

**RAFAEL GOMES CHICRE OLIVEIRA**

**APLICAÇÃO DE TÉCNICA DE CONTROLE CAMR EM FILTRO ATIVO DE  
POTÊNCIA PARALELO PARA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS EM  
SISTEMAS ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA COM CARGAS NÃO-LINEARES**

**Manaus**

**2019**

**RAFAEL GOMES CHICRE OLIVEIRA**

**APLICAÇÃO DE TÉCNICA DE CONTROLE CAMR EM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO PARA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS EM SISTEMAS ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA COM CARGAS NÃO-LINEARES**

Projeto de Pesquisa desenvolvido durante a disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso II e apresentada à banca avaliadora do Curso de Engenharia de Controle e Automação da Escola Superior de Tecnologia da Universidade do Estado do Amazonas, como pré-requisito para a obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Universidade do Estado do Amazonas – UEA  
Escola Superior de Tecnologia Programa de Graduação em Engenharia de Controle e Automação

Orientador: Prof. Dr. Israel Mazaira Morales

**Manaus**

**2019**

**RAFAEL GOMES CHCIRE OLIVEIRA**

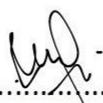
**APLICAÇÃO DE TÉCNICA DE CONTROLE CAMR EM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO PARA COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS EM SISTEMAS ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA COM CARGAS NÃO-LINEARES**

Projeto de Pesquisa desenvolvido durante a disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso II e apresentada à banca avaliadora do Curso de Engenharia de Controle e Automação da Escola Superior de Tecnologia da Universidade do Estado do Amazonas, como pré-requisito para a obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Trabalho aprovado Manaus, 28 de Novembro de 2019:

  
.....  
Jose Ruben Sicchar Vilchez

  
.....  
Walter Andres Vermehren Valenzuela

  
.....  
Israel Mazaira Morales

Manaus

2019

# Resumo

A aplicação de técnicas de controle clássicas em filtros ativos paralelos para compensação de harmônicos perdem eficiência devido as imprevisibilidades de uma rede elétrica. Isso se deve ao projeto do controlador depender bastante dos parâmetros da planta, que nem sempre são conhecidos ou constantes. Dessa forma há a necessidade de implementar um controlador que adpte os seus parâmetros conforme as necessidades da planta. O presente trabalho propõem a utilização de um controlador adaptativo por modelo de referência para o controle da corrente no filtro ativo paralelo. Utilizando-se a transformada de Park, transforma-se as variáveis para o referencial  $0dq$ , facilitando a detecção dos harmônicos presentes na rede e diminuindo a quantidade de variáveis a serem controladas. A técnica por modelo de referência força o sistema a se comportar conforme um modelo de referência que possui as características desejáveis para o sistema. O controlador adaptativo, após projetado conforme o critério de estabilidade de Lyapunov é implementado em uma simulação da planta real no ambiente Simulink do software Matlab.

**Palavras-chave:** Controle adaptativo, Estabilidade de Lyapunov, filtro ativo de potência, compensação de harmônicos.

# Abstract

Applying classic control techniques to parallel active filters for harmonic compensation lose efficiency due to the unpredictability of a power grid. This is because the controller design relies heavily on plant parameters, which are not always known or constant. Thus there is a need to implement a controller that adjusts its parameters according to the needs of the plant. The present work proposes the use of an adaptive reference model controller to control the current in the active parallel filter. Using the Park transform, the variables are transformed to the  $0dq$  reference, facilitating the detection of the harmonics present in the network, and decreasing the amount of variables to be controlled. The reference model technique forces the system to behave according to a reference model that has the desirable characteristics for the system. The adaptive controller, after designed according to the Lyapunov stability criterion, is implemented in a real plant simulation in the Simulink environment of the Matlab software.

Key words: Adaptive control, Lyapunov Stability, power active filter, harmonic compensation.

## SUMÁRIO

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUÇÃO</b>   | <b>3</b>  |
| <b>1 TEMA</b>   | <b>5</b>  |
| <b>2 PROBLEMÁTICA</b>                                     | <b>5</b>  |
| <b>3 HIPÓTESE</b>   | <b>5</b>  |
| <b>4 OBJETIVOS</b>  | <b>5</b>  |
| <b>5 JUSTIFICATIVA</b>                                    | <b>5</b>  |
| <b>6 REFERENCIAL TEÓRICO</b>                              | <b>7</b>  |
| 6.1 QUALIDADE ENERGÉTICA                                  | 7         |
| 6.2 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA                              | 8         |
| 6.3 CONTROLE ADAPTATIVO                                   | 10        |
| <b>6.3.1 Controle adaptativo por modelo de referência</b> | <b>11</b> |
| 6.4 MATLAB  | 13        |
| <b>7 METODOLOGIA</b>                                      | <b>15</b> |
| <b>8 CRONOGRAMA</b>                                       | <b>17</b> |
| <b>REFERÊNCIAS</b>  | <b>18</b> |

## INTRODUÇÃO

Os avanços no estudo de semicondutores difundiram vastamente a sua utilização em componentes eletrônicos. A exemplo, têm-se transistores e diodos cuja função é realizar o chaveamento de circuitos que podem possuir diversas aplicações, tais como fontes chaveadas, controladores de motor e amplificadores. Esses dispositivos, por alternarem constantemente entre os estados de condução e não-condução, atuando somente em parte do ciclo de sua tensão de alimentação, não apresentam uma relação linear entre as suas grandezas de tensão e corrente. Por este motivo são caracterizados como não-lineares.

A utilização em larga escala desses componentes deve-se por sua maior eficiência energética, menor tamanho e menor peso (MELO, 2010). Porém, devido a essa característica não-linear, a sua ação em rede elétricas prejudica a qualidade da alimentação do sistema, através da injeção de correntes e tensões harmônicas na rede. Essas harmônicas são tensões ou correntes com frequências múltiplas à frequência natural do sistema, que no Brasil é 60Hz.

Quando sobrepostos o sinal de alimentação e as harmônicas, percebe-se uma deformação no formato da onda senoidal da rede. Essa deformação pode ocasionar sobretensões, sobreaquecimentos, ruídos na frequência audível, redução no fator de potência e erros em detectores de cruzamento de zero. Esses problemas levam não só ao mal funcionamento dos aparelhos eletrônicos, como também à diminuição em seu rendimento energético e possível queima dos equipamentos.

Com o objetivo de reduzir o efeito das frequências harmônicas no sistema, compensando as deformações no formato de onda da alimentação, este projeto propõe a utilização de um filtro ativo de potência paralelo à carga não-linear controlado através de um Controle Adaptativo por Modelo de Referência (CAMR).

## 1 TEMA

Aplicação de técnica de controle CAMR em filtro ativo de potência paralelo para compensação de correntes harmônicas em sistemas eletrônicos de potência com cargas não-lineares.

## 2 PROBLEMÁTICA

As estratégias clássicas de controle utilizadas em filtros ativos de potência para a compensação de harmônicos não suprem as incertezas e variações nos parâmetros de um sistema real.

## 3 HIPÓTESE

É possível projetar um sistema de controle adaptativo por modelo de referência utilizando a teoria de estabilidade de Lyapunov para compensar correntes harmônicas em uma rede elétrica simulada com parâmetros variantes.

## 4 OBJETIVOS

Projetar um sistema de CAMR por meio do critério de estabilidade de Lyapunov para compensação de harmônicos de corrente em uma rede elétrica com cargas não-lineares. O controlador projetado deverá adaptar-se a mudanças nos parâmetros da planta, que será simulada no ambiente Simulink do Matlab R2018a.

## 5 JUSTIFICATIVA

A implementação de um sistema que compense a presença de harmônicos em redes elétricas reais com cargas não-lineares garante a não distorção do sinal de alimentação senoidal. Dessa forma os equipamentos conectados a esta rede não terão seu rendimento elétrico, funcionamento e vida útil prejudicados.

Utilizando-se uma estratégia adaptativa para o controle do sistema, permitirá que quando a rede elétrica estiver em condições diferentes, seja pela adição de novas

cargas ou pela exposição a diferentes situações dos componentes a ela ligados, o controlador conseguirá seguir a referência.

O estudo desse problema envolve os conteúdos abordados nas disciplinas de graduação em Engenharia de Controle e automação, tais são : circuitos elétricos, sinais e sistemas, sistemas eletrônicos de potência, controle e automação 3, controle não-linear e máquinas elétricas e seus acionamentos.

## 6 REFERENCIAL TEÓRICO

### 6.1 QUALIDADE ENERGÉTICA

O problema das frequências harmônicas surge da utilização de componentes eletrônicos de potência cujo funcionamento, em sua maioria, é não-linear, tais como diodos, transistores, tiristores, TRIACS, DIACS e os circuitos retificadores e conversores resultantes da utilização de múltiplos componentes. Estes possuem aplicações indispensáveis para a evolução tecnológica vivenciada nos dias de hoje.

Partindo desse princípio, nota-se que a substituição desses componentes não é a solução para o problema dos harmônicos. Portanto, a aplicação de outros componentes capazes de corrigir a forma de onda do sistema para o padrão de qualidade aceitável é a escolha utilizada.

Segundo Rashid (1999) a qualidade de uma rede elétrica quanto a presença de harmônicas pode ser quantificada com base em 4 indicadores. O primeiro é o THD (*Total Harmonic Distortion* – Distorção harmônica total, traduzido do inglês), essa métrica é definida pela relação entre o valor eficaz total dos harmônicos presentes no sinal e o valor eficaz total da frequência fundamental do sistema. Considerando o cálculo de harmônicos de corrente utiliza-se a seguinte expressão:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^N I_n^2}{I_1^2}}$$

Sendo N a maior ordem harmônica considerada no cálculo,  $I_n$  o valor eficaz da corrente harmônica na frequência  $n$  e  $I_1$  a frequência fundamental.

Caso não hajam componentes harmônicos no sistema  $I_n$  será 0, resultando em THD também igual a 0.

O segundo é o DF (*Displacement Factor* – Fator de Deslocamento, traduzido do inglês). Essa medida é o fator de potência do circuito fundamental, ignorando a presença dos harmônicos no sistema. Em sistemas livres de harmônicos essa métrica é igual ao fator de potência.

$$DF = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$$

Onde P é a potência ativa e Q a potência reativa.

O terceiro indicador é o HF (*Harmonic Factor – Fator Harmônico*) é o fator de potência harmônico do sistema. Seu valor é dado por:

$$HF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

O último medidor é o TPF (*Total Power Factor – Fator de Potência Total*, traduzido do inglês) que se refere ao fator de potência real, incluindo a presença dos harmônicos. Ao se comparar o TPF com o DF pode-se verificar o quanto a presença desses harmônicos está interferindo no fator de potência da rede. Seu cálculo é o produto do DF com o HF.

$$IPF = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} * \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

## 6.2 ANÁLISE FREQUENCIAL

Para a análise do conteúdo harmônico em um sistema é necessário o estudo da contribuição dos diferentes valores de frequência presentes no sinal e o quanto eles impactam no resultado final. A ferramenta matemática que permite o estudo do espectro de frequência de um sinal é a transformada de Fourier.

A representação matemática desta transformada se dá pela seguinte expressão:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt$$

A aplicação da transformada de Fourier em um sinal, permite analisá-lo no domínio da frequência, aonde a cada valor de frequência estão associados valores de amplitude e ângulo de fase. A partir dos valores de amplitude e frequência obtidos da transformada de Fourier, pode-se montar um gráfico amplitude x frequência para a análise frequencial deste sinal.

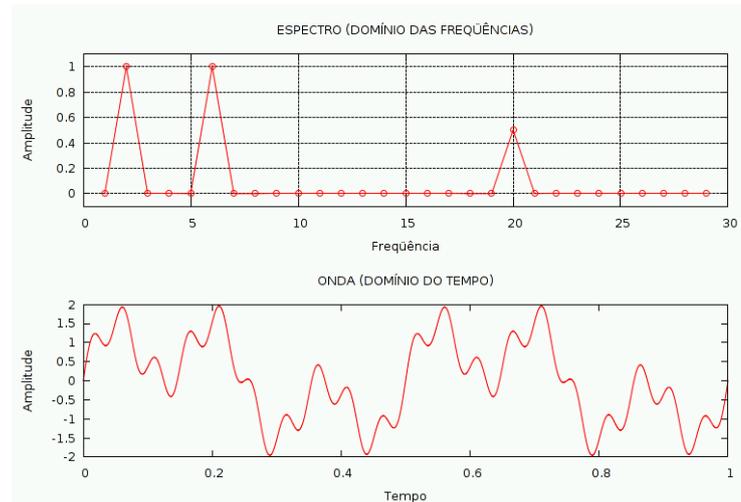


Figura 1 - Transformada de Fourier de um sinal e sua representação no domínio do tempo

### 6.3 Retificador trifásico

Dentre os componentes geradores de harmônicos, tem-se o retificador trifásico, uma carga amplamente utilizada nos dias de hoje em fontes de alimentação.

Este circuito tem como funcionalidade receber uma tensão trifásica AC na entrada e gerar um sinal DC monofásico na sua saída. Para realizar esta função empregam-se 6 chaves elétricas que revezam-se aos pares, de forma a conduzir por  $120^\circ$  do ciclo da tensão senoidal.

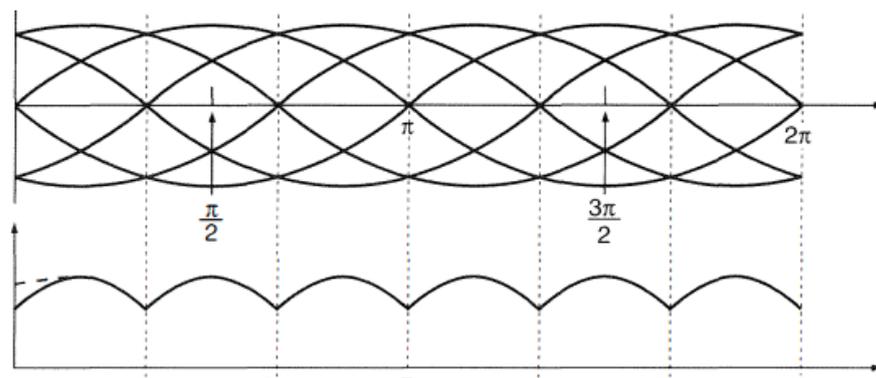


Figura 2 - Saída do retificador trifásico

Por sua natureza trifásica este componente possui uma maior eficiência energética, sendo mais utilizado em aplicações industriais, como em controladores de motores e fontes de alimentação. Na figura 3 pode ser visto o formato de onda da corrente sobre um retificador trifásico formado a partir de uma tensão senoidal. Nota-

se, a partir dos formatos de onda divergentes destas duas grandezas, que elas não seguem uma relação linear entre si, isso demonstra, graficamente, a sua natureza não-linear.

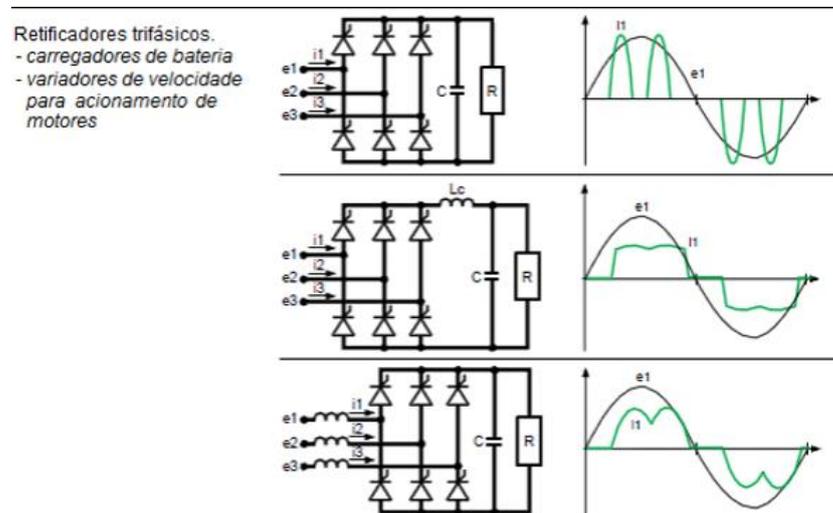


Figura 3 - Circuitos retificadores e os tipos de correntes não-lineares por eles formados

Fonte: (MELO, 2010, p. 22)

A análise frequencial deste sinal indica a presença da 5<sup>o</sup>, 7<sup>o</sup>, 11<sup>o</sup>, e 13<sup>o</sup> harmônicas e o THD de corrente para este tipo de carga em torno de 28%.

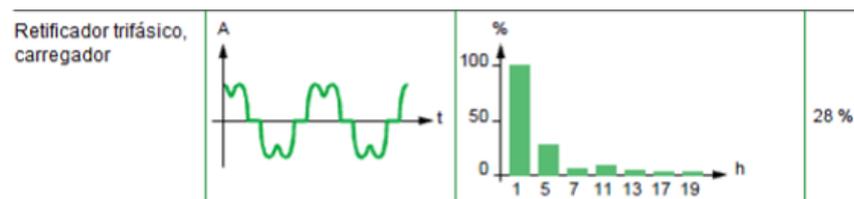


Figura 4 - Conteúdo harmônico de um retificador trifásico

Fonte: (MELO, 2010, p. 27)

### 6.3 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA

A utilização de filtros em circuitos é uma técnica bastante recorrente para melhorias em seu desempenho. Existem 3 topologias principais de filtros que podem ser utilizadas para a compensação de harmônicos : passivos, ativos e híbridos. Filtros passivos são aqueles compostos apenas por cargas RLC. Estes eram inicialmente o principal método estudado para esta aplicação, porém em aplicações onde o módulo

e a frequência das componentes harmônicas variaM aleatoriamente, essa aplicação convencional perde sua eficácia (VERDELHO; MARQUES, 1997). Além disso, estes filtros tendem a ser formados por componentes maiores e mais pesados, que dificultam a sua instalação.

A estrutura que vem sendo cada vez mais utilizada é a de filtro ativo de potência (FAP). A utilização de FAP é datada da década de 1970 (AKAGI, 2005) porém não houveram grandes avanços no estudo desse recurso na época devido a tecnologia disponível não ser suficiente para a sua implementação (AKAGI, 1994). Foi somente com o desenvolvimento da eletrônica de potência e dos semicondutores que sua utilização passou a ser mais aplicável.

Os filtros ativos podem ser utilizados para compensação de harmônicos tanto de corrente, quanto de tensão. Outras aplicações para esse filtro são na compensação de potência reativa, regulação da tensão de sistemas trifásicos, balanceamento de correntes e tensões e eliminação de flutuações na tensão, os chamados *flickers*.

Este filtro existe em três configurações, paralelo, série e híbridos.

A configuração série é mais utilizada na correção de harmônicos de tensão e funciona como uma fonte de tensão regulada. Eles possuem este nome devido ao atuador do sistema, responsável por cancelar o conteúdo harmônico da rede elétrica, se posicionar em série com a mesma. Um esquemático simplificado de um filtro ativo série pode ser visto na figura 5.

