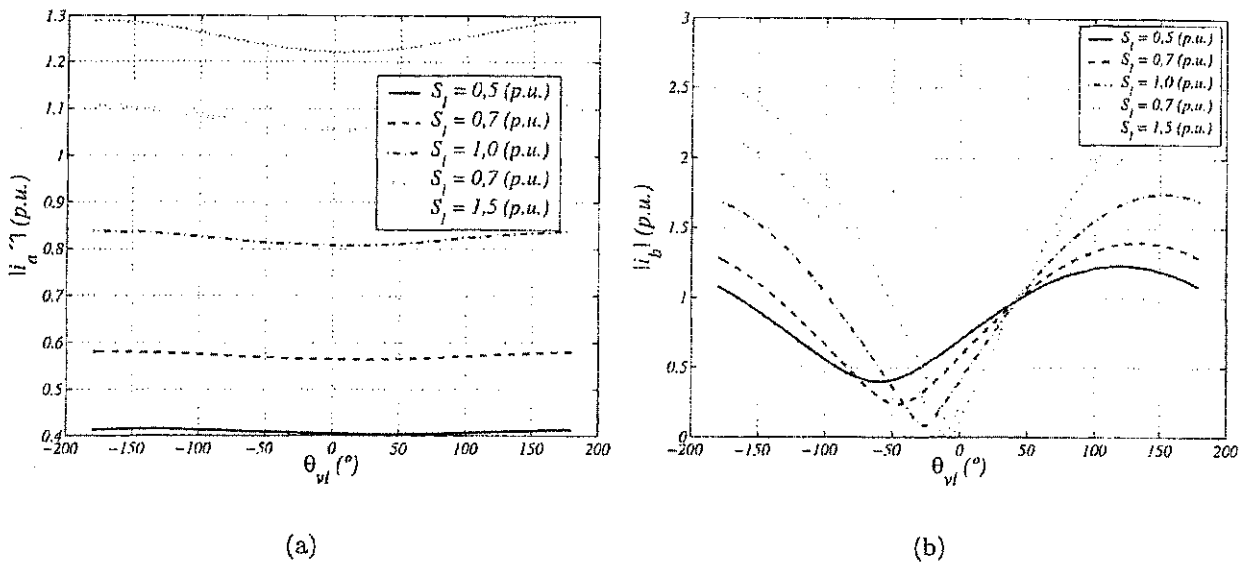


Figura 3.13. (a) $|i_a''|$, (b) $|i_b|$, em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso A .

o comportamento do módulo da tensão conversor série $|v_a''|$, observa-se que esta tensão não apresenta variações consideráveis em relação a variação da potência da carga, e o mesmo comportamento é encontrado para $|v_b|$ na Fig 3.12(b).

Na Fig. 3.13(a) é mostrado o módulo da corrente do conversor série, verifica-se que esta corrente não varia consideravelmente com θ_{vl} , porém seu módulo varia muito em função de S_l , de modo que, para estes parâmetros de simulação, as perdas em τ_a'' aumentam conforme S_l é aumentada. Na Fig. 3.13(b) é visto que a influência da carga é fortemente perceptível pelo conversor paralelo. Uma vez que o filtro paralelo tem que fornecer uma corrente que anule a componente reativa da corrente da carga, qualquer alteração ocorrida na carga provocará uma mudança mais efetiva no conversor paralelo.

Uma vez que a tensão na fonte é mantida constante, a curva da corrente I_g é reflexo da potência da fonte, na Fig. 3.14 verifica-se que a medida que a potência da carga aumenta, a corrente da fonte aumenta, e conseqüentemente a potência da fonte, tal fato é facilmente entendido, pois a potência ativa que alimenta a carga provém inteiramente da fonte e ao variar S_l , mantendo-se constante o fator de potência da carga, varia-se proporcionalmente a potência ativa da carga e conseqüentemente a potência ativa da fonte.

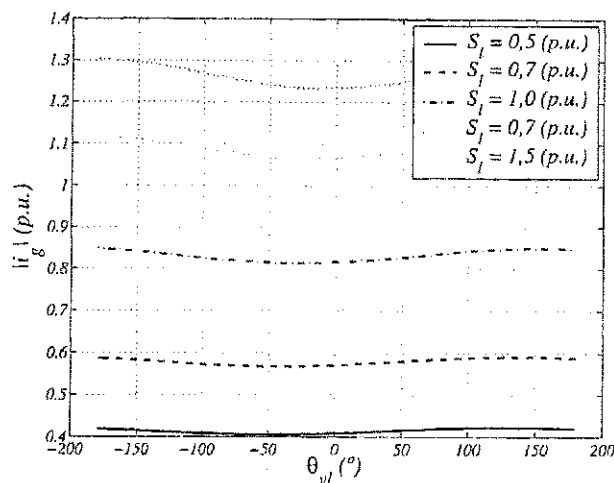


Figura 3.14. $|I_g|$ em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso A.

3.4.1.2 Variação do fator de potência da carga Nas figuras que se seguem são mostrados os comportamentos das tensões, correntes e potências para a condição onde θ_{vl} é variado para quatro valores de fator de potência indutivo: 0,4, 0,6, 0,8 e 1,0. Para estas análises manteve-se a potência aparente da carga fixada em 1,0 (p.u.). Na Fig. 3.15(a) é mostrada a

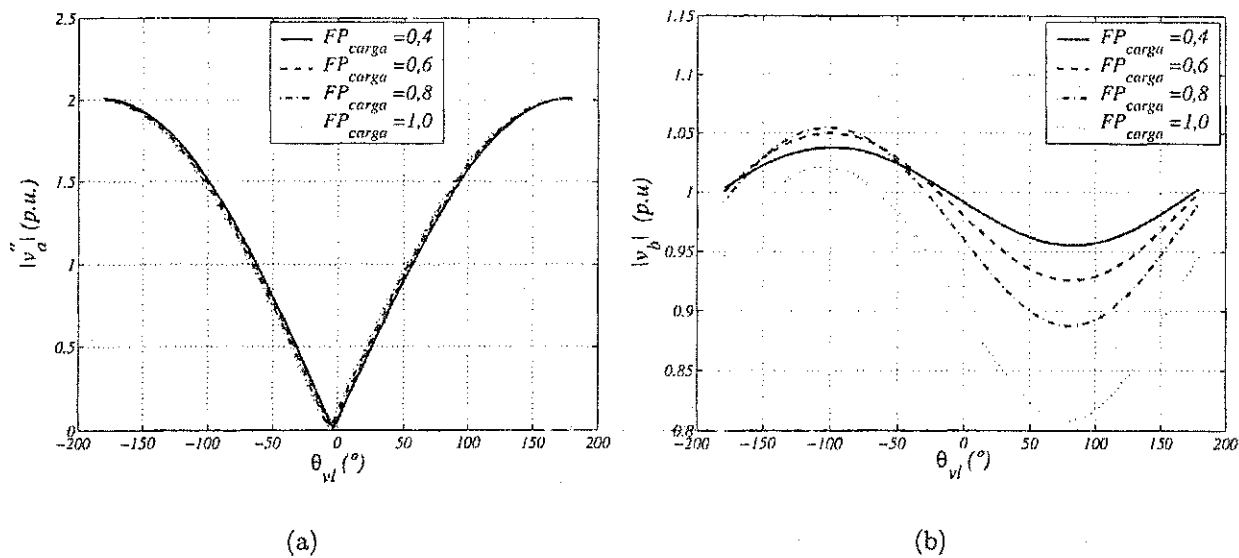


Figura 3.15. (a) $|v_a''|$, (b) $|v_b'|$, em função de θ_{vl} para vários FP_{carga} no filtro universal caso A.

tensão do conversor série, e nela pode-se notar que, para os parâmetros utilizados, há pouca variação em relação ao fator de potência da carga, ficando o valor de tensão mínima próximo de -4° . Na Fig. 3.15(b) tem-se a tensão do conversor paralelo e verifica-se que ocorre um des-

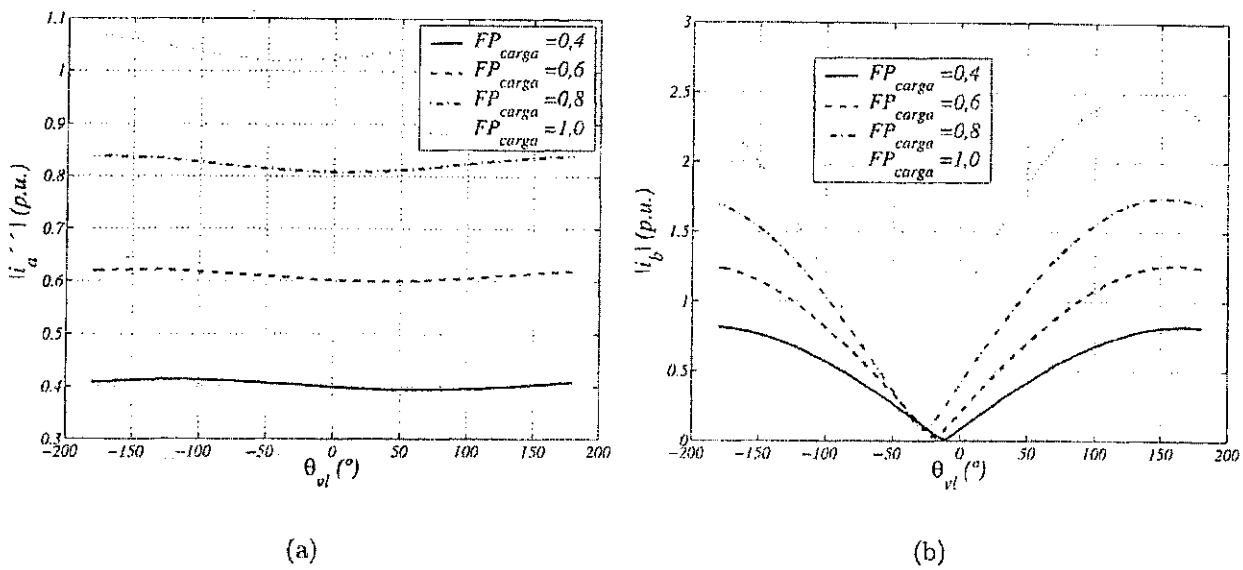


Figura 3.16. (a) $|i_a''|$, (b) $|i_b|$, em função de θ_{vl} para vários FP_{carga} no filtro universal caso A.

locamento no módulo da tensão, onde os valores de $|v_b'|$ mínimo ocorrem no intervalo de 50° a 100° .

Já o $|i_a''|$ varia muito em relação ao FP_{carga} , conforme pode ser visto na Fig 3.16(a), nesta figura observa-se que a medida que a potência ativa aumenta (FP_{carga} aumenta), o módulo da corrente i_a'' também aumenta. O comportamento do $|i_b|$ na Fig. 3.16(b), também é influenciado pela mudança do FP_{carga} , observa-se que quanto maior a potência ativa da carga, maior é o $|i_b|$, de outro modo, qualquer alteração na corrente da carga influencia a corrente i_b de forma que

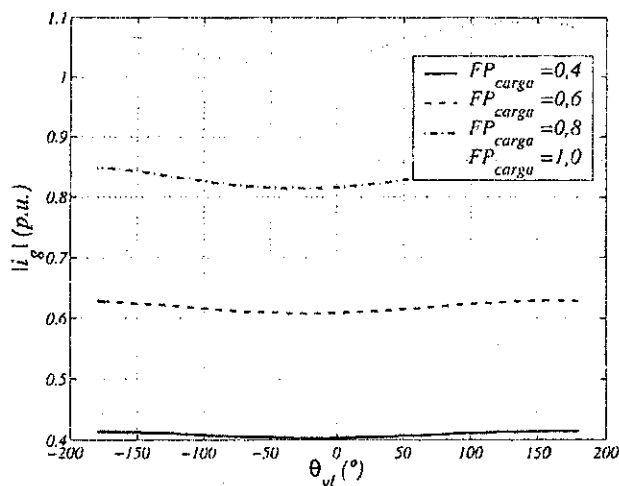


Figura 3.17. $|i_g|$ em função de θ_{vl} para vários FP_{carga} no filtro universal caso A.

esta venha a manter a componente $i_{gg} = 0$. Sendo toda a potência ativa da carga suprida pela fonte de alimentação, o módulo de i_g é naturalmente variante segundo a variação do FP_{carga} , tal como é mostrado na Fig. 3.17, uma vez que, para esta simulação, a tensão e_g é mantida constante em 1,0 p.u.. Apesar da variação segundo θ_{vl} ser pequena para alguns valores do FP_{carga} , o intervalo de maior rendimento corresponde ao que contiver o menor módulo de i_g , no caso de $FP_{carga} = 1,0$ este intervalo fica em torno de -50° .

3.4.1.3 Variação do módulo da tensão da fonte Para esta análise manteve-se constante a potência aparente da carga em 1,0 (p.u.) e o fator de potência indutivo de 0,8, e variou-se θ_{vl} para cinco valores do $|e_g|$: 0,5, 0,7, 1,0, 1,3, 1,5. Nessa situação o filtro ativo universal atua compensando o afundamento de tensão ($|e_g| < 1,0$) ou sobretensão da fonte ($|e_g| > 1,0$), de forma a manter a amplitude da tensão na carga no valor 1,0 (p.u.). Na Fig. 3.18(a) é mostrado o

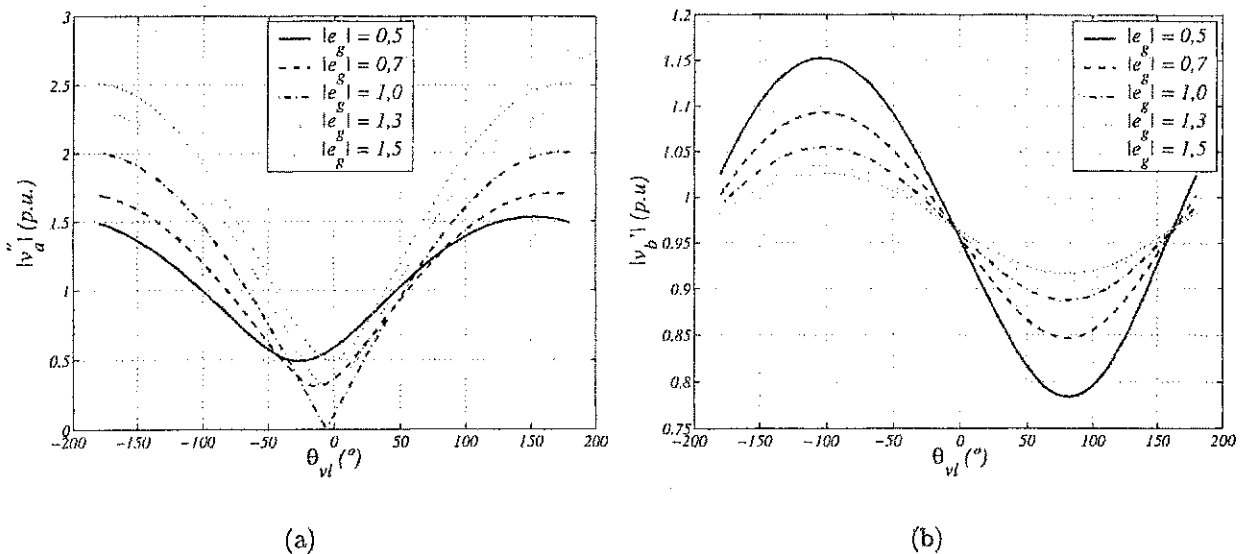


Figura 3.18. (a) $|v_a''|$, (b) $|v_b'|$ em função de θ_{vl} para variação do $|e_g|$ no filtro universal caso A.

comportamento do módulo da tensão do conversor série, onde se observa que as diferenças entre as curvas são consideráveis, diferentemente dos casos anteriormente apresentados. Isto ocorre porque nesta situação o conversor série atua fornecendo uma tensão maior, que se faz necessária para manter o módulo da tensão da carga em 1,0 (p.u.), compensando tanto a diferença no

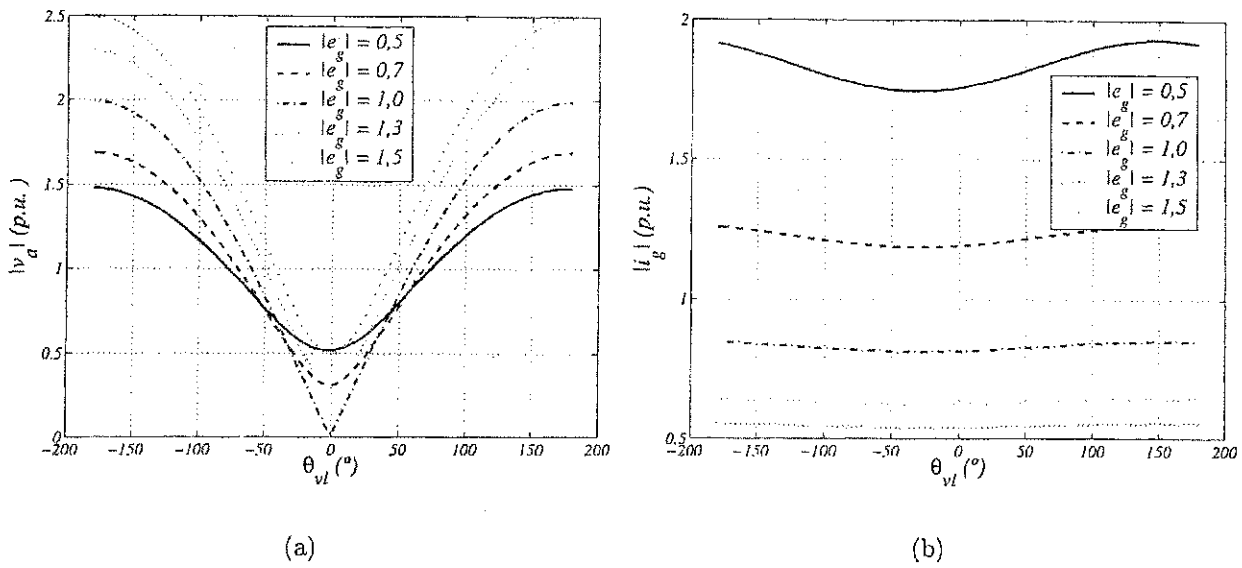


Figura 3.19. (a) $|v_a|$, (b) $|i_g|$, em função de θ_{vl} para variação do $|e_g|$ no filtro universal caso A.

$|e_g|$ quanto a queda em v_{zg} . Essa diferença de tensão é aplicada através do transformador, o comportamento do módulo da tensão v_a do transformador é mostrado na Fig. 3.19(a). A Fig. 3.18(b) mostra a tensão do conversor paralelo, que apresenta uma variação bem menor em comparação a variação do $|v_a''|$. Nas Figs. 3.20(a) e (b) são mostrados os módulos das correntes dos conversores. Verifica-se que tanto a corrente do conversor série quanto a do conversor

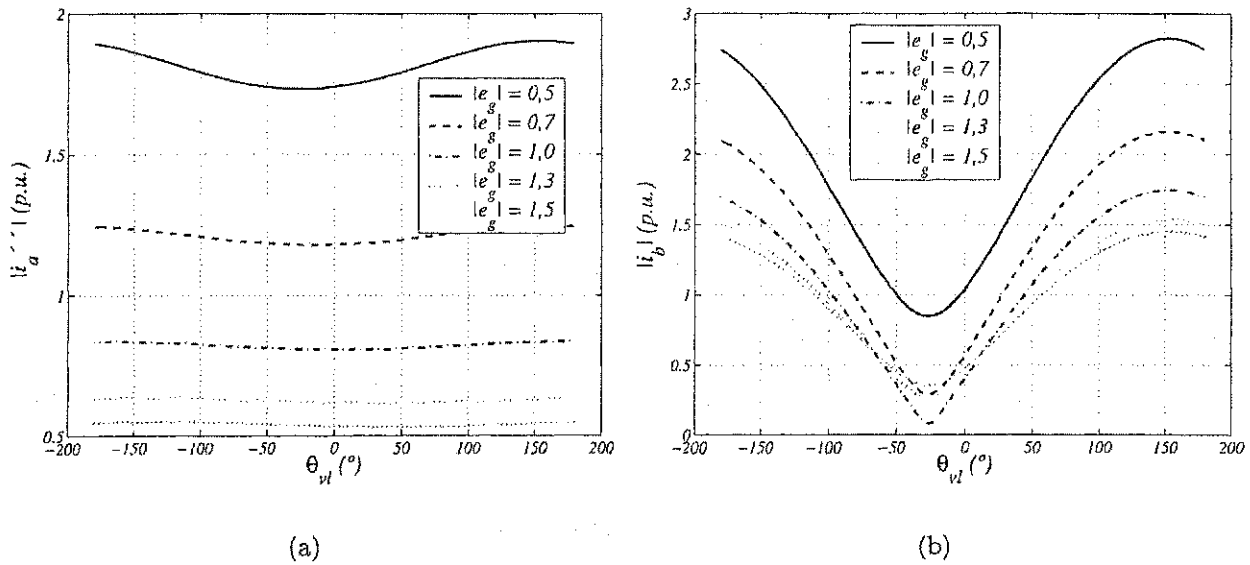


Figura 3.20. (a) $|i_a''|$, (b) $|i_b|$, em função de θ_{vl} para variação do $|e_g|$ no filtro universal caso A.

paralelo variam muito em relação ao $|e_g|$, e isto é provocado pela mudança da corrente i_g tal como mostrado na Fig. 3.19(b). O i_g varia inversamente ao $|e_g|$ de forma a manter constante a potência da carga.

3.4.1.4 Variação da relação de espiras Para esta simulação foi feito a variação de θ_{vl} de $-\pi$ até π para valores de n iguais a: 0,2, 0,5, 1, 2, 5. Para o valor de $n = 5$ não houve solução real da equação (3.35) para todos os valores de θ_{vl} , a não ser para o intervalo de -125° a 0° . Na Fig. 3.21(a) é mostrado o $|v_a''|$ e observa-se que o conversor necessita de mais tensão para

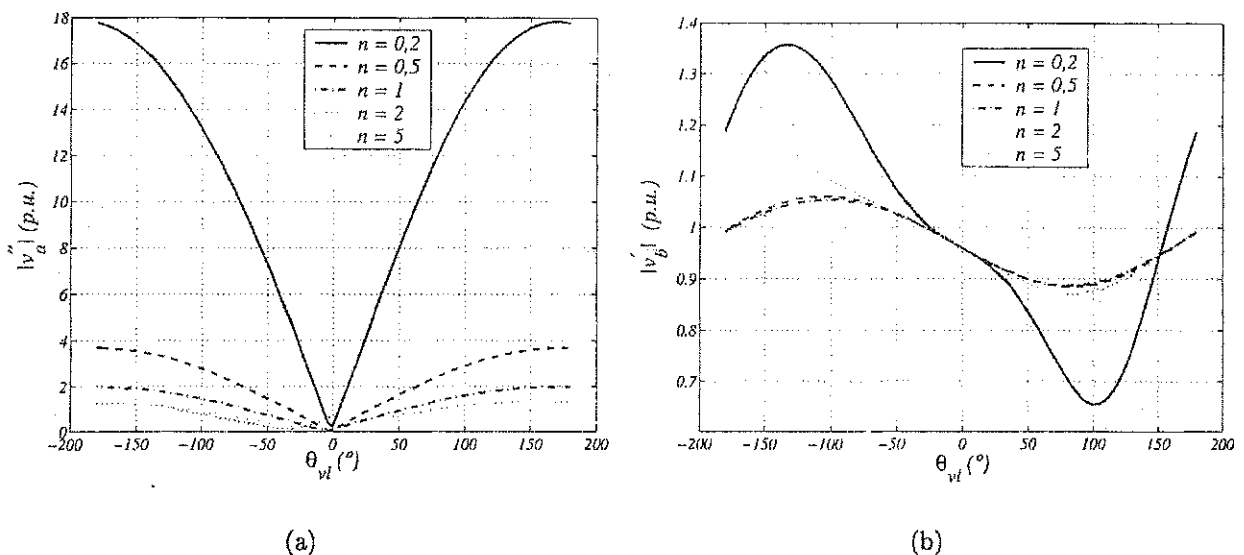


Figura 3.21. (a) $|v_a''|$, (b) $|v_b'|$, em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso A.

valores de $n < 1$, que significa um número de espiras maior no primário do que no secundário. Na Fig. 3.21(b) é mostrado o $|v_b'|$, nela se observa que apenas para $n = 5$ ocorre uma variação considerável do $|v_b'|$. Nas Figs. 3.22(a) e (b) são mostradas as correntes dos conversores. Nota-se que ambas as correntes sofrem bastante influência da relação de transformação; para o conversor série resultou que o aumento de tensão v_a'' para $n = 0, 2$, não resultou em uma diminuição da corrente i_a'' , isso se deu pois para aumentar a tensão v_a' é necessário que se aumente a corrente do capacitor c_a o que conseqüentemente provoca o aumento de i_a'' .

Na Fig. 3.23(a) é mostrado o módulo da tensão do secundário e observa-se que a mesma

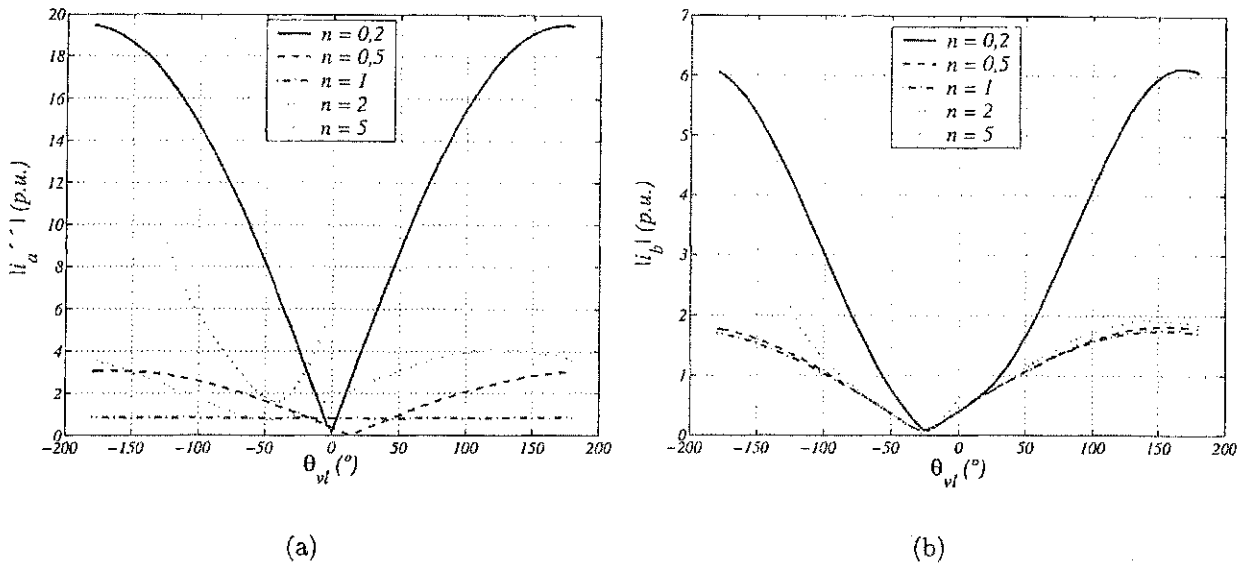


Figura 3.22. (a) $|i''_a|$, (b) $|i_b|$, em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso A.

não se altera com o valor de n , uma vez que não há alteração nem na carga nem na fonte. Já a tensão do primário se altera conforme a relação de transformação, conforme é visualizado na Fig. 3.23(b). O comportamento da corrente i_g é mostrado na Fig. 3.24(a) de onde se observa que o maior valor ocorreu para $n = 0, 2$ (o que implica em um baixo rendimento), enquanto a corrente do primário do transformador $|i'_a|$ assume o menor valor para $n = 0, 2$. Comparando

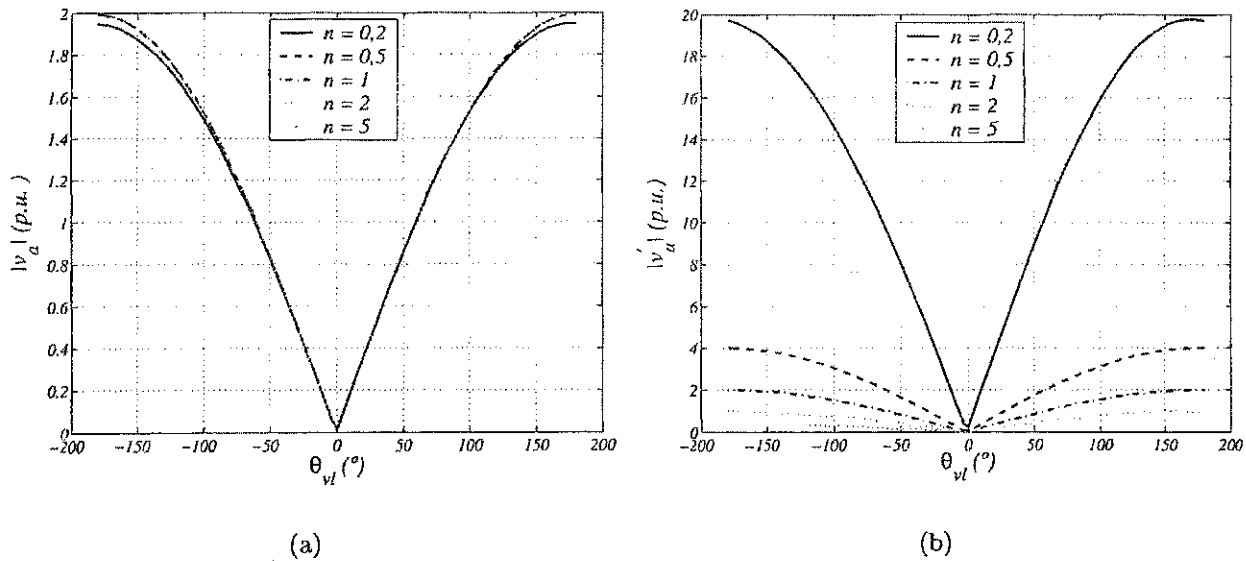


Figura 3.23. (a) $|v_a|$, (b) $|v'_a|$, em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso A.

as Figs. 3.23(b) e 3.24(b), confirma-se que a relação de transformação foi obedecida, ou seja, maior tensão no primário do transformador correspondeu a uma menor corrente e vice-versa. Porém a diminuição da corrente i'_a não provocou a diminuição da corrente do conversor série, devido ao capacitor; desse modo deve-se trabalhar com um maior valor de x_{ca} , afim de reduzir i''_a para valores de $n < 1$.

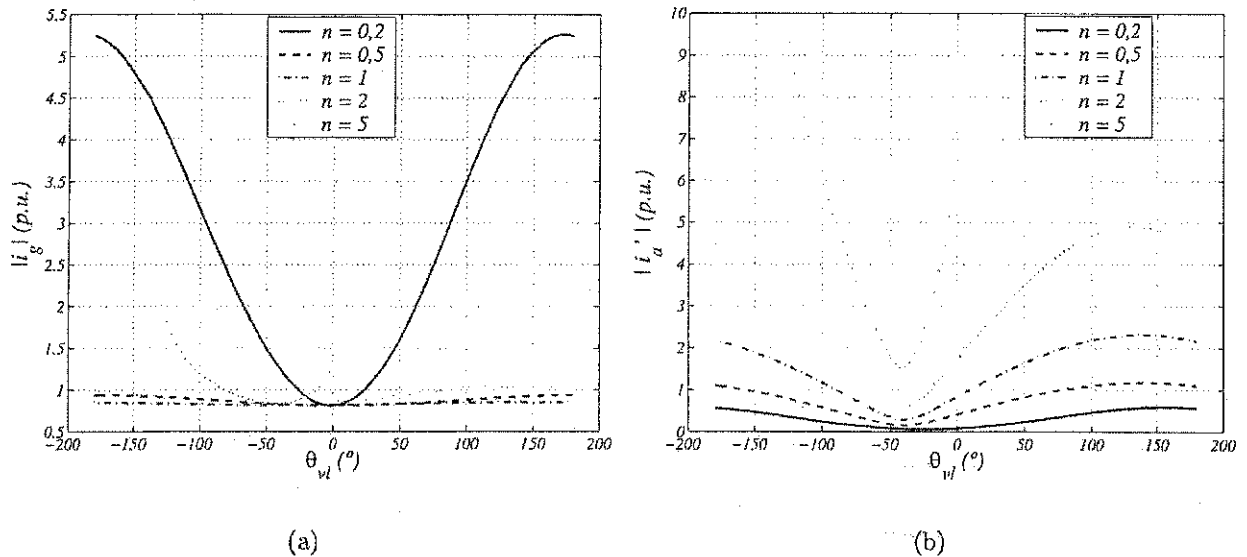


Figura 3.24. (a) $|i_g|$, (b) $|i'_a|$, em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso A.

