



**Universidade
Estadual de Londrina**

RODRIGO AUGUSTO MODESTO

**MÉTODO DE COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA
APLICADO A UM FILTRO ATIVO PARALELO MONOFÁSICO**

LONDRINA
2007

RODRIGO AUGUSTO MODESTO

**MÉTODO DE COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA
APLICADO A UM FILTRO ATIVO PARALELO MONOFÁSICO**

Dissertação apresentado ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lúcio dos Reis Barbosa.

Co-orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.

LONDRINA
2007

RODRIGO AUGUSTO MODESTO

MÉTODO DE COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA APLICADO A
UM FILTRO ATIVO PARALELO MONOFÁSICO

Dissertação apresentado ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho.
Universidade Federal de Uberlândia

Prof. Dr. Lúcio dos Reis Barbosa.
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Londrina, 09 de março de 2007.

**Aos meus pais Edson
e Inez**

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos professores Sérgio Augusto Oliveira da Silva e Lúcio dos Reis Barbosa pela orientação deste trabalho

Aos meus amigos que direta ou indiretamente contribuíram com a realização deste trabalho.

MODESTO, Rodrigo Augusto. **Método de Compensação Ativa de Potência Aplicado a um Filtro Ativo Paralelo Monofásico**. Dissertação Submetida ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2007.

RESUMO

Este trabalho apresenta um método de compensação ativa de potência, aplicado a um filtro ativo paralelo (*FAP*) monofásico. A estratégia proposta para gerar a corrente de referência de compensação para o filtro ativo paralelo, é baseado no sistema de eixos de referência síncrona (*SRF – Synchronous Reference Frame*). O *FAP* compensa as potências reativa e harmônica de cargas não lineares, apresentando uma alternativa para a melhoria na qualidade de energia elétrica em sistemas monofásicos.

Palavras-chave: Filtro ativo, Qualidade de energia e Harmônicos.

MODESTO, Rodrigo Augusto. **Method Active Compensation of Power Applied to a Single-phase Parallel Active Filter**. Dissertação Submetida ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2007.

ABSTRACT

This work presents an active power compensation method applied to a single-phase parallel active power line filter. The proposal strategy generates the reference current used to eliminate the harmonic currents and compensate reactive power generated from single-phase non-linear loads. The proposed algorithm is based on Synchronous Reference Frame (*SRF*) method. Mathematical analysis of the active power line filter is made and simulation results are presented to validate the theoretical analyses.

Keywords: Active power filter, power quality, synchronous reference frame.

SUMÁRIO

RESUMO	i
LISTA DE FIGURAS	iv
LISTA DE TABELAS	viii
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	ix
NOMENCLATURA	x
1 INTRODUÇÃO	1
2 FONTES GERADORAS DE HARMÔNICOS E FORMAS DE FILTRAGEM	6
2.1 Distorções Harmônicas	6
2.2 Normas de Geração de Harmônicos nos Sistemas Elétricos	6
2.2.1 Norma IEC 1000-3-2: Limites para emissão de harmônicas de corrente (<16A por fase)	10
2.2.2 Recomendação IEEE para limites máximo de harmônicas no sistema elétrico de potência: IEEE-519	12
2.3 Formas de Filtragem de Harmônicos	14
2.3.1 Filtros passivos paralelo	14
2.3.2 Filtros Ativos de Potência Paralelo	16
2.3.3 Filtro Ativo de Potência Série (FAS)	18
2.3.4 Filtro Ativo de Potência Unificado	19
2.3.5 Topologias de Inversores para Implementação de Filtros Ativos	20
2.6 Conclusões	24
3 MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA	25
3.1 Método de Compensação Pela Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea $p-q$	25
3.2 Método de Compensação Pela Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea $p-q$ Aplicado em Sistemas Monofásicos	30
3.3 Método de Compensação Baseados no Sistema de Eixos de Referência Síncrona (SRF)	34
3.4 Compensador de Corrente aplicado individualmente para cada fase	

Baseado no Método <i>SRF</i>	40
3.5 Método Proposto Para Compensação de Harmônicos e/ou Reativos Baseado no Método <i>SRF</i>	43
3.6 Substituição do Filtro Convencional por uma Média Móvel.....	49
3.6.1 Filtro Média Móvel	50
3.6.2 Implementação do Filtro Média Móvel no Método <i>SRF</i>.....	51
3.6.3 Implementação do Filtro Média Móvel no Método <i>SRF</i> Proposto.....	55
3.7 Conclusões	60
4 CONTROLE DO FILTRO ATIVO PARALELO MONOFÁSICO	61
4.1 Projeto dos Elementos Passivos do <i>FAP</i>	62
4.2 Modelo Matemático da Malha de Corrente do <i>FAP</i>	64
4.2.1 Projeto do Controlador <i>PI</i> para Malha de Corrente	65
4.3 Modelo Matemático da Malha de Tensão <i>CC</i> do <i>FAP</i>	68
4.3.1 Projeto do Controlador <i>PI</i> para Malha de Tensão	69
4.4 Conclusões	70
5 RESULTADO DE SIMULAÇÃO	71
5.1 Simulação do <i>FAP</i> Monofásico Utilizando o Método <i>SRF</i> Proposto	72
5.2 Conclusões	80
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	81
6.1 Conclusões	81
6.3 Publicação.	82
6 REFERÊNCIA	83

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Retificador monofásico, genérico, com elevado fator de potência.	02
Figura 2 – Taxa de distorção harmônica e forma de onda de corrente de diferentes cargas	07
Figura 3 – Meio ciclo da forma de onda especial de corrente para equipamentos da classe D.....	11
Figura 4 – Filtro passivo paralelo (<i>FPP</i>)	14
Figura 5 – Espectro harmônico da corrente da carga.....	15
Figura 6 – Espectro harmônico da corrente da carga com atuação do <i>FPP</i>	15
Figura 7 – Princípio de compensação de um <i>FAP</i>	16
Figura 8 – Corrente drenada pela carga i_L	17
Figura 9 – Corrente de compensação i_C	17
Figura 10 – Corrente drenada da rede i_S	17
Figura 11 – Princípio de compensação de tensão de um <i>FAS</i>	18
Figura 12 – Filtro híbrido	19
Figura 13 – Princípio de compensação de um filtro ativo unificado	20
Figura 14 – Conversores utilizados em filtros ativos: (a) Conversor <i>VSI</i> ; (b) Conversor <i>CSI</i>	21
Figura 15 – Conversores utilizados na compensação da corrente de neutro: (a) <i>Four-legs</i> ; (b) <i>Split-capacitor</i>	22
Figura 16 – Inversores monofásicos: (a) Ponte completa; (b) Meia ponte	23
Figura 17 – Plano das potências instantânea real e imaginária	26
Figura 18 – Filtro passa alta para implementação no algoritmo de compensação ..	28
Figura 19 – (a) Corrente drenada pela carga; (b) Parcela fundamental da corrente de carga	29
Figura 20 – Corrente compensada (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})	30
Figura 21 – Diagrama de blocos compensador <i>p-q</i> monofásicos para compensação de corrente	32
Figura 22 – Corrente da carga nas três fases (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})	33
Figura 23 – Correntes compensadas (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})	34

Figura 24 – Diagrama de blocos compensador <i>SRF</i> para compensação de corrente	36
Figura 25 – Circuito retificador monofásico a diodos alimentando carga <i>RL</i>	37
Figura 26 – Correntes no eixo de referência síncrona i_q^e e i_d^e	37
Figura 27 – Correntes das fases <i>a, b, c</i> subtraídas das referências i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}	38
Figura 28 – Retificadores monofásicos a diodo alimentado por tensões distorcidas	38
Figura 29 – Correntes das fases i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} subtraídas das referências i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}	39
Figura 30 – Compensadores <i>SRF</i> de corrente para as fases <i>a, b, c</i> respectivamente	40
Figura 31 – Sistema trifásico, alimentado cargas monofásicas	41
Figura 32 – Correntes não compensadas das fases <i>a, b, c</i> (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})	41
Figura 33 – Corrente das três fases subtraídas das referências i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}	42
Figura 34 – Corrente da carga nas três fases i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} e corrente compensada nas três fases i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}	42
Figura 35 – Diagrama de blocos do compensador de corrente proposto	44
Figura 36 – Corrente de referência compensador original, (b) corrente de referência compensador proposto	45
Figura 37 – Sistema trifásico, alimentado cargas monofásicas	45
Figura 38 – Correntes não compensadas das fases <i>a, b, c</i> (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})	46
Figura 39 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase <i>a</i> (i_{La})	46
Figura 40 – Corrente subtraída da referência nas três fases <i>a, b, c</i> (i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc})	47
Figura 41 – Espectro harmônico da corrente subtraída da referência da fase <i>a</i> (i_{La})	47
Figura 42 – Corrente da carga nas três fases i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} e corrente compensada nas três fases i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}	48
Figura 43 – Corrente média no eixo direto, idm_1^e método proposto idm_2^e método <i>SRF</i> modificado	48
Figura 44 – Resposta do <i>FPB</i> para diferentes coeficientes de amortecimento	50
Figura 45 – Espectro harmônico da corrente i_{La}	52

Figura 46 – Espectro harmônico da corrente no eixo síncrono id^e	53
Figura 47 – Diagrama de blocos da média móvel	54
Figura 48 – Corrente média na saída da média móvel idm_1^e e na saída do <i>FPB</i> de 2º ordem idm_2^e	54
Figura 49 – Corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa}	55
Figura 50 – Corrente da carga i_{La} defasada de 90º i_{β}^a	56
Figura 51 – Corrente nos eixos $\alpha\beta$	56
Figura 52 – Corrente nos eixos $\alpha\beta$	57
Figura 53 – Espectro harmônico da corrente id^e	58
Figura 54 – Corrente média na saída da média móvel idm_1^e , na saída do <i>FPB</i> de 2º ordem idm_2^e e corrente id^e gerada pelo método <i>SRF</i> proposto	58
Figura 55 – Corrente média na saída da média móvel idm_1^e , na saída do <i>FPB</i> de 2º ordem idm_2^e gerada pelo método <i>SRF</i> proposto e corrente média na saída da média móvel idm_3^e , na saída do <i>FPB</i> de 2º ordem idm_4^e gerada pelo método <i>SRF</i> original ..	59
Figura 56 – Corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa}	60
Figura 57 – Diagrama de blocos do compensador a ser implementado.....	61
Figura 59 – Topologia do Filtro Ativo Paralelo (<i>FAP</i>)	62
Figura 60 – (a) Corrente no inversor no semiciclo positivo da rede, (b) Corrente no inversor no semiciclo negativo da rede	63
Figura 61 – Diagrama de blocos do sistema físico do <i>FAP</i>	64
Figura 62 – Diagrama de blocos do controle de corrente	65
Figura 63 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente	65
Figura 64 – Resposta em frequência do <i>FAP</i> módulo e a fase respectivamente	67
Figura 65 – Resposta ao um degrau unitário.....	67
Figura 66 – Diagrama de blocos da malha de tensão	68
Figura 67 – Resposta em frequência do sistema compensado	69
Figura 68 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada.....	70
Figura 69 – Filtro ativo paralelo monofásico com controle de tensão <i>CC</i>	71
Figura 70 – Carga não linear monofásica.....	72
Figura 71 – Corrente da carga i_{La}	72

Figura 72 – Corrente da rede i_{Sa} e tensão da rede v_{Sa}	73
Figura 73 – Espectro harmônico da corrente da carga i_{La} e da corrente da rede i_{Sa}	73
Figura 74 – Corrente da saída do inversor i_{ia} e corrente de referencia	74
Figura 75 – Corrente da carga i_{La} e corrente drenada da rede i_{Sa}	74
Figura 78 – Tensão distorcida alimentando carga não linear	75
Figura 79 – Tensão da rede v_{Sa} e corrente da carga i_{La}	75
Figura 80 – Corrente fornecida pela rede i_{Sa}	76
Figura 81 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa}	76
Figura 82 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa}	77
Figura 83 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa}	78
Figura 84 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa}	79
Figura 85 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa}	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limites para harmônicos de corrente	11
Tabela 2 – Máxima Distorção da Harmônicas de Corrente em % (I_L)	13
Tabela 3 – Limites de Distorções Harmônicas Total em % da Tensão na Frequência Fundamental	13
Tabela 4 – Comparativo da Resposta Dinâmica dos Métodos Aplicados em Sistemas Monofásicos	60

LISTA DE ABREVIACOES E SIGLAS

CC	-	Corrente Contínua
CSI	-	Inversor por Fonte de Corrente
FAP	-	Filtro Ativo Paralelo
FAS	-	Filtro Ativo Série
FPA	-	Filtro Passa Alta
FPB	-	Filtro Passa Baixa
FPP	-	Filtro Passivo Paralelo
IEC	-	International Electrotechnical Commission
IEEE	-	Institute of Electrical and Electronics Engineers
SRF	-	Eixo de Referência Síncrona
UPQC	-	Condicionadores Unificado da Qualidade de Potência
VSI	-	Inversor por Fonte de Tensão

NOMENCLATURA

C_{CC}	Capacitor do barramento CC
$\cos \varphi$	Fator de potência total
$\cos \varphi_1$	Fator de potência fundamental ou fator de deslocamento
$\cos \theta \text{ sen } \theta$	Coordenadas do vetor unitário síncrono
$FTMA_i(s)$	Função de transferência da malha de corrente em laço aberto
$FTMF_i(s)$	Função de transferência da malha de corrente em laço fechado
$FTMA_v(s)$	Função de transferência da malha de tensão em laço aberto
$FTMF_v(s)$	Função de transferência da malha de tensão em laço fechado
f	Freqüência fundamental
f_s	Freqüência do sistema
$G_{ci}(s)$	Função de transferência do controlador da malha de corrente
$G_p(s)$	Função de transferência da planta
$G_{ci}(s)$	Função de transferência do controlador da malha de corrente
i_{ia}	Corrente no conversor paralelo
i_α	Corrente instantânea no eixo α
i_β	Corrente instantânea no eixo β
i_S	Corrente da rede
i_f	Parcela fundamental de corrente da carga
i_L	Corrente da carga
L_f	Indutor de filtragem
p_m	Potência útil do sistema
p_h	Potência oscilante presente em p
q_m	Parcela media correspondente a potência reativa
q_h	Parcela oscilante correspondente a potência reativa
V_S	Tensão da rede
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
θ	Posição angular do sistema de eixos de referência síncrona
ω	Freqüência angular da rede elétrica
ϕ_d	Margem fase do sistema compensado
ω_c	Freqüência de cruzamento do sistema compensado

Capítulo 1: INTRODUÇÃO GERAL

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos a preocupação pela qualidade de fornecimento e consumo de energia elétrica tem aumentado de forma considerável, principalmente pela proliferação de cargas não lineares em todos os níveis dos sistemas de energia (doméstico, comercial e industrial) [1-2]. Estas cargas são importantes fontes geradoras da degradação da qualidade da energia utilizada, criando perturbações e/ou distorções na tensão e/ou corrente. Pelo fato dessas cargas drenarem da rede correntes não senoidais, diversos problemas são provocados no sistema elétrico e nas suas instalações, tais como:

- Baixos níveis do fator de potência da instalação;
- Altas taxas de distorções harmônicas da tensão da rede elétrica devido à circulação de harmônicos de corrente na mesma;
- Interferência em equipamentos e instrumentos sensíveis;
- Sobre dimensionamento de condutores elétricos e transformadores.

Ainda que estas cargas não lineares tenham seu estágio de entrada, na maioria das vezes baseadas em conversores eletrônicos de potência tendo como consequência uma resposta não linear para uma excitação senoidal, causando os problemas citados anteriormente, sob outro ponto de vista permitem que os equipamentos e processos no qual fazem parte sejam mais baratos fáceis de controlar e em alguns aspectos mais eficientes.

Na busca da minimização dos problemas, estão sendo feitas diversas pesquisas sendo que muitas já apresentam resultados bastante relevantes e expressivos.

Podemos citar a utilização do pré-regulador *BOOST* [3] como solução preventiva onde o próprio equipamento utiliza esta técnica de redução do conteúdo harmônico ou de correção do fator de potência Figura 1.1, visto que a maioria das cargas não lineares utilizam na sua entrada retificadores monofásicos ou trifásicos, que apresentam bons resultados quando projetados com o pré-regulador. Porém em equipamentos que já estão em funcionamento o custo e os detalhes da implementação podem inviabilizar o uso desta técnica, visto que exige a modificação da planta em questão.

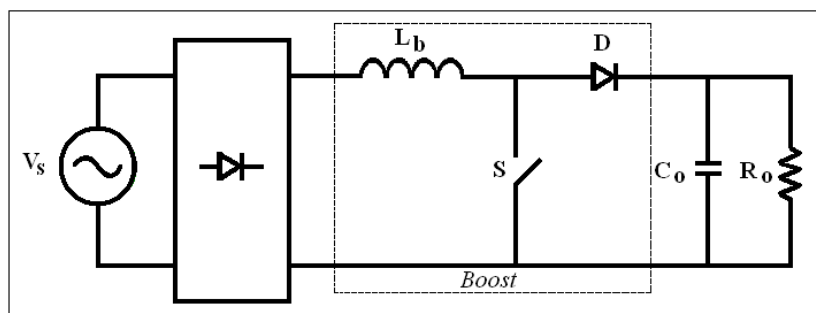


Figura 1.1 – Retificador monofásico, genérico, com elevado fator de potência.

Neste sentido os estudos sobre sistemas de filtragem de potência buscam alternativas para atenuar estes problemas nas instalações e nos sistemas de energia. Principalmente na última década foram propostas novas possibilidades topológicas de filtros de potência assim como diferentes estratégias de controle, devido à evolução da tecnologia eletrônica tanto em nível de semicondutores de potência como em nível de circuitos de controle. Também, vêm sendo realizadas atualizações periódicas nas normas relativas às distorções e perturbações, com regulamentações cada vez mais restritas [4, 5, 6].

A solução mais comum, ainda utilizada em algumas aplicações industriais para filtrar harmônicos de corrente e compensar a potência reativa na frequência fundamental, é a utilização de filtros passivos conectados em paralelo aos terminais das cargas não lineares. Os filtros passivos são extremamente robustos, no entanto pesados e volumosos.

Um filtro passivo paralelo (*FPP*) é basicamente constituído por um ou mais conjuntos de associações de componentes indutivos e capacitivos, de baixa resistência série, com o objetivo de reduzir perdas. Por outro lado, esta característica de baixo amortecimento pode dar lugar a ressonâncias entre as impedâncias do filtro e do sistema de alimentação provocando em algumas situações de amplificação ao invés de atenuação das distorções. O uso de filtros híbridos que são filtros ativos em conjunto com os filtros passivos pode resolver os problemas de ressonância [7].

A utilização de filtros ativos conectados em paralelo com o sistema de fornecimento de energia elétrica soluciona o problema das ressonâncias paralelas. Normalmente, estes filtros ativos são formados por inversores funcionando como fonte de

corrente. Sua impedância de saída é alta diminuindo a possibilidade de ressonâncias entre filtro e a linha nas frequências harmônica características de ordem baixa [8].

Geralmente os Filtros Ativos Paralelos (*FAP*) implementados isoladamente são usados para eliminar harmônicos e compensar reativas, de cargas não lineares. Estes filtros injetam correntes de compensação, iguais e em fase oposta, para cancelarem as correntes harmônicas e/ou compensarem reativos.

Os Filtros Ativos Séries (*FAS*) comumente apresentado na literatura são usados para eliminar distorções na forma de onda da tensão elétrica e para balancear e regular as tensões fornecidas. Geralmente ele é conectado em série entre a fonte e a carga através de um transformador de acoplamento. Este filtro soma à tensão de alimentação a componentes de compensações, com amplitudes iguais e com fases opostas das tensões harmônicas.

Os *FAP's* são comumente utilizados para a compensação de corrente e os *FAS's* para compensação da tensão. Os Filtros Ativos Série e Paralelo combinados em uma única topologia são conhecidos na literatura como Condicionadores Unificados de Qualidade de Potência (*UPQC*) [9, 10] e fazem a compensação simultânea da corrente e da tensão.

O bom desempenho de um Filtro Ativo de Potência está relacionado diretamente com o método utilizado para gerar os sinais de compensação [11].

Neste trabalho são estudados os métodos de compensação ativa de potência reativa e harmônica através de um filtro ativo de potência monofásico. É proposto um novo algoritmo para geração de sinais de referência de corrente para compensação, e apresentadas simulações computacionais para análise comparativa entre os métodos estudados e para validação do método proposto.

Este trabalho é organizado da seguinte forma:

No capítulo 2 são apresentadas as fontes geradoras de harmônicos e formas de filtragens, topologias de estruturas inversoras utilizada na filtragem ativa de potência. O estudo avalia as principais fontes geradoras de harmônicos de corrente e formas de filtragem. Normas internacionais serão estudadas com a intenção de justificar a compensação de tensão e corrente;

No capítulo 3 são apresentados os métodos de compensação ativa de potência, a fim de aprofundar os conhecimentos para a geração de sinais de compensações ativas e levantar as vantagens do método proposta e a ser implementado nesta pesquisa;

No capítulo 4 é apresentado o modelo matemático para o conversor, projeto dos controladores da malha de tensão *CC* e da malha de corrente e projeto dos elementos passivos de filtragem e do barramento *CC*;

No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos através de simulações computacionais do filtro ativo monofásicos tanto em relação ao algoritmo bem como ao sistema completo funcionando em malha fechada para diversas condições de cargas.

1.1 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo o estudo e simulação computacional de um filtro ativo de potência monofásico para compensação ativa de potências harmônica e reativa geradas por cargas não lineares, apresentando uma alternativa que contribua com a redução da degradação do sistema elétrico de potência.

Os objetivos específicos são descritos a seguir:

- Caracterizar e discutir os problemas relacionados à qualidade de energia elétrica presente nos sistemas elétricos de energia;
- Estudar as soluções corretivas para a melhoria da qualidade de energia elétrica;
- Fazer uma análise comparativa entre os métodos de compensação ativa aplicáveis aos filtros ativos de potência;
- Propor um novo método para a compensação ativa de potências harmônicas e reativas, feita individualmente por fase;
- Verificar o desempenho dos métodos de compensação ativa através de programas computacionais de simulação considerando o filtro ativo paralelo (*FAP*) na compensação de correntes harmônicas da carga;
- Simular digitalmente através de programas computacionais o sistema completo, atuando no condicionamento das correntes harmônicas gerados por cargas monofásicas não lineares.

Capítulo 2: FONTES GERADORAS DE HARMÔNICOS E FORMAS DE FILTRAGEM

2 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por finalidade a análise das principais fontes geradoras de harmônicos de corrente geradas por cargas não lineares. Normas internacionais serão estudadas com a intenção de justificar a compensação de correntes harmônicas e reativas. Análise espectral através de medição das tensões de alimentação e correntes geradas por cargas não lineares, como por exemplo, retificadores, fontes chaveadas, etc. serão realizadas de forma caracterizar o problema.

Algumas soluções sugeridas têm contribuído para reduzir esse conteúdo harmônico, que pode ser o emprego de filtros passivos sintonizados, algumas configurações utilizando transformadores ou o aumento de componentes semicondutores nos retificadores.