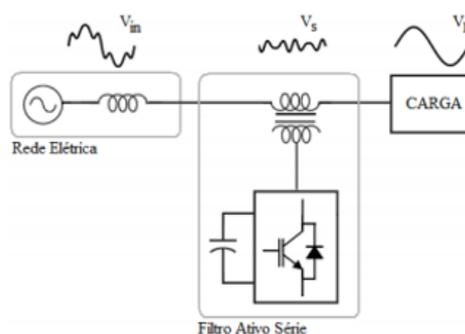


Figura 5 - Esquema simplificado de rede com filtro ativo série

Fonte: (MELO, 2010, p. 50)

Para a configuração híbrida, misturam-se os variados tipos de filtro, sejam eles ativos ou passivos, de forma a conseguir o efeito somado dos mesmos. A utilização de filtros ativos com passivos possui como vantagem a redução da potência

consumida pelo filtro ativo, o que o torna economicamente atrativo, porém bastante complexo de ser aplicado.

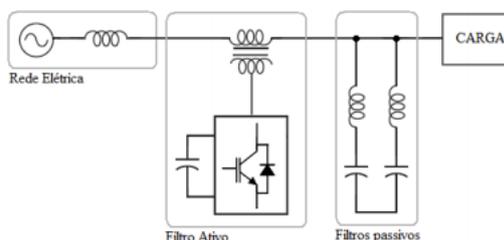


Figura 6 - Esquema simplificado de rede com filtro híbrido

Fonte: (MELO, 2010, p. 52)

Uma outra aplicação de filtros híbridos consiste em unir 2 filtros ativos, série e paralelo. Também chamado como filtro universal, agrega as duas funcionalidades dos filtros ativos, corrigindo tanto as correntes como as tensões harmônicas.

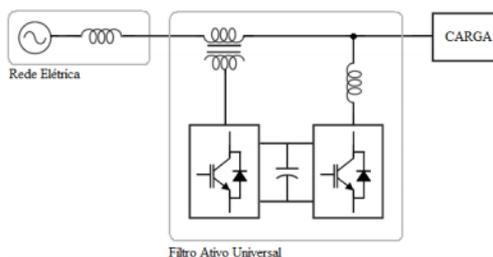


Figura 7 - Esquema simplificado de rede com filtro ativo universal

Fonte: (MELO, 2010, p. 51)

A configuração de filtro ativo paralelo é a mais utilizada na correção de distorções no formato de onda da corrente (PENG; AKAGI; NABAE, 1993) (AKAGI, 1997) (VERDELHO; MARQUES, 1997). Além disso, devido à maioria das cargas não-lineares produzirem harmônicas de corrente, tal configuração é considerada mais efetiva (SHAH; VAGHELA, 2014).

Seu funcionamento baseia-se na utilização de conversores eletrônicos DC-AC, também chamados de inversores fonte de tensão. Estes funcionam como fontes controladas de tensão, que injetam-nas no sistema e criam correntes com valores iguais em módulo aos harmônicos, mas defasadas  $180^\circ$  (SHAH; VAGHELA, 2014).

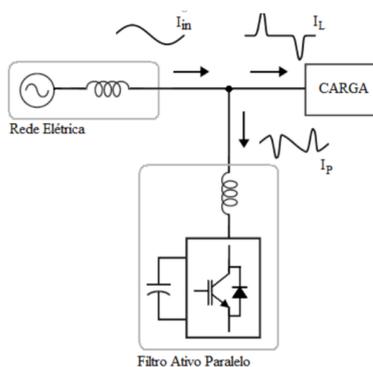


Figura 8 - Esquema simplificado de rede com filtro ativo paralelo

Fonte : (SILVA, 2016, p. 23)

A injeção dessas correntes no circuito tem o objetivo de compensar os harmônicos presentes na corrente da fonte, originados pelas cargas não-lineares, assim evitando que causem problemas em equipamentos sensíveis (AFONSO; SILVA; MARTINS, 2001). Com a compensação correta dos harmônicos a carga não-linear passa a ser vista pela fonte de alimentação como uma carga resistiva, eliminando as deformações presentes na rede.

#### 6.4 INVERSOR TRIFÁSICO FONTE DE CORRENTE

O inversor trifásico é um circuito conversor de corrente contínua DC para corrente alterna AC. Existem 2 topologias para este tipo de circuito, inversor fonte de corrente (*current source inverter – CSI*) e inversor fonte de tensão (*voltage source inverter – VSI*).

O primeiro possui um indutor como elemento armazenador de energia, de forma que o barramento DC age como uma fonte de corrente. Segundo Linderke (2008), esta estrutura apresenta grandes perdas de energia, tanto no indutor do barramento quanto nos diodos em série aos interruptores.

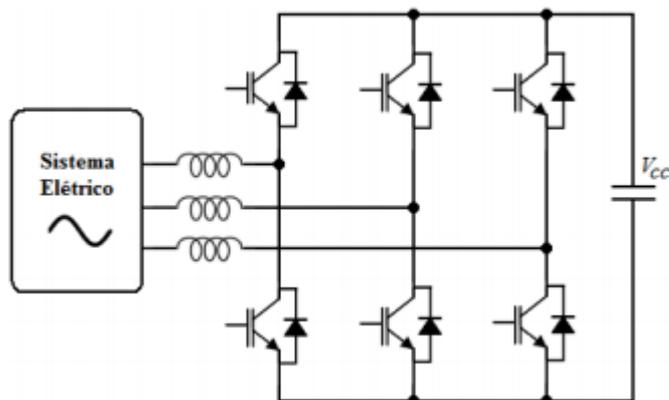


Figura 9 – Estrutura do inversor fonte de tensão

Fonte: (MELO, 2010, p. 48)

A topologia fonte de tensão é mais utilizada do que a fonte de corrente para o caso do filtro ativo. Esta configuração é de mais fácil implementação, sendo mais facilmente controlado do que o fonte de corrente (EMADI; NASIRI; BEKIAROV, 2005, p 80).

Para o circuito do inversor adota-se um formato de ponte H com 3 “braços”, totalizando 6 chaves interruptoras. A necessidade de se trabalhar com altas potências, mas ainda possuindo uma frequência de chaveamento alta, os transistores IGBT's (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) são bastante empregados na composição do inversor.

O acionamento dos transistores é feito por um sinal PWM (*Pulse Width Modulation* - modulação por largura de pulso, traduzido do inglês).

O funcionamento dos transistores é análogo a uma chave elétrica, quando está fechada e conduzindo, 100% da potência passa para o circuito. Ao abrir a chave, para-se a condução e 0% da potência é passada para a rede. O sinal PWM é criado alternando-se rapidamente a chave entre os estados ligado e desligado, dentro de um período constante. Dessa forma, a porcentagem de potência inserida no circuito será igual a porcentagem do ciclo de comutação da chave em que ela esteve conduzindo. Com essa ferramenta, pode-se variar a potência, e conseqüentemente a tensão, vista no emissor dos transistores IGBT's através da variação do tempo da etapa de condução dos mesmos.

Na figura abaixo mostra-se a estrutura básica de uma rede elétrica trifásica com FAP conectado.

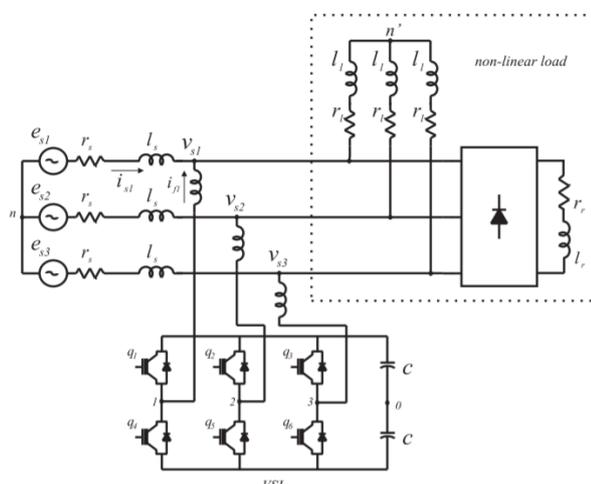


Figura 10- Rede trifásica com FAP

Fonte: (SOUSA, 2011, p. 7)

O circuito é alimentado por uma fonte trifásica  $e_{sk}$  e possui impedâncias de linha  $r_s$  e  $l_s$ . O FAP é conectado à rede no chamado ponto de acoplamento comum (PAC) por meio dos indutores de acoplamento  $V_{sk}$ . A carga não-linear empregada trata-se de um retificador trifásico com uma carga resistiva e indutiva em paralelo e impedâncias de linha  $l_l$  e  $r_l$ .

Visto que o filtro está em paralelo com a carga, as suas correntes, que se separam no PAC, se somarão, essa soma é igual à corrente da fonte de alimentação.

Ao aplicar um método de controle para regular o sinal PWM recebido pelos transistores IGBT's, gera-se uma tensão de saída do filtro e por conseguinte uma corrente do filtro de valor  $i_c$  que somada à corrente da carga não-linear de valor  $i_l$ , compensa as frequências harmônicas presentes na corrente da fonte  $i_s$  (SOUSA, 2011).

Faltando fonte da imagem

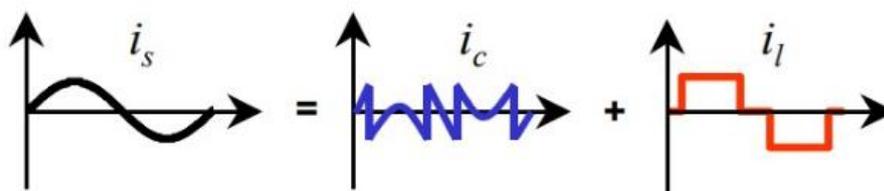


Figura 11 - Decomposição das correntes da rede elétrica com FAP

## 6.4 CONTROLE PID

## 6.5 CONTROLE ADAPTATIVO

Não-linearidades, mudança e desconhecimento de parâmetros são características inerentes de qualquer processo industrial. Troca de equipamentos, mudança do time da operação, variações no material utilizado são alguns exemplos de alterações que impactam diretamente o processo e ocorrem com bastante frequência (BÖLING; SEBORG; HESPANHA, 2005).

O uso de técnicas clássicas de controle geralmente não obtém resultados satisfatórios em sistemas com essas características. Portanto, um problema fundamental de controle é a utilização de um método efetivo para processos com alto nível de complexidade (ANBU; JAYA, 2016).

O estudo das técnicas de controle adaptativo tem como objetivo criar um controlador com ótima performance de controle e que compense a característica aleatória das cargas não-lineares, a qual induz a mudanças de parâmetros e distúrbios não modelados no sistema.

Este controlador possui um esquema *on-line* de atualização dos ganhos do controlador. Dessa forma, conforme as variações e aleatoriedades da planta vão ocorrendo, o controlador constantemente atualiza seus parâmetros ou sua estrutura para atuar de forma otimizada ao novo cenário gerado (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1995).

### 6.5.1 Teoria de estabilidade de Lyapunov

Alexander Michailovich Lyapunov foi um matemático e engenheiro russo que propôs os fundamentos da teoria de estabilidade. Sua tese "*The General Problem of Stability of Motion*" foi defendida em 1892 na Universidade de Kharkov.

Segundo Lyapunov (1892), um sistema dinâmico autônomo, ou seja invariante no tempo e independente de uma excitação de entrada, representado por uma série de equações diferenciais na forma  $\dot{x} = f(x)$  é dito como estável se, para qualquer condição inicial  $x(0)$  do sistema suficientemente próxima (dentro do círculo de raio  $r$  na figura 12) de um estado de equilíbrio  $x=0$ , a origem, a trajetória do sistema poderá

ser mantida também suficientemente próxima da origem (dentro do círculo de raio  $R$  da mesma figura).

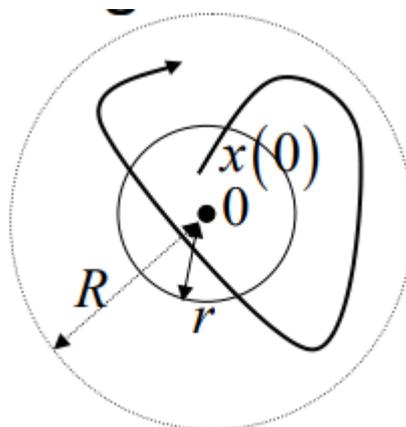


Figura 12 - Trajetória dos estados do sistema pela teoria de Lyapunov

Fonte: (LAVRETSKY, 2011, p. 13)

Define-se então 2 formas de estabilidade para o sistema, assintótica e exponencial.

Um sistema é dito como assintoticamente estável se, para uma condição inicial  $x(0)$  suficientemente próxima da origem,  $x$  tenderá a 0 conforme o tempo  $t$  tender ao infinito. Já a estabilidade exponencial é quando um sistema, também com condições iniciais  $x(0)$  suficientemente próximas da origem, convergirá para a mesma de maneira mais rápida que uma função exponencial. Dessa forma a estabilidade exponencial de um sistema implica também em estabilidade assintótica.

Com isso Lyapunov concluiu o que ficou chamado como primeiro método de Lyapunov. Se um sistema  $\dot{x} = f(x)$  autônomo, não-linear e continuamente diferenciável puder ser linearizado para o formato em espaço de estados  $\dot{x} \cong Ax$  e sendo a matriz  $A$  Hurwitz, ou seja tendo todos os seus autovalores no lado esquerdo do eixo imaginário, então o sistema é assintoticamente estável. Se  $A$  tiver pelo menos um autovalor no lado direito do eixo imaginário, então o equilíbrio do sistema é instável. Por último se  $A$  tiver algum autovalor sobre o eixo imaginário, nada pode ser dito sobre a aproximação linear.

Este resultado é de grande relevância para a teoria de controle pois é utilizado como fundamento para projetos de controladores com modelos linearizados em torno de um ponto de operação do sistema.

O segundo método criado por Lyapunov, também chamado de Método direto, baseia-se no comportamento de sistemas físicos mecânicos. Se a energia total de um

sistema mecânico é continuamente dissipada, seja ele linear ou não, eventualmente ele irá se estabelecer em torno de um ponto de equilíbrio.

O procedimento criado por Lyapunov para analisar a estabilidade dos sistemas consiste em obter-se uma função  $V(x)$  definida positiva que descreva a “energia” de um sistema dinâmico e analisar a sua derivada em relação ao tempo. Se a energia desse sistema for dissipada, então pode-se gerar conclusões sobre a estabilidade do mesmo.

Define-se como função definida positiva  $V(x)$  uma função em que  $V(0) = 0$  e para qualquer valor de  $x$  diferente de 0 tem-se que  $V(x) > 0$ .

Logo, uma função  $V(x)$  positiva definida inserida em um círculo de raio  $R$ , com derivadas parciais contínuas e com a derivada em relação a qualquer trajetória de estados do sistema  $\dot{x} = f(x)$  sendo negativa semi-definida, ou seja  $\dot{V}(x) \leq 0$  pode ser dita como uma função de Lyapunov e a estabilidade é assintótica.

A interpretação geométrica da Função de Lyapunov é um paraboloide.  $V(x(t))$  move os estados do sistema sempre para o interior do paraboloide, a origem.

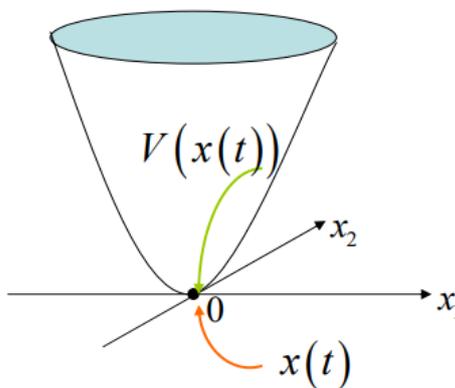


Figura 13 - Representação gráfica do segundo método de Lyapunov

Fonte: (LAVRETSKY, 2011, p. 24)

As conclusões de Lyapunov são ferramentas bastante poderosas para a análise de sistemas de controle. Devido a isso vários pesquisadores propuseram extensões da teoria de Lyapunov para outros tipos de sistema. O Lema de Barbalat propõe uma expansão da teoria de Lyapunov para sistemas não autônomos, permitindo o uso da teoria de Lyapunov, por exemplo, em sistemas de controle adaptativo por modelo de referência.

O Lema de Barbalat diz que se uma função  $f(t)$  possuir um limite finito enquanto  $t$  tende ao infinito, então  $\dot{f}(t)$  é uniformemente contínua e portanto  $\dot{f}(t) = 0$ . Continuidade uniforme de uma função é algo complexo de se verificar diretamente. Portanto uma condição suficiente e simples para este problema é: Se a derivada dessa função é limitada, então a função é dita uniformemente contínua.

Resumindo as definições citadas até então, se uma função  $V(x,t)$  satisfizer as seguintes condições: ser positiva definida, primeira derivada em relação aos estados do sistema ser uma função definida ou semi-definida negativa e uniformemente contínua, logo  $V(x)$  é uma função de Lyapunov para o sistema e garante a estabilidade assintótica do mesmo.

### 6.5.2 Controle adaptativo por modelo de referência

A técnica de CAMR é escolhida devido a maior flexibilidade, adaptabilidade a variações do sistema e robustês, além de CAMR ter a capacidade de sintonizar automaticamente os ganhos do controlador (SHYU et al., 2008)

Segundo S. Anbu e N. Jaya (2014) essa técnica de controle baseia-se na escolha de um modelo de referência, que deve se comportar da maneira desejada tal qual o processo real deverá se comportar.

Entre as técnicas para a implementação de controladores adaptativos por modelo de referência, citam-se a regra do MIT, também conhecido como método do gradiente e a utilizada para este projeto, utilizando a teoria de estabilidade de Lyapunov.

Neste método, escolhe-se uma função para o controlador com ganhos atualizáveis e uma função de Lyapunov para o sistema. Utiliza-se do conceito da derivada da função de Lyapunov,  $\dot{V}(x)$ , que deve ser definida negativa ou semi-definida negativa para o sistema atingir a estabilidade. Desta função, extrai-se as leis de adaptação dos ganhos do controlador que farão os mesmos atingirem seus valores ideais, e conseqüentemente fazer com que a planta siga a saída do modelo de referência.