3.4.2 Análise de regime permanente - caso B

O modelo de análise de regime permanente para o caso B é mostrado na Fig. 3.25, como se percebe a única diferença para o caso A (Fig. 3.5) é a inversão da posição dos filtros. As condições de contorno aplicadas para este caso são as mesmas aplicadas no caso A, e o procedimento de resolução das equações é o mesmo. A resolução das equações é desenvolvida no apêndice A.6 na página 157. A solução encontrada é a equação (3.42)

$$\boxed{(k_{aa} + k_{ab}) I_g^2 + (k_{ba} + k_{bb}) I_g + k_{ca} + k_{cb} = 0} \quad (3.42)$$

Os parâmetros de resistência, indutância e capacitância utilizados aqui são os mesmos utilizados no caso A, desse modo a análise comparativa entre essas duas formas de implementação do filtro

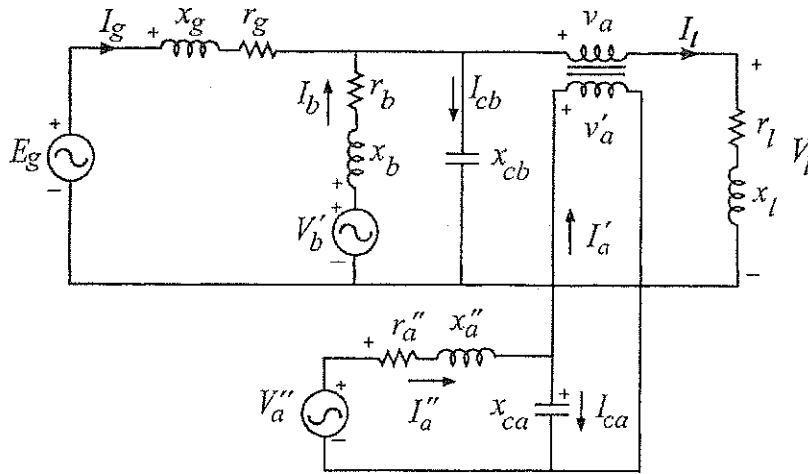


Figura 3.25. Modelo de análise de regime permanente do filtro universal - caso B.

universal é feita para as mesmas condições.

3.4.2.1 Variação da potência aparente da carga Igualmente para o caso A, é feita uma variação de S_l de: 0,5, 0,7, 1,0, 1,3, 1,5 (p.u), mantendo-se o fator de potência indutivo em 0,8. Na Fig. 3.26 são mostradas as tensões nos conversores. Como observado no caso A, a variação

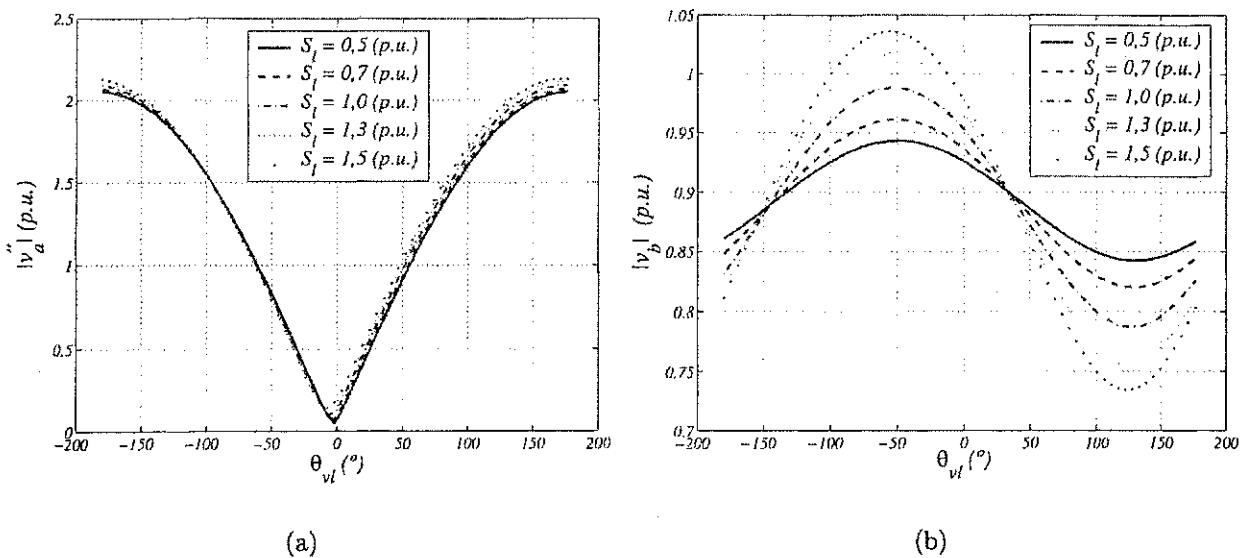


Figura 3.26. (a) $|v_a''|$ série, (b) $|v_b'|$, em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso B.

do módulo das tensões dos conversores é bastante pequena em relação a variação de S_l . A explicação da variação do $|v_a''|$ segue o mesmo raciocínio mostrado no caso A na, Fig. 3.7; já o

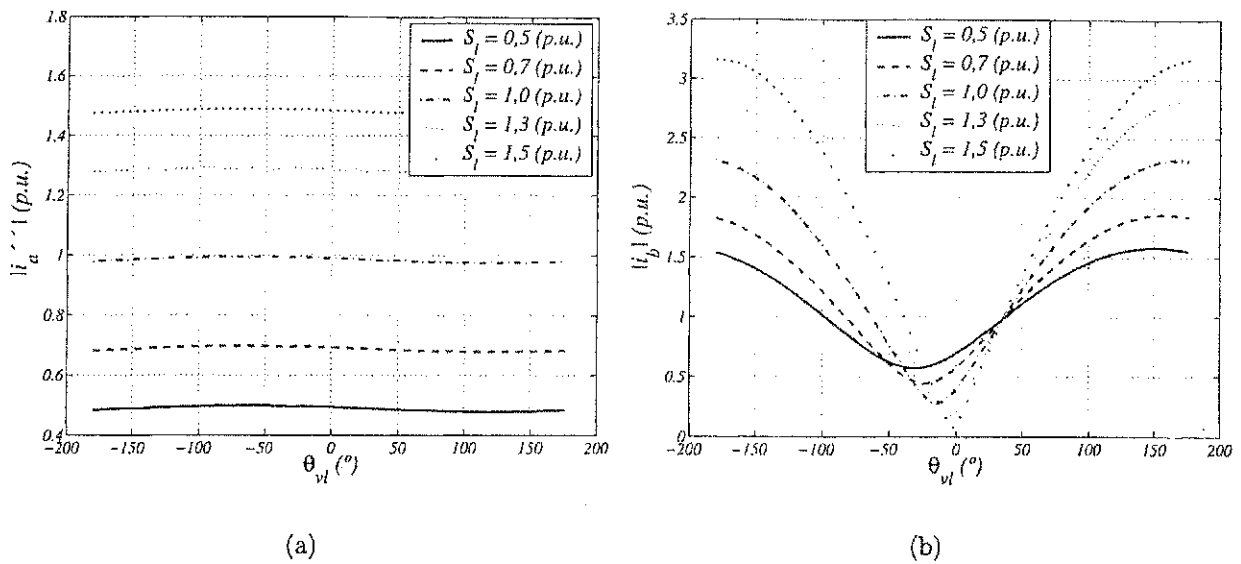
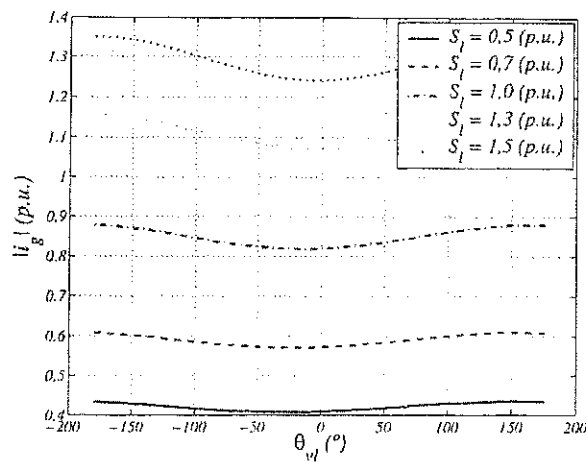


Figura 3.27. (a) $|i_a''|$ série, (b) $|i_b|$, em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso B.

comportamento de v_b' é entido pela explicação mostrada mais adiante através equação (3.44).

O comportamento do $|i_a''|$, mostrado na Fig. 3.27(a), é diretamente proporcional ao comportamento de S_l , semelhantemente ao caso A, porém os valores aqui encontrados foram um pouco maiores, isto ocorre devido a corrente que passa pelo transformador no caso B ter tanto a componente real quanto a imaginária da corrente da carga, enquanto no caso A, apenas circula a componente real da corrente da fonte. O $|i_b|$, Fig. 3.27(b), tem o ponto de mínimo do módulo deslocado para a direita a medida que a potência aparente é aumentada; o $|i_b|$ modifica-se com S_l , devido a alteração que essa provoca na corrente da carga. Comparando a Fig. 3.13(a) com a Fig. 3.27(a), vê-se que a corrente para o caso A é menor, dentro da mesma faixa de operação. Isso acontece porque no caso A, a corrente que circula pelo transformador é uma corrente já compensada, enquanto no caso B é a própria corrente da carga, conforme já mencionado.

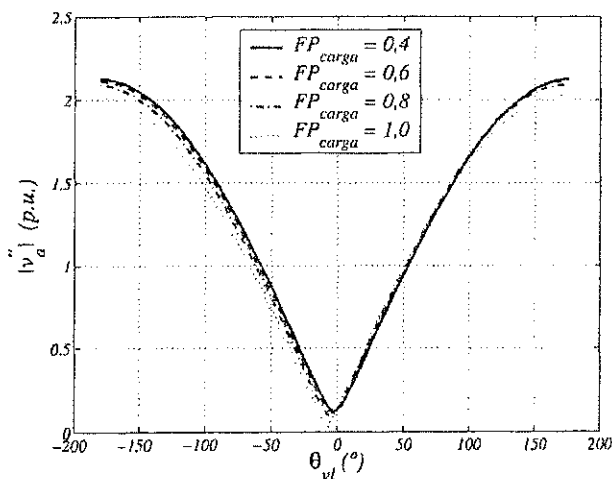
Com relação a corrente da fonte, é mostrado na Fig. 3.28 que a medida que a potência aparente aumenta, a corrente i_g aumenta, tal fato se dá pelo aumento da potência ativa da carga. Tal comportamento também foi encontrado para o caso A (ver Fig.3.14).



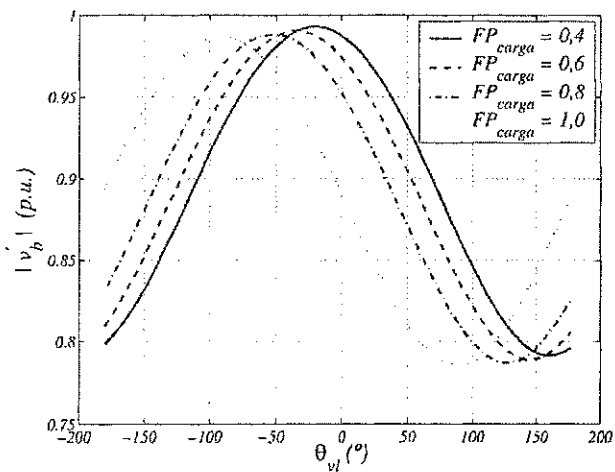
(a)

Figura 3.28. $|i_g|$ em função de θ_{vl} para variação de S_l no filtro universal caso B.

3.4.2.2 Variação do fator de potência da carga Semelhante ao caso A, foi feita a variação do fator de potência da carga para 0,4, 0,6, 0,8 indutivo e 1,0; para uma potência aparente da carga $S_l = 1,0$ (p.u.), e com os demais parâmetros mantidos em seus respectivos valores nominais. Na Fig. 3.29 (a) é apresentada a tensão do conversor série. Comparando-a com a Fig. 3.15(a), verifica-se que para ambos os casos (estruturas A e B), o comportamento



(a)



(b)

Figura 3.29. (a) $|V_a''|$ série, (b) $|V_b'|$ em função de θ_{vl} para variação do FP_{carga} no filtro universal caso B.

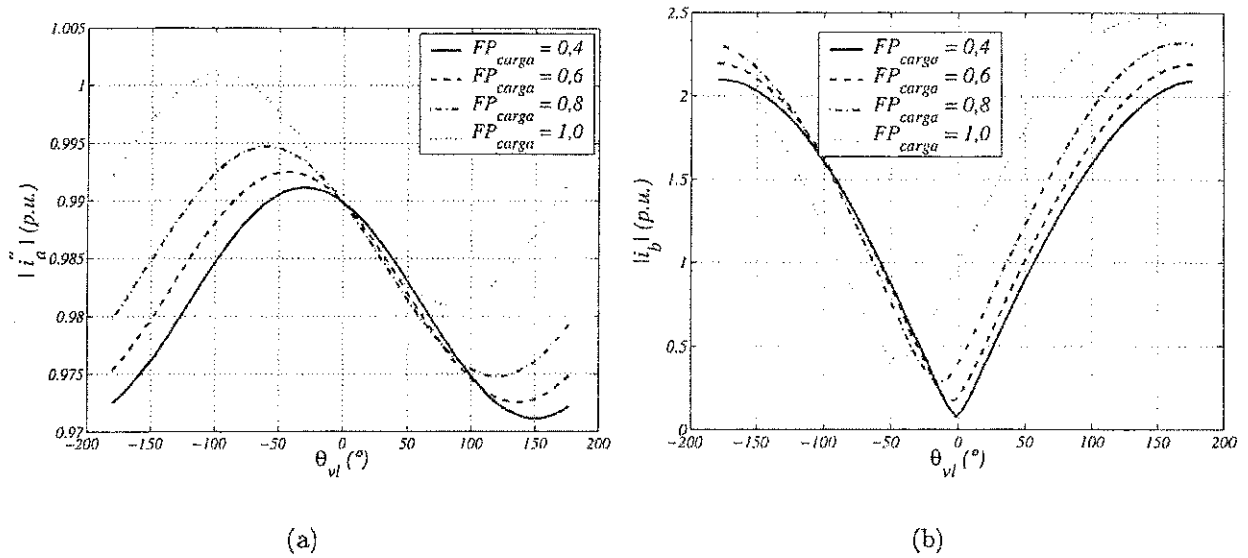


Figura 3.30. (a) $|i_a''|$, (b) $|i_b|$ em função de θ_{vl} para variação do FP_{carga} no filtro universal caso B.

do módulo da tensão v_a'' varia pouco em relação ao fator de potência da carga. Na Fig. 3.29(b) é mostrada a tensão no conversor paralelo, onde a variação de tensão frente a variação do fator de potência da carga assume valores também pequenos, mas maiores do que para v_a'' .

O comportamento do módulo das correntes dos conversores série e paralelo podem ser visto, respectivamente, nas Figs. 3.30(a) e (b). Observa-se que o módulo da corrente do conversor série é praticamente invariante com a variação do FP_{carga} , uma vez que o $|i_i|$ não se altera. Já o módulo da corrente i_b aumenta para ambas as estruturas, isto ocorre devido ao fato do módulo

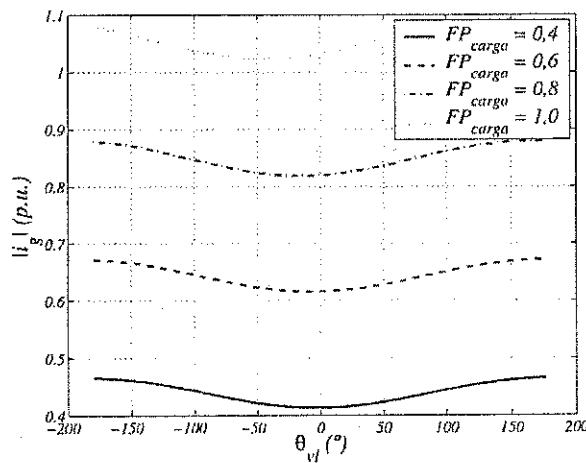


Figura 3.31. $|i_g|$ em função de θ_{vl} para variação do FP_{carga} no filtro universal caso B.

da corrente da carga permanecer constante e a corrente da fonte aumentar devido ao aumento da potência ativa da carga, conforme pode ser visto na Fig. 3.31.

3.4.2.3 Variação do módulo da tensão da fonte A variação do módulo da tensão da fonte foi de 0,5, 0,7, 1,0, 1,3, 1,5, igual ao caso A, e manteve-se a potência da carga $S_l = 1,0$ e o fator de potência indutivo de 0,8. Neste caso, o $|v_a''|$ tem sua variação associada a compensação de tensão da carga que agora é muito mais exigida, conforme é visto na Fig. 3.32(a). Para o $|v_b'|$, verificou-se uma grande alteração, conforme é mostrado na Fig. 3.32(b), e não se observa tal comportamento para o caso A (ver Fig. 3.18(b)). Esse comportamento pode ser entendido mediante a equação da malha que envolve E_g e V_b , do modelo da Fig. 3.25:

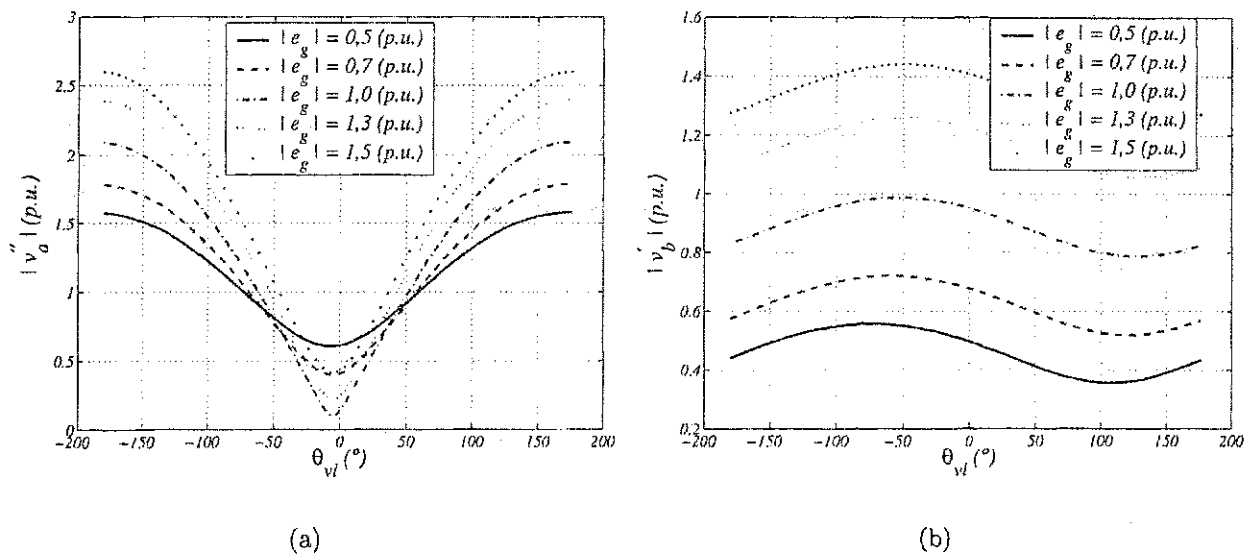


Figura 3.32. $|v_a''|$, (b) $|v_b'|$ em função de θ_{vl} para variação do $|e_g|$ no filtro universal caso B.

$$E_g = Z_g I_g + Z_b I_b - V_b \tag{3.43}$$

sendo $I_b = I_l - I_g$ chega-se a expressão (3.44).

$$V_b = E_g - (Z_g + Z_b) I_g - Z_b I_l \tag{3.44}$$

O termo $Z_b I_l$ permanece constante para um determinado valor de θ_{vl} e o termo $(Z_g + Z_b) I_g$ é pequeno pois para as condições de simulação o módulo de $|Z_g + Z_b| \approx 0,1$, desse modo, o

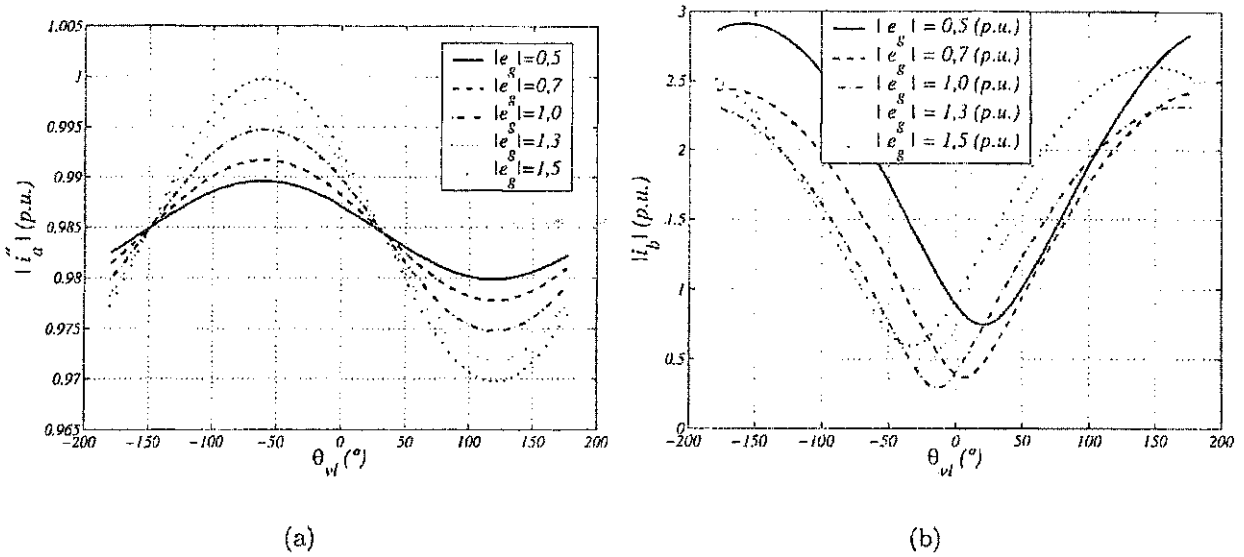


Figura 3.33. (a) $|i_a''|$, (b) $|i_b'|$ em função de θ_{vl} para variação do $|e_g|$ no filtro universal caso B.

módulo de V_b está fortemente ligado ao valor do $|e_g|$.

Na Fig. 3.33(a) é mostrada a corrente no conversor série, e como a corrente da carga não varia, o $|i_a''|$ varia muito pouco. Na Fig. 3.33(b) é mostrado o $|i_b'|$ e observa-se que a variação é bem maior do que a do $|i_a''|$, uma vez que a tensão v_b' varia fortemente em função do $|e_g|$.

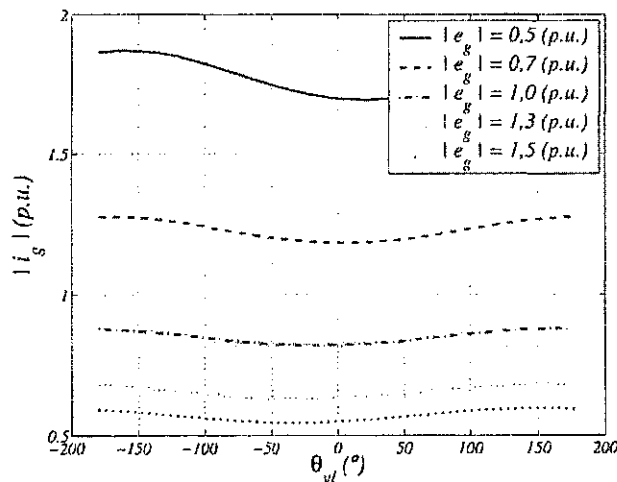


Figura 3.34. $|i_g|$ em função de θ_{vl} para variação do $|e_g|$ no filtro universal caso B.

Na Fig. 3.34 é visto que, quando a tensão é menor, a corrente i_g é maior e vice-versa, uma vez que a potência na carga é mantida constante, e para cada curva o rendimento é maior

quando o módulo de i_g é menor.

3.4.2.4 Variação da relação de espiras Nesta simulação, a relação de espiras do transformador, “ n ”, foi variada de: 0,2, 0,5, 1,0, 2, 5, e os demais parâmetros foram mantidos nos respectivos valores nominais. Na Fig. 3.35(a) é mostrado o comportamento do $|v_a''|$ e observa-se que a tensão é maior quando o número de espiras do primário é maior do que o secundário, tal qual observado para o caso A (Fig. 3.21(a)), a tensão v_b' tem seu módulo alterado muito pouco com o valor de n , conforme mostrado na Fig. 3.35(b).

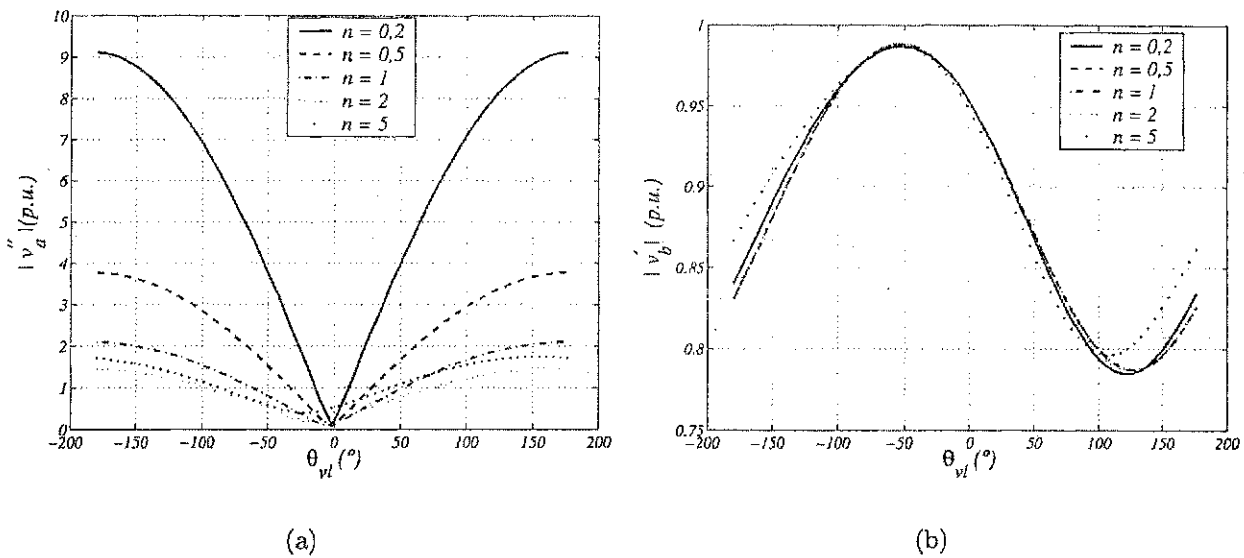


Figura 3.35. (a) $|v_a''|$, (b) $|v_b'|$ em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso B.

A corrente i_a'' porém não tem o módulo diminuído para $n < 1$, conforme mostrado na Fig. 3.36(a), tal como se esperaria pois para esta condição a corrente no primário é menor. A explicação, neste caso, é a mesma encontrada para a estrutura A, ou seja, o aumento do $|i_a''|$ é devido ao aumento da corrente do capacitor para que se aumente a tensão v_a'' . Já a corrente i_b pouco se altera com o valor de n , tal como mostrado na Fig. 3.36(b), pois não há variação de carga nem da fonte.

As Figs. 3.37(a) e (b) mostram, respectivamente, a tensão do secundário e do primário do transformador. A tensão v_a não sofre qualquer alteração, uma vez que não há modificação

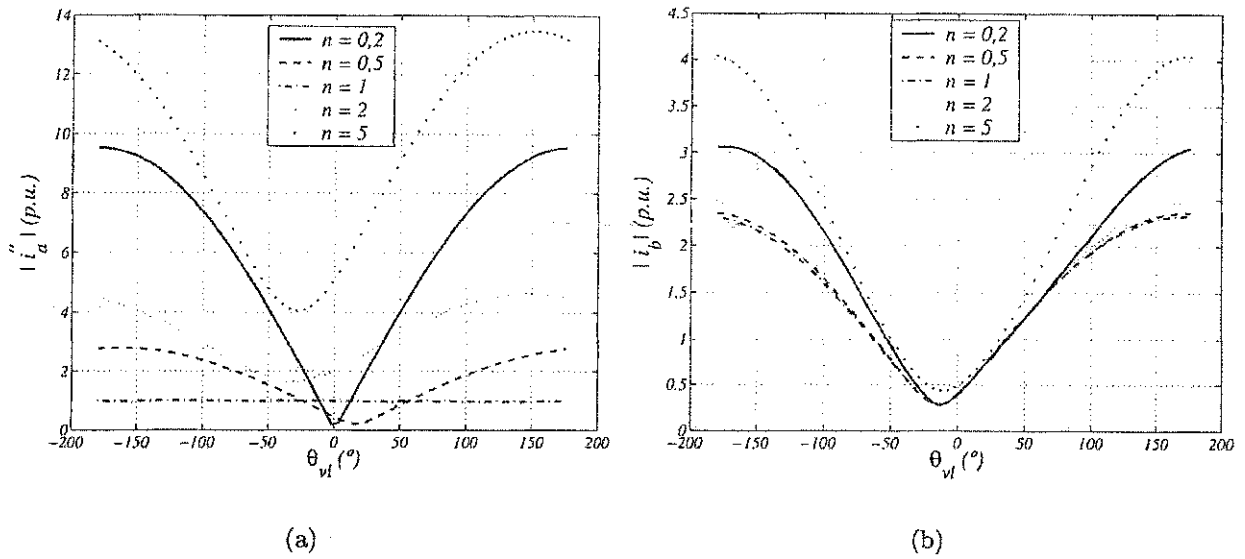


Figura 3.36. (a) $|i_a''|$, (b) $|i_b|$ em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso B.

nem na carga nem na fonte, já a tensão v_a' tem seu comportamento ditado pela relação de espiras n . Nas Figs. 3.38(a) e (b) são mostradas a corrente da fonte e a corrente do primário do transformador, respectivamente. Como não há alteração na carga, o aumento observado na corrente i_g para $n = 5$ (e para os demais valores, porém em escala menor) está associado ao aumento das perdas causadas pela modificação das resistências em relação a n . A corrente i_a' é

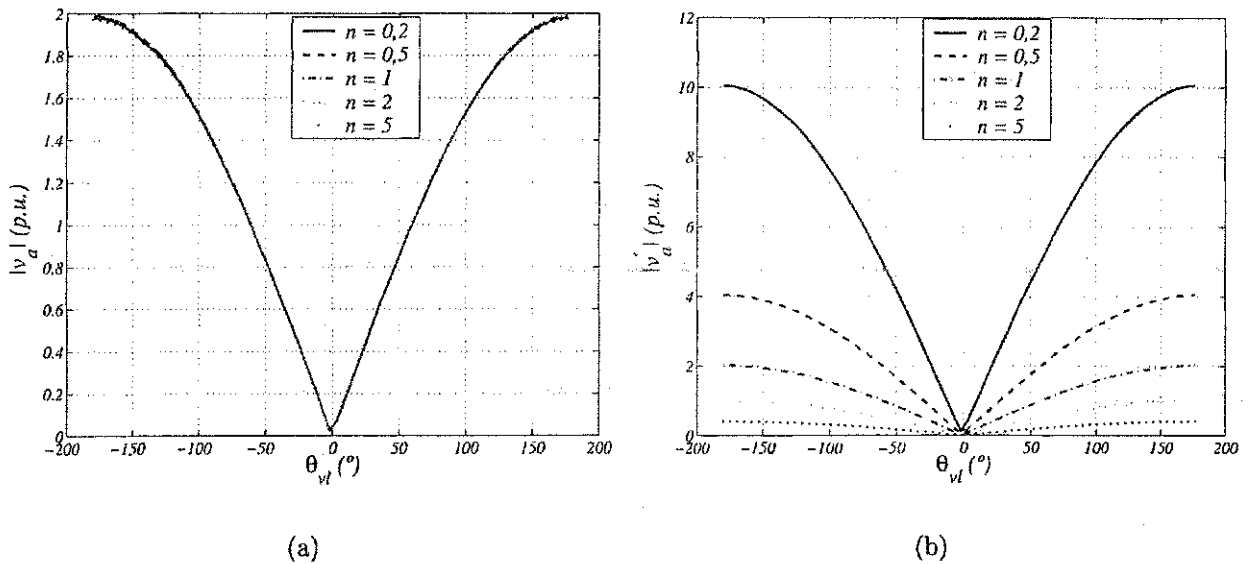


Figura 3.37. (a) $|v_a|$, (b) $|v_a'|$ em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso B.

inversamente proporcional a n , obedecendo a relação de transformação, tal comportamento foi também observado para o caso A (Fig. 3.23).