2.1 Distorções Harmônicas

Caracterizam-se por serem o resultado da combinação das componentes de tensão ou corrente na frequência fundamental com os seus múltiplos inteiros, tais como 3°, 5°, 7°, 9°, 11°, etc., de forma que a onda resultante seja distorcida.

Um fator importante relacionado com a qualidade da energia está na distorção da forma de onda da tensão e corrente do sistema elétrico, que idealmente deveriam ser senoidais. Uma das principais causas de distorção são aquelas oriundas da utilização de cargas não lineares tais como retificadores controlados e não controlados, cicloconversores, etc., que geram níveis elevados de harmônicos de corrente e que ao interagirem com a impedância de linha provocam distorções na tensão de alimentação. Outra causa relacionada à utilização de conversores estáticos é o distúrbio chamado *notching*, o qual ocasiona deformações na tensão de alimentação em função, por exemplo, da comutação de corrente entre as fases em um retificador trifásico.

A distorção da forma de onda da corrente se dá pelo fato de cargas não responderem com linearidade a uma excitação senoidal caracterizando-as como cargas não lineares, sendo assim uma das principais causadoras de distorções das tensões e correntes presentes nos sistemas elétricos.

Podemos destacar alguns problemas que podem surgir em sistemas poluídos:

- Incompatibilidade dos projetos de equipamentos sensíveis em uso com a operação em sistemas elétricos poluídos;
- Interferência em sistemas de telecomunicações, devido ao acoplamento mútuo entre o sistema elétrico e o sistema de comunicações nas frequências harmônicas;
- Mau funcionamento de equipamentos de controle e proteção;
- Aquecimento de máquinas rotativas e transformadores;
- Sobre aquecimento ou falhas de bancos de capacitores;
- Comprometimento da precisão em equipamentos de medição de energia;
- Mau funcionamento de relés microprocessados e de relés que dependem de valores de pico ou de passagem por zero das ondas de corrente ou tensão para a sua operação.

A figura 2.1 mostra algumas cargas geradores de harmônicos de corrente com suas respectivas formas de onda taxas de distorção harmônica [12].

FIGURA 2.1 – TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA E FORMA DE ONDA DE CORRENTE DE DIFERENTES CARGAS

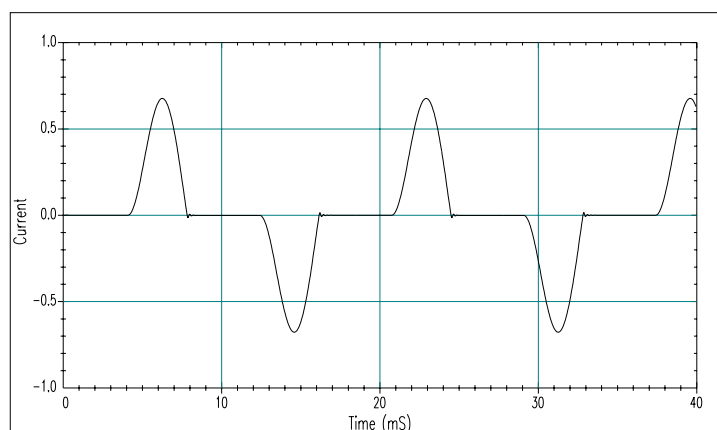


Figura 2.1 (a) Fontes/Retificadores monofásicos com filtro capacitivo 80% de taxa de distorção harmônica.

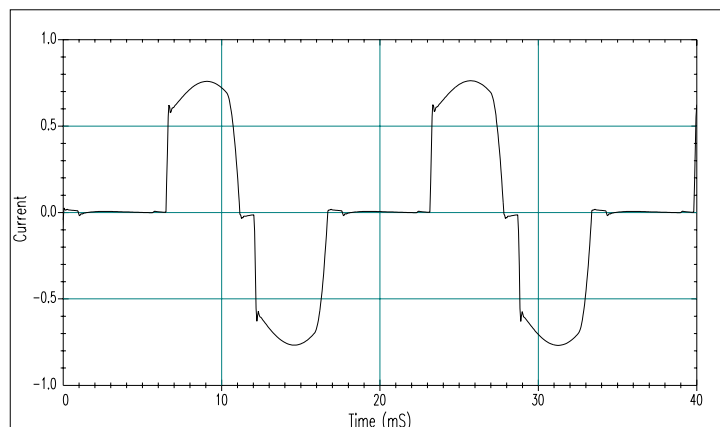


Figura 2.1 (b) Conversores semi-controlados (com carga indutiva) nível elevado dos harmônicos de 2^a, 3^a, e 4^a ordens com carga parcial

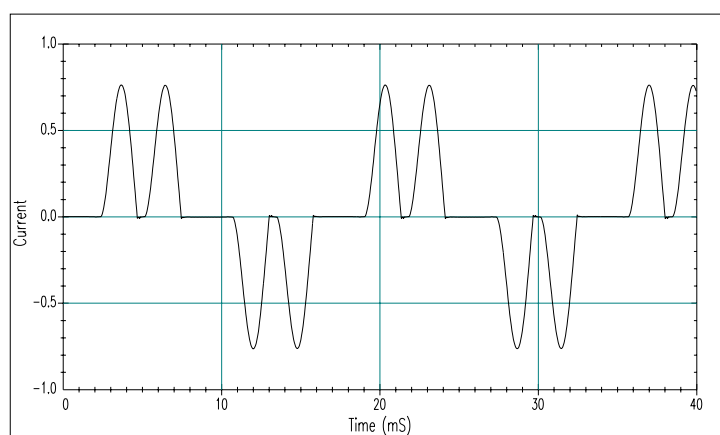


Figura 2.1 (c) Conversores de seis pulsos apenas com capacitor de filtragem 80% de taxa de distorção harmônica.

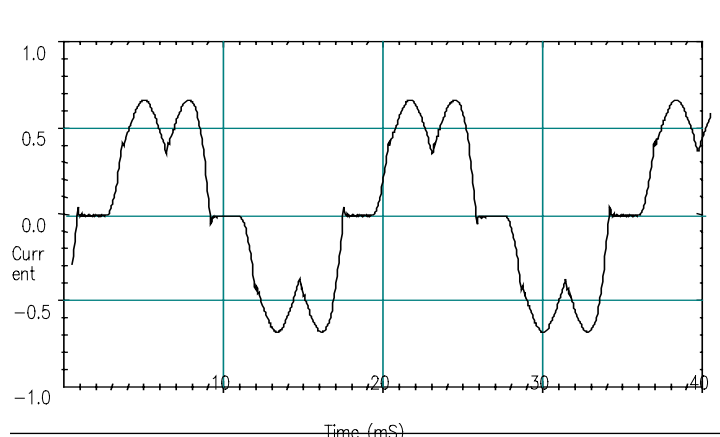


Figura 2.1 (d) Conversores de seis pulsos (com capacitor de filtragem e indutor de filtragem >3%) 40% de taxa de distorção harmônica.

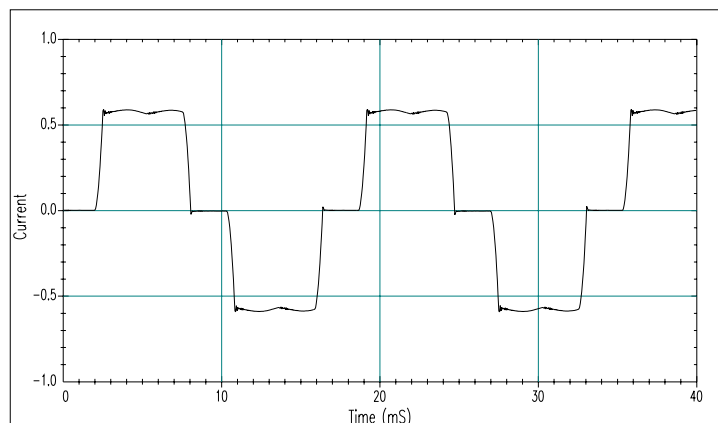


Figura 2.1 (e) Conversores de seis pulsos (com alta indutância de filtragem) 28% de taxa de distorção harmônica.

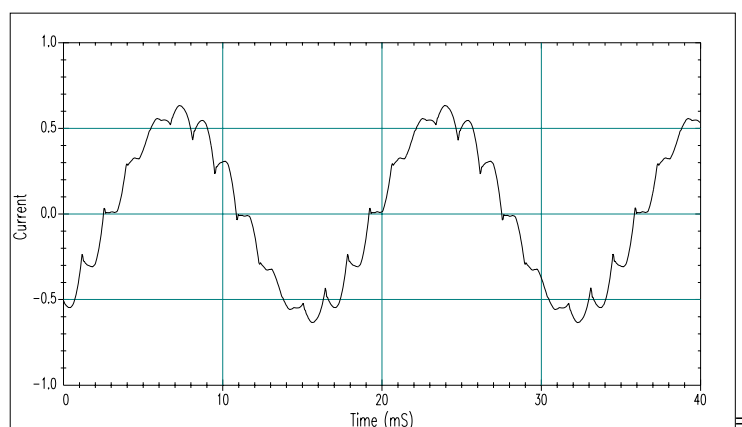


Figura 2.1 (f) Conversores de doze pulsos 15% de taxa de distorção harmônica.

2.2 Normas de Geração de Harmônicos nos Sistemas Elétricos

O grau com que harmônicas podem ser toleradas em um sistema de alimentação depende da susceptibilidade da carga (ou da fonte de potência). Os equipamentos menos sensíveis, geralmente, são os de aquecimento (carga resistiva), para os quais a forma de onda não é relevante. Os mais sensíveis são aqueles que, em seu projeto, assumem a existência de uma alimentação senoidal. No entanto, mesmo para as cargas de baixa susceptibilidade, a presença de harmônicas (de tensão ou de corrente) pode ser prejudicial, produzindo maiores esforços nos componentes e isolantes.

2.2.1 Norma IEC 1000-3-2: Limites para emissão de harmônicas de corrente (<16A por fase)

Esta norma inclui as alterações feitas pela emenda 14, de janeiro de 2001, refere-se às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação [4, 5].

Aplica-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada de até 16 A por fase, conectado a uma rede pública de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V. Para tensões inferiores, os limites não foram estabelecidos, pois esta norma tem aplicação principalmente na comunidade européia, onde as tensões fase-neutro encontra-se na faixa especificada.

Os equipamentos são classificados em 4 classes:

- *Classe A*: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “*dimmers*” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes.
- *Classe B*: Ferramentas portáteis.
- *Classe C*: Dispositivos de iluminação.
- *Classe D*: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão, caso a corrente de entrada apresente a forma mostrada na figura 2.2. A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600W, medida esta feita obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o tipo de equipamento).

Antes da emenda 14, a definição de classe D era feita a partir de um envelope dentro do qual estaria a corrente de entrada, atingindo qualquer equipamento monofásico, como mostra a figura 2.2. Tal definição mostrou-se inadequada devido ao fato de que os problemas mais relevantes referem-se aos equipamentos agora incluídos na classe D e na classe C (reatores eletrônicos), permitindo retirar dos demais aparelhos estas restrições.

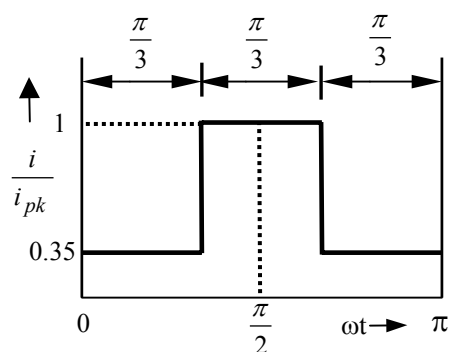


Figura 2.2 – Meio ciclo da forma de onda especial de corrente para equipamentos da classe D.

Na tabela 2.1 mostra os limites máximos de correntes harmônicas ímpares e pares até a ordem 40, para as classes de equipamentos da norma IEC 61000-3-2, apresentada anteriormente.

Tabela 1.1
Limites para harmônicos de corrente

Classes	A	B	C	D
Ordem do Harmônicos, n ímpares	Ampères (A)	Ampères (A)	% da corrente de entrada fundamental	mA/W
3	2,30	3,45	30xFator de Potência	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,6	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
$39 \geq n \geq 15$	2,25	$3,375/n$	3	$3,85/n$
Ordem do Harmônicos, n pares	Ampères (A)	Ampères (A)	% da corrente de entrada fundamental	mA/W
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,30	0,45	-	-
$40 \geq n \geq 8$	$1,84/n$	$2,76/n$	-	-

2.2.2 Recomendação IEEE para limites máximo de harmônicas no sistema elétrico de potência: IEEE-519

Esta recomendação produzida pelo IEEE descreve os principais fenômenos causadores de distorção harmônica, indica métodos de medição e limites de distorção [6].

Seu enfoque é diverso daquele da IEC, uma vez que os limites estabelecidos referem-se aos valores medidos no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), e não em cada equipamento individual. A filosofia é que não interessa ao sistema o que ocorre dentro de uma instalação, mas sim o que ela reflete para o exterior, ou seja, para os outros consumidores conectados à mesma alimentação.

Os limites diferem de acordo com o nível de tensão e com o nível de curto-circuito do PAC. Obviamente, quanto maior for a corrente de curto-circuito (I_{cc}) em relação à corrente de carga, maiores são as distorções de corrente admissíveis, uma vez que elas distorcerão em menor intensidade a tensão no PAC. À medida que se eleva o nível de tensão, menores são os limites aceitáveis.

A grandeza TDD - *Total Demand Distortion* - é definida como a distorção harmônica da corrente, em porcentagem da máxima demanda de (I_L) corrente de carga (demanda de 15 ou 30 minutos). Isto significa que a medição da TDD deve ser feita no pico de consumo.

Harmônicas pares são limitadas a 25% dos valores acima. Distorções de corrente que resultem em nível CC, por exemplo, conversores de meia onda, não são admissíveis.

Tabela 2.2
Máxima Distorção da Harmônicas de Corrente em % (I_L)

Ordem individual das harmônicas (harmônicas individual)						
$120 \leq (V_n) \leq 69KV$						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
$69KV < (V_n) \leq 161KV$						
< 20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50-100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100-1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
> 1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0
$(V_n) > 161KV$						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75
Todos equipamentos de geração de energia é limitado a estes valores de distorção de corrente, independente da relação I_{sc}/I_L .						
I_{sc} = Máxima corrente de curto circuito no PCC,						
I_L = Máxima corrente de demanda da carga (componente fundamental) no PCC.						

Tabela 2.3
Limites de Distorções Harmônicas Total em % da Tensão na Freqüência Fundamental

Tensão no Barramento no PCC (V_n)	Distorção Harmônica Individual da Tensão (%)	Distorção Harmônica Total da Tensão - TDH(V_n) (%)
$(V_n) \leq 69 KV$	3,0	5,0
$69KV < (V_n) \leq 161KV$	1,5	2,5
$(V_n) > 161KV$	1,0	1,5

2.3 Formas de Filtragem de Harmônicos

2.3.1 Filtros passivos paralelo

Filtros passivos já são utilizados algum tempo, devidos seu baixo custo e razoável eficiência para eliminar harmônicos gerados por cargas não lineares, conhecidos como filtros passivos paralelos (*FPP*) [13].

São constituídas basicamente de elementos armazenadores de energia, indutores e capacitores, com função de realizar a filtragem sintonizada na ordem dos harmônicos de corrente que deseja-se eliminar (geralmente 5° e 7° ordem). Harmônicos de ordens mais elevadas são filtradas por filtros passa alta (*HPF*), como pode ser visto na figura 2.3. Esses filtros devem representar uma impedância muito pequena para as correntes harmônicas, fazendo com que as mesmas circulem por eles, e não circule pela rede elétrica. E também exerce a função de compensar reativos na frequência fundamental (correção do fator de potência).

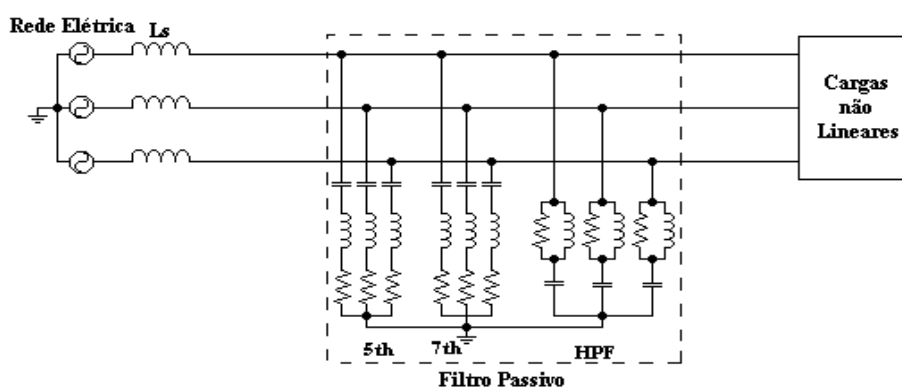


Figura 2.3 – Filtro passivo paralelo (*FPP*)

Na figura 2.4 está o espectro harmônico da corrente de um retificador em ponte a diodos, com filtro capacitivo nota-se a predominância de 3°, 5° e 7° ordens com uma distorção total próximo de 80%, na figura 2.5 está o espectro harmônico da corrente da carga citada anteriormente, mas com atuação de um filtro passivo paralelo (*FPP*) sintonizado nas frequências harmônicas predominantes 3°, 5°, 7° e um filtro passa alta com frequência de corte em torno da 9° harmônica, resultando em uma redução de

aproximadamente 66% na taxa de distorção harmônica. Apesar da aparente redução na distorção da corrente, a utilização dos *FPP* apresenta algumas desvantagens:

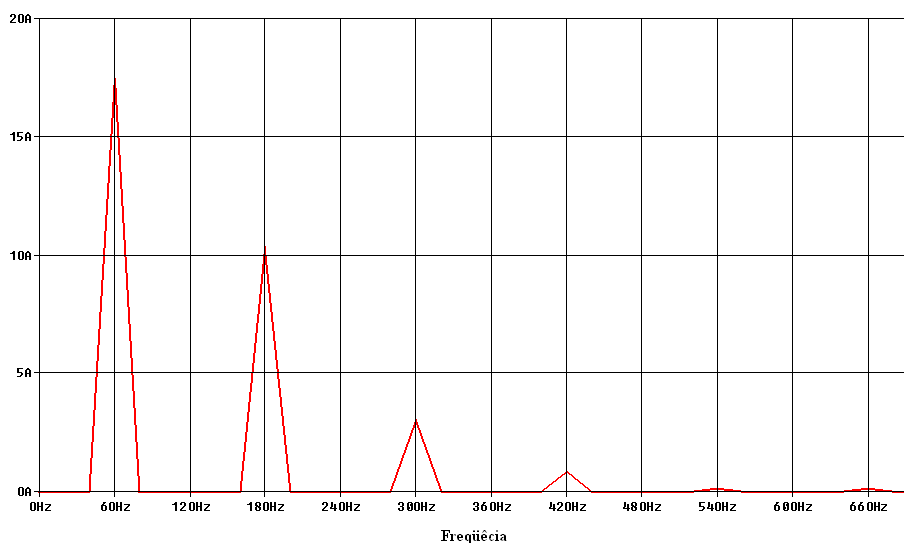


Figura 2.4 – Espectro harmônico da corrente da carga.

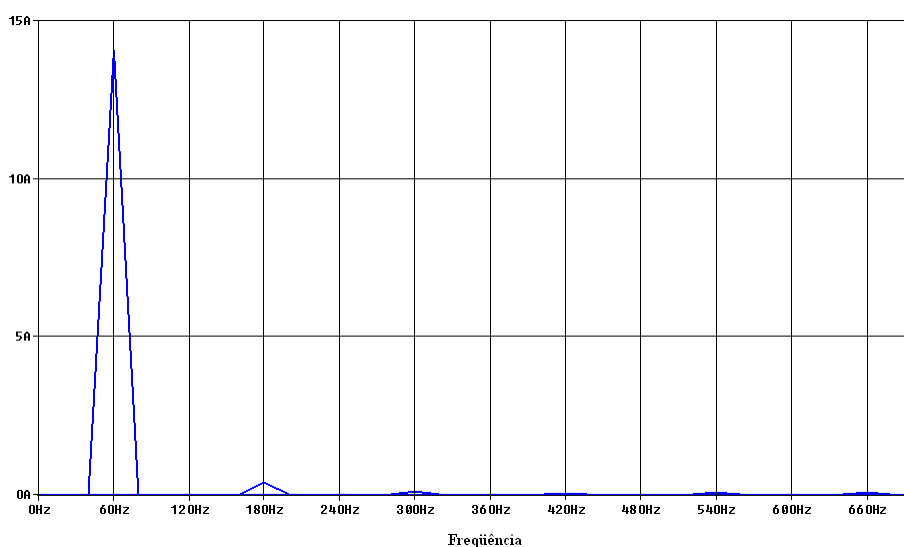


Figura 2.5 – Espectro harmônico da corrente da carga com atuação do *FPP*.

- As características de compensação do filtro passivo recebe uma influência muito grande da impedância do sistema de alimentação.
- Podendo causar ressonância paralela com a fonte de alimentação *ca* e o filtro passivo, ocasionando ampliações das correntes harmônicas na rede em frequências específicas.
- Pode causar ressonância série entre o filtro passivo e a fonte de alimentação *ca*, ocasionando significativas tensões harmônicas no lado da fonte.

A utilização de filtros ativos em topologias híbridas, ou até mesmo a substituição por filtros ativos paralelos tem sido propostas para soluções desses problemas com a utilização *FPP*.

2.3.2 Filtros Ativos de Potência Paralelo

Os *FAP*'s são constituídos por inversores que colocado em paralelo com a carga e a rede elétrica, geralmente exercem a função de compensar reativos e/ou harmônicos da corrente de carga.

O filtro ativo paralelo comporta-se como fonte de corrente não senoidal, fornecendo para o sistema correntes harmônicas de mesma amplitude, mas de fase oposta às geradas pelas cargas não lineares. A fonte de alimentação fica responsável em fornecer somente a parcela fundamental da corrente de carga ($i_s = i_f$), para o sistema existe somente uma carga linear com corrente senoidal. O fator de deslocamento $\cos\varphi$ pode ser corrigido se a parcela fundamental reativa da carga for considerada no algoritmo de geração de referências do *FAP*, obtido pelos métodos de compensação, os quais serão estudados na próxima etapa do trabalho e relatados posteriormente. A figura 2.6 apresenta um circuito monofásico simplificado que ilustra o *FAP*.

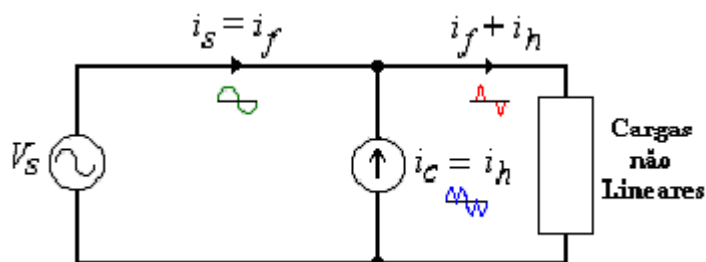


Figura 2.6 – Princípio de compensação de um *FAP*

Para melhor ilustração do princípio de funcionamento do *FAP* na figura 2.7 são apresentadas as formas de onda corrente da carga i_L , corrente de compensação ou parcela harmônica de corrente da carga i_C e corrente drenada da rede i_S .