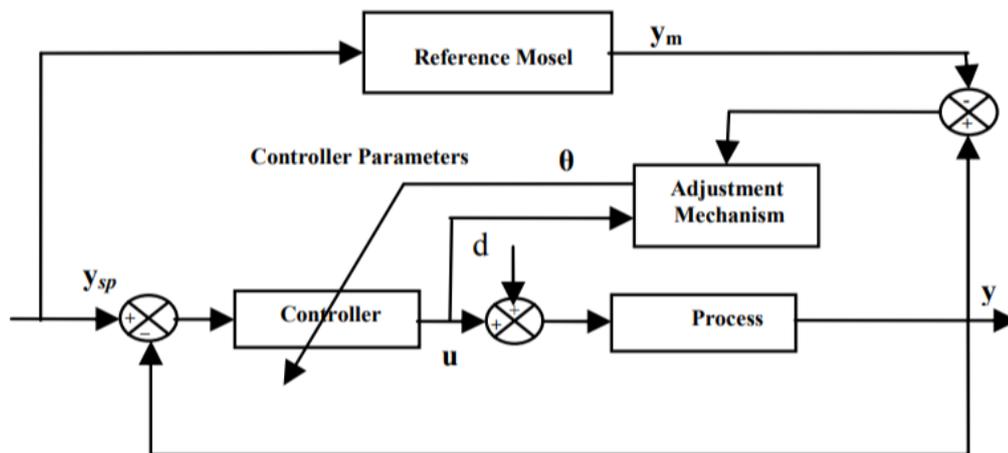


Figura 14 - Diagrama de blocos de sistema adaptativo por modelo de referência genérico

Fonte: (ANBU; JAYA, 2016, p. 1)

#### 6.4 SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME

A teoria Synchronous Reference Frame (Quadro de referencial síncrono, do inglês) – SRF, é uma técnica muito utilizada no controle de sistemas trifásicos. Ela se baseia na Transformada de Park, dada pela seguinte matriz de transformação.

$$T_{abc \rightarrow dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot [I_a \ I_b \ I_c]$$

A representação gráfica de um sistema AC é normalmente feita por meio de fasores. Um fasor é um vetor  $V$  que gira seguindo uma frequência  $\omega$  do sistema sobre coordenadas fixas com 2 eixos, o dos números reais e o dos imaginários. Esse vetor é projetado sobre cada um desses eixos formando 2 componentes, expressas em função do ângulo  $\Phi$  formado entre ele e o eixo dos números reais. Para sistemas trifásicos utilizam-se 3 fasores, a, b e c dispersos  $120^\circ$  entre si. Denomina-se esse método de representação como referencial abc.

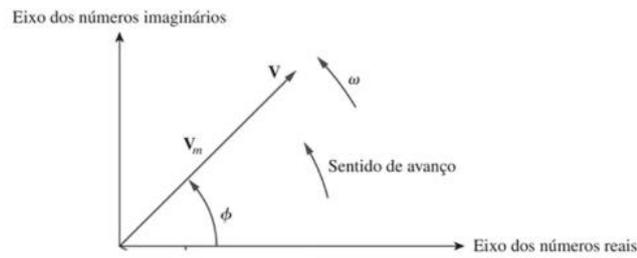


Figura 15 - Representação fasorial

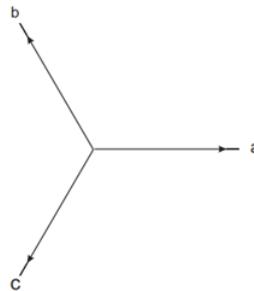


Figura 16 - Representação fasorial de rede trifásica

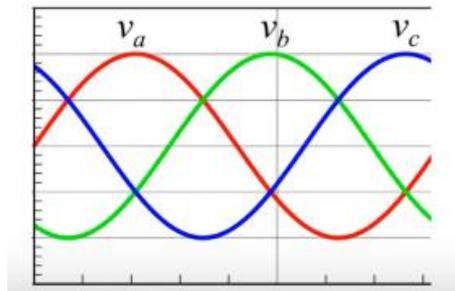


Figura 17 - Sinal trifásico

O referencial dq0 é também composto por um fasor  $V$  girando em frequência  $\omega$  do sistema, porém ao invés dos 2 eixos fixos real e imaginário, utiliza-se 2 fasores,  $d$  (direto) e  $q$  (quadratura), com um ângulo de  $90^\circ$  entre si que também giram em frequência  $\omega$ . A projeção do vetor  $V$  sobre os eixos girantes  $d$  e  $q$  geram 2 componentes contínuas.

Esse referencial usa uma analogia com máquinas elétricas síncronas com estator e rotor. Nesses tipos de equipamentos um campo magnético girante é criado pelo estator da máquina. O campo magnético do estator induz uma corrente elétrica

nas bobinas do rotor, gerando um campo magnético constante que, ao interagir com o campo do estator, faz o rotor girar sincronizadamente com o mesmo.

O fasor  $d$  acompanha o giro do rotor e o fasor  $V$  acompanha o campo magnético girante do estator. Em regime permanente, esses 2 movimentos possuem a mesma frequência, gerando um ângulo  $\delta$  constante entre eles. Assim, a projeção de  $V$  sobre os fasores  $d$  e  $q$  não se altera.

Caso haja alguma modificação no sistema, correspondente a uma mudança de velocidade ou carga para a analogia de máquinas síncronas, haverá um tempo em que as frequências desses movimentos não será igual, alterando o ângulo  $\delta$  entre os mesmos. Essa alteração provocará uma mudança na projeção de  $V$  sobre os fasores  $d$  e  $q$ .

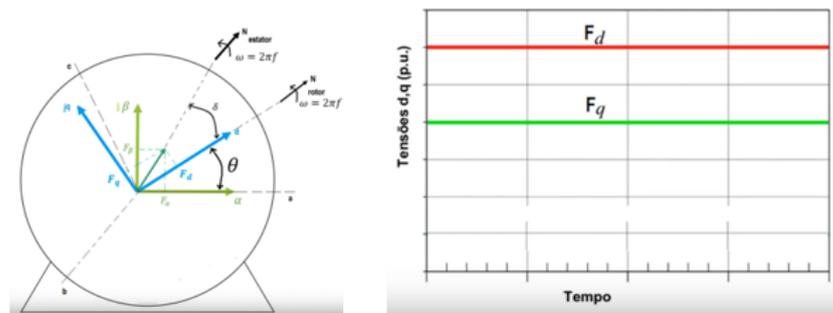


Figura 18 – Representação fasorial e gráfica de sinal trifásico em coordenadas 0dq

A Transformada de Clarke realiza a passagem do referencial abc para dq0. As vantagens de se trabalhar no referencial dq0 são a utilização de apenas 2 componentes,  $d$  e  $q$ , para o caso de sistemas com cargas balanceadas, ao invés das 3 utilizadas no referencial abc. Somado a isso, o fato dessas 2 componentes serem contínuas e terem valores constantes em regime permanente, possibilitando a utilização de controladores lineares.

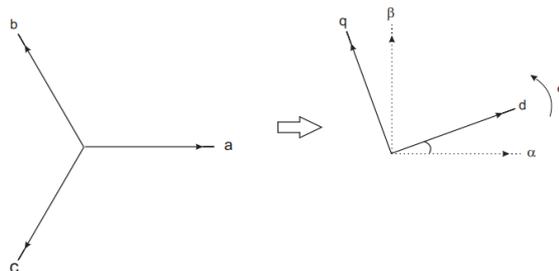


Figura 19 - Representação da transformação de coordenadas abc para dq0

## 6.4 MATLAB

Para simulação do sistema será utilizado o *software* Matlab. O nome deste programa consiste num acrônimo para *Matrix Laboratory* (Laboratório de matrizes, traduzido do inglês) e é muito usado para soluções de problemas matemáticos, científicos e tecnológicos. O Matlab usa como propriedade fundamental as matrizes para sua estrutura de dados, o que o torna bastante utilizado em estudos com alto nível de cálculo matricial.

Além de suas funções básicas, o Matlab conta com uma grande quantidade de extensões. Os mais diversos campos de estudo são abrangidos tais como sistemas de controle, processamento digital de imagens, finanças, estatísticas e sistemas biológicos.

O Simulink é uma das principais extensões do Matlab e funciona como uma interface gráfica de desenvolvimento de sistemas, com o uso de blocos. Cada bloco representa um componente do sistema, descrita internamente por equações diferenciais. Ao interligar os blocos e realizar operações matemáticas entre eles, é possível realizar estudos sobre a performance de sistemas complexos.

Devido a teoria de sistemas de controle utilizar largamente a representação de sistemas por diagramas de blocos, o Simulink torna-se uma ótima ferramenta para essa aplicação.

## 7 MATERIAIS E MÉTODOS

Este trabalho será uma pesquisa aplicada, com objetivo de realização de uma pesquisa exploratória e explicativa sobre o material bibliográfico e de laboratório adquiridos sobre o assunto. Serão utilizados como procedimentos técnicos a pesquisa bibliográfica e experimental. Como método de abordagem, será utilizado o hipotético-dedutivo e em sua elaboração será seguido o método de procedimento monográfico. Para a coleta de dados utilizar-se-á a documentação indireta e a análise e interpretação dos dados será de maneira qualitativa.

As principais áreas para pesquisa bibliográfica são sistemas de controle adaptativo, sistemas eletrônicos de potência e simulação de sistemas com Matlab.

A simulação do sistema a ser desenvolvido será feita no ambiente Simulink do *software* Matlab versão R2018a. Este *software* foi utilizado devido ao enorme poder de processamento e à facilidade em se trabalhar com sistemas de controle.

A primeira etapa do trabalho será a modelagem matemática do sistema. Para o estudo do funcionamento e controle de sistemas, a definição de equações diferenciais que descrevem o comportamento matemático é de suma importância. Estas equações serão utilizada para a configuração do diagrama de blocos no Simulink.

A segunda etapa consiste no projeto dos controladores CAMR e PID. A escolha do modelo a ser utilizado como referência para o controlador e dos ganhos do controlador PID é uma etapa crucial, pois deve refletir todos os comportamentos desejados para o sistema. Em seguida, deve-se aplicar a teoria de estabilidade de Lyapunov para determinar o mecanismo de adaptação dos ganhos do controlador CAMR e garantir a estabilidade assintótica do sistema.

A terceira etapa consiste no teste dos controladores projetados na planta composta pela modelagem matemática do sistema. Aqui será analisada a performance dos controladores para possíveis melhorias para as próximas etapas.

Em seguida, será criado um modelo do circuito para a implementação no Simulink. Através da ligação entre os blocos que representam os componentes do sistema, como fontes de tensão, impedâncias, retificadores, etc e os blocos referentes a funções matemáticas criar-se-á uma interface para o teste dos controladores projetados. Nesta etapa analisar-se-á a performance do circuito simulado quanto as

suas frequências harmônicas, utilizando os fatores de qualidade THD, DF e IPF e ao formato de onda de corrente na carga.

A última etapa consiste em implementar os controladores projetados e o filtro ativo na simulação do circuito no simulink e analisar os resultados do controlador seguindo os mesmos critérios anteriores.

## 8 Metodologia

O projeto de sistemas de controle é composto por etapas de cálculos e de simulações. Para ambas as etapas será utilizado o software Matlab versão R2018a.

Será utilizado para a etapa de projeto do controlador adaptativo e PID o modelo matemático do filtro ativo de potência e do barramento CC do mesmo, representado em funções de transferências. A implementação final do controlador será feita em uma simulação via Simulink de uma rede elétrica trifásica com um retificador trifásico de ponte completa. A escolha do retificador trifásico como carga não-linear se deve a este ser um circuito utilizado em várias aplicações.

O sistema de controle deverá receber dados da rede elétrica, calcular as componentes harmônicas presentes na mesma e enviar um sinal PWM para o inversor fonte de tensão, que introduzirá correntes compensadoras de harmônicos na rede através da tensão gerada pelo mesmo.

### 8.2 Modelagem matemática

As etapas da modelagem matemática do sistema seguem conforme realizadas por (BRAZ, 2010)

O esquema de uma rede elétrica com carga não-linear pode ser visto na figura 20. As fases da rede são representadas pelo subscrito  $k=1,2$  e  $3$  nas variáveis do sistema.

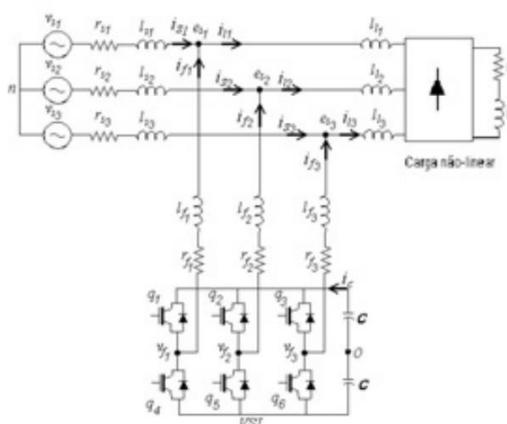


Figura 20 - Rede elétrica trifásica com carga não linear e filtro ativo paralelo

Fonte: (BRAZ, 2010, p. 9)

A alimentação da rede é formada de 3 fontes de tensão  $V_{sk}$  e corrente de linha  $I_{sk}$ . Uma impedância da fonte de tensão é implementada através dos resistores e indutores  $r_{sk}$  e  $l_{sk}$ . O filtro ativo paralelo é conectado à rede no ponto de acoplamento comum através de indutâncias de interconexão formadas pelos indutores  $L_{fk}$  e  $R_{fk}$ . A ligação da carga não-linear com a rede foi feita a partir de indutores  $l_{lk}$ , responsáveis por reduzir a derivada de corrente da carga. Por fim, na saída da carga não-linear adicionou-se uma carga RL.

Este sistema possui 2 componentes principais não lineares, os quais podem ser modelados como fontes de corrente e tensão.

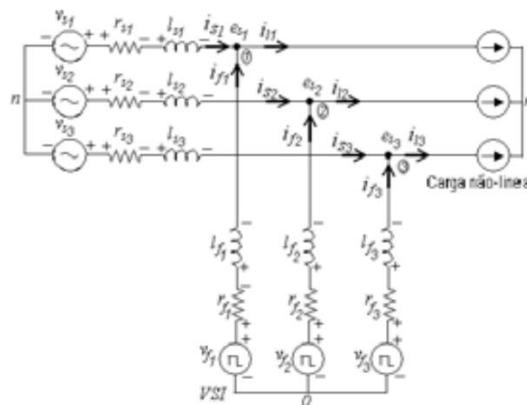


Figura 21 - Representação equivalente de rede elétrica trifásica com carga não-linear e filtro ativo paralelo

Fonte: (BRAZ, 2010, p. 9)

### 8.1.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DA MALHA DE CORRENTE

Aplicando-se a Lei de Kirchoff das tensões obtém-se:

$$V_{sk} - r_{sk} * i_{sk} - l_{sk} * \frac{dF_k}{dt} - V_{fk} + V_{n0} = 0$$

O termo  $V_{n0}$  é a diferença de potencial elétrico entre o 0 e o neutro da fonte.

Aplicando-se a Lei de Kirchoff das tensão tem-se:

$$I_{sk} = I_{lk} - I_{fk}$$

Visto que o circuito em questão é equilibrado, ou seja  $r_{s1} = r_{s2} = r_{s3} = r_s$ ,  $l_{s1} = l_{s2} = l_{s3} = l_s$ ,  $r_{f1} = r_{f2} = r_{f3} = r_f$  e  $l_{f1} = l_{f2} = l_{f3} = l_f$ , temos:

$$V_{sk} - \left( r_s I_{lk} + L_s \frac{dI_{lk}}{dt} \right) + (r_f + r_s) i_{f1} + (L_f + L_s) \frac{dI_{fk}}{dt} - V_{fk} + V_{n0} = 0$$

Estabelece-se  $r_t = r_s + r_f$  e  $L_t = L_s + L_f$ :

$$V_{fk} - V_{n0} - V_{sk} + \left( r_s I_{lk} + L_s \frac{dI_{lk}}{dt} \right) = r_t I_{fk} + L_t \frac{dI_{fk}}{dt}$$

Os termos  $\left( r_s I_{lk} + L_s \frac{dI_{lk}}{dt} \right)$  são equivalentes a fontes de tensão e representam o efeito da carga não-linear. Define-se  $u_{lk} = r_s I_{lk} + L_s \frac{dI_{lk}}{dt}$  resultando em:

$$V_{fk} - V_{n0} - V_{sk} + u_{lk} = r_t i_{f1} + L_t \frac{dI_{fk}}{dt}$$

Para obter um modelo de primeira ordem desse sistema trata-se  $u_{lk}$ ,  $V_{n0}$  e  $V_{sk}$  como perturbações pelo sistema de controle. Faz-se então:

$$V'_{fk} = V_{fk} - V_{sk} - V_{n0} + u_{lk}$$

Substituindo esses valores e expandindo as equações para  $k=1, 2$  e  $3$  tem-se:

$$V'_{f1} = r_t i_{f1} + L_t \frac{dI_{f1}}{dt}$$

$$V'_{f2} = r_t i_{f2} + L_t \frac{dI_{f2}}{dt}$$

$$V'_{f3} = r_t i_{f3} + L_t \frac{dI_{f3}}{dt}$$

E por fim na representação matricial:

$$\begin{aligned} & [V'_{f1} \ V'_{f2} \ V'_{f3}] \\ & = [r_t \ 0 \ 0 \ 0 \ r_t \ 0 \ 0 \ 0 \ r_t] [i_{f1} \ i_{f2} \ i_{f3}] \\ & + [L_t \ 0 \ 0 \ 0 \ L_t \ 0 \ 0 \ 0 \ L_t] \frac{d}{dt} [i_{f1} \ i_{f2} \ i_{f3}] \end{aligned}$$

Aplica-se agora a transformada de Clarke transformando o sistema de referências abc para dq0.

$$\begin{aligned}x_{123} &= Ax_{0dq} \\x_{0dq} &= A^{-1}x_{123} \\A^{-1} &= A^T\end{aligned}$$

A matriz  $A^{-1}$  é a matriz de transformação do sistema de coordenadas 123 para 0dq, onde.

