

Michael Douglas Coelho da Silva

# **Projeto e Simulação de um Filtro Ativo Paralelo**

Alegrete - RS

27 de junho de 2016



Michael Douglas Coelho da Silva

## **Projeto e Simulação de um Filtro Ativo Paralelo**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA, RS) como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica

Universidade Federal do Pampa - UNIPAMPA

Curso de Engenharia Elétrica

Orientador: Márcio Stefanello

Alegrete - RS

27 de junho de 2016

Michael Douglas Coelho da Silva

Projeto e Simulação de um

Filtro Ativo Paralelo/ Michael Douglas Coelho da Silva. – Alegrete - RS, 27 de junho de 2016-

58 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Márcio Stefanello

Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado) – Universidade Federal do Pampa - UNIPAMPA

Curso de Engenharia Elétrica , 27 de junho de 2016.

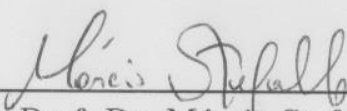
1. Sistemas de controle. 2. Filtro Ativo Paralelo. 2. Filtros L e LCL. I. Márcio Stefanello. II. Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA). III. Curso de Engenharia Elétrica. IV. Projeto e simulação de um filtro ativo paralelo.

Michael Douglas Coelho da Silva

## Projeto e Simulação de um Filtro Ativo Paralelo

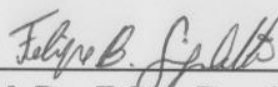
Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA,RS) como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica

Trabalho aprovado. Alegrete - RS, 27 de junho de 2016:



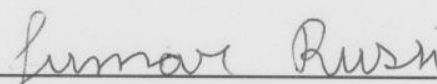
---

Prof. Dr. Márcio Stefanello  
Orientador



---

Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto  
UNIPAMPA



---

Prof. Dr. Jumar Luis Russi  
UNIPAMPA

Alegrete - RS

27 de junho de 2016

*Dedico este trabalho a minha querida avó Dna. Célia Maria de Carvalho,  
a minha família, aos meus amigos e a minha amada Ana Paula Kanigoski.*

*Sem o apoio de vocês, eu jamais chegaria até aqui.*

# Agradecimentos

Eu gostaria de agradecer primeiramente a Deus por permitir a realização de um sonho.

Agradeço aos meus amigos Adventistas do Sétimo Dia, em especial, aos jovens Leonardo Rubim, Bruno Oliveira, Junior Santos e Jefferson Oliveira. Durante 5 anos vocês foram a minha família em Alegrete, me ajudando nos momentos de fraqueza. Sem o apoio de vocês, esta caminhada seria bem mais difícil.

Também agradeço a minha família, principalmente a mulher mais forte que eu conheço, minha querida avó Dna. Célia Carvalho. Agradeço aos meus pais Lorilay e Gilberto e as minhas irmãs Dara e Anna Lara. Mesmo distante, vocês continuaram sendo meu porto seguro. Espero poder lhes retribuir todo amor e carinho um dia.

Agradeço aos meus amigos do Grupo de Pesquisa em Sistemas Eletrônicos - GPSEI pela ajuda nos momentos difíceis e também pelos risos durante os momentos únicos de descontração na "eterna 115".

Agradeço ao meu orientador, professor Márcio Stefanello pela amizade, paciência e por ter compartilhado uma pequena porção do seu vasto conhecimento.

Por fim, agradeço a minha querida e amada Ana Kanigoski. Quando eu mais precisei, Deus atendeu as minhas orações me concedendo a honra de te conhecer. Hoje me sinto completo ao teu lado. Muito obrigado por tudo. Amo você.





*“A mente necessita de livros assim  
como a espada necessita ser afiada.”  
(Tyrion Lannister)*



# Resumo

Devido ao aumento do uso de cargas não-lineares em ambientes industriais, comerciais e residenciais, as formas de onda de tensão e corrente, ao invés de apresentar um formato de onda puramente senoidal, apresentam cada vez mais distorções harmônicas comprometendo a qualidade da energia na rede elétrica. Estas componentes harmônicas são responsáveis pelo surgimento de problemas como, por exemplo, o sobreaquecimento de transformadores ou a queda no fator de potência. Os filtros de potência tem por finalidade a correção destas componentes harmônicas, sendo classificados de acordo com a sua estrutura, podendo ser formados por elementos ativos e passivos. Os filtros de potência passivos possuem baixo custo de produção e projetos, porém são volumosos e apresentam capacidade de compensação limitada, enquanto que os filtros ativos são menores e mais eficientes, porém apresentam custo em geral mais elevado e complexidade de projeto. Ambos os filtros possuem diversas topologias de conexão com a rede (conexão em série, paralelo, série-paralelo ou híbridas), cada uma sendo utilizada para um determinado objetivo. Enquanto os filtros conectados em série agem na compensação da tensão, os filtros paralelos agem na compensação de corrente. Já a conexão série-paralelo agem na correção simultânea de tensão e corrente enquanto que as topologias híbridas são formadas pela conexão de filtros ativos e passivos. Um Filtro Ativo de Potência ou FAP é formado por um conversor estático geralmente operando com modulação PWM com um filtro no estágio de saída para conexão na rede elétrica. Esses filtros são do tipo L ou LCL. Neste trabalho, foi projetado e simulado um FAP trifásico conectado em paralelo com o objetivo de compensar a corrente da rede distorcida por uma carga não-linear. Foram projetadas e implementadas duas malhas de controle adotando controladores PI's, sendo uma externa responsável pelo barramento CC e a outra interna para a compensação de corrente.

**Palavras-chave:** Filtro Ativo Paralelo. Filtros L e LCL. Sistemas de controle.



# Abstract

Due to the increased use of nonlinear loads in industrial, commercial and residential, environments the waveforms of voltage and current, instead of presenting a pure sinusoidal waveform, have increasingly harmonic distortion compromising power quality in electrical network. These harmonic components are responsible for the appearance of serious problems such as the overheating transformers or decrease in the power factor. Power filters aims to correct these harmonic components are classified according to their structure, may be formed of passive and active elements. Power filters liabilities have low production costs and projects, but are bulky and have limited compensation capacity, while the active filters are smaller and more efficient, but at high cost and design complexity. Both filters have different connection topologies network (series connection, parallel, or series-parallel hybrid), each being used for a particular purpose. While the filters connected in series act on the compensation voltage, parallel filters act on the current compensation. Already the series-parallel connection act in simultaneous correction of voltage and current while the hybrid connection, consisting of active and passive elements, generally act in the current compensation. An Active Power Filter (or FAP) is formed by a static converter operating with PWM plus a filter (LCL or generally U) connecting to the network. This work was designed and simulated a three-phase FAP connected in parallel, in order to compensate the distorted current network by a non-linear load. For modeling, the transformed Clarke and Park was used to facilitate the design of controllers Proportional Integral (PI's). We used two control loops, one responsible for controlling external DC bus and the other responsible for the internal current compensation. Finally, L and LCL filters are designed FAP connecting to the power grid.

**Keywords:** Parallel Active Filter. L and LCL filters. Control system.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Cargas não-lineares e lineares conectadas ao PAC . . . . .	21
Figura 2 – Configurações gerais de filtros passivos e ativos adaptada de (STEFANELLO, 2010). (a) Filtros conectados em paralelo. (b) Conectados em série. . . . .	23
Figura 3 – Malhas de Controle Utilizadas num FAP adaptada de (STEFANELLO, 2010) . . . . .	26
Figura 4 – FAP Série adaptado de (LINDEKE et al., 2003). . . . .	27
Figura 5 – FAP Paralelo adaptado de (LINDEKE et al., 2003). . . . .	27
Figura 6 – FAP Série-Paralelo adaptado de (LINDEKE et al., 2003). . . . .	28
Figura 7 – FAP Híbrido adaptado de (LINDEKE et al., 2003). . . . .	28
Figura 8 – FAP conectado ao sistema elétrico . . . . .	30
Figura 9 – Representação do método de extração de referencias . . . . .	34
Figura 10 – Diagrama de blocos da proposta de controle de corrente . . . . .	35
Figura 11 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizado . . . . .	36
Figura 12 – Diagrama de blocos do controle de tensão . . . . .	38
Figura 13 – Diagrama de Blocos do controle de corrente . . . . .	39
Figura 14 – Simulação do FAP com o filtro L . . . . .	41
Figura 15 – Simulação do FAP com o filtro LCL . . . . .	41
Figura 16 – Sistema de extração de referências . . . . .	42
Figura 17 – Controlador do barramento CC . . . . .	43
Figura 18 – Controladores de Corrente . . . . .	43
Figura 19 – Sistema de controle . . . . .	43
Figura 20 – Correntes da rede elétrica, do filtro e da Carga - Fase A - Filtro L. . . . .	44
Figura 21 – Tensão do Barramento CC - Filtro L. . . . .	44
Figura 22 – Corrente trifásica da rede elétrica - Filtro L. . . . .	45
Figura 23 – Correntes trifásica da Carga - Filtro L. . . . .	45
Figura 24 – Corrente do eixo direto Id e Referência - Filtro L. . . . .	45
Figura 25 – Corrente do eixo de quadratura Iq e Referência - Filtro L. . . . .	46
Figura 26 – Correntes da rede elétrica, do filtro e da Carga - Fase A - Filtro LCL. . . . .	46
Figura 27 – Tensão do Barramento CC - Filtro LCL. . . . .	47
Figura 28 – Corrente trifásica da rede elétrica - Filtro LCL. . . . .	47
Figura 29 – Correntes trifásica da Carga - Filtro LCL. . . . .	47
Figura 30 – Corrente do eixo direto Id e Referência - Filtro LCL. . . . .	48
Figura 31 – Corrente do eixo de quadratura Iq e Referência - Filtro LCL. . . . .	48
Figura 32 – FAP conectado ao sistema elétrico . . . . .	53

Figura 33 – Diagrama de Bode do Filtro LCL para diferentes valores de resistências  
de amortecimento . . . . . 57



# Lista de tabelas

Tabela 1 – Métodos mais utilizados na detecção de harmônicas em FAP's . . . . .	25
Tabela 2 – Ganho dos Controladores PI . . . . .	42
Tabela 3 – Parâmetros de projeto do filtro-L . . . . .	54
Tabela 4 – Limites de harmônicos de corrente injetadas . . . . .	54
Tabela 5 – Parâmetros utilizados para o projeto do Filtro LCL . . . . .	56
Tabela 6 – Parâmetros Calculados do Filtro LCL . . . . .	58



# Lista de abreviaturas e siglas

FAP	Filtro Ativo de Potência
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
$V_c$	Tensão de carga
$I_c$	Corrente de carga
THD	Total Harmonic Distortion
EMI	Eletromagnetic Interference
SRF	Synchronous Reference Frame
PI	Proporcional-Integral
PWM	Pulse Width Modulation
DFT	Discret Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
RDFT	Recursive Discret Fourier Transform
dq	Direto e Quadratura
$V_{CC}$	Tensão do Barramento CC
$I_F$	Corrente do Filtro
$V_F$	Tensão do Filtro
$V_L$	Tensão da Rede Elétrica
$I_L$	Corrente da Rede Elétrica
$V_H$	Tensão da componente harmônica
$R_f$	Resistência Intrínseca do Indutor
$L_f$	Indutância equivalente do filtro L

$C_{CC}$	Capacitância do Barramento CC
$R_{abc}$	Resistências das fases $abc$
$L_{abc}$	Indutância das fases $abc$
$V_{MN}$	Tensão entre o neutro da rede e o negativo do inversor
$C_f$	Capacitância do filtro LCL
$R_d$	Resistência de amortecimento do filtro LCL

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>21</b>
<b>2</b>	<b>FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA - FAP'S</b>	<b>25</b>
2.1	FAP's - Uma abordagem geral	25
2.2	Tipos de conexões	26
2.2.1	Filtros ativos conectados em série	26
2.2.2	Filtros ativos conectados em paralelo	26
2.2.3	Filtros ativos série-paralelo	27
2.2.4	Filtros ativos híbridos	28
<b>3</b>	<b>MODELAGEM FAP PARALELO</b>	<b>29</b>
3.1	FAP Paralelo	29
3.2	Modelagem no sistema de coordenadas <i>abc</i>	30
3.3	Transformação para os Eixos Síncronos <i>dq</i>	32
3.4	Referências de corrente de compensação	34
3.5	Modelagem do filtro LCL	34
3.6	Projeto dos controladores	36
3.6.1	Malha Externa - Regulação da tensão do barramento CC	37
3.6.2	Malha Interna - Controle de Corrente	37
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>41</b>
4.1	Resultados - Filtro L	43
4.2	Resultados - Filtro LCL	46
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>49</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>51</b>
	<b>APÊNDICE A – FILTRO L</b>	<b>53</b>
	<b>APÊNDICE B – FILTRO LCL</b>	<b>55</b>



# 1 Introdução

Com o desenvolvimento das tecnologias dos semicondutores e sua diminuição de custo no mercado, houve uma disseminação de cargas não-lineares, não apenas em ambientes industriais e comerciais, mas também nos residenciais. Sabe-se que, idealmente, a tensão e corrente devem possuir a forma de onda senoidal, com fator de potência unitário, frequências e amplitudes fixas. Devido ao crescente número destas cargas nem sempre estas formas de onda poderão ser encontradas nestas condições na rede elétrica.

Alguns exemplos de equipamentos com características não lineares são as fontes chaveadas, os retificadores acionadores de máquinas de corrente contínua, os ciclo conversores, dentre outros. Estes equipamentos são responsáveis pelo surgimento de altas correntes harmônicas na linha que devido às quedas de tensão na rede elétrica podem causar distorções de tensão, mais especificamente no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) das cargas com a rede elétrica. Além destas cargas, a recente utilização nas residências de equipamentos eletroeletrônicos formados por dispositivos eletrônicos de potência contribuíram para a queda da qualidade de energia (STEFANELLO, 2010). Isto porque nestes equipamentos existe um estágio de entrada muitas vezes sem correção de fator de potência que drena correntes distorcidas da rede elétrica (MANSOOR et al., 1995).

