



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Pós-graduação em Engenharia Elétrica

**COMPENSADORES ESTÁTICOS DE
POTÊNCIA PARA SISTEMAS
TRIFÁSICOS**

Rafael Rocha Matias

TESE DE DOUTORADO

Campina Grande
02 de Abril de 2012

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Rafael Rocha Matias

**COMPENSADORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA PARA
SISTEMAS TRIFÁSICOS**

*Trabalho apresentado ao Programa de Pós-graduação
em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica de En-
genharia Elétrica da Universidade Federal de Campina
Grande como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.*

Orientador: *Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina*
Co-orientador: *Dr. Alexandre Cunha Oliveira*

Campina Grande
02 de Abril de 2012

Compensadores Estáticos de Potência para Sistemas Trifásicos

Rafael Rocha Matias

Tese de Doutorado julgada como adequada à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento da Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica Universidade Federal de Campina Grande

Banca Examinadora:

Cursino Brandão Jacobina, Doutor - UFCG
Orientador

Alexandre Cunha Oliveira, Doutor - UFCG
Orientador

Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro, Doutor - UFRN
Componente da Banca

Marcelo Cabral Cavalcanti, Doutor - UFPE
Componente da Banca

Edison Roberto Cabral da Silva, Doutor - UFCG
Componente da Banca

Euzeli Cipriano dos Santos Junior, Doutor - UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE

02 DE ABRIL DE 2012

Tuus totus ego sum, et omnia mea tua sunt.
“*Todo Vosso sou, ó querida Mãe, e tudo o que tenho é*
Vosso.”

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais José de Fátimo (*in memoriam*) e Zilneide Barros pelo amor sem medida e pela dedicação que tiveram para que eu e meus irmãos pudéssemos estudar. Agradeço ao meu irmão Sammy, o melhor irmão do mundo, pelo apoio prestado e amor fraternal, por quem tenho profunda admiração. A minha irmã Neila, a melhor irmã do mundo, pelo amor e carinho dedicados, exemplo de simplicidade, ternura e companheirismo. A minha esposa Paula que esteve ao meu lado nos momentos mais difíceis da vida, por toda dedicação que permitiu a conclusão deste trabalho, a quem entrego todo meu amor. Ao meu filho Emanuel, pelas suas noites tranquilas de sono e por ter me dado a indescritível alegria de ser pai.

Aos inesquecíveis amigos de faculdade, que foram fontes de inspiração, carinho, respeito, ética, fraternidade e profissionalismo, com quem pude ter o prazer de estudar e conviver: Adrian, Olympio, Erik, Jonas, José Luiz, Jerônimo, Ricardo, Carlos Eduardo, Danilo, Mozart, Daniel, Paulo, Cristiane, Djane, Clarissa, Tarso, Karcus, Isaac, Euzeli, Bismark.

Aos amigos do LEIAM, que foram uma segunda família: Eisenhower, Álvaro, Monttiê, Welflen, Lucas, Luciano, Osglay, Nady, Edgard, Antônio de Paula, Vitor, Vinícius, Fabrício, Tâmisia.

Aos professores, colegas de profissão na UFPI: Aryfrance, José Medeiros, José Maria, Marcos Lira, Marcos Zurita, Luis Gustavo, Welflen.

Aos professores do LEIAM: Edison Roberto Cabral da Silva, Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Talvanes Meneses Oliveira e Euzeli Cipriano dos Santos Junior. Em especial aos meus orientadores Cursino Brandão Jacobina e Alexandre Cunha Oliveira, pelo ensino, confiança, paciência, os meus grandes mestres.

Agradeço aos funcionários do Centro de Engenharia Elétrica e Informática, especialmente a Ângela, Suênia e Adail.

A Todos que foram “co-autores” deste trabalho, meu mais sincero obrigado!

*A fé e a razão
constituem como que as duas asas
pelas quais o espírito humano
se eleva para a contemplação da verdade.*

—JOÃO PAULO II (Carta Encíclica Fides Et Ratio)

Resumo

Este trabalho de doutorado trata dos compensadores estáticos de potência (ou filtros ativos de potência) em sistemas trifásicos e das técnicas de melhoria da qualidade de energia associadas, enfatizando-se o emprego mais adequado de cada uma delas. Especificamente, pode-se destacar dois pontos no trabalho: a análise do comportamento dos compensadores em regime permanente, buscando a melhoria no projeto e operação destes e o segundo ponto é a avaliação de novas topologias de implementação do filtro ativo universal.

Foram abordados os filtros ativos paralelo, série e universal. Esse último é analisado em três propostas distintas de implementação: i) a clássica - um conversor de seis braços e um barramento cc ; ii) um conversor de cinco braços e um barramento cc ; iii) com dois conversores trifásicos e dois barramentos cc e iv) com três conversores trifásicos e três barramentos cc .

O estudo em regime permanente para os filtros paralelo e série possibilita uma melhor compreensão do funcionamento e melhoria do filtro universal, que é simplesmente a junção destes dois. Nesse estudo é possível variar os diversos parâmetros do sistema permitindo avaliar os comportamentos das correntes e tensões, buscando um ponto de operação que minimize as perdas no conversor.

A implementação do filtro universal com dois barramentos é justificada pelo fato de que cada conversor exige uma tensão de barramento diferente, dessa forma, nessa estrutura a tensão em cada barramento é melhor dimensionada. Por consequência são promovidas a redução de perdas e distorção harmônica. Já na implementação utilizando o conversor de cinco braços (e um barramento), é analisada a possibilidade de sincronismo entre as tensões dos filtros, pois nessa situação o conversor de cinco braços se comporta como o conversor de seis braços, no que se refere ao aproveitamento da tensão de barramento.

Por último são propostas duas topologias que empregam três conversores trifásicos sem o compartilhamento dos barramentos cc . Uma utiliza dois filtros paralelo e um

série, chamada de filtro universal paralelo-série-paralelo, e a outra topologia é chamada de série-paralelo-série, pois utiliza dois filtros série e um paralelo. Estas topologias tem como desvantagem o uso de mais chaves semicondutoras e capacitores para o barramento, entretanto, elas possuem um grau de liberdade que é utilizado para otimização do sistema.

Para efeito de comparação entre as estruturas, foi utilizada como base, as perdas de chaveamento, condução e bloqueio das chaves semicondutoras. Nesse sentido simulações no domínio do tempo também foram desenvolvidas para as topologias, afim de avaliar tais perdas.

O trabalho tem como méritos uma descrição mais detalhada do comportamento dos filtros ativos série, paralelo e universal, conseqüentemente apresentando os melhores pontos de operação dos mesmos, além de apresentar formas distintas de implementação do filtro universal

Palavras Chaves: Filtros Ativos série, paralelo e universal, Regime permanente, perdas em conversores.

Abstract

In this doctoral work is treated of power static compensators (or active power filters) three-phase systems and techniques for improving power quality associated with emphasis on the most appropriate employment of each. Specifically, we can highlight two issues at work: the analysis of behavior in compensating the steady state, seeking to optimize the design and operation of these new topologies and study.

Series, Shunt and universal active power filters are studied, however the main focus is the latter. The universal active power filters is analyzed in three different proposed implementation of: i) the classical - a converter of six arms and a bus dc , ii) a converter five arms, and a bus dc , iii) with two three-phase converters and two buses dc and iv) three-phase converters and three dc buses .

The steady state analysis for shunt and series active power filters allows a better understanding of the operation and optimization of the universal filter, which is simply the joining of these two. In this analysis it is possible to modify all the system parameters, in order to appreciate the behavior of currents and voltages ratings, seeking an operating point that minimizes the converter power loss.

The implementation of the universal filter with two dc bus is justified by the fact that each filter individually requires a different dc bus voltage, this way the dc bus voltage of each filter can be designed better. A lower dc bus voltage improve total harmonic distortion and reducing converter power losses. In five-leg universal active power filter topology (with one dc bus). The voltage capability of dc bus is analysed, looking for situations where synchronism is between the voltages, since in this situation the five-leg converter has the same dc bus voltage capability of a six-leg converter. Probably, because of unless there is a leg, maybe occur a reduction of power losses in the converter.

Finally proposals are two topologies that employ three-phase converters without the sharing of dc bus voltage. One uses two shunt and one series active power filter, that will be called as a universal filter shunt-series-shunt. The other topology will be called

series-parallel-series, because it uses two series and one shunt active power filter. These topologies have a disadvantage of using a lot of semiconductor switches, dc bus capacitors, however they have a degree of freedom that is used for system optimization.

For comparison between the structures was used as a basis, the switching losses, conduction and blockade of the semiconductor switches. In this sense in the time domain simulations have also been developed for the topologies in order to assess such losses.

The work has the merits a more detailed description of the behavior of active filters series, shunt and universal, thus presenting the best operating points of the same, and present different ways of implementing the universal filter.

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

Lista de Figuras

1.1	Esquema básico do filtro ativo paralelo.	8
1.2	Esquema básico do filtro ativo série.	9
1.3	Filtro ativo universal – Esquema ilustrativo.	10
2.1	Filtro ativo paralelo trifásico.	20
2.2	Princípio de funcionamento do filtro paralelo.	21
2.3	Modelo monofásico do filtro ativo paralelo.	21
2.4	Amplitudes das correntes na fonte (a) e no filtro (b) para variações na carga.	27
2.5	Amplitudes das tensões na carga (a) e no filtro (b) para variações na carga.	28
2.6	Amplitude da tensão do filtro paralelo em função da variação de x_h .	29
2.7	Filtro ativo série.	30
2.8	Modelo monofásico do filtro ativo série.	31
2.9	Comportamento da tensão (a) e corrente (b) do filtro série em função da carga.	37
2.10	Comportamento da amplitude da corrente da fonte no filtro série variando-se a Carga.	38
2.11	Comportamento da fase da corrente da fonte e da tensão da carga do filtro série em função de E_g .	40
2.12	Comportamento da tensão (a) e da corrente (b) do filtro série em função de E_g .	41
2.13	Comportamento da amplitude da tensão do filtro série para: (a) $n > 1$, (b) $n < 1$.	42
2.14	Comportamento da amplitude da corrente do filtro série para: (a) $n < 1$, (b) $n > 1$.	42
3.1	Estrutura padrão do filtro ativo universal.	45

3.2	Modelo do filtro universal com os elementos de filtragem passiva dos conversores.	48
3.3	Diagrama fasorial simplificado das tensões no filtro universal padrão.	51
3.4	Curvas de contorno de Δ em função de E_g e θ_{v_l} para o filtro universal padrão.	53
3.5	Curvas de V_s e I_s em função de θ_{v_l} para variações em E_g no filtro universal padrão.	54
3.6	Curvas de V_h e I_h em função de θ_{v_l} para variações em E_g no filtro universal padrão.	55
3.7	Curvas de V_s em função de θ_{v_l} para variações em n no filtro universal padrão.	56
3.8	Curvas de I_s em função de θ_{v_l} para variações em n no filtro universal padrão.	57
3.9	Curvas de V_s e I_s em função de θ_{v_l} para variações em x_{cs} no filtro universal padrão.	57
3.10	Curvas de I_s e V_h em função de θ_{v_l} para variações do fp_{carga} no filtro universal padrão.	58
3.11	Curvas de I_h em função de θ_{v_l} para variações do fp_{carga} no filtro universal padrão.	59
3.12	Curvas de V_{srms} e I_{srms} em função de θ_{v_l} , considerando os harmônicos.	60
3.13	Curvas de V_{hrms} e I_{hrms} em função de θ_{v_l} , considerando os harmônicos.	60
3.14	Tensão dos filtros série e paralelo em função de θ_{v_l} no filtro universal padrão.	62
3.15	Corrente dos filtros série e paralelo em função de θ_{v_l} no filtro universal padrão.	62
3.16	Sistema de controle do filtro universal padrão.	65
3.17	Detalhe dos controladores de corrente e tensão para o filtro universal padrão.	68
3.18	Circuitos simplificados do filtro universal evidenciando as funções de transferência.	68
4.1	Filtro ativo universal com cinco braços.	74
4.2	Tensão mínima do barramento cc em função de ε .	76
4.3	Modelo monofásico do filtro ativo universal.	78
4.4	Defasagem entre \mathbf{V}_h e \mathbf{V}_s e amplitude V_s em função de θ_{v_l} para vários valores de x_s .	79
4.5	Corrente do conversor paralelo I_h em função de θ_{v_l} no filtro universal de cinco braços (I_h não se alterou em função de x_s).	80

4.6	Defasagem ε em função de θ_{vl} para vários valores de x_{cs} .	80
4.7	Amplitude V_s em função de θ_{vl} para vários valores de x_{cs} .	81
4.8	Defasagem ε em função de θ_{vl} para vários valores de E_g .	82
4.9	Amplitude V_s e I_s em função de θ_{vl} para vários valores de E_g .	82
4.10	Amplitude I_h em função de θ_{vl} para vários valores de E_g .	83
4.11	Variação ε em função de θ_{vl} para vários valores de E_g e $n \neq 1$.	84
4.12	Variação ε em função de θ_{vl} para vários valores de f_{pcarga} e $E_g = 0,8 pu$.	85
5.1	Filtro universal série-paralelo com dois barramentos cc .	89
5.2	Modelo do filtro universal com dois barramentos cc .	91
5.3	Diagrama fasorial do filtro universal série-paralelo.	93
5.4	Curva de I_g e θ_{vl} do filtro universal série-paralelo em função de E_g .	95
5.5	Curvas de I_h e V_h do filtro universal série-paralelo em função de E_g .	97
5.6	Curvas de I_s e V_s do filtro universal série-paralelo em função de E_g .	97
5.7	Curvas de I_h e V_h do filtro universal série-paralelo em função de fp_{carga} .	98
5.8	Curvas de I_s e V_s do filtro universal série-paralelo em função de fp_{carga} .	99
5.9	Curva de I_s em função de n do filtro universal série-paralelo.	100
5.10	Curva de V_s em função de n e x_{cs} do filtro universal série-paralelo.	101
5.11	Curva de V_s em função de n e x_s do filtro universal série-paralelo.	102
5.12	Filtro universal paralelo-série com dois barramentos cc .	103
5.13	Modelo monofásico do filtro universal paralelo-série.	104
5.14	Diagramas fasoriais do filtro universal paralelo-série para $E_g > 1,0 pu$.	105
5.15	Diagramas fasoriais do filtro universal paralelo-série para $E_g < 1,0 pu$.	106
5.16	Curvas de I_g e θ_{vl} em função de E_g no filtro universal paralelo-série.	108
5.17	Curvas de I_s e V_s em função de E_g no filtro universal paralelo-série.	109
5.18	Curvas de I_h e V_h em função de E_g no filtro universal paralelo-série.	109
5.19	Curvas de I_h e V_h em função de fp_{carga} no filtro universal paralelo-série.	110
5.20	Curvas de I_s e V_s em função de fp_{carga} no filtro universal paralelo-série.	111
5.21	Curva de I_s em função de n no filtro universal paralelo-série.	112
5.22	Curva de V_s em função de n e x_{cs} no filtro universal paralelo-série.	112
5.23	Curva de V_s em função de n e x_s no filtro universal paralelo-série.	113
5.24	Diagrama de blocos do sistema de controle para o filtro universal de dois barramentos cc .	114

6.1	Filtro universal paralelo-série-paralelo (PSP).	118
6.2	Modelo monofásico do filtro universal paralelo-série-paralelo.	120
6.3	Curvas de I_{gl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variações em E_g .	125
6.4	Curvas de V_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .	126
6.5	Curvas de I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .	127
6.6	Curvas de I_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .	127
6.7	Curvas de I_{hg} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .	128
6.8	Curvas de V_{hg} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .	128
6.9	Curvas de V_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .	129
6.10	Curvas de V_s e I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para sobretensão em E_g .	129
6.11	Curvas de V_{hg} e I_{hg} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para sobretensão em E_g .	130
6.12	Curvas de V_{hl} e I_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para sobretensão em E_g .	131
6.13	Curvas de V_s e I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de fp_{carga} .	132
6.14	Curvas de V_{hg} e I_{hg} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de fp_{carga} .	133
6.15	Curvas de V_{hl} e I_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de fp_{carga} .	133
6.16	Curvas de V_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de n .	134
6.17	Curvas de I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de n .	135
6.18	Curvas de V_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de x_s .	136
6.19	Curvas de V_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de x_{cs} .	136
6.20	Curvas de I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de x_{cs} .	137
6.21	Curvas de V_{hg} e V_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de x_{hg} e x_{hl} , respectivamente.	138
6.22	Diagrama de blocos do sistema de controle do filtro PSP.	139
7.1	Filtro universal série-paralelo-série (SPS).	141
7.2	Modelo monofásico do filtro universal série-paralelo-série.	143
7.3	Curvas de V_{gl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variações em E_g no filtro SPS.	148
7.4	Curvas de V_{sg} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g , na estrutura SPS.	149
7.5	Curvas de I_{sg} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.	150
7.6	Curvas de V_{sl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.	151
7.7	Curvas de I_{sl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.	151
7.8	Curvas de V_h em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.	152
7.9	Curvas de I_h em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.	152

7.10	Curvas de V_{sg} e I_{sg} em função de θ_{vgl} para sobretensão em E_g na estrutura SPS.	153
7.11	Curvas de V_{sl} em função de θ_{vgl} para sobretensão em E_g na estrutura SPS.	153
7.12	Curvas de I_{sl} em função de θ_{vgl} para sobretensão em E_g na estrutura SPS.	154
7.13	Curvas de V_h em função de θ_{vgl} para sobretensão em E_g na estrutura SPS.	154
7.14	Curvas de I_h em função de θ_{vgl} para sobretensão em E_g na estrutura SPS.	155
7.15	Curvas de V_{sl} e I_{sl} em função de θ_{vgl} para variação em n_l na estrutura SPS.	157
7.16	Curvas de V_{sl} e I_{sl} em função de θ_{vgl} para variação em n_l na estrutura SPS.	158
7.17	Curvas de V_{sl} e I_{sl} em função de θ_{vgl} para variações de x_{sl} e x_{cl} na estrutura SPS.	159
7.18	Curvas de V_{sg} e I_{sg} em função de θ_{vgl} para variações de n_g na estrutura SPS.	161
7.19	Curvas de I_{sg} em função de θ_{vgl} para variações de x_{cg} na estrutura SPS.	162
7.20	Curvas de V_{sg} em função de θ_{vgl} para variações de x_{sg} na estrutura SPS.	162
7.21	Curvas de V_h em função de θ_{vgl} para variações de x_h na estrutura SPS.	163
7.22	Curvas de V_{sg} e I_{sg} em função de θ_{vgl} para variações de fp_{carga} na estrutura SPS.	163
7.23	Curvas de V_{sl} e I_{sl} em função de θ_{vgl} para variações de fp_{carga} na estrutura SPS.	164
7.24	Curvas de V_h e I_h em função de θ_{vgl} para variações de fp_{carga} na estrutura SPS.	164
7.25	Diagrama de blocos do sistema de controle da estrutura SPS.	165
8.1	Tensão e corrente da fonte, e tensão da carga em função do tempo.	171
8.2	Etapas para determinação de θ_{vl} ótimo.	171
8.3	Amplitude das correntes dos filtros em (A) dos filtros em função de θ_{vl} .	172
8.4	Amplitude da soma das correntes dos filtros em (A) dos filtros em função de θ_{vl} .	172
8.5	Perdas nos conversores em função de θ_{vl} para $n = 1$.	173
8.6	Perdas no conversor em função de θ_{vl} para vários valores de n .	174
8.7	Simulação dinâmica do filtro universal padrão com $\theta_{vl} = -20^\circ$: (a) Tensão de alimentação, (b) Corrente da carga, (c) Corrente de alimentação, (d) Tensão na carga, (e) Correntes nos filtros, (f) Tensão no barramento cc .	175

8.8	Simulação dinâmica do filtro universal padrão com $\theta_{v_l} = +20^\circ$: (a) Tensão de alimentação, (b) Corrente da carga, (c) Corrente de alimentação, (d) Tensão na carga, (e) Correntes nos filtros, (f) Tensão no barramento <i>cc</i> .	175
8.9	Corrente na fonte e tensão na carga em função do tempo(s) para $n = 1$.	177
8.10	Correntes nos filtros em função do tempo(s) para $n = 1$.	178
8.11	Tensão no barramento dos dois filtros em função do tempo para $n = 1$.	178
8.12	Defasagem entre as tensões dos filtros em função de θ_{v_l} .	180
8.13	Tensão e corrente trifásica na fonte e tensão na carga em função do tempo(s).	180
8.14	Correntes nos braços do conversor em função do tempo(s).	181
8.15	Tensão do barramento <i>cc</i> em função do tempo(s).	181
8.16	Simulação do filtro PSP no domínio do tempo: (a) tensão de alimentação, (b) corrente da carga, (c) corrente do filtro <i>hl</i> , (d) corrente do filtro <i>hg</i> , (e) corrente de alimentação, (f) tensão na carga, (g) fase da tensão da carga, (h) tensão no barramento do filtro <i>hl</i> , (i) tensão no barramento do filtro <i>hg</i> , (j) tensão no barramento do filtro <i>s</i> .	183
9.1	Corrente da fonte de alimentação antes (a) e depois (b) da operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$.	187
9.2	Distorção harmônica total (DHT) de uma das fases da corrente da fonte no filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$.	187
9.3	Tensão trifásica da carga e corrente dos filtros série e paralelo durante a operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$.	188
9.4	Tensão do barramento <i>cc</i> do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$.	188
9.5	Potência da fonte do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$: canal 1 - Tensão de alimentação, canal 2 - Corrente de alimentação, M - Forma de onda da potência.	189
9.6	Tensão trifásica da carga e corrente dos filtros série e paralelo durante a operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -10^\circ$.	189
9.7	Potência e corrente nas três fases da fonte do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -10^\circ$.	189
9.8	Tensão trifásica da carga e corrente dos filtros série e paralelo durante a operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = 0^\circ$.	190

9.9	Potência e corrente nas três fases da fonte do filtro universal padrão para $\theta_{v_i} = 0^\circ$.	190
9.10	Tensão trifásica da carga e corrente dos filtros série e paralelo durante a operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_i} = 10^\circ$.	190
9.11	Potência e corrente nas três fases da fonte do filtro universal padrão para $\theta_{v_i} = 10^\circ$.	191
9.12	Resultados experimentais da tensão e corrente da fonte de alimentação no filtro série-paralelo no domínio do tempo: Canal (4) tensão da fonte, canal (3) corrente da fonte, canal (M) produto (3)×(4).	192
9.13	Resultados experimentais da DHT da corrente de alimentação do filtro série-paralelo.	193
9.14	Resultados experimentais da DHT da corrente de alimentação do filtro série-paralelo.	193
9.15	Tensão da carga e fase da carga do filtro série paralelo	194
9.16	Resultados experimentais da tensão e corrente da fonte de alimentação no filtro paralelo-série: Canal (4) tensão da fonte, canal (3) corrente da fonte.	194
9.17	Tensão da carga e fase da carga do filtro paralelo-série.	195
9.18	Resultados experimentais da DHT da corrente de alimentação do filtro paralelo-série.	195
9.19	Resultados experimentais da tensão e corrente da fonte de alimentação no filtro universal de cinco braços: Canal (4) tensão da fonte, canal (3) corrente da fonte.	196
9.20	Resultados experimentais da tensão e corrente da fonte de alimentação no filtro universal de cinco braços: Canal (4) tensão da fonte, canal (3) corrente da fonte.	196
9.21	Resultados experimentais das correntes dos conversores série, paralelo e no braço compartilhado no filtro universal de cinco braços.	197
A.1	Representação esquemática da carga não-linear.	206
A.2	Comportamento da carga não-linear: (a) tensão de alimentação trifásica, (b) Corrente na fase <i>a</i> , (c) Corrente na fase <i>b</i> , (d) Corrente na fase <i>c</i> .	206
A.3	Amplitude individual das componentes harmônicas da carga.	207

Lista de Tabelas

1.1	Valores de distorção harmônica para algumas cargas não-lineares.	7
1.2	Técnicas de melhoria da qualidade de energia.	15
2.1	Valores utilizados (pu) para simulação em regime permanente para o filtro paralelo.	27
2.2	Valores utilizados (pu) para simulação em regime permanente para o filtro série.	35
3.1	Valores utilizados na simulação em regime permanente do filtro universal padrão.	53
4.1	Valores utilizados na simulação em regime permanente do filtro universal de cinco braços.	78
5.1	Parâmetros em pu utilizados para simulação em regime permanente.	92
6.1	Valores utilizados na simulação em regime permanente da estrutura PSP.	124
6.2	Resumo da observação dos valores de amplitude das correntes e tensões em função de $\theta_{i_{gl}}$ e E_g .	131
6.3	Valores das amplitudes das correntes e tensões em função de fp_{carga} e $\theta_{i_{gl}}$.	134
7.1	Valores utilizados na simulação em regime permanente da estrutura SPS.	147
7.2	Resumo do comportamento em regime permanente da estrutura SPS em função de E_g .	156
8.1	Valores utilizados na simulação dinâmica do filtro universal padrão para uma carga RL.	170
8.2	Resumo dos resultados obtidos da simulação do filtro universal padrão com carga não-linear.	174
8.3	Valores utilizados na simulação dinâmica do filtro universal série-paralelo.	176

8.4	Resumo dos resultados de simulação obtidos do filtro universal série-paralelo.	178
8.5	Parâmetros do filtro ativo com o conversor de cinco braços.	179
8.6	Valores utilizados na simulação dinâmica do filtro paralelo-série-paralelo para uma carga não-linear.	182
8.7	Resumo dos resultados obtidos na simulação do filtro PSP no domínio do tempo.	183
9.1	Parâmetros da análise experimental do filtro universal.	186
9.2	Resumo dos resultados obtidos experimentalmente para o filtro universal padrão.	191
A.1	Valor da carga não-linear empregada nas simulações dinâmicas.	205

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.
- s subíndice indicativo de grandeza do filtro série.
- h subíndice indicativo de grandeza do filtro paralelo.
- θ_{vk} fase da tensão, $k = s, h, g, l$.
- θ_{ik} fase da corrente, $k = s, h, g, l$.
- n relação de espiras do transformador.
- m ordem das componentes harmônicas, $m = 1, 2, 3, \dots, n$, onde $m = 1$ é componente fundamental.
- E tensão do barramento cc (V).
- P Potência ativa (W).
- Q Potência reativa (VAr).
- S Potência aparente (VA).
- E_g módulo de e_g (V).
- f_g frequência da componente fundamental do sistema elétrico (Hz).

w_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).

w_n igual a $2\pi f_n$ 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_h resistência de filtro do conversor paralelo (Ω).

l_h indutância de filtro do conversor paralelo (mH).

r_s resistência de filtro do conversor série (Ω).

l_s indutância de filtro do conversor série (mH).

r_l resistência da carga (Ω).

l_l indutância da carga (mH).

C_s Capacitância de filtro do conversor série (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_{hi0} tensão de pólo do conversor paralelo $i = 1, 2, 3$ (V).

v_{si0} tensão de pólo do conversor série $i = 1, 2, 3$ (V).

i_{si} corrente do conversor série $i = 1, 2, 3$ (A).

i_{csi} corrente do capacitor do filtro série $i = 1, 2, 3$ (A).

i_{hi} corrente do conversor 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 c_1 do barramento cc (V).

v_{c2} tensão do capacitor c_2 do barramento cc (V).

q_{si} variável binária da posição da chave do conversor série, sendo 1 fechada e 0 aberta
 $i = 1, 2, 3$.

q_{hi} variável binária da posição da chave do conversor paralelo, sendo 1 fechada e 0
aberta $i = 1, 2, 3$.

\bar{q}_{si} complementar de q_{si} $i = 1, 2, 3$.

\bar{q}_{hi} complementar de q_{hi} $i = 1, 2, 3$.

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

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Localização do tema	1
1.2	Medição da qualidade de energia	4
1.3	Filtros ativos de potência	7
1.3.1	Filtro ativo paralelo	8
1.3.2	Filtro ativo série	9
1.3.3	Filtro ativo universal	10
1.4	Revisão Bibliográfica	11
1.5	Organização do trabalho	16
2	Filtros Ativos Paralelo e Série	19
2.1	Introdução	19
2.2	Princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo	20
2.3	Modelagem do filtro ativo paralelo	21
2.4	Análise em regime permanente do filtro paralelo	23
2.4.1	Resolução das equações em regime permanente	24
2.4.2	Comportamento do filtro paralelo variando-se a carga	26
2.4.3	Comportamento do filtro paralelo variando-se a impedância do filtro	28
2.5	Princípio de funcionamento do filtro ativo série	29
2.6	Modelagem do filtro ativo série	31
2.7	Análise em regime permanente do filtro série	33
2.7.1	Resolução das equações em regime permanente	34
2.7.2	Comportamento do filtro série variando-se a carga	37
2.7.3	Comportamento do filtro série variando-se a tensão de alimentação	38
2.7.4	Comportamento do filtro série variando-se o transformador	41
2.8	Conclusões	43

3	Filtro Ativo Universal	45
3.1	Introdução	45
3.2	Análise em regime permanente do filtro universal padrão	47
3.2.1	Comportamento variando-se E_g	54
3.2.2	Comportamento variando-se n	55
3.2.3	Comportamento variando-se a carga	58
3.2.4	Análise em regime permanente considerando 5 ^a e 7 ^a harmônicas	59
3.2.5	Escolha do valor de θ_{v_i}	61
3.3	Sistema de Controle	63
3.3.1	Geração dos sinais de referência	64
3.3.2	Controladores	66
3.3.3	Modulação em largura de pulso - PWM	70
3.4	Conclusões	71
4	Filtro Ativo Universal com Número Reduzido de Componentes	73
4.1	Introdução	73
4.2	Análise do aproveitamento da tensão do barramento cc	74
4.2.1	Sincronização das tensões dos conversores	76
4.3	Análise em regime permanente	77
4.3.1	Comportamento variando-se x_s	79
4.3.2	Comportamento variando-se x_{cs}	80
4.3.3	Comportamento variando-se E_g	81
4.3.4	Comportamento variando-se n	83
4.3.5	Variação de carga	84
4.4	Sistema de controle	86
4.5	Conclusão	87
5	Filtro Ativo Universal com Dois Barramentos cc	89
5.1	Introdução	89
5.2	Análise em regime permanente do filtro universal série-paralelo	90
5.2.1	Comportamento variando-se E_g	92
5.2.2	Comportamento variando-se a carga	97
5.2.3	Comportamento variando-se n .	99

5.3	Análise em regime permanente do filtro universal paralelo-série	103
5.3.1	Comportamento variando-se E_g	105
5.3.2	Comportamento variando-se a carga	110
5.3.3	Comportamento variando-se n	111
5.4	Sistema de controle	113
5.5	Conclusão	114
6	Filtro Universal com um Filtro Série e dois Filtros Paralelos	117
6.1	Introdução	117
6.2	Análise em regime permanente do filtro paralelo-série-paralelo	119
6.2.1	Comportamento variando-se E_g .	124
6.2.1.1	Afundamento de E_g	125
6.2.1.2	Sobretensão em E_g	129
6.2.2	Comportamento variando-se a carga	131
6.2.3	Comportamento variando-se n	133
6.2.4	Comportamento variando-se x_s e x_{cs}	135
6.2.5	Comportamento variando-se x_{hg} e x_{hl}	137
6.3	Sistema de controle	138
6.4	Conclusão	139
7	Filtro Universal com dois Filtros Série e um Paralelo	141
7.1	Introdução	141
7.2	Análise em regime permanente do filtro série-paralelo-série	143
7.2.1	Comportamento variando-se E_g	148
7.2.1.1	Afundamento em E_g	149
7.2.1.2	Sobretensão em E_g	152
7.2.1.3	Resumo da análise em regime permanente variando-se E_g	155
7.2.2	Comportamento variando-se n_l , x_{sl} e x_{cl}	156
7.2.3	Comportamento variando-se n_g , x_{sg} e x_{cg}	160
7.2.4	Comportamento variando-se x_h	162
7.2.5	Comportamento variando-se a carga	163
7.3	Sistema de controle	165
7.4	Conclusão	166

8	Comportamento no Domínio do Tempo	169
8.1	Filtro ativo universal padrão	169
8.1.1	Simulação com carga RL	169
8.1.2	Comportamento das perdas para $n > 1$	173
8.1.3	Simulação com ponte retificadora como carga	173
8.2	Filtro universal com dois barramentos cc	176
8.2.1	Comportamento dinâmico do sistema para $n = 1$	176
8.2.2	Resumo dos resultados obtidos	177
8.3	Filtro universal com conversor de cinco braços	179
8.4	Filtro universal paralelo-série-paralelo	181
8.5	Conclusão	184
9	Resultados Experimentais	185
9.1	Filtro ativo universal padrão	185
9.2	Filtro Universal com dois barramentos cc	192
9.2.1	Filtro série-paralelo	192
9.2.2	Filtro paralelo-série	193
9.3	Filtro universal de cinco braços	195
9.4	Conclusão	197
10	Conclusão Geral	199
A	Dimensionamento	205
A.1	Determinação da tensão do barramento capacitivo	207
A.2	Determinação da indutância l_h	207
A.3	Determinação do filtro LC do conversor série	208

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Localização do tema

O sistema de geração, transmissão e distribuição de energia que predomina atualmente é o do tipo alternado. Nesse tipo de sistema a tensão elétrica é gerada seguindo o formato de onda descrito pela função matemática ‘seno’ (ou cosseno). Foi através desse sistema que a energia elétrica extrapolou os seus horizontes de aplicabilidade e se popularizou ainda mais. No início do século XX o sistema de transmissão de energia adotado era do tipo corrente contínua, e nesse as perdas de energia na transmissão eram muito elevadas, impossibilitando o transporte de energia para longas distâncias, pois não era possível elevar o nível de tensão, o que era possível na transmissão alternada através de transformadores. Atualmente, com o avanço da eletrônica de potência a transmissão de energia em corrente contínua voltou a ser uma opção viável em algumas situações de transmissão.

No entanto, o sistema alternado está sujeito: ao uso de cargas não-lineares, descargas atmosféricas, curto-circuitos, saturação de núcleos magnéticos; que promovem um distanciamento do perfil senoidal das correntes e tensões, acarretando em inúmeros problemas tais como: aquecimento em motores e transformadores, aumento do risco de falha no isolamento dos condutores, falhas em capacitores, falhas em equipamentos eletrônicos, interferência eletrônica, ruído (STONES; COLLINSON, 2001).

Os problemas na qualidade da energia, além de um aspecto técnico de engenharia, também apresentam um aspecto financeiro. Nesse sentido, 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 uma possível 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 (GHANDEHARI; JALILIAN, 2004) e (SULLIVAN *et al.*, 1997), 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. Tais cargas são implementadas por meio de dispositivos semicondutores, fruto do desenvolvimento tecnológico ocorrido em meados do século XX, que permitiu chavear correntes e tensões de níveis cada vez maiores. Com chaves semicondutoras cada vez menores e mais rápidas foi possível aprimorar a construção de equipamentos eletrônicos (computador, notebooks, televisores ultrafinos, ...), um melhor controle nos dispositivos de acionamento de máquinas elétricas, conversão de energia ca/cc, cc/ca e ca/cc/ca, entre outros. No entanto, o chaveamento dos dispositivos promove uma severa distorção da corrente e tensão de alimentação.

Os compensadores estáticos de potência são equipamentos desenvolvidos para corrigir as distorções na forma de onda das tensões e correntes, tornando-as mais “senoidais”. Na Engenharia Elétrica estes dispositivos são classificados na área denominada Eletrônica de Potência ou Eletrônica Industrial. Basicamente são equipamentos compostos por chaves semicondutoras (estáticas) e elementos passivos para armazenamento de energia, tais como indutores e capacitores (EL-HABROUK *et al.*, 2000). Os compensadores estáticos de potência englobam os dispositivos conhecidos na língua inglesa como FACTS (*Flexible AC Transmission System*), que são empregados em subestações e linhas de transmissão, por exemplo, para controlar o fluxo de potência no sistema elétrico, melhorando a confiabilidade, capacidade de transmissão de energia, entre outros (HINGORANI, 1993). Os FACTS do tipo VSC (*voltage source converter*) são subdivididos, conforme (PADIYAR, 2007), em:

- *Static synchronous Compensator*–STATCOM (conexão em paralelo).
- *Static Synchronous Series Compensator*–SSSC (conexão em série).
- *Interline Power Flow Controller*–IPFC (Combinação série-série).
- *Unified Power Flow Controller*–UPFC (combinação série-paralelo).

No entanto, os dispositivos anteriormente citados são destinados para o controle do fluxo de potência e não atuam na melhoria da qualidade de energia, que de forma resumida consiste em eliminar as componentes harmônicas de corrente e/ou tensão, presentes no sistema, bem como eliminar a circulação de energia reativa desnecessária. Na língua inglesa os dispositivos que atuam diretamente na qualidade de energia são chamados de *active power filters*, que traduz-se como filtros ativos de potência ou simplesmente filtros ativos.

Os filtros ativos de potência são empregados com o intuito de fazer com que um barramento de alimentação enxergue uma carga ou um grupo de cargas como se essas fossem uma simples resistência, ou ainda fazer com que as cargas enxerguem o barramento de alimentação como sendo uma fonte de tensão ideal. Estas duas finalidades básicas podem ser aplicadas em separado, ou simultaneamente. Dessa forma os filtros ativos de potência se subdividem, conforme (EL-HABROUK *et al.*, 2000) em:

Filtro ativo série: cuja função principal é a compensação de distúrbios na tensão.

Filtro ativo paralelo: cuja função principal é compensação de distúrbios na corrente.

Filtro ativo série+paralelo: também conhecido com *Unified Power Quality Conditioner* (AREDES; FERNANDES, 2009), que neste trabalho será denominado de filtro ativo universal, termo também encontrado na literatura (AREDES *et al.*, 1998), que acumula as duas funções dos dois filtros anteriores.

Estes filtros quando aplicados adequadamente eliminam as componentes harmônicas, reduzindo as perdas de energia, e conseqüentemente aumentando a vida útil de transformadores, motores, entre outros equipamentos. Melhoram a qualidade da energia não só para os grandes consumidores (indústrias, grandes estabelecimentos empresariais e comerciais) mas também para os pequenos consumidores residenciais, devido ao acoplamento comum que há no sistema elétrico (PINHEIRO, 2001).

Este trabalho se concentra no estudo das estruturas que implementam o filtro ativo universal, algumas possibilidades distintas à estrutura padrão são apresentadas e analisadas por meio de simulações em regime permanente e no domínio do tempo. Inicialmente se aborda, brevemente, o comportamento do filtro paralelo e série em separado, em seguida parte-se para a análise do filtro universal padrão, aplicando nele uma estratégia de

redução das correntes e tensões. O trabalho prossegue analisando estruturas distintas de implementação do filtro universal, avaliando possibilidades de melhorias.

1.2 Medição da qualidade de energia

Algumas variáveis relacionadas com a deterioração da qualidade de energia podem ser definidas, classificadas e medidas. Segundo (STONES; COLLINSON, 2001), (SHIN *et al.*, 2001), (IEEE, 1995) e (IEEE, 1993) algumas delas são:

- Transitório impulsivo → é uma brusca variação na condição de regime permanente da tensão;
- Transitório oscilante → é uma variação de corrente ou tensão onde as polaridades dos valores são modificadas rapidamente;
- “Sags” (“Dips”) → é uma diminuição no valor eficaz, de curta duração (0,5 – 30 ciclos), assumindo valores entre 0,1 – 0,9 *pu*;
- “Swells” → é um aumento no valor eficaz, de curta duração (0,5 – 30 ciclos), assumindo valores entre 1,1 – 1,8 *pu*;;
- Sobretensão → é um aumento no valor eficaz da tensão na frequência de operação por um tempo prolongado (acima de 1,0 minuto), assumindo valores entre 1,1 – 1,2 *pu* tipicamente;
- Subtensão ou afundamento → é uma diminuição no valor eficaz da tensão na frequência de operação por um tempo prolongado (acima de 1,0 minuto), assumindo valores entre 0,8 – 0,9 *pu* tipicamente;
- Harmônicos → são sinais senoidais de corrente ou tensão cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência de operação;

Dentre todos esses, o foco principal será 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 (IZHAR *et al.*, 2003), influenciando também nos fenômenos de sobretensão e afundamento de tensão.

O problema de harmônicos começou a ser detectado, entre as décadas de 1920 e 1930 (HARMONIC, 1983). 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 conteúdo harmônico da tensão e da corrente, reescreve-se a expressão da potência instantânea como sendo:

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

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

$$i(t) = \sum_1^{\infty} i_h = i_1(t) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} i_h(t) \quad (1.3)$$

onde $h = 1$ é a componente fundamental. Substituindo (1.2) e (1.3) em (1.1), tem-se:

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} v_h i_k \cos(\theta_{vh} - \theta_{ik}) \quad (1.4)$$

onde θ_{vh} é a fase de v_h e θ_{ih} é a fase de i_h . Os valores eficazes 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 *Total Harmonic distortion* THD) é definida como sendo:

$$DHT_v = \frac{1}{V_{rms1}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{rms h}^2} \quad (1.8)$$

$$DHT_i = \frac{1}{I_{rms1}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{rms h}^2} \quad (1.9)$$

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, e algumas normas definem qual o valor tolerável para cada aplicação. O padrão std IEEE 519-1992 (IEEE, 1993) 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 (IEC, 1998a) e IEC 61000-3-4 (IEC, 1998b) 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 (GRADY; GILLESKIE, 1993):

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

Como a potência produzida pelas componentes harmônicas é muito pequena 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:

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

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 1.1, tem-se alguns valores de fatores de potência e fatores de deslocamento, determinados experimentalmente para algumas cargas típicas.

Tabela 1.1 – Valores de distorção harmônica para algumas cargas não-lineares.

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

***fonte:** (IZHAR *et al.*, 2003)

1.3 Filtros ativos de potência

Filtros ativos de potência executam filtragem das componentes harmônicas, compensação de potência reativa, compensação de corrente de neutro e regulação de tensão. Eles são implementados através de conversor tipo fonte de tensão (barramento capacitivo) ou conversor tipo fonte de corrente (barramento indutivo) e elementos passivos para a filtragem de harmônicos provindos do próprio conversor. A seguir há uma descrição de cada um deles.

1.3.1 Filtro ativo paralelo

Essa classe dos filtros ativos constitui-se na mais amplamente utilizada na indústria, (AKAGI, 1996). Eles se baseiam na injeção de uma corrente no nó de acoplamento entre a fonte de alimentação e a carga, conforme é mostrado, simplificada na Figura 1.1. O propósito do filtro é gerar uma corrente i_h (corrente do filtro), a partir da corrente i_l (corrente da carga) de forma que ao subtrair i_h de i_l , condição que ocorre realizada no nó de acoplamento, resulte numa corrente i_g com apenas a componente fundamental.

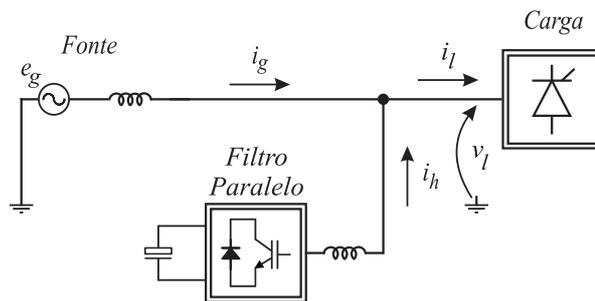


Figura 1.1 – Esquema básico do filtro ativo paralelo.

Além da compensação harmônica, há a compensação da potência reativa, fazendo com que a corrente i_g fique em fase (sincronizada) com a tensão de alimentação. Consequentemente o fator de potência do conjunto filtro+carga torna-se igual, ou no caso real bem próximo da unidade, e a fonte passa a enxergar a associação filtro+carga como se fosse um resistor.

O filtro ativo paralelo é largamente implementado utilizando-se um conversor tipo fonte de tensão, que emprega um capacitor para fornecer a tensão cc e elementos passivos para acoplamento e redução dos harmônicos provindos do conversor. Opera com baixo consumo de potência, há apenas: perdas nos elementos passivos, nas chaves semicondutoras, compensação da potência dos componentes harmônicos. A compensação reativa utiliza apenas potência reativa, desse modo, não há necessidade de alimentação adicional para o conversor.

Diversos estudos vêm sendo desenvolvidos a várias décadas, de forma que hoje existem estratégias de controle bastante consolidadas (AKAGI *et al.*, 2007) e novas estruturas de implementação dos conversores foram propostas, apresentando resultados satisfatórios (KHADKIKAR; CHANDRA, 2008) e (KARUPPANAN; MAHAPATRA, 2011). Nesse trabalho, mediante a análise em regime permanente desenvolvida, ficam claras as características de

operação desse filtro.

1.3.2 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 Figura 1.2 é mostrado o princípio do filtro série, nela a tensão de alimentação e_g está ocasionalmente distorcida, daí a tensão v_s é gerada a partir da medição de v_l de forma que a soma, mediante o transformador conectado em série, resulte numa tensão v_l puramente senoidal.

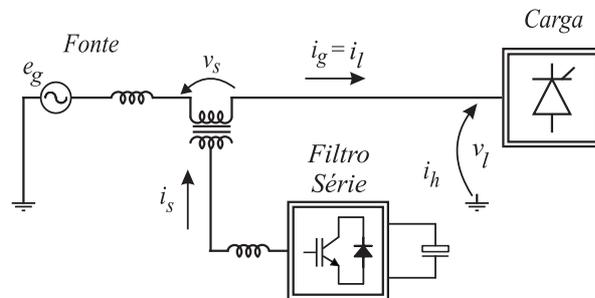


Figura 1.2 – Esquema básico do filtro ativo série.

A conexão série do filtro é feita mediante um transformador, e devido a isso a corrente da carga é a mesma que circulará no transformador, essa talvez seja a principal desvantagem dessa configuração, pois terá que manipular correntes elevadas, o que pode resultar em maiores perdas no conversor. Pode-se reduzir a corrente utilizando a relação de espiras do transformador, contudo, diminuir a corrente implica em aumentar a tensão por parte do conversor, logo, existe um valor ótimo para a relação de espiras (n) que minimiza as perdas no conversor.

Análises em regime permanente auxiliam na busca pelo valor de n ótimo, pois permitem verificar as situações em que a corrente que circula pelo conversor se torna menor e como se comporta a tensão imposta pelo conversor. Em regime permanente também é possível verificar a possibilidade de regulação da tensão da carga, função que geralmente só é encontrada em DVR's (*Dinamic Voltage Restorer*), que tem a mesma estrutura básica de um filtro série, porém usam uma fonte externa e o sistema de controle é predominantemente direcionado para atuar na componente fundamental (de forma genérica).

1.3.3 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, sendo 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 ferramenta mais completa para a melhoria da qualidade de energia pois é capaz de executar simultaneamente a filtragem harmônica tanto da tensão quanto da corrente, além da compensação de energia reativa e regulação da tensão da carga. 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.

Na Figura 1.3 é mostrado um esquema ilustrativo do filtro universal, e nota-se a união dos filtros série e paralelo. Dessa forma, o filtro ativo universal faz com que a carga seja vista pela fonte como um resistor e a carga enxerga a fonte como se fosse ideal (dentro das limitações de projeto e operação).

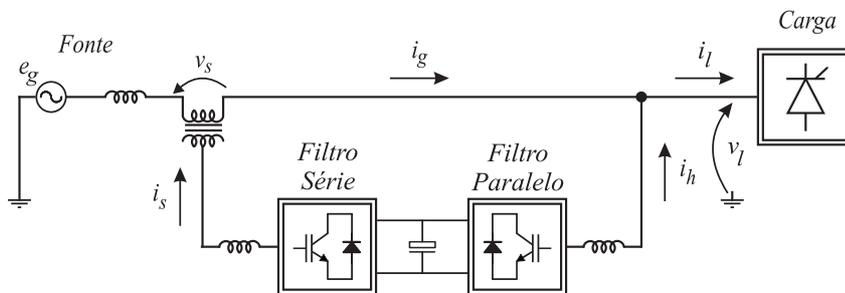


Figura 1.3 – Filtro ativo universal – Esquema ilustrativo.

O trabalho se concentra sobre este tipo de filtro, investigando novas formas de implementação com o objetivo de otimizar o sistema: reduzindo perdas, níveis de tensão e/ou corrente. Para essa investigação foram aplicadas análises em regime permanente, onde se avalia os limites de operação das estruturas para as condições de controle impostas, e o comportamento da componente fundamental de tensão e corrente dos elementos que compõem o sistema fonte+filtro+carga.

1.4 Revisão Bibliográfica

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 (PENG *et al.*, 1999) e (POMILIO; DECKMANN, 2006), 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 (BIRD *et al.*, 1969), refinamento da injeção de corrente (que é um desenvolvimento da técnica anterior) (AMETANI, 1972) e (AMETANI, 1976). Wilson cita o amplificador magnético, desenvolvido por E. F. W. Alexanderson da General Electric Company em 1912 (WILSON, 2000), como sendo o primeiro dispositivo a atender os objetivos da eletrônica de potência, citados anteriormente, para a melhoria da qualidade da energia, tal dispositivo só não atendia em um ponto, não utilizava dispositivos eletrônicos.

Em 1971 Sasaki e Machida introduziram o conceito de compensação ativa (SASAKI; MACHIDA, 1971), 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, amplificá-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 conseguia compensar toda gama de harmônicos, mas na prática faltava um sistema de controle adequado que pudesse gerar a corrente de injeção no transformador (CLARK *et al.*, 1994).

Em 1976 Gyugyi e Strycula (GYUGYI; STRYCUDA, 1976) propuseram uma família de sistemas de filtros ativos baseados no inversor fonte de corrente com modulação PWM (*Puls Width Modulation*) 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 (MOHAN *et al.*, 1977), os princípios básicos dos filtros ativos foram firmemente estabelecidos. Na Figura 1.1, 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 e perdas no chaveamento do conversor em alta frequência, entre outros.

O desempenho do filtro ativo está fortemente relacionado aos dispositivos semicondutores, e as estratégias de controle empregadas. 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 de 1980. Um salto na estratégia de controle ocorreu quando em 1984, Akagi *et al.* (AKAGI *et al.*, 1984) 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 decompueram 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. Esse modo de compensação da potência reativa instantânea é aplicável principalmente em sistemas trifásicos, podendo também ser usado em circuitos monofásicos (HAQUE, 2002). 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.* (HAYASHI *et al.*, 1988) reportaram o controle do filtro ativo no domínio da frequência, onde o controle de corrente era realizado, via a função de malha fechada, e o conversor utilizado era do tipo fonte de corrente. Enjeti (ENJETI *et al.*, 1988) apresentou um grupo de técnicas PWM para a eliminação de harmônicos em inversores trifásicos e monofásicos. O grande problema nessa época eram as altas perdas verificadas 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 (SINGH *et al.*, 2005), desempenhando o papel de compensação para diferentes tipos de cargas. Peng *et al.* (PENG *et al.*, 1990) propuseram 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” (AKAGI *et al.*, 1984). 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 corrente 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 (FUJITA; AKAGI, 1991b). 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 (PENG *et al.*, 1990) é que o inversor PWM monofásico é substituído por um inversor PWM trifásico e a alimentação de tensão *cc* (corrente contínua) é regulada por uma malha de realimentação.

Já o filtro Ativo Universal, também conhecido como UPQC (FUJITA; AKAGI, 1998) ou UPLC (AREDES *et al.*, 1998) surgiu como proposta para agrupar o comportamento de compensação de ambos os 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 (AKAGI, 1996). Aqui chamaremos essa estrutura de filtro ativo universal, pois esta nomenclatura torna

claro o conceito de compensação em tensão e em corrente, simultaneamente, que são as variáveis de atuação dessa estrutura.

Fujita e Akagi (FUJITA; AKAGI, 1998) apresentam resultados experimentais do filtro universal em um protótipo de 20 kVA, 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 5^o e do 7^o harmônico e dos harmônicos 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* (AREDES *et al.*, 1998) incorporam no filtro ativo universal, além das funções de compensação da componente fundamental, como apresentado em (FUJITA; AKAGI, 1998), 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.

Uma aplicação também estudada para o filtro universal, é a utilização como fonte ininterrupta de energia (SILVA *et al.*, 2001), (LEE *et al.*, 2002), (KIM *et al.*, 2004) e (SILVA; MODESTO., 2005). Neste caso, a estrutura trabalha como 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 1.2 é mostrado um resumo das técnicas de melhoria da qualidade de energia.

Tabela 1.2 – Técnicas de melhoria da qualidade de energia.

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 all	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.

1.5 Organização do trabalho

O trabalho foi organizado de forma a apresentar primeiramente as estruturas mais simples de filtragem, que são os filtros ativos paralelo e série, modelando-os e apresentando os resultados de simulação dinâmica e em regime permanente. Sendo eles os blocos integrantes do filtro universal, suas características descrevem de forma antecipada o comportamento do filtro universal.

Capítulo 2: Aborda os princípios de funcionamento dos filtros ativo paralelo e série. Nele são apresentadas as funções de transferência baseando-se na estrutura clássica de implementação, que utiliza um conversor trifásico tipo fonte de tensão e é acoplado ao sistema $FONTE \Leftrightarrow CARGA$ por meio de indutâncias e/ou capacitâncias para filtragem passiva dos harmônicos indesejados emitidos pelo conversor. Nele são desenvolvidas equações de regime permanente, que fornecem informações a respeito da operação do filtro e que podem auxiliar no dimensionamento.

Capítulo 3: Aborda o filtro ativo universal na sua estrutura clássica (padrão) de implementação, que é composta de dois conversores alimentados por um mesmo barramento capacitivo cc . Aqui são desenvolvidas análises em regime permanente focando a melhoria do sistema mediante a variação da fase da tensão da carga, e que por consequência faz com que os dois filtros atuem na compensação de energia reativa. O intuito desse procedimento é reduzir as perdas no chaveamento.

Nesse capítulo se faz uso da análise de regime permanente para determinar o melhor ponto de operação do filtro, em função da fase da tensão da carga, avaliando variações na tensão da fonte, na carga e na relação de espiras do transformador.

Capítulo 4: Aborda o emprego do conversor de cinco braços na implementação do filtro universal, é desenvolvida uma análise sobre as vantagens e desvantagens de utilização do conversor de cinco braços. Em (JACOBINA *et al.*, 2006) é mostrado que o aproveitamento de tensão do barramento no conversor de cinco braços se equipara com o de seis braços, quando há o sincronismo entre as tensões trifásicas, assim, a simulação de regime permanente serve para verificar onde esse sincronismo é possível, para com isso melhorar a utilização do conversor. Mesmo quando não há sincronismo entre as componentes fundamentais das tensões de ambos os filtros, a

aplicação desse conversor pode ser validada devido ao fato da tensão requerida pelo filtro série ser menor do que a requerida pelo filtro paralelo.

Capítulo 5: As análises em regime permanente mostraram que o nível de tensão necessário à compensação da tensão da carga, fornecida pelo conversor série é diferente e na maioria dos casos menor do que a tensão necessária que seja imposta pelo conversor paralelo. Dessa forma, optou-se pela proposta de verificar o funcionamento do filtro universal utilizando dois barramentos *cc* em separado, um para cada conversor.

Desta forma, neste capítulo é desenvolvida uma análise em regime permanente, verificando a possibilidade de implementação através de duas estruturas: uma denominada *série-paralelo*, onde o filtro série é conectado junto a fonte e em seguida o filtro paralelo, e uma outra denominada *paralelo-série* onde as posições dos filtros são trocadas. Analisa-se a possibilidade de realização das mesmas compensações que a estrutura padrão é capaz de realizar.

Capítulo 6: Neste capítulo é apresentada uma nova estrutura de implementação do filtro universal, tal estrutura emprega dois filtros paralelos e um filtro série. Dessa forma, ela resgata o grau de liberdade que havia na estrutura padrão e que tinha sido perdido nas estruturas apresentadas no capítulo 5. Análises em regime permanente foram desenvolvidas juntamente com uma estratégia de controle.

Capítulo 7: De forma análoga à estrutura do capítulo 6, aqui é apresentada uma estrutura de implementação do filtro universal que emprega dois conversores série e um paralelo. Foram desenvolvidas análises em regime permanente e uma estratégia de controle para tal estrutura.

Capítulo 8: Aborda o comportamento das estruturas no domínio do tempo através de simulações em plataforma PC, utilizando os programas Matlab[®] e Psim[®].

Capítulo 9: Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos para as estrutura estudadas.

Capítulo 2

Filtros Ativos Paralelo e Série

2.1 Introdução

O foco principal deste trabalho é a análise de estruturas que implementam o filtro universal, no entanto, como a compensação universal é de fato a junção da compensação paralela e da série, se faz necessário um maior detalhamento do funcionamento dessas duas compensações em separado.

Nesse capítulo será brevemente detalhado o comportamento do filtro paralelo e em seguida do filtro série. O filtro paralelo é comumente utilizado para a compensação da corrente da carga, eliminando as componentes harmônicas, bem como a energia reativa. O objetivo do filtro é portanto impor uma corrente na fonte com perfil senoidal, contendo apenas a componente fundamental sincronizada com a tensão.

Este tipo filtro é implementado, na maioria dos casos, por meio de conversores do tipo fonte de tensão (LIU *et al.*, 2002), (EL-HABROUK, 1998), (FUJITA; AKAGI, 1991a) e (AKAGI, 1992), tal como mostrado na Figura 2.1. Nessa estrutura se observa os indutores conectados na saída do conversor, empregados para a filtragem harmônica do próprio conversor.

Também são encontrados na literatura, filtros ativos paralelos implementados com conversores tipo fonte de corrente que utilizam uma indutância em vez de um capacitor no barramento, fornecendo corrente em vez de tensão às chaves semicondutoras (HAYASHI *et al.*, 1988), (LEDWICH, 1991) e (ZMOOD; HOLMES, 1998). Sendo que o conversor tipo fonte de tensão tem sido utilizado mais largamente para a implementação do filtro paralelo.

Nesse capítulo será apresentada uma descrição breve a respeito do princípio de funcionamento e uma análise em regime permanente para os dois filtros, semelhantemente a já desenvolvida pelo autor em (MATIAS, 2007).

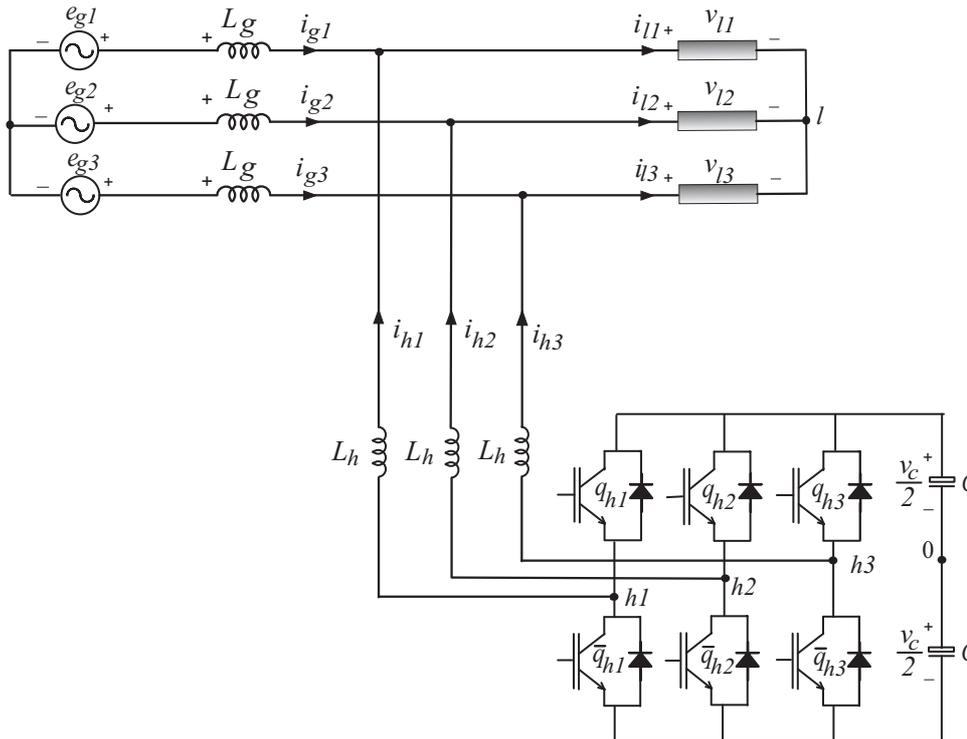


Figura 2.1 – Filtro ativo paralelo trifásico.

2.2 Princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo

O filtro ativo paralelo injeta no sistema elétrico a corrente necessária para o cancelamento das componentes indesejadas do sistema, que são as componentes harmônicas da corrente e a energia reativa da carga. Para exemplificar o funcionamento desse filtro, foi realizada uma simulação em malha aberta, utilizando a carga descrita no apêndice A.

Alimentando a carga com a tensão trifásica mostrada na Figura 2.2(a), a corrente que circulará pela fonte será a apresentada na Figura 2.2(b) (para a fase a), sem a atuação do filtro paralelo. Para impor uma corrente na fonte com perfil senoidal e em fase com a tensão, a corrente i_h que o filtro paralelo deve injetar no sistema é a apresentada na Figura 2.2(c), que foi obtida por meio de simulações em malha aberta.

Se for utilizada uma indutância de filtragem $L_h = 8,0$ mH, a tensão de fase que o conversor paralelo deve impor, também obtida em simulações em malha aberta, é mostrada na Figura 2.2(d). Com a atuação do filtro paralelo, as correntes da fonte apresentarão uma forma de onda equivalente a observada na Figura 2.2(e), totalmente livres das componentes harmônicas, e também sincronizada com a tensão de alimentação, como se vê na Figura 2.2(f).

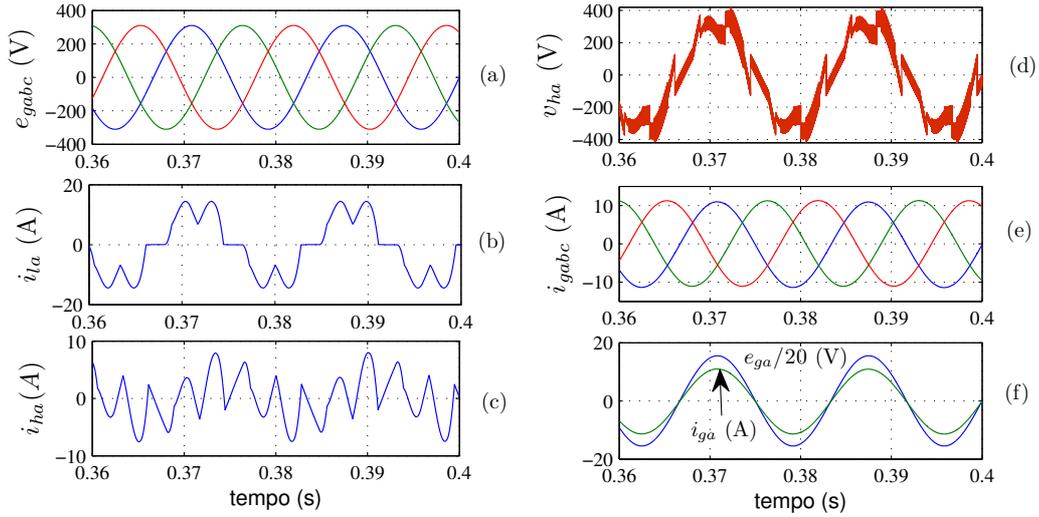


Figura 2.2 – Princípio de funcionamento do filtro paralelo.

2.3 Modelagem do filtro ativo paralelo

A modelagem é realizada para a configuração apresentada na Figura 2.1. Na estrutura da Figura 2.1 não se observa caminho para a circulação da corrente de sequência zero, assim, a componente o (na representação odq) tem valor nulo, conseqüentemente, apenas um circuito monofásico é necessário para representar o comportamento em regime permanente do filtro ativo paralelo.

O modelo desenvolvido a partir da estrutura mostrada na Figura 2.1 é mostrado na Figura 2.3. O fasor \mathbf{V}_h representa a tensão do conversor resultante da modulação PWM aplicada, Z_h representa a impedância equivalente do filtro, conectada entre o conversor e o barramento de alimentação, Z_g representa a impedância de linha do sistema, \mathbf{E}_g representa a fonte de alimentação e Z_l representa a impedância de carga. Os fasores \mathbf{I}_g , \mathbf{I}_h , \mathbf{I}_l , representam, respectivamente, as correntes da fonte, do filtro e da carga.

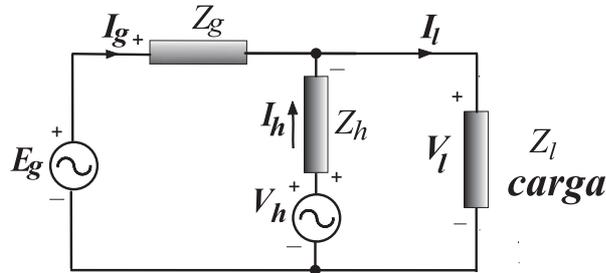


Figura 2.3 – Modelo monofásico do filtro ativo paralelo.

Baseado no modelo mostrado na Figura 2.3, pode-se escrever as Equações (2.1), (2.2) e (2.3), originadas diretamente das Leis de Kirchhoff.

$$\mathbf{E}_g = Z_g \mathbf{I}_g + \mathbf{V}_h - Z_h \mathbf{I}_h \quad (2.1)$$

$$\mathbf{V}_h = Z_h \mathbf{I}_h + \mathbf{V}_l \quad (2.2)$$

$$\mathbf{I}_l = \mathbf{I}_g + \mathbf{I}_h \quad (2.3)$$

Por meio de manipulações das Equações (2.1), (2.2) e (2.3), determina-se as funções de transferência da corrente da fonte e tensão na carga, em função de \mathbf{V}_h , \mathbf{E}_g e \mathbf{I}_l , mostradas nas equações (2.4), (2.5).

$$\mathbf{I}_g = -\frac{1}{Z_g + Z_h} \mathbf{V}_h + \frac{1}{Z_g + Z_h} \mathbf{E}_g + \frac{Z_h}{Z_g + Z_h} \mathbf{I}_l \quad (2.4)$$

$$\mathbf{V}_l = \frac{Z_g}{Z_g + Z_h} \mathbf{V}_h + \frac{Z_h}{Z_g + Z_h} \mathbf{E}_g - \frac{Z_g Z_h}{Z_g + Z_h} \mathbf{I}_l \quad (2.5)$$

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

$$\mathbf{I}_g = -\frac{Z_l}{Z_l(Z_g + Z_h) + Z_g Z_h} \mathbf{V}_h + \frac{(Z_l + Z_h)}{Z_l(Z_g + Z_h) + Z_g Z_h} \mathbf{E}_g \quad (2.6)$$

$$\mathbf{V}_l = \frac{Z_g Z_l}{Z_l(Z_g + Z_h) + Z_g Z_h} \mathbf{V}_h + \frac{Z_h Z_l}{Z_l(Z_g + Z_h) + Z_g Z_h} \mathbf{E}_g \quad (2.7)$$

As Equações de resposta no domínio 's' são obtidas substituindo-se em (2.4)–(2.7) as Equações (2.8)–(2.10).

$$Z_g = R_g + sL_g \quad (2.8)$$

$$Z_l = R_l + sL_l \quad (2.9)$$

$$Z_h = R_h + sL_h \quad (2.10)$$

Desse modo, pode-se escrever a corrente na fonte $I_g(s)$, no domínio s, através das funções de transferência seguintes:

$$I_g(s) = G_{I_g V_h} V_h(s) + G_{I_g E_g} E_g(s) + G_{I_g I_l} I_l(s) \quad (2.11)$$

onde

$$G_{I_g V_h} = -\frac{1}{(L_g + L_h)s + R_g + R_h} \quad (2.12)$$

$$G_{I_g E_g} = \frac{1}{(L_g + L_h)s + R_g + R_h} \quad (2.13)$$

$$G_{I_g I_l} = \frac{sL_h + R_h}{(L_g + L_h)s + R_g + R_h} \quad (2.14)$$

e a tensão na carga $V_l(s)$ é dada por:

$$V_l(s) = G_{V_l V_h} V_h(s) + G_{V_l E_g} E_g(s) + G_{V_l I_l} I_l(s) \quad (2.15)$$

onde

$$G_{V_l V_h} = \frac{R_g + sL_g}{(L_g + L_h)s + R_g + R_h} \quad (2.16)$$

$$G_{V_l E_g} = \frac{R_h + sL_h}{(L_g + L_h)s + R_g + R_h} \quad (2.17)$$

$$G_{V_l I_l} = -\frac{L_g L_h s^2 + (R_h L_g + R_g L_h)s + R_h R_g}{(L_g + L_h)s + R_g + R_h} \quad (2.18)$$

Considerando que a carga tem um comportamento linear, as Equações (2.6) e (2.7) resultam em:

$$\begin{aligned} I_g(s) = & -\frac{R_l + sL_l}{(R_l + sL_l)(s(L_g + L_h) + R_g + R_h) + (R_g + sL_g)(R_h + sL_h)} V_h(s) \\ & + \frac{s(L_l + L_h) + R_l + R_h}{(R_l + sL_l)(s(L_g + L_h) + R_g + R_h) + (R_g + sL_g)(R_h + sL_h)} E_g(s) \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} V_l(s) = & \frac{L_g L_l s^2 + (R_l L_g + R_g L_l)s + R_l R_g}{(R_l + sL_l)(s(L_g + L_h) + R_g + R_h) + (R_g + sL_g)(R_h + sL_h)} V_h(s) \\ & + \frac{L_l L_h s^2 + (R_h L_l + R_l L_h)s + R_h R_l}{(R_l + sL_l)(s(L_g + L_h) + R_g + R_h) + (R_g + sL_g)(R_h + sL_h)} E_g(s) \end{aligned} \quad (2.20)$$

2.4 Análise em regime permanente do filtro paralelo

O comportamento de regime permanente do filtro ativo paralelo é implementado a partir do modelo de circuito monofásico apresentado na Figura 2.3. Nesse modelo, as componentes fundamentais de tensão e corrente são avaliadas por meio de equações fasoriais, que são obtidas diretamente das Leis de Kirchhoff, assim as correntes e tensões são

descritas na forma:

$$\mathbf{E}_g = e_{gd} + je_{gq} \quad \text{ou} \quad E_g[\cos(\theta_{eg}) + j\text{sen}(\theta_{eg})] \quad \text{Tensão da fonte} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{V}_h = v_{hd} + jv_{hq} \quad \text{ou} \quad V_h[\cos(\theta_{vh}) + j\text{sen}(\theta_{vh})] \quad \text{Tensão do filtro} \quad (2.22)$$

$$\mathbf{V}_l = v_{ld} + jv_{lq} \quad \text{ou} \quad V_l[\cos(\theta_{vl}) + j\text{sen}(\theta_{vl})] \quad \text{Tensão da carga} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{I}_g = i_{gd} + ji_{gq} \quad \text{ou} \quad I_g[\cos(\theta_{ig}) + j\text{sen}(\theta_{ig})] \quad \text{Corrente da fonte} \quad (2.24)$$

$$\mathbf{I}_h = i_{hd} + ji_{hq} \quad \text{ou} \quad I_h[\cos(\theta_{ih}) + j\text{sen}(\theta_{ih})] \quad \text{Corrente do filtro} \quad (2.25)$$

$$\mathbf{I}_l = i_{ld} + ji_{lq} \quad \text{ou} \quad I_l[\cos(\theta_{il}) + j\text{sen}(\theta_{il})] \quad \text{Corrente da carga} \quad (2.26)$$

As equações do modelo monofásico são bastantes simples e são resolvidas de forma a atender às condições de funcionamento do filtro, que basicamente são: controle do fator de potência e controle do barramento de capacitores cc (considerando apenas a componente fundamental). Dessa forma, a corrente da fonte deve ser sincronizada com a respectiva tensão, e a potência do conversor paralelo deve ser constante.

O sincronismo da corrente e tensão da fonte é realizado tornando as respectivas componentes imaginárias nulas, logo $e_{gq} = i_{gq} = 0$, e o controle da tensão do barramento de capacitores cc é realizado impondo-se uma potência ativa constante para o conversor paralelo, $P_h = P$, logo $v_{hd}i_{hd} + v_{hq}i_{hq} = P$. Impondo nas equações $P = 0$ resulta em um conversor livre de perdas, e valores negativos de P significam que há potência dissipada no conversor.

A importância fundamental da análise de regime permanente é conhecer os valores de tensão, corrente e potência, do filtro ativo paralelo, para elaborar uma melhor estratégia de operação e permitir o dimensionamento dos componentes.

2.4.1 Resolução das equações em regime permanente

Por meio do modelo do filtro paralelo mostrado na Figura 2.3, são obtidas as Equações (2.27)–(2.29) que descrevem o comportamento de regime permanente do filtro paralelo.

$$e_{gd} + (r_g + jx_g)i_{gd} + v_{ld} + jv_{lq} = 0 \quad (2.27)$$

$$i_{hd} + ji_{hq} + i_{gd} - i_{ld} - ji_{lq} = 0 \quad (2.28)$$

$$v_{hd} + jv_{hq} - (r_h + jx_h)(i_{hd} + ji_{hq}) - v_{ld} - jv_{lq} = 0 \quad (2.29)$$

A partir da Equação (2.28) determina-se o valor da amplitude da corrente do filtro i_h , em função da amplitude i_g e i_l , conforme evidenciado na Equação (2.30).

$$\begin{aligned} I_h &= \sqrt{i_{hd}^2 + i_{hq}^2} = \sqrt{(i_{ld} - I_g)^2 + i_{lq}^2} \\ &= \sqrt{i_{ld}^2 - 2i_{ld}I_g + I_g^2 + i_{lq}^2} \\ I_h^2 &= I_l^2 + I_g^2 - 2I_{ld}I_g \end{aligned} \quad (2.30)$$

Utilizando uma carga linear do tipo RL, a relação entre tensão e corrente na carga é dada por:

$$i_{ld} + ji_{lq} = (a_l + jb_l)(v_{ld} + jv_{lq}) \quad (2.31)$$

onde:

$$\begin{aligned} a_l &= \frac{r_l}{r_l^2 + x_l^2} \\ b_l &= \frac{-x_l}{r_l^2 + x_l^2} \end{aligned}$$

Assim, substituindo as Equações (2.27) e (2.31) em (2.28), se obtém i_{hd} e i_{hq} em função de I_g , conforme está evidenciado nas Equações (2.32) e (2.33)

$$i_{hd} = k_1 I_g + A \quad (2.32)$$

$$i_{hq} = k_2 I_g + B \quad (2.33)$$

onde:

$$k_1 = -a_l r_g - 1 + b_l x_g$$

$$k_2 = -b_l r_g - a_l x_g$$

$$A = a_l E_g$$

$$B = b_l E_g$$

As componentes v_{hd} e v_{hq} são obtidas por meio das substituições das componentes i_{hd} e i_{hq} , juntamente com a Equação (2.27), na Equação (2.29). Os resultados obtidos estão evidenciados nas Equações (2.34) e (2.35)

$$v_{hd} = k_3 I_g + C \quad (2.34)$$

$$v_{hq} = k_4 I_g + D \quad (2.35)$$

onde:

$$k_3 = b_l r_g x_h + b_l r_h x_g + a_l x_g x_h - a_l r_g r_h - r_h - r_g$$

$$k_4 = b_l x_g x_h - b_l r_h r_g - a_l x_h r_g - a_l x_g r_h - x_h - x_g$$

$$C = E_g (1 - x_h b_l + a_l r_h)$$

$$D = E_g (a_l x_h + r_h b_l)$$

A solução definitiva é obtida por meio do cálculo da potência ativa do filtro paralelo, tal como mostrado na Equação (2.36), substituindo nessa as componentes v_{hd} , v_{hq} , i_{hd} e i_{hq} . Por fim, a corrente I_g , em regime permanente, é definida pela Equação (2.37).

$$P_h = v_{hd} i_{hd} + v_{hq} i_{hq} \quad (2.36)$$

$$\boxed{(k_1 k_3 + k_2 k_4) I_g^2 + (k_1 C + k_3 A + k_2 D + k_4 B) I_g + AC + BD - P_h = 0} \quad (2.37)$$

Como se observa, a Equação (2.37) 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_g é a amplitude da corrente na fonte.

Os parâmetros utilizados para a simulação de regime permanente são dados em (pu) e mostrados na Tabela 2.1. Tais valores foram retirados de publicações encontradas na literatura e devidamente convertidos para o sistema (pu) (PINHEIRO, 2001), (AL-ZAMEL; TORREY, 1999) e (ROUTIMO *et al.*, 2004). Tais parâmetros serviram como base para a análise do comportamento do filtro ativo paralelo em função da variação de carga e indutâncias.

2.4.2 Comportamento do filtro paralelo variando-se a carga

Como cargas não-lineares não são avaliadas nesse estudo, pois se analisa apenas a componente fundamental, foram empregadas cargas RL e RC. Diferentemente da correção

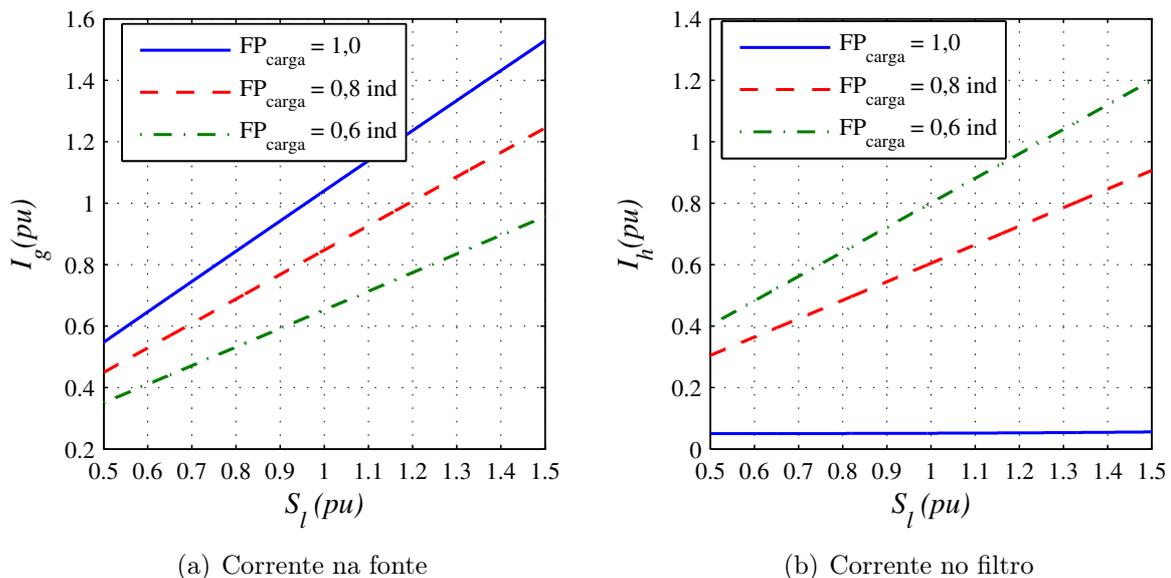
Tabela 2.1 – Valores utilizados (pu) para simulação em regime permanente para o filtro paralelo.

Parâmetro	valor (pu)	Observações
E_g	1,00	Amplitude da tensão da fonte
S_l	1,00	funcionamento em plena carga
P_l	0,80	Carga com fator de potência de 0,8 indutivo
P_h	0,05	Perda de 5% no conversor
r_g	0,01	Resistência da alimentação
x_g	0,01	Reatância indutiva da alimentação
r_h	0,01	Resistência do filtro paralelo
x_h	0,10	Reatância indutiva do filtro paralelo

passiva de reativos que realiza apenas a compensação pré-definida, o filtro ativo paralelo possibilita uma compensação dinâmica, uma vez que o sistema de controle do filtro é devidamente projetado para tal.

No entanto, a variação de carga faz com que a corrente do filtro i_h se altere, bem como as demais correntes e tensões do sistema, de forma que o conhecimento desses novos valores são necessários para o correto dimensionamento do filtro.

A variação de carga foi realizada mantendo-se os parâmetros da Tabela 2.1 constantes, exceto a potência aparente da carga S_l e o fator de potência. Na Figura 2.4(a) é apresentado o resultado para a amplitude da corrente da fonte I_g , e na Figura 2.4(b) a amplitude da corrente do filtro I_h .

**Figura 2.4** – Amplitudes das correntes na fonte (a) e no filtro (b) para variações na carga.

A corrente I_g varia em função da potência ativa na carga, devido a isso é que I_g é maior para fatores de potência das cargas mais resistivas, consequência direta do fato da fonte E_g só fornecer potência ativa e com tensão constante (para esse caso analisado).

Com respeito a corrente I_h , chama atenção a curva com $FP_{\text{carga}} = 1,0$, que permanece praticamente invariável e assume o menor valor para as três situações. Isso se deve ao fato de, nessa situação, $I_h^2 = (I_g - I_l)^2$ (resultado obtido diretamente por meio da Equação (2.30)) e que a parcela de I_g maior que I_l é a que corresponde as perdas no sistema (resistências e conversor). De outro modo, se não houvesse perdas no sistema, I_h seria zero para $FP_{\text{carga}} = 1,0$.

Já as tensões não sofrem variações acentuadas em função das variações da carga, conforme apresentado nas Figuras 2.5(a) e (b), as mesmas teriam variações mais significativas caso a impedância da fonte z_g fosse maior ou ainda se houvesse alterações na amplitude da fonte E_g .

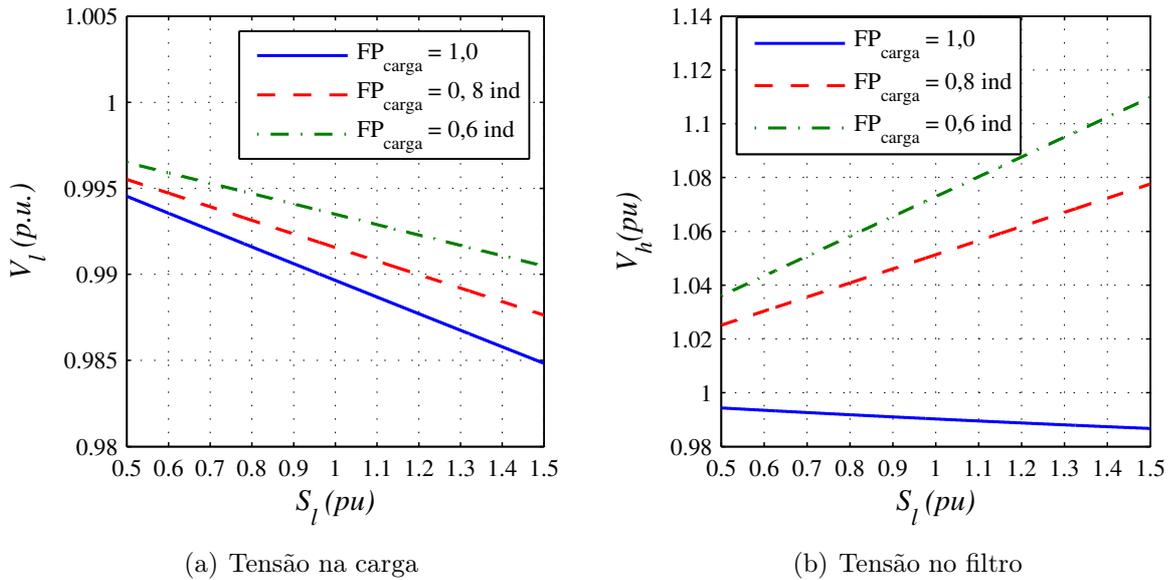


Figura 2.5 – Amplitudes das tensões na carga (a) e no filtro (b) para variações na carga.