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\omega t) - \frac{\sin(\omega t)}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}[V'f_0 \ V'f_d \ V'f_q] &= A^{-1} \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} A \begin{bmatrix} i_f & 0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &+ A^{-1} \begin{bmatrix} l & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} (A \begin{bmatrix} i_f & 0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix})\end{aligned}$$

O termo derivativo da parte direita da expressão acima se trata de uma derivação do produto de 2 funções, sendo necessário utilizar a regra da cadeia.

$$\begin{aligned}[V'f_0 \ V'f_d \ V'f_q] &= A^{-1} \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} A \begin{bmatrix} i_f & 0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &+ A^{-1} \begin{bmatrix} l & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l \end{bmatrix} \frac{dA}{dt} \begin{bmatrix} i_f & 0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &+ A^{-1} \begin{bmatrix} l & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l \end{bmatrix} A \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_f & 0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}\end{aligned}$$

A derivada da matriz transformação é:

$$\frac{dA}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \sin(\omega t) & -\omega \cos(\omega t) & 0 \\ -\omega \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\omega \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ -\omega \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\omega \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Substituindo em X tem-se:

$$\begin{aligned}
[V'f_0 \ V'fd \ V'fq] &= [rt \ 0 \ 0 \ 0 \ rt \ 0 \ 0 \ 0 \ rt] [if_0 \ ifd \ ifq] \\
&+ [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -\omega lt \ 0 \ \omega lt \ 0] [if_0 \ ifd \ ifq] \\
&+ [lt \ 0 \ 0 \ 0 \ lt \ 0 \ 0 \ 0 \ lt] \frac{d}{dt} [if_0 \ ifd \ ifq]
\end{aligned}$$

Visto que o sistema é trifásico balanceado tem-se que  $if_0 = if_1 + if_2 + if_3 = 0$ .  
Reduz-se a expressão matricial para:

$$\begin{aligned}
[V'fd \ V'fq] &= [rt \ 0 \ 0 \ rt] [ifd \ ifq] + [0 \ -\omega lt \ \omega lt \ 0] [ifd \ ifq] \\
&+ [lt \ 0 \ 0 \ lt] \frac{d}{dt} [ifd \ ifq]
\end{aligned}$$

Transformando esse sistema para o domínio da frequência utilizando a transformada de Laplace:

$$\begin{aligned}
[V'fd(s) \ V'fq(s)] &= [rt \ 0 \ 0 \ rt] [ifd(s) \ ifq(s)] + [0 \ -\omega lt \ \omega lt \ 0] [ifd(s) \ ifq(s)] \\
&+ [lt \ 0 \ 0 \ lt] s [ifd(s) \ ifq(s)]
\end{aligned}$$

Resolvendo esse sistema encontramos as seguintes funções de transferência.

$$Ifd(s) = \frac{1}{lt} \frac{Vfd''(s)}{s + \frac{rt}{lt}}$$

$$Ifq(s) = \frac{1}{lt} \frac{Vfq''(s)}{s + \frac{rt}{lt}}$$

$$\begin{aligned}
Vfd'' &= Vfd' + \omega lt Ifq \\
Vfd'' &= Vfd - Vsd + Uld
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Vfq'' &= Vfq' + \omega lt Ifd \\
Vfq'' &= Vfq - Vsq + Ulq
\end{aligned}$$

$Vf'dq$  são termos que representam um acoplamento entre os eixos direto e de quadratura. De forma a eliminar essa conexão introduz-se os termos  $Vfd$  e  $Vfq$  assumam os seguintes valores:

$$V_{fd} = V_{f''d} + V_{sd} - U_{ld} - \omega l_t I_{fd}$$

$$V_{fq} = V_{f''q} + V_{sq} - U_{lq} - \omega l_t I_{fq}$$

O modelo matemático de  $I_{fdq}/V_{fdq}$  pode ser representado visualmente pela figura 22.

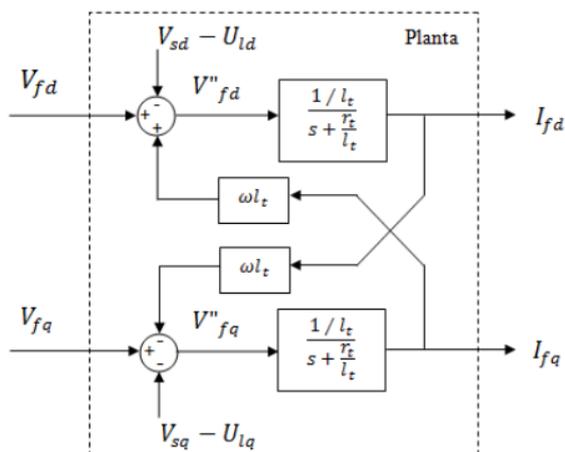


Figura 22 - Modelo matemático do filtro em coordenadas 0dq

Fonte: (BRAZ, 2010, p. 15)

### 8.1.2 MODELAGEM MATEMÁTICA DA MALHA DE TENSÃO

A malha de controle de tensão é composta apenas pelo capacitor C. Um modelo realista de um capacitor é composto pelo próprio capacitor em paralelo com uma resistência  $R_{cp}$ .

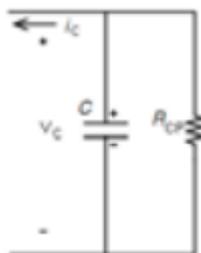


Figura 23 - Circuito do barramento CC

Fonte: (BRAZ, 2010, p. 16)

Aplicando-se a Lei de Kirchoff das correntes obtém-se a seguinte expressão diferencial:

$$c \frac{dVc}{dt} + \frac{vc}{Rcp} = ic$$

$I_c$  é a corrente do capacitor e é dada pela soma do resultado do chaveamento das correntes das 3 fases do filtro. A função que representa o chaveamento realizado pelo filtro é  $f_k$ . Dessa forma:

$$ic = [f1 \ f2 \ f3] [if1 \ if2 \ if3]$$

Escrevendo esse sistema no referencial 0dq tem-se:

$$ic = [f0 \ fd \ fq] [if0 \ ifd \ ifq]$$

Como o sistema é balanceado, a componente 0 não realiza nenhuma contribuição para o mesmo, podendo ser desconsiderada. Analisa-se então a entrada e saída de potência nesse conversor.

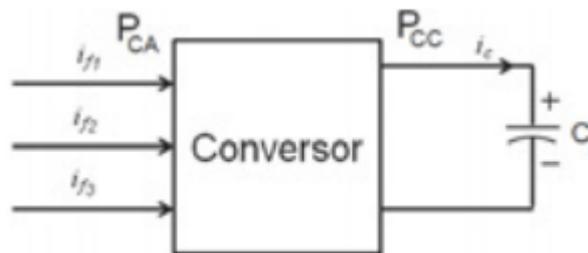


Figura 24 - Representação gráfica da transferência de potência pelo filtro ativo

Fonte: (BRAZ, 2010, p. 17)

Desprezando-se as perdas internas do conversor pode-se assumir o seguinte:

$$PCA = PCC$$

Calculando-se os valores médios da potência para a entrada e a saída:

$$Vf1 If1 + Vf2 If2 + Vf3 If3 = Vd Ifd + Vq Ifq$$

Para uma rede com as tensões de fonte primária balanceadas as tensões  $Vd$  e  $Vq$  são dadas em função de  $Vp$ , o valor de pico da tensão de fase da fonte primária e  $Vc^*$  é a tensão de referência do barramento CC:

$$Vd = \sqrt{\frac{3}{2}} Vp$$

$$Vq = 0$$

$$Vf1 = (2f1 - 1) \frac{Vc^*}{2}$$

$$Vf2 = (2f2 - 1) \frac{Vc^*}{2}$$

$$Vf3 = (2f3 - 1) \frac{Vc^*}{2}$$

Substituindo essas expressões na expressão X obtém-se:

$$\frac{Vc^*}{2} [(2f1 - 1)if1 + (2f2 - 1)if2 + (2f3 - 1)if3] = \sqrt{\frac{3}{2}} Vp ifd$$

Agrupando os termos semelhantes, dividindo ambos os lados da equação por  $Vc^*$  e comparando com o lado direito da expressão Y conclui-se que:

$$f1 if1 + f2 if2 + f3 if3 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{Vp}{Vc^*} ifd$$

$$fd = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{Vp}{Vc^*}$$

$$ifq = 0$$

Dessa forma a expressão do barramento CC de ic é reduzida para:

$$ic = fd ifd$$

Dessa forma a equação diferencial se torna:

$$c \frac{dVc}{dt} + \frac{Vc}{rcp} = fd ifd$$

Utilizando a transformada de La Place obtém-se a função de transferência do barramento CC:

$$\frac{Vc}{Fd Ifd} = \frac{1/c}{s + \frac{1}{rcp c}}$$

## 8.2 ESQUEMA DAS MALHAS DE CONTROLE

Para efetuar o controle correto das correntes de filtro a serem injetadas na rede elétrica é necessário estabilizar a tensão CC sobre o capacitor presente no barramento CC, que serve de alimentação para o VSI. Ambas as variáveis são controladas pela tensão do filtro Vf, gerada pela atualização do PWM imposto sobre os transistores do VSI. O valor instantâneo dessas duas variáveis é constantemente atualizado e comparado aos valores de referência ideais.

No barramento CC, o valor de referência utilizado para a tensão no capacitor escolheu-se 300V. Tal valor é suficiente para fornecer ao filtro a tensão necessária para compensação das distorções harmônicas da rede.

A malha de controle da corrente do filtro recebe a corrente de referência calculada *on-line* através da leitura do valor da corrente na carga II. Esse sinal é passado para o referencial 0dq.

Para que a transformação para as coordenadas 0dq seja calculada corretamente, é necessário o conhecimento do ângulo de fase instantâneo da rede,  $\omega t$ . Utiliza-se então um *Phased Locked Loop* (PLL). O PLL utiliza da leitura das tensões da rede, transformadas para o referencial 0dq utilizando o ângulo  $\omega t^*$  calculado através da integração da frequência angular  $\omega^*$ . Caso a frequência  $\omega^*$  seja idêntica a frequência  $\omega$  da rede, o sinal resultante será constante. Para aumentar a precisão do PLL, compara-se a componente de quadratura Vq da tensão com o

referencial 0. O erro dessa comparação é alimentado a um controlador PI para forçar o erro a 0 e o ângulo  $\omega t^*$  ser igual a  $\omega t$ .

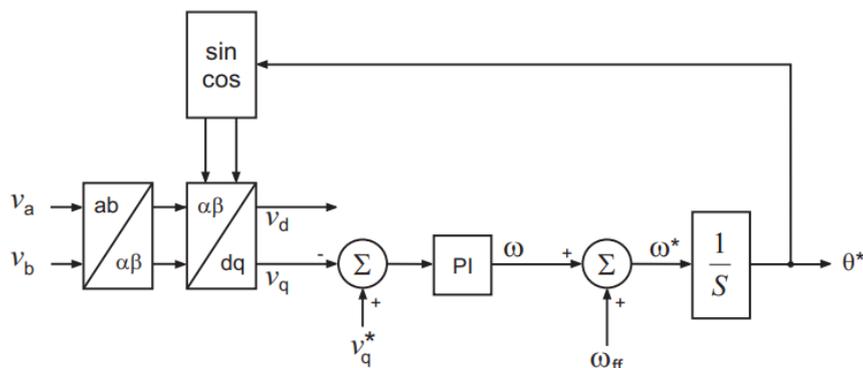


Figura 25 - Diagrama de blocos do PLL

Fonte: (LIMONGI, 2006, p. 54)

A finalidade de fazer a leitura da corrente na carga no referencial 0dq é que nesse referencial a frequência natural do sistema é dado pela componente DC do sinal, simbolizada por  $I_{dq-}$ , enquanto que as componentes harmônicas são dados pela componente AC, simbolizada por  $I_{dq~}$ .

Dessa forma, para calcular o valor dos harmônicos presentes na rede elétrica, basta-se filtrar essa componente AC por meio de um filtro passa-baixa, extraíndo a componente AC do sinal e subtraindo essa componente do sinal original. Com esse processo o sinal resultante é composto somente pela componente AC, as correntes harmônicas. Essas correntes são simbolizadas por  $I_{dq}^*$  e serão utilizados como as referências para o controlador

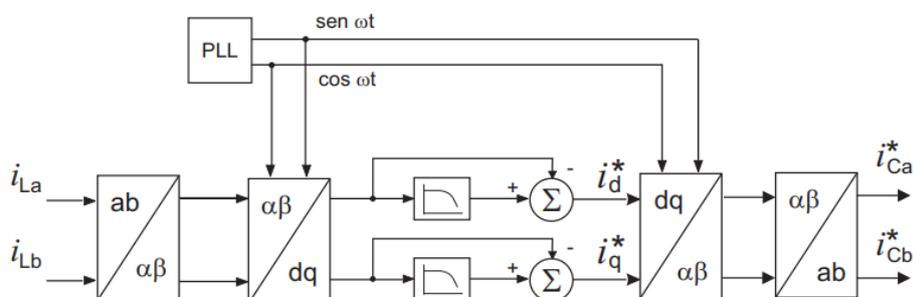


Figura 26 - Diagrama de blocos do esquema de extração de harmônicos

Fonte: (LIMONGI, 2006, p. 49)

### 8.3 PROJETO DOS SISTEMAS DE CONTROLE

O sistema de controle do filtro ativo é composto por 2 partes, a malha externa de controle da tensão do capacitor do barramento CC e a malha interna de controle das correntes do filtro ativo no barramento AC.

Visto que não é possível prever as características aleatórias das cargas não-lineares que podem ser conectadas a rede, na malha de controle da corrente do filtro é implementado o controlador adaptativo por modelo de referência utilizando a teoria de estabilidade de Lyapunov. A escolha do modelo de referência deve ser feita de modo que ela possua as características desejáveis para a planta, que pela modelagem matemática, é de primeira ordem.

Para a malha de controle da tensão do capacitor, será utilizado o controlador clássico PI. Isso se deve à não necessidade de se aplicar uma técnica adaptativa nesta malha vide os parâmetros da planta, capacitância C e resistência rcp, serem todos conhecidos e constantes. O controlador PI possui as componentes proporcional e integral ao erro, que buscam tornar o regime transitório mais rápido e eliminar o erro em regime permanente.

#### 8.3.1 PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DA MALHA DE CORRENTE

O modelo é dado como um sistema dinâmico de primeira ordem cujo formato é representado pela seguinte equação :

$$\frac{dym}{dt} = -am ym + bm uc$$

Nessa equação ym e uc referem-se à saída e entrada do modelo e as componentes am e bm são coeficientes que descrevem a dinâmica do mesmo. O processo a ser controlado é dado então pela equação :

$$\frac{dy}{dt} = -ay + bu$$

A ausência do m e do c é somente para diferenciar as variáveis do modelo e as da planta. A diferença entre o valor da saída da planta real e a de referência será o erro do sistema que poderá ser visto e utilizado pelo controlador (AMPSEFIDIS; BIALASIEWICZ; WALL, 1993).

$$e = y - ym$$

Este erro deve tornar-se zero à medida que a planta real comece a agir igual à referência. Isto é feito por meio da atualização constante dos ganhos do controlador  $u(t)$  que são ajustados pela lei de atualização de ganhos. Para a sua estrutura, é escolhida a seguinte topologia :

$$u(t) = \theta_1 uc(t) - \theta_2 y(t)$$

Os ganhos adaptativos são dados por  $\Theta_1$  e  $\Theta_2$ . Para que o erro seja zero, estima-se o valor desses ganhos através da equação de derivada do erro :

$$\frac{de}{dt} = -am - (b\theta_2 + a - am)y + (b\theta_1 - bm)uc$$

De onde tira-se que para esta derivada zerar os ganhos adaptativos devem ser iguais aos seguintes valores:

$$\theta_1 = \frac{bm}{b}$$

$$\theta_2 = \frac{am - a}{b}$$

Para definição das leis de atualização dos ganhos do controlador serão utilizados o Critério de estabilidade de Lyapunov e o Lema de Barbalat. A utilização desses estudos garante que o sistema seja assintoticamente estável e que o erro diminua a zero. Para que isso ocorra, basta que seja possível determinar uma função de energia - denominada Função de Lyapunov – definida positiva com a sua primeira derivada em relação ao tempo sendo uma função negativa definida ou semidefinida e uniformemente contínua.

Ao aplicar o critério de Lyapunov, será estudado a derivada da função de energia que depende dos ganhos adaptativos do controlador e de outros parâmetros do sistema. Caso esses valores sejam limitados, é possível garantir, pelo Lema de Barbalat, que o erro do sistema convergirá para zero (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1995). Introdz-se então a seguinte função de energia candidata a ser função de Lyapunov:

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = 1/2(e^2 + \frac{1}{b\Upsilon} (b\theta_2 + a - am)^2 + \frac{1}{b\Upsilon} (b\theta_1 - bm)^2)$$

Essa função somente tem valor zero quando o erro  $e$  é zero e os ganhos do controlador são iguais aos valores ideais. Sendo a sua derivada igual a :

$$\frac{dV}{dt} = -ame^2 + \frac{1}{\Upsilon} (b\theta_2 + a - am) \left( \frac{d\theta_2}{dt} - \Upsilon ye \right) + 1/\Upsilon (b\theta_1 - bm) \left( \frac{d\theta_1}{dt} + \Upsilon uce \right)$$

Caso a equação acima for definida ou semidefinida negativa e uniformemente contínua ela será uma função de Lyapunov do sistema. Fazendo-se os ganhos do controlador igual a :

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma u e$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \gamma y e$$

A derivada da função de energia torna-se :

$$\frac{dV}{dt} = -a m e^2$$

Essa derivada pode então ser caracterizada como negativa e semi-definida, o que implica em  $V(t)$  ser uma função decrescente e o erro  $e$  e os ganhos do controlador  $\theta_1$  e  $\theta_2$  serem limitados. Com esse resultado a saída do sistema  $y=e+ym$  também será limitada, confirmando a função  $\frac{dV}{dt}$  como uniformemente contínua pelo Lema de Barbalat e  $V$  como função de Lyapunov.

Com esses resultados obtém-se a seguinte estrutura de controle conforme a figura 4.

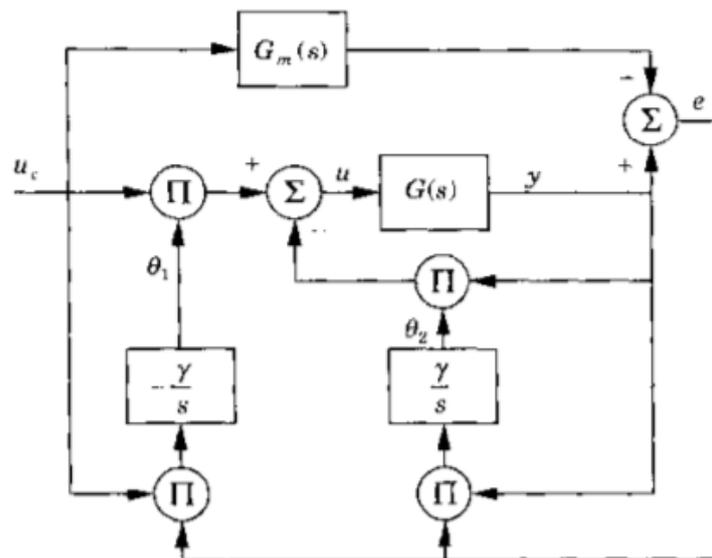


Figura 27 - Diagrama de blocos de sistema com CAMR

Fonte: (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1995, p. 208)

O modelo de referência  $G_m(s)$  utilizado para o controle da planta deve ser de mesma ordem do sistema original, logo primeira ordem.

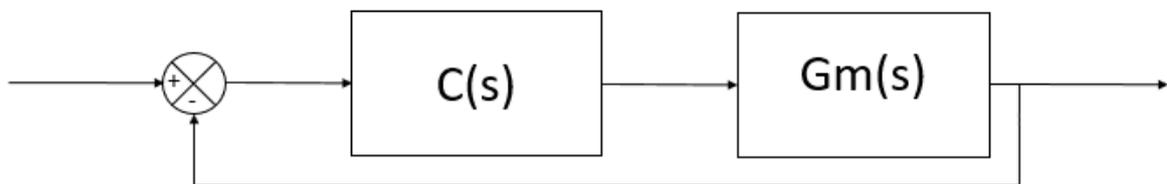
Uma função de transferência de primeira ordem possui o seguinte formato:

$$\frac{K}{\tau s + 1}$$

Onde  $K$  é o ganho e  $\tau$  é a constante de tempo do sistema.

Devido ao alto grau de não-linearidades do sinal de entrada, um sistema de primeira ordem em malha aberta não é suficiente para seguimento, da referência.