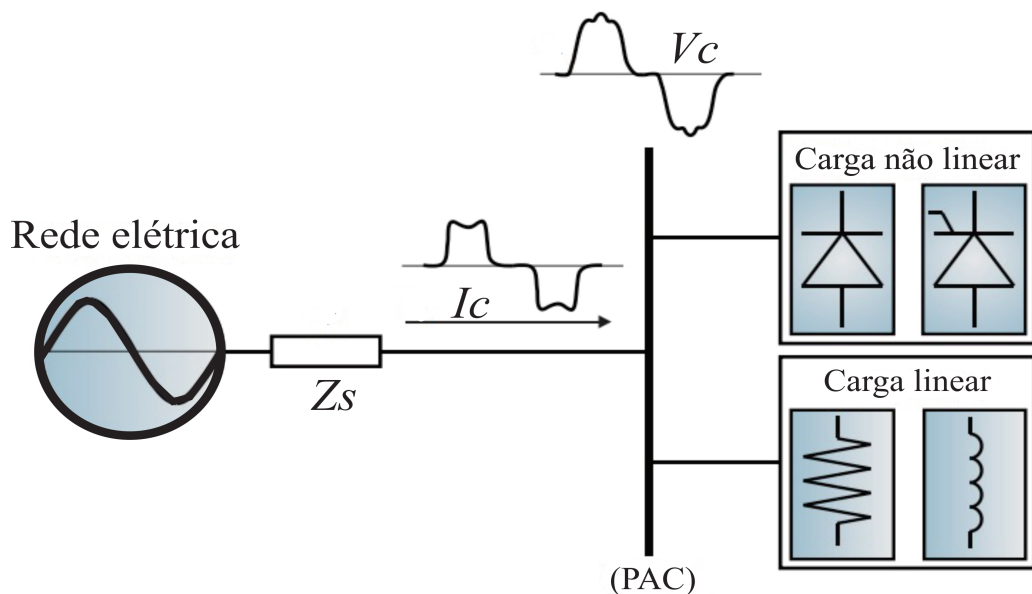


Fig. 1 – Cargas não-lineares e lineares conectadas ao PAC

A Figura 1 ilustra um exemplo dos problemas causados pelas distorções harmônicas no ponto de acoplamento, sendo  $V_c$  a tensão sobre o PAC e  $I_c$  a corrente drenada pela carga.

As componentes harmônicas quando presentes na rede elétrica são responsáveis por alguns problemas, como o aumento de ruído na frequência audível, o excesso de aquecimento dos transformadores, a redução do fator de potência, etc.

Algumas normas e recomendações são apresentadas em (COMPATIBILITY, 1995) (DUFFEY; STRATFORD, 1989) visando estabelecer padrões para melhorias na qualidade de energia, principalmente em relação ao fator de potência, à taxa de distorção harmônica total ou THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*) e à emissão de ruídos ou EMI (do inglês *Electromagnetic Interference*). A tendência é que estes padrões passem a ser exigidos pelas concessionárias tornando o sistema mais eficiente. (MANSOOR et al., 1995).

Uma das maneiras existentes para a correção ou no mínimo a diminuição desses problemas é o projeto dos filtros de potência e a sua posterior conexão com a rede.

Os filtros implementados com elementos passivos são geralmente empregados em ambientes industriais para a redução das componentes harmônicas e compensação da potência reativa. O custo destes filtros é relativamente baixo, porém são volumosos e pesados sendo constituídos basicamente por indutores, capacitores e resistores. No entanto, estes filtros poderão apresentar problemas de ressonância entre as impedâncias do filtro e as impedâncias do sistema elétrico (SILVA, 2001), além de possuir uma capacidade de compensação limitada, considerando que para cada componente harmônica um reator deverá ser projetado (STEFANELLO, 2010).

Outra alternativa viável é o emprego dos FAP's implementados por chaves semicondutoras. Estes filtros, quando comparados com os passivos, possuem um custo mais elevado e grande complexidade de projeto, porém são menores e mais eficientes devido à sua flexibilidade, pois o objetivo de compensação poderá ser alterado via a programação de controladores e do algoritmo de geração de referências.

Tanto os filtros ativos quanto os passivos poderão ser conectados de diversas maneiras na rede elétrica (conexão em série, em paralelo, em série-paralelo e híbridas). Enquanto os filtros conectados em série operam corrigindo distorções harmônicas de tensão, os filtros conectados em paralelo são utilizados para a compensação das componentes harmônicas de corrente da rede. Os filtros série-paralelo unem as características das conexões em série e paralelo em uma só topologia, ou seja, compensam harmônicas de tensão e corrente. Já os filtros híbridos são formados por elementos ativos e passivos apresentando melhor desempenho na compensação de correntes. (PENG, 1998).

A Figura 2 descreve graficamente as configurações gerais de filtros ativos e passivos tanto como a configuração em série na Figura 2.a e em paralelo na Figura 2.b.

A corrente injetada na rede elétrica pelo filtro ativo é formada através do uso de técnicas de controle digital. Para a obtenção dos sinais de referência, várias técnicas poderão ser utilizadas, como por exemplo, a Teoria da Potência Instantânea (AKAGI; NABAE,



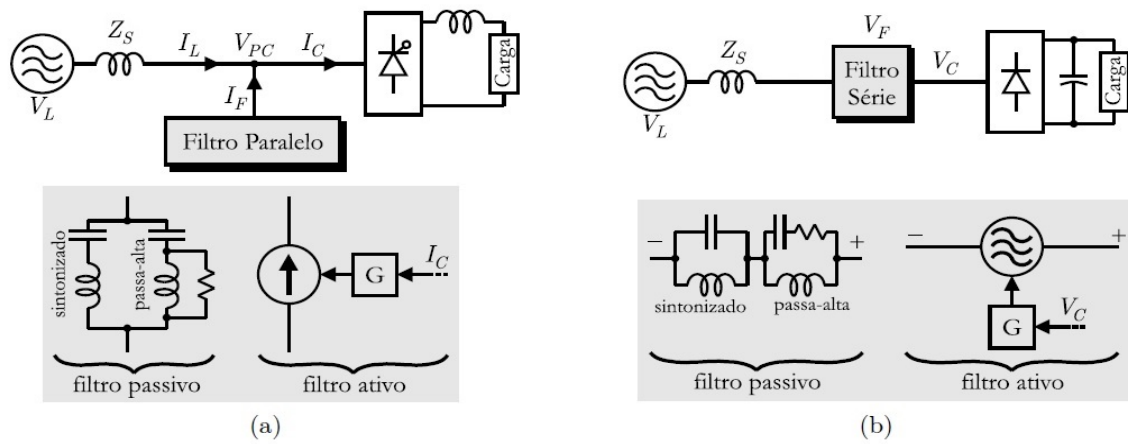


Fig. 2 – Configurações gerais de filtros passivos e ativos adaptada de (STEFANELLO, 2010). (a) Filtros conectados em paralelo. (b) Conectados em série.

1993) ou a técnica dos Eixos de Referência Síncrona - SRF (do inglês *Synchronous Reference Frame*) (BHATTACHARYA; DIVAN, 1996).

O objetivo deste trabalho é a realização do projeto e simulação de um FAP paralelo trifásico, utilizando como geração dos sinais de referência a técnica SRF. Para o projeto e a implementação dos controladores Proporcional-Integrais (PI) do barramento CC e das correntes, utilizou-se as transformadas de Clarke e Park transformando um sistema trifásico alternado em um bifásico contínuo. Por fim, os filtros L e LCL foram projetados e inseridos no estágio de saída do conversor, conectando o FAP com a rede elétrica.



## 2 Filtros Ativos de Potência - FAP's

Este capítulo trará uma abordagem geral sobre os Filtros Ativos de Potência (FAP) e sobre suas respectivas formas de conexão com a rede elétrica.

### 2.1 FAP's - Uma abordagem geral

Os filtros ativos de potência são equipamentos conectados com a rede elétrica utilizados na compensação de componentes harmônicas e no desbalanceamento de corrente e/ou tensão.

No geral, um FAP é formado por um inversor alimentado em tensão, controlado como fonte de tensão ou corrente e por um filtro de saída para a supressão das componentes harmônicas de comutação do inversor. Este inversor, geralmente utilizando a modulação PWM (do inglês *Pulse Width Modulation*), é utilizado na síntese de formas de onda de tensão ou de corrente, sendo constituído por chaves semicondutoras do tipo GTO ou IGBT.

A geração dos sinais para a compensação de tensão ou corrente poderá ser realizada no domínio do tempo ou da frequência (STEFANELLO, 2010). Alguns destes métodos se encontram na Tabela 1.

Tabela 1 – Métodos mais utilizados na detecção de harmônicas em FAP's

Domínio	Método de detecção
Frequência	Transformada discreta de Fourier (DFT)
	Transformada de Fourier (FFT)
	Transformada de Fourier Discreta Recursiva (RDFT)
Tempo	Cálculo em eixos síncronos $dq$
	Teoria da Potência Instantânea e Variantes

Para o controle de um FAP, são utilizadas duas malhas de controle, uma externa e outra interna conforme a Figura 3.

O erro calculado pela diferença da tensão do barramento  $V_{cc}$  pela referência  $V_{cc}^*$  é processado pela malha externa. Ela irá gerar um sinal de referência adicional  $r_{cc}^*$  que é somado com o sinal obtido do algoritmo de geração de referência  $r^*$ . Assim, o sinal resultante  $r_{f}^*$  é utilizado na malha interna, controlando a corrente  $y$  do FAP e gerando o sinal  $r$  para a modulação PWM.

É importante comentar a respeito dos FAP's quanto a sua localização em uma rede de distribuição. Por exemplo, para uma compensação de harmônicas de tensão com

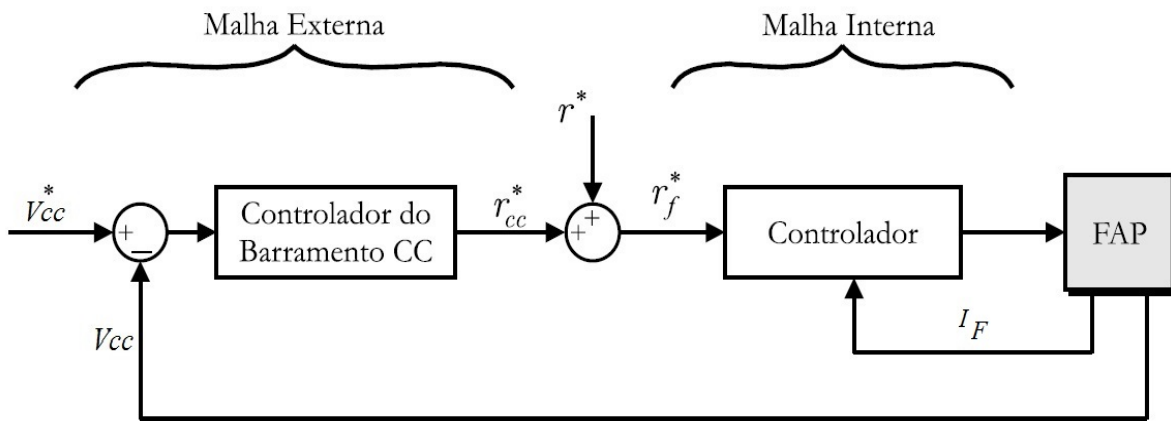


Fig. 3 – Malhas de Controle Utilizadas num FAP adaptada de (STEFANELLO, 2010)

um FAP paralelo, o melhor ponto de conexão é próximo ao ponto em que está a carga poluidora, enquanto que para a compensação de harmônicos de corrente, o melhor ponto de conexão é no final do alimentador (AKAGI; NABAE, 1993).

## 2.2 Tipos de conexões

Há diversas maneiras de se conectar um filtro ativo na rede elétrica sendo algumas delas discutidas a seguir.

### 2.2.1 Filtros ativos conectados em série

O filtro ativo conectado em série é utilizado para a compensação da tensão da rede elétrica, isolando a carga contra perturbações.

Operando na correção dos distúrbios harmônicos de tensão, o filtro ativo é conectado em série com a carga e com a rede apresentando o comportamento de uma fonte de tensão controlada. A tensão gerada pelo filtro somada com a tensão da rede resultará em uma tensão puramente senoidal sobre a carga.

A Figura 4 demonstra graficamente como é a conexão em série do filtro e como é o comportamento das formas de onda de tensão do sistema.

### 2.2.2 Filtros ativos conectados em paralelo

O filtro ativo paralelo é empregado na correção de harmônicas de corrente provenientes das cargas não-lineares. Ele é conectado em paralelo com a rede elétrica e com a carga atuando como um dispositivo que injeta ou drena corrente no PAC, de maneira

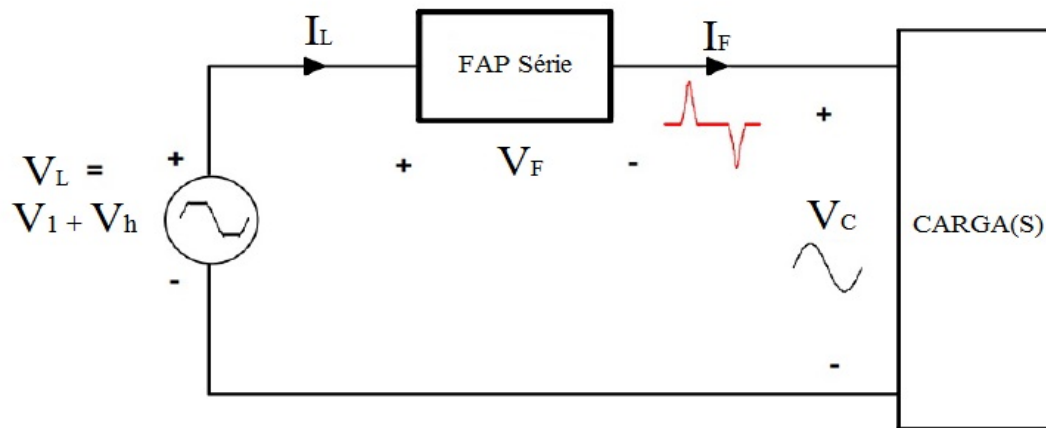


Fig. 4 – FAP Série adaptado de (LINDEKE et al., 2003).

que a corrente na rede elétrica (somatório das correntes do filtro mais a da carga) seja puramente senoidal na fase com a tensão (FENILI et al., 2007).

Desta maneira, a rede elétrica enxergará o sistema composto pelo filtro mais a carga não-linear como uma carga puramente resistiva, ou seja, sem nenhuma distorção harmônica.

