

TESE

1150

*Escola Federal de
Engenharia de Itajubá*

*Melhorando a Resposta
Dinâmica de Filtros Ativos
de Potência Baseados no
Método da Referência Síncrona*

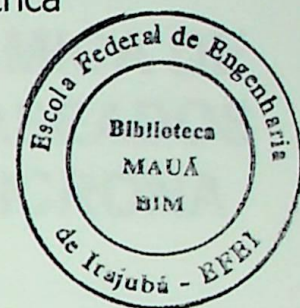
Levy Ely de Lacerda de Oliveira

Itajubá, 2002



Escola Federal de Engenharia de Itajubá

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica



MELHORANDO A RESPOSTA DINÂMICA DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA BASEADOS NO MÉTODO DA REFERÊNCIA SÍNCRONA

Dissertação apresentada à Escola Federal de Engenharia de Itajubá para a obtenção do grau de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Levy Ely de Lacerda de Oliveira

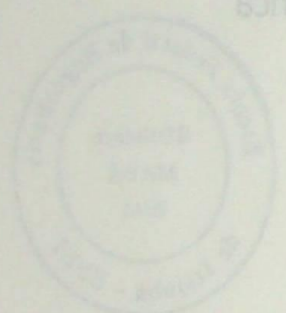
Itajubá, Fevereiro de 2002

CLASS	621.372.852.1(043.2)
C. T. R.	048m
TOMBO.	1150



Escola Federal de Engenharia de Itajubá

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica



MELHORANDO A RESPOSTA DINÂMICA DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA BASEADOS NO MÉTODO DA REFERÊNCIA SÍNCRONA

Dissertação apresentada à Escola
Federal de Engenharia de Itajubá para
a obtenção do grau de Mestre em
Ciências em Engenharia Elétrica

Levy Ely de Lacerda de Oliveira

Itajubá, Fevereiro de 2002

Agradecimentos

Agradeço ao FINEV brasileiro e à CAPES pelo apoio financeiro durante a realização deste trabalho.

Agradeço à Pós-graduação de EEEL, aos docentes em geral, Carlos

Levy Ely de Lacerda de Oliveira

Alves e outros, que contribuíram para que um dia fosse possível realizar este trabalho na Universidade Federal de Itajubá.

Agradeço especialmente ao amigo e mentor, meu pai, Manoel Borges da Silva, por sua orientação, incentivo e apoio durante este trabalho.

MELHORANDO A RESPOSTA DINÂMICA DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA BASEADOS NO MÉTODO DA REFERÊNCIA SÍNCRONA

Agradeço à minha namorada Luana por sua paciência, apoio e carinho durante este trabalho e momentos difíceis.

É especialmente importante agradecer aos meus pais, José Levy e Sônia Helena,

meus irmãos de equilíbrio, inteligência e coragem, e meus amigos que me ajudaram e motivaram neste trabalho.

Dissertação apresentada à Escola Federal de Engenharia de Itajubá para a obtenção do grau de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

É gratidão também a Deus

(Como deus de Israel-17)

Para disculpas, por

não ter escrito mais

Área de Concentração:

Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador:

Luiz Eduardo Borges da Silva

Itajubá, Fevereiro de 2002

Agradecimentos

Agradeço ao Povo brasileiro e à CAPES pela bolsa de mestrado que me foi concedida no decorrer destes 2 anos de trabalho.

Agradeço à Pós-graduação da EFEI, nas pessoas do prof. Carlos Augusto Ayres, prof. Germano Lambert Torres, Cristina e Débora, que entre outras coisas contribuíram para que um dos frutos deste trabalho fosse exposto no VI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP 2001.

Agradeço imensamente ao amigo e orientador prof. Luiz Eduardo Borges da Silva pela confiança, incentivo e entusiasmo que enriqueceram tanto a este trabalho quanto a mim mesmo.

Agradeço aos meus avós, Albertino (*in memoriam*), Levy (*in memoriam*), Nair e Vanda (*in memoriam*), pelos exemplos de sabedoria, paciência e bondade.

Agradeço à minha namorada Lucimara pelo incentivo, apoio e carinho que me ajudaram a atravessar os momentos difíceis.

E agradeço, principalmente, aos meus pais, **José Levy e Sílvia Helena**, meus modelos de equilíbrio, inteligência e coragem, aos quais dedico tudo o que há de criativo e meritório neste trabalho e na minha vida.

*E agradeço também a Deus
(Como deixar de fazê-lo?!)
Pelas dificuldades, inspiração e zelo
Que Ele sempre dispensa aos Seus!*

Índice

Agradecimentos.....	ii
Índice.....	iii
Índice de figuras.....	iv
Resumo.....	vii
Abstract.....	viii
1 Introdução.....	1
1.1 Eletrônica de potência, harmônicos e seus problemas.....	1
1.2 A solução.....	2
1.3 Filtros ativos paralelos.....	2
2 Operação de uma malha sincronizada pela fase linear trifásica.....	6
2.1 Introdução.....	6
2.2 Princípio de operação.....	7
2.3 Modelo simplificado do PLL.....	8
2.4 Seleção dos ganhos.....	9
2.5 Simulações.....	10
3 Estratégias de controle de corrente para inversores fonte de tensão.....	16
3.1 Introdução.....	16
3.2 Controle de corrente por histerese básico.....	17
3.3 Controle de corrente por comparador de rampa (tipo seno-triângulo).....	24
4 Métodos de geração da referência de controle para filtros ativos de potência.....	28
4.1 Introdução.....	28
4.2 Método p-q ou método das potências real e imaginária instantâneas.....	28
4.2.1 Simulações.....	29
4.3 Método i_d - i_q ou método da referência síncrona.....	33
4.3.1 Fundamentação teórica do método da referência síncrona.....	33
4.3.2 Simulações.....	35
5 Melhorando a resposta dinâmica de filtros ativos de potência baseados no método da referência síncrona.....	40
5.1 Introdução.....	40
5.2 Fundamentos da utilização da média móvel.....	41
5.3 Simulações.....	45
5.4 Aplicação do método da referência síncrona a cargas desequilibradas.....	55
5.5 Implementação digital das médias móveis.....	55
5.6 Como detectar a presença de correntes harmônicas pares.....	58
5.7 Aplicação das médias móveis ao método p-q.....	67
6 Resultados experimentais e conclusões.....	71
6.1 Resultados experimentais.....	71
6.2 Conclusões.....	73
6.3 Proposta de trabalhos futuros.....	73
7 Bibliografia.....	75
Anexo A – Teoria p-q.....	76
Anexo B – Artigo a ser publicado nos anais do IEEE-APEC 2002.....	88

Índice de figuras

Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um filtro ativo paralelo	3
Figura 1.2 - Detalhe do bloco de controle.....	4
Figura 2.1 – Diagrama de controle do <i>PLL</i>	7
Figura 2.2 – Modelo do sistema de controle simplificado para análise	9
Figura 2.3 – Modelo do <i>PLL</i> e da rede para simulação em Simulink®	12
Figura 2.4 – Resposta dinâmica de <i>PLL</i> com $\alpha=2.4$, mostrando transitório <2.5ms para um degrau de frequência de 60 para 65 Hz	13
Figura 2.5 – Demonstração da baixa capacidade de rejeição a ruído do <i>PLL</i> com $\alpha=2.4$	13
Figura 2.6 - Resposta dinâmica de <i>PLL</i> com $\alpha=30$, mostrando transitório um pouco maior que 10ms para um degrau de frequência de 60 para 65 Hz..	14
Figura 2.7 - Demonstração da alta capacidade de rejeição a ruído do <i>PLL</i> com $\alpha=30$	14
Figura 3.1 - Diagrama de blocos do controle de corrente por histerese básico na fase A	17
Figura 3.2 – Dinâmica do processo de controle de corrente por histerese	17
Figura 3.3 - Modelo do controle de corrente por histerese no Simulink	19
Figura 3.4 - Corrente I_{CA} seguindo uma referência senoidal de amplitude 2 A e frequência 60Hz ($R=.5\Omega$ e $L=20$ mH).....	20
Figura 3.5 - Número de chaveamentos relativo à Figura 3.4($R=.5\Omega$ e $L=20$ mH)	21
Figura 3.6 - Espectro de frequência para a corrente da Figura 3.3 - Modelo do controle de corrente por histerese no Simulink	21
Figura 3.7 - Corrente I_{CA} seguindo uma referência senoidal de amplitude 2 A e frequência 60Hz ($R=1\Omega$ e $L=40$ mH).....	22
Figura 3.8 - Número de chaveamentos relativo à Figura 3.7 ($R=1\Omega$ e $L=40$ mH)	23
Figura 3.9 - Espectro de frequência para a corrente da Figura 3.7	23
Figura 3.10 – Diagrama de blocos do controle por comparador de rampa	24
Figura 3.11 - Modelo do controle de corrente por comparador de rampa no Simulink.....	25
Figura 3.12 - Corrente I_{CA} seguindo uma referência senoidal de amplitude 2 A e frequência 60Hz ($R=.5\Omega$ e $L=20$ mH).....	26
Figura 3.13 - Número de chaveamentos do controle com comparador de rampa relativo à Figura 3.12 ($R=.5\Omega$ e $L=20$ mH)	27
Figura 3.14 - Espectro de frequência para a corrente da Figura 3.12.....	27
Figura 4.1 – Modelo para simulação do método p-q em Simulink®	30
Figura 4.2 – Simulação de um degrau de corrente na carga, apresentando a rede tensões trifásicas perfeitamente senoidais.	30
Figura 4.3 – Espectro de frequências para a corrente compensada da Figura 4.4 em regime permanente.	31
Figura 4.4 – Sistema trifásico de tensões apresentando 10% de tensões harmônicas de ordem 5.....	31
Figura 4.5 – Simulação do método p-q na presença das tensões distorcidas da Figura 4.6.	32

Figura 4.6 – Espectro de freqüências da corrente compensada da Figura 4.7 em regime permanente.	32
Figura 4.7 – Esquema para extração das componentes constantes de i_{1d} e i_{1q} ..	34
Figura 4.8 – Modelo para simulação do método i_d - i_q em Simulink®.....	36
Figura 4.9 - Simulação de um degrau de corrente na carga, apresentando a rede tensões trifásicas perfeitamente senoidais.	37
Figura 4.10 - Espectro de freqüências para a corrente compensada da Figura 4.11 em regime permanente.	37
Figura 4.11 - Simulação do método p-q na presença das tensões distorcidas da Figura 4.6.....	38
Figura 4.12 - Espectro de freqüências da corrente compensada da Figura 4.13 em regime permanente.	38
Figura 4.13 – Resposta do sistema a um degrau de freqüência de 60 [Hz] para 65 [Hz] nas tensões da rede.....	39
Figura 5.1 – Diagrama de blocos para retirada das componentes cc de i_{1d} e i_{1q} pelo método convencional	41
Figura 5.2 - Diagrama de blocos para retirada das componentes cc de i_d e i_q pelo método da média móvel	42
Figura 5.3 – Modelo em Simulink® do controle i_d - i_q modificado.....	47
Figura 5.4 – Implementação da média móvel em Simulink®	47
Figura 5.5 – Resultado apresentado pelo método i_d - i_q convencional, utilizando-se um filtro passa-baixa butterworth de 5ª ordem e freqüência de corte igual a 30Hz.	48
Figura 5.6 – Resultado apresentado pelo método i_d - i_q modificado	48
Figura 5.7 – Corrente de compensação apresentada pelo método i_d - i_q modificado	49
Figura 5.8 – Correntes de carga no sistema d-q referentes à Figura 5.6.	49
Figura 5.9 – Espectro de freqüências para a corrente da carga mostrada na Figura 5.6.....	50
Figura 5.10 – Espectro de freqüências para a componente i_d da corrente da carga.....	50
Figura 5.11 – Espectro de freqüências para a componente i_q da corrente da carga.....	51
Figura 5.12 – Resultado apresentado pelo método modificado atuando sobre corrente de carga com 44% de 2ª harmônica.	51
Figura 5.13 – Corrente de compensação para a corrente de carga da Figura 5.12.....	52
Figura 5.14 – Correntes de carga no sistema d-q referentes à Figura 5.12.....	52
Figura 5.15 - Espectro de freqüências para a corrente da carga mostrada na Figura 5.12.	53
Figura 5.16 - Espectro de freqüências para a componente i_d da corrente da carga.....	53
Figura 5.17 - Espectro de freqüências para a componente i_q da corrente da carga.....	54
Figura 5.18 – Aplicação do método da referência síncrona apenas na fase a ..	56
Figura 5.19– Desempenho do método i_d - i_q modificado, aplicado a uma única fase.	57
Figura 5.20 – Desempenho do método i_d - i_q modificado, aplicado a uma única fase, havendo correntes harmônicas de ordem par na corrente da carga. 57	

Figura 5.21 – Diagrama de blocos do detector de correntes harmônicas pares.	61
Figura 5.22 – Simulação da resposta a degrau do método modificado, utilizando o detector de correntes harmônicas pares.	61
Figura 5.23 – Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em 1/3 e 1/6 do período, relativas à Figura 5.22.	62
Figura 5.24 – Simulação da resposta a degrau do método modificado utilizando o detector de correntes harmônicas pares e havendo a presença destas durante toda a simulação.	62
Figura 5.25 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em 1/3 e 1/6 do período, relativas à Figura 5.24.	63
Figura 5.26 – Simulação da resposta do método modificado utilizando o detector de correntes harmônicas pares quando há o súbito aparecimento destas	63
Figura 5.27 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em 1/3 e 1/6 do período, relativas à Figura 5.26.	64
Figura 5.28 - Simulação da resposta do método modificado utilizando o detector de correntes harmônicas pares quando há o súbito aparecimento destas e de um degrau.	64
Figura 5.29 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em 1/3 e 1/6 do período, relativas à Figura 5.28.	65
Figura 5.30 – Simulação do método modificado utilizando o detector de correntes harmônicas pares quando há um degrau e o súbito desaparecimento destas.	65
Figura 5.31 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em 1/3 e 1/6 do período, relativas à Figura 5.30.	66
Figura 5.32 – Diagrama representando a Equação (5.18) que transforma as correntes i_a e i_β para o referencial síncrono p-q.	68
Figura 5.33 – Resposta a degrau do método p-q utilizando as médias móveis e atuando em uma corrente de carga sem componentes harmônicos pares.	69
Figura 5.34 – Potências p e q mostrando uma oscilação de 1/6 de ciclo.	69
Figura 5.35 – Resposta ao degrau do método p-q utilizando as médias móveis e atuando em uma corrente de carga com componentes harmônicos pares.	70
Figura 5.36 – Potências p e q mostrando uma oscilação de 1/3 de ciclo.	70
Figura 6.1 – Resposta a degrau de corrente do método modificado aplicado nas três fases de um retificador trifásico não-controlado.	72
Figura 6.2 – Resposta a degrau de corrente do método modificado aplicado em uma fase de um retificador trifásico não-controlado.	72
Figura A.1 – Tetraedro de Potências.	81
Figura A.2 – Esquema para extração dos componentes constantes de p e q.	88

Resumo

Filtros Ativos de Potência Paralelos são meios eficazes para a compensação de correntes harmônicas produzidas por cargas não-lineares.

A geração de correntes de compensação em filtros ativos de potência paralelos ocorre em duas etapas:

1. geração dos padrões de referência para as correntes de compensação;
2. geração, por um inversor, das correntes de compensação propriamente ditas, que seguirão os padrões de referência através de alguma estratégia de controle de corrente.

O foco principal deste trabalho são as técnicas de geração da referência de controle para filtros ativos de potência. Mais precisamente, este trabalho descreve uma estratégia para melhorar a resposta dinâmica de Filtros Ativos de Potência Paralelos que usem o método da referência síncrona (método i_d - i_q) ou o método das potências real e imaginária instantâneas (método p - q) para compensar correntes que apresentem apenas componentes harmônicos múltiplos inteiros da frequência fundamental da rede.

A estratégia se baseia na substituição da filtragem convencional por um artifício que é tão eficiente quanto esse, porém mais rápido, mais simples e que requer um esforço computacional bem menor. Com esta modificação, obtém-se um transitório no processo de compensação com duração igual a $1/6$ do período da fundamental da rede se não houver correntes harmônicas de ordem par nas correntes da carga (ou $1/3$ do período, em caso contrário).

Devido à esta rápida resposta dinâmica, a modificação proposta torna possível a aplicação do método i_d - i_q individualmente em cada fase, tornando-o aplicável a cargas desequilibradas e conservando, ainda, uma boa resposta dinâmica.

O trabalho descreve a estratégia, apresenta as simulações e os resultados experimentais, focando apenas a geração dos padrões de referência.

Abstract

Shunt Active Power Filters are efficient means for compensation of harmonic currents produced by non-linear loads.

The generation of compensation currents in Shunt Active Power Filters can be divided in two steps:

1. generation of the reference templates of the compensation currents that will be supplied by the active filter;
2. and generation by an inverter of the actual compensation currents, that will follow the reference templates through some current control strategy;

The reference template generation methods for Shunt Active Power Filters are the main focus of this work. This paper presents a new strategy for improving the dynamic response of active power filters that use the synchronous reference frame method (i_d - i_q method) and the instantaneous real and imaginary power method (p - q method) for compensating currents that present only harmonic components that are integer multiples of the supply fundamental frequency.

The strategy is based on the substitution of conventional filtering by a efficient, faster and simpler process requesting less computational burden. Such modification produces a faster transient response during compensation process that lasts $1/6$ of the fundamental voltage period if there is no even order harmonics in the load currents (or $1/3$ of the period, if there is such harmonics).

Due to its fast dynamic response, the proposed modification makes it possible the application of the i_d - i_q method to a single phase. With such a feature, this method becomes suitable for the harmonic compensation of unbalanced loads, still keeping a fast dynamic response.

The paper describes the strategy, presents the simulations and the experimental results, focusing only the reference template generation methods.

1 Introdução

Este capítulo introduz o problema das correntes harmônicas e as suas soluções. Os tópicos tratados nos capítulos seguintes também são mencionados.

1.1 Eletrônica de potência, harmônicos e seus problemas

O uso crescente da eletrônica de potência nas últimas décadas tem propiciado à indústria e aos consumidores em geral uma série de benefícios relacionados ao uso eficiente da energia e à produtividade. Em contrapartida, a proliferação de conversores de potência estáticos, tais como retificadores monofásicos e trifásicos, conversores tiristorizados e outras aplicações da eletrônica de potência vêm causando alguns efeitos colaterais nos sistemas elétricos. Tais efeitos se devem à não-linearidade característica destas cargas que provocam sérios distúrbios nas fontes CA.

Estes distúrbios têm como causa principal os harmônicos de corrente que provocam quedas de tensão ao longo da impedância da rede de suprimento, além de outros fenômenos como: ressonância paralela e série, e *flickers*. Estes fenômenos distorcem as tensões fornecidas pelo sistema e contribuem para uma crescente piora na qualidade da energia elétrica fornecida.

Além dos problemas anteriormente citados, os harmônicos provocam o aquecimento adicional dos elementos do sistema, como transformadores e condutores, reduzem a estabilidade do sistema e diminuem as margens seguras de operação.

Em vista de tantos problemas, criaram-se nos países de primeiro mundo alguns padrões que recomendam níveis aceitáveis de conteúdo harmônico. Uma destas recomendações é a IEEE 519, que se aplica aos níveis harmônicos presentes no **ponto de acoplamento comum** (point of common coupling, **PCC**) de consumidores industriais e grandes consumidores comerciais.

1.2 A solução

No sentido de se atender a tais recomendações geralmente se recorre a três tipos de soluções:

- 1) as baseadas em **filtros passivos**;
- 2) as baseadas em **filtros ativos**;
- 3) e as baseadas em **filtros híbridos**.

Em geral, os conteúdos harmônicos das correntes nas fontes está constantemente mudando em virtude das necessidades de corrente nas cargas e do caráter aleatório da topologia da rede. Fornos a arco, equipamentos de solda, acionamentos de velocidade ajustável e outros tipos de carga apresentam dinâmicas rápidas onde o conteúdo harmônico de suas correntes varia de forma aleatória. Em virtude desta realidade, as soluções usuais baseadas em filtros passivos são pouco efetivas na redução dos harmônicos. Além do mais, os filtros passivos são susceptíveis a ressonâncias séries e paralelas e têm a sua característica de compensação altamente influenciada pela impedância da fonte e pelas tolerâncias dos componentes L-C. As vantagens dos filtros passivos são a sua simplicidade e o seu baixo custo.

As soluções baseadas em filtros ativos e híbridos são, portanto, as mais adequadas à realidade descrita anteriormente. Os filtros ativos e híbridos se apresentam em várias topologias:

- filtros ativos paralelos;
- filtros ativos série;
- etc.

Dentro de cada topologia podem ainda ser encontradas algumas variações. Uma solução ótima baseada em filtros ativos ou híbridos é especificada em relação à interface com a fonte e à aplicação.

1.3 Filtros ativos paralelos

Ao longo deste trabalho, será utilizada a topologia do **filtro ativo paralelo**, largamente difundida, que é detalhada nos parágrafos seguintes.

Os filtros ativos paralelos têm como função principal o fornecimento de todo o conteúdo harmônico presente na corrente da carga. Deste modo, a função da rede de suprimento se restringe a fornecer as correntes fundamentais, uma vez que o filtro ativo suprirá todo o conteúdo harmônico. O filtro ativo paralelo não é nada mais que uma fonte de corrente controlada, instalada em paralelo com a carga. Em alguns casos, o filtro ativo paralelo pode fornecer também correntes reativas, realizando, portanto, a compensação harmônica e a compensação do fator de potência. A capacidade de redistribuir e equilibrar as correntes na fonte também é possível mediante a adoção de um controle adequado. Não se pode perder de vista, entretanto, que a realização de todas estas compensações é limitada, obviamente, pela capacidade de potência e comutação das chaves do inversor utilizado no filtro ativo.

O diagrama de blocos da Figura 1.1 ilustra as partes componentes de um sistema fonte/carga com um filtro ativo paralelo.

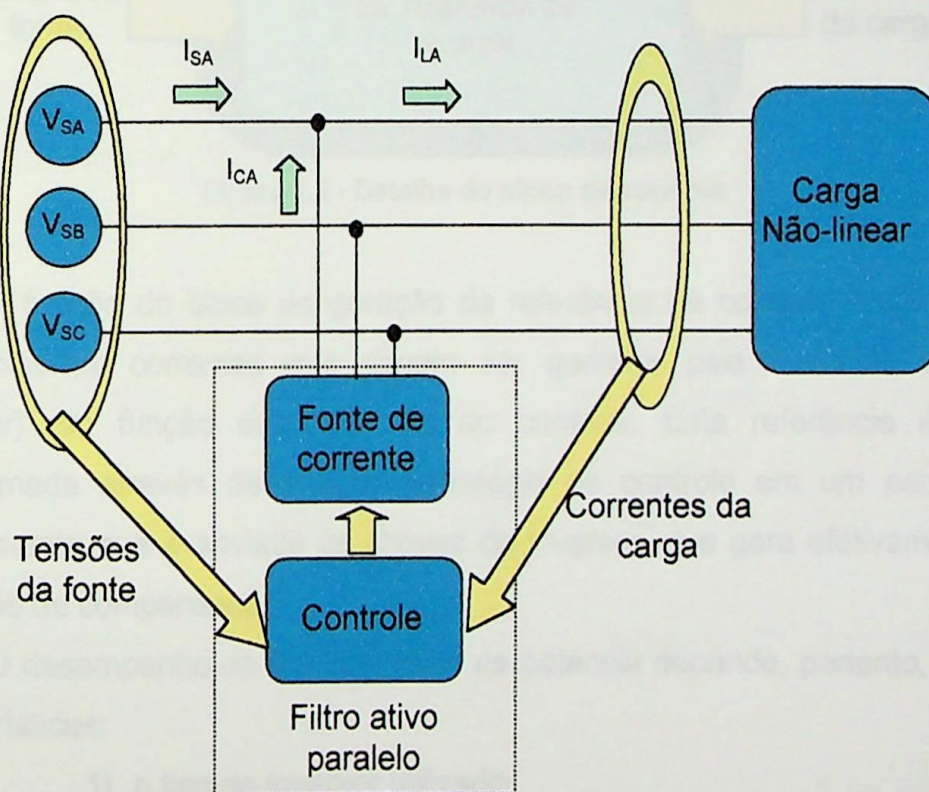


Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um filtro ativo paralelo

A Figura 1.1 mostra que o filtro ativo paralelo é composto por um **bloco de controle** e uma **fonte de corrente**. O papel da fonte de corrente

geralmente é representado por inversores fonte de tensão controlados por corrente, ou seja, os **CC-VSI** (*current-controlled voltage source inverters*).

O bloco de controle desempenha duas funções, de modo que pode ser dividido em dois blocos menores como ilustrado na Figura 1.2: **bloco de geração da referência** de controle **bloco de controle de corrente**.

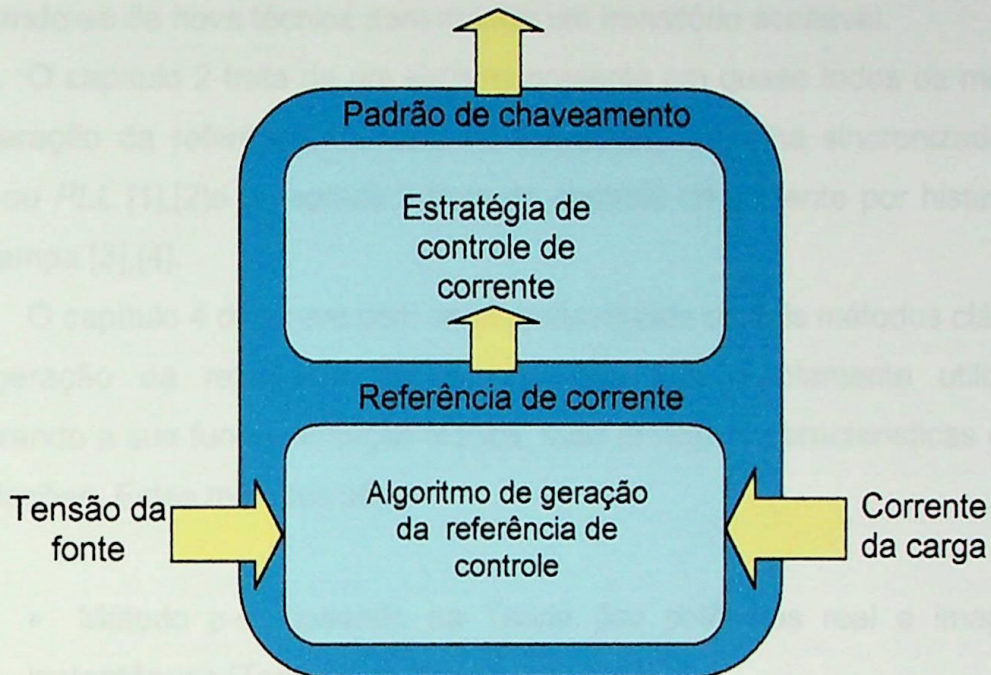


Figura 1.2 - Detalhe do bloco de controle

A função do bloco de geração da referência de controle é calcular as referências de correntes que devem ser geradas pela fonte de corrente (inversor) em função das entradas do controle. Esta referência é então transformada através de alguma estratégia de controle em um padrão de chaveamento que é enviado às chaves do inversor, que gera efetivamente as correntes de compensação.

O desempenho de um filtro ativo de potência depende, portanto, de três características:

- 1) o tipo do inversor utilizado;
- 2) a estratégia de controle de corrente utilizada e
- 3) e o método de geração da referência de controle.

Os métodos de geração da referência de controle são o foco principal deste trabalho, que tem por objetivo expor duas das várias estratégias existentes, esclarecendo seus fundamentos, analisando suas vantagens e

desvantagens e simulando-as. Por fim, o trabalho contribui com uma nova técnica que possibilita melhorar consideravelmente a resposta dinâmica destas duas estratégias, bem como simplificar bastante a sua implementação, para o caso em que as correntes da carga apresentem apenas componentes harmônicos múltiplos da frequência fundamental da rede. Além disto, o trabalho sugere como é possível utilizar estas estratégias em cargas desequilibradas, utilizando-se da nova técnica para manter um transitório aceitável.

O capítulo 2 trata de um sistema presente em quase todos os métodos de geração da referência de controle existentes, a malha sincronizada pela fase ou *PLL* [1],[2] e o capítulo 3 trata do controle de corrente por histerese e por rampa [3],[4].

O capítulo 4 descreve com certa profundidade os dois métodos clássicos de geração da referência de controle que são amplamente utilizados, mostrando a sua fundamentação teórica, suas principais características e suas simulações. Estes métodos são:

- Método $p-q$, baseado na Teoria das potências real e imaginária instantâneas (Teoria $p-q$) [5];
- Método i_d-i_q , ou método da referência síncrona (Teoria $d-q$) [6].

O capítulo 5 introduz a nova técnica que possibilita a melhoria da resposta dinâmica e a simplificação do método da referência síncrona e do método das potências real e imaginária instantâneas. O capítulo apresenta também simulações e alguns tópicos complementares em relação ao uso da nova técnica.

Finalmente, no capítulo 6, tem-se a apresentação dos resultados experimentais e as conclusões do trabalho.

2 Operação de uma malha sincronizada pela fase linear trifásica

Este capítulo mostra o princípio de operação de um PLL trifásico bastante versátil. Simulações são feitas com duas configurações diferentes de parâmetros: uma privilegiando a velocidade de resposta do PLL e outra privilegiando a capacidade de rejeição de ruído do PLL.

2.1 Introdução

Além de extremamente importantes para a implementação da maioria dos filtros ativos de potência, os ângulos de fase das tensões da rede são também uma informação fundamental para outros tipos de equipamentos, como: cicloconversores, compensadores estáticos de VAR, conversores ac-dc etc.. Esta informação pode ser usada para sincronizar a ligação e desligamento de chaves de potência, calcular e controlar o fluxo de potência ativa e reativa ou transformar as variáveis de realimentação para um sistema de referência mais adequado ao controle.

O meio mais comum de se extrair a informação de ângulo de fase do sistema é através da **malha sincronizada pela fase** ou **PLL**. Além das aplicações de interface com a rede o **PLL** é utilizado em controle de motores e telecomunicações.

A eficiência de um **PLL** pode ser medida qualitativamente como a sua capacidade de entrar e permanecer em sincronia com o sinal de entrada. Entretanto, quando se tem as tensões da rede elétrica como sinal de entrada, algumas situações bastante complicadas podem surgir, por exemplo: **afundamentos de tensão, desequilíbrios de tensão, perda de fase, variações de frequência** etc.. Portanto, qualquer **PLL** que esteja realizando a interface de um equipamento com a rede deve ser capaz não só de entrar rapidamente em sincronismo e permanecer, mas também de fornecer uma saída que reflita o mínimo possível as distorções das entradas.

Este capítulo examina um **PLL trifásico simples, rápido e robusto** extremamente adequado a aplicações de interface com a rede elétrica. Este *PLL* foi desenvolvido por Kaura et al em [2], que é a base do texto e das figuras deste capítulo. A referência [2] é a única deste capítulo, pelo fato de que a quase totalidade da literatura sobre *PLL*'s se aplica a sistemas de comunicação, enquanto em [2] o *PLL* é tratado como um simples problema de controle aplicado ao interfaceamento de equipamentos com a rede.

2.2 Princípio de operação

A Figura 2.1 mostra o diagrama de blocos do sistema do *PLL*.

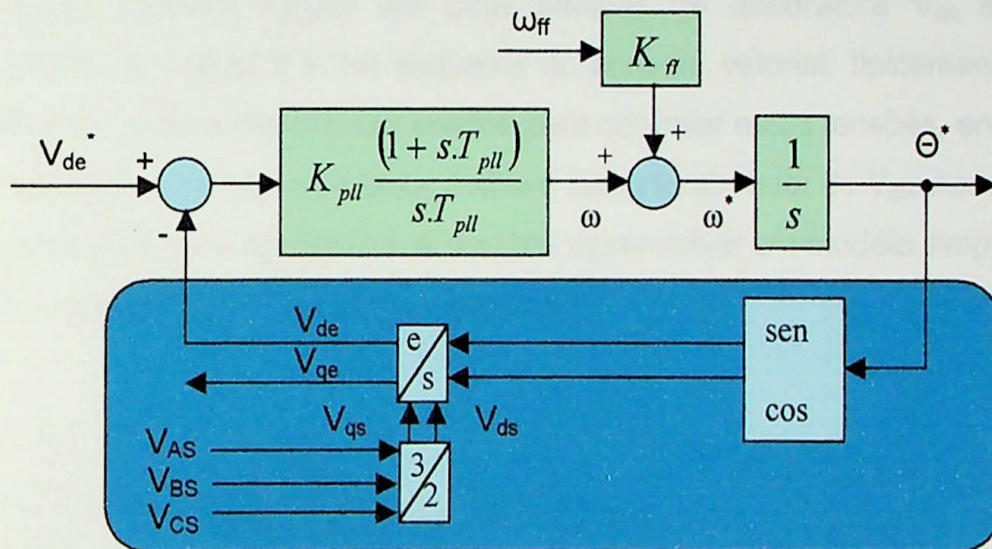


Figura 2.1 – Diagrama de controle do *PLL*

As tensões de linha V_{AS} , V_{BS} e V_{CS} são amostradas e transformadas nas tensões V_{de} e V_{qe} , que se referem a um sistema de coordenadas girante e sincronizado com a frequência da rede. Para isto são usadas as transformações a-b-c para α - β -0 (3/2) e α - β para d-q (s/e). O ângulo θ^* usado nesta última transformação é obtido através da integração da frequência de comando ω^* . Se a frequência de comando ω^* é idêntica à da rede, as tensões V_{de} e V_{qe} aparecem como valores cc em função do ângulo θ^* .

Neste método, um controlador PI é usado para obter o valor de θ^* (ou ω^*) que leva a tensão V_{de} de realimentação ao valor de referência V_{de}^* . O que o regulador faz, portanto, é conseguir um sistema de referência girante em

relação ao qual a tensão transformada V_{de} assume o valor da referência V_{de}^* . Com isto, a frequência deste sistema girante é a mesma da rede e a magnitude da tensão V_{de} determina a diferença de fase entre as tensões da rede e o $sen(\theta^*)$ ou o $cos(\theta^*)$. Assim, neste sistema, além do sincronismo com a frequência da rede é possível manter uma diferença de fase arbitrária através de uma escolha adequada da referência V_{de}^* .

O desenvolvimento de um modelo simplificado que facilite a análise no tempo e na frequência é feito na seção seguinte.

2.3 Modelo simplificado do PLL

As tensões V_{AS} , V_{BS} e V_{CS} quando transformadas para o sistema de referência síncrono resulta em duas tensões de quadratura V_{de} e V_{qe} , mostradas na Figura 2.1. No esquema do controle vetorial, tipicamente dois reguladores independentes são usados para controlar estas tensões, enquanto que no sistema do PLL uma única malha é fechada ao redor de V_{de} . Assumindo uma rede trifásica e equilibrada, é possível desenvolver um modelo simplificado do PLL usando as transformações seguintes:

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cdot \cos(\theta) \\ V \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AS} \\ (V_{CS} - V_{BS})/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} V_{qe} \\ V_{de} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^*) & -sen(\theta^*) \\ sen(\theta^*) & \cos(\theta^*) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Substituindo-se (2.1) e (2.2) em (2.3), as tensões V_{qe} e V_{de} são dadas por (2.4):

$$\begin{bmatrix} V_{qe} \\ V_{de} \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\theta^* - \theta) \\ sen(\theta^* - \theta) \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) \\ sen(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

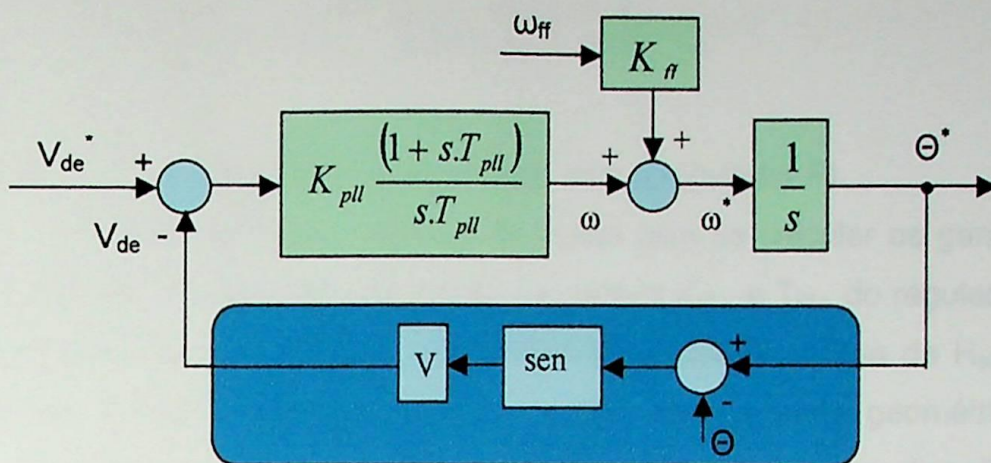


Figura 2.2 – Modelo do sistema de controle simplificado para análise

Se o erro $\Delta\theta$ entre o ângulo da rede e a saída do PLL for forçado a zero, $V_{qe}=V$ e $V_{de}=0$. Portanto, se V_{de} for regulado para zero o PLL se sincroniza com a rede com diferença de fase nula. Nenhuma informação é necessária sobre a magnitude V da tensão da rede.

O modelo de controle simplificado é mostrado na Figura 2.2. Para pequenos valores de $\Delta\theta$, o termo $\text{sen}(\Delta\theta)$ se comporta linearmente, ou seja, $\text{sen}(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$. O PLL pode, então ser tratado como um sistema de controle linear com a magnitude V da rede sendo um ganho no canal direto e a planta sendo um simples integrador.

2.4 Seleção dos ganhos

No modelo simplificado da Figura 2.2, o problema de controle se resume a se determinar corretamente os ganhos adequados a cada condição de operação. Levando-se em conta o atraso de amostragem, a planta se torna um atraso seguido de um elemento de integração:

$$H_{planta} = \left(\frac{1}{1 + s.T_s} \right) \left(\frac{U}{s} \right), \quad (2.5)$$

onde T_s é o tempo de amostragem. A função de transferência de malha aberta H_{oI} com o controlador é, então:

$$H_{ol} = \left(K_{pll} \frac{1 + sT_{pll}}{sT_{pll}} \right) \left(\frac{1}{1 + s.T_s} \right) \left(\frac{U}{s} \right), \quad (2.6)$$

onde K_{PLL} , T_{PLL} são os ganhos associados com o regulador PI.

O método do ótimo simétrico foi usado para se calcular os ganhos do regulador. De acordo com este método, os ganhos K_{PLL} e T_{PLL} do regulador são selecionados de tal modo que os gráficos de amplitude e fase de H_{ol} sejam simétricos à frequência de cruzamento ω_c , que está na média geométrica das duas frequências de esquina de H_{ol} . Dado um fator de normalização α , a frequência ω_c , K_{PLL} e T_{PLL} estarão relacionados como segue:

$$\begin{aligned} \omega_c &= 1/(\alpha T_s) \\ T_{pll} &= \alpha^2 T_s \\ K_{pll} &= (1/\alpha) (1/(U T_s)) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Substituindo-se (2.7) em (2.6) pode ser mostrado que o fator α e o fator de amortecimento ζ estão relacionados da maneira seguinte:

$$\zeta = \frac{\alpha - 1}{2} \quad (2.8)$$

Alterando-se α , o amortecimento e a largura de banda do sistema são controlados.

2.5 Simulações

Nesta seção, são feitas simulações de dois *PLL*'s para interface com uma rede de **460 V/60 Hz**, utilizando-se uma **taxa de amostragem de 10kHz**. Os *PLL*'s simulados diferem entre si pelo parâmetro α adotado para cada um. Estes *PLL*'s possuem, portanto, ganhos e desempenhos diferentes e são

adequados a duas situações diferentes, descritas a seguir. Abaixo, na Tabela 2.1, têm-se as características dos *PLL*'s para os valores de α adotados.

Tabela 2.1

α	$\omega_c(\text{Hz})$	K_{PLL}	$T_{PLL}(\text{ms})$
2.4	663.14	12.04	0.576
30	53.05	0.96	90

Como pode ser visto na Tabela 2.1, quando α é 2.4 a banda de passagem é bem larga (663.14 Hz) tornando o *PLL* capaz de se travar rapidamente ao sistema e de acompanhar mudanças de frequência e de fase com um curto transitório. Entretanto, se houver distorções na rede, estas distorções se refletirão intensamente na saída do *PLL*. Havendo distorções na rede é, portanto, adequado restringir a banda de passagem, adotando-se um α igual a 30.