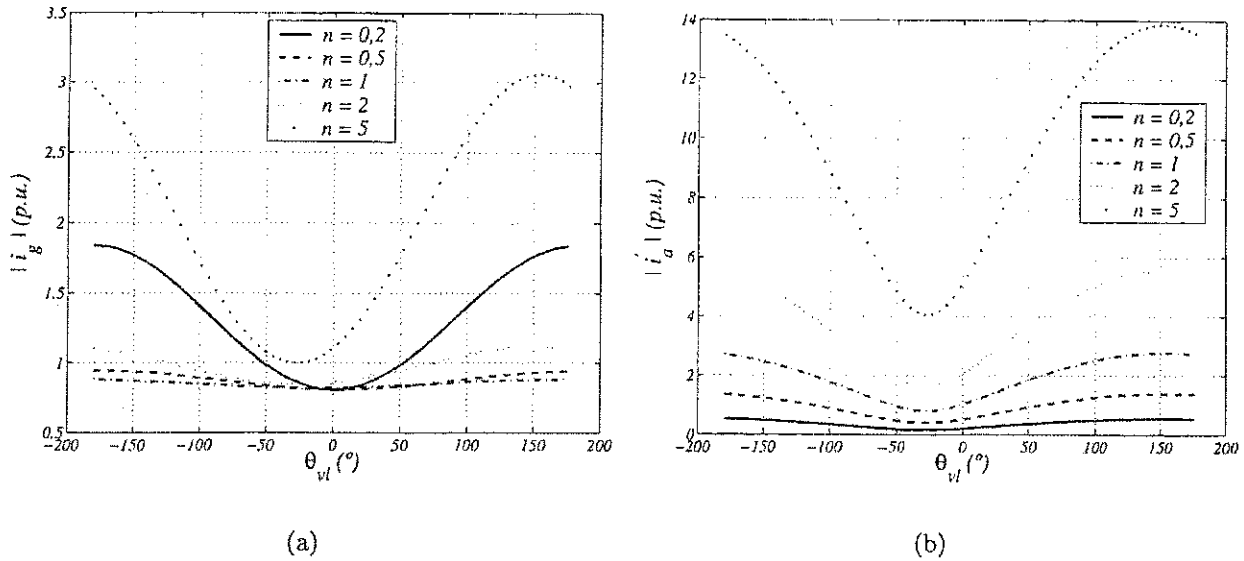


Figura 3.38. (a) $|i_g|$, (b) $|i'_a|$ em função de θ_{vl} para variação de n no filtro universal caso B.

3.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentadas as modelagens e análises de regime permanente do filtro ativo universal para duas estruturas de implementação, a primeira em que o filtro série é colocado próximo à fonte, chamou-se de caso A, e a segunda, na qual o filtro série é conectado próximo à carga, chamou-se de caso B. O caso B tem uma desvantagem frente ao caso A, pois a corrente que circula pelo transformador é a própria corrente da carga. Desse modo, a potência do transformador se torna mais alta e, no caso de cargas não-lineares, há maiores perdas no transformador devido à alta frequência provocada pelas componentes harmônicas da corrente da carga.

Do ponto de vista da fonte, observou-se que ambas as estruturas tem um comportamento semelhante em regime permanente; esta conclusão é tirada do fato da corrente i_g variar com S_{tl} , FP_{carga} e $|e_g|$, de forma semelhante para as estruturas A e B. Apenas n mostrou um comportamento diferente entre os casos A e B para $n = 0,2$; em A, i_g assumiu valores mais

elevados, aumentando com isso as perdas do sistema.

Na tabela 3.2 é mostrado um breve resumo do comportamento das correntes i_g , i_a'' e i_b e das tensões dos conversores v_a'' e v_b' , feito a partir das figuras resultantes da análise de regime permanente para variação de S_l , FP_{carga} , $|e_g|$ e n . No caso A, a corrente i_a'' é menor do que em B devido a corrente que circula no secundário do transformador ser a corrente da carga, ou seja, há uma circulação de potência ativa e reativa (além dos harmônicos, no caso de carga não linear), enquanto em A só há a circulação de potência ativa. No caso B, a corrente i_a'' tem sua variação associada a variação de S_l (modificação do módulo da corrente i_l), não sofrendo alteração para os casos onde se varia o FP_{carga} e $|e_g|$; nesses dois últimos, o caso A teve, em alguns momentos, valores maiores do que em B, porém não tão altos. No geral, a estrutura A apresentou menores correntes e tensões para a grande maioria dos casos, sendo assim uma melhor estrutura, nesse aspecto. Semelhantemente, a corrente i_b mostrou-se menor no caso A do que no caso B, para as variações de carga e da fonte. O caso onde a estrutura B teve resultados melhores do que A, foi na tensão v_b' , onde houve afundamentos de e_g , nessa situação a tensão v_b' assume valores próximos de e_g , e de forma geral o nível de tensão v_b' na estrutura B é menor do que em A, a menos dos casos de sobretensão de e_g .

Até então, os resultados obtidos para ambas as estruturas mostraram que um bom valor de operação de θ_{vl} , é encontrado no intervalo de 0° a -50° , pois nesse intervalo se encontrou menores valores de corrente e tensão. O valor exato de θ_{vl} (ou um intervalo menor de operação) é determinado baseando-se nos valores reais do filtro universal que serão utilizados (naturalmente a análise de regime permanente servirá como uma ferramenta a mais de dimensionamento do filtro), de forma a determinar mais precisamente o ponto ótimo de operação. Verificou-se também que esse ponto ótimo se desloca em algumas situações, logo, deve haver um ponderação na escolha do θ_{vl} , ou fazer um rastreamento dinâmico desse valor, que seria a melhor solução.

Comparativamente, os resultados mostraram que a estrutura A apresenta as melhores condições de implementação, porém este estudo não é definitivo, uma vez que não foram analisadas características de dimensionamento dos filtros, de outro modo, poderá haver um dimensionamento ótimo da estrutura B, que venha a superar a estrutura A. E noutro ponto, não foram

analisadas as características dinâmicas de cada uma.

	Estrutura A	Estrutura B
1. Variação de S_l		
1.1 Comportamento de i_g	Proporcional .	Proporcional; pouco maior do que em A.
1.2 Comportamento de i_a''	Proporcional à i_g .	Proporcional à S_l ; pouco maior do que em A.
1.3 Comportamento de i_b	Varia conforme Q_l	Varia conforme Q_l , maior do que em A.
1.4 Comportamento de v_a''	Praticamente invariante	Praticamente invariante .
1.5 Comportamento de v_b'	Variação pequena.	Variação pequena; menor do que em A.
2. Variação de FP_{carga}		
2.1 Comportamento de i_g	Proporcional.	Proporcional; Semelhança entre A e B, no intervalo $-50^\circ < \theta_{vl} < 50^\circ$.
2.2 Comportamento de i_a''	Proporcional.	Praticamente invariante.
2.3 Comportamento de i_b	Varia conforme FP_{carga} .	Varia conforme FP_{carga} ; maior do que em A.
2.4 Comportamento de v_a''	Praticamente invariante.	Praticamente invariante.
2.5 Comportamento de v_b	Pequena variação.	Pequena variação; semelhança entre A e B.
3. Variação do e_g		
3.1 Comportamento de i_g	Inversamente proporcional.	Inversamente proporcional; Um pouco maior do que em A.
3.2 Comportamento de i_a''	Varia conforme i_g .	Praticamente invariante.
3.3 Comportamento de i_b	Inversamente proporcional.	varia com $ e_g $; menor valor para $ e_g = 1,0$ (p.u.).
3.4 Comportamento de v_a''	Varia com $ e_g $; menor valor para $ e_g = 1,0$ (p.u.).	Varia com $ e_g $; menor valor para $ e_g = 1,0$ (p.u.).
3.5 Comportamento de v_b'	Pequena Variação	Proporcional.
4. Variação de n		
4.1 Comportamento de i_g	Maiores valores para n mais distante de 1.	Maiores valores para n mais distante de 1; Menor do que em A.
4.2 Comportamento de i_a''	Semelhante a i_g , porém com valores mais elevados.	Maiores valores para $n = 5$, para os demais n 's, assume valores maiores do que em A.
4.3 Comportamento de i_b	pequena variação, exceto em $n = 0, 2$	pequena variação.
4.4 Comportamento de v_a''	Maiores valores para $n < 1$; quase invariante em $\theta_{vl} \approx 0^\circ$	Semelhante ao caso A.
4.5 Comportamento de v_b'	pequena variação, exceto em $n = 0, 2$	praticamente invariante.

Tabela 3.2. Comparativo entre as estruturas A e B de implementação do Filtro Universal.

SISTEMA DE CONTROLE

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, é apresentado o sistema de controle utilizado nos filtros ativos série, paralelo e universal. O sistema de controle aqui descrito envolve a modelagem dos controladores utilizados, bem como o diagrama de blocos do sistema e as funções de transferência do sistema: controle + filtro.

Para um filtro ativo, seja qual for a sua configuração, o sistema de controle é o maior responsável pelo seu desempenho, ele deve atuar, de forma que, no caso universal, se comporte como um sorvedouro de harmônicos, um compensador de potência reativa, e que forneça uma tensão estabilizada para a carga.

Rowan e Kerman [69] demonstraram que o controle no referencial síncrono só resolve os distúrbios relativos a sequência positiva, pois após a transformação de coordenadas, as variáveis assumem valores *cc*, por outro lado, as componentes de sequência negativa, presentes em sistemas trifásicos desequilibrados, tornam-se senoides com frequência igual a $-2\omega_g$ e, conseqüentemente, não podem ser compensadas. Para resolver este problema foram propostas e estudadas, técnicas de compensação baseadas no uso de controladores de sequência positiva e sequência negativa [6, 70-72]. Este tipo de estratégia realiza simultaneamente a compensação das componentes de sequência positiva e negativa, por meio de dois controladores, um dedicado a sequência positiva e outro dedicado a sequência negativa. O sinal de controle é a soma dos sinais de saída desses dois controladores [73].

4.2 ESQUEMA DE CONTROLE

4.2.1 Controle dos filtros série e paralelo

Para os filtros série e paralelo foi aplicada a mesma estratégia de controle, descrita através do diagrama de blocos mostrado na Fig. 4.1, neste diagrama a chave kc determina a estratégia de controle: $kc = a$ para a regulação de tensão na carga e $kc = b$ para o controle do fator de potência da fonte.

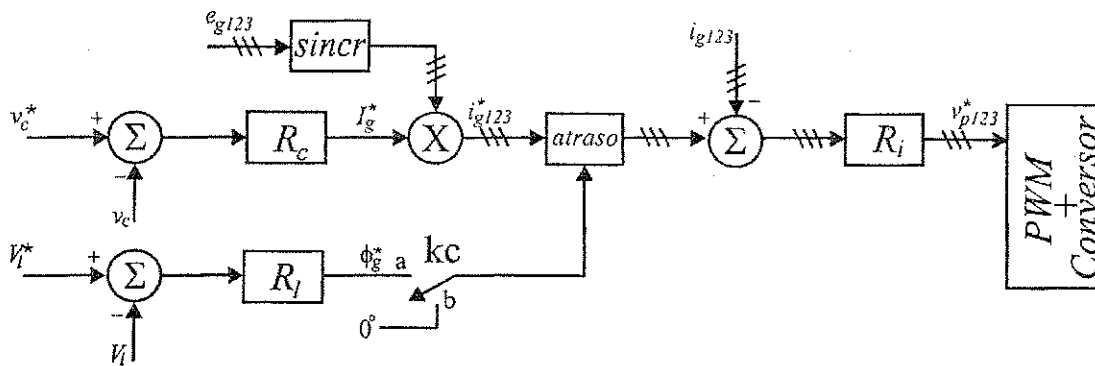


Figura 4.1. Diagrama de controle dos filtros série e universal.

No controle de tensão ($kc = a$), o ângulo da corrente da fonte θ_{ig} , é determinado pelo regulador R_l , que é um controlador PI, cuja entrada é a diferença entre a amplitude de referência da tensão na carga e o seu valor medido. O controle da tensão cc do barramento é feito pelo regulador R_c , cuja saída é a amplitude da corrente da fonte I_g . O bloco *sincr* gera um sinal unitário em fase com a tensão e_{g123} (PLL), e este sendo multiplicado por I_g^* resulta na corrente i_{g123}^* . O bloco *atraso* adiciona a fase θ_{ig} , resultante do controle de tensão, à corrente i_{g123}^* , portanto, o fator de potência da fonte fica determinado pelo controle de tensão da carga. O penúltimo bloco, R_i , corresponde ao controlador de corrente, onde utilizou-se o controlador de dupla sequência. A saída de R_i determina a tensão que deve ser aplicada pelo conversor, para o filtro série v_p^* é trocado por v_a^{**} e no filtro paralelo por $v_b^{*'}$.

No controle tipo do fator de potência ($kc = b$), o ângulo $\theta_{ig} = 0$, logo, o controle da tensão não é executado.

A escolha da posição da chave kc é feita segundo o comportamento da fonte ca e da carga,

podendo-se escolher em que condições da fonte se estará em um controle ou em outro. Quando o controle da tensão na carga for crítico, faz-se o controle de tensão, em contrapartida quando o controle do fator de potência for crítico, faz-se o controle do fator de potência. Tal estratégia permite um chaveamento entre os dois tipos de controle com pouco transitório, visto que apenas θ_{ig} é modificado.

4.2.2 Controle do filtro universal

Em termos gerais, o sistema de controle do filtro ativo universal tem como entrada a tensão da carga e a corrente e tensão da fonte. Através da leitura dessas variáveis, as equações de controle determinam as tensões de saída $v_a^{*//}$ e $v_b^{*//}$, dos conversores série e paralelo, respectivamente.

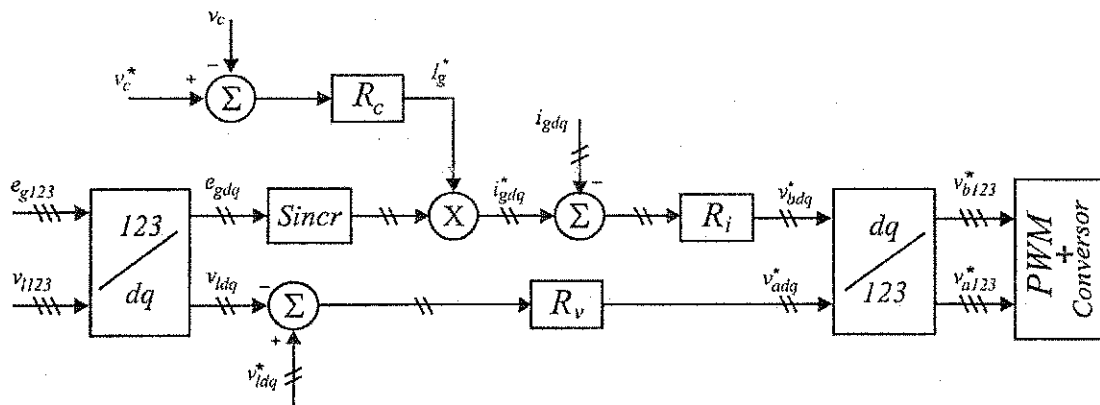


Figura 4.2. Diagrama de Controle do Filtro Universal.

Na Fig. 4.2 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle do filtro universal. Nele são encontrados os três controladores utilizados, um dedicado a tensão de barramento cc (R_c), um para o controle da corrente da fonte (R_i) e um outro para o controle da tensão da carga (R_v). O controlador R_c é alimentado pelo erro da tensão de barramento e a sua saída é a amplitude da corrente da fonte. Multiplicando essa amplitude pelo sinal oriundo do bloco de sincronismo (PLL), que é um sinal de amplitude unitária e em fase com e_{gdq} , resulta na corrente de referência i_{gdq}^* . O controlador R_i recebe como entrada o valor do erro de corrente e a saída é a tensão v_{bdq}^* , que após a transformação de dq-123, é enviada para a determinação da largura

dos pulsos *PWM* do conversor B. A tensão de referência da carga v_{ldq}^* é gerada com amplitude igual ao valor nominal da amplitude da carga, e a fase é escolhida mediante a análise de regime permanente. O erro da tensão da carga alimenta o controlador R_v .

No referencial estacionário a tensão no capacitor tem como referência um valor *cc*, desse modo, um simples controlador PI já é suficiente para garantir o erro estacionário nulo. No caso da corrente da fonte e da tensão da carga, as grandezas são senoidais no referencial estacionário, desse modo, se faz necessário o emprego do controlador de dupla sequência.

Segundo [73], a função de transferência geral de um controlador de dupla sequência (negativa e positiva), é dado por:

$$\frac{U(s)^s}{\xi(s)^s} = G_c = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{s^2 + w_p^2} \quad (4.1)$$

tendo sua resposta no tempo dada por:

$$\frac{dx_a^s}{dt} = x_b^s + k_b \xi^s \quad (4.2)$$

$$\frac{dx_b^s}{dt} = -w_p^2 x_a^s + k_c' \xi^s \quad (4.3)$$

$$u^{*s} = x_a^s + k_a \xi^s \quad (4.4)$$

onde $k_c' = k_c - w_p^2 k_a$.

E a resposta discreta é obtida por meio de um segurador de ordem zero, que é dada por:

$$\begin{aligned} x_a^s(t + h_a) &= \cos(w_p h_a) x_a^s(t) + \frac{\text{sen}(w_p h_a)}{w_p} x_b^s(t) \\ &+ \left[\frac{k_b \text{sen}(w_p h_a)}{w_p} + \frac{1 - \cos(w_p h_a)}{w_p^2} k_c' \right] \xi^s(t) \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} x_b^s(t + h_a) &= -w_p \text{sen}(w_p h_a) x_a^s(t) + \cos(w_p h_a) x_b^s(t) \\ &+ \left[(\cos(w_p h_a) - 1) k_b + \frac{\text{sen}(w_p h_a)}{w_p} k_c' \right] \xi^s(t) \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$u^{*s}(t) = x_a^s(t) + k_a \xi^s(t) \quad (4.7)$$

4.3 ESTRATÉGIA *PWM*

Para os filtros série e paralelo, os sinais de comando *PWM* podem ser determinados diretamente a partir das tensões de filtro referenciadas ao ponto central do barramento, que serão

definidas a partir das funções de referência de fase desejadas (as expressões estão definidas com subíndice b , referindo-se assim ao filtro paralelo. Para o filtro série utiliza-se o mesmo desenvolvimento, bastando trocar o subíndice b por a). Sendo as tensões de referência desejadas dadas por v_{b1}^* , v_{b2}^* e v_{b3}^* , então as tensões de pólo são dadas por:

$$v_{b10}^* = v_{b1}^* + v_{n0}^* \quad (4.8)$$

$$v_{b20}^* = v_{b2}^* + v_{n0}^* \quad (4.9)$$

$$v_{b30}^* = v_{b3}^* + v_{n0}^* \quad (4.10)$$

A tensão v_{n0}^* pode ser calculada baseada no fator de distribuição global μ , dado por:

$$v_{n0}^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{max}^* + (\mu - 1)v_{min}^* \quad (4.11)$$

onde $v_{max}^* = \max V$ e $v_{min}^* = \min V$, e $V = \{v_{b1}^*, v_{b2}^*, v_{b3}^*\}$. O fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por:

$$\mu = t_{oi}/t_o \quad (4.12)$$

Este divide o tempo de roda livre t_o no início ($t_{oi} = \mu t_o$) e no fim ($t_{oe} = (1 - \mu)t_o$) do período de chaveamento. O fator de distribuição pode ser selecionado como função do índice de modulação (mi) para reduzir a THD das tensões de saída do conversor [74].

O algoritmo proposto é:

Passo 1. Escolher o fator de distribuição global μ e calcular v_{n0}^* a partir de (4.11).

Passo 2. Determinar v_{b10}^* , v_{b20}^* , v_{b30}^* a partir de (4.8)–(4.10).

Passo 3. Após determinadas as tensões de pólo, calcular as larguras de pulso τ_{b1} , τ_{b2} e τ_{b3} usando:

$$\tau_{bj} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{bj0}^* \text{ para } j = 1, 2, 3 \quad (4.13)$$

onde T , é o período de chaveamento do PWM

Para o filtro universal, têm-se seis tensões de referência v_{a123}^* e v_{b123}^* . Estas são definidas em relação ao ponto central do barramento, conforme mostrado nas equações (4.14)–(4.19).

$$v_{a10}^* = v_{a1}^* + v_{a0}^* \quad (4.14)$$

$$v_{a20}^* = v_{a2}^* + v_{a0}^* \quad (4.15)$$

$$v_{a30}^* = v_{a3}^* + v_{a0}^* \quad (4.16)$$

$$v_{b10}^* = v_{b1}^* + v_{b0}^* \quad (4.17)$$

$$v_{b20}^* = v_{b2}^* + v_{b0}^* \quad (4.18)$$

$$v_{b30}^* = v_{b3}^* + v_{b0}^* \quad (4.19)$$

O espaço das tensões de referência V é agora composto por v_{a1}^* , v_{a2}^* , v_{a3}^* , v_{b1}^* , v_{b2}^* e v_{b3}^* . Este está restrito ao intervalo $[-E, E]$.

Para o filtro universal, pode-se utilizar tanto o método do fator de distribuição global quanto o método de distribuição local. O método de distribuição global já foi apresentado anteriormente. No método de distribuição local a tensão v_{a0}^* (ou v_{b0}^*) pode ser determinada utilizando-se um μ_s para o conversor série ($s = a$) ou para o conversor paralelo ($s = b$), assim:

$$v_{a0}^* = E\left(\mu_s - \frac{1}{2}\right) - \mu_s v_{s\max}^* + (\mu_s - 1)v_{s\min}^* \quad (4.20)$$

onde $v_{s\max}^* = \max V_a$ e $v_{s\min}^* = \min V_a$ se $s = a$ ou $v_{s\max}^* = \max V_b$ e $v_{s\min}^* = \min V_b$ se $s = b$. Onde $V_a = v_{a1}^*$, v_{a2}^* , v_{a3}^* e $V_b = v_{b1}^*$, v_{b2}^* , v_{b3}^* . Além de (4.20), a tensão v_{a0}^* deve obedecer as tensões do conversor do outro lado (tensões de referência do filtro paralelo $U_b = v_{b1}^*$, v_{b2}^* , v_{b3}^* (se $s = a$) ou tensões de referência do conversor série $U_a = v_{a1}^*$, v_{a2}^* , v_{a3}^* (se $s = b$)). Então, a partir de (4.14)-(4.19), os limites para v_{a0}^* , para $s = a$ e $s = b$, podem ser calculados como:

$$v_{a0\max}^* = E/2 - \max U_b \quad (\text{se } s = a) \quad (4.21)$$

$$v_{a0\min}^* = -E/2 - \max U_b \quad (4.22)$$

$$v_{a0\max}^* = E/2 - \max U_a \quad (\text{se } s = b) \quad (4.23)$$

$$v_{a0\min}^* = -E/2 - \max U_a. \quad (4.24)$$

Nesse caso, é possível controlar como a distorção harmônica é dividida entre os conversores A e B . O algoritmo proposto é:

Passo 1. Escolher o fator de distribuição local μ_g assim o conversor paralelo ou série é otimizado e calcula-se v_{n0}^* a partir de (4.20).

Passo 2. Determinar os limites $v_{a0\max}^*$ e $v_{a0\min}^*$ a partir de (4.21) e (4.22) ou (4.23) e (4.24). Limite v_{a0}^* para $v_{a0\max}^*$ se $v_{a0}^* > v_{a0\max}^*$ e v_{a0}^* para $v_{a0\min}^*$ se $v_{a0}^* < v_{a0\min}^*$.

Passo 3. Determinar v_{a10}^* , v_{a20}^* , v_{a30}^* , v_{b10}^* , v_{b20}^* e v_{b20}^* a partir de (4.14)–(4.19).

Passo 4. O mesmo passo 3 do método de distribuição global.

4.4 PROJETO DOS CONTROLADORES

O projeto dos controladores desenvolvidos aqui nesta seção, são uma forma simplificada de projeto, essa simplificação foi necessária devido a complexidade das funções de transferência obtidas. O resultado final de sintonia dos controladores é feita mediante simulações dinâmicas do sistema.

Para o filtro paralelo, a expressão da corrente da fonte é dada por:

$$\mathbf{I}_g = -\frac{1}{Z_g + Z_b} \mathbf{V}_b + \frac{1}{Z_g + Z_b} \mathbf{E}_g + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} \mathbf{I}_l \quad (4.25)$$

Para o cálculo do controlador utiliza-se o termo:

$$\mathbf{I}_g = -\frac{1}{Z_g + Z_b} \mathbf{V}_b \quad (4.26)$$

Reescrevendo (4.26) no domínio s , chega-se a:

$$\frac{I_g(s)}{V_b(s)} = -\frac{1}{R + sL} \quad (4.27)$$

onde $R = r_g + r_b$ e $L = l_g + l_b$. A função de transferência de malha aberta do sistema de controle, é dada pelo produto da função de transferência do controlador PI e da função de transferência (4.27):

$$G_{oi} = -\frac{K_{ii}(sK_{pi}/K_{ii} + 1)}{s} \frac{1}{R + sL} \quad (4.28)$$

Cancelando o zero do controlador com o pólo da planta do sistema, chega-se a expressão (4.30)

$$\frac{K_{pi}}{K_{ii}} = \frac{L}{R} \quad (4.29)$$

$$G_{oi} = -\frac{K_{ii}}{sR} \quad (4.30)$$

fechando a malha:

$$G_{fi} = -\frac{1}{s\frac{R}{K_{ii}} + 1} \quad (4.31)$$

Define-se então o ganho integral segundo a largura de faixa desejada, sendo f_n a largura desejada, K_i e K_p são determinados por (4.32) e (4.33).

$$K_{ii} = 2\pi f_n R \quad (4.32)$$

$$K_{pi} = 2\pi f_n L \quad (4.33)$$

No controle de tensão da carga a função de transferência utilizada para a determinação dos controladores é o termo (4.35), retirada diretamente da expressão (4.34).

$$V_l = \frac{Z_g}{Z_g + Z_b} V_b + \frac{Z_b}{Z_g + Z_b} E_g - \frac{Z_g Z_b}{Z_g + Z_b} I_l \quad (4.34)$$

$$\frac{V_l(s)}{V_b(s)} = \frac{r_g + sl_g}{r_g + r_b + s(l_g + l_b)} \quad (4.35)$$

A função de malha aberta de tensão é então dada por:

$$G_{ov} = \frac{r_g + sl_g}{R + sL} \frac{K_{iv} (sK_{pv}/K_{iv} + 1)}{s} \quad (4.36)$$

O cancelamento do pólo do sistema com o zero do controlador PI resulta na equação (4.38).

$$\frac{K_{pv}}{K_{iv}} = \frac{L}{R} \quad (4.37)$$

$$G_{ov} = \frac{K_{iv}(r_g + sl_g)}{sR} \quad (4.38)$$

fechando a malha é obtida a função de transferência de malha fechada (4.39).

$$G_{fv} = \frac{K_{iv}(r_g + sl_g)}{sR + K_{iv}(r_g + sl_g)} \quad (4.39)$$

Pode-se então definir os ganhos dos controladores segundo a largura de faixa (frequência de corte), de forma semelhante ao controle de corrente, resultando nas equações (4.40) e (4.41).

$$K_{pv} = \frac{LK_{iv}}{R} \quad (4.40)$$

$$K_{iv} = 2\omega_n^2 R l_g + \sqrt{4\omega_n^4 R^2 l_g^2 + (r_g + \omega_n l_g)\omega_n^2 + R^2} \quad (4.41)$$

Os ganhos dos controladores de dupla sequência são definidos [73], como sendo:

$$K_a = K_p \quad (4.42)$$

$$K_b = K_i \quad (4.43)$$

$$K_c = w_g^2 K_p \quad (4.44)$$

A determinação dos controladores de corrente e tensão para o filtro série, segue o mesmo procedimento do filtro paralelo, bastando trocar r_b por r_a , l_b por l_a .

4.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o sistema de controle utilizado, bem como a determinação das tensões *PWM* para os conversores. Até então não foi feito o dimensionamento do sistema de controle utilizando-se a função de transferência envolvendo todos os elementos do sistema, devido a sua complexidade, tanto para os filtros série, paralelo e universal.

Nos filtros série e paralelo foi apresentado um sistema de controle que facilita a mudança entre o controle do fator de potência e regulação da tensão da carga, baseado na modificação de θ_{ig} , onde, na regulação de tensão da carga, o controlador adianta ou atrasa a corrente da fonte em relação a tensão da mesma; e no controle de fator de potência θ_{ig} é feito nulo.

No controle do filtro universal, o emprego do controlador de dupla sequência permitirá que sejam realizadas compensações tanto de sequência positiva quanto negativa, bem como desbalanceamentos. A frequência de sintonia utilizada foi a frequência fundamental, e as demais frequências harmônicas são compensadas segundo a largura de faixa do controlador, pode-se ainda adicionar mais blocos de controladores para as frequências harmônicas.

De forma geral, o sistema de controle aqui desenvolvido apresentou resultados bastante satisfatórios, tanto em ambiente de simulação quanto em ambiente experimental, conforme mostrado no capítulo seguinte.

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos em nível de simulação e experimental. Aqui, são mostrados os comportamentos do filtro série e do filtro paralelo com controle de tensão na carga, com controle de corrente da fonte, e o filtro universal implementado com as estruturas A e B. Foram realizadas simulações contendo distúrbios de tensão e de corrente, e de forma semelhante foram realizados os experimentos.

5.2 FILTRO SÉRIE

Na simulação do filtro série utilizou-se os seguintes parâmetros:

$ e_g = 220V_{rms}$	$r_g = 0,0055\Omega$	$l_g = 15\mu H$	$S_l = 1.750VA$	$FP_{carga} = 0,7 ind$
$l_a'' = 5,9mH$	$r_a'' = 1,1\Omega$	$C_o = 80\mu F$	$l_m = 1H$	$l_{ds} = 1,0mH$

Tabela 5.1. Parâmetros de simulação do filtro série.

E os ganhos sintonizados foram:

Controlador R_c		Controlador R_i		Controlador R_v	
$K_p = 0,2$	$K_i = 0,3$	$K_p = 5,0$	$K_i = 2050$	$K_p = 0,001$	$K_i = 0,1$

Tabela 5.2. Ganhos dos controladores do filtro série.

A frequência de chaveamento do *PWM* utilizada tanto aqui quanto em todas as simulações foi de 10020Hz. Primeiramente, empregando o controle de corrente (fator de potência unitário na fonte unitário), obteve-se, após o transitório do sistema, a corrente da fonte (juntamente com a tensão) mostrada na Fig. 5.1(a), cujo THD foi de 0,45%; e na Fig. 5.1(b) é mostrada a

tensão da carga v_{l123} , onde se observa um valor de pico de $440V$, que corresponde à $41,47\%$ do valor de pico de $311V$ da fonte; a THD calculada foi de $1,67\%$.

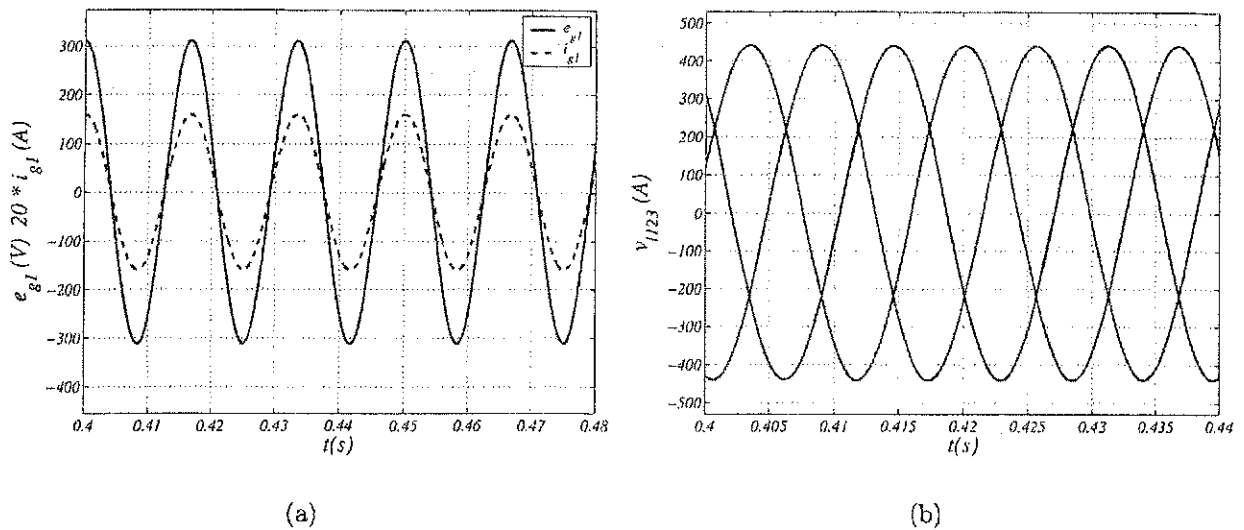


Figura 5.1. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro série com controle de corrente.

Para a verificação do controle de tensão foi provocada uma variação de 20% na amplitude da fonte; para a sobretensão aplicou-se um valor de $372V$ de pico, e um valor de $248V$ de pico para o afundamento. Na Fig. 5.2(a) é mostrada a tensão e corrente da fonte, e observa-se que o controle de tensão provocou um atraso de aproximadamente -27° , para efetuar a regulação de tensão da carga; na Fig. 5.2(b) é mostrada a tensão v_{l123} regulada. Na simulação da sobretensão, foi obtido um atraso da corrente da fonte em relação a tensão da mesma de aproximadamente -51° , tal qual mostrado na Fig. 5.3(a); na Fig. 5.3(b) é mostrada a tensão v_{l123} regulada.