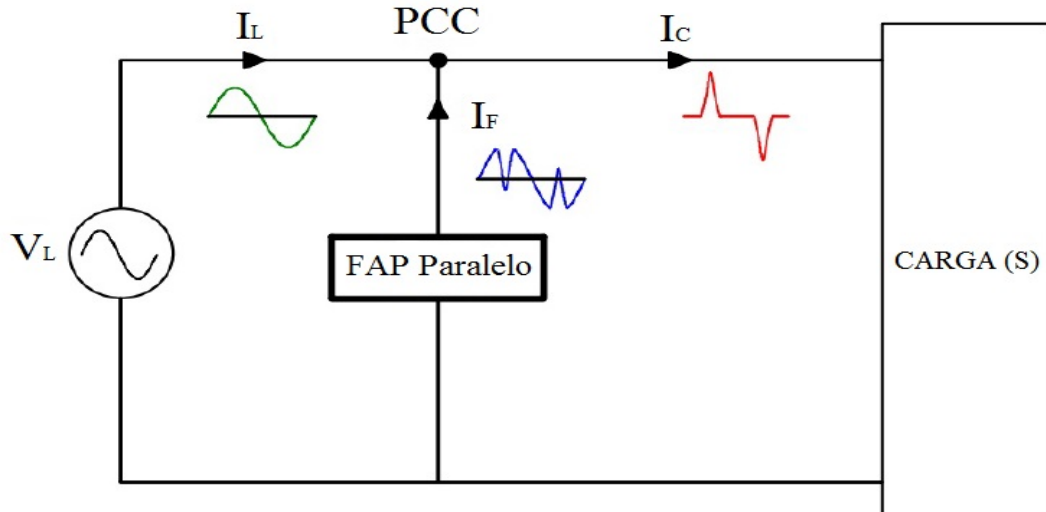


Fig. 5 – FAP Paralelo adaptado de (LINDEKE et al., 2003).

### 2.2.3 Filtros ativos série-paralelo

O filtro ativo série-paralelo, é formado por uma combinação das topologias de filtros em série e paralelo demonstrado na Figura 6. Desta maneira, o filtro em série compensa as distorções de tensão da rede, além de funcionar como um isolador de harmônicas. Já o filtro em paralelo compensa as componentes harmônicas de corrente provenientes da carga.

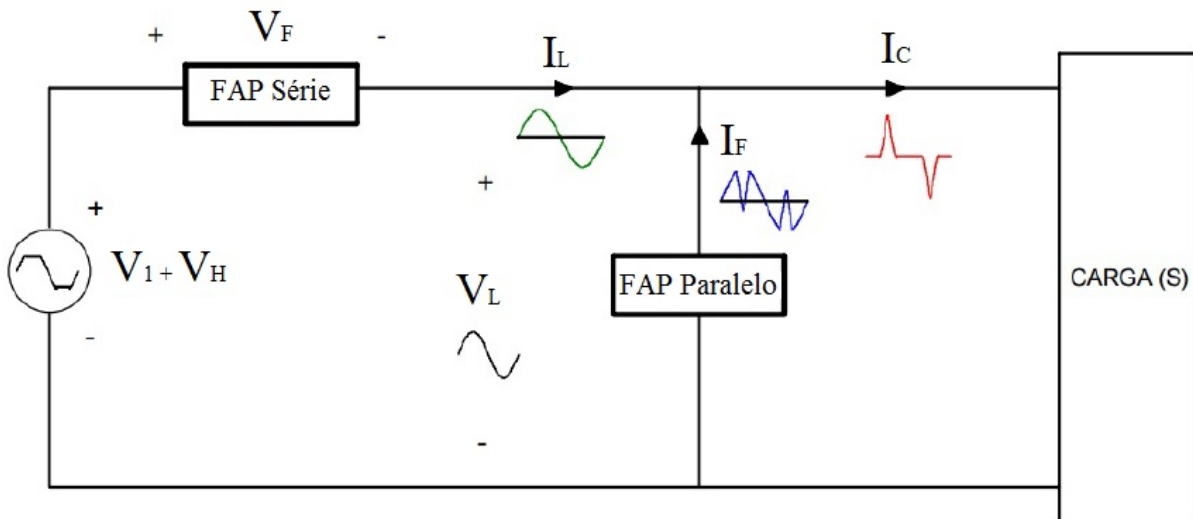


Fig. 6 – FAP Série-Paralelo adaptado de (LINDEKE et al., 2003).

## 2.2.4 Filtros ativos híbridos

O filtro ativo híbrido seria a combinação dos filtros ativos e passivos, sendo utilizados principalmente na compensação das harmônicas de corrente.

Uma desvantagem desta topologia é que eles são bem volumosos devido ao filtro passivo, sendo por isso indicados mais em aplicações industriais.

Um exemplo de filtro ativo híbrido encontra-se na Figura 7. Esta topologia traz uma combinação de filtros passivos e ativos, ambos em paralelo, ou seja, atuará na compensação de corrente.

Desta maneira, o filtro ativo compensará as componentes harmônicas de baixa frequência e o filtro passivo compensará as de alta frequência.

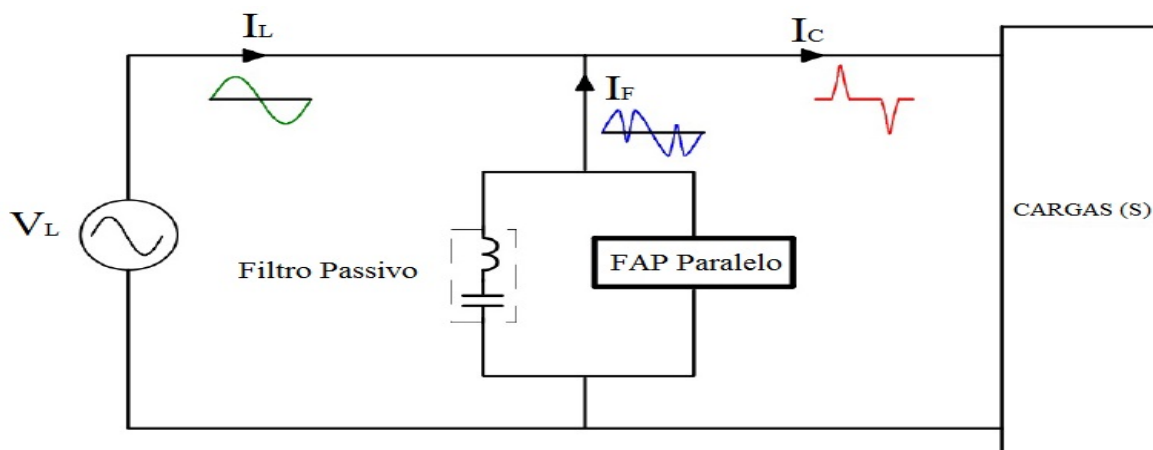


Fig. 7 – FAP Híbrido adaptado de (LINDEKE et al., 2003).

## 3 Modelagem FAP Paralelo

Neste capítulo é apresentado uma descrição genérica sobre o FAP, descrevendo sua modelagem nos eixos  $abc$  e nos eixos  $dq$ , a metodologia de extração de referências, a modelagem do filtro LCL e por fim, o projeto dos controladores.

### 3.1 FAP Paralelo

Como visto no capítulo anterior, os filtros ativos de potência poderão ser conectados na rede elétrica de diversas formas.

Estes filtros são formados por conversores estáticos mais um circuito passivo na saída. Estes circuitos passivos são nada mais do que pequenos filtros unindo o conversor com a rede elétrica.

O uso de conversores estáticos poderá causar o surgimento de harmônicos na rede por operar com altas frequências de chaveamento. De acordo com o tipo de aplicação, diversas topologias de filtros ativos e passivos são utilizados para a atenuação destas componentes indesejadas.

O tipo de filtro mais comum para a conexão do FAP com a rede elétrica é o puramente indutivo, ou filtro L. A desvantagem deste método está relacionada ao custo-benefício, ou seja, o tamanho do indutor e da indutância são elevados dificultando a construção e encarecendo projeto, podendo acarretar em elevada queda de tensão em 60 Hz.

Já o filtro LCL apresenta algumas vantagens em relação ao filtro L. Por exemplo, é formado dois indutores com menores indutâncias, apresentando bom desempenho na atenuação das componentes harmônicas de corrente de alta frequência oriundas da comutação do inversor e permitindo um melhor desacoplamento entre o FAP e a rede elétrica (COSTA, 2012). Entretanto, tal filtro possui a desvantagem de possuir picos de ressonância em sua banda passante que deverão ser atenuados por meio de técnicas de amortecimento ativas ou passivas (MATOS FREDERICO F E DE SOUZA, 2010).

Neste trabalho, utilizou-se um filtro L e um LCL . Um breve estudo sobre estes circuitos serão apresentado nos apêndices A e B mostrando suas características principais, aplicações e metodologia de projeto.

### 3.2 Modelagem no sistema de coordenadas $abc$

O objetivo desta modelagem é a obtenção do modelo em espaço de estados do sistema representado na Figura 13. Este sistema mostra um filtro ativo conectado em paralelo com a rede elétrica e com uma carga não-linear qualquer (VAZ, 2006). Para critérios de projeto, os indutores das fases  $abc$  possuirão os mesmos valores de indutância  $L_f$  e de resistência intrínseca  $R_f$ .

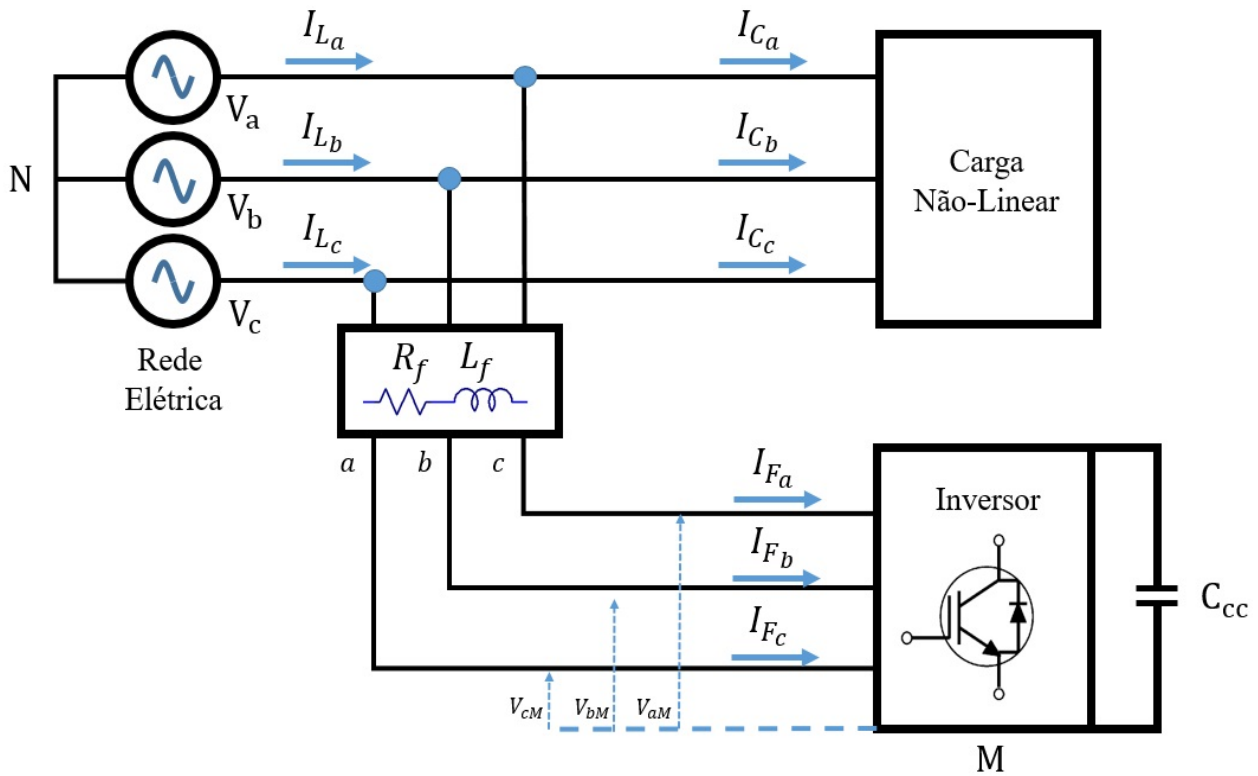


Fig. 8 – FAP conectado ao sistema elétrico

Assim:

$$R_{abc} = R_f \quad (3.1)$$

$$L_{abc} = L_f \quad (3.2)$$

Utilizando como base (MENDALEK; AL-HADDAD, 2000), realizou-se a modelagem do filtro ativo paralelo. Pelas equações de Kirchhoff no ponto de conexão do filtro ativo com a rede, equacionadas as seguintes equações diferenciais serão obtidas:



$$\begin{aligned}
V_a &= L_f \frac{dI_{F_a}}{dt} + R_f I_{F_a} + V_{aM} + V_{MN} \\
V_b &= L_f \frac{dI_{F_b}}{dt} + R_f I_{F_b} + V_{bM} + V_{MN} \\
V_c &= L_f \frac{dI_{F_c}}{dt} + R_f I_{F_c} + V_{cM} + V_{MN}
\end{aligned} \tag{3.3}$$

As tensões  $V_{MN}$  e  $V_{kM}$  são as tensões do neutro do inversor em relação neutro da rede elétrica e das fases  $abc$  em relação ao neutro do inversor conforme a Figura 8. Ao se somar as três grandezas de (3.3), e tendo em conta a ausência da sequência zero de corrente em um sistema trifásico a três fios, assumindo que o mesmo seja equilibrado, tem-se (3.4):

$$V_{MN} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{mM} \tag{3.4}$$

A função de chaveamento  $c_k$  do conversor é:

$$c_k = \begin{cases} 1, & \text{se } S_k = On \text{ e } S'_k = Off, \\ 0, & \text{se } S_k = Off \text{ e } S'_k = On. \end{cases}$$

Assumindo  $V_{kM} = c_k V_{cc}$ , tem-se:

$$\frac{dI_{F_k}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{F_k} - \frac{1}{L_f} \left( c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right) V_{CC} + \frac{V_k}{L_f} \tag{3.5}$$

Em 3.5 é representada a equação dinâmica da fase  $k$  do modelo de filtro. Além disso, foi definida uma função  $d_{nk}$  que é chamada de função de comutação do estado, dada por:

$$d_{nk} = \left( c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right)_n \tag{3.6}$$

Em 3.6 mostrará que o valor do  $d_{nk}$  depende do estado de chaveamento  $n$  e da fase  $k$ . Em outras palavras,  $d_{nk}$  depende simultaneamente das funções de chaveamento das três fases do filtro ativo.