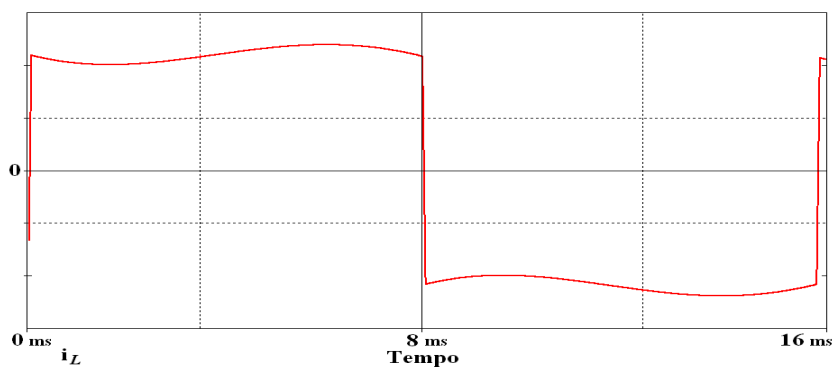


Figura 2.7(a) Corrente drenada pela carga i_L .

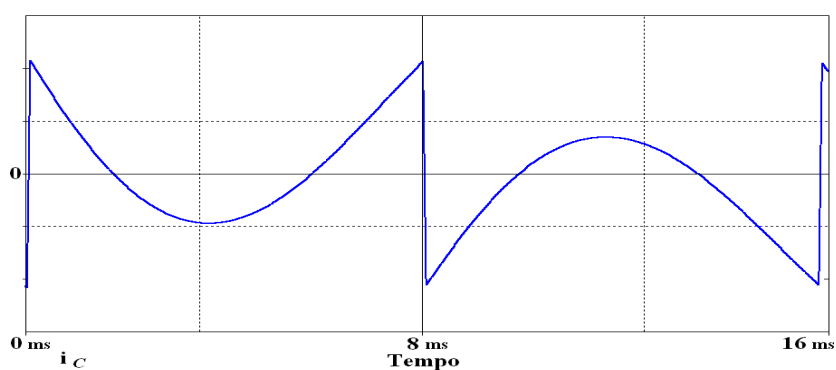


Figura 2.7(b) Corrente de compensação i_C .

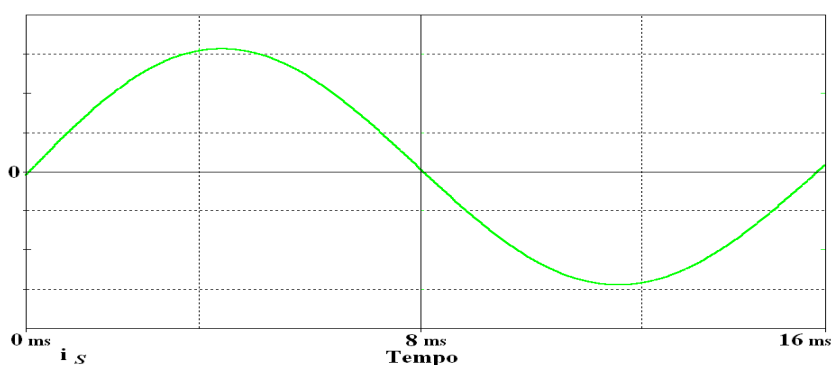


Figura 2.7(b) Corrente drenada da rede i_S .

Podemos observar pelas figuras que a corrente drenada da rede elétrica é exatamente a corrente da carga somada a corrente de compensação equação 2.1, mostrando que o *FAP* fica incumbido de fornecer a carga as correntes harmônicas.

$$i_S = i_L + i_C \quad 2.1$$

No caso de uma carga puramente resistiva, seguindo o princípio de funcionamento que foi descrito acima não deveria circular corrente alguma pelo *FAP*, exceto uma pequena parcela para compensar as perdas.

Seguindo o mesmo princípio, no caso de uma carga com características indutiva ou capacitiva o filtro ficará incumbido de fornecer uma corrente de compensação que corrija o fator de deslocamento tornando a corrente em fase com a tensão.

O filtro ativo paralelo necessariamente possui um inversor que pode ser modulado por histerese ou por modulação em larguras de pulso *PWM*. Geralmente o modulador *PWM* é adotado em função da frequência de chaveamento ser fixa, o que facilita a filtragem de componentes de alta frequência introduzidas pelo chaveamento.

2.3.3 Filtro Ativo de Potência Série (*FAS*)

Na maioria das aplicações o *FAS* é utilizado para eliminar o conteúdo harmônico existentes nas tensões da rede de alimentação e também é possível manter o equilíbrio entre as fases e a regulação das mesmas, para isso ele é colocado em série entre a carga e a rede elétrica.

Para realizar esta compensação o *FAS* impõem uma tensão V_C com amplitude iguais e oposta em fase da tensão harmônica V_h ($V_C = -V_h$). Resultando em uma tensão na carga V_L senoidal e livre de harmônico. A figura 2.8 mostra o esquema simplificado do *FAS*.

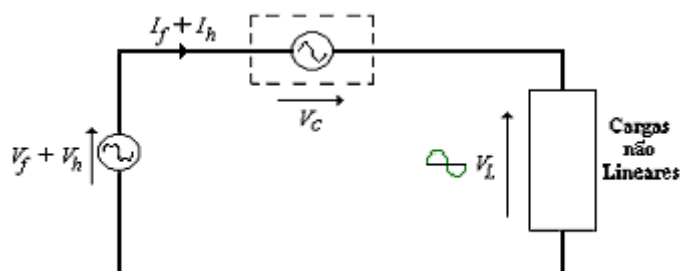


Figura 2.8 – Princípio de compensação de tensão de um *FAS*.

O *FAS* é composto por um inversor, um modulador que pode ser por histerese ou por largura de pulsos, um controlador que é responsável pelo controle e geração das referências de tensão de compensação, além de um transformador série e elementos passivos de filtragem. O *FAS* comporta-se como fonte de tensão não senoidal calculada através de algum método de compensação.

O barramento *cc* é composto por um capacitor que a tensão sobre o mesmo deve ser regulada. As perdas no conversor série também devem ser consideradas no algoritmo de geração de referências de tensão.

O *FAS* pode ser utilizado em algumas topologias híbridas junto com filtros passivos paralelo, atuando como isolador harmônico e compensando correntes drenadas por cargas não lineares. Os filtros híbridos foram propostos para diminuir a potência dos filtros ativos e seu custo, melhorando o seu desempenho e resultando em uma maior confiabilidade do sistema.

Nestes casos o *FAS* atua como uma impedância nula para a frequência fundamental e uma resistência infinita para as correntes harmônicas da carga, obrigando as percorrerem o caminho de impedâncias mais baixas oferecido pelo *FPP*. A figura 2.9 mostra uma topologia híbrida de filtro de potência série.

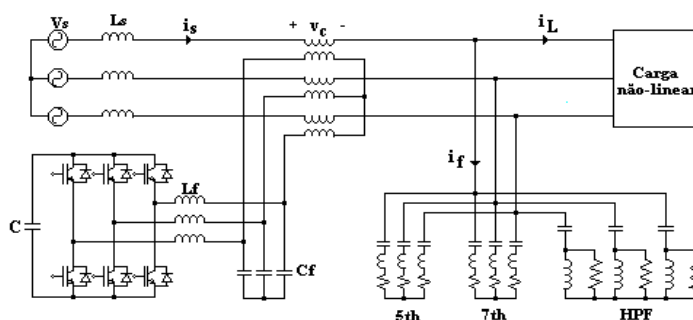


Figura 2.9 – Filtro híbrido.

2.3.4 Filtro Ativo de Potência Unificado

Os filtros ativos unificados é a combinação dos filtros ativos série e paralelo em uma única topologia é apresentado na figura 2.10. A união dessas duas topologias possibilita que um único sistema incorpore as características de compensação do *FAS* e do *FAP*.

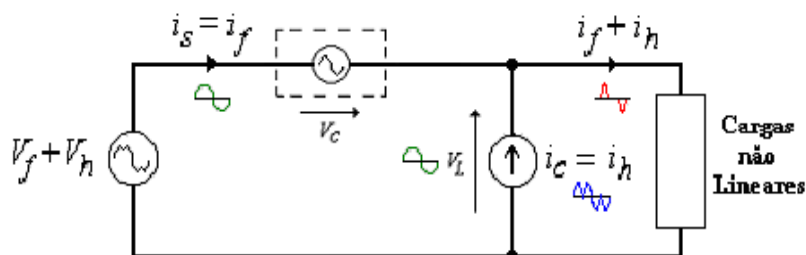


Figura 2.10 – Princípio de compensação de um filtro ativo unificado.

Geralmente o filtro série compensa as distorções da tensão e também funciona como um isolador de harmônicos oferecendo um caminho de alta impedância para os harmônicos. O filtro paralelo compensa harmônicos e reativos se forem considerados no método de compensação e apresenta um caminho de baixa impedância para os harmônicos. Isto possibilita que cargas sensíveis conhecidas como cargas críticas possam operar em instalações poluídas e sem que as mesmas degradem mais ainda o sistema visto que a maioria dessas cargas sensíveis são cargas não lineares.

2.3.5 Topologias de Inversores para Implementação de Filtros Ativos

Qualquer inversor bidirecional em corrente pode operar como filtro ativo. Tanto inversores de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*) como inversores de corrente os (CSI – *Current Source Inverter*) apresentados na figura 2.11 (a) e (b) respectivamente. Nos inversores de tensão deverá haver um controle no barramento CC para que a tensão sobre ele fique constante tornando capaz de fornecer a rede corrente necessária através do indutor de acoplamento L_f . Nos inversores de corrente a energia é armazenada em um indutor L no barramento CC , esta corrente é modulada e injetada na rede. A corrente no barramento CC deverá ser maior que o valor de pico de corrente da carga a ser compensada, acarretando em perdas significativas no indutor L . As perdas em condução também são elevadas pelo fato que no *CSI* os diodos estão em série com as chaves, portanto, é o dobro de componentes semicondutores conduzindo simultaneamente.

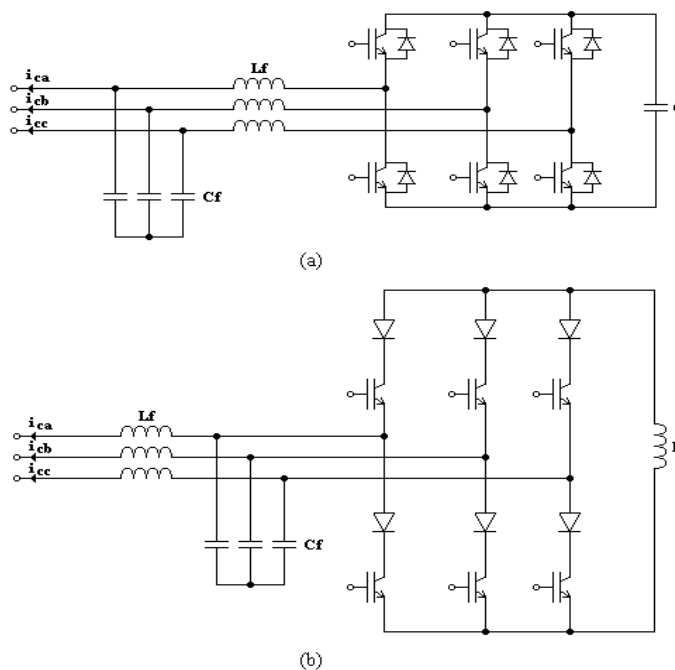


Figura 2.11 – Conversores utilizados em filtros ativos: (a) Conversor *VSI*; (b) Conversor *CSI*.

Visto que geralmente o sistema de distribuição de energia elétrica é trifásico a quatro fios, o que possibilita a alimentação de cargas monofásicas. Mesmo que estas correntes sejam lineares, porém desequilibradas, tem como resultado a circulação da corrente de neutro. Quando cargas não lineares são alimentadas, mesmo que as correntes sejam perfeitamente equilibradas existe a circulação da corrente de neutro. Pelo fato da corrente de neutro instantânea ser a soma algébrica das correntes trifásicas não senoidais, a somatória resultante pode não ser necessariamente igual a zero.

Duas topologias de inversores *VSI* têm sido empregadas na compensação da corrente de neutro em filtros ativos, sendo elas a topologia com quatro braços no inversor, chamado *Four-legs*, figura 2.12 (a) e a topologia *split-capacitor*, mostrada na figura 2.12 (b). As duas topologias oferecem um caminho alternativo para circulação da corrente de neutro.

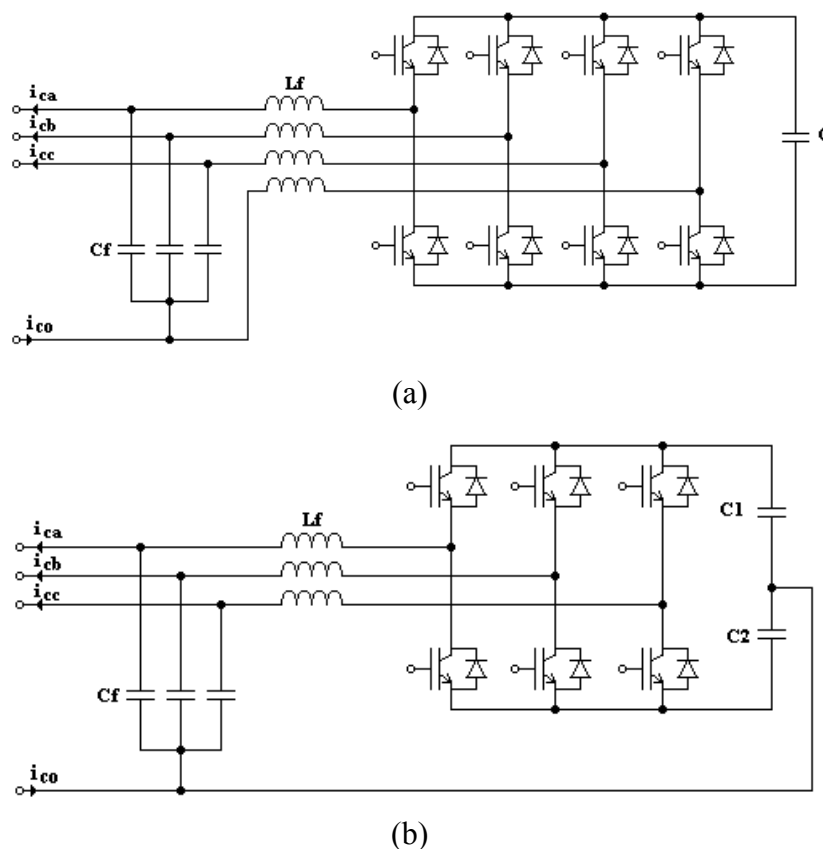


Figura – 2.12 Conversores utilizados na compensação da corrente de neutro: (a) *Four-legs*; (b) *Split-capacitor*.

Cargas monofásicas tem uma grande contribuição na degradação da qualidade de energia elétrica por apresentarem um conteúdo harmônico mais significativo do que cargas trifásicas. Apesar disto os filtros ativos monofásicos passaram a ser mais estudados na década de 90 e por este fato a sua tecnologia ainda não está totalmente dominada para comercialização. Apesar disto é a melhor solução para corrigir o fator de potência de cargas de baixa potência, onde não se justifica o uso de pré-reguladores ou mesmo filtros passivos [14]. As cargas não lineares de baixa potência são grandes responsáveis pela distorção harmônica de tensão e corrente em níveis industriais, comerciais e residenciais podendo ocasionar o mau funcionamento ou até mesmo impossibilitando o funcionamento de cargas mais sensíveis às distorções harmônicas.

Conversores utilizados em filtros ativos podem ser quaisquer conversores bidirecionais em corrente como citado anteriormente, não sendo diferente para filtros ativos monofásicos.

As topologias mais utilizadas são similares as trifásicas com caminho para circulação da corrente de neutro *Four-legs* e *Split-capacitor* que são as topologias ponte completa e meia ponte, as quais estão apresentadas na figura 2.13 (a) e (b) respectivamente.

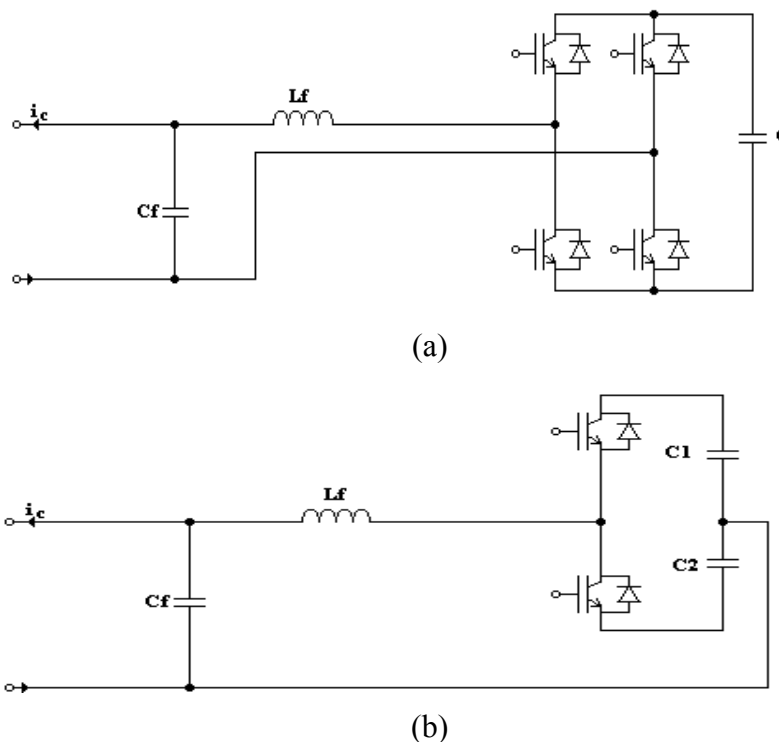


Figura 2.13 – Inversores monofásicos: (a) Ponte completa; (b) Meia ponte.

2.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas algumas fontes geradoras de correntes harmônicas bem como as suas influências negativas nos sistemas de alimentação de energia elétrica. Foram citadas algumas normas e recomendações cujos objetivos principais concentram-se na proteção dos sistemas de alimentação com respeito à geração de harmônicos por cargas não lineares.

Soluções corretivas para solucionar problemas relacionados à qualidade de energia elétrica foram apresentados, bem como as características e princípios básicos dos filtros passivos paralelos, filtros ativos de potência série, paralelo, híbrido e unificado. Foi feita uma breve análise comparativa dos sistemas de filtragem, a fim de justificar objetivo específico deste trabalho.

As topologias de conversores utilizadas em filtros ativos de potência também foram estudadas, a fim de obter um maior conhecimento dos conversores utilizados em filtros ativos. Como não é o objetivo específico deste trabalho, as análises dos conversores não são apresentadas. A escolha prévia dos conversores a serem implementados neste trabalho é feita pelos *VSI (Voltage Source Inverter)* em ponte completa, pelo fato de serem os mais indicados para aplicação [14, 15].

Capítulo 3: MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO ATIVA DE POTÊNCIA

3 INTRODUÇÃO

Os conceitos tradicionais de energia ativa e reativa estão bem estabelecidos na literatura [16] para circuitos elétricos balanceados e sem nenhum tipo de distorção e que a alimentação seja feita de forma senoidal e que as cargas sejam lineares. No caso de cargas não-lineares o conceito ainda não está bem difundido.

Sabe-se que o aumento da utilização de componentes semicondutores na Eletrônica de Potência aumentando a quantidade de cargas não lineares presente no sistema elétrico de potência, a compensação da energia reativa passou a ser um problema mais complexo devido à potência harmônica existente no sistema.

Com este problema existente nos sistemas elétrico, foram introduzidos por Akagi et al., conceitos de potência ativa e reativa instantâneas estudados e mostrados em [17]. A partir desses conceitos e com a necessidade de uma melhoria na qualidade de energia foram apresentados métodos para geração de corrente e/ou tensão instantâneas para serem utilizadas como referências para filtros ativos de potência.

3.1 Método de Compensação Pela Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea $p-q$

Para o estudo ter validade tanto em regime permanente como em regime transitório devemos levar em consideração valores instantâneos.

A potência instantânea p definida por (3.1) pode ser dividida em uma parcela média p_m que corresponde a potência útil do sistema, e uma parcela alternada p_h que corresponde à potência oscilante presente em p equação (3.2), p_h deve ser eliminada para que haja a compensação de harmônicos gerados por cargas não-lineares.

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (3.1)$$

$$p = p_m + p_h \quad (3.2)$$

A potência reativa do sistema também pode ser dividida em duas parcelas q_m parcela média correspondente à potência reativa produzida pela carga, e por uma parcela alternada q_h correspondente à parte oscilante presente em q , sendo assim deve ser eliminada as duas parcelas de q para que haja uma grande eficiência do filtro, isso vai depender do modo de aplicação do filtro, podendo eliminar só a parte media (q_m) ou somente a parte oscilante (q_h).

Para que haja a compensação das parcelas harmônicas bem como da potência reativa utilizaremos a transformada de *Clark*, equação (3.3) para se fazer uma mudança de variável, transformando as fases a, b, c em eixos síncronos $\alpha\beta 0$. A conveniência desta mudança sobressai nos casos em que não haja componentes de seqüência de zero, ou seja, quando a somatória das grandezas de tensão ou corrente é zero ($x_1+x_2+x_3=0$), o sistema trifásico estacionário passa ser representado por um sistema bifásico $\alpha\beta(v_\alpha, i_\alpha, v_\beta, i_\beta)$.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Akagi et al. definiu a potência instantânea imaginária q expressa por (3.4) como a potência existente em um eixo imaginário perpendicular ao plano real das coordenadas $\alpha\beta$ mostrado na figura 3.1. Potência instantânea imaginária q é definida pelo produto entre as tensões e correntes em eixos diferentes e perpendiculares, cujo sentido é definido pela regra da mão direita [18].

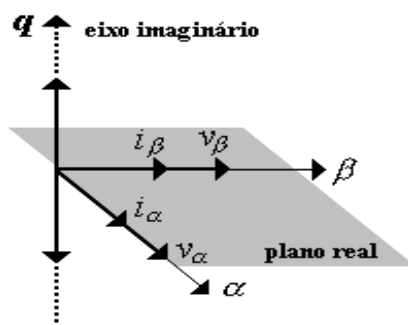


Figura 3.1 – Plano das potências instantânea real e imaginária.

$$q = v_{\beta}i_{\alpha} - v_{\alpha}i_{\beta} \quad (3.4)$$

Fisicamente a potência instantânea imaginária q existe individualmente nas fases, mas em um sistema trifásico está não realiza trabalho e assim não contribuí para a potência ativa instantânea.