A Figura 2.3 mostra o modelo do *PLL* para α igual a 2.4. Na Figura 2.4, pode ser vista a rápida resposta dinâmica do *PLL* ($< 2.5\text{ms}$) quando ocorre um degrau de frequência de 60 para 65 Hz. E na Figura 2.5, o comportamento da *PLL* na presença de distorções na rede (harmônicas de ordem 11) é mostrado.

A resposta dinâmica e a característica de rejeição a ruído do *PLL* com α igual a 30 podem ser vistas na Figura 2.6 e na Figura 2.7, respectivamente. Notam-se, obviamente, uma piora na resposta dinâmica e uma melhora na rejeição a ruído.

As Figuras 2.8 e 2.9 mostram os espectros de frequência para os *PLL*'s com $\alpha=2.4$ e $\alpha=30$, respectivamente. Os sinais utilizados para se determinar os espectros são os mesmos sinais mostrados em 2.5 e 2.7, exceto pela não aplicação do degrau de frequência.

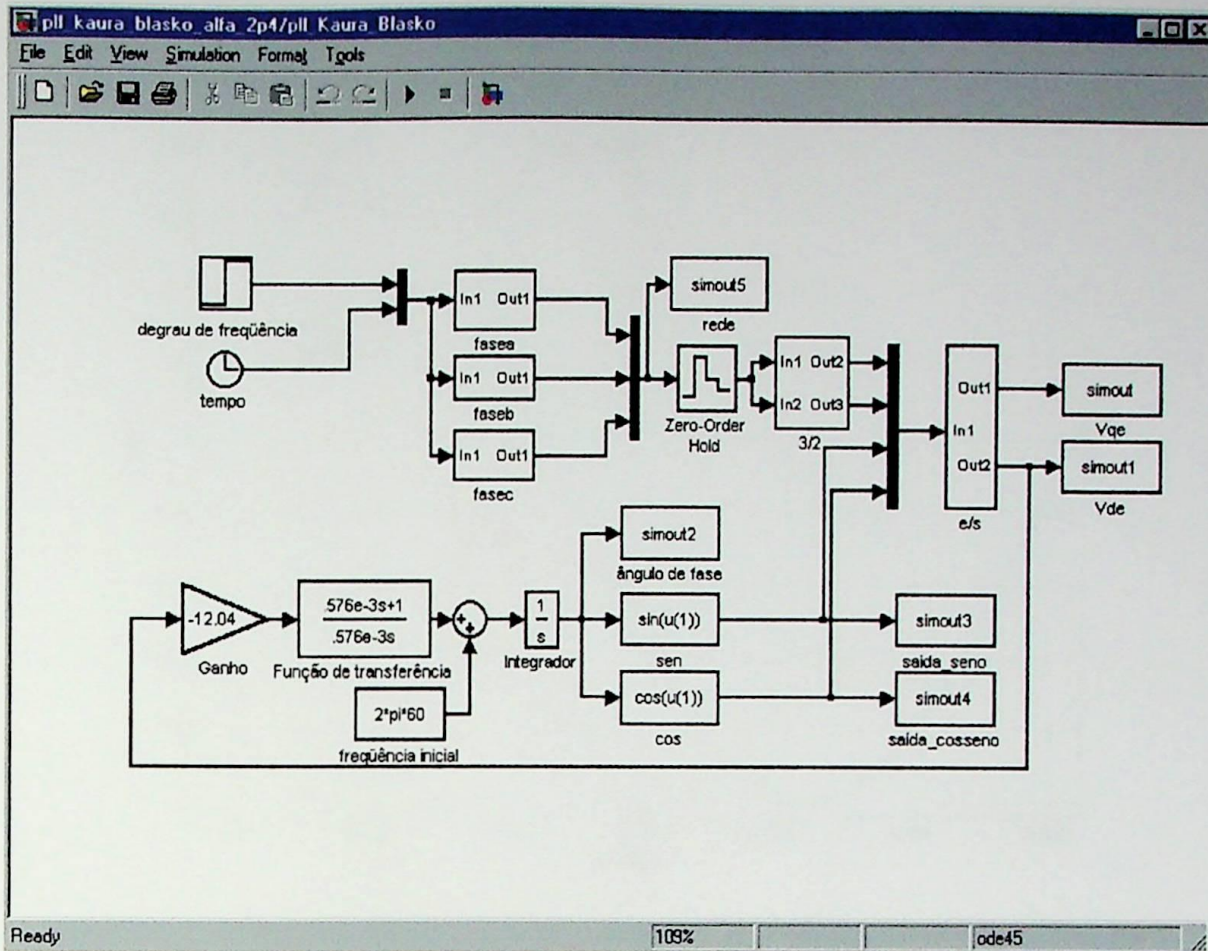


Figura 2.3 – Modelo do PLL e da rede para simulação em Simulink®

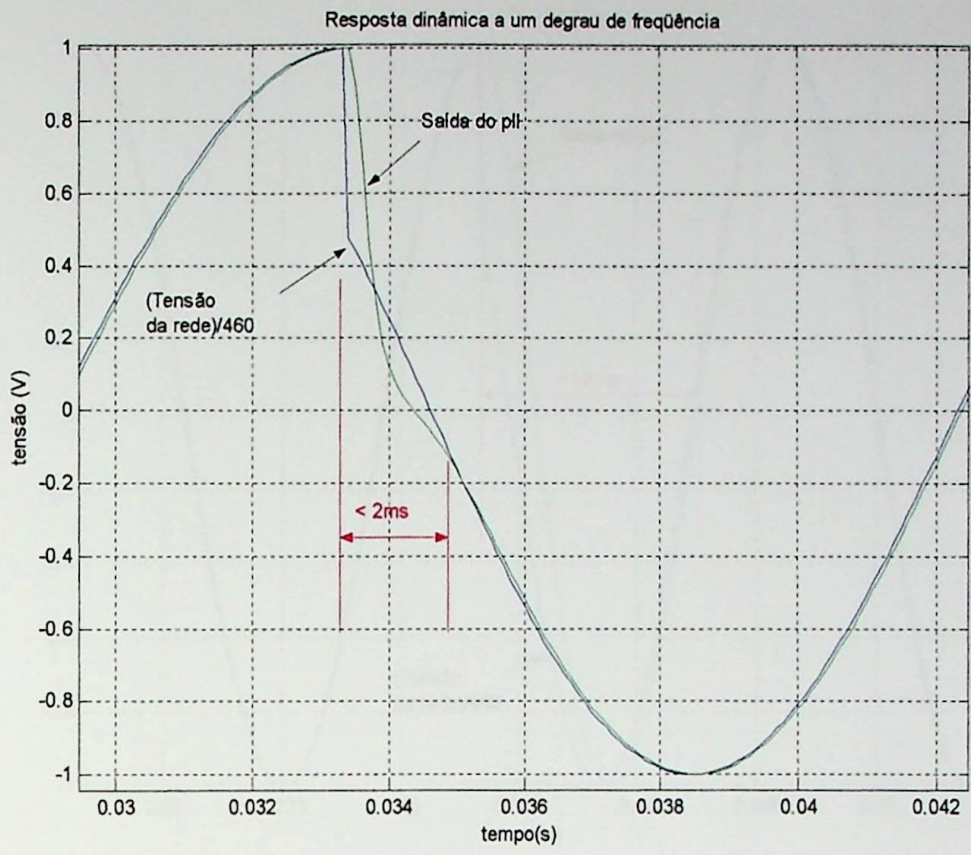


Figura 2.4 – Resposta dinâmica de PLL com $\alpha=2.4$, mostrando transitório <2.5ms para um degrau de frequência de 60 para 65 Hz

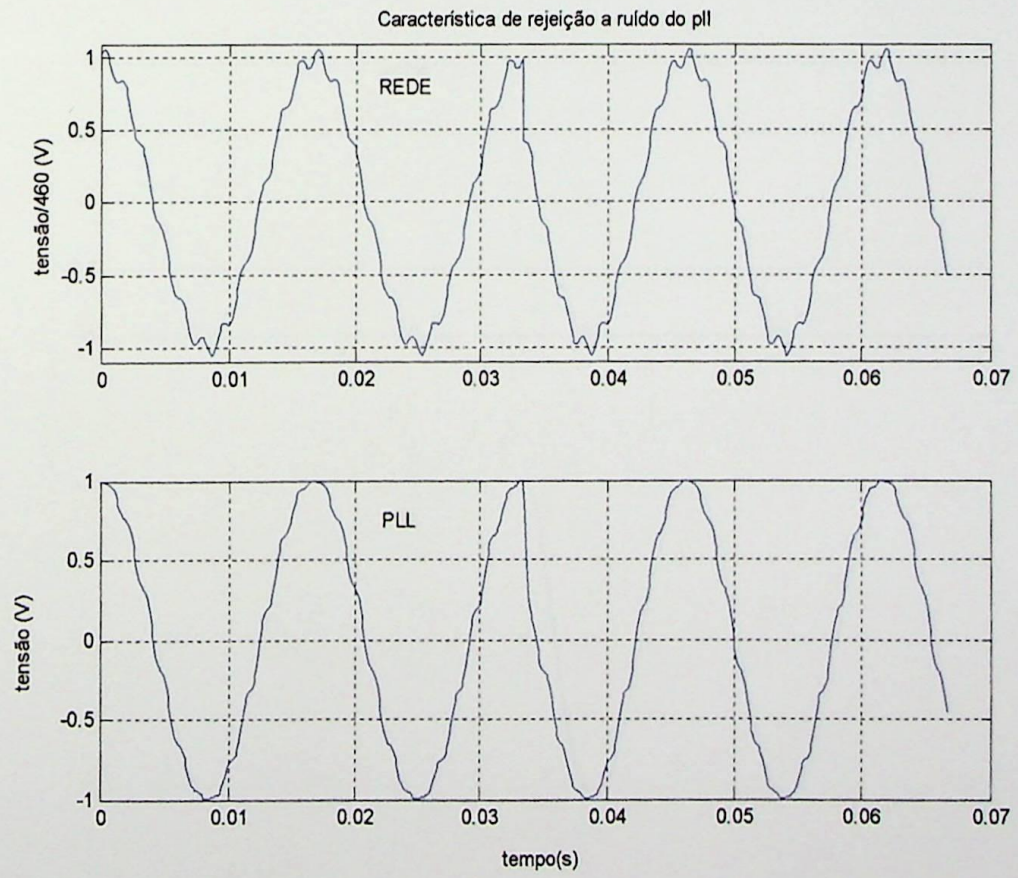


Figura 2.5 – Demonstração da baixa capacidade de rejeição a ruído do PLL com $\alpha=2.4$

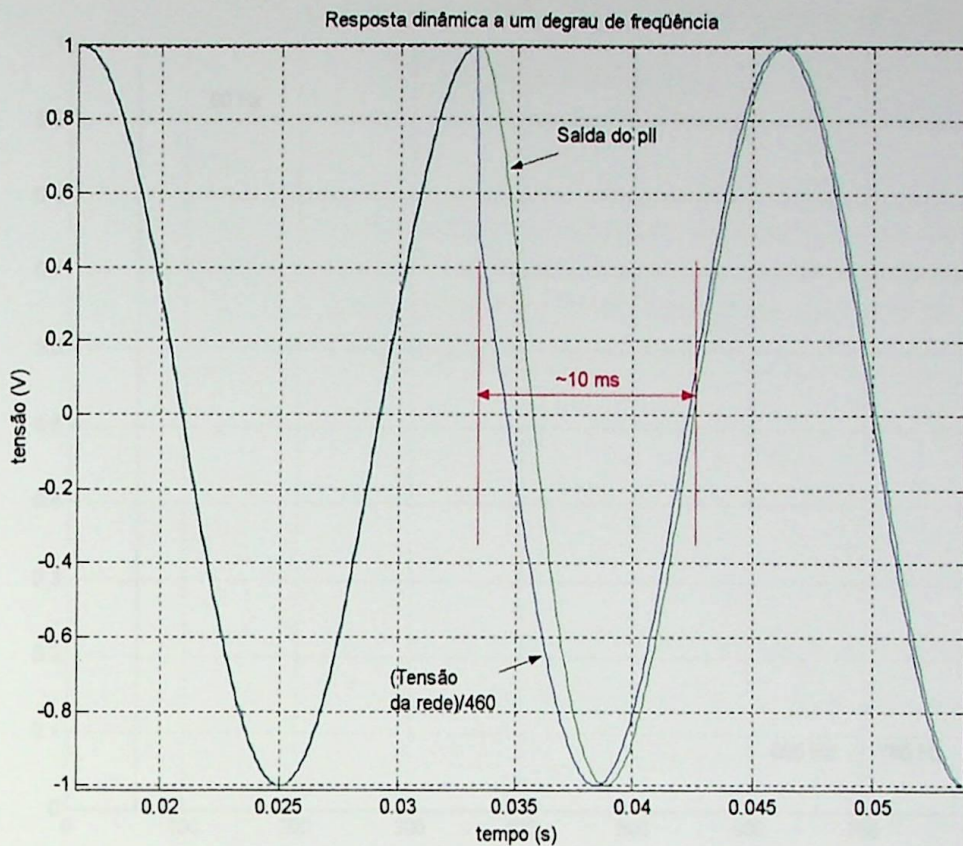


Figura 2.6 - Resposta dinâmica de PLL com $\alpha=30$, mostrando transitório um pouco maior que 10ms para um degrau de frequência de 60 para 65 Hz

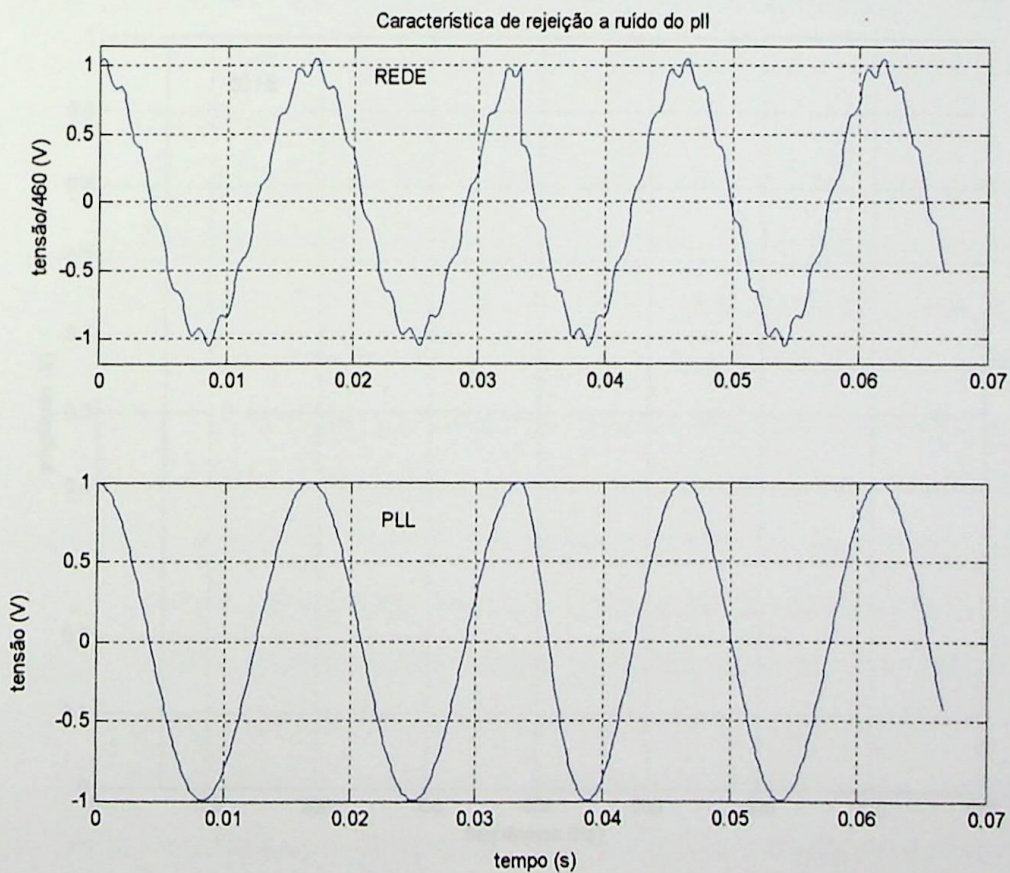


Figura 2.7 - Demonstração da alta capacidade de rejeição a ruído do PLL com $\alpha=30$

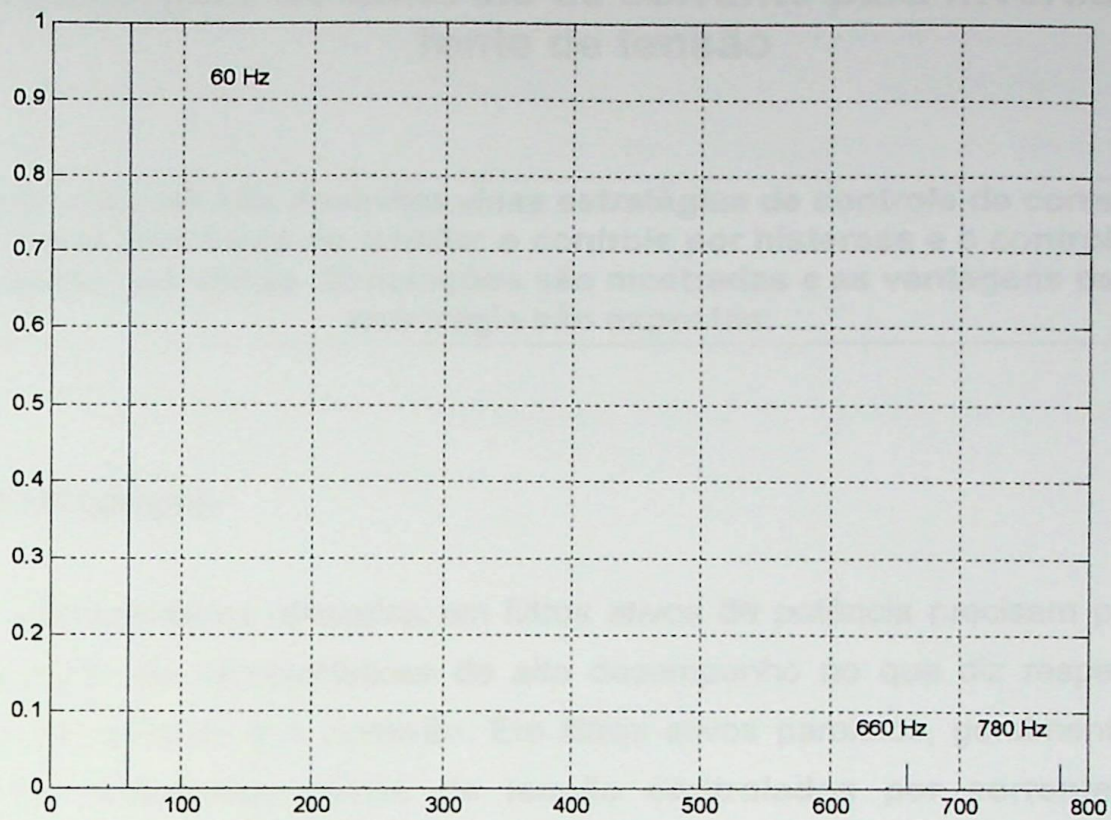


Figura 2.8 – Espectro de frequência do sinal de saída do PLL com $\alpha=2.4$.

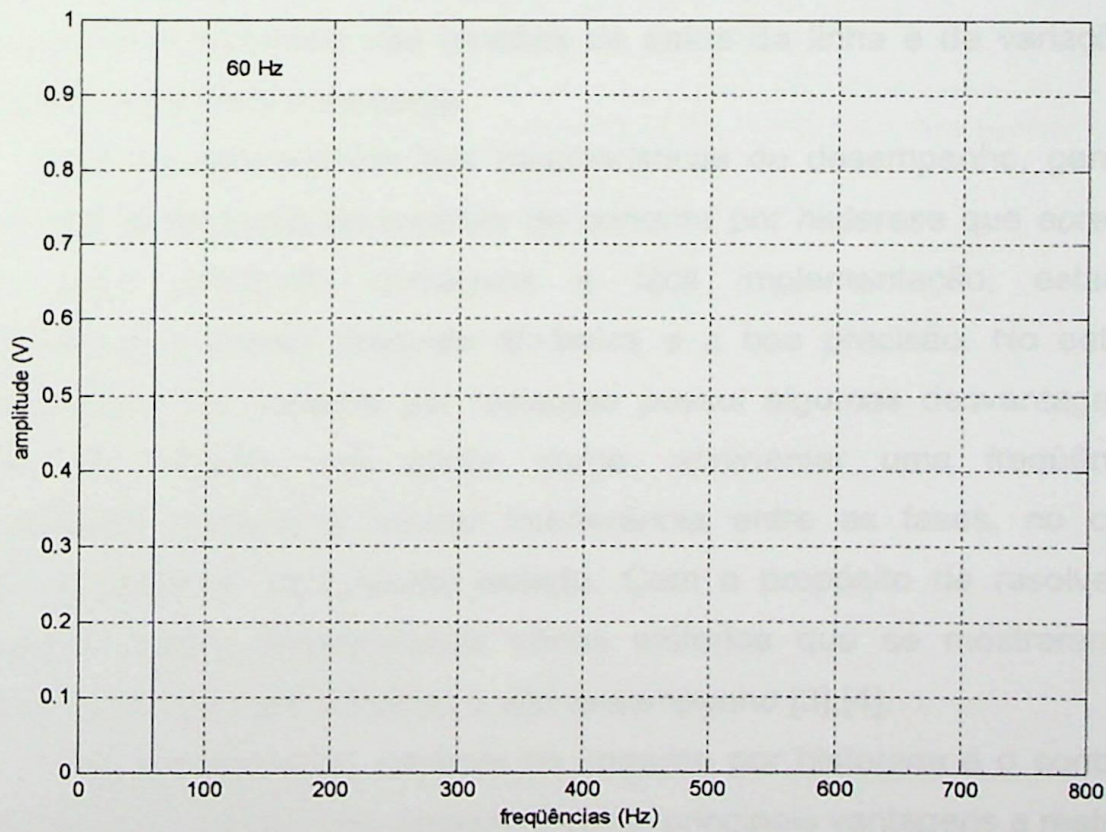


Figura 2.9 – Espectro de frequência do sinal de saída do PLL com $\alpha=30$.

3 Estratégias de controle de corrente para inversores fonte de tensão

Neste capítulo são descritas duas estratégias de controle de corrente para inversores fonte de tensão: o controle por histerese e o controle por comparador de rampa. Simulações são mostradas e as vantagens de cada estratégia são expostas.

3.1 Introdução

Os inversores utilizados em filtros ativos de potência precisam possuir um conjunto de características de alto desempenho no que diz respeito às formas de corrente e à precisão. Em filtros ativos paralelos, geralmente são utilizados **inversores fontes de tensão controlados por corrente** para produzirem as correntes de compensação que, normalmente, possuem um alto conteúdo harmônico e transitórios rápidos. Estes inversores devem ser capazes de seguir com precisão as correntes de referência, mesmo na presença de harmônicos nas tensões de saída da linha e de variações nas impedâncias da linha e da carga.

Para se satisfazerem tais características de desempenho, geralmente são utilizadas técnicas de controle de corrente por histerese que apresentam como suas principais vantagens a fácil implementação, estabilidade incondicional, a rápida resposta dinâmica e a boa precisão. No entanto, a técnica básica de controle por histerese possui algumas desvantagens que devem ser levadas em conta, como: apresentar uma frequência de chaveamento variável e causar interferência entre as fases, no caso de sistemas trifásicos com neutro isolado. Com o propósito de resolver estes problemas, foram desenvolvidos vários métodos que se mostraram muito efetivos, apresentando robustez e alto desempenho [3],[4].

Uma alternativa ao controle de corrente por histerese é o controle por comparador de rampa, que apresenta como principais vantagens a restrição da frequência de chaveamento do inversor, a produção de harmônicos em uma frequência definida e, também, a simplicidade na implementação. Este método,

entretanto, tem a sua resposta afetada pelos requisitos de estabilidade da realimentação, que depende também dos parâmetros da carga.

Neste capítulo, serão analisados os métodos do **controle de corrente por histerese básico** e o **controle por comparador de rampa**. O desempenho dos dois métodos será demonstrado por simulações.

3.2 Controle de corrente por histerese básico

A Figura 3.1 mostra o diagrama de blocos do controle de corrente por histerese em sua forma mais básica.

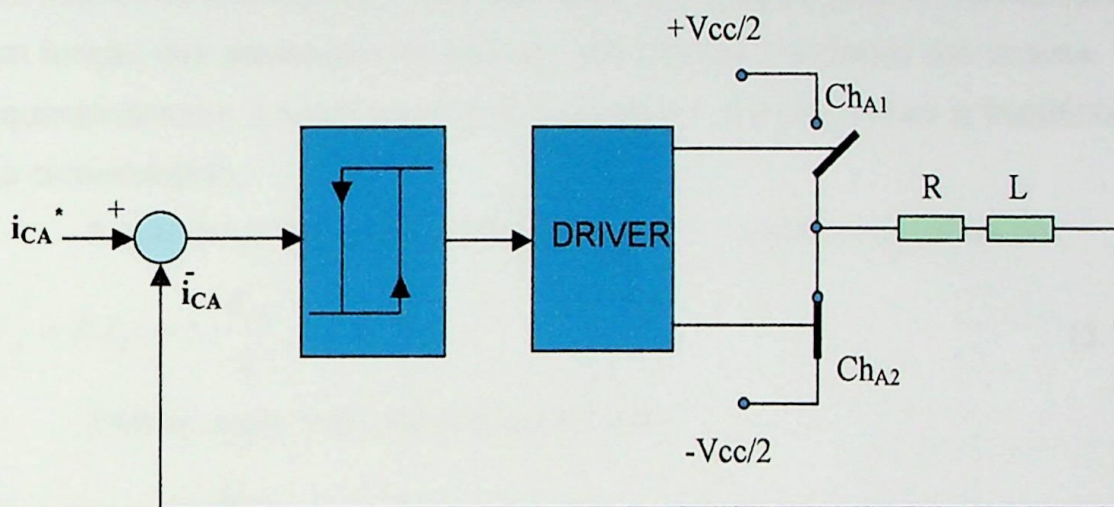


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do controle de corrente por histerese básico na fase A

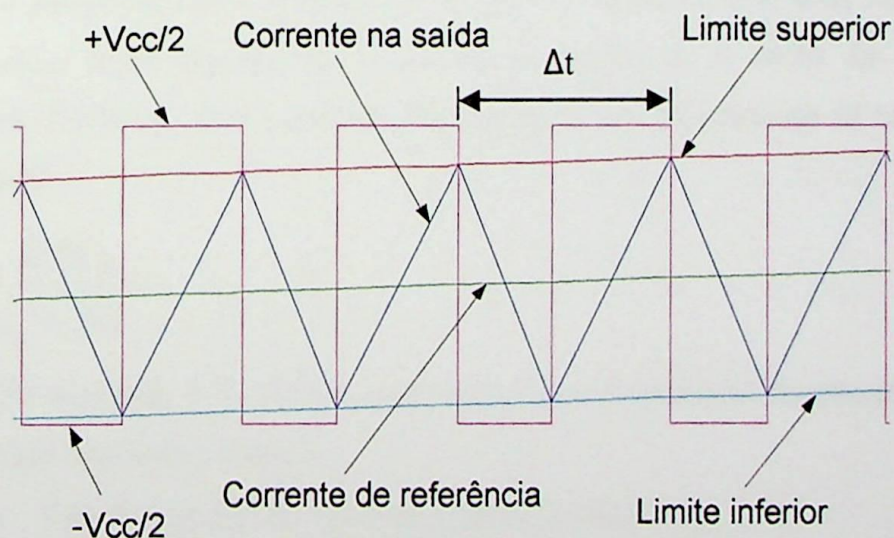


Figura 3.2 – Dinâmica do processo de controle de corrente por histerese

O controle de corrente por histerese da Figura 3.1 funciona da seguinte maneira:

- A corrente de referência i_{CA}^* é comparada com a corrente real i_{CA} do inversor;
- Se a corrente i_{CA} exceder o limite inferior da banda de histerese, então a chave Ch_{A1} é ligada e a chave Ch_{A2} é desligada, fazendo com que a corrente tenda a aumentar;
- Quando a corrente chega no outro extremo da banda de histerese, no caso, o limite superior, a chave Ch_{A1} é desligada e a chave Ch_{A2} é ligada, forçando a corrente a baixar.

A Figura 3.2 mostra a dinâmica do processo descrito acima.

Uma das principais desvantagens do controle de corrente por histerese em sua forma mais básica é a variabilidade de sua frequência de chaveamento em função dos parâmetros do sistema, que dificulta a proteção das chaves. O equacionamento a seguir elucida os parâmetros que influenciam a frequência de chaveamento.

A tensão na fase a do inversor da Figura 3.1 pode ser expressa por:

$$v_A = R.i_A + L.\frac{di_A}{dt} \quad (3.1)$$

Esta equação pode ser aproximada por :

$$v_A = R.i_A + L.\frac{\Delta i_A}{\Delta t} \quad (3.2)$$

O parâmetro Δt é o período no qual a corrente terá uma variação de $\Delta i_A = i_{\max} - i_{\min}$, onde $i_{\max} = i_{CA}^* + \Delta I$ e $i_{\min} = i_{CA}^* - \Delta I$, sendo ΔI o limite da banda de histerese. Portanto, Δt é o período de chaveamento. Isolando-se Δt na equação 3.2 tem-se:

$$\Delta t = \frac{L.\Delta i_A}{v_A - R.i_A} \quad (3.3)$$

Da equação 3.3, pode-se perceber que a frequência de chaveamento é função dos seguintes fatores:

- Tensão do *link* cc, que estabelece a tensão v_A ;
- Parâmetros da carga, como R e L ;
- A largura da banda de histerese, que determina o *ripple* de corrente Δi_A .

A Figura 3.3 mostra a simulação da corrente de saída em um inversor com o controle de corrente apresentado. As chaves são ideais e as características do sistema simulado são:

- Tensão no *link* cc 100 V;
- $R=0.5\Omega$ e $L=20\text{mH}$;
- Corrente de referência senoidal, com amplitude de 2A e frequência de 60Hz;
- $\Delta I=\pm 1\text{A}$.

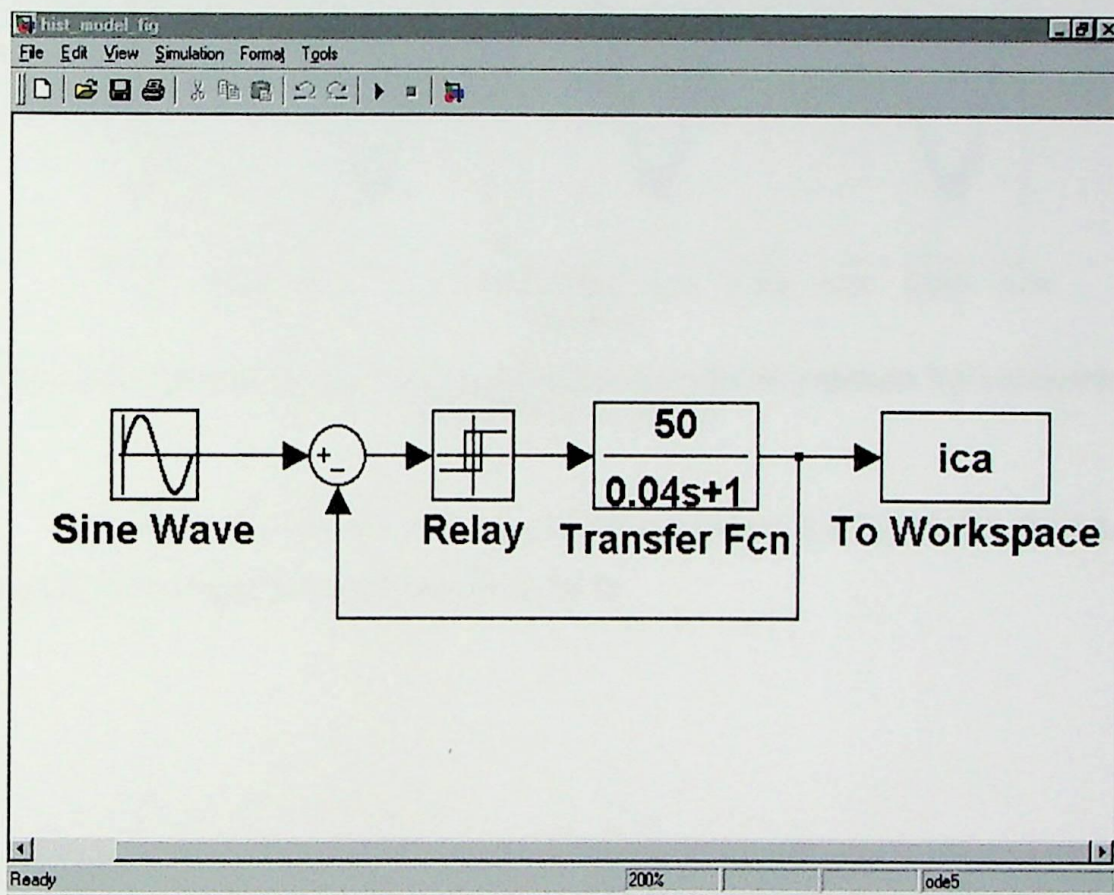


Figura 3.3 - Modelo do controle de corrente por histerese no Simulink



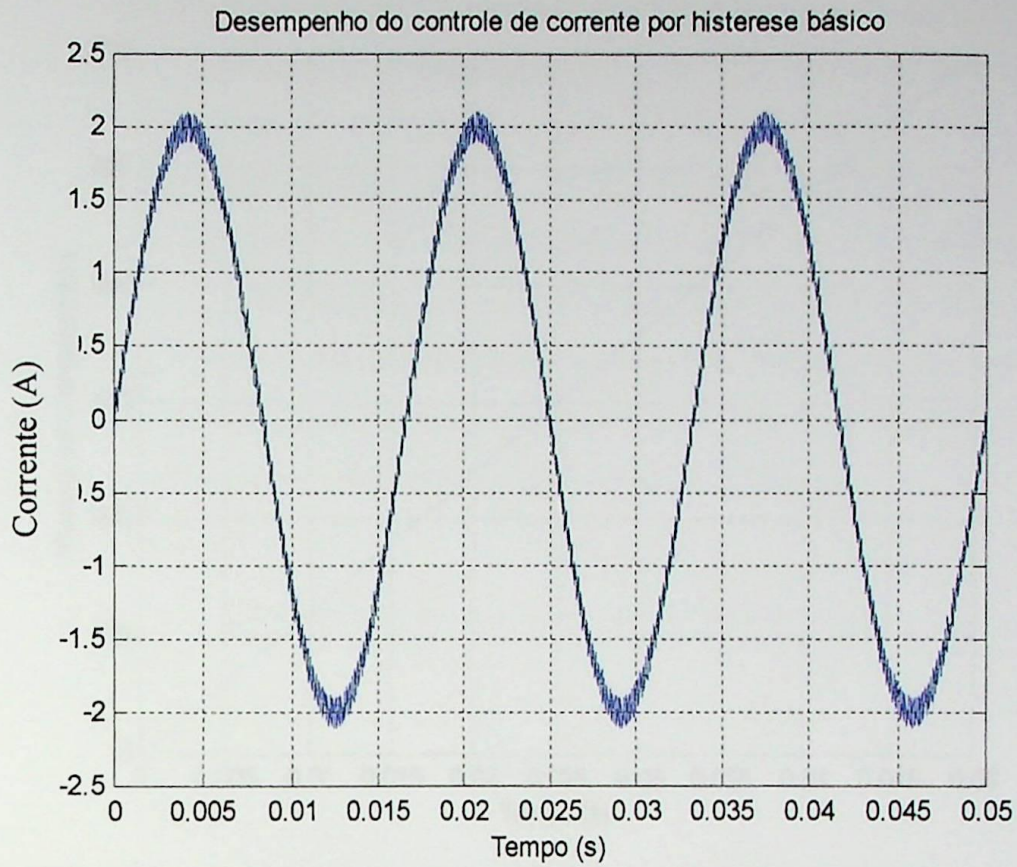


Figura 3.4 - Corrente I_{CA} seguindo uma referência senoidal de amplitude 2 A e frequência 60Hz ($R=0.5\Omega$ e $L=20$ mH).

A Figura 3.4 mostra o número de chaveamentos e a Figura 3.5 mostra o espectro de frequência da corrente de saída.

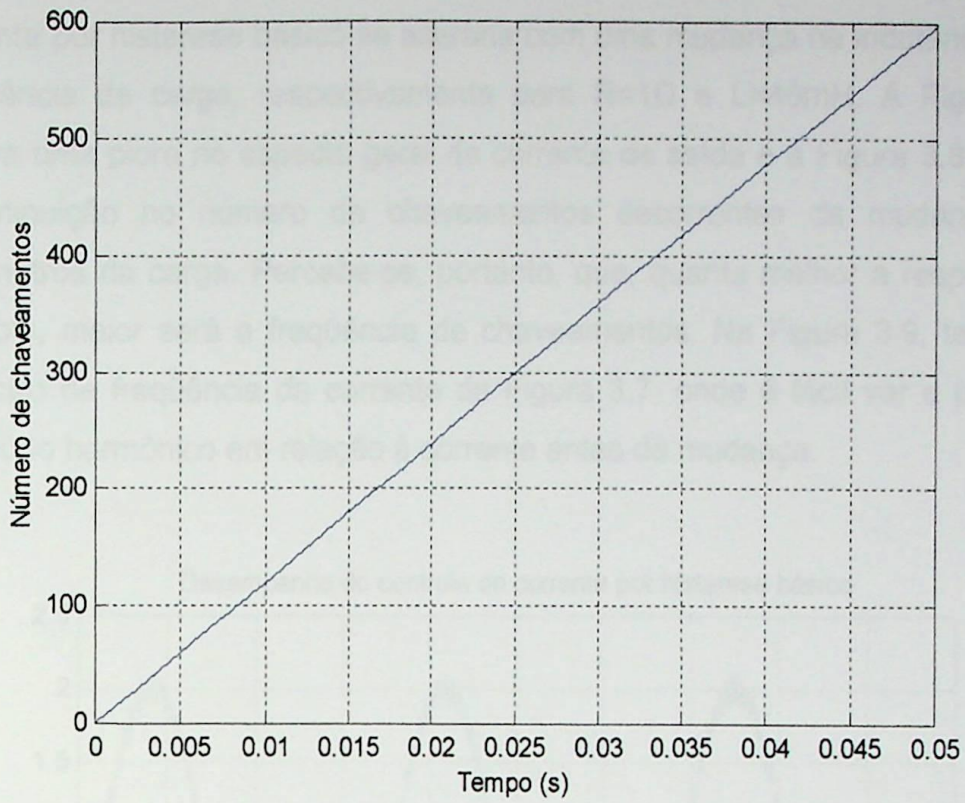


Figura 3.5 - Número de chaveamentos relativo à Figura 3.4 ($R=5\Omega$ e $L=20\text{ mH}$)

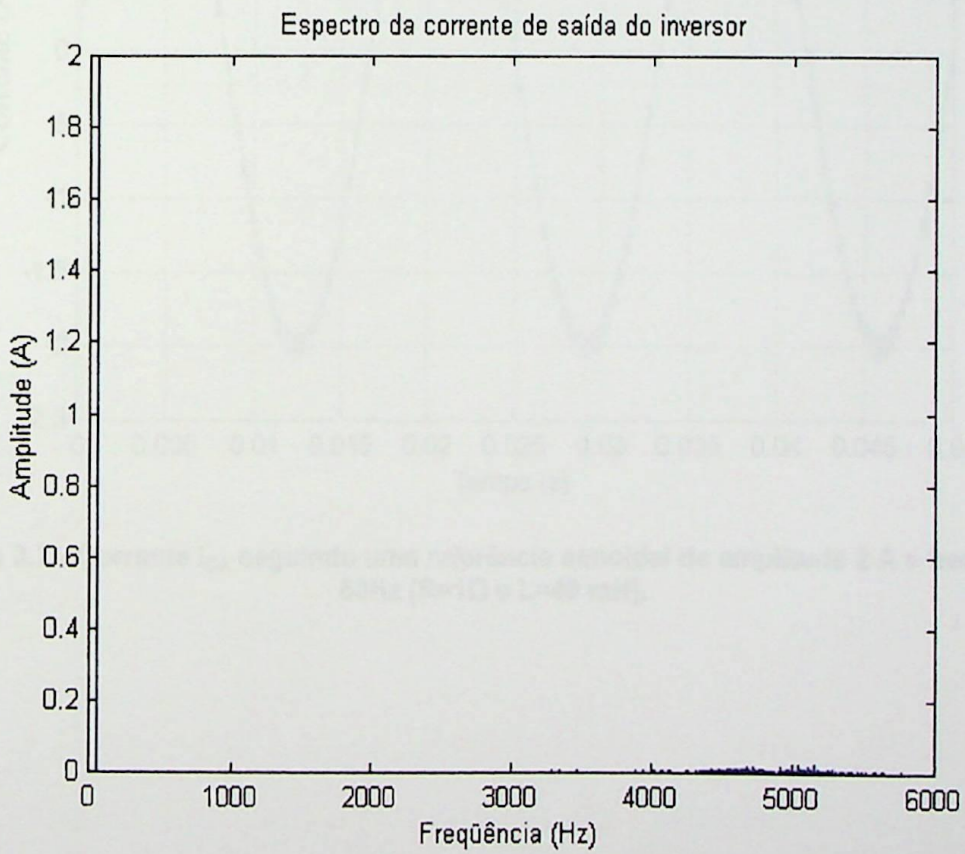


Figura 3.6 - Espectro de frequência para a corrente da Figura 3.3 - Modelo do controle de corrente por histerese no Simulink

Figura 3.4.