Além disto, com base em (3.6) e para os oito estados de comutação admissíveis do conversor trifásico da Figura 13, a conversão de  $c_k$  para  $d_{nk}$  é:

$$\begin{bmatrix} d_{na} \\ d_{nb} \\ d_{nc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix}$$

Por outro lado, a equação no barramento CC é:

$$\frac{dV_{CC}}{dt} = \frac{1}{C}i_{CC} = \frac{1}{C} \sum_{m=1}^3 c_m i_{F_m} \quad (3.7)$$

tendo:

$$\sum_{m=1}^3 d_{mn} i_{F_m} = \sum_{m=1}^3 c_m i_{F_m} \quad (3.8)$$

De (3.8) com (3.7), tem-se:

$$\frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{m=1}^3 d_{mn} i_{F_m} \quad (3.9)$$

Além disso, a ausência da sequência-zero nos circuitos de corrente alternada e nas funções  $[d_{nk}]$  leva a seguinte equação diferencial referente ao barramento CC:

$$\frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{1}{C}(2d_{na} + d_{nb})i_{F_a} + \frac{1}{C}(d_{na} + 2d_{nb})i_{F_b} \quad (3.10)$$

De (3.10) e (3.5), o modelo completo do filtro ativo no referencial  $abc$  para as fases 1 e 2 é:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{F_a} \\ I_{F_b} \\ V_{CC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & -\frac{d_{na}}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{d_{nb}}{L_f} \\ \frac{2d_{na}+d_{nb}}{C} & \frac{d_{na}+2d_{nb}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{F_a} \\ I_{F_b} \\ V_{CC} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Nota-se que o modelo obtido é variante no tempo e não-linear.

### 3.3 Transformação para os Eixos Síncronos $dq$

O modelo obtido possui componentes com características senoidais. Com o objetivo de facilitar a modelagem do sistema de controle, foram aplicadas as transformadas de Clarke e Park, transformando um sistema senoidal trifásico em um referencial bifásico síncrono.

A matriz de transformação é dada por (3.12):

$$C_{abc}^{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

onde  $\theta = \omega t$ , e  $C_{abc}^{dq0} = (C_{abc}^{dq0})^{-1} = (C_{abc}^{dq0})^T$  é a matriz de transformação de coordenadas.

De (3.9), a terceira equação dinâmica do modelagem descrita em (3.12) é:

$$\frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{nabc}]^T [i_{abc}] \quad (3.13)$$

Aplicando a transformação de coordenadas em (3.13), (3.14) se tem:

$$\frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{1}{C} (C_{abc}^{dq0} [d_{ndq0}])^T (C_{abc}^{dq0} [i_{dq0}]) = \frac{1}{C} [d_{ndq0}]^T [i_{dq0}] \quad (3.14)$$

Sendo a sequencia-zero nula em  $[d_{ndq0}]$  e  $[i_{dq0}]$ , se tem:

$$\frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{d_{dn}i_d}{C} + \frac{d_{dq}i_q}{C} \quad (3.15)$$

Por outro lado, as duas primeiras equações retiradas de (3.11) poderão ser escritas na seguinte forma:

$$\frac{d}{dt} [i_{ab}] = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{ab}] - \frac{1}{L_f} [d_{nab}] V_{cc} + \frac{1}{L_f} [v_{ab}] \quad (3.16)$$

Utilizando a matriz de transformação simplificada:

$$C_{ab}^{dq} = \sqrt{6} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta - \pi/6) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

possui a seguinte inversa:

$$C_{ab}^{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta - \pi/6) & \cos(\theta - \pi/6) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Reescrevendo (3.16):

$$\frac{d}{dt} [C_{ab}^{dq} [i_{dq}]] = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} C_{ab}^{dq} [i_{dq}] - \frac{1}{L_f} C_{ab}^{dq} [d_{ndq}] V_{cc} + \frac{1}{L_f} C_{ab}^{dq} [v_{dq}] \quad (3.19)$$

e aplicando a operação da diferenciação na matriz, tem-se:

$$\frac{d}{dt} [C_{ab}^{dq} [i_{dq}]] = C_{ab}^{dq} \frac{d}{dt} [i_{dq}] + \left( \frac{d}{dt} C_{ab}^{dq} \right) [i_{dq}] \quad (3.20)$$

Derivando (3.20):

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = - \begin{bmatrix} R_f/L_f & -\omega \\ \omega & R_f/L_f \end{bmatrix} [i_{dq}] - \frac{1}{L_f} [d_{ndq}] V_{cc} + \frac{1}{L_f} [V_{dq}] \quad (3.21)$$

a modelagem do sistema em coordenadas  $dq$  é obtida, sendo representada como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & -\frac{d_{nd}}{L_f} \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{d_{nq}}{L_f} \\ \frac{d_{nd}}{C} & \frac{d_{nq} + 2d_{nd}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

### 3.4 Referências de corrente de compensação

Ao se aplicar as transformadas de Clarke e Park nas correntes não lineares, as mesmas poderão ser representadas por duas componentes contínuas rotativas nos eixos  $dq$  na frequência  $\omega$ . Desta maneira, utilizando filtros *passa – baixa*, as componentes harmônicas poderão ser facilmente separadas da componente fundamental.

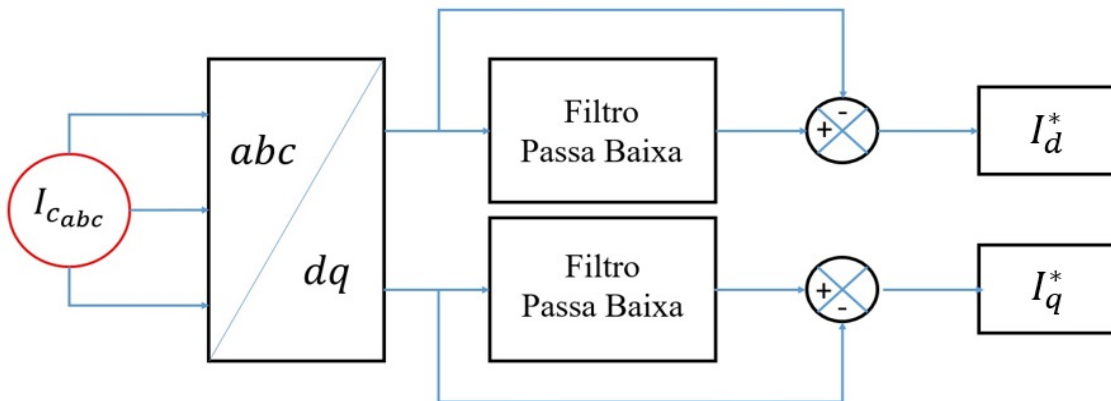


Fig. 9 – Representação do método de extração de referências

Segundo a Figura 9, as coordenadas de corrente  $i_{Lq}$  e  $i_{Ld}$  serão processadas por um filtro passa-baixas afim de se extrair as suas componentes harmônicas  $i_{Ldh}$  e  $i_{Lqh}$ .

O filtro passa-baixa utilizado neste trabalho possuirá banda passante limitada em  $f_p = 20$  Hz.

### 3.5 Modelagem do filtro LCL

Quando comparado com um filtro L, o LCL apresenta melhores resultados nas conexões de fontes inversoras de tensão (VSI) com a rede elétrica. As vantagens incluem alta atenuação de harmônicas e alta performance de dinâmica. Porém, estes filtros apresentam comportamento de sistemas de terceira ordem tornando o projeto das estratégias de controle de corrente mais complexos. Visando facilitar este projeto, uma representação do filtro LCL é realizada, aproximando o sistema de terceira ordem em um mais simples de primeira ordem.

Primeiramente, assume-se que as indutâncias, resistências e capacitâncias do filtro LCL sejam as mesmas nas três fases do sistema, ou seja,  $L_1 = L_{1abc}$ ,  $L_2 = L_{2abc}$ ,  $C_f = C_{fabc}$  e  $R_d = R_{dabc}$ . As resistências intrínsecas dos indutores  $R_{1abc}$  e  $R_{2abc}$  serão desconsideradas. Deve-se assumir também  $L_f = L_1 + L_2$  e  $\alpha = L_1/L_f$ .

A função de transferência da corrente do lado da rede ( $G_{V_{abc}-I_{F1abc}}(s)$ ) e da corrente da saída do inversor ( $G_{V_{abc}-I_{F2abc}}(s)$ ) são dadas por:

$$G_{V_{abc}-I_{F1abc}}(s) = \frac{(1-\alpha)L_f C_f s^2 + R_d C_f s + 1}{\alpha(1-\alpha)L_f^2 C_f s^3 + R_d L_f C_f s^2 + L_f s} \quad (3.23)$$

$$G_{V_{abc}-I_{F2abc}}(s) = \frac{R_d C_f s + 1}{\alpha(1-\alpha)L_f^2 C_f s^3 + R_d L_f C_f s^2 + L_f s} \quad (3.24)$$

A Figura 10 traz uma proposta de controle filtro LCL baseada na média da corrente  $I_{F1abc}$  e  $I_{F2abc}$ .

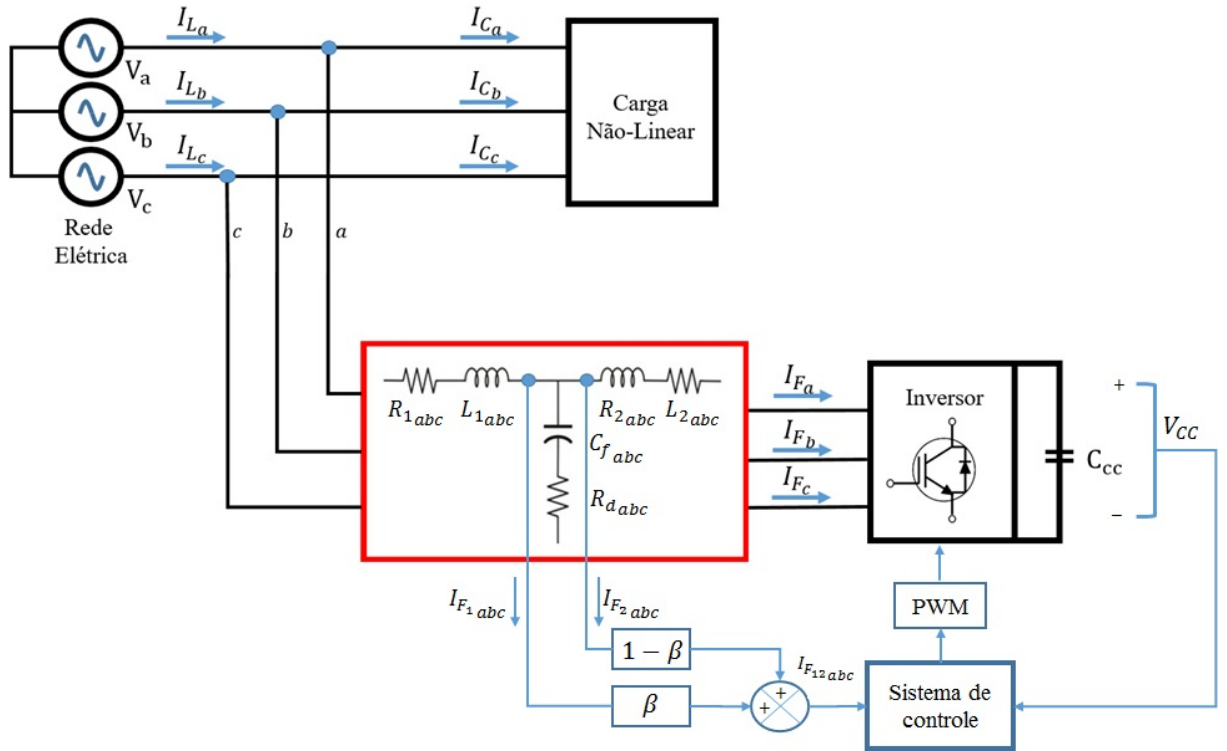


Fig. 10 – Diagrama de blocos da proposta de controle de corrente

O somatório das correntes  $I_{F1abc}$  e  $I_{F2abc}$  é igual a  $I_{F12abc}$ , ou seja:

$$I_{F12abc} = \beta I_{F1abc} + (1-\beta) I_{F2abc} \quad (3.25)$$

A função de transferência da corrente  $I_{f12}$  em função da tensão  $V_i$  é:

$$G_{V_{abc}-I_{F12abc}}(s) = \beta G_{V_{abc}-I_{F1abc}}(s) + (1-\beta) G_{V_{abc}-I_{F2abc}}(s) \quad (3.26)$$

ou

$$G_{V_{abc}-I_{F12_{abc}}}(s) = \frac{(1-\beta)(1-\alpha)L_f C_f s^2 + R_d C_f s + 1}{L_f s [\alpha(1-\alpha)L_f C_f s^2 + R_d C_f s + 1]} \quad (3.27)$$

Assumindo

$$\beta = 1 - \alpha \quad (3.28)$$

$[G_{V_i-I_{f12}}]$  (3.27) é a transformada de uma equação de terceira ordem para uma de primeira, dada por:

$$G_{V_{abc}-I_{F12_{abc}}}(s) = \frac{I_{F12}(s)}{V_{abc}(s)} = \frac{1}{L_f s} \quad (3.29)$$

Desta maneira, ao se utilizar esta técnica, o projeto dos controladores de um filtro L para um LCL é o mesmo, facilitando o projeto dos mesmos.

### 3.6 Projeto dos controladores

Nesta seção são apresentadas as metodologias de projeto referente aos controladores das malhas externas e internas demonstrados na Figura 11.