2.4.3 Comportamento do filtro paralelo variando-se a impedância do filtro

A seleção do valor da reatância indutiva x_h é cercada de diversos métodos de dimensionamento, encontrados na literatura (RASTOGI *et al.*, 1993), (BHATTACHARYA; DIVAN, 1996), (MOHAN *et al.*, 2003) e (CHAOUI *et al.*, 2008). Em linhas gerais, pode-se dizer que este indutor deve assumir um valor alto suficiente para filtrar os harmônicos do con-

versor, mas não pode ser tão elevado a ponto de reduzir as componentes necessárias à compensação harmônica.

Por outro lado, a seleção do valor de operação da tensão do barramento sofre influência de x_h , já que v_h aparece em série com x_h . Assim, um aumento de x_h com intuito de melhorar a filtragem do conversor, poderá trazer como consequência um aumento da tensão do barramento cc .

A variação da impedância do filtro foi realizada alterando-se apenas os valores de r_h e x_h , tal como mostrado na Figura 2.6. Por meio dessa figura percebe-se que V_h aumenta com o aumento de x_h , tal fato faz com que seja necessário o aumento da tensão do conversor, ou seja aumentar a tensão do barramento capacitivo.

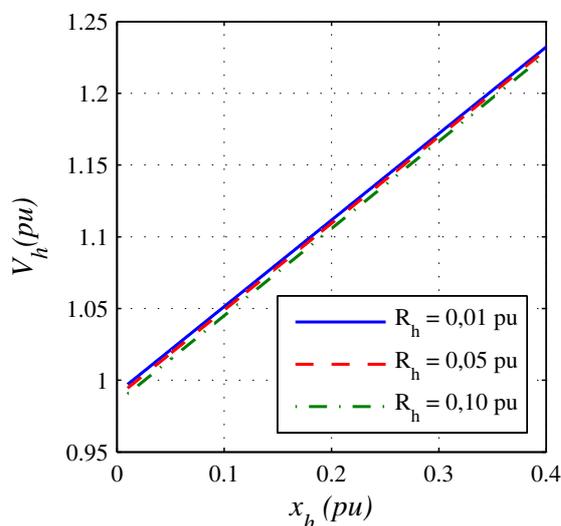


Figura 2.6 – Amplitude da tensão do filtro paralelo em função da variação de x_h .

As amplitude de corrente I_g , I_h e de tensão V_l , não sofrem alterações significativas com a mudança em x_h , já a variação de r_h é mais perceptível pelo fato desta modificar as perdas do sistema, contudo, como na implementação do filtro paralelo os valores de r_h são pequenos, correspondendo apenas a resistência interna das indutâncias empregadas, as mudanças não são significativas.

2.5 Princípio de funcionamento do filtro ativo série

O filtro ativo série é empregado para a compensação de distúrbios da tensão da fonte de alimentação, porém, em associação com filtros passivos conectados em paralelo com a carga, pode ser utilizado de forma semelhante ao filtro paralelo, para a compensação de

correntes harmônicas (PENG *et al.*, 1990). Ele é conectado em série entre a fonte e a carga.

Aqui será abordada apenas a situação em que o filtro série é empregado para a compensação dos distúrbios da tensão da fonte. Nesse contexto, o filtro ativo série se torna indispensável quando se utilizam cargas bastantes sensíveis e que, naturalmente, necessitam de um perfil senoidal de tensão dentro de limites restritos.

O filtro série é capaz de eliminar componentes harmônicas de tensão, e analisando o comportamento em regime permanente, percebe-se que em algumas situações é possível a regulação da tensão da carga, ou seja, compensar afundamentos e sobretensões da componente fundamental de tensão da fonte, sem a necessidade de uma fonte externa para o barramento *cc*.

Na Figura 2.7 é apresentada a estrutura do filtro ativo série, onde se observa o transformador de acoplamento, cujo primário é o lado do conversor e o secundário é o lado do barramento de alimentação.

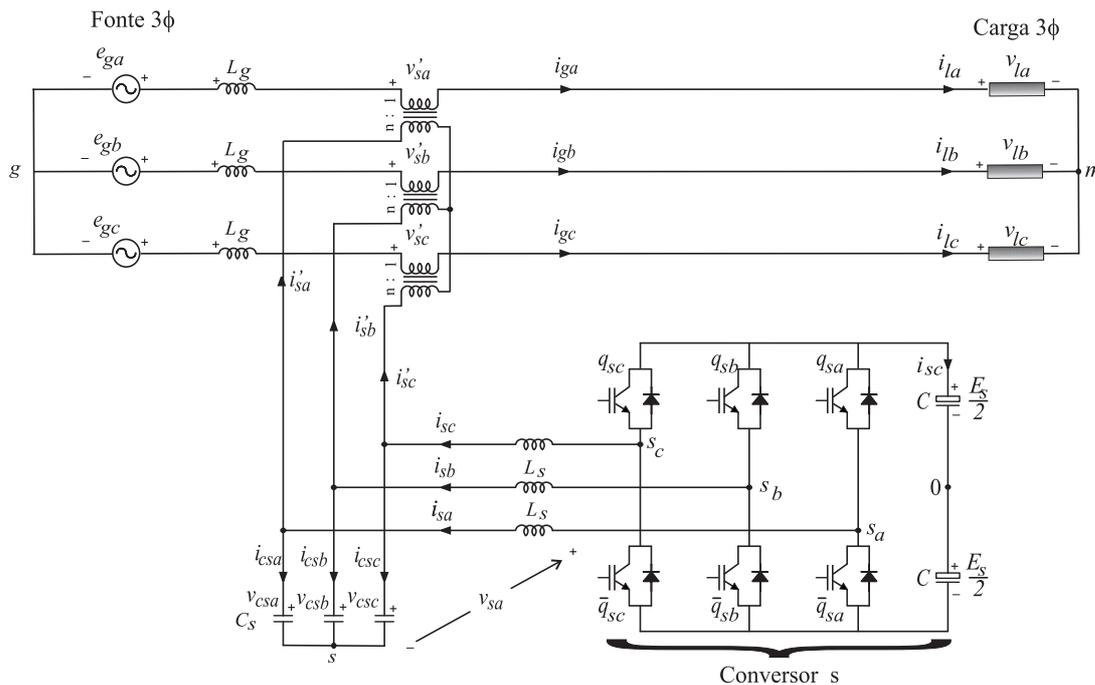


Figura 2.7 – Filtro ativo série.

Devido a maior necessidade de filtragem é comumente aplicado um filtro passivo de segunda ordem, aqui implementado pelo indutor L_s e pelo capacitor C_s .

Para avaliar o comportamento do filtro ativo série, frente as variações possíveis no sistema, foi realizado um estudo de regime permanente bem como obtenção de funções de transferência, de forma semelhante ao que foi feito para o filtro ativo paralelo.

2.6 Modelagem do filtro ativo série

A modelagem do filtro ativo série segue o mesmo princípio da modelagem do filtro ativo paralelo. Havendo a inexistência de corrente de sequência zero no sistema, toda a estrutura mostrada na Figura 2.7 pode ser simplificada no circuito monofásico mostrado na Figura 2.8. A partir desse modelo todas as análises serão obtidas.

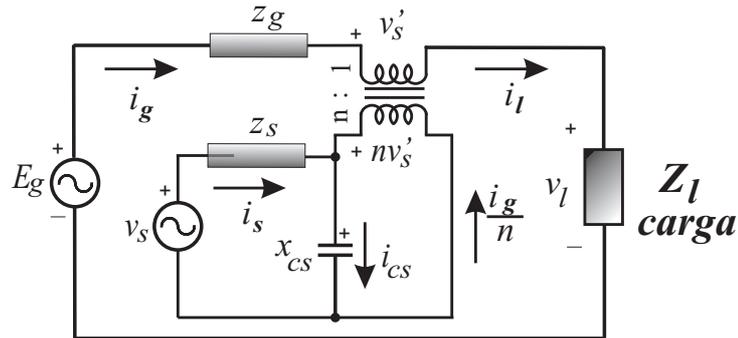


Figura 2.8 – Modelo monofásico do filtro ativo série.

No modelo, a tensão imposta pelo conversor é representada pela fonte de tensão v_s , a corrente e a impedância do filtro são representadas por i_s e z_s , respectivamente. O transformador é representado por um transformador ideal.

Fasorialmente, escreve-se as Equações (2.38) e (2.40) obtidas diretamente das leis de Kirchhoff.

$$-E_g + V_s' + Z_g I_g + I_l Z_l = 0 \quad (2.38)$$

$$-V_s + Z_s I_s + n V_s' = 0 \quad (2.39)$$

$$-I_s + I_{cs} - \frac{I_g}{n} = 0 \quad (2.40)$$

Baseando-se nessas equações, as expressões da tensão da carga e corrente na fonte em função de E_g e v_s são obtidas, considerando $I_g = I_l$.

$$\begin{aligned}
n\mathbf{V}'_s &= \mathbf{V}_s - Z_s \mathbf{I}_s \\
&= \mathbf{V}_s - Z_s \left(\mathbf{I}_{cs} - \frac{\mathbf{I}_g}{n} \right) \\
&= \mathbf{V}_s - Z_s \left(\frac{1}{X_{cs}} n\mathbf{V}'_s - \frac{\mathbf{I}_g}{n} \right) \\
n\mathbf{V}'_s + nY_{cs}Z_s\mathbf{V}'_s &= \mathbf{V}_s + Z_s \frac{\mathbf{I}_g}{n} \\
\mathbf{V}'_s &= \frac{1}{n(1 + Y_{cs}Z_s)} \mathbf{V}_s + \frac{Z_s}{n^2(1 + Y_{cs}Z_s)} \mathbf{I}_g \tag{2.41}
\end{aligned}$$

Substituindo (2.41) em (2.38):

$$\begin{aligned}
(Z_g + Z_l)\mathbf{I}_g &= \mathbf{E}_g - \frac{1}{n(1 + Y_{cs}Z_s)} \mathbf{V}_s - \frac{Z_s}{n^2(1 + Y_{cs}Z_s)} \mathbf{I}_g \\
\left(Z_g + Z_l + \frac{Z_s}{n^2(1 + Y_{cs}Z_s)} \right) \mathbf{I}_g &= \mathbf{E}_g - \frac{1}{n(1 + Y_{cs}Z_s)} \mathbf{V}_s \\
\left(\frac{n^2(Z_g + Z_l)(1 + Y_{cs}Z_s) + Z_s}{n^2(1 + Y_{cs}Z_s)} \right) \mathbf{I}_g &= \mathbf{E}_g - \frac{1}{n(1 + Y_{cs}Z_s)} \mathbf{V}_s
\end{aligned}$$

Logo a corrente na fonte será:

$$\boxed{\mathbf{I}_g = \frac{n^2(1 + Y_{cs}Z_s)}{n^2(Z_g + Z_l)(1 + Y_{cs}Z_s) + Z_s} \mathbf{E}_g - \frac{n}{n^2(Z_g + Z_l)(1 + Y_{cs}Z_s) + Z_s} \mathbf{V}_s} \tag{2.42}$$

e a tensão na carga é:

$$\boxed{\mathbf{V}_l = \frac{n^2(1 + Y_{cs}Z_s)Z_l}{n^2(Z_g + Z_l)(1 + Y_{cs}Z_s) + Z_s} \mathbf{E}_g - \frac{nZ_l}{n^2(Z_g + Z_l)(1 + Y_{cs}Z_s) + Z_s} \mathbf{V}_s} \tag{2.43}$$

As funções de transferência, no domínio s , da tensão da carga e da corrente na fonte são obtidas por meio das Equações (2.42)-(2.43), substituindo nelas os seguintes valores de impedância em 's':

$$Z_g = R_g + sL_g \tag{2.44}$$

$$Z_l = R_l + sL_l \tag{2.45}$$

$$Z_s = R_s + sL_s \tag{2.46}$$

$$Y_{cs} = sC_s \tag{2.47}$$

resultando nas Equações (2.48) e (2.49)

$$I_g(s) = \frac{n^2(1 + sR_sC_s + s^2C_sL_s)}{n^2(R_g + R_l + s(L_g + L_l))(1 + sR_sC_s + s^2C_sL_s) + R_s + sL_s} E_g(s) - \frac{n}{n^2(R_g + R_l + s(L_g + L_l))(1 + sR_sC_s + s^2C_sL_s) + R_s + sL_s} V_s(s) \quad (2.48)$$

$$V_l(s) = \frac{n^2(1 + sR_sC_s + s^2C_sL_s)(R_l + sL_l)}{n^2(R_g + R_l + s(L_g + L_l))(1 + sR_sC_s + s^2C_sL_s) + R_s + sL_s} E_g(s) - \frac{n(R_l + sL_l)}{n^2(R_g + R_l + s(L_g + L_l))(1 + sR_sC_s + s^2C_sL_s) + R_s + sL_s} V_s(s) \quad (2.49)$$

2.7 Análise em regime permanente do filtro série

O procedimento para realizar a análise de regime permanente é semelhante à empregada para o filtro ativo paralelo. A partir do modelo da Figura 2.8 se escreve as equações na forma fasorial, utilizando as leis de kirchhoff,

$$e_{gd} + je_{gq} - (r_g + jx_g)(i_{gd} + ji_{gq}) - v'_{sd} - jv'_{sq} - v_{ld} - jv_{lq} = 0 \quad (2.50)$$

$$v_{sd} + jv_{sq} - (r_s + jx_s)(i_{sd} + ji_{sq}) - n(v'_{sd} + jv'_{sq}) = 0 \quad (2.51)$$

$$i_{csd} + ji_{csq} - i_{sd} - ji_{sq} - \frac{(i_{gd} + ji_{gq})}{n} = 0 \quad (2.52)$$

onde

$$\mathbf{E}_g = e_{gd} + je_{gq} \quad \text{ou} \quad E_g[\cos(\theta_{e_g}) + j\text{sen}(\theta_{e_g})] \quad \text{Tensão da fonte} \quad (2.53)$$

$$\mathbf{V}_s = v_{sd} + jv_{sq} \quad \text{ou} \quad V_s[\cos(\theta_{v_s}) + j\text{sen}(\theta_{v_s})] \quad \text{Tensão do filtro série} \quad (2.54)$$

$$\mathbf{V}'_s = v'_{sd} + jv'_{sq} \quad \text{ou} \quad V'_s[\cos(\theta_{v'_s}) + j\text{sen}(\theta_{v'_s})] \quad \text{Tensão no secundário do trafo} \quad (2.55)$$

$$\mathbf{V}_l = v_{ld} + jv_{lq} \quad \text{ou} \quad V_l[\cos(\theta_{v_l}) + j\text{sen}(\theta_{v_l})] \quad \text{Tensão da carga} \quad (2.56)$$

$$\mathbf{I}_g = i_{gd} + ji_{gq} \quad \text{ou} \quad I_g[\cos(\theta_{i_g}) + j\text{sen}(\theta_{i_g})] \quad \text{Corrente da fonte} \quad (2.57)$$

$$\mathbf{I}_s = i_{sd} + ji_{sq} \quad \text{ou} \quad I_s[\cos(\theta_{i_s}) + j\text{sen}(\theta_{i_s})] \quad \text{Corrente do filtro série} \quad (2.58)$$

$$\mathbf{I}_l = i_{ld} + ji_{lq} \quad \text{ou} \quad I_l[\cos(\theta_{i_l}) + j\text{sen}(\theta_{i_l})] \quad \text{Corrente da carga} \quad (2.59)$$

As condições de funcionamento do filtro série diferem das do filtro paralelo, agora não há sincronismo entre a corrente e a tensão da fonte e sim regulação da amplitude

da tensão da carga, ou seja $V_l = \sqrt{v_{ld}^2 + v_{lq}^2}$ é imposta à resolução das equações. Nessa análise de regime permanente, a resistência de filtro r_s é desprezada pelas seguintes razões: baixa influência no sistema pois representa a resistência interna da indutância L_s , e por simplicidade matemática (considerar r_s resulta em um sistema de equações não-lineares).

2.7.1 Resolução das equações em regime permanente

Como a tensão na carga é conhecida e a corrente na fonte é igual a corrente na carga, pode-se determinar facilmente a amplitude da corrente I_g , utilizando a impedância da carga Z_l , conforme mostra a Equação (2.60).

$$I_g = \frac{V_l}{|Z_l|} \quad (2.60)$$

Através do balanço de potência ativa do sistema, e atribuindo à potência fornecida o sinal positivo e o sinal negativo é usado para potência recebida, chega-se a Equação (2.61).

$$E_g I_g \cos(\theta_g) - r_g I_g^2 + P_{\text{serie}} - P_{\text{carga}} = 0 \quad (2.61)$$

onde $\cos(\theta_g)$ é o fator de potência da fonte (no filtro paralelo é imposto o valor unitário), P_{serie} representa a potência dissipada pelo conversor série e, naturalmente, na simulação de regime permanente deverá assumir um valor negativo para representar corretamente o consumo de energia e P_{carga} representa a potência consumida pela carga.

Analisando a Equação (2.60) percebe-se que a única variável desconhecida é o $\cos(\theta_g)$, logo, se determina o seu valor rearranjando esta equação:

$$\cos(\theta_g) = \frac{r_g I_g^2 - P_{\text{serie}} + P_{\text{carga}}}{E_g I_g} \quad (2.62)$$

As Equações (2.61) e (2.62) são suficientes para a resolução de regime permanente, contudo, são necessárias as Equações (2.50)–(2.52) para a determinação das demais correntes e tensões do filtro.

A Equação (2.62) determina ainda o limite de operação permitido, uma vez que $\cos(\theta_g)$, obrigatoriamente, deve ficar delimitado no intervalo $[-1; 1]$. Analisando inicialmente para um caso mais simples, considerando $P_{\text{serie}} = 0$, a Equação (2.62) se resume em:

$$\begin{aligned}
\cos(\theta_g) &= \frac{P_{\text{carga}} + r_g I_g^2}{E_g I_g} \\
&= \frac{r_l I_g^2 + r_g I_g^2}{E_g I_g} \\
&= \frac{(r_l + r_g) I_g}{E_g} \\
\cos(\theta_g) &= \frac{(r_l + r_g) V_l}{Z_l E_g} \tag{2.63}
\end{aligned}$$

Por meio da Equação (2.63) se verifica que, caso a tensão E_g assuma um valor menor do que V_l (afundamento de tensão) o segundo membro de (2.63) pode tornar-se maior do que um. Nessa situação o filtro série fica impossibilitado de regular a tensão da carga, contudo o mesmo ainda consegue eliminar os harmônicos de tensão.

Os parâmetros utilizados para a simulação de regime permanente são dados em (pu) e mostrados na Tabela 2.2, tais valores foram escolhidos para manter a semelhança com os utilizados para o filtro paralelo.

Tabela 2.2 – Valores utilizados (pu) para simulação em regime permanente para o filtro série.

Parâmetro	valor (pu)	Observações
E_g	1,00	livre de afundamentos ou sobretensões
V_l	1,00	Amplitude da tensão na carga controlada
S_l	1,00	funcionamento em plena carga
P_{carga}	0,80	Carga com fator de potência de 0,8 indutivo
n	1	Relação de transformação do trafo
P_s	0,05	Perda de 5% no conversor
r_g	0,01	Resistência da alimentação
x_g	0,01	Reatância indutiva da alimentação
r_s	0,00	Resistência do filtro série
x_s	0,10	Reatância indutiva do filtro série
y_{cs}	0,50	Reatância capacitiva do filtro série

Com os valores adotados na Tabela 2.2 é prudente uma análise mais detalhada dos limites de operação do filtro. Usando a Equação (2.62) se desenvolve os limites de operação na forma:

$$-1 \leq \frac{P_{\text{carga}} - P_{\text{serie}} + r_g I_g^2}{E_g I_g} \leq 1 \tag{2.64}$$

Vale lembrar que o sinal de P_{serie} é negativo devido a convenção adotada anteriormente. De outro modo, pode-se afirmar que o consumo de energia do conversor agrava mais ainda a condição de regulação de tensão da carga. Quanto maior for o consumo de energia do conversor menor será a capacidade de impor para a carga uma tensão regulada quando houver um afundamento em E_g . Como tanto o numerador quanto o denominador da Equação (2.64) são positivos, pode-se ainda resumi-la em:

$$\frac{P_{\text{carga}} - P_{\text{serie}} + r_g I_g^2}{E_g I_g} \leq 1 \quad (2.65)$$

De onde pode-se retirar o valor mínimo que E_g pode assumir, sem prejudicar a regulação de tensão na carga:

$$E_g \geq \frac{P_{\text{carga}}}{I_g} - \frac{P_{\text{serie}}}{I_g} + \frac{r_g I_g^2}{I_g} \quad (2.66)$$

Com um novo rearranjo chega-se a Equação (2.67), onde $\cos(\theta_l)$ é o fator de potência da carga. Na situação de operação em plena carga, V_l será igual a 1,0 pu e conseqüentemente I_g também será. Em rápida análise, observa-se que: como o valor inicial adotado para r_g corresponde a 1 % e P_{serie} é de 5 %, E_g terá que ser maior do que $0,06 + \cos(\theta_l)$.

$$E_g \geq \cos(\theta_l) V_l + r_g I_g - \frac{P_{\text{serie}}}{I_g} \quad (2.67)$$

Em resumo, destaca-se os seguintes pontos:

1. Para determinados valores de E_g (afundamentos), o filtro série não é capaz de regular a tensão da carga.
2. O valor mínimo de E_g está diretamente relacionado ao fator de potência da carga. Quanto menor o fator de potência maior será o intervalo de E_g e melhor a condição de regulação da tensão da carga.
3. A dissipação de potência no conversor restringe ainda mais a condição de controle da tensão na carga. Quanto mais baixo o rendimento do mesmo mais alto deve ser o valor E_g .
4. A única forma de fazer com que haja o controle da tensão na carga, uma vez que o valor de E_g é baixo para as condições de operação, é fornecer potência através do conversor em vez de receber, dessa forma P_{serie} seria positivo e o valor numérico do

segundo membro da Equação (2.67) seria menor. Por esta razão é que em situações onde o afundamento de tensão da fonte é mais grave, é necessário o uso de uma fonte de tensão acoplada ao conversor série.

2.7.2 Comportamento do filtro série variando-se a carga

A carga utilizada é do tipo RL, conforme mencionado anteriormente, e para verificar o comportamento do filtro série mediante a variação na carga, tanto o fator de potência da carga ($\cos(\theta_l)$) será alterado quanto a potência aparente (S_l). Os demais parâmetros utilizados na simulação serão os mostrados na Tabela 2.2. É natural esperar que em certos pontos não haja solução, devido a condição apresentada na Equação (2.67).

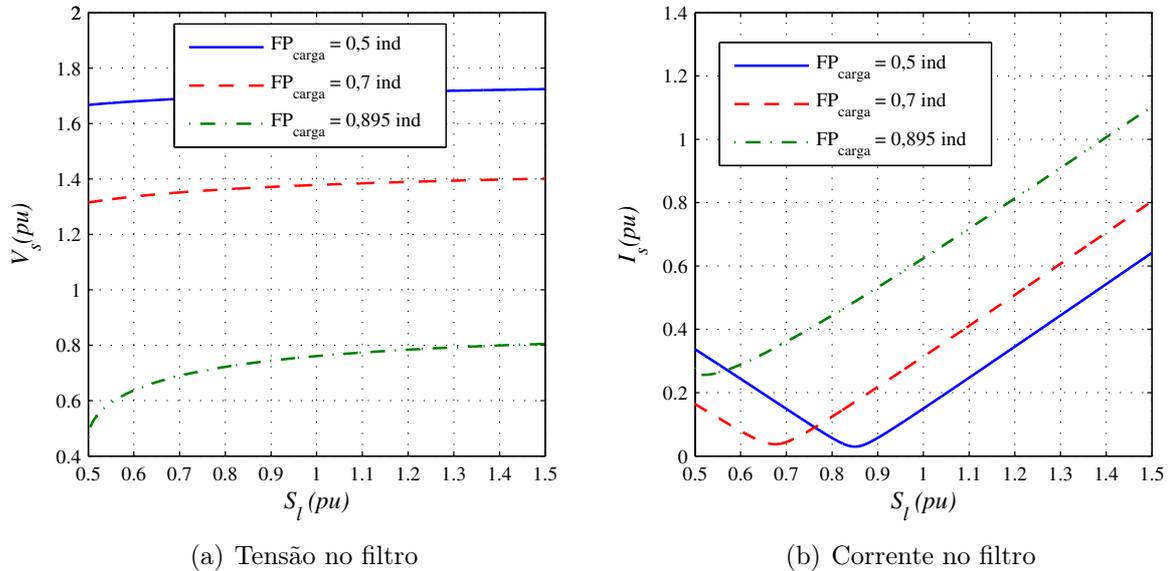


Figura 2.9 – Comportamento da tensão (a) e corrente (b) do filtro série em função da carga.

A variação adotada para a potência aparente da carga foi de 0,5 até 1,5 pu (escolhida arbitrariamente) e tal variação impõe restrição ao valor máximo do fator de potência da carga. Devido à Equação (2.67), fatores de potência mais próximos da unidade implicariam em um E_g maior do que 1,0 pu. No entanto, nessa simulação, deseja-se manter o valor de $E_g = 1,0$ pu, conseqüentemente haverá um valor máximo de $\cos(\theta_l)$ que obedecerá a condição evidenciada em (2.67).

Em rápida análise matemática, o pior caso de convergência ocorre para $S_l = 0,5$ pu pois o termo $\frac{P_{série}}{I_g}$ fica alto, pois I_g também é igual a 0,5 pu nessa situação, uma vez que $V_l = 1,0$ pu. Com $S_l = 0,5$ o maior valor que poderá ser utilizado para o $\cos(\theta_l)$ é 0,895,

mantendo-se $E_g = 1,0 pu$ (valor calculado pela Equação(2.67)).

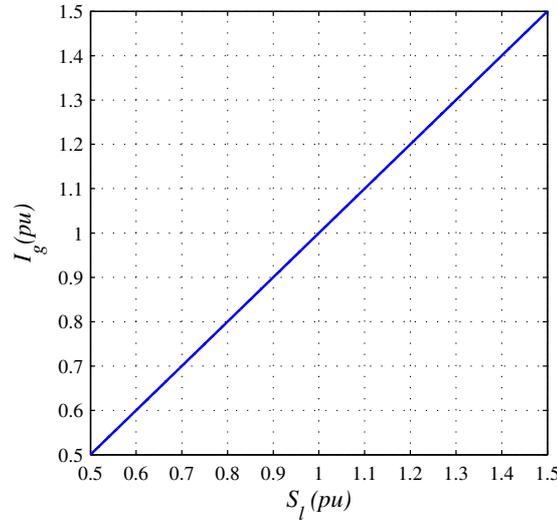


Figura 2.10 – Comportamento da amplitude da corrente da fonte no filtro série variando-se a Carga.

Nas Figuras 2.9(a) e (b) são apresentados os resultados obtidos para a amplitude da tensão do filtro série V_s e para a amplitude da corrente do mesmo I_s , respectivamente. Nessa simulação foram utilizados três fatores de potência. O mais alto, $FP_{carga} = 0,895 ind$, foi calculado para atender a condição mostrada em (2.67). Observa-se na Figura 2.9(a) que os valores mais elevados de V_s foram obtidos para fatores de potência mais baixos, isso se dá pelo fato de que quanto menor for o fator de potência da carga maior será a defasagem entre e_g e v_l , o que implica num maior valor de amplitude para v_s .

A amplitude da corrente da fonte I_g é apresentada na Figura 2.10. Tal curva não sofre alteração em função do fator de potência da carga, uma vez que é determinada baseando-se na Equação (2.60) onde $|Z_l|$ varia apenas com S_l e V_l é constante e igual a $1,0 pu$.

2.7.3 Comportamento do filtro série variando-se a tensão de alimentação

A análise de regime permanente do filtro série em função da tensão de alimentação se faz importante por ser esta a principal grandeza de compensação do filtro. Naturalmente o foco principal é a compensação dos harmônicos de tensão oriundos da fonte, contudo é possível, em alguns casos, adicionar a regulação da tensão na carga (compensação da componente fundamental de tensão) sem a necessidade de uma fonte externa conectada ao compensador.

A análise realizada nessa seção tem por finalidade mostrar o comportamento do filtro série mediante a variação da amplitude da tensão da fonte, bem como evidenciar os limites de operação.

Considerando os parâmetros da Tabela 2.2, utiliza-se $f_{p_{\text{carga}}} = 0,8$ ind, $S_l = 1,0$ pu que implica em $I_g = 1,0$ pu, tem-se que o valor mínimo de E_g (dado por (2.67)) será:

$$\begin{aligned} E_{gmin} &= 0,8 \times 1,0 + 0,01 \times 1,0 - \frac{-0,05}{1,0} \\ E_{gmin} &= 0,86 \text{ pu} \end{aligned}$$

Valores menores do que E_{gmin} implicariam no afundamento da tensão dos capacitores do barramento cc, pois para tal é necessário que o conversor forneça potência ou tenha o consumo reduzido. Por exemplo, para um conversor livre de perdas, o E_g mínimo é:

$$\begin{aligned} E_{gmin} &= 0,8 \times 1,0 + 0,01 \times 1,0 - \frac{0}{1,0} \\ E_{gmin} &= 0,81 \text{ pu} \end{aligned}$$

Para poder compensar um afundamento de tensão da ordem de 50 %, é necessário que a potência fornecida pelo conversor seja igual a:

$$\begin{aligned} 0,5 &= 0,8 \times 1,0 + 0,01 \times 1,0 - \frac{P_{\text{série}}}{1,0} \\ P_{\text{série}} &= 0,31 \text{ pu} \end{aligned}$$

Este é um valor considerável e por isso é que os dispositivos restauradores de tensão (no inglês conhecidos como DVR's) utilizam fontes de energia, sejam elas dinâmicas ou estáticas.

A partir desse valor mínimo de E_g é estipulado o intervalo de variação como sendo de 0,86 até 1,4 pu. Caso a carga em questão tenha um fator de potência mais baixo, o limite mínimo pode ainda ser reduzido.

Nas situações onde há fatores de potência da carga mais elevados o limite mínimo de E_g caminha em direção a unidade podendo chegar até ser maior do que 1,0 pu, o que dificulta a aplicação da regulação de tensão. Vale ressaltar que mesmo com fatores de potência da carga unitários, a compensação harmônica de tensão não é afetada, já que esta não necessita de uma parcela significativa de potência ativa do conversor.

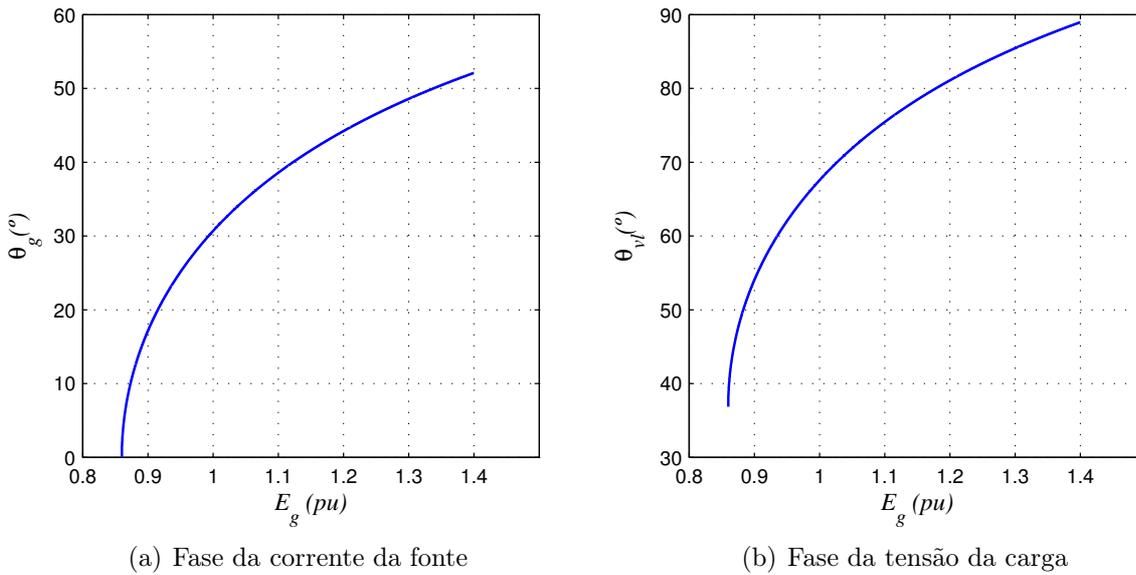


Figura 2.11 – Comportamento da fase da corrente da fonte e da tensão da carga do filtro série em função de E_g .

Analisando ainda a Equação (2.62) percebe-se que quando o valor de E_g é aumentado, os demais parâmetros de (2.62) permanecem constantes, já que V_l sempre ficará constante, assim, $\cos(\theta_g) \rightarrow 0$ se $E_g \rightarrow \infty$, ou seja $\theta_g \rightarrow 90^\circ$, o que significa maior circulação de energia reativa no sistema.

Logicamente, não faz sentido verificar o comportamento do filtro série para valores de E_g muito elevados, uma vez que tal situação não se encontrará na vida real. Na Figura 2.11(a) é apresentado o comportamento da fase da corrente da fonte (ressaltando que a fase de e_g foi escolhida como sendo zero) onde se observa o aumento de θ_g seguindo o aumento de E_g , conseqüentemente é de se esperar que a defasagem entre a tensão da fonte e da carga aumente, o que é comprovado mediante a verificação da curva mostrada na Figura 2.11(b).

A diferença entre as curvas de θ_g e θ_{vl} é dada pelo ângulo da carga (fase de z_l), no caso simulado $\theta_{vl} = \theta_g + 36,87^\circ$, e de forma geral $\theta_{vl} = \theta_g + \cos^{-1}(\text{fp}_{\text{carga}})$.

O aumento da defasagem entre a tensão da carga e a tensão da fonte com o aumento de E_g implica no aumento de V_s , tal como mostrado na Figura 2.12(a), dessa forma o valor de referência para a tensão dos capacitores do barramento cc (ver Figura 2.7), deverá ser determinado conforme o percentual de regulação da tensão da carga que se deseje. Por exemplo, para uma compensação de 40 % de sobretensão, é necessária uma tensão no barramento cc maior do que aproximadamente $1,7\sqrt{3}$.

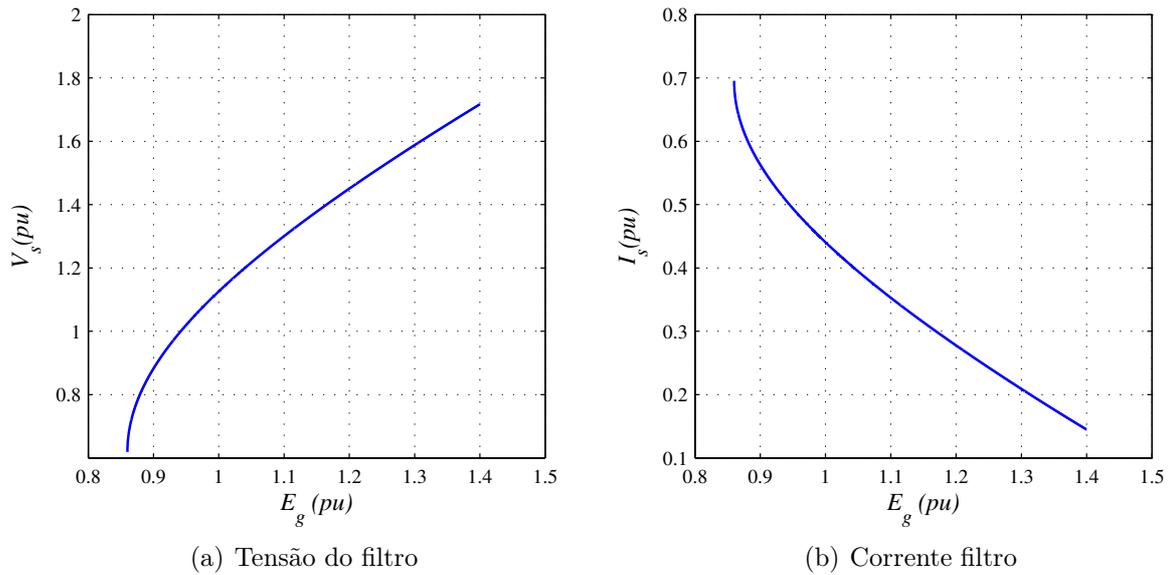


Figura 2.12 – Comportamento da tensão (a) e da corrente (b) do filtro série em função de E_g .

Na Figura 2.12(b) é exibida a curva da corrente no filtro série que diminui com o aumento de E_g , esse comportamento é gerado pelo fato de I_g permanecer constante e a tensão v'_s ter a amplitude aumentada com E_g .

2.7.4 Comportamento do filtro série variando-se o transformador

Para a implementação do filtro série, geralmente é adotado um transformador para fazer a conexão entre o conversor e o barramento de alimentação. O emprego desse transformador evita que haja circulação de corrente de sequência zero, promove a isolamento elétrica, e adiciona uma variável de ajuste ou de projeto ao sistema, que é a relação de transformação n .

Como se sabe da teoria clássica de circuitos elétricos, a tensão num dos lados do transformador é maior se nesse lado houver um maior número de espiras, enquanto que a corrente no transformador tem um comportamento inversamente proporcional a n . Dessa forma, manipulando-se o valor de n pode-se reduzir ou aumentar a tensão e diminuir a corrente no filtro ou o contrário.

Nessa seção é apresentado o comportamento do filtro série quando se altera o valor de n . No modelo de circuito apresentado na Figura 2.8, o secundário do transformador é o lado do barramento de alimentação e o primário é o lado do filtro série, nesse sentido a relação adotada é de $n:1$.

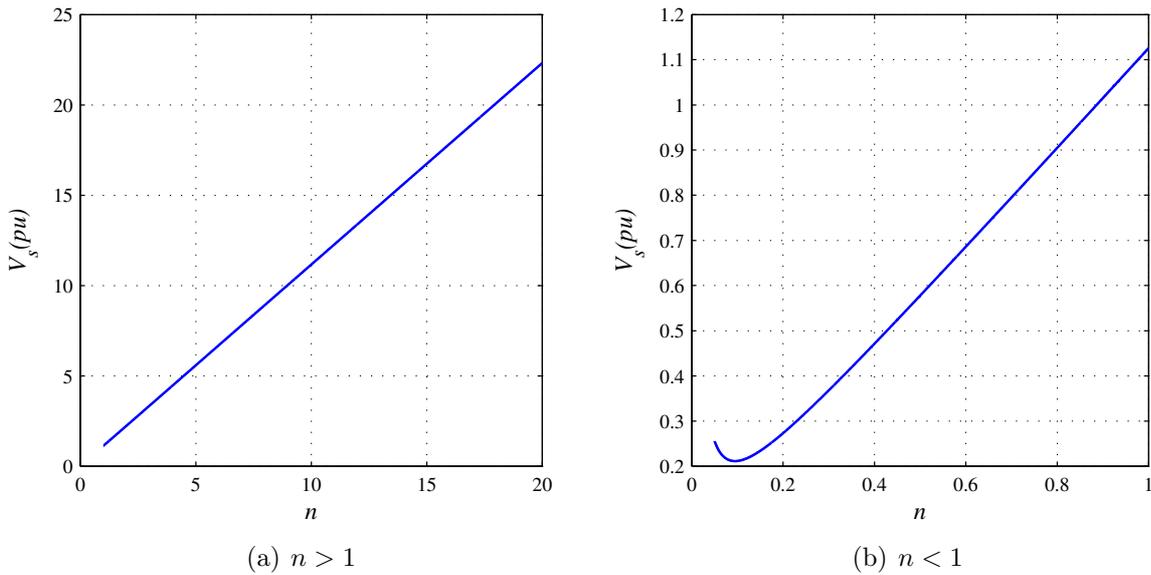


Figura 2.13 – Comportamento da amplitude da tensão do filtro série para: (a) $n > 1$, (b) $n < 1$.

Logo é natural esperar que aumentando o valor de n , o valor de V_s acompanhe esse aumento. Tal fato é verificado pela observação da curva V_s em função de n mostrada na Figura 2.13(a). Devido a esse comportamento é necessário impor uma maior tensão aos capacitores do barramento cc , para o correto funcionamento do filtro. Na Figura 2.13(b) é apresentado o comportamento para $n < 1$, e comparando-se com a curva de V_s para $n > 1$, observando que os valores são menores, como esperado.

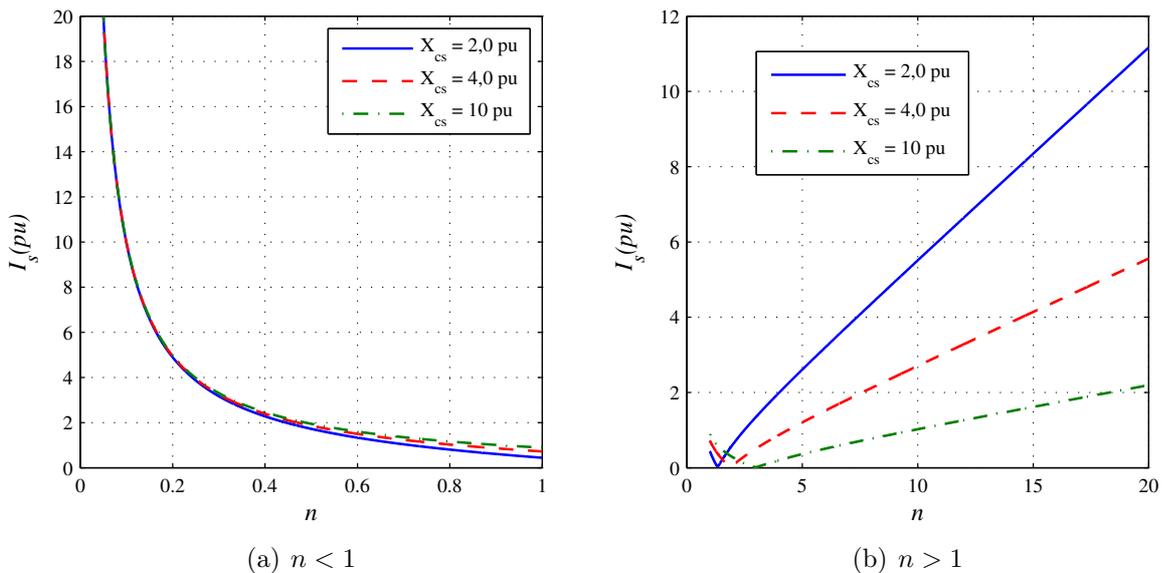


Figura 2.14 – Comportamento da amplitude da corrente do filtro série para: (a) $n < 1$, (b) $n > 1$.

No entanto a curva da amplitude da corrente do filtro série não segue necessariamente

o mesmo sentido da curva da tensão. Conforme apresentado nas Figuras 2.14(a) e (b), observa-se que a corrente diminui até um valor em torno de $n = 2$, a partir desse ponto começa a aumentar, tal qual a tensão.

Com esse aspecto é possível concluir que não é vantajoso operar com um valor de n muito elevado, pois tanto a corrente quanto a tensão do filtro aumentam. O valor ótimo de n na verdade é um compromisso entre a tensão e corrente, ou seja, reduzir o valor de corrente até o ponto em que o aumento da tensão não seja prejudicial. Para os parâmetros simulados a escolha ficaria no intervalo de $n = 1$ até $n = 3$, aproximadamente.

Observa-se também nas Figuras 2.14(a) e (b) que as curvas de I_s sofrem forte influência do capacitor C_s , e mostram que do ponto de vista de amplitudes, acima de $n = 3$, é melhor operar com capacitores de menor capacitância. Contudo, vale lembrar que a escolha do valor de capacitância depende ainda do método de cálculo adotado para filtragem dos harmônicos oriundos do conversor.

2.8 Conclusões

Neste capítulo foi tratado o princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo e do filtro ativo série. Em regime permanente se verificou que não há restrição de operação para a compensação de energia reativa pelo filtro paralelo. No entanto, com cargas mais reativas, as correntes do filtro tornam-se cada vez maiores, com isso o custo do filtro paralelo para a compensação de energia se torna maior, pois serão necessárias chaves maiores, no sentido de capacidade de condução de corrente.

Por meio da análise de regime permanente, também foi possível mostrar matematicamente que o filtro ativo série não é capaz de impor uma tensão na carga, perfeitamente regulada, sem fonte de tensão fornecendo ou recebendo energia no barramento, para cargas com fatores de potência próximos da unidade. Tal problema foi verificado para a situação de afundamento na tensão da fonte, e que para contornar esse problema é necessário que o filtro série forneça potência ao sistema. Como a princípio não há fonte adicional conectada ao filtro, a tendência natural é o descarregamento do banco de capacitores.

Com a análise de regime permanente foi possível identificar os parâmetros que tem maior impacto no desempenho operacional do filtro série, de forma que tal análise é indispensável para o projeto e operação do mesmo.

Por fim, viu-se que a compensação harmônica pode ser executada perfeitamente mesmo havendo sobretensão ou afundamento de tensão, já que é baixo o consumo de potência para isso, e que para adicionar a função de regulação da tensão na carga, é necessário restringi-la ao limite de operação definido por E_{gmin} .

Capítulo 3

Filtro Ativo Universal

3.1 Introdução

O filtro ativo universal trifásico, na forma padrão de implementação, utiliza dois conversores tipo fonte de tensão, que compartilham o mesmo barramento capacitivo, tal como mostrado na Figura 3.1.

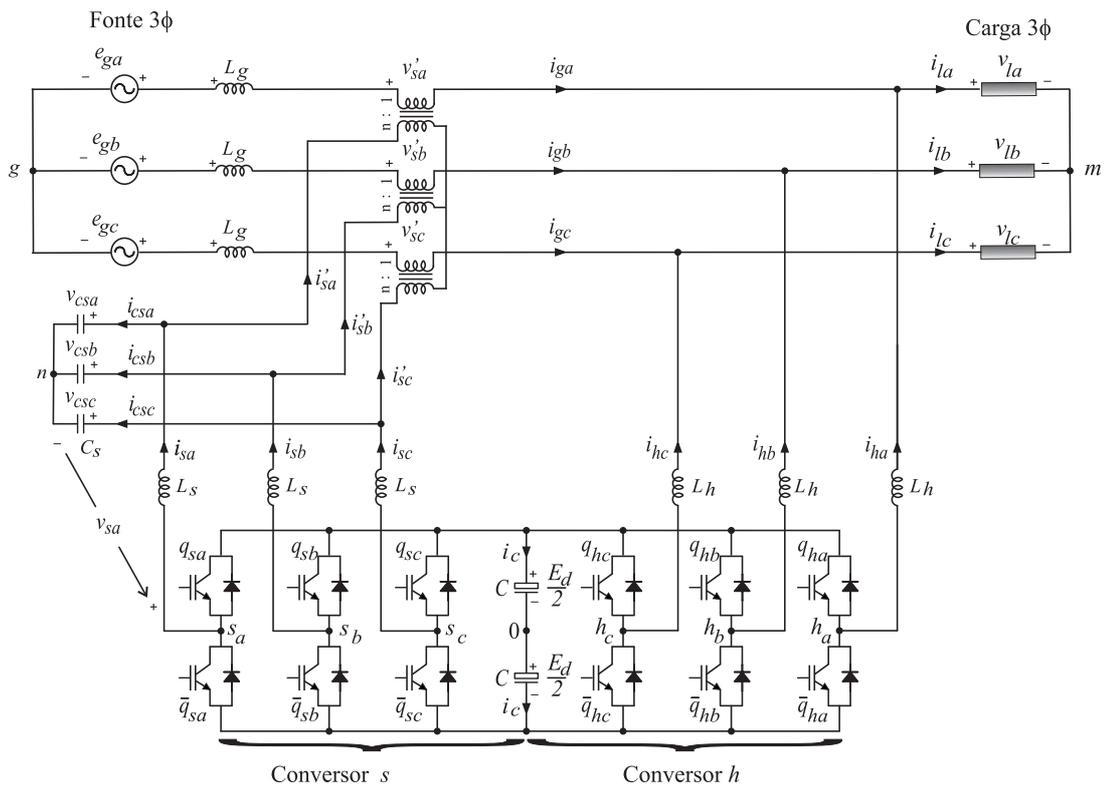


Figura 3.1 – Estrutura padrão do filtro ativo universal.

Para esse tipo de estrutura, ou com pequenas modificações, são encontradas na literatura diversas estratégias de controle. Há a estratégia de controle do fluxo de potência entre dois sistemas elétricos, tal como apresentado em (GYUGYI, 1992), recebendo o nome

de UPFC (do inglês *Unified Power Flow Controller*), que impõe compensações na componente fundamental da tensão terminal. Há estratégias onde o foco da compensação são harmônicos, ‘*flicker*’ e desbalanceamentos, tal como apresentado em (FUJITA; AKAGI, 1998), nessa situação a estrutura recebe o nome de UPQC (do inglês *Unified Power Quality Conditioner*). Quando ocorre a junção das funções do UPFC e do UPQC, a estrutura recebe o nome de UPLC (do inglês *Universal Power Line Conditioner*) como mostrado por (AREDES *et al.*, 1998) e (AKAGI *et al.*, 2007), desse modo o UPLC realiza tanto a filtragem harmônica quanto a compensação nas componentes fundamentais da corrente e tensão.

A estratégia de controle adotada aqui será focada na compensação sobre um sistema *fonte* \rightarrow *carga*, atuando tanto nas componentes fundamentais de tensão e corrente quanto nas componentes harmônicas. Assim, será desempenhada pelo filtro série (implementado pelo conversor *s*) a função de eliminação de distorções harmônicas na forma de onda da tensão de alimentação, bem como a regulação da amplitude da componente fundamental. Fazendo com que a carga receba uma tensão de amplitude estável e livre de componentes harmônicas.

Para o filtro paralelo (implementado pelo conversor *h*) é dada a função de eliminação das distorções das correntes da carga, bem como o controle da tensão do barramento capacitivo dos conversores e imposição do fator de potência da fonte que idealmente deverá ser unitário, pois desse modo a fonte fornecerá apenas potência ativa para a carga, o que reduz a amplitude da corrente i_g e conseqüentemente melhora o rendimento do sistema elétrico.

No Brasil a Agência Nacional de Energia Elétrica, na resolução normativa n° 414 (ANEEL, 2010), regulamenta que consumidores do grupo A, que são alimentados em tensão igual ou superior a 2,3 kV, devem operar com no mínimo um fator de potência de 0,92 indutivo ou capacitivo. Assim, há uma certa folga na imposição do fator de potência da fonte pelos filtros o que possibilita uma menor compensação de energia reativa.

Como não há qualquer restrição sobre a fase da tensão da carga θ_{v_l} , essa pode ser utilizada para otimizar o funcionamento da estrutura, minimizando correntes, tensões ou as perdas no conversor. Em (KHADKIKAR *et al.*, 2006) é apresentado um estudo mantendo a tensão da carga sincronizada com a tensão do ponto de acoplamento comum ($\theta_{v_l} = 0^\circ$), o que implica na não circulação de potência reativa pelo conversor série, sendo mostrado

o fluxo de potência ativa nos conversores durante a ocorrência de *sag* e *swells*. Devido ao uso de $\theta_{v_l} = 0^\circ$ a compensação da potência reativa ficou exclusivamente atrelada ao filtro paralelo. No artigo é possível observar como as amplitudes das correntes e tensões de ambos os conversores são alteradas conforme são aplicadas variações na carga.

Já na análise realizada em (MATIAS, 2007) se permitiu a operação da estrutura para outros valores de θ_{v_l} , o que permite a circulação de potência reativa no filtro série, e desta forma, a compensação da potência reativa da carga é executada por ambos os filtros. Pôde-se observar que esse procedimento permite a redução das amplitudes de corrente ou tensão, sem exigir um sistema de controle complexo.

Neste capítulo o autor desenvolve a análise realizada em (MATIAS, 2007), aplicando uma abordagem diferente, utilizando um modelo monofásico mais simples. A rerepresentação parcial da análise em regime permanente do filtro universal desenvolvida em (MATIAS, 2007), tem como justificativa a exposição dos critérios fundamentais para a análise em regime permanente e que será aplicada para as demais topologias, permitindo assim uma melhor clareza na comparação do funcionamento das estruturas que se seguem.

Vale ressaltar que novas metodologias foram empregadas, tornando a análise mais simples e clara. A análise atual teve o foco aplicado na redução de perdas no conversor, sendo usada uma técnica de estimativa de perdas nas chaves semicondutoras dos conversores, desenvolvida inicialmente por (CAVALCANTI, 2003) e com uma nova abordagem em (DIAS, 2010). Os resultados obtidos para as perdas estão apresentados no capítulo 8 que trata da simulação dinâmica no domínio do tempo das estruturas apresentadas no trabalho.

3.2 Análise em regime permanente do filtro universal padrão

Para o filtro universal sabe-se que a análise das componentes harmônicas de tensão e corrente que os filtros série e paralelo, individualmente, devem injetar no sistema *fonte* \rightarrow *carga*, bem como o tempo de resposta dos conversores e dos controladores são extremamente importantes.

A importância da análise em regime permanente se dá pelo fato da componente fundamental possuir valores bem maiores que as componentes harmônicas, determinando prioritariamente o nível de potência dos conversores, bem como respondendo pelos limites de tensão e corrente das chaves em grande parte das situações. Vale ainda destacar

o fato de que é possível melhorar o desempenho da estrutura olhando mais aprofundadamente para o comportamento da componente fundamental no domínio da frequência.

Para poder realizar a análise em regime permanente de forma mais simples, recorre-se ao fato do filtro universal (Figura 3.1) ser uma estrutura a três fios onde não há circulação de corrente de sequência zero, sendo assim, basta um circuito monofásico para expor as características da estrutura em regime permanente.

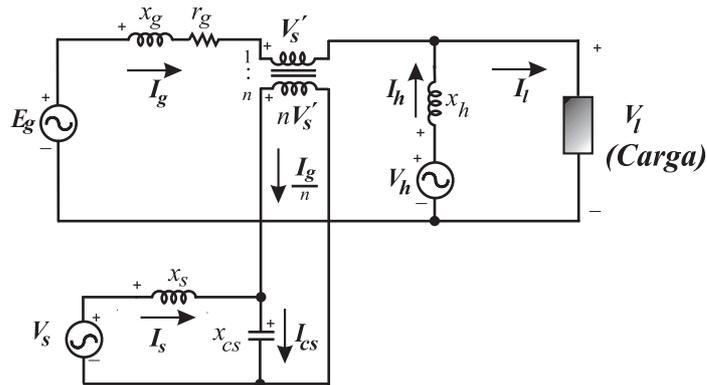


Figura 3.2 – Modelo do filtro universal com os elementos de filtragem passiva dos conversores.

No modelo mostrado na Figura 3.2 a fonte de alimentação é representada pela fonte \mathbf{E}_g e a impedância da fonte por r_g e x_g . Para o transformador que conecta o conversor série 's' em série com a fonte, foi empregado o modelo ideal de transformadores, uma vez que a reatância de dispersão do transformador aparece em série com r_g e x_g , dispensando o emprego do modelo clássico do transformador, utilizado pelo autor em (MATIAS, 2007). Os elementos passivos x_s e x_{cs} representam o filtro de segunda ordem utilizado para filtrar os harmônicos indesejados, gerados pelo conversor s . A resistência r_s representa a resistência interna desses elementos passivos. A tensão fornecida pelo conversor s é modelada pela fonte \mathbf{V}_s . Já a tensão fornecida pelo conversor paralelo 'h' é representada pela fonte de tensão \mathbf{V}_h e a indutância L_h é representada pela impedância x_h , tendo sua resistência interna representada pelo resistor r_h .

A análise em regime permanente envolverá a componente fundamental das tensões e das correntes, como anteriormente feito para os filtros paralelo e série. Contudo, será realizada também uma breve análise considerando as componentes harmônicas de quinta e sétima ordem, que são as componentes mais comuns encontradas em sistemas elétricos de conversão de energia ca/cc.

Aplicando as leis das malhas e dos nós no modelo monofásico chega-se as equações fasoriais seguintes:

$$\mathbf{E}_g - (r_g + jx_g)\mathbf{I}_g - \mathbf{V}'_s - \mathbf{V}_l = 0 \quad (3.1)$$

$$\mathbf{V}_h - (r_h + jx_h)\mathbf{I}_h - \mathbf{V}_l = 0 \quad (3.2)$$

$$\mathbf{V}_s - (r_s + jx_s)\mathbf{I}_s - n\mathbf{V}'_s = 0 \quad (3.3)$$

$$\mathbf{I}_g + \mathbf{I}_h - \mathbf{I}_l = 0 \quad (3.4)$$

$$\mathbf{I}_s + \frac{1}{n}\mathbf{I}_g - \frac{n}{jx_{cs}}\mathbf{V}'_s = 0 \quad (3.5)$$

onde:

$$\mathbf{E}_g = e_{gd} + je_{gq} \quad \text{ou} \quad E_g[\cos(\theta_{e_g}) + j\text{sen}(\theta_{e_g})] \quad \text{Tensão da fonte} \quad (3.6)$$

$$\mathbf{V}_s = v_{sd} + jv_{sq} \quad \text{ou} \quad V_s[\cos(\theta_{v_s}) + j\text{sen}(\theta_{v_s})] \quad \text{Tensão do filtro série} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{V}_h = v_{hd} + jv_{hq} \quad \text{ou} \quad V_h[\cos(\theta_{v_h}) + j\text{sen}(\theta_{v_h})] \quad \text{Tensão do filtro paralelo} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{V}'_s = v'_{sd} + jv'_{sq} \quad \text{ou} \quad V'_s[\cos(\theta_{v'_s}) + j\text{sen}(\theta_{v'_s})] \quad \text{Tensão no primário do trafo} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{V}_l = v_{ld} + jv_{lq} \quad \text{ou} \quad V_l[\cos(\theta_{v_l}) + j\text{sen}(\theta_{v_l})] \quad \text{Tensão da carga} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{I}_g = i_{gd} + ji_{gq} \quad \text{ou} \quad I_g[\cos(\theta_{i_g}) + j\text{sen}(\theta_{i_g})] \quad \text{Corrente da fonte} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{I}_s = i_{sd} + ji_{sq} \quad \text{ou} \quad I_s[\cos(\theta_{i_s}) + j\text{sen}(\theta_{i_s})] \quad \text{Corrente do filtro série} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{I}_h = i_{hd} + ji_{hq} \quad \text{ou} \quad I_h[\cos(\theta_{i_h}) + j\text{sen}(\theta_{i_h})] \quad \text{Corrente do filtro paralelo} \quad (3.13)$$

$$\mathbf{I}_l = i_{ld} + ji_{lq} \quad \text{ou} \quad I_l[\cos(\theta_{i_l}) + j\text{sen}(\theta_{i_l})] \quad \text{Corrente da carga} \quad (3.14)$$

A resolução do sistema de Equações (3.1)–(3.5) deve levar em conta a natureza de compensação desejada, que é a manutenção da componente fundamental da tensão da carga no valor nominal, e compensação da energia reativa da carga, impondo um fator de potência da carga maior do que 0,92, que é o valor mínimo determinado em (ANEEL, 2010).

Uma terceira condição surge devido ao compartilhamento do barramento cc pelos dois conversores, pois permite a livre circulação de potência ativa entre os conversores, e para manter o capacitor com tensão constante a potência ativa recebida deve ser igual a fornecida. Além disso, como há potência sendo dissipada nos conversores, o saldo de potência ativa dos conversores deve ser igual ao valor de potência que está sendo dissipada. Sendo assim, as condições de funcionamento da estrutura se resumem nas Equações (3.15)–(3.18).

$$V_l = kE_g \quad \text{onde } k \in \mathfrak{R}^+ \quad (3.15)$$

$$e_{gq} = 0 \quad (3.16)$$

$$\theta_{i_g} = \begin{cases} 23,07 & \text{se } \text{fp}_{\text{fonte}} = 1,0 \\ & \text{se } \text{fp}_{\text{fonte}} = 0,92 \end{cases} \quad (3.17)$$

$$P_{\text{conv}} = P_s + P_h \quad (\text{potência dissipada no conversor}) \quad (3.18)$$

O valor de k em (3.15) irá assumir o valor necessário para que a amplitude da tensão da fonte V_l permaneça em $1,0 pu$, durante variações na amplitude da tensão da carga. A segunda condição (3.16), indica apenas que a tensão na fonte será utilizada como referência fasorial e sua fase será 0° . A compensação da energia reativa representada na condição (3.17) indica duas possibilidades para a fase da corrente da fonte, ou se utilizará o fator de potência unitário ou o valor mínimo exigido pela ANEEL. Por último, P_{conv} representa a potência dissipada pelos conversores série P_s e paralelo P_h . Além disso, percebe-se nas condições de operação (3.15)–(3.18) que não há qualquer imposição sobre θ_{v_l} , o que permite utilizar essa fase para minimizar as amplitudes das correntes e das tensões e por consequência reduzir as perdas de chaveamento.

Simplificando a Equação (3.1), desprezando a impedância da fonte de alimentação, pode-se fazer uma análise simplificada de como será o comportamento da tensão do filtro série em função de θ_{v_l} , baseando-se no comportamento fasorial de \mathbf{V}'_s . Assim, utilizando:

$$\mathbf{E}_g = \mathbf{V}_l + \mathbf{V}'_s$$

e sabendo que a amplitude de \mathbf{V}_l deve ser sempre igual a $1,0 pu$ (representando que a carga esta operando com tensão regulada), foram gerados os três diagramas fasoriais mostrados na Figura 3.3, para três valores distintos de θ_{v_l} . Nos diagramas o fasor \mathbf{V}_l tem tamanho unitário e descreve portanto um círculo de raio também unitário, e a medida que θ_{v_l} vai aumentando percebe-se que o tamanho do fasor \mathbf{V}'_s aumenta, e naturalmente apresentará o maior valor para $\theta_{v_l} = 180^\circ$. Naturalmente, devido a esse comportamento de \mathbf{V}'_s serão exigidos menores amplitudes de tensão do conversor série para valores θ_{v_l} em torno de 0° .

A variação da amplitude da corrente do filtro paralelo I_h em função de θ_{v_l} pode ser preliminarmente conhecida por meio de (3.4), reescrevendo-a na forma de (3.19).

$$\mathbf{I}_h = I_l(\cos(\theta_{i_l}) + j\text{sen}(\theta_{i_l})) - I_g(\cos(\theta_{i_g}) + j\text{sen}(\theta_{i_g})) \quad (3.19)$$

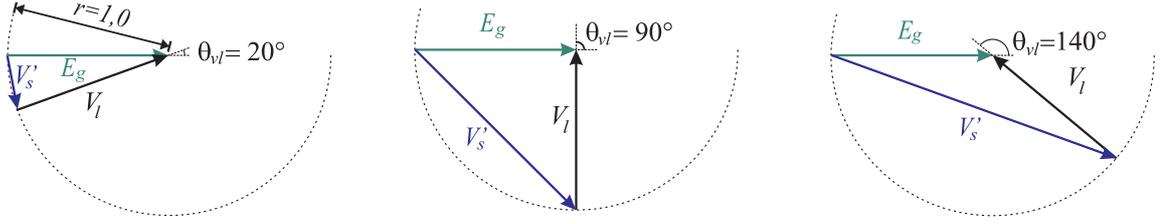


Figura 3.3 – Diagrama fasorial simplificado das tensões no filtro universal padrão.

sendo θ_{z_l} o ângulo do fator de potência da carga, $\theta_{i_l} = \theta_{v_l} - \theta_{z_l}$:

$$\mathbf{I}_h = I_l \cos(\theta_{v_l} - \theta_{z_l}) - I_g \cos(\theta_{i_g}) + j I_l \sin(\theta_{v_l} - \theta_{z_l}) - j I_g \text{sen}(\theta_{i_g})$$

como $I_h^2 = i_{hd}^2 + i_{hq}^2$:

$$I_h^2 = I_l^2 + I_g^2 - 2I_l I_g \cos(\theta_{v_l} - \theta_{z_l} - \theta_{i_g}) \quad (3.20)$$

A Equação (3.20) determina o módulo da corrente do filtro paralelo, e nela se percebe que o menor valor de I_h será quando a fase da tensão da carga for igual ao ângulo da carga, desprezando a pequena variação de I_g em função de θ_{v_l} . De outro modo, o valor de I_h será mínimo, quando \mathbf{V}_l for de tal forma adiantado de \mathbf{E}_g que implique em \mathbf{I}_l em fase com \mathbf{E}_g para uma carga indutiva.

Para encontrar precisamente os valores das correntes e das tensões, se faz necessário solucionar o sistema de equações (3.1)–(3.5) por meio de substituições algébricas, levando-se em consideração as condições de operação dadas em (3.15)–(3.18), ou aplicar o balanço de potência no modelo da Figura 3.2. Aqui será considerado como sendo positiva a potência fornecida e negativa a potência recebida, dessa forma chega-se a:

$$E_g I_g \cos(\theta_{i_g}) - r_g I_g^2 - r_s I_s^2 + P_s - r_h I_h^2 + P_h - P_{\text{carga}} = 0 \quad (3.21)$$

Pode-se eliminar I_h em (3.21) substituindo-a por (3.20), já o valor de I_s é encontrado desenvolvendo (3.5) na forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_s &= -\frac{i_{gd} + j i_{gq}}{n} + j y_{cs} n \mathbf{V}_s' \\ &= -\frac{i_{gd} + j i_{gq}}{n} + j y_{cs} n (\mathbf{E}_g - (r_g + j x_g) \mathbf{I}_g - \mathbf{V}_l) \\ &= -\left(\frac{1}{n} + j y_{cs} n (r_g + j x_g) \right) (i_{gd} + j i_{gq}) + j y_{cs} n (E_g - v_{ld} - j v_{lq}) \end{aligned}$$

assim:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \left(-\frac{1}{n} + y_{cs}n x_g \right) i_{gd} + y_{cs}n r_g i_{gq} + y_{cs}n v_{lq} \\ i_{sq} &= -y_{cs}n r_g i_{gd} + \left(-\frac{1}{n} + y_{cs}n x_g \right) i_{gq} - y_{cs}n v_{ld} + y_{cs}n E_g \end{aligned}$$

logo o módulo I_s será:

$$I_s = \sqrt{k_1 I_g^2 + k_2 I_g + k_3} \quad (3.22)$$

onde:

$$\begin{aligned} k_1 &= y_{cs}^2 n^2 x_g^2 - 2y_{cs} x_g + 1/n^2 + y_{cs}^2 n^2 r_g^2 \\ k_2 &= 2 \left(x_g \left(E_g \sin(\theta_{i_g}) - V_l \sin(\theta_{i_g} - \theta_{v_l}) \right) - r_g \left(E_g \cos(\theta_{i_g}) + V_l \cos(\theta_{i_g} - \theta_{v_l}) \right) \right) y_{cs}^2 n^2 \\ &\quad + 2 \left(-E_g \sin(\theta_{i_g}) + V_l \sin(\theta_{i_g} - \theta_{v_l}) \right) y_{cs} \\ k_3 &= y_{cs}^2 n^2 \left(V_l^2 - 2V_l \cos(\theta_{v_l}) E_g + E_g^2 \right) \end{aligned}$$

Por fim, a solução em regime permanente será dada pela substituição em (3.21) de (3.20) e (3.22), resultando na Equação (3.23), que fornecerá o valor da amplitude I_g da corrente de alimentação.

$$\begin{aligned} - (r_s k_1 + r_h + r_g) I_g^2 + (E_g \cos(\theta_{i_g}) - r_s k_2 + 2r_h I_{ld}) I_g + \\ - r_s k_3 + P_{\text{conv}} - P_{\text{carga}} - r_h I_l^2 = 0 \end{aligned} \quad (3.23)$$

Como I_g é uma grandeza puramente positiva, ou seja $\in \Re^+$ e sendo (3.23) de segunda ordem, só haverá soluções fisicamente realizáveis quando o valor de Δ (variável intermediária da solução de equações de segunda ordem) for maior do que zero.

$$\Delta = (E_g \cos(\theta_{i_g}) - r_s k_2 + 2r_h I_{ld})^2 + 4 (r_s k_1 + r_h + r_g) (-r_s k_3 + P_{\text{conv}} - P_{\text{carga}} - r_h I_l^2) \quad (3.24)$$

Para verificar tal condição, foram geradas curvas de Δ em função de E_g e θ_{v_l} , mostradas na Figura 3.4. Nesta figura se percebe que um afundamento de E_g um pouco abaixo de $0,4 pu$, ainda resulta em valores de $\Delta > 0$, permitindo que seja regulada a tensão da carga nessas condições.

Vale ressaltar ainda que há duas soluções possíveis para (3.23), naturalmente uma será maior e outra menor, exceto quando $\Delta = 0$, que é valor crítico para o funcionamento. Para

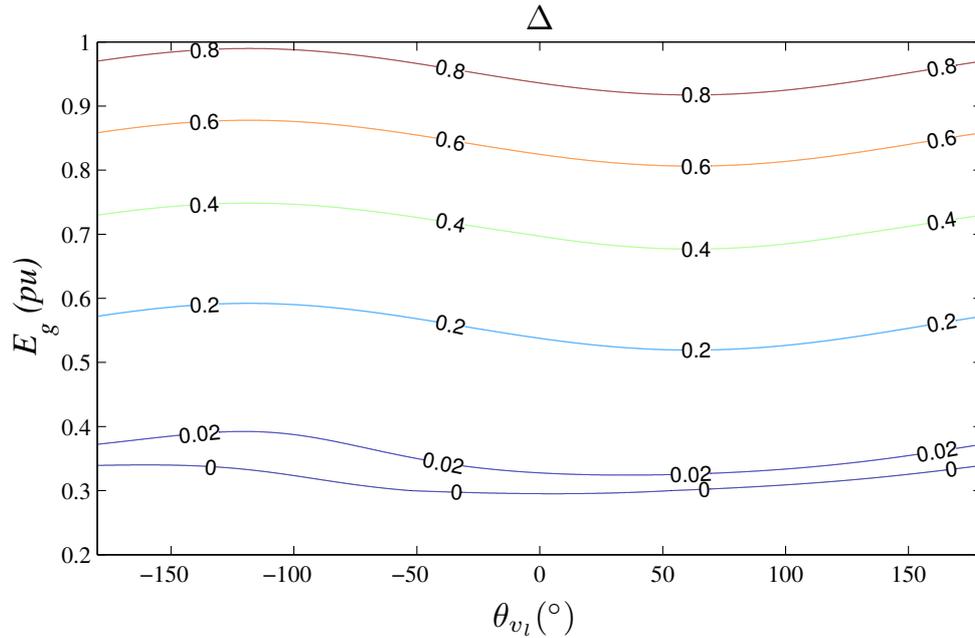


Figura 3.4 – Curvas de contorno de Δ em função de E_g e θ_{vl} para o filtro universal padrão.

o valor menor de I_g a estrutura operará adequadamente. O valor maior de I_g também permitirá a compensação de energia reativa e regulação da tensão da carga, porém a potência fornecida ao conversor paralelo será maior do que a potência fornecida à carga, logo corresponde a uma operação totalmente inadequada.

Tabela 3.1 – Valores utilizados na simulação em regime permanente do filtro universal padrão.

Parâmetro	valor (pu)	Descrição
E_g	1,00	considera-se a ausência de afundamentos ou sobretensões
S_l	1,00	funcionamento em plena carga
P_l	0,80	Carga com fator de potência de 0,8 indutivo
P_s	0,05	5 % de perda
P_h	0,05	5 % de perda
n	1,00	relação de espiras do transformador
r_g	0,01	Resistência da fonte de alimentação
x_g	0,01	Reatância indutiva da fonte de alimentação
r_s	0,01	Resistência interna do conversor série
x_s	0,10	Reatância indutiva do conversor série
x_{cs}	1,00	Reatância capacitiva do conversor série
r_h	0,01	Resistência interna do conversor paralelo
x_h	0,10	Reatância indutiva do conversor paralelo

Os valores dos parâmetros utilizados na geração das curvas da Figura 3.4 estão apresentados na Tabela 3.1 e estes também serão utilizados para as simulações seguintes.

3.2.1 Comportamento variando-se E_g

Apesar de na Figura 3.4 ter sido mostrado que para os parâmetros apresentados na Tabela 3.1 é possível operar com valores de E_g um pouco abaixo de $0,4 pu$. Aqui nessa análise serão verificadas as variações das amplitudes das tensões e correntes dos conversores para os valores de $E_g = 0,5$; $0,7$; $1,0$; e $1,3 pu$.

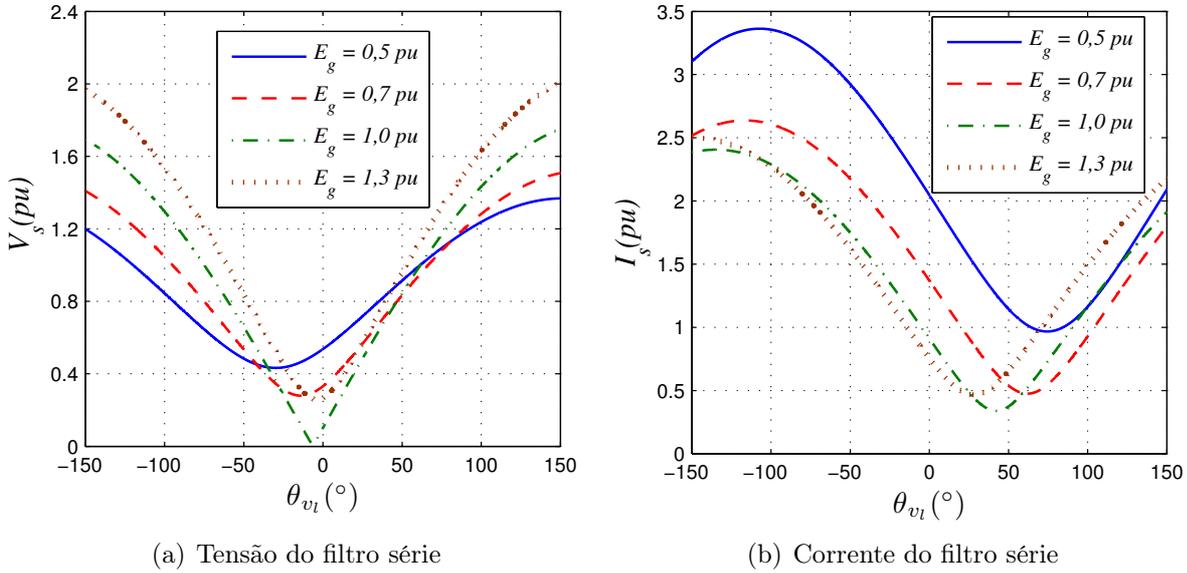


Figura 3.5 – Curvas de V_s e I_s em função de θ_{v_l} para variações em E_g no filtro universal padrão.

Na Figura 3.5(a) são exibidas as curvas obtidas para V_s . Nela fica claro que é imprescindível conhecer o comportamento do filtro universal em função de θ_{v_l} , pois V_s varia bastante, de valores abaixo de $0,4 pu$ à aproximadamente $1,5 pu$ para $E_g = 0,7 pu$. Na Figura 3.5(b) também se percebe que I_s varia bastante. Comparando-se essas duas figuras nota-se que a minimização de V_s e I_s em função de θ_{v_l} seguem em sentidos oposto, para V_s é melhor operar com θ_{v_l} negativo e para I_s o contrário.

Matematicamente o valor de V_s , obtido a partir de (3.3), é dado por (3.25) enquanto a amplitude da corrente I_s é dada por (3.22), desenvolvida anteriormente.

$$V_s^2 = Z_s^2 I_s^2 + n^2 V_s'^2 + 2I_s Z_s n V_s' \cos(\theta_{v_s'} - \theta_{i_s} - \theta_{z_s}) \quad (3.25)$$

Já o comportamento do filtro paralelo, apresentado nas Figuras 3.6(a) e (b), é tal que a minimização tanto de V_h quanto de I_h seguem o mesmo sentido, para θ_{v_l} positivo. Vale

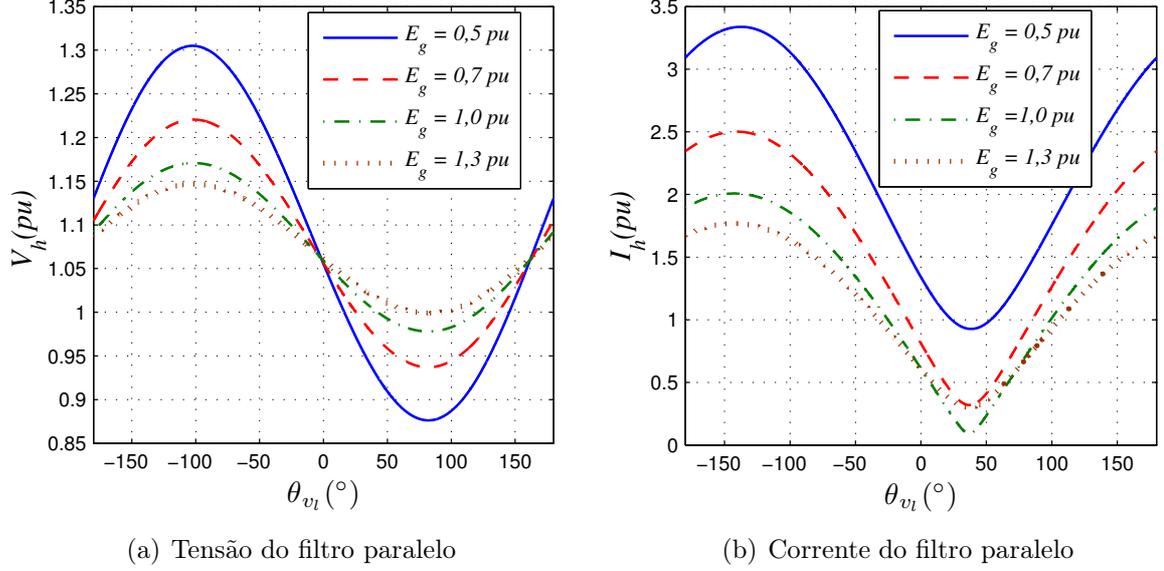


Figura 3.6 – Curvas de V_h e I_h em função de θ_{v_l} para variações em E_g no filtro universal padrão.

relembrar que o menor valor de I_h ocorre quando o valor de θ_{v_l} é próximo ao ângulo da carga θ_{z_l} , conforme mostrado em (3.20). Já a equação que descreve o comportamento da amplitude de V_h é obtida a partir de (3.2):

$$V_h^2 = Z_h^2 I_h^2 + V_l^2 + 2I_h Z_h V_l \cos(\theta_{v_l} - \theta_{i_h} - \theta_{z_h}) \quad (3.26)$$

3.2.2 Comportamento variando-se n

O transformador existente na estrutura do filtro universal padrão (Figura 3.1) é empregado para a inserção da tensão do filtro série no sistema. Seu uso é indispensável para o tipo de conversor adotado, sendo assim, deve-se analisar o funcionamento da estrutura em função da relação de espiras do transformador, baseando-se no fato de que:

1. Utilizar $n < 1$ implica em uma menor tensão do conversor V_s , porém com uma maior corrente I_s .
2. Utilizar $n > 1$ implica em uma maior tensão do conversor V_s , porém com uma menor corrente I_s .

As equações de V_s e de I_s mostram que a relação delas em função de n não é simplesmente diretamente proporcional ou inversamente proporcional, devido a variação da fase da tensão da carga θ_{v_l} que influencia tanto a amplitude de corrente, como se vê em

(3.22), quanto a tensão V_s como se pôde ver na Equação (3.25) e no diagrama fasorial da Figura 3.3.

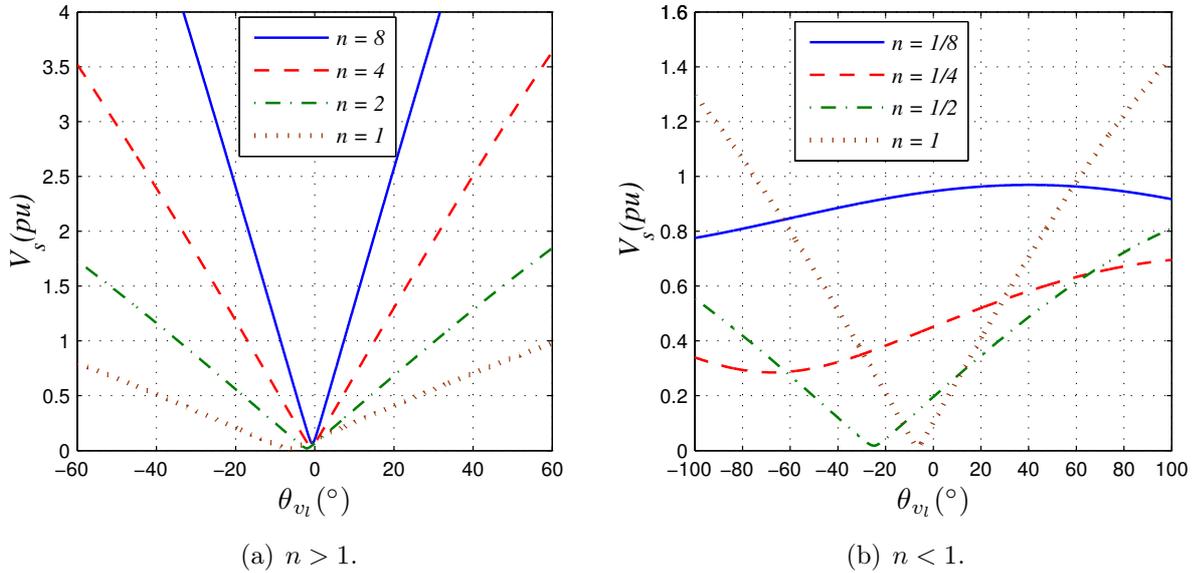


Figura 3.7 – Curvas de V_s em função de θ_{v_l} para variações em n no filtro universal padrão.