Dessa forma adiciona-se ao modelo de referência um controlador  $C$  de ganho  $K_c$  e fecha-se a malha em volta dos dois. Para que o modelo tenha melhor seguimento da referência é necessário aumentar o ganho  $K_c$  do controlador.



Fazendo-se o ganho  $K_c$  do controlador suficientemente alto a função de transferência em malha fechada dada por :

$$FTMF = \frac{C G_m}{1 + C G_m}$$

é aproximada por um ganho unitário, visto que o termo  $1 + C G_m$  poderá ser representado por apenas  $C G_m$  e dessa forma o numerador e o denominador da função de transferência se simplificam.

### 8.3.1 PROJETO DO CONTROLADOR PID DA MALHA DE TENSÃO

A função de transferência do controlador PI é dada por :

$$G_c = \frac{K_p s + K_i}{s}$$

O modelo matemático da malha de tensão segue o formato de um sistema de primeira ordem da seguinte forma:

$$\frac{Vc'}{Ic} = \frac{b}{s+a}$$

onde  $b = 1/C$  e  $a = 1/rcpC$ . Fazendo-se  $C=2.2mF$  e  $rcp = 11k\Omega$  tem-se:

$$\frac{Vc'}{Ic} = \frac{455}{s+0.041}$$

Calculando-se a função de transferência de malha fechada do barramento CC com o controlador PI em série com a planta resulta em:

$$\frac{455Kps + 455Ki}{s^2 + (0.041 + 455Kp)s + 455Ki}$$

As características da planta são dadas pelos polos do polinômio característico. Visto que, uma planta de segunda ordem tem o seguinte formato:

$$\frac{\omega n^2}{s^2 + 2\omega n\zeta s + \omega n^2}$$

Escolhem-se  $\omega n$  e  $\zeta$  de forma que o percentual de sobressinal ( $Mp$ ) seja 5% e o tempo de assentamento seja de 0,03s. As equações que expressam o sobressinal  $Mp$  e o tempo de assentamento são dadas por:

$$Mp = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

$$ts \leq \frac{3}{\zeta\omega n}$$

Desta, retira-se que  $\zeta$  deve ser igual a 0,7 e  $\omega n$  igual a 143. Substituindo os valores calculados, o polinômico característico do sistema de segunda ordem se torna:

$$s^2 + 200 + 20449$$

Comparando com a equação característica da malha fechada do barramento CC com o controlador PI em série tiramos os valores de  $Kp$  e  $Ki$  como:

$$Ki=45 \text{ e } Kp = 0,43$$

## 8.4 IMPLEMENTAÇÃO NO SIMULINK

Com o controlador projetado, faz-se a implementação do mesmo no modelo simulado da planta real.

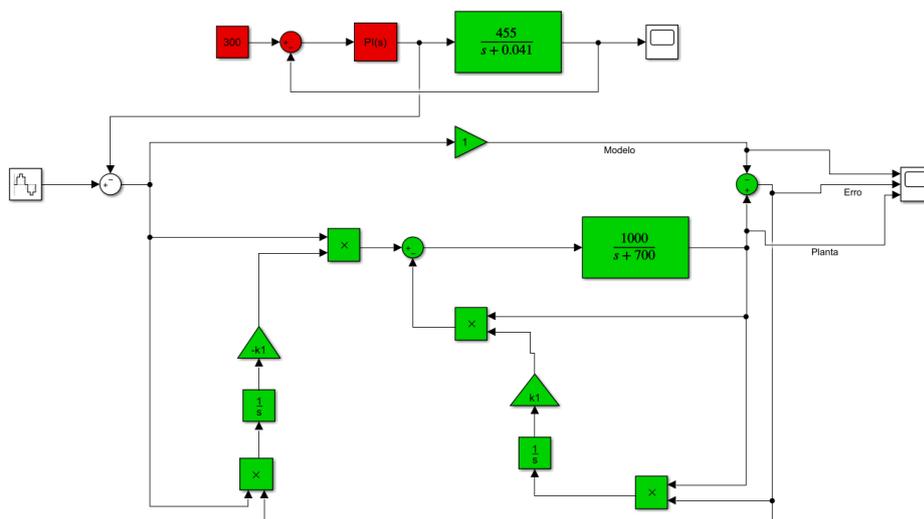


Figura 28 - Diagrama de blocos implementado no Simulink

O modelo no simulink foi dividido em 3 partes principais, planta, representado pelos blocos na cor azul, filtro ativo paralelo, representado pelos blocos na cor amarelo, e sistema de controle, representado pelos blocos na cor vermelha.

Utilizando os blocos da biblioteca *Simscape Power Systems Specialized Technology* monta-se a a planta, uma rede elétrica trifásica com carga não-linear. Utilizam-se os blocos configuráveis de cargas RLC série para representar as impedâncias da fonte, da carga e do filtro. Para a carga não-linear utiliza-se o bloco da ponte universal configurado para ponte de diodos trifásica em paralelo com uma carga RL, topologia clássica de um retificador trifásico sendo utilizado como fonte para uma carga RL.

As medições realizadas sobre as 3 partes principais da planta, fonte carga e filtro são feitas através dos blocos de medição trifásicos de tensão e corrente. Esses valores são armazenados em tags para diminuir a extensão das ligações do modelo, tornando-o mais organizado.

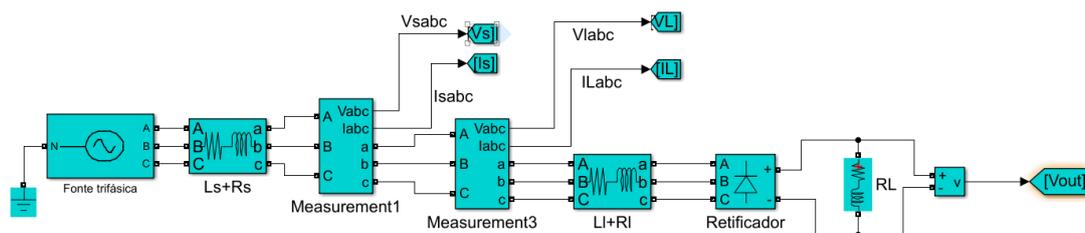


Figura 29 - Circuito de rede elétrica trifásica com retificador implementado no Simulink

O atuador do sistema, o filtro ativo paralelo, também é representado pelo bloco de ponte universal, porém configurado para transistores IGBT's. Em paralelo a esse bloco coloca-se o capacitor do barramento CC que serve como a fonte de alimentação do mesmo.

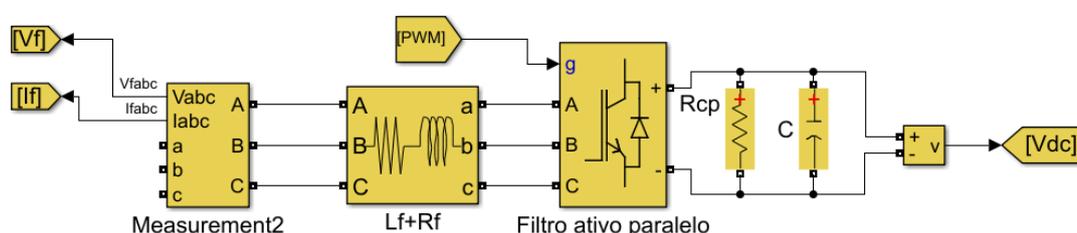


Figura 30 - Circuito do filtro ativo paralelo implementado no Simulink

O sistema de controle é formado pelos blocos que realizam os cálculos das correntes harmônicas de referência, os algoritmos de controle, o cálculo da tensão a ser gerada pelo filtro e o gerador de sinal PWM. A transformada de Park é aplicada por meio de 2 blocos, um que transforma os sinais das coordenadas abc para dq0 e o bloco para o PLL.

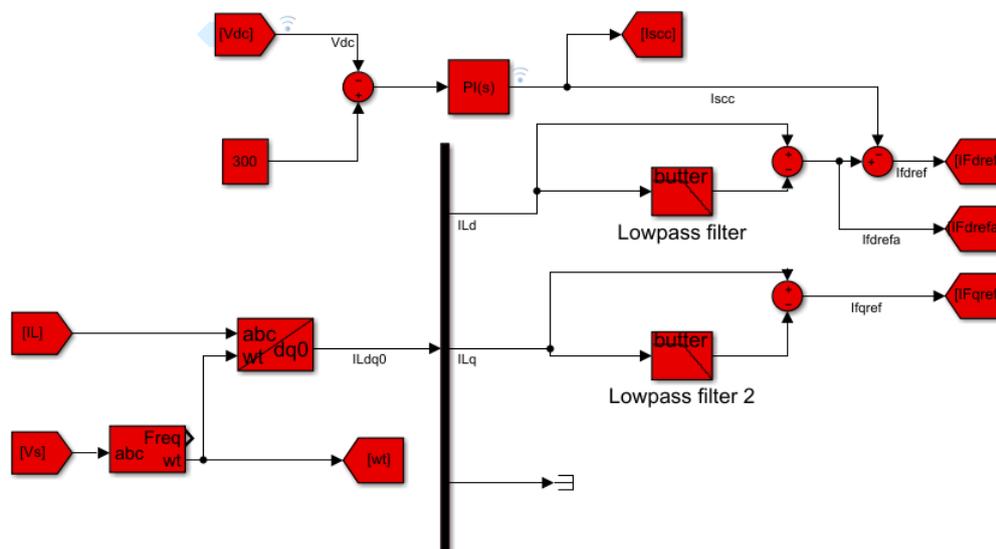


Figura 31 - Malha de controle do barramento CC e esquema de extração de harmônicas

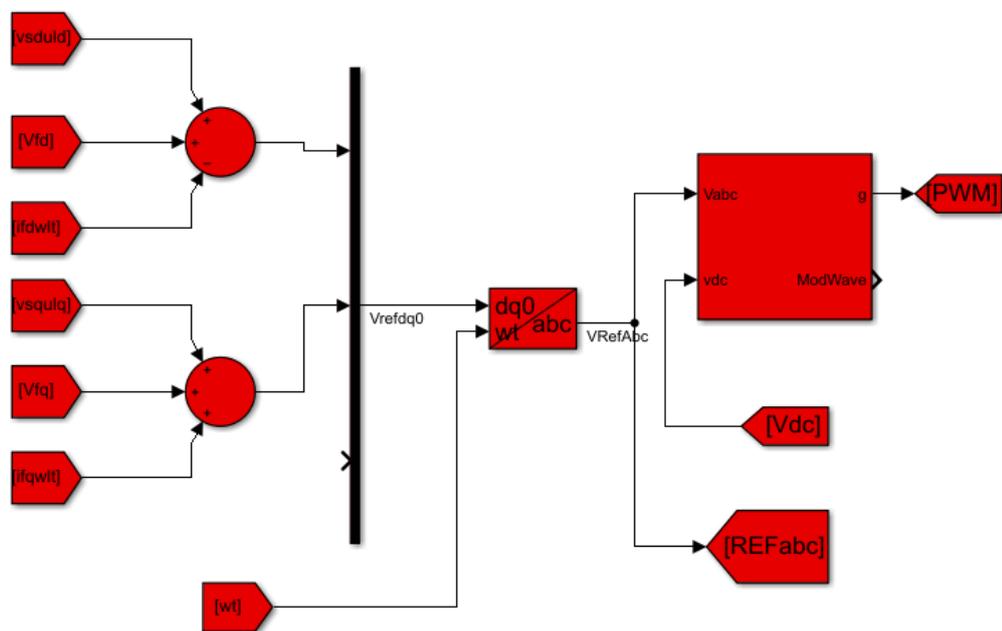


Figura 32 - Geração do sinal PWM a ser implantado no inversor

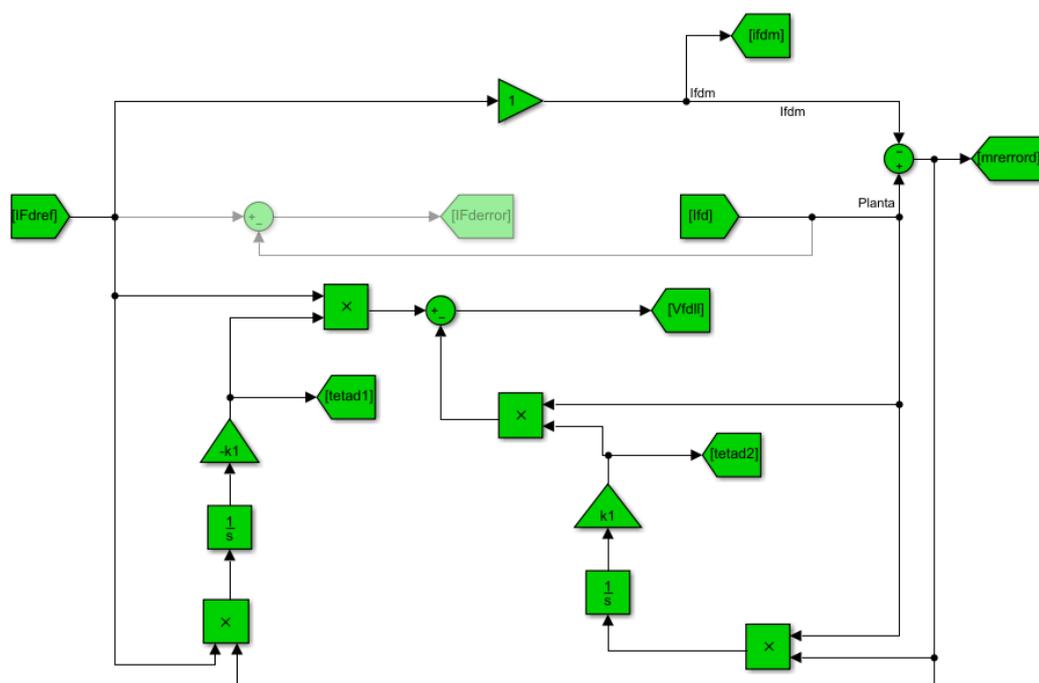


Figura 33 - MRAC da corrente do eixo direto do filtro

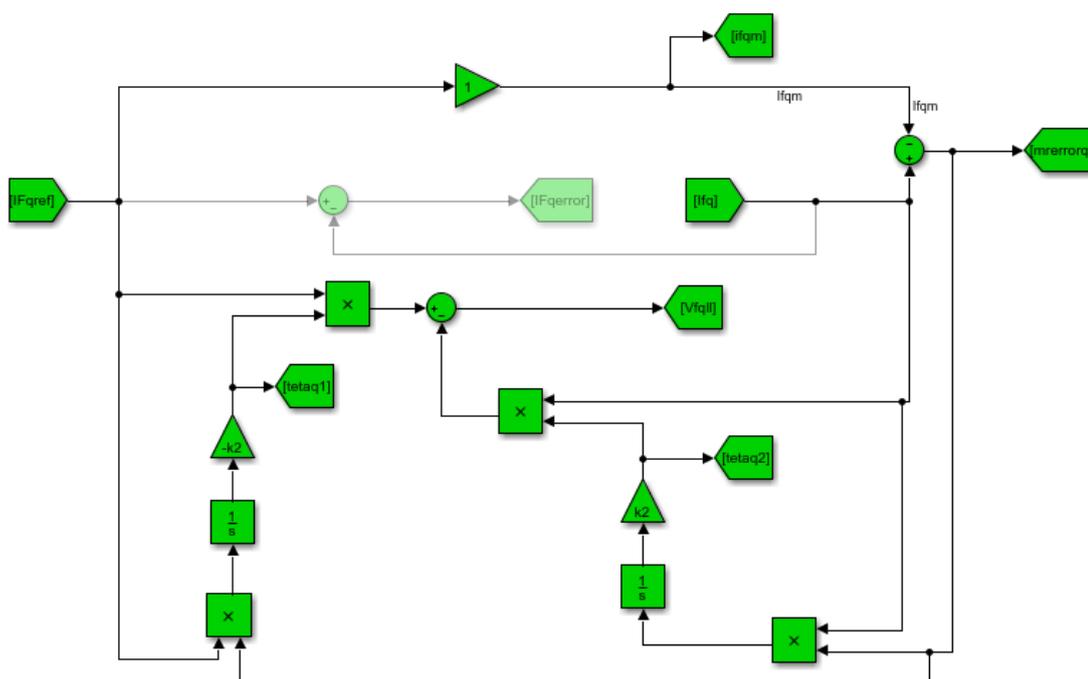


Figura 34 - MRAC da corrente do eixo de quadratura do filtro

## 9 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A partir da modelagem matemática do filtro, obtiveram-se duas funções de transferência de primeira ordem, uma para o barramento AC de controle da corrente do filtro e outra para o barramento CC de controle da tensão no capacitor. Essas

funções são descritas em termos das impedâncias de linha e de acoplamento com o filtro. Fazendo-se os valores desses componentes tais quais os presentes na tabela X chega-se nos seguintes sistemas.

$$\frac{Ifdq}{V''fdq} = \frac{1000}{s + 700} \quad \frac{V'c}{ic} = \frac{455}{s + 0.041}$$

Tabela 1 - Parâmetros da modelagem matemática

| Parâmetros | Valor   |
|------------|---------|
| Rs         | 0.6     |
| Ls         | 0.09 mH |
| Lf         | 0.91mH  |
| Rf         | 0.3     |
| C          | 2.2 mF  |
| Rcp        | 11k     |

Os controladores PID e adaptativo são então testados utilizando as funções de transferência da planta para entradas arbitrárias. O diagrama de blocos do sistema é descrito conforme a seguinte imagem.

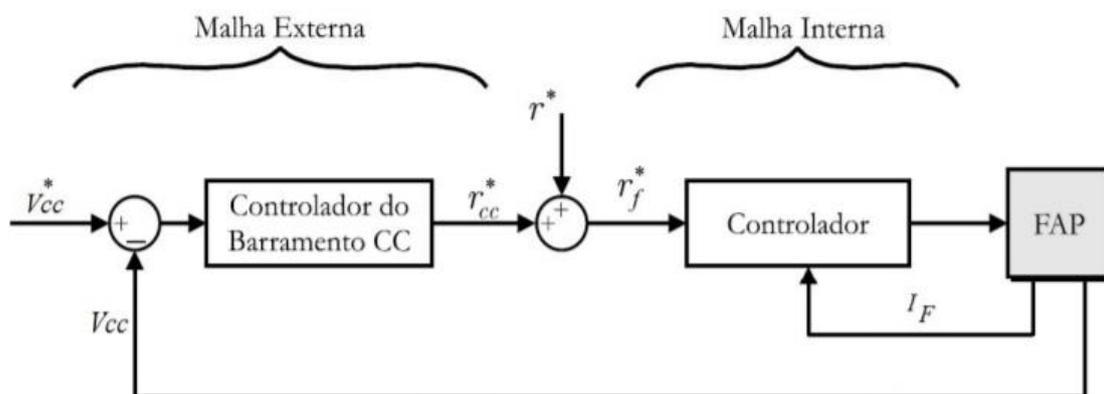


Figura 35 - Diagrama de blocos do sistema de controle

O controlador do barramento CC é um PID com ganhos  $K_p$  e  $K_I$  setados em 2,9 e 1950. A referência para este controlador é uma entrada degrau de 300V. A saída do controlador PID é um sinal de corrente e é adicionado à entrada do controlador de corrente da malha interna para gerar a sua referência.