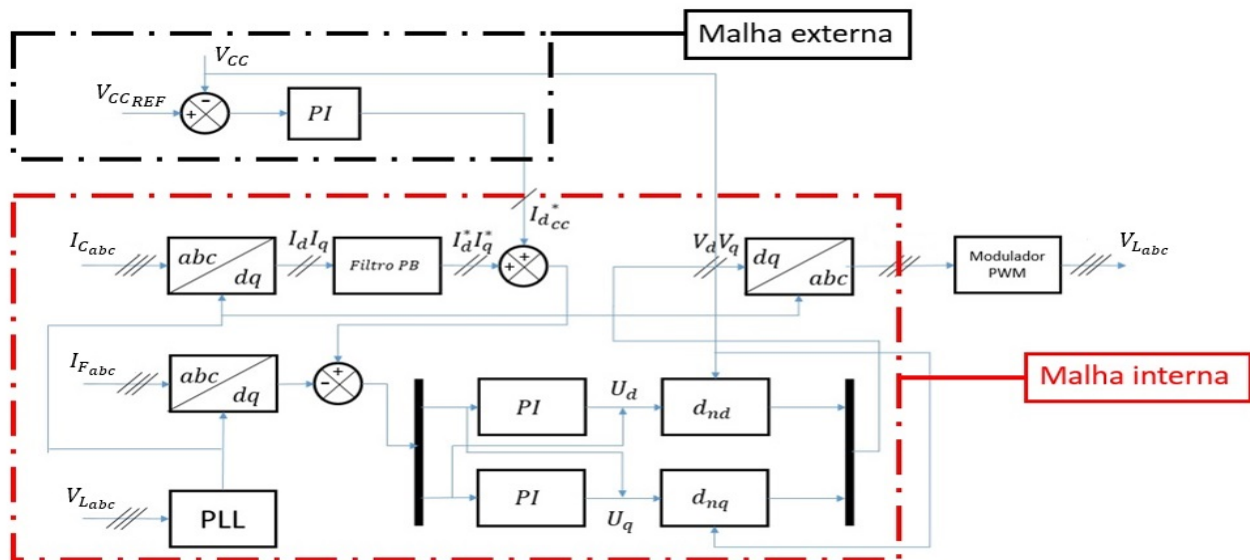


Fig. 11 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizado

A primeira parte do capítulo traz a metodologia de projeto referente ao projeto de controle malha externa responsável pelo controle do barramento CC, enquanto que

a segunda parte traz a metodologia referente ao projeto da malha interna responsável pelo controle de corrente. A metodologia de projeto segue os moldes convencionalmente utilizados quando da implementação em eixos síncronos (MENDALEK; AL-HADDAD, 2000)

### 3.6.1 Malha Externa - Regulação da tensão do barramento CC

Assumindo que devido ao método de sincronismo com a rede  $V_q$  seja igual a zero, as potências ativas e reativas instantâneas trocadas entre o filtro ativo e a rede elétrica nos eixos  $dq$  são:

$$\begin{aligned} p &= v_d i_d \\ q &= -v_d i_q \end{aligned} \quad (3.30)$$

A terceira equação (3.22) é:

$$C \frac{dV_{cc}}{dt} = d_{nd} i_d + d_{nq} i_q = u_{cc} \quad (3.31)$$

Para a regulação ou controle da tensão do barramento CC, o sinal de erro  $\bar{V}_{cc} = V_{cc}^* - V_{cc}$  é processado por um controlador PI representado por:

$$u_{cc} = k_1 \bar{V}_{cc} + k_2 \int \bar{V}_{cc} dt \quad (3.32)$$

A função de transferência de malha fechada é:

$$\frac{V_{cc}(s)}{V_{cc}^*} = 2\zeta\omega_{nv} \frac{s + \omega_{nv}/2\zeta}{s^2 + 2\zeta\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (3.33)$$

Os ganhos proporcionais serão:

$$\begin{aligned} k_1 &= 2\zeta\omega_{nv}C \\ k_2 &= C\omega_{ni}^2 \end{aligned} \quad (3.34)$$

### 3.6.2 Malha Interna - Controle de Corrente

Em geral, o controle de FAPs é realizado utilizando duas malhas de controle. Uma malha externa é utilizada para regulação do barramento CC enquanto que uma malha interna é utilizada para o rastreamento de referências e compensação de distúrbios.

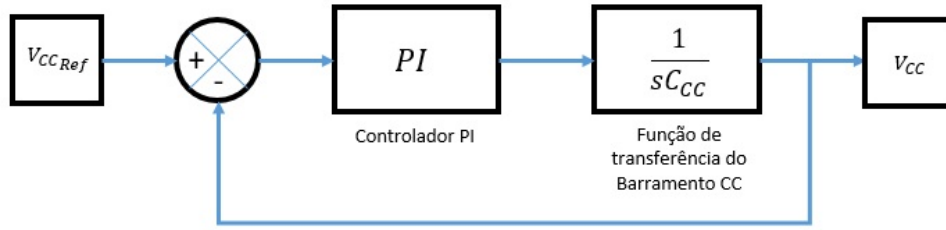


Fig. 12 – Diagrama de blocos do controle de tensão

Baseando-se em (3.22), tem-se:

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_d}{dt} + R_f i_d &= L_f \omega i_q - V_{cc} d_{nd} + v_d \\ L_f \frac{di_q}{dt} + R_f i_q &= -L_f \omega i_d - V_{cc} d_{nq} + v_q \end{aligned} \quad (3.35)$$

Definindo as entradas equivalentes de (3.36), tem-se:

$$\begin{aligned} u_d &= L_f \omega i_q - V_{cc} d_{nd} + v_d \\ u_q &= -L_f \omega i_d - V_{cc} d_{nq} + v_q \end{aligned} \quad (3.36)$$

Assim, através de (3.36), os problemas relacionados ao acoplamento das correntes de rastreamento serão transformados em dinâmicas desacopladas.

Desta maneira, as correntes  $i_d$  e  $i_q$  poderão ser controladas de forma independente pela atuação das entradas  $u_d$  e  $u_q$ .

Além disto, usando compensadores do tipo proporcionais-integrais (ou PI's), uma dinâmica de resposta rápida poderá ser alcançada.

Neste caso:

$$\begin{aligned} u_d &= k_p \bar{i}_d + k_i \int \bar{i}_d dt \\ u_q &= k_p \bar{i}_q + k_i \int \bar{i}_q dt \end{aligned} \quad (3.37)$$

onde  $\bar{i}_d = i_d^* - i_d$  e  $\bar{i}_q = i_q^* - i_q$  são os erros de corrente e  $i_d^*$  e  $i_q^*$  são as correntes de referencia.



A função de transferência do controlador PI é dada por:

$$G_i(s) = \frac{U_q(s)}{\bar{I}_q(s)} = \frac{U_d(s)}{\bar{I}_d(s)} = k_p \frac{s + k_i/k_p}{s} \quad (3.38)$$

Já a função de transferência em malha fechada é dada por:

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{k_p}{L_f} \frac{s + k_i/k_p}{s^2 + \frac{(R_f + k_p)}{L_f}s + \frac{k_i}{L_f}} \quad (3.39)$$

Desta maneira, os ganhos dos controladores de corrente são:

$$\begin{aligned} k_p &= 2\zeta\omega_{ni}L_f - R_f \\ k_i &= L_f\omega_{ni}^2 \end{aligned} \quad (3.40)$$

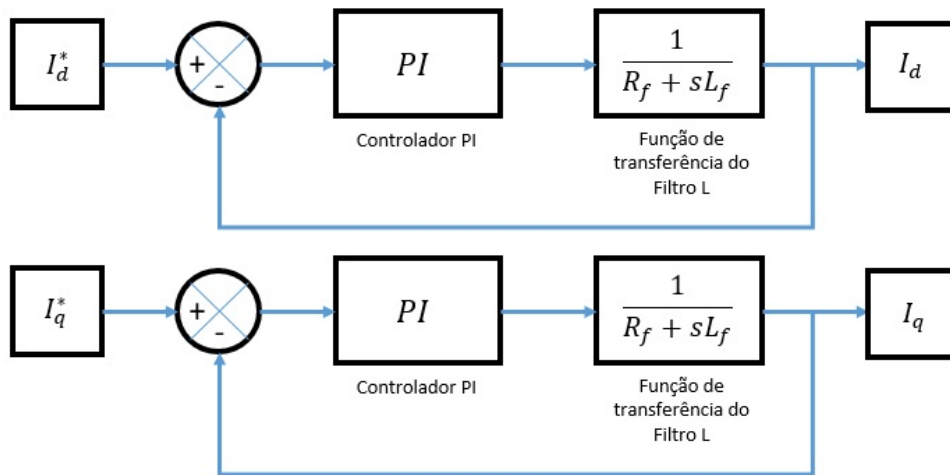


Fig. 13 – Diagrama de Blocos do controle de corrente

Para a obtenção dos sinais de controle faz-se uso de:

$$\begin{aligned} d_{nd} &= \frac{v_d + L_f\omega i_q - u_d}{V_{cc}} \\ d_{nq} &= \frac{v_q - L_f\omega i_d - u_q}{V_{cc}} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Nota-se que as entradas  $d_{nd}$  e  $d_{nq}$  são compostas por uma parte de cancelamento não-linear e uma parte de compensação de desacoplamento linear.



## 4 Resultados

Após a apresentação de toda a modelagem do FAP, dos sistemas de controle e extração de referências, foram simulados na ferramenta computacional MATLAB/Simulink dois FAP's paralelos, um com carga L e outro com carga LCL, seguindo como base o diagrama da Figura 11.

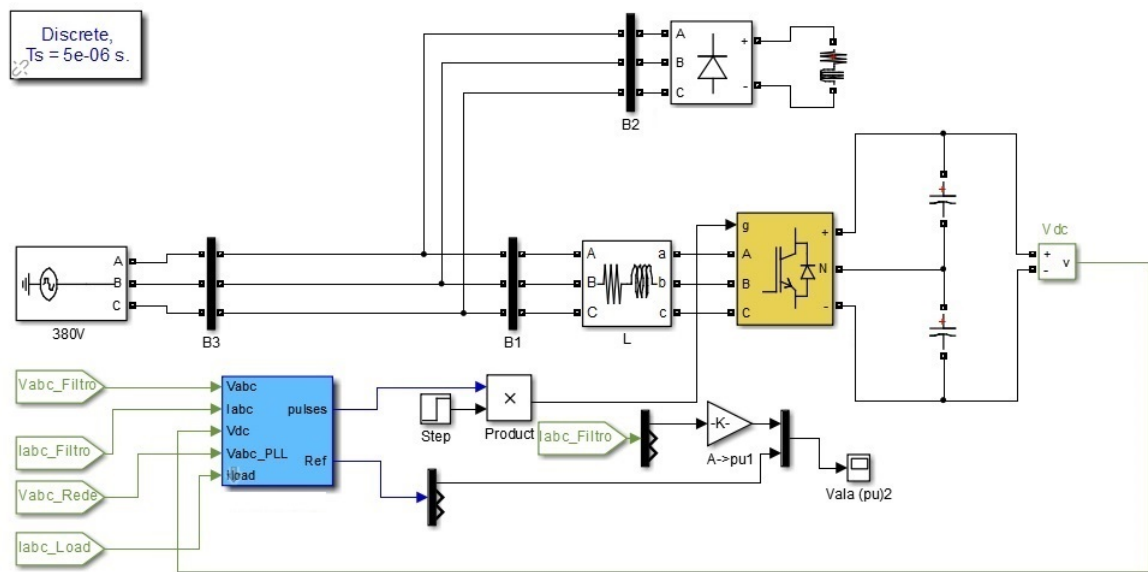


Fig. 14 – Simulação do FAP com o filtro L

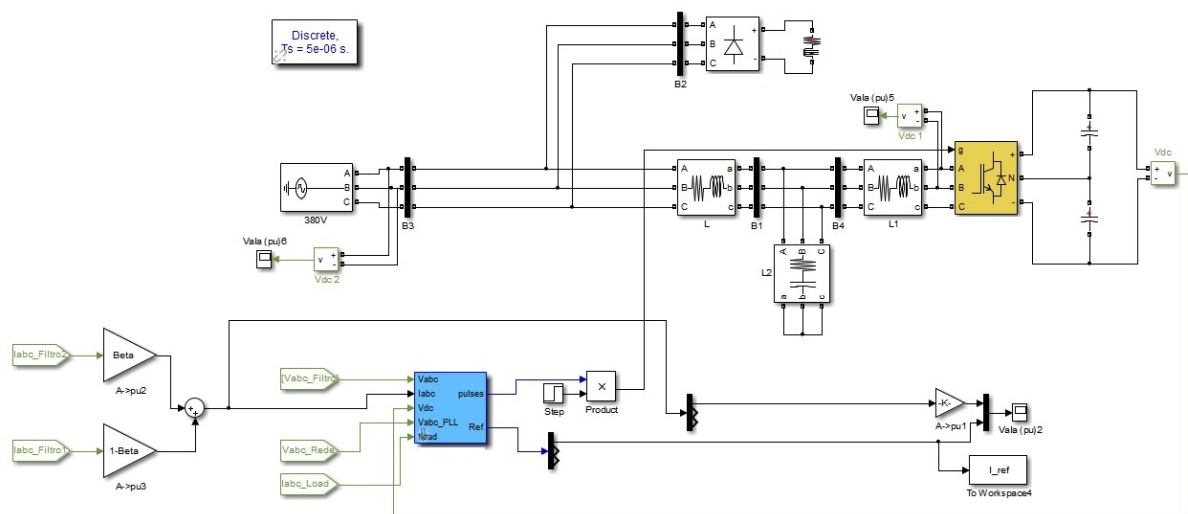


Fig. 15 – Simulação do FAP com o filtro LCL

As Figuras 14 e 15 mostram como foram montadas as simulações no Simulink. Enquanto a Figura 14 possui um ponto de medição das correntes do filtro L, a Figura 15 utiliza dois pontos, justamente para o cálculo da corrente média nos dois indutores do filtro LCL.