5.3 FILTRO PARALELO

A simulação do filtro paralelo foi realizada para as mesmas condições da simulação do filtro série: controle do fator de potência com tensão da fonte no valor nominal, e regulação de tensão da carga, com a fonte sofrendo alteração no valor da amplitude de $\pm 20\%$; nesta simulação, foram utilizados os parâmetros mostrados abaixo:

E os ganhos sintonizados foram:

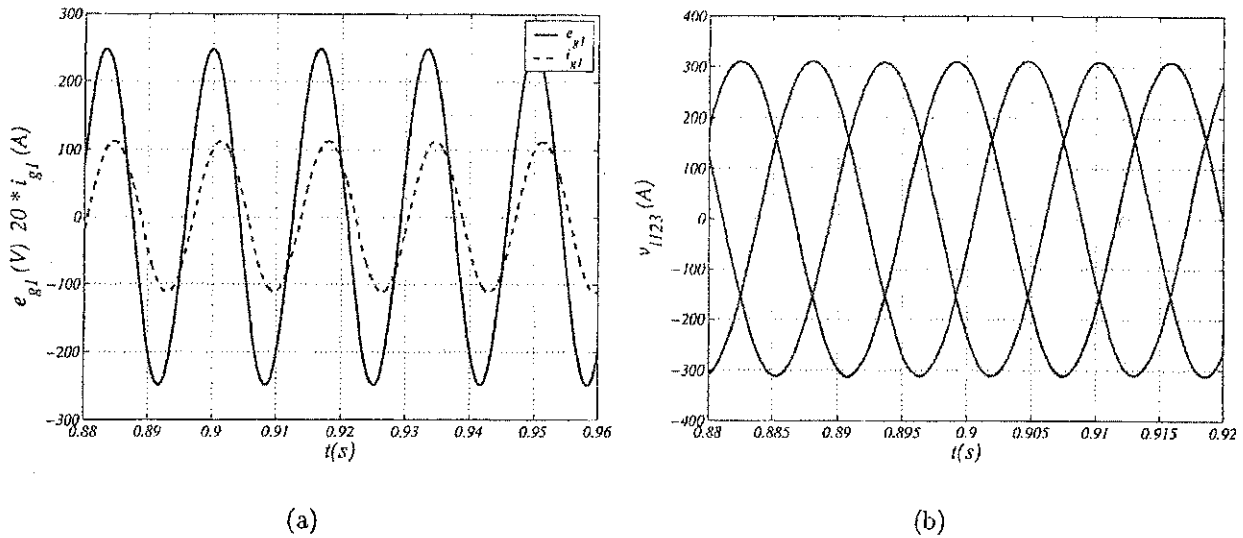


Figura 5.2. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro série com controle tensão durante o afundamento da fonte.

$ e_g = 220V_{rms}$	$r_g = 0,1\Omega$	$l_g = 10mH$	$S_t = 5.000VA$	$FP_{carga} = 0,7 ind$
$l_b = 2,0mH$	$r_b = 0,8\Omega$	$C_u = 100\mu F$	$C_{bar} = 2,2mF$	

Tabela 5.3. Parâmetros de simulação do filtro paralelo.

Na Fig. 5.4(a) é mostrada a tensão e corrente da fonte no caso em que é executado o controle de corrente da fonte, ressaltando o sincronismo entre as mesmas. Na Fig. 5.4(b) é mostrada a tensão v_{l123} da carga, e observa-se que esta está praticamente no valor nominal de 311V de amplitude, tal resultado da tensão da carga foi previsto pela análise de regime do filtro paralelo (figura na página 38).

Com a regulação de tensão, durante o afundamento de 20% da tensão de alimentação, foi obtida a corrente mostrada na Fig. 5.5(a). Observa-se que o controle de tensão faz com que a corrente se adiante da tensão de aproximadamente 42° , para manter a tensão na carga no valor nominal. Na Fig. 5.5(b) é mostrada a tensão v_{l123} , destacando o transitório durante o afundamento.

Para a sobretensão da fonte de alimentação, a corrente da fonte ficou atrasada em relação a tensão em aproximadamente -58° , tal como mostrado na Fig. 5.6(a). Na Fig. 5.6(b) é mostrada a tensão v_{l123} regulada, dando destaque para o transitório durante a sobretensão.

Para o filtro paralelo obteve-se também resultados experimentais, com o mesmo operando

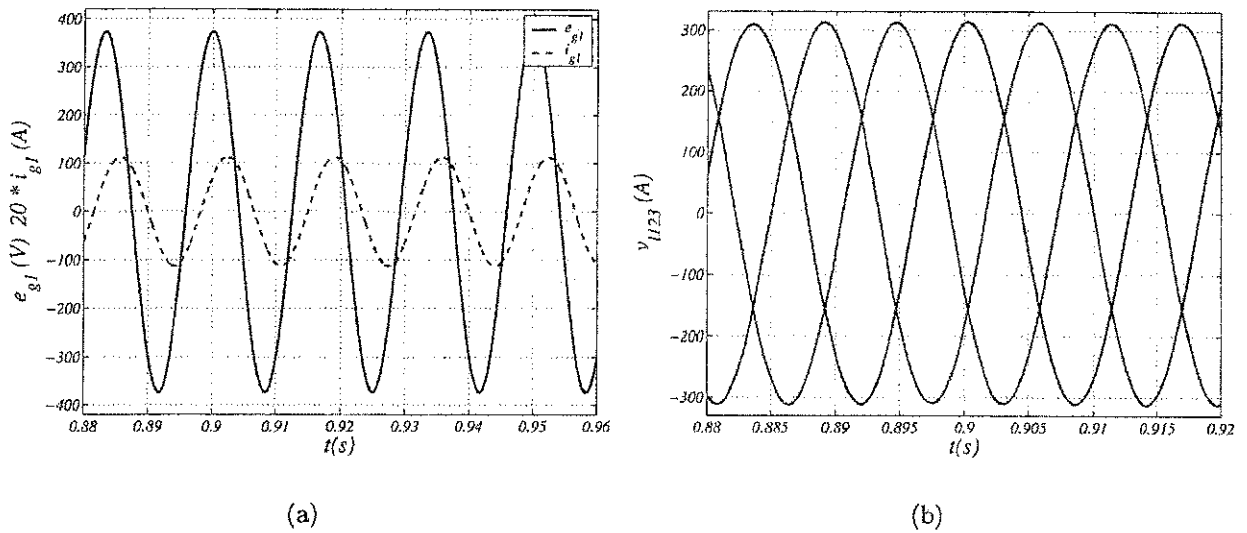


Figura 5.3. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro série com controle de tensão durante a sobretensão.

Controlador R_c		Controlador R_i		Controlador R_v	
$K_p = 0,08$	$K_i = 0,4$	$K_p = 2,5$	$K_i = 2000$	$K_p = 0,0001$	$K_i = 0,4$

Tabela 5.4. Ganhos dos controladores do filtro paralelo.

com controle do fator de potência e regulador de tensão da carga. Utilizou-se como carga um motor de 5cv e $FP_{carga} = 0,8$, com tensão nominal de 380V (em Y), $c_b = 10\mu F$, $l_b = 7mH$, $l_g = 2mH$. A tensão e a corrente da fonte, com o filtro operando com controle do fator de potência, são mostrados na Fig. 5.7(a). Para a corrente i_{g123} , o THD encontrado foi de 5,44%, porém este valor não é precisamente o valor real devido a ruídos presentes na medição. Para a tensão de alimentação o valor de THD encontrado foi de 4,56%. Na Fig. 5.7(b) é mostrada a corrente i_{g123} . O valor de amplitude da tensão da carga ficou próxima a da tensão da fonte e com uma THD de 3,375%, conforme pode ser visto na Fig. 5.8(a). Na Fig. 5.8(b) é mostrada a tensão de barramento cc, onde observa-se um controle satisfatório do mesmo.

Para a verificação experimental do controle de tensão foi feito uma mudança no valor de referência da amplitude de tensão da carga, primeiramente para um valor maior do que o valor da fonte, e depois para um valor abaixo da tensão da fonte. Inicialmente, para a tensão da fonte de 14V de pico, foi colocada uma referência de amplitude de tensão de 19V, o que corresponde a 35% de regulação de tensão. Na Fig. 5.9(a) é mostrada a corrente e tensão da fonte, de onde se verifica o adiantamento da fase da corrente em relação a tensão em torno de 60° , com um

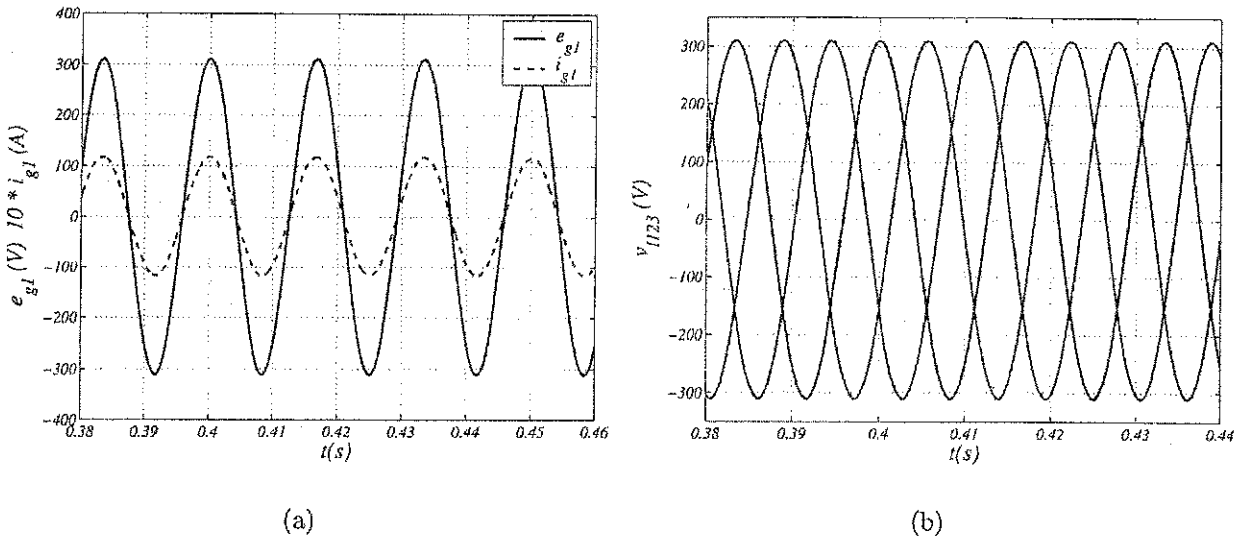


Figura 5.4. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro paralelo com controle de corrente.

THD de corrente de 2.25%. Na Fig. 5.9(b) é mostrada a tensão da carga, e para a mesma o THD obtido foi de 2.65%. Na Fig. 5.10(a) é mostrada a amplitude da tensão da carga medida, utilizada na malha de controle e na Fig. 5.10(b) a tensão do barramento cc.

Para o caso onde a tensão na carga é menor, a corrente da fonte fica atrasada em relação a tensão da mesma, conforme é mostrado na Fig. 5.11(a) (a defasagem encontrada ficou em torno de 60°). Para este caso foi colocado como referência de amplitude da tensão o valor de 11V, que corresponde a aproximadamente -20% do valor da fonte que foi de 13,8V. A tensão na carga obtida é mostrada na Fig. 5.11(b), o THD para a mesma foi de 4,11%, e o THD da corrente da fonte foi de 1,84%. Na Fig. 5.12(a) é mostrado o valor medido da amplitude da tensão da carga, utilizado para o controle, e na Fig. 5.12(b) é mostrada a tensão de barramento cc onde ouve um erro desprezível de 1V, o que corresponde a menos de 1%.

5.4 FILTRO UNIVERSAL

Os resultados aqui obtidos foram em nível de simulação para ambas as estruturas A e B, e experimental para o caso A.

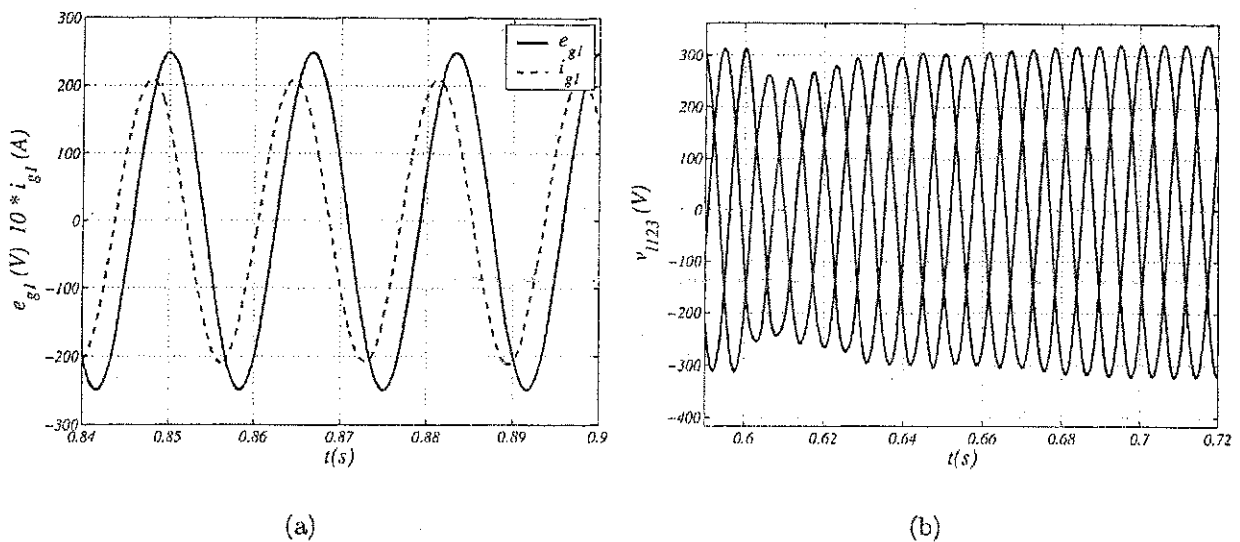


Figura 5.5. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro paralelo com controle de tensão durante o afundamento.

5.4.1 Filtro Universal caso A

Para a simulação dinâmica do filtro ativo universal, utilizou-se uma fonte de tensão e_g de 220Vrms, alimentando uma carga com um THD de corrente de 29,78%. A tensão de barramento utilizada foi de 622V. Na Fig. 5.13(a) é mostrada uma das fases da fonte e a respectiva corrente, evidenciando a correção do fator de potência para próximo da unidade.

Na Fig. 5.13(b) é mostrada a corrente da carga. A corrente de compensação imposta pelo conversor paralelo é mostrada na Fig.5.14(a), e a tensão imposta pelo conversor no secundário do transformador é mostrada na Fig. 5.14(b). Na Fig. 5.15(a) e (b), têm-se, respectivamente, a corrente i_{g123} , cujo THD foi de 6,57%, e a tensão v_{l123} , cujo THD foi de 2,4%.

No instante $t = 0,55 s$, foi provocado um afundamento de 20% na tensão da fonte e obteve-se o controle de tensão na carga mostrado na Fig. 5.16(a), cujo transitório foi bastante curto, durando um pouco mais de um ciclo e o THD foi de 2,50%. Na Fig.5.16(b) são mostradas a tensão e corrente da fonte, evidenciando o controle do fator de potência.

A corrente i_{g123} é mostrada na Fig. 5.17(a), nota-se que a amplitude da corrente é um pouco maior, o que demonstra que as perdas para afundamentos de tensão aumentam, o THD calculado foi de 5,54%. Na Fig. 5.17(b) é mostrada a tensão do secundário do transformador,

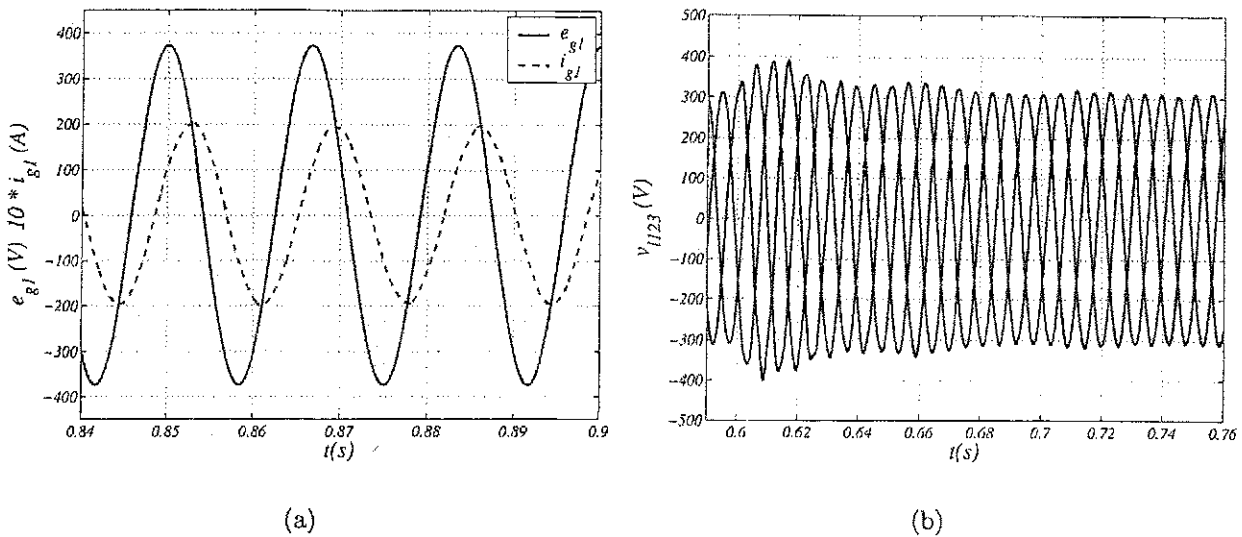


Figura 5.6. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , na simulação do filtro paralelo com controle de tensão durante a sobretensão.

evidenciando o transitório de onde se vê o aumento da tensão imposta pelo conversor série.

No instante $t = 0,7s$ é provocado uma sobretensão na tensão da fonte de 20%, para esta situação se obteve a tensão na carga mostrada na Fig. 5.18(a), cujo THD foi de 2.33%. Na Fig. 5.18(b) são mostradas a corrente e a tensão da fonte, evidenciando o controle do fator de potência. Na Fig. 5.19(a) são mostradas as correntes i_{g123} , cujo THD foi de 7.74%, e nessa situação verificou-se uma taxa de distorção harmônica maior, devido a uma menor corrente da fonte. Na Fig. 5.19(b) é mostrada a tensão de compensação do secundário do transformador.

Os resultados experimentais do filtro universal A, foram obtidos alimentando-se uma ponte retificadora completa de diodos, tendo no lado cc uma resistência e uma indutância. A curva da corrente da carga é mostrada na Fig. 5.20(a), com esta corrente a THD calculada foi de 105,17%; o controle de corrente atuou, reduzindo este conteúdo harmônico na corrente da fonte, tal qual mostrado na Fig. 5.20(b), com um THD de 6,17%; nessa figura ainda destaca-se a tensão e_g , que está em sincronismo com a corrente i_g , tornando-se assim o fator de potência quase unitário.

Na Fig. 5.21(a) é mostrada a tensão de uma fase da carga, juntamente com a variável de referência que é gerada para o controlador de tensão (R_w). Obteve-se para a tensão da carga uma THD de 2,99%. A tensão de referência do barramento utilizada foi de 200V, e o controlador R_c entregou uma tensão de aproximadamente 199,5V, tal como mostrado na Fig. 5.21(b);

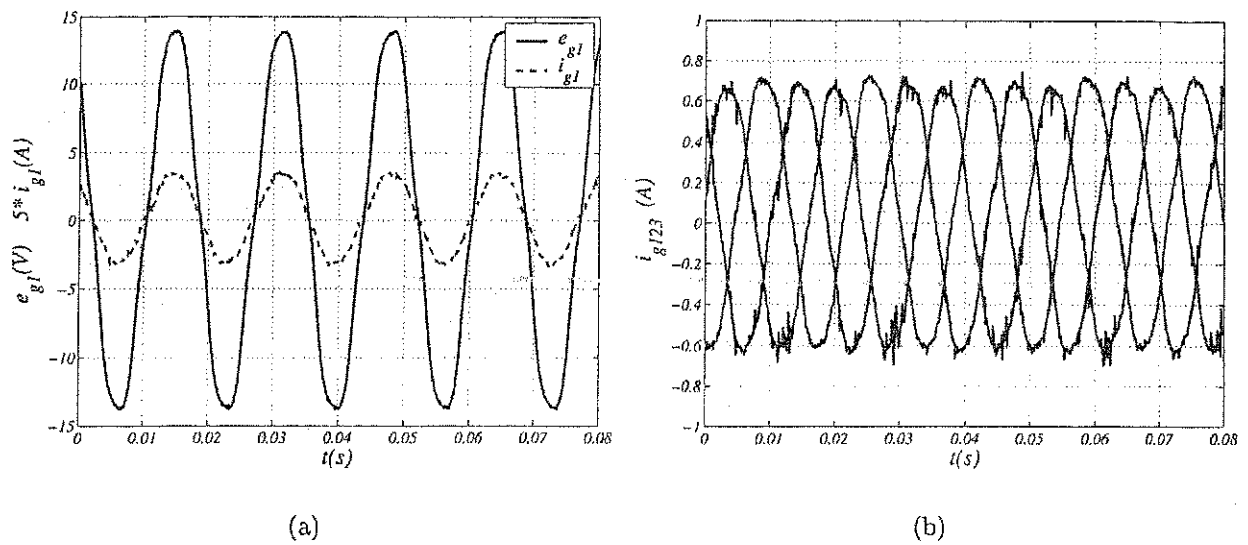


Figura 5.7. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) i_{g123} , no experimento do filtro paralelo com controle de corrente.

observa-se que a tensão do barramento permanece estabilizada durante o experimento.

5.4.2 Filtro Universal caso B

A simulação do filtro universal caso B foi realizada utilizando-se os valores em (p.u.). Os resultados mostrados se referem a compensação de potência reativa de uma carga RL com fator de potência de 0,8, para afundamentos e sobretensões na fonte de 20%. Na Fig.5.22(a) é mostrada a tensão na carga, durante o afundamento da tensão da fonte, onde verifica-se que a tensão da carga manteve-se no valor próximo de 1,0 p.u., com uma THD de 2,09% e na Fig. 5.22(b) é mostrada uma das fases da corrente e da tensão da fonte, onde se observa o controle do fator de potência. A THD da corrente da fonte foi de 2,48%.

A tensão na carga para a simulação da sobretensão na fonte é mostrado na Figs. 5.23(a), para esta tensão foi calculado um THD de 2,8% . Na Fig. 5.23(b) é mostrada uma das fases da corrente e da tensão da fonte, onde se observa o controle do fator de potência. Para a corrente da fonte a THD foi de 4,47%.

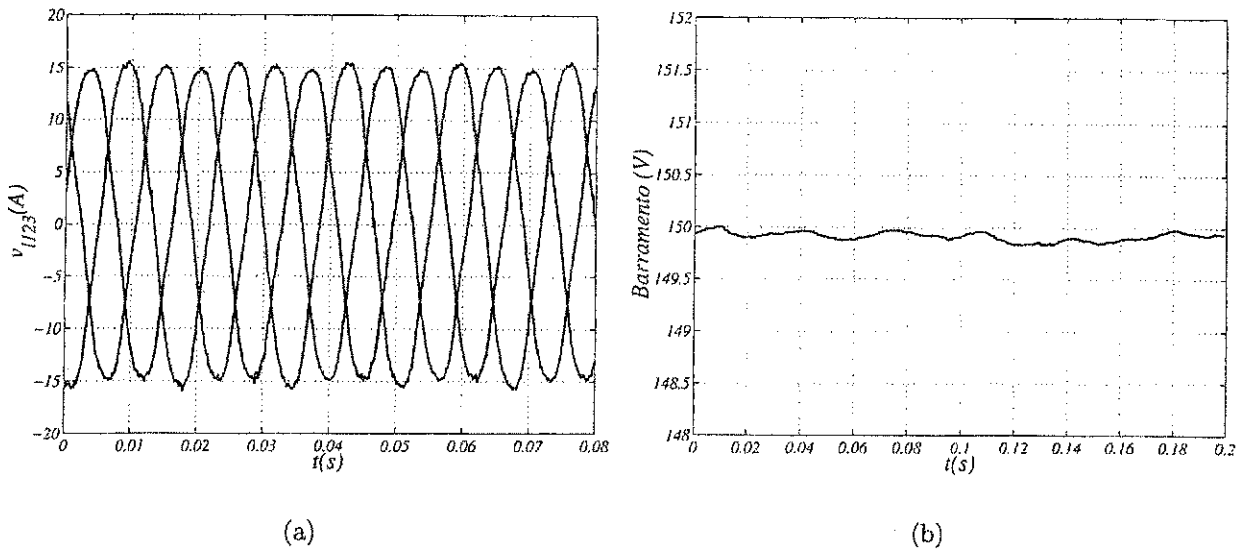


Figura 5.8. (a) v_{l123} , (b) E , no experimento do filtro paralelo com controle de corrente.

5.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação obtidos para o filtro paralelo, série e universal com as estruturas A e B. Resultados experimentais foram obtidos para o filtro paralelo e universal caso A.

O sistema de controle adotado apresentou resultados satisfatórios, apesar do não dimensionamento dos controladores utilizando-se as funções completas do sistema de controle.

Pelos resultados do controle de tensão da carga tanto no filtro paralelo quanto no filtro série, se comprovou que para reduzir a tensão na carga é necessário atrasar a corrente da fonte, e no outro caso, quando se deseja aumentar a tensão na carga é necessário adiantar a corrente da fonte, tal como observado na análise de regime permanente.

A estratégia empregada no filtro paralelo e série, permitiu que nas simulações houvesse uma mudança na escolha de controle de forma simples.

No filtro universal, os resultados de controle mostraram-se satisfatórios. Para a estrutura A foi verificado tanto no nível computacional quanto experimental. No caso B, não foram obtidos resultados experimentais devido a dificuldades encontradas durante a montagem do experimento, mas os resultados de simulação mostraram o bom funcionamento dessa estrutura.

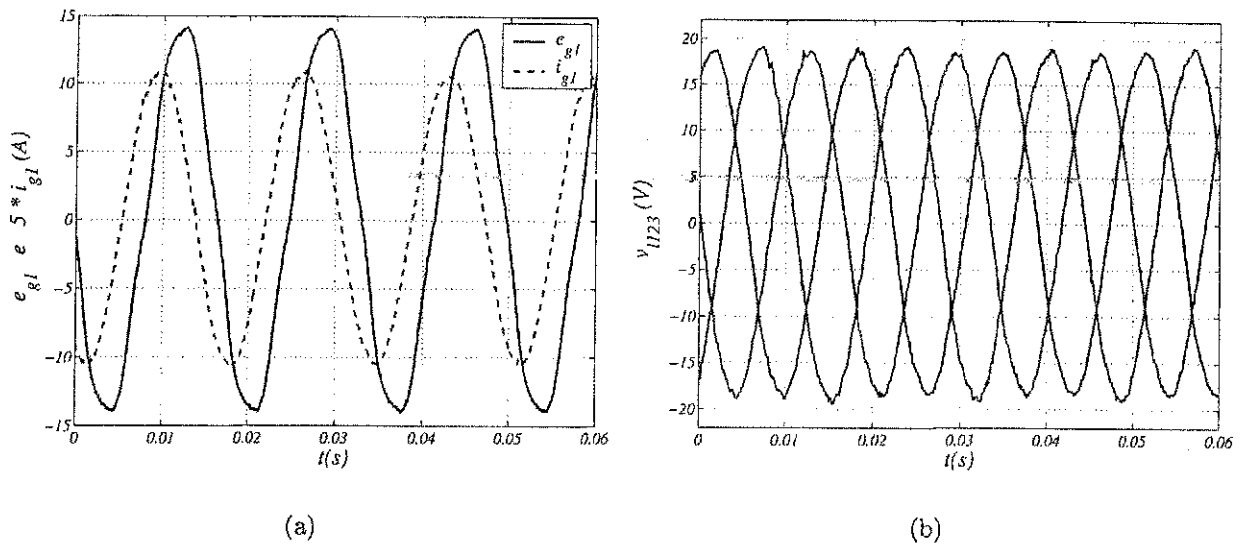


Figura 5.9. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , no experimento do filtro paralelo com controle de tensão da carga maior que da fonte.

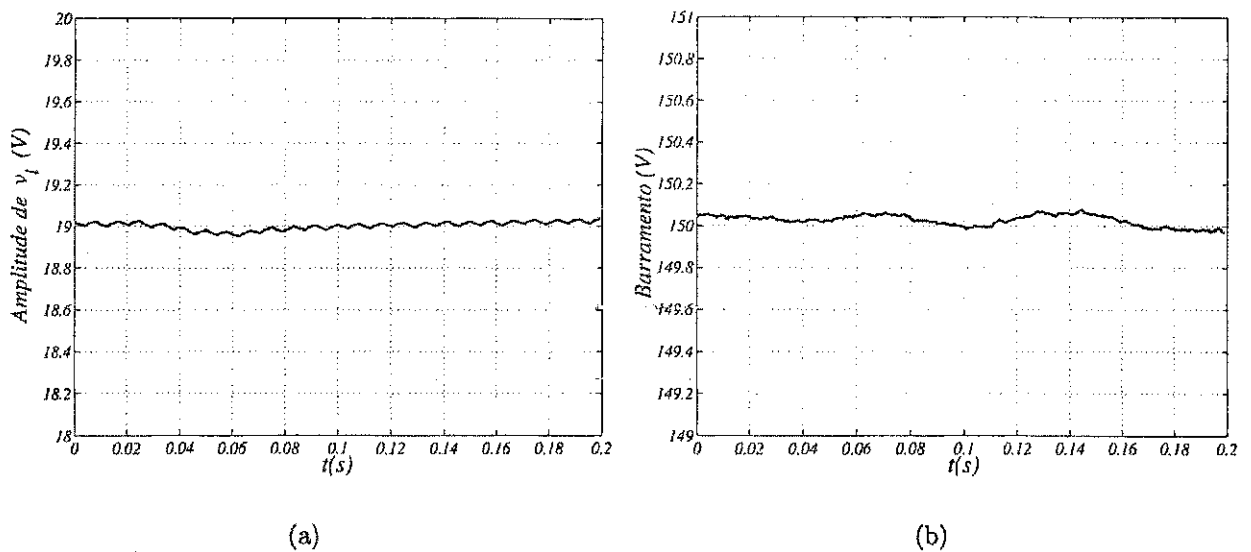


Figura 5.10. (a) Amplitude de v_l , (b) E , no experimento do filtro paralelo com controle de tensão da carga maior que da fonte.

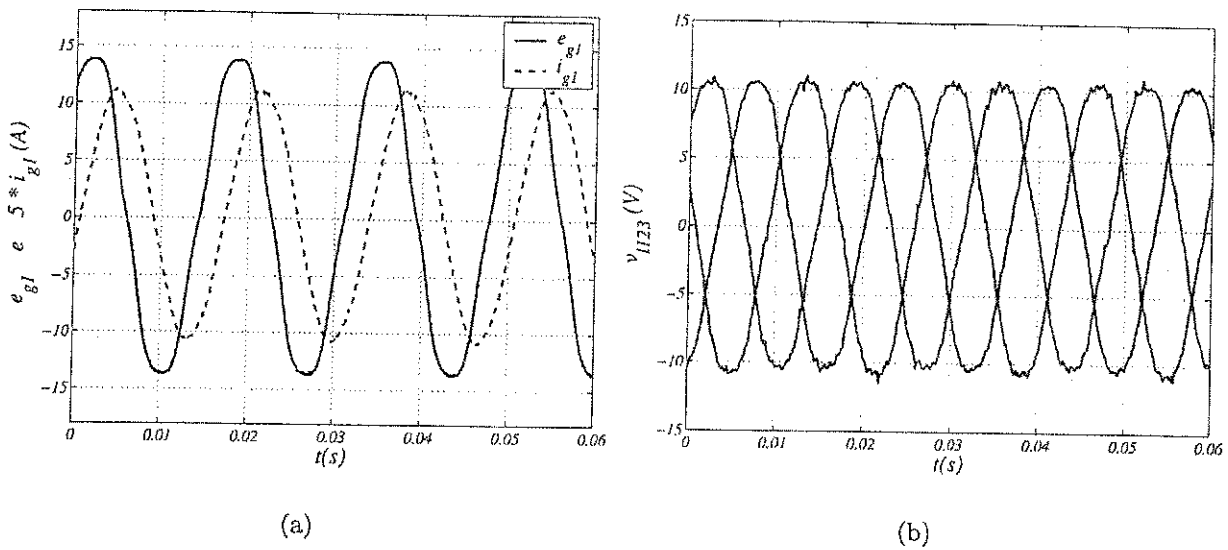


Figura 5.11. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) v_{l123} , no experimento do filtro paralelo com controle de tensão da carga menor que da fonte.