A outra componente da entrada do controlador adaptativo é escolhida como uma senoide de alta frequência. Isso se deve pois, no referencial dq0 as correntes harmônicas são representadas pela parte oscilante das componentes  $I_{fd}$  e  $I_{fq}$ .

O controlador adaptativo é dado por  $u(t) = \theta_1 u_c(t) - \theta_2 y(t)$  onde  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são os ganhos adaptativos. Utilizando-se a teoria de Lyapunov desenvolve-se as leis de adaptação dos ganhos como:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_1}{dt} &= -\gamma u_c e \\ \frac{d\theta_2}{dt} &= \gamma y e \end{aligned}$$

. O modelo de referência é implementado como um sistema de primeira ordem com malha fechada e controlador de alto ganho, sendo aproximado por um ganho unitário.

Montando-se o diagrama de blocos no SIMULINK com as funções de transferências e os controladores, obtém-se:

O sistema é então simulado por 0.1 segundo e os resultados obtidos são os seguintes:

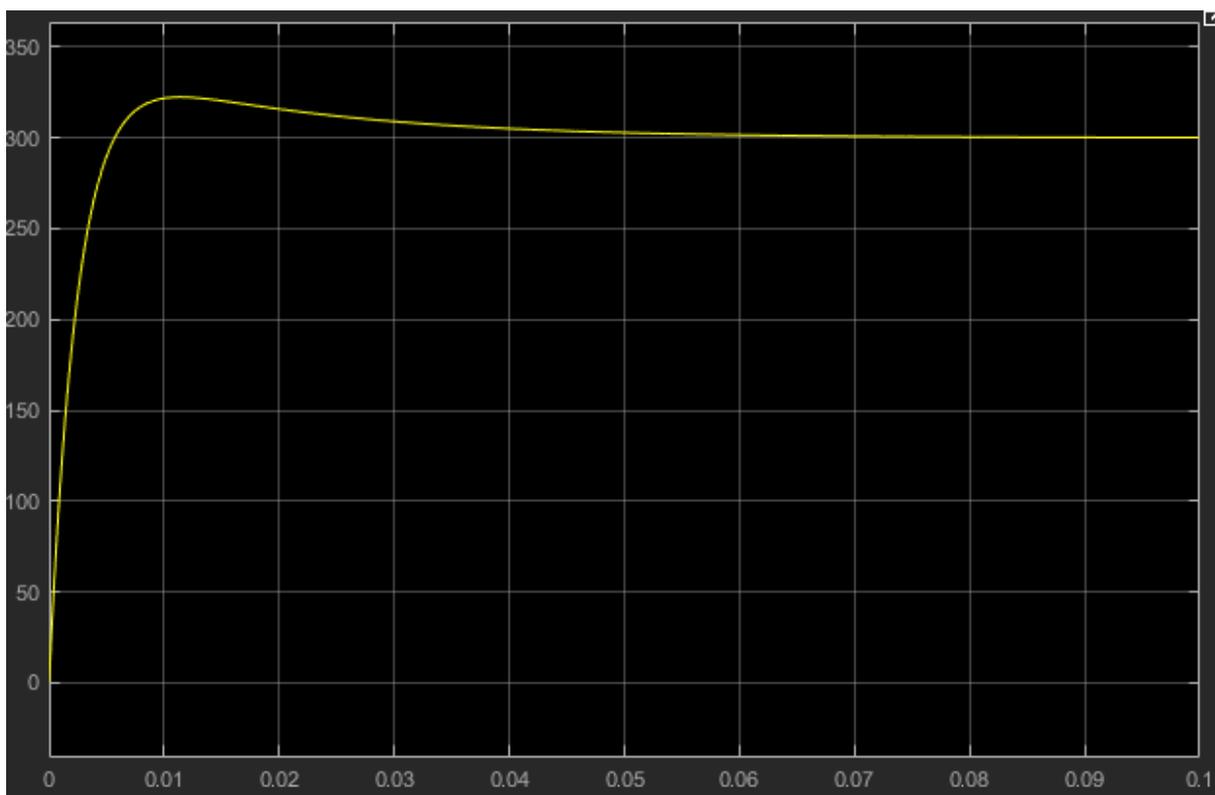


Figura 36 - Tensão sobre o capacitor em função do tempo

A tensão no barramento CC sofre um overshoot de 7,5% antes de estabilizar em 300V próximo aos 0,05s.

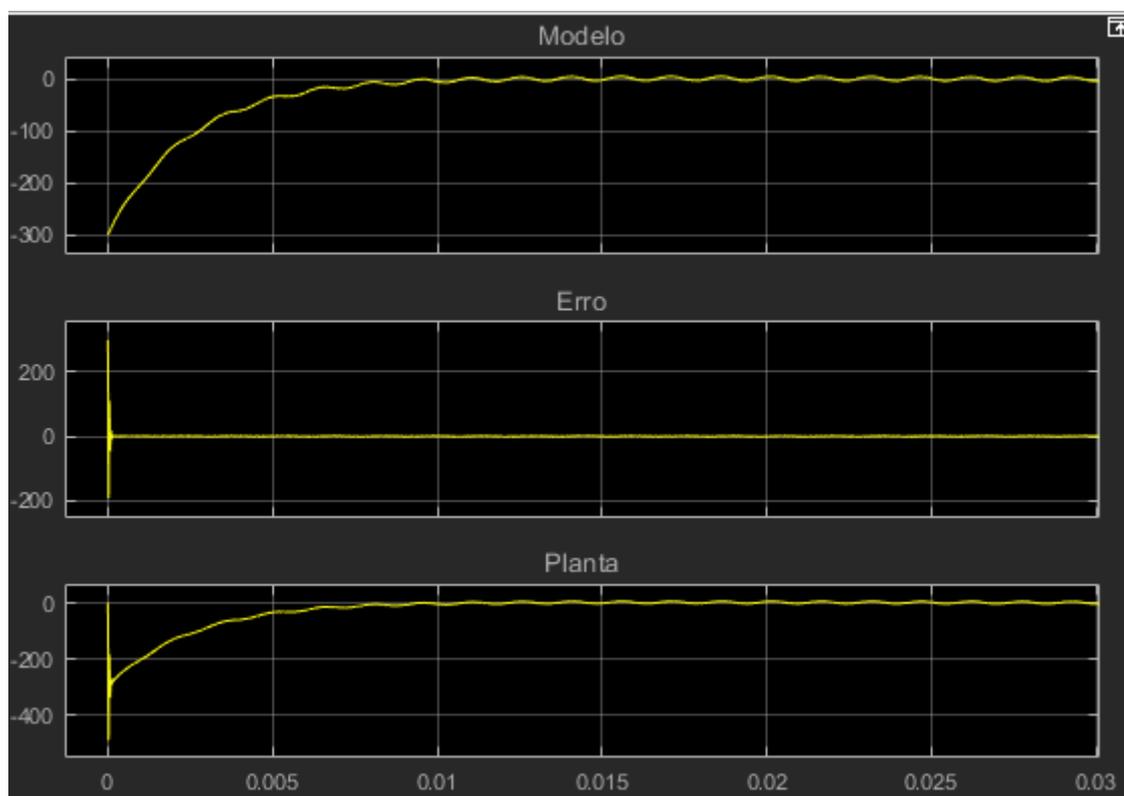


Figura 37 - Resposta do modelo, da planta e erro entre os dois

A malha de corrente inicia com um erro bastante grande, também devido ao capacitor iniciar descarregado. Após a estabilização do barramento CC, o controlador adaptativo da corrente do filtro segue a referência sem problemas, mantendo o erro com o modelo próximo a 0.

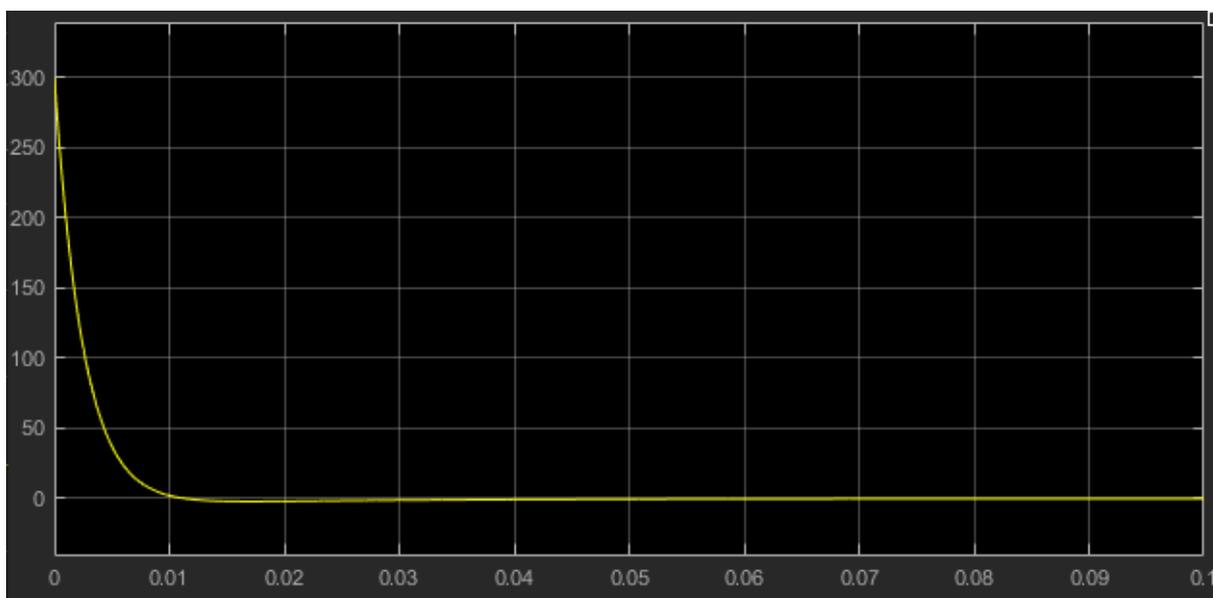


Figura 38 - Esforço do controlador PID

O esforço inicial do controlador PI para elevar a tensão do capacitor a 300V a partir do zero é grande demais e prejudicaria os componentes e o desempenho do circuito. Para a simulação do circuito o capacitor será carregado com uma tensão inicial previamente à ativação do sistema de controle.

Com o controlador projetado e sua performance na planta teórica verificada, monta-se o circuito equivalente.

Os parâmetros da simulação são dados na tabela X e os resultados obtidos para as correntes (Is) e tensões (Vs) da fonte podem ser vistos nas imagens posteriores.

Tabela 2 - Parâmetros da simulação do circuito

| Parâmetros                        | Valor  |
|-----------------------------------|--------|
| Tensão de fase da fonte trifásica | 110V   |
| Frequência fundamental da rede    | 60Hz   |
| Período de amostragem             | 2e-7 s |

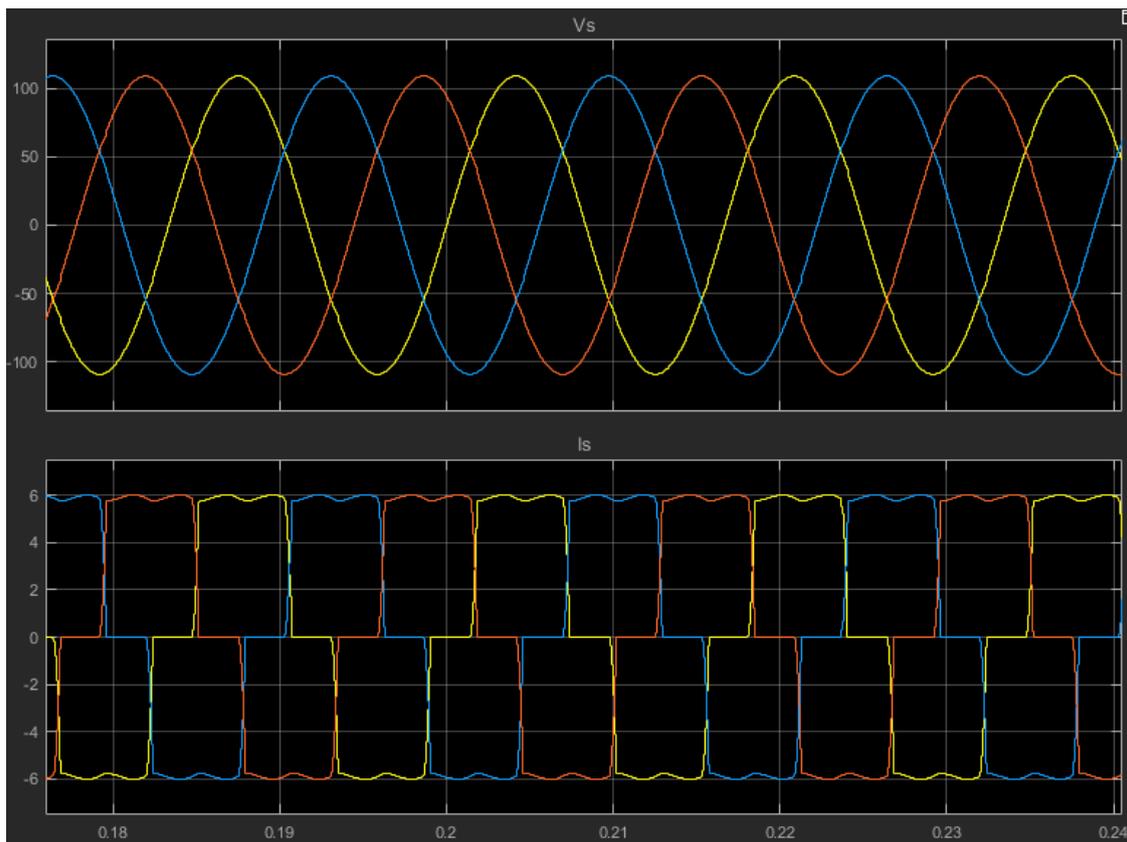


Figura 39 - Tensão e corrente da rede trifásica antes da compensação dos harmônicos

A tensão gerada pela fonte é um sinal senoidal, porém a sua corrente possui um formato retangular, devido aos harmônicos presentes na rede. Analisando este sinal através da transformada de Fourier obtém-se o seguinte gráfico.

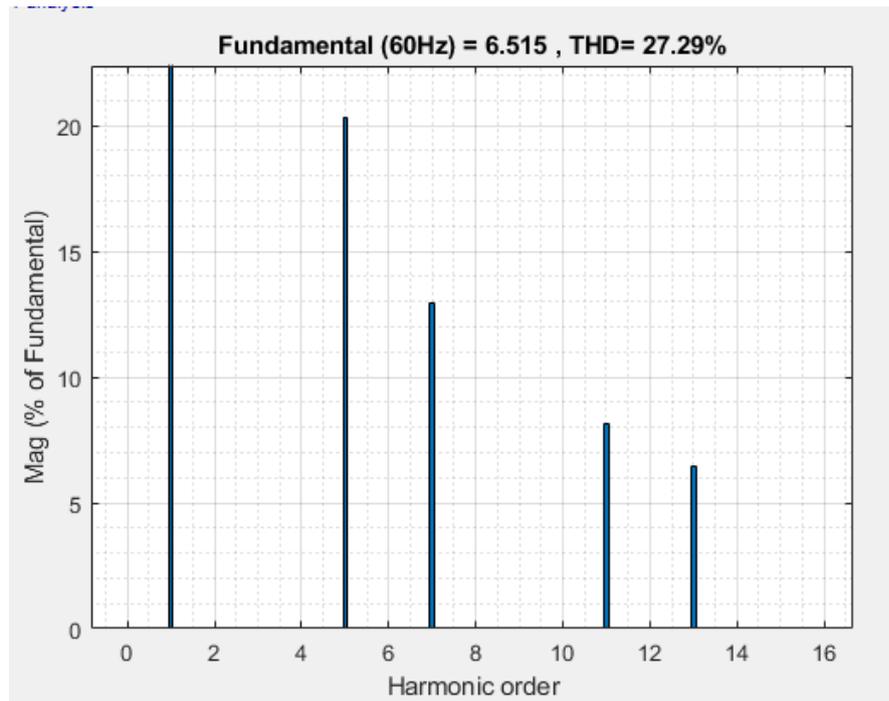


Figura 40 - Transformada de Fourier da corrente na fonte antes da compensação

Nota-se a presença de componentes das 5<sup>o</sup>, 7<sup>o</sup>, 11<sup>o</sup> e 13<sup>o</sup> harmônicas. Por conta das mesmas o THD deste sinal é de 27,3%. O DF para este circuito é de 0,96 e o TPF é de 0,92. Para que o filtro ativo consiga compensar essas harmônicas ele deve inserir na rede uma corrente com as mesmas frequências harmônicas, de forma a satisfazer a seguinte equação:

$$I_s = I_l - I_f$$

, onde  $I_l$  e  $I_f$  são as correntes da carga e do filtro.

Para a detecção de harmônicos utiliza-se a transformada de Park, transformando o sistema de coordenadas abc para 0dq. Neste referencial a componente fundamental, calculada através do PLL, é dada pela componente DC e as componentes harmônicas são dadas por oscilações no sinal. Por ser uma rede balanceada a componente zero pode ser descartada.