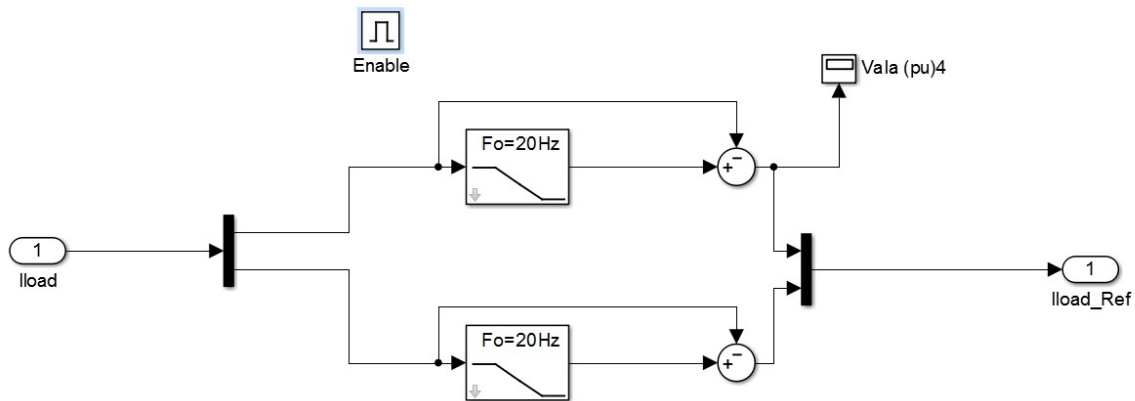


Fig. 16 – Sistema de extração de referências

A Figura 16 mostra como foi feita a extração das referências harmônicas no Simulink. Como visto na Figura 11, a corrente de carga deve ser medida e transformada para os eixos síncronos  $dq$ , assim, suas componentes de eixo direto e de quadratura deverão ser filtradas por um filtro passa-baixas, neste caso com frequência de corte  $F_c = 20$  Hz, separando a componente harmônica do sinal.

As Figuras 17, 18, e 19 representam o sistema de controle projetado e simulado para ambas as situações. Vale ressaltar que os valores dos ganhos dos controladores de tensão e corrente foram os mesmos para as simulações realizadas com os filtro L e LCL.

Os ganhos dos controladores das malhas externa e interna são mencionados na Tabela 2. .

Tabela 2 – Ganho dos Controladores PI

Ganhos dos Controladores		
Malha externa - Barramento CC	$K1$	0,25
	$K2$	0,9
Malha Interna - Controle de corrente	$Kp$	0,55
	$Ki$	20

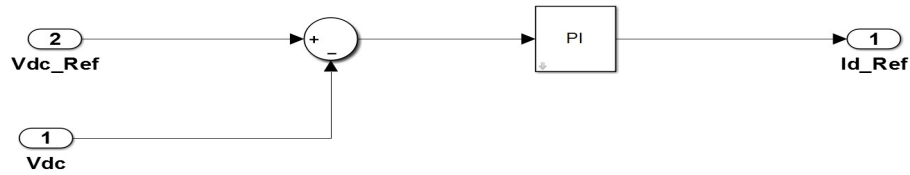


Fig. 17 – Controlador do barramento CC

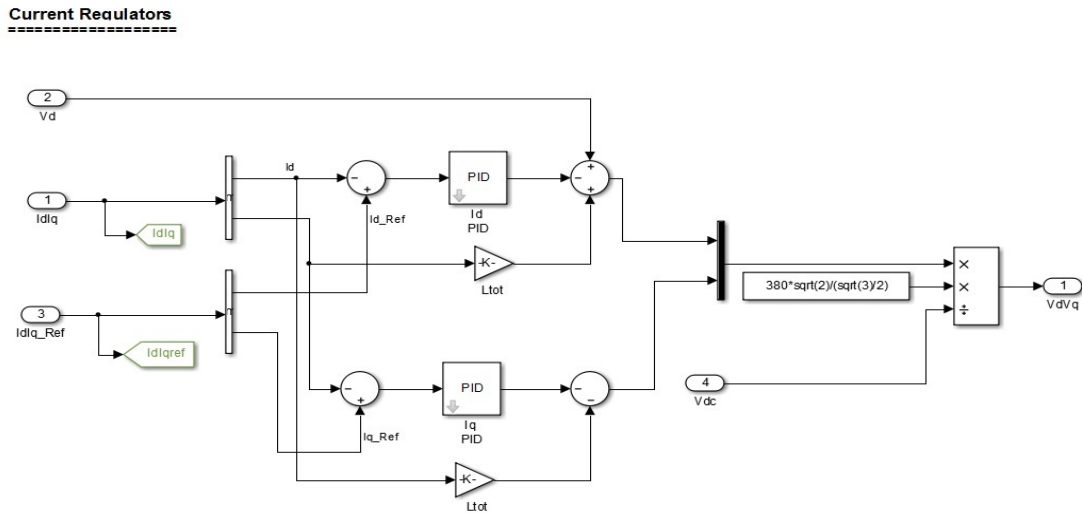


Fig. 18 – Controladores de Corrente

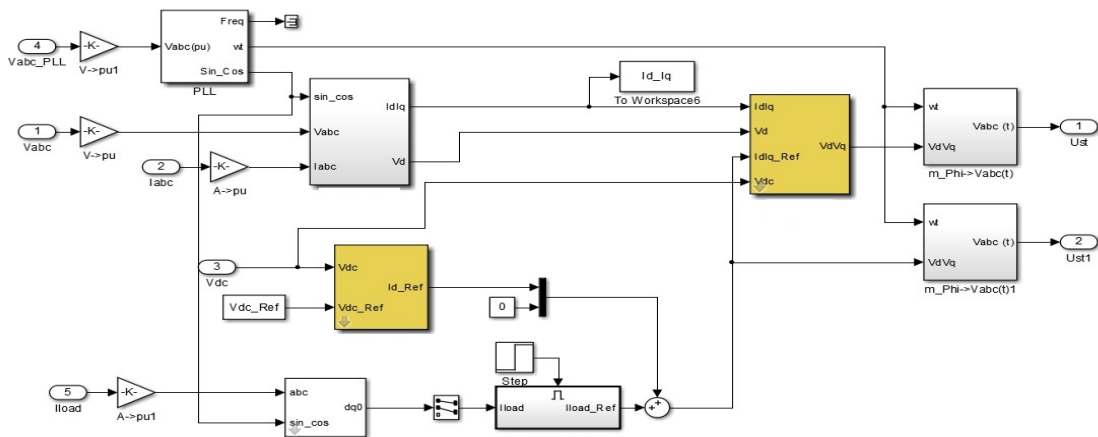


Fig. 19 – Sistema de controle

## 4.1 Resultados - Filtro L

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos através da simulação do FAP paralelo com um filtro L.

A Figura 20 mostra as correntes da rede, do filtro e da carga não-linear respectivamente da fase *a*. Nota-se que a partir de  $t=0.1s$ , o sistema de controle é acionado,

gerando as referências necessárias para compensar as correntes. Ao se somar as correntes das cargas, com a corrente do filtro, uma corrente senoidal deverá ser formada na rede elétrica.

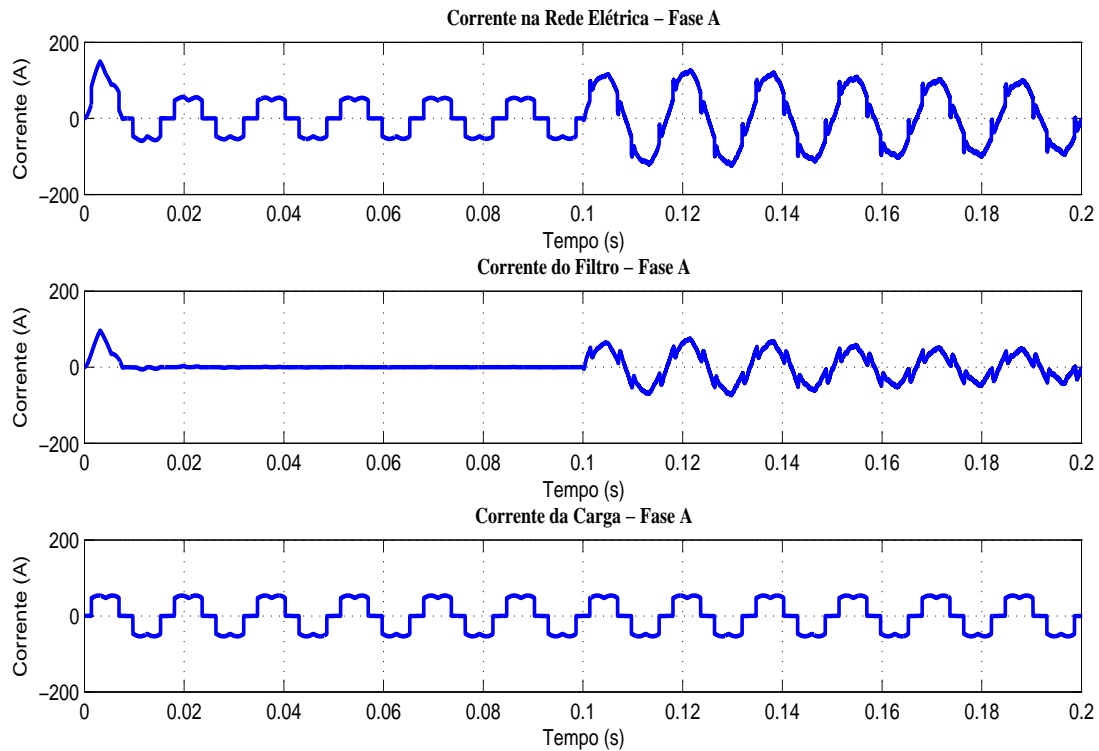


Fig. 20 – Correntes da rede elétrica, do filtro e da Carga - Fase A - Filtro L.

A Figura 21 apresenta o comportamento da tensão do barramento CC, enquanto que as Figuras 22 e 23 apresentam as correntes trifásicas da rede e da carga não-linear.

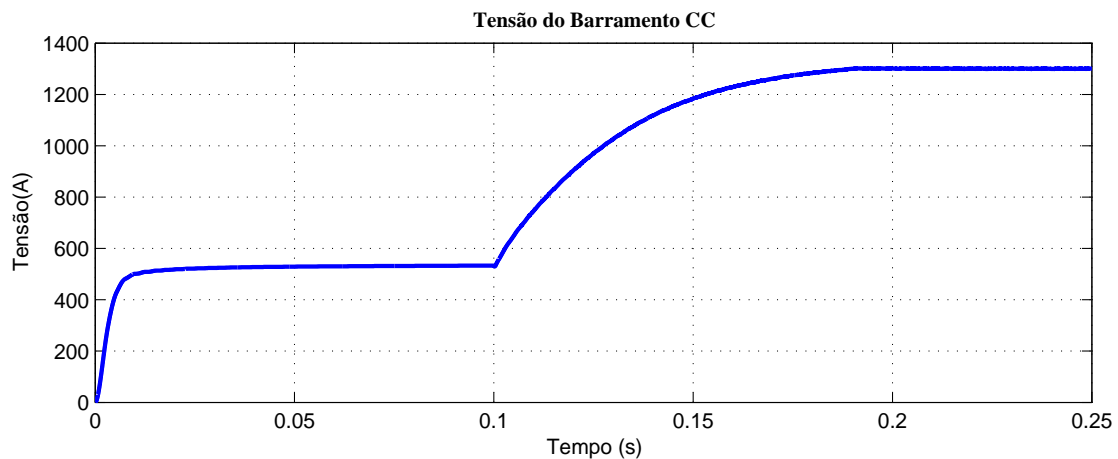


Fig. 21 – Tensão do Barramento CC - Filtro L.

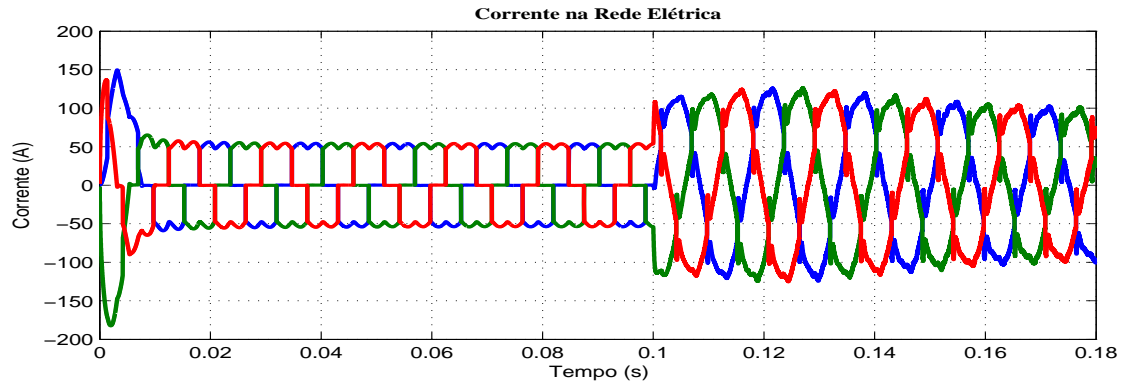


Fig. 22 – Corrente trifásica da rede elétrica - Filtro L.

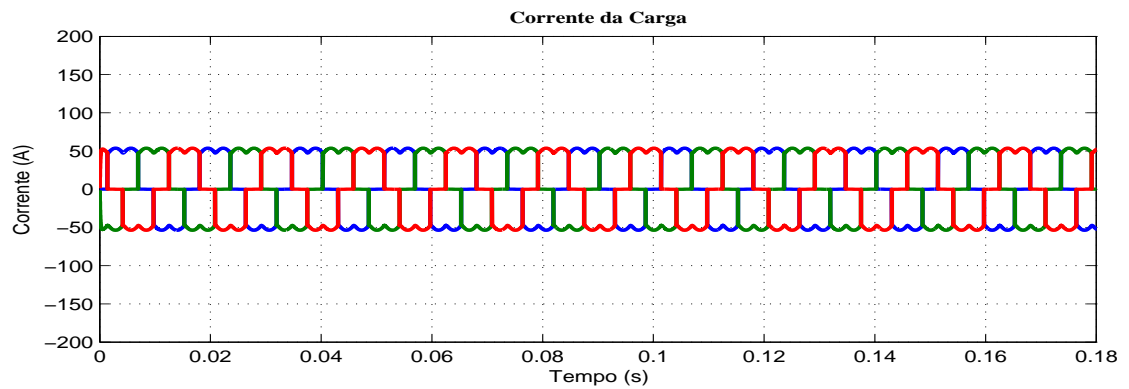
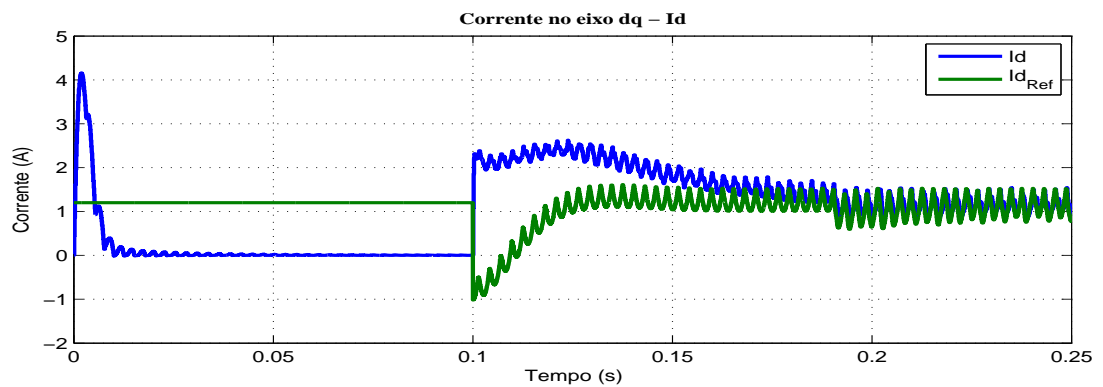


Fig. 23 – Correntes trifásicas da Carga - Filtro L.