Na Figura 3.7(a) é apresentado o comportamento de V_s . Observa-se que apesar de V_s assumir valores maiores quando n aumenta, próximo a $\theta_{v_l} = 0^\circ$ todas as curvas convergem para um mesmo valor, sendo este ainda o menor. Em suma, o comportamento assumido por V_s mostra que é possível operar com $n > 1$ e mesmo assim poder operar com amplitudes pequenas.

Adotando $n < 1$ foram levantadas as curvas de V_s mostradas na Figura 3.7(b). Nelas se percebe que operar com $n < 1$ não necessariamente resulta em redução de V_s , isso só é obtido para algumas faixas de θ_{v_l} . Nota-se também que a medida que n diminui, a variação de V_s em função de θ_{v_l} se torna menor, o que de certo modo ajudaria na escolha do valor de θ_{v_l} .

Já a corrente I_s assume menores valores para $n > 1$, como se vê na Figura 3.8(a). Para $n < 1$ os valores de corrente se tornam tão elevados a ponto de inviabilizar o uso dessa estratégia, tal como se observa na Figura 3.8(b). Devido a esse comportamento de V_s e I_s , é de suma importância que a relação de espiras do transformador do filtro série seja tal que favoreça a redução da corrente. Tal procedimento é encontrado em diversas publicações tais como: (FUJITA; AKAGI, 1998) e (KHADKIKAR; CHANDRA, 2011) e em outras utiliza-se a relação 1:1 (AREDES; FERNANDES, 2009).

Vale ressaltar que o comportamento de V_s e I_s também é bastante afetado pelos valores empregados no indutor L_s e capacitor C_s , tal como visto nas Equações (3.22) e (3.25). A

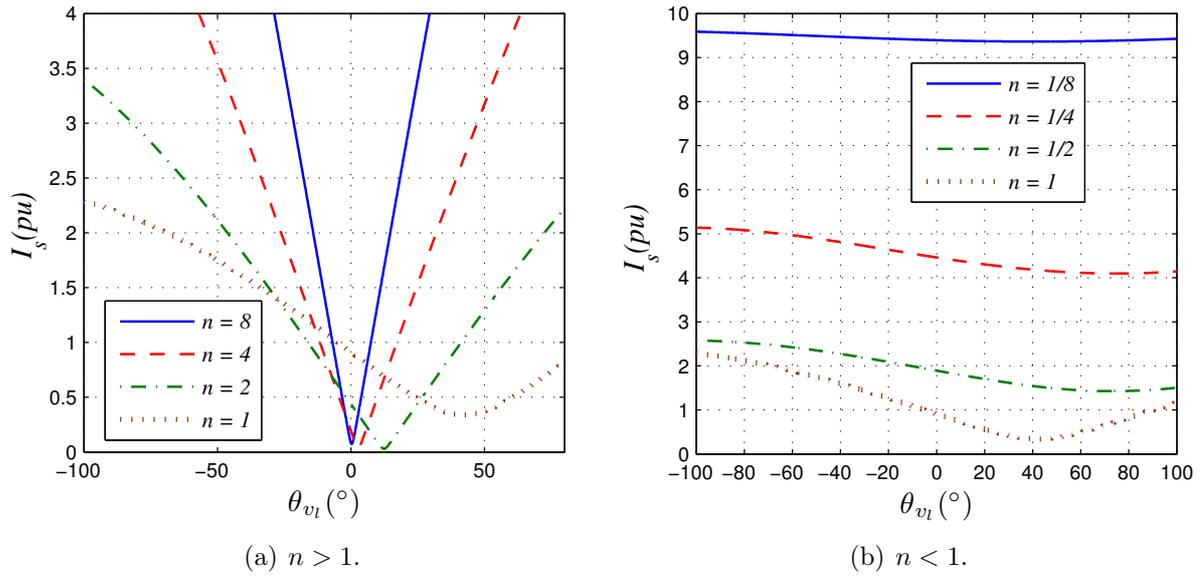


Figura 3.8 – Curvas de I_s em função de θ_{v_l} para variações em n no filtro universal padrão.

corrente é fortemente afetada pelo valor da impedância capacitiva x_{cs} ($= 1/y_{cs}$), tal como se observa na Figura 3.9(b), onde se constata que o aumento do valor dessa impedância (reduzir o valor do capacitor) implica em curvas mais planas para I_s . Já a tensão V_s apresentou, na Figura 3.9(a), uma curva mais plana quando a reatância diminuiu, porque nessa situação a corrente I_s foi muito elevada, e V_s e V_{z_s} ficam praticamente defasados de 180° .

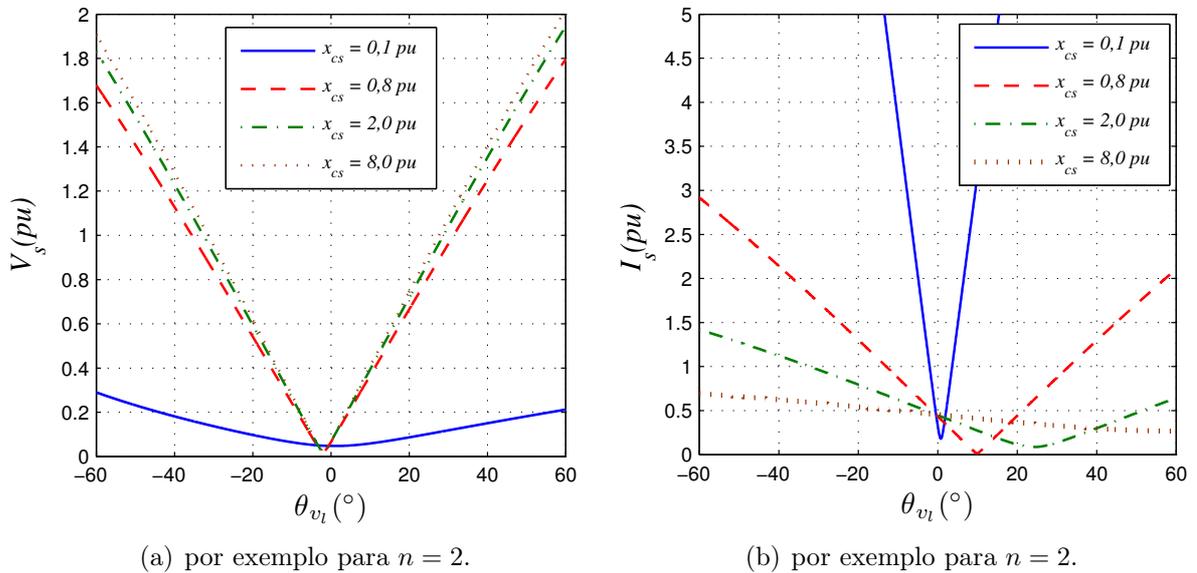


Figura 3.9 – Curvas de V_s e I_s em função de θ_{v_l} para variações em x_{cs} no filtro universal padrão.

3.2.3 Comportamento variando-se a carga

A carga pode variar de formas bastante distintas: em sua potência ativa, reativa e aparente podendo ou não gerar diferentes valores de fator de potência. No filtro universal, devido a imposição do fator de potência da fonte, a corrente I_g é diretamente afetada pela potência ativa da carga, de forma que variações da potência reativa pouco influem no valor de I_g . As variações em I_g em função da energia da carga só ocorrem devido ao fato de uma maior energia reativa provocar uma maior dissipação de energia no sistema. Assim, como a corrente que circula no filtro série é determinada em função da corrente da fonte, o filtro universal apresentará variações mais perceptíveis quando ocorrem mudanças na potência ativa.

Desse modo, a análise aqui realizada será para variações no fator de potência mantendo a potência aparente da carga em $1,0 pu$, empregando para a carga fatores de potência de $0,4$; $0,7$ e $1,0$ indutivos e capacitivos. Para os demais parâmetros se utilizará os dados da Tabela 3.1 (com exceção de $n = 2$).

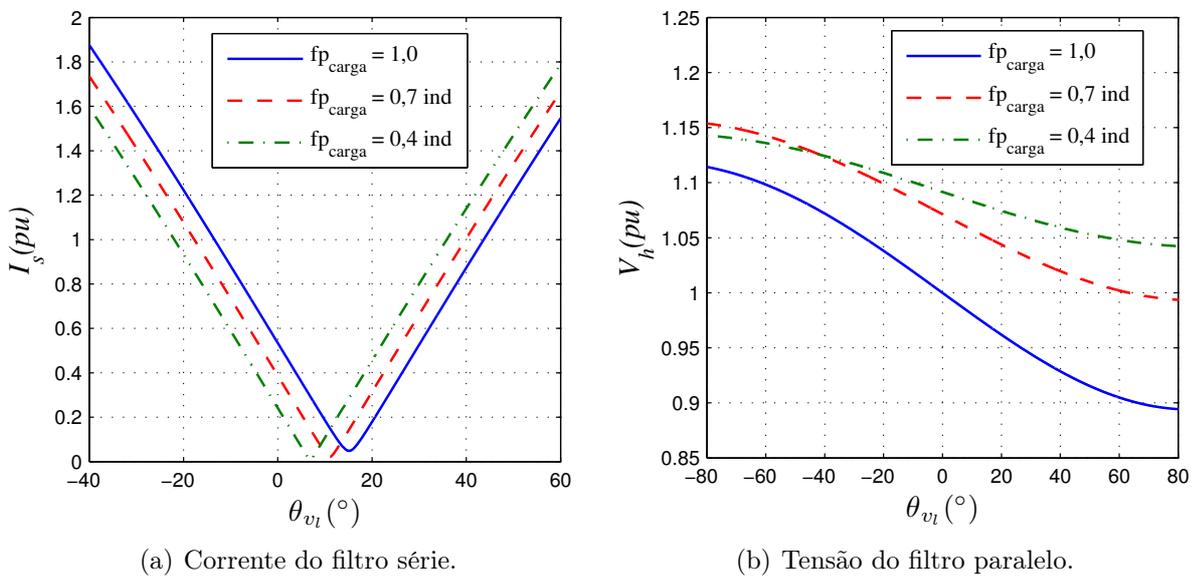


Figura 3.10 – Curvas de I_s e V_h em função de θ_{v_l} para variações do fp_{carga} no filtro universal padrão.

O comportamento da corrente do conversor série I_s está mostrado na Figura 3.10(a) onde se percebe que há um deslocamento das curvas para a esquerda na medida que o fator de potência vai diminuindo. Já as curvas da tensão do filtro paralelo V_h são mostradas na Figura 3.10(b), onde se percebe que os menores valores são obtidos para $\theta_{v_l} > 0^\circ$, porém V_h varia pouco.

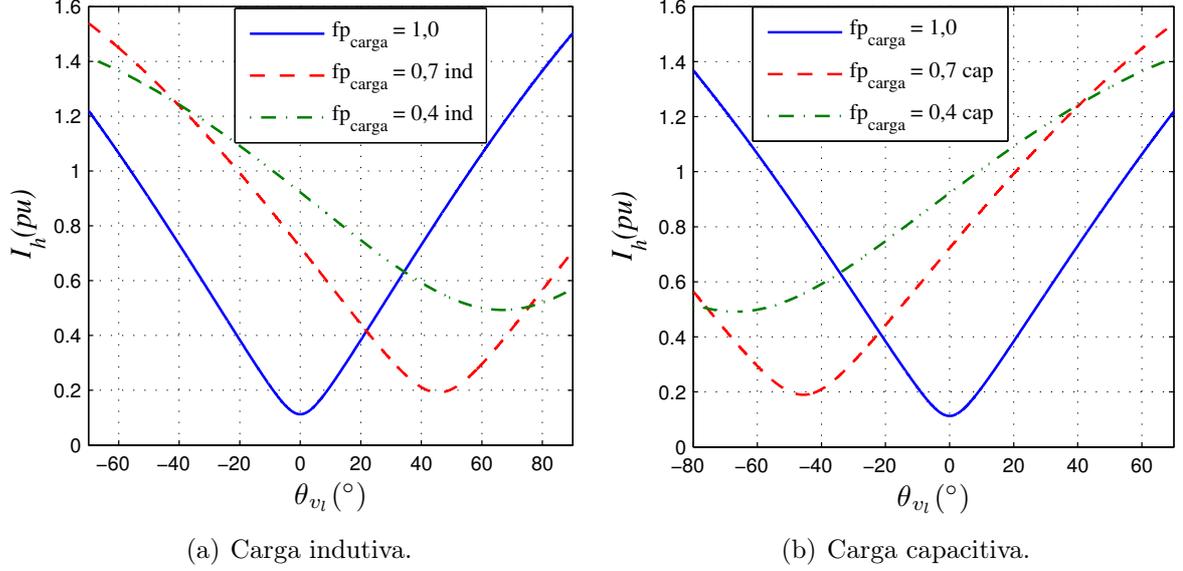


Figura 3.11 – Curvas de I_h em função de θ_{v_l} para variações do fp_{carga} no filtro universal padrão.

Portanto, é melhor aplicar para θ_{v_l} um valor positivo, quando a carga for indutiva pois assim I_s apresenta valores mínimos e também é melhor para I_h , como se vê na Figura 3.11(a). O valor mínimo de I_h ocorre em $\theta_{v_l} = \theta_{z_l}$, tal como se vê em (3.20). Por outro lado, quando a carga é capacitiva, a corrente I_h se comporta como apresentado na Figura 3.11(b), onde os menores valores de I_h se encontram para θ_{v_l} negativo. Assim, ao invés de θ_{v_l} positivo deve-se utilizar θ_{v_l} negativo quando a carga for capacitiva.

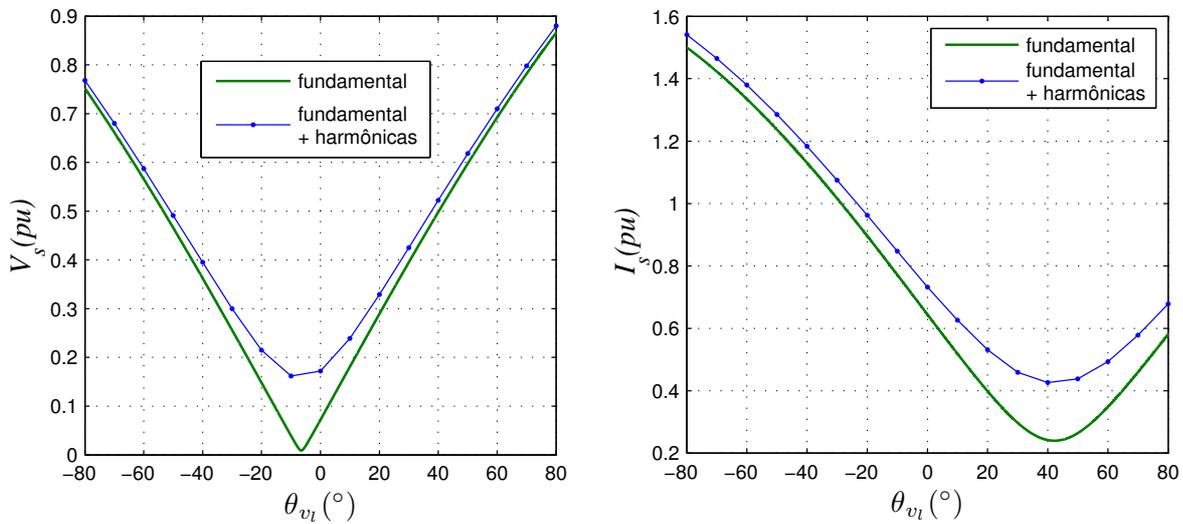
3.2.4 Análise em regime permanente considerando 5ª e 7ª harmônicas

Nessa seção será analisado o comportamento em regime permanente do modelo da Figura 3.2 quando se considera a presença das componentes harmônicas de quinta e sétima ordem. Tais componentes foram escolhidas por apresentarem, geralmente, as maiores amplitudes.

Para a inserção de harmônicas de tensão foi utilizada um fonte de tensão em série com a fonte E_g (Figura 3.2). Para a quinta harmônica foi adotada uma amplitude de 7% da fundamental, e de 5% para a sétima harmônica.

Para a devida compensação das componentes harmônicas de tensão (e_{gk}), a tensão no transformador dever ser igual a tensão gerada pelas componentes harmônicas (v'_{sk}). Com essa condição satisfeita, a tensão harmônica da fonte se anula com a tensão no transformador, imposta pelo conversor série ($e_{gk} + v'_{sk} = 0$), por consequência não haverá tensão harmônica na carga ($v_{lk} = e_{gk} + v'_{sk} = 0$). Assim, foram obtidos os valores *rms*

da tensão e corrente do conversor série, apresentados na Figura 3.12(a) e (b), obtidos utilizando-se os parâmetros da Tabela 3.1.

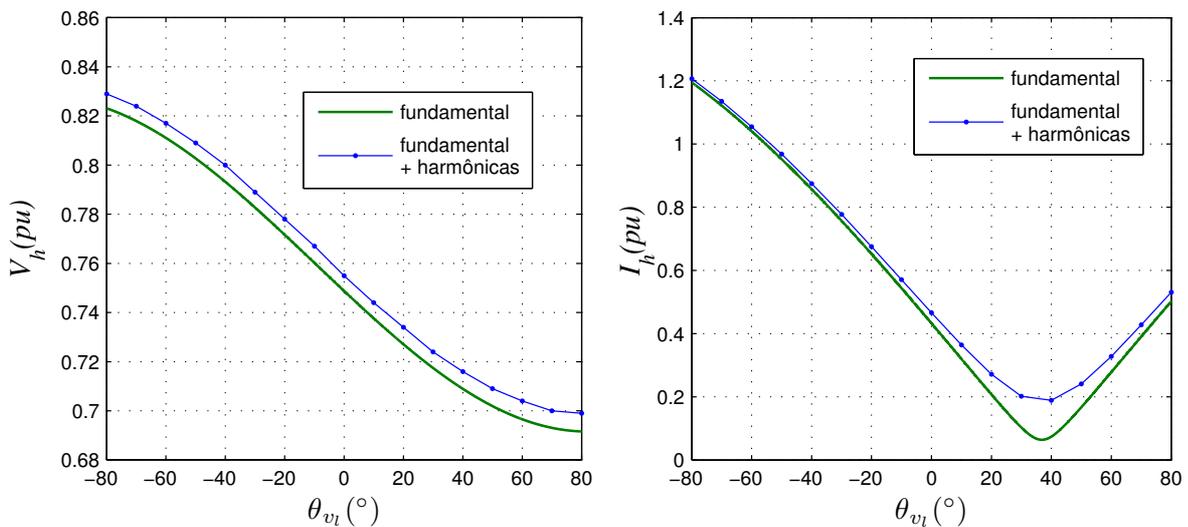


(a) Tensão do conversor série.

(b) Corrente no conversor série.

Figura 3.12 – Curvas de V_{srms} e I_{srms} em função de θ_{v_l} , considerando os harmônicos.

Para efeito de comparação foram plotadas na mesma figura, as curvas da componente fundamental, juntamente com a curva da soma da componente fundamental com as componentes harmônicas, ambas as curvas com os valores em rms. Analisando o comportamento de V_s e I_s na Figura 3.12 percebe-se que a presença das componentes harmônicas não afetam o formato da curva, ou seja, é mantido o mesmo comportamento do filtro em relação à variação de θ_{v_l} . Naturalmente, há um aumento no valor rms da tensão e corrente, porém a diferença é sutil.



(a) Tensão no conversor paralelo.

(b) Corrente no conversor paralelo.

Figura 3.13 – Curvas de V_{hrms} e I_{hrms} em função de θ_{v_l} , considerando os harmônicos.

Na Figura 3.13(a) e (b) são exibidos os comportamentos de V_h e I_h respectivamente. Observa-se que os comentários anteriores são também válidos para o conversor paralelo. O conversor paralelo atua compensando uma corrente harmônica da carga (I_{lk}), de amplitude de 20% na quinta harmônica e 14% na sétima. A corrente do conversor paralelo I_{hk} assume um valor tal que $I_{gk} = I_{hk} + I_{lk} = 0$.

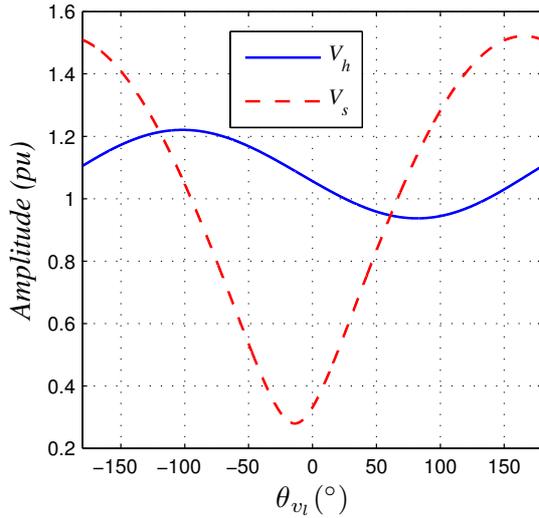
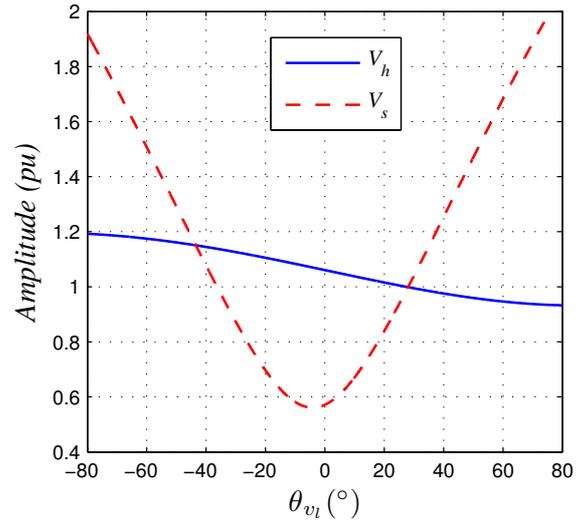
3.2.5 Escolha do valor de θ_{v_l}

As curvas apresentadas anteriormente mostraram o comportamento básico do filtro universal frente as variações impostas em E_g , n , fp_{carga} em função de θ_{v_l} , contudo a pergunta sobre que valor adotar para θ_{v_l} ainda não foi respondida. Para poder responder essa pergunta é necessário saber qual a minimização que se deseja para a estrutura. O critério de otimização que requer um conhecimento mais abrangente da estrutura é a redução das perdas nos conversores e por isso será utilizado para explicar a escolha do valor de θ_{v_l} .

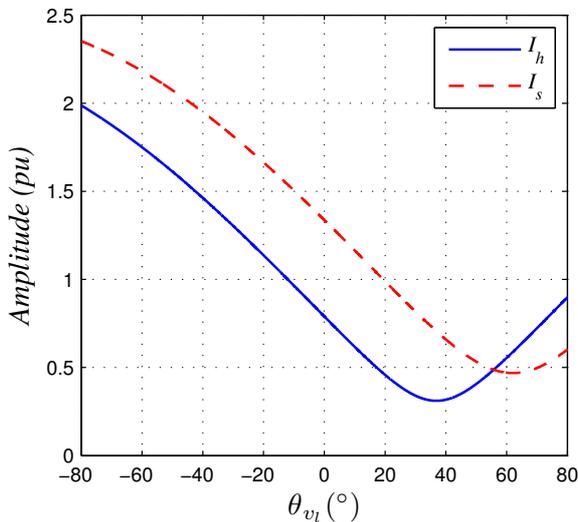
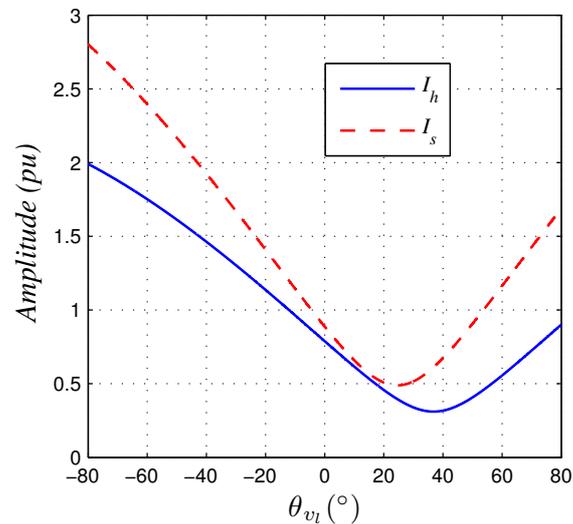
Nos trabalhos de (CAVALCANTI, 2003) e (DIAS, 2010), bem como em outros trabalhos encontrados na literatura, a exemplo de (BAZZI *et al.*, 2012), percebe-se que a redução das perdas se dá principalmente em função da tensão de barramento do conversor, da amplitude da corrente que circula nas chaves, e da frequência de chaveamento. A simulação de regime permanente permite apenas avaliar as amplitudes de corrente e tensão, sendo assim a escolha de θ_{v_l} se dará mediante uma ponderação entre os comportamentos de V_s , I_s , V_h e I_h . Vale ressaltar que o cálculo mais preciso das perdas no conversor se dá no domínio do tempo, assim os valores das perdas serão apresentados em capítulo seguinte.

Inicialmente será avaliado o impacto da tensão do barramento cc sobre as perdas nos conversores. Como se sabe a tensão do barramento deve ser a menor possível para minimizar as perdas, e a tensão do barramento é definida pela maior amplitude de tensão que será necessário impor, assim o maior valor entre V_s e V_h definirá o valor do barramento, e quanto menor o valor de V_s e V_h , menor será a tensão do barramento. Para realizar essa análise as curvas das tensões V_s e V_h das Figuras 3.5(a) e Figura 3.6(b) foram reproduzidas parcialmente na Figura 3.14(a), onde foram colocadas no mesmo gráfico a curva de V_s e V_h para $E_g = 0,7 pu$.

Na Figura 3.14(a) se observa basicamente três intervalos distintos, um intervalo central onde $V_h > V_s$ e dois intervalos nos extremos onde $V_s > V_h$, sendo assim o filtro que

(a) com $n = 1$ e $E_g = 0,7 pu$.(b) com $n = 2$ e $E_g = 0,7 pu$.**Figura 3.14** – Tensão dos filtros série e paralelo em função de θ_{v_l} no filtro universal padrão.

determina a tensão do barramento dependerá de qual intervalo será utilizado. Continuando, se observa na Figura 3.14(b) que o intervalo central fica mais estreito e a inclinação de V_s é mais acentuada para $n = 2$. Para saber qual o intervalo mais adequado deve-se saber em qual deles se encontra as menores correntes, nesse intuito foi reproduzida na Figura 3.15(a) e (b) as curvas de I_s e I_h para as mesmas condições empregadas para as tensões.

(a) com $n = 1$ e $E_g = 0,7 pu$.(b) com $n = 2$ e $E_g = 0,7 pu$.**Figura 3.15** – Corrente dos filtros série e paralelo em função de θ_{v_l} no filtro universal padrão.

Comparando as curvas das tensões e correntes se observa que com $n = 1$ os valores mínimos das correntes são encontradas no intervalo central, desse modo, a tensão do barramento fica determinada por V_h . Com $n = 2$ se observa que apenas o mínimo de I_s

fica no intervalo central e o mínimo de I_h fica fora, e esse impasse é resolvido do seguinte modo: no intervalo da direita a redução da corrente I_h é menor do que o aumento da tensão V_s , ou seja, buscando o ponto mínimo de I_h a tensão do barramento será determinada por V_s e essa será muito maior do que V_h . Logo, deve-se adotar o intervalo central também para $n = 2$. Tal comportamento se repete para outros valores de $n > 2$, e como se mostrou em seção anterior é mais eficiente utilizar $n > 1$.

Assim, fica definido que para a redução de perdas é melhor adotar o intervalo central. Contudo, vale ressaltar que essa conclusão não é definitiva, pode ocorrer que fora do intervalo central, porém próximo, seja possível encontrar perdas menores nos conversores. O uso do intervalo central é na verdade indicado por ser a região de maior possibilidade de ocorrência das menores perdas dos conversores.

Assim dentro do intervalo central, o valor de fato de θ_{v_l} será então definido mediante a característica da carga, se for indutiva θ_{v_l} será igual ao valor do limite extremo da direita porque é o lado onde há as menores correntes, já se a carga for capacitiva o valor de θ_{v_l} estará mais para o lado esquerdo do intervalo, já que a localização do mínimo de I_h muda para cargas capacitivas conforme se observou na Figura 3.11(b).

Em suma, uma vez definido o projeto do filtro universal, serão empregados os valores nominais de tensão e potência da carga, juntamente com os demais parâmetros, e assim a simulação em regime permanente mostrará, por meio de curvas, o valor de operação para θ_{v_l} , seguindo as indicações apontadas.

3.3 Sistema de Controle

Nesta seção será descrito o sistema de controle adotado para o filtro universal. Na literatura facilmente se encontram diversas estratégias de controle para filtros ativos, por exemplo:

- Controle pela potência instantânea, ou teoria $p-q$, desenvolvida por Akagi, Kanazawa e Nabae no início da década de 1980 e devidamente explicada e condensada no livro (AKAGI *et al.*, 2007).
- Controle no referencial síncrono proposto por (ROWAN; KERMAN., 1986), tornando as grandezas senoidais de referência em sinais contínuos, e aplicados a filtros em (BHATTACHARYA; DIVAN, 1995).

No entanto, a estratégia de controle adotada emprega controladores de dupla sequência no referencial estacionário, como apresentado em (JACOBINA *et al.*, 2000) e (OLIVEIRA, 2001). A explicação do sistema de controle empregado será dividida em três partes distintas para uma melhor caracterização:

- Geração dos sinais de referência: nessa parte são geradas as correntes desejadas para a fonte de alimentação e as tensões desejadas para a carga, bem como o valor da tensão de barramento em que o conversor deve operar;
- Controladores: são os responsáveis para fazer com que o filtro siga os sinais de referência;
- Modulação PWM: define o chaveamento das chaves semicondutoras do conversor, a partir do recebimento do sinal de saída dos controladores.

3.3.1 Geração dos sinais de referência

A devida geração dos sinais de referência é importante em qualquer sistema de controle. No diagrama de controle apresentado na Figura 3.16 os sinais de referência são indicados por (*).

Inicialmente se vê no diagrama que as grandezas trifásicas senoidais medidas \bar{e}_{gabc} , \bar{i}_{gabc} e \bar{v}_{labc} (os subíndices a , b e c representam as respectivas fases trifásicas) são transformadas do sistema abc para o $\alpha\beta$, por meio da transformada de Park:

$$\begin{bmatrix} y_o \\ y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

onde y é uma variável genérica e os subíndices α e β representam as grandezas no eixo α e β . Como no filtro universal o sistema trifásico é a três fios, a componente o é nula, assim o sistema se resume nas componentes α e β do referencial estacionário, e nelas estarão presentes as componentes de sequência positiva e negativa. Como a matriz de Park é ortogonal, a sua inversa é igual a transposta, dessa forma o retorno do referencial $\alpha\beta$ para o abc é dado por (3.28)

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_o \\ y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Desse modo, se as tensões de fase da fonte de alimentação são expressas por (3.29). A transformação de Park resultará em $e_{g\alpha}$ e $e_{g\beta}$ expresso em (3.30), e de forma semelhante ocorre com a corrente \bar{i}_{gabc} e a tensão da carga \bar{v}_{labc} .

$$\begin{cases} e_{ga} = \sqrt{2}E_g \text{sen}(wt) \\ e_{gb} = \sqrt{2}E_g \text{sen}(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ e_{gc} = \sqrt{2}E_g \text{sen}(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} e_\alpha = \sqrt{3}E_g \text{sen}(wt) \\ e_\beta = -\sqrt{3}E_g \cos(wt) \end{cases} \quad (3.30)$$

Como se deseja que a corrente da fonte fique em fase com a respectiva tensão é empregado um *PLL* (FILHO *et al.*, 2008) representado pelo bloco de mesmo nome, que gera um sinal (wt) que servirá tanto para a corrente quanto para a tensão da carga. Os sinais x_d e x_q são senoides de amplitude unitária sincronizadas com $e_{g\alpha}$ e $e_{g\beta}$ respectivamente, assim para se chegar a $\bar{i}_{g\alpha\beta}^*$ basta multiplicar $\bar{x}_{\alpha\beta}$ pela amplitude I_g^* , que é a saída do controlador da tensão de barramento capacitivo E_d .

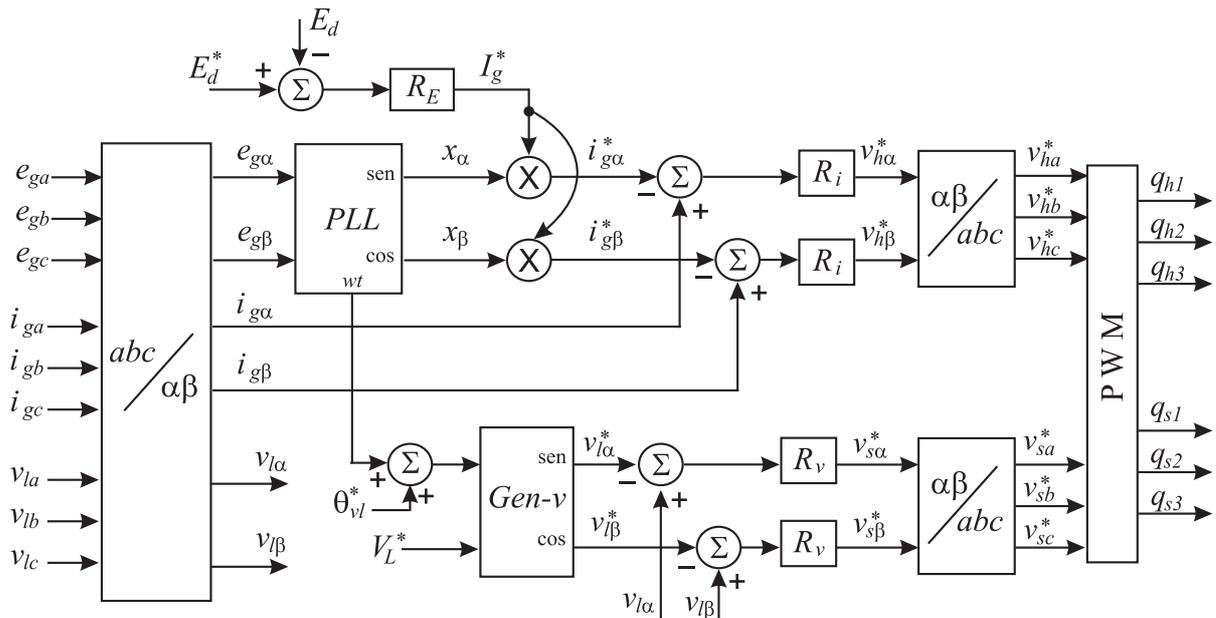


Figura 3.16 – Sistema de controle do filtro universal padrão.

As referências da tensão da carga são geradas no bloco **Gen** – **v**. Este bloco recebe um valor de amplitude de referência V_L^* que deve ser igual a $\sqrt{3}V_L$, onde V_L é o valor nominal rms da tensão da carga, e recebe também o sinal de sincronismo (wt) que quando adicionado do valor $\theta_{v_l}^*$, faz com que seja imposta uma defasagem entre $\bar{e}_{g\alpha\beta}$ e $\bar{v}_{l\alpha\beta}$ de $\theta_{v_l}^*$. Como visto anteriormente, o valor de θ_{v_l} virá da análise em regime permanente.

Uma vez dispondo das correntes e tensões de referências, elas são comparadas com os valores medidos e o resultado é um sinal de erro que alimenta os controladores de corrente **R_i** e de tensão **R_v**. As saídas desses controladores geram as tensões de referência para o filtro paralelo $\bar{v}_{h\alpha\beta}^*$ e filtro série $\bar{v}_{s\alpha\beta}^*$ que em seguida são convertidas novamente para o sistema *abc* e, por fim, alimentam o bloco **PWM** que por meio destas tensões determina o comando das chaves do conversor.

3.3.2 Controladores

O sistema de controle é constituído de três controladores: um para a tensão do barramento **R_E** que trabalha com sinais contínuos, uma vez que a tensão do barramento é cc, por isso se emprega nele um controlador do tipo PI; e dois reguladores que operam com sinais alternados, contendo a componente fundamental de frequência mais as componentes harmônicas. Por isso, em **R_i** e **R_v** serão empregados controladores de dupla sequência (JACOBINA *et al.*, 2000), que atuam nas componentes senoidais de sequência positiva e negativa e podem garantir erro nulo para a componente de frequência sintonizada.

A função de transferência do controlador de dupla sequência é dado na Equação (3.31) (OLIVEIRA, 2001). Nela a variável $\xi(s)^s$ representa o sinal de erro, que é a entrada do controlador, no referencial estacionário, $Y(s)$ é a saída do controlador, as constantes k_a , k_b e k_c são os ganhos do controlador e w_s é frequência da rede. Este controlador é obtido a partir da transposição de um controlador PI do referencial síncrono para o estacionário e devido a isso (OLIVEIRA, 2001) recomenda que os valores dos ganhos devem ser $k_a = k_p$, $k_b = k_i$ e k_c variando no intervalo entre 0 e $k_p w_e^2$

$$\frac{Y(s)^s}{\xi(s)^s} = G_c = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{s^2 + w_s^2} \quad (3.31)$$

A resposta no domínio do tempo da função de transferência G_c é dada por:

$$\frac{dx_a^s}{dt} = x_b^s + k_b \xi^s \quad (3.32)$$

$$\frac{dx_b^s}{dt} = -w_s^2 x_a^s + k'_c \xi^s \quad (3.33)$$

$$y^{*s} = x_a^s + k_a \xi^s \quad (3.34)$$

onde $k'_c = k_c - w_s^2 k_a$.

Aplicando um segurador de ordem zero chega-se a equação discreta do controlador dada em:

$$x_a^s(t+h) = \cos(w_s h) x_a^s(t) + \frac{\text{sen}(w_s h)}{w_s} x_b^s(t) + \left(\frac{k_b \text{sen}(w_s h)}{w_s} + \frac{1 - \cos(w_s h)}{w_s^2} k'_c \right) \xi^s(t) \quad (3.35)$$

$$x_b^s(t+h) = -w_s \text{sen}(w_s h) x_a^s(t) + \cos(w_s h) x_b^s(t) + \left((\cos(w_s h) - 1) k_b + \frac{\text{sen}(w_s h)}{w_s} k'_c \right) \xi^s(t) \quad (3.36)$$

$$y^{*s}(t) = x_a^s(t) + k_a \xi^s(t) \quad (3.37)$$

Como tanto a corrente da fonte i_{gabc} quanto a tensão na carga v_{labc} devem estar livres de componentes harmônicas, para melhorar a resposta do filtro, se faz necessário a adição de mais controladores para atuarem mais especificamente em cada componente harmônica, tornando o controle mais seletivo (RIBEIRO *et al.*, 2004), (ASIMINOAEI *et al.*, 2006a), e assim as malhas de controle da corrente e da tensão irão ficar da forma mostrada na Figura 3.17

Na Figura 3.17(a) o bloco $\mathbf{G}_{I_g V_h}$ representa a função de transferência entre a corrente da fonte de alimentação e a tensão de saída do filtro paralelo. Ela é obtida mediante o modelo de circuito da Figura 3.2, aplicando um curto-circuito nas fontes de tensão E_g e V_s , e abrindo a carga. Desse modo, o circuito se resume ao mostrado na Figura 3.18(a), e assim:

$$\begin{aligned} I_g(z_g + z'_s/n^2 + z_h) &= V_h \\ \frac{I_g}{V_h} &= \frac{1}{z_g + z'_s/n^2 + z_h} = G_{I_g V_h} \end{aligned} \quad (3.38)$$

A impedância z'_s é a equivalente do paralelo entre a $z_s = r_s + sL_s$ e $z_{cs} = 1/sC_s$. Desse modo:

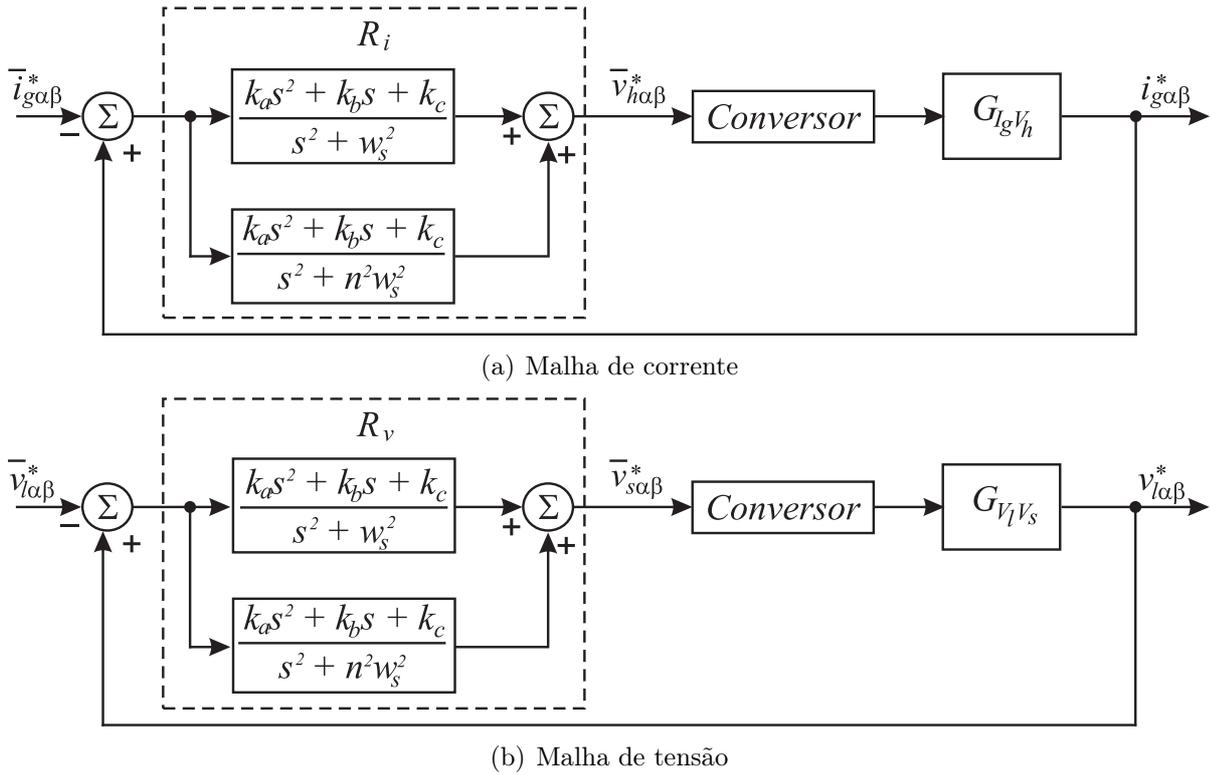


Figura 3.17 – Detalhe dos controladores de corrente e tensão para o filtro universal padrão.

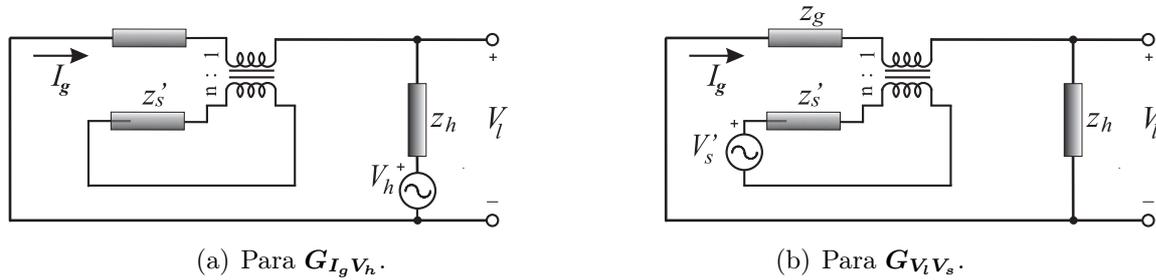


Figura 3.18 – Circuitos simplificados do filtro universal evidenciando as funções de transferência.

$$z'_s = \frac{\frac{1}{sC_s}(r_s + sL_s)}{\frac{1}{sC_s} + (r_s + sL_s)}$$

$$z'_s = \frac{r_s + sL_s}{s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1} \tag{3.39}$$

Assim a função de transferência $G_{I_g V_h}$ resulta em:

$$\begin{aligned}
G_{I_g V_h} &= -\frac{1}{r_g + sL_g + \frac{r_s + sL_s}{(s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1)n^2} + r_h + sL_h} \\
G_{I_g V_h} &= -\frac{(s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1)n^2}{(r_g + r_h + sL_g + sL_h)(s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1)n^2 + r_s + sL_s} \\
G_{I_g V_h} &= -\frac{s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \tag{3.40}
\end{aligned}$$

$$a_3 = C_s (L_s L_g + L_s L_h)$$

$$a_2 = C_s (r_h L_s + r_g L_s + L_h r_s + L_g r_s)$$

$$a_1 = r_g C_s r_s + r_h C_s r_s + L_g + L_h + \frac{L_s}{n^2}$$

$$a_0 = r_h + r_g + \frac{r_s}{n^2}$$

A função de transferência entre a tensão da carga $V_l(s)$ e a tensão do filtro série V_s é desenvolvida por meio do circuito da Figura 3.18(b), onde:

$$V_s' = \frac{1}{s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1} V_s(s) \tag{3.41}$$

Sendo assim, a tensão da carga em função da tensão do conversor série é encontrada a partir de:

$$\begin{aligned}
\frac{V_l}{V_s'} &= -\frac{1}{n} \frac{z_h}{z_g + z_s' + z_h} \\
&= -\frac{1}{n} \frac{r_h + sL_h}{r_g + sL_g + \frac{r_s + sL_s}{s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1} \frac{1}{n^2} + r_h + sL_h}
\end{aligned}$$

substituindo (3.41):

$$\frac{V_l}{V_s} = -\frac{1}{n} \frac{r_h + sL_h}{r_g + sL_g + \frac{r_s + sL_s}{s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1} \frac{1}{n^2} + r_h + sL_h} \frac{1}{s^2 C_s L_s + s C_s r_s + 1}$$

por último:

$$G_{V_l V_s} = -\frac{(r_s + sL_h)/n}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \tag{3.42}$$

Como se percebe nos circuitos das Figuras 3.18(a) e (b) a corrente I_g também sofre influência do filtro série, bem como a tensão da carga V_l sofre influência da tensão do

filtro paralelo. Essas características não serão incluídas no projeto dos controladores, pois implicaria em considerar mais duas funções de transferência, aumentando a complexidade do projeto. Elas serão consideradas como perturbações a serem compensadas pelo controlador. Desse modo, a tensão do filtro série será considerada pelo controle do filtro paralelo como sendo uma perturbação e vice-versa. A simulação dinâmica do filtro universal, em capítulo seguinte, mostra que essa simplificação permite resultados satisfatórios.

3.3.3 Modulação em largura de pulso - PWM

Aqui será demonstrada a estratégia adotada para calcular a modulação em largura de pulsos, ou simplesmente estratégia PWM. O intuito é determinar o tempo em que cada chave deve ficar fechada ou aberta para que o conversor consiga impor as tensões de referência v_{ha}^* , v_{hb}^* , v_{hc}^* , v_{sa}^* , v_{sb}^* e v_{sc}^* , geradas pelos controladores \mathbf{R}_i e \mathbf{R}_v .

Tensão de pólo é a tensão entre o ponto central de cada braço e o ponto central do barramento '0', sendo assim, as tensões de pólo de referência, obtidas a partir do conversor na Figura 3.1, são dadas por:

$$v_{ha0}^* = v_{ha}^* + v_{m0}^* \quad (3.43)$$

$$v_{hb0}^* = v_{hb}^* + v_{m0}^* \quad (3.44)$$

$$v_{hc0}^* = v_{hc}^* + v_{m0}^* \quad (3.45)$$

$$v_{sa0}^* = v_{sa}^* + v_{n0}^* \quad (3.46)$$

$$v_{sb0}^* = v_{sb}^* + v_{n0}^* \quad (3.47)$$

$$v_{sc0}^* = v_{sc}^* + v_{n0}^* \quad (3.48)$$

As tensões v_{m0}^* e v_{n0}^* são determinadas seguindo os critérios apresentados em (JACOBINA *et al.*, 2001), nesse artigo os autores descrevem um método de equivalência entre a modulação vetorial e a modulação escalar, que será aplicado aqui. Nesse método será imposto que $v_{m0}^* = v_{n0}^*$, e v_{n0}^* é calculada por:

$$v_{n0}^* = E_d \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^*. \quad (3.49)$$

Onde $v_{\max}^* = \max V$ e $v_{\min}^* = \min V$ e $V = \{v_{ha}^*, v_{hb}^*, v_{hc}^*, v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}^*\}$, ressaltando que V está limitado ao intervalo $[-E_d, +E_d]$ que é tensão do barramento cc .

A variável μ é o fator de distribuição que assume valores no intervalo $[0, 1]$, pois é definido como sendo:

$$\mu = t_{oi}/t_o \quad (3.50)$$

Este fator divide o tempo de roda livre t_o entre o início ($t_{oi} = \mu t_o$) e o fim ($t_{oe} = (1 - \mu)t_o$) do período de chaveamento. O valor de μ influencia na taxa de distorção harmônica do conversor. Para o filtro universal e demais estruturas será utilizado o valor de $\mu = 0,5$.

Uma vez calculada a tensão v_{n0}^* por meio de (3.49) e as tensões de pólo através de (3.43)–(3.48), determina-se o tempo τ em que cada chave ficará fechada por meio de:

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_d} v_{j0}^* \quad \text{para } j = h_a, h_b, h_c, s_a, s_b \text{ e } s_c \quad (3.51)$$

onde T é o período de chaveamento do conversor

3.4 Conclusões

No esquema de funcionamento proposto para o filtro universal, podem ser compensadas as componentes harmônicas da corrente da carga e da tensão da fonte, bem como afundamentos e sobretensões da componente fundamental da tensão da fonte e a energia reativa da carga. Nessa estratégia de compensação fica evidenciado que há um grau de liberdade na estrutura e esse grau de liberdade é tomado na forma da fase da tensão da carga θ_{v_l} , pois permite uma fácil interpretação das curvas.

A análise em regime permanente foi de fundamental importância para a verificação do comportamento do filtro frente as alterações da fase da tensão da carga θ_{v_l} , apesar de ter sido empregada apenas para a componente fundamental de frequência. Nas curvas levantadas ficou claro que há uma variação bastante considerável nas amplitudes das correntes e das tensões em função de θ_{v_l} , e dessa forma, a análise apresentada é imprescindível para fazer a escolha adequada do valor de θ_{v_l} em que o filtro irá operar.

A análise em regime permanente foi apresentada de forma geral, para explicar sua aplicabilidade, ela foi utilizada para determinação de θ_{v_l} que implicasse nas menores perdas de chaveamento do conversor. Foi demonstrado que o melhor valor para θ_{v_l} encontra-se no intervalo onde se verifica a condição $V_h \geq V_s$, pois fora desse intervalo o crescimento da

tensão do filtro série V_s é muito maior do que a redução das correntes de ambos os filtros I_s e I_h . Assim, a tensão do barramento cc é determinada pela tensão do filtro paralelo V_h .

Pode-se concluir que a análise de regime permanente é de grande valia no projeto de filtros ativos de potência, de tal modo que seu emprego deve ser largamente utilizado.

Capítulo 4

Filtro Ativo Universal com Número Reduzido de Componentes

4.1 Introdução

Neste capítulo será investigada outra possibilidade de implementação do filtro universal trifásico, empregando um conversor de cinco braços em vez do conversor padrão que utiliza seis braços, tal como visto no capítulo 3. O emprego de conversores ca/cc , cc/ca e $ca/cc/ca$ com um número reduzido de chaves semicondutoras, trouxe uma significativa melhoria no rendimento e custo dos conversores (RIBEIRO *et al.*, 1996), (JACOBINA *et al.*, 2001), (JACOBINA *et al.*, 2006), em operações com a mesma frequência. De certo modo, o comportamento do filtro universal utilizando o conversor de cinco braços já foi analisado em (JACOBINA *et al.*, 2005), no entanto, nesse trabalho, não foi realizada análise em regime permanente nem foi realizada a estimativa de perdas no conversor, com o intuito de comparação com a estrutura padrão.

Nesse capítulo se verificará a viabilidade desse tipo de implementação, no que diz respeito a redução das perdas de chaveamento, aproveitamento da tensão de barramento cc e taxa de distorção harmônica. A estrutura analisada é apresentada na Figura 4.1.

Utilizando-se apenas dez chaves para a implementação dos dois conversores série e paralelo, há de imediato uma redução no custo. Contudo, o aproveitamento da tensão do barramento cc compartilhado é prejudicado pois, como se observa na Figura 4.1, $v_{s30} = v_{h30} = v_{30}$. A corrente no braço compartilhado pode ser maior, dependendo da fase das correntes i_{sc} e i_{hc} .

O modelo monofásico dessa estrutura tem o mesmo comportamento em regime permanente do modelo monofásico do filtro ativo universal com doze chaves, já que o tipo

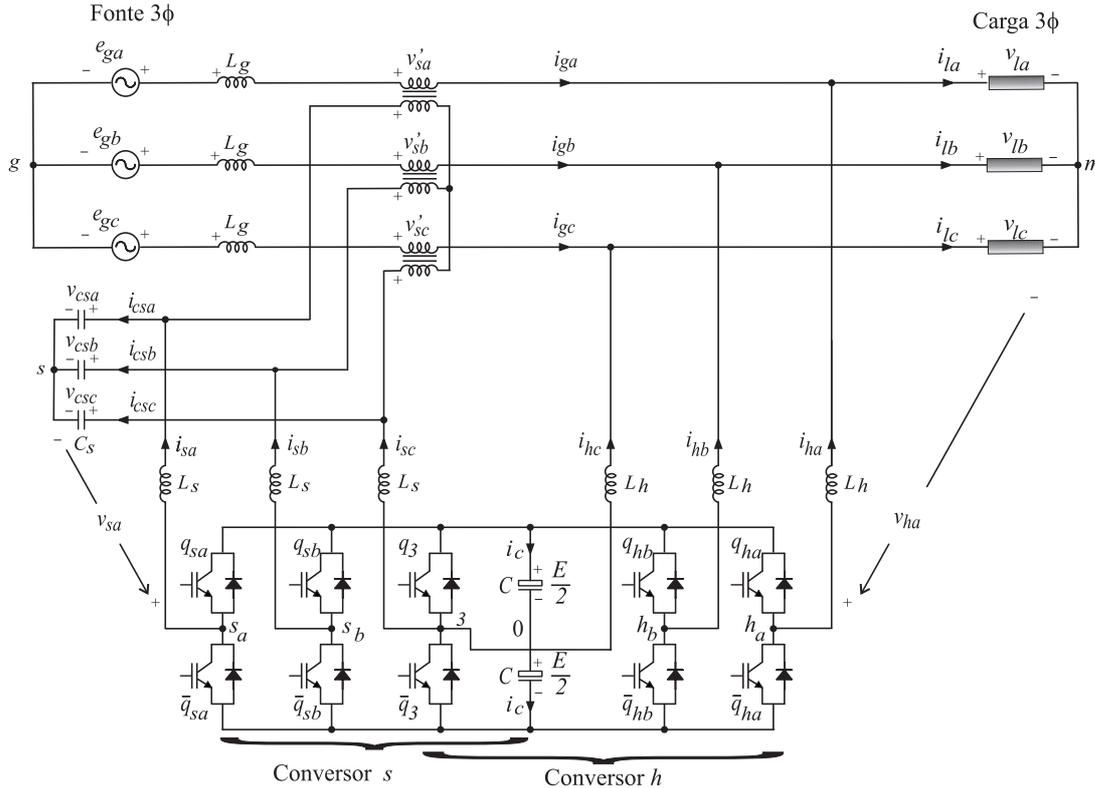


Figura 4.1 – Filtro ativo universal com cinco braços.

de conversor não é levado em consideração na modelagem e utiliza-se apenas uma fonte de tensão ideal para representar as tensões fornecidas pelos conversores. Desse modo, utiliza-se o mesmo equacionamento para a análise em regime permanente desenvolvida para o filtro universal padrão.

4.2 Análise do aproveitamento da tensão do barramento cc

O conversor de cinco braços com compartilhamento de um dos braços para a conversão $ca/cc/ca$, devidamente apresentado na literatura em (JACOBINA *et al.*, 2001) e posteriormente em (JACOBINA *et al.*, 2006), permite a implementação de até quatro formas de controle PWM, em cada uma delas o aproveitamento de tensão do barramento cc é diferente.

Tensão constante no braço compartilhado (PWM escalar) Nesse tipo de operação é possível fazer um controle independente para cada conversor ('s' conversor série e 'h' conversor paralelo), ele é realizado impondo-se $v_{30} = 0$. Dessa forma, num sistema de tensão balanceado, as amplitudes de tensão V_s e V_h ficam restritas aos limites descritos nas Equações (4.1) e (4.2).

$$V_s < \frac{E}{2\sqrt{3}} \quad (4.1)$$

$$V_h < \frac{E}{2\sqrt{3}} \quad (4.2)$$

Tensão variável no braço compartilhado (PWM escalar) Nesse controle a tensão no braço compartilhado é dada pela Equação (4.3), que conseqüentemente resulta numa dependência entre as tensões v_{s0} e v_{m0} .

$$v_{30} = v_{sc} + v_{s0} = v_{hc} + v_{m0} \quad (4.3)$$

Esse método é sub-dividido em dois: um utiliza o cálculo do fator de distribuição local e o outro utiliza o fator de distribuição global (JACOBINA *et al.*, 2001).

Tensão variável no braço compartilhado (PWM vetorial) Nesse caso a modulação vetorial pode ser utilizada para a determinação dos sinais de gatilhamento das chaves. Esse método é semelhante ao anterior no que diz respeito ao aproveitamento da tensão, a diferença principal é na forma de implementação dos sinais de gatilho.

De forma comparativa, o primeiro método é o mais simples de ser implementado, porém não permite a otimização do conversor. Todos os demais métodos permitem a mudança na utilização da capacidade de tensão do barramento, porém, apenas os do fator de distribuição local e vetorial permitem uma melhoria no THD, individualmente para cada conversor.

Excetuando-se o primeiro caso, as amplitudes das tensões V_s e V_h , nos demais, ficam restritas aos limites descritos nas equações seguintes.

$$V_s \leq (1 - k) \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (4.4)$$

$$V_h \leq k \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (4.5)$$

onde k é definido no intervalo $0 \leq k \leq 1$.

Dessa forma, pode-se manipular a distribuição de tensão do barramento *cc* de acordo com a necessidade de cada conversor. No caso do filtro ativo universal, a tensão que é necessária para o conversor série é, em muitos, casos, inferior a tensão do conversor paralelo.

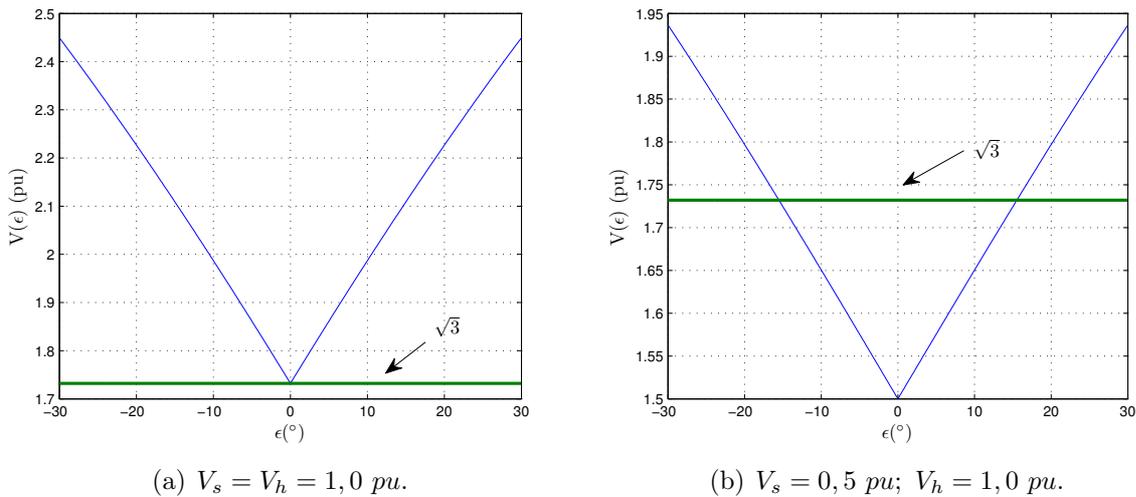
4.2.1 Sincronização das tensões dos conversores

Um aproveitamento maior da tensão do barramento cc ocorre quando as referências das tensões trifásicas para os conversores s e h operam com mesma frequência e fase, nessa situação o conversor de cinco braços terá o mesmo aproveitamento da tensão de barramento que o conversor de seis braços (JACOBINA *et al.*, 2006), conforme mostrado na Equação (4.6).

$$V(\varepsilon) = \sqrt{3V_g^2 + 3V_l^2 + 6V_lV_g \cos(120^\circ - |\varepsilon|)} \quad (4.6)$$

A tensão E do barramento cc , deverá ser maior ou igual à $V(\varepsilon)$, para o perfeito funcionamento do conversor. A variável ε representa a defasagem entre as duas tensões. Se for colocado $\varepsilon = 0^\circ$ em (4.6), resultará em $V(0^\circ) = \sqrt{3}$, ou seja, a tensão do barramento cc do conversor de cinco braços é igual ao de seis braços ($= E/\sqrt{3}$). Isso significa que V_s e V_h poderão assumir um valor maior simultaneamente.

A vantagem de se utilizar o sincronismo entre v_{sabc} e v_{habc} é bastante clara já que a principal desvantagem, que é o aproveitamento da tensão de barramento cc , é eliminada sem haver prejuízo das vantagens próprias do conversor de cinco braços (redução de perdas, custo, redução de DHT). Na Figura 4.2(a) é mostrado o comportamento de $V(\varepsilon)$, para $V_s = V_h = 1,0 pu$, e pode-se observar que o menor valor é $V(0^\circ) = \sqrt{3}$.



(a) $V_s = V_h = 1,0 pu$.

(b) $V_s = 0,5 pu$; $V_h = 1,0 pu$.

Figura 4.2 – Tensão mínima do barramento cc em função de ε .

Contudo, nem toda aplicação do conversor de cinco braços possibilita que seja feito esse sincronismo. Como exemplo o acionamento de motores em frequências distintas da

rede de alimentação, para o controle de velocidade. No emprego desse conversor como filtro ativo universal, investiga-se as situações em que o sincronismo ocorre em função do grau de liberdade da fase da tensão da carga θ_{vl} , otimizando a eficiência do conversor.

A priori, o sincronismo só poderá ocorrer na componente fundamental, já que a compensação harmônica da tensão não tem compromisso direto com a compensação harmônica da corrente. Contudo, como a componente fundamental demanda um grande valor de tensão, este sincronismo não deixa de ser vantajoso. Além do mais, como a tensão requerida pelo conversor ‘s’ é menor do que a requerida pelo conversor ‘h’, existe uma faixa de ε em que o conversor de cinco braços pode operar dentro do limite de tensão $V(\varepsilon) \leq \sqrt{3}$, conforme pode ser visto na Figura 4.2(b).

A verificação dos locais de operação em que o filtro universal pode operar com sincronismo das tensões v_{sabc} e v_{habc} será realizada mediante análise de regime permanente.

4.3 Análise em regime permanente

Fazendo uso da análise do comportamento em regime permanente é possível averiguar a ocorrência de sincronismo entre as tensões do conversor em função de θ_{vl} , nestas regiões o conversor tem melhor desempenho. Como mencionado anteriormente, a análise em regime permanente do filtro com cinco braços tem o mesmo modelo monofásico e as mesmas condições de operação do filtro com seis braços, descrito na seção 3.2. Assim, as mesmas equações serão utilizadas, adotando-se um novo foco, que é o sincronismo entre as tensões dos conversores série e paralelo.

Na Figura 4.3 é exibido o modelo monofásico para análise, juntamente com as Equações (4.7)–(4.10) que são idênticas às equações obtidas para a estrutura padrão. A Equação (4.12) é a solução desse sistemas de equações.

$$\mathbf{E}_g - (r_g + jx_g)\mathbf{I}_g - \mathbf{V}'_s - \mathbf{V}_l = 0 \quad (4.7)$$

$$\mathbf{V}_s - (r_s + jx_s)\mathbf{I}_s - n\mathbf{V}'_s = 0 \quad (4.8)$$

$$\mathbf{V}_h - (r_h + jx_h)\mathbf{I}_h - \mathbf{V}_l = 0 \quad (4.9)$$

$$\mathbf{I}_s + \frac{\mathbf{I}_g}{n} - njy_{cs}\mathbf{V}'_s = 0 \quad (4.10)$$

$$(4.11)$$

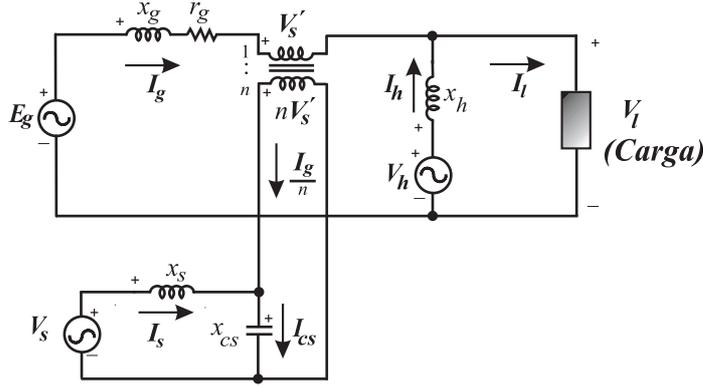


Figura 4.3 – Modelo monofásico do filtro ativo universal.

$$(r_s k_1 + r_h + r_g) I_g^2 + (r_s k_2 - 2r_h I_{ld} - E_g \cos(\theta_{i_g})) I_g - r_s k_3 + P_{\text{conv}} - P_{\text{carga}} - r_h I_l^2 = 0 \quad (4.12)$$

A simulação será realizada em *p.u.*, utilizando os parâmetros mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Valores utilizados na simulação em regime permanente do filtro universal de cinco braços.

Parâmetro	valor (pu)	Descrição
E_g	1,00	Tensão de alimentação regulada
S_l	1,00	funcionamento em plena carga
P_l	0,80	Carga com fator de potência de 0,8 indutivo
P_s	-0,05	5 % de perda
P_h	-0,05	5 % de perda
n	1,00	$n > 1$ reduz a corrente, $n < 1$ reduz a tensão do conversor série
r_g	0,01	Resistência da fonte de alimentação
x_g	0,01	Reatância indutiva da fonte de alimentação
r_s	0,01	Resistência interna do conversor série
x_s	0,10	Reatância indutiva do conversor série
x_{cs}	1,00	Reatância capacitiva do conversor série
r_h	0,01	Resistência interna do conversor paralelo
x_h	0,10	Reatância indutiva do conversor paralelo

Como dito anteriormente, a defasagem entre as tensões V_h e V_s ($\varepsilon = \theta_{v_s} - \theta_{v_h}$) é importante para o aproveitamento da tensão do barramento *cc*. Desse modo, a simulação de regime permanente terá o foco concentrado na verificação de como se comporta essa defasagem ε . Vale lembrar que não é possível impor as fases de V_h e V_s , pois estão

acopladas aos requisitos de compensação da resolução de regime permanente, logo, é possível existir casos em que não haverá a possibilidade de sincronização.

4.3.1 Comportamento variando-se x_s

Na Figura 4.4(a) é mostrado o comportamento da defasagem entre V_h e V_s (representada por ε), nela se observa que o sincronismo só pode ser obtido se for aumentado o valor de x_s , o que implica que a indutância conectada ao conversor série deve ser elevada. Observa-se também que ocorre uma mudança no valor de θ_{vl} onde $\varepsilon = 0^\circ$ (sincronismo), a medida que x_s varia. Observa-se que para $x_s = 0,3 pu$, $\varepsilon = 0^\circ$ em $\theta_{vl} \approx -20^\circ$ e para $x_s = 0,5 pu$, $\varepsilon = 0^\circ$ em $\theta_{vl} \approx -40^\circ$.

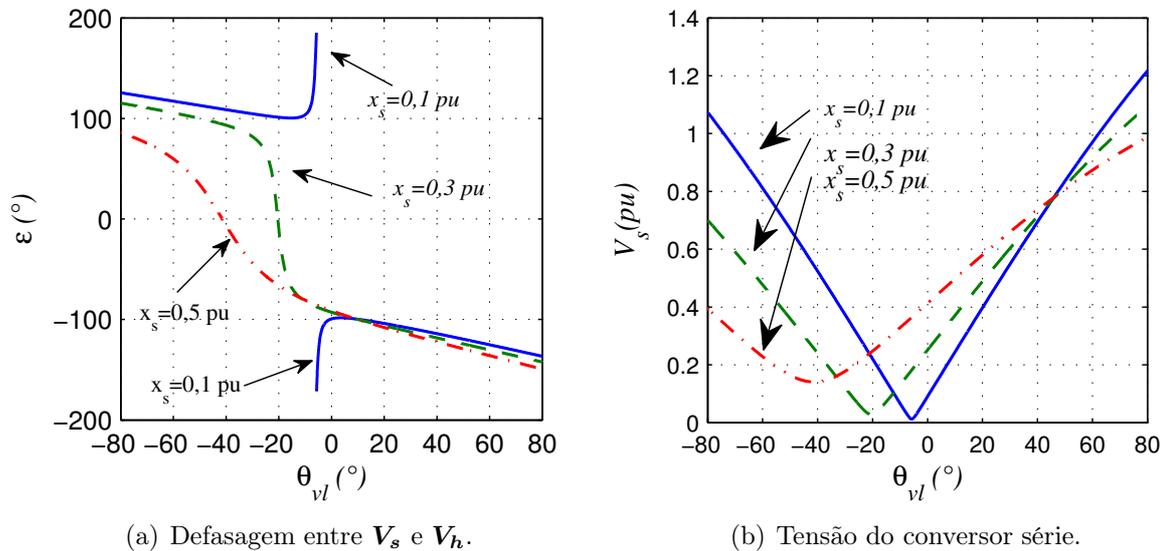


Figura 4.4 – Defasagem entre V_h e V_s e amplitude V_s em função de θ_{vl} para vários valores de x_s .

O valor mínimo da amplitude da tensão do conversor série também é deslocado em função de x_s , conforme está mostrado na Figura 4.4(b), e essa mudança ocorre na mesma direção. Observa-se que para $x_s = 0,3 pu$, V_s é mínimo em $\theta_{vl} \approx -20^\circ$ e para $x_s = 0,5 pu$ V_s é mínimo em $\theta_{vl} \approx -40^\circ$. Logo, não há prejuízo em se aumentar o valor de x_s visando obter $\varepsilon = 0^\circ$, contudo, o aumento de x_s implica no aumento do valor V_s , e desloca acentuadamente o ponto de operação do filtro universal (valor de θ_{vl}) para o semieixo negativo de θ_{vl} , o que é ruim para a corrente no conversor paralelo. Pode-se observar na Figura 4.5 que a amplitude da corrente I_h é maior justamente onde V_s é menor. Dessa forma, conclui-se que o aumento de x_s é limitado até o ponto em que o compromisso entre

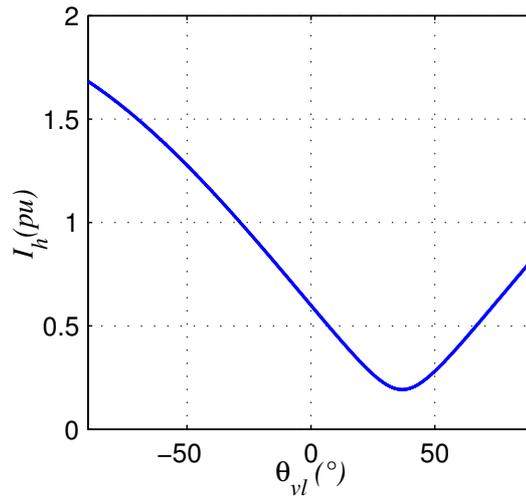


Figura 4.5 – Corrente do conversor paralelo I_h em função de θ_{vl} no filtro universal de cinco braços (I_h não se alterou em função de x_s).

V_s , ε e I_h seja satisfatório.

4.3.2 Comportamento variando-se x_{cs}

Na seção anterior foi visto que para $x_s > 0,1$, a variação de ε foi mais suave, logo, o comportamento do filtro universal frente à variação, agora, de x_{cs} foi feita utilizando $x_s = 0,3 pu$ (simulações preliminares mostraram melhores resultados com esse valor).

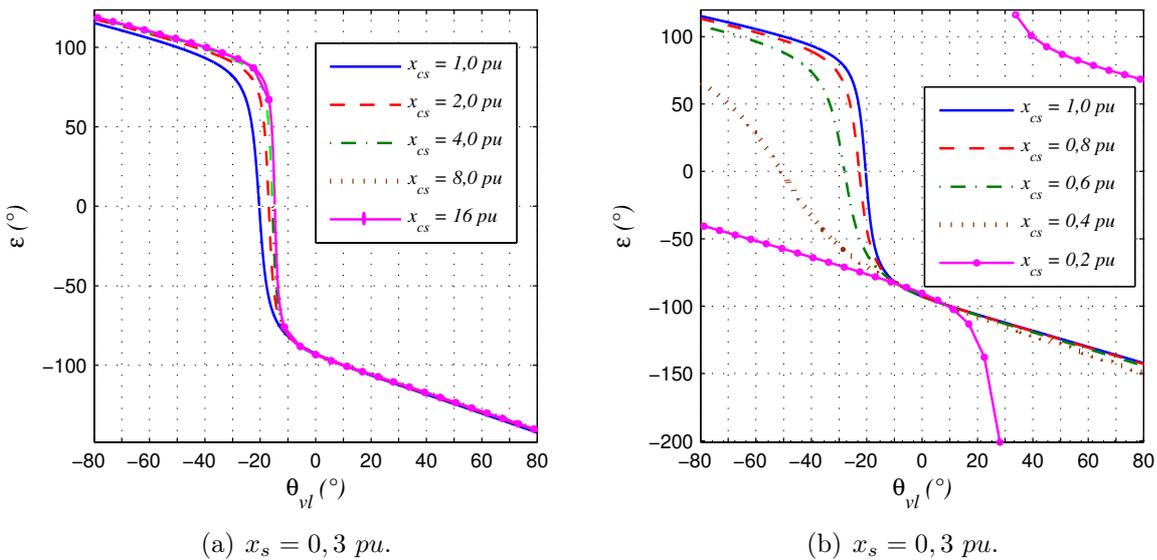


Figura 4.6 – Defasagem ε em função de θ_{vl} para vários valores de x_{cs} .

Na Figura 4.6(a) é apresentado o comportamento de ε quando x_{cs} é aumentado acima de $1,0 pu$, nota-se que a variação é bastante sutil em relação a x_{cs} . Fato que não se

repete quando x_{cs} é reduzido abaixo de $1,0 pu$, como mostrado na Figura 4.6(b). Nessa, ε apresentou-se numa curva mais suave para $x_{cs} = 0,4 pu$, o que é bom para o sincronismo já que ε está menos sensível à θ_{vl} . Contudo, na mesma figura se observa que em $x_{cs} = 0,2 pu$ não há possibilidade de sincronismo já que em nenhum momento $\varepsilon(\theta_{vl})$ é zero. Por meio das Figuras 4.6(a) e (b) percebe-se que o aumento da capacitância auxilia o sincronismo até um certo valor (no caso até $x_{cs} = 0,4 pu$), a partir daí o sincronismo pode ser inviabilizado.

Nas Figuras 4.7(a) e (b) são apresentadas as curvas da amplitude V_s em função de θ_{vl} e x_{cs} . Observa-se que aumentado-se x_{cs} a amplitude V_s não sofre uma alteração considerável em relação à θ_{vl} . O valor mínimo de V_s ocorre praticamente no mesmo ângulo ($\theta_{vl} \approx -20^\circ$).

Quando se diminui x_{cs} , o valor de θ_{vl} para o qual V_s é mínimo varia consideravelmente. No entanto, comparando-se a Figura 4.7(b) com a Figura 4.6(b) percebe-se novamente que a fase θ_{vl} onde V_s é mínimo é aproximadamente a mesma onde $\varepsilon = 0^\circ$.

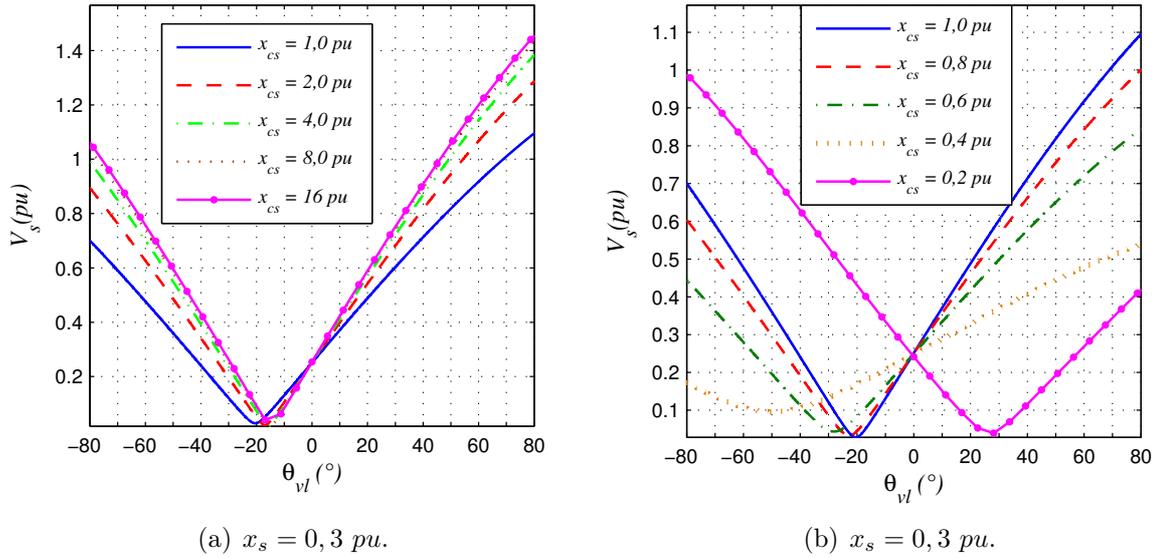


Figura 4.7 – Amplitude V_s em função de θ_{vl} para vários valores de x_{cs} .

4.3.3 Comportamento variando-se E_g

Para este tipo de estrutura não é interessante a regulação de tensão da carga para variações grandes de E_g , como analisado na estrutura de seis braços, pois seria necessário um barramento bem maior. Dessa forma, serão avaliados afundamentos e sobretensões em torno de 20 %. Na Figura 4.8(a) é mostrada a defasagem ε entre os conversores. Como se observa, não é possível haver sincronismo durante o afundamento de tensão (para os

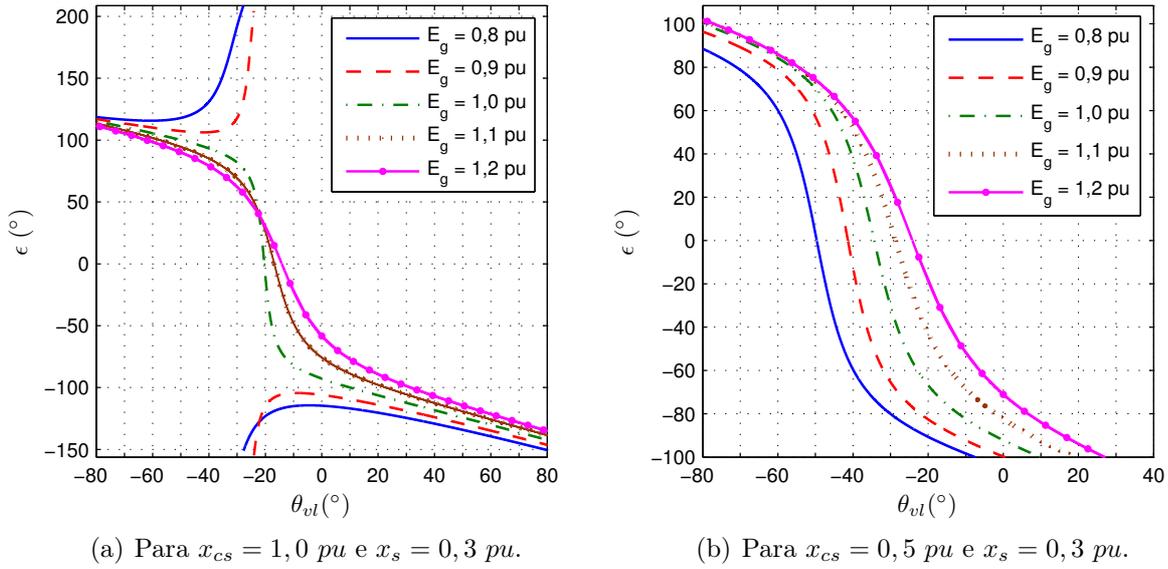


Figura 4.8 – Defasagem ϵ em função de θ_{vl} para vários valores de E_g .

parâmetros utilizados na Tabela 4.1, sendo $x_s = 0,3 pu$), contudo, é possível contornar essa situação. Após várias simulações, verificou-se que através da redução de x_{cs} (o que implica em aumentar o capacitor de filtro), ocorre o cruzamento de ϵ pelo eixo 0° . Na Figura 4.8(b) é possível verificar que há um valor de θ_{vl} , para cada valor de E_g , onde ocorre o sincronismo, tais curvas foram obtidas quando se fez $x_{cs} = 0,5 pu$.

A redução de x_{cs} apesar de possibilitar o sincronismo, não evitou que a diferença entre o ponto de sincronismo para $E_g = 0,8 pu$ ficasse distante do ponto de sincronismo para $E_g = 1,2 pu$. Os valores obtidos foram $\theta_{vl} \approx -50^\circ$ e $\theta_{vl} \approx -25^\circ$ respectivamente.