Para que haja a compensação das parcelas harmônicas de potência ($p_h + q_h$), bem como a compensação da potência reativa (q_m), devem-se gerar as correntes de compensação no eixo de referência $\alpha\beta$, conforme a equação (3.5).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_h \\ -q \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Através da transformação inversa da equação (3.5), obtém-se as respectivas correntes de compensação nos eixos de referência abc , equação (3.6).

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ -\left(\frac{1}{2}v_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{\beta}\right) & -\left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{\alpha} - \frac{1}{2}v_{\beta}\right) \\ -\left(\frac{1}{2}v_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{\beta}\right) & -\left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{\alpha} - \frac{1}{2}v_{\beta}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_h \\ -q \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Foram obtidos do circuito as correntes e tensões nos eixos a, b, c , para se fazer as transformadas nos eixos $\alpha\beta 0$. Em seguida foram calculadas as potências p_{α}, p_{β} e q e observou-se que a soma das duas potências p_{α} e p_{β} são exatamente o mesmo valor da potência trifásica.

Para gerar as correntes de compensação do filtro ativo também é preciso obter as potências p_h, q_h, q_m . Para isso é necessário à utilização de um filtro passa baixa (FPB) como mostra a figura 3.2.

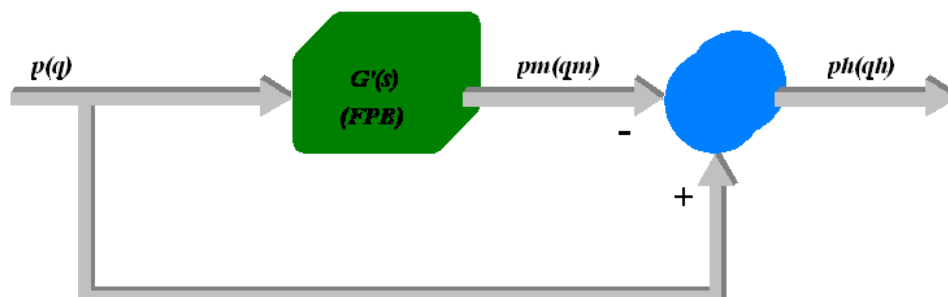
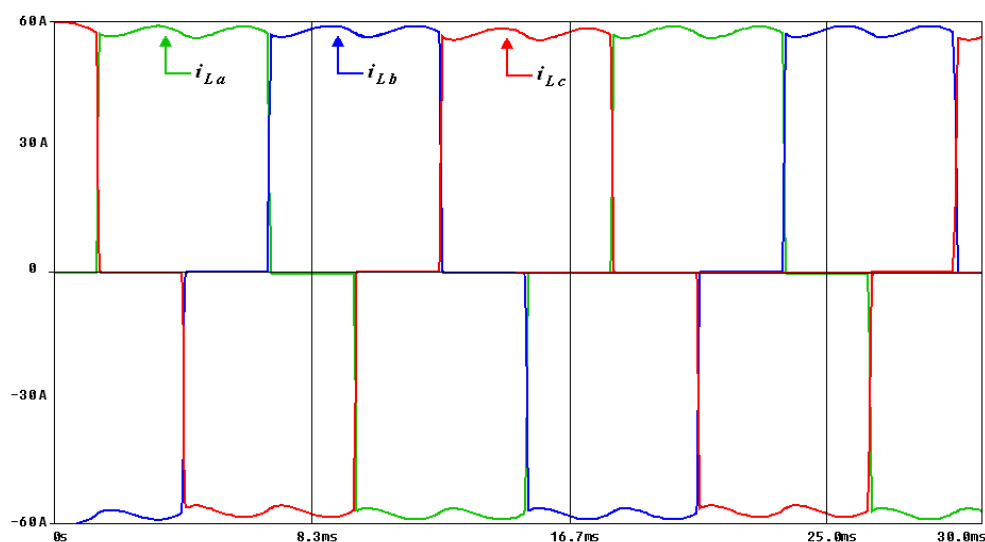
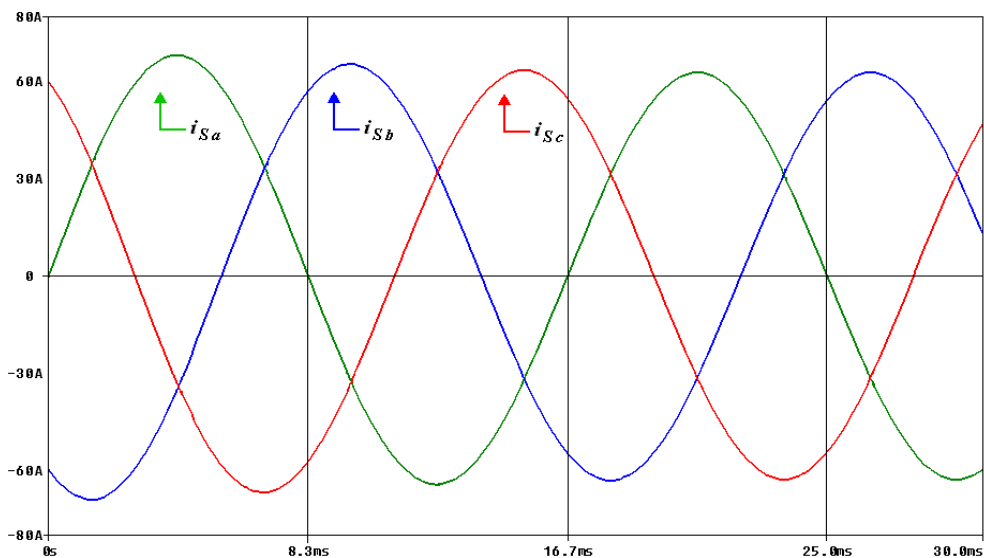


Figura 3.2 – Filtro passa alta para implementação no algoritmo de compensação.

Para melhor avaliação desse método de geração de referências para compensação de harmônicos e/ou reativos de cargas não lineares foram feitas simulações utilizando o programa de simulação de circuitos eletrônicos *Pspice* [19]. Um sistema trifásico alimentando um retificador trifásico a diodos em ponte com carga RL , mas somente gerando as referências e subtraindo das correntes a serem compensadas utilizando uma fonte de corrente ideal para fazer as devidas compensações. Neste caso, este método mostrou-se bastante satisfatório como mostra as figuras 3.3 (a) e (b), onde estão as correntes drenadas pela carga não linear (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) e as parcelas fundamentais da corrente de carga, ou seja, a corrente da carga menos a corrente de compensação das três fases (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}), respectivamente.



(a)

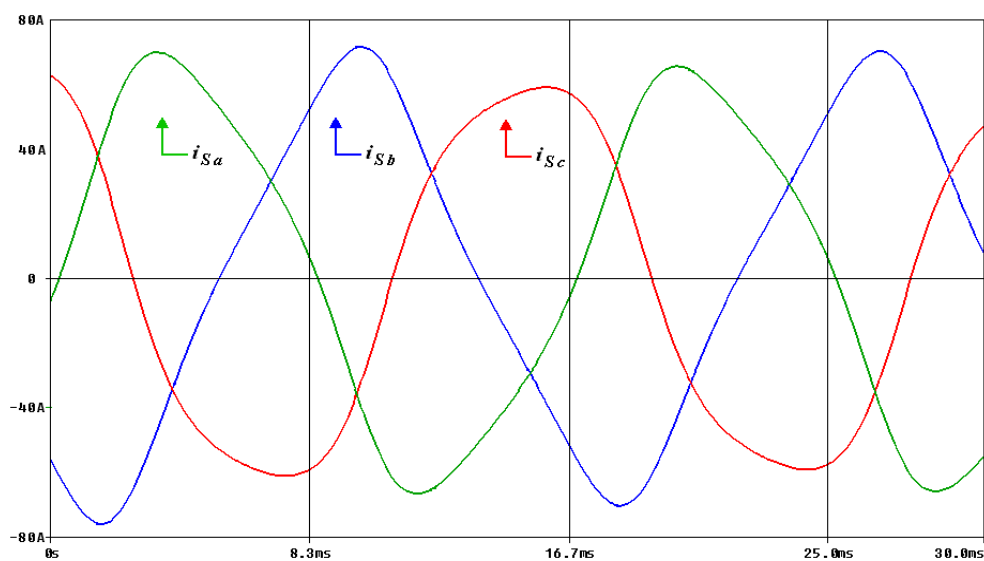


(b)

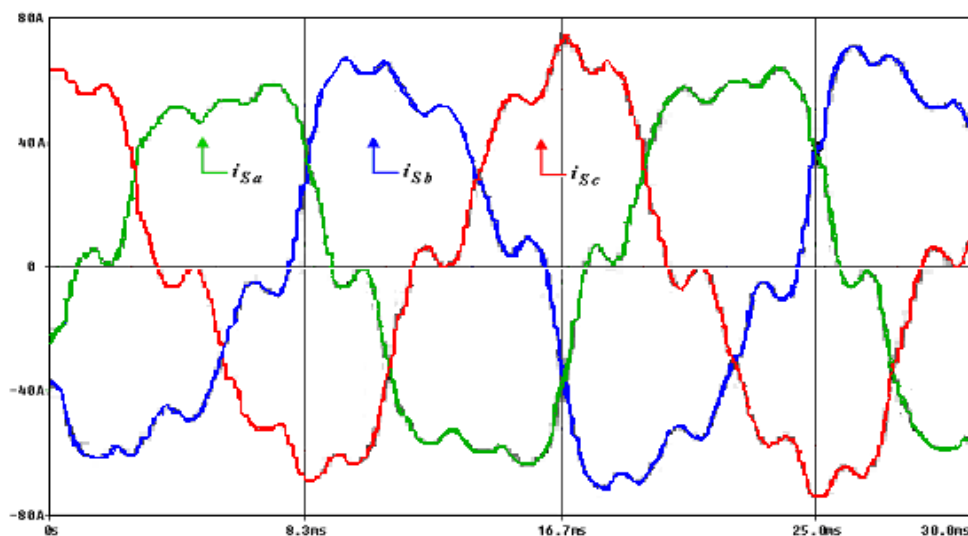
Figura 3.3 – (a) Corrente drenada pela carga; (b) Parcela fundamental da corrente de carga.

Mas quando simulado em outro circuito com cargas monofásicas ou até mesmo com cargas trifásicas e com um pequeno desequilíbrio nas tensões, este método não gera as referências com perfeição pelo fato do cálculo para geração das referências não levar em consideração as componentes de seqüência zero das tensões e correntes.

Nas figuras 3.4 (a) e 3.4 (b) estão correntes da carga subtraídas das correntes de referência simulada em um circuito com desequilíbrio de tensão de 15% entre as fases e outro com harmônicos de tensão respectivamente.



(a)



(b)

Figura 3.4 - Corrente compensada (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}).

Estas simulações de geração de referências apresentadas, mostram que as correntes de compensação são dependentes das formas de onda da tensão de alimentação, e que o método não considera componentes de seqüência, ou seja, apresentando um bom desempenho somente para sistemas equilibrados e tornando este método mais vulnerável.

3.2 Método de Compensação Pela Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea $p-q$ Aplicado em Sistemas Monofásicos

Este método de compensação monofásico baseado na teoria de potência ativa e reativa instantânea $p-q$, foi proposto em uma utilização de um filtro ativo série híbrido monofásico [20].

Se considerarmos um sistema monofásico temos disponíveis somente valores de tensão e corrente de uma única fase, com isso seria impossível o cálculo das potências ativa reativa baseado no método $p-q$, pelo fato de que estes cálculos são feitos nas coordenadas α, β de tensão e corrente através da transformada de Clark equação (3.3). Portanto se for considerado como um algoritmo computacional, podemos gerar os valores das fases restantes. Podemos atrasar a fase em questão de 120° e 240° respectivamente. Isto pode ser facilmente obtido quando circuitos digitais de controle são

utilizados. A única perda é a introdução de um atraso de 240° , que é o tempo que leva para que o sinal presente na fase medida esteja nas outras duas cópias.

No entanto este atraso pode ser reduzido [20, 21], se nós atrasarmos somente a fase existente de 90° . Por exemplo, na corrente medida na fase a i_{La} é dado um atraso de 90° para a obtenção da corrente i_β , visto que sistema de coordenadas α, β é a transformação de um sistema trifásico em um bifásico mas com defasagem de 90° entre si. Este procedimento é feito exatamente igual para a tensão medida da fase em questão.

Com este processo, não é mais necessário a mudança de coordenadas para o eixo síncrono $\alpha\beta$ se forem considerados os próprios valores medidos de tensão e corrente, por exemplo, na fase a v_{sa}, i_{La} como sendo os valores no eixo α e os valores defasados de 90° como sendo β , conforme equações (3.7) e (3.8).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v \cdot \sin \theta \\ v \cdot \sin(\theta - 90^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i \cdot \sin \theta \\ i \cdot \sin(\theta - 90^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Para gerar as correntes de compensação deve-se calcular as potências $p-q$ equação (3.1) e (3.4) respectivamente, mas agora as potências correspondem somente a uma única fase. Da mesma maneira que no item anterior, para que haja a compensação das parcelas de potência harmônicas ($ph+qh$), bem como a compensação da potência reativa (qm), deve-se gerar as correntes de compensação, conforme equação (3.9).

$$i_c^* = \frac{v_\alpha P_h - v_\beta Q}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.9)$$

O diagrama de blocos apresentado na figura 3.5 mostra o compensador monofásico baseado na teoria de potências ativa e reativa instantânea $p-q$.

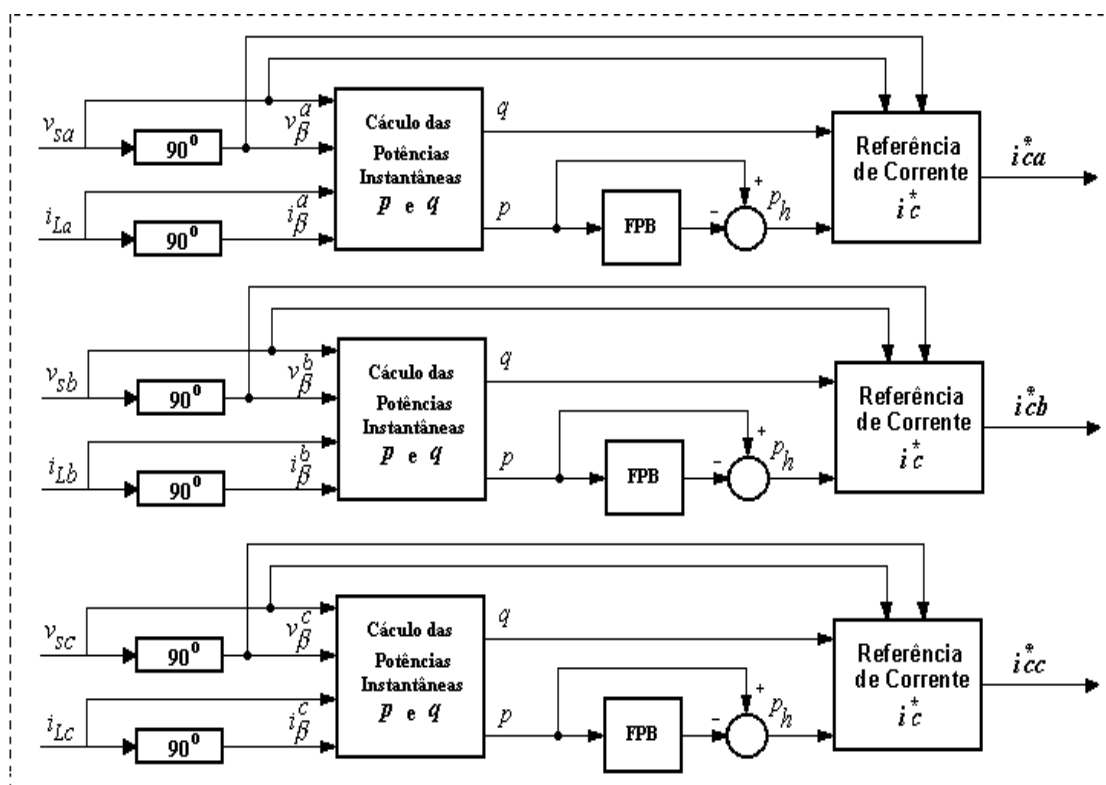


Figura 3.5 – Diagrama de blocos compensador p - q monofásicos para compensação de corrente.

Para análise do método foi simulado um sistema trifásico alimentando três retificadores monofásicos em ponte completa alimentando carga RL, considerando a indutância muito maior que a resistência de tal forma que a corrente fique quase quadrada, cada um conectado em uma fase.

Na figura 3.6 são apresentadas as correntes drenada pela carga nas três fases (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}), considerando tensões senoidais e equilibras, e cargas desequilibradas.

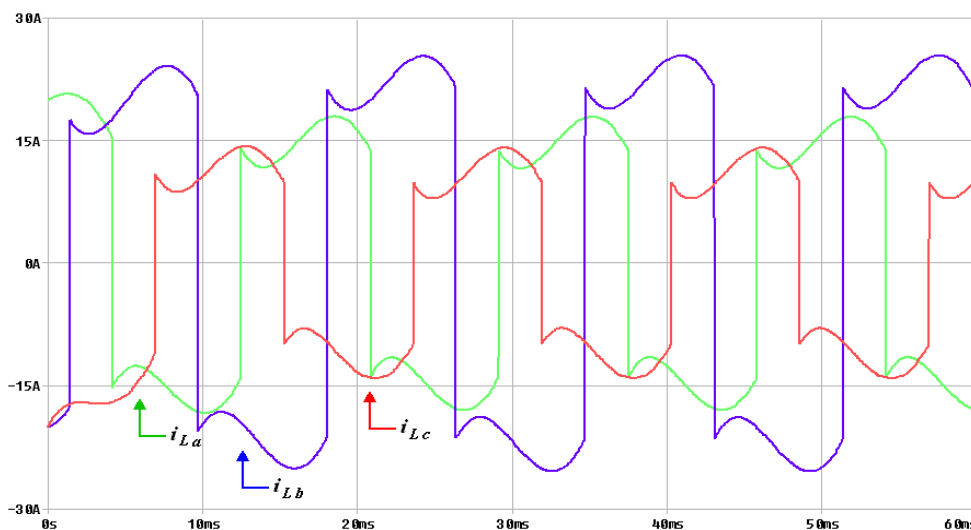
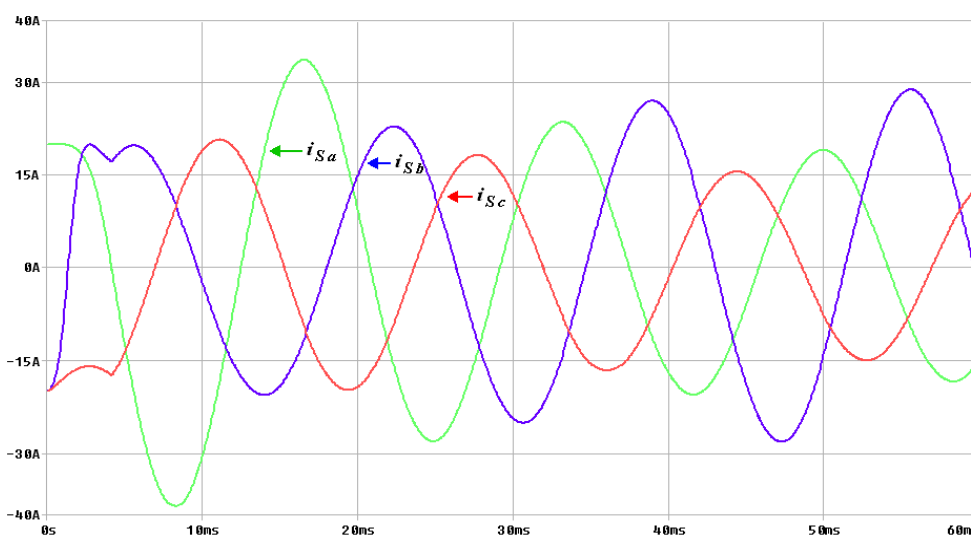
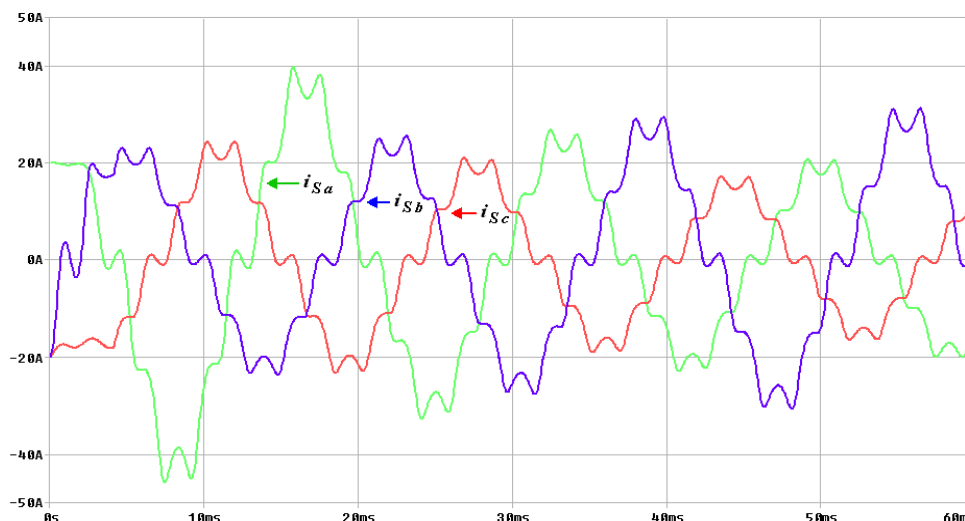


Figura 3.6 – Corrente da carga nas três fases (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}).

Analisando o desempenho desse método considerando o princípio da compensação ativa de potência, que uma forma de onda não senoidal é composta de uma parcela fundamental e mais harmônicos. Dessa forma subtraímos a corrente de compensação, calculado pela equação 3.10 da corrente da carga de cada fase, podemos observar pela figura 3.7(a) que realmente a corrente de compensação corresponde totalmente a parcela harmônica das correntes, de tal forma que restou somente a parcela fundamental das correntes nas três fases. Porém, quando alimentado por tensões distorcidas por harmônicos de 5° e 7° ordem o desempenho não é tão bom como pode ser observado pela figura 3.7(b).



(a)



(b)

Figura 3.7 – Correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}).

Este método baseado na teoria de potência, porém modificado para sistemas monofásico é mais uma alternativa para a compensação ativa de harmônicos e reativos para cargas desequilibradas, no entanto apresenta uma desvantagem que deve ser destacada, pelo fato das correntes de compensação serem extraídas a partir do cálculo das potências, tornando o método dependente da forma de onda da tensão de alimentação, como pode ser visto na figura 3.7(b).

3.3 Método de Compensação Baseados no Sistema de Eixos de Referência Síncrona (*SRF*)

Este método de eixo de referência síncrona (*SRF*), foi proposto em uma utilização de um filtro ativo série híbrido trifásico [22].