A Figura 3.7 e a Figura 3.8 mostram como o desempenho do controle de corrente por histerese básico se alteraria com uma mudança na indutância e na resistência da carga, respectivamente para $R=1\Omega$ e $L=40\text{mH}$. A Figura 3.7 mostra uma piora no aspecto geral da corrente de saída e a Figura 3.8 mostra a diminuição no número de chaveamentos decorrentes da mudança nos parâmetros da carga. Percebe-se, portanto, que, quanto melhor a resposta do controle, maior será a frequência de chaveamentos. Na Figura 3.9, tem-se o espectro de frequência da corrente da Figura 3.7, onde é fácil ver a piora no conteúdo harmônico em relação à corrente antes da mudança.

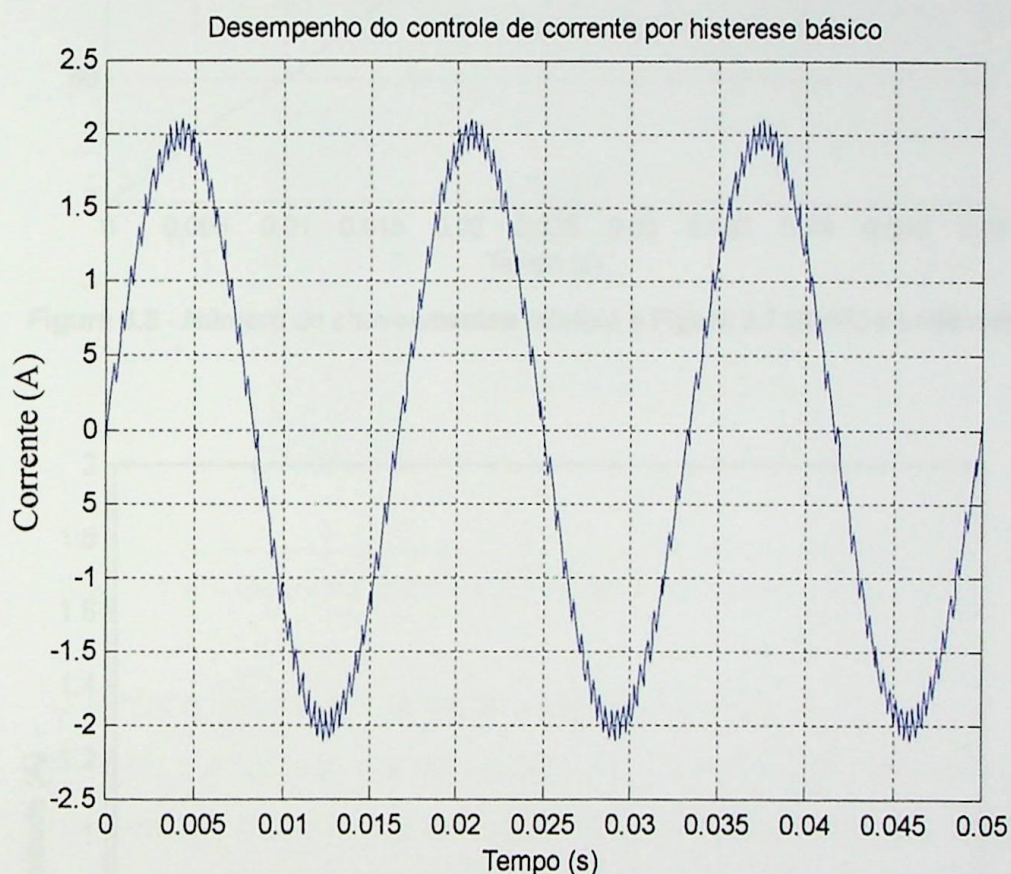


Figura 3.7 - Corrente I_{CA} seguindo uma referência senoidal de amplitude 2 A e frequência 60Hz ($R=1\Omega$ e $L=40\text{ mH}$).

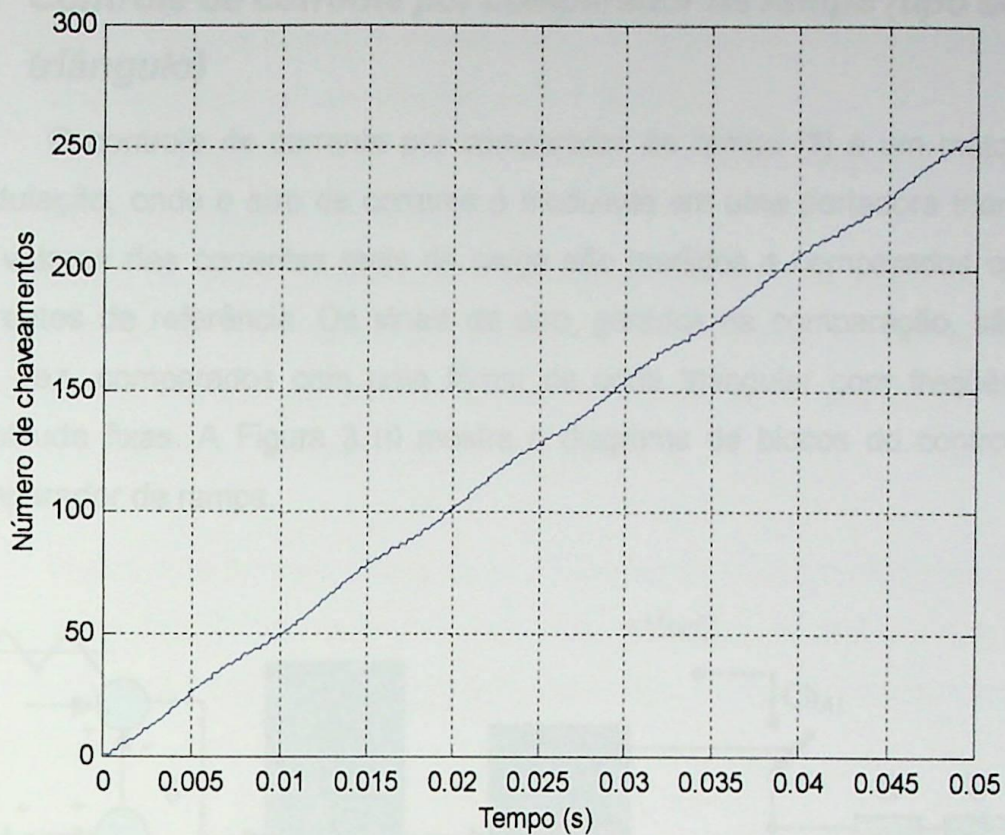


Figura 3.8 - Número de chaveamentos relativo à Figura 3.7 ($R=1\Omega$ e $L=40\text{ mH}$)

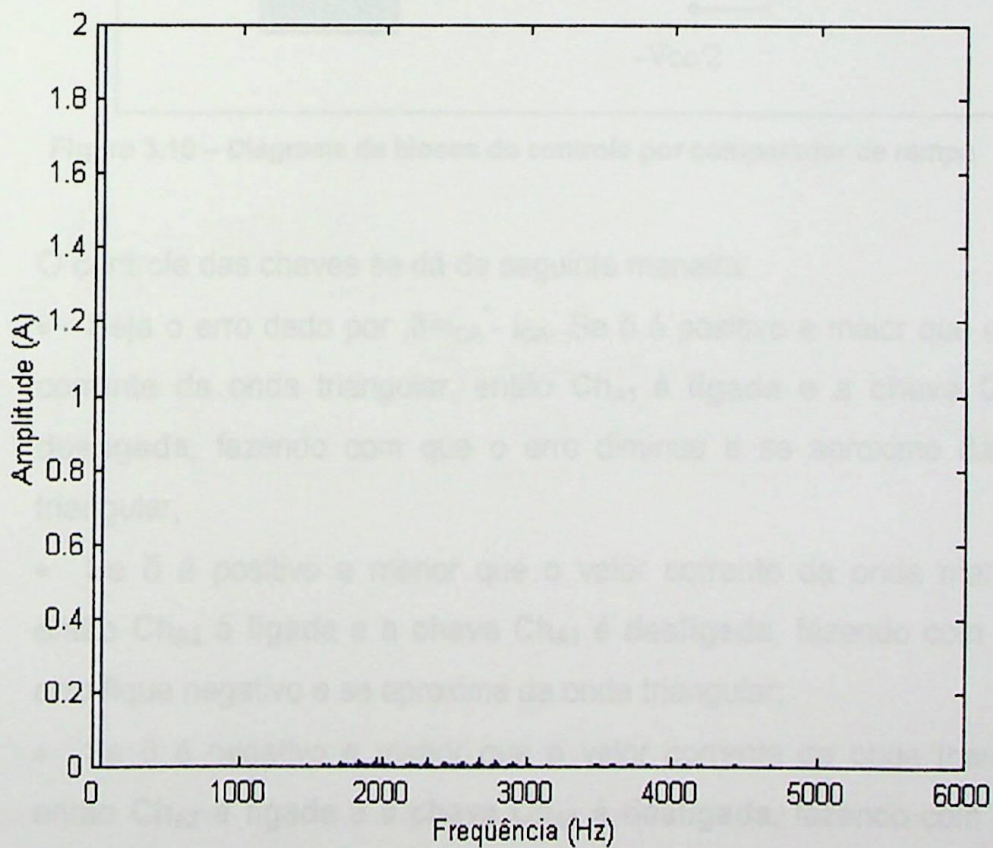


Figura 3.9 - Espectro de frequência para a corrente da Figura 3.7

3.3 Controle de corrente por comparador de rampa (tipo seno-triângulo)

O controle de corrente por comparador de rampa [3] é um método de modulação, onde o erro de corrente é modulado em uma portadora triangular. Os valores das correntes reais da carga são medidos e comparados com as correntes de referência. Os sinais de erro, gerados na comparação, são, por sua vez, comparados com uma forma de onda triangular com frequência e amplitude fixas. A Figura 3.10 mostra o diagrama de blocos do controle por comparador de rampa.

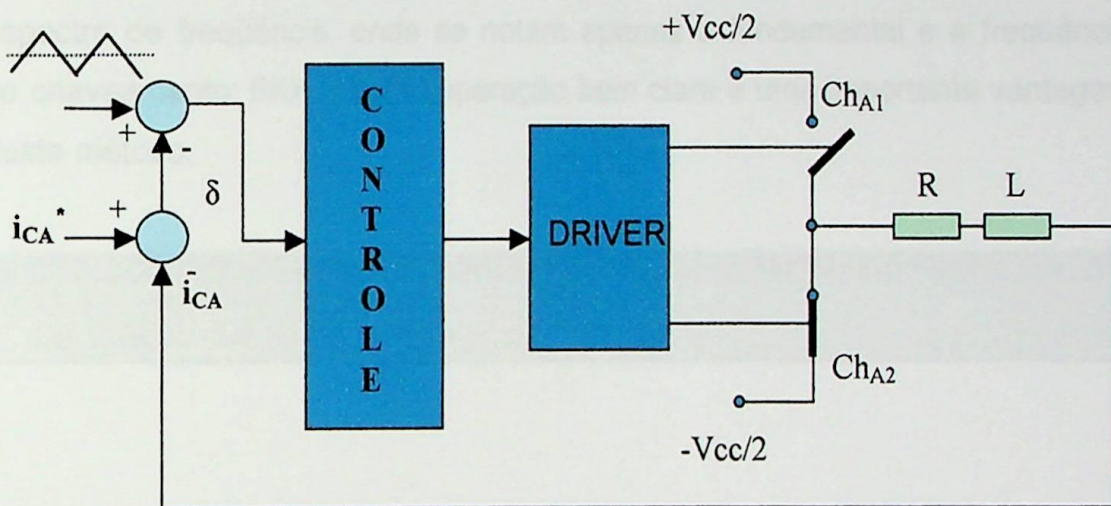


Figura 3.10 – Diagrama de blocos do controle por comparador de rampa

O controle das chaves se dá da seguinte maneira:

- Seja o erro dado por $\delta = i_{CA}^* - i_{CA}$. Se δ é positivo e maior que o valor corrente da onda triangular, então **Ch_{A1} é ligada** e a **chave Ch_{A2} é desligada**, fazendo com que o erro diminua e se aproxime da onda triangular;
- Se δ é positivo e menor que o valor corrente da onda triangular, então **Ch_{A2} é ligada** e a **chave Ch_{A1} é desligada**, fazendo com que o erro fique negativo e se aproxime da onda triangular;
- Se δ é negativo e menor que o valor corrente da onda triangular, então **Ch_{A2} é ligada** e a **chave Ch_{A1} é desligada**, fazendo com que o erro fique positivo e se aproxime da onda triangular;

- Se δ é negativo e maior que o valor corrente da onda triangular, então Ch_{A1} é ligada e a chave Ch_{A2} é desligada, fazendo com que o erro diminua e se aproxime da onda triangular;

O que o controle faz, portanto, é forçar o erro a seguir a referência triangular de amplitude e frequência fixas.

Na Figura 3.12, tem-se o resultado da simulação do controle operando em um sistema igual ao da Figura 3.4, mostrando uma corrente de saída de alto desempenho. Utilizou-se uma portadora triangular com frequência igual a 6KHz, para facilitar a comparação com a Figura 3.4.

A

Figura 3.13 ilustra o chaveamento uniforme do método e a Figura 3.14, o espectro de frequência, onde se notam apenas a fundamental e a frequência de chaveamento: 6KHz. Esta separação bem clara é uma importante vantagem deste método.

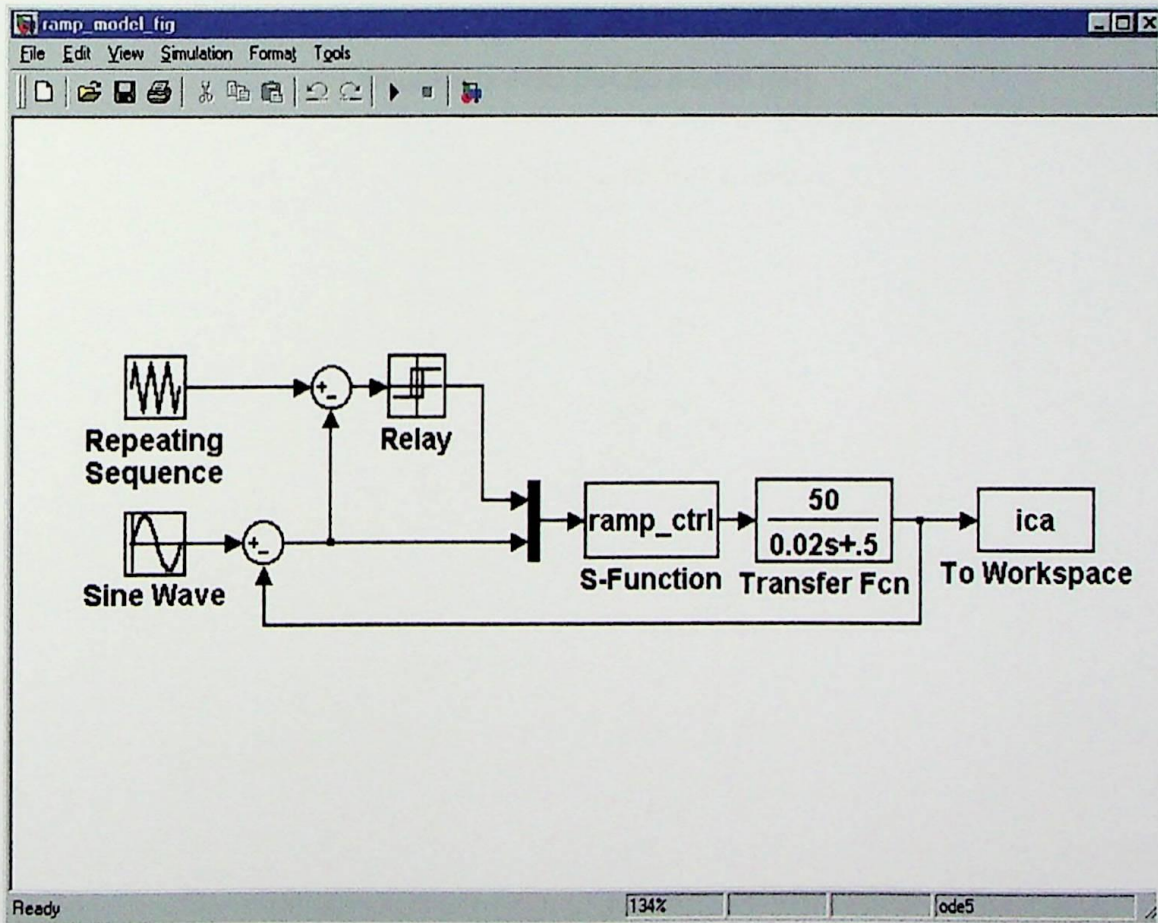


Figura 3.11 - Modelo do controle de corrente por comparador de rampa no Simulink

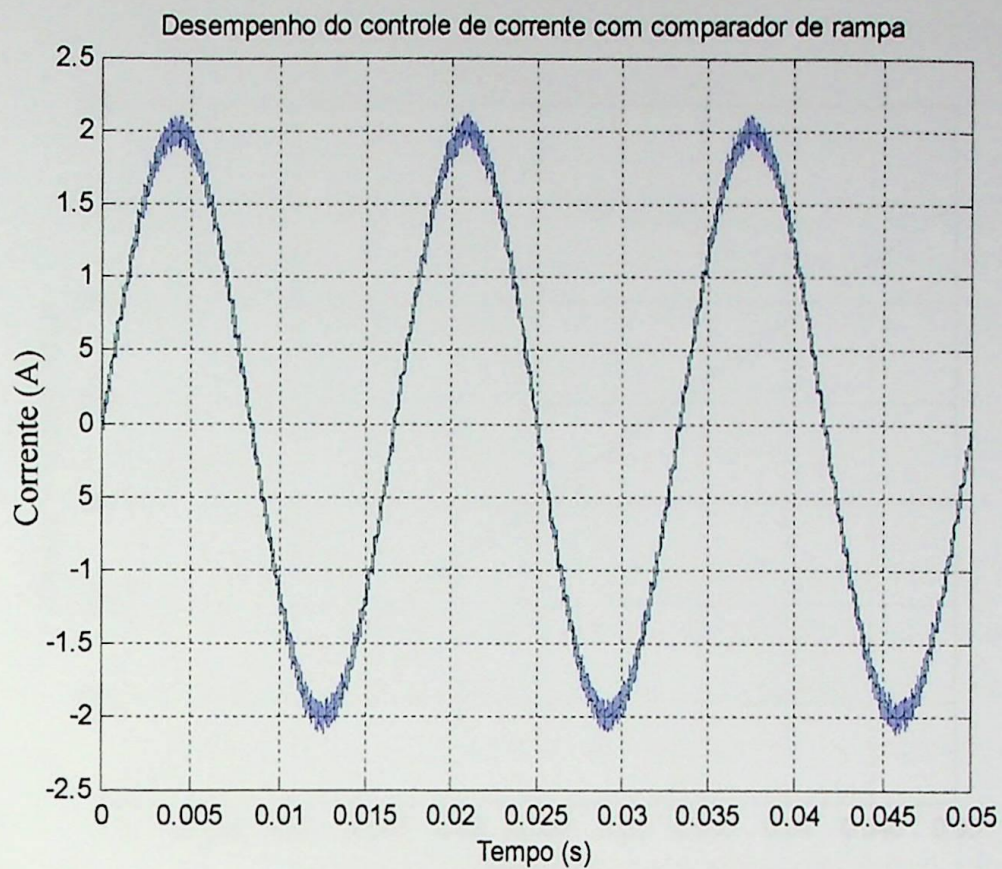


Figura 3.12 - Corrente I_{CA} seguindo uma referência senoidal de amplitude 2 A e frequência 60Hz ($R=5\Omega$ e $L=20$ mH)

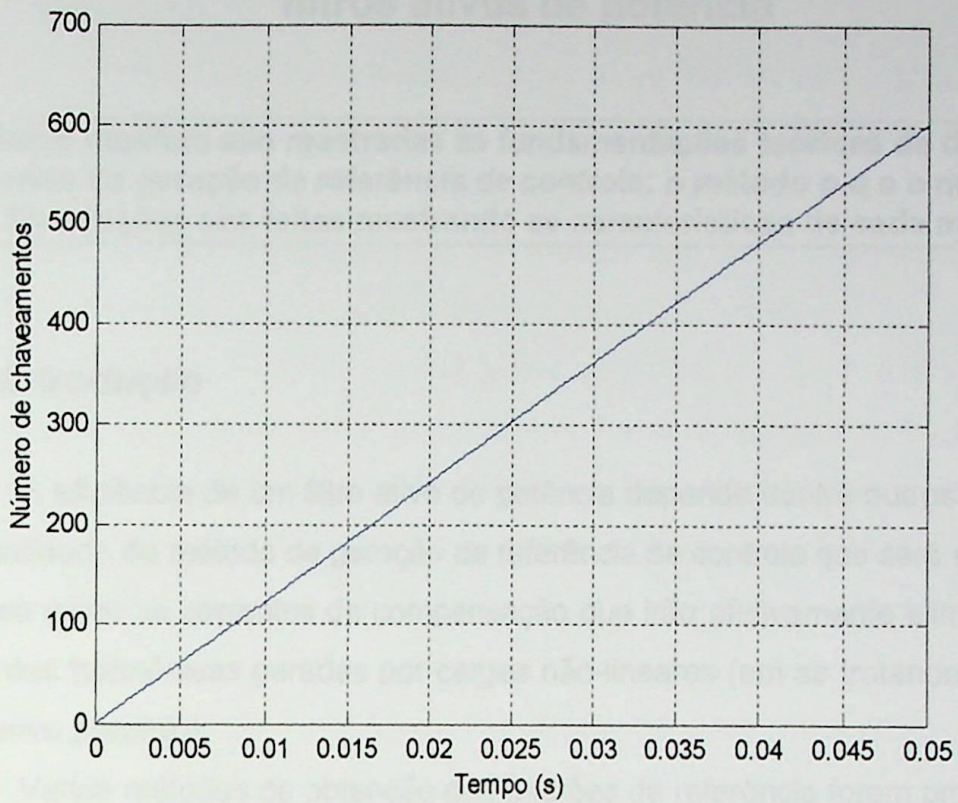


Figura 3.13 - Número de chaveamentos do controle com comparador de rampa relativo à Figura 3.12 ($R=0.5\Omega$ e $L=20\text{ mH}$)

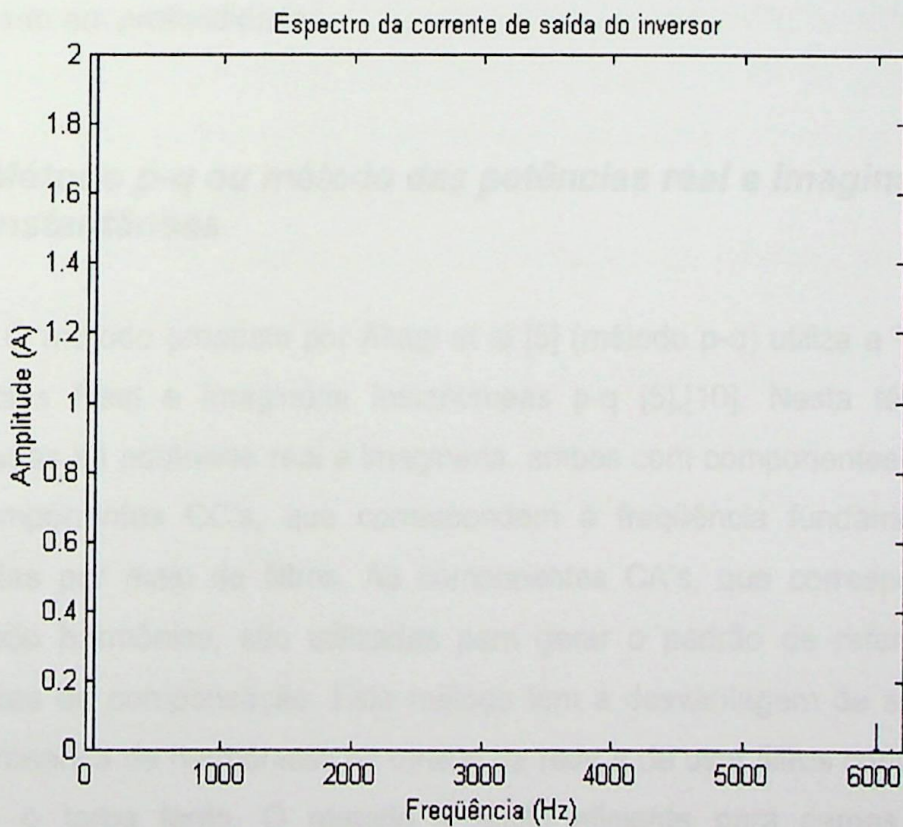


Figura 3.14 - Espectro de frequência para a corrente da Figura 3.12

4 Métodos de geração da referência de controle para filtros ativos de potência

Neste capítulo são mostradas as fundamentações teóricas de dois métodos de geração da referência de controle: o método p-q e o método i_d-i_q . Simulações são feitas mostrando as características de cada método.

4.1 Introdução

A eficiência de um filtro ativo de potência depende dentre outros fatores da qualidade do método de geração da referência de controle que será seguido para se gerar as correntes de compensação que irão efetivamente eliminar as correntes harmônicas geradas por cargas não-lineares (em se tratando de um filtro ativo paralelo).

Vários métodos de obtenção dos padrões de referência foram propostos na literatura [5]-[10], dentre eles serão explorados mais a fundo: o método p-q [5] e o método i_d-i_q [6]. Nas seções a seguir, cada um destes métodos será explorado em profundidade.

4.2 Método p-q ou método das potências real e imaginária instantâneas

O método proposto por Akagi et al [5] (método p-q) utiliza a Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas p-q [5],[10]. Nesta técnica são calculadas as potências real e imaginária, ambas com componentes CC e CA. As componentes CC's, que correspondem à frequência fundamental, são extraídas por meio de filtros. As componentes CA's, que correspondem ao conteúdo harmônico, são utilizadas para gerar o padrão de referência das correntes de compensação. Este método tem a desvantagem de ser afetado pela presença de harmônicos na tensão da rede e de usar filtros convencionais o que o torna lento. O método é muito eficiente para cargas trifásicas equilibradas alimentadas com tensão senoidal. Vide **Anexo A**.

4.2.1 Simulações

A Figura 4.3 mostra o modelo para simulação em Simulink[®] do algoritmo de geração da referência de controle pelo método p-q. O modelo permite a simulação de um degrau na corrente de carga e da presença de harmônicos na tensão da rede. Os filtros utilizados no controle são filtros Butterworth de 5^a ordem e frequência de corte igual a 30Hz como usado em [6].

Na Figura 4.4, estão mostradas as correntes na carga e a corrente compensada harmonicamente para a **fase a**. Nesta simulação, as tensões da rede são perfeitamente senoidais e as correntes da carga sofrem degraus de amplitude em 8/60 [s]. A simulação mostra que, nestas condições, o controle leva cerca de 2,5 ciclos para se estabilizar e compensar corretamente o conteúdo harmônico da corrente da carga (obviamente, este resultado poderia ser melhorado se fossem modificadas as características do filtro, como ordem e frequência de corte; no entanto, foi este filtro o utilizado em [6]).

Na Figura 4.5, tem-se o espectro de frequências da corrente compensada em regime permanente. Nesta figura, percebe-se que, em regime permanente, o método apresenta uma excelente compensação, uma vez que não há correntes harmônicas significativas e que a amplitude da fundamental é 0.9 [A], ou seja, o valor exato da fundamental para uma corrente de carga com a forma de onda mostrada na Figura 4.4.

A Figura 4.6 mostra um sistema trifásico de tensões com 10% de tensões harmônicas de ordem 5.

Na Figura 4.7, tem-se o resultado da simulação do método nas mesmas condições da simulação anterior, mas utilizando-se as tensões mostradas na Figura 4.6. O resultado são correntes compensadas não senoidais que invalidam o método nestas circunstâncias.

A Figura 4.8 mostra o espectro de frequências da corrente compensada em regime permanente da Figura 4.7. Nota-se, claramente, a presença de correntes harmônicas de ordem 7 e 13.

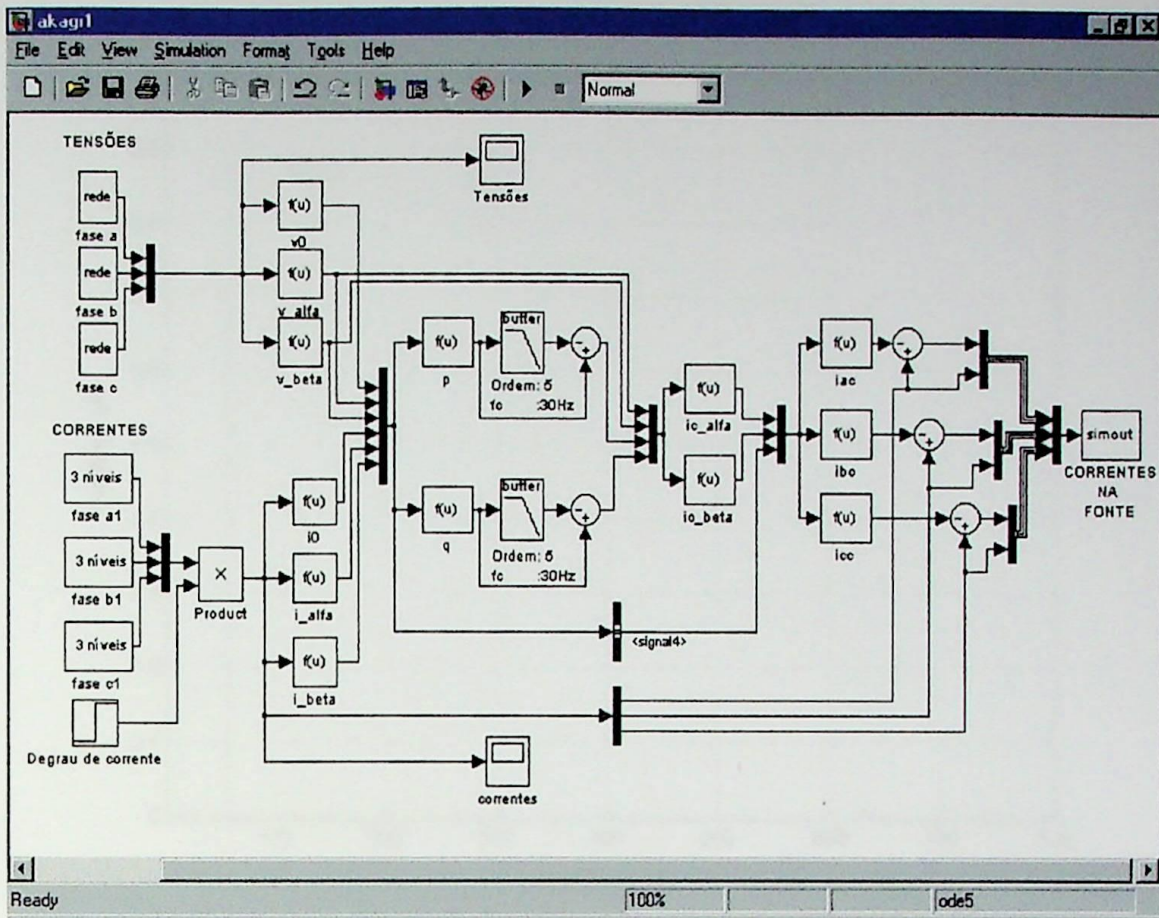


Figura 4.1 – Modelo para simulação do método p-q em Simulink®.

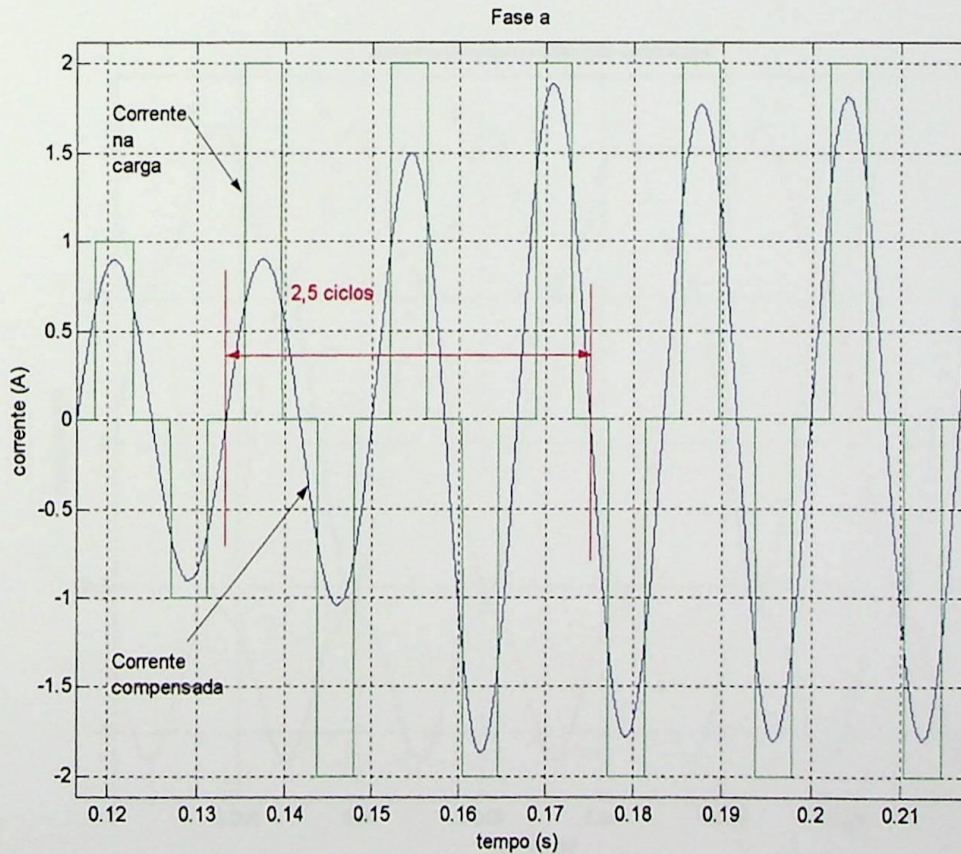


Figura 4.2 – Simulação de um degrau de corrente na carga, apresentando a rede tensões trifásicas perfeitamente senoidais.

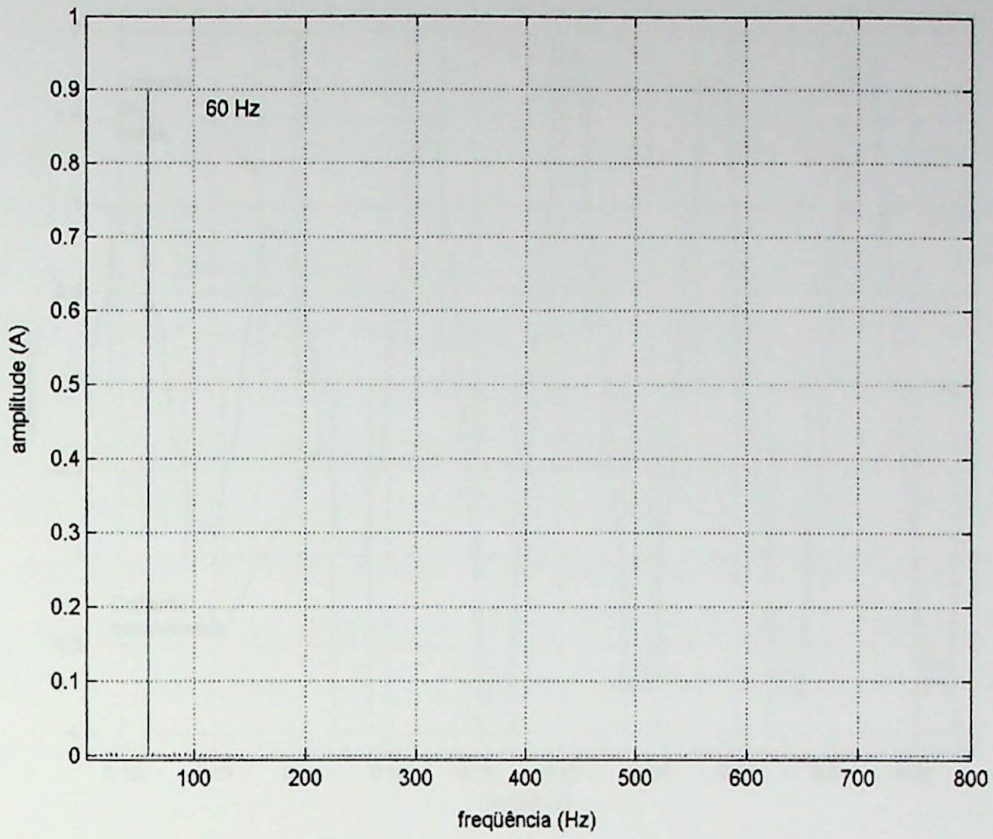


Figura 4.3 – Espectro de freqüências para a corrente compensada da Figura 4.4 em regime permanente.

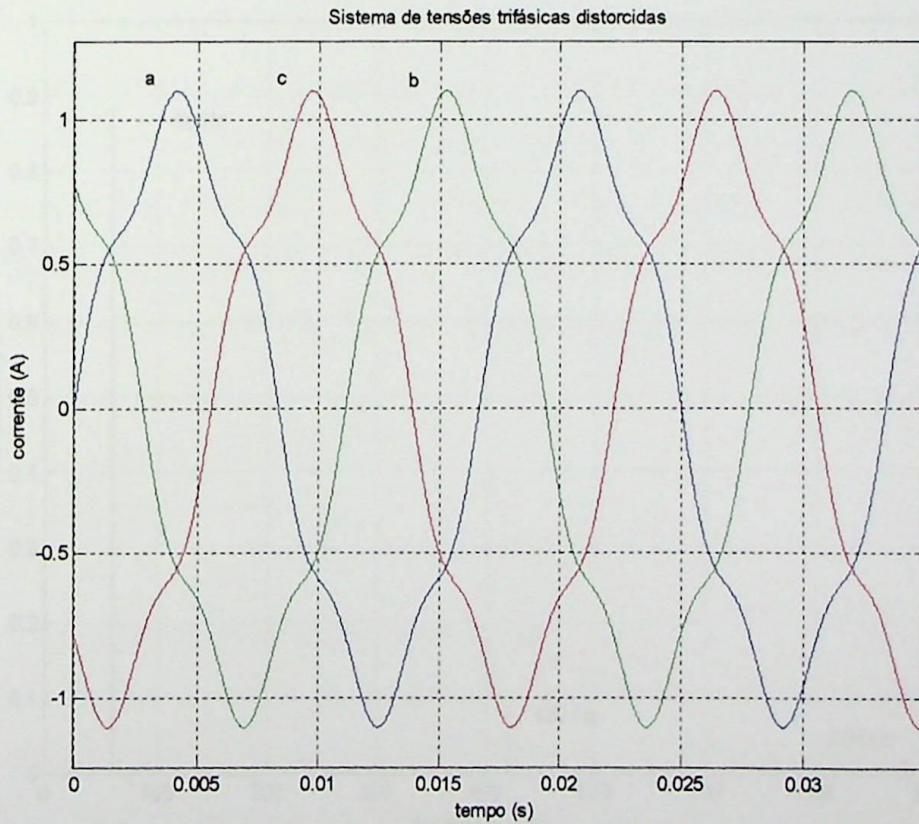


Figura 4.4 – Sistema trifásico de tensões apresentando 10% de tensões harmônicas de ordem 5.