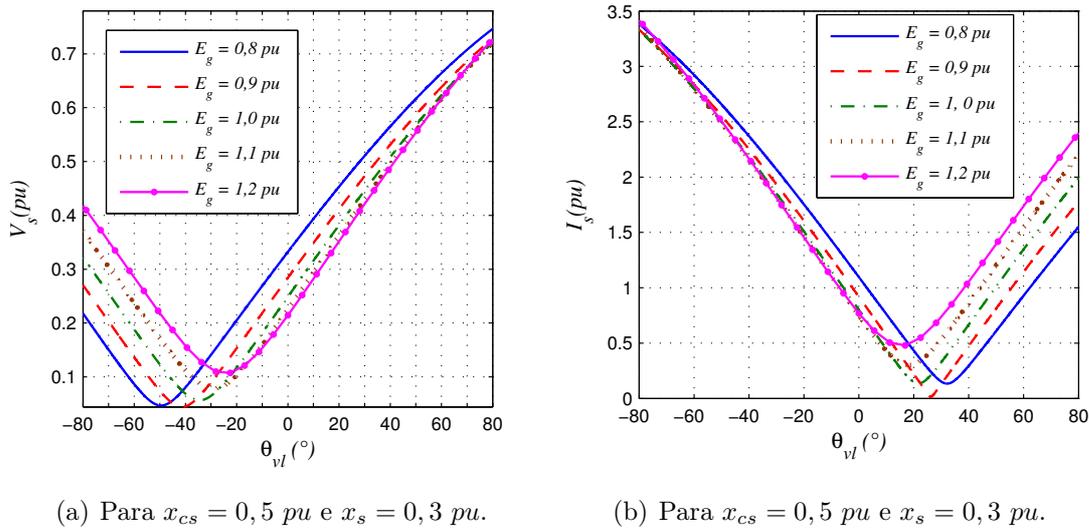


Figura 4.9 – Amplitude V_s e I_s em função de θ_{vl} para vários valores de E_g .

Desse modo, é necessário modificar o ângulo de operação θ_{vl} do filtro universal durante

o funcionamento, assim uma estratégia de controle para tal deve ser implementada, ou pode-se limitar o percentual de afundamento e sobretensão a ser compensado ou ainda permitir apenas a correção de harmônicos de tensão.

As variações em E_g tem grande impacto em V_s , como se observa na Figura 4.9(a). Nela fica evidente que o valor de θ_{vl} para que V_s seja mínimo, é diferente para cada valor de E_g . Comparando as Figuras 4.8(b) e 4.9(a), nota-se que o sincronismo ocorre numa fase θ_{vl} próxima à que corresponderá em um V_s mínimo.

Na Figura 4.9(b) se observa que o valor da corrente I_s estará acima de $1,5 pu$ se θ_{vl} escolhido for próximo de -20° . De outro modo, pode-se afirmar que a melhoria no aproveitamento da tensão do barramento cc se dará com um alto custo na corrente do conversor série e também na corrente do conversor paralelo, conforme mostrado na Figura 4.10.

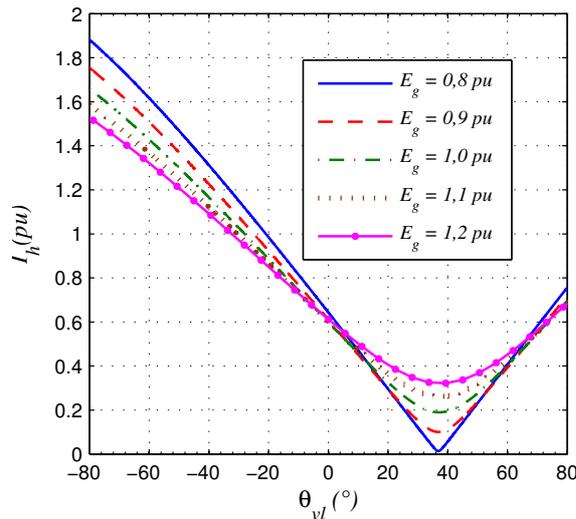
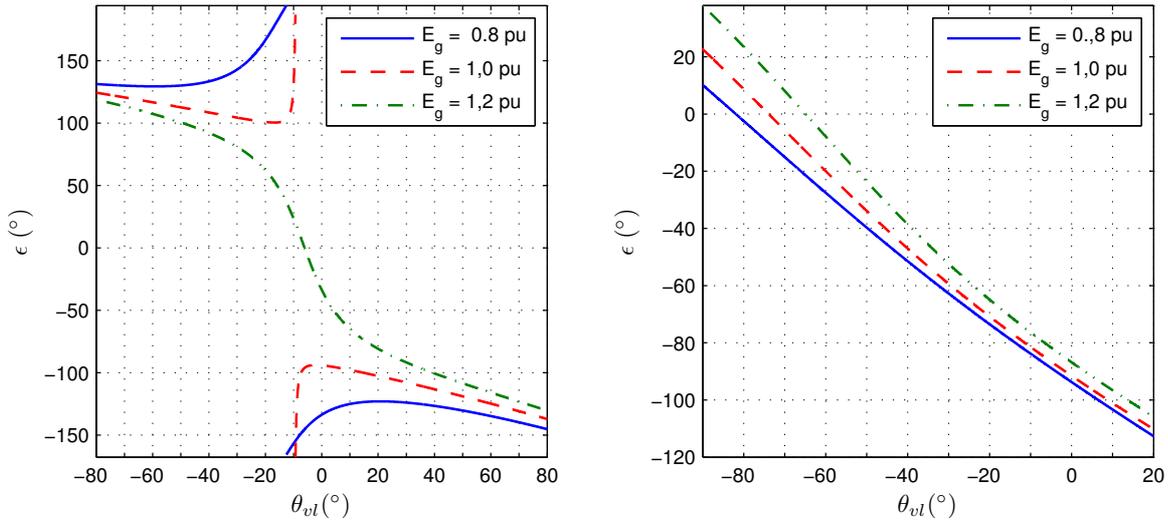


Figura 4.10 – Amplitude I_h em função de θ_{vl} para vários valores de E_g .

4.3.4 Comportamento variando-se n

A relação de espiras do transformador n é um recurso utilizado para redução de corrente ou tensão no conversor série. Utilizando-se $n > 1$ ocorre a redução de corrente e com $n < 1$ a de tensão. No entanto, como aqui se busca o sincronismo entre as tensões V_s e V_h , a utilização de $n \neq 1$ acarreta em algumas restrições, conforme se observa nas Figuras 4.11(a) e (b).

Através dessas figuras se observa que a utilização de $n > 1$ impede que haja o sincro-



(a) Com $n = 2$, $x_{cs} = 0,5 pu$ e $x_s = 0,3 pu$. (b) Com $n = 0,5$, $x_{cs} = 0,5 pu$, $x_s = 0,3 pu$.

Figura 4.11 – Variação ε em função de θ_{v_l} para vários valores de E_g e $n \neq 1$.

nismo mesmo quando a fonte E_g está operando normalmente, e quando se utiliza $n < 1$, favorecendo a tensão em contrapartida da corrente, se observa que é possível haver o sincronismo (Figura 4.11(b)), porém muito mais distante de $\theta_{v_l} = 0^\circ$ o que acarretará em correntes mais elevadas, o que aumentará as perdas no conversor.

Esse comportamento de ε em função de n acarreta numa considerável desvantagem em comparação com o filtro de seis braços, referente as perdas no conversor, pois para o filtro de seis braços é possível empregar $n > 1$, resultando em I_s menor. Aqui o recomendado é utilizar $n \leq 1$ para poder preservar o critério de sincronismo, útil na regulação de tensão da carga.

4.3.5 Variação de carga

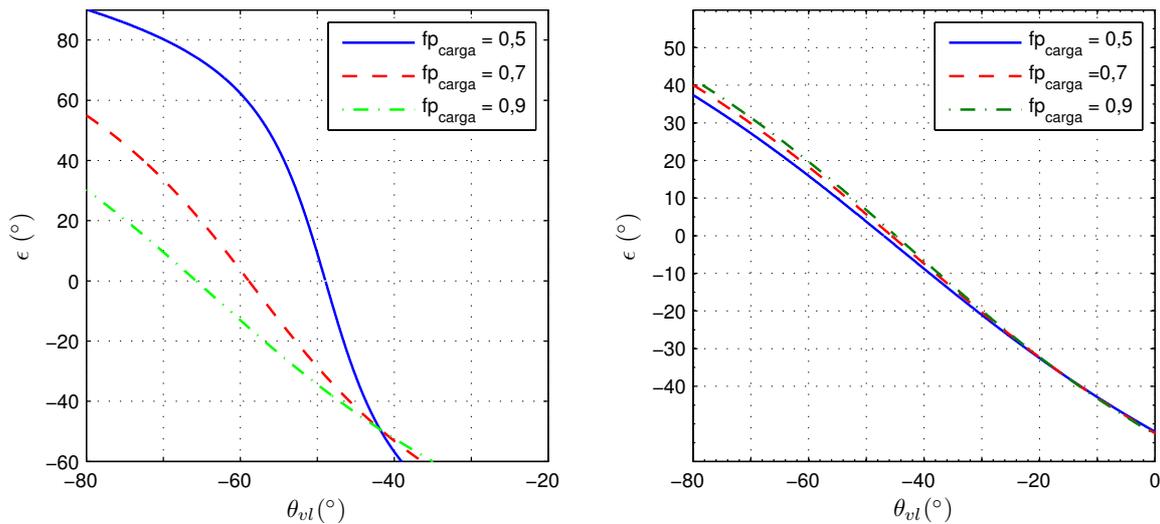
A variação na carga ocorre basicamente através de quatro formas:

1. $P_{\text{carga}} = \text{constante}$, $Q_{\text{carga}} = \text{variável}$: Nessa situação a corrente I_g pouco se altera, e o fator de potência da carga se modifica de acordo com a mudança em Q_{carga} .
2. $P_{\text{carga}} = \text{variável}$, $Q_{\text{carga}} = \text{constante}$: Nessa situação a corrente I_g varia seguindo a variação de P_{carga} , e da mesma forma o fator de potência da carga também se altera.
3. $P_{\text{carga}} = \text{variável}$, $Q_{\text{carga}} = \text{variável}$: Nessa situação tanto o fator de potência da carga quanto a corrente I_g se alteram fortemente.

4. $f_{p_{\text{carga}}} = \text{constante}$: Nessa situação a potência aparente S_{carga} é modificada, logo P_{carga} e Q_{carga} também se modificam obedecendo o fator de potência, e ocorre variação na corrente I_g .

A variação de carga é mais importante de ser analisada quando essa implica numa considerável mudança na corrente I_g , já que a tensão do conversor série tem um termo dependente de I_g . Assim, das quatro formas de variação da carga mostradas, a primeira não apresentará uma modificação significativa.

Durante as simulações observou-se que para $E_g = 0,8 \text{ pu}$ e baixos fatores de potência da carga, não havia sincronismo, dessa forma, optou-se em aumentar o valor de x_s para $0,4 \text{ pu}$ para contornar esse problema. Na Figura 4.12(a) é apresentado o comportamento quando se varia o fator de potência mantendo-se $S_l = 1,0 \text{ pu}$, e na Figura 4.12(b) mantém-se constante a potência ativa da carga $P_l = 0,8 \text{ pu}$ e varia-se o fator de potência.



(a) Com $S_l = 1,0 \text{ pu}$, $x_{cs} = 0,5 \text{ pu}$.

(b) Com $P_l = 0,8 \text{ pu}$, $x_{cs} = 0,5 \text{ pu}$.

Figura 4.12 – Variação ϵ em função de θ_{vl} para vários valores de $f_{p_{\text{carga}}}$ e $E_g = 0,8 \text{ pu}$.

Comparando-se estas duas figuras fica claro que a carga tem forte influência no sincronismo das tensões, em todos os casos em que houve mudança significativa de I_g , o valor da fase θ_{vl} , correspondente ao sincronismo, foi alterado significativamente. Se houver variação de carga mantendo-se a potência ativa constante (baixa variação em I_g), não há variação significativa de θ_{vl} correspondente ao sincronismo.

Variação de carga mantendo-se constante a potência ativa ocorre apenas quando se chaveia bancos de capacitores ou indutores, o que não é tão comum em ambientes industriais. Consequentemente, variações acentuadas de cargas não são permitidas para o

bom funcionamento, a menos que se altere juntamente com a carga, o valor de θ_{v_i} em que o filtro irá operar, através de uma estratégia de controle adequada, ou a tensão do barramento cc deverá ser aumentada obrigatoriamente.

4.4 Sistema de controle

O sistema de controle empregado para o filtro universal de cinco braços é idêntico ao utilizado para o conversor de seis braços, apresentado na seção 3.3 na página 63. A diferença está na modulação em largura de pulso, devido ao compartilhamento do braço 3 do conversor.

Sendo as tensões de fase de referência para o filtro universal v_{sabc}^* e v_{habc}^* , no conversor de seis braços as tensões de pólo de referência são:

$$v_{sa0}^* = v_{sa}^* + v_{s0}^* \quad (4.13)$$

$$v_{sb0}^* = v_{sb}^* + v_{s0}^* \quad (4.14)$$

$$v_{sc0}^* = v_{sc}^* + v_{s0}^* \quad (4.15)$$

$$v_{ha0}^* = v_{ha}^* + v_{m0}^* \quad (4.16)$$

$$v_{hb0}^* = v_{hb}^* + v_{m0}^* \quad (4.17)$$

$$v_{hc0}^* = v_{hc}^* + v_{m0}^* \quad (4.18)$$

O compartilhamento de um braço faz com que $v_{s30}^* = v_{h30}^* = v_{30}^*$ e assim:

$$v_{m0}^* = v_{sh}^* + v_{s0}^* \quad (4.19)$$

Substituindo (4.19) em (4.16)–(4.17) resulta em:

$$v_{sa0}^* = v_{sa}^* + v_{s0}^* \quad (4.20)$$

$$v_{sb0}^* = v_{sb}^* + v_{s0}^* \quad (4.21)$$

$$v_{30}^* = v_{sc}^* + v_{s0}^* \quad (4.22)$$

$$v_{ha0}^* = v_{ha}^* + v_{sh}^* + v_{s0}^* \quad (4.23)$$

$$v_{hb0}^* = v_{hb}^* + v_{sh}^* + v_{s0}^* \quad (4.24)$$

Com essas cinco equações para a geração dos cinco pulsos para os braços, tal como apresentado para o conversor de seis braços.

4.5 Conclusão

Foi apresentado um estudo do comportamento em regime permanente do filtro ativo universal com conversor de cinco braços. A utilização desse conversor foi inicialmente proposta para a conversão ca/ca (JACOBINA *et al.*, 2006), objetivando a redução dos custos de implementação em comparação ao conversor de seis braços. Verifica-se que é possível operar, em certos casos, com a mesma tensão do barramento cc do conversor de seis braços.

Contudo, o emprego desse conversor para a implementação do filtro ativo universal, apesar de possível, apresentou restrições significativas, já que nem sempre é possível sincronizar a tensão dos conversores série e paralelo, e quando foi possível sincronizar as tensões, as correntes ficaram maiores do que as encontradas no conversor de seis braços, assim, a regulação da tensão da carga não trará benefícios consideráveis.

Entretanto, se numa dada aplicação não for necessário que o filtro universal regule a tensão da carga, ou seja, se for exigido que o filtro série compense apenas os harmônicos de tensão, o conversor de cinco braços poderá ser utilizado (JACOBINA *et al.*, 2005), e nessa situação não é necessário o sincronismo, uma vez que a tensão que deve ser fornecida pelo filtro série é menor do que a do filtro paralelo .

Capítulo 5

Filtro Ativo Universal com Dois Barramentos cc

5.1 Introdução

Para a configuração padrão do filtro universal (barramento cc compartilhado) verificou-se que existe, na maioria das situações analisadas, uma diferença considerável nas tensões a serem impostas pelos conversores série e paralelo, o que implica que a tensão no barramento cc será maior do que o necessário para um dos conversores.

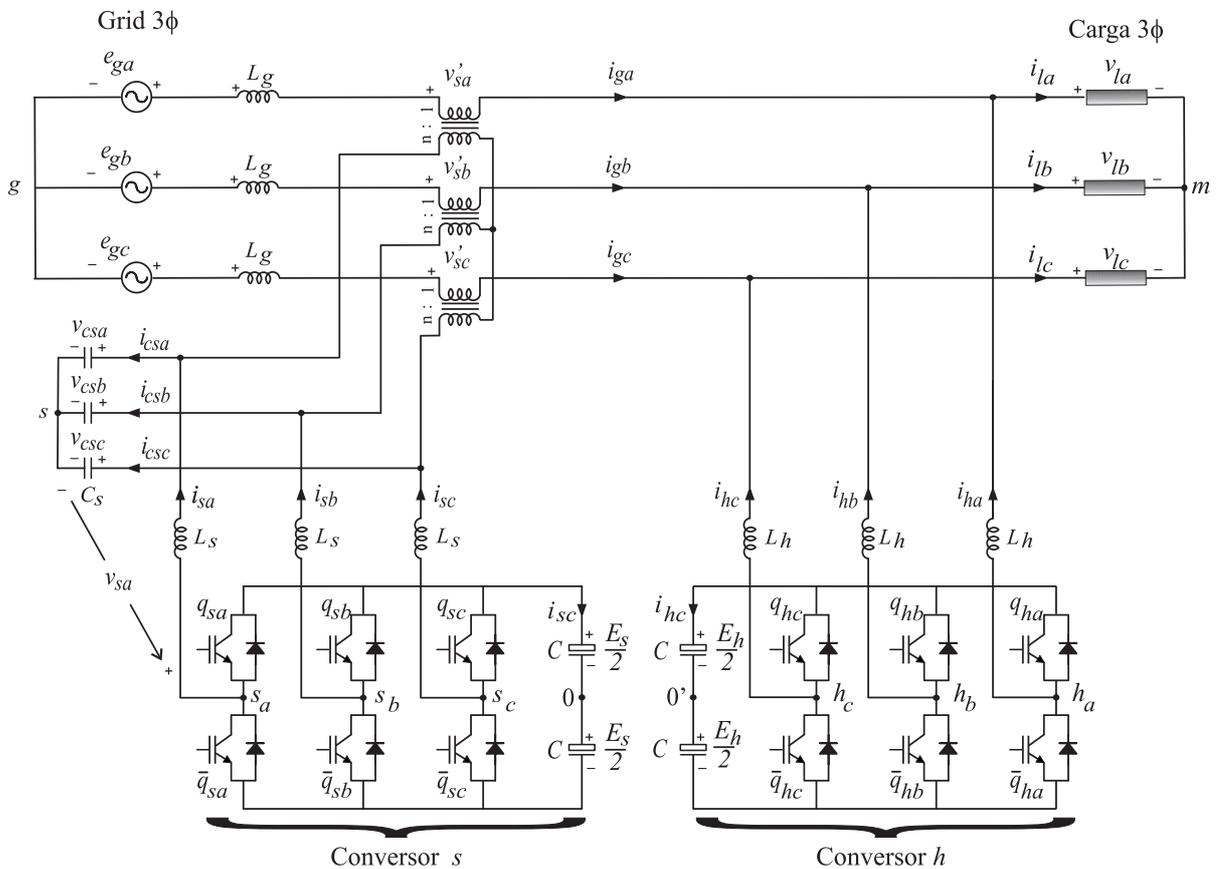


Figura 5.1 – Filtro universal série-paralelo com dois barramentos cc .

Uma forma encontrada para solucionar esse problema é empregar dois barramentos *cc*, um para cada conversor, melhorando a escolha das chaves, reduzindo as perdas, reduzindo a taxa de distorção harmônica e eliminando o caminho de circulação de corrente entre os conversores.

Na estrutura apresentada na Figura 5.1, observa-se o emprego de dois barramentos *cc* um para cada conversor. Essa estrutura será chamada de filtro universal série-paralelo, pois nela o conversor série é colocado junto à fonte de alimentação.

Outra forma possível de implementação é inverter a posição dos filtros, tal como está mostrado na Figura 5.12 (ver na página 103), nessa estrutura o filtro série é transposto para junto da carga, ficando o filtro paralelo junto à fonte de alimentação.

Essas duas formas de implementação do filtro ativo universal, com dois barramentos *cc*, são estudadas nesse capítulo em regime permanente. Serão apresentadas as vantagens e limitações de operação de cada uma.

5.2 Análise em regime permanente do filtro universal série-paralelo

Sendo o sistema considerado a três fios, a corrente de sequência zero é nula, logo pode-se simplificar as duas estruturas trifásicas num circuito monofásico, para assim poder avaliar o comportamento em regime permanente. Será realizada a avaliação primeiramente da estrutura série-paralelo (Figura 5.1) e na seção 5.3 será realizado o estudo sobre a estrutura paralelo-série (Figura 5.12).

A estrutura apresentada na Figura 5.1 é resumida no circuito monofásico apresentado na Figura 5.2, que é idêntico ao da estrutura padrão, onde o barramento *cc* é compartilhado (ver Figura 3.2 na página 48).

Contudo, o comportamento em regime permanente da estrutura com dois barramentos, apesar de usar o mesmo modelo de circuito, é diferente da estrutura padrão, devido ao fato das condições de operação serem diferentes. Uma vez que há dois barramentos *cc* são necessários dois controladores de tensão, um para cada barramento, e desse modo perde-se o grau de liberdade que havia sobre a fase θ_{vl} na estrutura padrão.

As equações em regime permanente são resolvidas de modo que a corrente da fonte é calculada e em seguida a fase da tensão da carga.

As equações de regime permanente (5.1)–(5.3) são obtidas a partir do balanço de

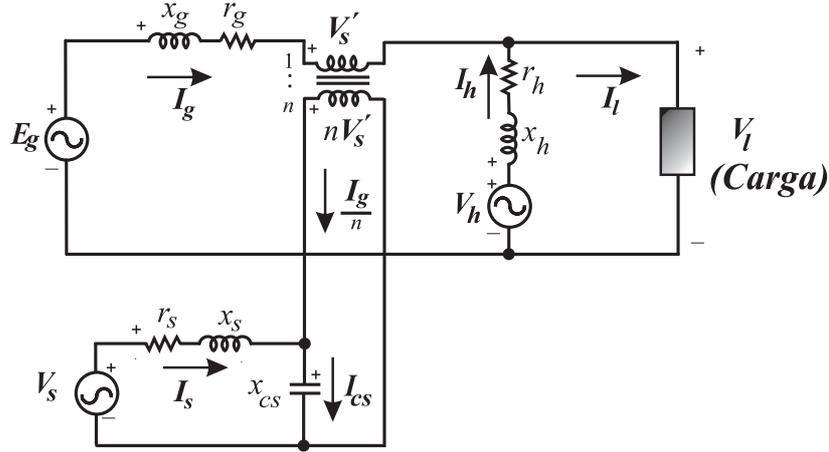


Figura 5.2 – Modelo do filtro universal com dois barramentos *cc*.

potência realizado no modelo da Figura 5.2. Nessas equações, os elementos resistivos das indutâncias de filtragem dos conversores série e paralelo foram desprezadas (r_s e r_h), pois de modo contrário, a solução do sistema recairia em equações não-lineares.

$$E_g I_g \cos(\theta_{ig}) + P_s + P_h - r_g I_g^2 - P_{carga} = 0 \quad (5.1)$$

$$r_g I_g^2 - E_g I_g \cos(\theta_{ig}) - P_s + V_l I_g \cos(\theta_{vl} - \theta_{ig}) = 0 \quad (5.2)$$

$$P_{carga} - P_h - V_l I_g \cos(\theta_{vl} - \theta_{ig}) = 0 \quad (5.3)$$

A Equação (5.1) é na verdade fruto da soma das Equações (5.2) e (5.3), essas por sua vez não apareceram para a estrutura padrão porque lá havia a condição $P_s + P_h = P_{conv}$, que tornava redundante tanto a Equação (5.2) quanto a Equação (5.3). Mas agora, uma delas deverá ser utilizada para calcular θ_{vl} , completando assim a solução de regime permanente.

Nas Equações (5.1) e (5.2) aparece o termo $\cos(\theta_{ig})$, onde θ_{ig} é a defasagem entre a tensão e_g e a corrente i_g (e_g é assumida com fase nula). Esse termo é explicitado para poder aumentar a investigação em regime permanente, para as situações em que o fator de potência imposto na fonte seja diferente da unidade.

Os parâmetros utilizados para a realização da simulação em regime permanente estão mostrados na Tabela 5.1

Tabela 5.1 – Parâmetros em *pu* utilizados para simulação em regime permanente.

Parâmetro	valor (pu)	Descrição
E_g	1,0	Fonte de tensão operando reguladamente
$\cos(\theta_{ig})$	1,0	Fator de potência da fonte
S_l	1,0	Potência aparente da carga
P_l	0,80	Carga com fator de potência de 0,8 indutivo
n	1,00	Relação de espiras do transformador.
r_g	0,01	Resistência da fonte de alimentação
x_g	0,01	Reatância indutiva da fonte de alimentação
x_s	0,1	Reatância indutiva do conversor série
x_{cs}	1,0	Reatância capacitiva do conversor série
x_h	0,1	Reatância indutiva do conversor paralelo
P_h	-0,05	Perda de 5 % no conversor paralelo
P_s	-0,05	Perda de 5 % no conversor série

5.2.1 Comportamento variando-se E_g

No capítulo sobre o filtro ativo série na seção 2.7.1 (página 34) foi mostrado o limite de operação do filtro série em função de E_g . A primeira vista, é de se esperar que essa mesma restrição apareça aqui, pois do ponto de vista do filtro série, o filtro paralelo e a carga formam em conjunto uma outra carga qualquer.

De forma simplificada, utilizando um diagrama fasorial, é possível analisar o limite de operação dessa estrutura. Na Figura 5.3(a) é apresentado o diagrama fasorial do modelo de circuito da Figura 5.2, considerando o sincronismo entre a tensão e a corrente da fonte (fasor \mathbf{E}_g e \mathbf{I}_g na mesma direção), e também a regulação da amplitude da tensão na carga em 1,0 *pu* (fasor \mathbf{V}_l). Nesse diagrama a tensão no resistor r_g foi desprezada e considerou-se a tensão do transformador v'_s como sendo a fonte de tensão ideal que representa o conversor série.

A tensão \mathbf{V}_l foi colocada adiantada em relação à \mathbf{E}_g , mas a mesma poderia ser colocada atrasada em relação à \mathbf{E}_g , e geraria assim um diagrama semelhante ao da Figura 5.3(a). Ainda no diagrama, percebe-se que a carga adotada tem o fator de potência indutivo, e como por simplicidade foi considerado que $P_h = 0$ *pu* (\mathbf{V}_l defasada em 90° de \mathbf{I}_h), a corrente \mathbf{I}_h fica, devido a lei dos nós, tal como mostrado no diagrama 5.3(a). Caso a carga

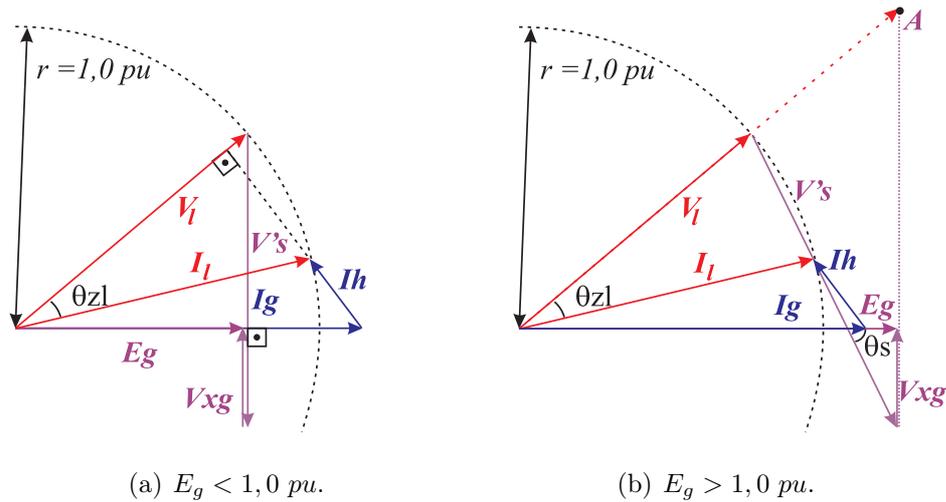


Figura 5.3 – Diagrama fasorial do filtro universal série-paralelo.

tivesse fator de potência capacitivo, I_h cresceria mantendo a mesma direção e sentido.

O diagrama da Figura 5.3(a) foi elaborado para a situação em que E_g é menor do que $1,0 pu$ e nessa situação o diagrama pôde ser perfeitamente construído considerando-se $P_s = 0 pu$ (v'_s e i_g defasadas entre si de 90°), como também pode ser construído considerando $P_s > 0$ ou $P_s < 0$. Dessa forma, a estrutura série-paralelo operando com um afundamento em E_g não causa problemas de funcionamento.

Contudo, quando se considera uma sobretensão em E_g , caso mostrado no diagrama fasorial da Figura 5.3(b), observa-se que o diagrama só pode ser completado se for considerada uma defasagem θ_s menor que 90° , o que implica que a fonte de tensão v_s está recebendo potência. Se fosse considerado que V'_s estivesse defasada de 90° de I_g , a amplitude de V_l assumiria, obrigatoriamente, um valor maior que $1,0 pu$ (atingindo o ponto A), invalidando a condição de regulação da tensão na carga. Dessa forma, na estrutura série-paralelo há restrições de operação quando a tensão de alimentação é maior do que a da carga.

O tratamento mais detalhado sobre os limites de operação do filtro universal série-paralelo, quantificando os valores de E_g mínimo e máximo em que há um correto funcionamento do filtro, é obtido pelo uso das Equações (5.1)–(5.3).

A Equação (5.1) será utilizada para determinar I_g , e θ_{vl} será determinado pela Equação (5.3), por essa ser a mais simples. Com essas duas equações determina-se os limites de operação da estrutura em função de E_g .

Como a Equação (5.1) deve possuir apenas solução no domínio \mathfrak{R}^+ , a condição seguinte deve ser assegurada:

$$\Delta = E_g^2 \cos^2(\theta_{ig}) - 4r_g(P_{\text{carga}} - P_s - P_h) \geq 0 \quad (5.4)$$

que acaba por definir o valor mínimo de E_g em que há o correto funcionamento do filtro:

$$E_{gmin} \geq \frac{2\sqrt{r_g(P_{\text{carga}} - P_s - P_h)}}{\cos(\theta_{ig})} \quad (5.5)$$

Como se percebe, o valor de E_{gmin} é pequeno, uma vez que r_g é algo em torno de 1 %, e isso significa que pode-se regular a tensão na carga para um afundamento bastante severo. Por exemplo, para os parâmetros da Tabela 5.1, o valor mínimo de E_g é de 0,167 pu.

Outro limite é determinado rearranjando a Equação (5.2), tornando-a:

$$\cos(\theta_{vl} - \theta_{ig}) = \frac{E_g I_g \cos(\theta_{ig}) - r_g I_g^2 + P_s}{V_l I_g} \quad (5.6)$$

ou seja

$$\begin{aligned} -1 &\leq \frac{E_g I_g \cos(\theta_{ig}) - r_g I_g^2 + P_s}{V_l I_g} \leq 1 \\ -1 &\leq \frac{E_g \cos(\theta_{ig}) - r_g I_g + P_s/I_g}{V_l} \leq 1 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Pela condição representada na Equação (5.7), observa-se que se for desprezada a impedância da fonte z_g e a potência consumida pelo conversor série P_s for nula, a Equação (5.7) se reduz em:

$$E_g \cos(\theta_{ig}) \leq V_l \quad (5.8)$$

Nela percebe-se que não será possível operar com $E_g > V_l$, a menos que o fator de potência da fonte deixe de ser unitário. De um modo geral:

$$E_{gmax} \leq \frac{V_l + r_g I_g - P_s/I_g}{\cos(\theta_{ig})} \quad (5.9)$$

Em resumo, o intervalo de E_g em que o filtro universal com dois barramentos pode operar é dado pela condição (5.10).

$$\frac{2\sqrt{r_g(P_{\text{carga}} - P_s - P_h)}}{\cos(\theta_{ig})} \leq E_g \leq \frac{V_l + r_g I_g - P_s/I_g}{\cos(\theta_{ig})} \quad (5.10)$$

Variando-se o valor de E_g do mínimo ao máximo permitido por (5.10), a amplitude da corrente na fonte se comportou conforme mostrado na Figura 5.4(a), e na Figura 5.4(b)

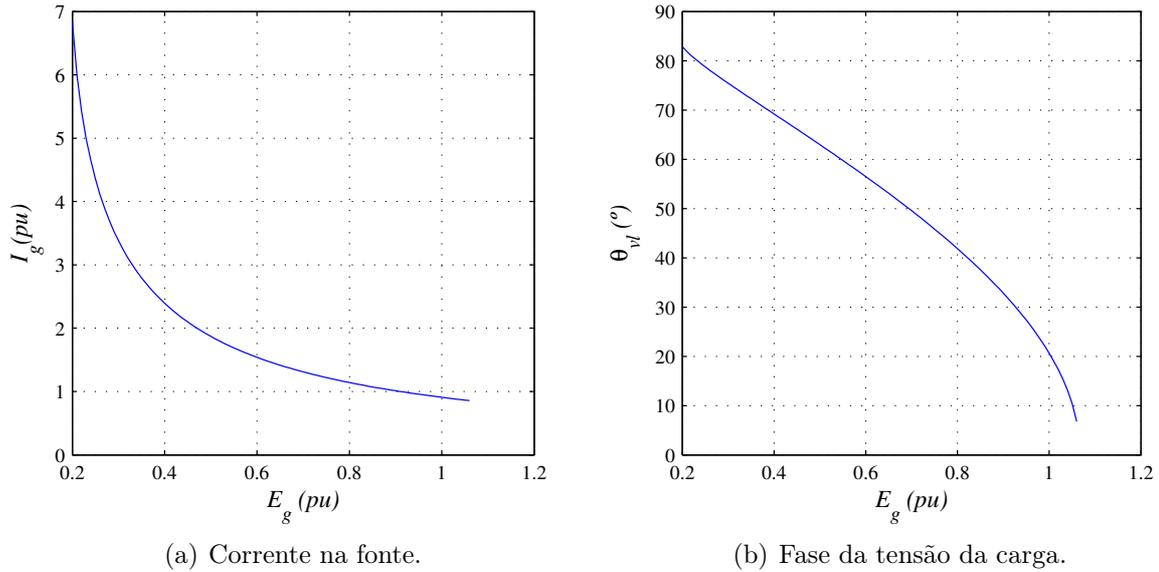


Figura 5.4 – Curva de I_g e θ_{vl} do filtro universal série-paralelo em função de E_g .

observa-se a curva de θ_{vl} em função de E_g , obedecendo os mesmos limites máximo e mínimo de operação.

Observa-se na Figura 5.4(a) que I_g diminui a medida que E_g cresce, isso ocorre devido ao fato das potências da carga e dos conversores permanecerem constantes. O valor mínimo de I_g cujo o filtro pode operar corretamente é determinado pela Equação (5.3):

$$\cos(\theta_{vl} - \theta_{ig}) = \frac{P_{carga} - P_h}{V_l I_g}$$

Desenvolvendo:

$$-1 \leq \frac{P_{carga} - P_h}{V_l I_g} \leq 1$$

Implicando em:

$$I_g \geq \frac{P_{carga} - P_h}{V_l} \tag{5.11}$$

Se o valor de I_g ficar abaixo do determinado em (5.11), implica em $\cos(\theta_{vl})$ maior do que 1, conseqüentemente resulta numa operação imprevisível do filtro. Para os parâmetros mostrados na Tabela 5.1, o menor valor de I_g é 0,85 pu o que corresponderá a um E_{gmax} de 1,06 pu.

Como o valor de E_{gmax} é pequeno, apenas 6 % para os valores utilizados, a operação dessa estrutura diante de sobretensões da fonte de alimentação será bastante restrita. Tal

comportamento é o oposto ao encontrado para o filtro série, que não ofereceu qualquer restrição de funcionamento na condição de sobretensão de E_g .

Analisando de um outro modo, um valor de E_g acima de E_{gmax} impõem um fornecimento de energia ao conversor série, pois quanto maior o valor de P_s maior será o valor de E_{gmax} , conforme determina a Equação (5.9). Logo, se no comportamento dinâmico houver uma sobretensão, a tensão no barramento *cc* do conversor série irá aumentar descontroladamente, aumentando ainda mais as perdas no conversor, até o ponto em que a potência dissipada no conversor absorva a parcela de potência fornecida pela fonte de alimentação devida à sobretensão.

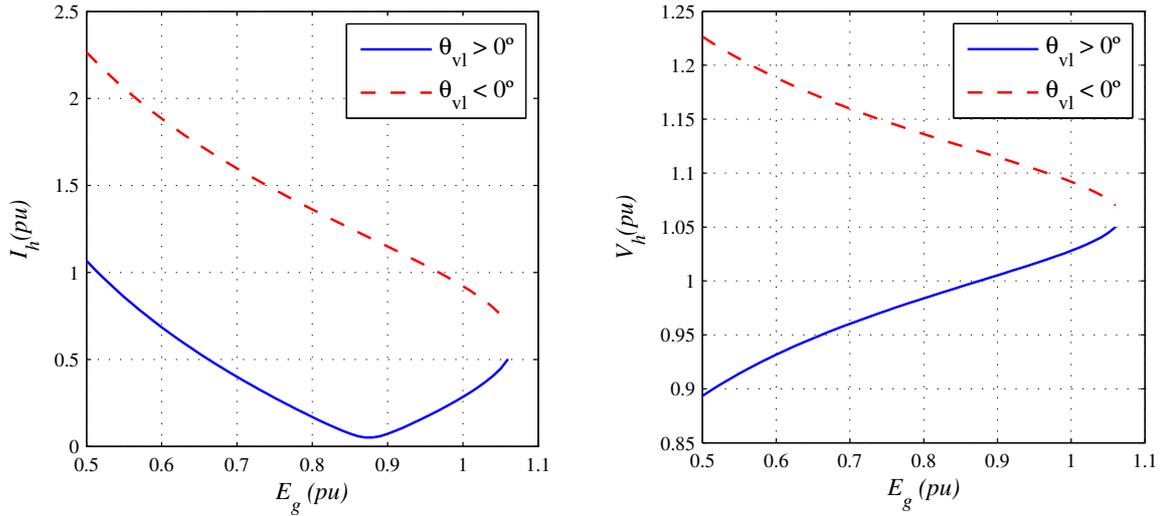
Para então poder regular a tensão na carga na ocorrência de uma sobretensão significativa, é necessário lançar mão de estratégias que dissipem a energia fornecida ao conversor série durante a sobretensão, ou não usar um fator de potência unitário na fonte ($\cos(\theta_{ig}) < 1, 0$), pois dessa forma se consegue uma ‘folga’ na compensação da sobretensão.

Por exemplo, utilizando-se um $\cos(\theta_{ig}) = 0,92$ na Equação (5.9), o valor de E_{gmax} sobe para 1,16 pu melhorando a condição de operação. Desse resultado, conclui-se que é melhor operar no limite mínimo do fator de potência permitido pela legislação (ANEEL, 2010), pois melhora a condição para a operação com sobretensão.

Continuando a análise de regime permanente, é importante observar que a Equação (5.2) ou (5.3) fornece dois possíveis valores de θ_{vl} , devido ao fato de ser calculado por meio da função cosseno. Logo é necessário avaliar para qual dos dois valores de θ_{vl} se obtém as menores correntes e tensões.

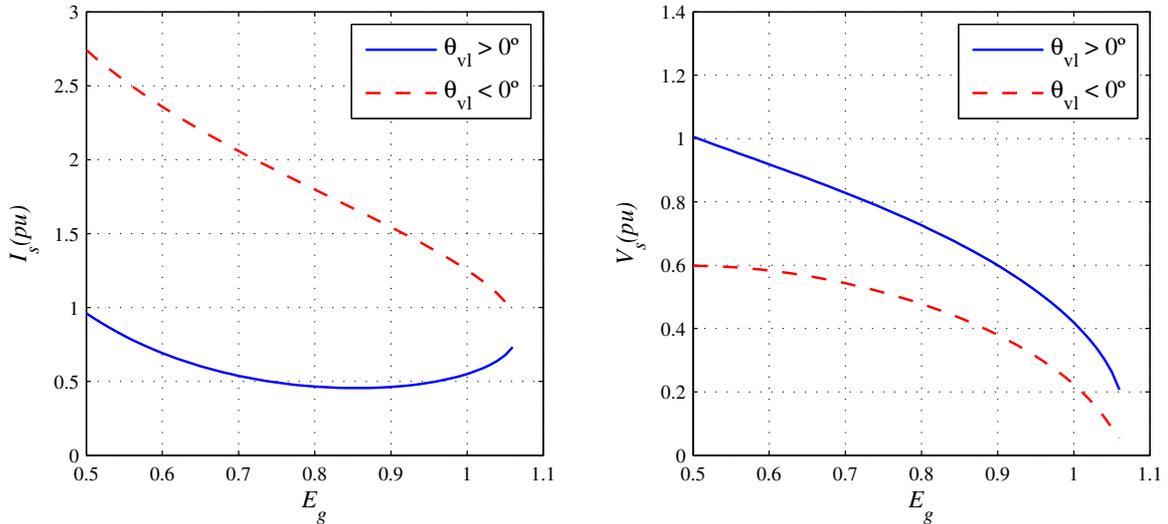
Com esse intuito, foram geradas as curvas de I_h , V_h , I_s e V_s em função de E_g para os dois valores de θ_{vl} (com os demais parâmetros dados pela Tabela 5.1). Na Figura 5.5 são mostradas as curvas de I_h e V_h , nelas se observa que utilizando θ_{vl} adiantado em relação a E_g se obtém os menores valores. Já as curvas I_s e V_s são mostradas na Figura 5.6, nessa se observa que os menores valores para I_s ocorrem para $\theta_{vl} > 0$ enquanto para V_s é o contrário.

Dessas quatro curvas, apenas a tensão V_s assumiu valores menores com $\theta_{vl} < 0^\circ$, (tal comportamento é também verificado para estrutura padrão do filtro universal estudada no capítulo anterior) e assim não há uma garantia que as perdas serão menores para $\theta_{vl} > 0^\circ$, apenas um forte indicativo que a operação do filtro é melhorada utilizando o $\theta_{vl} > 0^\circ$, tal como ocorreu para a estrutura padrão do filtro universal.



(a) Corrente no filtro paralelo. (b) Tensão no filtro paralelo.

Figura 5.5 – Curvas de I_h e V_h do filtro universal série-paralelo em função de E_g .



(a) Corrente do filtro série (b) Tensão do filtro série

Figura 5.6 – Curvas de I_s e V_s do filtro universal série-paralelo em função de E_g .

A curva da corrente I_g não sofre alteração em função de θ_{vl} já que na Equação (5.1) não aparece termo relacionado com θ_{vl} , de tal modo que não é necessário outra curva além da já mostrada na Figura 5.4(a).

5.2.2 Comportamento variando-se a carga

Inicialmente, analisa-se a variação no fator de potência da carga, encontrando-se o limite de operação para que haja solução real do sistema de Equações (5.1)–(5.3). Tal limite é encontrado a partir da Equação (5.4), que resulta em:

$$P_{\text{carga}} \leq \frac{E_g^2 \cos^2(\theta_{ig})}{4r_g} + P_s + P_h \quad (5.12)$$

ou

$$\text{fp}_{\text{carga}} \leq \frac{E_g^2 \cos^2(\theta_{ig})}{4r_g S_l} + \frac{P_s + P_h}{S_l} \quad (5.13)$$

A Equação (5.13) estabelece o maior valor que o fator de potência da carga pode assumir. Como o maior o valor que fp_{carga} pode assumir é 1, só haverá restrições de funcionamento se o segundo membro de (5.13) for menor do que 1. Para os valores tabelados, a Equação (5.13) só ficara abaixo de 1 se a tensão E_g ficar abaixo de 0,21 pu. Em outra situação, considerando $\cos(\theta_{ig}) = 0,92$ e os demais valores tabelados, o menor valor que E_g poderá assumir para manter $\text{fp}_{\text{carga}} \leq 1,0$ será $E_g = 0,23$ pu.

Logo, pode-se dizer que esse filtro operando com elevados fatores de potência da carga não sofre grandes restrições, fato esse que também é contrário ao comportamento obtido do filtro ativo série, onde se viu que cargas muito resistivas causam severos problemas de operação.

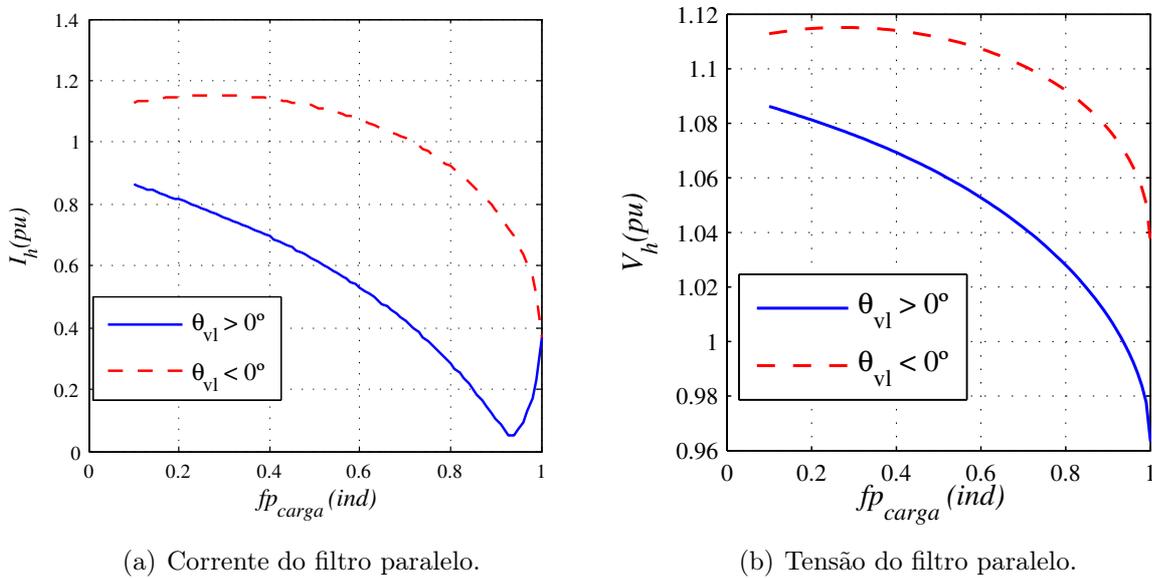


Figura 5.7 – Curvas de I_h e V_h do filtro universal série-paralelo em função de fp_{carga} .

Nas Figuras 5.7(a) e (b) são mostrados os comportamentos da corrente e da tensão do filtro paralelo respectivamente, onde se observa que os menores valores, novamente, foram obtidos para $\theta_{vl} > 0^\circ$. Percebe-se ainda que a variação em V_h é pequena, diferentemente da obtida para I_h , cujo valor variou aproximadamente do valor mínimo de 0,1 pu até o máximo de 0,9 pu. Vale lembrar que o valor mínimo de I_h ocorre no ponto em que o

valor de θ_{vl} é tal que implica no sincronismo entre a tensão da fonte e a corrente da carga $\theta_{il} = 0^\circ$.

Nas Figuras 5.8(a) e (b) são mostradas as curvas da tensão e corrente do conversor série. Observa-se que I_s é menor para $\theta_{vl} > 0^\circ$ enquanto V_s apresenta os menores valores para $\theta_{vl} < 0^\circ$, comportamento este, idêntico ao observado para variação em E_g . Como a diferença entre os valores de I_s em relação a θ_{vl} é maior do que a diferença observada para V_s , também em relação a θ_{vl} , é de se esperar que as perdas nos conversores sejam menores para $\theta_{vl} > 0^\circ$.

Os resultados até então foram úteis para verificar as possíveis restrições de operação e os valores de amplitude de tensão e corrente que são assumidos nos conversores, diante de mudanças em E_g e fp_{carga} , que em situações práticas podem ocorrer de forma imprevisível.

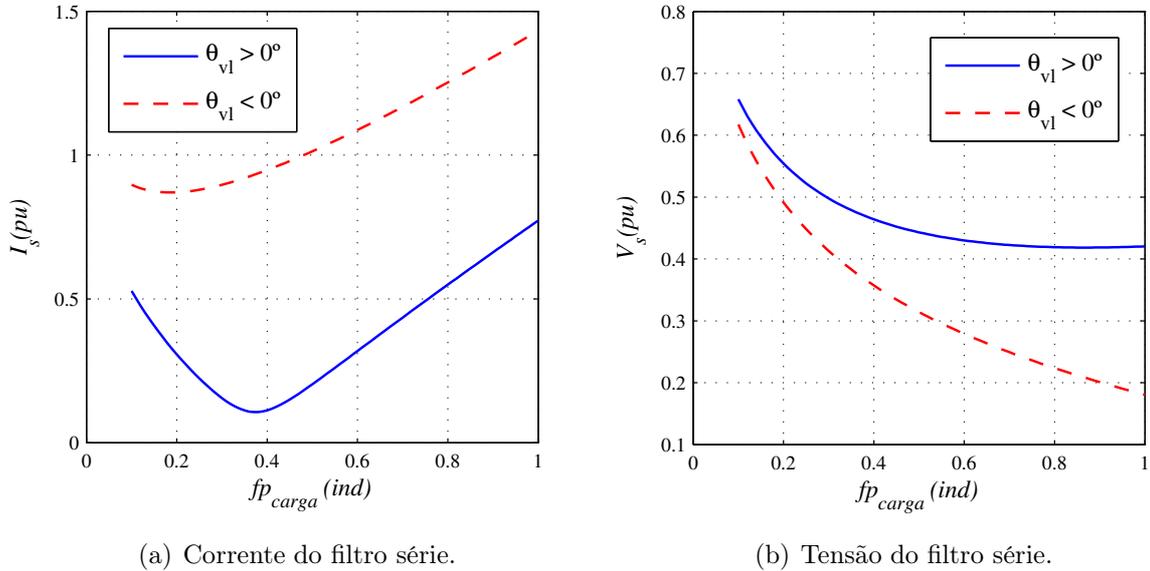


Figura 5.8 – Curvas de I_s e V_s do filtro universal série-paralelo em função de fp_{carga} .

A seção seguinte trata da verificação das mudanças sofridas pelas correntes e tensões nos conversores, e também na corrente da fonte de alimentação, em função da relação de espiras do transformador n , que é um parâmetro que permite a variação da corrente e tensão do conversor, segundo critérios desejados.

5.2.3 Comportamento variando-se n .

Analisando as Equações (5.1)–(5.3) percebe-se que a relação de espiras do transformador n não impõe qualquer restrição de funcionamento, já que não aparece nessas equações termos associados com n .

Desse modo, a verificação de alterações nas correntes e tensões do sistema em regime permanente em relação a n torna-se mais simples. Logo, nessa seção será averiguado para qual valor de n se obterá valores mais baixos de tensões e/ou correntes, reduzindo as perdas nas chaves dos conversores.

Com relação a corrente I_g , percebe-se facilmente que ela não sofrerá alterações em função de n , porque não há termo relacionado com n na Equação (5.1). Naturalmente, num sistema real I_g se alteraria para um novo valor de n , tal fato só não ocorre aqui porque as resistências tanto do conversor série quanto do paralelo foram desprezadas, já que seus valores são baixos.

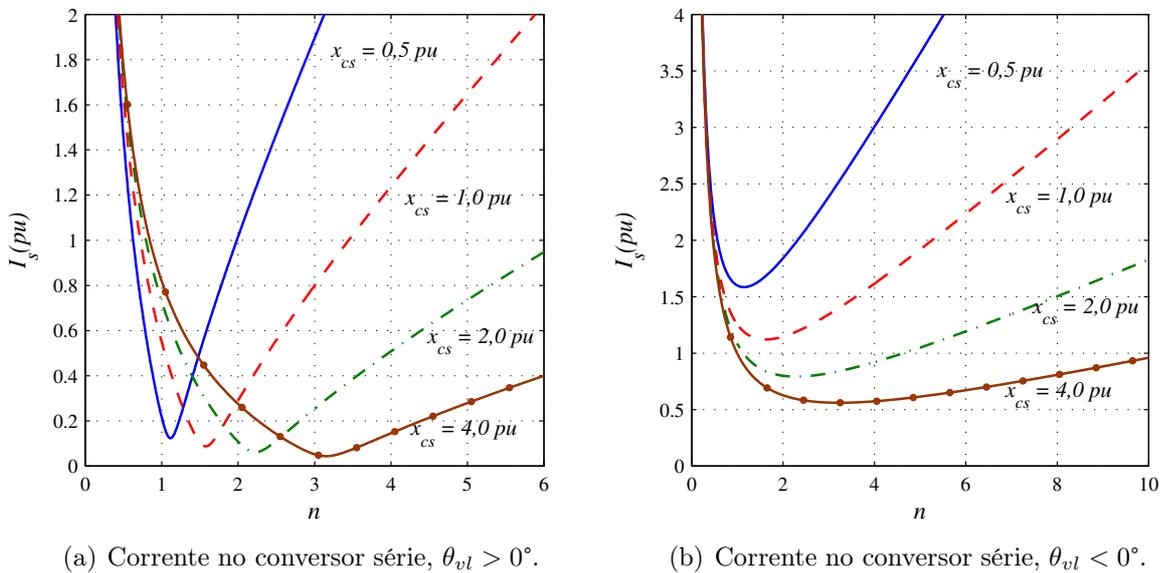


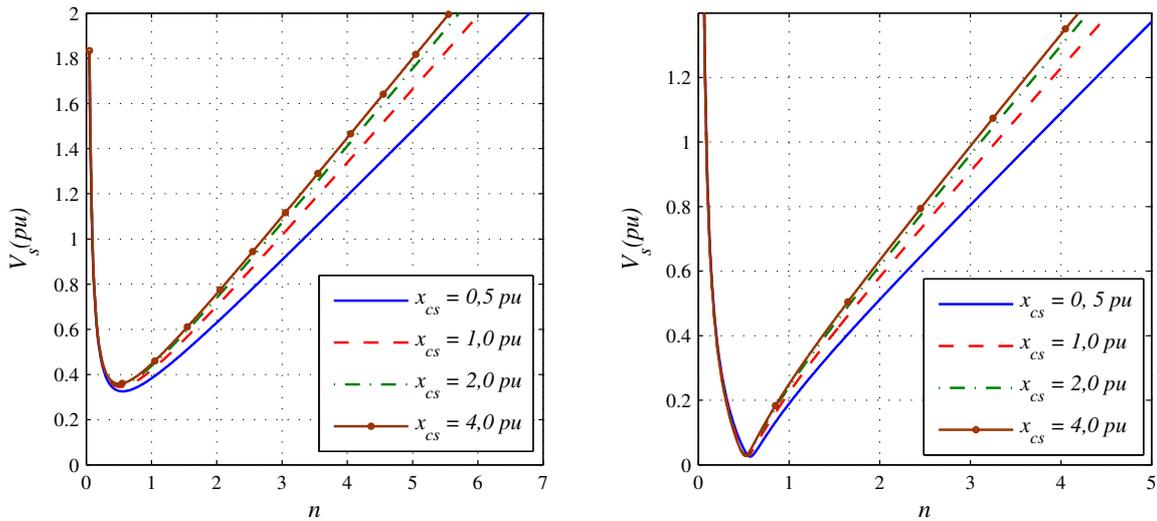
Figura 5.9 – Curva de I_s em função de n do filtro universal série-paralelo.

Como não haverá alteração em I_g também não haverá em I_h e nem V_h . Em suma, a variação em n acarretará mudanças apenas na corrente e na tensão do conversor série. Desse modo, utilizando os dados da Tabela 5.1 e modificando apenas n , foram geradas as curvas de V_s e I_s para diferentes valores de x_{cs} , x_s e para situações em que $\theta_{vl} > 0^\circ$ e $\theta_{vl} < 0^\circ$.

Analisando primeiramente a corrente I_s , foram levantadas as curvas mostradas nas Figuras 5.9(a) e (b) que tratam da variação em função de n para alguns valores de x_{cs} , para $\theta_{vl} > 0^\circ$ e $\theta_{vl} < 0^\circ$. Nelas observa-se, assim como ocorreu para a estrutura padrão, que a corrente I_s diminui até um certo valor de n , e logo em seguida começa a aumentar. Os menores valores de I_s ocorrem para $n \geq 1$, no entanto, percebe-se que há um compromisso entre o valor de x_{cs} e n que resulta em um menor valor de I_s . Por exemplo, observando a figura para $\theta_{vl} > 0^\circ$, para $x_{cs} = 2,0 pu$, I_s mínimo ocorreu em $n \approx 2$, para $x_{cs} = 4,0 pu$,

I_s foi mínimo para $n \approx 3$. Por último verifica-se que $\theta_{vl} < 0^\circ$ implica em curvas mais suaves em função de n , porém com valores absolutos bem maiores.

As curvas de V_s para os dois casos de θ_{vl} estão exibidas nas Figuras 5.10(a) e (b), nelas se percebe que os menores valores são para $n < 1$, até certo ponto, e que V_s não varia de forma significativa em função de x_{cs} . Como nos casos anteriores, V_s foi menor para $\theta_{vl} < 0^\circ$. Logo, se n fosse escolhido pensando apenas em V_s , esse valor seria em torno de 0,5 e se trabalharia com a tensão na carga atrasada em relação a fonte de alimentação.



(a) Tensão no conversor série, $\theta_{vl} > 0^\circ$.

(b) Tensão no conversor série, $\theta_{vl} < 0^\circ$.

Figura 5.10 – Curva de V_s em função de n e x_{cs} do filtro universal série-paralelo.

Os resultados apresentados demonstram que os comportamentos de I_s e V_s em função de n tem sentidos opostos, desse modo, deve-se fazer uma ponderação para se obter um melhor resultado de perdas. As curvas de I_s e V_s mostram que o mais indicado é trabalhar com n acima de 1, perdendo um pouco na tensão e ganhando em corrente, uma vez que I_s no intervalo $0 < n \leq 1$ assume valores absurdamente elevados.

Vale ressaltar que as perdas no chaveamento são mais sensíveis à corrente do que à tensão, naturalmente, o comportamento de perda varia entre cada tipo de chave empregada, de forma que o ponto até onde é viável aumentar o valor de n deverá levar em conta o tipo de chave.

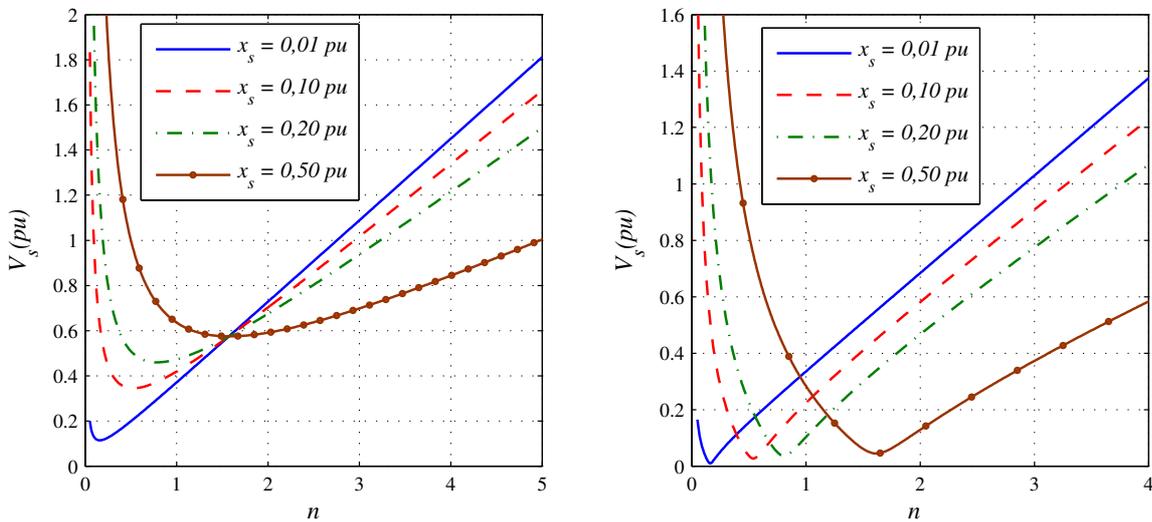
Contudo, se o intuito for simplesmente diminuir a corrente I_s aumentando o valor de n , percebe-se que esse procedimento só será efetivo até um certo ponto, logo, não se deve pensar em aumentar indefinidamente o valor de n . Tal característica só existe por causa da presença do capacitor. Naturalmente, se o valor de x_{cs} fosse bastante elevado, I_s diminuiria na razão de $1/n$, tal como se vê na Equação (5.14).

$$\mathbf{I}_s = -\frac{\mathbf{I}_g}{n} + \frac{j}{x_{cs}}n\mathbf{V}'_s \quad (5.14)$$

Da mesma forma, se o intuito for simplesmente diminuir o valor da tensão V_s , diminuindo o valor de n , se percebe que isso só ocorrerá até certo ponto, após esse, a tensão V_s passa a aumentar, contudo, isso ocorrerá mesmo que o valor de x_{cs} seja bastante elevado, porque nessa situação a diminuição de n aumenta I_s consideravelmente, elevando o valor do termo relacionado com x_s , tal como se vê na Equação (5.15).

$$\mathbf{V}_s = jx_s\left(-\frac{\mathbf{I}_g}{n} + \frac{j}{x_{cs}}n\mathbf{V}'_s\right) + n\mathbf{V}'_s \quad (5.15)$$

Por fim, considerando uma variação em x_s no lugar de x_{cs} , não se verifica qualquer alteração em I_s , já que a expressão de I_s não depende de x_s . Entretanto, o comportamento da tensão V_s , naturalmente é influenciado por x_s e o comportamento observado está apresentado na Figura 5.11. Nela percebe-se que nem sempre o melhor é optar pelo menor valor de x_s possível. Por exemplo, na curva para $\theta_{vl} > 0^\circ$, em torno de $n \approx 1,5$, V_s não se altera em relação à x_s e após esse se verifica que é melhor utilizar valores mais elevados de x_s .



(a) Tensão no conversor série, $\theta_{vl} > 0^\circ$.

(b) Tensão no conversor série, $\theta_{vl} < 0^\circ$.

Figura 5.11 – Curva de V_s em função de n e x_s do filtro universal série-paralelo.

5.3 Análise em regime permanente do filtro universal paralelo-série

Nesta seção será estudado o comportamento em regime permanente do filtro ativo universal com dois barramentos *cc* implementado na forma paralelo-série, cuja estrutura está representada na Figura 5.12. A diferença ocorre no posicionamento dos conversores, o conversor série é colocando junto à carga e o conversor paralelo é posicionado junto à fonte.

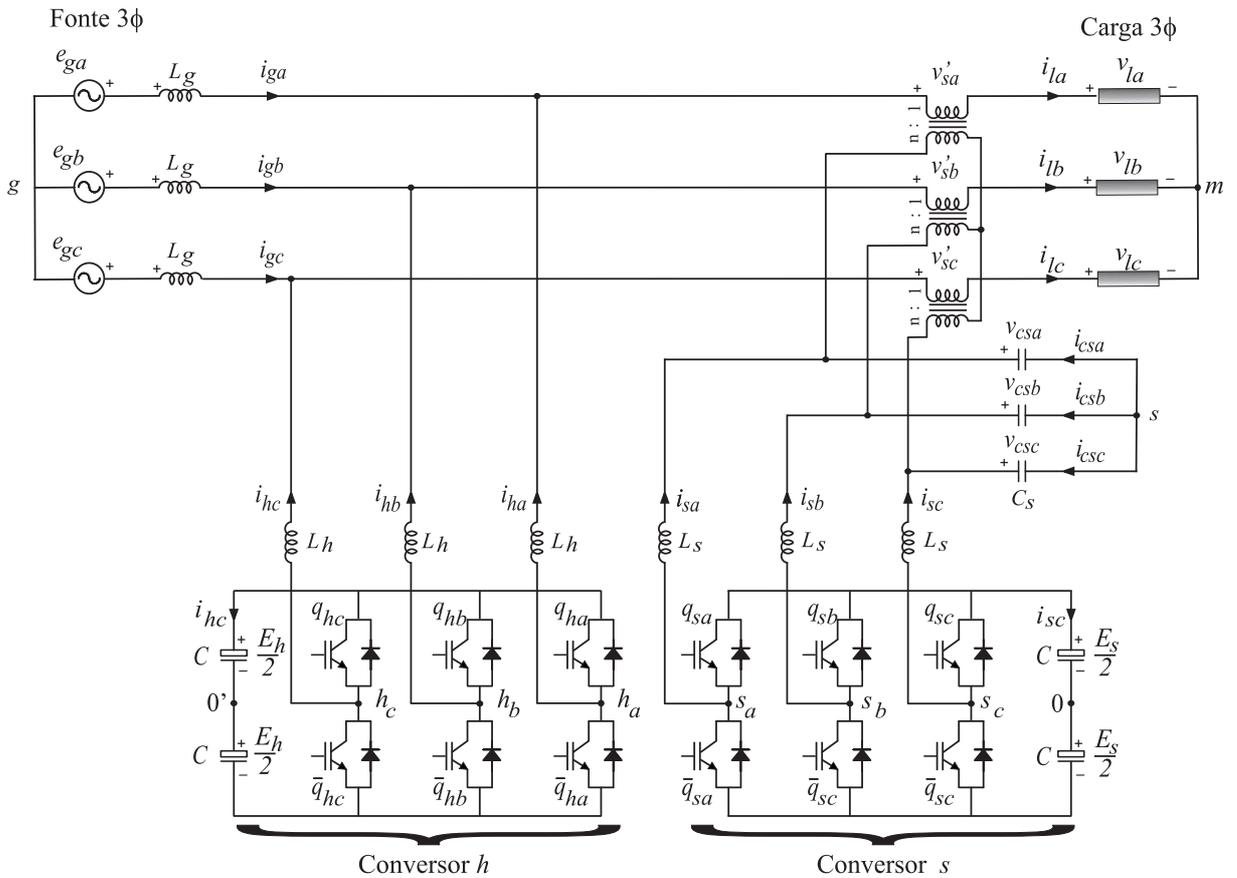


Figura 5.12 – Filtro universal paralelo-série com dois barramentos *cc*.

Esta estrutura opera de forma semelhante à estrutura série-paralelo, nela serão impostas as mesmas condições de controle, só que naturalmente a resposta será diferente. O modelo monofásico utilizado está representado na Figura 5.13.

Analisando o modelo, algumas diferenças iniciais já podem ser percebidas: sobre o conversor paralelo haverá a tensão do barramento de alimentação, o que implica que a tensão V_h ficará dependente do comportamento de E_g ; por outro lado, para o conversor série, a corrente que circulará pelo secundário do transformador será a corrente da carga I_l , que é uma corrente de maior amplitude do que a corrente da fonte I_g , logo, compara-

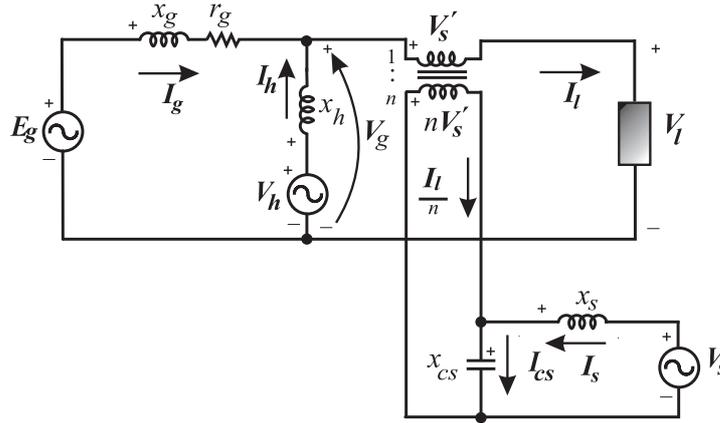


Figura 5.13 – Modelo monofásico do filtro universal paralelo-série.

tivamente, a corrente no conversor série será maior na estrutura paralelo-série do que na estrutura série-paralelo.

Os limites de operação e as demais características serão obtidas por meio das equações em regime permanente. A amplitude de corrente I_g é dada pela mesma Equação (5.1), apenas as equações de potência dos conversores se modificam. A equação que envolve a potência do conversor série é dada por (5.16):

$$P_s + V_g I_l \cos(\theta_{vg} - \theta_{il}) - P_{\text{carga}} = 0 \quad (5.16)$$

onde $\mathbf{V}_g = \mathbf{E}_g - z_g \mathbf{I}_g$. Já a potência do conversor paralelo é dada pela Equação (5.17).

$$P_h + E_g I_g \cos(\theta_{ig}) - r_g I_g^2 - V_g I_l \cos(\theta_{vg} - \theta_{il}) = 0 \quad (5.17)$$

A troca na posição dos conversores série e paralelo não altera o comportamento da corrente do conversor paralelo, e sim a tensão que passa a ser dada pela Equação (5.18).

$$v_h = jx_h(i_{hd} + ji_{hq}) + E_g - (r_g + jx_g)(i_{gd} + ji_{gq}) \quad (5.18)$$

separando nas partes real e imaginária tem-se:

$$v_h = v_{hd} + jv_{hq} \quad (5.19)$$

$$v_{hd} = E_g - x_h(i_{lq} - i_{gq}) - r_g i_{gd} + x_g i_{gq} \quad (5.19)$$

$$v_{hq} = x_h(i_{ld} - i_{gd}) - r_g i_{gq} - x_g i_{gd} \quad (5.20)$$

Para o conversor série ocorre alteração tanto na corrente, que passa a conter \mathbf{I}_l no

lugar de \mathbf{I}_g , quanto na tensão \mathbf{V}_s . A corrente \mathbf{I}_s passa a ser dada pela Equação (5.21), e a tensão é dada Equação (5.22)

$$\mathbf{I}_s = j \frac{n\mathbf{V}'_s}{x_{cs}} - \frac{\mathbf{I}_l}{n} \tag{5.21}$$

$$\mathbf{V}_s = -jx_s \frac{\mathbf{I}_l}{n} + \left(1 - \frac{x_s}{x_{cs}}\right)n\mathbf{V}'_s \tag{5.22}$$

5.3.1 Comportamento variando-se E_g

Na estrutura paralelo-série houve alterações nas equações que determinam as correntes e tensões nos conversores, dessa forma, é possível que haja mudança nos limites de operação. Inicialmente, tais limites são melhor percebidos por meio de diagramas fasoriais, tais como os mostrados nas Figuras 5.14(a) e (b).

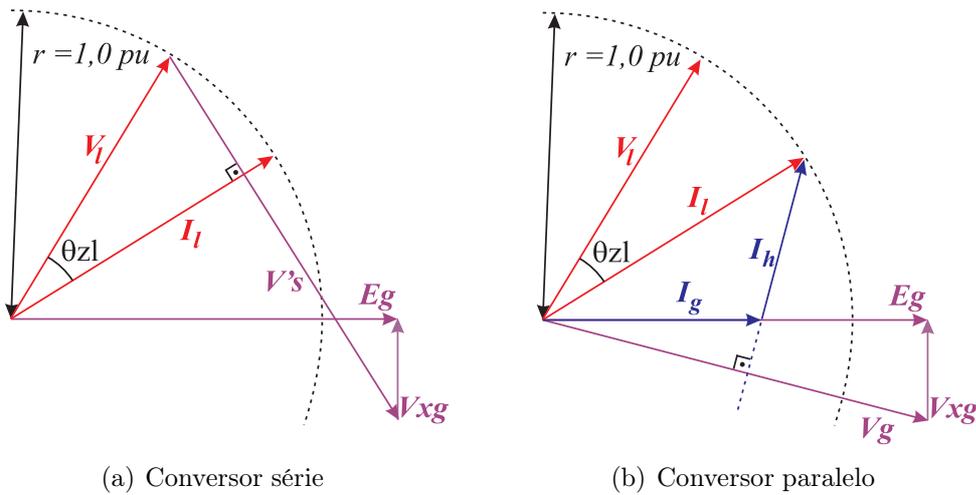


Figura 5.14 – Diagramas fasoriais do filtro universal paralelo-série para $E_g > 1,0 pu$.

Na construção destes levou-se em consideração os seguintes critérios:

- Conversor paralelo sendo uma fonte de corrente de valor \mathbf{I}_h ;
- Conversor série sendo uma fonte de tensão de valor \mathbf{V}'_s ;
- Potência nulas nos conversores (corrente defasada de 90° da tensão);
- $r_g = 0$;
- tensão na carga adiantada em relação a tensão na fonte;

Para a estrutura série-paralelo a solução em regime permanente foi obtida primeiramente calculando-se o valor de I_g e em seguida a fase θ_{vl} , e esse é o mesmo procedimento adotado para a estrutura paralelo-série, e como dito anteriormente, o valor de I_g também será determinado pela Equação (5.1), essa por sua vez implicou no limites de E_{gmin} dado em (5.5) (página 94).

Seguindo a análise dos limites de operação em regime permanente em função de E_g , parte-se para a Equação (5.16) que após um rearranjo resulta em (5.23):

$$\cos(\theta_{vg} - \theta_{il}) = \frac{P_{carga} - P_s}{V_g I_l}$$

como $\cos(\theta_{vg} - \theta_{il}) \leq 1$, tem-se que V_g deve ser tal que:

$$\frac{P_{carga} - P_s}{V_g I_l} \leq 1$$

Assim

$$V_g \geq \frac{P_{carga} - P_s}{I_l} \quad (5.23)$$

Se for desconsiderada a impedância $z_g = r_g + jx_g$, V_g torna-se igual a E_g , logo a interpretação da Equação (5.23) é simplificada:

$$E_g \geq V_l \cdot \text{fp}_{carga} + \frac{-P_s}{I_l} \quad (5.24)$$

Percebe-se na Equação (5.24) que um novo limite mínimo de E_g deve ser obedecido, e que este limite é fortemente dependente do fator de potência da carga. Quanto mais baixo for o fp_{carga} menor será o valor de E_g em que o filtro poderá operar.

Percebe-se também que o valor de P_s contribui para alterar E_{gmin} , contudo deve-se lembrar que $P_s > 0$ significa que o conversor série está *fornecendo* energia, o que só é possível, em regime permanente, se houver uma fonte adicional conectada ao conversor série. $P_s < 0$ representa dissipação de energia nas chaves, bem como a energia necessária à compensação harmônica de tensão, assim, a operação quando há afundamento de tensão fica mais crítica quanto maior for o consumo de energia ativa no conversor.

Logo, o valor de E_{gmin} será de fato o maior entre os dois valores encontrados: um dado pela Equação (5.4) e outro pela Equação (5.24). Com relação ao limite máximo de E_g , observa-se que não há restrições, pois as três equações que determinam a solução em regime permanente: (5.1), (5.16) e (5.17); apontam apenas para E_{gmin} .

Para os valores dados na Tabela 5.1, V_{gmin} será:

$$V_{gmin} = \frac{0,8 - (-0,05)}{1,0} = 0,85 \quad (5.25)$$

que implica que E_g deve ser maior do que $0,85 pu$ aproximadamente. Para se operar com valores de E_g menores só há duas opções, ou utilizar cargas com fatores de potência mais baixos (o que não se mostra tão viável) ou alterar a potência no conversor série (utilizando uma fonte externa).

O que resta a fazer, finalizando a análise em regime permanente em função de E_g . Levantar as curvas de corrente e tensão em função de E_g , para isto, utiliza-se os dados da Tabela 5.1, e varia-se E_g de $0,87$ a $1,5 pu$. Como ocorreu na estrutura série-paralelo, aqui também haverá duas fases possíveis de operação. Definindo $\beta = \theta_{il} - \theta_{vg}$, as curvas serão exibidas para as duas situações: $\beta < 0^\circ$ ou $\beta > 0^\circ$ (a variável β foi escolhida desse modo para melhorar a comparação entre os resultados das duas estruturas: aqui $\beta > 0^\circ$ equivale à $\theta_{vl} > 0^\circ$ na estrutura série-paralelo).

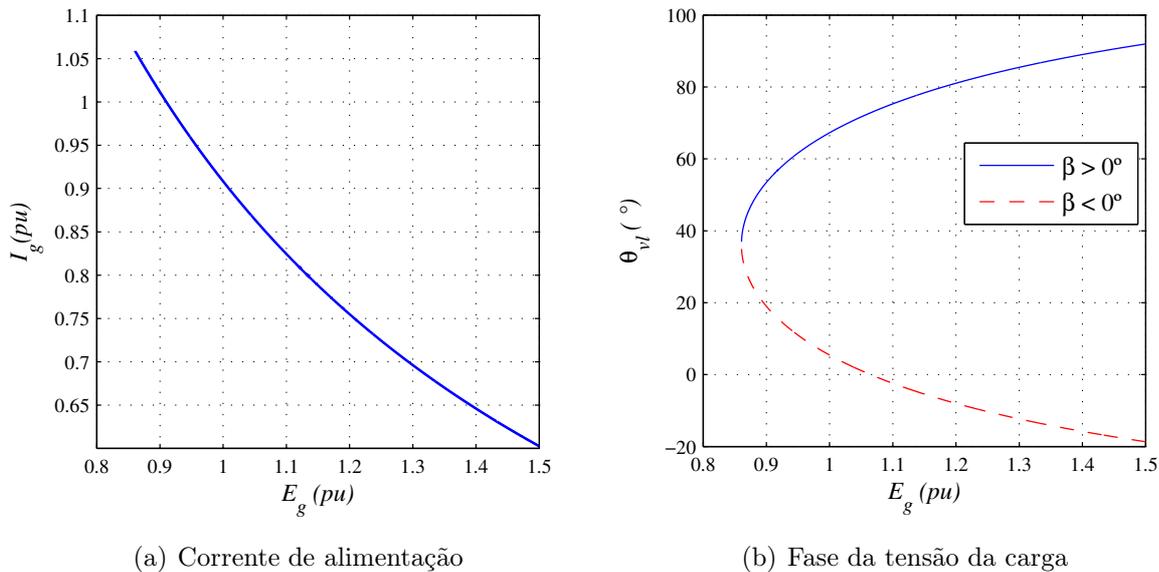


Figura 5.16 – Curvas de I_g e θ_{vl} em função de E_g no filtro universal paralelo-série.

A curva de I_g está apresentada na Figura 5.16(a), nessa há apenas uma curva porque I_g não varia de acordo com a fase da tensão da carga. Na Figura 5.16(b) é apresentado o comportamento da fase da tensão da carga θ_{vl} , onde se nota que θ_{vl} passa pelo zero a medida que a sobretensão vai aumentando no caso de $\beta < 0^\circ$.

Para o conversor série, as curvas obtidas de I_s e V_s estão mostradas nas Figuras 5.17(a) e (b), respectivamente. A respeito destas, observa-se que há uma considerável diferença

em operar, fasorialmente, adiantado ou atrasado, com os resultados obtidos para $\beta > 0^\circ$ e $\beta < 0^\circ$. Há também uma oposição no que diz respeito à melhor escolha de β , para I_s é melhor $\beta > 0^\circ$ e para V_s o melhor é o contrário, $\beta < 0^\circ$. Essa mesma característica foi observada na estrutura série-paralelo (ver Figura 5.6 na página 97).

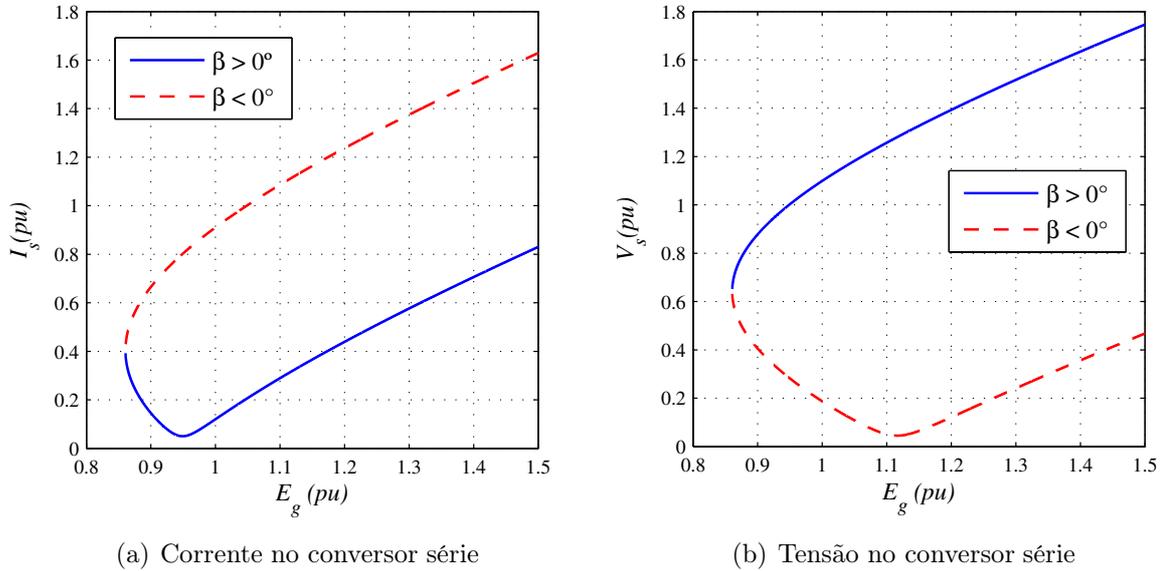


Figura 5.17 – Curvas de I_s e V_s em função de E_g no filtro universal paralelo-série.

Já no conversor paralelo, observa-se na Figura 5.18(a) que a corrente I_h vai aumentando conforme E_g cresce, tal característica se deve, primordialmente, ao fato da alteração de θ_{vl} . Com relação a tensão, percebe-se por meio da Figura 5.18(b) que V_h modifica-se bastante em função de E_g , conforme esperado (ver Equação (5.18)).

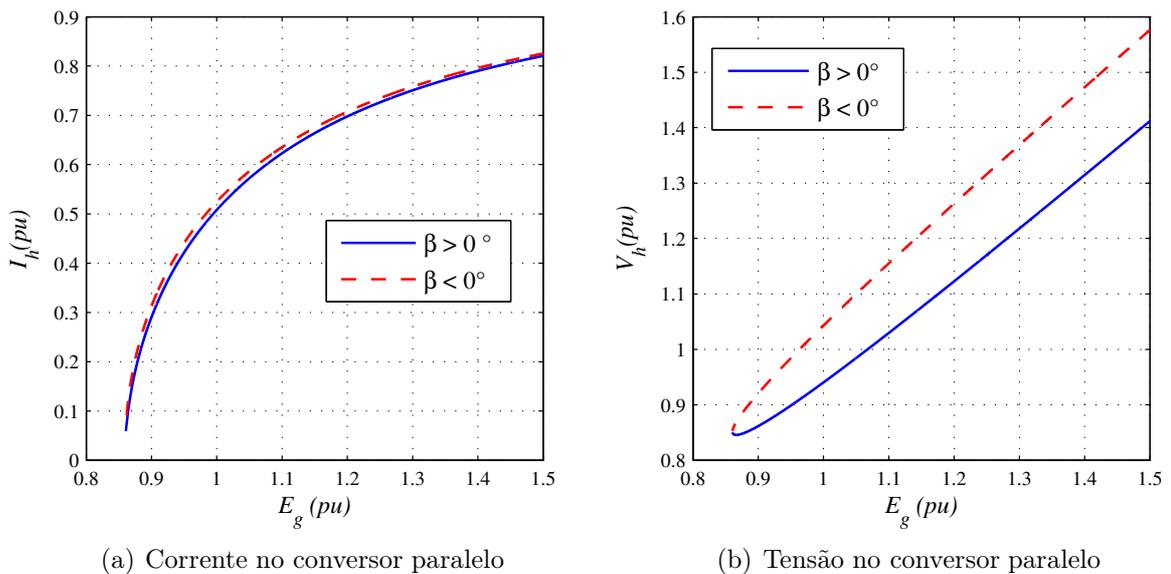


Figura 5.18 – Curvas de I_h e V_h em função de E_g no filtro universal paralelo-série.