Ele se caracteriza em transformar as tensões ou correntes fundamentais nos eixos estacionários a, b, c em grandezas contínuas nos eixos síncronos dq^e , no qual estes giram em velocidade síncrona em relação aos vetores espaciais de tensão/corrente. As parcelas harmônicas de corrente ou tensão nos eixos dq^e que possuem frequências diferentes da síncrona, ou seja frequência fundamental do sistema elétrico, passam a ser formas de onda alternas e superposta ao termo contínuo. As parcelas fundamentais serão facilmente obtidas através da utilização de um filtro passa baixa mostrado na figura 3.2.

Para a implementação desse método primeiramente são medidas as três correntes drenadas pela carga e transformada do sistema trifásico estacionário a,b,c para o sistema bifásico estacionário $dq0$ chamada nos dois métodos anteriores de $\alpha\beta0$ utilizando a equação citada anteriormente em (3.3), a transformada de *Clark*. Do eixo estacionário bifásico são transformadas para o sistema de eixos bifásicos síncronos dq^s para dq^e através da matriz representada pela equação (3.10), a transformada de *Park*, onde $\theta = \omega t$ é o ângulo, que representa a posição angular do sistema de eixos de referência síncrona, $\omega = 2\pi f$ representa a freqüência angular da rede elétrica com freqüência fundamental da rede f , $\cos\theta$ e $\sin\theta$ definem o vetor unitário síncrono. Para se gerar as coordenadas $\cos\theta$ e $\sin\theta$ existe a necessidade de um circuito *PLL* (*phase-locked loop*).

$$\begin{bmatrix} id^e \\ iq^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id^s \\ iq^s \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Agora as correntes na freqüência angular fundamental ω são agora grandezas contínuas e os harmônicos são transformados em grandezas oscilantes que podem ser extraídas se submetidas a um filtro passa baixa. Essas correntes na saída dos filtros passa baixa são agora componentes contínuas iq_{dc}^e e id_{dc}^e no qual representam as parcelas reativas e ativa da carga na freqüência fundamental, respectivamente. Para se compensar somente a parcela harmônica deve-se subtrair as parcelas contínuas iq_{dc}^e e id_{dc}^e de iq^e e id^e , obtendo as componentes alternadas correspondente aos harmônicos presentes na corrente da carga, no entanto, para se fazer a compensação de harmônicos e reativos da carga não se faz necessário a utilização de um filtro passa baixa para obter a parcela contínua do eixo iq^e , pelo fato de representar a parcela reativa do sistema. Agora tem-se a parcela no eixo de referência síncrona que representam os harmônicos da parte ativa e reativa da carga.

Para se obter as referidas correntes de compensação basta fazer a transformada inversa do sistema de eixos síncronos bifásico dq^e para o sistema de eixos estacionário bifásico dq^s para correntes de compensação para eliminar somente harmônicos a matriz inversa e dada pela equação (3.11).

$$\begin{bmatrix} id_h^s \\ iq_h^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id_h^e \\ iq_h^e \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Se for realizar a eliminação de harmônicos e correção do fator de deslocamento eliminando reativos da carga a matriz inversa é dada pela equação (3.12).

$$\begin{bmatrix} id_h^s \\ iq_h^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id_h^e \\ iq_h^e \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

As correntes de compensação agora são transformadas do eixo bifásico para o sistema de eixos trifásico a,b,c através da matriz inversa de *Clark* (3.3) que é dada pela equação (3.13).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

A implementação deste algoritmo foi feita baseada no diagrama de blocos mostrado na figura 3.8, onde está representando um compensador *SRF* de corrente de um *FAP* onde cada bloco representa as transformações citadas anteriormente.

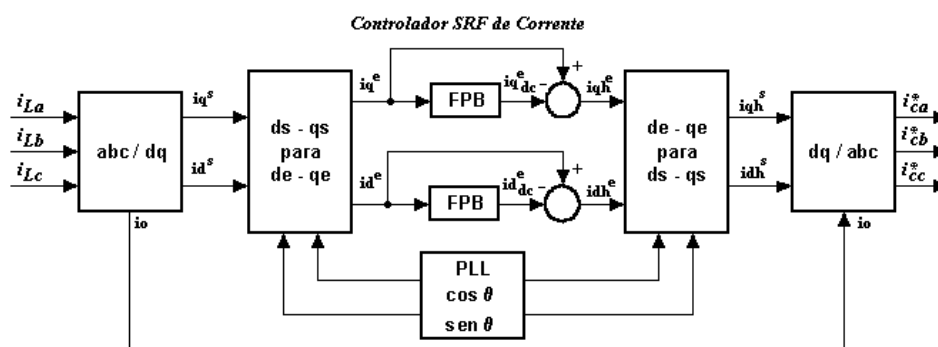


Figura 3.8 – Diagrama de blocos compensador *SRF* para compensação de corrente.

A simulação a seguir foi feita em sistema trifásico alimentando três retificadores monofásicos em ponte a diodos como mostra a figura 3.9. As correntes da carga (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) foram medidas e submetidas ao algoritmo do compensador *SRF*. A figura 3.10 mostra as formas de onda das correntes do eixo síncrono i_q^e e i_d^e , como citado anteriormente a parte contínua de i_d^e corresponde a parcela ativa do sistema e somado a ela uma parcela oscilante que corresponde aos harmônicos, da mesma forma i_q^e é composto de por uma parcela contínua que representa os reativos presente na corrente

da carga, mais uma parcela oscilante somada a ela que corresponde aos harmônicos. Também é mostrada na figura 3.11 a corrente da carga nas três fases subtraída da referência gerada pelo compensador *SRF*.

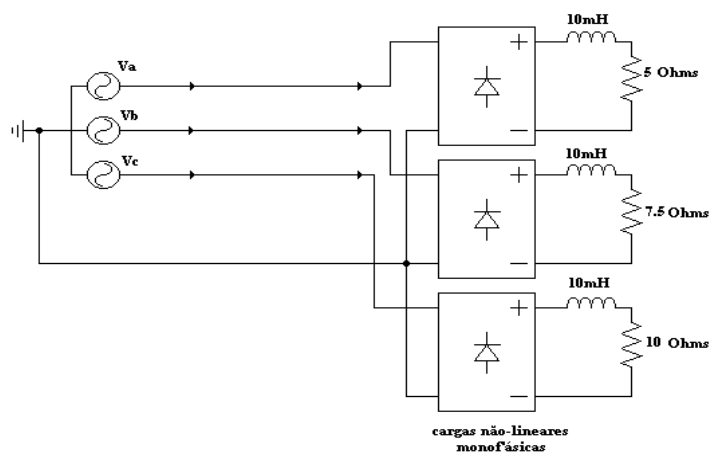


Figura 3.9 – Circuito retificador monofásico a diodos alimentando carga *RL*.

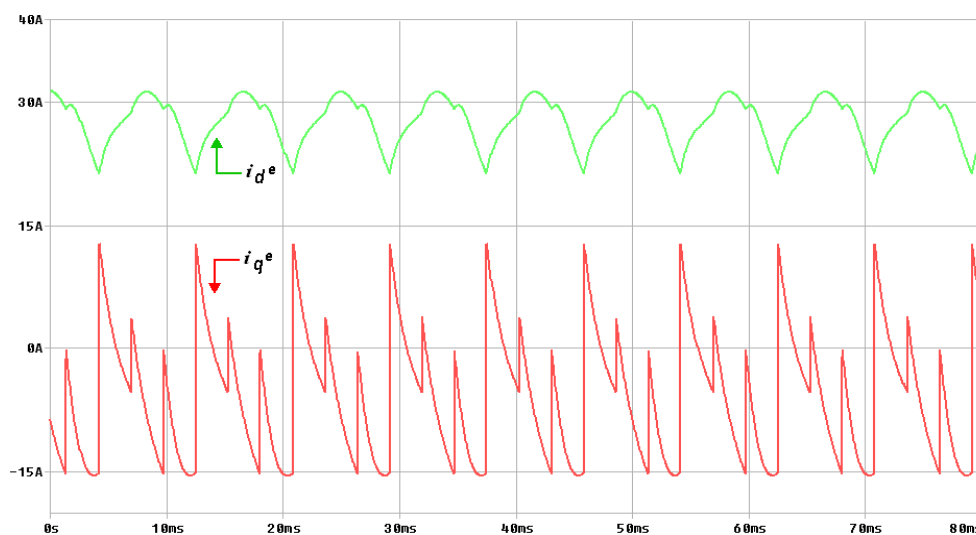


Figura 3.10 – Correntes no eixo de referência síncrona i_q^e e i_d^e .

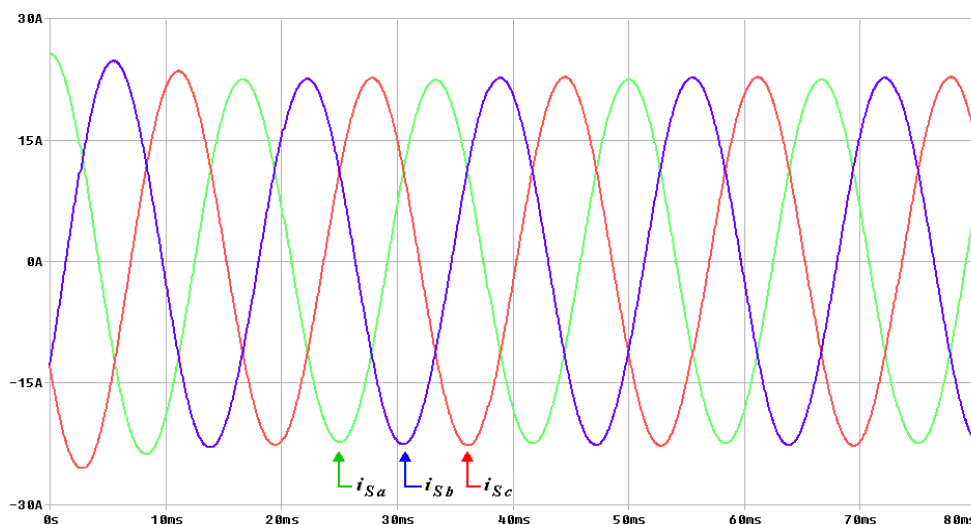


Figura 3.11 – Correntes das fases a , b , c subtraídas das referências, correntes (i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}) .

Subtraindo as correntes da carga nas três fases (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) das referências geradas pelo compensador SRF figura 3.11 nota-se que as correntes estão equilibradas e senoidal (i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}) . Portanto, além das parcelas reativas e harmônicas da corrente de carga, as componentes de seqüência negativa e zero são também compensadas.

Uma vantagem que esse método apresenta em relação ao método baseado na teoria de potências ativa e reativa instantânea $p-q$, é o fato das referências geradas pelo compensador SRF não ser dependente da forma de onda da tensão de alimentação. Na simulação apresentada a seguir foram consideradas as mesmas características de carga das apresentadas anteriormente, mas com tensões distorcidas pela presença de harmônicos de 5° e 7° ordens figura 3.12.

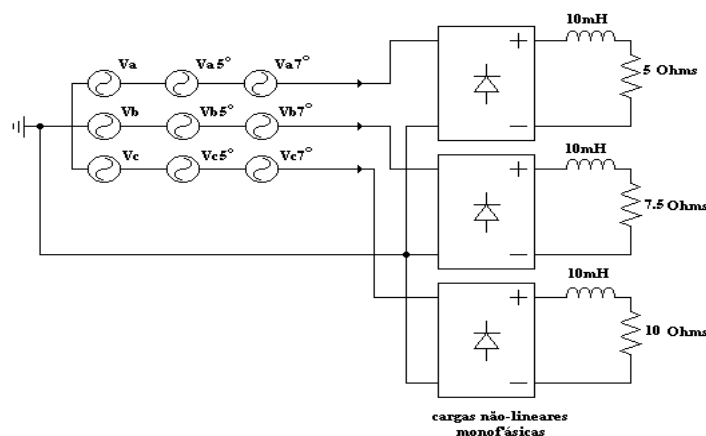


Figura 3.12 – Retificadores monofásicos a diodo alimentado por tensões distorcidas.

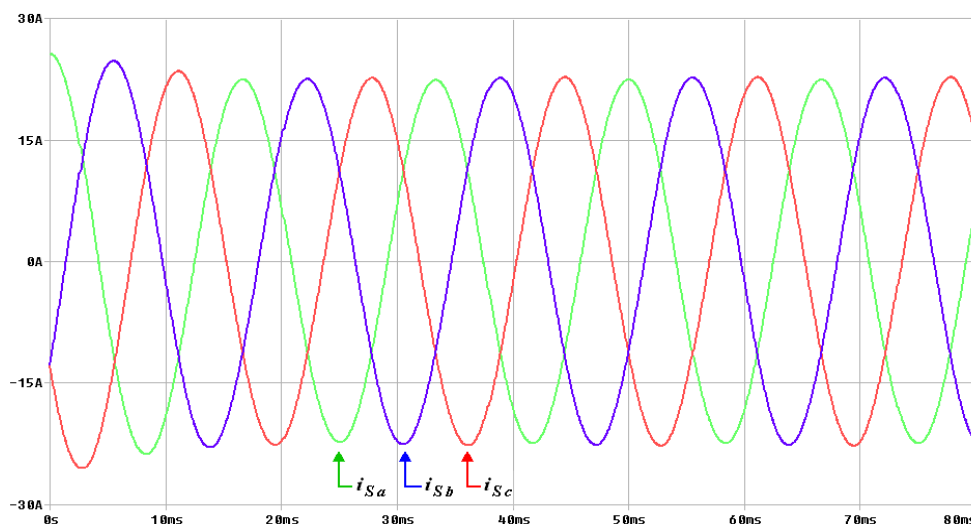


Figura 3.13 – Correntes das fases i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} subtraídas das referências i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc} .

Podemos observar pela figura 3.13 que mesmo com tensões distorcidas o desempenho do método é o mesmo e que as correntes da carga subtraídas das correntes de compensação tornaram senoidal.

O fato de o compensador *SRF* tornar as correntes equilibradas não é exatamente uma vantagem, pelo fato de quando se utiliza um filtro ativo trifásico para fazer essas compensações ele terá sua eficiência reduzida, devido à circulação de componentes de seqüência zero através do inversor justamente para compensar essas componentes. Visto que para corrigir esses desbalanços basta somente fazer uma melhor distribuição das cargas nas três fases.

3.4 Compensador de Corrente aplicado individualmente para cada fase Baseado no Método *SRF*

As referências também serão geradas baseadas nos sistemas de eixos de referência síncrona (*método SRF*), com pequenas modificações. A mudança principal será que teremos um compensador *SRF* para cada fase possibilitando que seja aplicado em sistemas monofásicos. Mas como método original *SRF* é feito a partir dos eixos estacionário bifásico dq^s para isso é necessário medir as três correntes das fases a, b, c .

As correntes de compensação obtidas pelo compensador *SRF* de corrente são agora geradas individualmente para cada fase, podendo ser aplicado tanto para

sistemas trifásicos a três e a quatro fios, bem como para sistemas monofásicos, utilizando as mesmas matrizes de transformações apresentadas pelas equações (3.10), (3.11) (3.12) e (3.13). Sendo assim, as correntes de referência de uma determinada fase contém apenas informações referentes àquela fase. A principal mudança é a necessidade de ter um compensador individual para uma determinada fase [23-25]. Para isso, cada corrente medida individualmente deverá ser submetida a dois atrasos. Por exemplo, na corrente medida i_{La} é dado um atraso de 120° para a obtenção da corrente i_{Lb}^a e outro de 240° para a obtenção de i_{Lc}^a , como pode ser visto na Figura 3.14. O mesmo procedimento é feito nas fases b e c . O diagrama de blocos mostrado na figura 3.14 representa o compensador SRF das fases a , b , c respectivamente.

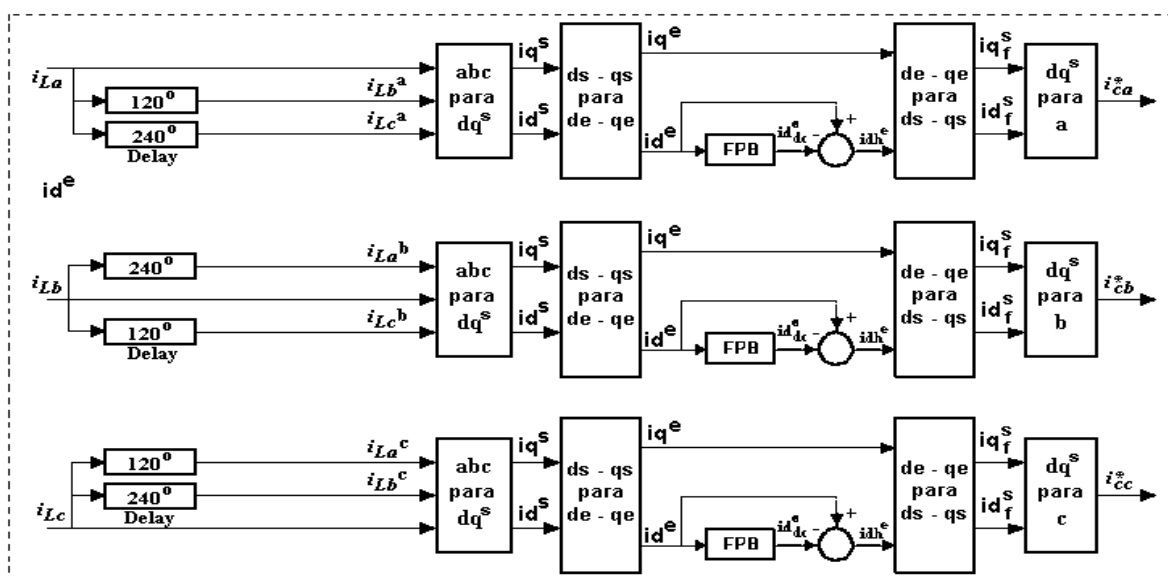


Figura 3.14 – Compensadores SRF de corrente para as fases a , b , c respectivamente.

Simulações foram feitas para testar esse método modificado, com sistemas sem qualquer desequilíbrio de tensão e com cargas trifásicas balanceadas. Comparando as referências geradas com o compensador trifásico com as geradas pelos compensadores individuais para cada fase nota-se que não houve mudança alguma. Para atestar que este método é aplicado individualmente para cada fase, foi simulado sistema trifásico com tensões senoidal alimentando três retificadores monofásicos a diodos como mostra a figura 3.15.

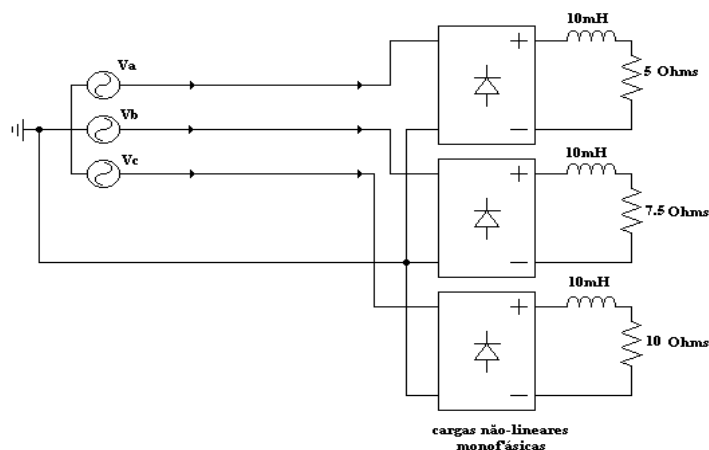


Figura 3.15 – Sistema trifásico, alimentado cargas monofásicas.

A simulação mostrada na figura 3.16 mostra as correntes das fases a , b , c (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) sem compensação e desbalanceadas.

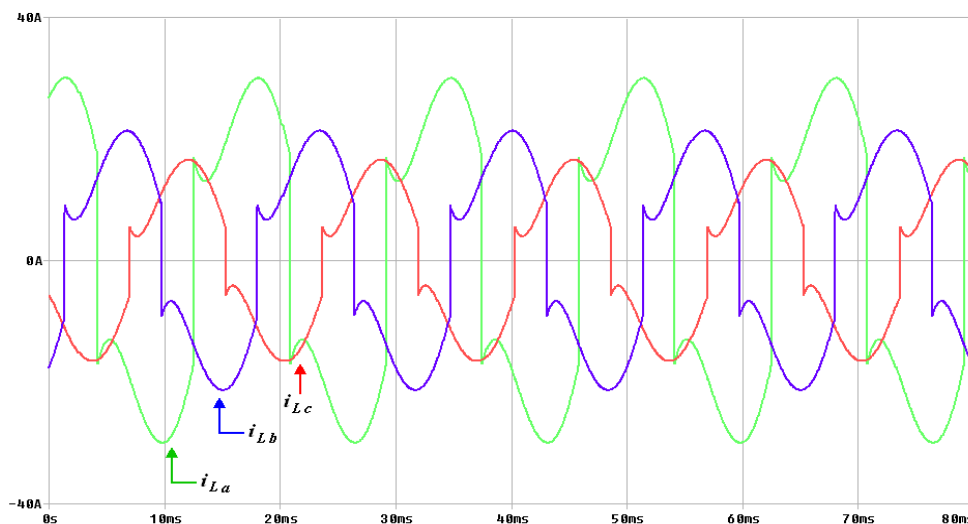


Figura 3.16 – Correntes não compensadas das fases a , b , c (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}).

A figura 3.17 apresenta as correntes das três fases subtraídas das referências dando para observar que pelo fato de se fazer à compensação individual para cada fase esse compensador faz as devidas compensações, mas mantendo as mesmas amplitudes das correntes, não mais como no *SRF* original que balanceava as correntes nas três fases.

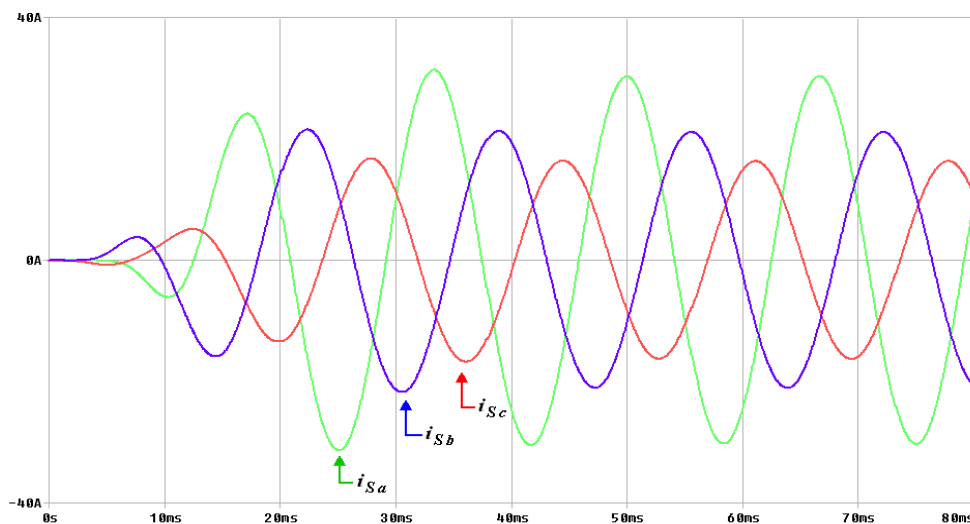


Figura 3.17 – Corrente das três fases subtraídas das referências i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} .