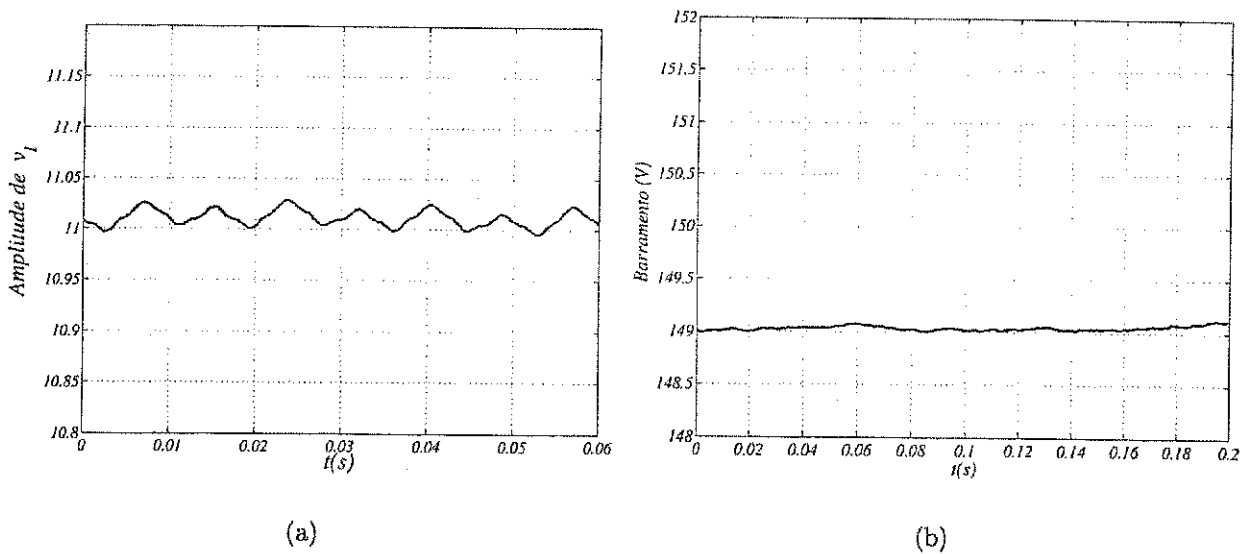


Figura 5.12. (a) Amplitude de v_l , (b) E , no experimento do filtro paralelo com controle de tensão da carga menor que da fonte.

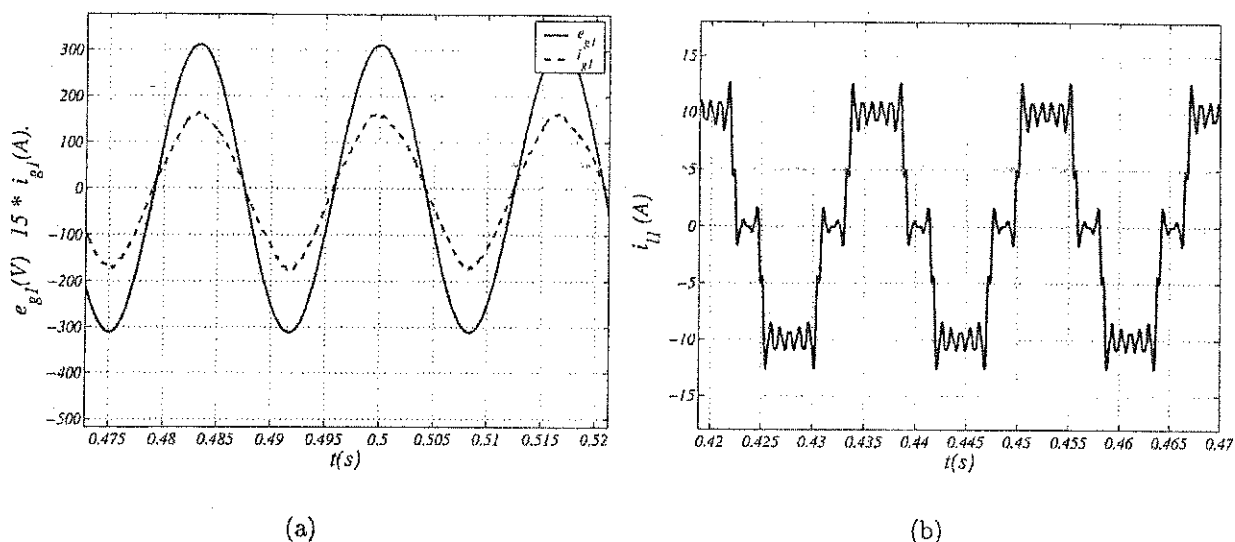


Figura 5.13. (a) e_{g1} e i_{g1} , (b) i_{l1} , na simulação do filtro universal caso A.

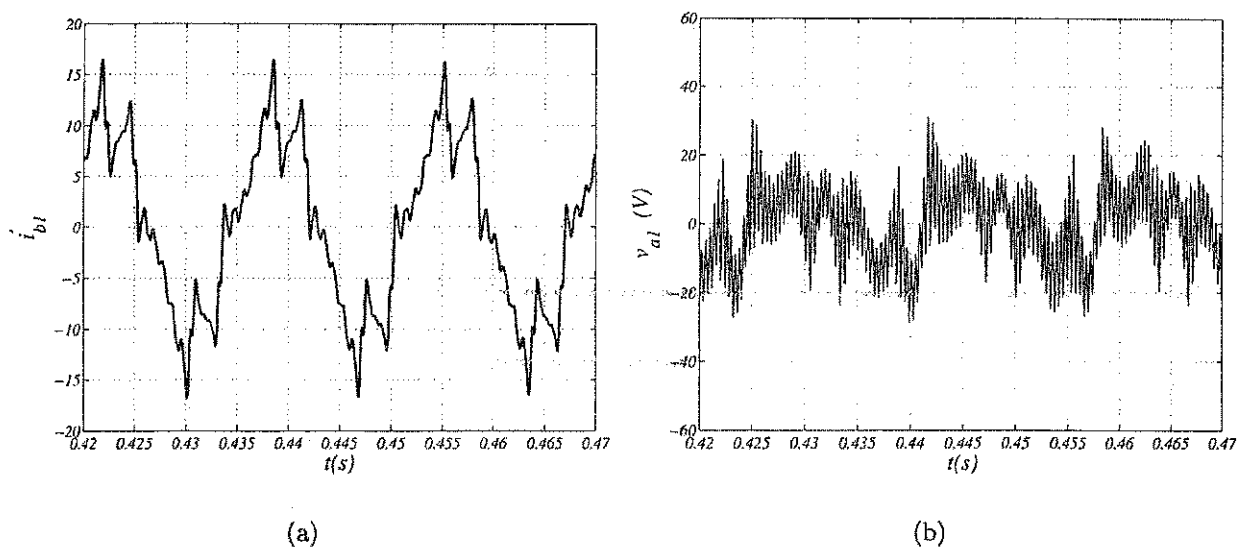


Figura 5.14. (a) i'_{b1} , (b) v_{a1} , na simulação do filtro universal caso A.

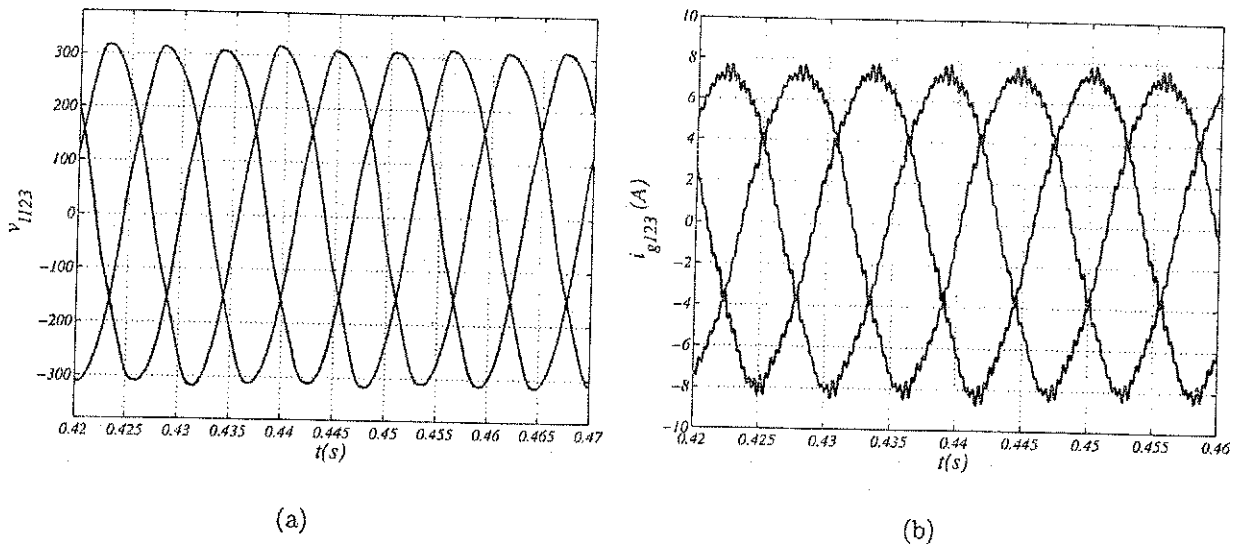


Figura 5.15. (a) v_{l123} , (b) i_{g123} , na simulação do filtro universal caso A.

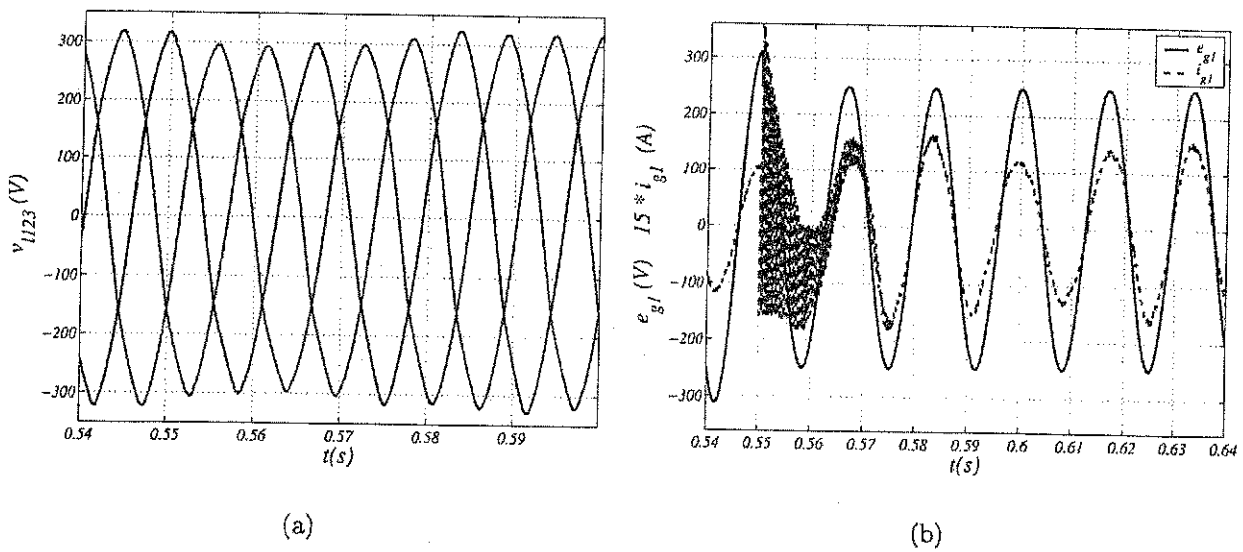


Figura 5.16. (a) v_{l123} , (b) e_{g1} e i_{g1} , na simulação do filtro universal caso A, com afundamento de e_g .

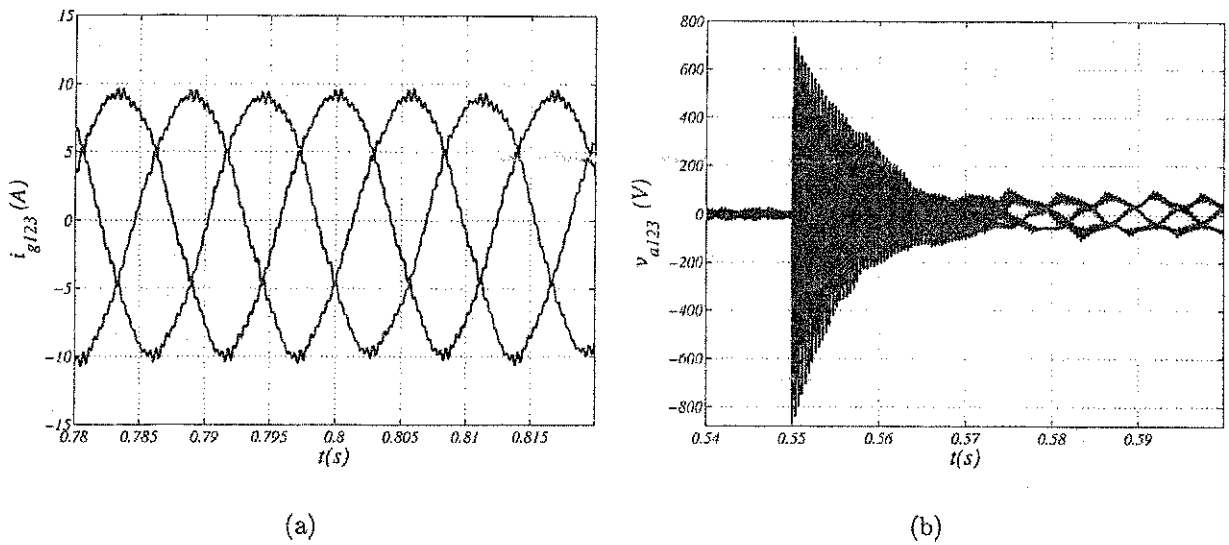


Figura 5.17. (a) i_{g123} , (b) v_{a123} , na simulação do filtro universal caso A, com afundamento de e_g .

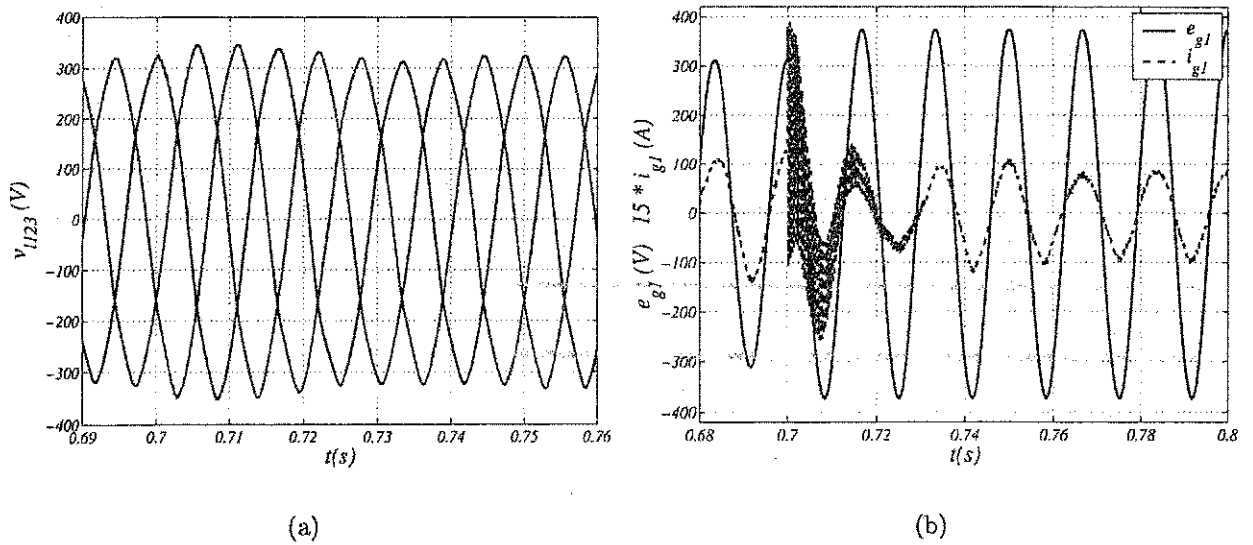


Figura 5.18. (a) v_{l123} , (b) e_{g1} e i_{g1} , na simulação do filtro universal caso A, com sobretensão de e_g .

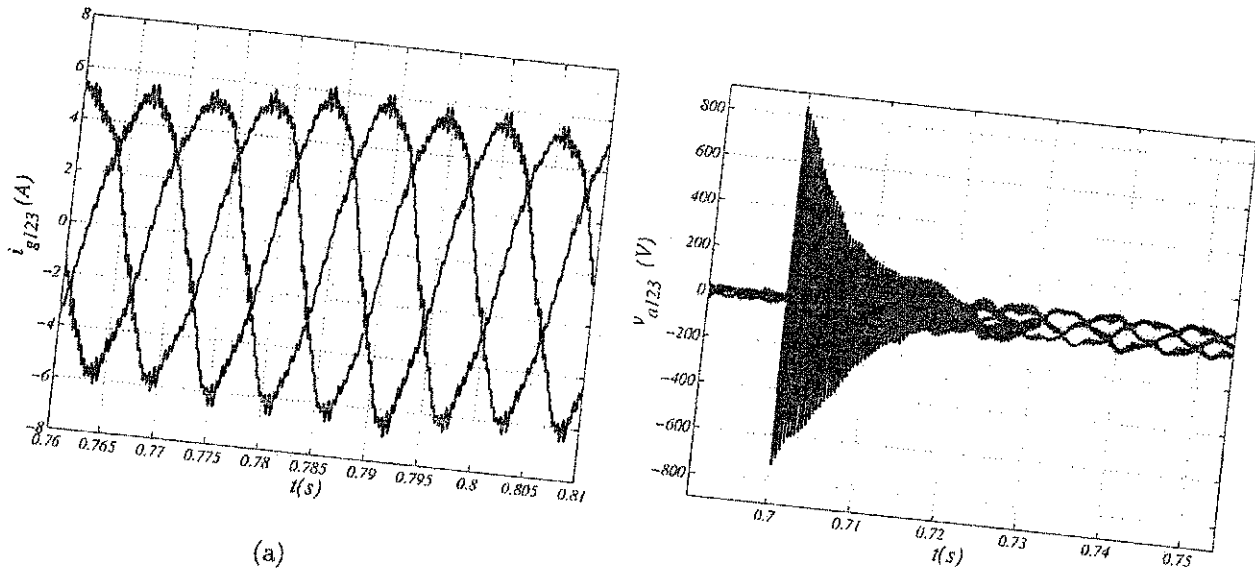


Figura 5.19. (a) i_{g123} , (b) v_{a123} , na simulação do filtro universal caso A, com sobretensão de e_g .

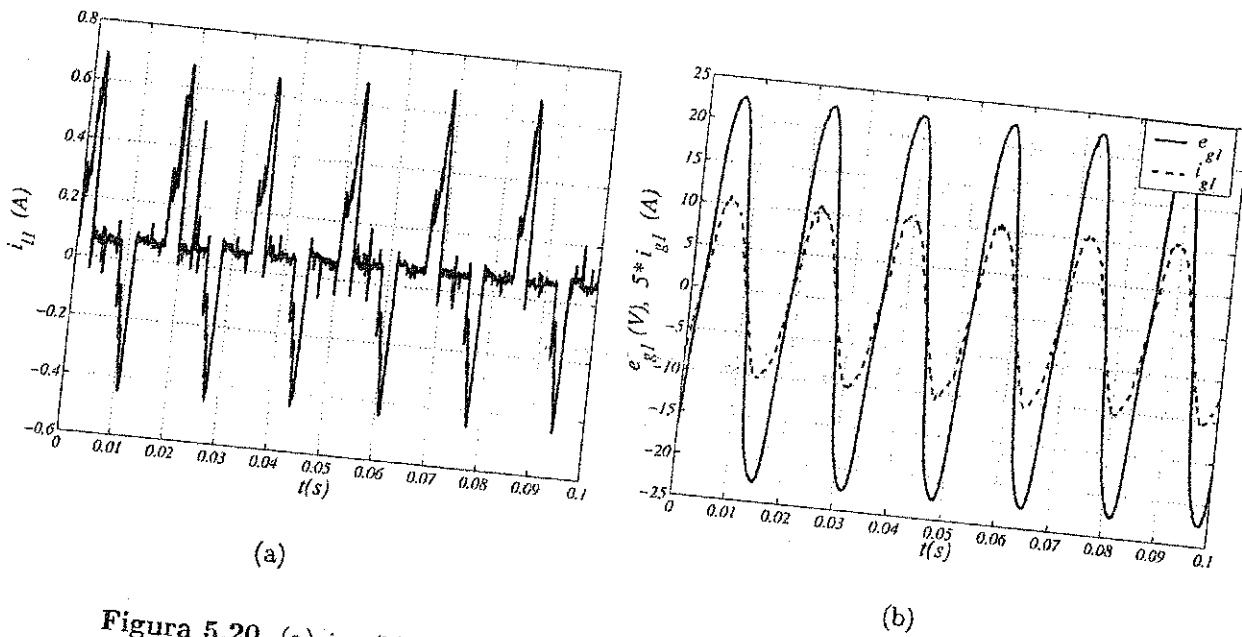
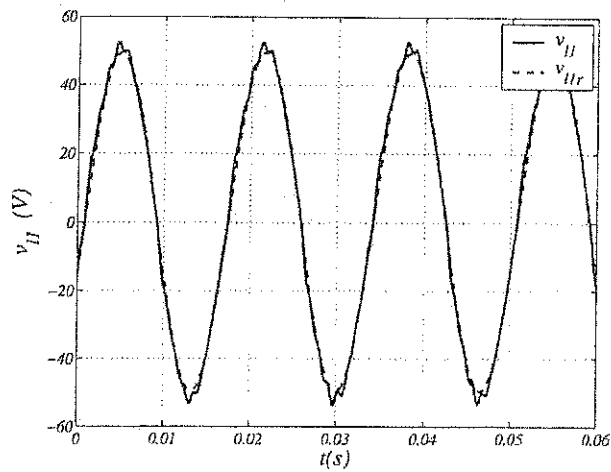
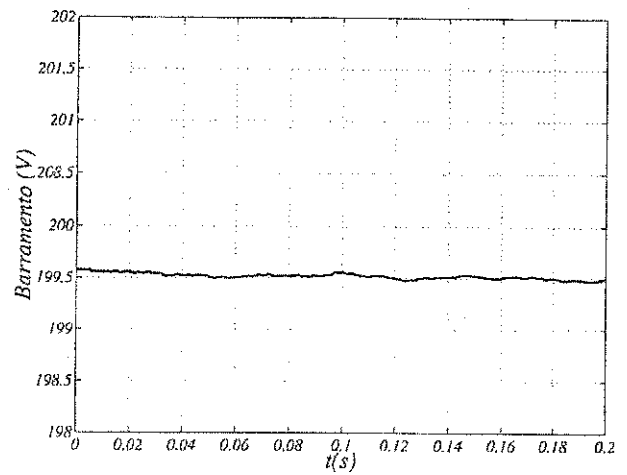


Figura 5.20. (a) i_{l1} , (b) e_{g1} e i_{g1} , no experimento do filtro universal caso A.

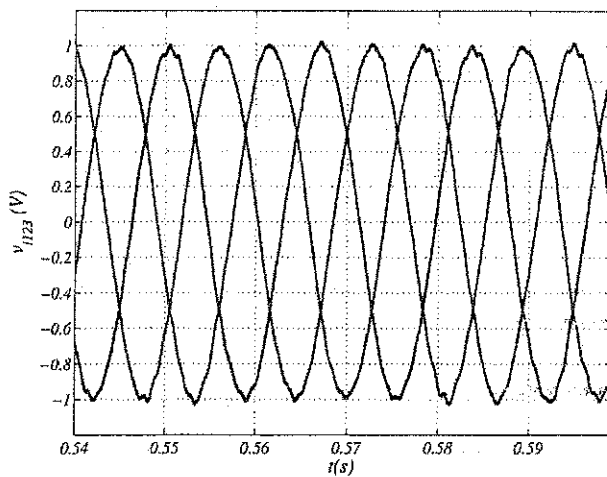


(a)

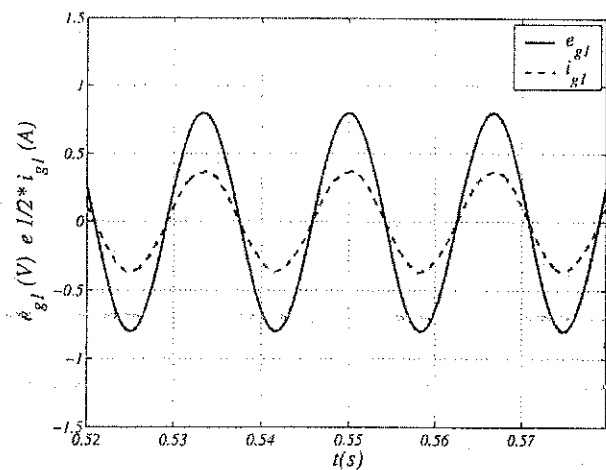


(b)

Figura 5.21. (a) v_{U1} , (b) E , no experimento do filtro universal caso A.



(a)



(b)

Figura 5.22. Simulação dinâmica do filtro universal caso B, com afundamento de e_g de 20%. (a) v_{U23} , (b) e_{g1} e i_{g1} .

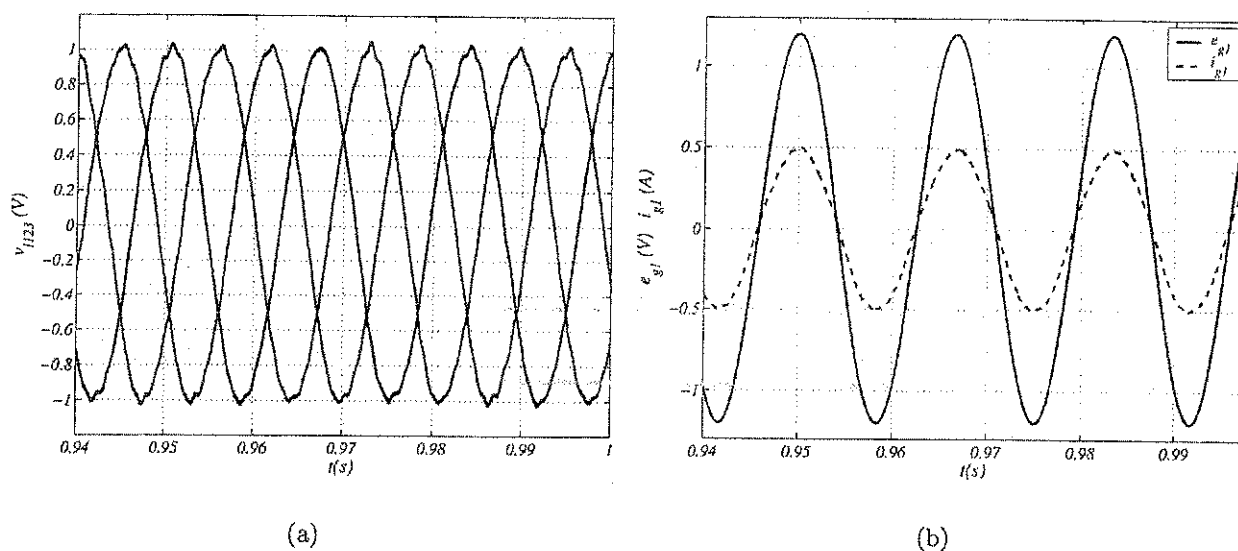


Figura 5.23. Simulação dinâmica do filtro universal caso B, com sobretensão de 20% e_g . (a) v_{l123} , (b) e_{g1} e i_{g1} .

CONCLUSÃO E SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho de dissertação tratou do estudos dos filtros ativos série, paralelo e universal, estruturas que são importantes dentro do universo da eletrônica de potência, devido a função de corrigir os problemas na qualidade de energia, conseqüentemente, minimizando os desperdícios de energia, aumento do tempo de vida útil dos equipamentos, e aumentando a estabilidade do sistema elétrico.

Para cada uma das estruturas estudadas foi realizada uma modelagem de forma a obter a expressão de transferência da corrente da fonte e da tensão da carga. Por meio dessas expressões, é possível avaliar estratégias de controle e projetar os controladores. Para os filtros paralelo e série, verificou-se que ambos podem atuar como compensadores de corrente da fonte e reguladores de tensão da carga. No filtro paralelo a função de regulação de tensão está fortemente associada a impedância entre a fonte de alimentação e carga, e nos casos em que ela seja muito pequena, a regulação de tensão não será realizada satisfatoriamente, demandando muita energia reativa do filtro paralelo.

A forma de modelagem utilizada neste trabalho, diferentemente da encontrada na literatura, parte de um modelo extremamente simples e adiciona o restante dos elementos integrantes dos filtros passo a passo, desse modo, a inclusão de elementos não utilizados aqui, ou o emprego de estruturas diferentes de implementação, poderão fazer uso dessas expressões, bastando apenas determinar as impedâncias equivalentes, e inseri-las no modelo.

Por meio da análise de regime permanente buscou-se compreender o comportamento das estruturas e verificar as regiões de maior eficiência do sistema. Verificou-se que em muitos casos o filtro série não poderá atuar regulando a tensão da carga sem que haja o fornecimento de

potência ativa pelo mesmo, ou seja, incluir uma alimentação externa ao barramento *cc*, ou, ainda, aumentar o tempo de resposta do barramento, elevando as capacitâncias ou indutâncias, porém essa solução não funciona em regime permanente. No filtro paralelo, verificou-se que aumentando a reatância entre a fonte e a carga, aumenta-se o módulo da tensão v_i , na situação de controle do fator de potência, e, melhora-se o fator de potência da fonte no caso da regulação da tensão da carga.

No filtro universal, a análise de regime permanente mostrou regiões de melhor operação do ponto de vista do rendimento do sistema. Variando-se a fase da tensão da carga, juntamente com os parâmetros do circuito, verificou-se os intervalos em que o filtro universal trabalha compensando a corrente da fonte e a tensão da carga, com menores correntes e tensões. Ainda, utilizando a análise de regime permanente, comparou-se duas estruturas de implementação do filtro universal, ao qual denominamos estrutura A e B. Por meio desta análise concluiu-se que a estrutura A tem um maior rendimento.

Para o controle do filtro série e paralelo foi apresentada uma estratégia que serve para ambos os filtros, e que possibilita um chaveamento facilitado entre o controle do fator de potência e regulação de tensão da carga. Foram utilizados para todos os filtros estudados, controladores de dupla sequência, pois o mesmo possibilita correções de sistemas equilibrados e desequilibrados. Os resultados tanto de simulação quanto experimentais validaram a estratégia utilizada.

O maior entendimento das estruturas de filtragem ativa, levou ao desenvolvimento de um estudo criterioso que mostrasse uma melhoria na operação dos filtros ativos, resultando na maior contribuição desse trabalho que foi a modelagem dos filtros estudados, e principalmente a análise de regime permanente, por meio da qual verificou-se o comportamento das correntes e tensões dos filtros em relação as variações de carga, da fonte de alimentação, e dos parâmetros dos filtros, além de demonstrar ser uma poderosa ferramenta tanto de análise quanto de projeto.

Concluindo, registra-se que este trabalho buscou aumentar a funcionalidade e melhoria operacional dos filtros ativos, tendo com base a literatura disponível sobre o tema, devido a grande importância que estas estruturas têm no atual contexto energético mundial. Acredita-se assim, que as análises e resultados apresentados nesse trabalho possam contribuir para uma

melhoria no aproveitamento da energia, deixando contribuições para tal intento.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão para trabalhos futuros é deixado o aprimoramento da análise de regime permanente, visando o projeto dos filtros ativos, uma vez que nesse trabalho, ela foi utilizada para avaliar o comportamento baseado em parâmetros previamente encontrados na literatura.

Do ponto de vista de controle, pode-se melhorar o projeto dos controladores, utilizando-se a função de transferência completa do sistema, de forma a otimizar o desempenho dinâmico, e também adicionar controladores específicos para uma determinada gama de harmônicos. Para o filtro universal, observou-se que o controle de corrente da fonte e da tensão da carga pode ser realizado tanto pelo filtro série quanto pelo paralelo, e também por ambos em sistemas de controle multivariável. É deixado como sugestão a avaliação comparativa dessas estratégias de controle, em relação também com as estratégias já encontradas na literatura.

Comparativamente sugere-se fazer a comparação dinâmica entre as estruturas A e B de implementação do filtro universal, pois até o momento só foi verificada a comparação em nível de regime permanente.

Por último, é deixada a investigação de novas estruturas que venham a reduzir o número de componentes dos filtros, principalmente o número de chaves semicondutoras, pois assim aumenta-se a eficiência da filtragem, diminui-se os custos de implementação, são reduzidos peso e tamanho do filtro, tendo como resultado um sistema mais barato e compacto.

APÊNDICE A

RESOLUÇÃO DAS EQUAÇÕES DE REGIME PERMANENTE

Neste apêndice são mostradas as deduções das soluções de regime permanente para os filtros ativos série e paralelo, para controle do fator de potência e para a regulação de tensão da carga. As mesmas deduções são realizadas para o filtro ativo universal para os casos A e B. Para a obtenção da solução de regime permanente, são escritas as equações complexas do modelo do sistema dado, onde aplicam-se as condições de contorno que determinam o comportamento desejado para cada caso. Nesta análise, só é considerada a componente fundamental de tensão e corrente, e os valores dos parâmetros utilizados são dados em (p.u.).