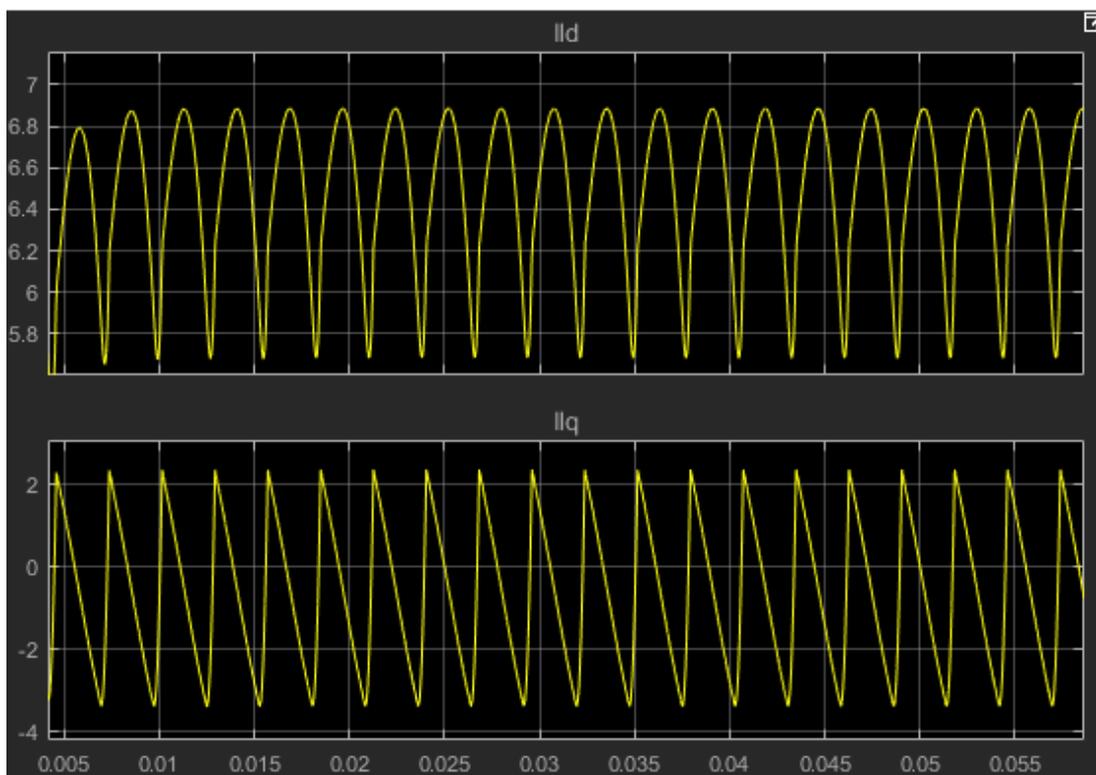


Figura 41 – Correntes dos eixos direto e de quadratura da carga não-linear no referencial  $0dq$

Para a remoção das frequências harmônicas destes dois sinais, passa-se o mesmo por um filtro passa-baixa de 1º ordem com frequência de corte 100 Hz, obtendo-se apenas a componente DC  $I_{Ldq}$  do sinal. Removendo-se a componente DC do sinal original, ficam-se apenas as componentes AC  $I_{Ldq}$  harmônicas, mostradas na seguinte imagem:

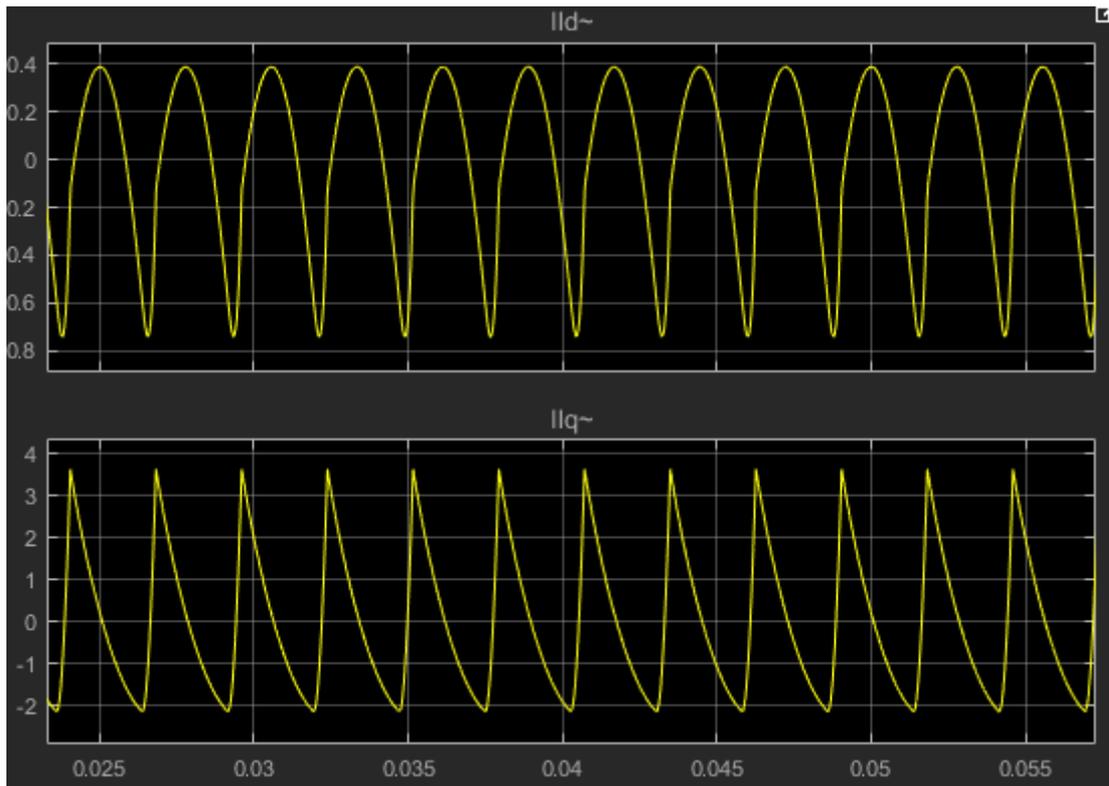


Figura 42 - Componentes harmônicas da corrente da carga não-linear em referencial dq0

Este sinal, é utilizado como referência para a injeção de corrente do filtro ativo. O objetivo do controlador é fazer com que a corrente  $I_{fdq}$ , ou seja a corrente  $I_f$  do filtro transformada para as coordenadas dq0, siga este sinal. Por essa razão, a partir deste momento elas serão referidas como  $I_{fdqref}$ .

Como forma de comprovar a utilização deste sinal como referência, realiza-se a transformação do mesmo para o referencial abc e realiza-se o cálculo da corrente  $I_s$  conforme a equação X. Desta forma obtém-se:

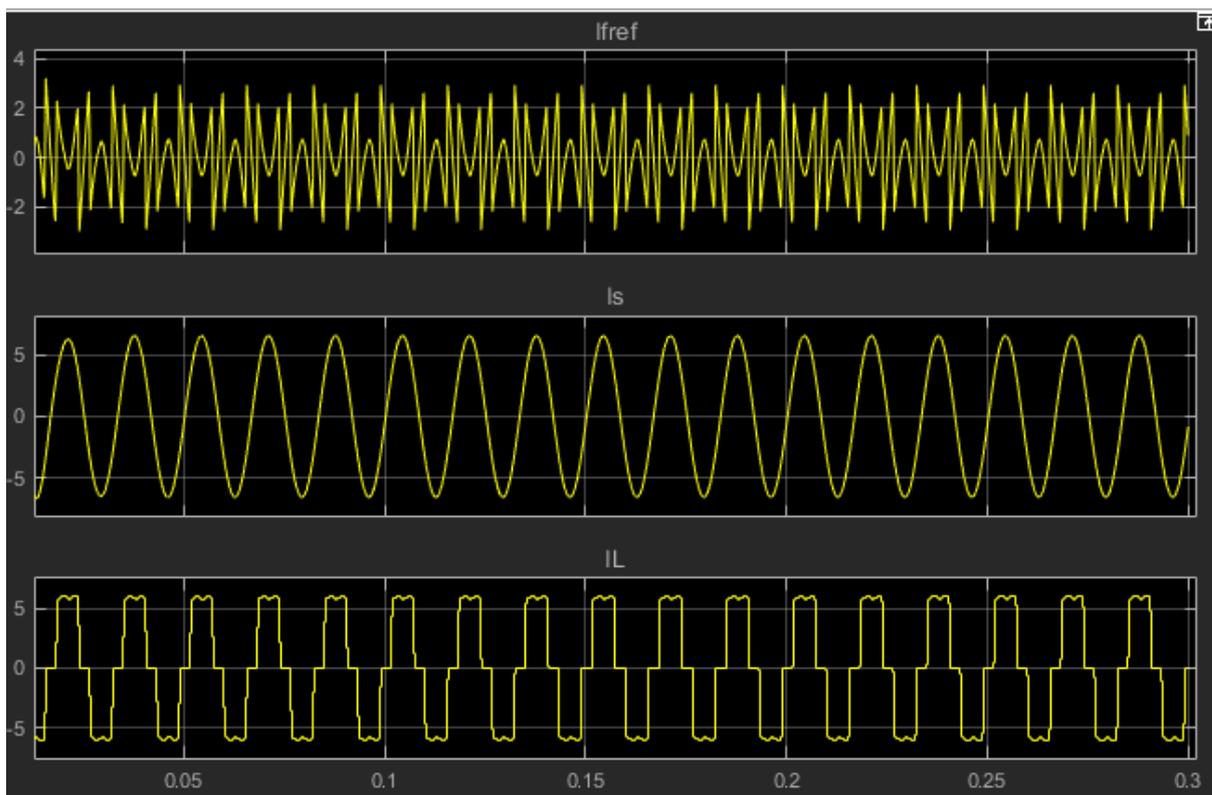


Figura 43 - Resultados da realização de  $I_s = I_l + I_{ref}$

Logo, como  $I_s$  tornou-se uma sinal perfeitamente senoidal, é confirmado que pode-se utilizar  $I_{ref}$  como referência para o controlador. Agora, basta fazer com que o controlador adaptativo calcule as tensões a serem geradas pelo filtro ativo de potência de forma a gerar correntes que sigam esta referência.

O filtro ativo é então conectado ao circuito no ponto de acoplamento comum.

O acionamento dos transistores IGBTs que compõem o filtro é realizado por meio de um sinal PWM com uma frequência de 50kHz. Com a implementação do filtro o sistema de controle se torna multivariável. É necessário primeiramente estabilizar a tensão no capacitor C na entrada do mesmo para em seguida estabilizar a corrente  $I_f$  para os valores de referência.

As malhas de controle são implementadas da seguinte forma:

O controle do barramento CC é feito por um controlador PID com ganhos  $K_i$  e  $K_d$  setados em 1 e 50. A tensão sobre o capacitor deverá estabilizar em 300V, suficiente para o controle do filtro ativo. O esforço do controlador PI, o sinal de corrente

$I_{sc}$ , é subtraída à referência  $I_{dref}$ , o sinal se deve ao fato de a necessidade de se aumentar a tensão no capacitor representar uma diminuição na potência fornecida pelo filtro, que irá devolver essa energia para o barramento CC carregando o capacitor.

O resultado do controle da tensão no barramento CC é dado pela imagem X.

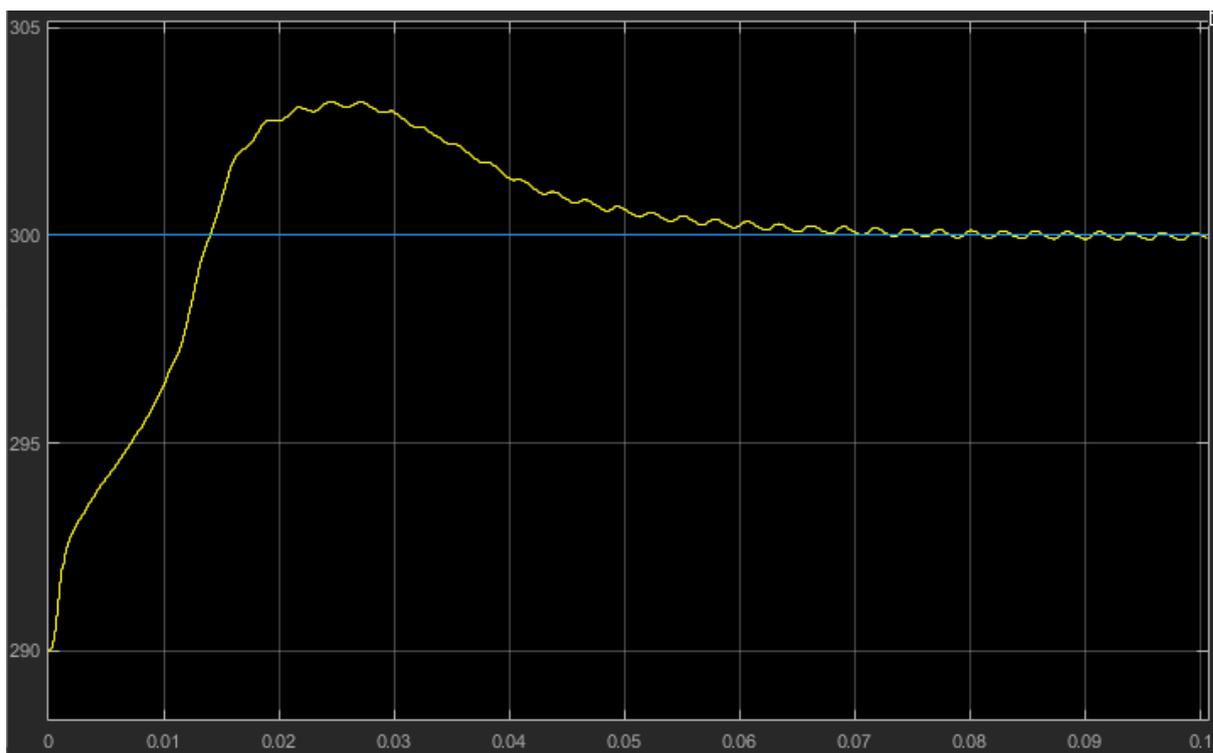


Figura 44 - Tensão sobre o capacitor do barramento CC no circuito simulado

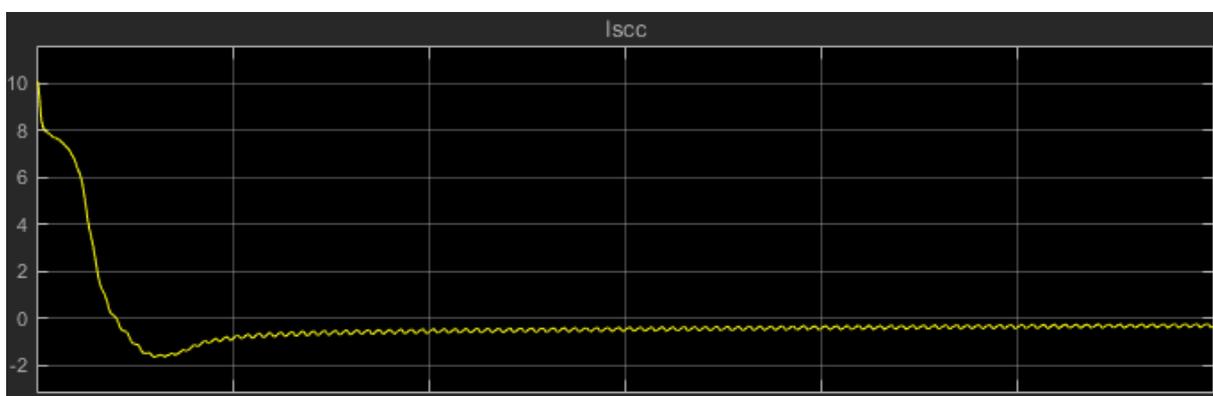


Figura 45 - Esforço do controlador PI do barramento CC

Para reduzir o esforço inicial do controlador, o capacitor é pré-carregado com 290V. A resposta do sistema a um degrau de 300V possui um overshoot de 1% e tempo de assentamento de 0.06s.

Devido ao capacitor estar constantemente descarregando, fornecendo energia para o filtro, a tensão no mesmo permanece oscilando ao redor de 300V.

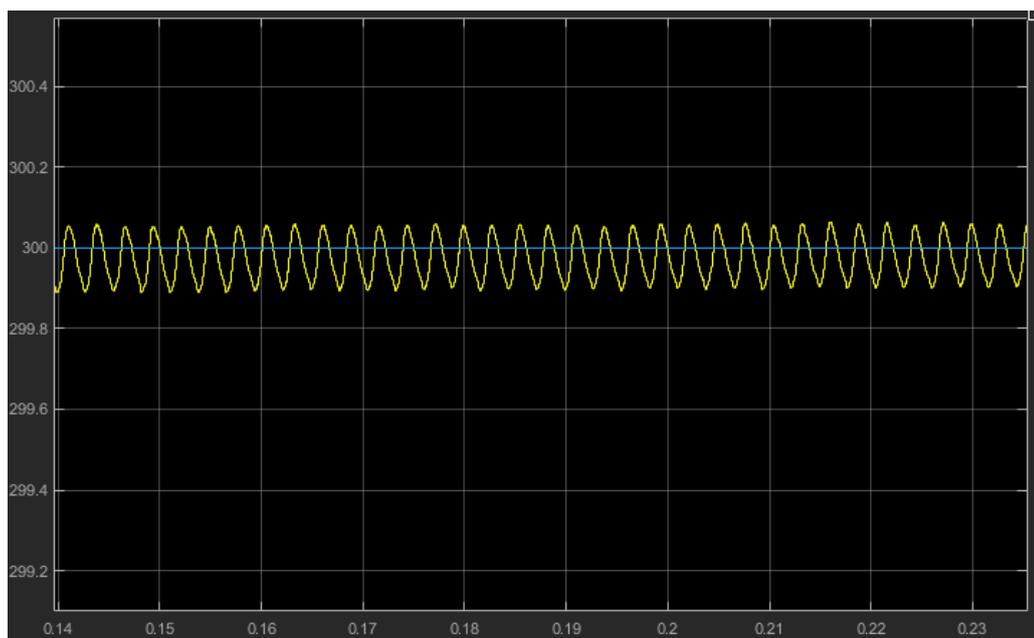


Figura 46 - Flutuações da tensão no capacitor durante estado estacionário

O controle das correntes  $I_{fdq}$  é realizado pelo controlador adaptativo por modelo de referência. Este é implementado da seguinte forma.

O desempenho demonstrado pelos controladores adaptativos é representado nos seguintes gráficos.

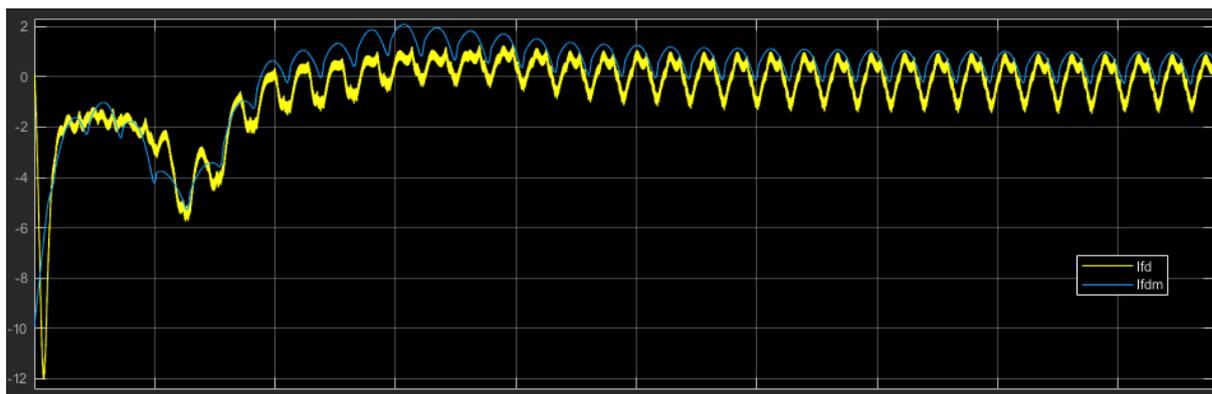


Figura 47 - Corrente do filtro no eixo direto (amarelo) versus a sua referência (azul)

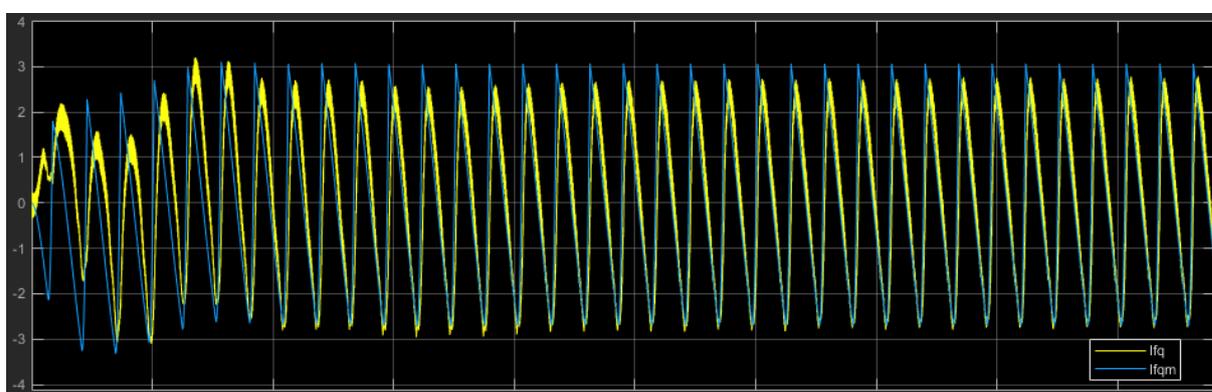


Figura 48 - Corrente do filtro no eixo de quadratura (amarelo) versus a sua referência (azul)

O controlador consegue seguir a referência satisfatoriamente, apresentando um erro controlado, entre 0 e -2 para  $I_{fd}$  e entre 0 e 1 para  $I_{fq}$ , com picos de -3.