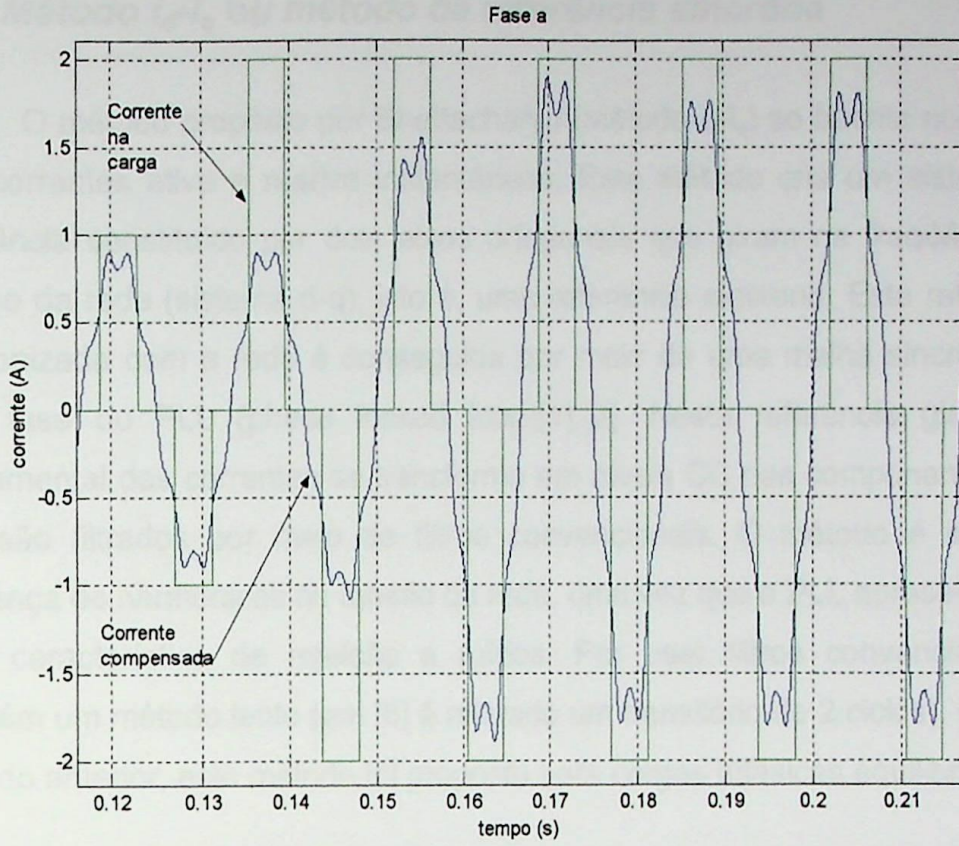


Figura 4.5 – Simulação do método p-q na presença das tensões distorcidas da Figura 4.6.

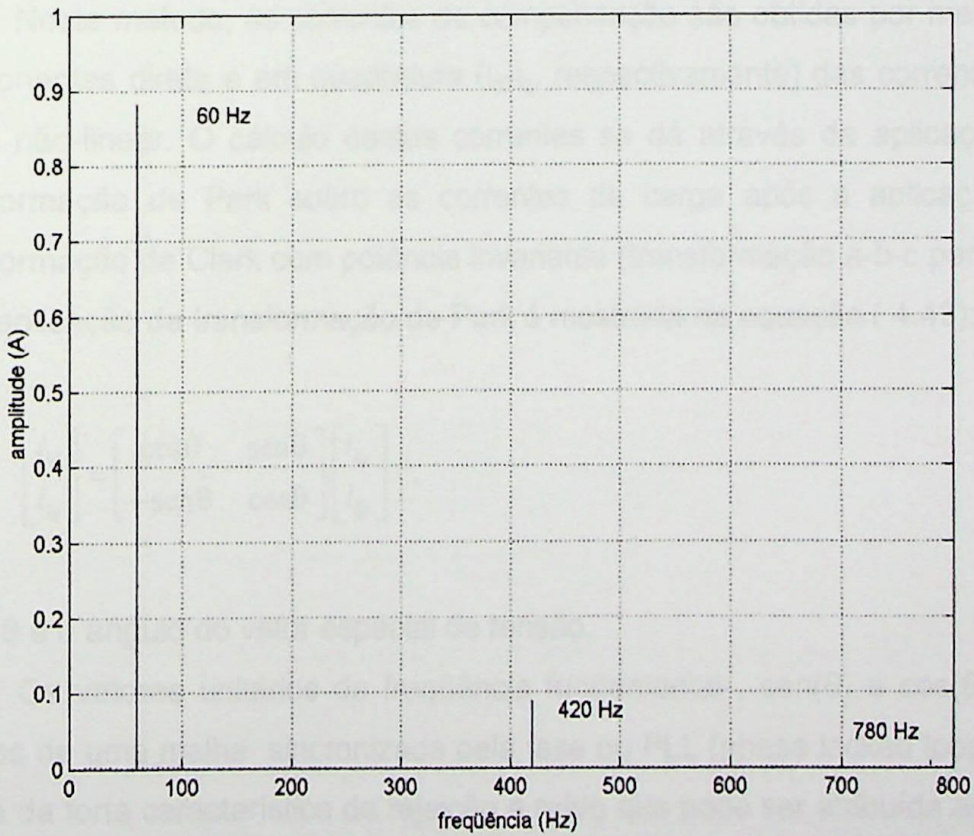


Figura 4.6 – Espectro de frequências da corrente compensada da Figura 4.7 em regime permanente.

4.3 Método i_d-i_q ou método da referência síncrona

O método proposto por Bhattacharya (método i_d-i_q) se baseia no cálculo das correntes ativa e reativa instantâneas. Este método cria um sistema de referência constituído por dois eixos ortogonais que giram na frequência da tensão da rede (sistema d-q), isto é, uma referência síncrona. Esta referência sincronizada com a rede é conseguida por meio de uma malha sincronizada pela fase ou PLL (phase locked loop)[1],[2]. Nesta referência girante, a fundamental das correntes se transforma em níveis CC nas componentes i_d-i_q , que são filtrados por meio de filtros convencionais. O método é imune à presença de harmônicas na tensão da rede, uma vez que o PLL apresenta uma forte característica de rejeição a ruídos. Por usar filtros convencionais é também um método lento (em [6] é relatado um transitório de 2 ciclos). Como o método anterior, este método foi proposto para cargas trifásicas equilibradas.

4.3.1 Fundamentação teórica do método da referência síncrona

Neste método, as correntes de compensação são obtidas por meio das componentes direta e em quadratura (i_d-i_q , respectivamente) das correntes da carga não-linear. O cálculo destas correntes se dá através da aplicação da transformação de Park sobre as correntes da carga após a aplicação da transformação de Clark com potência invariante (transformação a-b-c para α - β -0). A aplicação da transformação de Park é mostrada na equação (4.43):

$$\begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{i\alpha} \\ i_{i\beta} \end{bmatrix}, \quad (4.43)$$

onde θ é o ângulo do vetor espacial de tensão.

Os vetores unitários da frequência fundamental, $\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$, são obtidos de uma malha sincronizada pela fase ou PLL (phase locked loop). Por causa da forte característica de rejeição a ruído que pode ser atribuída ao PLL, o método da referência síncrona se mostra imune à presença de harmônicos

na tensão da rede, o que não ocorre aos métodos baseados na teoria das potências ativa e reativa instantâneas.

As componentes i_{ld} e i_{lq} , da mesma forma que as potências p e q , também podem ser decompostas em componentes alternadas (CA) e constantes (CC):

$$\begin{aligned} i_{ld} &= \bar{i}_{ld} + \tilde{i}_{ld}; \\ i_{lq} &= \bar{i}_{lq} + \tilde{i}_{lq}. \end{aligned} \tag{4.44}$$

Em um sistema trifásico equilibrado, após a transformação de Park, as primeiras harmônicas se tornam componentes CC's que constituem as partes constantes nas equações (4.44). Todas as correntes harmônicas de ordem superior se mantêm como componentes CA, sofrendo apenas um deslocamento de 60 Hz em sua frequência. Estes componentes referentes ao conteúdo harmônico das correntes constituem a parte alternada nas equações (4.44).

Portanto, eliminando-se as partes constantes, ou seja, \bar{i}_{lq} e \bar{i}_{ld} , obtêm-se as correntes de compensação no sistema síncrono d-q.

A extração destas correntes CC pode ser feita através da mesma estratégia utilizada no método p-q e descrita anteriormente. A Figura 4.3 mostra novamente esta estratégia. Como já foi mencionado, a principal vantagem de se utilizar este esquema é a ausência de distorções de fase que, de outra forma, seriam introduzidas por filtros passa-altas.

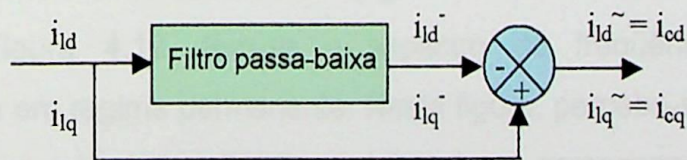


Figura 4.7 – Esquema para extração das componentes constantes de i_{ld} e i_{lq}

Uma vez determinadas as correntes de compensação i_{cd} e i_{cq} , elas devem ser convertidas para o sistema α - β -0 através da transformação de inversa de Park:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

E, então, convertidas para o sistema a-b-c através da transformação inversa de Clark com potência invariante:

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

4.3.2 Simulações

A Figura 4.10 mostra o modelo para simulação em Simulink® do algoritmo de geração da referência de controle pelo método i_d - i_q . O modelo permite a simulação de um degrau na corrente de carga e da presença de harmônicos na tensão da rede. Os filtros utilizados no controle são filtros Butterworth de 5ª ordem e frequência de corte igual a 30Hz, como usados anteriormente para o método p-q.

Na Figura 4.11, estão mostradas as correntes na carga e a corrente compensada harmonicamente para a **fase a**. Nesta simulação, as tensões da rede são perfeitamente senoidais e as correntes da carga sofrem degraus de amplitude em 8/60 [s]. A simulação mostra que, nestas condições, o controle leva cerca de 2,5 ciclos para se estabilizar e compensar corretamente o conteúdo harmônico da corrente da carga.

Na Figura 4.12, tem-se o espectro de frequências da corrente compensada em regime permanente. Nesta figura, percebe-se que, em regime permanente, o método apresenta uma excelente compensação, uma vez que não há correntes harmônicas significativas e que a amplitude da fundamental é 0.9 [A], ou seja, o valor exato da fundamental para uma corrente de carga com a forma de onda mostrada na Figura 4.11.

Nas condições anteriores, pode-se concluir que o desempenho dos dois métodos (p-q e i_d - i_q) é idêntico.

Na Figura 4.13, tem-se o resultado da simulação do método nas mesmas condições da simulação anterior, mas utilizando-se as tensões mostradas na Figura 4.6. O resultado são correntes compensadas quase senoidais, apresentando apenas uma pequena distorção. Comparando-se este método com o método p-q, percebe-se que, na condição de distorção das tensões da rede, o método i_d - i_q continua aplicável, enquanto o método p-q se torna inviável.

A Figura 4.14 mostra o espectro de freqüências da corrente compensada em regime permanente da Figura 4.13. Nota-se, claramente, as amplitudes bastante reduzidas das correntes harmônicas presentes em virtude da característica de rejeição a ruído proporcionada pelo PLL.

Na Figura 4.15, pode-se ver o efeito da ocorrência de um degrau de freqüência de 60 [Hz] para 65 [Hz] nas tensões da rede. Nota-se um transitório de cerca de 3.1 ciclos.

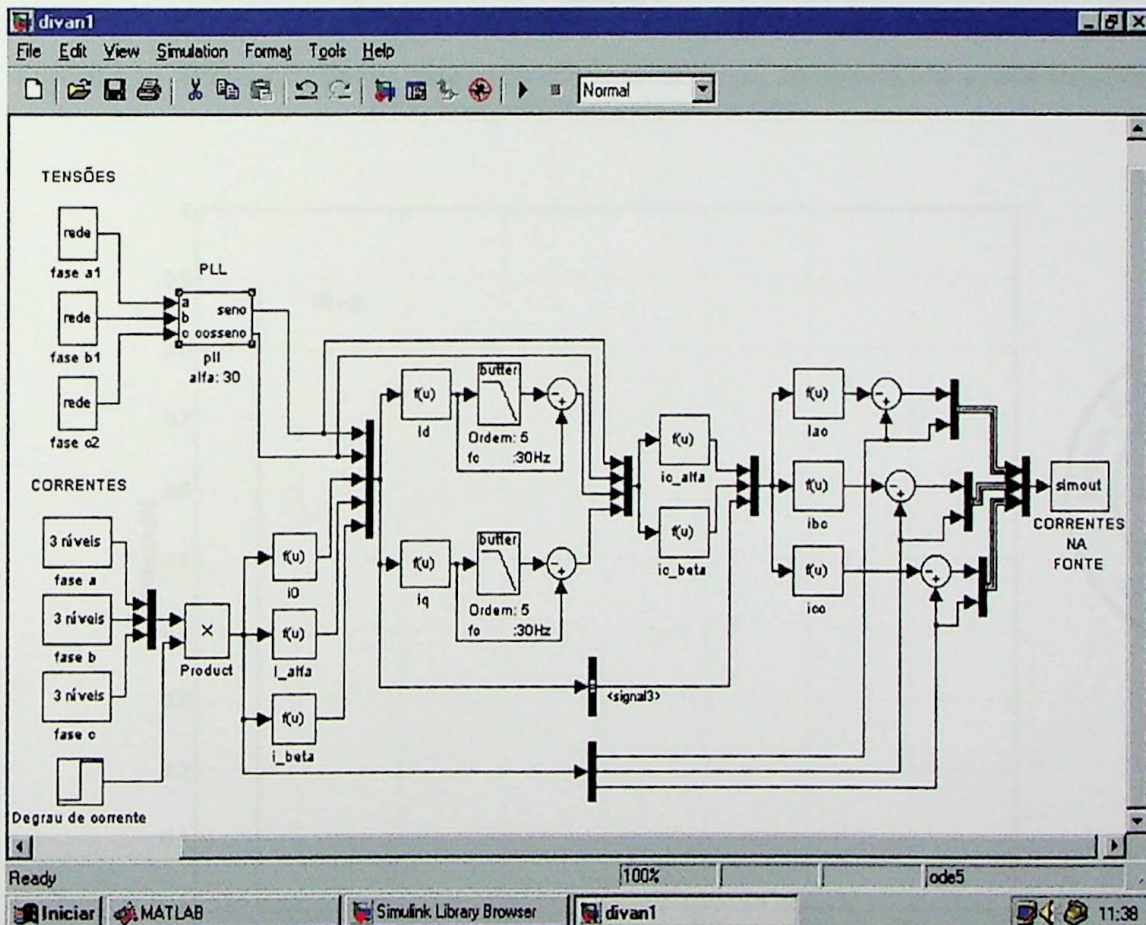


Figura 4.8 – Modelo para simulação do método i_d - i_q em Simulink®.

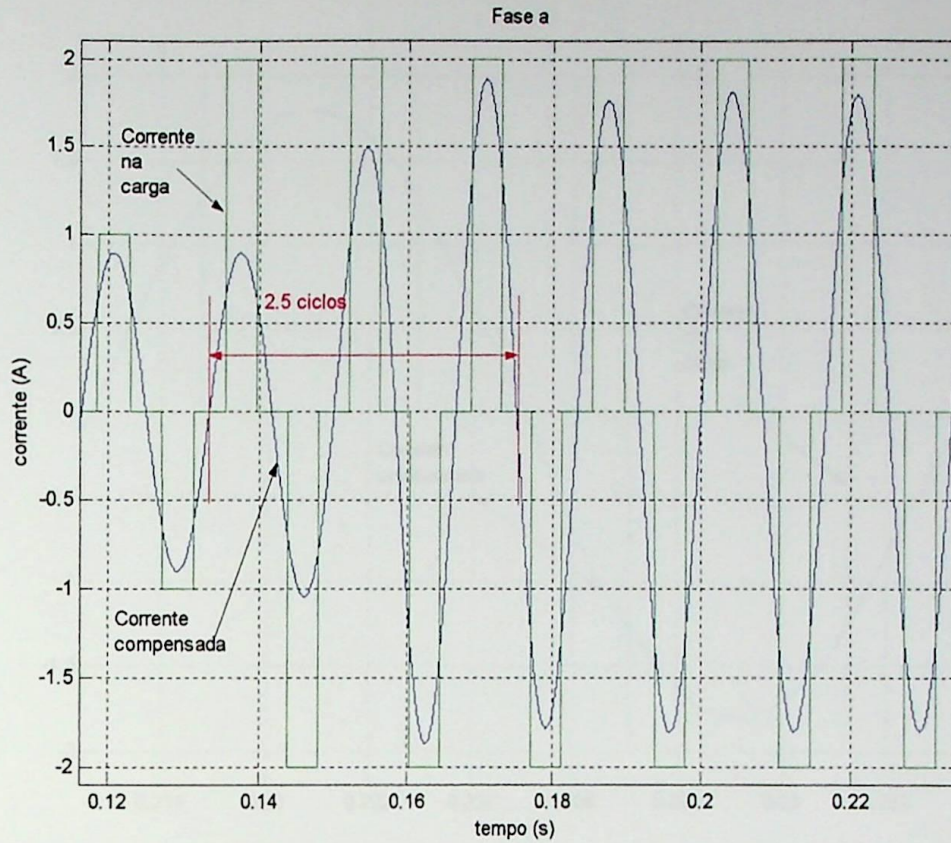


Figura 4.9 - Simulação de um degrau de corrente na carga, apresentando a rede tensões trifásicas perfeitamente senoidais.

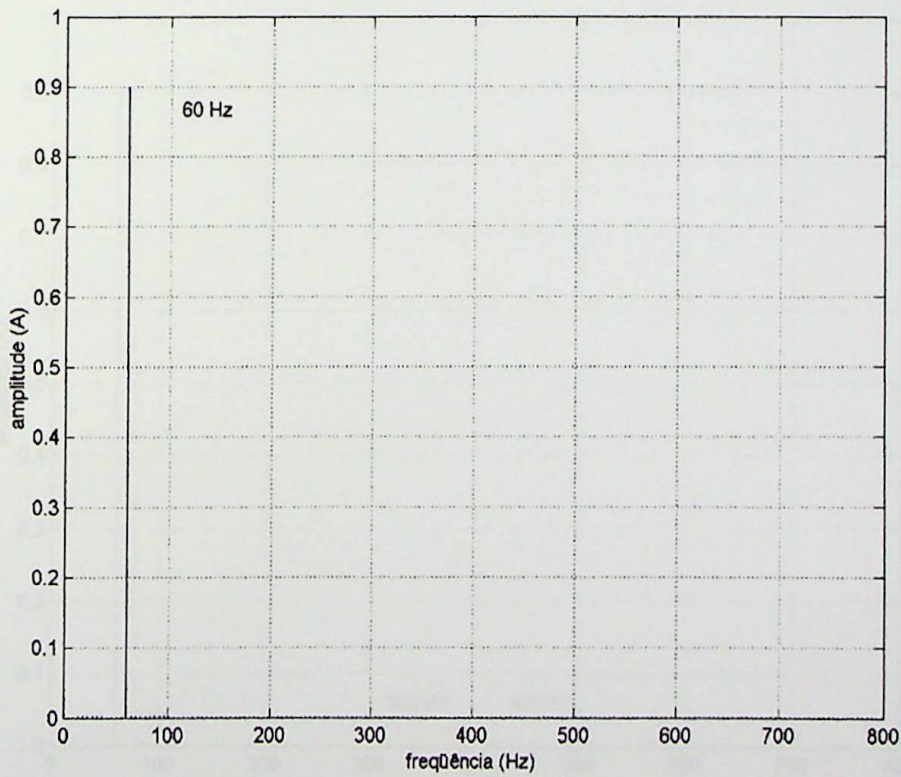
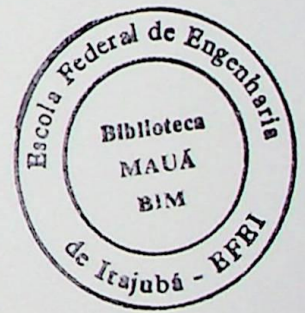


Figura 4.10 - Espectro de freqüências para a corrente compensada da Figura 4.11 em regime permanente.



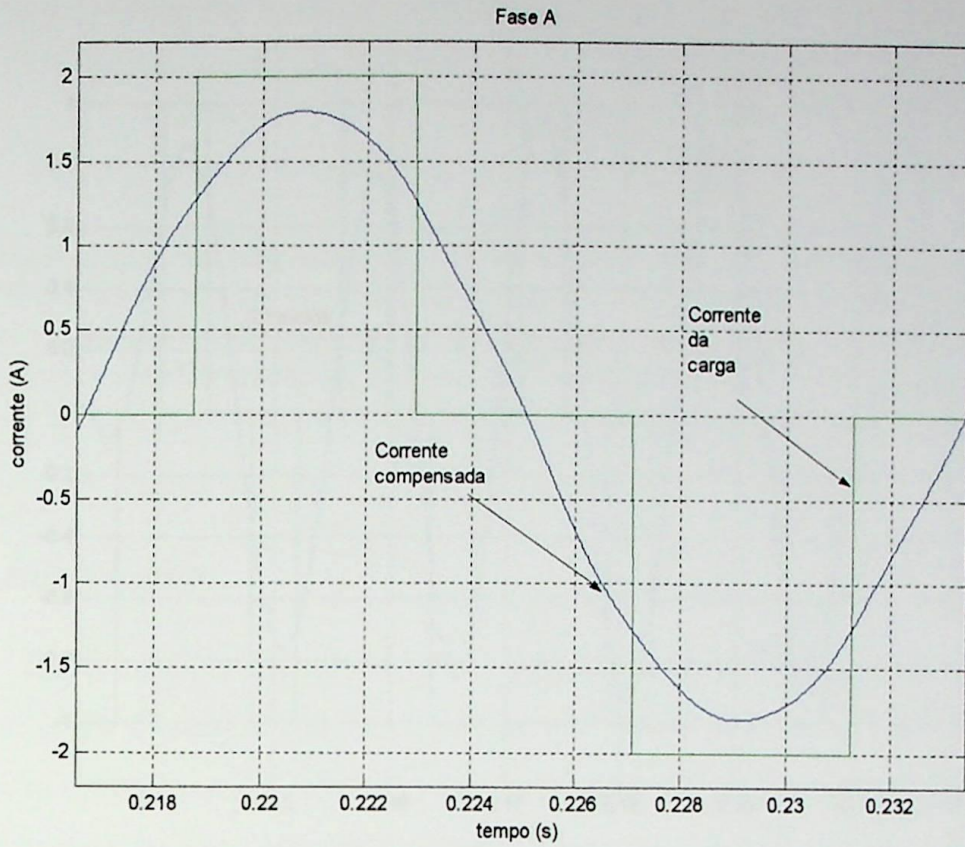


Figura 4.11 - Simulação do método p-q na presença das tensões distorcidas da Figura 4.6.

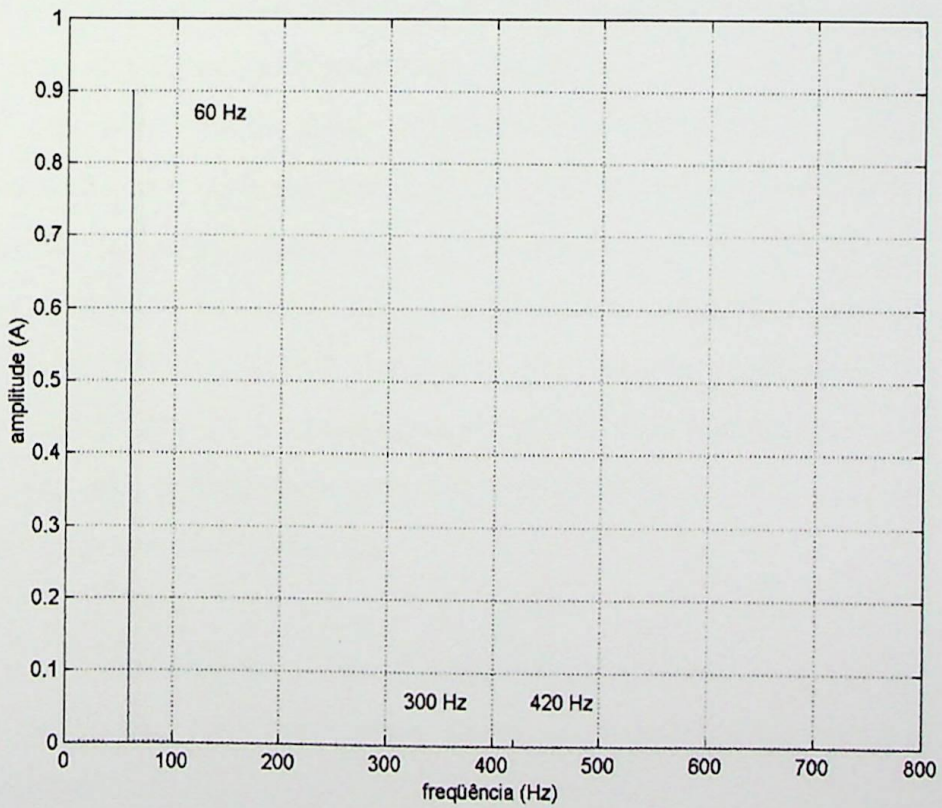


Figura 4.12 - Espectro de frequências da corrente compensada da Figura 4.13 em regime permanente.

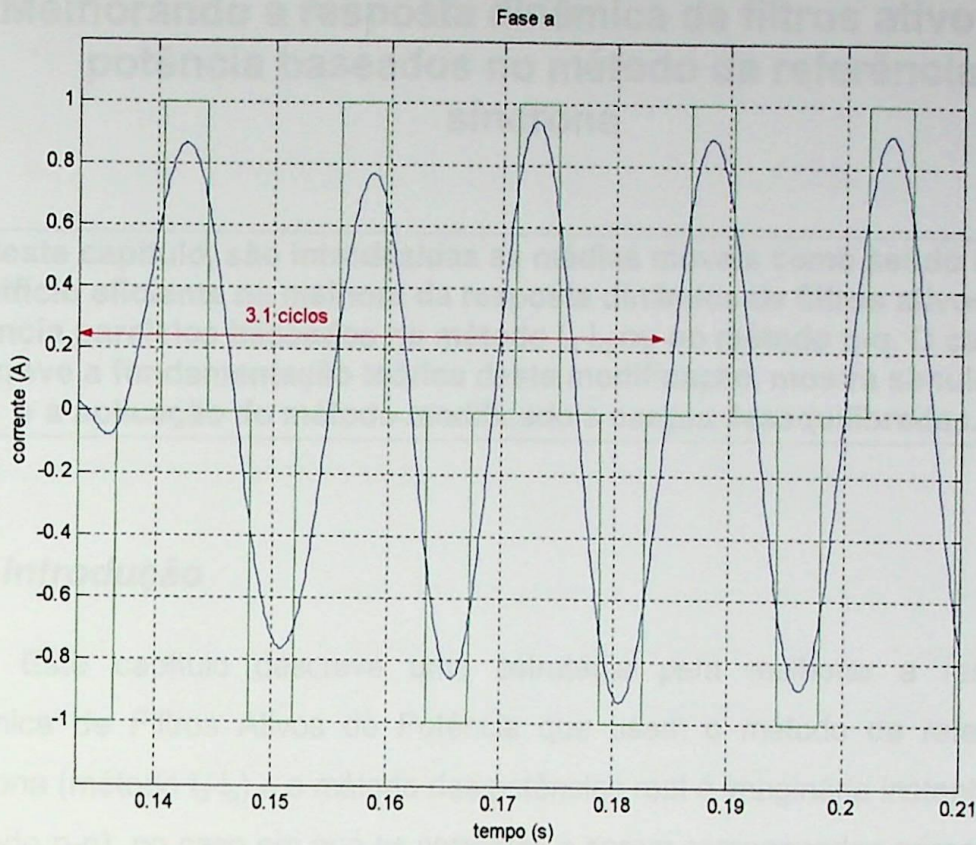


Figura 4.13 – Resposta do sistema a um degrau de frequência de 60 [Hz] para 65 [Hz] nas tensões da rede.

5 Melhorando a resposta dinâmica de filtros ativos de potência baseados no método da referência síncrona

Neste capítulo, são introduzidas as médias móveis como sendo um artifício eficiente na melhora da resposta dinâmica de filtros ativos de potência paralelos baseados no método i_d-i_q ou no método p-q. O capítulo descreve a fundamentação teórica desta modificação, mostra simulações e a aplicação do método modificado a cargas desequilibradas.

5.1 Introdução

Este capítulo descreve uma estratégia para melhorar a resposta dinâmica de Filtros Ativos de Potência que usam o método da referência síncrona (método i_d-i_q) e o método das potências real e imaginária instantâneas (método p-q), no caso em que as correntes a serem compensadas apresentem apenas harmônicos múltiplos da frequência fundamental da rede.

A estratégia se baseia na substituição da filtragem convencional por um artifício que é tão eficiente quanto esse, porém mais rápido, mais simples e que requer um esforço computacional bem menor.

Com esta modificação obtém-se um transitório no processo de compensação com duração igual a 1/6 do período da fundamental da rede, se não houver correntes harmônicas de ordem par (ou 1/3, em caso contrário). Devido a esta rápida resposta, a modificação proposta torna possível a aplicação do método i_d-i_q individualmente em cada fase, tornando-o aplicável a cargas desequilibradas e conservando, ainda, uma boa resposta dinâmica.

Com isto, consegue-se um método de geração da referência de controle com as seguintes características:

- extremamente rápido, com um transitório igual a 1/6 de ciclo (ou 1/3 de ciclo, caso haja harmônicas pares na corrente) para cargas trifásicas equilibradas;
- imune à presença de harmônicos nas tensões da rede;

- não necessita de ajustes;
- não representa um grande esforço computacional, pois não usa filtros convencionais, apenas o cálculo de médias móveis sobre pequenos períodos.
- aplicável a cargas desequilibradas, pois pode ser usado em cada fase separadamente, conservando, ainda, uma boa resposta dinâmica.

A fundamentação desta modificação, ou seja, por que a filtragem convencional pode ser substituída pelo cálculo de média móvel será apresentada. Simulações do comportamento dinâmico do método serão mostradas e comparadas com o método proposto por Bhattacharya [6].

5.2 Fundamentos da utilização da média móvel

O diagrama de blocos da estratégia de retirada da fundamental do método da referência síncrona tradicional pode ser visto na Figura 5.1.

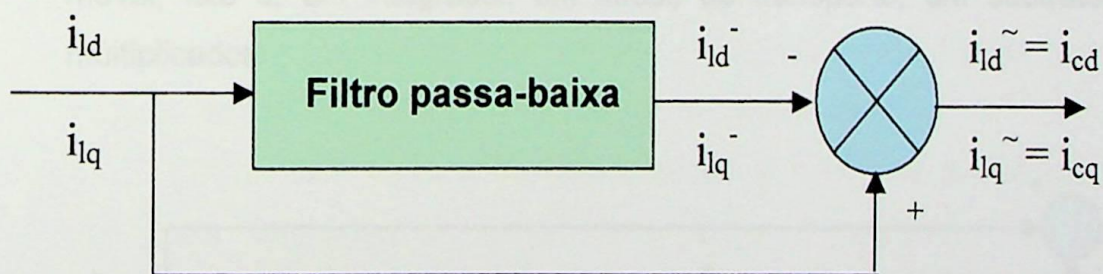


Figura 5.1 – Diagrama de blocos para retirada das componentes cc de i_d e i_q pelo método convencional

Neste diagrama de blocos supõe-se que as correntes das fases a, b e c da carga (que será supostamente equilibrada) já foram transformadas para o sistema de referência estacionária (transformação a-b-c para α - β -0) e depois transformadas do sistema de referência estacionária para o sistema de referência síncrona (transformação α - β para d-q). Um filtro (Butterworth, FIR

etc.) é usado para a extração dos valores CC's que representam a componente fundamental das correntes trifásicas. Um PLL fornece os vetores unitários ($\sin(\theta)$ e $\cos(\theta)$) para que seja feita a transformação do sistema estacionário para o síncrono. As transformações, introduzidas no capítulo 4, estão mostradas, novamente, nas matrizes abaixo:

a. Transformação a-b-c para α - β -0 (Transformação de Clark com potência invariante[11]):

$$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

b. Transformação α - β para d-q (Transformação de Park [9]):

$$T_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Na Figura 5.2 é apresentado o diagrama de blocos com a modificação proposta, admitindo-se que apenas as harmônicas ímpares estão presentes nas correntes da carga. O filtro é substituído pelos blocos que efetuam a média móvel, isto é, um integrador, um atraso de transporte, um subtrator e um multiplicador.

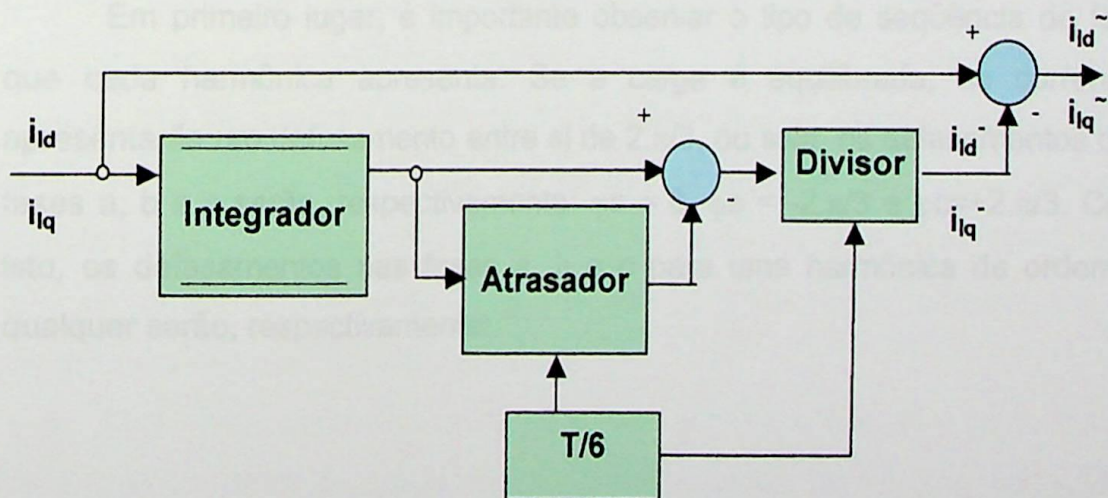


Figura 5.2 - Diagrama de blocos para retirada das componentes cc de i_d e i_q pelo método da média móvel

Na saída do bloco de atraso tem-se o valor da integral atrasado em 1/6 do período da fundamental, de modo que a saída da integral menos a saída do bloco de atraso represente a integral da corrente no intervalo de $t-T/6$ a t , onde T é o período da componente fundamental das correntes da carga no sistema estacionário. T é obtido através do PLL. A função do multiplicador é efetuar a divisão da integral pelo intervalo de integração, isto é, $T/6$. Portanto, o que se tem ao final são as médias móveis das componentes i_d e i_q em 1/6 do período da fundamental:

$$Média_{móvel, id} = \frac{6}{T} \cdot \int_{t-\frac{T}{6}}^t i_d \cdot dt \quad (5.3)$$

$$Média_{móvel, iq} = \frac{6}{T} \cdot \int_{t-\frac{T}{6}}^t i_q \cdot dt \quad (5.4)$$

Tal procedimento se fundamenta no fato de que todas as harmônicas de ordem ímpar se tornam múltiplas de 6 quando observadas no sistema de referência d-q. Assim, com exceção da fundamental, que se transforma em um valor CC, todas as harmônicas ímpares têm a média, em 1/6 do período, igual a zero.

A seguir, será feita uma descrição detalhada de como as harmônicas ímpares se tornam múltiplas de 6 quando transformadas.

Em primeiro lugar, é importante observar o tipo de seqüência de fase que cada harmônica apresenta. Se a carga é equilibrada, as correntes apresentarão um defasamento entre si de $2.\pi/3$, ou seja, os defasamentos das fases a, b e c serão, respectivamente: $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = -2.\pi/3$ e $\varphi_c = +2.\pi/3$. Com isto, os defasamentos nas fases a, b e c para uma harmônica de ordem n qualquer serão, respectivamente:

$$\varphi_{an} = 0 \cdot n \quad (5.5)$$

$$\varphi_{bn} = -2 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot n \quad (5.6)$$

$$\varphi_{cn} = +2 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot n \quad (5.7)$$

As harmônicas múltiplas de três serão as de ordem $3 \cdot i$, com $i=0,1,2,3,\dots$. Substituindo-se n por $3 \cdot i$ em (5.5), (5.6) e (5.7), tem-se que $\varphi_a = \varphi_b = \varphi_c$, ou seja, as harmônicas múltiplas de 3 apresentam seqüência de fase zero. Deste modo, as harmônicas múltiplas de 3 estarão confinadas em i_0 . Obviamente, esta análise é desnecessária quando se trata de sistemas com três fios, já que a ausência do neutro elimina as componentes de seqüência zero e, portanto, as harmônicas múltiplas de 3.

As harmônicas de ordem $6i+5$ para $i=0,1,2,3,\dots$ (ou seja, 5, 11, 17, 23...) apresentam seqüência de fase negativa, pois, substituindo-se n por $6i+5$ em (5.5), (5.6) e (5.7), tem-se que $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = +2 \cdot \pi/3$ e $\varphi_c = -2 \cdot \pi/3$, ou seja, a componente da fase b está adiantada em relação à componente da fase a.

As harmônicas de ordem $6i+1$ para $i=0,1,2,3,\dots$ (ou seja, 1, 7, 13, 19, 25...) apresentam seqüência de fase positiva, pois, substituindo n por $6i+1$ em (5.5), (5.6) e (5.7), tem-se que $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = -2 \cdot \pi/3$ e $\varphi_c = +2 \cdot \pi/3$, ou seja, a componente da fase b está atrasada em relação à componente da fase a.

Ao passar pela transformação síncrona, harmônicas de seqüência positiva têm a sua ordem decrementada de 1 e harmônicas de seqüência negativa têm a sua ordem incrementada de 1. Portanto as harmônicas de ordem $6n+1$ se tornarão harmônicas de ordem $6n$ e as harmônicas de ordem $6n+5$ se tornarão harmônicas de ordem $6n+6 (=6(n+1))$. Assim, após a transformação síncrona todas as harmônicas serão múltiplas de 6, de maneira que somente a componente de ordem zero (a fundamental) apresentará um valor médio não nulo em $1/6$ do período.

Caso haja assimetria entre as partes positiva e negativa da forma de onda das correntes de carga, haverá a presença de harmônicas pares [12], que, no sistema d-q, se apresentam como harmônicas múltiplas de 3, pelas razões abaixo:

1. As harmônicas pares múltiplas de 3, apresentam seqüência de fase zero;

2. Já as harmônicas de ordem $6i+2$ para $i=0,1,2,3\dots$ (ou seja, 2, 8, 14, 20...) apresentam seqüência de fase negativa, pois, substituindo-se n por $6i+2$ em (5.5), (5.6) e (5.7), tem-se que $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = +2.\pi/3$ e $\varphi_c = -2.\pi/3$;

3. E as harmônicas de ordem $6i+4$ para $i=0,1,2,3\dots$ (ou seja, 4, 10, 16, 22...) apresentam seqüência de fase positiva, pois, substituindo-se n por $6i+4$ em (5.5), (5.6) e (5.7), tem-se que $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = -2.\pi/3$ e $\varphi_c = +2.\pi/3$;

Pelas razões já expostas, tem-se que: as harmônicas de ordem $6i+2$ e $6i+4$ se tornarão harmônicas de ordem $6i+3 (=3(2.i+1))$, ou seja, serão múltiplas de 3.

Havendo, portanto, harmônicas de ordem par nas correntes, as médias móveis deverão ser calculadas sobre o intervalo de $t-T/3$ a t (observe-se que harmônicas múltiplas de 6 são também múltiplas de 3). O conhecimento prévio de qual intervalo de integração adotar não é, entretanto, algo necessário. A decisão pode ser tomada instantaneamente através da análise e comparação das componentes contínuas de i_d e i_q , bem como, suas respectivas variações.

5.3 Simulações

A Figura 5.3 mostra o modelo simulado no Simulink[®] e a Figura 5.4 mostra o detalhe da implementação da média móvel.

A Figura 5.5 apresenta o resultado da simulação do método i_d - i_q convencional e na Figura 5.6 o resultado da simulação para o método modificado. Nos dois casos, a corrente de carga é uma corrente quadrada de 3 níveis.

Na simulação do método convencional, utilizou-se o filtro passa-baixa especificado em [6], ou seja, um filtro Butterworth de 5^a ordem e

freqüência de corte de 30 Hz. O transitório apresentado é de mais de 2 ciclos.