Em relação à operação com $\beta > 0^\circ$ ou $\beta < 0^\circ$ não há uma diferença considerável,

não há portanto como afirmar qual das formas será melhor para a redução de perdas de chaveamento. Apenas com a simulação dinâmica será possível conhecer tal resposta, contudo, vale ressaltar que a redução de corrente tem, geralmente, peso maior do que a tensão.

5.3.2 Comportamento variando-se a carga

Como visto na Equação (5.24) o valor do fp_{carga} exerce forte influência no limite de operação E_{gmin} . Por meio daquela foi possível perceber que quanto menor for o fator de potência da carga, mais baixo poderá ser o valor de E_g sem que o filtro saia de operação.

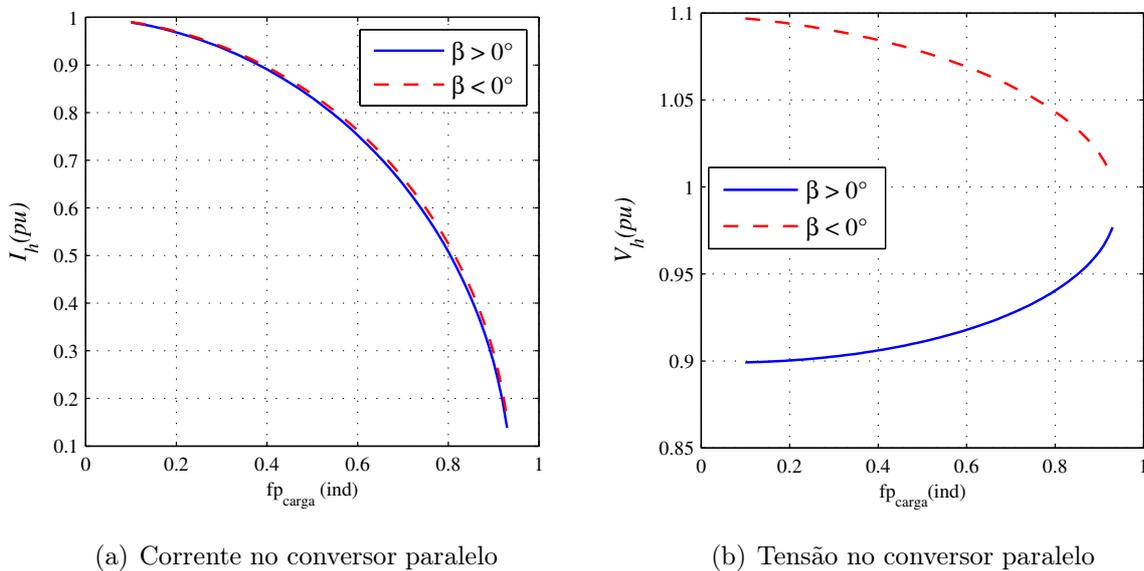


Figura 5.19 – Curvas de I_h e V_h em função de fp_{carga} no filtro universal paralelo-série.

Na Figura 5.19(a) é apresentada a curva de I_h , nela observa-se que a corrente diminui a medida que a carga vai se tornando mais resistiva, e não há diferença considerável em operar com β maior ou menor do que 0° . Já para a tensão V_h observa-se na Figura 5.19(b) que é melhor operar com $\beta > 0^\circ$.

Para finalizar a análise em função de fp_{carga} , falta averiguar o comportamento das curvas de tensão e corrente do conversor série. Assim, a curva de I_s é apresentada na Figura 5.20(a), onde se percebe que ocorre uma diminuição bastante acentuada próximo de $fp_{carga} = 0,8$ ind, e que a corrente I_s é bem menor para $\beta > 0^\circ$. Com respeito à tensão, observa-se na Figura 5.20(b) uma grande diferença entre os valores obtidos, operar com $\beta < 0^\circ$ exige tensões muito pequenas. Utilizando $\beta > 0^\circ$ e caso a carga seja bastante reativa, V_s atinge valores tão elevados, que poderão tornar a operação inviável.

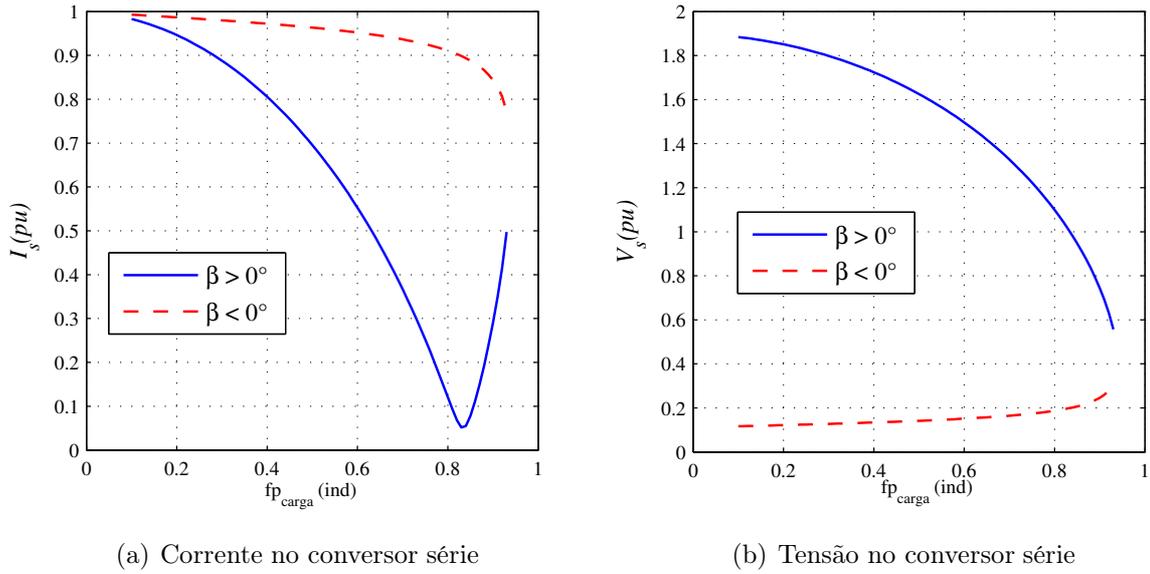


Figura 5.20 – Curvas de I_s e V_s em função de fp_{carga} no filtro universal paralelo-série.

Comparando-se os resultados obtidos na estrutura paralelo-série, com os obtidos na estrutura série-paralelo, observa-se que variações na carga causam maiores alterações no conversor série, principalmente em V_s , e que em certos pontos tornou-se desfavorável.

Do ponto de vista da tensão do barramento cc do conversor série é indiscutivelmente melhor utilizar $\beta < 0^\circ$, pois como a tensão será menor, implicará numa melhor taxa de distorção harmônica. Já do ponto de vista das perdas de chaveamento, é necessário a realização da simulação dinâmica para que assim haja a devida comparação.

5.3.3 Comportamento variando-se n

Assim como na estrutura série-paralelo, só se verificará alterações na corrente e tensão do conversor série, já que também na estrutura paralelo-série não aparecem termos associados a n . Contudo, num sistema real também seriam percebidas alterações no conversor paralelo, promovidas pela resistência das reatâncias de filtragem e também do transformador.

As expressões matemáticas de V_s e I_s foram devidamente apresentadas nas Equações (5.21) e (5.22), nelas se observa a presença da variável n , que é a única grandeza de otimização do filtro universal com dois barramentos cc .

Nessa seção será analisada qual a melhor relação de espiras para se obter os menores valores de corrente e/ou tensão, fazendo o comparativo entre a operação com $\beta > 0^\circ$ e $\beta < 0^\circ$ para alguns valores de x_{cs} (Figuras 5.21 e 5.22) e x_s (Figura 5.11).

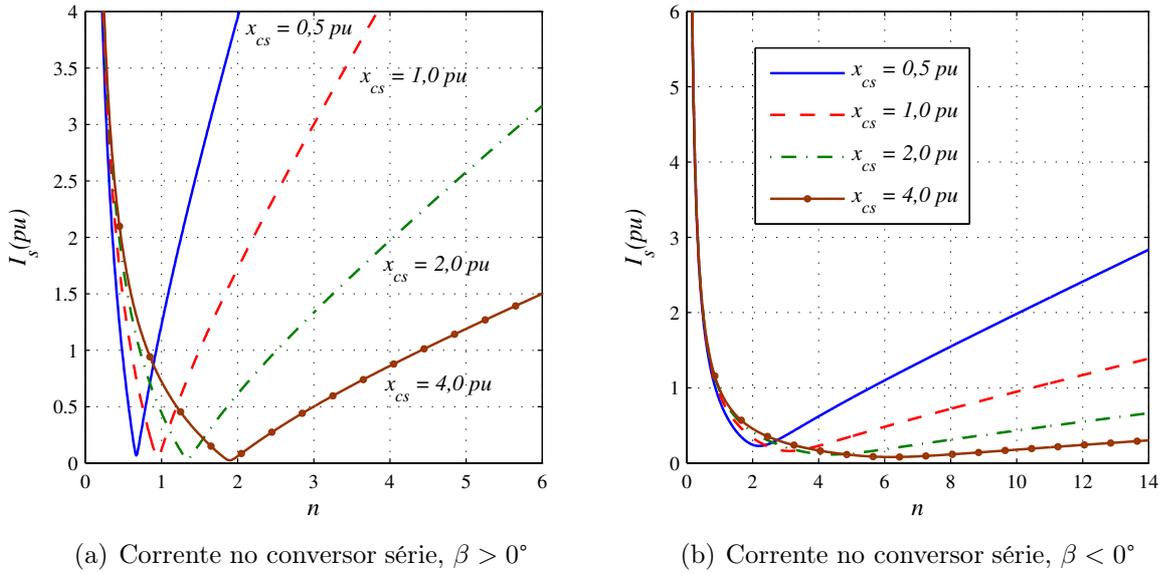


Figura 5.21 – Curva de I_s em função de n no filtro universal paralelo-série.

Observando a Figura 5.21 percebe-se claramente que os valores I_s para $\beta < 0^\circ$ são menores do que para $\beta > 0^\circ$. Escolhendo-se adequadamente o valor de n é possível reduzir I_s consideravelmente, tornando a operação com $\beta < 0^\circ$ mais atrativa do ponto de vista das perdas, já que V_s assume também os menores valores para $\beta < 0^\circ$, conforme está apresentado na Figura 5.22.

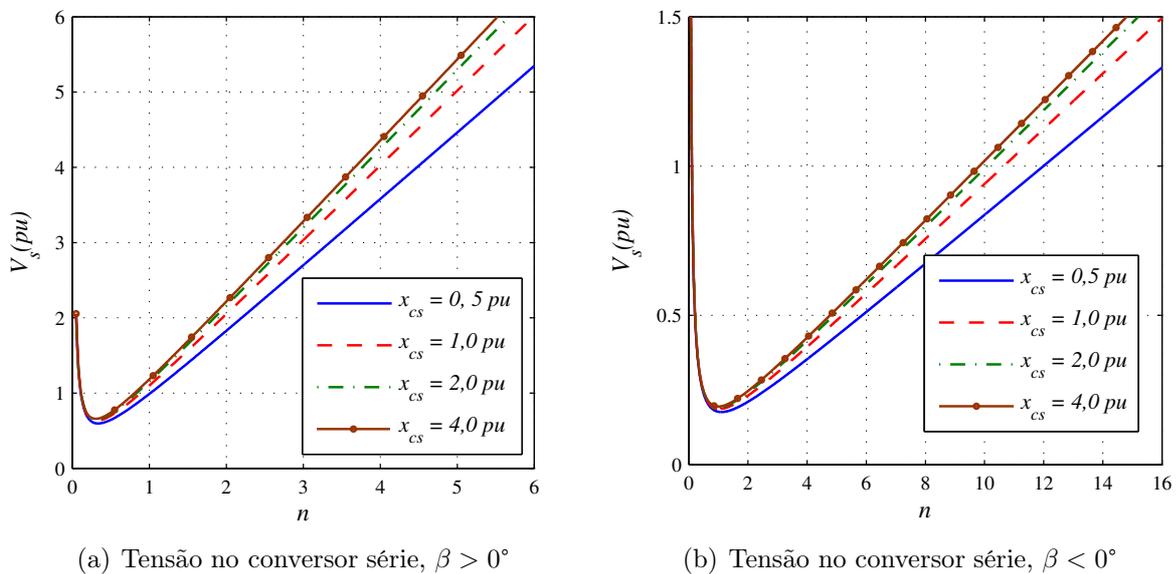
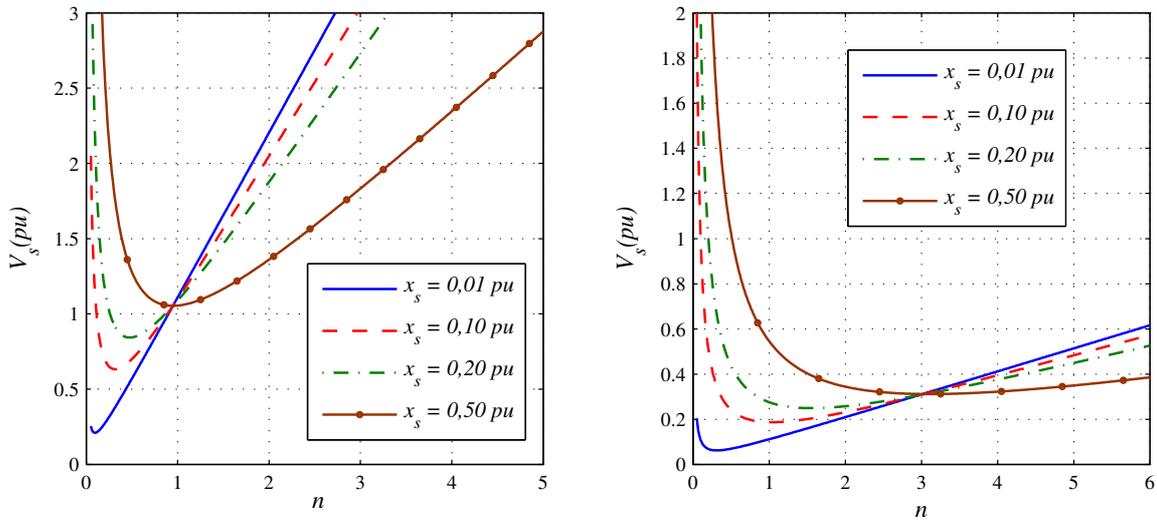


Figura 5.22 – Curva de V_s em função de n e x_{cs} no filtro universal paralelo-série.

De forma semelhante ao que aconteceu para a estrutura série-paralelo, mudanças em x_s não afetam a corrente I_s , já que não aparecem termos relacionados a x_s na Equação (5.21). Dessa forma só há necessidade de averiguar a variação em V_s . Na Figura 5.23, percebe-se que operar com x_s pequeno só implica em um menor valor de V_s até certo valor de n , que

para $\beta > 0^\circ$ é $n \approx 1$ e para $\beta < 0^\circ$ é $n \approx 3$.



(a) Tensão no conversor série, $\beta > 0^\circ$

(b) Tensão no conversor série, $\beta < 0^\circ$

Figura 5.23 – Curva de V_s em função de n e x_s no filtro universal paralelo-série.

5.4 Sistema de controle

O sistema de controle do filtro universal série-paralelo e paralelo-série se assemelha bastante ao do filtro universal padrão, comparando o sistema de controle apresentado na Figura 5.24 com o sistema do filtro universal padrão (Figura 3.16, página 65). Verifica-se que a diferença adotada está na geração da fase θ_{vl}^* , que agora é utilizada para o controle da tensão do barramento série E_s .

O controlador representado no Bloco E_{Es} é implementado utilizando um PI, semelhante ao controlador R_{Eh} . Pelo fato de sua saída ser uma fase, a atuação do controle deve ser mais lenta, para evitar a inserção de oscilações nos sinais de referência $v_{l\alpha}^*$ e $v_{l\beta}^*$.

Os demais controladores R_i e R_v bem como a modulação PWM são idênticos aos utilizados para o filtro universal padrão.

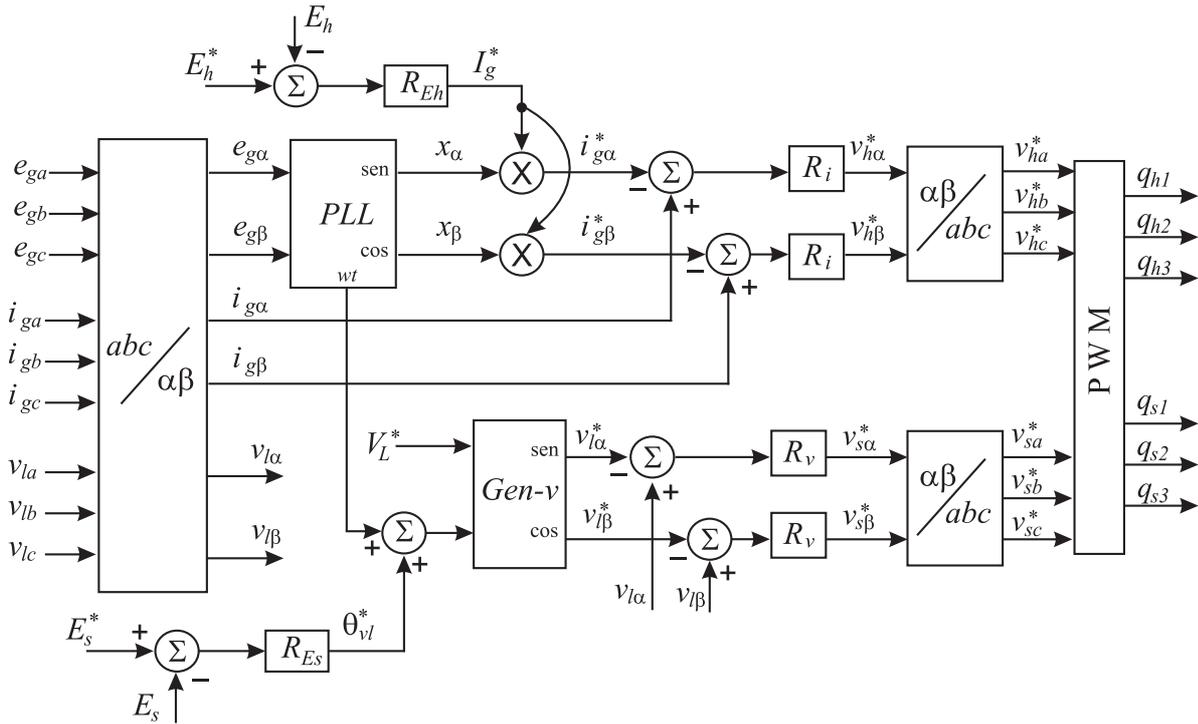


Figura 5.24 – Diagrama de blocos do sistema de controle para o filtro universal de dois barramentos *cc*.

5.5 Conclusão

Nesse capítulo foi avaliado o comportamento do filtro universal com dois barramentos, em duas formas distintas de implementação: série-paralelo e paralelo-série. Mediante as equações em regime permanente desenvolvidas, verificou-se que tais topologias podem implementar o filtro universal com um controle de tensão específico para cada barramento *cc*. Dessa forma, cada conversor série e paralelo operará com a menor tensão de barramento possível.

No entanto, há uma restrição na regulação da tensão da carga no filtro série-paralelo, na ocorrência de uma sobretensão. Nessa situação o barramento do filtro série tende a carregar de forma descontrolada. A simulação em regime permanente indicou que há duas possíveis soluções para este problema: aumentar a dissipação de energia do barramento, que pode ser útil para o carregamento de baterias, por exemplo; a segunda solução é mais simples de ser implementada, necessitando apenas impor um fator de potência da fonte diferente da unidade. Quanto menor for o fator de potência, maior será a flexibilidade de operação do filtro série-paralelo, para sobretensões mais severas.

Comparando o filtro série-paralelo com o filtro ativo série, do ponto de vista da regulação de tensão, ela apresenta um comportamento inverso. O filtro ativo série tem

problemas para regular afundamentos de tensão na fonte de alimentação, um valor de E_g abaixo do mínimo permitido promove o descarregamento dos capacitores do barramento cc , enquanto que no filtro série-paralelo os afundamentos severos não são tão restritivos.

Neste contexto o filtro ativo série se assemelha ao filtro paralelo-série, que apresentou fortes restrições de controle da regulação da carga, na ocorrência de afundamentos. A grande diferença entre as topologias com dois barramentos, é que um afundamento de tensão promove o descarregamento do barramento cc do filtro série na topologia paralelo-série, e só é possível corrigir esse problema através da conexão de uma fonte externa ao barramento do filtro série, ou senão a carga deverá assumir um fator de potência mais baixo, que é um grande inconveniente.

Comparando as duas topologias estudadas nesse capítulo pode-se concluir que ambas podem regular a tensão da carga, sendo que a topologia série-paralelo é mais adequada do que a paralelo-série. Contudo, se for necessária apenas a compensação dos harmônicos de tensão, não haverá problemas de controle, pois o comportamento das duas topologias se resumiria ao de um filtro série e um outro paralelo operando separadamente. Vale ressaltar, que se a carga for não-linear, o filtro paralelo-série terá de ser melhor dimensionado porque todas as componentes da carga circularão pelo filtro série.

Em resumo, implementar o filtro universal deixando os dois filtros série e paralelo desconectados entre si, trouxe vantagens consideráveis, logo, estas topologias são uma boa alternativa para implementar o filtro universal, principalmente se a necessidade de regulação da tensão da carga for em torno de 10 %, conforme indicaram as simulações em regime permanente.

Capítulo 6

Filtro Universal com um Filtro Série e dois Filtros Paralelos

6.1 Introdução

Nesse capítulo será analisado o comportamento em regime permanente de uma nova estrutura para a implementação do filtro ativo universal, tal estrutura é apresentada na Figura 6.1. Nela se percebe que são utilizados ao todo três conversores tipo fonte de tensão, sem que neles haja conexão entre os respectivos barramentos capacitivos. Um dos conversores é conectado em série através de um transformador (conversor s), e os demais conversores são conectados em paralelo, um em cada extremidade do transformador (conversor hg e hl). Assim, essa estrutura possui um filtro série para a compensação de tensão e dois filtros paralelos para, de forma compartilhada, compensar a corrente da fonte de alimentação. Devido ao fato de nessa nova estrutura, a sequência de conexão dos filtros no sentido fonte-carga ser: *Paralelo* \rightarrow *Série* \rightarrow *Paralelo*; ela será denominada de estrutura PSP.

Primeiramente, pode-se dizer que o filtro universal PSP possui a desvantagem de adicionar mais um filtro para realizar as mesmas funções que a estrutura padrão, trazendo assim uma maior complexidade de controle, construção, manutenção e maior custo.

Por outro lado, o uso de mais um filtro paralelo ajuda a reduzir os níveis de corrente das chaves semicondutoras, empregadas nos conversores paralelos. Como não há conexão entre os barramentos capacitivos, será possível utilizar neles diferentes valores de tensão, implicando numa maior flexibilidade na determinação dessas tensões, via dimensionamento. O desacoplamento entre os conversores impõe, também, a eliminação da corrente de circulação entre os mesmos, devido a ausência de um caminho fechado.

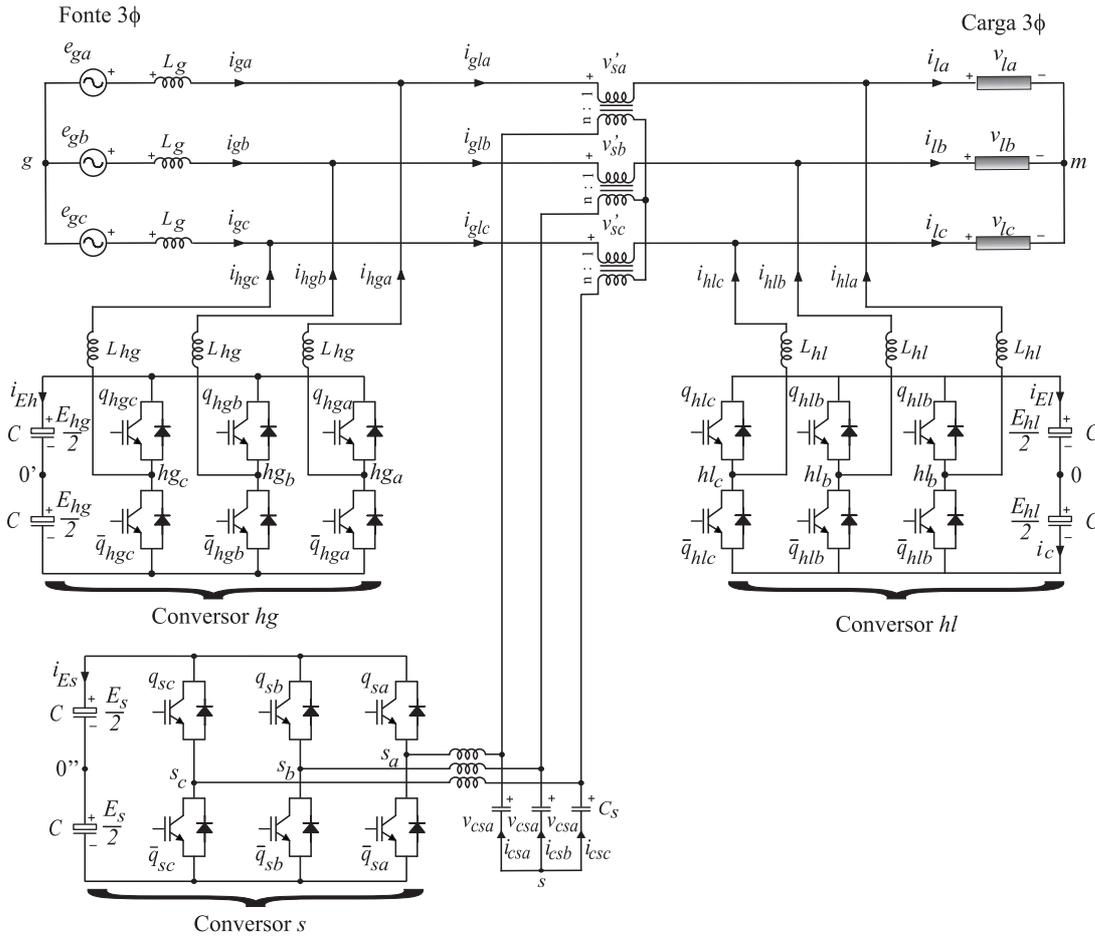


Figura 6.1 – Filtro universal paralelo-série-paralelo (PSP).

A proposta de uma estrutura de compensação simultânea de tensão e corrente, utilizando dois filtros paralelos, em vez de um só, também se faz importante do ponto de vista investigativo, uma vez que já existem diversas publicações a respeito da utilização de dois filtros paralelos para a compensação de corrente na carga (KHADEM *et al.*, 2011; ASIMINOAEI *et al.*, 2006b; SANTOS *et al.*, 2010; ASIMINOAEI *et al.*, 2007), a diferença que há no filtro universal PSP, é que os filtros paralelos não estão conectados no mesmo ponto de acoplamento, estando sujeitos a tensões diferentes.

Se for feito um comparativo com as duas estruturas com dois barramentos *cc* estudadas anteriormente, o filtro universal PSP seria a junção das estruturas paralelo-série e série-paralelo, onde se elimina um dos filtros série. Por este ponto de vista, é de se esperar que a estrutura PSP reúna as características de compensação delas: a estrutura série-paralelo apresentou uma excelente flexibilidade na regulação da tensão da carga na ocorrência de um afundamento de tensão na fonte, e a estrutura paralelo-série uma maior flexibilidade na regulação da tensão da carga na ocorrência de uma sobretensão na fonte.

Assim, é esperado que o filtro universal PSP seja capaz de regular a tensão da carga de forma satisfatória, tanto na ocorrência de afundamentos quanto na de sobretensões na fonte, além de naturalmente compensar os distúrbios oriundos da corrente da carga, bem como a sua energia reativa.

Desde já, vale ressaltar que a corrente que circula no secundário do transformador (o termo primário identificará o lado em que o conversor s está conectado) não é a corrente da fonte (já compensada, o que ocorre na estrutura série-paralelo) e nem a corrente da carga (sem qualquer compensação, o que ocorre na estrutura paralelo-série) e sim a corrente denominada de i_{glk} , onde $k = a, b, c$, que é uma corrente parcialmente compensada pelo filtro paralelo hl . Observa-se ainda que a fase da corrente i_{glk} é totalmente livre, pode-se portanto utilizar esse grau de liberdade para melhorar o funcionamento da topologia.

Mediante uma análise em regime permanente, realizada para a componente fundamental do espectro harmônico envolvido, se buscará obter as características de operação dessa estrutura, determinando os seus limites de operação, avaliando os níveis de corrente e tensão e conseqüentemente apontando a melhor condição de operação, essa por sua vez baseada na minimização das correntes e/ou tensão. Em outro capítulo será apresentado o comportamento dinâmico dessa estrutura, ressaltando o sistema de controle empregado para ela.

6.2 Análise em regime permanente do filtro universal paralelo-série-paralelo

A partir da estrutura proposta do filtro universal com dois filtros paralelos, mostrada na Figura 6.1, foi elaborado o modelo monofásico em regime permanente exibido na Figura 6.2. Tal modelo foi obtido seguindo as mesmas características adotadas nos modelos dos capítulos anteriores.

Do mesmo modo, a obtenção das equações em regime permanente é feita aplicando-se as leis das malhas e dos nós ao modelo da Figura 6.2.

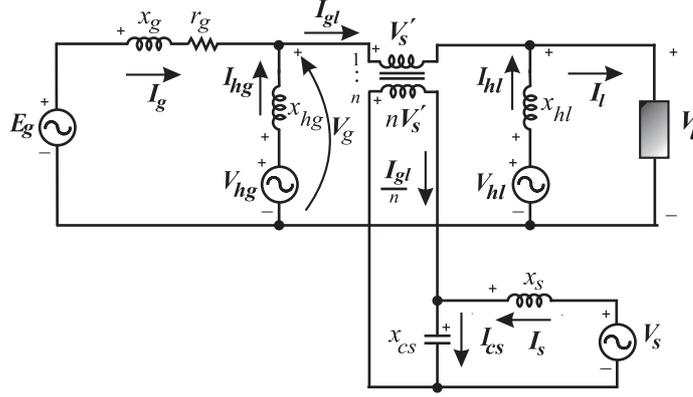


Figura 6.2 – Modelo monofásico do filtro universal paralelo-série-paralelo.

$$\mathbf{E}_g - (r_g + jx_g)\mathbf{I}_g + jx_{hg}\mathbf{I}_{hg} - \mathbf{V}_{hg} = 0 \quad (6.1)$$

$$\mathbf{V}_{hl} - jx_{hl}\mathbf{I}_{hl} - \mathbf{V}'_s + jx_{hl}\mathbf{I}_{hl} - \mathbf{V}_{hl} = 0 \quad (6.2)$$

$$\mathbf{V}_{hg} - jx_{hg}\mathbf{I}_{hg} - \mathbf{V}_l = 0 \quad (6.3)$$

$$\mathbf{V}_s - jx_s\mathbf{I}_s - n\mathbf{V}'_s = 0 \quad (6.4)$$

$$\mathbf{I}_{gl} - \mathbf{I}_g - \mathbf{I}_{hg} = 0 \quad (6.5)$$

$$\mathbf{I}_l - \mathbf{I}_{gl} - \mathbf{I}_{hl} = 0 \quad (6.6)$$

$$\mathbf{V}_g - \mathbf{E}_g + (r_g + jx_g)\mathbf{I}_g = 0 \quad (6.7)$$

Naturalmente, a solução do modelo em regime permanente é obtida segundo os critérios de operação do mesmo, que pouco se modificam em relação aos adotados nos capítulos anteriores, que basicamente são: fator de potência na fonte de alimentação unitário (ou mínimo permitido pelas normas vigentes (ANEEL, 2010)) e regulação da tensão na carga. A inovação é a inserção de mais um filtro paralelo para dividir a tarefa de compensação da corrente da carga.

Existem diferentes formas de utilizar os dois filtros paralelos na compensação de corrente da carga. Em (MACIEL *et al.*, 2010) cada filtro opera compensando metade da energia reativa e metade da amplitude das componentes harmônicas da carga, o que implica em reduzir a potência de cada filtro à metade da potência total de compensação, e ainda reduzir a ondulação da corrente total de compensação (ASIMINOAEI *et al.*, 2006b) que favorece a redução dos indutores de filtragem. Outra forma de utilização é dedicar um filtro para a compensação de harmônicos e o outro para a compensação de reativos (FABRÍCIO, 2011).

Na análise aqui desenvolvida, será considerado que os dois filtros paralelos atuam na compensação da energia reativa, pois no caso de utilizar um deles exclusivamente para a compensação de harmônicos, apenas o filtro que compensa a componente reativa apareceria no modelo monofásico de regime permanente, que resultaria na análise já realizada no Capítulo 5.

A solução em regime permanente pode ser obtida por meio de manipulações algébricas nas Equações (6.1)–(6.7), contudo, ela é mais simples de ser obtida utilizando o balanço de energia no modelo de circuito da Figura 6.2. Assim, a amplitude da corrente na fonte de alimentação I_g é determinada pela Equação (6.8).

$$E_g I_g \cos(\theta_{ig}) + P_{hg} + P_{hl} + P_s - r_g I_g^2 - P_{carga} = 0 \quad (6.8)$$

Claramente percebe-se que esta equação é semelhante às equações encontradas nas outras estruturas do filtro universal analisadas anteriormente. Também é fácil perceber que se for feito $P_h = P_{hg} + P_{hl}$, a Equação (6.8) se torna idêntica às equações anteriores que determinam I_g . Uma vez calculado o valor de I_g , pode-se determinar \mathbf{V}_g através da Equação (6.7), e a partir daí, determinar o valor da amplitude de I_{gl} , utilizando a Equação (6.9), que foi obtida aplicando o balanço de energia no modelo do sistema visto a partir de \mathbf{V}_g em direção à carga.

$$V_g I_{gl} \cos(\theta_{vg} - \theta_{igl}) + P_s + P_{hl} - P_{carga} = 0 \quad (6.9)$$

rearranjando chega-se:

$$I_{gl} = \frac{P_{carga} - P_s - P_{hl}}{V_g \cos(\theta_{vg} - \theta_{igl})} \quad (6.10)$$

Apesar de possuir um termo com a função cosseno, a Equação (6.10) não servirá para a determinação de limites de operação, devido ao fato do argumento do cosseno assumir sempre um valor conhecido e válido: θ_{vg} é encontrado por meio da Equação (6.7) que será válido quando o valor de I_g dado por (6.8) pertencer ao \Re^+ ; e θ_{igl} é um grau de liberdade da estrutura. Seu valor pode ser escolhido seguindo critérios de melhoria da topologia, que poderiam ser, por exemplo: redução das perdas de chaveamento, divisão igualitária da compensação de potência reativa entre os conversores paralelos, redução da tensão ou corrente do conversor série, entre outros.

Para finalizar a solução de regime permanente, além das Equações (6.8) e (6.10) é necessária uma terceira equação para se determinar a fase θ_{v_l} . Tal equação é mais facilmente encontrada se consideramos o balanço de potência no sistema visto após o transformador e na direção da carga.

$$V_l I_{gl} \cos(\theta_{v_l} - \theta_{i_{gl}}) + P_{hl} - P_{carga} = 0 \quad (6.11)$$

Então, utilizando a Equação (6.11), é possível encontrar o valor de θ_{v_l} através de um simples rearranjo, tal como é mostrado em (6.12), e também encontrar mais um limite de operação dessa estrutura.

$$\theta_{v_l} = \theta_{i_{gl}} + \cos^{-1} \left(\frac{P_{carga} - P_{hl}}{V_l I_{gl}} \right) \quad (6.12)$$

Utilizando (6.11) com o intuito de encontrar o limite de operação, esta é rearranjada na forma:

$$\cos(\theta_{v_l} - \theta_{i_{gl}}) = \frac{P_{carga} - P_{hl}}{V_l I_{gl}} \quad (6.13)$$

implicando em:

$$\frac{P_{carga} - P_{hl}}{V_l I_{gl}} \leq 1 \quad (6.14)$$

Rearranjando (6.14) na forma mostrada em (6.15), nota-se mais claramente que há um limite de operação no valor de I_{gl} . Essa equação permite ainda uma comparação mais clara com a Equação (6.10).

$$I_{gl} \geq \frac{P_{carga} - P_{hl}}{V_l} \quad (6.15)$$

A substituição de (6.10) em (6.15) resulta em:

$$\frac{P_{carga} - P_s - P_{hl}}{V_g \cos(\theta_{v_g} - \theta_{i_{gl}})} \geq \frac{P_{carga} - P_{hl}}{V_l} \quad (6.16)$$

rearranjando:

$$\begin{aligned}
\frac{P_{\text{carga}} - P_s - P_{hl}}{P_{\text{carga}} - P_{hl}} &\geq \frac{V_g \cos(\theta_{v_g} - \theta_{i_{gl}})}{V_l} \\
\frac{P_{\text{carga}} - P_{hl}}{P_{\text{carga}} - P_{hl}} + \frac{-P_s}{P_{\text{carga}} - P_{hl}} &\geq \frac{V_g \cos(\theta_{v_g} - \theta_{i_{gl}})}{V_l} \\
1 + \frac{-P_s}{P_{\text{carga}} - P_{hl}} &\geq \frac{V_g \cos(\theta_{v_g} - \theta_{i_{gl}})}{V_l} \\
V_g \cos(\theta_{v_g} - \theta_{i_{gl}}) &\leq V_l + \frac{-P_s V_l}{P_{\text{carga}} - P_{hl}}
\end{aligned} \tag{6.17}$$

Substituindo $V_l = 1 \text{ pu}$ (valor que representa que a carga está com a tensão regulada), e desprezando o segundo termo do segundo membro da Equação (6.17), a fim de facilitar a análise, a Equação (6.17) resume-se a Equação (6.18).

$$V_g \cos(\theta_{v_g} - \theta_{i_{gl}}) \leq 1 \tag{6.18}$$

Por meio da Equação (6.18) percebe-se que se $V_g \leq 1$, não haverá restrição de operação do filtro já que o maior valor do cosseno é 1,0 e assim pode-se adotar qualquer valor para $\theta_{i_{gl}}$. O limite de operação da estrutura, na ocorrência de um afundamento em E_g passa a ser o mesmo da estrutura série-paralelo, que é bastante abrangente. No entanto, quando V_g for maior do que 1, o que ocorre quando há sobretensão, o intervalo de valores de $\theta_{i_{gl}}$ que implicam na obediência de (6.18) será bem mais restrito.

Para encontrar o intervalo de operação da estrutura, quando V_g for maior do que 1 basta desenvolver a Equação (6.17), chegando a forma:

$$\theta_{v_g} - \theta_{i_{gl}} \leq \cos^{-1} \left(\frac{1}{V_g} - \frac{P_s}{V_g(P_{\text{carga}} - P_{hl})} \right) \tag{6.19}$$

Como a função inversa do cosseno possui um valor positivo e outro negativo, o intervalo de valores de $\theta_{i_{gl}}$ é tal que:

$$\begin{cases} \theta_{i_{gl}} \leq \theta_{v_g} - \left| \cos^{-1} \left(\frac{1}{V_g} - \frac{P_s}{V_g(P_{\text{carga}} - P_{hl})} \right) \right| \\ \theta_{i_{gl}} \geq \theta_{v_g} + \left| \cos^{-1} \left(\frac{1}{V_g} - \frac{P_s}{V_g(P_{\text{carga}} - P_{hl})} \right) \right| \end{cases} \tag{6.20}$$

Vale ressaltar que (6.20) só é válida para $V_g > 1$, pois caso contrário, o termo $1/V_g$ implicaria num argumento do arco cosseno maior do que 1.

A simulação em regime permanente será realizada utilizando para as variáveis envolvidas, os parâmetros dados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Valores utilizados na simulação em regime permanente da estrutura PSP.

Parâmetro	valor (pu)	Descrição
E_g	1,0	Fonte de tensão operando reguladamente
$\cos(\theta_{ig})$	1,0	Fator de potência da fonte
S_l	1,0	Potência aparente da carga
P_l	0,8	Carga com fator de potência de 0,8 indutivo
n	1,00	Relação de espiras do transformador.
r_g	0,01	Resistência da fonte de alimentação
x_g	0,01	Reatância indutiva da fonte de alimentação
x_s	0,1	Reatância indutiva do conversor série
x_{cs}	1,0	Reatância capacitiva do conversor série
x_{hl}	0,1	Reatância indutiva do conversor paralelo
x_{hg}	0,1	Reatância indutiva do conversor paralelo
P_{hl}	-0,025	Perda de 2,5 % no conversor paralelo
P_{hg}	-0,025	Perda de 2,5 % no conversor paralelo
P_s	-0,05	Perda de 5 % no conversor série

6.2.1 Comportamento variando-se E_g .

Diferentemente da situação encontrada na estrutura série-paralelo, onde havia uma séria restrição de operação quando $E_g > 1$, e da situação encontrada na estrutura paralelo-série quando $E_g < 1$, a estrutura PSP é capaz de regular a tensão da carga e compensar a energia reativa na ocorrência de afundamentos de E_g . Em se tratando de sobretensão em E_g a estrutura também opera, contudo, com menor flexibilidade.

Os valores utilizados na simulação são os dados na Tabela 6.1, com exceção de E_g , que nessa análise serão:

Afundamento: $E_g = 0,6; 0,8; 1,0 pu$.

Sobretensão: $E_g = 1,1; 1,3; 1,5 pu$.

Como já se sabe, o valor de I_{gl} dado por (6.10), deverá ser maior do que o segundo membro de (6.15), para que assim haja o funcionamento correto da estrutura. Para verificar os valores de $\theta_{i_{gl}}$ que satisfazem essa condição, foram plotadas as curvas de I_{gl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para os valores de E_g mencionados anteriormente e exibidas na Figura 6.3.

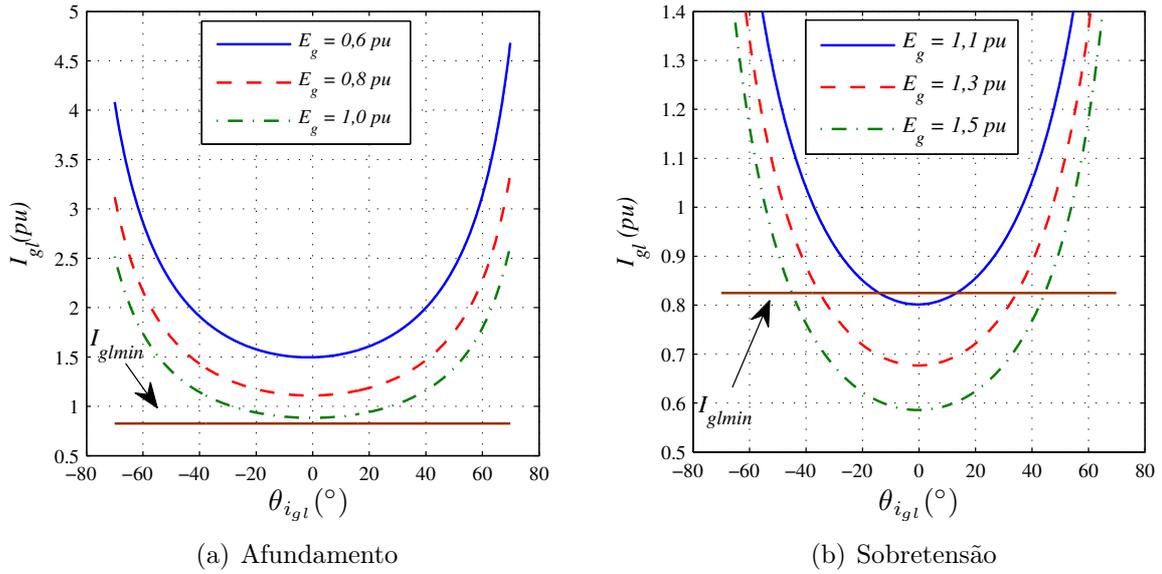


Figura 6.3 – Curvas de I_{gl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variações em E_g .

Tanto na Figura 6.3(a) quanto na (b) foi colocada uma linha no valor mínimo de I_{gl} , dado por (6.15), logo, a operação adequada da estrutura só ocorrerá para os valores que ficarem acima dessa linha. Dessa forma, na Figura 6.3(a) confirma-se a validade da operação da estrutura na ocorrência de afundamentos. Vale ressaltar que há um outro limite mínimo de E_g a ser obedecido, dado por (6.8), que é igual ao encontrado na estrutura série-paralelo (ver seção 5.2.1 na página 92).

Na ocorrência de sobretensão, verifica-se na Figura 6.3(b) que não há o funcionamento adequado da estrutura no intervalo completo de $\theta_{i_{gl}}$, contudo, observa-se que mesmo em sobretensões severas de 50 %, pode-se manter a regulação na tensão da carga para $|\theta_{i_{gl}}| > 50^\circ$ aproximadamente (ver curva $E_g = 1,5 pu$). Assim, essa estrutura pode atuar em situações que as estruturas série-paralelo e paralelo-série não poderiam.

A fim de organização, a apresentação das curvas de correntes e tensões será dividida em duas partes, primeiramente as curvas na ocorrência de afundamento em E_g e em seguida na ocorrência de sobretensões.

6.2.1.1 Afundamento de E_g

Na Figura 6.4 são apresentadas as curvas da tensão do conversor série, que é a fonte V_s no modelo de circuito na Figura 6.2. A Figura 6.4 encontra-se subdividida em duas figuras, uma considerando o $\theta_{v_l} < 0^\circ$ (Figura 6.4(a)), e a outra considerando $\theta_{v_l} > 0^\circ$ (Figura 6.4(b)), já que (6.12) implica na possibilidade de dois valores para θ_{v_l} .

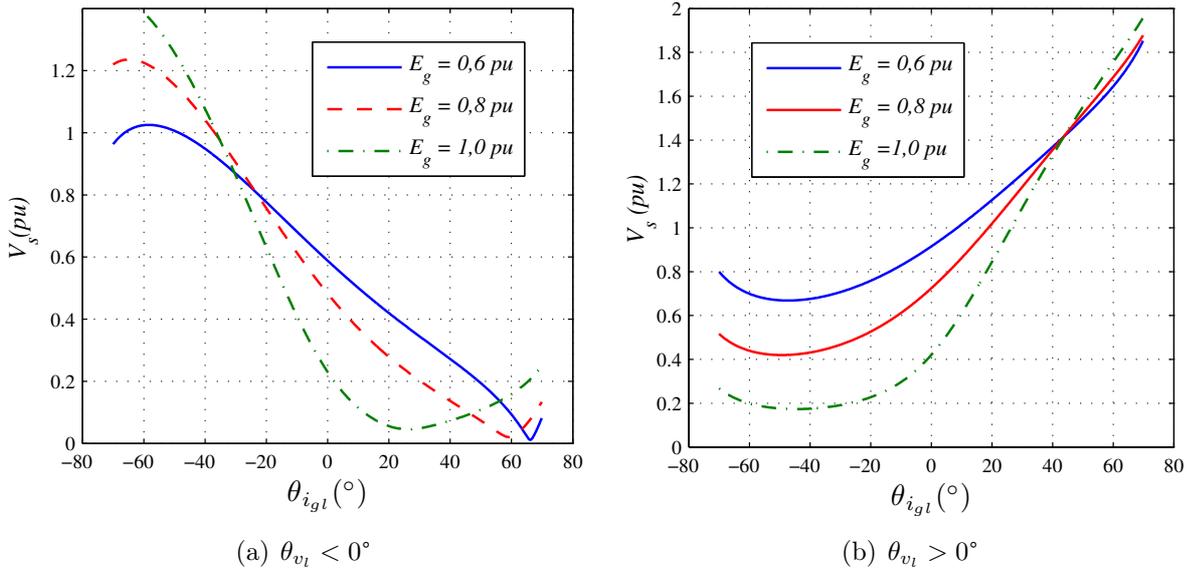


Figura 6.4 – Curvas de V_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .

Observando as curvas de V_s , vale ressaltar a considerável mudança em função de $\theta_{i_{gl}}$, assim caso não seja escolhido um valor de $\theta_{i_{gl}}$ adequado para operar, pode-se chegar a superdimensionar a estrutura desnecessariamente. Também percebe-se a grande diferença na localização dos valores mínimos de V_s : com a tensão da carga atrasada é melhor adiantar a corrente I_{gl} , e operando com a tensão da carga adiantada é melhor atrasar I_{gl} .

Nas Figuras 6.5(a) e (b) são apresentadas as curvas de I_s , utilizando as mesmas condições anteriores. Nelas se observa que para reduzir I_s sempre será melhor utilizar a corrente I_{gl} adiantada, contudo, não se deve adiantá-la muito, ao ponto de deixa-la próximo de 90° , pois assim, aumenta-se enormemente o valor de I_s . Observa-se ainda que na Figura 6.5(b) encontra-se os menores valores de I_s , logo, do ponto de vista de I_s é melhor impor que a tensão da carga fique adiantada.

Comparando os resultados de V_s e I_s percebe-se que a minimização em função de $\theta_{i_{gl}}$ segue sentidos contrários quando $\theta_{v_l} > 0^\circ$ e mesmo sentido quando $\theta_{v_l} < 0^\circ$. Assim é necessária uma ponderação na escolha de $\theta_{i_{gl}}$, de acordo com os critérios de funcionamento da estrutura.

Nas Figuras 6.6(a) e (b) são apresentadas as curvas da corrente I_{hl} , que corresponde a corrente do filtro paralelo próximo à carga. Comparando-as, percebe-se que com $\theta_{v_l} > 0^\circ$ os valores de I_{hl} são menores e que há uma simetria em relação a $\theta_{i_{gl}}$.

Já a corrente do filtro paralelo próximo a fonte não sofre alteração nos valores em relação a fase da tensão da carga, tal como se vê nas Figuras 6.7(a) e (b), já que I_{hg} não depende diretamente de I_l como se vê em (6.5).

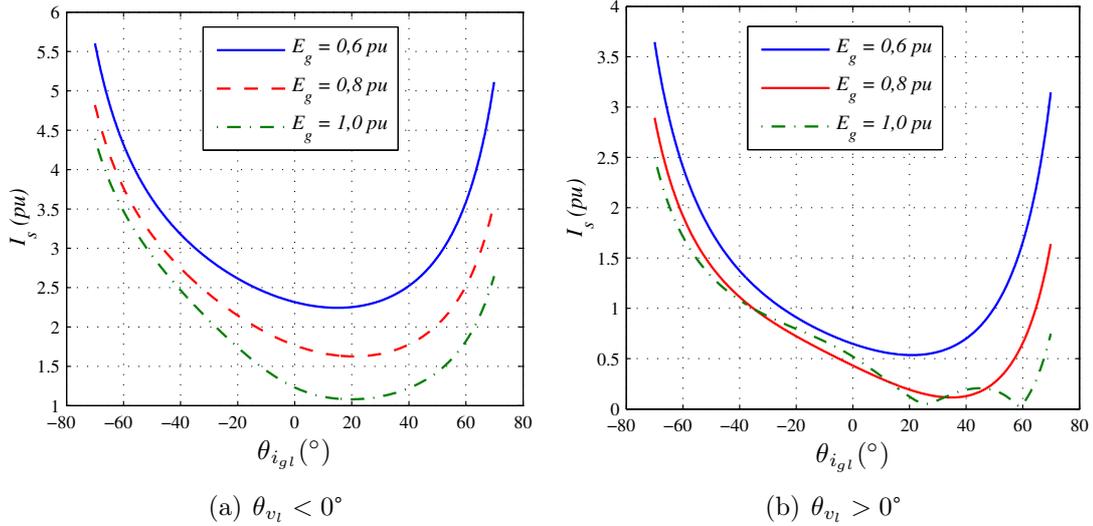


Figura 6.5 – Curvas de I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .

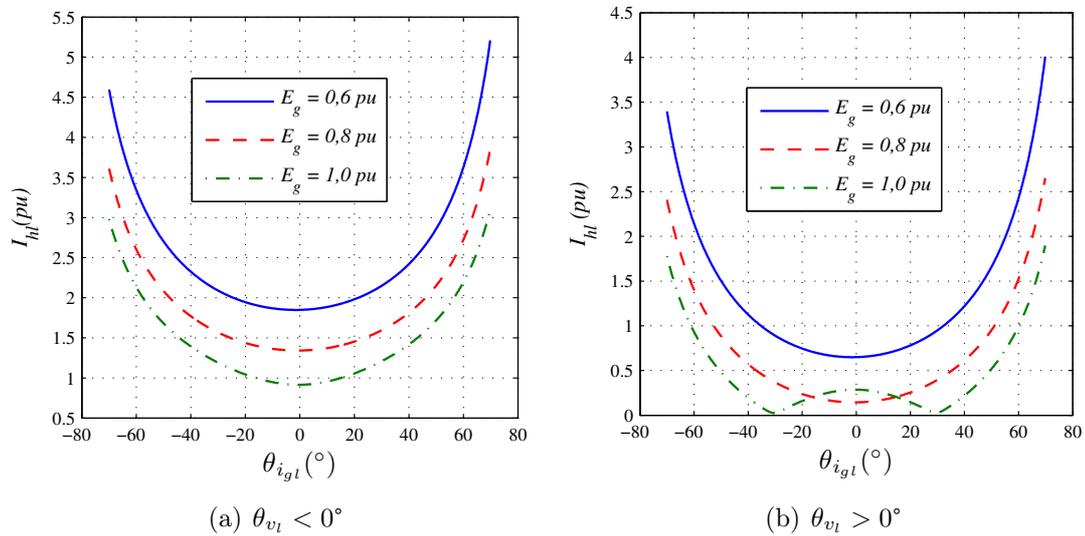


Figura 6.6 – Curvas de I_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .

Em síntese, do ponto de vista das correntes dos dois conversores paralelos é melhor operar a estrutura com a tensão da carga adiantada em relação à tensão da fonte, e utilizar valores de $\theta_{i_{gl}}$ os mais próximos possíveis de 0° .

Por último, nas Figuras 6.8 e 6.9 são exibidas as curvas das tensões V_{hg} e V_{hl} dos dois filtros paralelos. Comparativamente se observa que V_{hg} é mais sensível às variações de E_g do que V_{hl} . Tal característica está em acordo à encontrada na estrutura com dois barramentos *cc*, onde se viu que o filtro paralelo próximo à fonte sofre maiores variações na tensão do que quando junto à carga.

Comparando as Figuras 6.8(a) e (b) se percebe que V_{hg} não varia com a fase da tensão da carga, já V_{hl} assume os menores valores para $\theta_{v_l} > 0^\circ$. Por fim, do ponto de vista da redução dos valores em função de $\theta_{i_{gl}}$, tanto V_{hg} quanto V_{hl} vão reduzindo a medida que

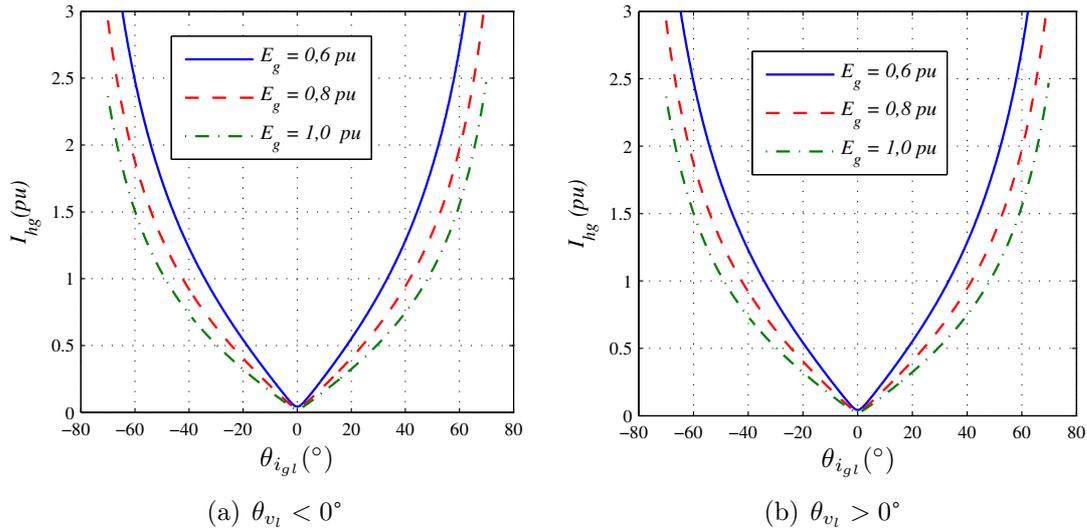


Figura 6.7 – Curvas de I_{hg} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .

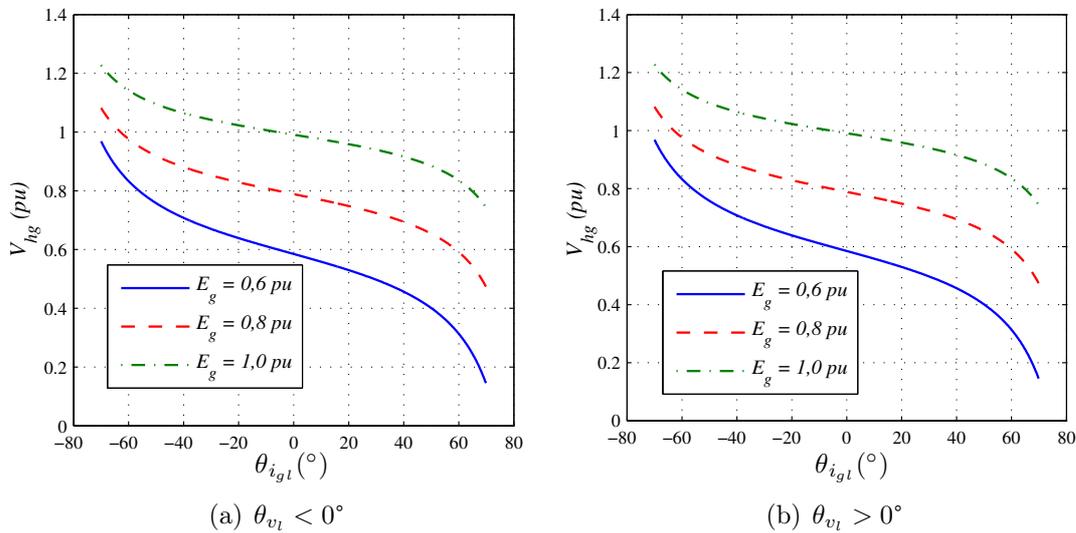


Figura 6.8 – Curvas de V_{hg} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .

$\theta_{i_{gl}}$ vai aumentando, considerando que θ_{vl} seja positivo.

De um modo geral, todas as curvas mostraram menores valores para $\theta_{vl} > 0^\circ$, excetuando a curva de V_s na Figura 6.4(b), que assumiu valores maiores com $\theta_{vl} > 0^\circ$ e além disso, segundo esta, é melhor operar com $\theta_{i_{gl}}$ negativo, em contradição com as demais curvas que obtiveram os menores resultados para $\theta_{i_{gl}} = 0^\circ$ ou maior do que zero.

Desse modo, se fosse possível desconsiderar o comportamento de V_s , a estrutura operaria sempre com $\theta_{vl} > 0^\circ$ e escolher-se-ia um valor positivo para $\theta_{i_{gl}}$ de acordo com um critério de projeto da estrutura, que poderia ser a redução de perdas, por exemplo. Como não é sensato desprezar o comportamento de V_s , deve-se utilizar a relação de espiras do transformador para minimizar V_s e assim poder manter a mesma opção em relação a θ_{vl} e $\theta_{i_{gl}}$ mencionadas.

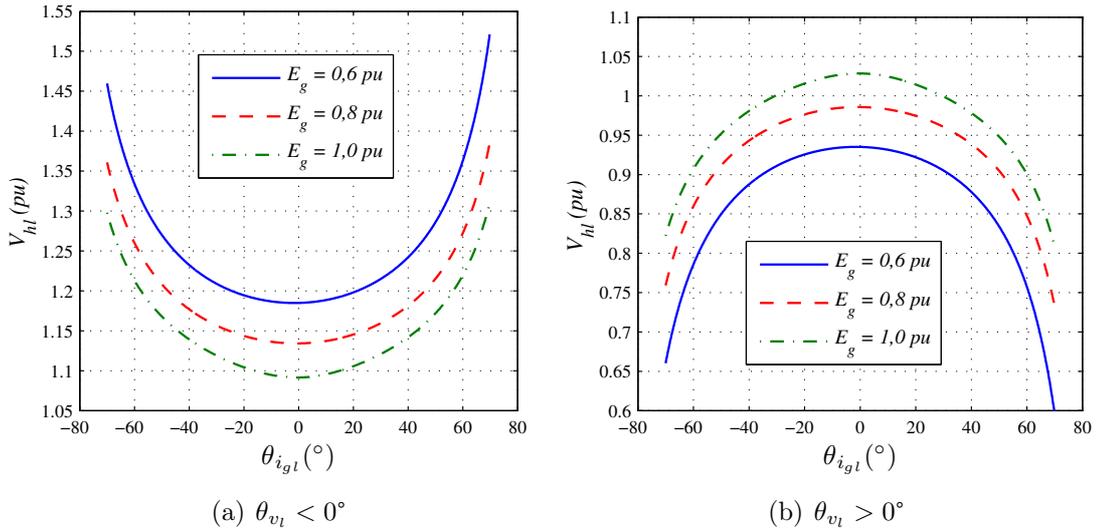


Figura 6.9 – Curvas de V_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para afundamento em E_g .

6.2.1.2 Sobretensão em E_g

Conforme visto na Figura 6.3(b), quando ocorre sobretensão em E_g alguns valores de I_{gl} ficam abaixo do valor mínimo definido por (6.15), assim, não haverá um correto funcionamento da estrutura para todo intervalo de $\theta_{i_{gl}}$, e sim para alguns trechos apenas. Naturalmente, as curvas serão plotadas apenas no intervalo de operação permitido.

Aqui será considerada apenas a situação onde θ_{v_l} é maior do que zero, já que assim se obteve melhores resultados, como visto na seção anterior.

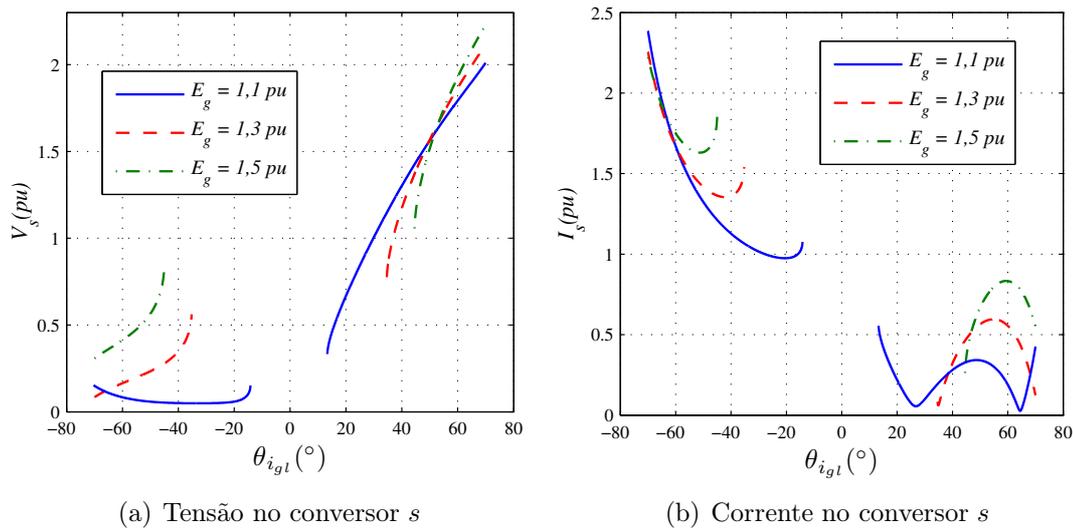


Figura 6.10 – Curvas de V_s e I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para sobretensão em E_g .

As curvas de V_s estão mostradas na Figura 6.10(a). Nelas nota-se inicialmente que a medida que a sobretensão se torna cada vez mais elevada, o intervalo de $\theta_{i_{gl}}$, cuja a

estrutura pode operar, se torna cada vez menor. Essa é uma característica desvantajosa para a estrutura, contudo, ela é perfeitamente aceitável já que os valores simulados de sobretensão são altos.

Comparativamente, percebe-se nas Figuras 6.10(a) e (b) que a otimização de V_s e I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ seguem sentidos opostos, e isso dificulta a escolha de $\theta_{i_{gl}}$. A decisão de qual valor se tornará mais adequado dependerá dos demais resultados, tal como visto na situação de afundamento.

O conversor paralelo ‘ hg ’ apresenta o comportamento mostrado nas curvas das Figuras 6.11(a) e (b). Nelas se percebe que utilizar $\theta_{i_{gl}} > 0^\circ$ é mais efetivo já que o comportamento da corrente é simétrico em relação a $\theta_{i_{gl}}$, de forma que os valores de I_{hg} são os mesmos independentemente de $\theta_{i_{gl}}$ ser positivo ou negativo, e V_{hg} é menor para $\theta_{i_{gl}} > 0^\circ$.

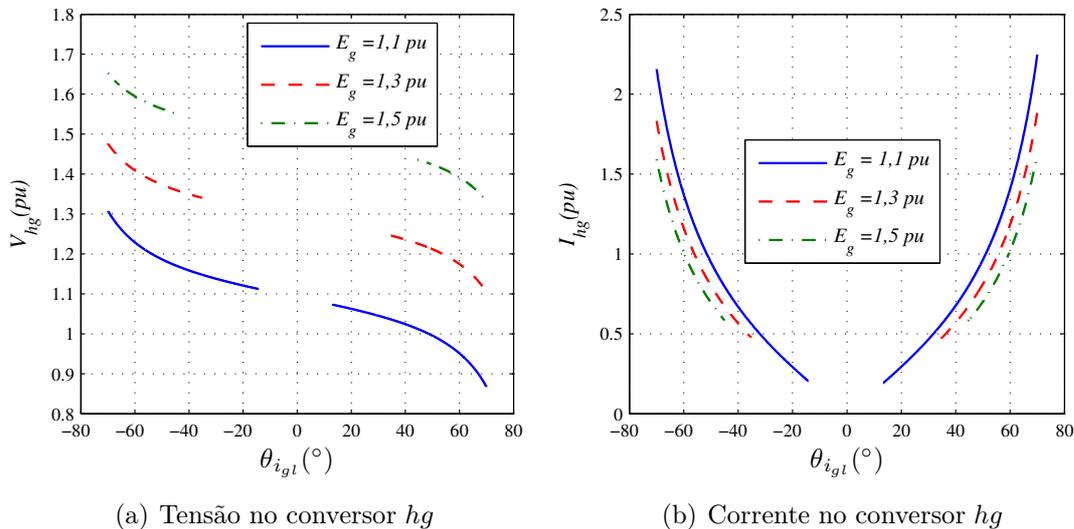


Figura 6.11 – Curvas de V_{hg} e I_{hg} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para sobretensão em E_g .

Já nas Figuras 6.12(a) e (b) são exibidas as curvas de tensão e corrente referentes ao conversor paralelo ‘ hl ’. Nelas se percebe que os valores são os mesmos independentemente de $\theta_{i_{gl}}$ ser positivo ou negativo, assim essas curvas indicam, sem haver desvantagem, a operação adiantada ou atrasada de I_{gl} .

Diante das curvas exibidas até então, para afundamento e sobretensão em E_g , foi criada a Tabela 6.2 resumindo as informações obtidas, destacando onde as amplitudes de corrente e tensão eram mais altas ou baixas ou indiferentes (simétricas) em função de $\theta_{i_{gl}}$.

Nesta tabela nota-se que a determinação de que $\theta_{i_{gl}}$ será positivo ou negativo virá prioritariamente da análise no conversor série, pois dos dois conversores paralelos, apenas V_{hg} não assumiu um comportamento simétrico em relação à $\theta_{i_{gl}}$, e além disso a variação

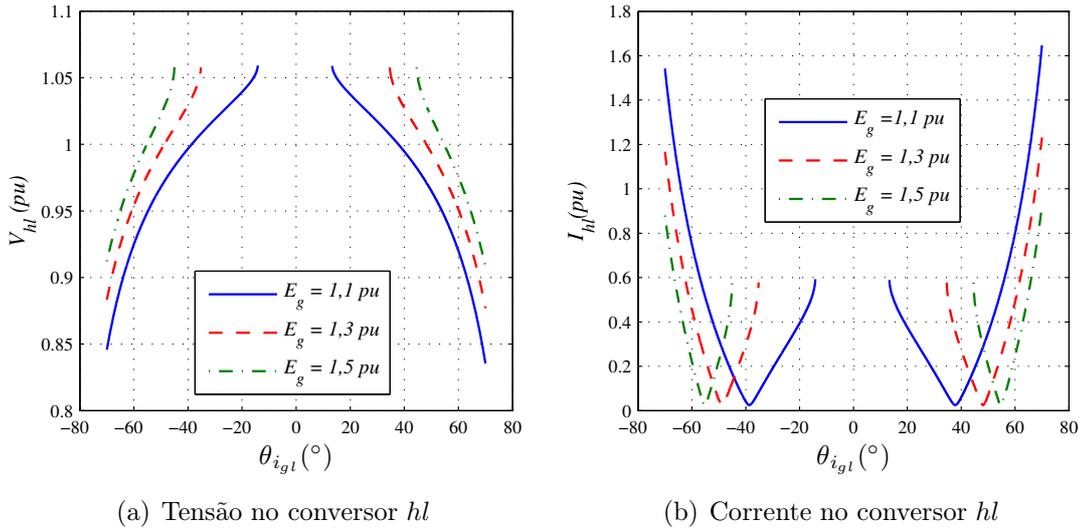


Figura 6.12 – Curvas de V_{hl} e I_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para sobretensão em E_g .

de V_{hg} não é tão expressiva quanto às de V_s ou I_s .

Tabela 6.2 – Resumo da observação dos valores de amplitude das correntes e tensões em função de $\theta_{i_{gl}}$ e E_g .

	$\theta_{i_{gl}} > 0^\circ$	$\theta_{i_{gl}} < 0^\circ$	E_g
V_s	muito	pouco	muito
I_s	pouco	muito	muito
V_{hg}	pouco	muito	muito
I_{hg}	simétrico		considerável
V_{hl}	simétrico		pouco
I_{hl}	simétrico		considerável

Observe que o que foi analisado até então, tratou simplesmente da escolha de θ_{vl} maior ou menor do que 0° e de \mathbf{I}_{gl} adiantado ou atrasado em relação à \mathbf{E}_g , contudo, o valor em si de $\theta_{i_{gl}}$ (e conseqüentemente de θ_{vl}) dependerá dos demais resultados.

6.2.2 Comportamento variando-se a carga

Nessa seção é analisado o comportamento da estrutura PSP quando ocorre uma mudança no fator de potência da carga. Nessa simulação os parâmetros utilizados serão novamente os da Tabela 6.1, com a única diferença de que os fatores de potência utilizados serão $f_{p_{carga}} = 1, 0; 0,7$ e $0,4$ indutivo. Será traçada uma curva para cada valor de $f_{p_{carga}}$, para todas as correntes e tensões dos conversores em função de $\theta_{i_{gl}}$. Vale lembrar que nas curvas de análise da variação em E_g , o fator de potência da carga era de $0,8$, logo

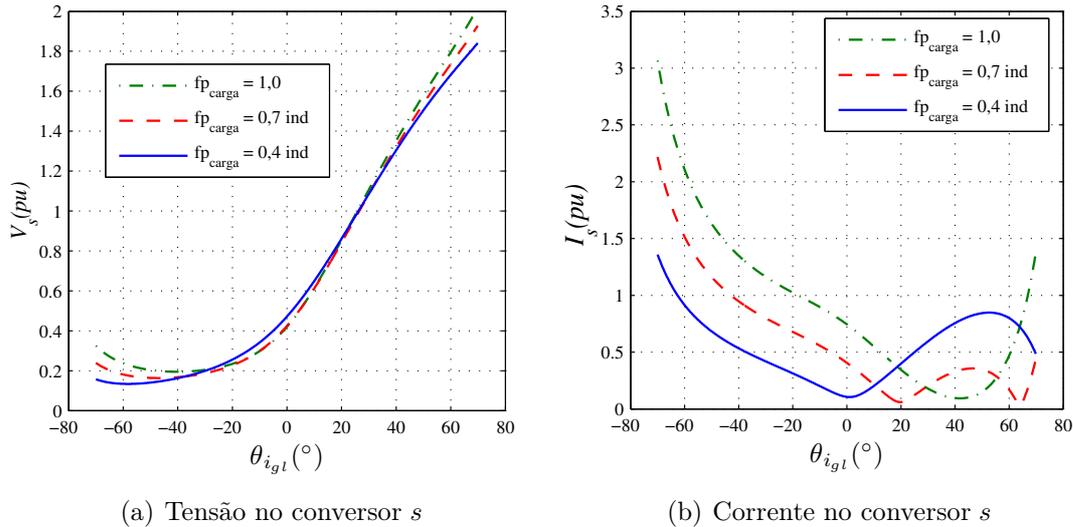


Figura 6.13 – Curvas de V_s e I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de fp_{carga} .

não há necessidade de se reutilizar esse valor.

Nesse sentido, encontram-se nas Figuras 6.13(a) e (b) as curvas de V_s e I_s do conversor série. Nelas se percebe que V_s não sofre variação considerável em função de fp_{carga} , enquanto que I_s é mais susceptível. Na Figura 6.13(b) percebe-se que a medida que fp_{carga} diminui, o ponto de valor mínimo de I_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ segue no sentido de $\theta_{i_{gl}} = 0^\circ$. Devido a esse comportamento de I_s e como a carga pode permanecer durante um longo período em um novo estado, é importante utilizar estratégias para mudar o valor de $\theta_{i_{gl}}$, para assim minimizar as perdas durante o funcionamento da estrutura.

Na Figura 6.14(a) são exibidas as curvas de V_{hg} . Nela se percebe que V_{hg} pouco varia em relação ao fp_{carga} . Já a corrente I_{hg} , que tem o comportamento exibido na Figura 6.14(b), apresenta uma sensibilidade um pouco maior em relação a fp_{carga} , no entanto, mantém a mesma característica de simetria em $\theta_{i_{gl}} = 0^\circ$. Assim pode-se dizer que o conversor ‘ hg ’ é pouco influenciado por variações na carga.

Por último são mostradas as curvas de V_{hl} e I_{hl} nas Figuras 6.15(a) e (b), respectivamente. Nelas se percebe claramente que o conversor hl é mais sensível às mudanças na carga do que o conversor hg , o que é naturalmente esperado já que o conversor hl está conectado junto à carga o que faz I_{hl} depender diretamente de I_l .

Para V_{hl} é melhor operar com um valor de $\theta_{i_{gl}}$ distante de 0° , pois o maior valor dessa é encontrado em $\theta_{i_{gl}} = 0^\circ$. Já I_{hl} , como se vê na Figura 6.15(b), varia bastante, tanto em relação à fp_{carga} quanto à $\theta_{i_{gl}}$. Percebe-se que o valor mínimo de I_{hl} muda drasticamente de posição em relação à $\theta_{i_{gl}}$, o que dificulta bastante a escolha do valor de operação adequado

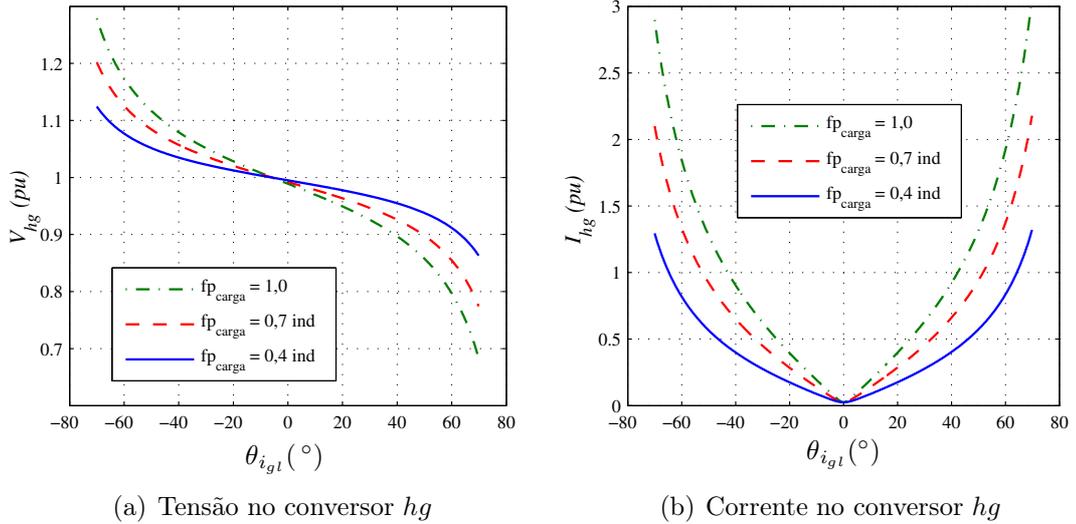


Figura 6.14 – Curvas de V_{hg} e I_{hg} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de fp_{carga} .

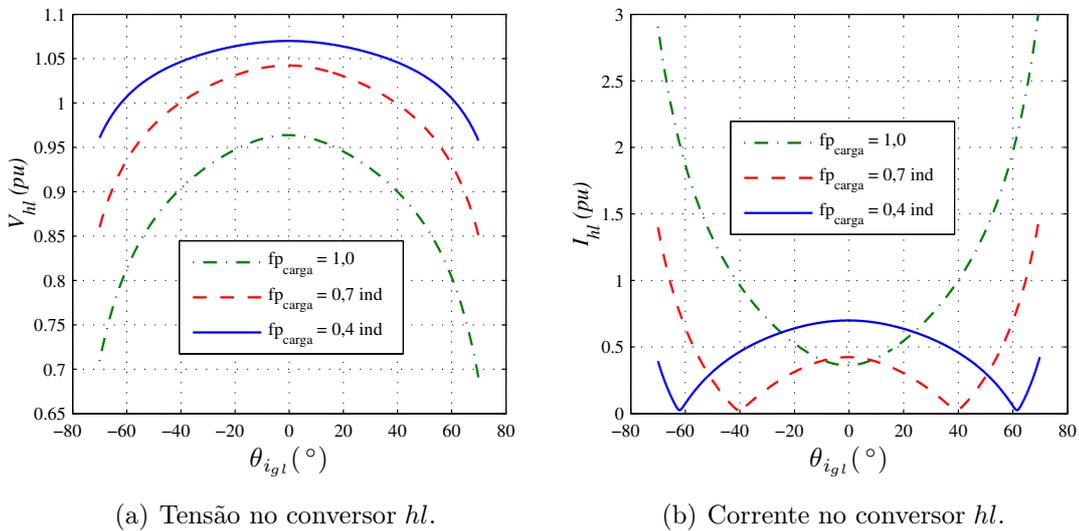


Figura 6.15 – Curvas de V_{hl} e I_{hl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de fp_{carga} .

de $\theta_{i_{gl}}$, a menos que a carga em questão tenha um fp_{carga} constante. Caso isso não ocorra, é necessário que haja uma estratégia que permita modificar o valor de $\theta_{i_{gl}}$ conforme haja uma mudança na carga.

Na Tabela 6.3 tem-se um resumo das características encontradas nas curvas mostradas. Nela se percebe que as grandezas que são mais afetadas com a variação da carga são as correntes. Apenas a tensão V_{hl} teve uma variação considerável em função de fp_{carga} .

6.2.3 Comportamento variando-se n

Nessa seção será analisado o comportamento da estrutura PSP em função da relação do número de espiras do transformador. Tal como ocorreu nas estruturas anteriores, o

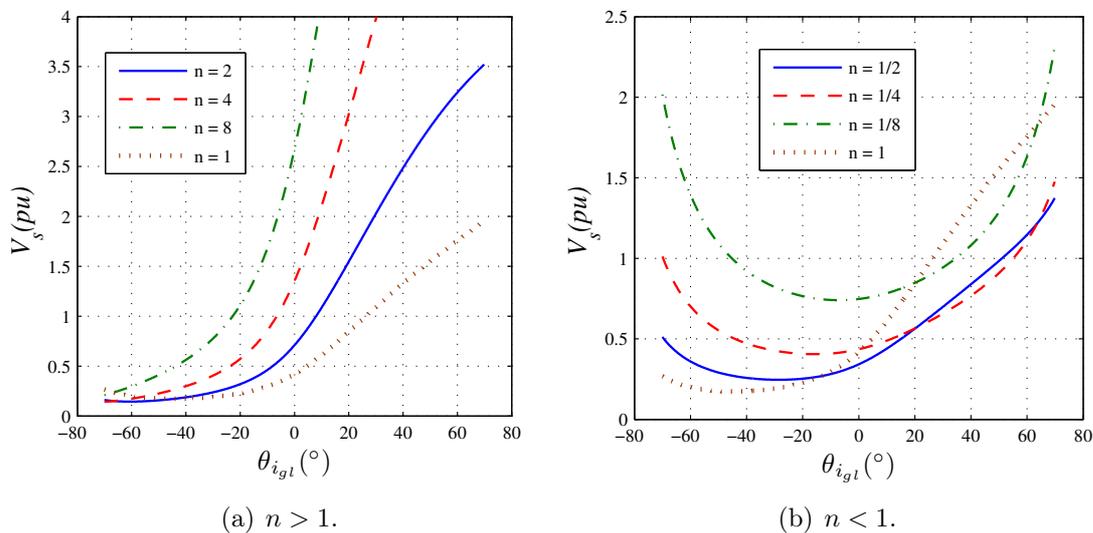
Tabela 6.3 – Valores das amplitudes das correntes e tensões em função de $f_{p_{\text{carga}}}$ e $\theta_{i_{gl}}$.