Está modificação no método *SRF* possibilita que ele seja aplicado tanto em sistemas trifásicos fazendo as compensações individualmente por fase, bem como para sistemas monofásicos, porém tornando o método mais lento devido aos atrasos introduzidos no algoritmo podendo ser observado na partida do sistema figura 3.17 e para um degrau de carga de 40% no instante de 40 ms na figura 3.18, apresentando um transitório de 1,5 ciclos.

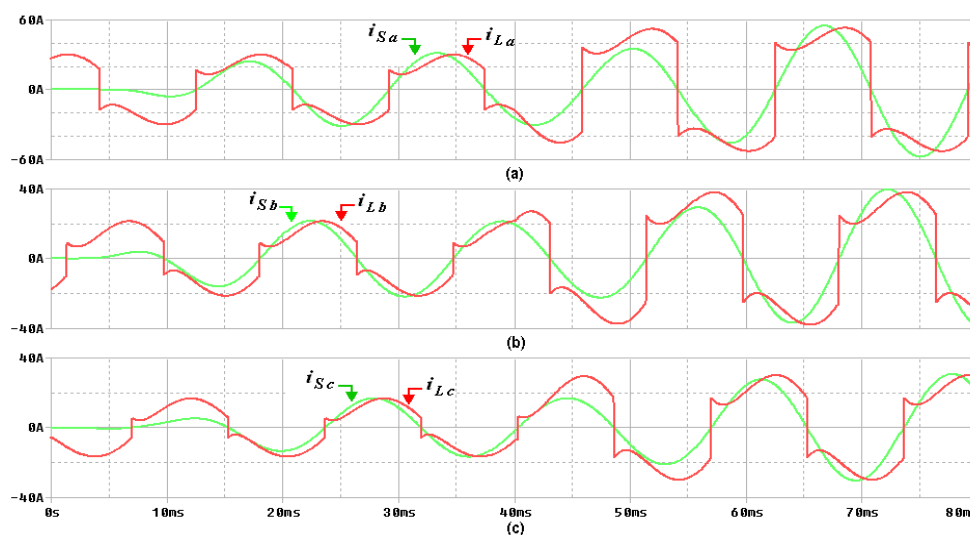


Figura 3.18 – Corrente da carga nas três fases i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e corrente compensada nas três fases i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} .

3.5 Método Proposto Para Compensação de Harmônicos e/ou Reativos Baseado no Método *SRF*

Visto que as modificações que possibilita a aplicação do método *SRF* em sistemas monofásicos apresentadas anteriormente introduzem atrasos tornando o algoritmo mais lento. Pelo fato do método considerar um sistema trifásico fazendo a transformação de um sistema trifásico a, b, c em $\alpha\beta$ porém defasados de 90° através da transformação de *Clark*, havendo a necessidade de gerar as outras duas componentes através de atrasos para que um sistema monofásico seja representado como sendo um sistema trifásico perfeitamente equilibrado.

Alteração proposta nesta dissertação é eliminar a transformada de *Clark* com isso reduzido o atraso total que era de 240° para apenas 90° . Para isso, cada corrente medida individualmente deverá ser submetida a um único atraso. Por exemplo, na corrente medida i_{La} é dado um atraso de 90° para a obtenção da corrente $i_{L\beta}^a$ dessa forma a corrente medida é considerada como sendo a corrente no eixo α e a corrente defasada de 90° como sendo a corrente no eixo β tornando desnecessária a utilização da transformada de *Clark*.

Com as componentes nos eixos $\alpha\beta$ o procedimento é idêntico ao método original, $\alpha\beta$ será submetido a transformação síncrona para iq^e e id^e , pela equação (3.14), esse procedimento é feito individualmente para cada fase.

$$\begin{bmatrix} id^e \\ iq^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Com as componentes no eixo síncrono, basta agora filtrar a corrente no eixo direto, ou seja id^e , para extrair os harmônicos presente na corrente da carga id_h^e , como iq^e corresponde aos reativos basta fazer a transformada inversa *Park* considerando somente os harmônicos e reativos presente na corrente da carga para gerar a corrente de referência capaz de fazer as compensações obtida pela equação (3.15).

$$i^*_{ca} = (\cos\theta \cdot id_h^e) - (\text{sen}\theta \cdot iq^e) \quad (3.15)$$

O diagrama de blocos do compensador proposto para compensar corrente baseado no sistema de referência síncrona aplicado individualmente nas três fases está na

figura 3.19, para aplicar este método em um sistema monofásico basta somente obter informações da fase em questão.

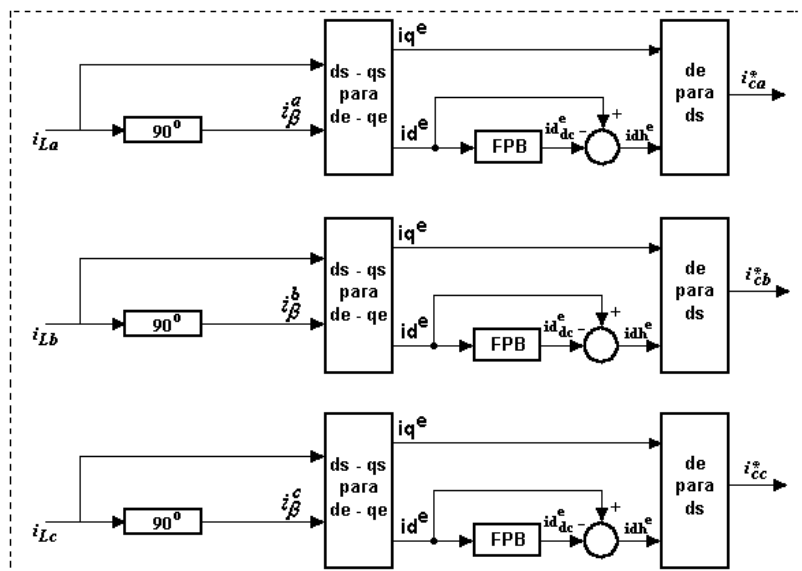


Figura 3.19 – Diagrama de blocos do compensador de corrente proposto.

Simulações foram feitas para testar esse método proposto, com sistemas sem qualquer desequilíbrio de tensão e com cargas trifásicas balanceadas. Comparando as referências geradas pelo compensador trifásico com as geradas pelo compensador proposto nota-se que não houve mudança alguma figura 3.20 (a) na figura 3.20(b) está a corrente de referência gerada pelo compensador proposto, ambas para fase a . Para atestar que este método é aplicado individualmente para cada fase, foi simulado um sistema trifásico com tensões senoidal alimentando três retificadores monofásicos a diodos como mostra a figura 3.21.

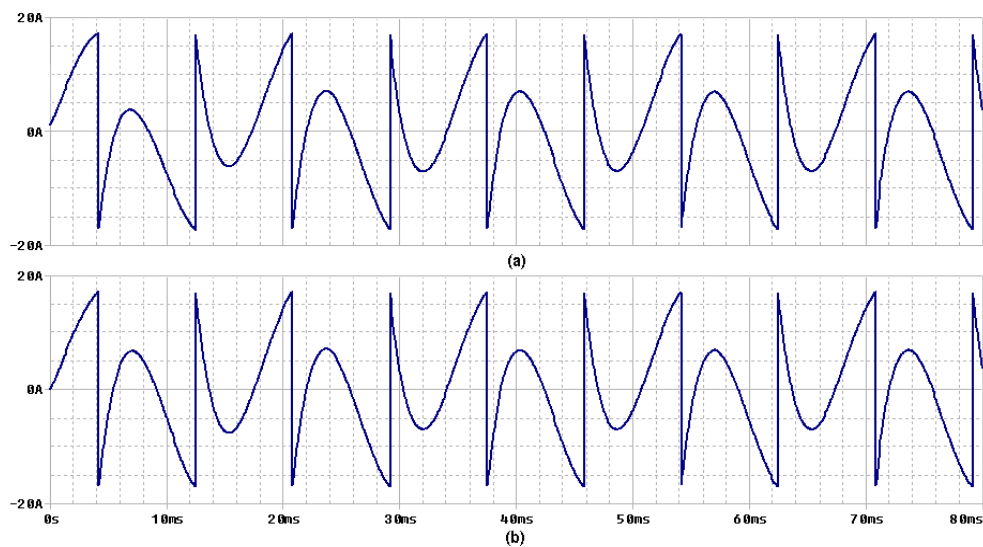


Figura 3.20 – (a) Corrente de referência compensador original, (b) corrente de referência compensador proposto.

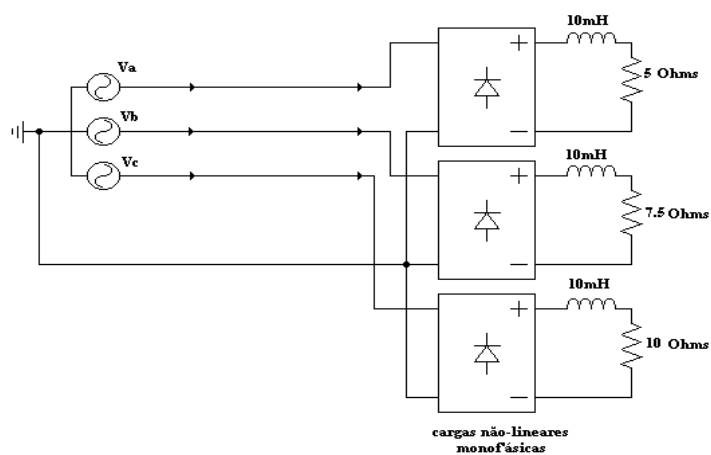


Figura 3.21 – Sistema trifásico, alimentado cargas monofásicas.

Na figura 3.22 estão as correntes da carga nas três fases i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} . Na figura 3.23 está o espectro harmônico da corrente na fase a , visto que a forma de onda é igual para todas as fases a não ser em amplitude.

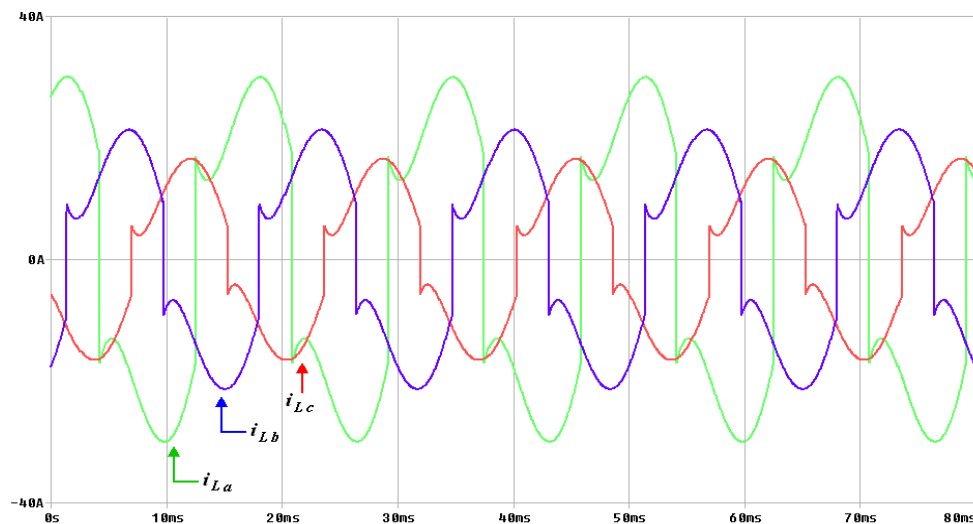


Figura 3.22 – Correntes não compensadas das fases a , b , c (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}).

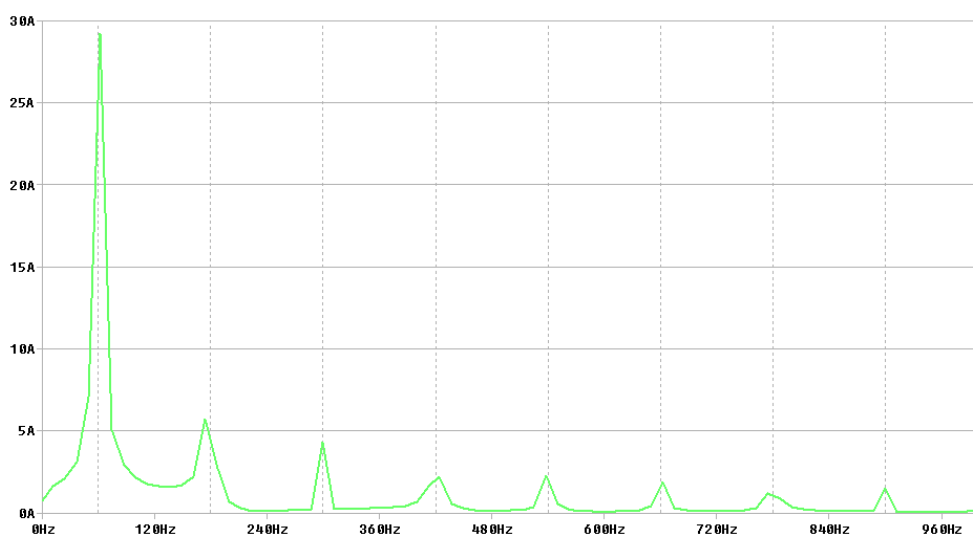


Figura 3.23 – Espectro harmônico da corrente da carga na fase a (i_{La}).

Na figura 3.24 estão as correntes da carga subtraídas das referências i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} , podemos observar que estão compensadas com amplitudes iguais as da corrente da carga apresentando uma melhora significativa no transitório de partida. Figura 3.25 está o espectro harmônico da corrente subtraída da corrente de referência na fase a .

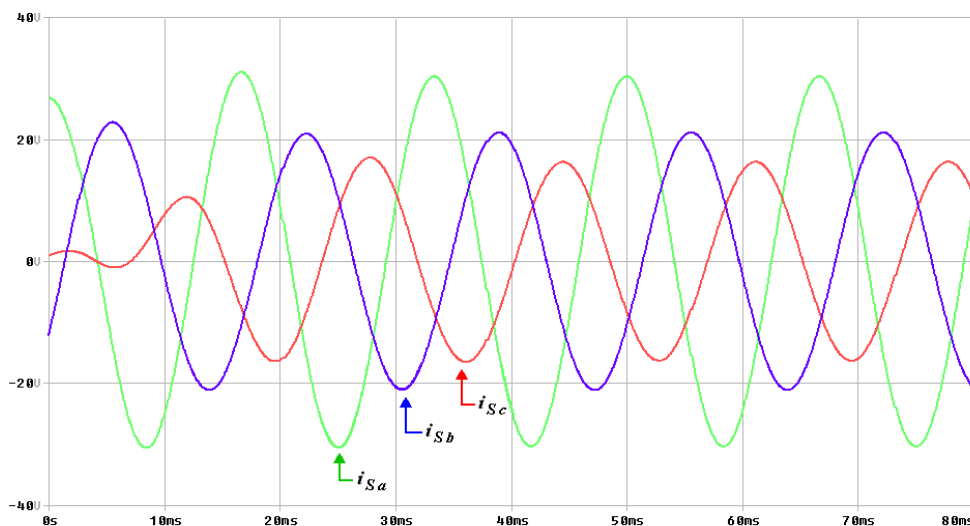


Figura 3.24 – Corrente subtraída da referência nas três fases a, b, c (i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}).

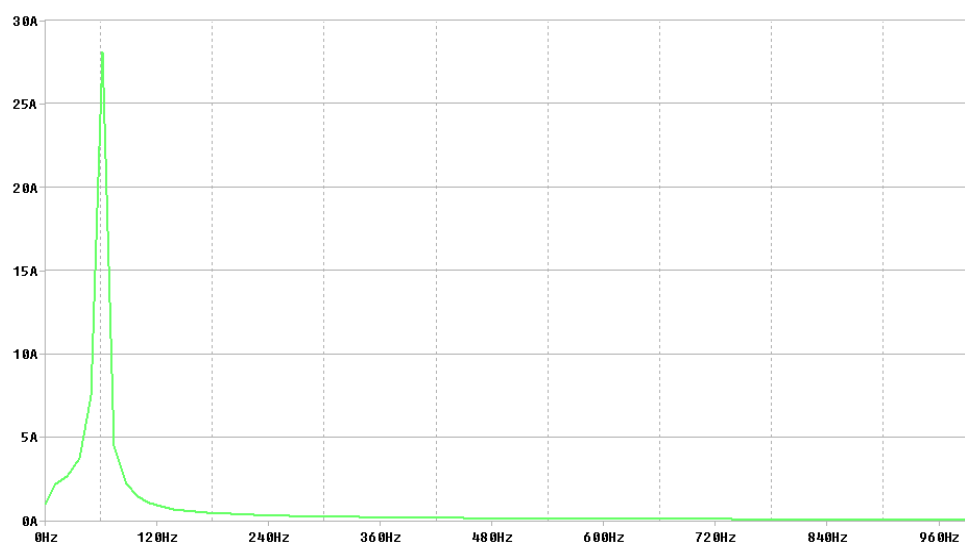


Figura 3.25 – Espectro harmônico da corrente subtraída da referência da fase a (i_{Sa}).

Para análise da resposta dinâmica do método proposto, na figura 3.26 está apresentada a corrente da carga nas três fases i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} com degrau de carga de 40% em 40 ms, juntamente com a corrente subtraída da referência i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc} gerado pelo compensador proposto figura 3.19, transitório total apresentado é de 1 ciclo.

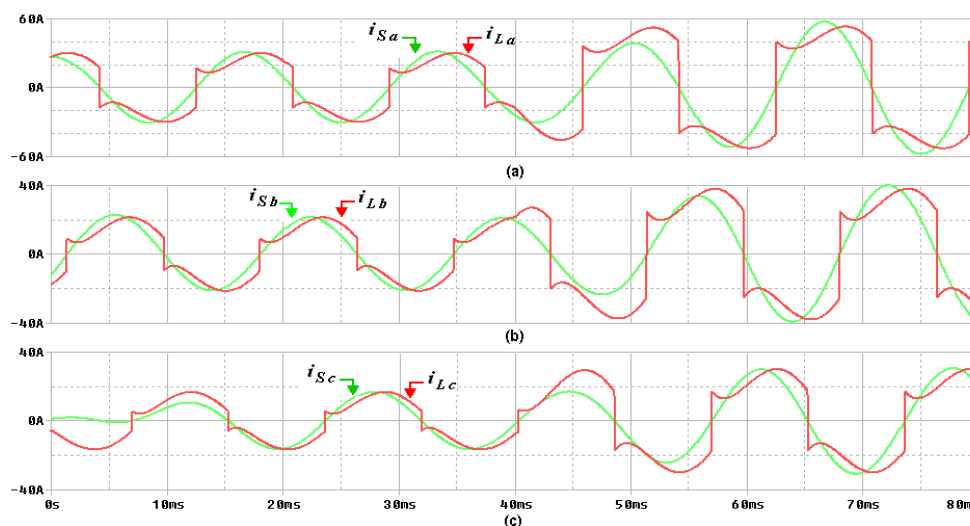


Figura 3.26 – Corrente da carga nas três fases i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e corrente compensada nas três fases i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc} .

Para uma melhor análise comparativa da resposta dinâmica entre o método proposto e o método encontrado na literatura baseado no sistema de referência síncrona (*SRF*) modificado para ser aplicado individualmente para cada fase [23-25]. Está apresentada na figura 3.27 a corrente no eixo direto i_d^e na saída do filtro passa baixa, nos dois métodos, idm_1^e para o método proposto e idm_2^e para o método modificado, observa-se que o método proposto idm_1^e apresenta uma resposta um pouco mais rápida.

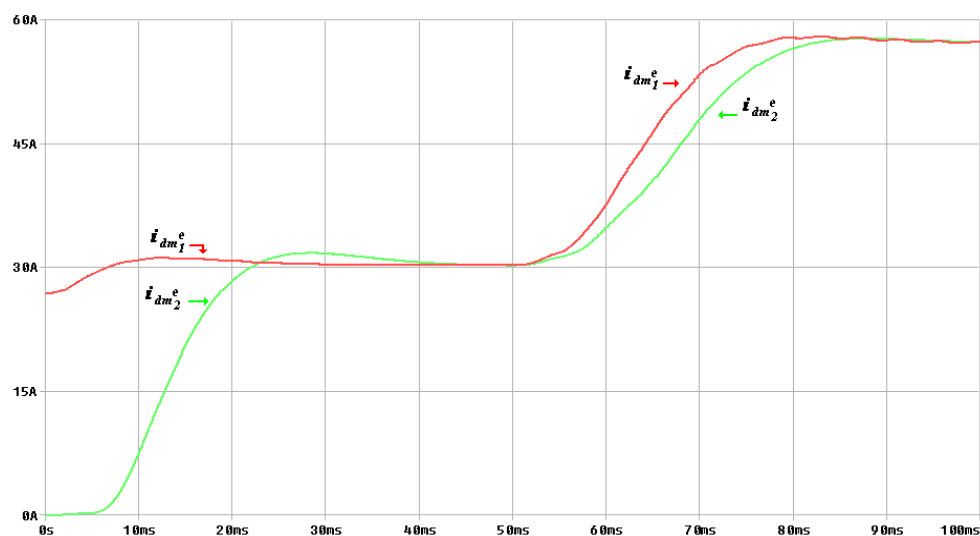


Figura 3.27 – Corrente média no eixo direto, idm_1^e método proposto idm_2^e método *SRF* modificado.

Podemos observar que o método proposto apresentou uma melhor resposta dinâmica não só na partida, bem como nos transitórios, pelo fato de apresentar apenas um atraso de 90° , devido a isso qualquer variação na corrente da carga estará presente mais rápido no algoritmo, como pode ser observado na corrente média do eixo id^e . No método proposto a transição não é apenas de 90° mas um pouco maior, se da pelo fato da utilização de filtros convencionais no eixo id^e para extração das componentes harmônicas.

3.6 Substituição do Filtro Convencional por um Filtro de Média Móvel

Pelos estudos apresentados anteriormente podemos notar uma grande preocupação com a dinâmica dos métodos utilizados para gerar correntes de referência, principalmente nos métodos inicialmente proposto para sistemas trifásicos quando modificado para sistemas monofásicos ou para ser aplicados individualmente para cada fase tornando os mais lentos.

Nos métodos de compensação os transitórios não se dão somente pela introdução dos atrasos de fase introduzidos ao algoritmo, e também pela utilização do filtro *FPB* que influencia na resposta dinâmica do sistema.