As Figuras 24 e 25 apresentam as correntes nos eixos síncronos  $dq$  e suas respectivas referências. Estas imagens comprovam o funcionamento do sistema pois logo após o acionamento dos controladores, as correntes  $I_d$  e  $I_q$  tendem a seguir suas respectivas referências.

Fig. 24 – Corrente do eixo direto  $I_d$  e Referência - Filtro L.

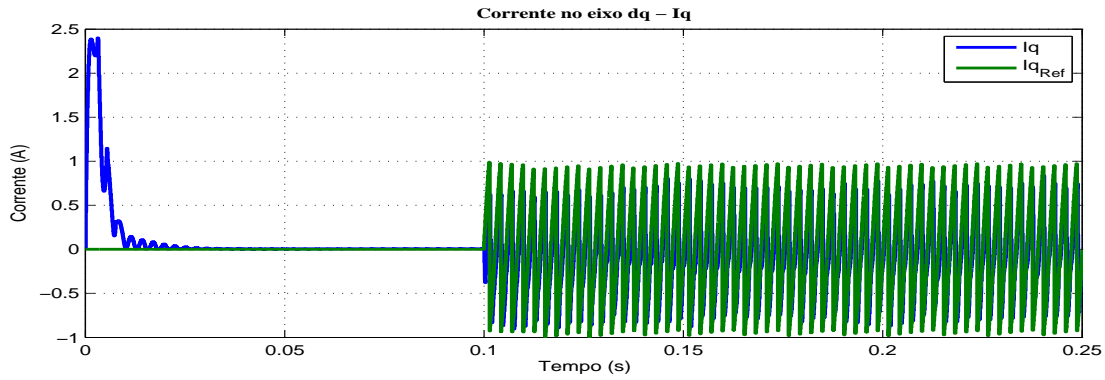


Fig. 25 – Corrente do eixo de quadratura  $I_q$  e Referência - Filtro L.

## 4.2 Resultados - Filtro LCL

A Figura 26 mostra as correntes da rede, do filtro e da carga não-linear somente da fase  $a$ . Assim como na simulação com o filtro L, nota-se que a partir de  $t=0.1s$ , o sistema de controle é acionado, gerando as referências necessárias para compensar as correntes.

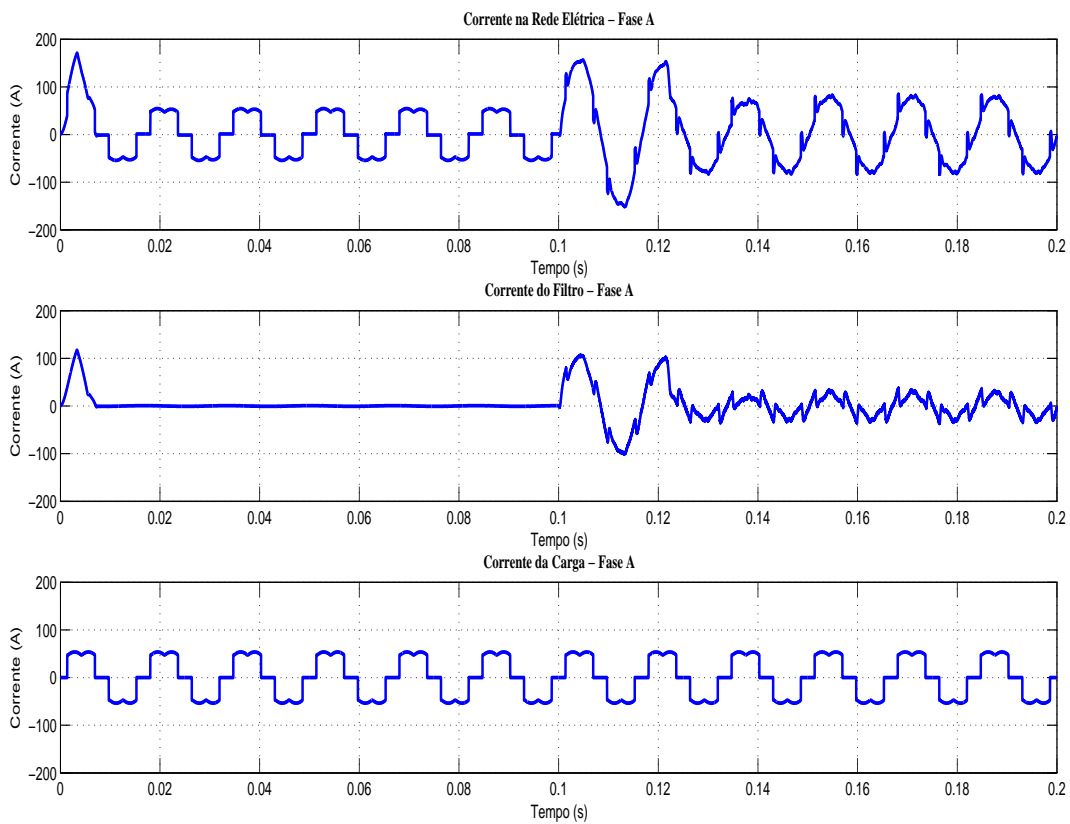


Fig. 26 – Correntes da rede elétrica, do filtro e da Carga - Fase A - Filtro LCL.



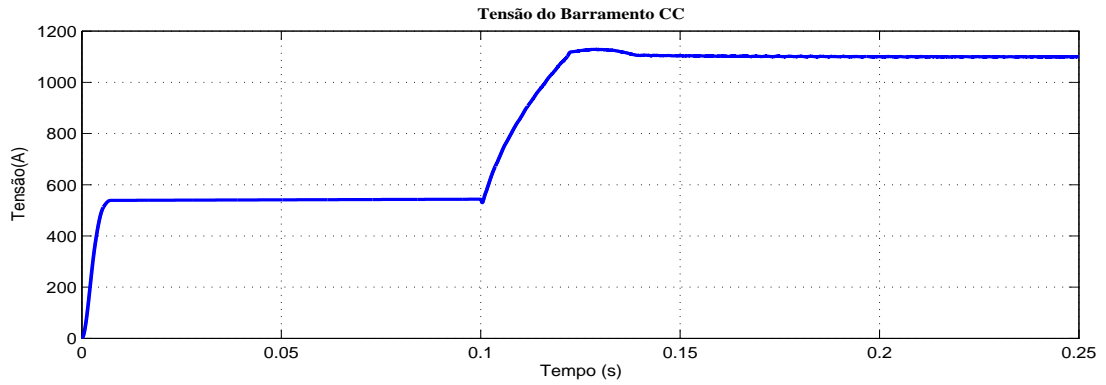


Fig. 27 – Tensão do Barramento CC - Filtro LCL.

Nota-se que na simulação com o filtro LCL, a resposta dinâmica do barramento CC foi mais rápida do que a simulação com o filtro L, porém as correntes moduladas quase não apresentaram diferenças.

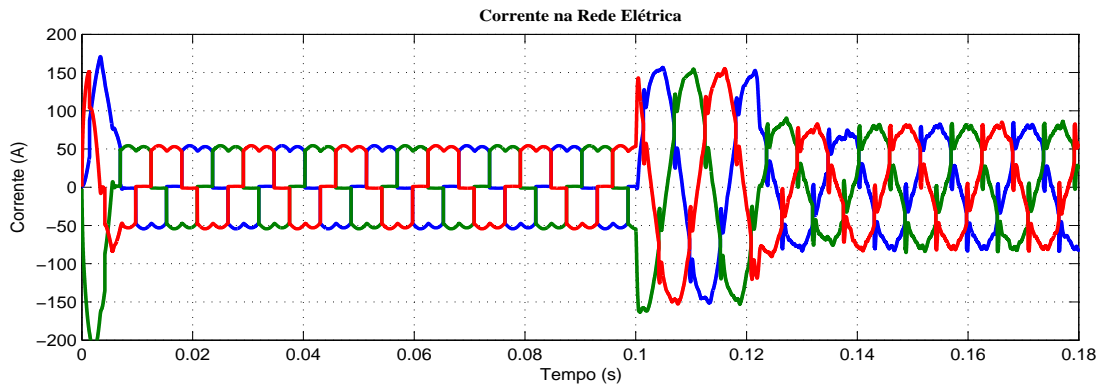


Fig. 28 – Corrente trifásica da rede elétrica - Filtro LCL.

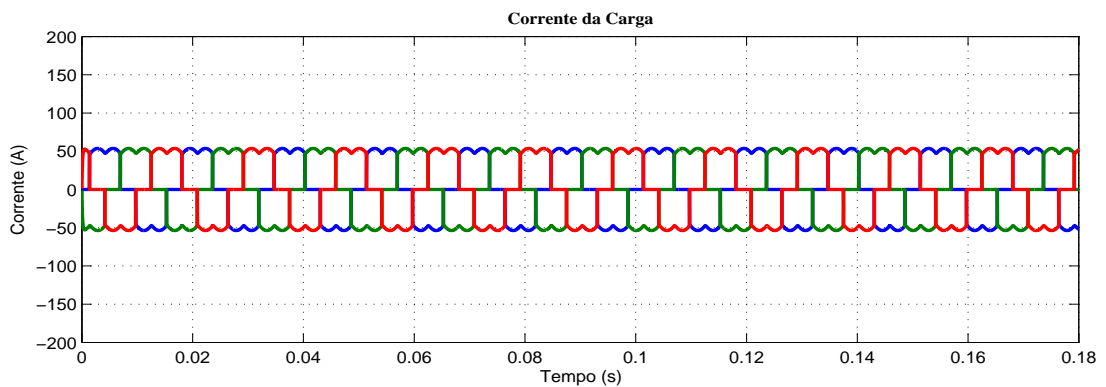


Fig. 29 – Correntes trifásica da Carga - Filtro LCL.

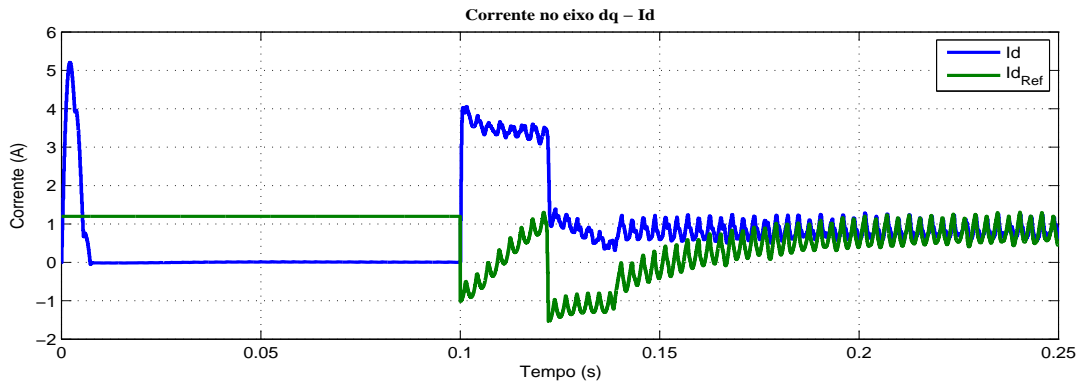


Fig. 30 – Corrente do eixo direto  $I_d$  e Referência - Filtro LCL.

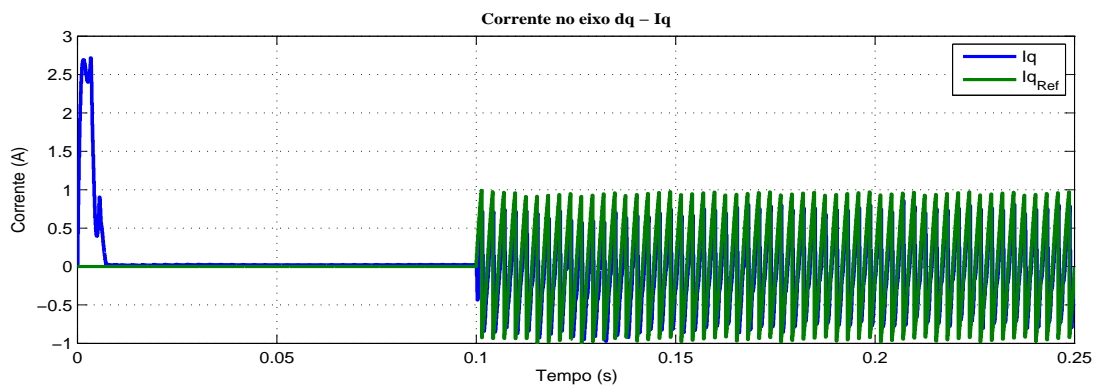


Fig. 31 – Corrente do eixo de quadratura  $I_q$  e Referência - Filtro LCL.

## 5 Conclusão

Este trabalho apresentou o projeto de um FAP paralelo utilizando filtros do tipo L e LCL para conexão com a rede.

Adotando o método de geração de referências SRF, foi possível a extração do conteúdo harmônico gerado pela carga não-linear da componente fundamental e a sua utilização como referências de corrente para os controladores de corrente.

Adotando as transformadas de Clarke e Park, foi possível efetuar a modelagem do sistema nos eixos síncronos  $dq$  facilitando assim o projeto dos controlares, tanto da malha externa quanto a interna.

Através do cálculo das correntes médias no FAP com o filtro LCL, foi possível a aproximação de um sistema de terceira ordem em um de primeira. Desta maneira, os ganhos proporcionais e integrais calculados para o FAP com o filtro L também poderão ser utilizados no FAP com o LCL fazendo com que não haja a necessidade da realização de uma nova modelagem.