Na Figura 5.6 temos a corrente na fonte, perfeitamente senoidal, sendo observado um transitório de 1/6 de ciclo, como já era previsto. A Figura 5.7 mostra a corrente de compensação e a Figura 5.8 mostra as correntes i_d e i_q que apresentam, como também previsto, uma oscilação fundamental de 360 Hz ($6 \cdot 60$ Hz).

É importante notar que os resultados apresentados na Figura 5.5 poderiam ser melhorados mediante o aumento na freqüência de corte e na ordem do filtro utilizado na simulação. Tais modificações, por outro lado, aumentariam a complexidade do filtro utilizado e não iriam produzir resultados melhores que o da Figura 5.6.

As Figuras 5.9, 5.10 e 5.11 mostram, respectivamente, o espectro de freqüências para a corrente da carga, para a corrente i_d e para a corrente i_q .

As Figuras 5.12, 5.13 e 5.14 mostram a simulação do método modificado agindo sobre uma corrente quadrada de 3 níveis acrescida de 44% de 2ª harmônica. Na Figura 5.14, pode-se notar que a oscilação fundamental nas correntes é de 180 Hz ($3 \cdot 60$ Hz), como era previsto.

As Figuras 5.15, 5.16 e 5.17 mostram, respectivamente, o espectro de freqüências para a corrente da carga, para a corrente i_d e para a corrente i_q .

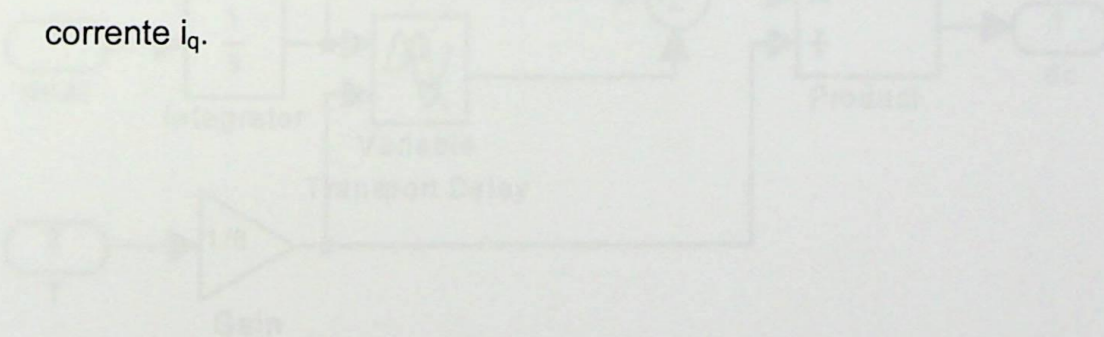


Figura 5.4 – Implementação de um filtro em Simulink

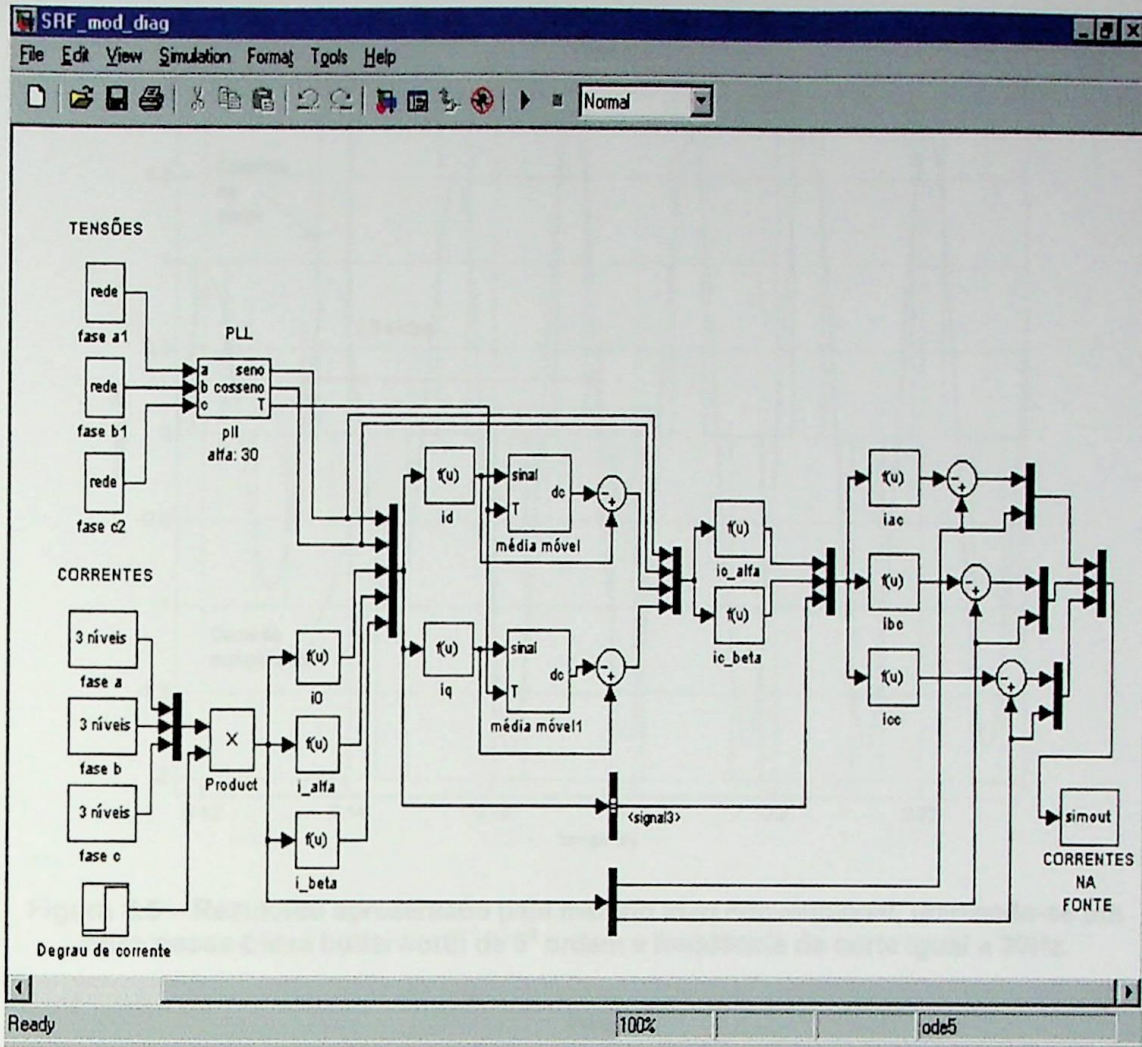


Figura 5.3 – Modelo em Simulink® do controle i_d - i_q modificado

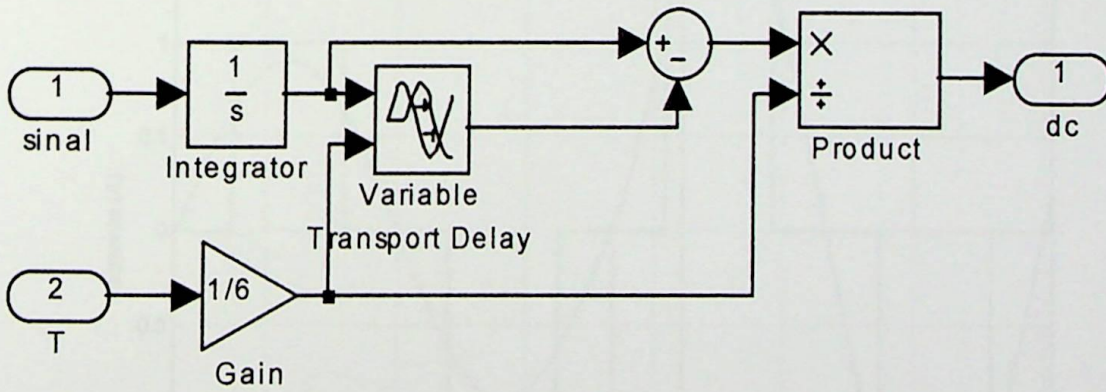


Figura 5.4 – Implementação da média móvel em Simulink®.

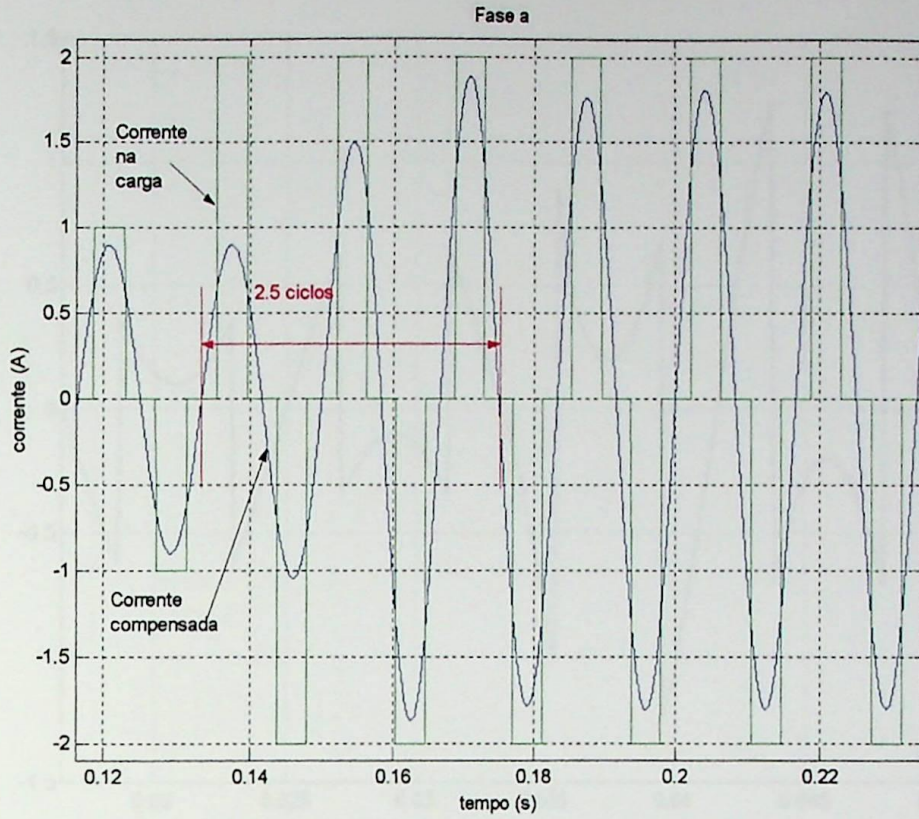


Figura 5.5 – Resultado apresentado pelo método i_d - i_q convencional, utilizando-se um filtro passa-baixa butterworth de 5ª ordem e frequência de corte igual a 30Hz.

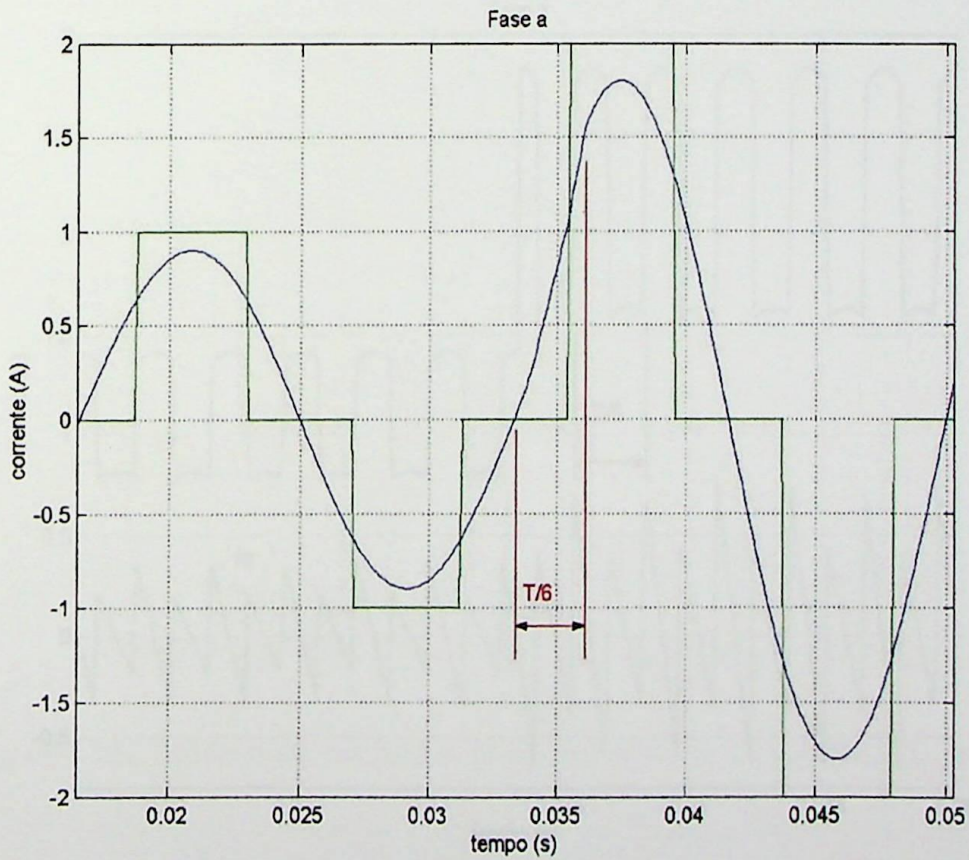


Figura 5.6 – Resultado apresentado pelo método i_d - i_q modificado

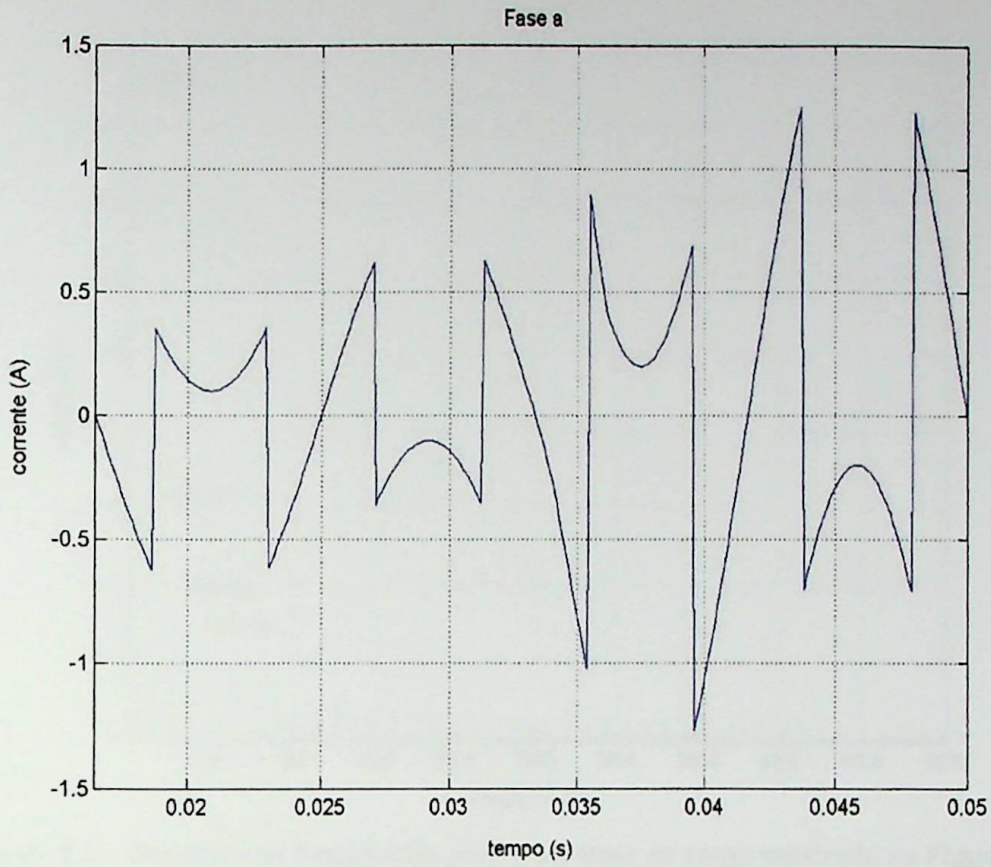


Figura 5.7 – Corrente de compensação apresentada pelo método i_d-i_q modificado

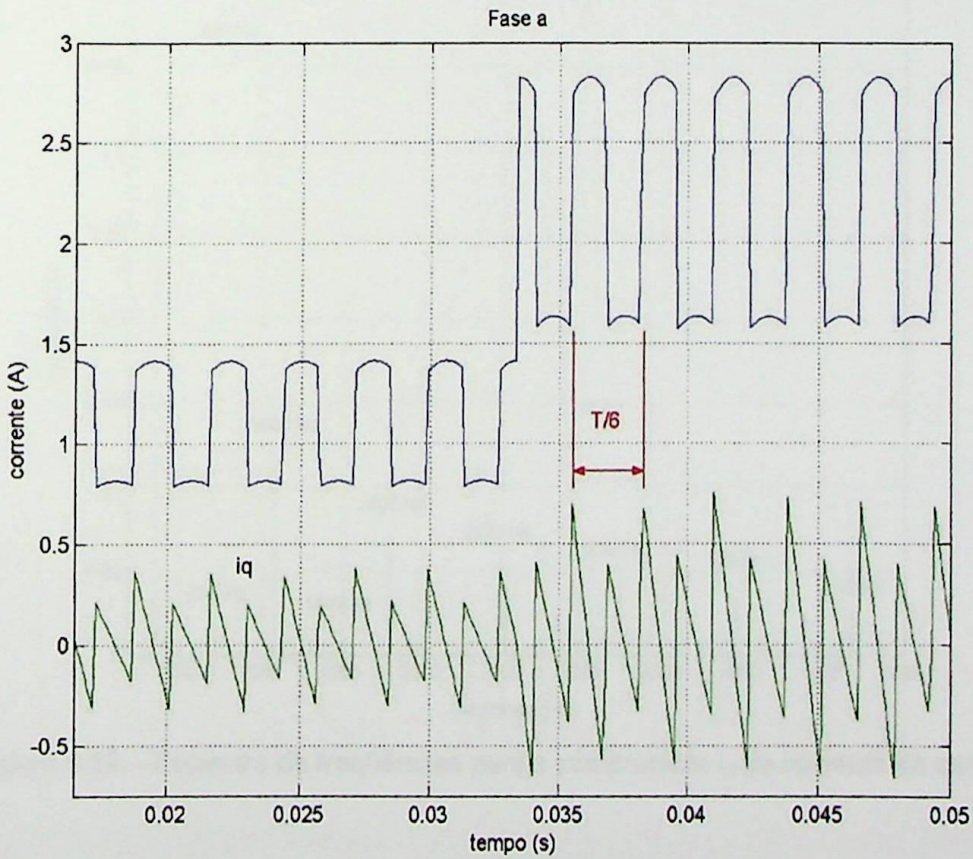


Figura 5.8 – Correntes de carga no sistema d-q referentes à Figura 5.6.

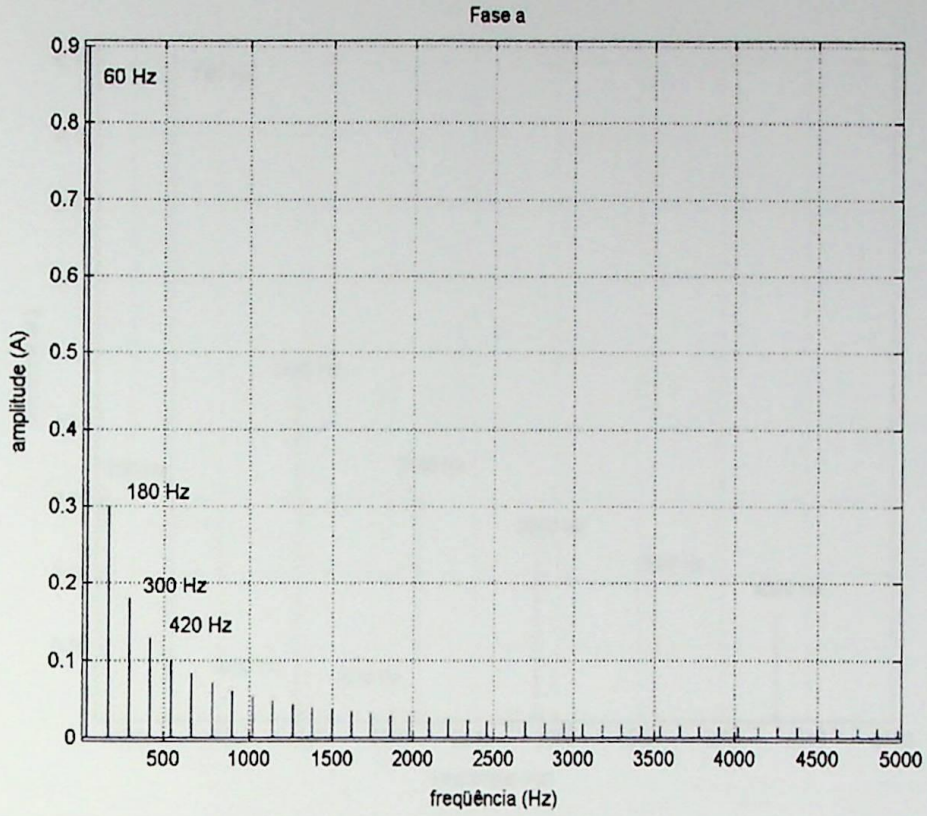


Figura 5.9 – Espectro de freqüências para a corrente da carga mostrada na Figura 5.6.

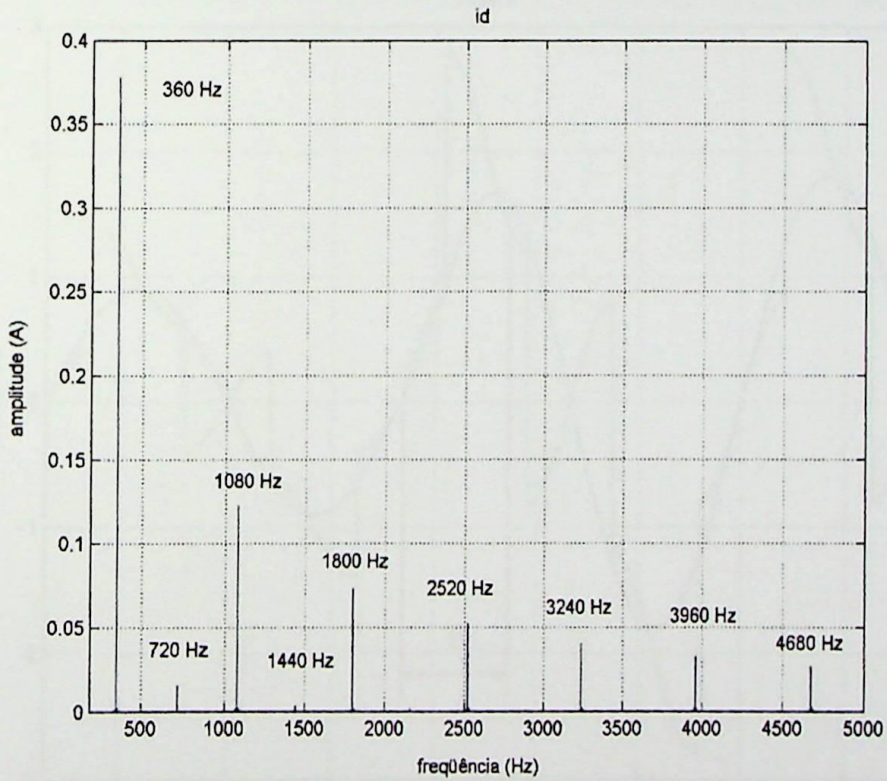


Figura 5.10 – Espectro de freqüências para a componente i_d da corrente da carga.

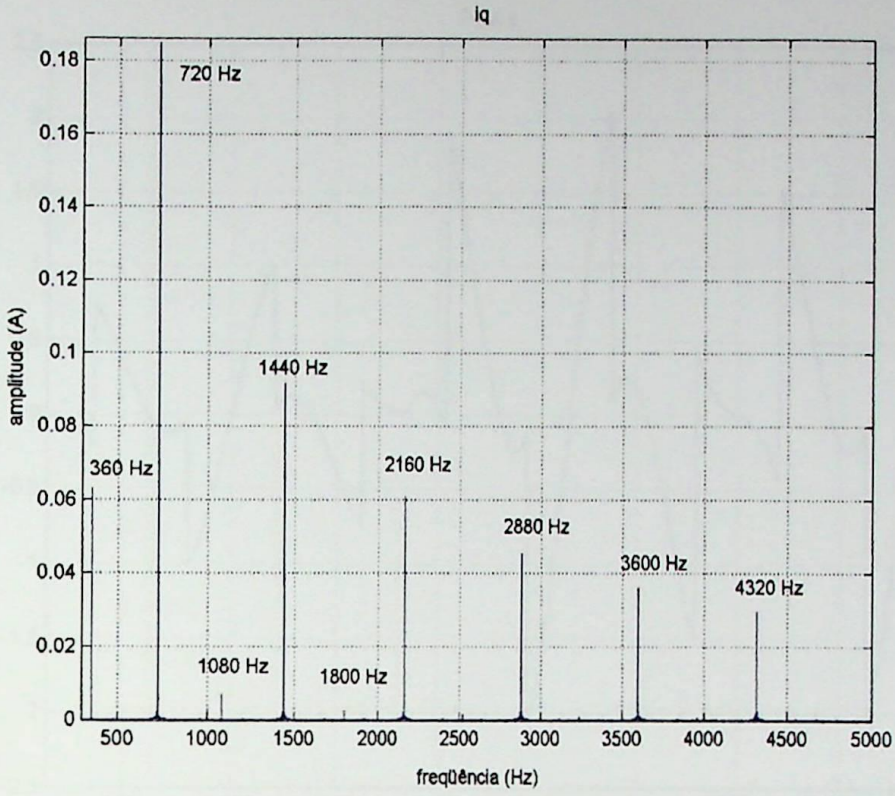


Figura 5.11 – Espectro de freqüências para a componente i_q da corrente da carga.

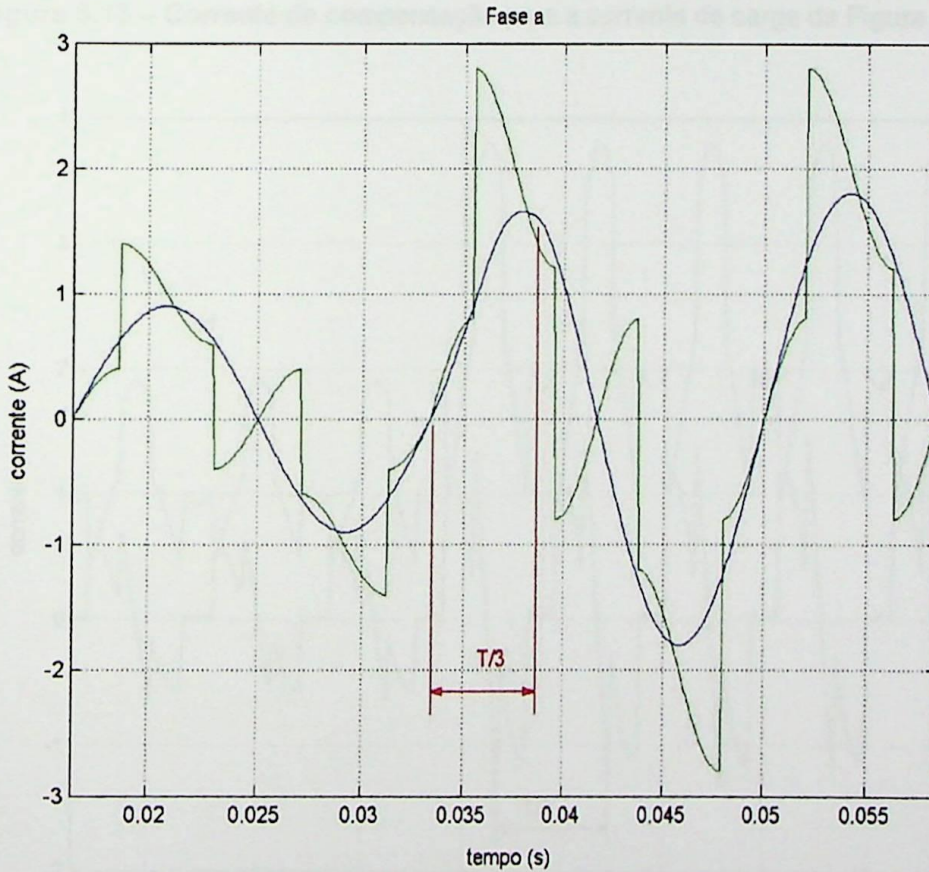


Figura 5.12 – Resultado apresentado pelo método modificado atuando sobre corrente de carga com 44% de 2ª harmônica.

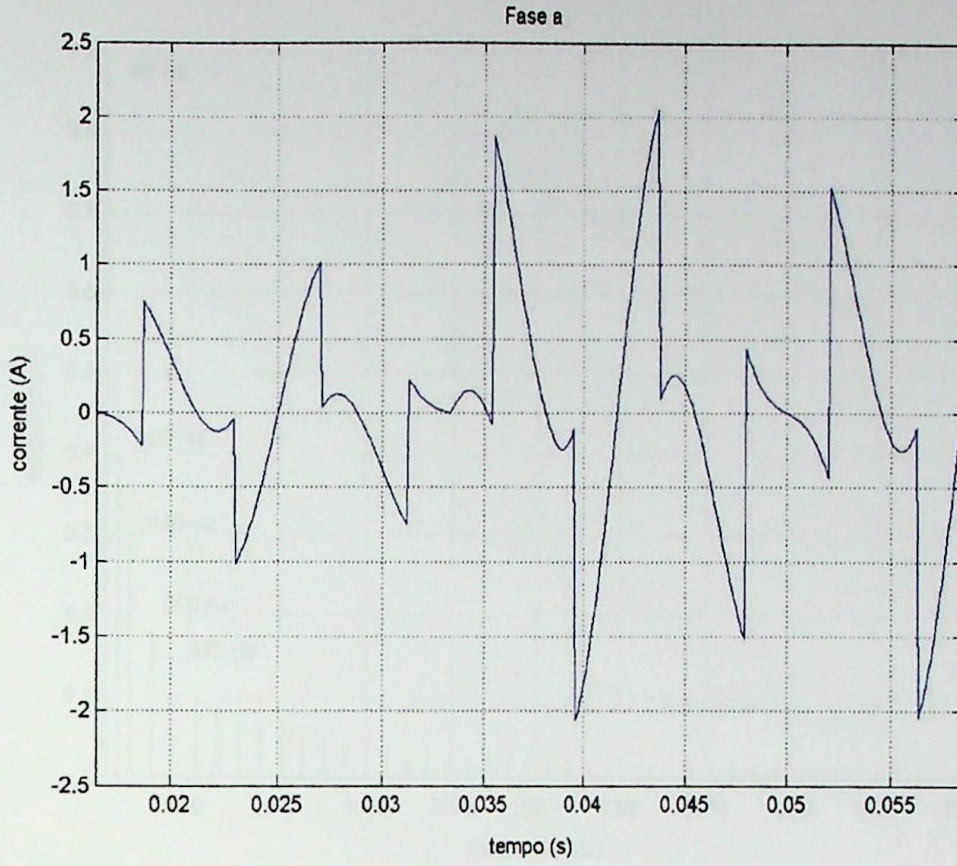


Figura 5.13 – Corrente de compensação para a corrente de carga da Figura 5.12.

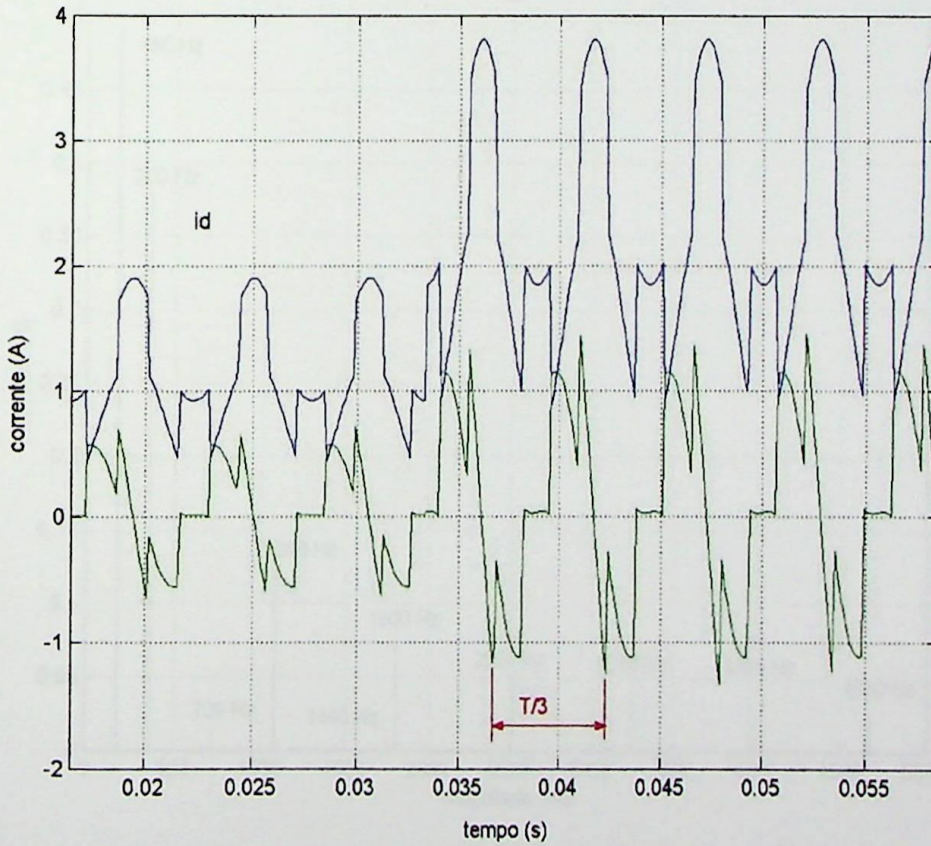


Figura 5.14 – Correntes de carga no sistema d-q referentes à Figura 5.12.

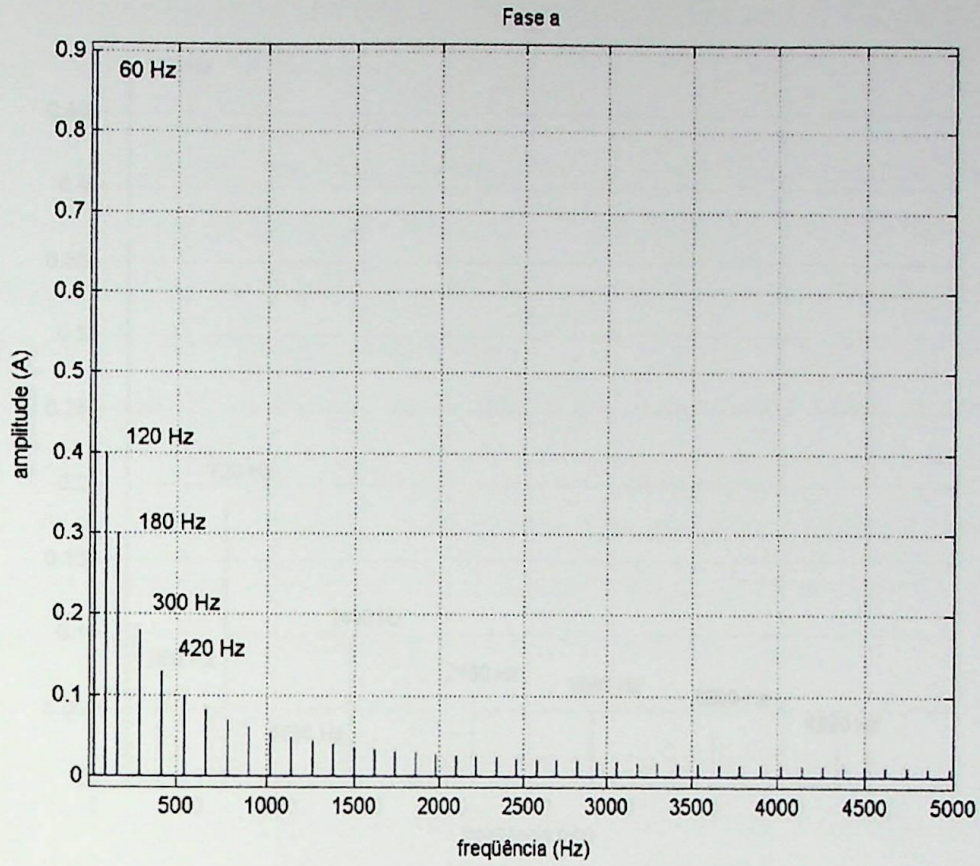


Figura 5.15 - Espectro de frequências para a corrente da carga mostrada na Figura 5.12.

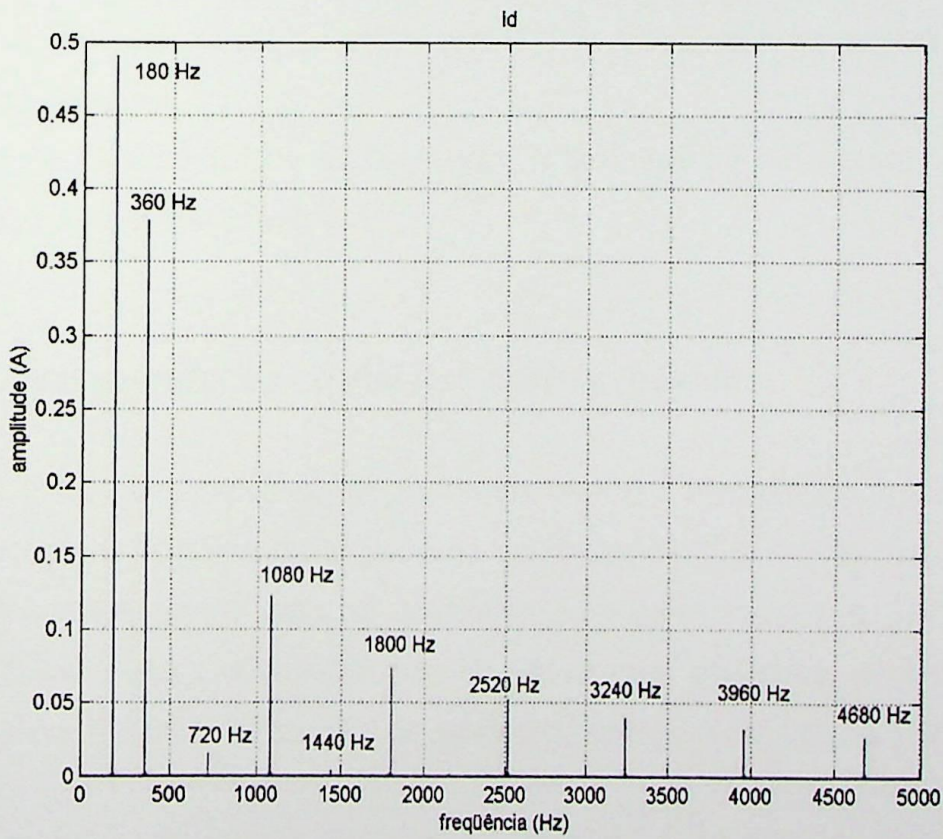


Figura 5.16 - Espectro de frequências para a componente i_d da corrente da carga.

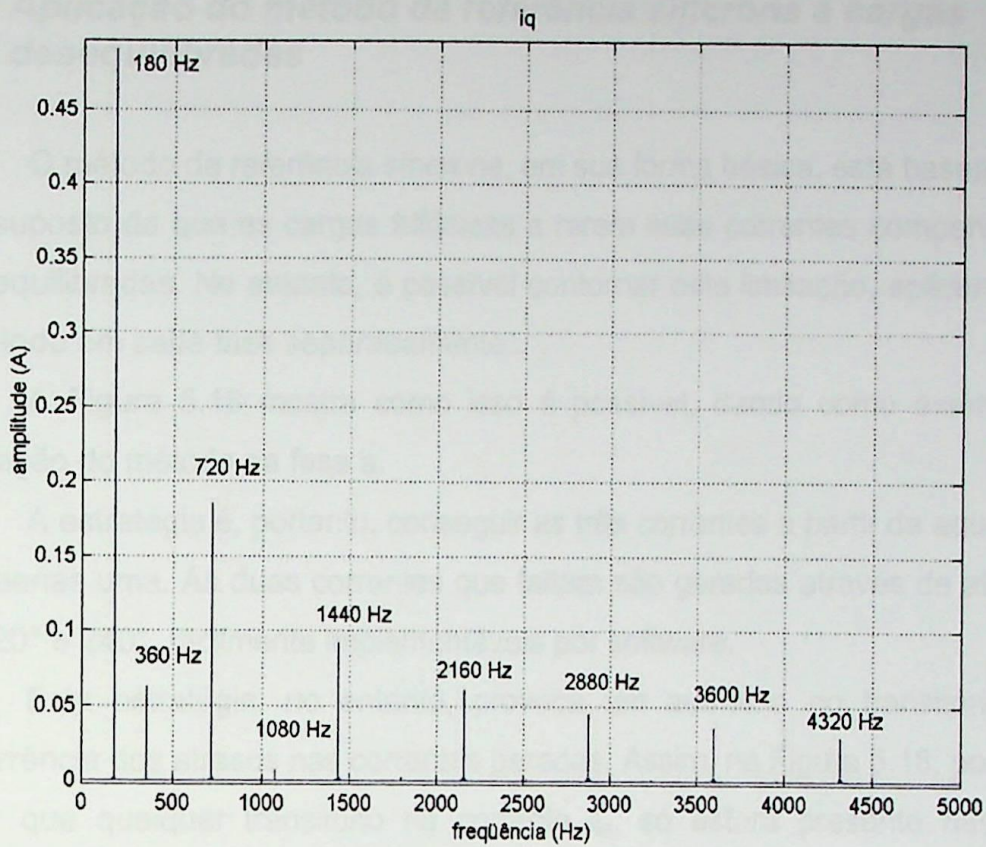


Figura 5.17 - Espectro de freqüências para a componente i_q da corrente da carga.