	$\theta_{i_{gl}} > 0^\circ$	$\theta_{i_{gl}} < 0^\circ$	$f_{p_{\text{carga}}}$
V_s	muito	pouco	pouco
I_s	pouco	muito	muito
V_{hg}	pouco	muito	pouco
I_{hg}	simétrico		considerável
V_{hl}	simétrico		considerável
I_{hl}	simétrico		muito

transformador, através da relação de espiras n , permite uma melhoria do sistema, já que é possível escolher o seu valor livremente. Na presente análise será avaliado o comportamento tanto na operação como abaixador quanto na de elevador de tensão, considerado que o primário é o lado do conversor série. Assim, de acordo com o modelo de circuito da Figura 6.2, utilizaremos:

Abaixador de tensão: $n = 2; 4$ e 8 .

Elevador de tensão: $n = 1/2; 1/4$ e $1/8$.

**Figura 6.16** – Curvas de V_s em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variação de n .

Vale lembrar que os demais parâmetros de simulação são os contidos na Tabela 6.1. Dessa forma, todas as curvas anteriores utilizaram $n = 1$, mesmo assim, este valor será novamente utilizado para facilitar a comparação dos resultados.

Como as resistências das indutâncias de filtro dos conversores foram desprezadas, qualquer alteração no valor n não afetará os dois conversores em paralelo. Assim só serão

exibidas as curvas de V_s e I_s .

Fazendo um comparativo entre as curvas de V_s obtidas, mostradas nas Figuras 6.16(a) e (b), percebe-se que com $n = 1$ se obtém os menores valores, em grande parte do intervalo de θ_{igl} , e que estes se localizam, como em todas as curvas de V_s anteriores, no trecho $\theta_{igl} < 0^\circ$. Pode-se afirmar que operar com $n \neq 1$, praticamente não oferece vantagens.

Contudo, analisando as curvas de I_s , Figuras 6.17(a) e (b), percebe-se claramente que utilizar $n < 1$ não promove qualquer redução no valor de I_s , tal como é mostrado na Figura 6.17(b), contudo, utilizando $n > 1$ e $\theta_{igl} < 0^\circ$, há redução bastante significativa no valor de I_s .

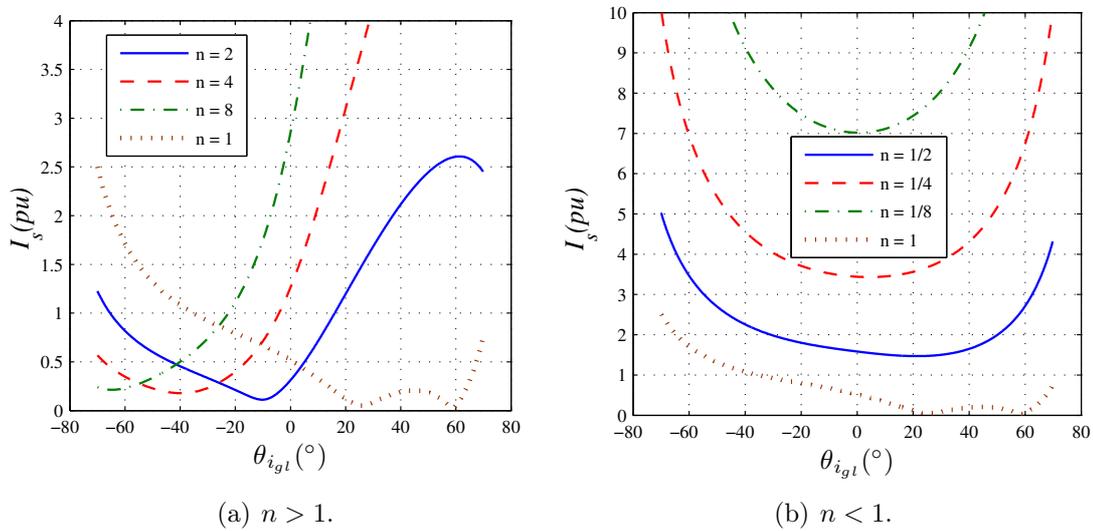


Figura 6.17 – Curvas de I_s em função de θ_{igl} para variação de n .

Em resumo, utilizar $n > 1$ e $\theta_{igl} < 0^\circ$ é a melhor situação encontrada, já que se reduz consideravelmente o valor de I_s e aumenta-se pouco o valor de V_s . O valor de n deverá ser escolhido de acordo com o valor de θ_{igl} a ser adotado, pois percebe-se na Figura 6.17(a) que quanto mais negativo for o valor de θ_{igl} maior deverá ser o valor de n . Por último, tal comportamento da estrutura PSP em função de n faz com que a escolha de θ_{igl} seja, em definitivo, um valor negativo.

6.2.4 Comportamento variando-se x_s e x_{cs}

Para o devido dimensionamento da estrutura é importante conhecer como os níveis de tensão e corrente variam conforme se altera os valores das reatâncias x_s e x_{cs} , que são necessárias para a filtragem dos harmônicos indesejáveis, produzidos pelo próprio conversor. Com esse intuito, foram utilizados $x_s = 0,01; 0,05; 0,1; 0,3 pu$.

Com esses valores de x_s e utilizando para os demais parâmetros os valores dados na Tabela 6.1, observou para V_s os comportamentos mostrados nas curvas da Figura 6.18(a). Comparativamente se percebe que V_s assume menores valores quanto menor for o valor de x_s , contudo, na Figura 6.18(b), que foi plotada modificando apenas o valor de n para 4 em vez de $n = 1$ utilizado na Figura 6.18(a), percebe-se que a influência de x_s sobre V_s é minimizada.

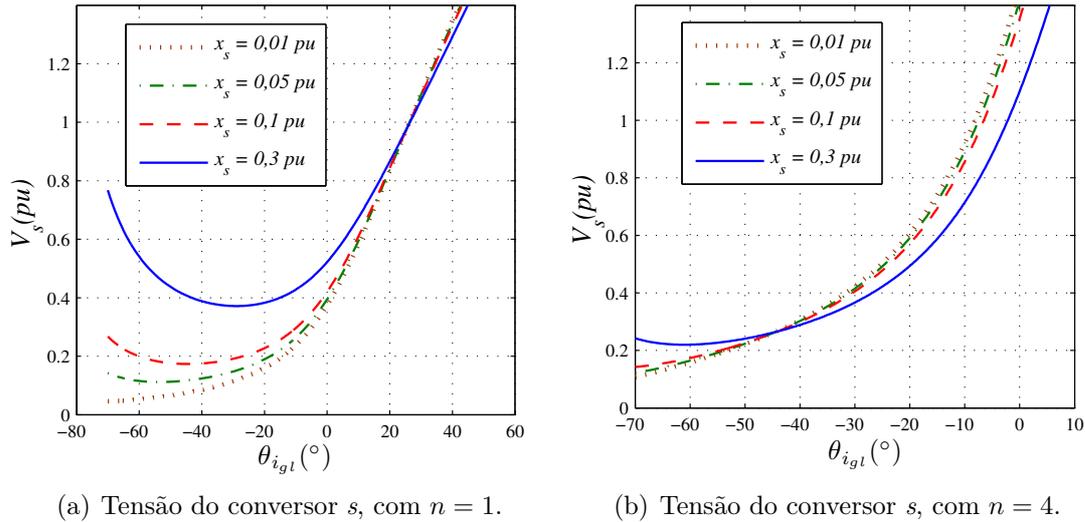


Figura 6.18 – Curvas de V_s em função de θ_{igl} para variação de x_s .

Dessa forma, é reforçada a vantagem de se utilizar $n > 1$ para o transformador, já que a flexibilidade na escolha de x_s torna-se maior e os valores assumidos por V_s pouco se modificam.

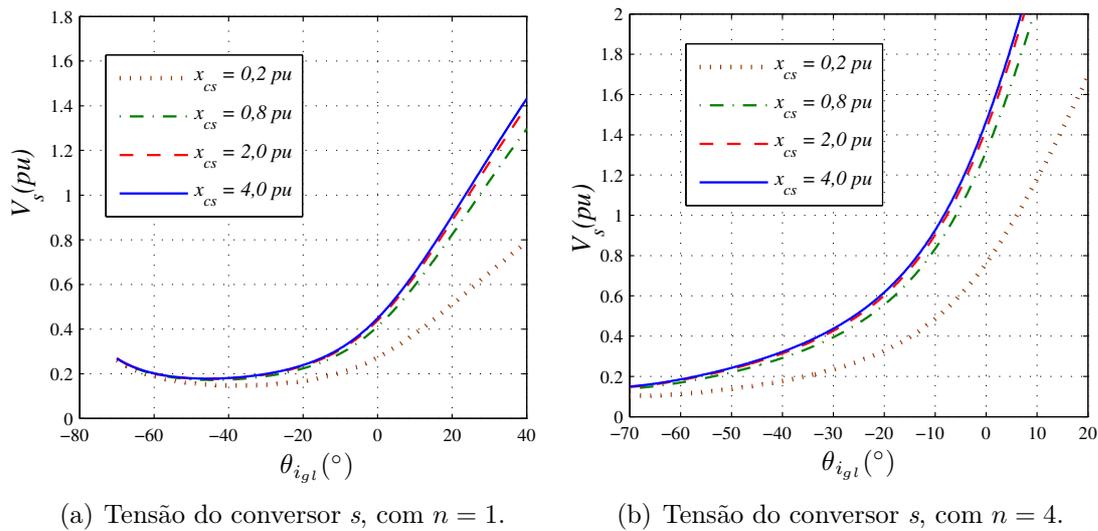
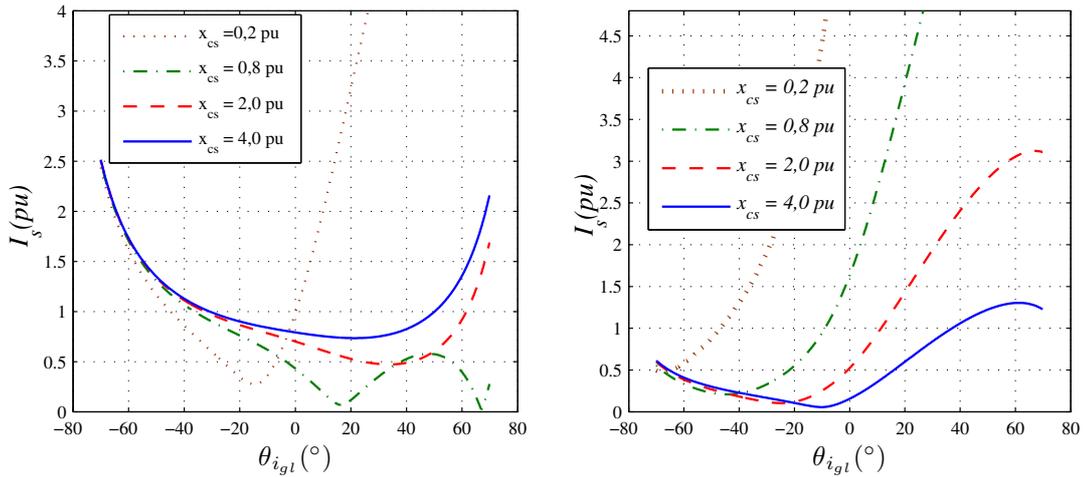


Figura 6.19 – Curvas de V_s em função de θ_{igl} para variação de x_{cs} .

Nas Figuras 6.19(a) e (b) são apresentadas as curvas de V_s para variações nos valores

de x_{cs} , que mostraram ser pequenas, o que ajuda na escolha do valor x_{cs} já que não impõe fortes restrições.

Com relação ao comportamento da corrente do conversor s , não foi perceptível alterações de I_s em função de x_s , por esse motivo é que não são exibidas curvas de I_s para este caso. No entanto as variações em x_{cs} resultaram nas curvas exibidas nas Figuras 6.20(a) e (b).



(a) Corrente do conversor s , com $n = 1$.

(b) Corrente do conversor s , com $n = 4$.

Figura 6.20 – Curvas de I_s em função de θ_{ig1} para variação de x_{cs} .

Logo, se percebe que há uma grande variação em função de x_{cs} , grandes diferenças na localização dos pontos mínimos de I_s , mas pode-se perceber que a medida que x_{cs} aumenta, as curvas de I_s vão se tornando mais suaves e uniformes. Assim, deve-se priorizar o uso de capacitores pequenos. Outra característica importante observada são os menores valores obtidos para $n = 4$, consolidando novamente o uso de $n > 1$.

Como as resistências internas das reatâncias foram desprezadas no modelo de circuito da Figura 6.2, não ocorrem alterações nas tensões e correntes dos conversores paralelos, assim não há necessidade de plotar estas curvas.

6.2.5 Comportamento variando-se x_{hg} e x_{hl}

Os conversores paralelos se conectam ao sistema por meio das reatâncias de filtragem x_{hg} e x_{hl} . Os valores delas devem ser devidamente estipulados para que haja o correto funcionamento da estrutura. Nessa seção será avaliado o impacto que elas causam no funcionamento em regime permanente. A análise será feita utilizando os valores de 0,01; 0,05; 0,2; 0,4 pu tanto para x_{hg} quanto para x_{hl} . Para os demais parâmetros serão

utilizados os valores contidos na Tabela 6.1.

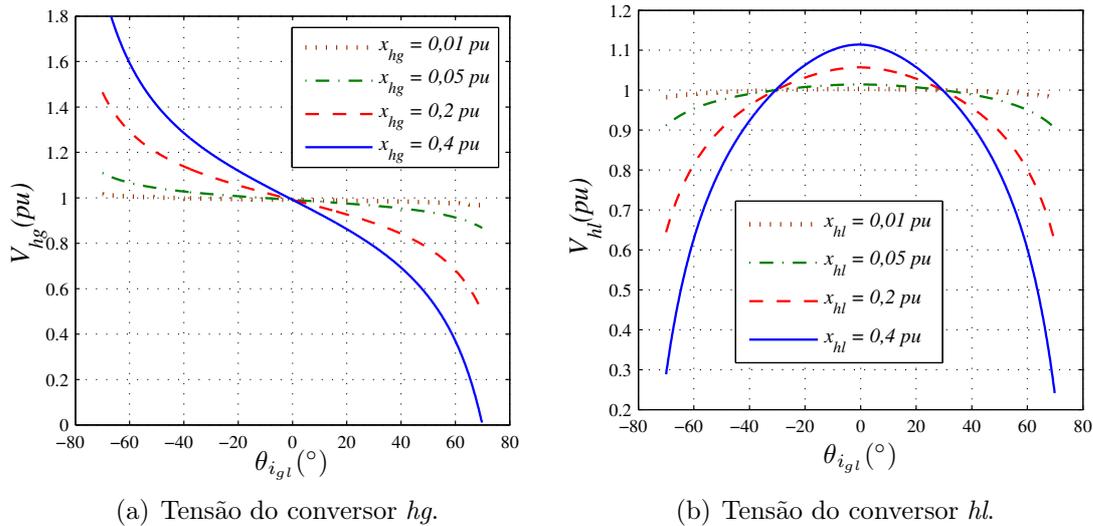


Figura 6.21 – Curvas de V_{hg} e V_{hl} em função de θ_{igl} para variação de x_{hg} e x_{hl} , respectivamente.

Na Figura 6.21(a) estão as curvas obtidas para V_{hg} . Nela se percebe que a medida que x_{hg} aumenta, V_{hg} diminui no intervalo $\theta_{igl} > 0^\circ$, contudo V_{hg} aumenta no intervalo $\theta_{igl} < 0^\circ$. Como a resposta do conversor ‘s’ foi bastante favorável para a operação com $\theta_{igl} < 0^\circ$, e para poder operar nesse intervalo, minimizando o valor de V_{hg} , deve-se utilizar o menor valor de x_{hg} possível.

Já o comportamento de V_{hl} mostrado na Figura 6.21(b) permite que se utilize valores elevados de x_{hl} , obtendo-se, concomitantemente, redução no valor de V_{hl} , implicando numa importante flexibilidade para os requisitos de dimensionamento da estrutura.

Por fim, não foram plotadas curvas para a tensão e corrente do conversor ‘s’ em função de x_{hg} e x_{hl} porque essas variáveis não afetam o comportamento do mesmo.

6.3 Sistema de controle

Para o filtro PSP utilizou-se o sistema de controle descrito através do diagrama de blocos mostrado na Figura 6.22. Como se percebe o sistema de controle é semelhante aos anteriores. Entretanto, como há três filtros com barramentos independentes, são necessários três controladores para a tensão de cada barramento, e há mais uma corrente $i_{gl\alpha\beta}$ para ser controlada.

Os controladores R_{ig} são alimentados com o sinal de erro da corrente $i_{gl\alpha\beta}$ e a saída são as tensões de referência para a modulação PWM. Assim como nos casos anteriores,

o controlador empregado é o de dupla sequência idêntico ao utilizado para a estrutura padrão.

A estratégia de modulação PWM é semelhante a empregada no filtro universal padrão. A diferença é que como os conversores são independentes, para cada um será gerada uma tensão v_{n0}^* .

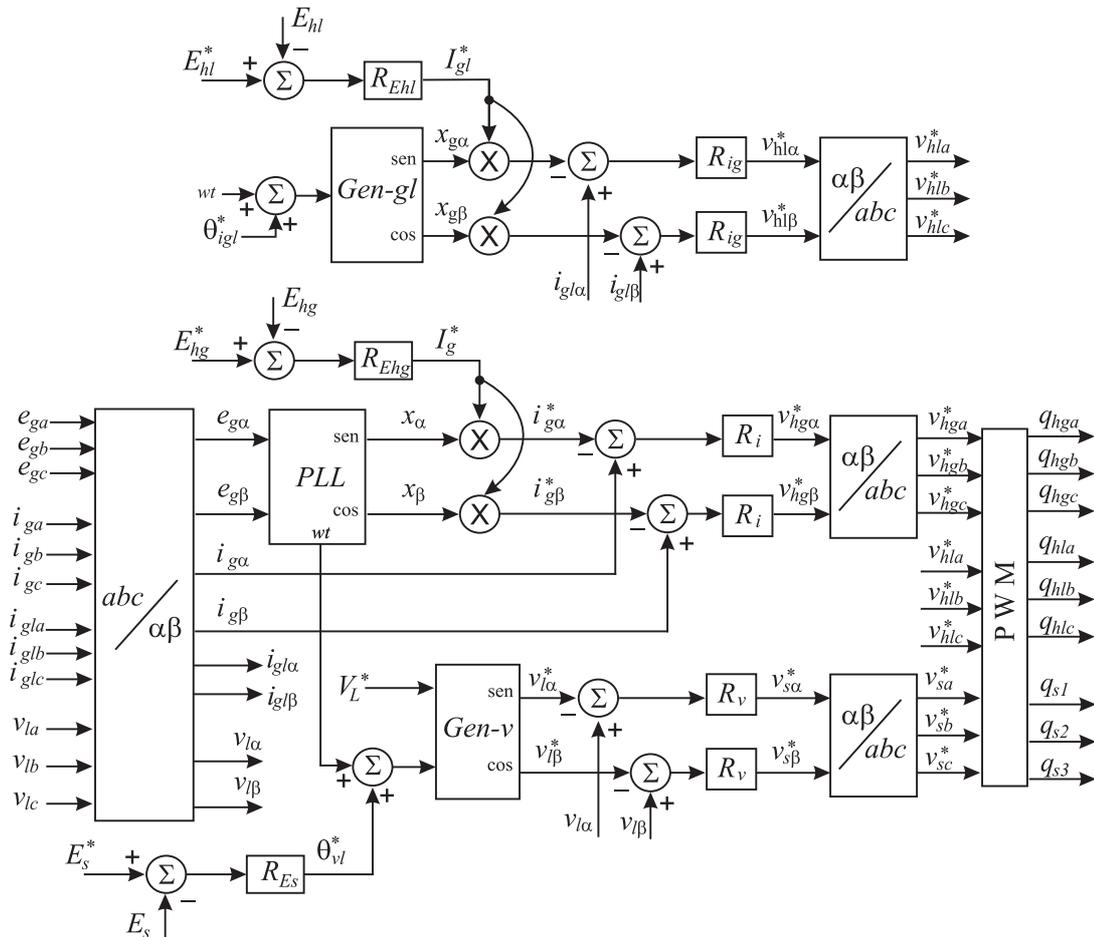


Figura 6.22 – Diagrama de blocos do sistema de controle do filtro PSP.

6.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o comportamento de uma estrutura proposta que utiliza dois filtros paralelos e um filtro série, chamada de filtro universal paralelo-série-paralelo. Para ela foi elaborada uma análise em regime permanente, levando em consideração a componente fundamental do espectro harmônico.

Tal análise possibilitou a comprovação de que o filtro universal PSP pode compensar simultaneamente tanto a energia reativa da carga quanto às variações de amplitude da

tensão da fonte, além de possibilitar a minimização das amplitudes de corrente e tensão, mediante a livre escolha do valor de $\theta_{i_{gl}}$ para a estrutura operar.

Por meio da análise de regime permanente, foi possível concluir que os valores adequados para $\theta_{i_{gl}}$ encontram-se no semi-eixo negativo, assim, \mathbf{I}_{gl} deve ficar atrasada em relação à \mathbf{E}_g . Para poder regular a tensão da carga durante uma sobretensão $\theta_{i_{gl}}$ deve assumir um valor tal que a expressão (6.20) (página 123) seja obedecida.

Pôde-se concluir também da análise realizada, que diante dos valores possíveis para a fase da carga, é melhor que \mathbf{V}_l fique adiantada em relação à \mathbf{E}_g , pois para essa situação se obteve os menores valores de amplitudes de corrente e tensões.

Do ponto de vista da relação de espiras do transformador n , foi verificado que é mais vantajoso utilizar $n > 1$, porque assim I_s foi reduzido e V_s pouco variou, além de deixar V_s menos sensível à mudanças em x_s , o que flexibiliza o dimensionamento de x_s .

Já mudanças em x_{cs} provocaram fortes alterações em I_s , levando a concluir que é melhor utilizar valores pequenos para o capacitor C_s , a fim de diminuir tais variações de I_s . Também foi verificado que as curvas I_s em função de x_{cs} são mais suaves quando $n > 1$.

Em suma, pode-se concluir que o filtro universal PSP é uma estrutura que apresenta características bastantes vantajosas, podendo ser inserida, principalmente, em situações onde se faz necessário o uso de mais de um filtro paralelo.

Capítulo 7

Filtro Universal com dois Filtros Série e um Paralelo

7.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o comportamento em regime permanente de uma nova estrutura para a compensação de corrente e tensão, pode-se dizer que ela é a forma dual do filtro paralelo-série-paralelo, estudado anteriormente, e será denominada de filtro série-paralelo-série.

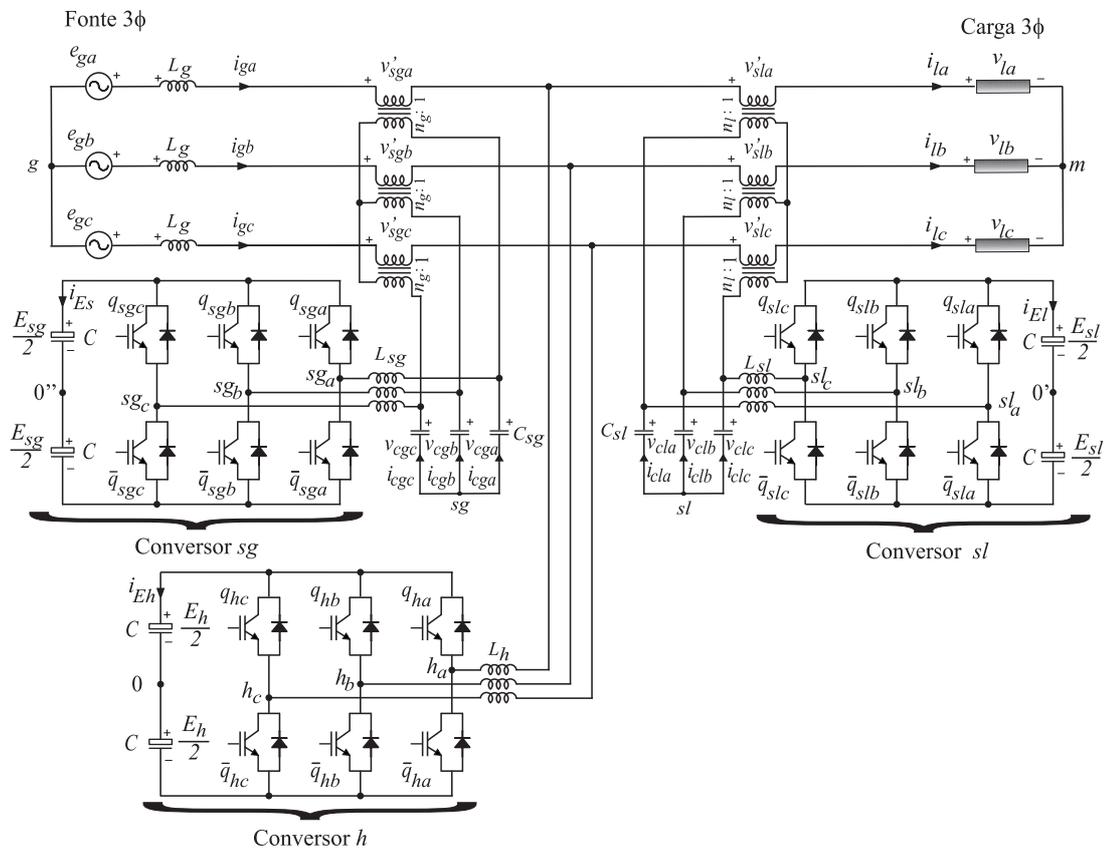


Figura 7.1 – Filtro universal série-paralelo-série (SPS).

Nessa estrutura, apresentada na Figura 7.1, há três conversores do tipo fonte de tensão, dois deles sg e sl conectados em série, um com a fonte e o outro com a carga, respectivamente, através de dois transformadores com relação de espiras n_g e n_l , responsáveis pela compensação dos distúrbios da tensão da rede, fornecendo para a carga uma tensão dentro dos padrões normatizados.

O filtro paralelo é implementado por meio do conversor h , e tem como função a compensação dos distúrbios da corrente da carga, evitando que os harmônicos desta se espalhem pela rede, e além disso, compensar a energia reativa da carga, elevando o fator de potência visto pela fonte para um valor maior ou igual a 0,92, que é o valor mínimo exigido pela agência nacional de energia elétrica (ANEEL, 2010).

Ao se comparar o filtro série-paralelo-série, ou simplesmente SPS, com o filtro série-paralelo ou paralelo-série do capítulo 5, percebe-se que esta nova estrutura nada mais é do que a simples adição de mais um filtro série em uma destas estruturas. Tal adição, que inicialmente pode parecer desvantajosa, trazendo uma maior complexidade do sistema de controle e maiores custos, traz também novas possibilidades na forma de como serão realizadas as compensações na tensão e corrente, novas estratégias de controle, novos critérios de redução das amplitudes de corrente e tensão.

Como há dois filtros série, por exemplo, pode-se dedicar um deles para a função exclusiva de compensação dos harmônicos enquanto o outro é dedicado à regulação da componente fundamental de sequência positiva, ou ainda dividir a tarefa de regulação da tensão da carga e eliminação de harmônicos igualmente entre os dois filtros série.

Na primeira situação, o filtro SPS em regime permanente se resumiria em um dos filtros: série-paralelo ou paralelo-série, dependendo de qual filtro se dedicaria à compensação exclusiva de harmônicos sg ou sl . O grande questionamento de operar o filtro SPS dessa forma é que como visto no capítulo 5, o filtro série-paralelo tem dificuldades em regular a tensão da carga na ocorrência de sobretensões, enquanto no filtro paralelo-série ocorre o contrário, apresenta dificuldades para a regulação de afundamentos da fonte de alimentação. Assim, para permitir que a tensão da carga seja regulada tanto no afundamento quanto na sobretensão da fonte de alimentação, é necessário uma troca de funções entre os filtros série, de acordo com as perturbações da componente fundamental da fonte de alimentação, que exige um sistema de controle mais aprimorado, que identifique o momento adequado para essa troca de função.

Diante disso, a segunda opção se torna mais viável, pois elimina a necessidade de se trocar as funções entre os filtros série e além disso, permite que os dois atuem na regulação da carga, implicando num grau de liberdade a mais para a estrutura, o que garante uma minimização das amplitudes das correntes e tensões. Diante disso, na simulação em regime permanente serão modelados os dois filtros série.

A simulação do filtro SPS em regime permanente tem o objetivo de avaliar os valores das amplitudes das tensões e das correntes dos conversores sg , sl e h frente as variações dos parâmetros da estrutura. Nela o grau de liberdade ficará evidente e esse será usado para a otimização da operação da estrutura.

7.2 Análise em regime permanente do filtro série-paralelo-série

A partir da estrutura da Figura 7.1 foi elaborado o modelo monofásico da Figura 7.2 que servirá para o desenvolvimento da análise em regime permanente. Nesse modelo, as fontes de tensão V_{sg} e V_{sl} representam as tensões dos conversores série e I_{sg} e I_{sl} as respectivas correntes. V_h e I_h são respectivamente a tensão e a corrente do conversor paralelo.

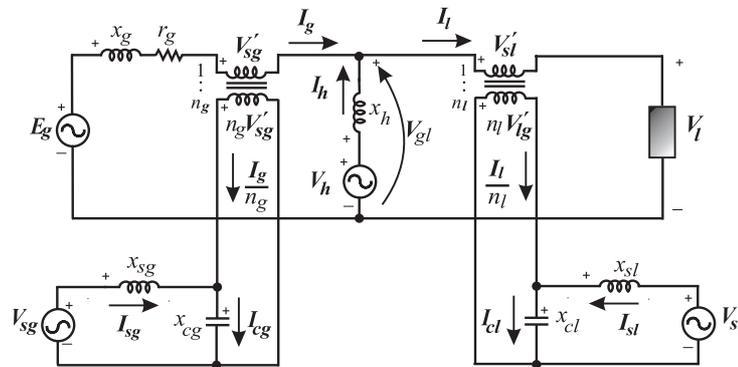


Figura 7.2 – Modelo monofásico do filtro universal série-paralelo-série.

Pelo transformador sl circulará a corrente não compensada da carga, visto o mesmo estar conectado em série com a mesma. Logo, os harmônicos da carga circularão pelo conversor ‘ sl ’, semelhantemente ao que acontece no filtro paralelo-série. Por outro lado, no transformador ‘ sg ’, circulará a corrente da fonte de alimentação que já foi devidamente compensada pelo filtro paralelo.

A grande diferença que há nessa estrutura em relação às demais estudadas anteriormente é que sobre o filtro paralelo não haverá a tensão da carga (tal como acontece na

estrutura padrão de seis braços, de cinco braços e na série-paralelo), nem a tensão da fonte (como no caso da estrutura paralelo-série), mas uma tensão denominada de \mathbf{V}_{gl} , que pode assumir, até então, qualquer valor de amplitude e fase. Naturalmente, uma dessas variáveis deverá ser empregada para o controle do barramento cc do conversor sg , porém a outra permanecerá livre, flexibilizando a estrutura. Essa tensão \mathbf{V}_{sg} assume um papel análogo ao da corrente \mathbf{I}_{sg} da estrutura PSP.

Aplicando as leis das malhas e dos nós, encontram-se as equações de regime permanente (7.1)–(7.8).

$$\mathbf{E}_g - (r_g + jx_g)\mathbf{I}_g - \mathbf{V}'_{sg} - \mathbf{V}'_{sl} - \mathbf{V}_l = 0 \quad (7.1)$$

$$\mathbf{V}_h - jx_h\mathbf{I}_h - \mathbf{V}_{gl} = 0 \quad (7.2)$$

$$\mathbf{V}_{sg} - jx_{sg}\mathbf{I}_{sg} - n_g\mathbf{V}'_{sg} = 0 \quad (7.3)$$

$$\mathbf{V}_{sl} - jx_{sl}\mathbf{I}_{sl} - n_l\mathbf{V}'_{sl} = 0 \quad (7.4)$$

$$\mathbf{I}_g + \mathbf{I}_h - \mathbf{I}_l = 0 \quad (7.5)$$

$$\mathbf{I}_{sl} + \frac{1}{n_l}\mathbf{I}_l - \frac{n_l}{jx_{cl}}\mathbf{V}'_{sl} = 0 \quad (7.6)$$

$$\mathbf{I}_{sg} + \frac{1}{n_g}\mathbf{I}_g - \frac{n_g}{jx_{cg}}\mathbf{V}'_{sg} = 0 \quad (7.7)$$

$$\mathbf{E}_g - (r_g + jx_g)\mathbf{I}_g - \mathbf{V}'_{sg} - \mathbf{V}_{gl} = 0 \quad (7.8)$$

Estas equações descrevem todo o comportamento em regime permanente do modelo do filtro série-paralelo-série, e a resolução desse sistema de equações é dada seguindo os critérios de operação: regulação da tensão da carga, que agora será dividida entre os dois filtros série; e a imposição do fator de potência da fonte de alimentação que tanto pode ser unitário quanto maior ou igual a 0,92 (valor mínimo permitido por (ANEEL, 2010)).

Como dito anteriormente, a estrutura SPS operará de forma que os dois filtros série atuem simultaneamente na compensação harmônica e regulação da tensão da carga, assim, a resolução das equações em regime permanente envolverá tal condição. De outro modo, se fosse dado a um dos filtros série a função exclusiva de compensação harmônica, a influência deste em regime permanente se resumiria apenas à parcela de potência ativa necessária para tal compensação.

Tal como ocorreu para a estrutura PSP, a solução em regime permanente também é mais facilmente obtida aplicando-se o balanço de energia no modelo monofásico da estrutura, e assim escreve-se a Equação (7.9) e por meio dela se determina o valor de I_g .

$$E_g I_g \cos(\theta_{ig}) - r_g I_g^2 + P_{sg} + P_{sl} + P_h - P_{carga} = 0 \quad (7.9)$$

A potência ativa do conversor ‘sg’ é representada por P_{sg} enquanto a do conversor ‘sl’ é representada por P_{sl} . Se nesta equação for feito $P_s = P_{sg} + P_{sl}$, ela se resumirá na Equação (5.1), logo, E_g deverá assumir um valor maior do que o dado em (5.5) (ver na página 94).

A amplitude da tensão \mathbf{V}_{gl} também será determinada, aplicando o balanço de energia no modelo do circuito, no sentido da fonte de alimentação até a tensão \mathbf{V}_{gl} . Assim, escreve-se a equação:

$$E_g I_g \cos(\theta_{ig}) - r_g I_g^2 + P_{sg} - V_{gl} I_g \cos(\theta_{v_{gl}} - \theta_{ig}) = 0 \quad (7.10)$$

Na Equação (7.10) o valor de $\theta_{v_{gl}}$ pode ser livremente escolhido (desde que esteja dentro da faixa de operação da estrutura, discutida mais adiante), com o intuito de melhorar a operação da estrutura. Desse modo, encontra-se V_{gl} rearranjando (7.10) na forma de (7.11).

$$V_{gl} = \frac{E_g \cos(\theta_{ig}) + \frac{P_{sg}}{I_g} - r_g I_g}{\cos(\theta_{v_{gl}} - \theta_{ig})} \quad (7.11)$$

Até então, por meio de (7.9) e (7.11) são conhecidos os valores de I_g e V_{gl} que permitem determinar \mathbf{V}_{sg} e \mathbf{I}_{sg} . Para encontrar \mathbf{V}_{sl} e \mathbf{I}_{sl} é necessário encontrar \mathbf{V}_l ou \mathbf{I}_l , ressaltando que já se conhecem as amplitudes, pois são variáveis de entrada na simulação, faltando apenas encontrar a fase de uma ou da outra.

Aplicando o balanço de potência a partir de \mathbf{V}_{gl} em direção à carga, encontra-se a Equação (7.12) e por meio dela determina-se o valor θ_{i_l} que faltava para completar a solução de regime permanente.

$$V_{gl} I_l \cos(\theta_{v_{gl}} - \theta_{i_l}) + P_{sl} - P_{carga} = 0 \quad (7.12)$$

rearranjando.

$$\theta_{i_l} = \theta_{v_{gl}} \pm \left| \cos^{-1} \left(\frac{P_{carga} - P_{sl}}{V_{gl} I_l} \right) \right| \quad (7.13)$$

A Equação (7.13) fornece dois valores possíveis para θ_{i_l} , um adiantado e outro atrasado em relação à \mathbf{V}_{gl} , logo, pode-se operar a estrutura tanto com um quanto com o outro valor de θ_{i_l} , e será adotado o valor que resultar nas menores amplitudes de tensão e corrente.

De outra forma, a fase θ_{i_l} é um outro grau de liberdade a ser analisado. Ainda, a partir da Equação (7.12), pode-se evidenciar o limite de operação para a estrutura, através de um rearranjo:

$$\begin{aligned}\cos(\theta_{v_{gl}} - \theta_{i_l}) &= \frac{P_{\text{carga}} - P_{sl}}{V_{gl}I_l} \\ 1 &\geq \frac{P_{\text{carga}} - P_{sl}}{V_{gl}I_l}\end{aligned}\quad (7.14)$$

implicando em:

$$V_{gl} \geq \frac{P_{\text{carga}} - P_{sl}}{I_l} \quad (7.15)$$

Dessa forma, o valor de V_{gl} dado pela Equação (7.11) deve respeitar (7.15), pois apenas desse modo será possível atuar com os dois filtros sg e sl na regulação da tensão da carga (além de corrigir distorções harmônicas da tensão). Substituindo-se (7.11) em (7.15) encontra-se a faixa de valores que $\theta_{v_{gl}}$ pode assumir, permitindo que ambos os filtros série atuem na componente fundamental, tal como se vê:

$$\frac{E_g \cos(\theta_{i_g}) + \frac{P_{sg}}{I_g} - r_g I_g}{\cos(\theta_{v_{gl}} - \theta_{i_g})} \geq \frac{P_{\text{carga}} - P_{sl}}{I_l} \quad (7.16)$$

rearranjando:

$$\cos(\theta_{v_{gl}} - \theta_{i_g}) \leq \frac{E_g I_l \cos(\theta_{i_g}) + \frac{P_{sg} I_l}{I_g} - r_g I_g I_l}{P_{\text{carga}} - P_{sl}} \quad (7.17)$$

Analisando (7.17) é possível notar que um aumento de E_g (sobretensão) já torna a expressão praticamente válida, já que o segundo membro fica na eminência de se tornar maior do que a unidade. No caso contrário, diminuindo-se E_g (afundamento), o segundo membro de (7.17) ficará menor do que a unidade e dessa forma, $\theta_{v_{gl}}$ deve ser tal que o primeiro membro fique ainda menor do que o segundo. O valor de $\theta_{v_{gl}}$ que garante esta condição é determinado desenvolvendo-se (7.17) na forma:

$$\begin{cases} \theta_{v_{gl}} \leq \theta_{i_g} - \left| \cos^{-1} \left(\frac{E_g I_l \cos(\theta_{i_g}) + \frac{P_{sg} I_l}{I_g} - r_g I_g I_l}{P_{\text{carga}} - P_{sl}} \right) \right| \\ \theta_{v_{gl}} \geq \theta_{i_g} + \left| \cos^{-1} \left(\frac{E_g I_l \cos(\theta_{i_g}) + \frac{P_{sg} I_l}{I_g} - r_g I_g I_l}{P_{\text{carga}} - P_{sl}} \right) \right| \end{cases} \quad (7.18)$$

Vale ressaltar que (7.18) só poderá ser utilizada para os casos em que o argumento do arco cosseno seja menor do que 1, assim não se deve utiliza-la para sobretensões da fonte de alimentação.

Em conformidade com as simulações realizadas para as estruturas anteriores, os valores a serem utilizados na simulação serão os mostrados na Tabela 7.1

Tabela 7.1 – Valores utilizados na simulação em regime permanente da estrutura SPS.

Parâmetro	valor (pu)	Descrição
E_g	1,0	Fonte de tensão operando reguladamente
$\cos(\theta_{ig})$	1,0	Fator de potência da fonte
S_l	1,0	Potência aparente da carga
P_l	0,8	Carga com fator de potência de 0,8 indutivo
n_g	1,0	Relação de espiras do transformador do conversor sg .
n_l	1,0	Relação de espiras do transformador do conversor sl .
r_g	0,01	Resistência da fonte de alimentação
x_g	0,01	Reatância indutiva da fonte de alimentação
x_h	0,1	Reatância indutiva do conversor paralelo
x_{sg}	0,1	Reatância indutiva do conversor série sg
x_{sl}	0,1	Reatância indutiva do conversor série sl
x_{cg}	1,0	Reatância capacitiva do conversor série sg
x_{cl}	1,0	Reatância capacitiva do conversor série sl
P_{sl}	-0,025	Perda de 2,5 % no conversor série sl
P_{sg}	-0,025	Perda de 2,5 % no conversor série sg
P_h	-0,05	Perda de 5 % no conversor paralelo

Utilizando esses parâmetros será avaliado o comportamento da estrutura em função de variações provocadas em: E_g , fp_{carga} , n_g , n_l e nas reatâncias indutivas e capacitivas. Com isto a análise em regime permanente, mediante as curvas obtidas para as amplitudes das tensões e correntes, utilizando os graus de liberdade disponíveis, responderá sobre os questionamentos de qual valor de θ_i é melhor de operar: adiantando ou atrasando \mathbf{I}_l em relação a \mathbf{V}_{gl} tal como é definido em (7.13), ou ainda qual a faixa de valores permitidos para $\theta_{v_{gl}}$ e que impliquem na minimização das correntes e tensões. Em suma, esclarecer qual a melhor forma de operar a estrutura SPS.

7.2.1 Comportamento variando-se E_g

É nesse tipo de situação que a operação da estrutura requer maiores cuidados, pois como visto em (7.17), E_g influencia fortemente no intervalo de $\theta_{v_{gl}}$, que deve ser respeitado para que a estrutura realize tanto a compensação harmônica quanto a da componente fundamental de sequência positiva da tensão, além da compensação de corrente.

A fim de elucidar melhor qual o intervalo válido de $\theta_{v_{gl}}$, devido as variações em E_g , foram geradas as curvas de V_{gl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ mostradas nas Figuras 7.3(a) e (b), utilizando os valores discriminados na Tabela 7.1, e considerando ainda as variações de E_g na seguinte forma:

Afundamento: $E_g = 0,6; 0,8; 1,0 pu$.

Sobretensão: $E_g = 1,1; 1,3; 1,5 pu$.

Observa-se na Figura 7.3(a) que o afundamento de E_g faz com que, em alguns trechos, V_{gl} fique abaixo de V_{glmin} , calculado pelo segundo membro da Equação (7.15). Os valores de $\theta_{v_{gl}}$ dentro destes trechos não poderão ser utilizados, porque em tais intervalos a condição descrita em (7.15) torna-se inválida. Em contrapartida, se observa na Figura 7.3(b) que não há problemas de funcionamento na ocorrência de sobretensões.

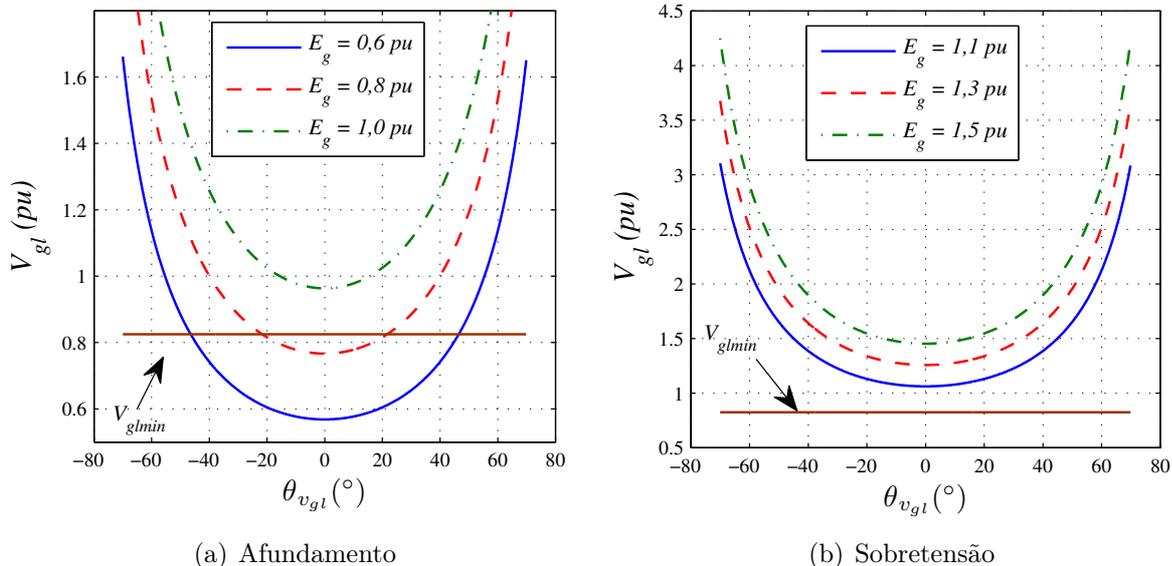


Figura 7.3 – Curvas de V_{gl} em função de $\theta_{i_{gl}}$ para variações em E_g no filtro SPS.

Tais resultados são justamente opostos aos encontrados para a estrutura paralelo-série-paralelo, onde nela havia restrição na ocorrência de sobretensão (vide Figura 6.3 na página 125).

Contudo, observa-se que é perfeitamente possível utilizar essa estrutura na função proposta, já que mesmo com um afundamento bastante severo ($E_g = 0,6 pu$), a curva de V_{gl} foi maior do que V_{glmin} para $\theta_{v_{gl}} < -50^\circ$ ou $\theta_{v_{gl}} > +50^\circ$ aproximadamente. No entanto, resta saber se nesta faixa de valores de $\theta_{v_{gl}}$ os demais níveis de tensão e corrente assumem valores aceitáveis, de outro modo, a operação da estrutura ficará inviabilizada, caso as amplitudes sejam por demais elevadas.

Com a finalidade de averiguar tais valores de amplitudes, serão levantadas as curvas de corrente e tensão para os três conversores. Primeiramente, para a situação de afundamento de tensão, e em seguida para a situação de sobretensão. Ressaltando que a viabilidade da estrutura só será de fato concluída após análise do comportamento frente a variações na carga e principalmente, variações na relação de espiras dos transformadores, além das reatâncias dos elementos passivos.

7.2.1.1 Afundamento em E_g

Como a operação do filtro pode ocorrer para dois valores de θ_{i_l} , tal como é mostrado na Equação (7.13), aqui serão avaliadas as curvas das tensões e correntes dos conversores ora operando $\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}}$, ora o contrário, no intuito de averiguar dentre essas duas possibilidades, qual é a mais vantajosa. Assim, nas Figuras 7.4(a) e (b) são exibidas as curvas de V_{sg} , e nelas se percebe que não há diferença alguma de operação em relação ao valor de θ_{i_l} utilizado.

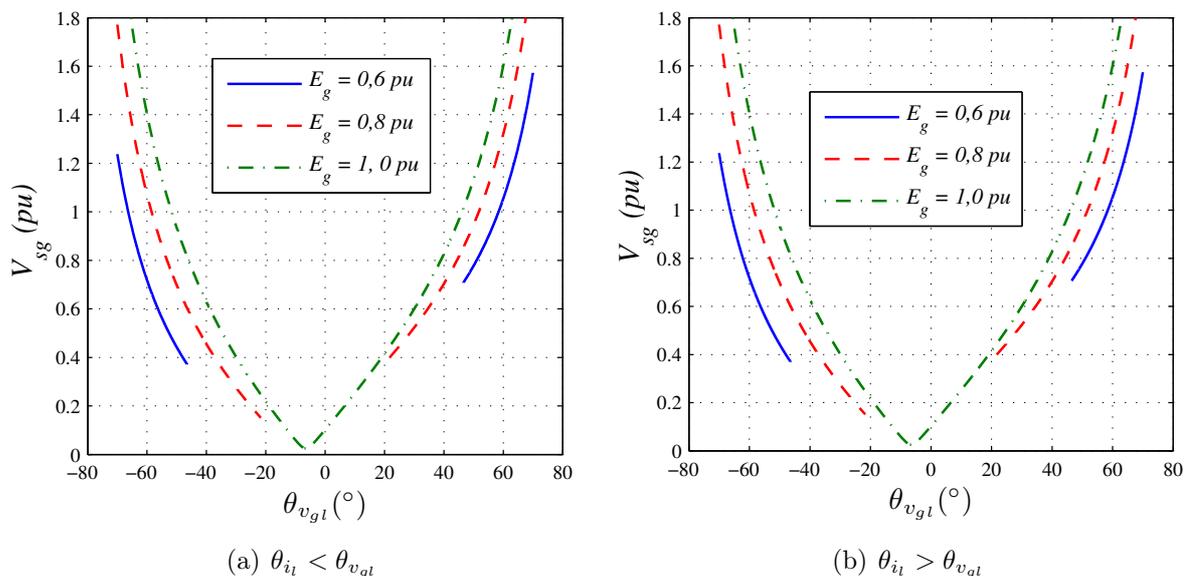


Figura 7.4 – Curvas de V_{sg} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g , na estrutura SPS.

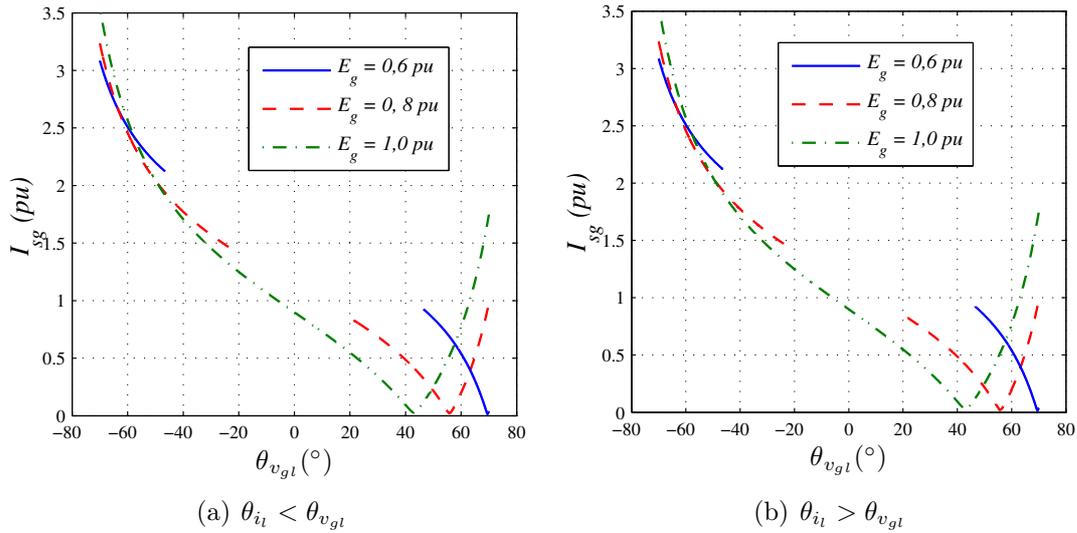


Figura 7.5 – Curvas de I_{sg} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.

Observa-se também que para $\theta_{v_{gl}} < 0^\circ$ as amplitudes de V_{sg} são menores, atingindo valores de até $V_{sg} = 0,4 pu$, para um afundamento severo de $E_g = 0,6 pu$. Assim, percebe-se claramente que é possível reduzir de forma considerável o valor de V_{sg} , manipulando o valor de $\theta_{v_{gl}}$ adequadamente.

Nas Figuras 7.5(a) e (b) são exibidas as curvas de I_{sg} e tal como ocorreu para V_{sg} , não há variações em função de θ_{i_i} . No entanto, diferentemente do ocorrido com V_{sg} , os menores valores de I_{sg} são encontrados para $\theta_{v_{gl}} > 0^\circ$, atingindo valores abaixo de $I_{sg} = 0,1 pu$.

Passando agora para o segundo filtro série, implementado pelo conversor sl , são apresentadas nas Figuras 7.6(a) e (b) as curvas de V_{sl} , para as mesmas condições anteriores. Percebe-se que há agora uma grande diferença de valores em função de θ_{i_i} , apontando clara vantagem em utilizar $\theta_{i_i} < \theta_{v_{gl}}$. Tal característica se deve ao fato de \mathbf{V}'_{sl} ser diretamente dependente de \mathbf{V}_l , como se vê no modelo de circuito na Figura 7.2.

Continuando a análise do conversor sl , são apresentadas nas Figuras 7.7(a) e (b) as curvas de I_{sl} , e nelas se percebe que I_{sl} assume menores valores para $\theta_{i_i} > \theta_{v_{gl}}$, apresentando assim uma característica oposta à encontrada para V_{sl} , dificultando a escolha de θ_{i_i} . Resta apenas averiguar o comportamento frente as mudanças em n_l para poder decidir adequadamente.

A análise em regime permanente frente ao afundamento de E_g encerra-se com o levantamento do comportamento da tensão e da corrente do conversor h , que é o filtro paralelo da estrutura.

Desse modo, são apresentadas nas Figuras 7.8(a) e (b) as amplitudes de V_h , e as curvas

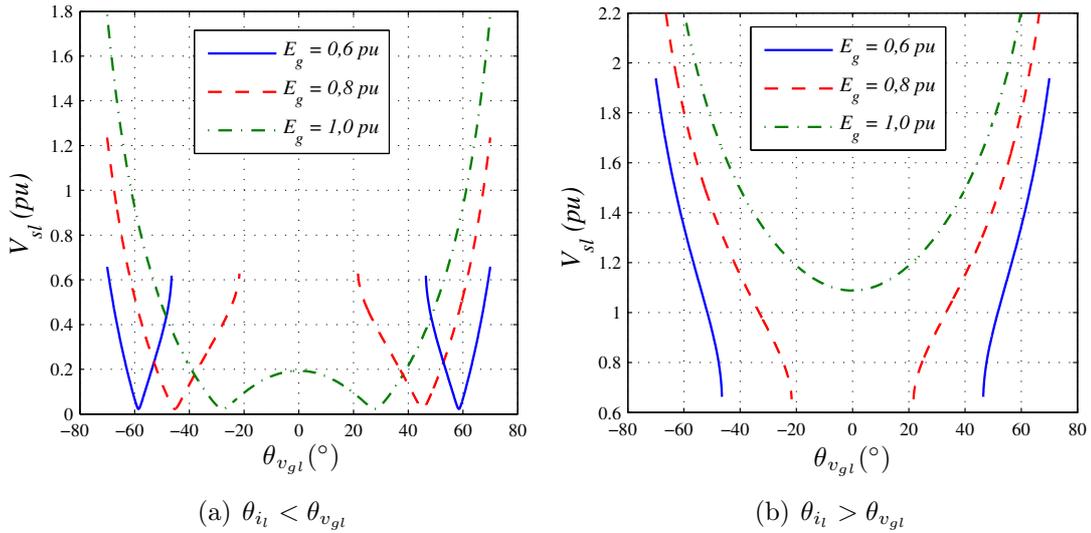


Figura 7.6 – Curvas de V_{sl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.

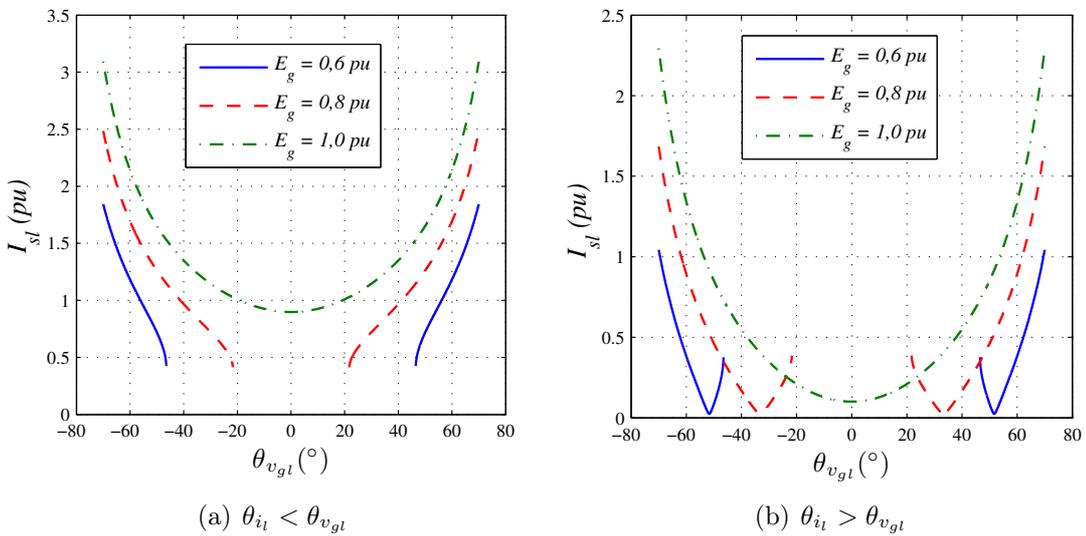


Figura 7.7 – Curvas de I_{sl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.

I_h nas Figuras 7.9(a) e (b). Observa-se que V_h praticamente não varia em função de θ_{i_1} , além das curvas apresentarem um comportamento praticamente simétrico em relação a $\theta_{v_{gl}} = 0^\circ$. Tal comportamento de V_h leva a uma certa desvantagem já que para as curvas anteriores, era mais vantajoso empregar para $\theta_{v_{gl}}$ valores mais distantes de 0° .

Por último, analisando as curvas de I_h , percebe-se que elas são praticamente opostas em função de θ_{i_1} . Observando a Figura 7.9(a) conclui-se que é melhor utilizar $\theta_{v_{gl}}$ positivo e bem afastado de 0° , algo em torno de $+50^\circ$, enquanto observando a Figura 7.9(b) conclui-se o contrário, sendo melhor operar com $\theta_{v_{gl}}$ em torno de -50° .

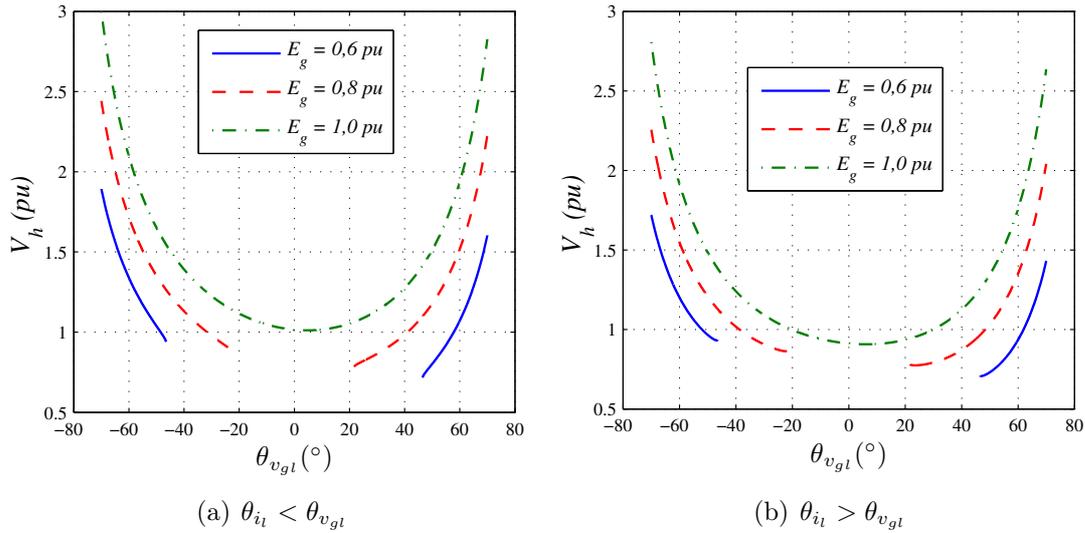


Figura 7.8 – Curvas de V_h em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.

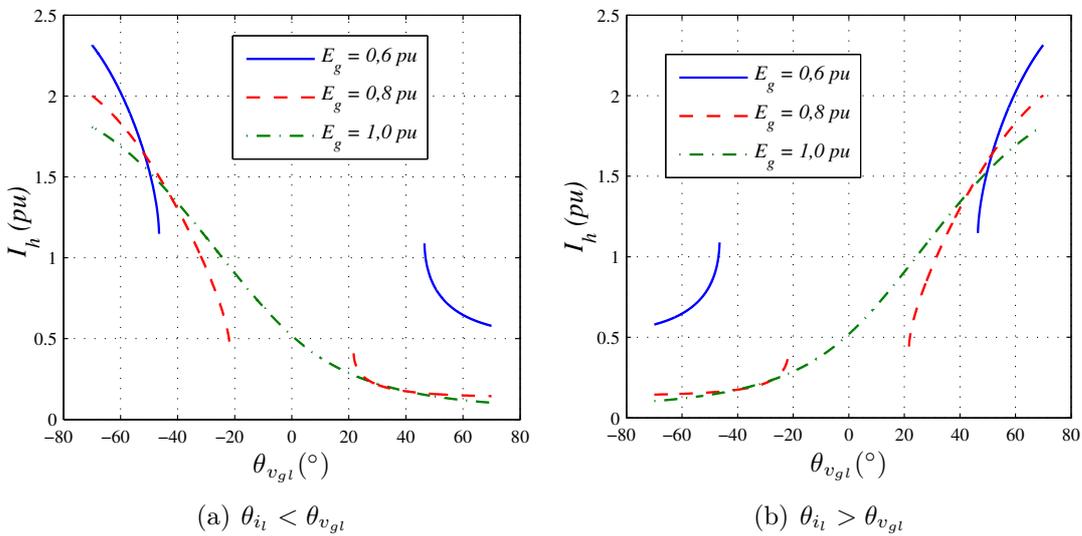


Figura 7.9 – Curvas de I_h em função de $\theta_{v_{gl}}$ para afundamento em E_g na estrutura SPS.

7.2.1.2 Sobretenção em E_g

Assim como realizado no caso anterior, aqui as curvas também serão avaliadas frente a $\theta_{v_{gl}}$ e θ_{i_i} . Naturalmente, utilizando os mesmos valores dados na Tabela 7.1, excetuando-se o valor de E_g para o qual se empregará três valores: 1, 1,3 e 1,5 pu.

Nas Figuras 7.10(a) e (b) são exibidas as curvas de V_{sg} e I_{sg} respectivamente. Não há necessidade de exibir o comportamento delas para θ_{i_i} maior e menor do que $\theta_{v_{gl}}$, já que nem V_{sg} nem I_{sg} apresenta alterações em relação a θ_{i_i} , como se verificou na seção anterior. Nas curvas de V_{sg} está nítida a indicação de utilizar um valor negativo para $\theta_{v_{gl}}$ bem próximo de 0° .

Com relação a corrente I_{sg} , as curvas são exibidas na Figura 7.10(b), onde se nota que

os valores mínimos, novamente, se encontram para $\theta_{v_{gl}} > 0^\circ$, atingindo valores abaixo de $0,1 pu$. Devido a essa diferença de comportamento entre V_{sg} e I_{sg} em função de $\theta_{v_{gl}}$, ainda não se pode definir qual o valor mais indicado para $\theta_{v_{gl}}$, é necessário analisar as variações promovidas pelas demais variáveis do sistema.

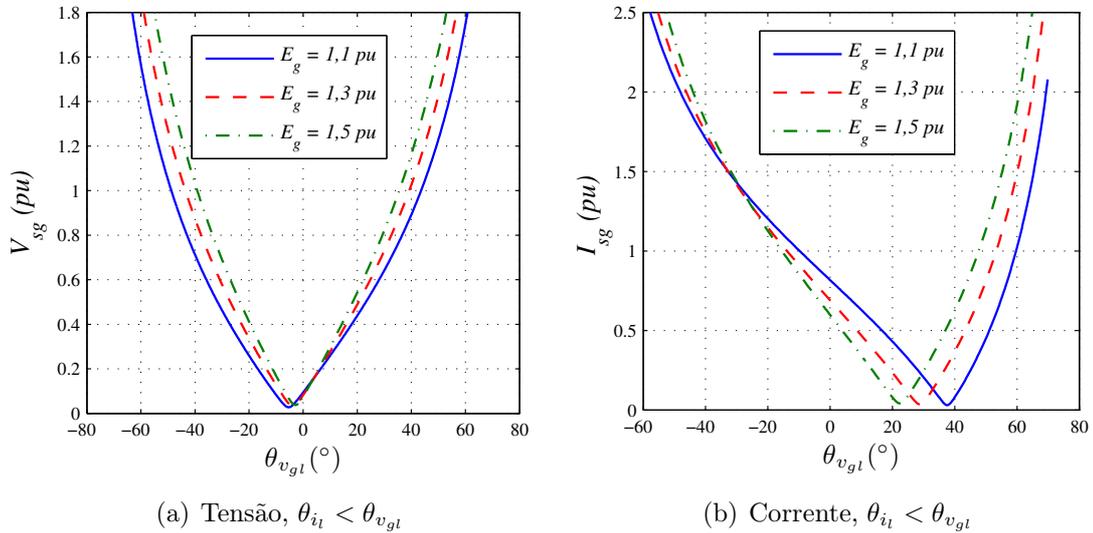


Figura 7.10 – Curvas de V_{sg} e I_{sg} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para sobretensão em E_g na estrutura SPS.

Para o conversor ‘sl’, estão exibidas nas Figuras 7.11(a) e (b) as curvas para a tensão V_{sl} . Assim como ocorreu para o afundamento em E_g , V_{sl} apresentou menores valores para $\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}}$ e um comportamento simétrico em torno de $\theta_{v_{gl}} = 0^\circ$.

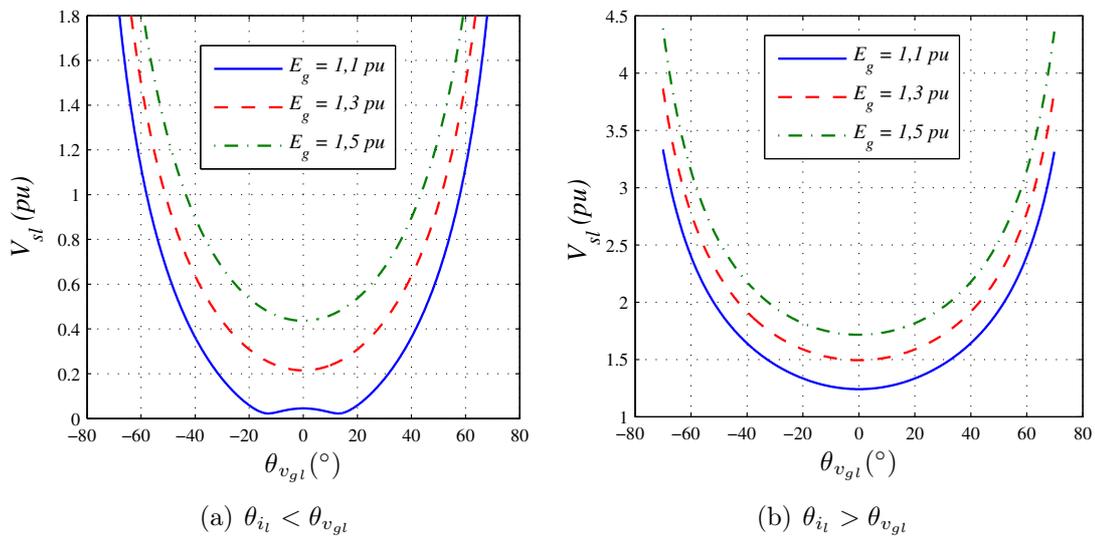


Figura 7.11 – Curvas de V_{sl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para sobretensão em E_g na estrutura SPS.

A corrente I_{sl} , conforme se vê nas Figuras 7.12(a) e (b), apresenta os menores valores para uma situação adversa a encontrada para V_{sl} . Do ponto de vista de I_{sl} , é melhor utilizar $\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}}$. Levando em conta apenas as curvas de V_{sl} e I_{sl} , a escolha indicada para

$\theta_{v_{gl}}$ encontra-se em torno de 0° .

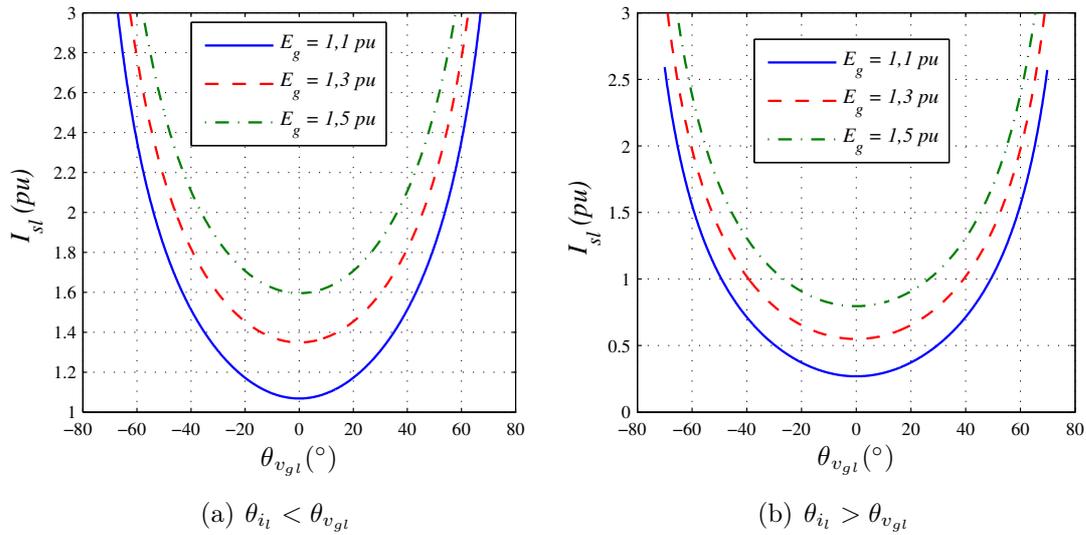


Figura 7.12 – Curvas de I_{sl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para sobretensão em E_g na estrutura SPS.

Encerrando a análise para a situação de sobretensão de E_g , são exibidas nas Figuras 7.13(a) e (b) as curvas de V_h e nas Figuras 7.14(a) e (b) as curvas de I_h . Nas curvas de V_h se observa uma certa simetria em torno de $\theta_{v_{gl}} = 0^\circ$, semelhante ao comportamento observado no caso do afundamento em E_g . No entanto, aqui se observa uma diferença um pouco maior em função de θ_{i_i} , onde se percebe que há uma redução dos valores assumidos por V_h quando $\theta_{i_i} > \theta_{v_{gl}}$.

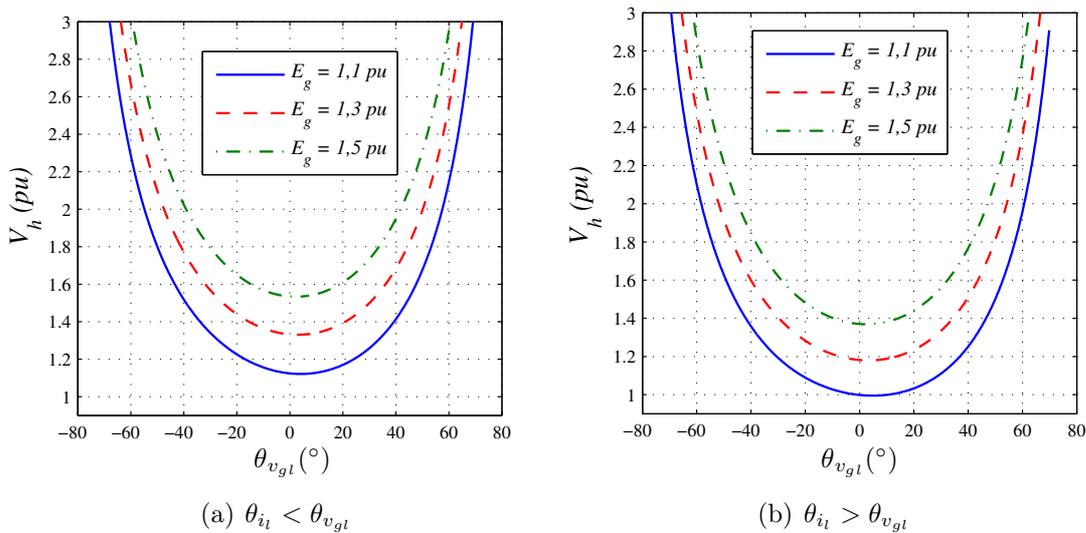


Figura 7.13 – Curvas de V_h em função de $\theta_{v_{gl}}$ para sobretensão em E_g na estrutura SPS.

Com relação a corrente I_h , também se confirma o comportamento oposto em função de θ_{i_i} , o que de certa forma faz com que I_h não influencie na escolha do valor de θ_{i_i} . Contudo, uma vez determinado (pelas outras variáveis) se θ_{i_i} será maior ou menor do que

$\theta_{v_{gl}}$, a escolha de $\theta_{v_{gl}}$ deverá considerar, obrigatoriamente, o comportamento de I_h .

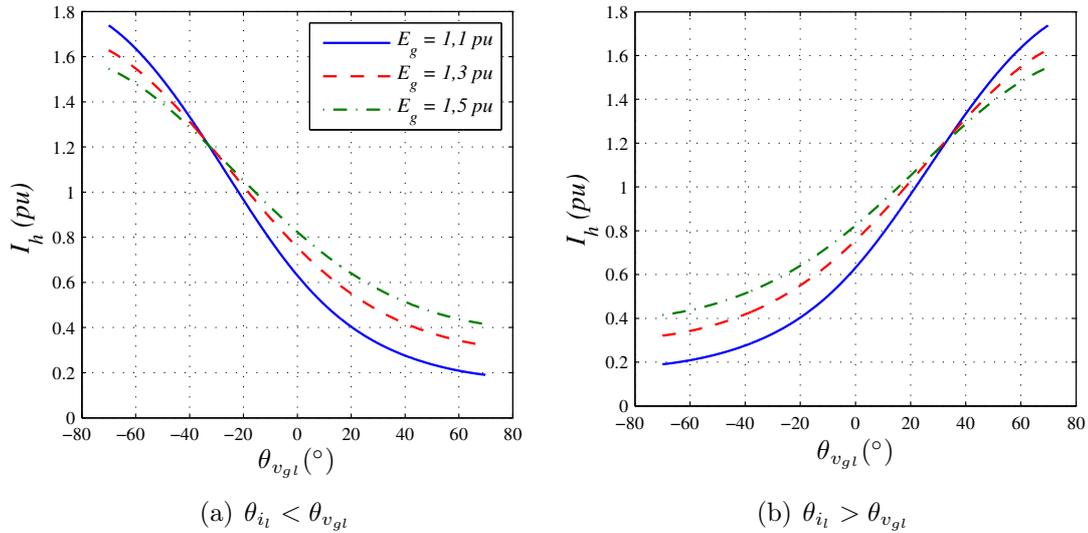


Figura 7.14 – Curvas de I_h em função de $\theta_{v_{gl}}$ para sobretensão em E_g na estrutura SPS.

7.2.1.3 Resumo da análise em regime permanente variando-se E_g

De modo geral, para todos os três conversores houve alterações consideráveis nas respectivas tensões e correntes em função de E_g , contudo, os valores de amplitude encontrados não foram muito diferentes entre si, tal que se permite concluir que a estrutura série-paralelo-série é viável do ponto de vista de regulação da tensão da carga.

As amplitudes das tensões e correntes, no entanto, assumiram valores bastantes distintos em função de θ_{i_l} e $\theta_{v_{gl}}$, que são parâmetros fundamentais para a melhoria da estrutura. Os resultados obtidos para a variação em regime permanente foram resumidos na Tabela 7.2, de onde se tem uma visão geral da estrutura frente a variação da tensão da fonte de alimentação E_g .

Na Tabela 7.2 é possível perceber que o conversor sg não influencia a escolha de θ_{i_l} , já que tanto a tensão V_{sg} quanto a corrente I_{sg} não sofrem influência desta variável. Quem determinará a escolha de θ_{i_l} será a análise no conversor sl que apresentou uma considerável variação em função deste e além disso, dificultando tal escolha, a tensão V_{sl} e a corrente I_{sl} tem variações em sentidos opostos em função de θ_{i_l} . Tal impasse na escolha de θ_{i_l} poderá ser resolvido mediante uma ponderação sobre o que é melhor minimizar ou tensão ou corrente, considerando para isso a tensão do barramento cc , nível de corrente nas chaves ou perdas nas chaves semicondutoras. Contudo, a escolha de θ_{i_l} não se encerra aqui, pois resta averiguar como se comporta o conversor sl quando se varia n_l .

Tabela 7.2 – Resumo do comportamento em regime permanente da estrutura SPS em função de E_g .

	Afundamento em E_g		Sobretensão em E_g	
	θ_{i_l}	$\theta_{v_{gl}}$	θ_{i_l}	$\theta_{v_{gl}}$
V_{sg}	indiferente	$\theta_{v_{gl}} < 0^\circ$	indiferente	pequena
I_{sg}	indiferente	$\theta_{v_{gl}} > 0^\circ$	indiferente	$\theta_{v_{gl}} > 0^\circ$
V_{sl}	$\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}}$	indiferente	$\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}}$	indiferente
I_{sl}	$\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}}$	indiferente	$\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}}$	indiferente
V_h	$\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}}$	pequena	$\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}}$	indiferente
I_h	simetria	se $\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}} \Rightarrow \theta_{v_{gl}} > 0^\circ$ se $\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}} \Rightarrow \theta_{v_{gl}} < 0^\circ$	simetria	se $\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}} \Rightarrow \theta_{v_{gl}} > 0^\circ$ se $\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}} \Rightarrow \theta_{v_{gl}} < 0^\circ$

O valor de $\theta_{v_{gl}}$ só poderá ser escolhido após a escolha de θ_{i_l} , levando em consideração para isso as variáveis: V_{sg} , I_{sg} e I_h .

7.2.2 Comportamento variando-se n_l , x_{sl} e x_{cl}

Aqui será averiguado o comportamento da tensão e corrente do conversor ‘ sl ’ em função de n_l , que é a relação de espiras do transformador que conecta o conversor sl em série com a carga. Para os demais conversores não serão levantadas as curvas das tensões nem das correntes porque de acordo com as Equações (7.1)–(7.8), apenas V_{sl} e I_{sl} são alteradas em função de n_l .

O intuito dessa análise é esclarecer qual o valor mais adequado de n_l , e das fases θ_{i_l} e $\theta_{v_{gl}}$ para a operação da estrutura SPS. Como visto anteriormente, V_{sl} será menor se $\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}}$, prejudicando I_{sl} , que nessa condição é maior. Em contrapartida, se $\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}}$, I_{sl} diminui enquanto V_{sl} aumenta. Desse modo, é necessário uma ponderação para a determinação de θ_{i_l} .

Aqui serão utilizados os parâmetros da Tabela 7.1, excetuando o parâmetro n_l , para o qual se utilizarão os valores:

Elevador de tensão: $n_l = 2, 4$ e 8 .

Abaixador de tensão: $n_l = 1/2, 1/4$ e $1/8$.

Para efeito de comparação a curva para $n_l = 1$ será adicionada nas figuras, tanto para o caso elevador quanto abaixador. Vale ressaltar que o lado primário do transformador foi atribuído ao lado da carga e o secundário ao lado do conversor ‘ sl ’.

As curvas obtidas para V_{sl} estão exibidas nas Figuras 7.15(a) e (b) e nelas, comparativamente, percebe-se que mesmo utilizando $n_l > 1$ é possível ter valores pequenos de V_{sl} . Observando as curvas de I_{sl} mostradas nas Figuras 7.15(c) e (d) se percebe que há uma diminuição de I_{sl} para $n_l > 1$. Um exemplo interessante pode ser observado nas curvas de V_{sl} e I_{sl} para $n_l = 4$, com $\theta_{v_{gl}} \approx 20^\circ$, onde se verificam valores bem pequenos para V_{sl} e I_{sl} , algo em torno de 0,1 pu e 0,3 pu respectivamente.

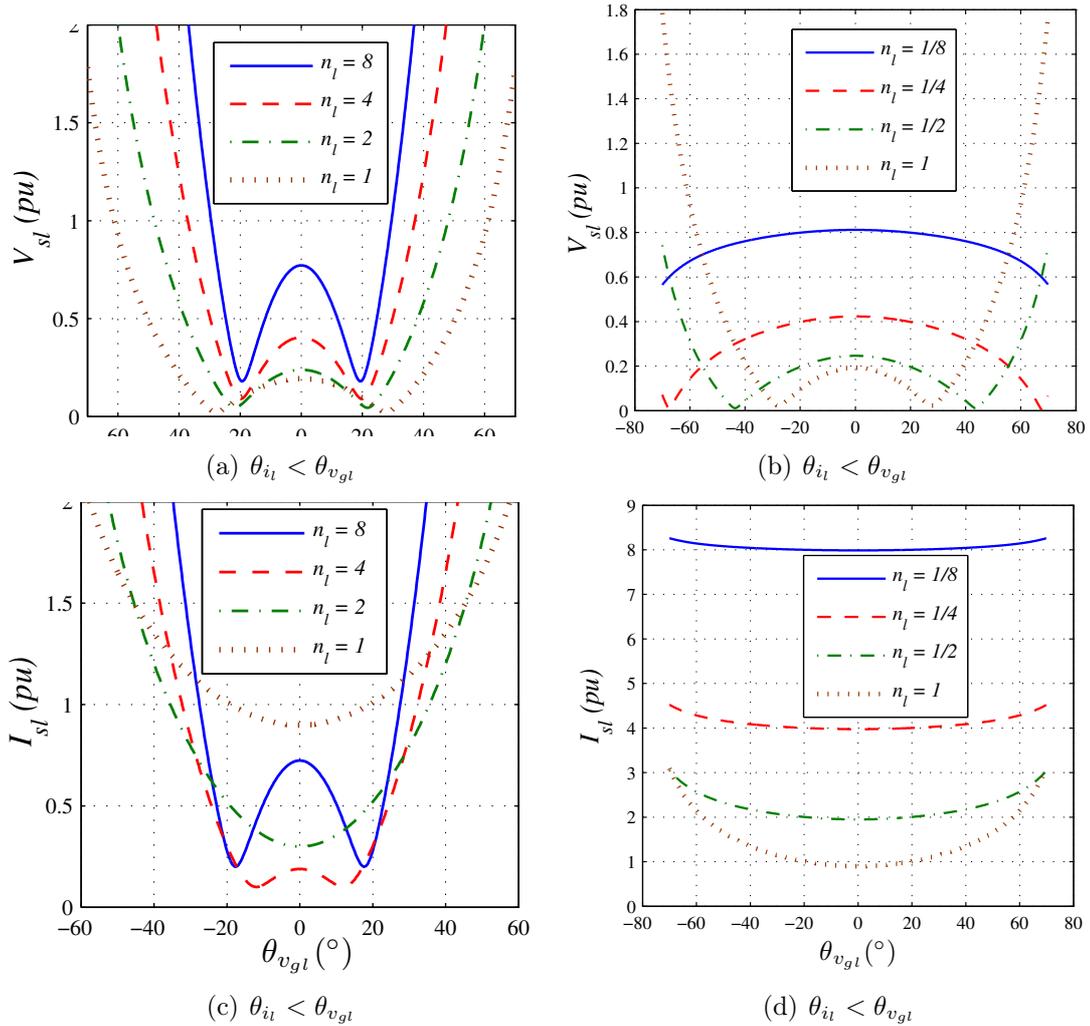


Figura 7.15 – Curvas de V_{sl} e I_{sl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para variação em n_l na estrutura SPS.