A.1 FILTRO ATIVO PARALELO – CONTROLE DE CORRENTE

As equações de regime permanente (A.6)–(A.12) são retiradas do modelo do filtro ativo série mostrado na Fig. A.2, a resolução delas em regime permanente envolvem as condições de contorno:

$$e_{gd} = V_g \quad (\text{A.1})$$

$$e_{gq} = 0 \quad (\text{A.2})$$

$$i_{gd} = I_{gd} \quad (\text{A.3})$$

$$i_{gq} = 0 \quad (\text{A.4})$$

$$P_b = 0 \quad (\text{A.5})$$

A resolução deste caso é obtida escrevendo-se todas as equações em função da corrente da fonte, e o resultado final é obtido pela expressão de potência do conversor, conforme será visto mais a frente.

A tensão na fonte é tomada como referência fasorial, pois, desse modo, as expressões matemáticas tornam-se mais simples. Conseqüentemente, a componente i_{gq} é tornada nula, para que a corrente e tensão da fonte fiquem em fase, o que significa um fator de potência da fonte unitário. A condição de contorno $P_b = 0$ indica o não fornecimento de potência ativa por parte do conversor, o que é necessário uma vez que o conversor é alimentado por um barramento capacitivo, que naturalmente é incapaz de fornecer potência ativa, na média, ao sistema.

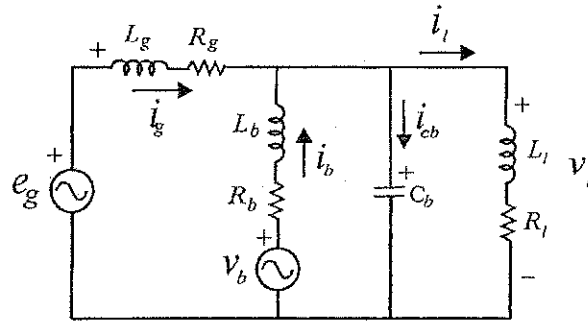


Figura A.1. Modelo de análise de regime permanente do filtro ativo paralelo.

$$e_{gd} + j e_{gq} = (r_g + j x_g) (i_{gd} + j i_{gq}) + v_{ld} + j v_{lq} \quad (\text{A.6})$$

$$i_{ld} + j i_{lq} = (v_{ld} + j v_{lq}) (a_l + j b_l) \quad (\text{A.7})$$

$$i_{bd} + j i_{bq} = i_{ld} + j i_{lq} + i_{cbd} + j i_{cbq} - i_{gd} - j i_{gq} \quad (\text{A.8})$$

$$(v_{bd} + j v_{bq}) = (r_b + j x_b) (i_{bd} + j i_{bq}) + v_{ld} + j v_{lq} \quad (\text{A.9})$$

$$a_l = \frac{r_l}{r_l^2 + x_l^2} \quad (\text{A.10})$$

$$b_l = -\frac{x_l}{r_l^2 + x_l^2} \quad (\text{A.11})$$

$$i_{cbd} + j i_{cbq} = j y_{cb} (v_{ld} + j v_{lq}) \quad (\text{A.12})$$

Aplicando as condições de contorno à equação (A.6):

$$V_g = (r_g + j x_g) I_{gd} + v_{ld} + j v_{lq}$$

obtendo-se assim a tensão na carga:

$$v_{ld} = -r_g I_{gd} + V_g \quad (\text{A.13})$$

$$v_{lq} = -x_g I_{gd} \quad (\text{A.14})$$

A corrente na carga em função de I_{gd} é obtida substituindo-se (A.13) e (A.14) na equação (A.7).

$$i_{ld} = v_{ld}a_l - v_{lq}b_l \quad (\text{A.15})$$

$$i_{lq} = v_{ld}b_l + v_{lq}a_l \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{aligned} i_{ld} &= a_l(V_g - r_g I_{gd}) - b_l(-x_g I_{gd}) \\ i_{ld} &= (-a_l r_g + b_l x_g) I_{gd} + a_l V_g \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

e

$$\begin{aligned} i_{lq} &= b_l(V_g - r_g I_{gd}) + a_l(-x_g I_{gd}) \\ i_{lq} &= -(a_l x_g + b_l r_g) I_{gd} + b_l V_g \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

da equação (A.8).

$$\begin{aligned} i_{bd} &= i_{ld} + i_{cbd} - I_{gd} \\ i_{bq} &= i_{lq} + i_{cbq} \end{aligned}$$

i_{cbd} e i_{cbq} são dados pela equação (A.12):

$$\begin{aligned} i_{cbd} &= -y_{cb}v_{lq} = x_g y_{cb} I_{gd} \\ i_{cbq} &= y_{cb}v_{ld} = -r_g y_{cb} I_{gd} + y_{cb} V_g \end{aligned}$$

assim

$$i_{bd} = (-a_l r_g + b_l x_g + x_g y_{cb} - 1) I_{gd} + a_l V_g \quad (\text{A.19})$$

$$i_{bq} = -(a_l x_g + b_l r_g + r_g y_{cb}) I_{gd} + (b_l + y_{cb}) V_g \quad (\text{A.20})$$

e da equação (A.9)

$$v_{bd} = r_b i_{bd} - x_b i_{bq} + v_{ld} \quad (\text{A.21})$$

$$v_{bq} = x_b i_{bd} + r_b i_{bq} + v_{lq} \quad (\text{A.22})$$

fazendo as substituições de (A.13), (A.14), (A.19) e (A.20).

$$\begin{aligned}
 v_{bd} &= r_b ((-a_l r_g + b_l x_g + x_g y_{cb} - 1) I_{gd} + a_l V_g) \\
 &\quad - x_b (- (a_l x_g + b_l r_g + r_g y_{cb}) I_{gd} + (b_l + y_{cb}) V_g) - r_g I_{gd} + V_g \\
 v_{bd} &= (-a_l r_g r_b + b_l r_b x_g + x_g r_b y_{cb} - r_b + a_l x_b x_g + b_l x_b r_g + r_g x_b y_{cb} - r_g) I_{gd} \\
 &\quad + (a_l r_b - x_b b_l - x_b y_{cb} + 1) V_g
 \end{aligned} \tag{A.23}$$

e

$$\begin{aligned}
 v_{bq} &= x_b ((-a_l r_g + b_l x_g + x_g y_{cb} - 1) I_{gd} + a_l V_g) \\
 &\quad + r_b (- (a_l x_g + b_l r_g + r_g y_{cb}) I_{gd} + (b_l + y_{cb}) V_g) - x_g I_{gd} \\
 v_{bq} &= (-a_l x_b r_g + b_l x_b x_g + x_g x_b y_{cb} - x_b - a_l r_b x_g - b_l r_b r_g - r_g r_b y_{cb} - x_g) I_{gd} \\
 &\quad + (a_l x_b + r_b b_l + r_b y_{cb}) V_g
 \end{aligned} \tag{A.24}$$

fazendo uso da condição de contorno da potência do filtro (A.5)

$$P_b = v_{bd} i_{bd} + v_{bq} i_{bq} = 0 \tag{A.25}$$

e substituindo os valores encontrados de v_{bd} , v_{bq} , i_{bd} e i_{bq} , em função de I_{gd} , é encontrada a solução de regime permanente. Simplificando, tem-se:

$$k_{1pc} = a_l r_g r_b + b_l r_b x_g + x_g r_b y_{cb} - r_b + a_l x_b x_g + b_l x_b r_g + r_g x_b y_{cb} - r_g \tag{A.26}$$

$$k_{2pc} = a_l x_b r_g + b_l x_b x_g + x_g x_b y_{cb} - x_b - a_l r_b x_g - b_l r_b r_g - r_g r_b y_{cb} - x_g \tag{A.27}$$

$$k_{3pc} = a_l r_g + b_l x_g + x_g y_{cb} - 1 \tag{A.28}$$

$$k_{4pc} = -a_l x_g - b_l r_g - r_g y_{cb} \tag{A.29}$$

$$A_{pc} = (a_l r_b - x_b b_l - x_b y_{cb} + 1) V_g \tag{A.30}$$

$$B_{pc} = (a_l x_b + r_b b_l + r_b y_{cb}) V_g \tag{A.31}$$

$$C_{pc} = a_l V_g \tag{A.32}$$

$$D_{pc} = (b_l + y_{cb}) V_g \tag{A.33}$$

resultando em:

$$v_{bd} = k_{1pc}I_{gd} + A_{pc} \quad (\text{A.34})$$

$$v_{bq} = k_{2pc}I_{gq} + B_{pc} \quad (\text{A.35})$$

$$i_{bd} = k_{3pc}I_{gd} + C_{pc} \quad (\text{A.36})$$

$$i_{bq} = k_{4pc}I_{gq} + D_{pc} \quad (\text{A.37})$$

fazendo a substituição das equações (A.34)–(A.37) em (A.25), resulta em:

$$(k_{1pc}I_{gd} + A_{pc})(k_{3pc}I_{gd} + C_{pc}) + (k_{2pc}I_{gq} + B_{pc})(k_{4pc}I_{gq} + D_{pc}) = 0$$

$$(k_{1pc}k_{3pc} + k_{2pc}k_{4pc})I_{gd}^2 + (k_{1pc}C + k_{3pc}A_{pc} + k_{2pc}D_{pc} + k_{4pc}B_{pc})I_{gd} + A_{pc}C_{pc} + B_{pc}D_{pc} = 0$$

simplificando tem-se:

$$\boxed{k_{apc}I_{gd}^2 + k_{bpc}I_{gd} + k_{cpc} = 0} \quad (\text{A.38})$$

onde:

$$k_{apc} = k_{1pc}k_{3pc} + k_{2pc}k_{4pc} \quad (\text{A.39})$$

$$k_{bpc} = k_{1pc}C + k_{3pc}A_{pc} + k_{2pc}D_{pc} + k_{4pc}B_{pc} \quad (\text{A.40})$$

$$k_{cpc} = A_{pc}C_{pc} + B_{pc}D_{pc} \quad (\text{A.41})$$

A.2 FILTRO ATIVO PARALELO – CONTROLE DE TENSÃO

A diferença deste caso em relação ao caso anterior é a mudança das condições de contorno, que agora são (A.42)–(A.44). A solução é obtida, por simplificação, para i_b , em vez de i_g .

$$v_{ld} = kV_g \quad (\text{A.42})$$

$$v_{lq} = 0 \quad (\text{A.43})$$

$$P_b = 0 \quad (\text{A.44})$$

Aplicando estas condições de contorno as equações (A.6)–(A.12), chega-se à solução de

regime permanente para este caso. A tensão do conversor é dada por:

$$v_{bd} = kV_g + r_b i_{bd} - x_b i_{bq} \quad (\text{A.45})$$

$$v_{bq} = x_b i_{bd} + r_b i_{bq} \quad (\text{A.46})$$

pela condição de potência do conversor:

$$P_b = v_{bd} i_{bd} + v_{bq} i_{bq} = 0 \quad (\text{A.47})$$

resulta em:

$$(kV_g + r_b i_{bd} - x_b i_{bq}) i_{bd} + (x_b i_{bd} + r_b i_{bq}) i_{bq} = 0 \quad (\text{A.48})$$

desenvolvendo (A.48), chega-se a primeira equação da solução.

$$r_b i_{bd}^2 + r_b i_{bq}^2 + kV_g i_{bd} = 0 \quad (\text{A.49})$$

A segunda equação é obtida pela condição de tensão da fonte, ou seja:

$$|v_g| = \sqrt{v_{gd}^2 + v_{gq}^2} = V_g \quad (\text{A.50})$$

Para o desenvolvimento de (A.50) é necessário escrever v_{gd} e v_{gq} em função de i_{bd} e i_{bq} , desse modo, partindo da expressão de corrente na carga:

$$i_{ld} = a_l kV_g \quad (\text{A.51})$$

$$i_{lq} = b_l kV_g \quad (\text{A.52})$$

a corrente no capacitor é dada por:

$$v_{ld} + jv_{lq} = -jx_{cb} (i_{cbd} + ji_{cbq}) \quad (\text{A.53})$$

$$i_{cbd} = 0 \quad (\text{A.54})$$

$$i_{cbq} = \frac{kV_g}{x_{cb}} = y_{cb} kV_g \quad (\text{A.55})$$

A corrente na fonte é então determinada por:

$$i_{gd} = i_{ld} + i_{cbd} - i_{bd} \quad (\text{A.56})$$

$$i_{gq} = i_{lq} + i_{fbq} - i_{bq} \quad (\text{A.57})$$

substituindo (A.51)–(A.55) em (A.56) e (A.57), obtém-se:

$$i_{gd} = a_l k V_g - i_{bd} \quad (\text{A.58})$$

$$i_{gq} = (b_l + y_{cb}) k V_g - i_{bq} \quad (\text{A.59})$$

A tensão na fonte é determinada a partir de (A.6):

$$e_{gd} = k V_g + r_g i_{gd} - x_g i_{gq} \quad (\text{A.60})$$

$$e_{gq} = x_g i_{gd} + r_g i_{gq} \quad (\text{A.61})$$

substituindo (A.58) e (A.59) em (A.60) e (A.61), obtém-se:

$$e_{gd} = -r_g i_{bd} + x_g i_{bd} + (1 + a_l r_g - (b_l + y_{cb}) x_g) k V_g \quad (\text{A.62})$$

$$e_{gq} = -x_g i_{bd} - r_g i_{bq} + (a_l x_g + (b_l + y_{cb}) r_g) k V_g \quad (\text{A.63})$$

chamando

$$k_x = (1 + a_l r_g - (b_l + y_{cb}) x_g) k V_g \quad (\text{A.64})$$

$$k_y = (a_l x_g + (b_l + y_{cb}) r_g) k V_g \quad (\text{A.65})$$

e aplicando v_{gd} e v_{gq} na equação (A.50):

$$(-r_g i_{bd} + x_g i_{bq} + k_x k V_g)^2 + (-x_g i_{bd} - r_g i_{bq} + k_y k V_g)^2 = V_g^2 \quad (\text{A.66})$$

desenvolvendo:

$$\begin{aligned} & r_g^2 i_{bd}^2 + x_g^2 i_{bq}^2 - 2r_g i_{bd} k_x k V_g + 2x_g i_{bq} k_x k V_g - 2r_g i_{bd} x_g i_{bq} + (k_x k V_g)^2 \\ & + x_g^2 i_{bd}^2 + r_g^2 i_{bq}^2 - 2x_g i_{bd} k_y k V_g - r_g i_{bq} k_y k V_g + 2r_g i_{bd} x_g i_{bq} + (k_y k V_g)^2 - V_g^2 = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.67})$$

simplificando

$$\begin{aligned} & (r_g^2 + x_g^2) i_{bd}^2 + (r_g^2 + x_g^2) i_{bq}^2 - 2k V_g (r_g k_x + x_g k_y) i_{bd} \\ & + 2k V_g (x_g k_x - r_g k_y) i_{bq} + (k_x^2 k^2 + k_y^2 k^2 - 1) V_g^2 = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.68})$$

simplificando os termos:

$$\begin{aligned}
 r_g k_x + x_g k_y &= r_g (1 + a_l r_g - (b_l + y_{cb}) x_g) + x_g (a_l x_g + (b_l + y_{cb}) r_g) \\
 &= r_g + a_l r_g^2 - b_l r_g x_g + a_l x_g^2 + b_l x_g r_g \\
 &= r_g + a_l r_g^2 + a_l x_g^2
 \end{aligned} \tag{A.69}$$

$$\begin{aligned}
 x_g k_x - r_g k_y &= x_g (1 + a_l r_g - (b_l + y_{cb}) x_g) - r_g (a_l x_g + (b_l + y_{cb}) r_g) \\
 &= x_g + a_l x_g r_g - b_l x_g^2 - r_g a_l x_g - b_l r_g^2 \\
 &= x_g - b_l x_g^2 - b_l r_g^2
 \end{aligned} \tag{A.70}$$

E por fim:

$$\boxed{|Z_g|^2 i_{bd}^2 + |Z_g|^2 i_{bq}^2 - k_{1pt} i_{bd} + k_{2pt} i_{bq} + k_{3pt} = 0} \tag{A.71}$$

onde

$$|Z_g|^2 = (r_g^2 + x_g^2) \tag{A.72}$$

$$k_{1pt} = 2kV_g (r_g + a_l r_g^2 + a_l x_g^2) \tag{A.73}$$

$$k_{2pt} = 2kV_g (x_g - b_l x_g^2 - b_l r_g^2) \tag{A.74}$$

$$k_{3pt} = (k_x^2 k^2 + k_y^2 k^2 - 1) V_g^2 \tag{A.75}$$

A.3 FILTRO ATIVO SÉRIE – CONTROLE DE CORRENTE

As equações de regime permanente para este caso são retiradas do modelo do filtro ativo série mostrado na Fig. A.2, e a resolução delas em regime permanente envolvem as mesmas condições de contorno (A.1)–(A.5) do caso do filtro paralelo com controle de corrente, porém, P_b é neste caso substituído por P_a'' . As equações de circuito são:

$$e_{gd} + j e_{gq} - (r_g + j x_g) (i_{gd} + j i_{gq}) - (v_{ad} + j v_{aq}) - (v_{ld} + j v_{lq}) = 0 \tag{A.76}$$

$$v'_{ad} + j v'_{aq} = (r'_a + j x'_a) (i'_{ad} + j i'_{aq}) + j x_m (i_{gd} + j i_{gq}) \tag{A.77}$$

$$i''_{ad} + j i''_{aq} = i'_{ad} + j i'_{aq} + i_{cad} + j i_{caq} \tag{A.78}$$

$$v''_{ad} + j v''_{aq} = (r''_a + j x''_a) (i''_{ad} + j i''_{aq}) + v'_{ad} + j v'_{aq} \tag{A.79}$$

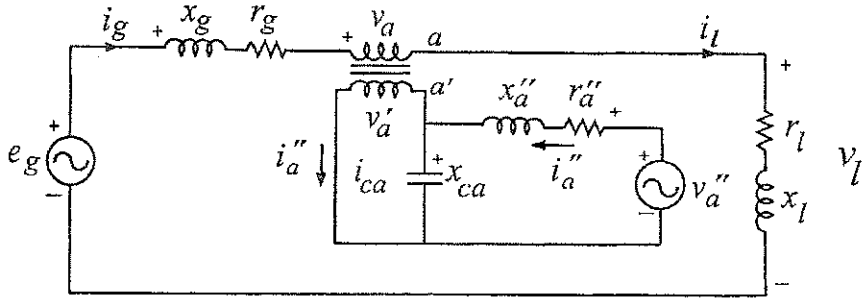


Figura A.2. Modelo de análise de regime permanente do filtro ativo paralelo.

A solução envolve a aplicação das condições de contorno nas equações, resolvendo-as para i_{gd} . Desenvolvendo a equação (A.76).

$$(v_{ad} + jv_{aq}) = V_g - (r_g + jx_g) i_{gd} - (r_l + jx_l) i_{gd} \quad (\text{A.80})$$

Separando as partes real e complexa:

$$v_{ad} = V_g - r_g i_{gd} - r_l i_{gd} \quad (\text{A.81})$$

$$v_{aq} = -x_g i_{gd} - x_l i_{gd} \quad (\text{A.82})$$

Utilizando a função de transferência do transformador:

$$\mathbf{V}_a = \frac{Z_m}{Z'_a} \mathbf{V}'_a + \frac{Z_a Z'_a - Z_m^2}{Z'_a} \mathbf{I}_g \quad (\text{A.83})$$

Desenvolvendo-se:

$$(v_{ad} + jv_{aq}) (r'_a + jx'_a) = jx_m (v'_{ad} + jv'_{aq}) + ((r'_a + jx'_a) (r_a + jx_a) + x_m^2) i_{gd} \quad (\text{A.84})$$

$$v'_{ad} + jv'_{aq} = \frac{(v_{ad} + jv_{aq}) (r'_a + jx'_a) - ((r'_a + jx'_a) (r_a + jx_a) + x_m^2) i_{gd}}{jx_m} \quad (\text{A.85})$$

$$v'_{ad} + jv'_{aq} = \frac{v_{ad} r'_a - v_{aq} x'_a + j(v_{ad} x'_a + v_{aq} r'_a) - (r'_a r_a + x_m^2 - x'_a x_a + j(r'_a x_a + x'_a r_a)) i_{gd}}{jx_m} \quad (\text{A.86})$$

$$v'_{ad} + jv'_{aq} = \frac{(v_{ad} x'_a + v_{aq} r'_a) - (r'_a x_a + x'_a r_a) i_{gd} - j(v_{ad} r'_a - v_{aq} x'_a - (r'_a r_a + x_m^2 - x'_a x_a) i_{gd})}{x_m} \quad (\text{A.87})$$

Separando as partes real e complexa da equação (A.87), obtém-se:

$$v'_{ad} = v_{ad} \frac{x'_a}{x_m} + v_{aq} \frac{r'_a}{x_m} - \frac{(r'_a x_a + x'_a r_a)}{x_m} i_{gd} \quad (\text{A.88})$$

$$v'_{aq} = -v_{ad} \frac{r'_a}{x_m} + v_{aq} \frac{x'_a}{x_m} + \frac{(r'_a r_a + x_m^2 - x'_a x_a)}{x_m} i_{gd} \quad (\text{A.89})$$

Substituindo-se v_{ad} e v_{aq} :

$$v'_{ad} = (V_g - (r_g + r_l)i_{gd}) \frac{x'_a}{x_m} + (- (x_g + x_l) i_{gd}) \frac{r'_a}{x_m} - \frac{(r'_a x_a + x'_a r_a)}{x_m} i_{gd} \quad (\text{A.90})$$

$$v'_{aq} = - (V_g - (r_g + r_l)i_{gd}) \frac{r'_a}{x_m} + (- (x_g + x_l) i_{gd}) \frac{x'_a}{x_m} + \frac{(r'_a r_a + x_m^2 - x'_a x_a)}{x_m} i_{gd} \quad (\text{A.91})$$

desenvolvendo

$$v'_{ad} = \frac{x'_a}{x_m} V_g - \frac{1}{x_m} (x'_a (r_g + r_l) + r'_a (x_g + x_l) + (r'_a x_a + x'_a r_a)) i_{gd} \quad (\text{A.92})$$

$$v'_{aq} = - \frac{r'_a}{x_m} V_g + \frac{1}{x_m} (r'_a (r_g + r_l) - x'_a (x_g + x_l) + (r'_a r_a + x_m^2 - x'_a x_a)) i_{gd} \quad (\text{A.93})$$

ou

$$v'_{ad} = k_{1sc} i_{gd} + \frac{x'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.94})$$

$$v'_{aq} = k_{2sc} i_{gd} - \frac{r'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.95})$$

$$k_{1sc} = - \frac{1}{x_m} (x'_a (r_g + r_l) + r'_a (x_g + x_l) + (r'_a x_a + x'_a r_a)) \quad (\text{A.96})$$

$$k_{2sc} = + \frac{1}{x_m} (r'_a (r_g + r_l) - x'_a (x_g + x_l) + (r'_a r_a + x_m^2 - x'_a x_a)) \quad (\text{A.97})$$

Pela equação (A.77), é encontrada a corrente i'_a .

$$i'_{ad} + j i'_{aq} = \frac{1}{(r'_a + j x'_a)} ((v'_{ad} + j v'_{aq}) - j x_m i_{gd}) \quad (\text{A.98})$$

$$= (a_t + j b_t) ((v'_{ad} + j v'_{aq}) - j x_m i_{gd}) \quad (\text{A.99})$$

onde

$$a_t = \frac{r'_a}{r_a'^2 + x_a'^2} \quad (\text{A.100})$$

$$b_t = - \frac{x'_a}{r_a'^2 + x_a'^2} \quad (\text{A.101})$$

Separando as partes real e complexa:

$$i'_{ad} = a_t v'_{ad} - b_t v'_{aq} + b_t x_m i_{gd} \quad (\text{A.102})$$

$$i'_{aq} = b_t v'_{ad} + a_t v'_{aq} - a_t x_m i_{gd} \quad (\text{A.103})$$

substituindo (A.95) e (A.95) em (A.102) e (A.103).

$$i'_{ad} = a_t \left(k_{1sc} i_{gd} + \frac{x'_a}{x_m} V \right) - b_t \left(k_{2sc} i_{gd} - \frac{r'_a}{x_m} V_g \right) + b_t x_m i_{gd} \quad (\text{A.104})$$

$$i'_{aq} = b_t \left(k_{1sc} i_{gd} + \frac{x'_a}{x_m} V_g \right) + a_t \left(k_{2sc} i_{gd} - \frac{r'_a}{x_m} V \right) - a_t x_m i_{gd} \quad (\text{A.105})$$

desenvolvendo

$$i'_{ad} = (a_t k_{1sc} - b_t k_{2sc} + b_t x_m) i_{gd} + (a_t x'_a + b_t r'_a) \frac{V_g}{x_m} \quad (\text{A.106})$$

$$i'_{aq} = (b_t k_{1sc} + a_t k_{2sc} - a_t x_m) i_{gd} + (b_t x'_a - a_t r'_a) \frac{V_g}{x_m} \quad (\text{A.107})$$

A corrente do conversor é dada por (A.78).

$$i''_{ad} + j i''_{aq} = i'_{ad} + j i'_{aq} - j y_c (v'_{ad} + j v'_{aq}) \quad (\text{A.108})$$

Separando nas partes real e complexa, e substituindo (A.94), (A.95), (A.104) e (A.105), obtém-se:

se:

$$i''_{ad} = (a_t k_{1sc} - b_t k_{2sc} + b_t x_m) i_{gd} + (a_t x'_a + b_t r'_a) \frac{V_g}{x_m} + y_c \left(k_{2sc} i_{gd} - \frac{r'_a}{x_m} V_g \right) \quad (\text{A.109})$$

$$i''_{aq} = (b_t k_{1sc} + a_t k_{2sc} - a_t x_m) i_{gd} + (b_t x'_a - a_t r'_a) \frac{V_g}{x_m} - y_c \left(k_{1sc} i_{gd} + \frac{x'_a}{x_m} V_g \right) \quad (\text{A.110})$$

desenvolvendo

$$i''_{ad} = (a_t k_1 - b_t k_2 + y_c k_2 + b_t x_m) i_{gd} + (a_t x'_a + (b_t - y_c) r'_a) \frac{V_g}{x_m} \quad (\text{A.111})$$

$$i''_{aq} = (b_t k_1 + a_t k_2 + y_c k_1 - a_t x_m) i_{gd} + (-a_t r'_a + (b_t - y_c) x'_a) \frac{V_g}{x_m} \quad (\text{A.112})$$

ou

$$i''_{ad} = k_{3sc} i_{gd} + k_{4sc} \quad (\text{A.113})$$

$$i''_{aq} = k_{5sc} i_{gd} + k_{6sc} \quad (\text{A.114})$$

onde

$$k_{3sc} = a_t k_{1sc} - b_t k_{2sc} + y_c k_{2sc} + b_t x_m \quad (\text{A.115})$$

$$k_{4sc} = (a_t x'_a + (b_t - y_c) r'_a) \frac{V_g}{x_m} \quad (\text{A.116})$$

$$k_{5sc} = b_t k_{1sc} + a_t k_{2sc} + y_c k_{1sc} - a_t x_m \quad (\text{A.117})$$

$$k_{6sc} = (-a_t r'_a + (b_t - y_c) x'_a) \frac{V_g}{x_m} \quad (\text{A.118})$$

A tensão no conversor é dada por (A.79) ou :

$$v''_{ad} = r''_a i''_{ad} - x''_a i''_{aq} + v'_{ad} \quad (\text{A.119})$$

$$v''_{aq} = x''_a i''_{ad} + r''_a i''_{aq} + v'_{aq} \quad (\text{A.120})$$

fazendo-se as substituições de (A.94), (A.95), (A.113) e (A.114).

$$v''_{ad} = r''_a (k_{3sc} i_{gd} + k_{4sc}) - x''_a (k_{5sc} i_{gd} + k_{6sc}) + k_{1sc} i_{gd} + \frac{x'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.121})$$

$$v''_{aq} = x_a (k_{3sc} i_{gd} + k_{4sc}) + r_a (k_{5sc} i_{gd} + k_{6sc}) + k_{2sc} i_{gd} - \frac{r'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.122})$$

simplificando

$$v''_{ad} = (r''_a k_{3sc} + k_{1sc} - x''_a k_{5sc}) i_{gd} + r''_a k_{4sc} - x''_a k_{6sc} + \frac{x'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.123})$$

$$v''_{aq} = (x''_a k_{3sc} + k_{2sc} + r''_a k_{5sc}) i_{gd} + r''_a k_{4sc} + x''_a k_{6sc} - \frac{r'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.124})$$

ou

$$v''_{ad} = k_{7sc} i_{gd} + k_{8sc} \quad (\text{A.125})$$

$$v''_{aq} = k_{9sc} i_{gd} + k_{10sc} \quad (\text{A.126})$$

onde

$$k_{7sc} = r''_a k_{3sc} + k_{1sc} - x''_a k_{5sc} \quad (\text{A.127})$$

$$k_{8sc} = r''_a k_{4sc} - x''_a k_{6sc} + \frac{x'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.128})$$

$$k_{9sc} = x''_a k_{3sc} + k_{2sc} + r''_a k_{5sc} \quad (\text{A.129})$$

$$k_{10sc} = r''_a k_{6sc} + x''_a k_{4sc} - \frac{r'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.130})$$

Pela condição de potência, é encontrada a solução de regime permanente.

$$P''_a = v''_{ad} i''_{ad} + v''_{aq} i''_{aq} = 0 \quad (\text{A.131})$$

substituindo:

$$P_a = (k_{7sc} i_{gd} + k_{8sc}) (k_{3sc} i_{gd} + k_{4sc}) + (k_{9sc} i_{gd} + k_{10sc}) (k_{5sc} i_{gd} + k_{6sc}) \quad (\text{A.132})$$

desenvolvendo:

$$k_{7sc}k_{3sc}i_{gd}^2 + (k_{7sc}k_{4sc} + k_{8sc}k_{3sc})i_{gd} + k_{8sc}k_{4sc} + k_{9sc}k_{5sc}i_{gd}^2 + (k_{9sc}k_{6sc} + k_{10sc}k_{5sc})i_{gd} + k_{10sc}k_{6sc} = 0 \quad (\text{A.133})$$

e

$$(k_{7sc}k_{3sc} + k_{9sc}k_{5sc})i_{gd}^2 + (k_{7sc}k_{4sc} + k_{8sc}k_{3sc} + k_{9sc}k_{6sc} + k_{10sc}k_{5sc})i_{gd} + k_{8sc}k_{4sc} + k_{10sc}k_{6sc} = 0 \quad (\text{A.134})$$

e finalmente

$$\boxed{k_{asc}i_{gd}^2 + k_{bsc}i_{gd} + k_{csc} = 0} \quad (\text{A.135})$$

onde:

$$k_{asc} = k_{7sc}k_{3sc} + k_{9sc}k_{5sc} \quad (\text{A.136})$$

$$k_{bsc} = k_{7sc}k_{4sc} + k_{8sc}k_{3sc} + k_{9sc}k_{6sc} + k_{10sc}k_{5sc} \quad (\text{A.137})$$

$$k_{csc} = k_{8sc}k_{4sc} + k_{10sc}k_{6sc} \quad (\text{A.138})$$

A.4 FILTRO ATIVO SÉRIE – CONTROLE DE TENSÃO

Para a determinação da solução de regime permanente, para o controle de tensão, utilizam-se as mesmas equações (A.76)–(A.79), mostradas na seção anterior, porém elas são resolvidas para as condições de contorno de tensão (A.42)–(A.44), onde troca-se P_b por P_a'' . Para este caso a solução é um sistema de duas equações não-lineares de segunda ordem. A resolução será desenvolvida, por simplificação, escrevendo-se todas as equações do circuito em função de i'_{ad} e i'_{aq} .