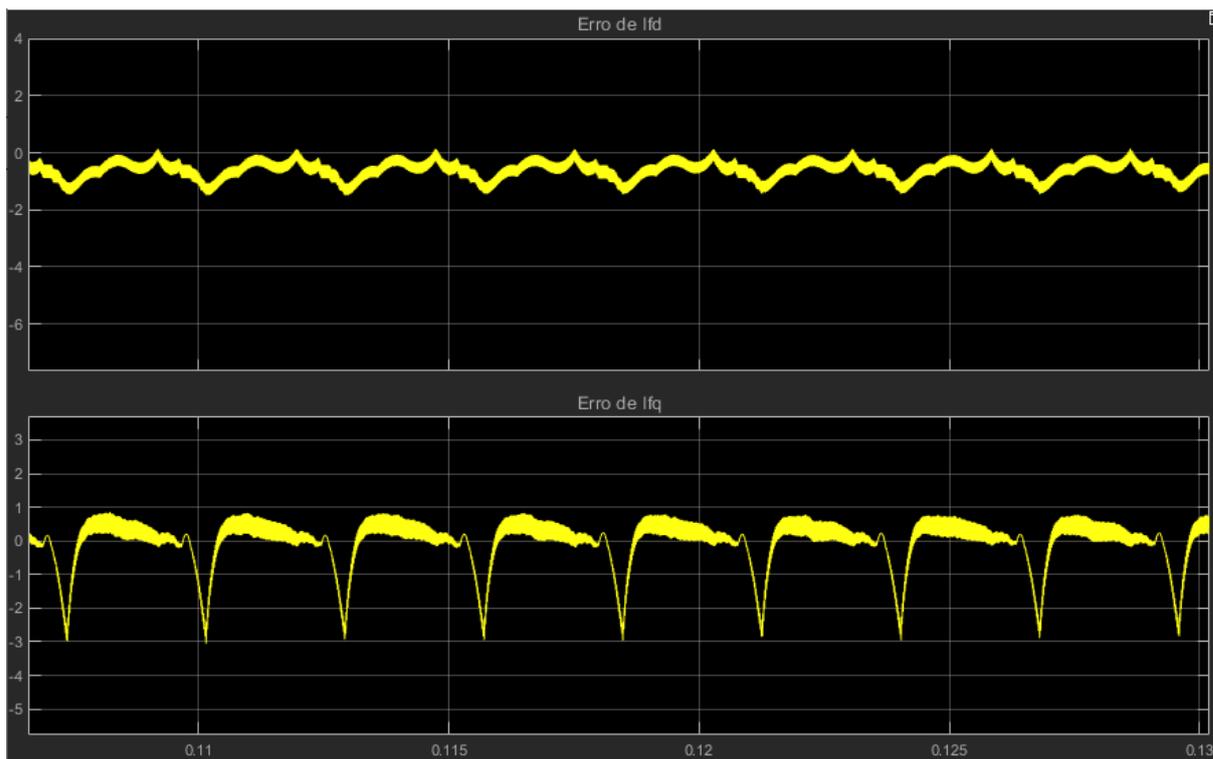


Figura 49 - Erros em estado estacionário das correntes dos eixos direto e de quadratura

Analisando o sistema agora nas coordenadas abc, tem-se os seguintes resultados para as variáveis corrente da fonte  $I_s$ , corrente do filtro  $I_f$ , tensão do filtro  $V_f$  para a fase A da rede trifásica.

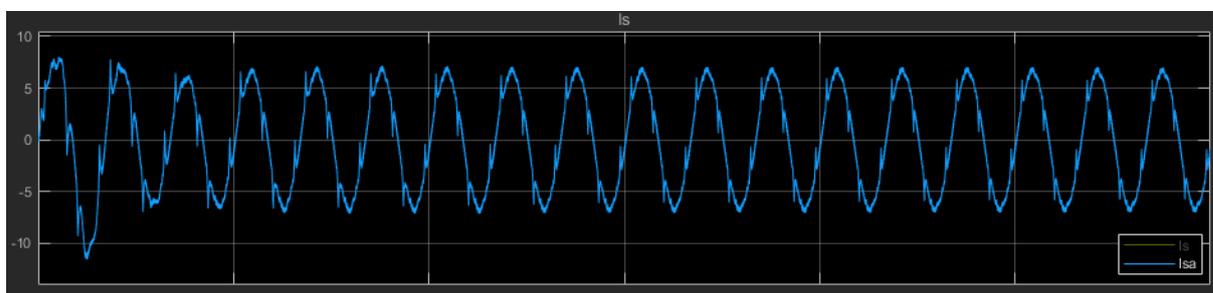


Figura 50 - Corrente da fase a da rede trifásica após compensação dos harmônicos

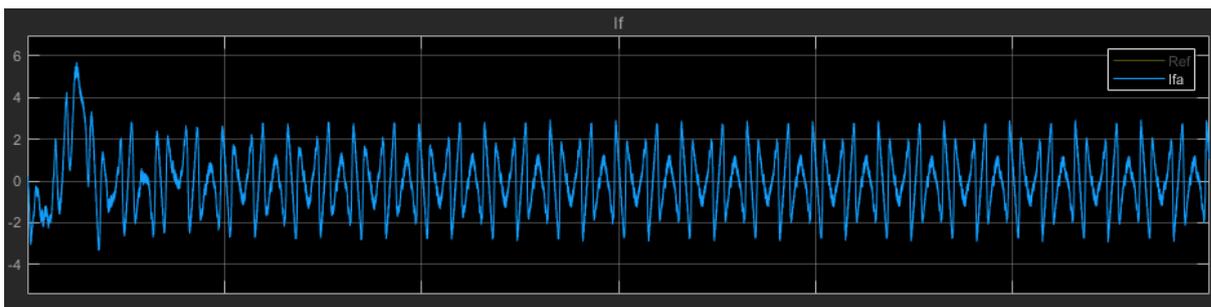


Figura 51 - Corrente da fase a do filtro

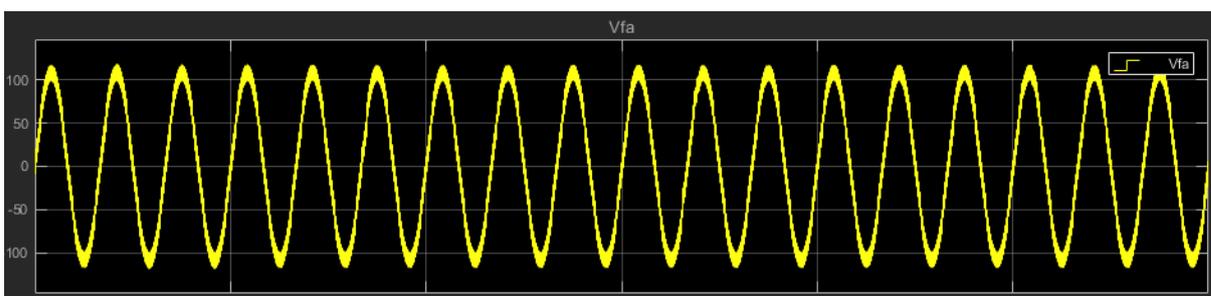


Figura 52 - Tensão da fase a do filtro

A corrente resultante da fonte tornou-se senoidal, mas ainda com alguns ruídos. A análise da transformada de Fourier deste sinal permite a análise das harmônicas presentes neste sinal.

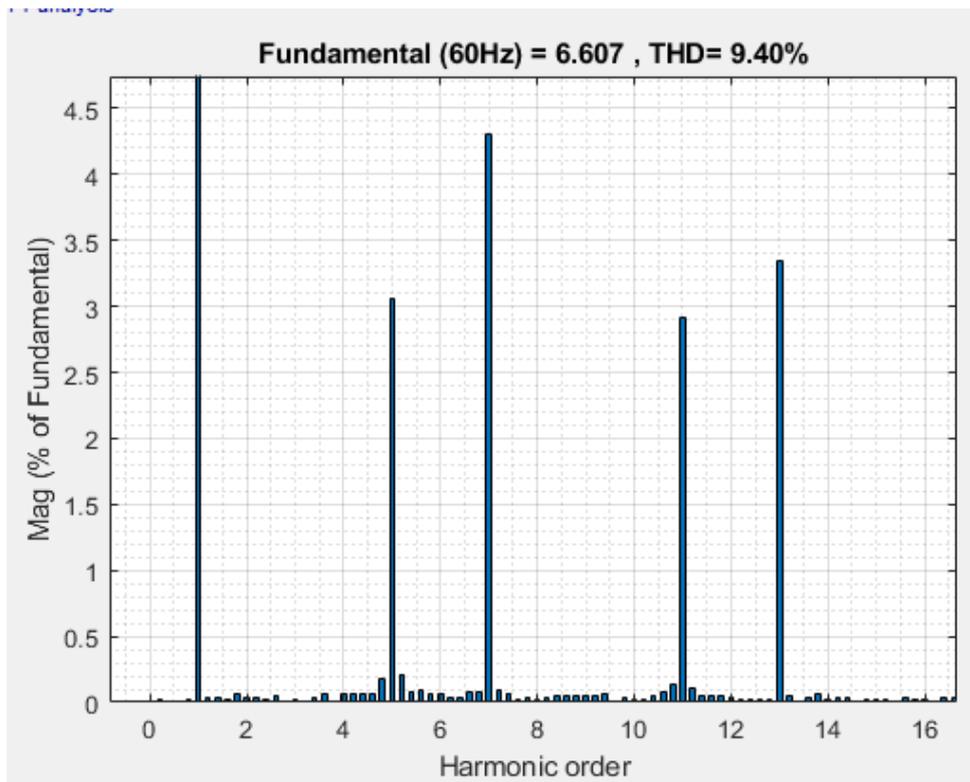


Figura 53 - Transformada de Fourier da corrente na fonte após compensação de harmônicos

Os harmônicos de 5<sup>o</sup>, 7<sup>o</sup>, 11<sup>o</sup> e 13<sup>o</sup> ordem tiveram sua magnitude reduzida a menos de 4,5% da magnitude da frequência fundamental. Com isto o THD deste sinal foi reduzido a 9,4%. Pode-se ver que o filtro adicionou outras frequências harmônicas ao sinal, que antes tinham magnitude zero. Isso se deve ao filtro ativo, por também ser uma carga não-linear, produzir harmônicos na rede. Porém a magnitude dessas novas frequências não são suficiente para causar distúrbios significativos à rede.

## 10 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi proposto a implementação de um filtro ativo de potência para compensação de harmônicos utilizando-se controle adaptativo por modelo de referência e o segundo método de Lyapunov. Com esta técnica buscava-se um controlador que conseguisse se adaptar a parâmetros de modelagem incertos e desconhecidos, bastante comuns em sistemas de alta não-linearidade.

A fim de iniciar o projeto dos controladores e a análise do desempenho dos mesmos, foi proposta uma modelagem matemática das malhas a serem controladas, a corrente do filtro ativo e a tensão sobre o capacitor do barramento CC.

A implementação do controlador PID para um sistema de primeira ordem resulta em um sistema de segunda ordem, aonde o problema do projeto do controlador se torna matemático, deve-se fazer a escolha dos parâmetros  $\zeta$  e  $\omega$  que garantam um desempenho satisfatório para o mesmo e através destes chegar aos valores dos ganhos  $K_p$  e  $K_i$ .

O projeto do CAMR foi realizado com base no segundo método de Lyapunov. Devido ao mesmo levar em conta apenas a ordem da modelagem matemática do sistema, uma mesma estrutura do controlador pode ser utilizada em várias aplicações.

Os resultados obtidos com o teste da planta matemática foram satisfatórios e ajudaram a mostrar alguns problemas quanto à condição inicial do sistema que poderiam gerar problemas na implementação do circuito.

Montando-se o circuito de uma rede elétrica trifásica com carga não-linear no Simulink foi possível realizar a validação do projeto dos controladores em um sistema com dinâmicas mais próximas das de um sistema real.

O método de extração das componentes harmônicas através da teoria *Synchronous Reference Frame* permitiu não só a separação precisa das componentes harmônicas da componente fundamental como também a redução das variáveis, e por conseguinte dos controladores a serem utilizados.

Os resultados obtidos com os controladores e o filtro ativo foram satisfatórios. O controlador PID do barramento CC mantém a tensão sobre o capacitor com pequenas oscilações, devido a carga e descarga do mesmo, próximas à referência. O controlador adaptativo segue a referência e mantém o erro do sistema controlado. O filtro ativo, apesar de inserir novas componentes harmônicas de magnitude

despresíveis na rede, consegue realizar a atenuação das componentes de 5<sup>o</sup>, 7<sup>o</sup>, 11<sup>o</sup> e 13<sup>o</sup> harmônicas, responsáveis pelo alto THD, bem como a melhoria no fator de potência real da mesma.

## 10.1 TRABALHOS FUTUROS

Apesar do resultado satisfatório através das técnicas propostas neste trabalho, há algumas oportunidades que podem ser trabalhadas.

A implementação de um filtro LCL na saída do filtro ativo é uma das técnicas utilizadas para melhoria dos sinais do filtro ativo. Seu objetivo é atenuar as componentes harmônicas geradas pelo mesmo, provenientes da comutação do inversor, permitindo um melhor acoplamento com a rede elétrica. A desvantagem da utilização desse filtro são os picos de ressonância em sua banda passante que devem ser atenuados por técnicas de amortecimento passivas ou ativas.

Um problema do controlador CAMR é a demora para adaptação dos ganhos. Para contornar isso pode-se utilizar um controlador VS-CAMR, que combina o controlador adaptativo por modelo de referência com o VS (*Variable Structure*). O controlador VS possui rápida resposta e pode ser projetado para garantir a invariância dos estados da planta em malha fechada.

O emprego de algoritmos de inteligência artificial vem crescendo nos dias de hoje. A implementação de controladores adaptativos inteligentes, que atingissem os ganhos ideais mais rapidamente poderia ser a resposta para o problema citado anteriormente. Dessa forma o emprego de um controlador Fuzzy-MRAC é uma oportunidade de trabalho futuro.

O filtro ativo paralelo consegue realizar a compensação de harmônicos de corrente. Para os harmônicos de tensão deve-se utilizar o filtro série. A combinação dos dois é o chamado filtro híbrido que trabalha para redução dos harmônicos presentes em ambas as grandezas da rede. A implementação de um filtro série ou híbrido para correção de harmônicos utilizando o controlador MRAC poderiam ser os próximos passos nessa área de estudo.



## REFERÊNCIAS

AFONSO, João; SILVA, Henrique; MARTINS, Júlio. Active Filters for Power Quality Improvement. In: **IEEE Porto Power Tech Conference**, 2001. Porto: IEEE. 2001. P. 1-8.

AKAGI, Hirofumi. Trends in Active Power Line Conditioners. **IEEE Transactions on Power Electronics** , Okayama, v. 9, p. 263-8, maio 1994.

AKAGI, Hirofumi. Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Okayama, v. 12, p. 354-63, jan. 1997.

AKAGI, Hirofumi. The State of Art of Active Filters for Power Conditioning. In: **European Conference on Power Electronics and Applications**, 2005. Dresden: IEEE. 2005. P. 1-15.

AMPSEFIDIS, Alejandros; BIALASIEWICZ, Jan; WALL, Edward. Lyupanov Design of a New Model Reference Adaptive Control System Using Partial A Priori Information. **Kybernetika**, República Tcheca, v. 29, p. 337-48, jan. 1993.

ANBU, S.; JAYA, N. Design of Model Reference Adaptive control and Nonlinear PI Controller for Continuous Stirred Tank Reactor. **International Journal of Computer Applications, Foundation of Computer Science**, Nova Iorque, v. 153, p 13-6, nov. 2016.

ÅSTRÖM, Karl; WITTENMARK, Björn. **Adaptive Control**. 2.ed. :Prentice Hall, 1995, cap. V.

BÖLING, Jari; SEBORG, Dale; HESPANHA, João. Multi-Model Control Of A Simulated Ph Neutralization Process. In : **16th Triennial World Congress**, 2005. Praga: Elsevier IFAC Publications. 2005. P. 591-6.

MELO, Priscila. **Projeto E Implementação De Um Filtro Ativo Universal Trifásico Controlado Digitalmente**. 2010. Dissertação (Mestrado em Ciências), Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2010.

PENG, Fang; AKAGI, Hirofumi; NABAE, Akira. Compensation Characteristics of the Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters. **IEEE Transactions on industry applications**, v. 29, p. 144-52, jan. 1993.

RASHID, Muhammad. **Eletrônica de Potência** : Circuitos, Dispositivos e Aplicações. São Paulo: Makorn Books, 1999, cap. 3.

SHAH, Arpit; VAGHELA, Nirav. Shunt active power filter for power quality improvement in distribution systems. **International Journal of Engineering Development and Research**. p. 22-6, set. 2014.

SHYU, Kuo-kai et al. Model Reference Adaptive Control Design for a Shunt Active-Power-Filter System. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, [s.l.], v. 55, p.97-106, jan. 2008.

SILVA, Michael. **Projeto e Simulação de um Filtro Ativo Paralelo**. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso, Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pampa, 2016.

SOUSA, Raphaell. **Estratégia De Controle Robusto Para Filtro Ativo Paralelo Sem Detecção De Harmônicos De Corrente**. 2011. Dissertação (Mestrado em Ciências), Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2011.

VERDELHO, P.; MARQUES, G.D. An active power filter and unbalanced current compensator. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, [s.l.], v. 44, p.321-8, jun. 1997.