Vale ressaltar que a corrente I_{sl} é dependente da reatância capacitiva x_{cl} , tal como é definido na Equação (7.6), e o aumento de x_{cl} tende a deixar I_{sl} independente de \mathbf{V}'_{sl} o que implica em minimizar o efeito de $\theta_{v_{gl}}$ sobre I_{sl} . Da mesma forma, a redução da reatância indutiva x_{sl} fará com que V_{sl} fique menos dependente de \mathbf{I}_{sl} e conseqüentemente de \mathbf{I}_l , o que é melhor devido ao alto conteúdo harmônico da corrente da carga.

Para o caso de se utilizar $\theta_{i_l} > \theta_{v_{gl}}$, observa-se nas Figuras 7.16(a) e (b), que não se consegue reduzir V_{sl} abaixo dos valores encontrados anteriormente, nas Figuras 7.15(a) e

(b). Nem mesmo a corrente I_{sl} é reduzida conforme aumenta-se o valor de n acima de 1, tal como pode ser visto nas Figuras 7.16(c) e (d). Dessa forma é melhor utilizar $\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}}$.

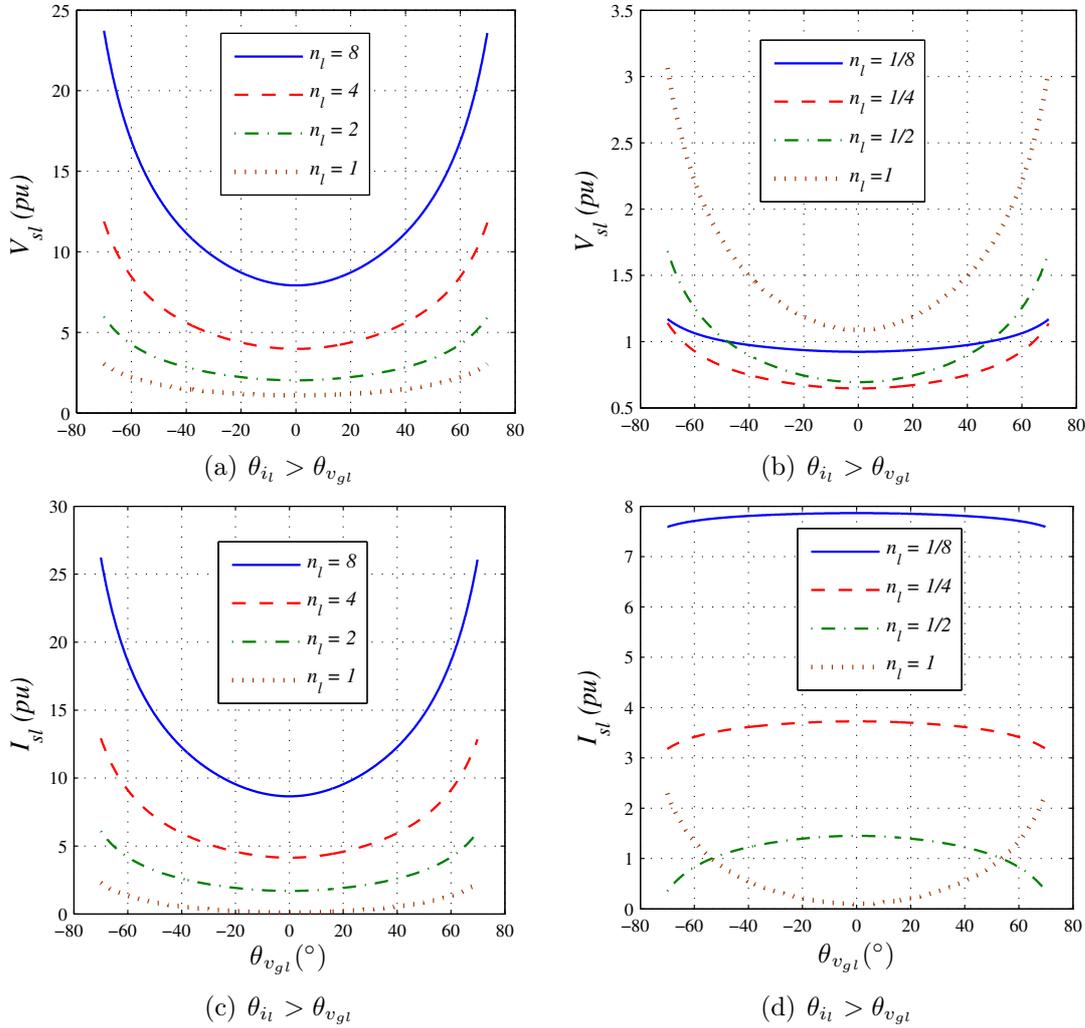


Figura 7.16 – Curvas de V_{sl} e I_{sl} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para variação em n_l na estrutura SPS.

Uma vez utilizando $\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}}$, resta saber se será melhor utilizar $\theta_{v_{gl}}$ positivo ou negativo. A resposta dessa questão é obtida da análise em regime permanente em função de E_g que foi resumida na Tabela 7.2. Na análise ficou constatado que utilizar $\theta_{v_{gl}}$ positivo resulta em reduções das correntes I_{sg} e I_h , apenas a tensão V_{sg} apresenta valores levemente menores para $\theta_{v_{gl}} < 0^\circ$ na condição de afundamento de E_g . Diante disso deve-se optar por operar a estrutura com $\theta_{v_{gl}} > 0^\circ$, garantindo assim uma redução mais eficiente das correntes e tensões dos conversores.

Como as reatâncias capacitivas e indutivas são peças importantes no dimensionamento do conversor sl (bem como do conversor sg), será verificado o comportamento em regime permanente do filtro SPS, em função de valores de x_{sl} e x_{cl} . Nessa análise, o valor $n_l = 4$ será adotado, devido ao fato de tanto V_{sl} quanto I_{sl} apresentarem bons resultados para

este valor de relação de espiras.

As Equações (7.1)–(7.8) apontam que mudanças em x_{sl} afetam apenas V_{sl} , e como se vê na Figura 7.17(a), V_{sl} pouco se modifica em função de x_{sl} . Já alterações em x_{cs} afetam apenas a corrente I_{sl} e nota-se na Figura 7.17(b) que as alterações são bastantes significativas, e há reduções significativas de I_{sl} quando se aumenta o valor de x_{cl} acima de $0,5 pu$.

Diante desses resultado, a análise de regime permanente não aponta qualquer restrição no dimensionamento de L_{sl} , e sim que é mais vantajoso utilizar o menor valor de capacitância possível para C_{sl} . Assim, durante o dimensionamento desses elementos será dada prioridade em aumentar o valor de L_{sl} reduzindo o valor de C_{sl} , até o ponto em que não haja uma degradação da tensão sobre L_{sl} , causada pelas componentes harmônicas da corrente da carga, pois implicaria numa elevação da tensão do conversor sg e por conseguinte uma elevação da tensão do barramento E_{sl} .

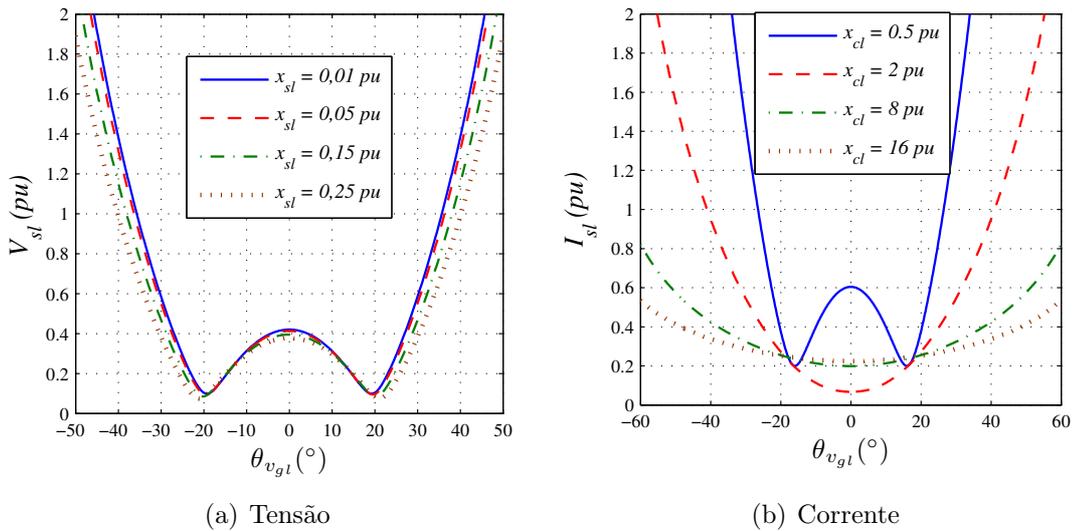


Figura 7.17 – Curvas de V_{sl} e I_{sl} em função de θ_{vgl} para variações de x_{sl} e x_{cl} na estrutura SPS.

Em suma a análise realizada nessa seção mostrou que é melhor utilizar $\theta_{i_i} < \theta_{vgl}$, sendo indicado, na sequência, escolher um valor para θ_{vgl} , dentro da faixa de valores positivos. Contudo, a escolha de θ_{vgl} não será definitiva até que se analise o comportamento do conversor sg em função dos parâmetros do transformador e das reatâncias. Essa análise é realizada na seção seguinte.

7.2.3 Comportamento variando-se n_g , x_{sg} e x_{cg}

Alterações nos valores de n_g , x_{sg} e x_{cg} provocam mudanças apenas nas tensões V_{sg} e I_{sg} , de acordo com as Equações (7.1)–(7.8). Nessa análise serão avaliados os valores de n_g que impliquem na minimização de I_{sg} e V_{sg} . As curvas, daqui por diante, serão levantadas considerando $\theta_{i_l} < \theta_{v_{gl}}$ pois foi assim que, na seção anterior, foram obtidos os melhores resultados para V_{sl} e I_{sl} . Além disso, V_{sg} e I_{sg} são indiferentes ao fato de I_l ser adiantada ou atrasada de V_{sg} .

Os valores adotados para a relação de espiras n_g serão os mesmos empregados para n_l na seção anterior, assim:

Elevador de tensão: $n_g = 2, 4$ e 8 .

Abaixador de tensão: $n_g = 1/2, 1/4$ e $1/8$.

Para efeito de comparação a curva para $n_g = 1$ será acrescentada as curvas. Os demais parâmetros da simulação serão mantidos constantes, com os valores descritos na Tabela 7.1. Nas Figuras 7.18(a) e (b) são mostradas as curvas de V_{sg} para $n_g > 1$ e $n_g < 1$, respectivamente, já as curvas de I_{sg} são apresentadas nas Figuras 7.18(c) e (d) para $n_g > 1$ e para $n_g < 1$, respectivamente.

De forma análoga, se repete o comportamento observado para o conversor ‘sl’. Utilizando-se $n_g < 1$ a tensão V_{sg} é reduzida, porém causando um grande prejuízo para a corrente, pois há um aumento bastante acentuado da corrente I_{sg} , tal como pode se observar comparando-se as curvas das Figuras 7.18(c) e (d).

De outro modo, para $n_g > 1$ observa-se na Figura 7.18(a) que o ponto mínimo de V_{sg} se localiza próximo de $\theta_{v_{gl}} \approx 0^\circ$, independentemente do valor de n_g (esse maior do que 1), já para I_{sg} o aumento de n_g faz com que os pontos mínimos se desloquem em direção de $\theta_{v_{gl}} \approx 0^\circ$.

Descartando a possibilidade de operar com $n_g < 1$, pois I_{sg} assume valores altíssimos, resta operar com $n_g = 1$ ou $n_g > 1$. Se for utilizado $n_g = 1$ o valor mínimo de I_{sg} se encontrará em $\theta_{v_{gl}} \approx 40^\circ$, enquanto o mínimo de V_{sg} fica em torno $\theta_{v_{gl}} \approx 0^\circ$, assim, com $n = 1$ não há como reduzir V_{sg} e I_{sg} simultaneamente. Por outro lado, quando $n > 1$ surge a possibilidade de reduzir tanto V_{sg} quanto I_{sg} em $\theta_{v_{gl}} \approx 0^\circ$, assim torna-se melhor operar com $n > 1$.

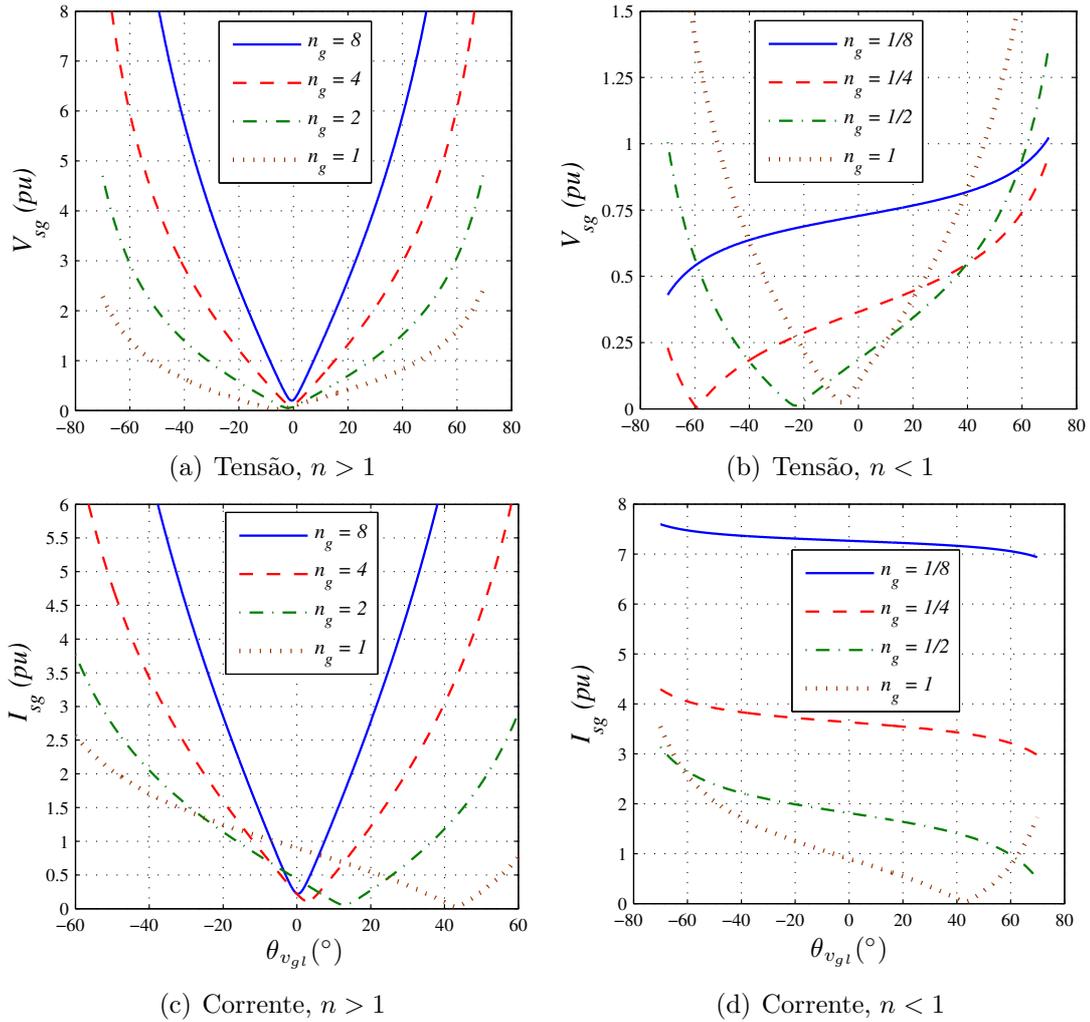


Figura 7.18 – Curvas de V_{sg} e I_{sg} em função de $\theta_{v_{gl}}$ para variações de n_g na estrutura SPS.

Variando a reatância do capacitor, ocorrem consideráveis mudanças no comportamento de I_{sg} , já que esta depende bastante de x_{cg} , conforme se vê na Equação (7.7). Na Figura 7.19(a) se observa o comportamento das curvas de I_{sg} com diferentes valores de x_{cg} e nela se percebe que a medida que x_{cg} aumenta, I_{sg} torna-se cada vez menos dependente de $\theta_{v_{gl}}$.

Na Figura 7.19(b) são mostradas as curvas de I_{sg} para $n_g > 1$ e $x_{cg} = 16 pu$. Comparando-a com as curvas da Figura 7.18(c) percebe-se que o comportamento de I_{sg} é melhor. Assim, sempre que possível é melhor utilizar valores pequenos de C_{sg} .

Já as variações na reatância indutiva x_{sg} afetam apenas a tensão V_{sg} , na Figura 7.20 é apresentado o resultado de V_{sg} obtido quando x_{sg} é variado em função também de $\theta_{v_{gl}}$. Nesta figura, observa-se que V_{sg} apresenta variações em função de x_{sg} , porém de pouca expressão, ela contudo aponta para a utilização de valores pequenos para x_{sg} , pois assim o valor mínimo de V_{sg} fica cada vez mais próximo de $\theta_{v_{gl}} = 0^\circ$.

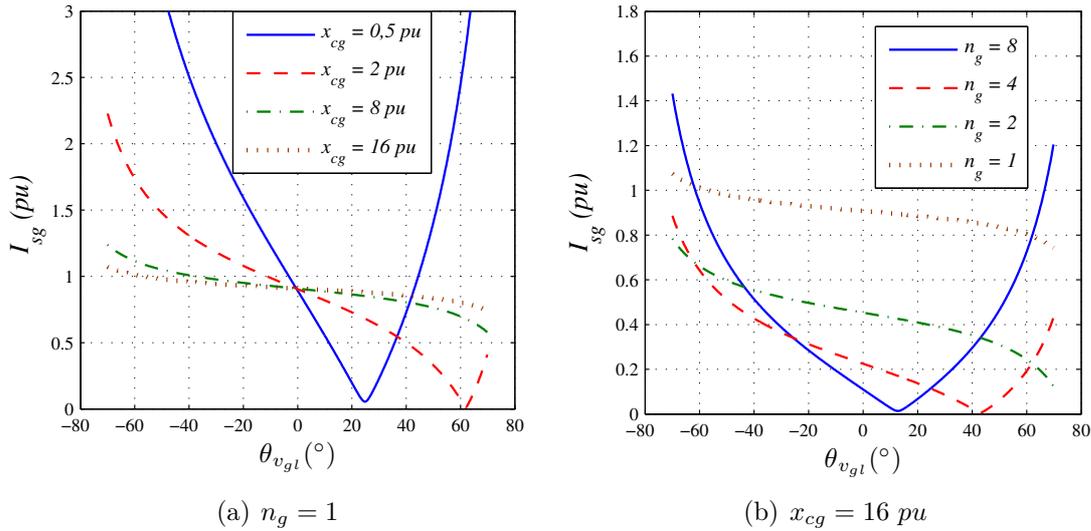


Figura 7.19 – Curvas de I_{sg} em função de θ_{vgl} para variações de x_{cg} na estrutura SPS.

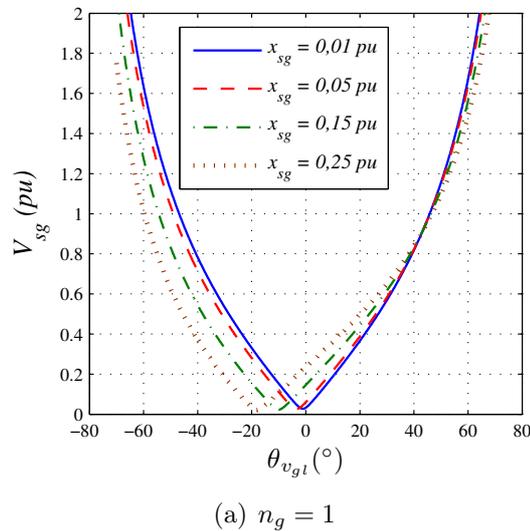


Figura 7.20 – Curvas de V_{sg} em função de θ_{vgl} para variações de x_{sg} na estrutura SPS.

7.2.4 Comportamento variando-se x_h

A indutância de filtragem L_h deve ser dimensionada utilizando o comportamento dinâmico do sistema, levando em consideração o espectro harmônico da carga. Essa indutância influencia, naturalmente, a componente fundamental da tensão V_h , tal como se observa na Equação (7.2). Devido a isso o comportamento de V_h em função de alguns valores de x_h são exibidos na Figura 7.21. Tal como esperado, o resultado mostra que é melhor utilizar um valor pequeno de L_h . A respeito dessa característica vale ressaltar que não se pode reduzir em demasia o valor de L_h pois os harmônicos oriundos do conversor ‘h’ podem não ser devidamente filtrados.

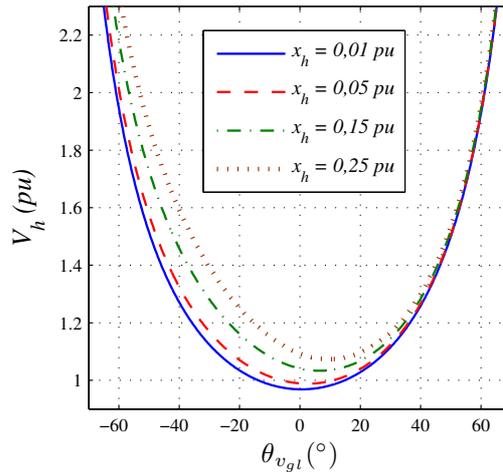


Figura 7.21 – Curvas de V_h em função de θ_{vgl} para variações de x_h na estrutura SPS.

7.2.5 Comportamento variando-se a carga

Nesta última etapa da análise em regime permanente será avaliado o comportamento das correntes e tensões dos conversores quando houver alterações no fator de potência da carga. Assim como nas demais simulações anteriores, serão utilizados os valores de $fp_{carga} = 0,4$; $0,7$ indutivo e com uma carga puramente resistiva $fp_{carga} = 1$. Devido aos resultados obtidos nas seções anteriores, serão utilizados $n_g = 2$ e $n_l = 4$ e os demais parâmetros serão os indicados na Tabela 7.1.

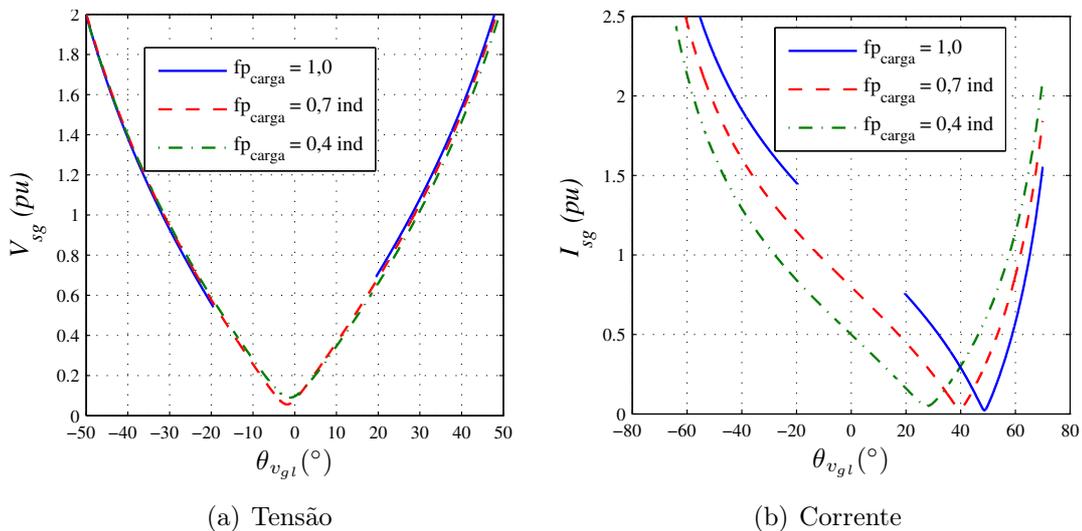


Figura 7.22 – Curvas de V_{sg} e I_{sg} em função de θ_{vgl} para variações de fp_{carga} na estrutura SPS.

Olhando para as curvas das Figuras 7.22(a) e (b), que mostram V_{sg} e I_{sg} , respectivamente, percebe-se que para $fp_{carga} = 1$ há uma descontinuidade, que ocorreu por causa da invalidação da condição exposta nas Equações (7.15) e (7.18). Para os parâmetros empre-

gados, a tensão V_{sg} mostrou-se praticamente invariável em função das variações do fator de potência da carga, porém a corrente I_{sg} variou consideravelmente porque ela depende diretamente da corrente I_g e essa por sua vez varia conforme a potência ativa da carga.

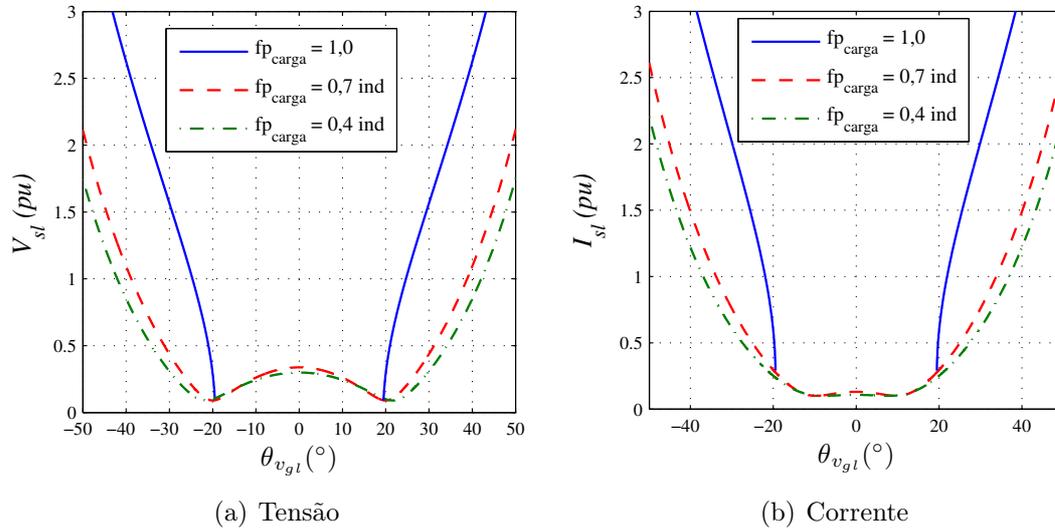


Figura 7.23 – Curvas de V_{sl} e I_{sl} em função de θ_{vgl} para variações de fp_{carga} na estrutura SPS.

Nas Figuras 7.23(a) e (b) são mostradas as curvas de V_{sl} e I_{sl} . Como o conversor sl está próximo da carga, ele é naturalmente mais influenciado pelas variações desta do que o conversor sg . Observa-se também que a tensão V_{sl} oferece os menores valores para $\theta_{vgl} \approx 20^\circ$, enquanto os menores valores de I_{sl} são obtidos para $\theta_{vgl} \approx 0^\circ$, exceto para $fp_{carga} = 1$.

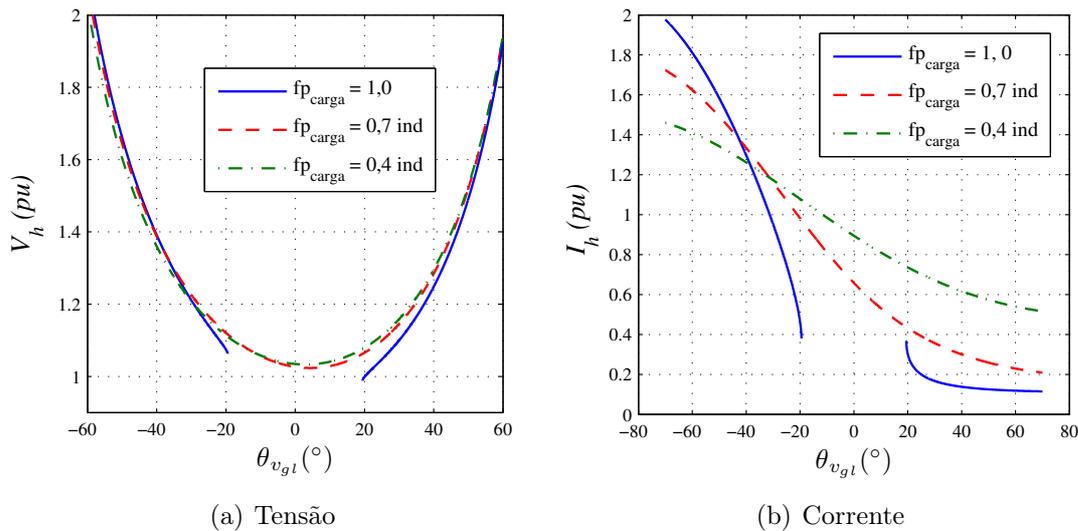


Figura 7.24 – Curvas de V_h e I_h em função de θ_{vgl} para variações de fp_{carga} na estrutura SPS.

Por último são mostradas as curvas de V_h e I_h , respectivamente nas Figuras 7.24(a) e (b) para as variações no fator de potência da carga. Nelas se percebe que a maior

influência do $f_{p_{carga}}$ é exercida sobre a corrente I_h , por causa das mudanças observadas na fase θ_{i_l} . Também é possível perceber que para minimizar I_h é necessário empregar um valor de $\theta_{v_{gl}}$ maior do que 0° .

7.3 Sistema de controle

Para a topologia série-paralelo-série foi adotada a estratégia de controle apresentada na Figura 7.25. O destaque dessa estratégia de controle em relação as demais apresentadas anteriormente, é que as duas tensões dos barramentos dos dois conversores série serão controladas por meio da tensão v_{gl} .

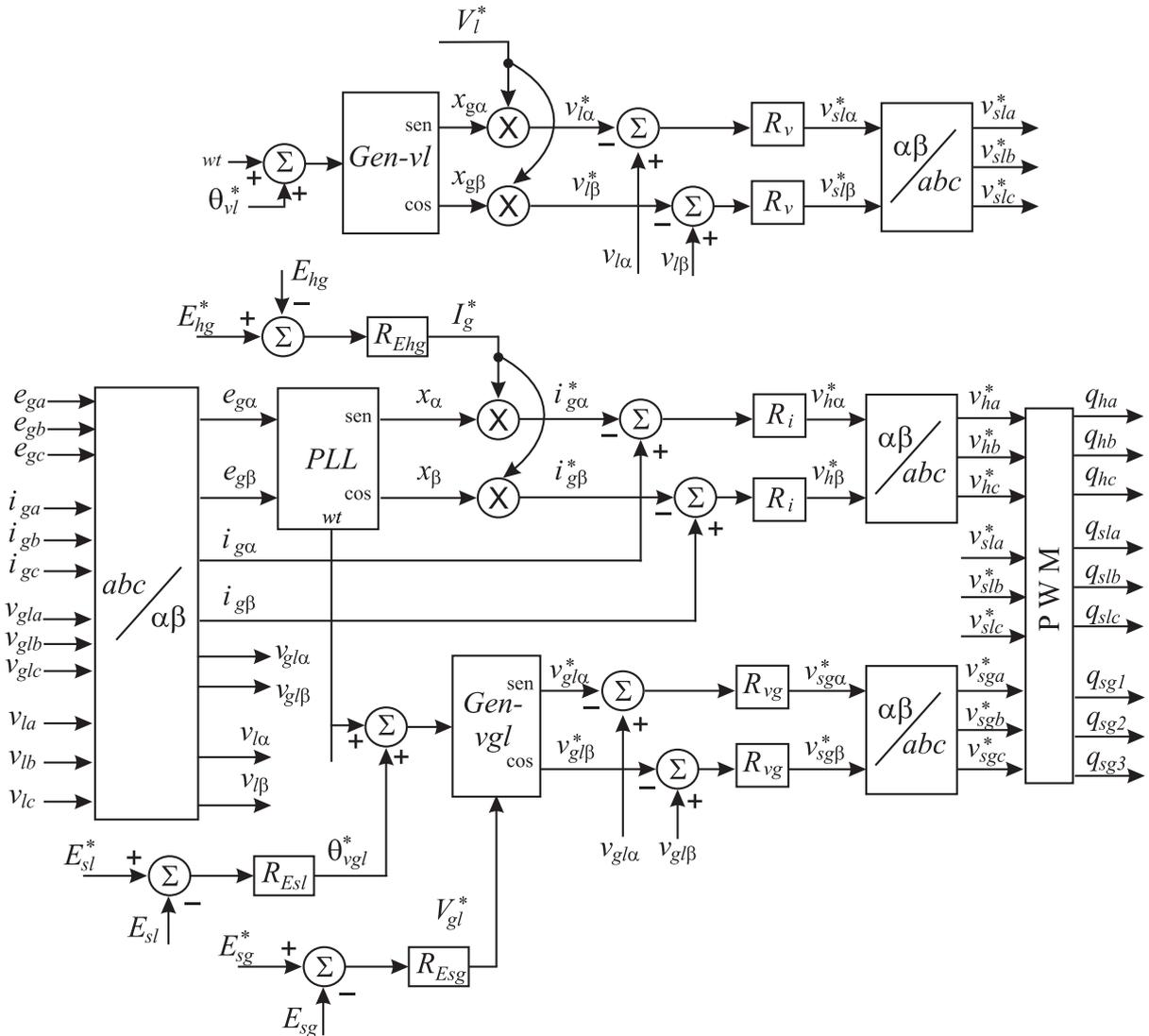


Figura 7.25 – Diagrama de blocos do sistema de controle da estrutura SPS.

Na análise em regime permanente foi mostrado que não há restrição de controle sobre a amplitude e nem sobre fase de v_{gl} , e isso permite que a amplitude V_{gl} seja utilizada para

controlar a tensão do barramento E_{sg} do conversor s_g , bem como permite utilizar a fase $\theta_{v_{gl}}$ para controlar a tensão E_{sl} do conversor s_l . Um controlador PI foi adotado para a regulação desta tensão, tal controlador está representado pelo bloco R_{Esg} .

A tensão de barramento de E_{sl} do conversor s_l é controlada por meio de outro PI, representado no diagrama pelo bloco R_{Esl} . A saída deste controlador fornece a fase $\theta_{v_{gl}}$ da tensão v_{gl} . Desse modo, os dois controladores definem por completo a tensão v_{gl}^* .

A amplitude V_{gl} e a fase $\theta_{v_{gl}}$ alimentam o bloco $Gen-v_{gl}$, que por sua vez, gera as tensões $v_{gl\alpha}^*$ e $v_{gl\beta}^*$. Estas duas tensões são comparadas com os valores medidos $v_{gl\alpha}$ e $v_{gl\beta}$. O erro gerado alimenta os controladores de dupla sequência R_{vg} , um em cada eixo. A saída dos controladores R_{vg} geram as tensões v_{sgabc}^* do conversor sg .

Esta estratégia de controle v_{gl} é o grande diferencial da estratégia de controle da topologia SPS. A estratégia de controle adotada para a tensão da carga v_l é a mesma adotada para o filtro universal padrão, e também não há diferenças na estratégia adotada para controlar a corrente i_{gabc} .

7.4 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma estrutura alternativa de implementação da compensação simultânea da tensão da fonte e da corrente da carga. Tal estrutura, denominada de filtro série-paralelo-série, mostrou ter sua aplicação viável, conforme visto na análise de regime permanente.

Na análise realizada observou-se que é perfeitamente possível regular a tensão da carga na ocorrência de afundamentos ou sobretensões da fonte de alimentação. Vale ainda destacar que regular a componente fundamental da tensão da carga é uma tarefa árdua para ser executada pelo filtro série, o que agrega uma característica importante para o filtro SPS apresentado.

Na análise em regime permanente foi constatado que é mais vantajoso para a operação da estrutura, operar com a corrente da carga I_l atrasada em relação a tensão da carga, e sendo assim o valor escolhido para $\theta_{v_{gl}}$ ficará no intervalo $0^\circ \leq \theta_{v_{gl}} \leq 50^\circ$. Poderá ser empregado tanto um valor fixo para $\theta_{v_{gl}}$, escolhido de acordo com a opção de melhoria desejada, por exemplo redução de perdas nos três conversores, ou ainda uma estratégia, um pouco mais sofisticada, que permita mudanças em tempo real do valor de $\theta_{v_{gl}}$ de

acordo com as condições de carga e tensão da fonte de alimentação.

Também foi identificado que deve-se empregar relações de espiras nos transformadores que favoreçam a redução da corrente e não da tensão, pois foi constatado que desse modo atingi-se uma boa redução de corrente e ainda pode-se operar com tensões pequenas. Para os parâmetros utilizados na simulação, os resultados mostraram-se bem satisfatórios para $n_g = 2$ e $n_l = 4$. Valores muito acima destes promovem muito mais o aumento da tensão do que a redução da corrente e dessa forma devem ser desconsiderados.

A escolha final da relação de espiras para os dois transformadores dependerá, no entanto, do dimensionamento dos filtros passivos, que é realizado considerando o comportamento dinâmico do sistema, juntamente com o espectro harmônico do conversor que se deseja eliminar. Durante esse dimensionamento, deve-se levar em consideração as características observadas na simulação em regime permanente priorizando o aumento da indutância e reduzindo o valor da capacitância.

Comparativamente não se pode afirmar que o filtro SPS é melhor do que o filtro PSP, baseando-se apenas na análise em regime permanente. A avaliação será mais conclusiva a partir da análise do comportamento dinâmico do sistema, que é realizada nos capítulos seguintes.

A partir das análises realizadas com a estrutura SPS conclui-se que a mesma é uma boa alternativa para a compensação simultânea da tensão da fonte e da corrente da carga, pois permite que seja realizada tanto a compensação reativa quanto a regulação da tensão da carga durante variações duradouras de E_g , e as correntes e tensões assumem valores compatíveis com as demais estruturas anteriormente estudadas.

Capítulo 8

Comportamento no Domínio do Tempo

Nos capítulos anteriores, as topologias padrão e propostas do filtro universal foram analisadas em regime permanente. Nesse capítulo as mesmas topologias serão analisadas no domínio do tempo, evidenciando o comportamento dinâmico de cada uma e as características de compensação harmônica, de energia reativa e em alguns casos regulação da tensão da carga.

8.1 Filtro ativo universal padrão

Para o filtro ativo universal padrão foram empregadas duas cargas: uma do tipo RL e outra do tipo não-linear, implementada por meio de uma ponte retificadora (devidamente descrita no Apêndice A)

A simulação dinâmica também é necessária para a estimativa de perdas no conversor. Tais perdas foram determinadas por meio dos trabalhos desenvolvidos em (CAVALCANTI, 2003) e (DIAS, 2010). Uma breve explicação do método encontra-se no apêndice.

A simulação em regime permanente do filtro universal padrão teve como foco a redução das perdas no conversor mediante alteração da fase da tensão da carga. Desse modo, ambos os filtros série e paralelo atuam na compensação de energia reativa.

8.1.1 Simulação com carga RL

Os parâmetros adotados para a simulação dinâmica do filtro universal estão apresentados na Tabela 8.1. Esses parâmetros foram utilizados para a carga RL. Na tabela, os valores também são representados em pu , onde a tensão de base é a tensão de pico da entrada ($V_{\text{base}} = 220\sqrt{2}$ V) e a potência de base é a potência aparente por fase da carga

$S_{\text{base}} = 5/3$ kVA. A determinação dos valores das indutâncias e da capacitância de filtro ocorreram mediante o emprego das equações descritas no apêndice A e de pequenos ajustes realizados mediante simulações.

Tabela 8.1 – Valores utilizados na simulação dinâmica do filtro universal padrão para uma carga RL.

Parâmetro	valor nominal	valor (pu)	Descrição
E_g	380 V	$\sqrt{3}$	Tensão de Linha (rms)
E_h	600 V	1,93	Tensão do barramento cc
S_l	5 kVA	3	Potência aparente trifásica da carga
$f_{p_{\text{carga}}}$	0,8 ind	–	Fator de potência da carga
n	1	–	Relação de espiras, sujeito à alteração.
f_g	60 Hz	–	Frequência da Rede
f_c	10 kHz	–	Frequência de chaveamento
r_g	0,29 Ω	0,01	Resistência da fonte
r_s	0,29 Ω	0,01	Resistência do filtro série
r_h	0,29 Ω	0,01	Resistência do filtro paralelo
l_g	0,77 mH	0,01	Indutância da fonte de alimentação
l_s	15,32 mH	0,2	Indutância do filtro série
c_s	4,59 μF	20	Capacitância do filtro série
l_h	10,0 mH	0,13	Indutância do filtro paralelo

O sistema de controle empregado está devidamente descrito na Figura 3.16 (página 65), assim, não será detalhado novamente. Com $\theta_{vl} = 0^\circ$, as curvas de corrente na fonte e tensão na carga foram obtidas e apresentadas respectivamente nas Figuras 8.1(a) e (b). Nelas se observam tanto o controle do fator de potência quanto a regulação na tensão da carga, na qual foi colocado um afundamento de 20 % na tensão de alimentação.

Para encontrar o valor de θ_{vl} que implique em menores perdas, deve-se procurar o ângulo onde as correntes i_s e i_h são menores. Contudo, como as perdas são calculadas apenas no modelo dinâmico do sistema, devido ao chaveamento do conversor, logo se faz necessário um processo iterativo entre os modelos dinâmico e de regime permanente para encontrar um valor de convergência de θ_{vl} .

Na Figura 8.2 é apresentado o procedimento iterativo adotado. Inicialmente são carregadas as condições de operação do sistema que, naturalmente, são as mesmas para os dois modelos de simulação. O segundo passo é definir o valor de P_{conv} na simulação de regime

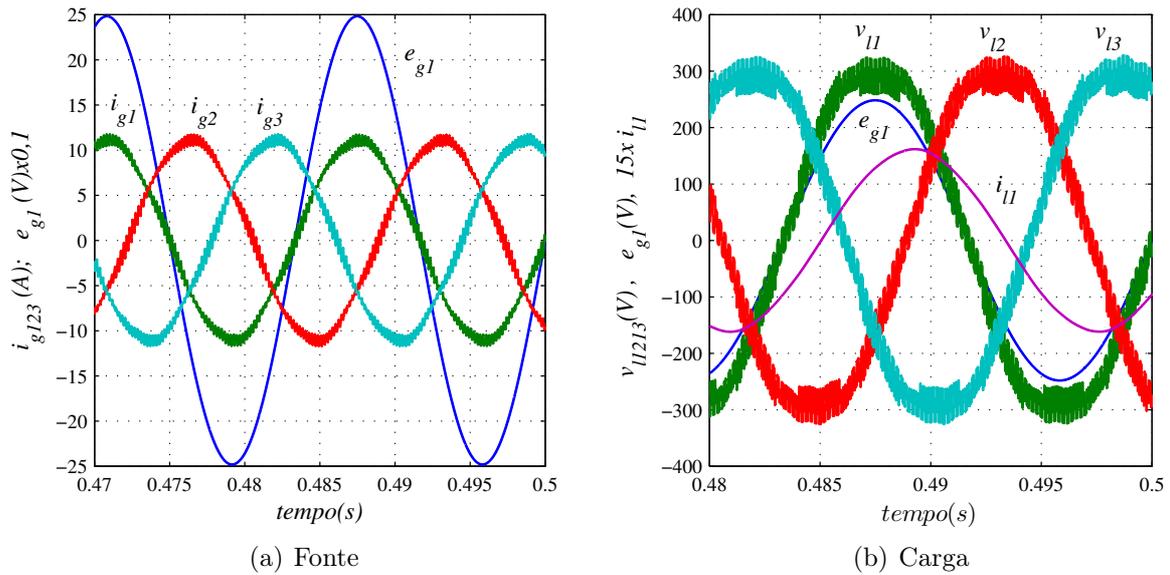


Figura 8.1 – Tensão e corrente da fonte, e tensão da carga em função do tempo.

permanente e obter dela o valor de θ_{vl} de interesse, que no caso será o que corresponder aos menores valores de corrente.

No terceiro passo é realizada a simulação dinâmica com o θ_{vl} obtido anteriormente, e em seguida, quarto passo, são calculadas as perdas nos conversores P_{conv} . No quinto passo o valor atual de P_{conv} é comparado com o anterior, caso não seja igual, todo procedimento é repetido até que haja convergência.

A simulação de regime permanente para as condições da Tabela 8.1 fornece as curvas de corrente dos conversores mostradas nas Figuras 8.3(a) e (b), de onde se percebe que os valores mínimos não ocorrem num mesmo ângulo. $\theta_{vl} = 85^\circ$ para $I_{smin} = 8,12 A$ e $\theta_{vl} = 36,87^\circ$ para $I_{hmin} = 2,14 A$. Dessa forma, é necessário fazer uma ponderação para a escolha do valor adequado de θ_{vl} .

Considerando pesos iguais para ambas as correntes, determina-se o ângulo θ_{vl} como sendo o ponto onde ocorre o valor mínimo de $I_s + I_h$, cujo valor é de $37,42^\circ$ conforme a Figura 8.4(a). Seguindo as etapas descritas na Figura 8.2, o passo seguinte é realizar a simulação dinâmica utilizando $37,42^\circ$ que determina

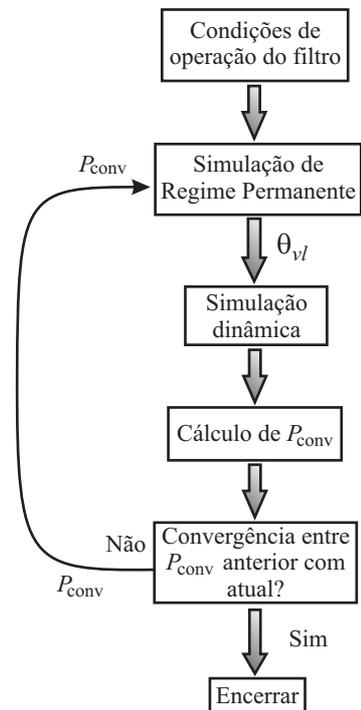
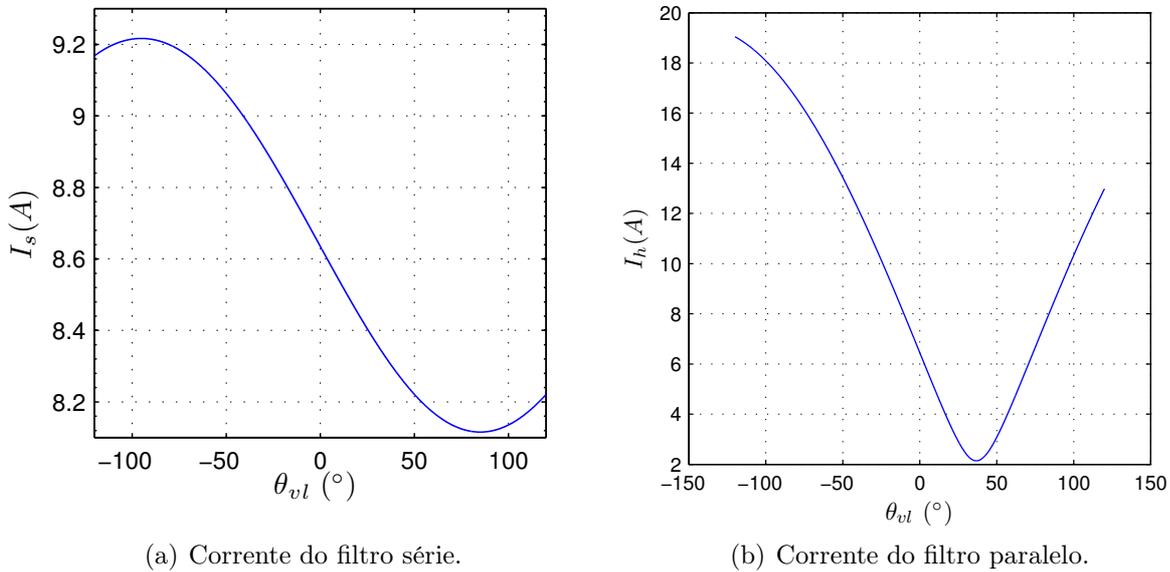


Figura 8.2 – Etapas para determinação de θ_{vl} ótimo.

um novo valor de P_{conv} . Com esse novo valor é gerada uma nova curva $I_s + I_h$ donde se extrai um novo valor de θ_{vl} .



(a) Corrente do filtro série.

(b) Corrente do filtro paralelo.

Figura 8.3 – Amplitude das correntes dos filtros em (A) dos filtros em função de θ_{vl} .

Este processo continua até que haja um diferença mínima entre o valor atual e o anterior de P_{conv} .

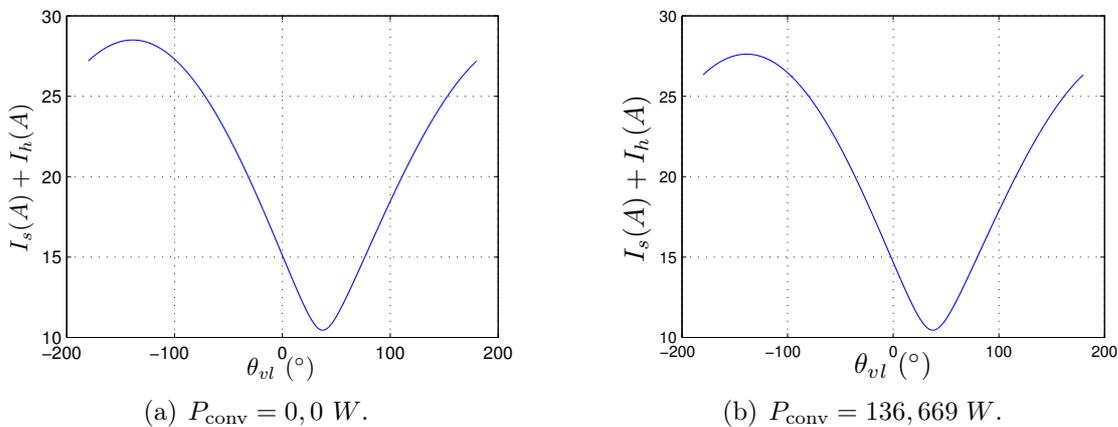
(a) $P_{\text{conv}} = 0,0$ W.(b) $P_{\text{conv}} = 136,669$ W.

Figura 8.4 – Amplitude da soma das correntes dos filtros em (A) dos filtros em função de θ_{vl} .

O valor obtido em $\theta_{vl} = 37,42^\circ$ foi de $P_{\text{conv}} = 136,672$ W. Na terceira iteração chegou-se a um valor de $\theta_{vl} = 37,57^\circ$ e $P_{\text{conv}} = 136,669$ W, com uma diferença de menos de 0,1 % entre a perda anterior e a perda atual. A curva de $I_s + I_h$ obtida na terceira iteração é mostrada na Figura 8.4(b). Com esse procedimento atingiu-se um rendimento no sistema de 96,5 %.

Contudo, foram calculados valores de perdas nos conversores variando-se o valor de θ_{vl} , com o intuito de verificar o comportamento das perdas. Dessa forma, foi gerada a

curva mostrada na Figura 8.5 (a), onde utilizou-se como critério variar θ_{vl} sem ter que elevar a tensão do barramento cc acima 600 V, conforme a Tabela 8.1.

Na Figura 8.5 (b) é exibido o comportamento do THD de uma das fases da corrente da fonte e da tensão da carga. Os valores obtidos para $\theta_{vl} = 37.42^\circ$ ficaram abaixo de 5 %.

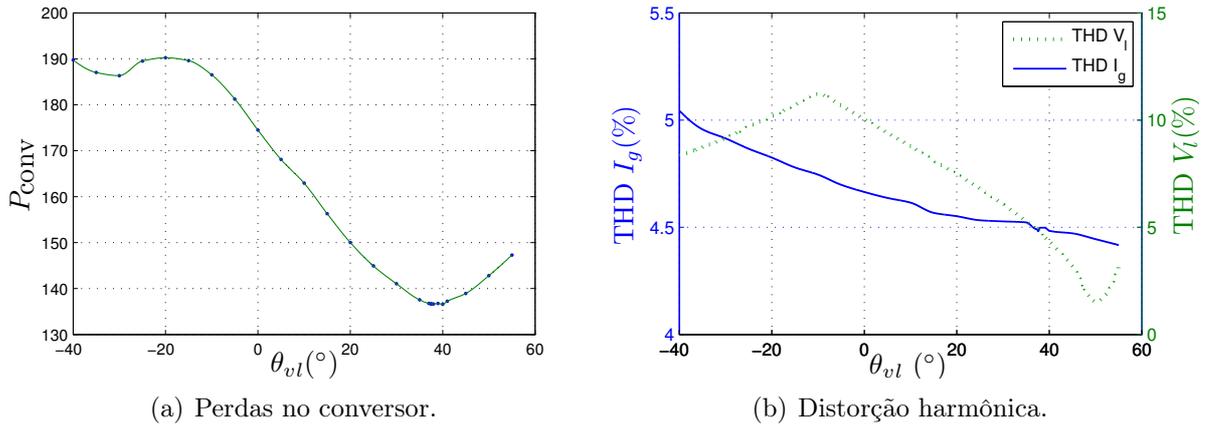


Figura 8.5 – Perdas nos conversores em função de θ_{vl} para $n = 1$.

8.1.2 Comportamento das perdas para $n > 1$

Até o momento foi utilizada a relação de espiras do transformador $n = 1$, contudo outros valores de n resultam em menores perdas. Conforme apresentado na Seção 3.2.2, utilizar $n > 1$ mostrou-se se mais eficaz na redução das perdas, pois se reduz a corrente i_s e ainda pode-se operar com valores de v_s menores que v_h para algumas situações.

Na Figura 8.6 é mostrado o comportamento das perdas nas chaves do conversor em função de θ_{vl} , conforme se observa as perdas são menores quando $n > 1$. Estas curvas foram elaboradas utilizando como critério, não elevar a tensão do barramento, logo, os limites máximo e mínimo de θ_{vl} foram determinados por meio da análise de regime permanente, de modo a evitar a sobremodulação no conversor PWM.

8.1.3 Simulação com ponte retificadora como carga

A carga empregada nessa simulação está descrita no apêndice A, que aponta para valores de l_h entre 3,6 mH e 9,3 mH, resultados de simulação mostraram valores adequados para $l_h = 8$ mH. Para o filtro série os valores calculados foram $l_s = 11,2$ mH e $C_s = 6,3$ μ F

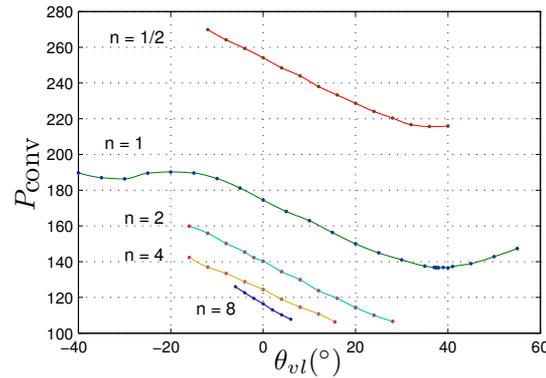


Figura 8.6 – Perdas no conversor em função de θ_{vl} para vários valores de n .

e C_s foi aproximado para $10 \mu\text{F}$.

Para a verificação do controle da regulação da tensão da carga executado pelo filtro série, foi imposto um afundamento de 20 % na amplitude E_g , ou seja, a tensão de fase passou a ser $e_{ga} = 248,9 \cos(\omega t)$, enquanto a tensão de fase de referência para a carga era de $v_{la}^* = 311,13 \cos(\omega t + \theta_{vl})$.

Cinco valores de θ_{vl} foram utilizados. Na Figura 8.7 são apresentados os resultados obtidos utilizando $\theta_{vl} = -20^\circ$, onde nota-se que o controle de corrente é satisfatório, bem como o de tensão, que manteve a tensão da carga regulada. Na Tabela 8.2 estão apresentados os resultados obtidos de taxa de distorção harmônica total, correntes e estimativa de perdas no conversor. Utilizando $\theta_{vl} = +20^\circ$ obteve-se os resultados mostrados na Figura 8.8, onde se percebe o correto funcionamento dos controladores e a redução nas correntes dos filtros. Para este caso foram registradas as menores perdas no conversor.

Tabela 8.2 – Resumo dos resultados obtidos da simulação do filtro universal padrão com carga não-linear.

Com afundamento de 20% em E_g					
Fase θ_{vl}	-20°	-10°	0°	$+10^\circ$	$+20^\circ$
THD $_{i_g}$ (%)	4,8	4,83	4,83	4,76	4,85
THD $_{v_l}$ (%)	1,99	2,05	2,31	2,08	2,21
I_h (A $_{\text{rms}}$)	6,98	5,61	4,59	3,73	3,73
I_s (A $_{\text{rms}}$)	4,58	4,13	3,81	3,3	2,9
P_{conv} (w)	319,77	289,48	264,68	238,69	228,35

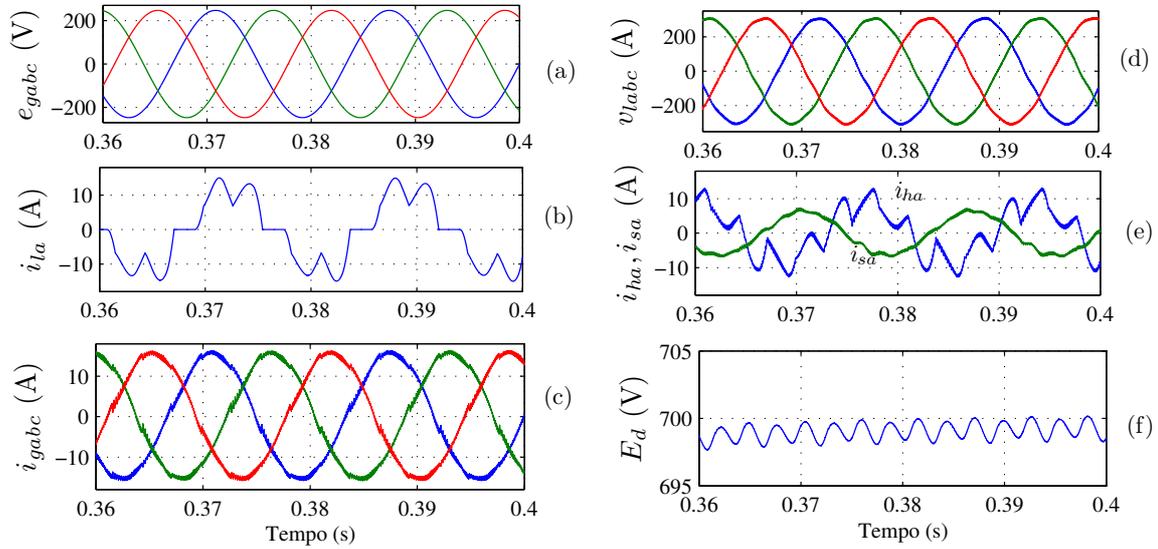


Figura 8.7 – Simulação dinâmica do filtro universal padrão com $\theta_{v_l} = -20^\circ$: (a) Tensão de alimentação, (b) Corrente da carga, (c) Corrente de alimentação, (d) Tensão na carga, (e) Correntes nos filtros, (f) Tensão no barramento cc .

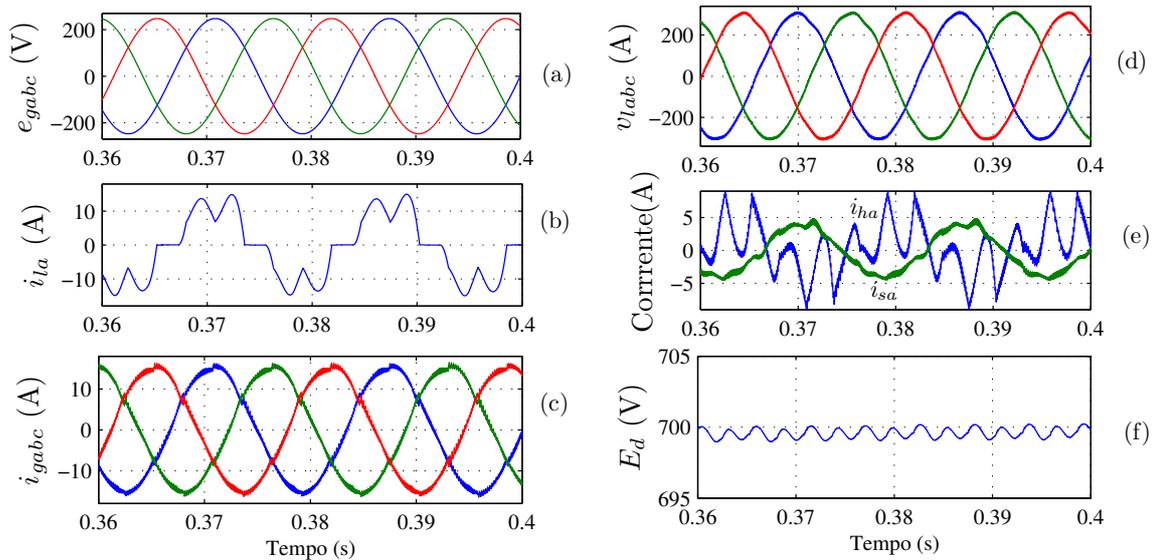


Figura 8.8 – Simulação dinâmica do filtro universal padrão com $\theta_{v_l} = +20^\circ$: (a) Tensão de alimentação, (b) Corrente da carga, (c) Corrente de alimentação, (d) Tensão na carga, (e) Correntes nos filtros, (f) Tensão no barramento cc .

8.2 Filtro universal com dois barramentos *cc*

Para a simulação do filtro universal série-paralelo foram utilizados os parâmetros descritos na Tabela 8.3. Foi empregado para o filtro série uma tensão de barramento bem abaixo da empregada para o filtro paralelo.

Tabela 8.3 – Valores utilizados na simulação dinâmica do filtro universal série-paralelo.

Parâmetro	valor (nominal)	valor (pu)	Descrição
E_g	380 V	$\sqrt{3}$	Tensão de Linha (rms)
E_h	600 V	1,93	Tensão do barramento <i>cc</i> do filtro paralelo
E_s	60 V	0,2	Tensão do barramento <i>cc</i> do filtro série
S_l	5 kVA	3	Carga RL
$f_{p_{carga}}$	0,80 ind	–	Fator de potência da carga
n	1,00	–	Relação de espiras
f_g	60 Hz	–	Frequência da Rede
f_c	10 kHz	–	Frequência de chaveamento
r_g	0,29 Ω	0,01	Resistência da fonte
l_g	0,77 mH	0,01	Indutância da fonte de alimentação
l_s	15,32 mH	0,12	Indutância do filtro série
c_s	4,59 μF	9,13	Capacitância do filtro série
l_h	10 mH	0,13	Indutância do filtro paralelo

8.2.1 Comportamento dinâmico do sistema para $n = 1$

Com os parâmetros da Tabela 8.3, mantendo-se $n = 1$, obteve-se o comportamento de corrente na fonte i_g mostrado na Figura 8.9(a), onde se verifica a compensação da corrente reativa da carga, mantendo o fator de potência da fonte unitário.

Na Figura 8.9(b) observa-se o controle da tensão da carga, vale observar que até então a fonte de tensão e_g está livre de afundamentos ou sobretensões.

Nas Figuras 8.10(a) e (b) são apresentadas as correntes nos conversores série e paralelo, respectivamente. Tais correntes assumem valores de amplitude um pouco acima dos encontrados no conversor com compartilhamento do barramento *cc*, já que neste último

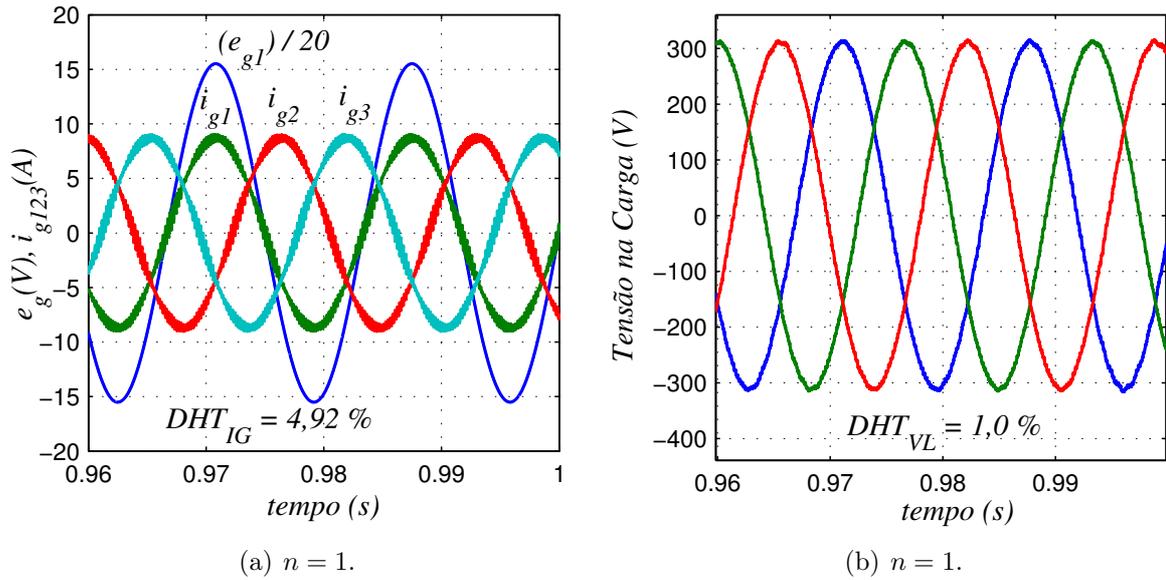


Figura 8.9 – Corrente na fonte e tensão na carga em função do tempo(s) para $n = 1$.

é possível reduzi-las mediante a escolha adequada de θ_{vl} .

Nas Figuras 8.11(a) e (b) são mostradas as tensões nos dois barramentos, o que alimenta o conversor série e o outro que alimenta o filtro paralelo, respectivamente, como se observa foi colocada uma tensão de referência para o barramento do filtro série que é dez vezes menor do que a do filtro paralelo, e como pode-se observar nas figuras anteriores, o controle foi satisfatório, além de reduzir a DHT da tensão na carga à 1,0 %. A perda calculada para os dois conversores resultou em $P_{conv} \approx 107,9 W$

8.2.2 Resumo dos resultados obtidos

Foram realizadas simulações para $n = 1, 2, \dots, 4$ e os resultados obtidos foram condensados na Tabela 8.4, a fim de melhorar a comparação dos resultados. Na simulação a fonte operava com o valor nominal de tensão, dessa forma, o filtro série compensava apenas a queda de tensão em z_g e a defasagem entre v_{labc} e e_{gabc} .

Como esperado os resultados de perda obtidos foram menores do que os obtidos para a estrutura padrão, e além disso a taxa de distorção harmônica da tensão na carga foi reduzida drasticamente. Assim, constata-se que operar com $n > 1$ é melhor do ponto de vista das perdas nos conversores.

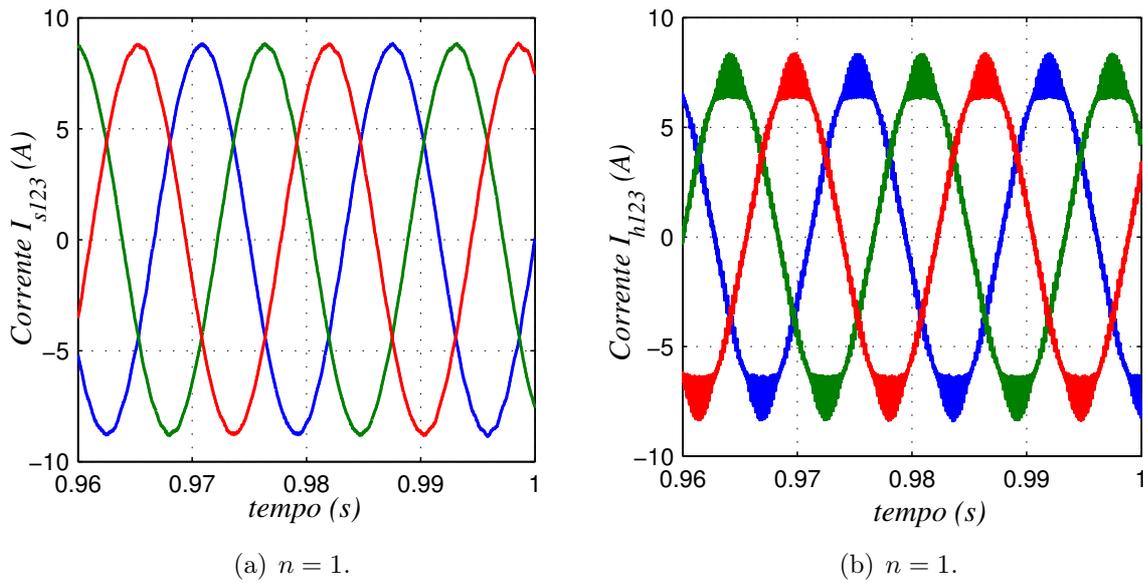


Figura 8.10 – Correntes nos filtros em função do tempo(s) para $n = 1$.

Tabela 8.4 – Resumo dos resultados de simulação obtidos do filtro universal série-paralelo.

Grandezas	Relação de transformação			
	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$
DHT_{ig} (%)	4,2	4,80	4,84	4,83
DHT_{vl} (%)	1,0	0,63	0,53	0,72
I_s (A) rms	6,18	3,12	2,07	1,56
I_h (A) rms	5,22	5,10	4,89	4,80
E_s (V)	60	60	60	60
E_h (V)	600	600	600	600
P_{conv} (W)	107,9	93,4	85,4	83,4

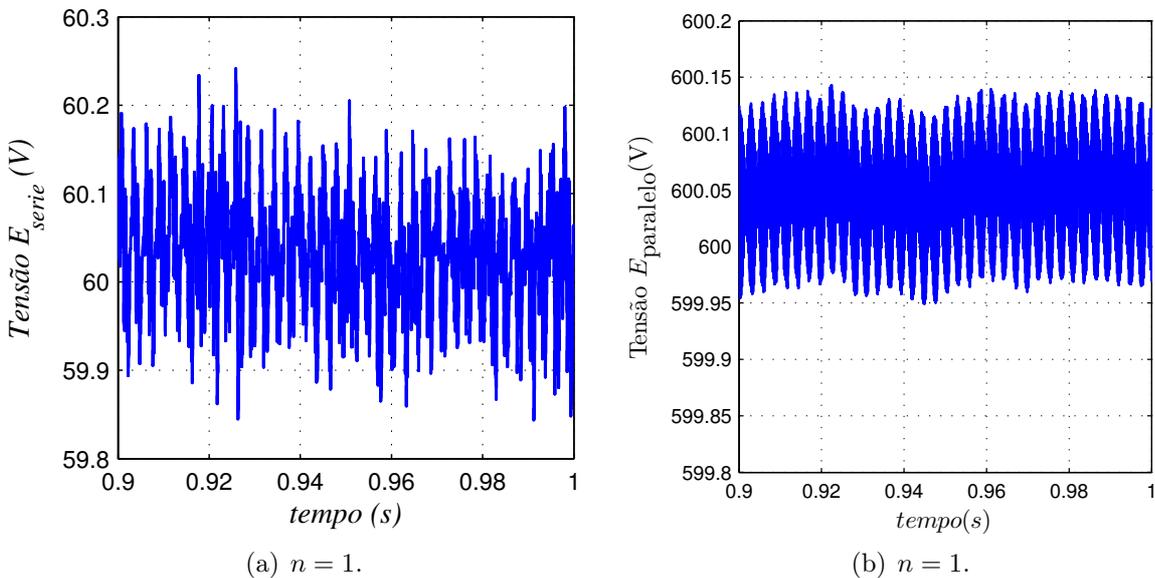


Figura 8.11 – Tensão no barramento dos dois filtros em função do tempo para $n = 1$.

8.3 Filtro universal com conversor de cinco braços

A simulação dinâmica do filtro ativo universal utilizando o conversor de cinco braços é realizada, inicialmente, utilizando-se os mesmo parâmetros para o conversor de seis braços, com a finalidade de comparar os valores de perdas nos conversores em ambos os casos. Os valores utilizados estão indicados na Tabela 8.5.

Tabela 8.5 – Parâmetros do filtro ativo com o conversor de cinco braços.

Parâmetro	valor (nominal)	valor (pu)	Observações
E_g	220 V	1,0	Tensão nominal de fase (rms)
E_{bar}	600 V	$1,11\sqrt{3}$	Tensão do barramento <i>cc</i>
S_l	3,4 kVA	1,0	Carga RL
F_p	0,80 ind	0,8	Fator de potência da carga
n	1,00	1,0	relação de transformação.
P_{conv}	0,0 W	0,0	Valor inicial, sujeito à alteração.
f_g	60 Hz	–	Frequência da Rede
f_c	10 kHz	–	frequência de chaveamento
r_g	0,29	0,01	resistência da fonte
r_s	0,29	0,01	resistência do filtro série
r_h	0,29	0,01	resistência do filtro paralelo
l_g	0,77 mH	0,01	Indutância da fonte de alimentação
l_s	15,32 mH	0,2	Indutância do filtro série
c_s	4,59 μF	20	Capacitância do filtro série
l_h	10,0 mH	0,13	Indutância do filtro paralelo

Como a carga utilizada é do tipo indutiva, não há harmônicos de corrente a serem compensados, existe apenas a correção de corrente reativa. Inicialmente, também se considera a fonte livre de harmônicos, afundamentos e sobretensão. Para determinar o ângulo θ_{v_l} correspondente ao sincronismo, as perdas no conversor são consideradas. Para isto, inicia-se a simulação de regime permanente com $P_{\text{conv}} = 0$, obtendo-se um primeiro θ_{v_l} , a partir do qual executa-se a simulação dinâmica e determina-se as perdas no conversor. Com esse valor de P_{conv} executa-se novamente a simulação de regime permanente obtendo um segundo valor de θ_{v_l} . Esse procedimento é repetido até que haja convergência.

Na Figura 8.12 é apresentado o comportamento em regime permanente da defasagem ε

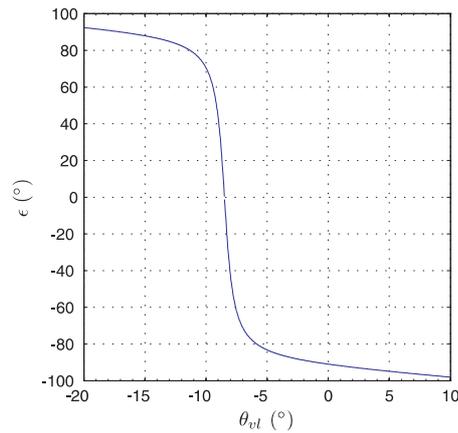


Figura 8.12 – Defasagem entre as tensões dos filtros em função de θ_{vl} .

entre as tensões dos filtros série e paralelo, o valor de θ_{vl} correspondente ao sincronismo é aproximadamente $-8,5^\circ$. Com esse ângulo a simulação dinâmica do sistema resultou nas curvas mostradas nas Figuras 8.13 até 8.15, e com estas características a perda calculada nas chaves semicondutoras resultou num valor de aproximadamente $226 W$, que por sua vez é maior do que a medida para o conversor de seis braços. Esse valor de perda apesar de não ser o esperado, é explicável pois o conversor de cinco braços opera com correntes maiores.

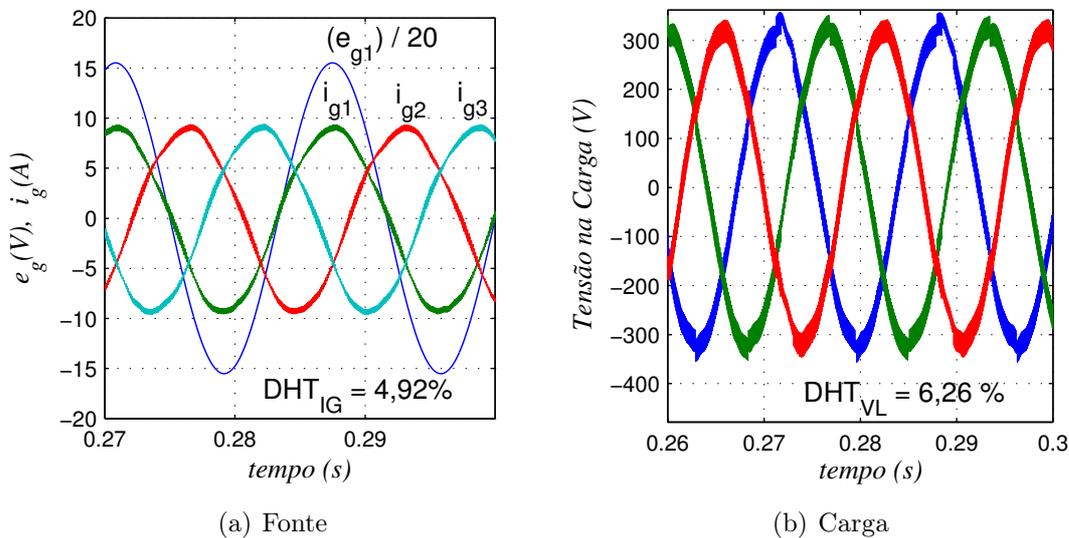


Figura 8.13 – Tensão e corrente trifásica na fonte e tensão na carga em função do tempo(s).

A tensão e a corrente da fonte de alimentação e as tensões trifásicas na carga estão mostradas respectivamente nas Figuras 8.13(a) e (b), evidenciando o controle do fator de potência e a compensação da queda de tensão na impedância $z_g = r_g + jx_g$.

As correntes nos braços s_a , h_a e '3' do conversor estão apresentadas na Figura 8.14,

nela destaca-se a corrente no braço compartilhado i_3 que é maior que as demais. A tensão controlada no barramento cc está apresentada na Figura 8.15. Contudo, as perdas calculadas para essa estrutura foi de $P_{conv} = 226 W$, ou seja pior do que a da estrutura com seis braços.

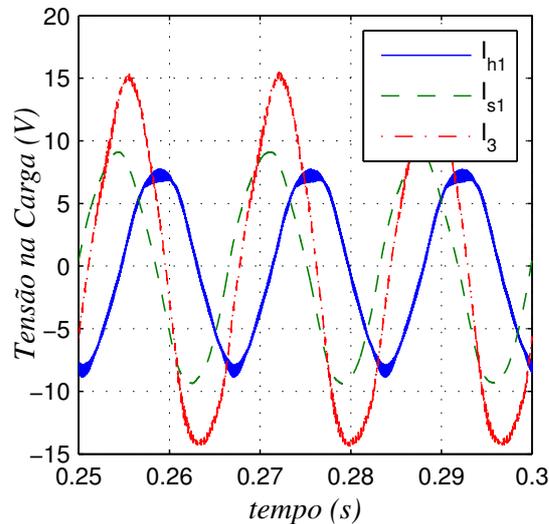


Figura 8.14 – Correntes nos braços do conversor em função do tempo(s).

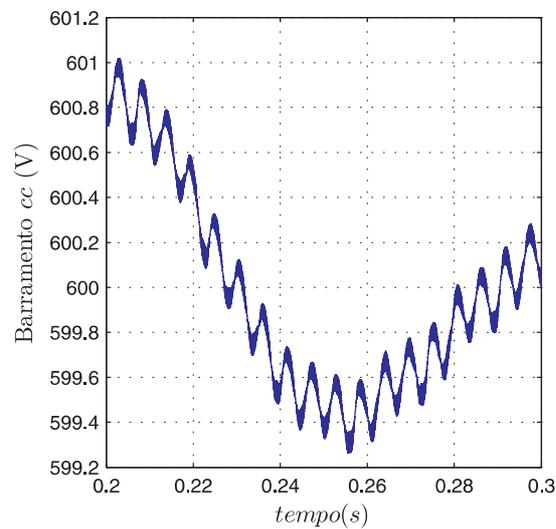


Figura 8.15 – Tensão do barramento cc em função do tempo(s).

8.4 Filtro universal paralelo-série-paralelo

Para essa topologia foram adotados os parâmetros indicados na Tabela 8.6, para a mesma carga não-linear utilizada para o filtro universal padrão. Para a obtenção dos resultados, empregou-se ainda um afundamento de 20 % na fonte de alimentação.

Tabela 8.6 – Valores utilizados na simulação dinâmica do filtro paralelo-série-paralelo para uma carga não-linear.

Parâmetro	valor nominal)	valor pu)	Descrição
E_g	380 V	$\sqrt{3}$	Tensão de Linha (rms)
E_{hl}	700 V	2,25	Tensão no barramento do filtro hl
E_{hg}	700 V	2,25	Tensão no barramento do filtro hg
E_s	500 V	1,61	Tensão do barramento cc do filtro série
S_l	5 kVA	3	Potência aparente trifásica da carga
fp_{carga}	0,80 ind	–	Fator de potência da carga
n	3	–	Relação de espiras.
f_g	60 Hz	–	Frequência da Rede
f_c	10 kHz	–	Frequência de chaveamento
r_g	0,29 Ω	0,01	Resistência da fonte
r_s	0,29 Ω	0,01	Resistência do filtro série
r_h	0,29 Ω	0,01	Resistência do filtro paralelo
l_g	0,77 mH	0,01	Indutância da fonte de alimentação
l_s	11,2 mH	0,15	Indutância do filtro série
c_s	10 μ F	9,13	Capacitância do filtro série
l_{hl}	8 mH	0,10	Indutância do filtro hl
l_{hg}	11 mH	0,14	Indutância do filtro hg

Na Figura 8.16 estão exibidas as curvas obtidas, onde foi utilizado $\theta_{i_{gl}} = -45^\circ$. Na figura nota-se que a corrente da fonte de alimentação foi compensada (e), pois foram eliminados os harmônicos contidos na corrente da carga (b). O controlador da tensão de barramento do filtro série determinou um valor de aproximadamente $+11^\circ$ para θ_{v_l} (g). A tensão da carga foi devidamente regulada (f), durante o afundamento de 20 % em E_g .

Na Tabela 8.7 é apresentado um resumo dos resultados obtidos para dois valores de $\theta_{i_{gl}}$, nela é possível notar a grande diferença no valor das perdas de potência no conversor.