A corrente i_g é dada diretamente pela expressão de corrente na carga:

$$i_{gd} + ji_{gq} = \frac{kV_g}{r_l + jx_l} = (a_l + jb_l)kV_g \quad (\text{A.139})$$

Desse modo a tensão na fonte é determinada por:

$$(v_{gd} + jv_{gq}) - (r_g + jx_g)(a_l + jb_l)kV_g - jx_m(i'_{ad} + ji'_{aq}) - kV_g = 0 \quad (\text{A.140})$$

$$v_{gd} = -x_m i'_{aq} + (a_l r_g - b_l x_g + 1) k V_g \quad (\text{A.141})$$

$$v_{gq} = +x_m i'_{ad} + (b_l r_g + a_l x_g) k V_g \quad (\text{A.142})$$

A tensão no primário do transformador fica então:

$$v'_{ad} + j v'_{aq} - (r'_a + j x'_a) (i'_{ad} + j i'_{aq}) - j x_m (a + j b) k V_g = 0 \quad (\text{A.143})$$

$$v'_{ad} + j v'_{aq} = (r'_a i'_{ad} - x'_a i'_{aq} + j (r'_a i'_{aq} + x'_a i'_{ad})) + (j a_l x_m - b_l x_m) k V_g \quad (\text{A.144})$$

separando as partes real e complexa:

$$v'_{ad} = r'_a i'_{ad} - x'_a i'_{aq} - b_l x_m k V_g \quad (\text{A.145})$$

$$v'_{aq} = x'_a i'_{ad} + r'_a i'_{aq} + a_l x_m k V_g \quad (\text{A.146})$$

A corrente no conversor fica então sendo dada por:

$$i''_{ad} = i'_{ad} - \frac{v'_{aq}}{x_{ca}} \quad (\text{A.147})$$

$$i''_{aq} = i'_{aq} + \frac{v'_{ad}}{x_{ca}} \quad (\text{A.148})$$

Fazendo a substituição de (A.145) e (A.146) em (A.147), (A.148).

$$i''_{ad} = i'_{ad} - \frac{x'_a i'_{ad} + r'_a i'_{aq} + a_l x_m k V_g}{x_{ca}} \quad (\text{A.149})$$

$$i''_{aq} = i'_{aq} + \frac{r'_a i'_{ad} - x'_a i'_{aq} - b_l x_m k V_g}{x_{ca}} \quad (\text{A.150})$$

$$i''_{ad} = \left(1 - \frac{x'_a}{x_{ca}}\right) i'_{ad} - \frac{r'_a}{x_{ca}} i'_{aq} - \frac{a_l x_m k}{x_{ca}} V_g \quad (\text{A.151})$$

$$i''_{aq} = \frac{r'_a}{x_{ca}} i'_{ad} + \left(1 - \frac{x'_a}{x_{ca}}\right) i'_{aq} - \frac{b_l x_m k}{x_{ca}} V_g \quad (\text{A.152})$$

reescrevendo.

$$i''_{ad} = k_{1st} i'_{ad} - k_{2st} i'_{aq} - a_l k_{3st} \quad (\text{A.153})$$

$$i''_{aq} = k_{2st} i'_{ad} + k_{1st} i'_{aq} - b_l k_{3st} \quad (\text{A.154})$$

Onde

$$k_{1st} = 1 - \frac{x'_a}{x_{ca}} \quad (\text{A.155})$$

$$k_{2st} = \frac{r'_a}{x_{ca}} \quad (\text{A.156})$$

$$k_{3st} = \frac{x_m k}{x_{ca}} V_g \quad (\text{A.157})$$

A tensão no conversor é dada por (A.158) e (A.159), originada diretamente da equação (A.79).

$$v''_{ad} = r''_a i''_{ad} - x''_a i''_{aq} + v'_{ad} \quad (\text{A.158})$$

$$v''_{aq} = x''_a i''_{ad} + r''_a i''_{aq} + v'_{aq} \quad (\text{A.159})$$

Fazendo-se as substituições (A.145), (A.146), (A.153) e (A.154):

$$v''_{ad} = r''_a (k_{1st} i'_{ad} - k_{2st} i'_{aq} - a_l k_{3st}) - x''_a (k_{2st} i'_{ad} + k_{1st} i'_{aq} - b_l k_{3st}) + r'_a i'_{ad} - x'_a i'_{aq} - b_l x_m k V_g \quad (\text{A.160})$$

$$v''_{aq} = (r''_a k_{1st} - x''_a k_{2st} + r'_a) i'_{ad} - (r''_a k_{2st} + x''_a k_{1st} + x'_a) i'_{aq} - a_l r''_a k_{3st} + b_l x''_a k_{3st} - b_l x_m k V_g \quad (\text{A.161})$$

e

$$v''_{aq} = x''_a (k_{1st} i'_{ad} - k_{2st} i'_{aq} - a_l k_{3st}) + r''_a (k_{2st} i'_{ad} + k_{1st} i'_{aq} - b_l k_{3st}) + x'_a i'_{ad} + r'_a i'_{aq} + a_l x_m k V_g \quad (\text{A.162})$$

$$v''_{aq} = (x''_a k_{1st} + r''_a k_{2st} + x'_a) i'_{ad} + (-x''_a k_{2st} + r''_a k_{1st} + r'_a) i'_{aq} - a_l x''_a k_{3st} - b_l r''_a k_{3st} + a_l x_m k V_g \quad (\text{A.163})$$

ou

$$v''_{ad} = k_{4st} i'_{ad} - k_{5st} i'_{aq} + k_{6st} \quad (\text{A.164})$$

$$v''_{aq} = k_{5st} i'_{ad} + k_{4st} i'_{aq} + k_{7st} \quad (\text{A.165})$$

Onde

$$k_{4st} = -x''_a k_{2st} + r''_a k_{1st} + r'_a \quad (\text{A.166})$$

$$k_{5st} = +x''_a k_{1st} + r''_a k_{2st} + x'_a \quad (\text{A.167})$$

$$k_{6st} = -a_l r''_a k_{3st} + b_l x''_a k_{3st} - b_l x_m k V_g \quad (\text{A.168})$$

$$k_{7st} = -a_l x''_a k_{3st} - b_l r''_a k_{3st} + a_l x_m k V_g \quad (\text{A.169})$$

Pela condição de potência do conversor

$$P''_a = v''_{ad} i''_{ad} + v''_{aq} i''_{aq} = 0 \quad (\text{A.170})$$

ou seja:

$$\begin{aligned} & (k_{4st}i'_{ad} - k_{5st}i'_{aq} + k_{6st})(k_{1st}i'_{ad} - k_{2st}i'_{aq} - a_l k_{3st}) + \\ & (k_{5st}i'_{ad} + k_{4st}i'_{aq} + k_{7st})(k_{2st}i'_{ad} + k_{1st}i'_{aq} - b_l k_{3st}) = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.171})$$

desenvolvendo:

$$\begin{aligned} & k_{4st}k_{1st}i'^2_{ad} + k_{5st}k_{2st}i'^2_{aq} + (-a_l k_{4st}k_{3st} + k_{6st}k_{1st})i'_{ad} + (a_l k_{5st}k_{3st} - k_{2st}k_{6st})i'_{aq} + \\ & (-k_{4st}k_{2st} - k_{1st}k_{5st})i'_{ad}i'_{aq} - a_l k_{3st}k_{6st} + \\ & k_{5st}k_{2st}i'^2_{ad} + k_{4st}k_{1st}i'^2_{aq} + (-b_l k_{3st}k_{5st} + k_{2st}k_{7st})i'_{ad} + (-b_l k_{4st}k_{3st} + k_{1st}k_{7st})i'_{aq} + \\ & (k_{5st}k_{1st} + k_{4st}k_{2st})i'_{ad}i'_{aq} - b_l k_{3st}k_{7st} \end{aligned} \quad (\text{A.172})$$

$$\begin{aligned} & (k_{4st}k_{1st} + k_{5st}k_{2st})i'^2_{ad} + (k_{5st}k_{2st} + k_{4st}k_{1st})i'^2_{aq} + \\ & (-a_l k_{4st}k_{3st} + k_{6st}k_{1st} - b_l k_{3st}k_{5st} + k_{2st}k_{7st})i'_{ad} \\ & + (a_l k_{5st}k_{3st} - k_{2st}k_{6st} - b_l k_{4st}k_{3st} + k_{1st}k_{7st})i'_{aq} - a_l k_{3st}k_{6st} - b_l k_{3st}k_{7st} = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.173})$$

$$k_{ast} = k_{4st}k_{1st} + k_{5st}k_{2st} \quad (\text{A.174})$$

$$k_{bst} = -a_l k_{4st}k_{3st} + k_{6st}k_{1st} - b_l k_{3st}k_{5st} + k_{2st}k_{7st} \quad (\text{A.175})$$

$$k_{cst} = a_l k_{5st}k_{3st} - k_{2st}k_{6st} - b_l k_{4st}k_{3st} + k_{1st}k_{7st} \quad (\text{A.176})$$

$$k_{dst} = -a_l k_{3st}k_{6st} - b_l k_{3st}k_{7st} \quad (\text{A.177})$$

obtem-se assim a primeira equação do sistema.

$$\boxed{k_{ast}i'^2_{ad} + k_{ast}i'^2_{aq} + k_{bst}i'_{ad} + k_{cst}i'_{aq} + k_{dst}} \quad (\text{A.178})$$

A segunda equação do sistema é obtida através da tensão da fonte:

$$e_{gd} = -x_m i'_{aq} + (a_l r_g - b_l x_g + 1) k V_g \quad (\text{A.179})$$

$$e_{gq} = +x_m i'_{ad} + (b_l r_g + a_l x_g) k V_g \quad (\text{A.180})$$

sabendo-se que:

$$V_g^2 = e_{gd}^2 + e_{gq}^2 \quad (\text{A.181})$$

$$(-x_m i'_{aq} + (a_l r_g - b_l x_g + 1) k V_g)^2 + (x_m i'_{ad} + (b_l r_g + a_l x_g) k V_g)^2 = V_g^2 \quad (\text{A.182})$$

desenvolvendo

$$\begin{aligned} & x_m^2 i_{aq}'^2 + x_m^2 i_{ad}'^2 - 2x_m (a_l r_g - b_l x_g + 1) i_{aq}' k V_g + 2x_m (b_l r_g + a_l x_g) i_{ad}' k V_g \\ & + ((a_l r_g - b_l x_g + 1)^2 k^2 + (b_l r_g + a_l x_g)^2 k^2 - 1) V_g^2 = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.183})$$

chamando

$$k_{8st} = -2x_m (a_l r_g - b_l x_g + 1) k V_g \quad (\text{A.184})$$

$$k_{9st} = 2x_m (b_l r_g + a_l x_g) k V_g \quad (\text{A.185})$$

$$k_{10st} = ((a_l r_g - b_l x_g + 1)^2 k^2 + (b_l r_g + a_l x_g)^2 k^2 - 1) V_g^2 \quad (\text{A.186})$$

resultando na segunda equação do sistema:

$$\boxed{x_m^2 i_{aq}'^2 + x_m^2 i_{ad}'^2 + k_{8st} i_{aq}' + k_{9st} i_{ad}' + k_{10st} = 0} \quad (\text{A.187})$$

A.5 FILTRO ATIVO UNIVERSAL - CASO A

Para o filtro universal, o procedimento de resolução das equações de regime permanente é similar aos casos dos filtros série e paralelo. As condições de contorno são a junção das condições de controle do fator de potência da fonte e de regulação da tensão da carga. Estas condições são mostradas em (A.200)–(A.205). Aqui a corrente do grid é resolvida sem restringir a componente i_{gq} , mas deixando-a em função de θ_{ig} , para que se possa, também, estudar o comportamento do filtro ativo universal, quando é dado uma folga ao controle do fator de potência. Observa-se também que a potência individual dos conversores não é zero, e sim a soma dos dois é que é tornada nula, isso implica que os conversores podem trocar potência ativa entre si, e deste modo o barramento capacitivo não é carregado nem descarregado.

Para o filtro universal não há restrição quanto a fase da tensão da carga, uma vez que só se deseja manter a amplitude da mesma no valor nominal da carga. Assim, na análise de regime permanente, a fase de v_l é deixada livre, para que sirva de variável de entrada, assim como θ_{ig} , para análise do comportamento do mesmo.

Para o caso A tem-se o modelo da Fig. A.3, de onde escreve-se as equações (A.188)–(A.191), na forma fasorial, diretamente das leis de Kirchoff, que são referentes a parte do filtro série, e as equações (A.196)–(A.199) referentes ao filtro paralelo. A resolução consistirá em determinar a potência P_a'' e P_b em função de I_g e somar estas duas expressões e igualar a zero, tal como a condição de potência.

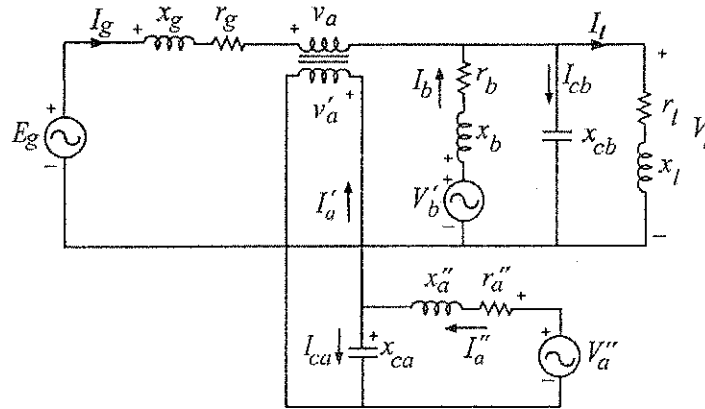


Figura A.3. Modelo de análise de regime permanente do filtro universal - caso A.

$$e_{gd} + je_{gq} - (r_g + jx_g)(i_{gd} + ji_{gq}) - (r_a + jx_a)(i_{gd} + ji_{gq}) - jx_m(i'_{ad} + ji'_{aq}) - (v_{ld} + jv_{lq}) = 0 \quad (\text{A.188})$$

$$v'_{ad} + jv'_{aq} = (r'_a + jx'_a)(i'_{ad} + i'_{aq}) + jx_m(i_{gd} + ji_{gq}) \quad (\text{A.189})$$

$$i''_{ad} + ji''_{aq} = i'_{ad} + ji'_{aq} + i_{cad} + ji_{caq} \quad (\text{A.190})$$

$$v''_{ad} + jv''_{aq} = (r''_a + jx''_a)(i''_{ad} + ji''_{aq}) + v'_{ad} + jv'_{aq} \quad (\text{A.191})$$

$$r_a = R'_s \quad (\text{A.192})$$

$$r'_a = R_p \quad (\text{A.193})$$

$$x_a = X'_{ds} + X_m \quad (\text{A.194})$$

$$x'_a = X_{dp} + X_m \quad (\text{A.195})$$

$$(i_{bd} + ji_{bq}) + (i_{gd} + ji_{gq}) - jy_{cb}(v_{ld} + jv_{lq}) - (a_l + jb_l)(v_{ld} + jv_{lq}) = 0 \quad (\text{A.196})$$

$$a_l = \frac{r_l}{r_l^2 + x_l^2} \quad (\text{A.197})$$

$$b_l = -\frac{x_l}{r_l^2 + x_l^2} \quad (\text{A.198})$$

$$(v_{bd} + jv_{bq}) - (r_b + jx_b)(i_{bd} + ji_{bq}) - (v_{ld} + jv_{lq}) = 0 \quad (\text{A.199})$$

Estas equações devem então ser resolvidas segundo as condições de contorno do filtro ativo universal, que são as seguintes:

$$e_{gd} = V_g \quad (\text{A.200})$$

$$e_{gq} = 0 \quad (\text{A.201})$$

$$i_{gd} = I_g \cos(\theta_{ig}) \quad (\text{A.202})$$

$$i_{gq} = I_g \text{sen}(\theta_{ig}) \quad (\text{A.203})$$

$$P_a'' + P_b = 0 \quad (\text{A.204})$$

$$|v_l| = kV_g, \text{ onde } k \text{ é uma constante positiva.} \quad (\text{A.205})$$

Aplicando as condições (A.200)–(A.203) na equação (A.188), chega-se a equação (A.206).

$$V_g + I_g(- (r_g + r_a) \cos \theta_{ig} + (x_a + x_g) \text{sen} \theta_{ig}) + x_m i'_{aq} - v_{ld} = 0 \quad (\text{A.206})$$

Reescrevendo a equação (A.206) igualando a parte real e imaginária e evidenciando i'_{ad} e i'_{aq} , obtém-se:

$$i'_{ad} = k_2 I_g - \frac{1}{x_m} v_{lq} \quad (\text{A.207})$$

$$i'_{aq} = -k_1 I_g + \frac{1}{x_m} v_{ld} - \frac{1}{x_m} V_g \quad (\text{A.208})$$

$$k_{1uA} = \frac{1}{x_m} (- (r_g + r_a) \cos \theta_g + (x_a + x_g) \text{sen} \theta_{ig}) \quad (\text{A.209})$$

$$k_{2uA} = -\frac{1}{x_m} ((x_a + x_g) \cos \theta_g + (r_a + r_g) \text{sen} \theta_{ig}) \quad (\text{A.210})$$

Onde a única variável desconhecida é a amplitude de corrente I_g . O valor da tensão na carga é conhecido, uma vez que o valor da amplitude de tensão da carga será mantida constante em um valor desejado, e sua fase (θ_{vl}) será variada, visando-se conhecer o comportamento do circuito em função desta. A fase da corrente da fonte também é conhecida de forma a verificar

o comportamento do filtro quando ocorre o controle simultâneo de tensão na carga e fator de potência na fonte ($\theta_{ig}=0$) e quando não há uma folga no controle do fator de potência ($\theta_{ig} \neq 0$). Deste modo i'_{ad} e i'_{aq} dependem do valor de I_g . Separando a equação (A.189) nas partes real e complexa:

$$v'_{ad} = r'_a i'_{ad} - x'_a i'_{aq} - x_m i_{gq} \quad (\text{A.211})$$

$$v'_{aq} = x'_a i'_{ad} + r'_a i'_{aq} + x_m i_{gd} \quad (\text{A.212})$$

Substituindo (A.207) e (A.208) em (A.211) e (A.212) e aplicando as condições de contorno:

$$v'_{ad} = r'_a \left(k_{2uA} I_g - \frac{1}{x_m} v_{lq} \right) - x'_a \left(-k_{1uA} I_g + \frac{1}{x_m} v_{ld} - \frac{1}{x_m} V_g \right) - x_m I_g (\text{sen} \theta_{ig}) \quad (\text{A.213})$$

$$v'_{ad} = r'_a k_{2uA} I_g - r'_a \frac{1}{x_m} v_{lq} + x'_a k_{1uA} I_g - x'_a \frac{1}{x_m} v_{ld} + x'_a \frac{1}{x_m} V_g - x_m I_g (\text{sen} \theta_g) \quad (\text{A.214})$$

$$v'_{ad} = (r'_a k_{2uA} + x'_a k_{1uA} - x_m (\text{sen} \theta_{ig})) I_g - r'_a \frac{1}{x_m} v_{lq} - x'_a \frac{1}{x_m} v_{ld} + x'_a \frac{1}{x_m} V_g \quad (\text{A.215})$$

$$v'_{aq} = x'_a \left(k_{2uA} I_g - \frac{1}{x_m} v_{lq} \right) + r'_a \left(-k_{1uA} I_g + \frac{1}{x_m} v_{ld} - \frac{1}{x_m} V_g \right) + x_m I_g (\text{cos} \theta_{ig}) \quad (\text{A.216})$$

$$v'_{aq} = x'_a k_{2uA} I_g - \frac{x'_a}{x_m} v_{lq} - r'_a k_{1uA} I_g + \frac{r'_a}{x_m} v_{ld} - \frac{r'_a}{x_m} V_g + x_m I_g (\text{cos} \theta_{ig}) \quad (\text{A.217})$$

$$v'_{aq} = (x'_a k_{2uA} - r'_a k_{1uA} + x_m (\text{cos} \theta_{ig})) I_g - \frac{x'_a}{x_m} v_{lq} + \frac{r'_a}{x_m} v_{ld} - \frac{r'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.218})$$

ou

$$v'_{ad} = k_{3uA} I_g + A_{uA} \quad (\text{A.219})$$

$$v'_{aq} = k_{4uA} I_g + B_{uA} \quad (\text{A.220})$$

$$k_{3uA} = r'_a k_{2uA} + x'_a k_{1uA} - x_m (\text{sen} \theta_g) \quad (\text{A.221})$$

$$k_{4uA} = x'_a k_{2uA} - r'_a k_{1uA} + x_m (\text{cos} \theta_g) \quad (\text{A.222})$$

$$A_{uA} = -r'_a \frac{1}{x_m} v_{lq} - x'_a \frac{1}{x_m} v_{ld} + x'_a \frac{1}{x_m} V_g \quad (\text{A.223})$$

$$B_{uA} = -\frac{x'_a}{x_m} v_{lq} + \frac{r'_a}{x_m} v_{ld} - \frac{r'_a}{x_m} V_g \quad (\text{A.224})$$

A corrente do conversor A é encontrada pela equação (A.190), onde calcula-se i_{cad} e i_{caq} por v_{ca} , que é a tensão v'_a :

$$i''_{ad} = i'_{ad} - y_{ca} v'_{aq} \quad (\text{A.225})$$

$$i''_{aq} = i'_{aq} + y_{ca} v'_{ad} \quad (\text{A.226})$$

Substituindo (A.219), (A.220) em (A.225) e (A.226)

$$i''_{ad} = k_{2uA} I_g - \frac{1}{x_m} v_{lq} - y_{ca} (k_{4uA} I_g + B_{uA}) \quad (\text{A.227})$$

$$i''_{ad} = k_{2uA} I_g - \frac{1}{x_m} v_{lq} - y_{ca} k_{4uA} I_g - y_{ca} B_{uA} \quad (\text{A.228})$$

$$i''_{ad} = (k_{2uA} - y_{ca} k_{4uA}) I_g - \frac{1}{x_m} v_{lq} - y_{ca} B_{uA} \quad (\text{A.229})$$

$$i''_{aq} = -k_{1uA} I_g + \frac{1}{x_m} v_{ld} - \frac{1}{x_m} V_g + y_{ca} (k_{3uA} I_g + A_{uA}) \quad (\text{A.230})$$

$$i''_{aq} = -k_{1uA} I_g + \frac{1}{x_m} v_{ld} - \frac{1}{x_m} V_g + y_{ca} k_{3uA} I_g + y_{ca} A_{uA} \quad (\text{A.231})$$

$$i''_{aq} = (-k_{1uA} + y_{ca} k_{3uA}) I_g + \frac{1}{x_m} v_{ld} - \frac{1}{x_m} V_g + y_{ca} A_{uA} \quad (\text{A.232})$$

ou

$$i''_{ad} = k_{5uA} I_g + C_{uA} \quad (\text{A.233})$$

$$i''_{aq} = k_{6uA} I_g + D_{uA} \quad (\text{A.234})$$

onde

$$k_{5uA} = (k_{2uA} - y_{ca} k_{4uA}) \quad (\text{A.235})$$

$$k_{6uA} = (-k_{1uA} + y_{ca} k_{3uA}) \quad (\text{A.236})$$

$$C_{uA} = -\frac{1}{x_m} v_{lq} - y_{ca} B_{uA} \quad (\text{A.237})$$

$$D_{uA} = \frac{1}{x_m} v_{ld} - \frac{1}{x_m} V_g + y_{ca} A_{uA} \quad (\text{A.238})$$

Substituindo (A.219), (A.220), (A.233) e (A.234) em (A.191), obtêm-se os valores de v''_{ad} e v''_{aq} .

$$v''_{ad} = r''_a (k_{5uA} I_g + C_{uA}) - x''_a (k_{6uA} I_g + D_{uA}) + k_{3uA} I_g + A_{uA} \quad (\text{A.239})$$

$$v''_{ad} = r''_a k_{5uA} I_g + r''_a C_{uA} - x''_a k_{6uA} I_g - x''_a D_{uA} + k_{3uA} I_g + A_{uA} \quad (\text{A.240})$$

$$v''_{ad} = (r''_a k_{5uA} - x''_a k_{6uA} + k_{3uA}) I_g + r''_a C_{uA} - x''_a D_{uA} + A_{uA} \quad (\text{A.241})$$

e

$$v''_{aq} = x''_a (k_{5uA} I_g + C_{uA}) + r''_a (k_{6uA} I_g + D_{uA}) + k_{4uA} I_g + B_{uA} \quad (\text{A.242})$$

$$v''_{aq} = x''_a k_{5uA} I_g + x''_a C_{uA} + r''_a k_{6uA} I_g + r''_a D_{uA} + k_{4uA} I_g + B_{uA} \quad (\text{A.243})$$

$$v''_{aq} = (x''_a k_{5uA} + r''_a k_{6uA} + k_{4uA}) I_g + x''_a C_{uA} + r''_a D_{uA} + B_{uA} \quad (\text{A.244})$$

simplificando

$$v''_{ad} = k_{7uA}I_g + E_{uA} \quad (\text{A.245})$$

$$v''_{ad} = k_{8uA}I_g + F_{uA} \quad (\text{A.246})$$

$$k_{7uA} = r''_a k_{5uA} - x''_a k_{6uA} + k_{3uA} \quad (\text{A.247})$$

$$k_{8uA} = x''_a k_{5uA} + r''_a k_{6uA} + k_{4uA} \quad (\text{A.248})$$

$$E_{uA} = r''_a C_{uA} - x''_a D_{uA} + A_{uA} \quad (\text{A.249})$$

$$F_{uA} = x''_a C_{uA} + r''_a D_{uA} + B_{uA} \quad (\text{A.250})$$

Pode-se achar então o valor da potência ativa do filtro série em função do módulo da corrente da fonte I_g . Por definição a potência ativa é dada por:

$$P_a = v''_{ad}i''_{ad} + v''_{aq}i''_{aq} \quad (\text{A.251})$$

substituindo a (A.233), (A.234), (A.245) e (A.246) em (A.251):

$$P_a = (k_{7uA}I_g + E_{uA})(k_{5uA}I_g + C_{uA}) + (k_{8uA}I_g + F_{uA})(k_{6uA}I_g + D_{uA}) \quad (\text{A.252})$$

$$\begin{aligned} P_a = & (k_{7uA}k_{5uA})I_g^2 + (k_{7uA}C_{uA} + k_{5uA}E)I_g + C_{uA}E_{uA} + (k_{8uA}k_{6uA})I_g^2 \\ & + (k_{8uA}D_{uA} + k_{6uA}F_{uA})I_g + D_{uA}F_{uA} \end{aligned} \quad (\text{A.253})$$

$$\begin{aligned} P_a = & (k_{7uA}k_{5uA} + k_{8uA}k_{6uA})I_g^2 + (0k_{7uA}C_{uA} + k_{5uA}E + k_{8uA}D_{uA} + k_{6uA}F_{uA})I_g \\ & + C_{uA}E_{uA} + D_{uA}F_{uA} \end{aligned} \quad (\text{A.254})$$

Simplificando

$$P_a = k_{aa}I_g^2 + k_{ba}I_g + k_{ca} \quad (\text{A.255})$$

$$k_{aa} = k_{7uA}k_{5uA} + k_{8uA}k_{6uA} \quad (\text{A.256})$$

$$k_{ba} = k_{7uA}C_{uA} + k_{5uA}E_{uA} + k_{8uA}D_{uA} + k_{6uA}F_{uA} \quad (\text{A.257})$$

$$k_{ca} = C_{uA}E_{uA} + D_{uA}F_{uA} \quad (\text{A.258})$$

Como se percebe, a equação (A.255) descreve o comportamento da potência ativa do conversor série em função de I_g . Resta agora saber, qual é a expressão da potência ativa de \hat{V}_b (filtro paralelo) em função I_g . Aplicando as condições de contorno a equação (A.196):

$$i_{bd} = -I_g \cos \theta_{ig} + a_l v_{ld} + (-y_{cb} - b_l) v_{lq} \quad (\text{A.259})$$

$$i_{bq} = -\text{sen} \theta_{ig} I_g + (y_{cb} + b_l) v_{ld} + a_l v_{lq} \quad (\text{A.260})$$

desenvolvendo

$$i_{bd} = -\cos \theta_{ig} I_g + G_{uA} \quad (\text{A.261})$$

$$i_{bq} = -\text{sen} \theta_{ig} I_g + H_{uA} \quad (\text{A.262})$$

$$G_{uA} = a_l v_{ld} + (-y_{cb} - b_l) v_{lq} \quad (\text{A.263})$$

$$H_{uA} = (y_{cb} + b_l) v_{ld} + a_l v_{lq} \quad (\text{A.264})$$

A determinação da tensão do conversor paralelo é feita pela substituição de (A.261) e (A.262) na equação (A.199).

$$v_{bd} = r_b i_{bd} - x_b i_{bq} + v_{ld} \quad (\text{A.265})$$

$$v_{bd} = r_b (-\cos \theta_{ig} I_g + G_{uA}) - x_b (-\text{sen} \theta_{ig} I_g + H_{uA}) + v_{ld} \quad (\text{A.266})$$

$$v_{bd} = -\cos \theta_{ig} r_b I_g + r_b G_{uA} + x_b \text{sen} \theta_{ig} I_g - x_b H_{uA} + v_{ld} \quad (\text{A.267})$$

$$v_{bd} = (-\cos \theta_{ig} r_b + x_b \text{sen} \theta_{ig}) I_g + r_b G_{uA} - x_b H_{uA} + v_{ld} \quad (\text{A.268})$$

$$v_{bq} = x_b i_{bd} + r_b i_{bq} + v_{lq} \quad (\text{A.269})$$

$$v_{bq} = x_b (-\cos \theta_{ig} I_g + G_{uA}) + r_b (-\text{sen} \theta_{ig} I_g + H_{uA}) + v_{lq} \quad (\text{A.270})$$

$$v_{bq} = -\cos \theta_{ig} x_b I_g + x_b G_{uA} - r_b \text{sen} \theta_{ig} I_g + r_b H_{uA} + v_{lq} \quad (\text{A.271})$$

$$v_{bq} = -(\cos \theta_{ig} x_b + r_b \text{sen} \theta_{ig}) I_g + x_b G_{uA} + r_b H_{uA} + v_{lq} \quad (\text{A.272})$$

simplificando

$$v_{bd} = k_{9uA} I_g + M_{uA} \quad (\text{A.273})$$

$$v_{bq} = k_{10uA} I_g + N_{uA} \quad (\text{A.274})$$

$$k_{9uA} = -\cos\theta_{ig}r_b + x_b\text{sen}\theta_{ig} \quad (\text{A.275})$$

$$k_{10uA} = -(\cos\theta_{ig}x_b + r_b\text{sen}\theta_{ig}) \quad (\text{A.276})$$

$$M_{uA} = r_bG_{uA} - x_bH_{uA} + v_{ld} \quad (\text{A.277})$$

$$N_{uA} = x_bG_{uA} + r_bH_{uA} + v_{lq} \quad (\text{A.278})$$

A determinação da potência ativa fica então sendo dada por:

$$P_b = v_{bd}i_{bd} + v_{bq}i_{bq} \quad (\text{A.279})$$

$$P_b = (k_{9uA}I_g + M_{uA})(-\cos\theta_{ig}I_g + G_{uA}) + (k_{10uA}I_g + N_{uA})(-\text{sen}\theta_{ig}I_g + H_{uA}) \quad (\text{A.280})$$

$$\begin{aligned} P_b = & (-\cos\theta_{ig}k_{9uA})I_g^2 + (-\cos\theta_{ig}M_{uA} + k_{9uA}G_{uA})I_g + G_{uA}M_{uA} + \\ & (-k_{10uA}\text{sen}\theta_{ig})I_g^2 + (-\text{sen}\theta_{ig}N_{uA} + k_{10uA}H_{uA})I_g + H_{uA}N_{uA} \end{aligned} \quad (\text{A.281})$$

$$\begin{aligned} P_b = & (-\cos\theta_{ig}k_{9uA} - k_{10uA}\text{sen}\theta_{ig})I_g^2 + \\ & (-\cos\theta_{ig}M_{uA} + k_{9uA}G_{uA} - \text{sen}\theta_{ig}N_{uA} + k_{10uA}H_{uA})I_g \\ & + G_{uA}M_{uA} + H_{uA}N_{uA} \end{aligned} \quad (\text{A.282})$$

rearranjando

$$P_b = k_{ab}I_g^2 + k_{bb}I_g + k_{cb} \quad (\text{A.283})$$

$$k_{ab} = (-\cos\theta_{ig}k_{9uA} - k_{10uA}\text{sen}\theta_{ig}) \quad (\text{A.284})$$

$$k_{bb} = (-\cos\theta_{ig}M_{uA} + k_{9uA}G_{uA} - \text{sen}\theta_{ig}N_{uA} + k_{10uA}H_{uA}) \quad (\text{A.285})$$

$$k_{cb} = G_{uA}M_{uA} + H_{uA}N_{uA} \quad (\text{A.286})$$

Finalmente a resolução é obtida pela condição de contorno (A.204)

$$P_a'' + P_b = 0 \quad (\text{A.287})$$

$$k_{aa}I_g^2 + k_{ba}I_g + k_{ca} + k_{ab}I_g^2 + k_{bb}I_g + k_{cb} = 0 \quad (\text{A.288})$$

$$\boxed{(k_{aa} + k_{ab}) I_g^2 + (k_{ba} + k_{bb}) I_g + k_{ca} + k_{cb} = 0} \quad (\text{A.289})$$

Observa-se que a equação (A.289) é de segunda ordem, logo, a resolução analítica é dada de forma bastante simples. Vale ressaltar que sendo a variável de resolução do problema uma grandeza absoluta, a resposta válida pertencerá ao subespaço \mathfrak{R}^+ .