Para o método *SRF* o filtro utilizado é um filtro passivo de 2º ordem com frequência de corte de uma década abaixo da menor frequência que deseja filtrar [22]. Esses métodos são implementados através de software para gerar as correntes de compensação, então é considerada a função de transferência do *FPB* 2º ordem equação (3.16).

$$FT = \frac{\omega n^2}{s^2 + 2\xi\omega n s + \omega n^2} \quad (3.16)$$

Equação 3.16 é a função de transferência padronizada de um *FPB* de 2º ordem, onde a frequência de corte dada pela equação (3.17), ξ é o coeficiente de amortecimento que influencia diretamente no tempo de subida e na sobre-elevação do sinal de saída do *FPB*. Na figura 3.28 está o sinal na saída do *FPB* no eixo id^e , com um ganho de 100% em id^e no instante de 50 ms do método proposto para diferentes valores do coeficiente de amortecimento.

$$Fc = \frac{\omega n}{2\pi} \quad (3.17)$$

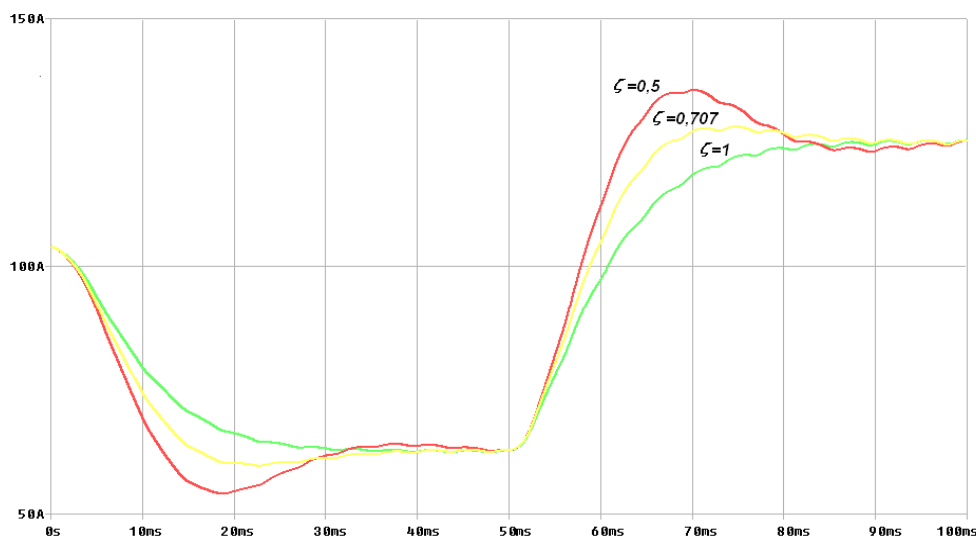


Figura 3.28 – Resposta do *FPB* para diferentes coeficientes de amortecimento.

O coeficiente mais indicado é o $\xi = 0,707$ por apresentar menor tempo de resposta e pouco sobre-elevação [26, 27], sendo esse o valor adotado para o *FPB* utilizado nos métodos que foram apresentados através de simulações nos itens anteriores. Pela figura 3.28 podemos notar que o tempo de resposta do *FPB* é de aproximadamente 15 ms o que comprova que boa parte do tempo de resposta a um transitório dos métodos de compensação é causada pelo tipo de filtro utilizado.

3.6.1 Filtro de Média Móvel

A média móvel é um filtro muito comum em processamento digital de sinais principalmente porque é um filtro digital de fácil compreensão e implementação. Apesar de sua simplicidade o filtro média móvel é uma opção para tarefas comuns, como reduzir ruídos aleatórios em uma resposta a um degrau [28].

Como o próprio nome diz a média móvel calcula a média de um número de pontos do sinal de entrada produzindo cada ponto no sinal de saída para sistemas discretizados equação (3.18).

$$y[i] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[i+j] \quad (3.18)$$

Uma vantagem da média móvel é que seu algoritmo é de fácil processamento e muito rápido porque o tempo de resposta da média móvel depende somente do numero de pontos que se pretende calcular o valor médio.

3.6.2 Implementação do Filtro Média Móvel no Método *SRF*

A média móvel calcula valores médios de um sinal de entrada em períodos determinados, se considerarmos como um *FPB* a frequência de corte será justamente o período de integração no qual se pretende calcular o valor médio, devido a esse fato a média móvel efetua a filtragem de frequências que sejam múltiplas desse período de integração.

A utilização da média móvel no método *SRF* é possível, porque quando é aplicado à transformada de *Park* em um sistema bifásico $\alpha\beta$ fazendo a transformação síncrona as componentes harmônicas passam a ser todas múltiplas de 1/6 do período da frequência fundamental [24].

O fato de todos harmônicos de ordem impar se tornarem múltiplos de 6 no sistema síncrono depende da seqüência de fase de cada harmônico, se considerarmos um sistema trifásico equilibrado as correntes apresentarão uma defasagem de 120° ou seja $2\pi/3$ então a defasagem das fases serão: $j_a = 0$, $j_b = -2\pi/3$ e $j_c = +2\pi/3$. Para os harmônicos de ordem n qualquer a defasagem entre as fases serão, respectivamente equações (3.19), (3.20) e (3.21).

$$\varphi_{an} = 0.n \quad (3.19)$$

$$\varphi_{bn} = -2\frac{\pi}{3}n \quad (3.20)$$

$$\varphi_{cn} = +2\frac{\pi}{3}n \quad (3.21)$$

Os harmônicos múltiplos de três serão as de ordem $3.i$, com $i=0,1,2,3...$ Substituindo n por $3.I$ nas equações (3.19), (3.20) e (3.21), temos que $\varphi_{an} = \varphi_{bn} = \varphi_{cn}$, ou seja, os harmônicos múltiplos de 3 são de seqüência de fase zero.

Harmônicos de ordem $6i+5$ para $i=0,1,2,3...$ apresentam seqüência de fase negativa, substituindo n por $6i+5$ em (3.19), (3.20) e (3.21), obtemos que $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = +2\pi/3$ e $\varphi_c = -2\pi/3$, ou seja, a componente da fase b está adiantada da componente da fase a.

As harmônicas de seqüência positiva serão as de ordem $6i+1$ para $i=0,1,2,3,\dots$, porque substituindo $6i+1$ em (3.19), (3.20) e (3.21) temo que, $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = -2\pi/3$ e $\varphi_c = +2\pi/3$, ou seja, a componente da fase b está atrasada em relação a componente da fase a.

Essas componentes quando transformadas para o sistema de referência síncrona *SRF* apresentarão uma mudança de ordem da mesma forma que a parcela fundamental passa a ser um nível *CC*, harmônicos de seqüência positiva têm sua ordem decrementada de 1 e harmônicos de seqüência negativa têm sua ordem incrementada de 1. Portanto as harmônicas de ordem $6i+1$ se tornarão harmônicas de ordem $6i$ e os harmônicos de ordem $6i+5$ se tornarão harmônicos de ordem $6i+6$. Portanto todos harmônicos presente na corrente da carga quando passadas para o eixo id^e serão múltiplos de 6.

Para se confirmar o que foi descrito anteriormente na figura 3.29 está o espectro harmônico da corrente da carga i_{La} e figura 3.30 está o espectro harmônico da corrente no eixo direto id^e gerado pelo método aplicado individualmente por fase [23-25] que podemos observar a mudança de ordem dos harmônicos.

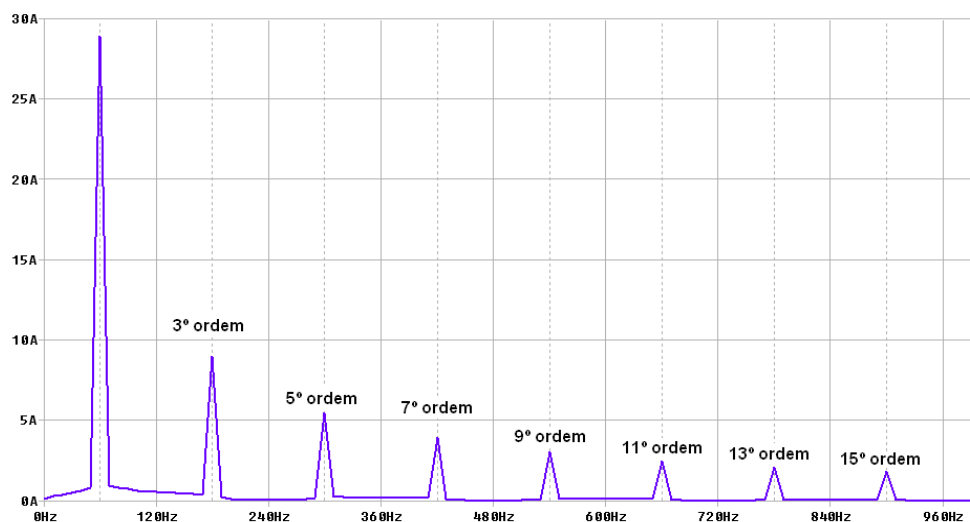


Figura 3.29 – Espectro harmônico da corrente i_{La} .

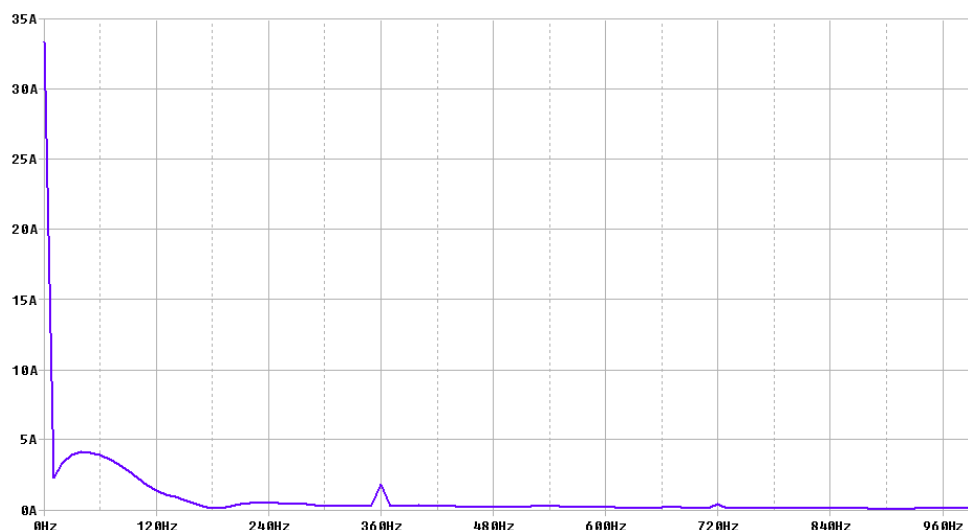


Figura 3.30 – Espectro harmônico da corrente no eixo síncrono id^e .

Os harmônicos de 5° e 11° ordem tiveram sua ordem incrementada de 1, e os harmônicos de 7° e 13° ordem tiveram sua ordem decrementada de 1 como podemos observar na figura acima que mostra frequências até 1Kz. Os harmônicos múltiplos de três, por apresentarem seqüência de fase zero são eliminados quando passados para o sistema de referência síncrona, pelo fato do método *SRF* aplicado individualmente por fase considerar um sistema monofásico como sendo um sistema trifásico perfeitamente equilibrado.

Considerando então que os harmônicos quando passado para o eixo síncrono apresentará a 6 ordem como sendo a menor frequência e que todas as outras serão múltiplas, tornando assim possível à utilização da média móvel para extrair a parcela fundamental da corrente no eixo síncrono.

Dessa forma então considerando a implementação um sistema contínuo o período de integração para a média móvel será de 1/6 do período da frequência fundamental equação (3.22).

$$MédiaMóvel = \frac{6}{T} \int_{t-\frac{T}{6}}^t id \cdot dt \quad (3.22)$$

Essa média móvel pode ser implementada como mostram o diagrama de blocos da figura 3.31 que é formado por um integrador, um atraso de transporte, um subtrator e um divisor. A diferença entre o sinal do integrador e o sinal defasado define o período de integração e por fim a divisão para obtermos o valor médio dessa integração.

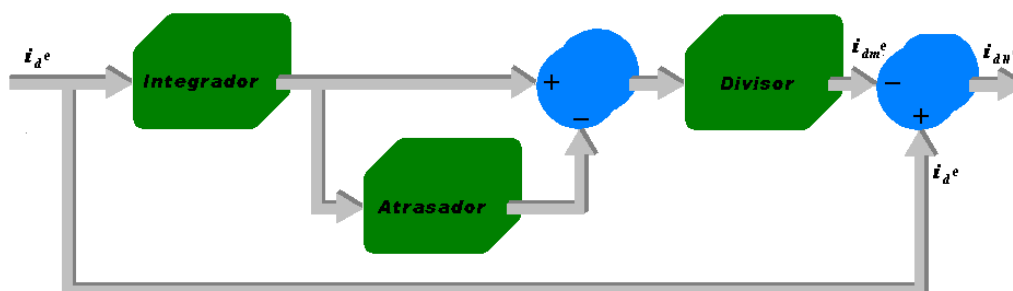


Figura 3.31 – Diagrama de blocos da média móvel.

Para avaliar o desempenho do *FPB* utilizando a média móvel tanto em regime permanente, bem como em transitórios na figura 3.32 está a corrente média no eixo síncrono na saída da média móvel idm_1^e e na saída do *FPB* de 2º ordem idm_2^e .

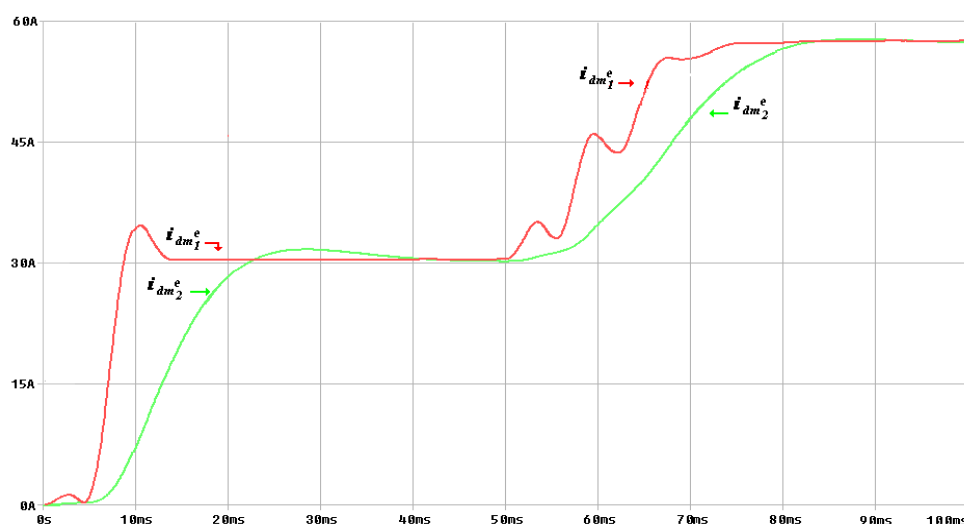


Figura 3.32 – Corrente média na saída da média móvel idm_1^e e na saída do *FPB* de 2º ordem idm_2^e .

Corrente compensada i_{Sa} pelo método *SRF* utilizando a média móvel para extrair as componentes harmônicas e a corrente da carga i_{La} com um degrau em 50 ms estão mostradas na figura 3.33 podemos observar que o transitório da corrente compensada é menor que 1 ciclo.

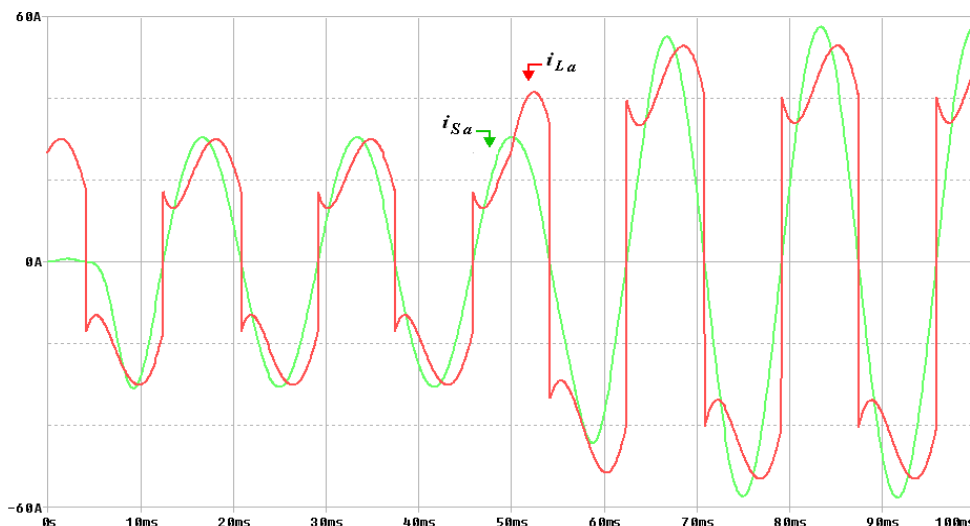


Figura 3.33 – Corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa} .

3.6.3 Implementação do Filtro Média Móvel no Método *SRF* Proposto

A utilização da média móvel no método *SRF* proposto também é possível, pelo fato das componentes a serem filtradas pela média móvel ser múltiplas de uma frequência, porém ao invés de ser $1/6$ do período fundamental será $1/4$ do período fundamental.

A transformação síncrono no método proposto é exatamente igual ao do método original, portanto as regras para mudança de ordem no eixo síncrono são as mesma. Harmônicos de seqüência positiva tem sua ordem decrementada de 1, harmônicos de seqüência negativa terá sua ordem incrementada de 1.

O método proposto é diferenciado pela eliminação da transformada de *Clark* que transforma um sistema trifásico a, b, c em sistema bifásico defasado de 90° $\alpha\beta$ respectivamente como podemos observar na figura 3.35, que é a transformação de *Clark* para a corrente da figura 3.34.

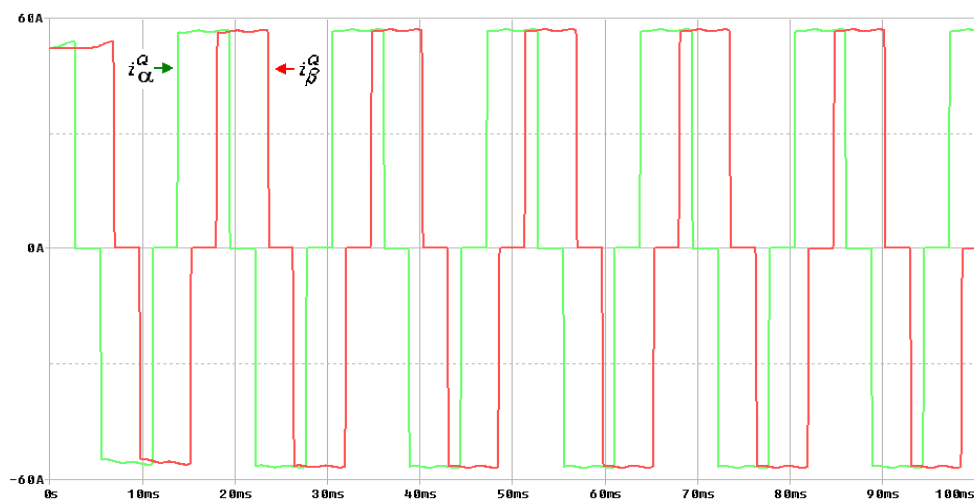


Figura 3.34 – Corrente da carga i_{La} defasada de 90° i_β^a .

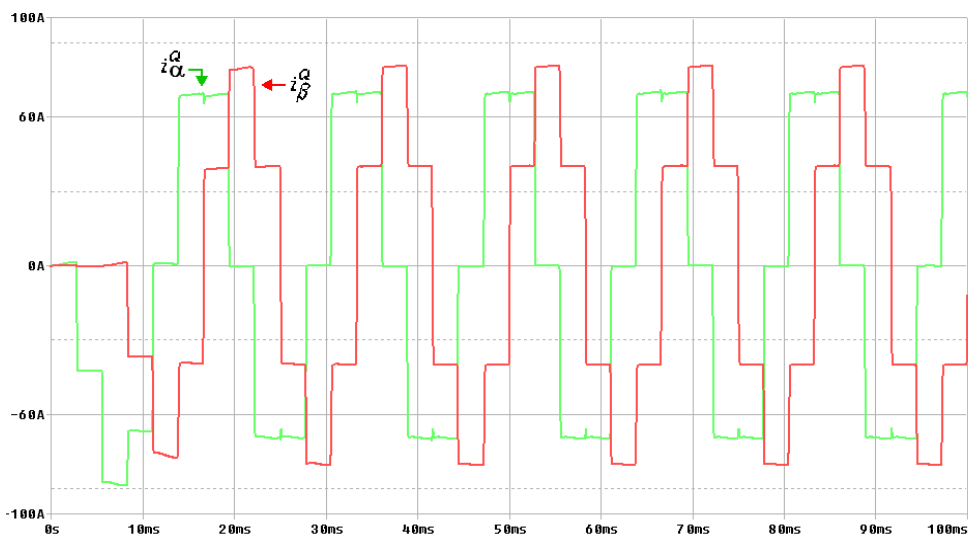


Figura 3.35 – Corrente nos eixos $\alpha\beta$.

Determinando a série de Fourier para a forma de onda da figura 3.34 no eixo β equação (3.23), observamos que os componentes harmônicos são os mesmos da forma de onda no eixo β da figura 3.35, porém com inversão de fase nas componentes de 5° e 7° ordens equação (3.24).

$$i = I. \left[\text{sen } \omega t - \frac{\text{sen } 5\omega t}{5} + \frac{\text{sen } 7\omega t}{7} - \frac{\text{sen } 11\omega t}{11} + \frac{\text{sen } 13\omega t}{13} \dots \right] \quad (3.23)$$

$$i = I. \left[\text{sen } \omega t + \frac{\text{sen } 5\omega t}{5} - \frac{\text{sen } 7\omega t}{7} + \frac{\text{sen } 11\omega t}{11} - \frac{\text{sen } 13\omega t}{13} \dots \right] \quad (3.24)$$

A diferença de ordem harmônica das componentes da corrente no eixo síncrono id^e é justamente por causa dessas diferenças de fase, pelo fato de não utilizar a transformada de *Clark* e somente gerar a corrente no eixo β através de um atraso de 90° na corrente da fase em questão figura 3.36.

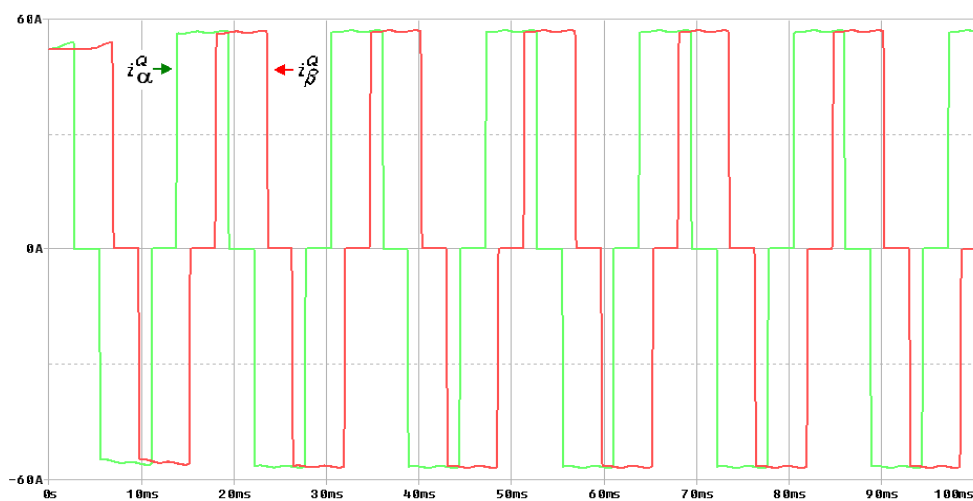


Figura 3.36 – Corrente nos eixos $\alpha\beta$.