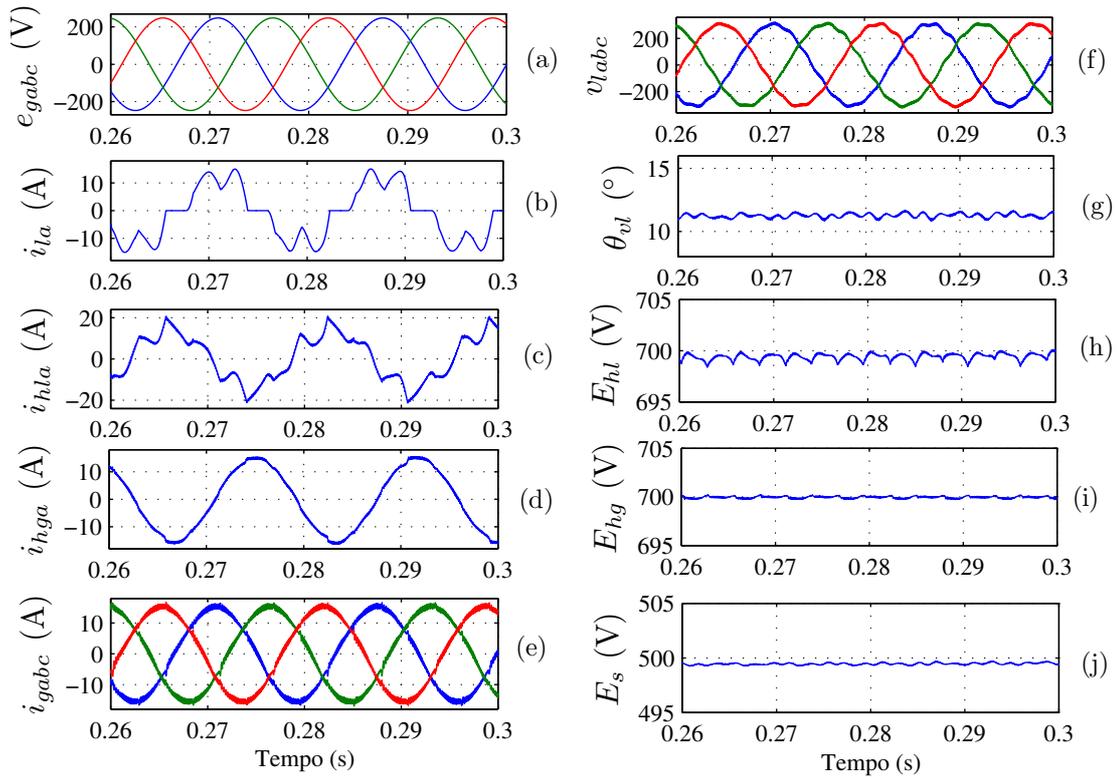


Figura 8.16 – Simulação do filtro PSP no domínio do tempo: (a) tensão de alimentação, (b) corrente da carga, (c) corrente do filtro *hl*, (d) corrente do filtro *hg*, (e) corrente de alimentação, (f) tensão na carga, (g) fase da tensão da carga, (h) tensão no barramento do filtro *hl*, (i) tensão no barramento do filtro *hg*, (j) tensão no barramento do filtro *s*.

Tabela 8.7 – Resumo dos resultados obtidos na simulação do filtro PSP no domínio do tempo.

	$\theta_{v_l} > 0^\circ$	
	$\theta_{i_{gl}} = -45^\circ$	$\theta_{i_{gl}} = -55^\circ$
THD _{<i>i_g</i>} (%)	5,29	5,21
THD _{<i>v_l</i>} (%)	2,79	3,46
<i>I_{hl}</i> (A _{rms})	10,67	14,72
<i>I_{hg}</i> (A _{rms})	10,73	15,39
<i>I_s</i> (A _{rms})	4,42	5,70
<i>P_{hl}</i> (W)	283,28	393,65
<i>P_{hg}</i> (W)	290,50	404,13
<i>P_s</i> (W)	121,12	144,76
<i>P_{total}</i> (W)	694,90	942,54

8.5 Conclusão

Neste capítulo foram realizadas as simulações das topologias avaliadas e das propostas, no domínio do tempo. Foi realizado o cálculo de estimativa de perdas nos conversores, utilizando a metodologia desenvolvida em (CAVALCANTI, 2003) e (DIAS, 2010), que permitiu que fosse verificado que, de fato, o filtro universal padrão trabalha com perdas menores, quando a fase da tensão da carga é diferente de zero.

Foi verificado que as perdas de chaveamento no filtro universal com dois barramentos cc é menor do que a do filtro padrão, por causa da diferença entre as tensões de barramento dos filtros.

As perdas calculadas para o filtro paralelo-série-paralelo foram bem maiores do que as dos demais conversores, porém esse tipo de estrutura se destina a aplicações onde o uso de dois filtros ativos em paralelo é favorável.

Capítulo 9

Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos para as estruturas analisadas. Para a obtenção dos resultados foi utilizada uma plataforma que emprega um PC para a geração dos sinais de referência, execução do sistema de controle e geração dos pulsos PWM para as chaves, com capacidade de gerar até 12 pulsos PWM, permitindo assim o controle de até dois conversores trifásicos separadamente. O sistema de controle permite a leitura de até seis medições de corrente e seis medições de tensão.

As chaves semicondutoras empregadas são do tipo IGBT (referência SKKD 46/12) comandadas pelos drives SKHI 23. Os sinais de medição são introduzidos no PC através dos conversores analógico-digital AD1674. Tanto as leituras dos sensores quanto os pulsos PWM são gerados a uma frequência de chaveamento de 10 kHz.

9.1 Filtro ativo universal padrão

Na análise experimental da estrutura do filtro universal padrão foram utilizados os parâmetros descritos na Tabela 9.1. A tensão do barramento teve que ser limitada em 100 V por causa do transformador disponível para o protótipo do filtro, que foi projetado para uma tensão de 100 V.

Na análise em regime permanente e na simulação dinâmica o comportamento do filtro universal foi analisado segundo uma variação na fase da tensão da carga. Foi mostrado que há vantagens do ponto de vista da redução de perdas no sistema, quando se opera com valores de $\theta_{v_l} \neq 0^\circ$.

A referência da tensão da carga adotada foi a seguinte:

- Amplitude de 40 V.

- fases de -20° , -10° , 0° e 10° .

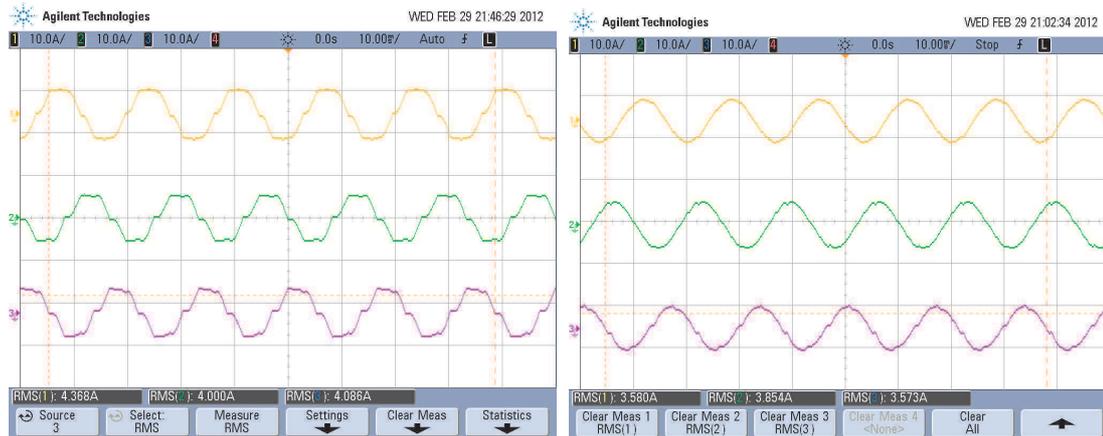
Tabela 9.1 – Parâmetros da análise experimental do filtro universal.

Tensão de alimentação (V_{linha})	60 (V_{rms})
frequência de alimentação	60 Hz
Tipo de carga	ponte retificadora completa à diodos
Potência aparente da carga	≈ 138 (VA)
L_i	$\approx 2,3$ mH
L_o	≈ 4 mH
R_o	≈ 14 Ω
Tensão de barramento <i>cc</i> E	100 V
Capacitância do barramento <i>cc</i>	4,4 mF
Indutância l_h	≈ 2 mH
Indutância l_s	≈ 2 mH
Capacitância C_s	≈ 10 μF
Relação de espiras n	1:1
Obs.: identificação dos parâmetros da carga na Figura A.1.	

Na Figura 9.1 é apresentado o comportamento das correntes da fonte de alimentação antes da entrada do filtro universal (a) e depois do início da operação do filtro universal (b), onde se percebe a correta compensação das componentes harmônicas. Tornando o resultado mais claro na Figura 9.2(a) é apresentado o cálculo da taxa de distorção harmônica, realizado no osciloscópio Tektronics TPS 2024 (200 MHz, 2GSa/s), para uma das fases da corrente da fonte antes do início da operação do filtro, e na Figura 9.2(b) é apresentado para a mesma corrente a taxa de distorção harmônica após a operação do filtro.

Observa-se na Figura 9.2(b) que a taxa de distorção harmônica total obtida foi de 3,5 % atendendo os critérios estabelecidos em (IEEE, 1993). Neste resultado, o valor empregado para θ_{v_i} foi de 0° . Para as demais fases os valores de DHT obtidos foram bem próximos a este, ficando todos abaixo de 5 %.

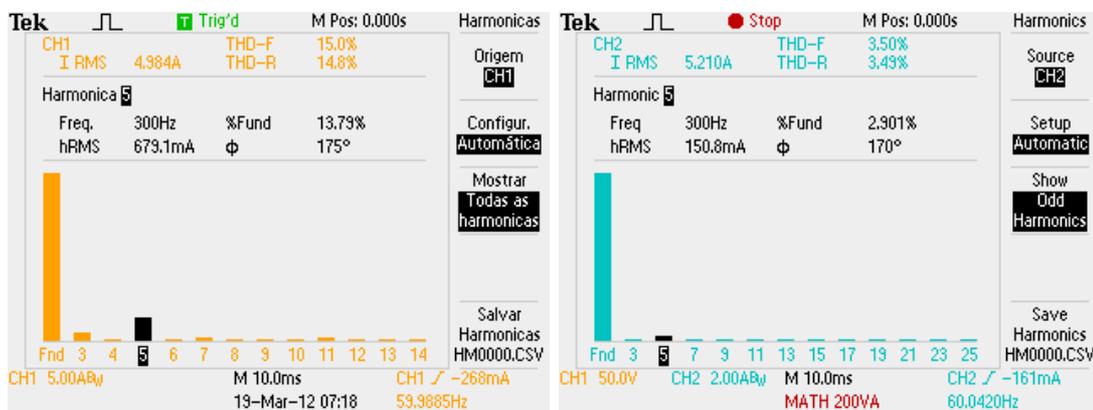
Na Figura 9.3(a) é apresentado o comportamento obtido para a tensão da carga e na Figura 9.3(b) a corrente dos filtros série (canal 1) e paralelo (canal 2), para $\theta_{v_i} = -20^\circ$. A tensão do barramento *cc* é exibida na Figura 9.4 onde se observa a correta atuação do controle da tensão do barramento.



(a) Antes do filtro universal

(b) depois do filtro universal

Figura 9.1 – Corrente da fonte de alimentação antes (a) e depois (b) da operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$.



(a) Antes da operação do filtro.

(b) Após a operação do filtro.

Figura 9.2 – Distorção harmônica total (DHT) de uma das fases da corrente da fonte no filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$.

Para $\theta_{v_l} = -20^\circ$ são exibidas na Figura 9.5(a) a potência fornecida pela fonte de alimentação antes do início da operação do filtro, onde no canal 1 é apresentada a tensão, no canal 2 a corrente da fonte e no canal M a potência. As medições efetuadas pelo osciloscópio indicam uma potência ativa de $P = 121$ W, reativa de $Q = 66,7$ VAR e $\text{fp}_{\text{fonte}} = 0,876$. Após a operação do filtro a potência passa a ser $P = 163$ W. A diferença de potência reflete não só as perdas de chaveamento como também as perdas nos indutores e capacitores.

Utilizando agora a fase da tensão da carga $\theta_{v_l} = -10^\circ$, observa-se na Figura 9.6(a) a tensão nas três fases da carga e na Figura 9.6(b) as correntes do filtro série (canal 1) e do filtro paralelo (canal 2). A potência ativa obtida nessa situação foi de $P = 146$ W, tal como se observa na Figura 9.7(a), e a corrente nas três fases da fonte é exibida na Figura 9.7(b). A tensão do barramento cc para $\theta_{v_l} = -10^\circ$ difere de forma insignificante

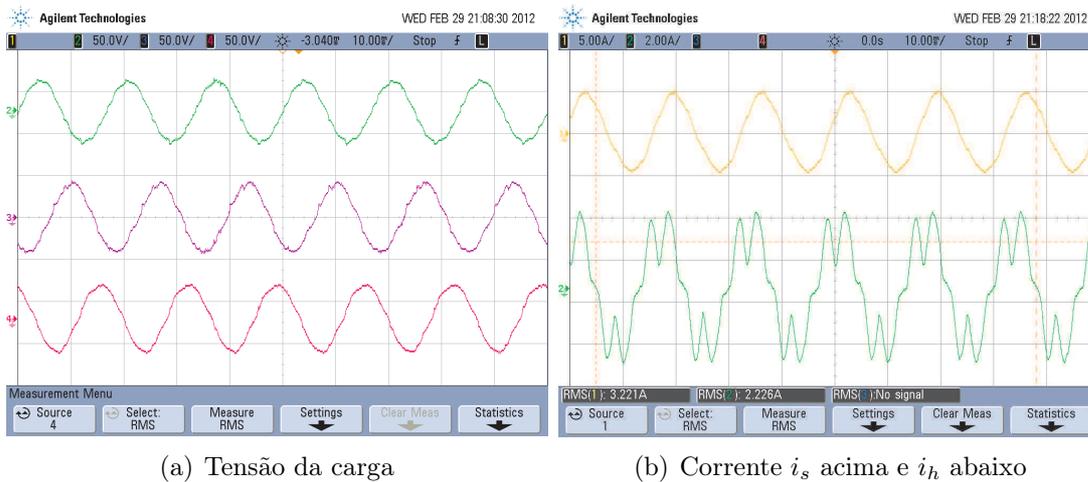


Figura 9.3 – Tensão trifásica da carga e corrente dos filtros série e paralelo durante a operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$.

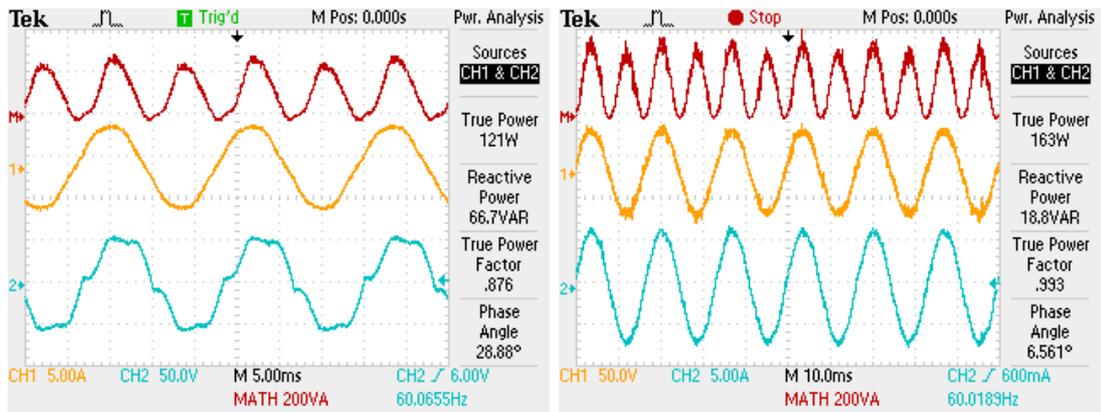


Figura 9.4 – Tensão do barramento cc do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$.

da observada na Figura 9.4, por esse motivo a curva não será exibida.

Em seguida, empregando $\theta_{v_l} = 0^\circ$, foram obtidas as tensões nas três fases da carga, mostradas na Figura-9.8(a) e dos filtros na Figura 9.8(b). A potência da fonte ficou maior do que a obtida para $\theta_{v_l} = -10^\circ$, conforme se observa na Figura 9.9(a). As correntes nas três fases da fonte são exibidas na Figura 9.9(b).

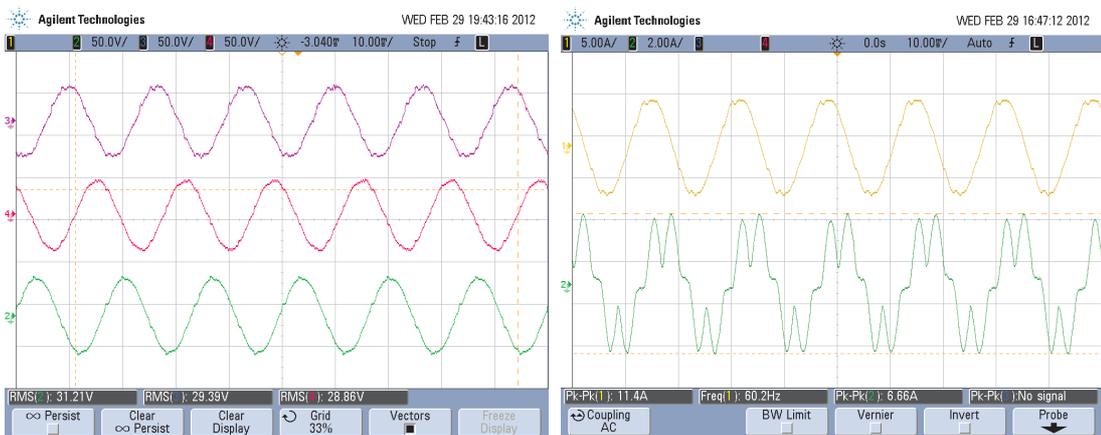
Com $\theta_{v_l} = 10^\circ$ foram obtidas as tensões da carga mostradas na Figura 9.10(a), as correntes do filtro mostradas na Figura 9.10(b), uma potência ativa ainda maior conforme se nota na Figura 9.11(a) e as correntes trifásicas da fonte, exibidas na Figura 9.11(b). O resumo dos resultados obtidos é apresentado na Tabela 9.2.



(a) Antes da operação do filtro

(b) Após a operação do filtro

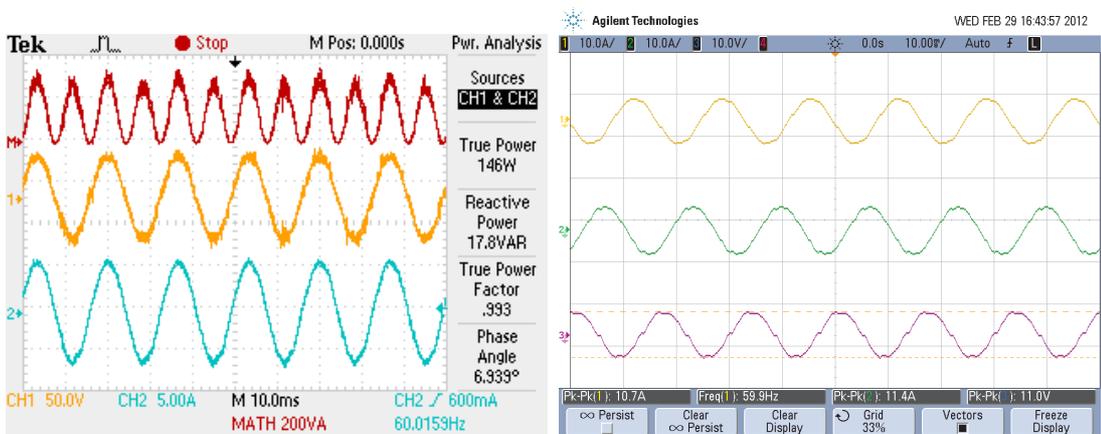
Figura 9.5 – Potência da fonte do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -20^\circ$: canal 1 - Tensão de alimentação, canal 2 - Corrente de alimentação, M - Forma de onda da potência.



(a) Tensão da carga

(b) Corrente i_s acima e i_h abaixo

Figura 9.6 – Tensão trifásica da carga e corrente dos filtros série e paralelo durante a operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -10^\circ$.



(a) Potência da fonte

(b) corrente da fonte

Figura 9.7 – Potência e corrente nas três fases da fonte do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = -10^\circ$.

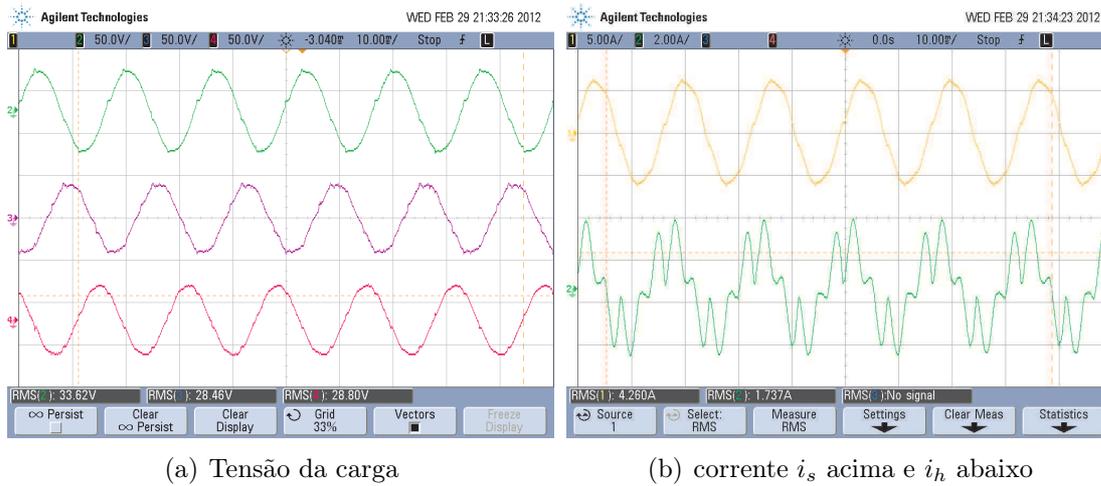


Figura 9.8 – Tensão trifásica da carga e corrente dos filtros série e paralelo durante a operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = 0^\circ$.

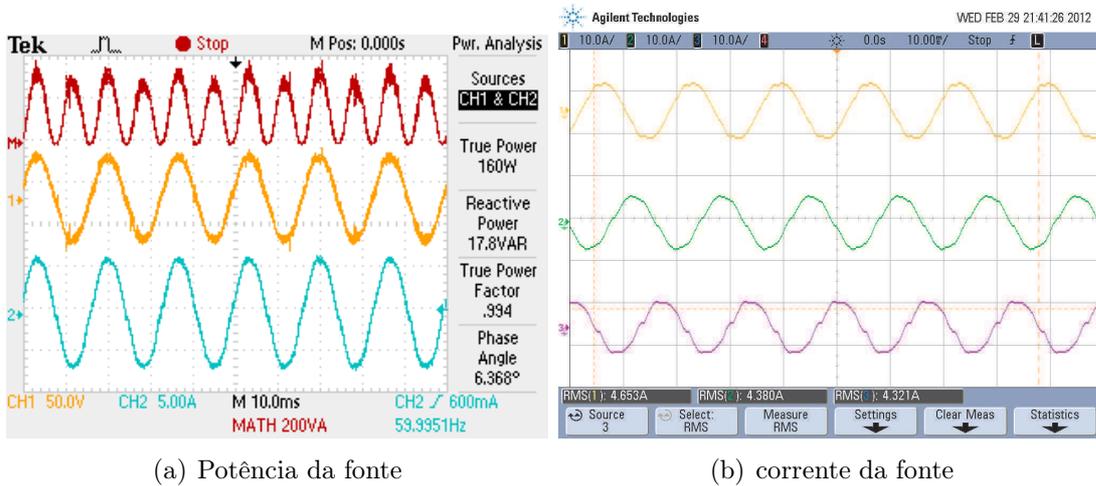


Figura 9.9 – Potência e corrente nas três fases da fonte do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = 0^\circ$.

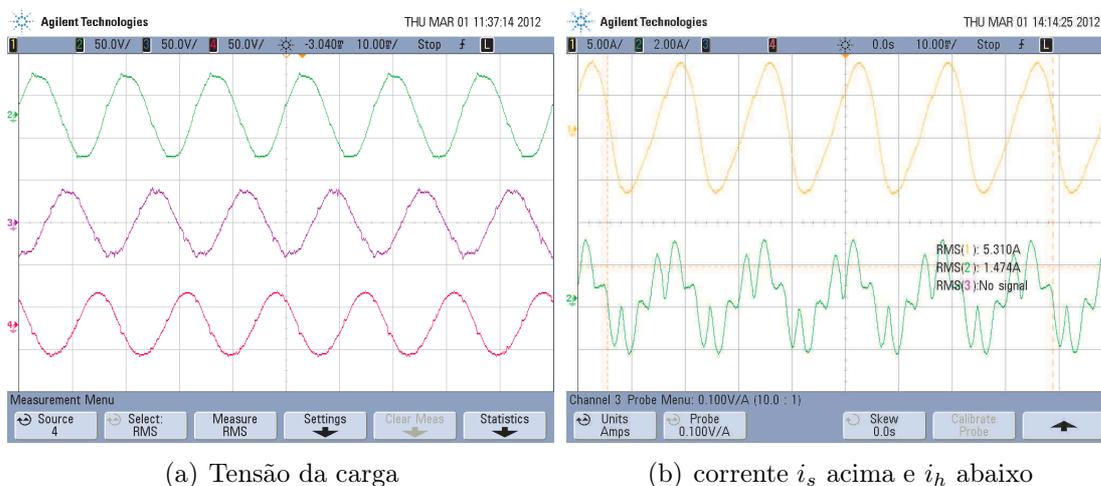
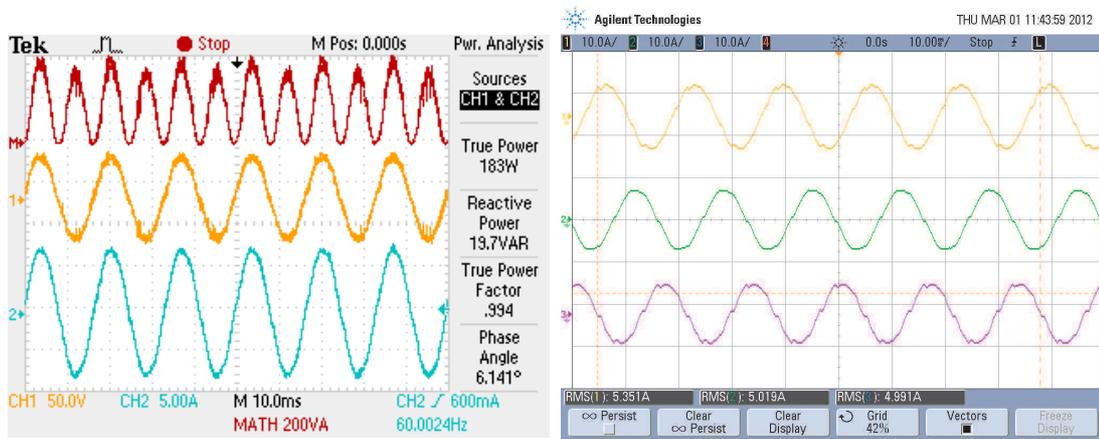


Figura 9.10 – Tensão trifásica da carga e corrente dos filtros série e paralelo durante a operação do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = 10^\circ$.



(a) Potência da fonte

(b) corrente da fonte

Figura 9.11 – Potência e corrente nas três fases da fonte do filtro universal padrão para $\theta_{v_l} = 10^\circ$.

Tabela 9.2 – Resumo dos resultados obtidos experimentalmente para o filtro universal padrão.

	θ_{v_l}			
	-20°	-10°	0°	$+10^\circ$
P_{fonte} (W)	163	146	160	183
THD_{i_g} (%)	3,5	3,48	3,54	3,42
$I_{s\text{RMS}}$ (A)	3,22	3,63	4,26	5,31
$I_{h\text{RMS}}$ (A)	2,23	2,06	1,74	1,49

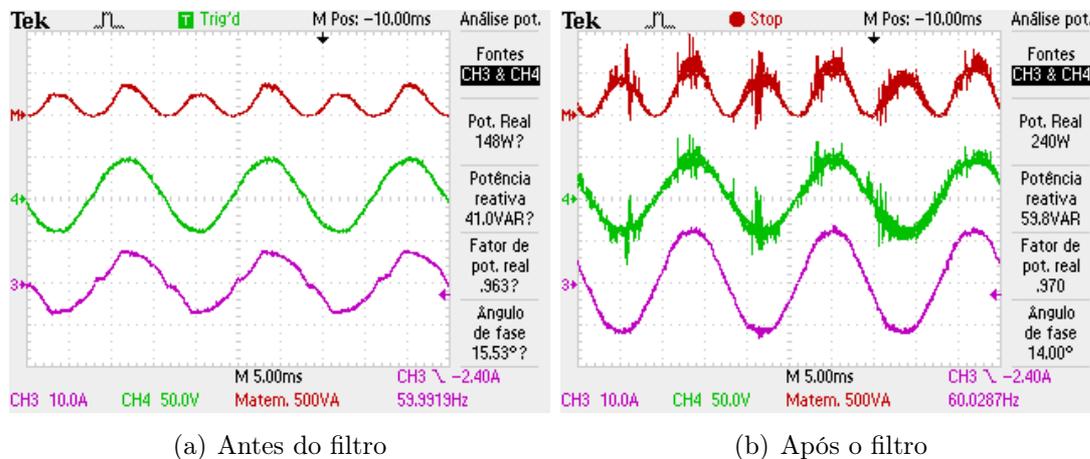
9.2 Filtro Universal com dois barramentos *cc*

No capítulo 5 foram apresentadas duas topologias com dois barramentos *cc*. Aqui inicialmente serão apresentados os resultados experimentais obtidos para a topologia série-paralelo, e logo em seguida da topologia paralelo-série.

9.2.1 Filtro série-paralelo

O experimento foi realizado para as mesmas condições da estrutura do filtro universal padrão, apresentadas na Tabela 9.2. Houve apenas pequenas variações nos valores da carga, da tensão de entrada e da amplitude de referência para a tensão da carga.

Na Figura 9.12(a) são apresentadas as formas de onda obtidas para tensão, corrente da fonte de alimentação, antes da entrada do filtro paralelo. Após a entrada do filtro e a chegada em regime permanente, as formas de onda passam a ser as apresentadas na Figura 9.12(b).



(a) Antes do filtro

(b) Após o filtro

Figura 9.12 – Resultados experimentais da tensão e corrente da fonte de alimentação no filtro série-paralelo no domínio do tempo: Canal (4) tensão da fonte, canal (3) corrente da fonte, canal (M) produto $(3) \times (4)$.

Comparativamente entre as duas figuras é possível perceber a forte mudança no perfil da corrente (Canal 3), mostrando um perfil “mais” senoidal. Os ruídos nas medições se devem ao chaveamento do conversor de tensão PWM.

Utilizando o osciloscópio foram geradas as curvas de taxa de distorção harmônica total, antes e após a operação do filtro, ambas apresentadas respectivamente nas Figuras 9.13(a) e (b). Onde se percebe a redução do valor de 23,5 % para 3,67 %.

A tensão de referência para o conversor série foi de 80 V e para o conversor paralelo de

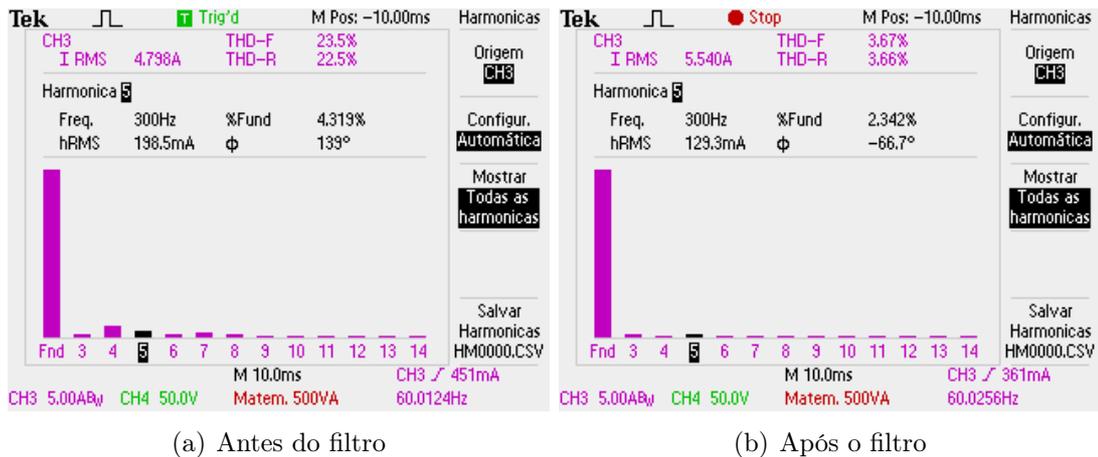


Figura 9.13 – Resultados experimentais da DHT da corrente de alimentação do filtro série-paralelo.

100 V. Tais tensões estão exibidas na Figura 9.14(a), onde se observa o controle adequado de ambas as tensões de barramento. Já as correntes dos filtros série e paralelo estão exibidas na Figura 9.14(b). Na Figura 9.15(a) é apresentada a curva da tensão na carga e na figura 9.15(b) a fase da tensão da carga.

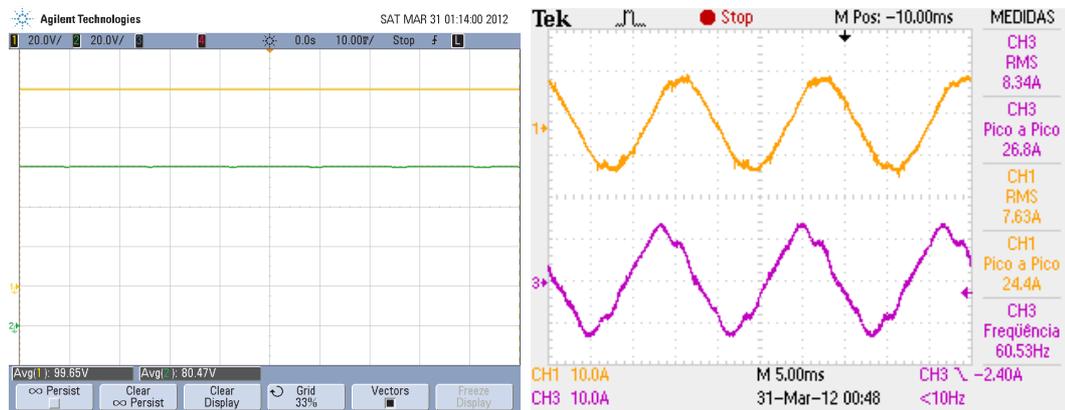
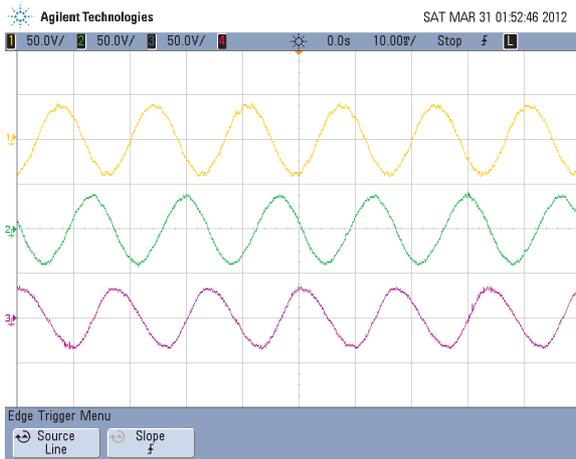


Figura 9.14 – Resultados experimentais da DHT da corrente de alimentação do filtro série-paralelo.

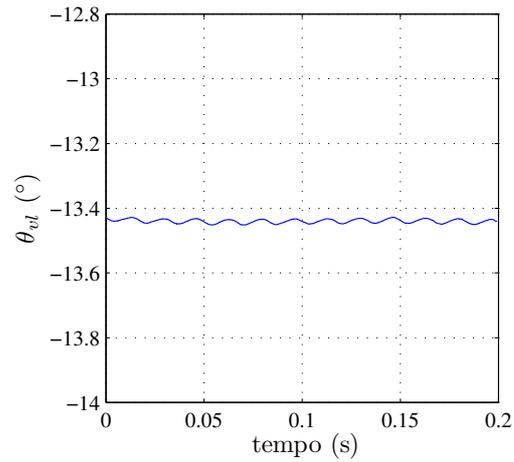
9.2.2 Filtro paralelo-série

Os resultados do filtro paralelo-série também foram obtidos para as condições dos filtros anteriores. Para tensão e corrente da fonte foram obtidos os comportamentos mostrados na Figura 9.16(a), cuja distorção harmônica total foi reduzida a 5,72 %, um pouco acima do limite estabelecido por (IEEE, 1995). Tal como é apresentado na Figura 9.16(b).

O comportamento da tensão da carga e da respectiva fase são mostradas nas Figu-

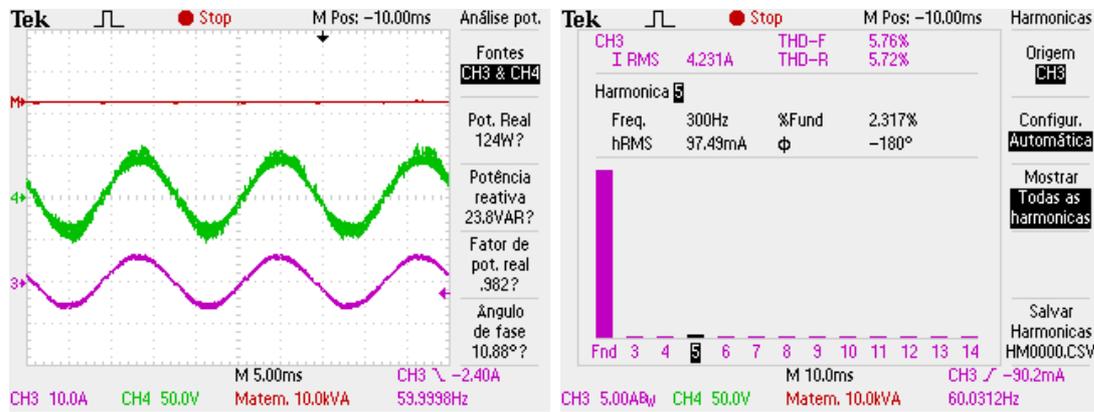


(a) Tensão da carga.



(b) Fase da tensão da carga.

Figura 9.15 – Tensão da carga e fase da carga do filtro série paralelo

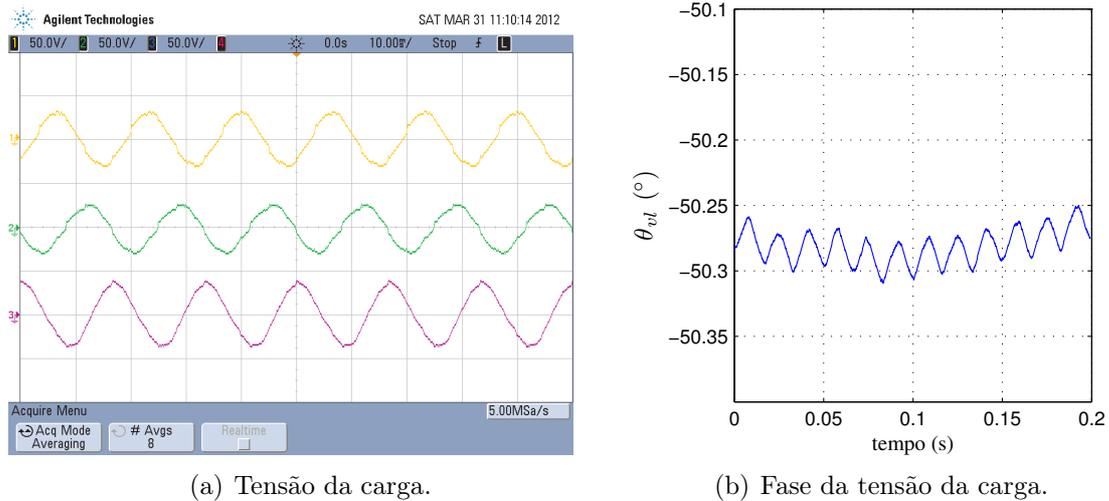


(a) Após o filtro

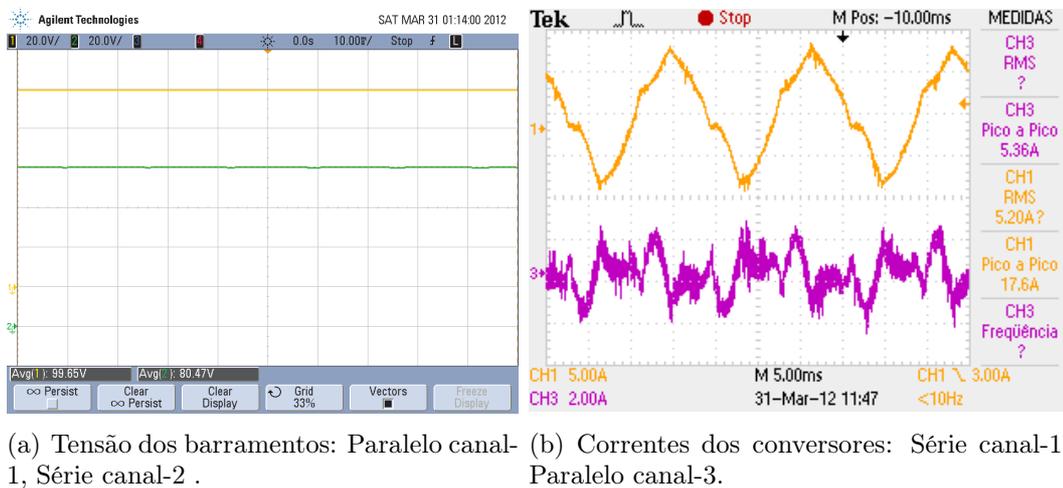
(b) DHT Após o filtro

Figura 9.16 – Resultados experimentais da tensão e corrente da fonte de alimentação no filtro paralelo-série: Canal (4) tensão da fonte, canal (3) corrente da fonte.

ras 9.17(a) e (b). A tensão do barramento série e paralelo são mostradas na Figura 9.18(a). As correntes nos conversores estão mostradas na Figura 9.18(b)



(a) Tensão da carga. (b) Fase da tensão da carga.
Figura 9.17 – Tensão da carga e fase da carga do filtro paralelo-série.



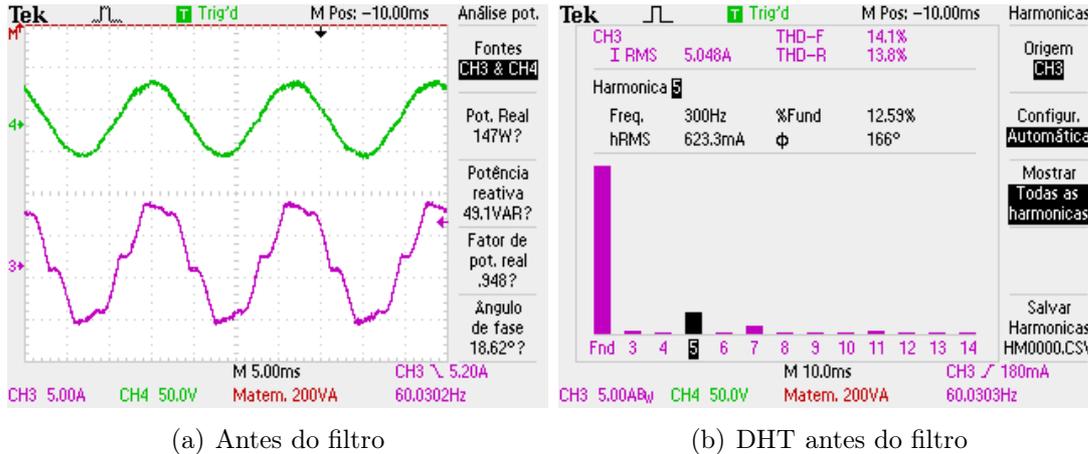
(a) Tensão dos barramentos: Paralelo canal-1, Série canal-2. (b) Correntes dos conversores: Série canal-1, Paralelo canal-3.
Figura 9.18 – Resultados experimentais da DHT da corrente de alimentação do filtro paralelo-série.

9.3 Filtro universal de cinco braços

Para este filtro também se utilizou os mesmos parâmetros da Tabela 9.2. Inicialmente na Figura 9.19(a) são apresentadas as curvas da tensão e da corrente da fonte de alimentação antes da operação do filtro. Na Figura 9.19(b) é apresentado a DHT da corrente de alimentação, onde se percebe o alto valor de distorção harmônica. Com a entrada em operação do filtro, os valores das componentes harmônicas são reduzidas, tal como se observa comparativamente entre as Figuras 9.19(b) e 9.20(b).

No filtro universal de cinco braços há um braço compartilhado, como mencionado nos capítulos anteriores, e a corrente nesse braço exerce forte influência na potência dissipada no conversor. Na Figura 9.21(a) são exibidas as correntes dos conversor série e paralelo,

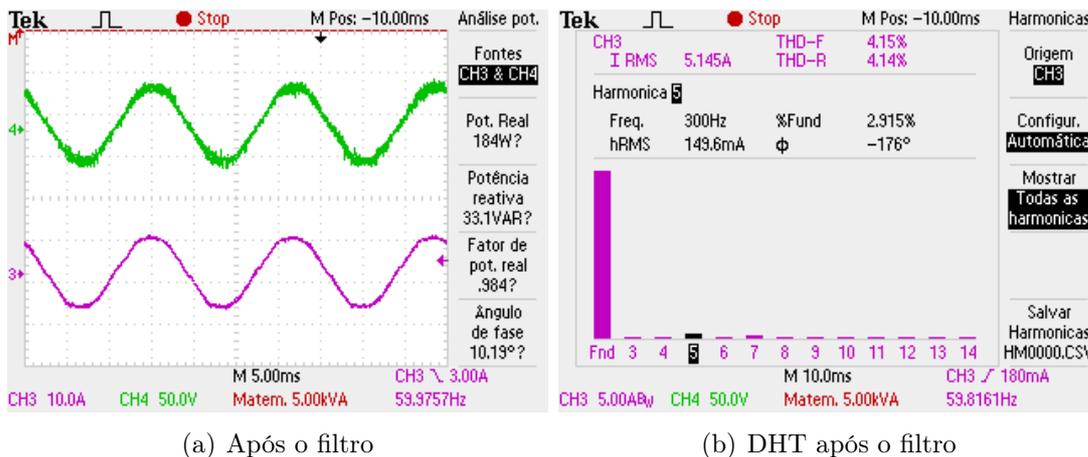
correspondente à fase que é conectada ao braço compartilhado.



(a) Antes do filtro

(b) DHT antes do filtro

Figura 9.19 – Resultados experimentais da tensão e corrente da fonte de alimentação no filtro universal de cinco braços: Canal (4) tensão da fonte, canal (3) corrente da fonte.

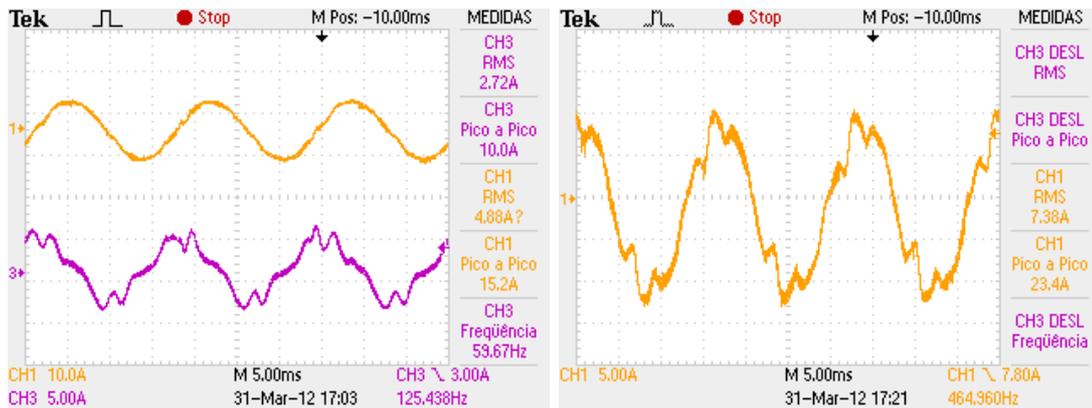


(a) Após o filtro

(b) DHT após o filtro

Figura 9.20 – Resultados experimentais da tensão e corrente da fonte de alimentação no filtro universal de cinco braços: Canal (4) tensão da fonte, canal (3) corrente da fonte.

Na Figura 9.21(b) é exibida a corrente medida no braço compartilhado (que é soma das correntes do conversores paralelo e série) e como se percebe ela assume um valor de pico bem acima das correntes individuais. Por esse fato, a potência consumida nesse conversor, de 184 W (ver Figura 9.20(a)), foi maior do que a observada nas topologias anteriores.



(a) Correntes nos conversores

(b) Corrente no braço compartilhado

Figura 9.21 – Resultados experimentais das correntes dos conversores série, paralelo e no braço compartilhado no filtro universal de cinco braços.

9.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do filtro universal padrão, que foram obtidos em um protótipo desenvolvido no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamentos de Máquinas Elétricas – LEIAM/UFCG.

Apesar do nível de tensão aplicado pela fonte ter sido pequeno (em torno de $40 V_{\text{linha}}$), devido a limitação do nível de corrente do protótipo empregado. Foi possível verificar o funcionamento das topologias propostas. Para a estrutura padrão de seis braços foi possível avaliar o funcionamento do sistema de controle, evidenciando a redução de perdas, quando se permite que os dois filtros atuem na compensação de energia reativa, ou seja, operar com valores de θ_{v_i} diferentes de 0° . Permitindo concluir que a correta escolha do valor θ_{v_i} para a operação do filtro ativo universal é indispensável para a melhoria da eficiência do sistema. O valor de θ_{v_i} , por sua vez, é encontrado em regime permanente.

Para a topologia série-paralelo houve um valor de consumo de potência abaixo da estrutura padrão, para três das quatro fases de θ_{v_i} utilizadas. A topologia paralelo-série obteve ainda resultados melhores de consumo de potência ativa. Permitindo concluir que as topologias com dois barramentos *cc*, apesar do aumento do número de capacitores, e da ausência do grau de liberdade θ_{v_i} , são boas opções para a implementação do filtro universal pois apresentam bom rendimento em comparação a estrutura padrão de seis braços.

Para a topologia de cinco braços foi observada uma alta corrente no braço compartilhado, bem acima dos demais braços, implicando num maior consumo de potência. Sendo

assim, tal como observado na simulação dinâmica e na análise em regime permanente, esta topologia não foi mais eficiente que a topologia padrão.

Capítulo 10

Conclusão Geral

Neste trabalho foram estudadas diversas estruturas de compensação estática para sistemas trifásicos. A aplicabilidade dessas estruturas se deve à necessidade de corrigir os problemas existentes no sistema elétrico, causados pelo emprego inevitável de cargas não-lineares, chaveamento de grandes blocos de cargas, entre outros.

Um sistema de geração, transmissão ou distribuição de energia elétrica alternada torna-se mais eficiente quando as tensões e as correntes por ele fornecidas são perfeitamente senoidais, e o rendimento é máximo quando a tensão e a corrente estão sincronizadas. Como se viu no trabalho, os compensadores estáticos de potência ou de forma mais específica, os Filtros Ativos Série, Paralelo e Universal tem a finalidade de tornar o sistema elétrico mais próximo do ideal.

Dentre os filtros ativos analisados, o paralelo é o mais aplicado no dia a dia, devido ao fato de ser o que vem sendo estudado a mais tempo e por ser bastante necessário. Em linhas gerais, o filtro paralelo é conectado num sistema fonte \Leftrightarrow carga, para ser uma espécie de sorvedouro de energia reativa e componentes harmônicas de corrente, ele é aplicado em situações onde a carga é não-linear e/ou há restrição na circulação de energia reativa.

No estudo realizado, não foi apresentada uma nova técnica de controle nem uma nova estrutura nem uma nova estratégia de controle, de implementação do filtro ativo paralelo, e sim foi realizada uma análise de regime permanente do funcionamento dele, com o intuito de verificar como se comportam os níveis de tensão e corrente envolvidos frente às possíveis variações no sistema fonte \Leftrightarrow carga.

O estudo em regime permanente mostrou-se importante pois indicou que, por exemplo, o filtro paralelo é capaz de continuar compensando a energia reativa da carga e os harmônicos durante uma variação na tensão de alimentação, desde que o barramento ca-

pacitivo *cc* mantenha uma tensão adequada. A análise de regime permanente também possibilita que seja feito um melhor dimensionamento dos elementos passivos de filtração, uma vez que a tensão e a corrente do filtro variam conforme estes se modificam. Verificou-se também que as variações na carga não limitam a operação do filtro.

O filtro ativo série é empregado para a correção de distúrbios na tensão, sua função é entregar para a carga, uma tensão livre de harmônicos e de amplitude estabilizada. Nesse trabalho, novamente, não foi proposta uma nova estrutura, mas um estudo mais criterioso do filtro ativo série, ressaltando as possibilidades de operação do mesmo.

Nesse sentido, foi desenvolvida uma análise de regime permanente, que de forma semelhante à que foi realizada para o filtro paralelo, trouxe uma melhor clareza sobre as condições de operação do filtro série. Inicialmente, a estrutura do filtro série, que é a conexão em série de um dispositivo que impõe uma tensão no sistema fonte \Leftrightarrow carga, é utilizada na literatura basicamente de duas formas: Como supressor de harmônicos e como restaurador dinâmico de tensão ou do inglês *Dinamic Voltage Restorer* ou simplesmente DVR. A diferença básica é que o supressor de harmônicos atua apenas nas componentes harmônicas, e não possui fonte de alimentação adicional, enquanto o DVR atua primordialmente na componente fundamental da tensão e possui uma fonte de alimentação.

Por meio da simulação de regime permanente foi possível encontrar a justificativa matemática do porquê da necessidade de adicionar uma fonte de alimentação para regular a tensão na carga. As equações mostraram que durante um afundamento de tensão é necessário que o conversor série forneça energia ao sistema, desse modo, se houver apenas um barramento capacitivo alimentando o conversor, este irá descarregar e o filtro sairá de funcionamento.

O estudo também mostrou que somente quando se trabalha com cargas muito resistivas é que se faz necessário o uso de uma fonte de alimentação externa, e apenas para a compensação de afundamentos da tensão de alimentação, logo, aplicando-se uma estratégia de controle adequada é possível incorporar as duas funções: compensação harmônica e regulação da tensão; desde que os limites de operação sejam respeitados.

O filtro ativo universal atua tanto na tensão quanto na corrente do sistema, simultaneamente, por isso recebe este nome, já que atua no sistema como um todo. Ele é formado pela junção do filtro paralelo, que atua na corrente e pelo filtro série que atua na tensão. Neste trabalho foram estudadas cinco estruturas de implementação do filtro universal,

a primeira delas consiste na utilização de um conversor de seis braços, subdividido em dois conversores (série e paralelo), alimentados por um único barramento. Esta forma de implementação foi denominada de forma padrão.

No estudo realizado para o filtro universal padrão, foi verificado que há um grau de liberdade, uma variável livre que pode ser manipulada segundo diversos critérios. No presente trabalho, essa variável livre, a fase da tensão da carga, θ_{vl} , foi utilizada afim de encontrar pontos de operação que minimizassem as perdas nos conversores, reduzindo as correntes e as tensões do sistema.

Utilizando uma análise em regime permanente, descobriu-se que é mais eficiente utilizar um valor de θ_{vl} dentro de um intervalo onde a tensão imposta pelo conversor paralelo seja maior do que a do conversor série e que corresponda às menores correntes. Para a comprovação desse resultado é imprescindível a utilização de uma rotina de cálculo que determine as perdas de chaveamento, condução e bloqueio nos conversores. De outro modo, a utilização de um valor de θ_{vl} inadequado resulta em perda de energia.

Outras topologias de implementação do filtro universal foram propostas, com o intuito de melhorar ainda mais o desempenho do sistema, foram analisadas: duas topologia com dois conversores e dois barramentos, uma utilizando um conversor de cinco braços e um barramento, e mais duas utilizando três conversores trifásico com três barramentos *cc*.

A ideia de implementar o filtro universal sem o compartilhamento do barramento *cc*, baseou-se no fato de que as tensões requeridas pelos filtros são bastantes distintas (em determinadas circunstâncias), desse modo a separação dos barramentos *cc* permite que cada filtro individualmente defina a tensão necessária para o seu barramento. O efeito observado foi a redução da distorção harmônica total e redução das perdas nas chaves. Entretanto, a separação dos conversores trouxe uma desvantagem, a perda do grau de liberdade, que agora obrigatoriamente deve ser utilizado para o controle da tensão do segundo barramento.

Outro detalhe observado nas equações em regime permanente do filtro série-paralelo e paralelo série, foi que a regulação da tensão na carga não pode ser executada para algumas variações em E_g . Basicamente se observou que o filtro série-paralelo tem restrições quando ocorre uma sobretensão na fonte de alimentação, e o filtro paralelo-série é o contrário.

No caso do filtro série-paralelo, matematicamente ficou esclarecido que para regular a tensão na carga na ocorrência de uma sobretensão é necessário que haja uma dissipação

extra da energia do barramento cc do filtro série, caso contrário a tensão crescerá de forma descontrolada. Outra solução encontrada, foi simplesmente reduzir o valor do fator de potência da fonte que está sendo imposto pelo filtro paralelo, pois assim aumenta-se a margem de sobretensão admissível.

Para o filtro paralelo-série a restrição ocorre quando há um afundamento de E_g . Diferentemente do caso anterior, verificou-se que esse problema não é tão fácil de se resolver, é necessário a adição de uma fonte externa, ou o uso de cargas mais reativas. Logo, nesse aspecto de regulação da tensão, a topologia série-paralelo se sobressai em relação à paralelo-série.

Apesar destas restrições, a separação dos barramentos mostrou-se viável já que é possível regular a tensão da carga na ordem de 10 % a 20 %, com menores perdas e distorção harmônica em comparação com o filtro universal padrão. Vale lembrar que não é para todas as situações que isso ocorre, o filtro padrão consegue operar com variações mais severas de E_g e ainda possui um grau de liberdade. De forma geral, o filtro universal com dois barramentos apresentará desempenho abaixo da topologia padrão quando as diferenças entre as tensões dos barramentos forem pequenas.

A topologia que utiliza um conversor de cinco braços para implementar o filtro universal, não apresentou características em regime permanente que permitissem uma regulação da tensão da carga de forma satisfatória, já que a situação mais favorável ocorre quando a condição de operação do circuito é tal que as componentes fundamentais das tensões dos filtros série e paralelo ficam sincronizada. As análises em regime permanente mostraram que essa condição é difícil de ser alcançada e mantida durante os possíveis transitórios da carga e/ou da fonte.

Mesmo na ocorrência do sincronismo foi verificado, na simulação no domínio do tempo, que a corrente no braço compartilhado é alta, o que provocou maiores perdas no conversor. Desse modo a utilização do filtro universal de cinco braços fica restrita apenas a compensação de harmônicos, por parte do filtro série, o filtro paralelo pode operar como nas demais topologias.

Por último, foram analisadas duas topologias que empregam três conversores com três barramentos. O fato de se adicionar um conversor, para a realização das mesmas funções das topologias anteriores, parece algo desvantajoso. No entanto, as duas topologias PSP e SPS, recuperam o grau de liberdade perdido nas topologias de dois barramentos cc , o que

auxilia consideravelmente na otimização do sistema. Mesmo assim, dificilmente as perdas nas chaves para o filtro PSP e SPS serão menores do que as topologias já analisadas, como se comprovou nas simulações no domínio do tempo.

Estas duas últimas topologias, entretanto, se enquadram nas aplicações de maior potência onde, naturalmente, se adotam estratégias para a utilização de mais chaves. Apesar de simples, a estratégia de controle desenvolvida, apresentou resultados próximos dos valores exigidos pelos padrões internacionais.

Como foi possível perceber, o trabalho ficou focalizado em análises em regime permanente e em novas topologias de implementação do filtro universal. Estratégias de controle, técnicas de sintonia dos controladores, entre outras características, são de grande importância para a operação dos filtros ativos, mas não foram o eixo principal deste trabalho.

Por fim, vale destacar que os resultados obtidos na análise em regime permanente das topologias foram claros, mostrando a importância de se fazer tais análises, para um melhor aproveitamento dos filtros, evitando desperdícios de energia. As topologias apresentadas, a exemplo do filtro série-paralelo, mostrou-se bastante versátil, com características de restrição de funcionamento mais flexíveis, em relação ao uso dos filtros série e paralelo individualmente. A perda do grau de liberdade não foi tão prejudicial para esta topologia.

Apêndice A

Dimensionamento

O dimensionamento de um filtro ativo de potência, indiferentemente do tipo: paralelo, série, híbrido ou universal; começará sempre a partir da identificação da carga que deverá ser compensada, bem como das características da fonte de alimentação. Para os resultados de simulação optou-se por utilizar uma carga com as seguintes características:

Tabela A.1 – Valor da carga não-linear empregada nas simulações dinâmicas.

Tensão de alimentação (V_{linha})	380 (V_{rms})
frequência de alimentação	60 Hz
Tipo de carga	ponte retificadora completa à diodos
Potência aparente da carga	7,85 (kVA)
Corrente da carga (I_{fase})	11,93 (A_{rms})
Fator de deslocamento da carga	0,99 ind
Fator de potência da carga	0,79 ind
Distorção harmônica total	33,4 %
L_i	4 mH
C_o	100 μF
L_o	80 mH
R_o	41,92 Ω

O esquema elétrico da carga utilizada está exibido na Figura A.1, e com os parâmetros descritos na Tabela A.1, a corrente trifásica i_{gabc} assume o comportamento dinâmico mostrado nas Figuras A.2(b), (c) e (d). Tal simulação foi obtida utilizando-se um passo de cálculo de $1,0 \mu s$ e assim, valor da derivada máxima da corrente da carga $\frac{di(\text{max})}{dt} \approx \frac{\Delta i(\text{max})}{\Delta t}$, onde $\Delta t = 1,0 \mu s$, foi de 25 kA/s. O valor da derivada máxima da corrente da carga é importante para a determinação da indutância de acoplamento do filtro paralelo. Na

Figura A.3 são apresentadas as componentes harmônicas da carga, ressaltando o valor percentual de cada uma em relação a componente fundamental.

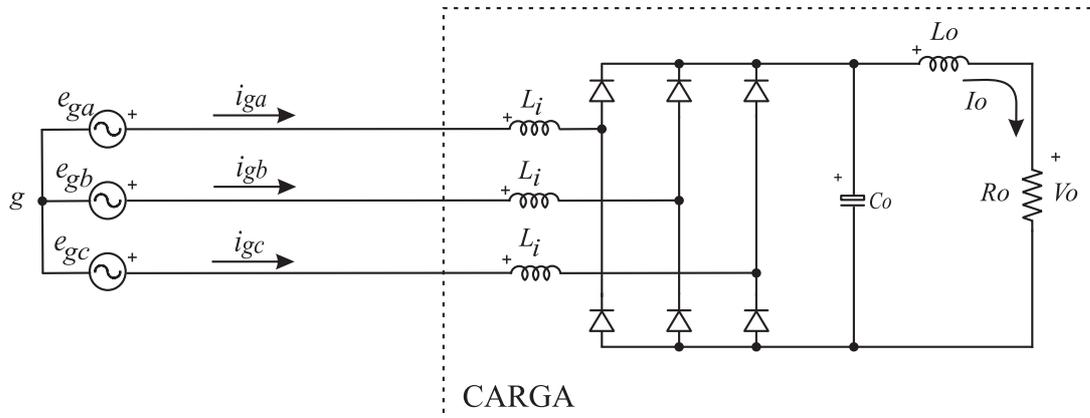


Figura A.1 – Representação esquemática da carga não-linear.

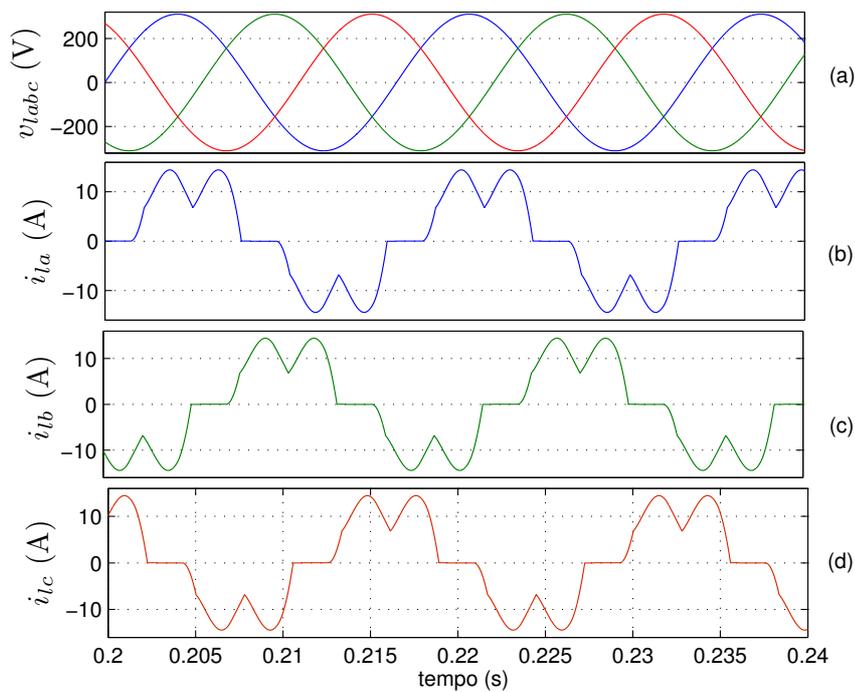


Figura A.2 – Comportamento da carga não-linear: (a) tensão de alimentação trifásica, (b) Corrente na fase *a*, (c) Corrente na fase *b*, (d) Corrente na fase *c*.

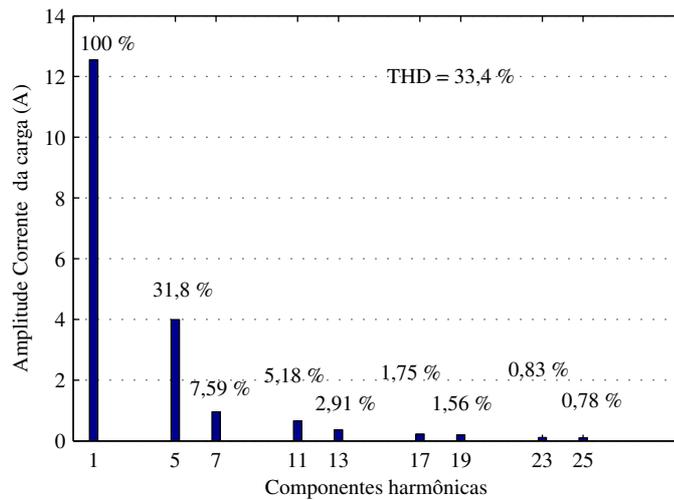


Figura A.3 – Amplitude individual das componentes harmônicas da carga.

A.1 Determinação da tensão do barramento capacitivo

A determinação da tensão do barramento capacitivo para o filtro paralelo pode ser realizada de diferentes formas, como pode ser observado na literatura técnica. No artigo (CHAQUI *et al.*, 2008) há uma coleção de diferentes metodologias para a determinação desta tensão e nele é mostrado que tensões maiores aumentam a distorção harmônica total da tensão, porém pouco alteram a DHT da corrente. Utiliza-se então a Equação (A.1), obtida a partir de (CHAQUI *et al.*, 2008) para calcular o valor de E .

$$E = 2E_g \times 1,1 \quad (\text{A.1})$$

logo

$$E = 2 \times \sqrt{2} \times 220 \times 1,1 = 684,4794 \text{ V}$$

o valor utilizado para E será aproximado para 700 V.

A.2 Determinação da indutância l_h

A indutância l_h deve assumir um valor tal que permita a compensação da derivada máxima da corrente da carga, e imponha uma redução dos harmônicos oriundos do conversor, cujas componentes aparecem fortemente na frequência de chaveamento, no caso 10 kHz. Em (CHAQUI *et al.*, 2008) o autor mostra uma metodologia bastante simples para a determinação da indutância l_h :

$$l_{h1} = \frac{V_i}{2\sqrt{6}f_s\Delta I_{h(pp)max}} \quad (\text{A.2})$$

e também:

$$l_{h2} = \frac{E}{6f_s\Delta I_{h(pp)max}} \quad (\text{A.3})$$

que recomenda um $\Delta I_{h(pp)max}$ de 15%, para fins de cálculo, considerando $I_{h(pp)max} = I_{l(pp)max} = 14,41$ A e $f_s = 10$ kHz (frequência do conversor). Desse modo, $l_{h1} = 3,2$ mH e $l_{h2} = 9,3$ mH.

A.3 Determinação do filtro LC do conversor série

A determinação do filtro LC do filtro é encontrada na literatura de diferentes formas, como exemplos tem-se os trabalhos de (CHOI *et al.*, 2002), (DAHONO *et al.*, 1995) e (AHMED *et al.*, 2007). No caso, foi utilizado o dimensionamento apresentado por (RIBEIRO; BARBI, 2006) por se tratar diretamente do dimensionamento objetivando filtros ativos série, desenvolvimento matemático relativamente simples e por apresentar resultados de simulação satisfatórios. Em (RIBEIRO; BARBI, 2006) a indutância é calcula pela Equação (A.4).

$$L_s = 0,5E/(\Delta I \times f_{\text{PWM}}) \quad (\text{A.4})$$

onde ΔI é ondulação da corrente que passa na indutância, e recomenda-se um valor de 25%. f_{PWM} é a frequência de chaveamento empregada para o conversor, no caso 10 kHz. Para a capacitância utiliza-se a Equação A.5

$$C_s = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 L_s} \quad (\text{A.5})$$

onde f_o é a frequência de corte do filtro que deve ser selecionada entre a maior frequência da componente harmônica e 1/4 da frequência de chaveamento.

Referências Bibliográficas

AHMED, K.; FINNEY, S.; WILLIAMS, B. Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation. In: **Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–9.

AKAGI, H. Trends in active power line conditioners. In: **Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control., Proceedings of the 1992 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 19–24 vol.1.

AKAGI, H. New trends in active filters for improving power quality. **IEEE transactions on industry applications**, v. 32, n. 6, p. 1312–1322, Nov/Dec 1996.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **IEEE transactions on Industry Applications**, v. 20, n. 3, p. 625–630, may/june 1984.

AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. [S.l.: s.n.], 2007.

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.

AMETANI, A. Harmonic reduction in ac-dc converters by harmonic current injection. **Proc.IEE**, 1972.

AMETANI, A. Harmonic reduction in thyristor converters by harmonic current injection. **IEEE transactions Power App. Syst. PAS-95(2)**, 1976.

ANEEL. Resolução normativa nº 414. 2010.

AREDES, M.; FERNANDES, R. A unified power quality conditioner with voltage sag/swell compensation capability. In: **Power Electronics Conference, 2009. CO-BEP '09. Brazilian.** [S.l.: s.n.], 2009. p. 218 –224. ISSN 2175-8603.

AREDES, M.; HEUMANN, K.; WATANABE, E. An universal active power line conditioner. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 13, n. 2, p. 545 –551, apr 1998. ISSN 0885-8977.

ASIMINOAEI, A.; LASCU, C.; BLAABJERG, F.; BOLDEA, I. New current control structure for shunt active power filters. In: **Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE.** [S.l.: s.n.], 2006. v. 1, p. 183 –190. ISSN 0197-2618.

ASIMINOAEI, L.; AELOIZA, E.; KIM, J.; ENJETI, P.; BLAABJERG, F.; MORAN, L.; SUL, S. Parallel interleaved inverters for reactive power and harmonic compensation. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE.** [S.l.: s.n.], 2006. p. 1 –7. ISSN 0275-9306.

ASIMINOAEI, L.; LASCU, C.; BLAABJERG, F.; BOLDEA, I. Performance improvement of shunt active power filter with dual parallel topology. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 22, n. 1, p. 247 –259, jan. 2007. ISSN 0885-8993.

BAZZI, A. M.; KREIN, P. T.; KIMBALL, J. W.; KEPLEY, K. Igbt and diode loss estimation under hysteresis switching. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 27, n. 3, p. 1044 –1048, march 2012. ISSN 0885-8993.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. Synchronous frame base controller implementation for a hybrid series active filter system. **Industry applications conference**, 1995.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. Active filter solutions for utility interface of industrial loads. In: **Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on.** [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1078 –1084 vol.2.

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.

CAVALCANTI, M. C. **Estudo de Perdas em Inversores Alimentados por Tensão Pulsada no Barramento de Corrente Contínua**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2003.

CHAOUI, A.; GAUBERT, J.-P.; KRIM, F.; RAMBAULT, L. On the design of shunt active filter for improving power quality. In: **Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 31–37.

CHOI, S. S.; LI, B. H.; VILATHGAMUWA, D. M. Design and analysis of the inverter-side filter used in the dynamic voltage restorer. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY**, n. 3, p. 857–864, july 2002.

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.

DAHONO, P.; PURWADI, A.; QAMARUZZAMAN. An lc filter design method for single-phase pwm inverters. In: **Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 1995. p. 571–576 vol.2.

DIAS, J. A. A. **Conversores Monofásico-Trifásicos com Otimização de Perdas, Tolerância à Falha e Comparação Multicritério**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2010.

EL-HABROUK, M. **A new configuration for shunt active filters**. Tese (Doutorado) — Department of Electrical Engineering and Electronics, 1998.

EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: A review. **IEE Proceedings Electronics Power applications**, v. 147, n. 5, p. 323–331, sept 2000.

ENJETI, P. N.; ZIOGAS, P. D.; LINDSAY, J. F. programmed pwm techniques to eliminate harmonics. a critical evaluations. **IEEE industry applications society**, 1988.

FABRÍCIO, E. L. L. **Associação de Filtros Ativos de Potência Paralelos em Sistemas a Três e Quatro Fios**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2011.

FILHO, R. M. S.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C.; TORRES, L. A. B.; SOUZA, A. F. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. **IEEE Transaction on industrial electronics**, v. 55, n. 8, ago. 2008.

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.

FUJITA, H.; AKAGI, H. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters. **IEEE transactions ON industry applications**, v. 21, n. 6, p. 1020–1025, Nov/dec 1991.

FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 13, n. 2, p. 315 –322, mar 1998. ISSN 0885-8993.

GHANDEHARI, R.; JALILIAN, A. Economical impacts of power quality in power systems. **UPEC**, v. 1, n. 2, p. 893 – 897, sept 2004.

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.

GYUGYI, L. Unified power-flow control concept for flexible ac transmission systems. **Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C**, v. 139, n. 4, p. 323 –331, jul 1992. ISSN 0143-7046.

GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. C. Active ac power filters. **IEEE Industrial applications Society Annual Meeting**, 1976.

HAQUE, M. Single-phase pq theory. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 1815 – 1820.

HARMONIC, W. G. on P. S. Power system harmonics: An overview. **IEEE transactions on Power App. Syst.**, v. 102, n. 8, p. 2455–2460, Aug 1983.

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.

HINGORANI, N. Flexible ac transmission. **Spectrum, IEEE**, v. 30, n. 4, p. 40 –45, apr 1993. ISSN 0018-9235.

IEC. Iec 61000-3-2. **International Standard**, Geneve-Switzerland, 1998.

IEC. Iec 61000-3-4. **International Standard**, Geneve-Switzerland, 1998.

IEEE. Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems– std 519. 1993.

IEEE. Recommended practice for monitoring electric power quality–std 1159. 1995.

IZHAR, M.; HADZER, C.; MASRI, S.; IDRIS, S. A study of the fundamental principles to power system harmonic. In: **Power Engineering Conference, 2003. PECon 2003. Proceedings. National**. [S.l.: s.n.], 2003. p. 225 – 232.

JACOBINA, C.; CARVALHO R.O., J. de; CORREA, M.; LIMA, A.; SILVA, E. da. Digital current control of unbalanced three-phase power electronic systems. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 767 –772 vol.2. ISSN 0275-9306.

JACOBINA, C.; CORREA, M. de R.; RIBEIRO, R.; OLIVEIRA, T.; SILVA, E. da; LIMA, A. Ac/ac converters with a reduced number of switches. **Industry Applications Conference**, v. 3, p. 1755–1762, 2001.

JACOBINA, C.; FREITAS, I. S. de; SILVA, E. R. C. da; LIMA, A. M. N.; RIBEIRO, R. L. A. Reduced switch count dc-link ac-ac five-leg converter. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1301–1310, September 2006.

JACOBINA, C.; LIMA, A. N.; SILVA, E. da; ALVES, R.; SEIXAS, P. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 16, n. 3, p. 351 –359, may 2001. ISSN 0885-8993.

JACOBINA, C. B.; MATIAS, R. R.; FREITAS, I. S.; OLIVEIRA, A. C.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da. Reduced switch count universal power filter. In: **Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP05**. [S.l.: s.n.], 2005.

KARUPPANAN, P.; MAHAPATRA, K. Cascaded multilevel inverter based active filter for power line conditioners using instantaneous real-power theory. In: **Power Electronics (IICPE), 2010 India International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 –6.

KHADEM, S.; BASU, M.; CONLON, M. A review of parallel operation of active power filters in the distributed generation system. In: **Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 –10.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three h-bridge topology under unbalanced load conditions. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 4643 –4649. ISSN 0275-9306.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. Upqc-s: A novel concept of simultaneous voltage sag/swell and load reactive power compensations utilizing series inverter of upqc. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2011.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A.; BARRY, A.; NGUYEN, T. Conceptual study of unified power quality conditioner (upqc). In: **Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1088 –1093.

KIM, H.; JI, J.-K.; KIM, J.-H.; SUL, S.-K.; KIM, K.-H. Novel topology of a line interactive ups using pqr instantaneous power theory. **Industry Applications Conference**., v. 4, n. 6, p. 2232–2238, oct 2004.

LEDWICH, G. Current source inverter modulation. **IEEE transactions on power electr.**, v. 6, n. 4, p. 618–623, oct 1991.

LEE, T.-K.; LEE, W.-C.; JANG, H.; HYUN, D.-S. Novel topology of a line interactive ups using pqr instantaneous power theory. **Industrial Electronics Society conference**., v. 1, p. 733–738, 2002.

LIU, J.; HE, Y.; LI, H.; ZHUO, F.; WANG, Z. Quantitative analysis of shunt active filter compensation characteristics under different rectifier load situations. **International Symposium on Industrial Electronics**, v. 4, p. 1241–1246, 2002.

MACIEL, A. de M.; JUNIOR, E. C. dos S.; JACOBINA, C. B. Filtros ativos de potência paralelo cooperativos compartilhando um Único barramento. **Congresso Brasileiro de Automática.**, 2010.

MATIAS, R. R. **Compensadores Estáticos de Potência para Sistemas Trifásicos.** [S.l.]: Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande - PB, 2007.

MOHAN, N.; PETERSON, H. A.; LONG, W. F.; DREIFUERST, G. R.; VITHAYTHIL, J. J. Active filters for ac harmonic suppression. **IEEE/PES Winter Meeting, A77026-8**, 1977.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics, converters, applications and design.** [S.l.]: John Wiley & sons, Inc., 2003.

OLIVEIRA, T. M. **Conversores Estáticos com Controle Digital para aplicações em Sistemas Monofásicos.** Tese (Doutorado) — Universidade Federal da Paraíba—Engenharia Elétrica., 2001.

PADIYAR, K. **Facts Controllers In Power Transmission and Distribution.** [S.l.: s.n.], 2007. 8-13 p. ISSN 978-81-224-2142-2.

PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters. **IEEE transactions On Industry applications**, v. 26, n. 6, p. 983–990, Nov/Dec 1990.

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.

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.

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.

RASTOGI, M.; NAIK, R.; MOHAN, N. A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads. In: **Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE.** [S.l.: s.n.], 1993. p. 971 –978 vol.2.

RIBEIRO, E. R.; BARBI, I. Harmonic voltage reduction using a series active filter under different load conditions. **IEEE transactions on power electr.**, v. 21, n. 5, p. 1394 – 1402, sept 2006.

RIBEIRO, R.; JACOBINA, C.; SILVA, E. da; LIMA, A. Ac/ac converters with four switch three phase structures. **Power Electronics Specialists Conference**, v. 1, p. 134–139, 1996.

RIBEIRO, R.; PROFUMO, F.; JACOBINA, C.; PENNETTA, G.; SILVA, E. D.; LIMA, A. A suitable control strategy for integrating an active power filter and a var compensator operating under unbalanced conditions of the power mains. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE.** [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 3 – 8 Vol.1.

ROUTIMO, M.; SALO, M.; TUUSA, H. Improving the active power filter performance with a prediction based reference generation. **Nordic Workshop on Pow. and industry Electr.**, 2004.

ROWAN, T. M.; KERMAN., R. J. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated pwm inverters. **IEEE transactions on industry Applic.**, 1986.

SANTOS, E. C. dos; JACOBINA, C. B.; MACIEL, A. de M. Parallel connection of two shunt active power filters with losses optimization. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE.** [S.l.: s.n.], 2010. p. 1191 –1196. ISSN 1048-2334.

SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation - considerations on basic design. **IEEE transactions Power app. Syst.**, v. 11, n. 1, p. 2009 – 2019, feb 1971.

SHIN, Y.-J.; POWERS, E. J.; GRADY, M.; ARAPOSTATHIS, A. Power quality indices for transient disturbances. **IEEE transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 1, p. 253 – 261, Jan 2001.

SILVA, S. A. O. da; GARCIA, P. D.; CORTIZO, P. C.; SEIXAS, P. F. a three-phase line-interactive ups system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. **IEEE transactions on industry applications**, v. 38, n. 6, p. 1581–1590, nov/dec 2001.

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.

SINGH, B.; VERMA, V.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. Hybrid filters for power quality improvement. **IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.**, v. 152, n. 3, 2005.

STONES, J.; COLLINSON, A. Power quality. **Power Engineering Journal**, v. 15, n. 2, p. 58 – 64, April 2001.

SULLIVAN, M. J.; VARDELL, T.; JOHNSON, M. Power interruption costs to industrial and commercial consumers of electricity. **IEEE transactions on industry applications**, v. 33, n. 6, p. 893 – 897, Nov/Dec 1997.

WILSON, T. G. The evolution of power electronics. **IEEE transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 3, p. 439 – 446, may 2000.

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.