A.6 FILTRO ATIVO UNIVERSAL - CASO B

Para este caso, o procedimento de resolução é o mesmo, a diferença está nas equações do circuito. Na Fig. (A.4) é mostrado o circuito utilizado para o estudo de regime permanente. Inicialmente será determinada a potência do filtro paralelo em função de I_g , cuja as equações

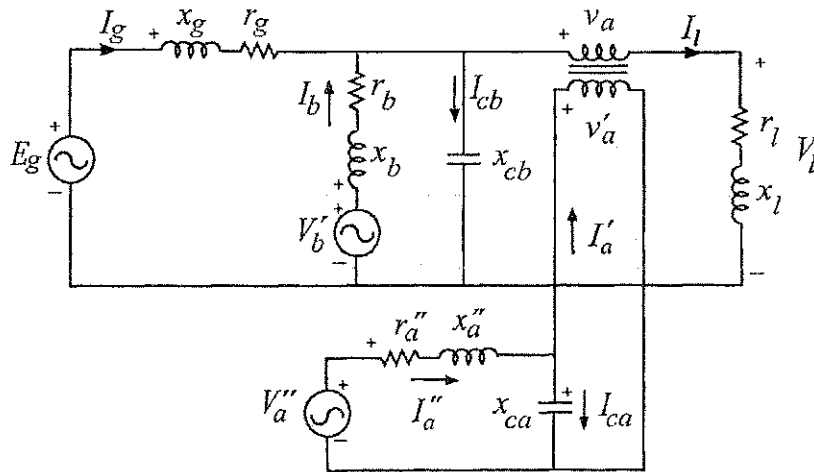


Figura A.4. Modelo de análise de regime permanente do filtro universal - caso B.

são:

$$e_{gd} + j e_{gq} - (r_g + j x_g) (i_{gd} + j i_{gq}) - (v_{cbd} + j v_{cbq}) = 0 \quad (\text{A.290})$$

$$i_{bd} + j i_{bq} + i_{gd} + j i_{gq} - j y_{cb} (v_{cbd} + j v_{cbq}) - (a_l + j b_l) (v_{ld} + j v_{lq}) = 0 \quad (\text{A.291})$$

$$v_{bd} + j v_{bq} = (r_b + j x_b) (i_{bd} + j i_{bq}) + v_{cbd} + j v_{cbq} \quad (\text{A.292})$$

Aplicando as condições de contorno (A.200)–(A.203) e evidenciando os termos v_{cbd} e v_{cbq} a equação (A.292):

$$V_g - r_g i_{gd} + x_g i_{gq} - v_{cbd} = 0 \quad (\text{A.293})$$

$$v_{cbd} = V_g + (-r_g \cos \theta_{ig} + x_g \text{sen} \theta_{ig}) I_g \quad (\text{A.294})$$

e

$$-x_g i_{gd} - r_g i_{gq} - v_{cbq} = 0 \quad (\text{A.295})$$

$$v_{cbq} = -(x_g \cos \theta_{ig} + r_g \text{sen} \theta_{ig}) I_g \quad (\text{A.296})$$

$$v_{cbd} = V_g + k_{1uB} I_g \quad (\text{A.297})$$

$$v_{cbq} = k_{2uB} I_g \quad (\text{A.298})$$

$$k_{1uB} = (-r_g \cos \theta_{ig} + x_g \text{sen} \theta_{ig}) \quad (\text{A.299})$$

$$k_{2uB} = -(x_g \cos \theta_{ig} + r_g \text{sen} \theta_{ig}) \quad (\text{A.300})$$

Da equação (A.291) encontra-se a corrente i_{bd} e i_{bq} . Separando as partes real e imaginária:

$$i_{bd} + i_{gd} + y_{cb} v_{cbq} - a_l v_{ld} + b_l v_{lq} = 0 \quad (\text{A.301})$$

evidenciando i_{bd} :

$$\begin{aligned} i_{bd} &= -\cos \theta_{ig} I_g - y_{cb} (k_{2uB} I_g) + a_l v_{ld} - b_l v_{lq} = 0 \\ &= -(y_{cb} k_{2uB} + \cos \theta_{ig}) I_g + a_l v_{ld} - b_l v_{lq} \end{aligned} \quad (\text{A.302})$$

para i_{bq} :

$$\begin{aligned} i_{bq} + i_{gq} - y_{cb} v_{cbd} - a_l v_{lq} - b_l v_{ld} &= 0 \quad (\text{A.303}) \\ i_{bq} &= -\text{sen} \theta_{ig} I_g + y_{cb} v_{cbd} + a_l v_{lq} + b_l v_{ld} \\ &= -\text{sen} \theta_{ig} I_g + y_{cb} (V_g + k_{1uB} I_g) + a_l v_{lq} + b_l v_{ld} \\ &= (y_{cb} k_{1uB} - \text{sen} \theta_{ig}) I_g + y_{cb} V_g + a_l v_{lq} + b_l v_{ld} \end{aligned} \quad (\text{A.304})$$

Simplificando

$$i_{bd} = k_{3uB} I_g + A_{uB} \quad (\text{A.305})$$

$$i_{bq} = k_{4uB} I_g + B_{uB} \quad (\text{A.306})$$

$$k_{3uB} = -(y_{cb} k_{2uB} + \cos \theta_{ig}) \quad (\text{A.307})$$

$$k_{4uB} = y_{cb} k_{1uB} - \text{sen} \theta_{ig} \quad (\text{A.308})$$

$$A_{uB} = a_l v_{ld} - b_l v_{lq} \quad (\text{A.309})$$

$$B_{uB} = y_{cb} V_g + a_l v_{lq} + b_l v_{ld} \quad (\text{A.310})$$

Separando a equação (A.292) na parte real e complexa:

$$v_{bd} = r_b i_{bd} - x_b i_{bq} + v_{cbd} \quad (\text{A.311})$$

$$v_{bq} = x_b i_{bd} + r_b i_{bq} + v_{cbq} \quad (\text{A.312})$$

substituindo v_{cbd} , v_{cbq} , i_{bd} , i_{bq} .

$$\begin{aligned} v_{bd} &= r_b (k_{3uB} I_g + A) - x_b (k_{4uB} I_g + B) + V_g + k_{1uB} I_g \\ &= r_b k_{3uB} I_g + r_b A_{uB} - x_b k_{4uB} I_g - x_b B + V_g + k_{1uB} I_g \\ &= (r_b k_{3uB} - x_b k_{4uB} + k_{1uB}) I_g + r_b A_{uB} - x_b B + V_g \end{aligned} \quad (\text{A.313})$$

e

$$\begin{aligned} v_{bq} &= x_b (k_{3uB} I_g + A_{uB}) + r_b (k_{4uB} I_g + B) + k_2 I_g \\ &= x_b k_{3uB} I_g + x_b A_{uB} + r_b k_{4uB} I_g + r_b B + k_2 I_g \\ &= (x_b k_{3uB} + r_b k_{4uB} + k_{2uB}) I_g + x_b A_{uB} + r_b B \end{aligned} \quad (\text{A.314})$$

encontra-se a tensão v_{bd} e v_{bq}

$$v_{bd} = k_{5uB} I_g + C_{uB} \quad (\text{A.315})$$

$$v_{bq} = k_{6uB} I_g + D_{uB} \quad (\text{A.316})$$

onde

$$k_{5uB} = (r_b k_{3uB} - x_b k_{4uB} + k_{1uB}) \quad (\text{A.317})$$

$$k_{6uB} = (x_b k_{3uB} + r_b k_{4uB} + k_{2uB}) \quad (\text{A.318})$$

$$C_{uB} = r_b A_{uB} - x_b B_{uB} + V_g \quad (\text{A.319})$$

$$D_{uB} = x_b A_{uB} + r_b B_{uB} \quad (\text{A.320})$$

A potência ativa de \hat{V}_b é então dada por:

$$P_b = v_{bd} i_{bd} + v_{bq} i_{bq} \quad (\text{A.321})$$

$$\begin{aligned}
P_b &= (k_{5uB}I_g + C_{uB})(k_{3uB}I_g + A_{uB}) + (k_{6uB}I_g + D_{uB})(k_{4uB}I_g + B_{uB}) \\
&= k_{3uB}k_{5uB}I_g^2 + (k_{5uB}A_{uB} + k_{3uB}C)I_g + C_{uB}A_{uB} + k_{6uB}k_{4uB}I_g^2 + \\
&\quad (k_{4uB}D_{uB} + k_{6uB}B_{uB})I_g + B_{uB}D_{uB} \\
&= (k_{3uB}k_{5uB} + k_{6uB}k_{4uB})I_g^2 + (k_{5uB}A_{uB} + k_{3uB}C_{uB} + k_{4uB}D_{uB} + k_{6uB}B_{uB})I_g \\
&\quad + C_{uB}A_{uB} + B_{uB}D_{uB}
\end{aligned} \tag{A.322}$$

e finalmente

$$P_b = k_{ab}I_g^2 + k_{bb}I_g + k_{cb} \tag{A.323}$$

$$k_{ab} = k_{3uB}k_{5uB} + k_{6uB}k_{4uB} \tag{A.324}$$

$$k_{bb} = k_{5uB}A_{uB} + k_{3uB}C_{uB} + k_{4uB}D_{uB} + k_{6uB}B_{uB} \tag{A.325}$$

$$k_{cb} = C_{uB}A_{uB} + B_{uB}D_{uB} \tag{A.326}$$

Para o conversor série, tem-se as seguintes equações:

$$v_{ad} + jv_{aq} = (v_{cbd} + jv_{cbq}) - (v_{ld} + jv_{lq}) \tag{A.327}$$

$$v_{ad} + jv_{aq} = (r_a + jx_a)(i_{ld} + ji_{lq}) + jx_m(i'_{ad} + ji'_{aq}) \tag{A.328}$$

$$v'_{ad} + jv'_{aq} = (r'_a + jx'_a)(i'_{ad} + ji'_{aq}) + jx_m(i_{ld} + ji_{lq}) \tag{A.329}$$

$$i''_{ad} + ji''_{aq} - (i_{cad} + ji_{caq}) - (i'_{ad} + ji'_{aq}) = 0 \tag{A.330}$$

$$v''_{ad} + jv''_{aq} = (r''_a + jx''_a)(i''_{ad} + ji''_{aq}) + v'_{ad} + jv'_{aq} \tag{A.331}$$

Separando a equação (A.327) nas parte real e complexa e substituindo (A.297) e (A.298).

$$v_{ad} = V_g + k_{1uB}I_g - v_{ld} \tag{A.332}$$

$$v_{aq} = k_{2uB}I_g - v_{lq} \tag{A.333}$$

Determina-se o valor de i'_{ad} e i'_{aq} por meio da equação (A.328)

$$jx_m (i'_{ad} + j i'_{aq}) = (v_{ad} + jv_{aq}) - (r_a + jx_a) (a_l + jb_l) (v_{ld} + jv_{lq}) \quad (\text{A.334})$$

$$jx_m (i'_{ad} + j i'_{aq}) = -(r_a a_l - b_l x_a + j(r_a b_l + x_a a_l)) (v_{ld} + jv_{lq}) \\ + v_{ad} + jv_{aq} \quad (\text{A.335})$$

$$jx_m (i'_{ad} + j i'_{aq}) = v_{ad} + jv_{aq} - (r_a a_l - b_l x_a) v_{ld} + (r_a b_l + x_a a_l) v_{lq} \\ - j(r_a b_l + x_a a_l) v_{ld} - j(r_a a_l - b_l x_a) v_{lq} \quad (\text{A.336})$$

$$(i'_{ad} + j i'_{aq}) = -j \frac{v_{ad}}{x_m} + \frac{v_{aq}}{x_m} + j \frac{(r_a a_l - b_l x_a)}{x_m} v_{ld} - j \frac{(r_a b_l + x_a a_l)}{x_m} v_{lq} \\ - \frac{(r_a b_l + x_a a_l)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a a_l - b_l x_a)}{x_m} v_{lq} \quad (\text{A.337})$$

separando nas partes real e imaginária e substituindo (A.332) e (A.333).

$$i'_{ad} = \frac{v_{aq}}{x_m} - \frac{(r_a b_l + x_a a_l)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a a_l - b_l x_a)}{x_m} v_{lq} \\ = \frac{k_{2uB} I_g - v_{lq}}{x_m} - \frac{(r_a b_l + x_a b_l)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a a_l - b_l x_a)}{x_m} v_{lq} \\ = \frac{k_{2uB} I_g}{x_m} - \frac{(r_a b_l + x_a b_l)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a a_l - b_l x_a + 1)}{x_m} v_{lq} \quad (\text{A.338})$$

e

$$i'_{aq} = -\frac{v_{ad}}{x_m} + \frac{(r_a a_l - b_l x_a)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a b_l + x_a a_l)}{x_m} v_{lq} \\ = -\frac{V_g + k_{1uB} I_g - v_{ld}}{x_m} + \frac{(r_a a_l - b_l x_a)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a b_l + x_a b_l)}{x_m} v_{lq} \\ = -\frac{k_{1uB} I_g}{x_m} + \frac{(r_a a_l - b_l x_a + 1)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a b_l + x_a b_l)}{x_m} v_{lq} - \frac{1}{x_m} V_g \quad (\text{A.339})$$

assim

$$i'_{ad} = k_{7uB} I_g + E_{uB} \quad (\text{A.340})$$

$$i'_{aq} = k_{8uB} I_g + F_{uB} \quad (\text{A.341})$$

$$k_{7uB} = \frac{k_{2uB}}{x_m} \quad (\text{A.342})$$

$$k_{8uB} = -\frac{k_{1uB}}{x_m} \quad (\text{A.343})$$

$$E_{uB} = -\frac{(r_a b_l + x_a a_l)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a a_l - b_l x_a + 1)}{x_m} v_{lq} \quad (\text{A.344})$$

$$F_{uB} = \frac{(r_a a_l - b_l x_a + 1)}{x_m} v_{ld} - \frac{(r_a b_l + x_a a_l)}{x_m} v_{lq} - \frac{1}{x_m} V_g \quad (\text{A.345})$$

Separando as partes real e imaginária da equação (A.329) e substituindo (A.340) e (A.341), determina-se o valor de v'_{ad} e v'_{aq} .

$$\begin{aligned}
 v'_{ad} &= r'_a i'_{ad} - x'_a i'_{aq} - x_m i_{lq} \\
 &= r'_a (k_{7uB} I_g + E_{uB}) - x'_a (k_{8uB} I_g + F_{uB}) - x_m (a_l v_{lq} + b_l v_{ld}) \\
 &= r'_a k_{7uB} I_g + r'_a E_{uB} - x'_a k_{8uB} I_g - x'_a F_{uB} - a_l x_m v_{lq} - b_l x_m v_{ld} \\
 &= (k_{7uB} r'_a - x'_a k_{8uB}) I_g - b_l x_m v_{ld} - a_l x_m v_{lq} + r'_a E_{uB} - x'_a F_{uB} \quad (A.346)
 \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
 v'_{aq} &= x'_a i'_{ad} + r'_a i'_{aq} + x_m i_{ld} \\
 &= x'_a (k_{7uB} I_g + E_{uB}) + r'_a (k_{8uB} I_g + F_{uB}) + x_m (a_l v_{ld} - b_l v_{lq}) \\
 &= k_{7uB} x'_a I_g + x'_a E_{uB} + k_{8uB} r'_a I_g + r'_a F_{uB} + a_l x_m v_{ld} - b_l x_m v_{lq} \\
 &= (k_{7uB} x'_a + k_{8uB} r'_a) I_g + a_l x_m v_{ld} - b_l x_m v_{lq} + x'_a E_{uB} + r'_a F_{uB} \quad (A.347)
 \end{aligned}$$

resumindo

$$v'_{ad} = k_{9uB} I_g + G_{uB} \quad (A.348)$$

$$v'_{aq} = k_{10uB} I_g + H_{uB} \quad (A.349)$$

$$k_{9uB} = k_{7uB} r'_a - x'_a k_{8uB} \quad (A.350)$$

$$k_{10uB} = k_{7uB} x'_a + k_{8uB} r'_a \quad (A.351)$$

$$G_{uB} = -b_l x_m v_{ld} - a_l x_m v_{lq} + r'_a E_{uB} - x'_a F_{uB} \quad (A.352)$$

$$H_{uB} = +a_l x_m v_{ld} - b_l x_m v_{lq} + x'_a E_{uB} + r'_a F_{uB} \quad (A.353)$$

As componentes i''_{ad} e i''_{aq} são encontradas através da equação (A.330). Substituindo os valores de i_{cad} , i_{caq} em função de v'_{ad} e v'_{aq} e as equações (A.348) e (A.349) tem-se:

$$\begin{aligned}
 i''_{ad} &= -y_{ca} v'_{aq} + i'_{ad} \\
 &= -(y_{ca} k_{10uB} I_g + y_{ca} H_{uB}) + k_{7uB} I_g + E_{uB} \\
 &= (k_{7uB} - k_{10uB} y_{ca}) I_g + E_{uB} - y_{ca} H_{uB} \quad (A.354)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i''_{aq} &= y_{ca}v'_{ad} + i'_{aq} \\
&= (y_{ca}k_{9uB}I_g + y_{ca}G_{uB}) + k_{8uB}I_g + F \\
&= (k_{8uB} + y_{ca}k_{9uB})I_g + F_{uB} + y_{ca}G_{uB}
\end{aligned} \tag{A.355}$$

rearranjando

$$i''_{ad} = k_{11uB}I_g + I_{uB} \tag{A.356}$$

$$i''_{aq} = k_{12uB}I_g + J_{uB} \tag{A.357}$$

e pela equação (A.331) encontra-se as componentes v'_{ad} e v'_{aq}

$$\begin{aligned}
v''_{ad} &= r''_a i''_{ad} - x_a i''_{aq} + v'_{ad} \\
&= r''_a (k_{11uB}I_g + I_{uB}) - x''_a (k_{12uB}I_g + J_{uB}) + k_{9uB}I_g + G_{uB} \\
&= r''_a k_{11uB}I_g + r''_a I_{uB} - x''_a k_{12uB}I_g - x''_a J_{uB} + k_{9uB}I_g + G_{uB} \\
&= (r''_a k_{11uB} - x''_a k_{12uB} + k_{9uB})I_g + r''_a I_{uB} - x''_a J_{uB} + G_{uB}
\end{aligned} \tag{A.358}$$

$$\begin{aligned}
v''_{aq} &= x''_a i''_{ad} + r''_a i''_{aq} + v'_{aq} \\
&= x''_a (k_{11uB}I_g + I_{uB}) + r''_a (k_{12uB}I_g + J_{uB}) + k_{10uB}I_g + H_{uB} \\
&= x''_a k_{11uB}I_g + x''_a I_{uB} + r''_a k_{12uB}I_g + r''_a J_{uB} + k_{10uB}I_g + H_{uB} \\
&= (x''_a k_{11uB} + r''_a k_{12uB} + k_{10uB})I_g + x''_a I_{uB} + r''_a J_{uB} + H_{uB}
\end{aligned} \tag{A.359}$$

então

$$v''_{ad} = k_{13uB}I_g + M_{uB} \tag{A.360}$$

$$v''_{aq} = k_{14uB}I_g + N_{uB} \tag{A.361}$$

e

$$k_{13uB} = r''_a k_{11uB} - x''_a k_{12uB} + k_{9uB} \tag{A.362}$$

$$k_{14uB} = x''_a k_{11uB} + r''_a k_{12uB} + k_{10uB} \tag{A.363}$$

$$M_{uB} = r''_a I_{uB} - x''_a J_{uB} + G_{uB} \tag{A.364}$$

$$N_{uB} = x''_a I_{uB} + r''_a J_{uB} + H_{uB} \tag{A.365}$$

A potência ativa do conversor série é então dada por:

$$P_a = v''_{ad} i''_{ad} + v''_{aq} i''_{aq} \quad (\text{A.366})$$

substituindo chega-se

$$P_a = (k_{13uB} I_g + M_{uB}) (k_{11uB} I_g + I_{uB}) + (k_{14uB} I_g + N_{uB}) (k_{12uB} I_g + J_{uB}) \quad (\text{A.367})$$

$$P_a = k_{11uB} k_{13uB} I_g^2 + (k_{11uB} M_{uB} + k_{13uB} I_{uB}) I_g + M_{uB} I_{uB} + k_{12uB} k_{14uB} I_g^2 + (k_{12uB} N_{uB} + k_{14uB} J_{uB}) I_g + N_{uB} J_{uB} \quad (\text{A.368})$$

$$P_a = (k_{11uB} k_{13uB} + k_{12uB} k_{14uB}) I_g^2 + (k_{11uB} M_{uB} + k_{13uB} I_{uB} + k_{12uB} N_{uB} + k_{14uB} J_{uB}) I_g + M_{uB} I_{uB} + N_{uB} J_{uB} \quad (\text{A.369})$$

fazendo:

$$k_{aa} = k_{11uB} k_{13uB} + k_{12uB} k_{14uB} \quad (\text{A.370})$$

$$k_{ba} = k_{11uB} M_{uB} + k_{13uB} I_{uB} + k_{12uB} N_{uB} + k_{14uB} J_{uB} \quad (\text{A.371})$$

$$k_{ca} = M_{uB} I_{uB} + N_{uB} J_{uB} \quad (\text{A.372})$$

tem-se

$$P_a = k_{aa} I_g^2 + k_{ba} I_g + k_{ca} \quad (\text{A.373})$$

Finalmente pelo condição de contorno (A.204), encontra-se a resolução:

$$P''_a + P_b = 0 \quad (\text{A.374})$$

$$k_{aa} I_g^2 + k_{ba} I_g + k_{ca} + k_{ab} I_g^2 + k_{bb} I_g + k_{cb} = 0 \quad (\text{A.375})$$

$$\boxed{(k_{aa} + k_{ab}) I_g^2 + (k_{ba} + k_{bb}) I_g + k_{ca} + k_{cb} = 0} \quad (\text{A.376})$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 IEEE. Recommended practice for monitoring electric power quality—std 1159. 1995.
- 2 IZHAR, M. et al. A study of fundamental principles to power system harmonic. *National Pow. and Ener. conf. proceedings*, p. 225–232, 2003.
- 3 STONES, J.; COLLINSON, A. Power quality. *Power Engineering Journal*, v. 15, n. 2, p. 58 – 64, April 2001.
- 4 IEC. Iec 61000-3-2. *International Standard*, Geneve-Switzerland, 1998.
- 5 _____. Iec 61000-3-4. *International Standard*, Geneve-Switzerland, 1998.
- 6 PINHEIRO, R. F. *Filtros Ativos para Sistema Equilibrados e Desequilibrados*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal da Paraíba—Engenharia Elétrica, Rua Aprígio Veloso, 882 - Bodocongó, Campina Grande, Paraíba, Brasil, Dezembro 2001.
- 7 GHANDEHARI, R.; JALILIAN, A. Economical impacts of power quality in power systems. *UPEC*, v. 1, n. 2, p. 893 – 897, sept 2004.
- 8 SULLIVAN, M. J.; VARDELL, T.; JOHNSON, M. Power interruption costs to industrial and commercial consumers of electricity. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, v. 33, n. 6, p. 893 – 897, Nov/Dec 1997.
- 9 BOSE, B. K. Advances in power electronics - its impact on the environment. *Industrial Electronics, Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on*, v. 1, p. 28 – 30, 1998.
- 10 BALIGA, B. J. Trends in power semiconductor devices. *IEEE Trans. on Electr. Devices*, v. 43, n. 10, p. 1717 – 1731, oct 1996.

- 11 WILSON, T. G. The evolution of power electronics. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 15, n. 3, p. 439 – 446, may 2000.
- 12 LAMARRE, L. Problems with power quality. *EPRI Journal*, v. 16, n. 5, p. 14 – 23, July-Aug 1991.
- 13 BOSE, B. K. Energy, environment, and advances in power electronics. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 688 – 701, july 2000.
- 14 SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 46, n. 5, p. 960–971, Oct. 1999.
- 15 SHIN, Y.-J. et al. Power quality indices for transient disturbances. *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 21, n. 1, p. 253 – 261, Jan 2001.
- 16 IEEE. Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems– std 519. 1992.
- 17 HARMONIC, W. G. on P. S. Power system harmonics: An overview. *IEEE Trans. on Power App. Syst.*, v. 102, n. 8, p. 2455–2460, Aug 1983.
- 18 GRADY, W. M.; GILLESKIE, R. J. Harmonics and how they relate to power factor. *Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA'93)*, p. 1–8, 1993.
- 19 AKAGI, H. Trends in active power line conditioners. *IEEE trans. on Power Electr.*, v. 9, n. 3, p. 263–268, may 1994.
- 20 _____. New trends in active filters for improving power quality. *IEEE trans. on Ind. Appl.*, v. 32, n. 6, p. 1312–1322, Nov/Dec 1996.
- 21 DAS, J. C. Passive filters – potentialities and limitations. *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, v. 40, n. 1, p. 232–241, jan/feb 2004.
- 22 PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. new approach to harmonic compensation in power systems. *Industry Applications Society Annual Meeting*, v. 1, p. 874–880, 1988.

- 23 _____. A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Trans. On Industry appl.*, v. 26, n. 6, p. 983–990, Nov/Dec 1990.
- 24 FUJITA, H.; AKAGI, H. Design strategy for the combined system of shunt passive and series active filters. *Industry Applications Society Annual Meeting*, v. 1, p. 898–903, 1991.
- 25 _____. A practical approach to harmonic compensation in power systems—series connection of passive and active filters. *IEEE Trans. ON industry applications*, v. 21, n. 6, p. 1020–1025, Nov/dec 1991.
- 26 SINGH, B. et al. Hybrid filters for power quality improvement. *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, v. 152, n. 3, 2005.
- 27 GYUGYI, L. A unified power flow control concept for flexible ac transmission systems. *Inst. Elect. Eng. Proc.*, v. 139, n. 4, p. 323–331, 1992.
- 28 MEHTA, P.; DARWISH, P.; THOMSON, T. Active harmonic filters: an overview and comparison. *proceedings of University power engineering conference, UPEC*, 1989.
- 29 EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: A review. *IEE Proc.-Electr Power Appl.*, v. 147, n. 5, p. 323–331, sept 2000.
- 30 BARBOSA, O. de O. *Estratégias de Controle e Operação de Filtros Ativos de Potência Paralelos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande—Engenharia Elétrica, Rua Aprígio Veloso, 882 - Bodocongó, Campina Grande, Paraíba, Brasil, 2004.
- 31 AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 20, n. 3, p. 625–630, may/june 1984.
- 32 AKAGI, H.; NABAE, A. the p-q theory in three-phase systems under nonsinusoidal conditions. *Eur. trans. elect. power eng.*, v. 3, n. 1, p. 27–31, jan/feb 1993.

- 33 EL-HABROUK, M. *A new configuration for shunt active filters*. Tese (Doutorado) — Department of Electrical Engineering and Electronics, 1998.
- 34 GRADY, W. M.; SAMOTYJ, M. J.; NOYOLA, A. H. Survey of active power line conditioning methodologies. *IEEE Trans. On Power Delivery*, v. 5, n. 3, p. 1536–1542, July 1990.
- 35 ASIMINOAEI, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications. *APEC 2005*, v. 1, p. 635–641, 2005.
- 36 PENG, F. Z.; SU, G.-J.; FARQUHARSON, G. A series lc filter for harmonic compensation of ac drives. *Proc. of the IEEE Power Electr. Specia. Conf. - PESC'99*, 1999.
- 37 POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. Caracterização e compensação de harmônicos e reativos de cargas não-lineares residenciais e comerciais. *Eletrônica de Potência*, v. 11, n. 1, p. 9 – 16, março 2006.
- 38 BIRD, B. M.; MARSH, J. F.; MCLELLAN, P. R. Harmonic reduction in multiple converters by triple-frequency current injection. *proc. IEE*, v. 116, n. 10, p. 1730–1734, oct 1969.
- 39 AMETANI, A. Harmonic reduction in ac-dc converters by harmonic current injection. *Proc.IEE*, 1972.
- 40 _____. Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection. *IEEE Trans. Power App. Syst. PAS-95(2)*, 1976.
- 41 SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation - considerations on basic design. *IEEE trans. Power app. Syst.*, v. 11, n. 1, p. 2009 – 2019, feb 1971.
- 42 CLARK, S. L.; FAMOURI, P.; COOLEY, W. L. Elimination of supply harmonics: an evolution of current compensation and active filtering methods. *proceedings power electronics specialists conference*, 1994.
- 43 GYUGYI, L.; STRYCULA, E. C. Active ac power filters. *IEEE Industrial applications Society Annual Meeting*, 1976.

- 44 MOHAN, N. et al. Active filters for ac harmonic suppression. *IEEE/PES Winter Meeting*, A77026-8, 1977.
- 45 HAYASHI, Y.; SATO, N.; TAKAHASHI, K. A novel control of a current-source active filter for ac power system harmonic compensation. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, v. 1, n. 2, p. 837-842, oct 1988.
- 46 ENJETI, P. N.; ZIOGAS, P. D.; LINDSAY, J. F. programmed pwm techniques to eliminate harmonics. a critical evaluations. *IEEE Ind. appl. society*, 1988.
- 47 FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: The integration of series- and shunt-active filters. *IEEE Trans. on Power Electr.*, v. 13, n. 2, p. 315-322, march 1998.
- 48 AREDES, M.; HEUMANN, K.; WATANABE, E. H. An universal active power line conditioner. *IEEE trans. on Power Delivery.*, v. 13, n. 2, p. 545-551, apr 1998.
- 49 ELMITWALLY, A.; ABDELKADER, S.; ELKATEB, M. Universal power quality manager with a new control scheme. *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, v. 174, n. 3, p. 183- 189, may 2000.
- 50 KAMRAN, F.; HABETLER, T. G. Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter. *IEEE Trans. on Power Electr.*, v. 13, n. 1, p. 183-189, jan 1998.
- 51 SILVA, S. A. O. da et al. a three-phase line-interactive ups system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. *IEEE TRANS. ON Ind. appl.*, v. 38, n. 6, p. 1581-1590, nov/dec 2001.
- 52 LEE, T.-K. et al. Novel topology of a line interactive ups using pqr instantaneous power theory. *Industrial Electronics Society conference.*, v. 1, p. 733-738, 2002.
- 53 KIM, H. et al. Novel topology of a line interactive ups using pqr instantaneous power theory. *Industry Applications Conference.*, v. 4, n. 6, p. 2232-2238, oct 2004.

- 54 SILVA, S. D.; MODESTO., R. A. Active power line compensation applied to a three-phase line interactive ups system using srf method. *Power Electronics Specialists conference.*, 2005.
- 55 MUTHU, S.; KIM, J. M. S. Steady-state operating characteristics of unified active power filters. *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, v. 1, p. 199–205, 1997.
- 56 LEDWICH, G. Current source inverter modulation. *IEEE Trans. on power electr.*, v. 6, n. 4, p. 618–623, oct 1991.
- 57 ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. A generalised approach to the modulation of current source inverters. *Power Electr. Spec. Conf., PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, v. 1, p. 739–745, 1998.
- 58 AL-ZAMEL, A.; TORREY, D. A three-phase hybrid series passive/shunt active filter system. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 2, n. 6, p. 875–881, mar 1999.
- 59 ROUTIMO, M.; SALO, M.; TUUSA, H. Improving the active power filter performance with a prediction based reference generation. *Nordic Workshop on Pow. and Ind. Electr.*, 2004.
- 60 LIU, J. et al. Quantitative analysis of shunt active filter compensation characteristics under different rectifier load situations. *International Symposium on Industrial Electronics*, v. 4, p. 1241–1246, 2002.
- 61 JINTAKOSONWIT, P. et al. Implementation and performance of automatic gain adjustment in a shunt-active filter for harmonic damping throughout a power distribution system. *IEEE Trans. on Power Electr.*, v. 17, n. 3, p. 438–447, may 2002.
- 62 RIBEIRO, R. et al. A multi-function power quality utility for connecting co-generation systems to the power mains. *Industry Applications Conference*, v. 3, n. 3, p. 1469–1474, oct 2002.
- 63 PAN, Z.; PENG, F. Z.; WANG, S. Power factor correction using a series active filter. *IEEE Trans. On Power Electr.*, v. 20, n. 1, p. 148–153, Jan 2005.

- 64 CAMPOS, A. et al. Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase vsi operating with unbalanced switching functions. *IEEE Trans. on Power Electr.*, v. 9, n. 3, p. 269–274, may 1994.
- 65 DIXON, J. W.; VENEGAS, G.; MORÁN, L. A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter. *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, v. 44, n. 5, p. 612 – 620, oct 1997.
- 66 L.MORÁN et al. Series active power filter compensates current harmonics and voltage unbalance simultaneously. *IEE Proc-Gener. Transm. Distrib.*, v. 147, n. 1, p. 31 – 36, jan 2000.
- 67 RIBEIRO, E. R.; BARBI, I. Harmonic voltage reduction using a series active filter under different load conditions. *IEEE Trans. on power electr.*, v. 21, n. 5, p. 1394 – 1402, sept 2006.
- 68 WATANABE, E. H.; AREDES, M. Power quality considerations on shunt/series current and voltage conditioners. *Inter. Conf. on Harmonics and Quality of Power.*, v. 2, p. 595– 600, 2002.
- 69 ROWAN, T. M.; KERMAN., R. J. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated pwm inverters. *IEEE Trans. on Ind. Applic.*, 1986.
- 70 RIBEIRO, L. A. de S. *Estimação e controle da assíncrona para sistemas de acionamento de alto desempenho*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal da Paraíba–Engenharia Elétrica., 1998.
- 71 SONG, H.; NAM., K. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, v. 46, n. 5, p. 953–959, oct 1999.
- 72 HSU, P.; BEHNKE., M. A three-phase synchronous frame controller for unbalanced load. *In Conf. Rec. PESC.*, 1998.
- 73 OLIVEIRA, T. M. *Conversores Estáticos com Controle Digital para aplicações em Sistemas Monofásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal da Paraíba–Engenharia Elétrica., 2001.

74 JACOBINA, C. et al. Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 16, n. 3, p. 351 – 359, May 2001.