## Referências

AKAGI, H.; NABAE, A. The p-q theory in three-phase systems under non-sinusoidal conditions. *European Transactions on Electrical Power*, Wiley Online Library, v. 3, n. 1, p. 27–31, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 26.

BASSO, T. S.; DEBLASIO, R. Ieee 1547 series of standards: interconnection issues. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 19, n. 5, p. 1159–1162, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 54.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. Active filter solutions for utility interface of industrial loads. In: IEEE. *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on*. [S.l.], 1996. v. 2, p. 1078–1084. Citado na página 23.

COMPATIBILITY, E. Part 3: Limits—section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16 a per phase). *IEC Standard*, p. 61000–3, 1995. Citado na página 22.

COSTA, C. A. *Controle do Fluxo de Potência Ativa e Reativa em um Inversor de 5KVA conectado a rede elétrica local*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 29.

DUFFEY, C. K.; STRATFORD, R. P. Update of harmonic standard ieee-519: Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 25, n. 6, p. 1025–1034, 1989. Citado na página 22.

DURGANTE, M. H. *Controle adaptativo de corrente em conversores conectados na rede elétrica numa estrutura multimalha*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pampa, 2014. Citado na página 55.

FENILI, M. d. P. et al. Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kva. *Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Dissertação de Mestrado*, 2007. Citado na página 27.

LINDEKE, D. et al. *Projeto de um filtro ativo paralelo de 1kVA usando técnicas de controle analógico e digital*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 2003. Citado 3 vezes nas páginas 13, 27 e 28.

MANSOOR, A. et al. Predicting the net harmonic currents produced by large numbers of distributed single-phase computer loads. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 10, n. 4, p. 2001–2006, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.

MATOS FREDERICO F E DE SOUZA, C. e. d. R. G. M. e. T. R. e. J. S. e. S. S. Projeto e construção de filtro lcl para conversores pwm. In: *XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1568–1575. Citado na página 29.

MENDALEK, N.; AL-HADDAD, K. Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame. In: IEEE. *Harmonics and Quality of*

*Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on.* [S.l.], 2000. v. 1, p. 30–35. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 37.

PENG, F. Z. Application issues of active power filters. *Industry Applications Magazine, IEEE*, IEEE, v. 4, n. 5, p. 21–30, 1998. Citado na página 22.

SILVA, S. A. d. O. d. *Sistemas de Energia Ininterrupta Trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela*. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, 2001. Citado na página 22.

STEFANELLO, M. *Controle Adaptativo Robusto de Estrutura Variável por Modelo de Referência Aplicado a Filtros ativos de Potência*. 2010. Citado 6 vezes nas páginas 13, 21, 22, 23, 25 e 26.

TANG, Y. et al. Generalized design of high performance shunt active power filter with output lcl filter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 59, n. 3, p. 1443–1452, 2012. Citado na página 55.

VAZ, A. R. *Filtro ativo de potência trifásico paralelo comandado para várias funções , aspectos teóricos e práticos e reator eletrônico de alto FP: contribuições a otimização da qualidade de energia*. Tese (Doutorado), 2006. Citado na página 30.

## APÊNDICE A – Filtro L

Em aplicações que envolvam o uso de inversores, um valor de indutância  $L$  deverá ser projetado limitando o *ripple* da corrente na saída do conversor.

O projeto de um filtro indutivo baseia-se em encontrar um valor da indutância  $L_f$  conforme a Figura 32, de tal forma que satisfaça os limites estabelecidos pelas normas técnicas. Os níveis de harmônicos de corrente aceitáveis são especificados em (BASSO; DEBLASIO, 2004), diminuindo a THD verificada no sistema.

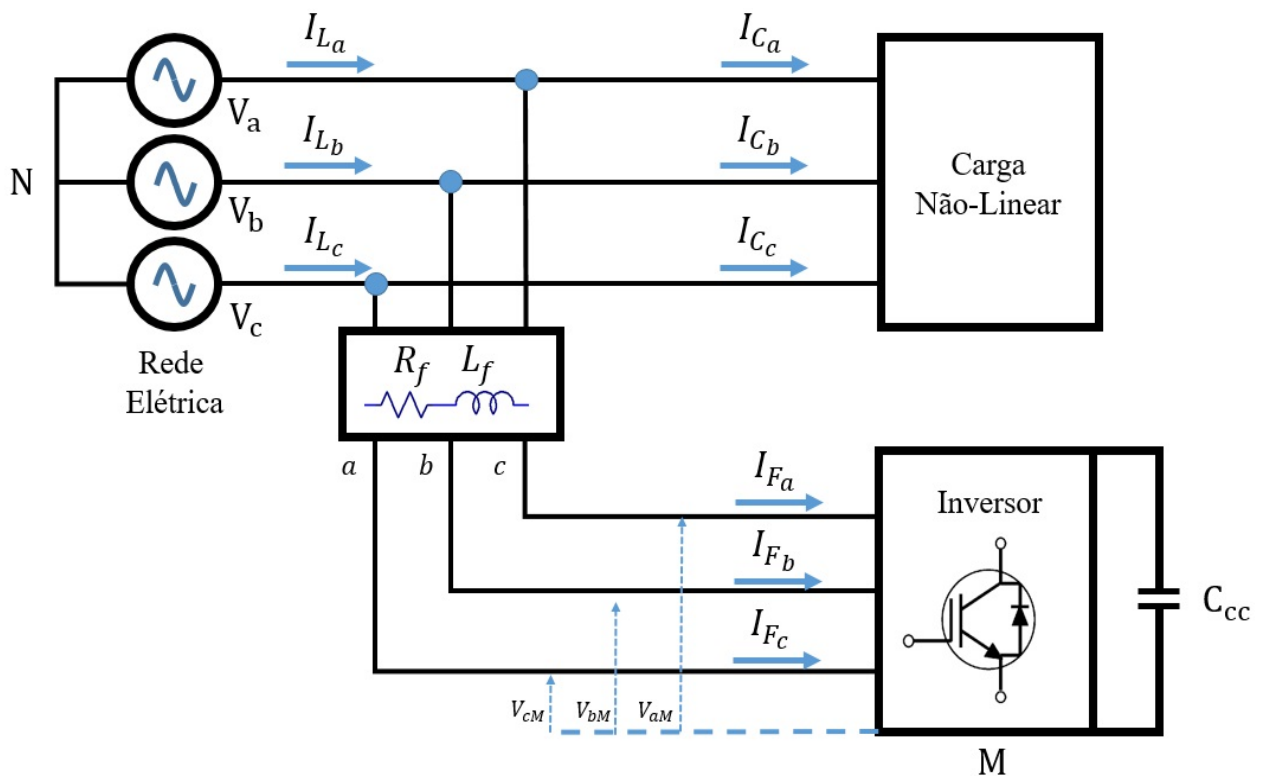


Fig. 32 – FAP conectado ao sistema elétrico

A indutância  $L$  poderá ser obtida através de (A.1), onde  $V_{rms}$  é a tensão de saída do inversor,  $f_{sw}$  a frequência de chaveamento e  $I_{ripple}$  a corrente máxima admissível de *ripple*.

$$L = \frac{V_{rms}}{2\sqrt{6}f_{sw}I_{ripple}} \quad (\text{A.1})$$

Para a realização do projeto do filtro indutivo de saída, foram considerados os seguintes parâmetros:

Tabela 3 – Parâmetros de projeto do filtro-L

Parâmetro	Valor
Tensão eficaz de fase da rede ( $V$ )	380 $V$
Potência Nominal ( $P$ )	10 $kW$
Tensão do Barramento CC ( $V_{CC}$ )	850 $V$
Frequência da Rede ( $f_{Rede}$ )	60 $Hz$
Frequência de Chaveamento ( $f_{SW}$ )	12 $kHz$

A Tabela 4 traz os limites de harmônicos de corrente injetadas na rede por meio de sistemas de geração distribuída conectados a rede (BASSO; DEBLASIO, 2004).

Tabela 4 – Limites de harmônicos de corrente injetadas

Harmônica de ordem h	h < 11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	h ≥ 35
Porcentagem (%)	4	2	1,5	0,6	0,3

Inserindo os valores da Tabela 3 na equação A.1 e adotando um *ripple* de 4%, o valor de indutância utilizada é:

$$L = 1,8 \text{ mH} \quad (\text{A.2})$$



## APÊNDICE B – Filtro LCL

Na literatura, encontram-se diversas maneiras de se projetar um filtro LCL dependendo apenas do objetivo desejado pelo projetista. Os tópicos a seguir apresentam um procedimento muito utilizado no projeto de filtros LCL para conversores trifásicos devido à sua simplicidade (TANG et al., 2012)(DURGANTE, 2014), sendo estes respectivamente:

- $k$  é a ordem da componente harmônica de corrente que precisa ser compensada. A frequência de ressonância  $w_{res}$  deve ser função da frequência fundamental nominal  $w_n$ :

$$\frac{kw_n}{0,3} \leq w_{res} \leq \frac{kw_n}{0,25} \quad (\text{B.1})$$

- A frequência de comutação deve ser pelo menos duas vezes maior que a frequência de ressonância. Valores maiores podem ser usados para uma melhor atenuação harmônica, mas resultarão em mais perdas.
- Valores de impedância, capacitância e indutância base devem ser definidos. Dessa forma, a impedância base  $Z_b$  é função da tensão nominal  $V$  e da potência nominal  $P$ :

$$Z_b = \frac{V^2}{P} \quad (\text{B.2})$$

Os valores da capacitância e indutância base são, respectivamente:

$$C_b = \frac{1}{w_n Z_b} \quad (\text{B.3})$$

$$L_b = \frac{Z_b}{w_n} \quad (\text{B.4})$$

As indutâncias do lado do conversor  $L_2$  e da rede  $L_1$  devem ser iguais para produzir a menor frequência de ressonância possível, e a máxima atenuação de harmônicas de comutação. Além disso, é recomendável que o valor total em PU (Por Unidade) dos dois indutores seja igual ao valor do capacitor do filtro  $C_f$ . Desta forma:

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{4k} L_b \quad (\text{B.5})$$

$$C_f = \frac{1}{2k}C_b \quad (\text{B.6})$$

- O valor comercial de capacitor mais próximo ao valor encontrado em (B.6) deve ser escolhido e os valores de indutância ajustados de acordo. A frequência de ressonância recalculada com os valores ajustados deve, no entanto, estar de acordo com (B.1).
- O resistor de ressonância  $R_f$  é calculado por:

$$R_f = \frac{1}{w_{res}C_f} \quad (\text{B.7})$$

Os parâmetros utilizados para a projeto do filtro LCL deste encontram-se na tabela

5

Tabela 5 – Parâmetros utilizados para o projeto do Filtro LCL

Parametros de Pojeto	
$V_{DC}$	850 V
$V_{Rede}(RMS)$	380 V
Frequência Natural ( $F_n$ )	60 Hz
Máxima harmônica permitida (k)	11
Frequência de Chaveamento	12 kHz

Com base nos passos de projeto e utilizando os parâmetros da tabela 5, os valores dos indutores  $L_1$   $L_2$  , do capacitor  $C_f$  e da resistência  $R_f$  são:

$$L_1 = L_2 = 0,87 \text{ mH} \quad (\text{B.8})$$

$$C_f = 8,3 \text{ uF} \quad (\text{B.9})$$

Arredondando para valor comerciais, os indutores utilizados no filtro LCL serão :

$$L_1 = L_2 = 0,9 \text{ mH} \quad (\text{B.10})$$

e para o capacitor:

$$C_f = 8,5 \text{ uF} \quad (\text{B.11})$$

Para determinar o valor de resistor  $R_f$ , utiliza-se (B.7).

Assim:

$$R_f = 8\Omega \quad (\text{B.12})$$

O resistor  $R_f$  será utilizado para diminuir o pico de ressonância apresentado na Figura 33. Vários valores de  $R_f$  foram adotados no gráfico.

Conforme o valor de  $R_f$  aumenta, o pico e a inclinação do ganho no diagrama diminui. Assim, o resistor de  $8\Omega$  foi escolhido pois apresentou melhor atenuação, além manter um bom ganho acima da frequência de ressonância do filtro LCL.

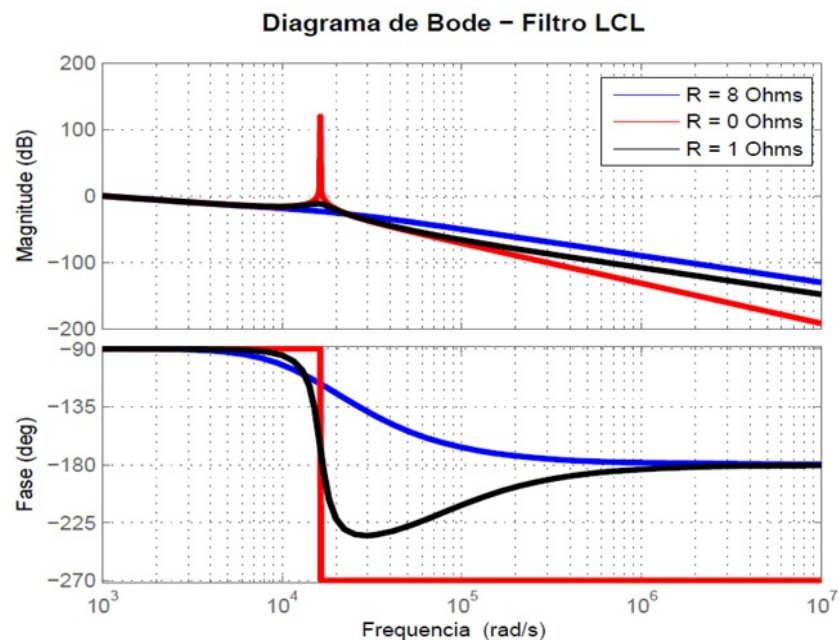


Fig. 33 – Diagrama de Bode do Filtro LCL para diferentes valores de resistências de amortecimento

Os valores calculados do filtro LCL encontram-se na tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros Calculados do Filtro LCL

Parâmetros Calculados do filtro LCL	
$L_1$	0,9 mH
$L_2$	0,9 mH
$C_f$	8,5 uF
$R_f$	8 $\Omega$