As Figuras 5.18 e 5.20 mostram o desempenho do método, quando aplicado a uma carga não-linear.

5.5 Implementação digital das médias móveis

A implementação digital das médias móveis é bem simples e requer um esforço computacional muito pequeno. As equações (5.4) e (5.9) mostram os cálculos necessários para se obterem as médias móveis a cada nova amostragem. Para que estes cálculos possam ser efetuados, é necessário armazenar o último 16 (ou 13) do período de sinal em um bloco de memória.

$$I(k) = I(k-1) + \Delta I - \Delta I(k-16) \quad (5.7)$$

$$I_c = I(k) / (T/M) \quad (5.8)$$

5.4 Aplicação do método da referência síncrona a cargas desequilibradas

O método da referência síncrona, em sua forma básica, está baseado no pressuposto de que as cargas trifásicas a terem suas correntes compensadas são equilibradas. No entanto, é possível contornar esta limitação, aplicando-se o método em cada fase separadamente.

A Figura 5.18 mostra como isso é possível, dando como exemplo a aplicação do método na fase a.

A estratégia é, portanto, conseguir as três correntes a partir da aquisição de apenas uma. As duas correntes que faltam são geradas através de atrasos de 120° e 240°, facilmente implementáveis por software.

Esta estratégia, no entanto, provoca um aumento no transitório em decorrência dos atrasos nas correntes geradas. Assim, na Figura 5.18, pode-se notar que qualquer transitório na corrente i_{1a} , só estará presente nas três correntes após 240°, ou seja, 2/3 de ciclo. Portanto, quando aplicado individualmente em cada fase, o método apresenta um transitórios máximos de 1 e 5/6 de ciclo, para correntes com e sem harmônicos de ordens pares, respectivamente.

As Figuras 5.19 e 5.20 mostram o desempenho do método, quando aplicado a uma única fase.

5.5 Implementação digital das médias móveis

A implementação digital das médias móveis é bem simples e requer um esforço computacional muito pequeno. As equações (5.8) e (5.9) mostram os cálculos necessários para se efetuarem as médias móveis a cada nova amostragem. Para que estes cálculos possam ser efetuados, é necessário armazenar o último 1/6 (ou 1/3) do período do sinal em um bloco de memória.

$$I(k) = I(k-1) + i(k) - i(k-N) \quad (5.8)$$

$$I_o = I(k)/(T/M), \quad (5.9)$$

onde $i(k)$ é a amostra atual do sinal de entrada, I é uma variável auxiliar, I_0 é a média do sinal de entrada, T é o período da fundamental, N é o comprimento do bloco de memória e M é 6 ou 3, dependendo da média móvel a ser realizada.

Portanto, uma média móvel pode ser calculada digitalmente utilizando-se apenas três operações: uma soma, uma subtração e uma divisão (ou multiplicação), o que a torna uma tarefa bastante simples e rápida para qualquer microprocessador.

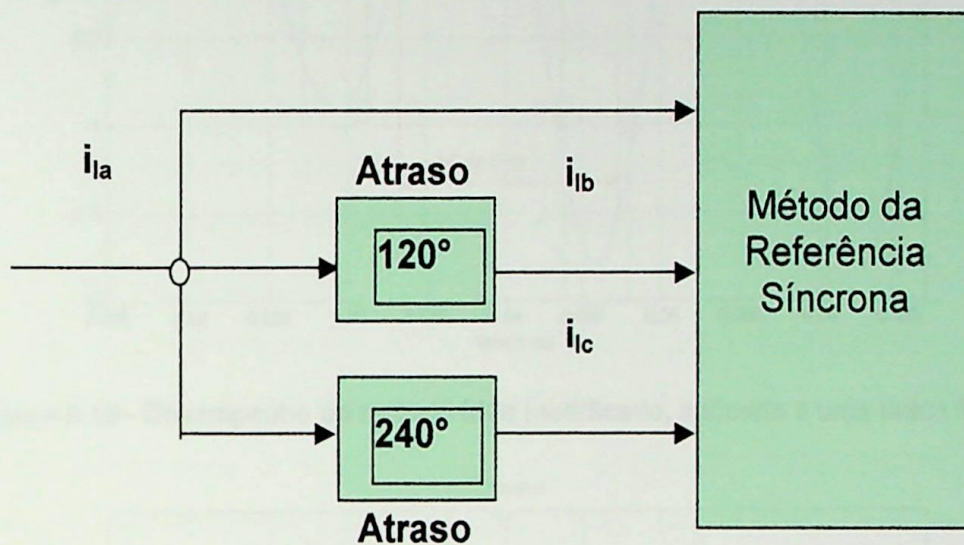


Figura 5.18 – Aplicação do método da referência síncrona apenas na fase a

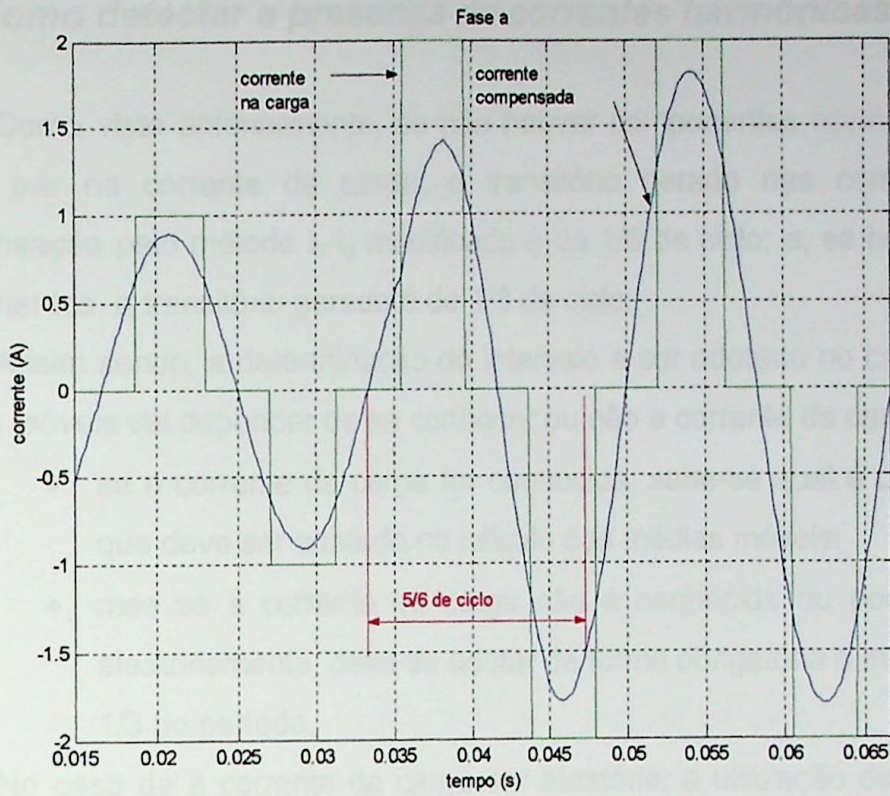


Figura 5.19– Desempenho do método i_d-i_q modificado, aplicado a uma única fase.

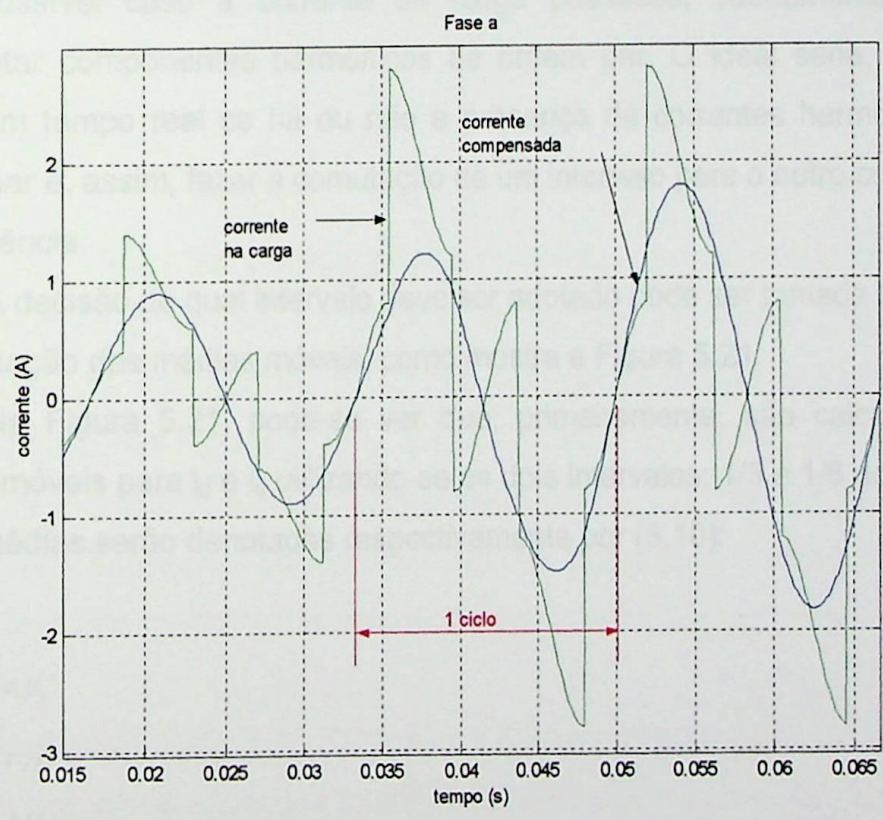


Figura 5.20 – Desempenho do método i_d-i_q modificado, aplicado a uma única fase, havendo correntes harmônicas de ordem par na corrente da carga.

5.6 Como detectar a presença de correntes harmônicas pares

Como visto anteriormente, se não houver componentes harmônicos de ordem par na corrente da carga, o transitório gerado nas correntes de compensação pelo método i_d-i_q modificado é de 1/6 de ciclo; e, se houver tais componentes, o transitório gerado é de 1/3 de ciclo.

Assim sendo, a determinação do intervalo a ser adotado no cálculo das médias móveis vai depender de se conhecer ou não a corrente da carga:

- se a corrente da carga for conhecida, sabe-se qual é o intervalo que deve ser adotado no cálculo das médias móveis;
- mas se a corrente da carga não é conhecida ou pode mudar aleatoriamente, deve-se adotar de forma obrigatória o intervalo de 1/3 do período.

No caso de a corrente da carga ser aleatória, a utilização do intervalo fixo de 1/3 de ciclo de certa forma “desperdiça” o transitório de 1/6 de ciclo que seria possível caso a corrente da carga passasse, subitamente, a não apresentar componentes harmônicos de ordem par. O ideal seria, portanto, saber em tempo real se há ou não a presença de correntes harmônicas de ordem par e, assim, fazer a comutação de um intervalo para o outro conforme a conveniência.

A decisão de qual intervalo deve ser adotado pode ser tomada com base na inclinação das médias móveis, como mostra a Figura 5.21.

Na Figura 5.21, pode-se ver que, primeiramente, são calculadas as médias móveis para i_d e i_q utilizando-se os dois intervalos: 1/3 e 1/6 do período. Estas médias serão denotadas respectivamente por (5.10):

$$\begin{aligned} & I_{d,1/3}; \\ & I_{q,1/3}; \\ & I_{d,1/6}; \\ & I_{q,1/6}. \end{aligned} \tag{5.10}$$

Extrai-se, então, a informação de inclinação para cada uma das médias, subtraindo-se o seu valor atual do seu valor anterior e determinando-se o módulo desta diferença, como denotado por (5.11):

$$\begin{aligned}
 \Delta I_{d,1/3} &= \left| I_{d,1/3}(k) - I_{d,1/3}(k-1) \right|; \\
 \Delta I_{q,1/3} &= \left| I_{q,1/3}(k) - I_{q,1/3}(k-1) \right|; \\
 \Delta I_{d,1/6} &= \left| I_{d,1/6}(k) - I_{d,1/6}(k-1) \right|; \\
 \Delta I_{q,1/6} &= \left| I_{q,1/6}(k) - I_{q,1/6}(k-1) \right|;
 \end{aligned}
 \tag{5.11}$$

onde k é o índice do valor atual.

Finalmente, determina-se qual intervalo deve ser adotado utilizando-se o critério que foi implementado na *S-function comutador*, ou seja, se a expressão (5.12) for verdadeira, adota-se o intervalo de 1/6 do período, caso contrário, adota-se 1/3 do período.

$$\Delta I_{d,1/6} + \Delta I_{q,1/6} \leq \Delta I_{d,1/3} + \Delta I_{q,1/3}
 \tag{5.12}$$

Este critério se justifica pelo fato de que, se houver componentes harmônicos de ordem par na corrente da carga e as médias móveis forem calculadas com um intervalo de 1/6 de ciclo, estas ficarão oscilando, como pode ser visto nas Figuras 5.11-b, 5.12-b, 5.13-b e 5.14-b. Se, por outro lado, as médias móveis forem calculadas com um intervalo de 1/3 de ciclo, os módulos das inclinações destas serão nulos e, portanto, sua soma será menor que a soma dos módulos das inclinações calculados com um intervalo de 1/6 de período.

As Figuras 5.22, 5.24, 5.26, 5.28 e 5.30 mostram a resposta do método modificado a várias situações e utilizando o detector de correntes harmônicas pares descrito nesta seção.

As Figuras 5.24 e 5.30 mostram em seus transitórios iniciais que o detector de correntes harmônicas pares não escolheu corretamente o intervalo de cálculo das médias móveis durante alguns pequenos períodos. Estes erros

podem ocorrer inicialmente, mas estarão sempre confinados dentro do transitório esperado de 1/3 de ciclo, não prejudicando o desempenho do sistema.

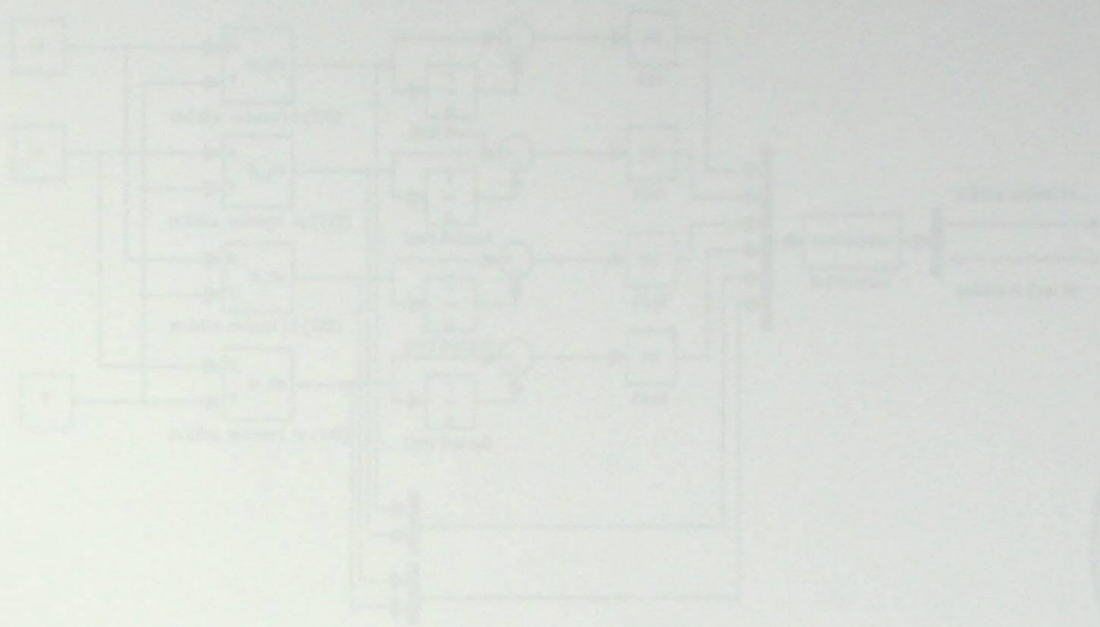


Figura 5.21 – Diagrama de blocos do detector de corrente harmônicas por fas.



Figura 5.22 – Resposta da resposta a degrau de célula modificada, utilizando o detector de corrente harmônicas por fas.

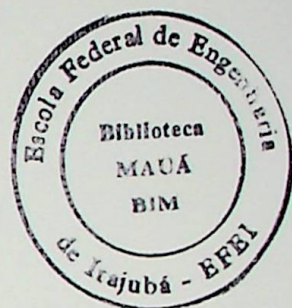
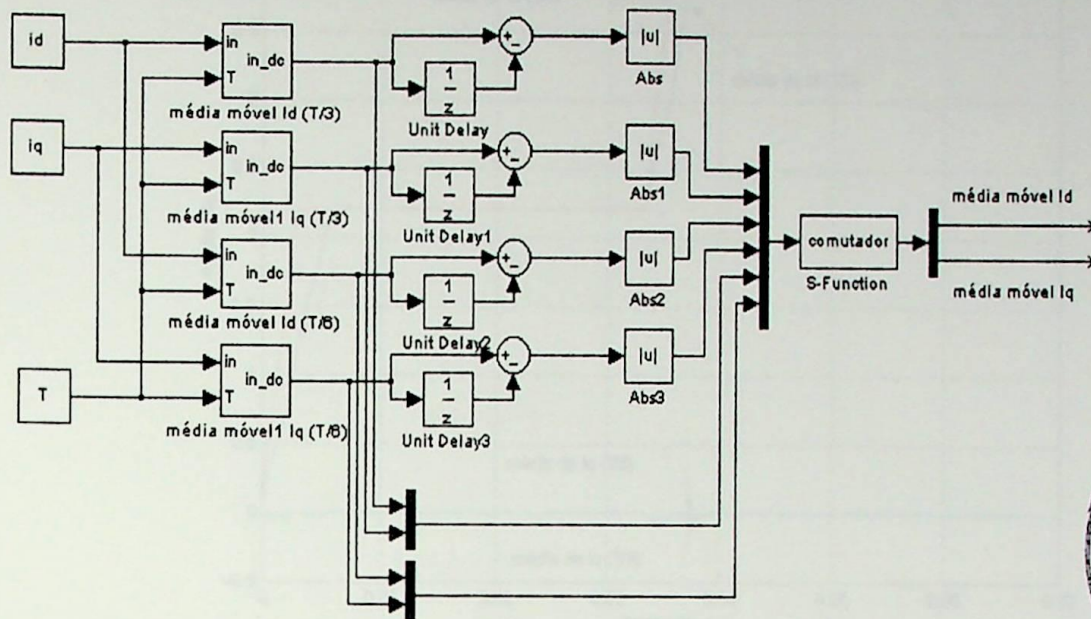


Figura 5.21 – Diagrama de blocos do detector de correntes harmônicas pares.

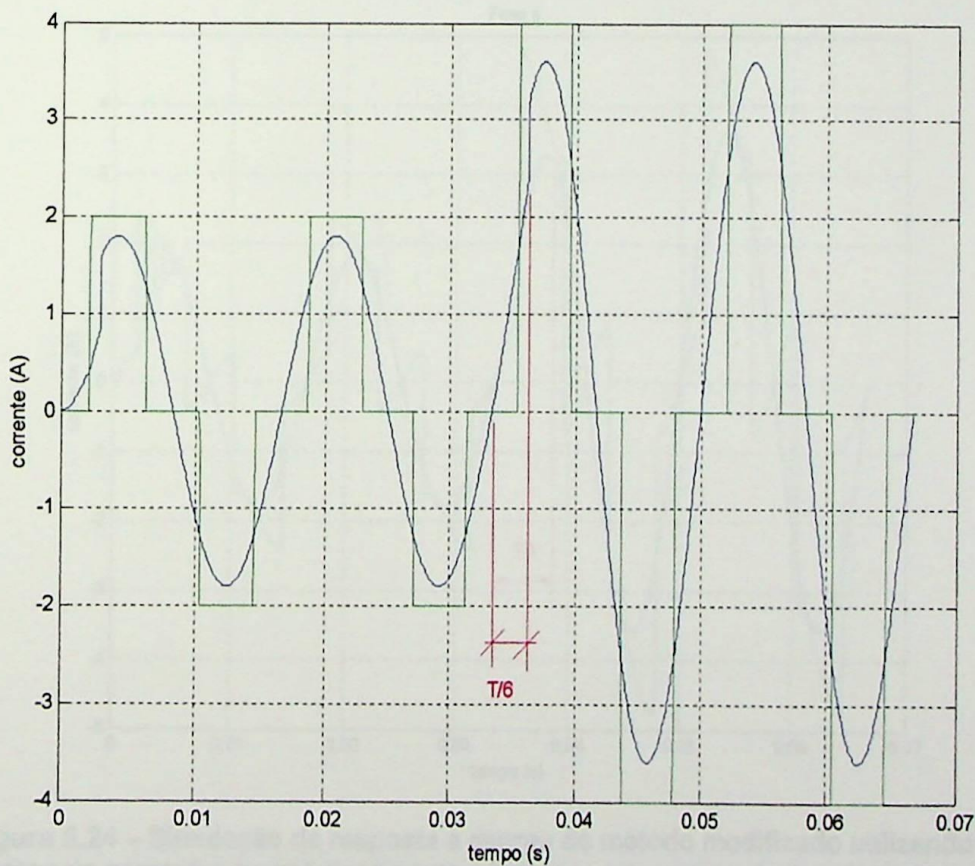


Figura 5.22 – Simulação da resposta a degrau do método modificado, utilizando o detector de correntes harmônicas pares.

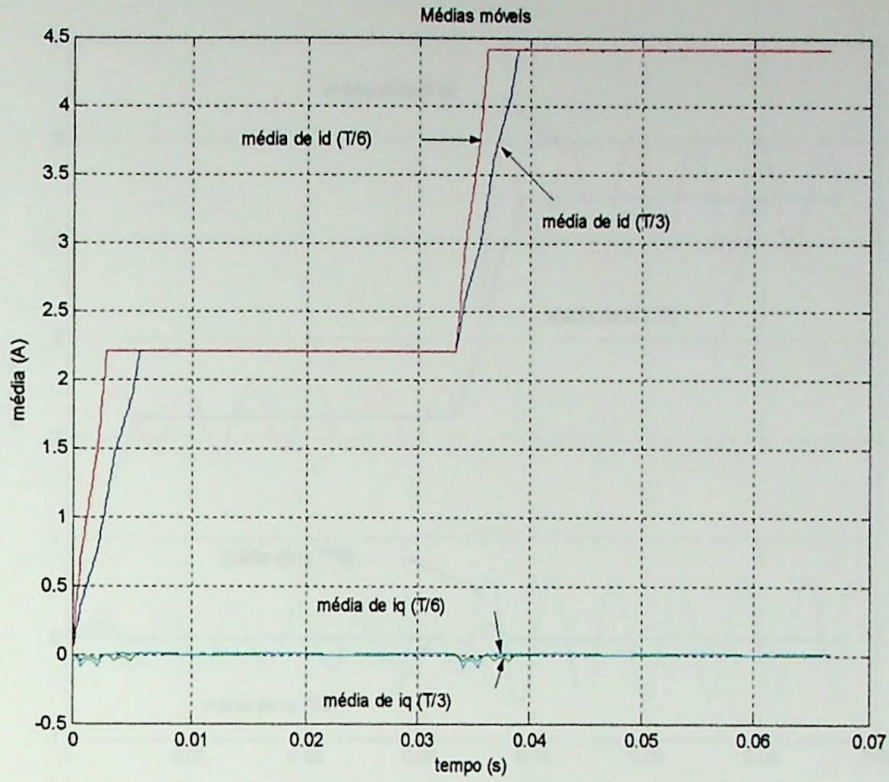


Figura 5.23 – Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em $1/3$ e $1/6$ do período, relativas à Figura 5.22.

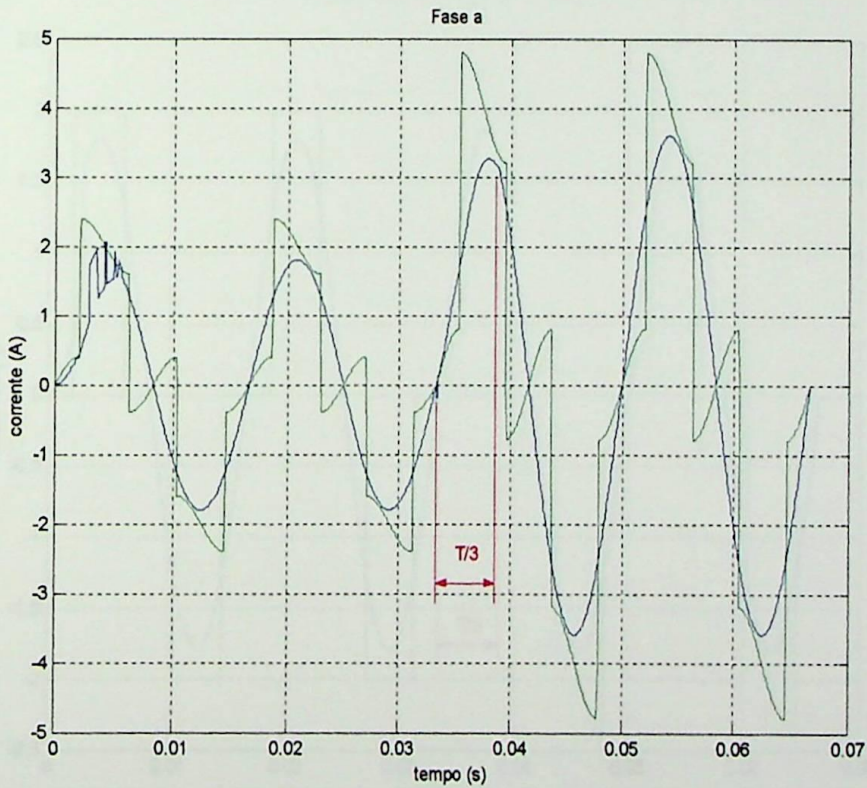


Figura 5.24 – Simulação da resposta a degrau do método modificado utilizando o detector de correntes harmônicas pares e havendo a presença destas durante toda a simulação.

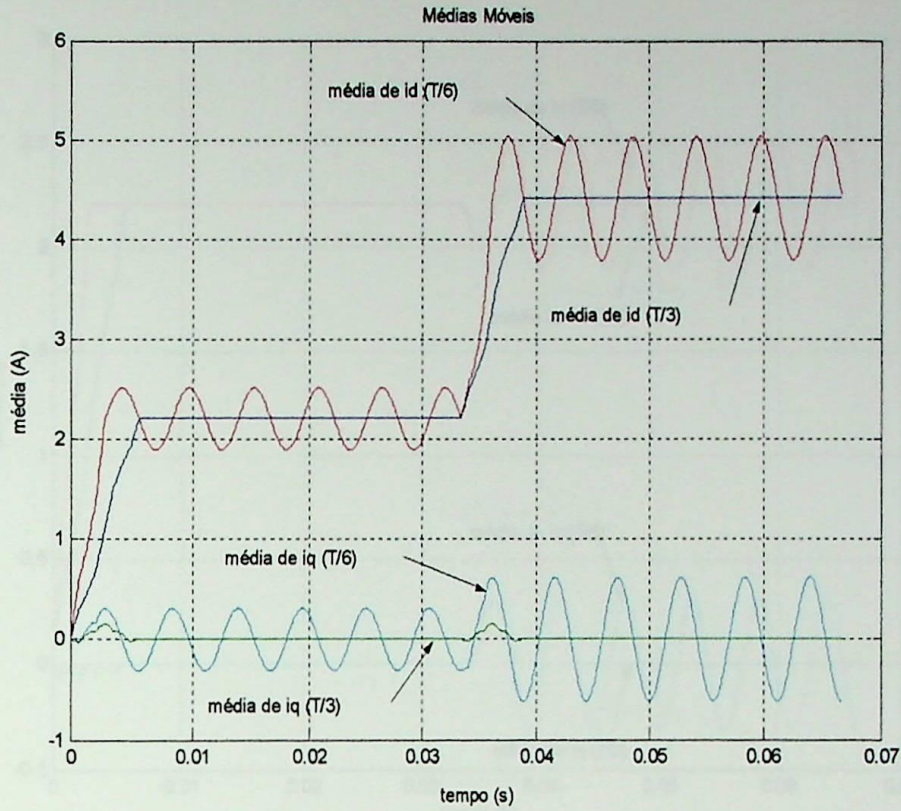


Figura 5.25 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em $1/3$ e $1/6$ do período, relativas à Figura 5.24.

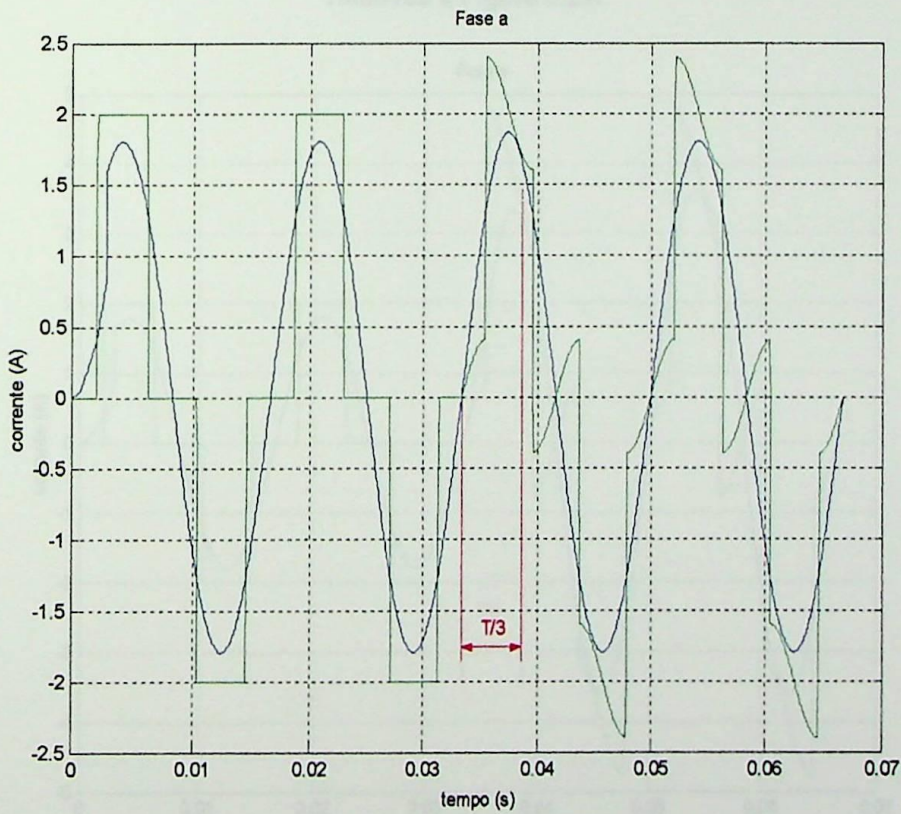


Figura 5.26 – Simulação da resposta do método modificado utilizando o detector de correntes harmônicas pares quando há o súbito aparecimento destas .

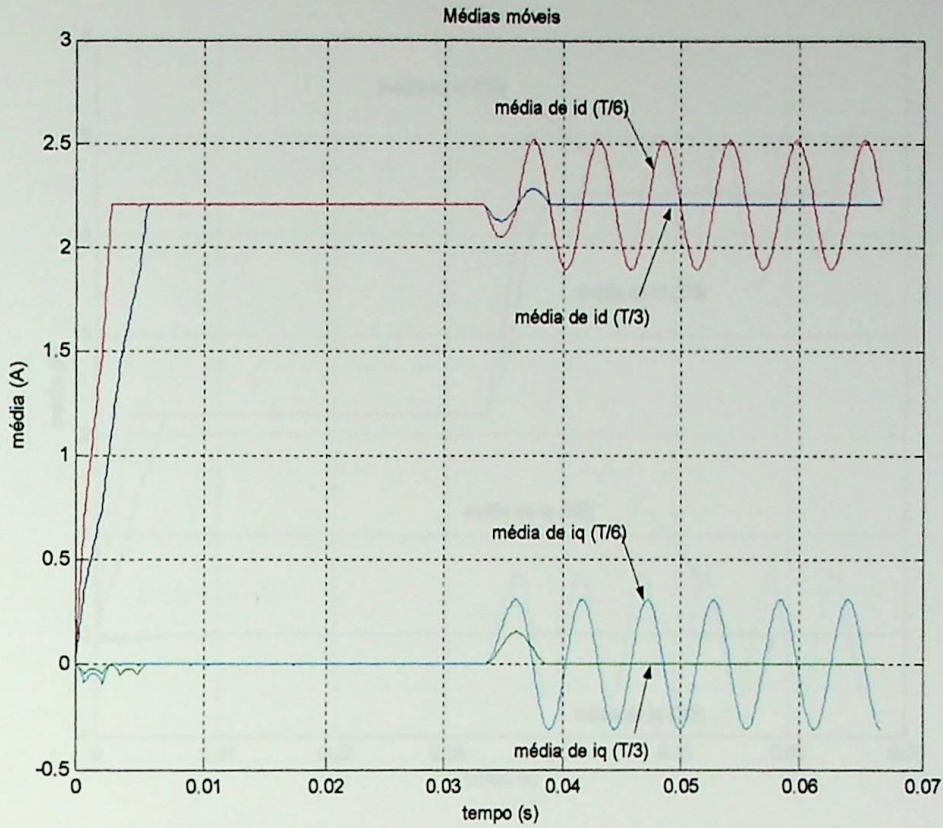


Figura 5.27 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em $T/3$ e $T/6$ do período.

Figura 5.27 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em $1/3$ e $1/6$ do período, relativas à Figura 5.26.

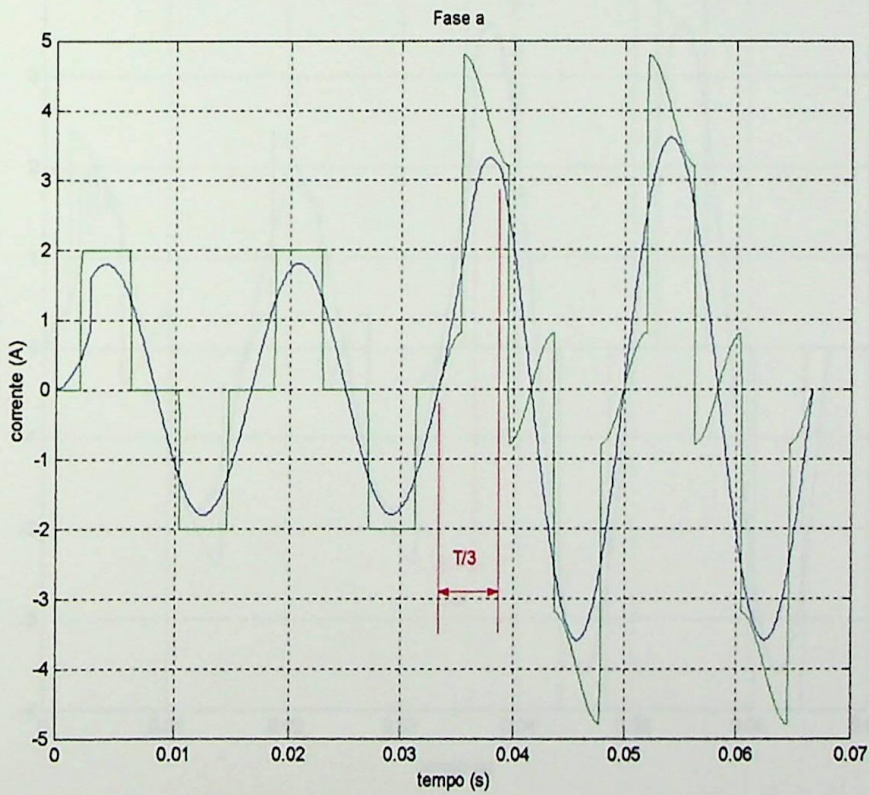


Figura 5.28 - Simulação da resposta do método modificado utilizando o detector de correntes harmônicas pares quando há o súbito aparecimento destas e de um degrau.

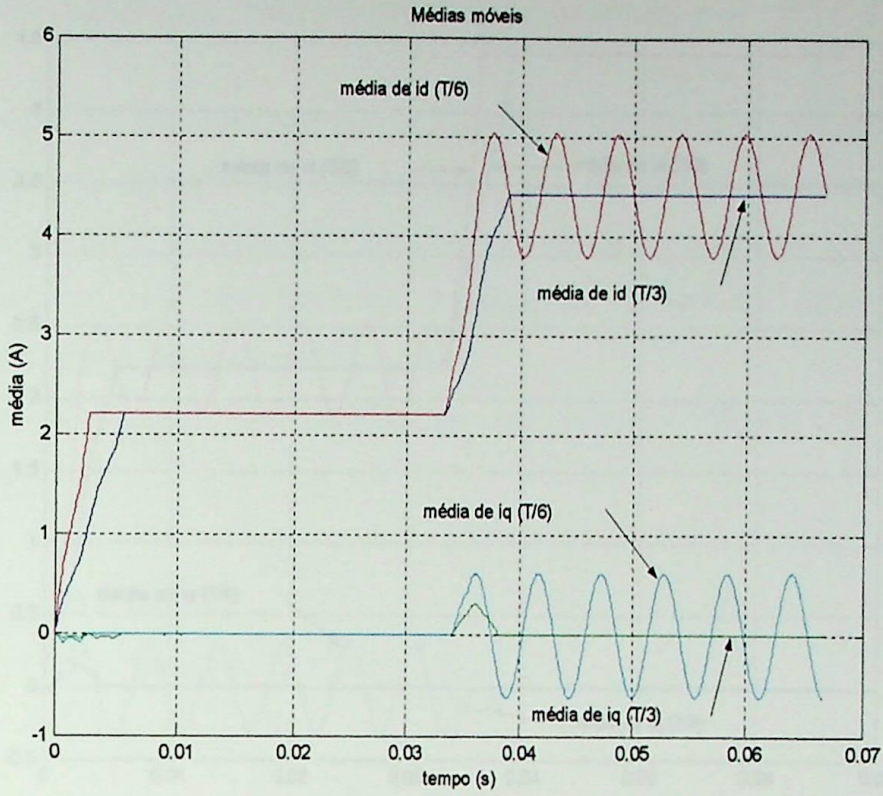


Figura 5.29 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em $1/3$ e $1/6$ do período, relativas à Figura 5.28.

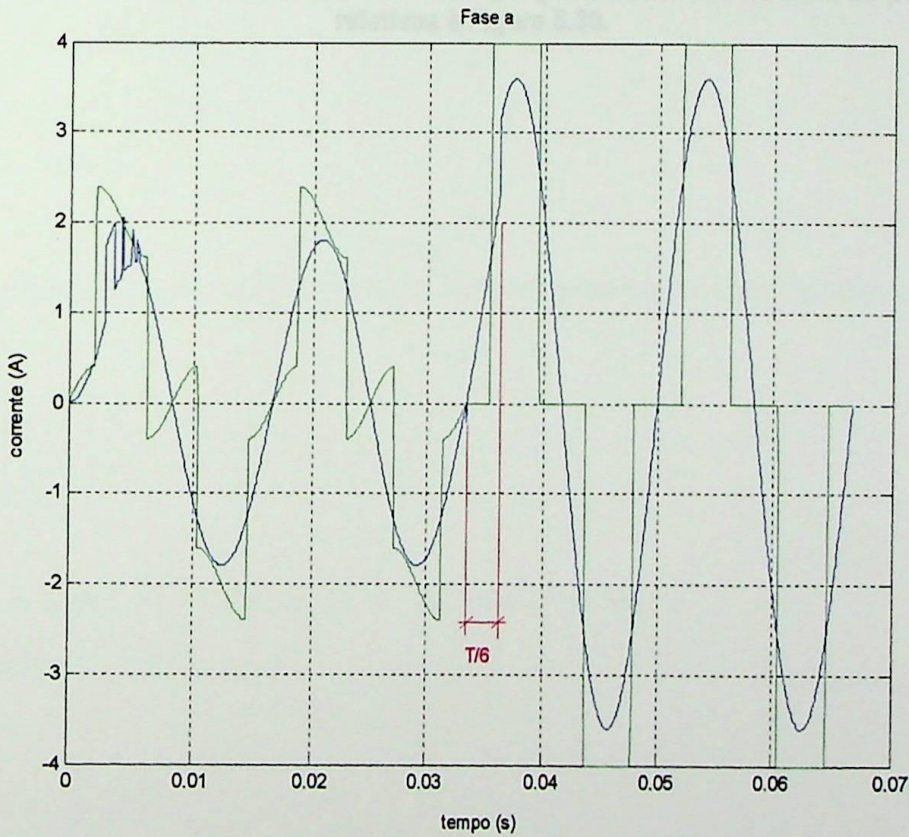


Figura 5.30 - Simulação do método modificado utilizando o detector de correntes harmônicas pares quando há um degrau e o súbito desaparecimento destas.

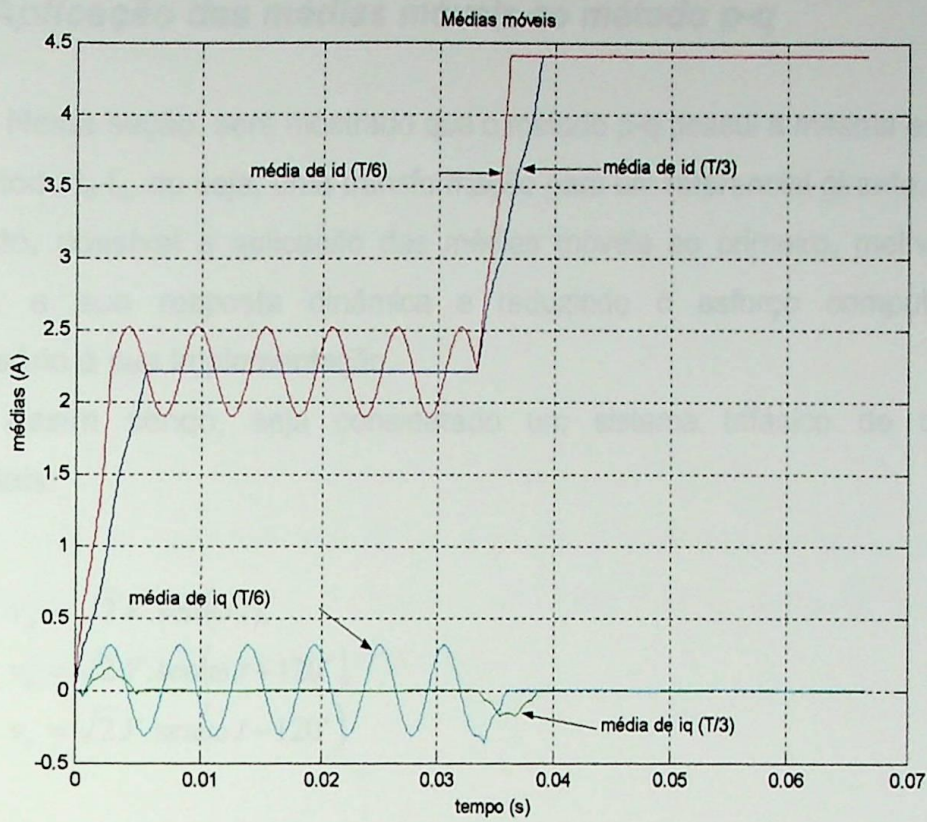


Figura 5.31 - Médias móveis das correntes i_d e i_q calculadas em $1/3$ e $1/6$ do período, relativas à Figura 5.30.

5.7 Aplicação das médias móveis ao método p-q

Nesta seção, será mostrado que o método p-q possui a mesma essência do método i_d-i_q , ou seja, uma transformação para um referencial girante, sendo, portanto, possível a aplicação das médias móveis ao primeiro, melhorando, assim, a sua resposta dinâmica e reduzindo o esforço computacional necessário à sua implementação.

Assim sendo, seja considerado um sistema trifásico de tensões senoidais:

$$\begin{aligned}v_a &= \sqrt{2}.V.\text{sen}(\omega.t), \\v_b &= \sqrt{2}.V.\text{sen}(\omega.t + 120^\circ), \\v_c &= \sqrt{2}.V.\text{sen}(\omega.t - 120^\circ).\end{aligned}\tag{5.13}$$

Após a transformação de Clark com potência invariante, tem-se:

$$\begin{aligned}v_\alpha &= \sqrt{3}.V.\text{sen}(\omega.t), \\v_\beta &= \sqrt{3}.V.\text{cos}(\omega.t), \\v_0 &= 0.\end{aligned}\tag{5.14}$$

As potências real e imaginária instantâneas podem ser calculadas por:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix},\tag{5.15}$$

onde i_α e i_β são as correntes da carga transformadas.

Seja :

$$V = \frac{1}{\sqrt{3}}[V],\tag{5.16}$$

logo:

$$\begin{aligned}
 v_\alpha &= \text{sen}(\omega.t), \\
 v_\beta &= \text{cos}(\omega.t), \\
 v_0 &= 0,
 \end{aligned}
 \tag{5.17}$$

Substituindo-se (5.17) em (5.15), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega.t) & \text{cos}(\omega.t) \\ \text{cos}(\omega.t) & -\text{sen}(\omega.t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}
 \tag{5.18}$$

Pode-se observar que (5.18) equivale a uma transformação para um referencial síncrono, como o mostrado na Figura 5.32, e, portanto, é possível aplicar as médias móveis ao método p-q.

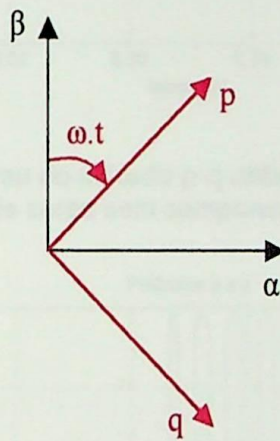


Figura 5.32 – Diagrama representando a Equação (5.18) que transforma as correntes i_α e i_β para o referencial síncrono p-q.

As figuras abaixo mostram as simulações do método p-q utilizando as médias móveis.

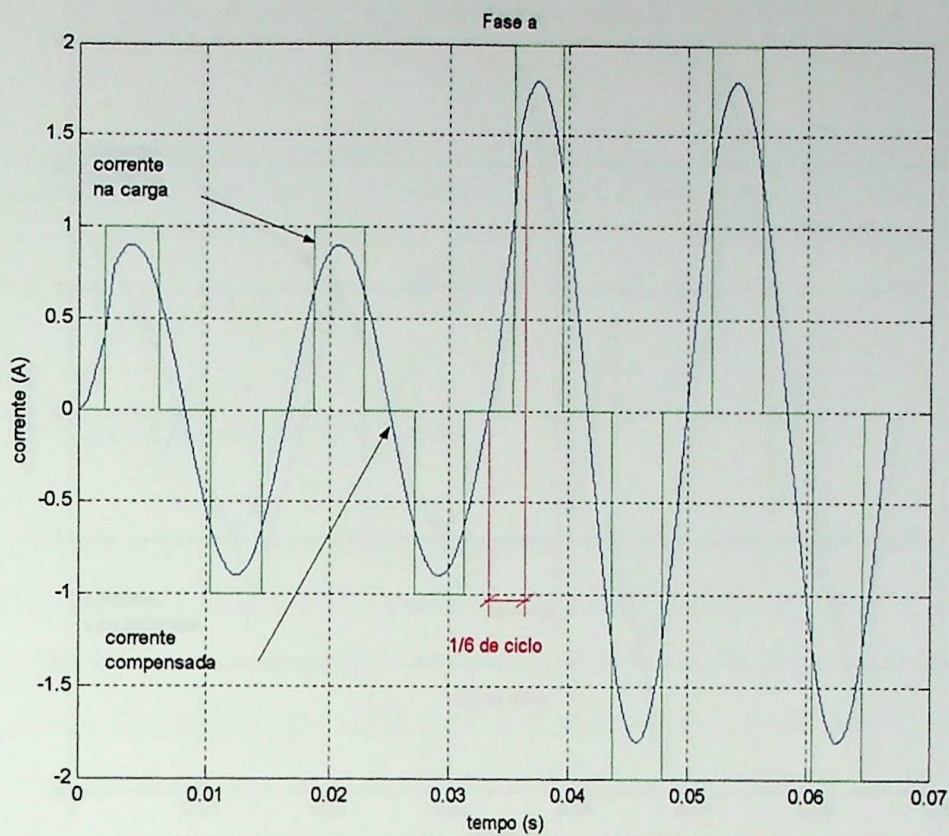


Figura 5.33 – Resposta a degrau do método p-q utilizando as médias móveis e atuando em uma corrente de carga sem componentes harmônicos pares.

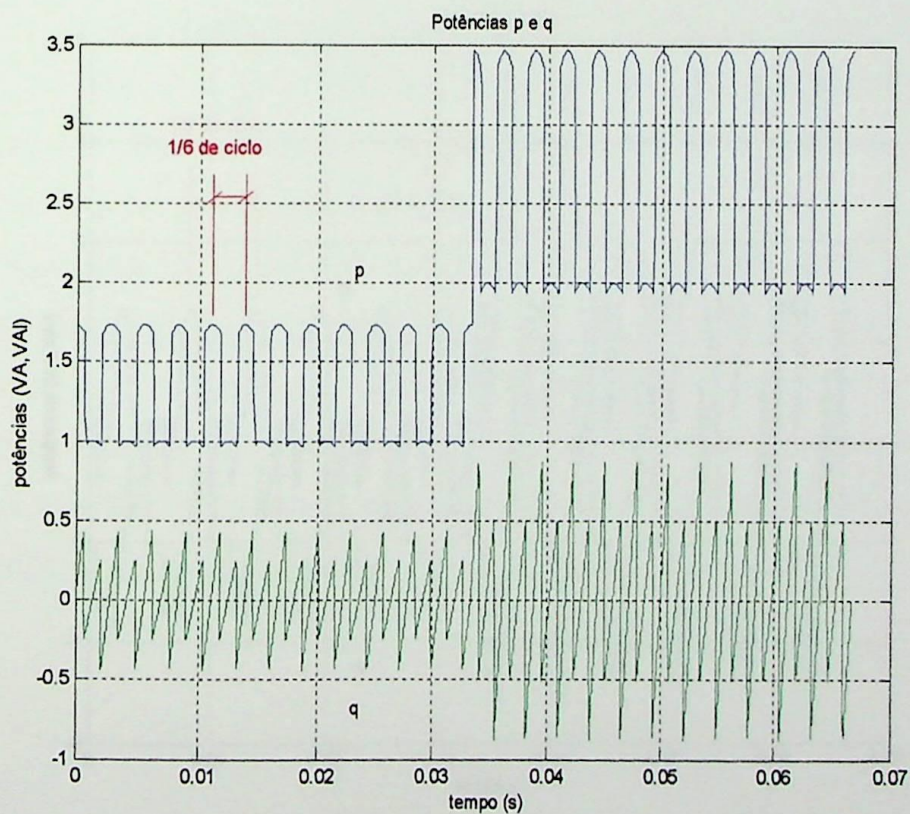


Figura 5.34 – Potências p e q mostrando uma oscilação de 1/6 de ciclo.

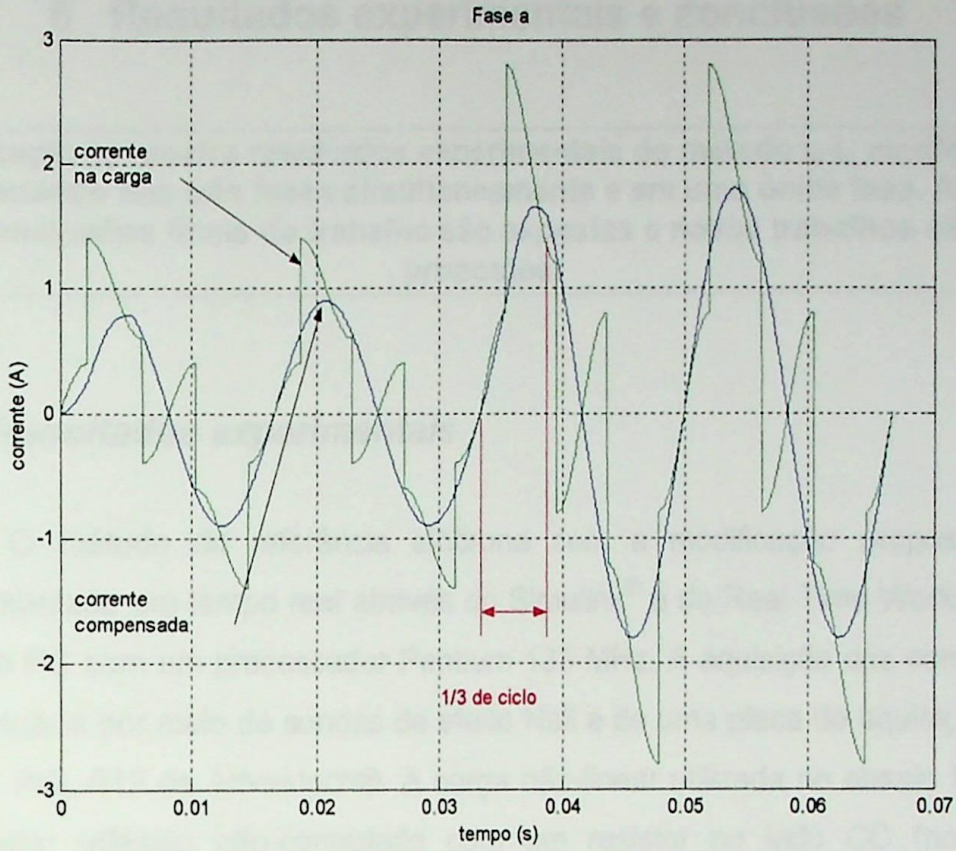


Figura 5.35 – Resposta ao degrau do método p-q utilizando as médias móveis e atuando em uma corrente de carga com componentes harmônicos pares.

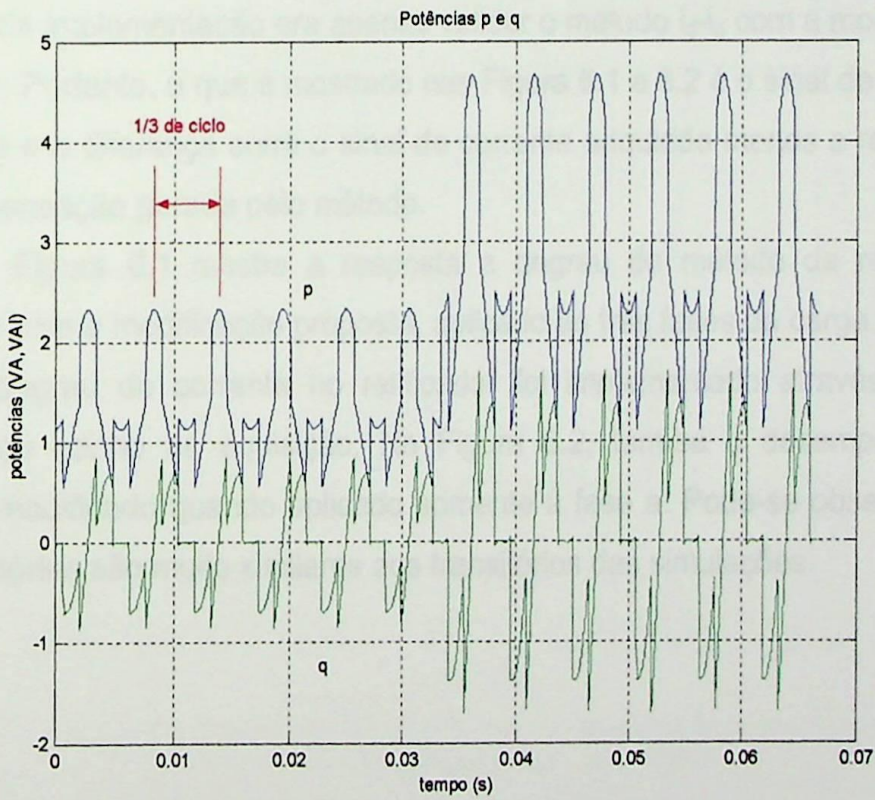


Figura 5.36 – Potências p e q mostrando uma oscilação de 1/3 de ciclo.

6 Resultados experimentais e conclusões

Este capítulo mostra resultados experimentais do método i_d - i_q modificado atuando nas três fases simultaneamente e em uma única fase. As conclusões finais do trabalho são expostas e novos trabalhos são propostos.

6.1 Resultados experimentais

O método da referência síncrona com a modificação proposta foi implementado em tempo real através do Simulink[®] e do Real Time Workshop[®] em um PC com um processador Pentium 133 MHz. A aquisição das correntes foi efetuada por meio de sondas de efeito Hall e de uma placa de aquisição de dados PCL-812 da Advantech[®]. A carga não-linear utilizada no ensaio foi um retificador trifásico não-controlado com um resistor no lado CC (nenhum capacitor foi utilizado). A frequência de amostragem adotada foi de 5 KHz. Nenhuma estratégia de controle de corrente foi implementada, uma vez que o objetivo da implementação era apenas validar o método i_d - i_q com a modificação proposta. Portanto, o que é mostrado nas Figura 6.1 e 6.2 é o sinal de corrente adquirido e a diferença entre o sinal de corrente adquirido menos a referência de compensação gerada pelo método.

A Figura 6.1 mostra a resposta a degrau do método da referência síncrona com a modificação proposta, aplicado às três fases da carga. O efeito de um degrau de corrente no retificador foi implementado através de um degrau de ganho na aquisição. Na Figura 6.2, tem-se o desempenho do método modificado quando aplicado somente à fase a. Pode-se observar que os transitórios são muito similares aos transitórios das simulações.

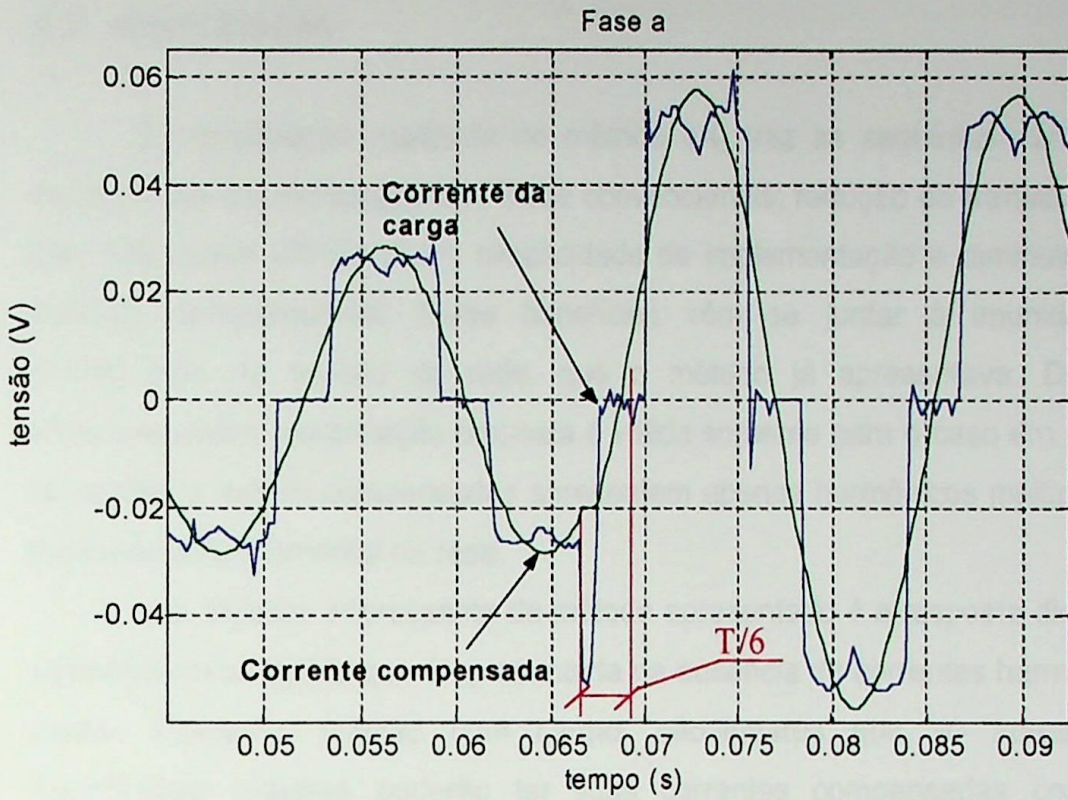


Figura 6.1 – Resposta a degrau de corrente do método modificado aplicado nas três fases de um retificador trifásico não-controlado.

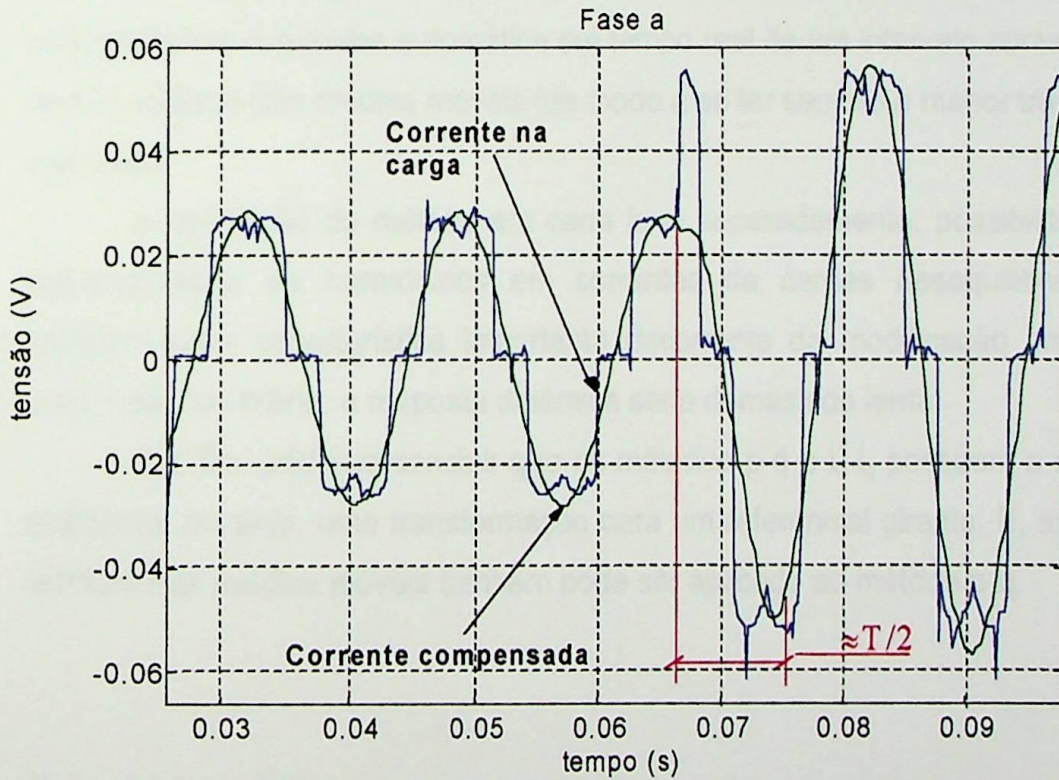


Figura 6.2 – Resposta a degrau de corrente do método modificado aplicado em uma fase de um retificador trifásico não-controlado.

6.2 Conclusões

A modificação realizada no método i_d-i_q traz as seguintes vantagens decorrentes da eliminação dos filtros convencionais: redução do transitório (no pior caso para 1/3 de ciclo), simplicidade de implementação e diminuição do esforço computacional. Estes benefícios vêm se juntar à imunidade a harmônicos na tensão da rede, que o método já apresentava. Deve-se observar que a modificação proposta é válida somente para o caso em que as correntes a serem compensadas apresentem apenas harmônicos múltiplos da frequência fundamental da rede.

Um aspecto interessante do método apresentado é a resposta dinâmica extremamente rápida que é apresentada na ausência de correntes harmônicas pares. Portanto, plantas com cargas não-lineares que só apresentem harmônicas ímpares poderão ter suas correntes compensadas com um transitório quase ideal de 1/6 de ciclo. Mostrou-se ainda que é possível se detectar a presença ou não de correntes harmônicas de ordem par, possibilitando a escolha automática em tempo real de um intervalo conveniente para o cálculo das médias móveis (de modo a se ter sempre o menor transitório possível).

A aplicação do método em cada fase separadamente, possibilitando a compensação de harmônicos em correntes de cargas desequilibradas é também uma característica importante decorrente da modificação proposta, pois, caso contrário, a resposta dinâmica seria demasiado lenta.

Por fim, pôde-se concluir que os métodos p-q e i_d-i_q possuem a mesma essência, ou seja, uma transformação para um referencial girante. E, assim, o artifício das médias móveis também pode ser aplicado ao método p-q.

6.3 Proposta de trabalhos futuros

Como propostas de novos trabalhos pode-se sugerir:

- Implementação prática de um filtro ativo de potência paralelo, utilizando-se um processador DSP em todas as etapas de

controle: geração da referência de controle, controle de corrente e PLL;

- Melhorar a resposta dinâmica do método modificado quando aplicado a uma só fase;
- E desenvolvimento de um Condicionador Universal de Energia, utilizando o método modificado.

7 Bibliografia

- [1] Best, R. E., "Phase Locked Loops – Theory, Design and Applications", McGraw-Hill Book, USA, 1984;
- [2] Kaura, V., Blasko, V., "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, pp 58-63, 1997;
- [3] Rahman, M. A., Radwan, T. S., Osheida, A. M, Lashine, A. E., "Analysis of current controllers for voltage-source inverter", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 44, pp 477-485, 1997;
- [4] Oliveira Filho, M. E. de, *Estratégias de controle de corrente para filtros ativos de potência*, Dissertação de Mestrado, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, 1998;
- [5] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A., "Instantaneous reactive power compensation comprising switching devices without energy storage components", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, pp 625-630, 1984;
- [6] Bhattacharya, S., Divan, D., "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system", IEEE/IAS Annual Meeting, pp 2531-2540, 1995;
- [7] Zhou, L., Li, Zicheng, "A novel active power filter based on the least compensation current control method", IEEE Trans. On Power Electron., vol. 15, pp 655-659, 2000;
- [8] Dixon, J. W., García, J. J., and Mórán, L., "Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads", IEEE Trans. Ind. Elect., vol. 42, pp 636-641, 1995;
- [9] Soares, V., Verdelho, P., and Marques, G. D., "An instantaneous active and reactive current component method for active filters", IEEE Trans. On Power Electron., vol. 15, pp 660-669, 2000;
- [10] Watanabe, E. H., Stephan, R. M., Aredes, M., "New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads", IEEE Trans. On Power Deliv., vol. 8, pp 697-703, 1993;
- [11] Oliveira, C.C.B.de, Schmidt,H.P., Kagan, N., Robba, E.J., "Introdução a sistemas elétricos de potência – Componentes simétricas", Editora Edgard Blücher LTDA, 2a edição, São Paulo, 1996;
- [12] Bronstein, I., Semendiaev, K., "Manual de matemática para engenheiros e estudantes", Editora Mir, 2a edição, Moscou, quinta parte, cap.3: Séries de Fourier (Análise Harmônica), 1984;

Anexo A – Teoria p-q

(Tradução livre de parte do artigo [10] “New Concepts Of Instantaneous Active And Reactive Powers In Electrical Systems With Generic Loads”, publicado por E. H. Watanabe, R. M. Stephan e M. Aredes no IEEE Transactions On Power Delivery, volume 8, páginas 697-703, 1993)

$$v_s(t) = \sqrt{2} V \cos(\omega t) \quad (A.1-a)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} I \cos(\omega t - \phi) \quad (A.1-b)$$

$$p_s(t) = v_s i_s = V I \cos(\phi - \cos(2\omega t)) - V I \sin(\phi) \sin(2\omega t) \quad (A.2)$$

$$(a) \quad (b)$$

Esta decomposição mostra que a potência instantânea pode ser separada em duas partes. A primeira parte, que será denotada por (A.2-a), tem um valor médio igual a $V I \cos \phi$ e tem uma componente alternada oscilando com frequência duas vezes maior que a da rede. A expressão (A.2-a) nunca é negativa e, portanto, é uma potência CC unidirecional. A segunda parte, que será denotada por (A.2-b), é também alternada oscilando com frequência duas vezes maior que a da rede e apresenta um valor médio igual a $V I \sin \phi$ e um valor médio nulo.

A potência média ou potência ativa é dada então por:

$$P = V I \cos \phi \quad (A.3)$$

E a potência reativa convencional é dada como sendo o valor médio da expressão (A.2-b):

A.1 - Conceitos fundamentais

Para um melhor entendimento dos conceitos da teoria das potências real e imaginária, serão revistos os conceitos tradicionais válidos apenas para regime permanente, conforme .

Seja um sistema constituído apenas por uma fonte de tensão senoidal e uma carga linear.

No caso de um sistema monofásico, sejam a tensão da fonte e a corrente da carga dadas por:

$$v_a(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (\text{A.1-a})$$

$$i_a(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \phi) \quad (\text{A.1-b})$$

A potência instantânea pode ser calculada por:

$$p_a(t) = v_a \cdot i_a = V \cdot I \cdot \cos\phi \cdot (1 - \cos(2\omega \cdot t)) - V \cdot I \cdot \text{sen}\phi \cdot \text{sen}(2\omega \cdot t) \quad (\text{A.2})$$

(a)

(b)

Esta decomposição mostra que a potência instantânea pode ser separada em duas partes. A primeira parte, que será denotada por (A.2-a), tem um valor médio igual a: $V I \cos\Phi$ e tem uma componente alternada oscilando com freqüência duas vezes maior que a da rede. A expressão (A.2-a) nunca é negativa e, portanto, é uma potência CC unidirecional. A segunda parte, que será denotada por (A.2-b), é também uma parcela alternada oscilando com freqüência duas vezes maior que a da rede e apresenta um valor de pico igual a: $V I \text{sen}\Phi$ e um valor médio nulo.

A potência média ou potência ativa é dada então por:

$$P = V \cdot I \cdot \cos\phi \quad (\text{A.3})$$

E a potência reativa convencional é definida como sendo o valor de pico da expressão (A.2-b):

$$Q^{\Delta} = V \cdot I \cdot \text{sen} \phi \quad (\text{A.4})$$

Ou seja, pode-se reescrever (A.2) como:

$$p_a(t) = P \cdot (1 - \cos(2\omega t)) - Q \cdot \text{sen}(2\omega t) \quad (\text{A.5})$$

Para o caso de um sistema trifásico a-b-c equilibrado com uma carga linear, pode-se concluir que a potência ativa instantânea é dada por:

$$p_{3\phi}(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = 3 \cdot P = P_{3\phi}^{\Delta} \quad (\text{A.6})$$

Ou seja, a potência trifásica instantânea é constante e, portanto, igual ao seu valor médio.

Ainda para o caso trifásico, a componente alternada (A.2-b) estará defasada de 120° de uma fase para outra e, portanto, a sua soma é nula. Entretanto, usando-se os conceitos convencionais, a potência reativa trifásica é definida como:

$$Q_{3\phi}^{\Delta} = 3 \cdot Q \quad (\text{A.7})$$

apenas porque este tipo de potência existe em cada fase separadamente.

Seja considerado, agora, um sistema constituído por uma fonte de tensão senoidal e uma carga não-linear.

No caso monofásico, a tensão na fonte é a mesma dada em (A.1-a), mas a corrente na carga contém harmônicos em frequências múltiplas de ω , isto é:

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \text{sen}(n\omega t - \phi_n) \quad (\text{A.8})$$

As relações a seguir são conhecidas:

Potência instantânea:

$$p_a(t) = V \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1 \cdot (1 - \cos(2\omega t)) - V \cdot I_1 \cdot \sin \phi_1 \cdot \sin(2\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V \cdot I_n \cdot \sin(\omega t) \sin(n\omega t - \phi_n) \quad (\text{A.9})$$

Potência ativa média:

$$P = V \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1 \quad (\text{A.10})$$

Valor rms da corrente:

$$I = \sqrt{(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots)} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^T i_a^2(t) dt \right)} \quad (\text{A.11})$$

onde T é o período de $i_a(t)$.

Potência aparente:

$$S = V \cdot I \quad (\text{A.12})$$

De (A.11) e (A.12) segue que:

$$S^2 = V^2 \cdot I^2 = V^2 \cdot (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots) \quad (\text{A.13})$$

Neste sistema, com uma fonte de tensão senoidal e uma carga não-linear, a potência reativa é convencionalmente definida como:

$$Q^{\Delta} = V \cdot I_1 \cdot \sin \phi_1 \quad (\text{A.14})$$

e a potência harmônica é definida como:

$$H^{\Delta} = V \cdot \sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots)} \quad (\text{A.15})$$

Assim, (A.13) pode ser escrita como:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + H^2 \quad (\text{A.16})$$

Este resultado é normalmente representado usando-se o tetraedro de potência da Figura A.1, no lugar do triângulo usado no caso linear. Da Figura A.1, vários fatores importantes podem ser determinados:

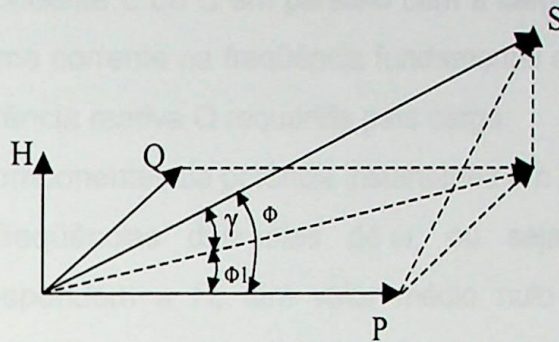


Figura A.1 – Tetraedro de potências

Fator de deslocamento ou fator de potência fundamental:

$$\cos\phi_1.$$

Fator de distorção:

$$\sqrt{(P^2 + Q^2)} / S = I_1 / I = \cos\gamma$$

Fator de potência ou fator de potência total:

$$P / S = \cos\phi_1 \cdot \cos\gamma = \cos\phi$$

O fator de deslocamento corresponde ao fator de potência de sistemas sem harmônicos. Este fator pode ser chamado de fator de potência fundamental, uma vez que ele depende apenas da componente fundamental da corrente. Por outro lado, o fator de potência, como definido acima, pode ser chamado fator de potência total, porque ele depende das componentes fundamental e harmônicas.

Para um sistema trifásico equilibrado, todas as quantidades descritas em (A.10), (A.12), (A.14) e (A.15) devem ser multiplicadas por 3 e os seguintes aspectos podem ser ressaltados:

- a) P e Q dependem apenas das componentes de freqüência fundamental das correntes;
- b) H depende apenas das componentes harmônicas das correntes;
- c) A componente da potência, dada por: $Q \text{ sen}(2\omega t)$, tem valor médio nulo e pode ser eliminada através do uso de um capacitor ou indutor convenientemente escolhidos. A conexão de um componente L ou C em paralelo com a carga permite a geração de uma corrente na freqüência fundamental que absorva ou gere a potência reativa Q requerida pela carga.
- d) As componentes da potência instantânea em (A.9) que dependem de freqüências diferentes de ω , ou seja, as partes que correspondem a H, têm valor médio nulo e não podem ser eliminadas por um simples capacitor ou indutor. A eliminação de H depende de filtros que funcionem como curto circuitos para as correntes harmônicas geradas pela carga.

A.2 - As potências real e imaginária instantâneas

Os conceitos, apresentados anteriormente, levam em conta apenas o regime permanente. Como a carga pode mudar continuamente, alterando o seu conteúdo harmônico, uma teoria que leve em conta o regime transitório se faz necessária. Akagi et al. [5] propôs uma tal teoria que estabelece novos conceitos de potência ativa e reativa instantâneas, introduzindo as potências real e imaginária. Estes conceitos são expostos nos parágrafos a seguir.

Seja a transformação de um sistema trifásico a-b-c para um sistema ortogonal α - β -0 (Transformação de Clark com potência invariante) e sua respectiva transformação inversa:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$



$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.18})$$

onde v_a , v_b e v_c são as tensões das fases. Estas transformações são também válidas para as correntes: i_a , i_b e i_c .

A potência trifásica ativa instantânea é dada por:

$$\begin{aligned} p_{3\phi}(t) &= v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta + v_0 \cdot i_0 = \\ &= p_\alpha(t) + p_\beta(t) + p_0(t) = p_\alpha(t) + p_\beta(t) + p_0(t) = p(t) + p_0(t) \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

onde $\mathbf{p} = \mathbf{p}_\alpha + \mathbf{p}_\beta$ é a **potência real instantânea** e $\mathbf{p}_0 = \mathbf{v}_0 \mathbf{i}_0$ é a potência de seqüência zero instantânea.

Uma vantagem de se usar a transformação para o sistema α - β -0 é separar a componente de seqüência zero do sistema.

Akagi et al. [5] sugeriram a definição da seguinte variável:

$$q(t) \stackrel{\Delta}{=} -v_\alpha \cdot i_\beta + v_\beta \cdot i_\alpha \quad (\text{A.20})$$

Quando apenas a componente fundamental é considerada, a variável $q(t)$ se iguala à potência reativa trifásica convencional. Esta nova variável, entretanto, considera todas as componentes harmônicas da tensão e da corrente e, portanto, mereceu a nova denominação de **potência imaginária instantânea** dada por Akagi et al.. De (A.20), percebe-se que $q(t)$ não depende de v_0 .

As potências p e q podem ser reescritas na forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

Desta equação matricial, para $\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2$, segue que:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Ou, separando as partes como função de p e q :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.23})$$

onde as componentes das correntes são:

$$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha \cdot p}{\Delta} \quad (\text{A.24-a})$$

$$i_{\beta p} = \frac{v_\beta \cdot p}{\Delta} \quad (\text{A.24-b})$$

$$i_{\alpha q} = \frac{v_\beta \cdot q}{\Delta} \quad (\text{A.25-a})$$

$$i_{\beta q} = \frac{-v_\alpha \cdot q}{\Delta} \quad (\text{A.25-b})$$

Então, as potências nas fases α e β podem ser separadas como:

$$\begin{bmatrix} P_\alpha \\ P_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \cdot i_\alpha \\ v_\beta \cdot i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \cdot i_{\alpha p} \\ v_\beta \cdot i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha \cdot i_{\alpha q} \\ v_\beta \cdot i_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\alpha p} \\ P_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_{\alpha q} \\ P_{\beta q} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.26})$$

onde as potências componentes são:

$$P_{\alpha p} = v_\alpha \cdot i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha^2 \cdot p}{\Delta} \quad (\text{A.27})$$

$$P_{\alpha q} = v_\alpha \cdot i_{\alpha q} = \frac{v_\alpha \cdot v_\beta \cdot q}{\Delta} \quad (\text{A.28})$$

$$P_{\beta p} = v_\beta \cdot i_{\beta p} = \frac{v_\beta^2 \cdot p}{\Delta} \quad (\text{A.29})$$

$$P_{\beta q} = v_{\beta} \cdot i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha} \cdot v_{\beta} \cdot q}{\Delta} \quad (\text{A.30})$$

Portanto, a potência ativa trifásica pode ser reescrita como:

$$P_{3\phi} = p_{\alpha} + p_{\beta} + p_0 = p_{\alpha p} + p_{\alpha q} + p_{\beta p} + p_{\beta q} + p_0 = p_{\alpha p} + p_{\beta p} + p_0 \quad (\text{A.31})$$

, uma vez que pode-se concluir de (A.28) e (A.30) que:

$$0 = p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (\text{A.32})$$

Estas relações sugerem a nomenclatura abaixo:

- $p_{\alpha p}$ – potência ativa instantânea no eixo α ;
- $p_{\beta p}$ – potência ativa instantânea no eixo β ;
- $p_{\alpha q}$ – potência reativa instantânea no eixo α ;
- $p_{\beta q}$ – potência reativa instantânea no eixo β ;

É importante observar que estas quantidades são instantâneas e válidas para regime transitório e permanente, podendo os harmônicos estarem presentes tanto na tensão quanto na corrente. Na teoria convencional, a potência reativa corresponde ao valor de pico da parcela da potência instantânea cujo valor médio é nulo (A.2-b). Agora, dentro desta nova conceituação, a potência reativa corresponde à parcela da potência instantânea que depende da potência imaginária instantânea q e que existe em cada fase independentemente, mas se anula quando somada ($p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0$).

A potência real instantânea p fornece o valor da energia por segundo sendo transferida da fonte para a carga e vice-versa em qualquer instante de tempo. Esta potência real é, por definição, dependente somente das tensões e correntes nas fases α e β , não havendo potência de seqüência zero na sua constituição.

Seja, agora, um sistema constituído por uma fonte de tensões trifásicas senoidais e uma carga trifásica não-linear. As tensões e correntes serão dadas por:

$$\begin{aligned}
v_a &= \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega \cdot t), \\
v_b &= \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ), \\
v_c &= \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ),
\end{aligned} \tag{A.33}$$

$$\begin{aligned}
i_a &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t - \phi_n), \\
i_b &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \text{sen}[n \cdot (\omega \cdot t + 120^\circ) - \phi_n], \\
i_c &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \text{sen}[n \cdot (\omega \cdot t - 120^\circ) - \phi_n],
\end{aligned} \tag{A.34}$$

Após a transformação para o sistema α - β -0, tem-se:

$$\begin{aligned}
v_\alpha &= \sqrt{3} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega \cdot t), \\
v_\beta &= \sqrt{3} \cdot V \cdot \cos(\omega \cdot t), \\
v_0 &= 0,
\end{aligned} \tag{A.35}$$

$$\begin{aligned}
i_\alpha &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t - \phi_n) [1 - \cos(n \cdot 120^\circ)], \\
i_\beta &= \sum_{n=1}^{\infty} 2 \cdot I_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t - \phi_n) \cdot \text{sen}(n \cdot 120^\circ), \\
i_0 &= \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a + i_b + i_c) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_{3n} \cdot \text{sen}(3 \cdot n \cdot \omega \cdot t - \phi_{3n}).
\end{aligned} \tag{A.36}$$

É interessante notar que os harmônicos de ordem $3n$ aparecem apenas em i_0 .

As potências componentes p , q , p_0 e $p_{3\phi}$ são:

$$\begin{aligned}
p &= v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta = p_{\alpha p} + p_{\beta p} = 3 \cdot V \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1 - \\
&- 3 \cdot V \cdot I_2 \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t - \phi_2) + 3 \cdot V \cdot I_4 \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t + \phi_4) - \\
&- 3 \cdot V \cdot I_5 \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t - \phi_5) + 3 \cdot V \cdot I_7 \cdot \cos(6 \cdot \omega \cdot t + \phi_7) - \dots
\end{aligned} \tag{A.37}$$

$$\begin{aligned}
q &= -v_\alpha \cdot i_\beta + v_\beta \cdot i_\alpha = -3.V.I_1.\text{sen}\phi_1 + \\
&+ 3.V.I_2.\text{sen}(3.\omega.t - \phi_2) - 3.V.I_4.\text{sen}(3.\omega.t + \phi_4) + \\
&+ 3.V.I_5.\text{sen}(6.\omega.t - \phi_5) - 3.V.I_7.\text{sen}(6.\omega.t + \phi_7) + \dots
\end{aligned} \tag{A.38}$$

$$\begin{aligned}
p_0 &= v_0 \cdot i_0 = 0, \\
P_{3\phi} &= P.
\end{aligned} \tag{A.39}$$

Observando estas equações, é razoável escrever:

$$\begin{aligned}
p &= p^- + p^{\sim}, \\
q &= q^- + q^{\sim},
\end{aligned} \tag{A.40}$$

onde “-” indica um valor médio e “~” indica um componente alternado com valor médio igual a zero.

De (A.37) e (A.38) é possível concluir que:

$$\begin{aligned}
p^- &= P_{3\phi}, \\
q^- &= Q_{3\phi}, \\
H &= \sqrt{P^{-2} + Q^{-2}},
\end{aligned} \tag{A.41}$$

onde P^- e Q^- são os valores rms de p^- e q^- , respectivamente.

As equações acima demonstram o relacionamento entre a nova e a velha teoria das potências. O valor médio de p , isto é p^- , corresponde à potência média convencional. A potência real alternada p^{\sim} representa a energia por segundo que está sendo transferida da fonte para a carga e vice-versa em qualquer instante de tempo. Esta energia se deve às correntes harmônicas e seu valor médio é nulo. Esta pulsação de energia entre a fonte e a carga representa a energia sendo armazenada e liberada na carga/fonte trifásica ou bifásica (α - β). O valor médio da potência imaginária q , isto é, q^- corresponde à potência reativa convencional. A parte alternada de q , isto é, q^{\sim} é responsável pela potência reativa harmônica (devida às correntes harmônicas) em cada fase que, entretanto, quando somadas se anulam. A potência imaginária $q = q^- + q^{\sim}$ não contribui para a transferência instantânea de energia, apesar de as

correntes reativas existirem em cada fase e ocuparem parte da área do condutor.

Após esta exposição da teoria das potências ativa e reativa instantâneas, pode-se concluir que o padrão de referência das correntes de compensação a serem geradas por um filtro ativo que vise à compensação harmônica pode ser calculado através das potências real e imaginária instantâneas alternadas: \tilde{p} e \tilde{q} . Através destas potências e da equação (A.22), o padrão de referência para as correntes de compensação pode ser calculado no sistema α - β :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & +v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{A.42})$$

As respectivas correntes de compensação relativas ao sistema a-b-c podem ser determinadas por meio da transformação inversa, exemplificada em (A.18).

A determinação de \tilde{p} e \tilde{q} geralmente é feita através do esquema da Figura A.2.

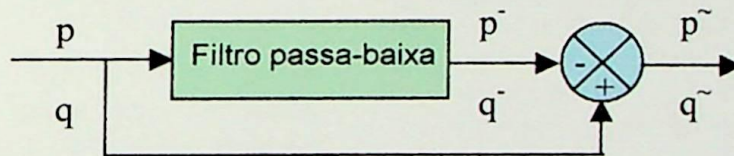


Figura A.2 – Esquema para extração dos componentes constantes de p e q

A resposta dinâmica deste método é, portanto, afetada pela resposta dinâmica do filtro passa-baixa utilizado.

Anexo B – Artigo a ser publicado nos anais do IEEE- APEC 2002

Lucy Elly de Lacerda de Oliveira
Valéria Ferreira de Sá

Antonio L. Torres

Leon Eduardo Borges de Sá
J.J. Paredes Rivas

Abstract

Keywords

Index Terms

References

Biographical Note

Abstract – This paper presents a new strategy for improving the dynamic response of active power filter that use the synchronous reference frame method (SRF) method. The strategy is based on the modification of conventional filtering by a efficient filter and design a novel repeating low computational burden fast digital filter. The proposed system that uses all of the fundamental voltage period for $1/2$ of each $1/2$ cycle is improved by the proposed. This is the first time that the proposed modification makes a period of $1/2$ cycle of the SRF method is a single phase. In this way, a better dynamic response is obtained for the active power compensation of unbalanced loads with the active dynamic response. The paper describes the proposed strategy and presents the simulation and the experimental results.

1. Introduction

The performance of a smart active power filter depends on many factors. Among them, the reference generation is the most important. The method to generate the reference signals is responsible for the presence of currents that must be filtered by an inverter to produce the desired compensated current. This will mitigate harmonic currents generated by non-linear loads.

Many methods for generating the reference signals have been proposed in the literature [1], among them, these methods can be highlighted: the method proposed by Akagi et al. [2], the method proposed by Blaukovich et al. [3] and the method proposed by Zhou et al. [4].

The method proposed by Akagi [2] is based on the "Instantaneous Active and Reactive Power Theory", in that calculates the real and imaginary powers are calculated, both of them are d and q components. The d component that are related to the fundamental frequency are extracted by means of conventional filters. The q components being are related to the harmonic content of the load currents and they are used to generate the reference signals of the compensating current. This method presents the drawback of being affected by the presence of

harmonics in the output signal of conventional filters, increasing its dynamic response. The method is very efficient for balanced three-phase loads.

The second proposed by Blaukovich [3] method is based on the extraction of the $1/2$ component of the instantaneous non-sinusoidal current. The method uses a reference frame based with two orthogonal axes that rotate at the synchronous speed of the voltage, this system, that is a synchronous reference frame. The fundamental components from a distorted wave $i(t) = I_m \sin(\omega t + \theta)$ in the rotating reference, the fundamental component of the current because its frequency is very lower, which are filtered by conventional filter. The reference current is the product of this filter with the voltage, and the PLL provides a unity characteristic of phase sequence. The method also generates filter, so it has also a low computational burden at $1/2$ a voltage cycle of 1 cycle is required. The Blaukovich's method, like Akagi's method, was proposed for balanced three-phase loads.

The method proposed by Zhou is a very fast one and is based on the least computation cycles principle, but using conventional filter. The least computation cycles principle establishes that the RMS value of the compensating current is a constant when the fundamental current is completely extracted. The fundamental current can be written as $i_1 = A_1 \sin(\omega t)$. The factor A_1 is obtained from the PLL, but A_1 must be determined. The determination of A_1 can be performed by a control mechanism that extracts A_1 by a filter that produces in the magnitude of A_1 . If A_1 is constant, the value of A_1 is very low and can be changed, in the other case the signal of A_1 is small and A_1 is converging to the fundamental amplitude. This is a very fast algorithm, in [5] it is proposed a reference value of $1/2$ cycle. As a result drawback, this method needs a fast and more signal of a proportional gain used for generating A_1 . This method was proposed for single-phase systems and, therefore, can be applied to each phase individually. The characteristic

IMPROVING THE DYNAMIC RESPONSE OF ACTIVE POWER FILTERS BASED ON THE SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME METHOD

Levy Ely de Lacerda de Oliveira
Valberto Ferreira da Silva

Luiz Eduardo Borges da Silva
Germano L. Torres
J.O Pereira Pinto

Electronic Dept.
Electrical Engineering Institute
Escola Federal de Engenharia de Itajuba - EFEI
Itajubá - MG -Brazil
levy@iee.efei.br and leborges@iee.efei.br

Abstract – This paper presents a new strategy for improving the dynamic response of active power filters that use the synchronous reference frame method (i_d - i_q method). The strategy is based on the substitution of conventional filtering by a efficient, faster and simpler process requesting less computational burden. Such modification produces a faster transient response during compensation process that lasts 1/6 of the fundamental voltage period (or 1/3, if there is even order harmonics in the currents). Due to its fast response, the proposed modification makes it possible the application of the i_d - i_q method to a single phase. With such a feature, this method becomes suitable for the harmonic compensation of unbalanced loads, still keeping a fast dynamic response. The paper describes the strategy and presents the simulations and the experimental results.

I. INTRODUCTION

The performance of a shunt active power filter depends on many factors. Among them, the reference generation is the most important. The method to generate the reference template is responsible for the reference of currents that must be followed by an inverter to produce the desired compensation currents that will mitigate harmonic currents generated by non-linear loads.

Many methods for generating the reference template were proposed in the literature [1]-[5], among them, three methods can be highlighted: the method proposed by Akagi et al [1], the method proposed by Bhattacharya et al [2] and the method proposed by Zhou et al [3].

The method proposed by Akagi (p-q method) uses the “Instantaneous Active and Reactive Power Theory”. In that technique the real and imaginary powers are calculated, both of them with dc and ac components. The dc components that are related to the fundamental frequency are extracted by means of conventional filters. The ac components resting are related to the harmonic content of the load currents and they are used to generate the reference template of the compensation currents. This method presents the drawback of being affected by the presence of

harmonics in the voltage and of uses of conventional filtering, decreasing its dynamic response. The method is very efficient for balanced three-phase loads.

The method proposed by Bhattacharya (i_d - i_q method) is based on the calculation of the i_d - i_q components of the instantaneous three-phase currents. This method creates a reference frame system with two orthogonal axes that rotate at the synchronous speed of the voltage (d-q system), that is, a synchronous reference frame. The synchronous reference comes from a phase locked loop (PLL) [6]-[7]. In this rotating reference, the fundamental component of the current become dc levels in the i_d - i_q currents, which are filtered by conventional filters. The method is immune to the presence of harmonics in the voltages, once the PLL presents a strong characteristic of noise rejection. The method uses conventional filters, so it has also a slow transient response (in [2] a transient time of 2 cycles is reported). The Bhattacharya’s method, like Akagi’s method, was proposed for balanced three-phase loads.

The method proposed by Zhou is a very fast one and is based on the least compensation current principle, not using conventional filters. The least compensation current principle establishes that the RMS value of the compensation current I_c is minimum when the fundamental current is completely extracted. The fundamental current can be written as: $I_1=A_1 \sin(\omega t)$. The factor $\sin(\omega t)$ is obtained from the PLL, but A_1 must be determined. The determination of A_1 can be performed by a control mechanism that increases A_1 by a value ΔA proportional to the modulus of ΔI_c . If A_1 increases I_c , the value of ΔA is wrong and must be changed, in the other case the signal of ΔA is correct and A_1 is converging to the fundamental amplitude. This is a very fast algorithm; in [3] it is reported a transient time of 1/2 cycle. As a major drawback, this method needs a trial-and-error adjust of a proportional gain used for generating ΔA . This method was proposed for single-phase systems and, therefore can be applied to each phase individually. This characteristic

makes this method efficient for unbalanced three-phase loads.

This paper proposes a modification in the i_d - i_q method, improving its dynamic response, eliminating the use of conventional filters. The method to generate the reference, using the proposed modification, presents the following advantages:

- It is extremely fast, presenting a transient time equal to 1/6 of cycle (or 1/3 of cycle, if there is even order harmonics in the current) for balanced three-phase loads;
- It is immune to the presence of harmonics in the voltage;
- It does not need any adjusts;
- It does not represent a big computational burden, once it does not use conventional filters, but the calculation of moving averages over small periods;
- It is suitable for harmonic compensation of unbalanced loads, once it can be applied to a single phase, still keeping a good dynamic response.

The fundamentals of using moving averages will be presented as well as simulations and experimental results demonstrating the dynamic response. Comparisons with the conventional method will also be performed.

II. MOVING AVERAGE PROCESS FUNDAMENTALS

In Fig.1, the block diagram represents the traditional technique for extracting the fundamental currents in the synchronous reference frame method.

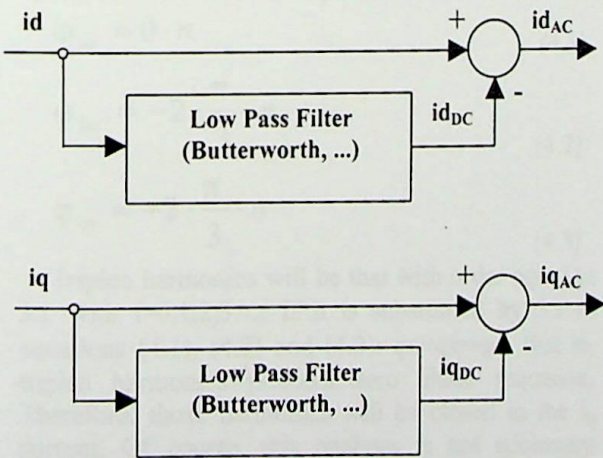


Figure 1 – Block diagram representing the DC component extraction process used in the conventional i_d - i_q method

The three-phase currents a, b and c, showed in the block diagram, have already been transformed to the stationary reference frame (a-b-c to α - β -0 transformation) and later to the synchronous reference frame (α - β to d-q transformation). A Low Pass filter (Butterworth, etc.) is used to extract the DC components representing the fundamental frequency of the currents. A PLL generates the unity vectors ($\sin(\theta)$ and $\cos(\theta)$) needed in the stationary to synchronous transformation. The transformations are shown in the matrixes below:

a. Transformation a-b-c to α - β -0 (Invariant Power Clark Transformation [8]):

$$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}; \quad (1)$$

b. Transformation α - β to d-q (Park Transformation [5]):

$$T_2 = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}. \quad (2)$$

The process to extract dc component, with the proposed modification, is represented in Fig.2. It is assumed that even harmonics are not present in the load currents (in that case, some parameters should be changed). The filters are substituted by blocks that calculate the moving average, that is: an integration block, a transport delay block, a subtract block and a division block. The transport delay block output is the current integral value delayed by 1/6 of the fundamental period. The integrator block output minus the transport delay block output represents the current integration over the interval $[t-T/6, t]$, where T is the fundamental period and it comes from the PLL. Finally, the division block divides the integrated current by the integration interval, that is, T/6. Therefore, the outputs obtained from the products block are the moving average of i_d and i_q calculated over 1/6 of the fundamental period:

$$Moving_{average, id} = \frac{6}{T} \cdot \int_{t-\frac{T}{6}}^t id \cdot dt \quad \text{and (3.1)}$$

$$Moving_{average, iq} = \frac{6}{T} \cdot \int_{t-\frac{T}{6}}^t iq \cdot dt \quad (3.2)$$

This procedure can be performed because every odd order harmonic component is multiple of six after transformation to d-q reference frame.

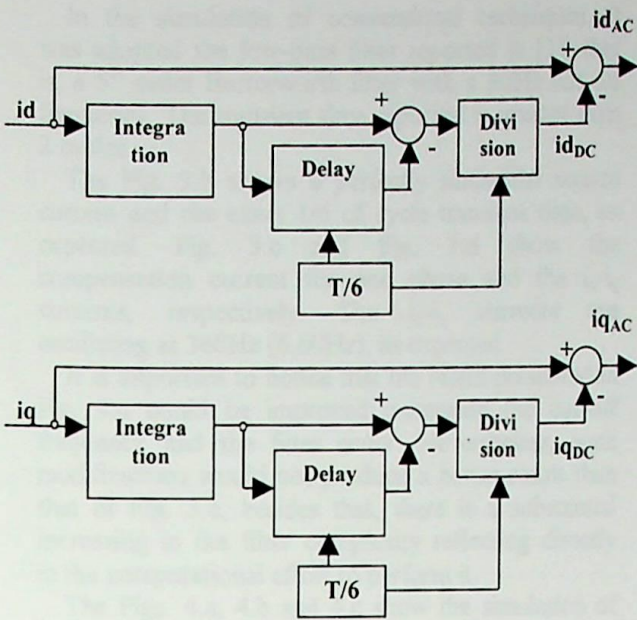


Figure 2 - Block diagram representing the DC component extraction process used in the modified i_d - i_q method

So, every transformed odd order harmonic has a null average value over $1/6$ of the fundamental period. The exception is the fundamental current that becomes dc level determined by the moving averages.

The following paragraphs describe in depth how the odd order harmonics become multiple of six when they are transformed to the d-q reference frame. After that, the presence of even order harmonics is considered.

First, it is important to notice the type of phase sequence presented by each harmonic component. Let us consider a balanced three-phase load. The three-phase currents will present a phase difference of $2\pi/3$ rad, that is, the phases will be: $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = -2\pi/3$ and $\varphi_c = +2\pi/3$. Therefore, the phases presented by a n order harmonic component will be:

$$\varphi_{an} = 0 \cdot n \quad (4.1)$$

$$\varphi_{bn} = -2 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot n \quad (4.2)$$

$$\varphi_{cn} = +2 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot n \quad (4.3)$$

Triplen harmonics will be that with order equal to $3 \cdot i$, with $i=0,1,2,3,\dots$. If n is substituted by $3 \cdot i$ in equations (4.1), (4.2) and (4.3): $\varphi_a = \varphi_b = \varphi_c$, that is, triplen harmonics presents zero phase sequence. Therefore, those harmonics will be closed in the i_0 current. Of course, this analysis is not necessary when the considered system does not present neutral wire.

The $6 \cdot i + 5$ order harmonics, with $i=0,1,2,3,\dots$ (that is, 5^{th} , 11^{th} , 17^{th} , 23^{th} ...) presents negative phase sequence. Substituting n by $6 \cdot i + 5$ in equations (4.1),

(4.2) and (4.3), the phases will be: $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = +2\pi/3$ and $\varphi_c = -2\pi/3$, in other words, the phase sequence will be a-c-b.

The $6 \cdot i + 1$ order harmonics, with $i=0,1,2,3,\dots$ (that is, 1^{th} , 7^{th} , 13^{th} , 19^{th} , 25^{th} ...) presents positive phase sequence. Substituting n by $6 \cdot i + 1$ in equations (4.1), (4.2) and (4.3), the phases will be: $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = -2\pi/3$ and $\varphi_c = +2\pi/3$, in other words, the phase sequence will be a-b-c.

After the synchronous transformation, positive sequence harmonics will have their order decreased by one and negative sequence harmonics will have theirs increased by one. Therefore, $6 \cdot n + 1$ and $6 \cdot n + 5$ order harmonics will have their orders transformed to $6 \cdot n$ and $6 \cdot n + 6$ ($=6 \cdot (n+1)$), respectively, after the synchronous transformation. In other words, they will be multiples of six and, therefore, the unique component that will present a non-null average value over $1/6$ of the period will be the zero order harmonic components corresponding to the fundamental.

When the positive and negative parts of the load current wave are not symmetric, there will be even order harmonics in the current. After the synchronous transformation, those harmonics will be multiple of three by the reasons described below:

1. The even order harmonics that are also multiples of three will be isolated in the zero phase current i_0 ;

2. The $6 \cdot i + 2$ order harmonics, with $i=0,1,2,3,\dots$ (that is, 2^{th} , 8^{th} , 14^{th} , 20^{th} ...), will present negative phase sequence.

3. The $6 \cdot i + 4$ order harmonics, with $i=0,1,2,3,\dots$ (that is, 4^{th} , 10^{th} , 16^{th} , 22^{th} ...), will present positive phase sequence.

By the reasons that have been exposed, the $6 \cdot i + 2$ and the $6 \cdot i + 4$ order harmonics will become $6 \cdot i + 3$ ($=3 \cdot (2 \cdot i + 1)$) order harmonics after the synchronous transformation, in other words, they will become triples harmonics.

Therefore, if there is even order harmonics in the currents, the moving averages must be taken over the interval $[t-T/3, t]$ (over this interval the moving average value of the transformed odd order harmonics will still be null, except the transformed fundamental, of course). It is important to notice that the previous knowledge about the integration interval is not necessary. If even order harmonics are presented in the current signal a simple even order harmonic detector it is easy to be implemented and the integration interval can be updated.

III. SIMULATIONS

The Fig. 3.a and Fig. 3.b present the simulation results for the conventional and modified i_d - i_q method, respectively. In both cases, the load current is a three level square current.

In the simulation of conventional techniques, it was adopted the low-pass filter reported in [2], that is, a 5th order Butterworth filter with a 30Hz cut-off frequency. The transient time reported is greater than 2 cycles.

The Fig. 3.b shows a perfectly sinusoidal source current and the exact 1/6 of cycle transient time, as expected. Fig. 3.c and Fig. 3.d show the compensation current for one phase and the i_d - i_q currents, respectively. The i_d - i_q currents are oscillating at 360Hz (6.60Hz), as expected.

It is important to notice that the result presented in Fig. 3.a could be improved increasing the cut-off frequency and the filter order. Nevertheless, such modifications would not produce a better result than that of Fig. 3.b, besides that, there is a substantial increasing in the filter complexity reflecting directly in the computational effort to perform it.

The Figs. 4.a, 4.b and 4.c show the simulation of the modified method applied over a three-level square wave current plus 44% of 2nd order harmonic component. In Fig. 4.c, it can be noticed that the currents oscillate at 180Hz (3*60Hz), as expected.

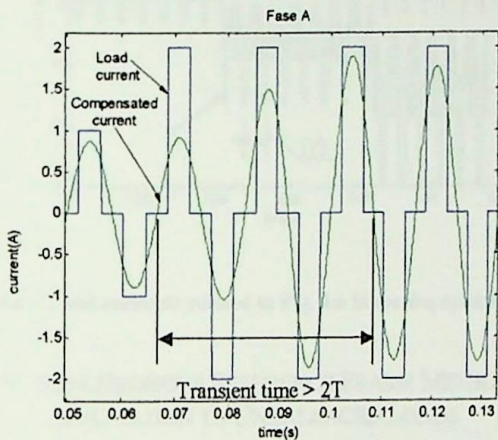


Figure 3.a – Compensation by the conventional i_d - i_q method using a 5th order Butterworth filter with a 30Hz cut-off frequency.

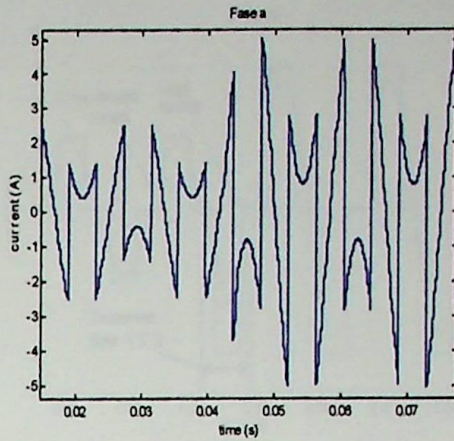


Figure 3.c – Compensation current presented by the modified i_d - i_q method.

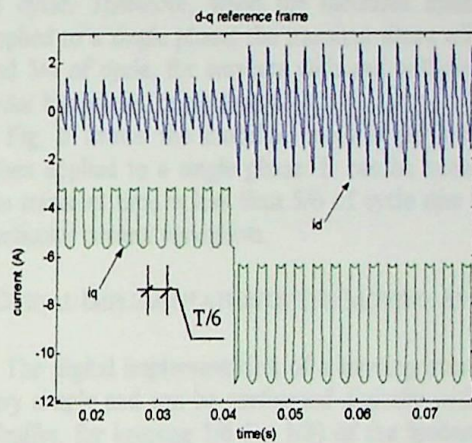


Figure 3.d – Load currents related to Fig. 3.b in the d-q system.

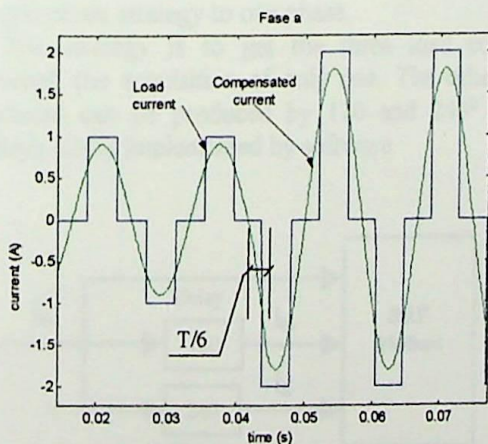


Figure 3.b – Compensation using the modified i_d - i_q method.

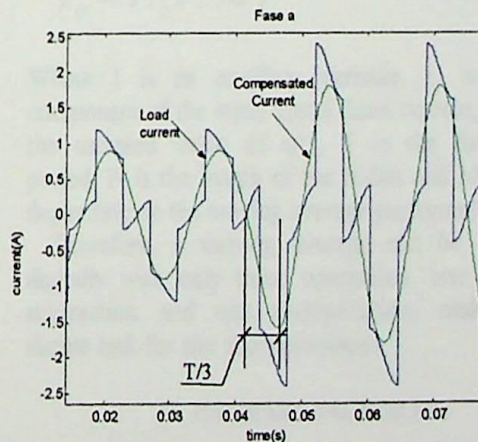


Figure 4.a – Compensation by the modified method for a three level square wave current plus 44% of 2nd order harmonic component.

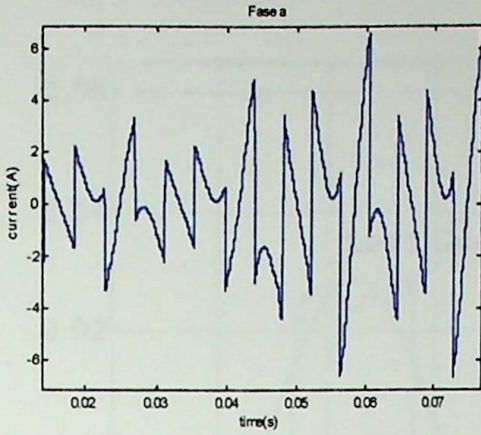


Figure 4.b – Compensation current for the current shown in Fig. 4.a.

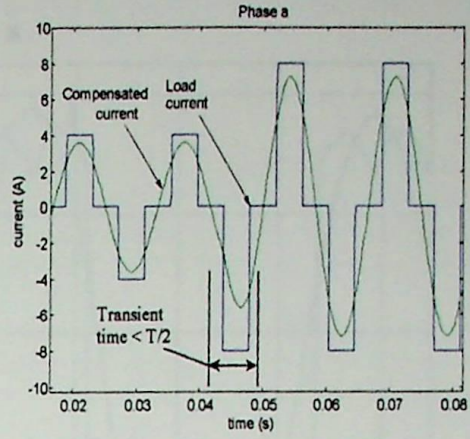


Figure 6 – Modified method performance, when applied to a single phase.

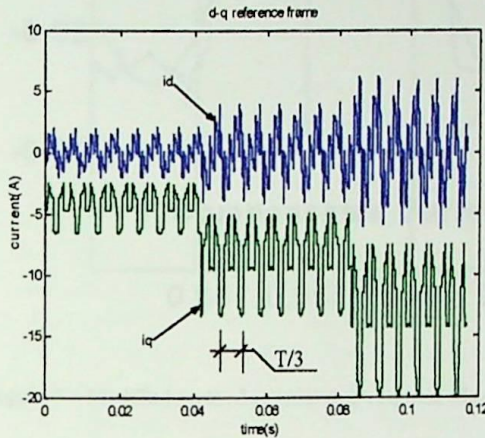


Figure 4.c – Load currents related to Fig. 4.a in the d-q system.

IV. SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME METHOD APPLICATION TO UNBALANCED LOADS

The synchronous reference frame method, in its basic form, is based on the consideration of balanced three-phase loads. Such a drawback can be overcome by applying the method in each phase separately.

The Fig. 5 shows how it is possible to apply this single-phase strategy to one phase.

The strategy is to get the three load currents through the acquisition of only one. The other two currents can be produced by 120 and 240° phase delays, easily implemented by software.

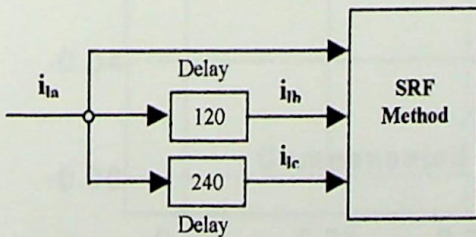


Figure 5 – Synchronous reference frame method application to one phase only.

This strategy, however, increases the transient time due to the phase delays. From Fig. 5, it is possible to conclude that every change in current i_{1a} will be present in all the currents only after 240°, that is, 2/3 of cycle. Therefore, when the modified method is applied to a single phase, the transient times will be 1 and 5/6 of cycle, for currents with and without even order harmonics, respectively.

Fig. 6 shows the modified method performance, when applied to a single phase. It can be noted that the transient time is less than 5/6 of cycle due to the particular current waveform.

V. DIGITAL IMPLEMENTATION OF THE MOVING AVERAGES

The digital implementation of a moving average is very simple and can be performed digitally with only a buffer, for keeping 1/6 (or 1/3) of the fundamental period, and the calculations that follow at each new sample:

$$I = I + i(k) - i(k - N) \quad (5.1)$$

$$I_o = I / (T / M) \quad (5.2)$$

Where I is an auxiliary variable, I_o is the DC component of the input signal (load current, i_i), $i(k)$ is the sampled value of $i_i(t)$, T is the fundamental period, N is the length of the buffer and M is 3 or 6 depending on the moving average performed.

Therefore, a moving average can be calculated digitally with only three operations: one sum, one subtraction and one multiplication, making it a simple task for any microprocessor.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The modified method was implemented in real-time in a PC with a Pentium 133. The algorithm was implemented in C. The load current acquisition was performed by Hall effect sensors and Advantech's PCL-812 acquisition board.

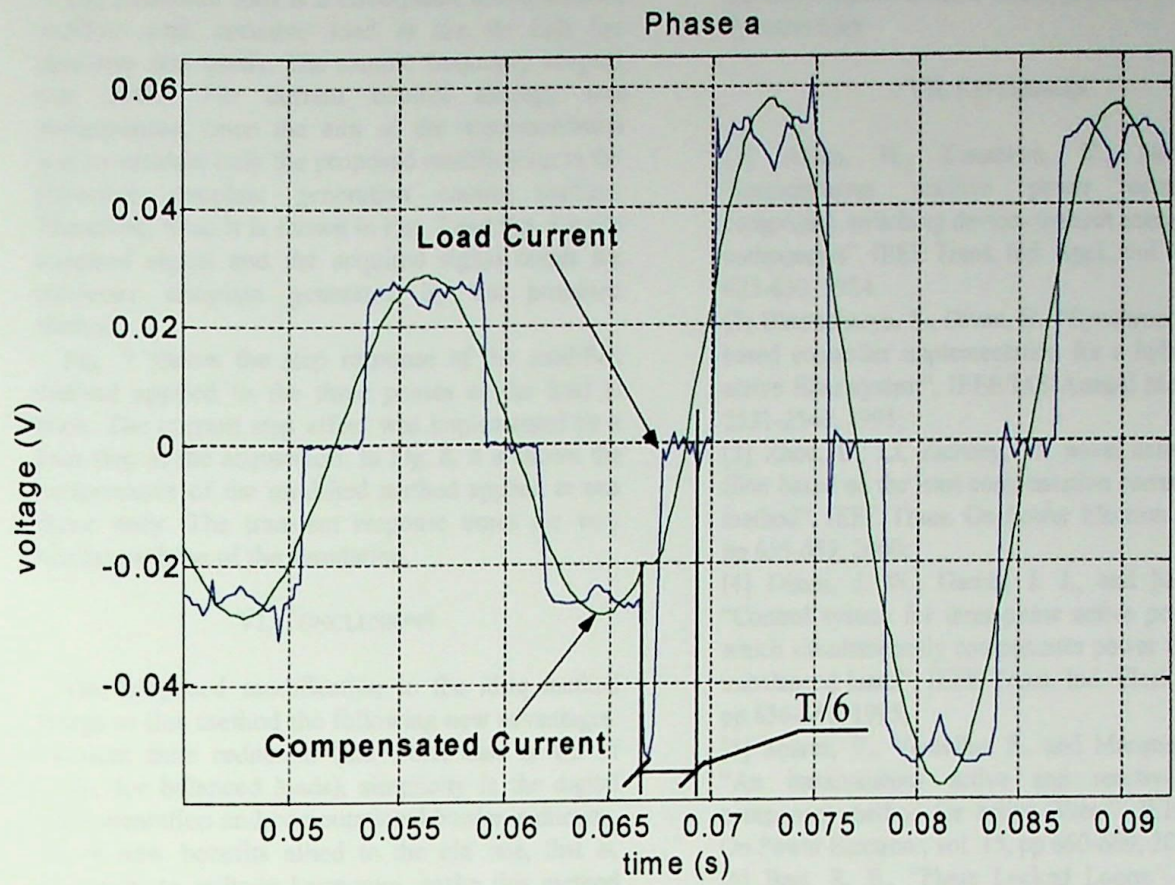


Figure 7 – Modified method current step response when applied to the three-phases of a non-controlled rectifier at once.

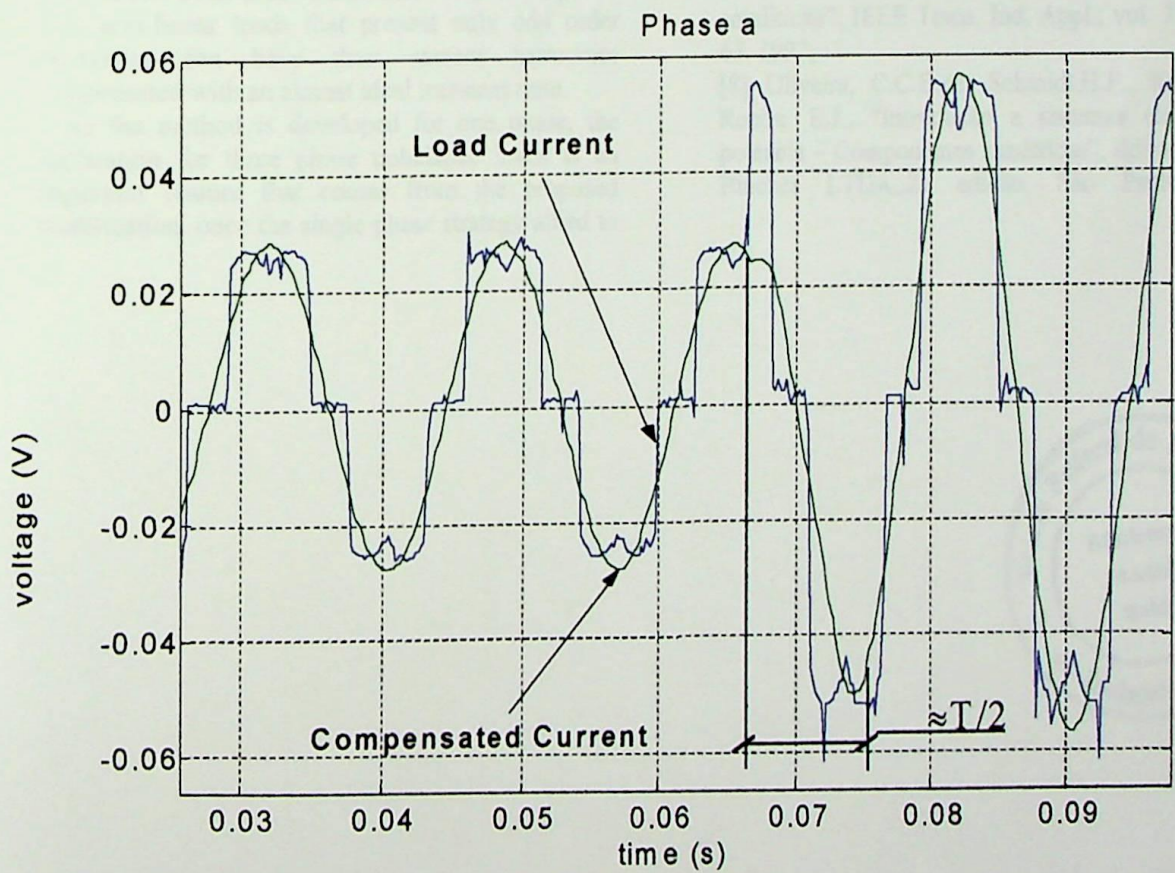


Figure 8 – Modified method current step response when applied to the a-phase only.

The nonlinear load is a three-phase non-controlled rectifier with resistive load at the dc link (no capacitor was used). The sample frequency adopted was 5kHz. No current control strategy was implemented, once the aim of the implementation was to validate only the proposed modification in the reference template generation control method. Therefore, what it is shown in Fig. 7 and Fig. 8 is the acquired signal and the acquired signal minus the reference template generated by the proposed method.

Fig. 7 shows the step response of the modified method applied to the three phases of the load at once. The current step effect was implemented by a gain step in the acquisition. In Fig. 8, it is shown the performance of the modified method applied to one phase only. The transient response times are very similar to those of the simulation.

VI. CONCLUSIONS

The proposed modification to the id-iq method brings to this method the following new advantages: transient time reduction (the worst case is 1/3 of cycle, for balanced loads), simplicity in the digital implementation and computational burden reduction. Those new benefits allied to the old one, that is, immunity to voltage harmonics, make this method very attractive.

A very interesting point is the extremely fast dynamic response presented by the method when there is not even order harmonics. Therefore, plants with non-linear loads that present only odd order harmonics can have their current harmonics compensated with an almost ideal transient time.

As the method is developed for one phase, the application for three phase unbalance loads is an important feature that comes from the proposed modification, once the single phase strategy allied to

the conventional method would produce a very long transient time.

VII. REFERENCES

- [1] Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A., "Instantaneous reactive power compensation comprising switching devices without energy storage components", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, pp 625-630, 1984;
- [2] Bhattacharya, S., Divan, D., "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system", IEEE/IAS Annual Meeting, pp 2531-2540, 1995;
- [3] Zhou, L., Li, Zicheng, "A novel active power filter based on the least compensation current control method", IEEE Trans. On Power Electron., vol. 15, pp 655-659, 2000;
- [4] Dixon, J. W., García, J. J., and Mórán, L., "Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads", IEEE Trans. Ind. Elect., vol. 42, pp 636-641, 1995;
- [5] Soares, V., Verdelho, P., and Marques, G. D., "An instantaneous active and reactive current component method for active filters", IEEE Trans. On Power Electron., vol. 15, pp 660-669, 2000;
- [6] Best, R. E., "Phase Locked Loops – Theory, Design and Applications", McGraw-Hill Book, USA, 1984;
- [7] Kaura, V., Blasko, V., "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, pp 58-63, 1997;
- [8] Oliveira, C.C.B.de, Schmidt,H.P., Kagan, N., Robba, E.J., "Introdução a sistemas elétricos de potência – Componentes simétricas", Editora Edgard Blücher LTDA, 2a edição, São Paulo, 1996;