O espectro harmônico da corrente no eixo síncrono id^e está apresentado na figura 3.37, a menor frequência passa a ser 240Hz e as outras componentes múltiplas dela, portanto fica definido o período de integração de $1/4$ do período fundamental da frequência do sistema no qual será calculado a média móvel pela equação (3.25).

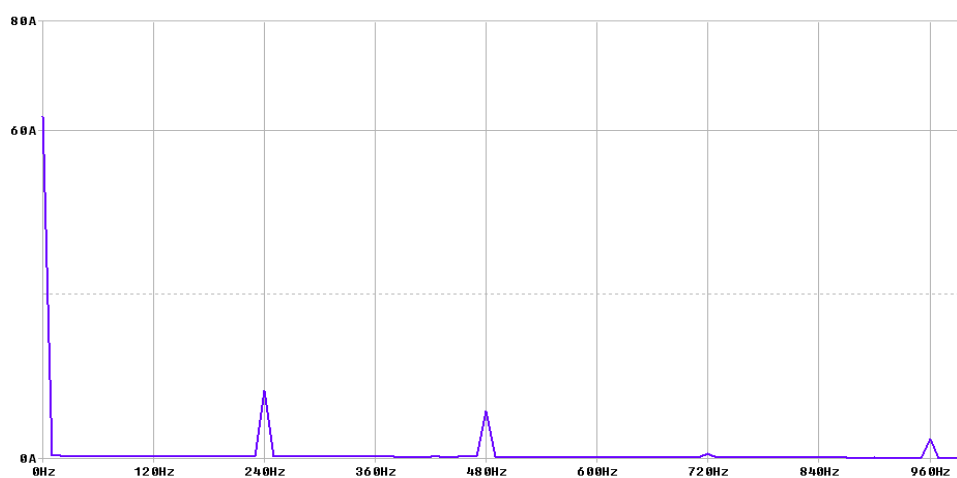


Figura 3.37 – Espectro harmônico da corrente id^e .

$$MédiaMóvel = \frac{4}{T} \int_{t-\frac{T}{4}}^t id \cdot dt \quad (3.25)$$

Comparando a corrente filtrada pela média móvel idm_1^e e pelo *FPB* de 2º ordem no eixo síncrono id^e gerada pelo método *SRF* proposto figura 3.38, notamos que a média móvel filtra totalmente a parcela oscilante presente na corrente id^e , apresentando uma melhora na resposta ao um degrau de carga bem como na partida.

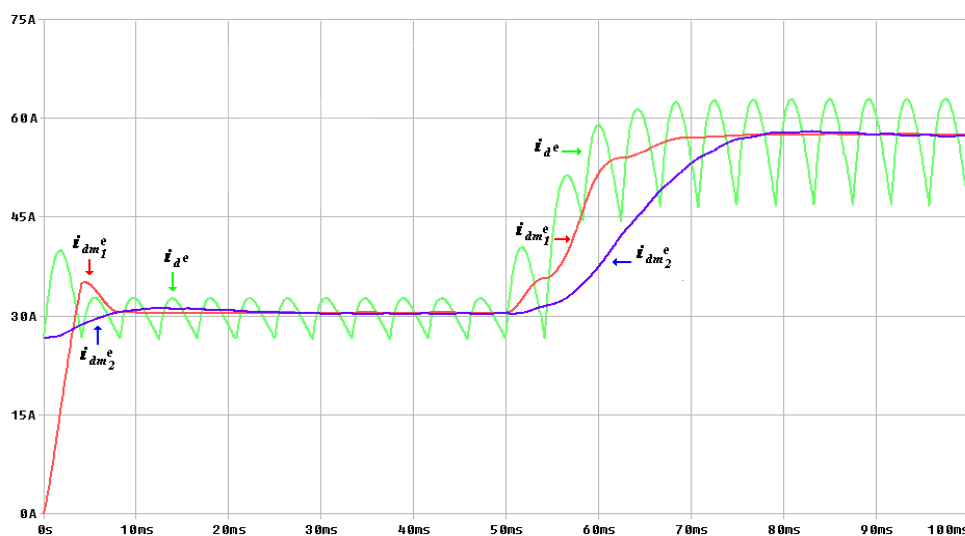


Figura 3.38 – Corrente média na saída da média móvel idm_1^e , na saída do *FPB* de 2º ordem idm_2^e e corrente id^e gerada pelo método *SRF* proposto.

Para melhor visualização do desempenho do método proposto utilizando a média móvel, na figura 3.39 está a corrente id^e gerada pelo método *SRF* proposto filtrada pela média móvel idm_1^e , corrente filtrada pelo *FPB* 2º ordem idm_2^e e a corrente gerada pelo método *SRF* original também filtrada pela média móvel idm_3^e e filtrada pelo *FPB* 2º ordem idm_4^e .

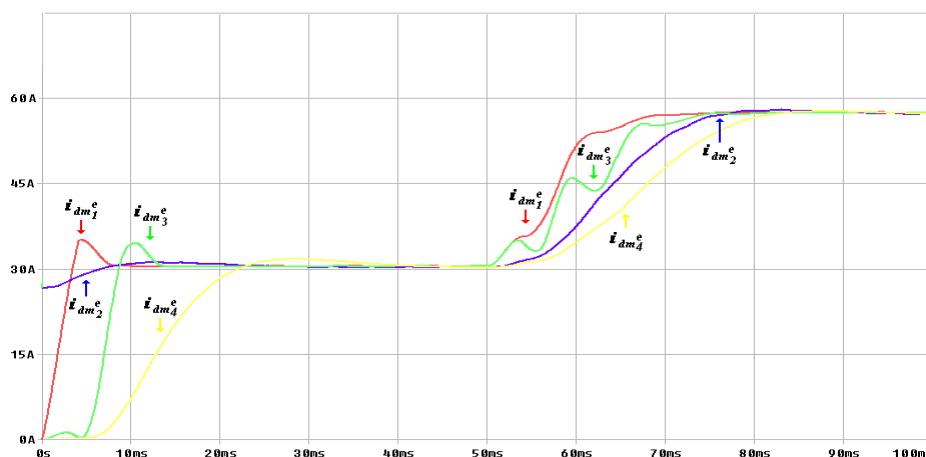


Figura 3.39 – Corrente média na saída da média móvel idm_1^e , na saída do *FPB* de 2º ordem idm_2^e gerada pelo método *SRF* proposto e corrente média na saída da média móvel idm_3^e , na saída do *FPB* de 2º ordem idm_4^e gerada pelo método *SRF* original.

Apesar da média móvel calcular valores médios para um período de integração maior no método *SRF* proposto o desempenho é melhor do que os métodos apresentados anteriormente, justamente pela utilização de um único atraso para gerar correntes de referência individualmente por fase.

Na figura 3.40 está corrente da carga i_{La} com um degrau de carga em 50 ms, bem como a corrente da carga subtraída da corrente de compensação, ou seja, a parcela fundamental da corrente da carga i_{Sa} .

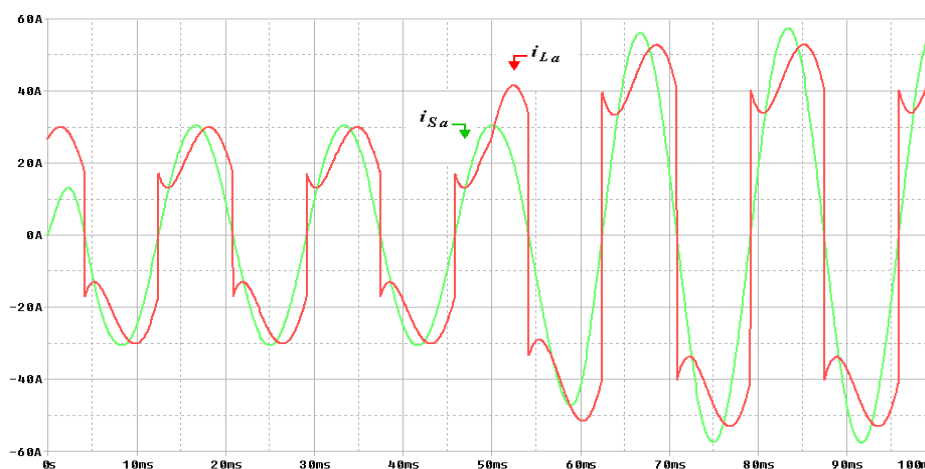


Figura 3.40 – Corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa} .

3.7 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados alguns métodos de compensação de harmônicos a fim de justificar o método que baseamos para obter os compensadores monofásicos. Que pode ser observado através das simulações apresentadas, que a estratégia de compensação proposta baseada no sistema de eixo de referência síncrona (*SRF*) obteve um desempenho satisfatório na eliminação de harmônicos, e uma melhora significativa na resposta dinâmica e apresenta um algoritmo mais simplificado comparado com os outros métodos apresentados. A tabela 3.1 mostra a resposta dinâmica dos métodos de compensação aplicados em sistemas monofásicos estudados e apresentados neste capítulo.

Tabela 3.1

Comparativo da Resposta Dinâmica dos Métodos Aplicados em Sistemas Monofásicos

Método de Compensação	Sensível a Distorção de Tensão	Tempo de resposta ao degrau
Método <i>pq</i> Monofásico	Sim	$\cong 20$ ms
Método <i>SRF</i> Original Individual Por Fase	Não, quando utilizado <i>PLL</i> imune a distorções de tensão	$\cong 25$ ms
Método <i>SRF</i> Proposto	Não, quando utilizado <i>PLL</i> imune a distorções de tensão	$\cong 20$ ms
Método <i>SRF</i> Original Individual Por Fase com Média Móvel	Não, quando utilizado <i>PLL</i> imune a distorções de tensão	$\cong 15$ ms
Método <i>SRF</i> Proposto com Média Móvel	Não, quando utilizado <i>PLL</i> imune a distorções de tensão	$\cong 10$ ms

O método *SRF* sobressai em relação aos outros métodos apresentados, pelo fato da corrente de referência gerada para fazer as devidas compensações não sofrerem influência, da presença de componentes de seqüência negativa e zero e de harmônicos na tensão da rede quando utilizado uma estrutura *PLL* que seja imune a harmônicos de tensão. Tendo como principal contribuição apresentar mais uma alternativa para a melhoria na qualidade de energia elétrica, podendo ser aplicado tanto para sistemas monofásicos e/ou trifásicos.

Capítulo 4: Controle do Filtro Ativo Paralelo Monofásico

4 INTRODUÇÃO

Esta dissertação de mestrado objetiva-se em implementar um *FAP* monofásico de 1KVA, a estrutura será um inversor monofásico em ponte completa *VSI* mostrado no item 2.3.5 que é um inversor de tensão que através de um indutor de acoplamento injeta a corrente desejada na rede. Neste capítulo será apresentado o projeto do capacitor C_{CC} do barramento *CC*, bem como do indutor de acoplamento e filtragem L_f , projeto dos controladores das malhas de tensão do barramento *CC* e de corrente.

O sinal de referência para a malha de controle de corrente será o sinal gerado pelo compensador *SRF* monofásico proposto figura 4.1, o controlador de tensão do barramento *CC* irá gerar um sinal de correção que será somado diretamente no eixo síncrono de tal forma que, conforme a necessidade vai aumentar ou diminuir o fluxo de corrente no inversor controlando proporcionalmente a tensão no barramento *CC*.

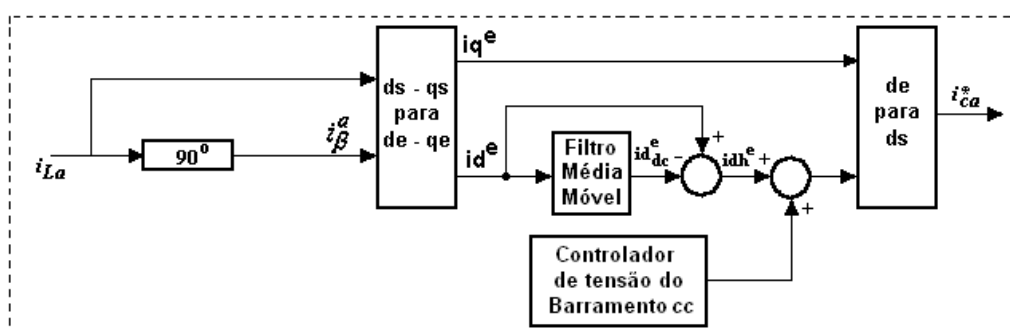


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do compensador a ser implementado.

Para o funcionamento do *FAP* serão necessárias duas malhas fechadas de controle, uma malha de corrente que através de um controlador proporcional e integral (*PI*) que fará o controle da corrente na saída do inversor de tal forma que a mesma siga a corrente de referência gerado pelo método *SRF* proposto figura 4.1, a outra malha de controle será para manter a tensão no barramento *CC* controlada para isso será utilizado um controlador *PI*.

Modelo matemático das estruturas físicas do *FAP* serão apresentadas bem como o projeto dos controladores para a topologia de *FAP* monofásico apresentada na figura 4.2.

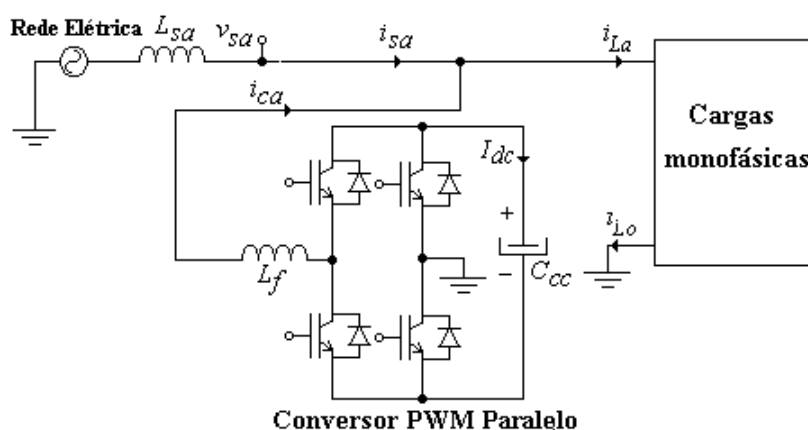


Figura 4.2 – Topologia do Filtro Ativo Paralelo (*FAP*).

4.1 Projeto dos Elementos Passivos do *FAP*

Um *FAP* implementado com a estrutura *VSI* modula uma tensão *CC* através da ponte inversora, essa tensão *CC* é armazenada em um banco de capacitores na literatura existe muito pouco material para referência mas considerando que as chaves utilizadas no inversor devem ser bidirecionais em corrente podemos considerar como sendo um retificador em ponte completa com filtro capacitivo. A carga do capacitor será feita pelos diodos em antiparalelo com as chaves, no semiciclo positivo da rede a carga será como mostra a figura. 4.3(a) no semiciclo negativo da rede figura 4.3(b).

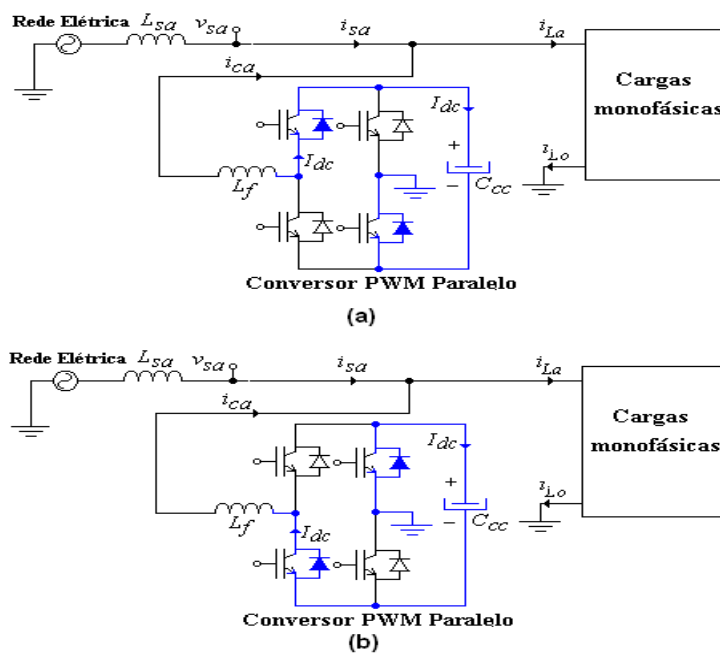


Figura 4.3 – (a) Corrente no inversor no semiciclo positivo da rede, (b) Corrente no inversor no semiciclo negativo da rede.

Dessa forma podemos estimar uma capacitância mínima como sendo um filtro capacitivo de um retificado em ponte completa [29] equação (4.1)

$$C_{CC} = \frac{Q_{carga}}{f_{rede} \cdot (V_{C_{CC}Máx}^2 - V_{C_{CC}mín}^2)} \quad (4.1)$$

A Tensão no barramento CC deve ser no mínimo a tensão de pico da rede elétrica para que o FAP seja capaz de fornecer as mais altas variações de corrente, para projeto do capacitor C_{CC} considerando uma boa margem de segurança a tensão média no barramento CC será de 300V e uma ondulação de 10%, para esses valores obtemos uma capacitância mínima de $C_{CC} = 706,21\mu F$.

O indutor L_f exerce duas funções no FAP fazer o acoplamento do inversor com a rede como citado anteriormente e funciona como um filtro passa baixa de 1º ordem atenuando a ondulação de corrente promovida pelo chaveamento. Quanto maior for essa indutância menor será a ondulação de corrente mas limitada para atender um compromisso com a dinâmica do inversor com isso o indutor foi ajustado através de simulações obtendo $L_f = 5mH$.

4.2 Modelo Matemático da Malha de Corrente do FAP

Considerando o sistema físico como sendo o inversor mais o indutor L_f , na figura 4.4 as funções de transferências estão representadas como $G_i(s)$ do inversor e $G_p(s)$ da planta onde é considerado o indutor de acoplamento mais uma resistência série.

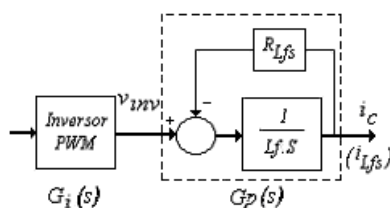


Figura 4.4 – Diagrama de blocos do sistema físico do FAP.

Para facilitar no modelamento podemos considerar o ganho do inversor modulado em largura de pulsos (*PWM*) igual a 1, portando a função de transferência da planta em malha aberta é representada pela equação (4.2).

$$G_p(s) = \frac{1}{L_f \cdot s + R_{L_f}} \quad (4.2)$$

Considerando que a função de transferência de um controlador *PI* $G_{ci}(s)$ é representada pela equação (4.3) e que através de um sensor de corrente na saída do inversor $H_i(s)$ nós podemos fechar a malha de controle de corrente que está apresentada pelo diagrama de blocos da figura 4.5.

$$G_{ci}(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s} \quad (4.3)$$

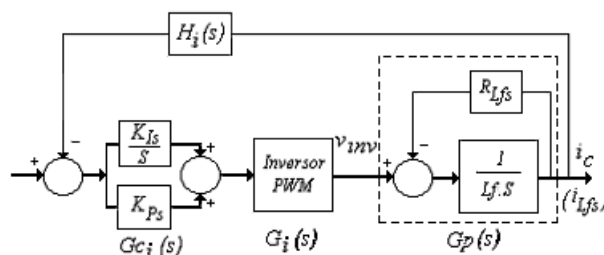


Figura 4.5 – Diagrama de blocos do controle de corrente.

A função de transferência de malha aberta $FTMA_i(s)$ e considerando o ganho de realimentação unitário, a função de transferência em malha fechada $FTMF_i(s)$ são dadas pelas equações (4.4) e (4.5), respectivamente.

$$FTMA_i(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_f \cdot s + R_{Lf}} \quad (4.4)$$

$$FTMF_i(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_f \cdot s^2 + (K_{pi} + R_{Lf})s + K_{ii}} \quad (4.5)$$

O diagrama de blocos do *FAP* operando como fonte de corrente de compensação gerada pelo método descrito no item 3.5 é mostrado na figura 4.6.

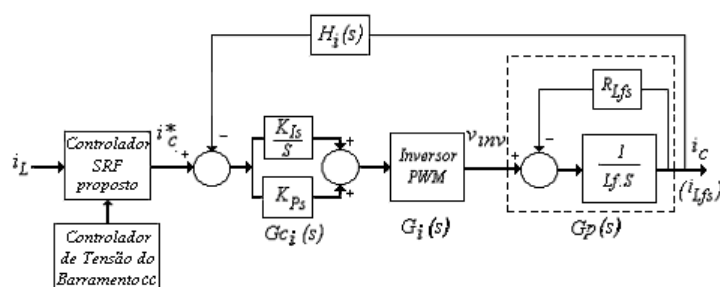


Figura 4.6 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.

4.2.1 Projeto do Controlador *PI* para Malha de Corrente

Para projeto do controlador serão considerados como parâmetros à margem de fase do sistema compensado, bem como a frequência de cruzamento do sistema compensado, para isso será encontrado o ganho proporcional e integral para que o sistema mais o controlador atenda os parâmetros especificados.

A Estabilidade bem como o amortecimento do sistema está relacionado com a margem de fase ϕ_d , ou seja, maior ϕ_d mais amortecido será o sistema. Para sistemas chaveados a margem de fase deve ficar entre 45° e 90° [30, 31].

O tempo de resposta do sistema é dependente da frequência de cruzamento ω_c , para que o tempo de resposta seja menor, maior será ω_c . A limitação de ω_c está justamente na frequência de chaveamento para que as ondulações introduzida pelo

chaveamento não interfira no controle, portanto é recomendado que ω_c fique entre um quarto e um décimo da frequência de chaveamento [33].

Os ganhos proporcional e integral do controlador são obtidos pelas equações (4.6) e (4.7) respectivamente.

$$K_p = M_c \cdot \tan \phi_c \quad (4.6)$$

$$K_i = -K_p \cdot \omega_c \cdot \tan \phi_c \quad (4.7)$$

Onde M_c é o módulo do controlador na frequência de cruzamento desejada ω_c e ϕ_c é a margem de fase que o controlador deve possuir na frequência de cruzamento desejada ω_c equação (4.8) de tal forma que o sistema fique com a margem de fase desejada.

$$\phi_c = \phi_d - (\phi_g + 180^\circ) \quad (4.8)$$

Através de uma rotina no *MATLAB* para efetuar esse procedimento descrito, tendo como parâmetros os dados da planta $L_f = 5mH$, $R_{L_f} = 0,05\Omega$ e frequência de chaveamento $f_s = 20KHz$ podemos ajustar ω_c e ϕ_d através de simulações para que o sistema apresente a características desejadas.

Na figura 4.7 está a resposta em frequência do sistema em malha fechada pode ser observado que o ganho se mantém em **0 dB** e que a frequência de corte está em torno de $2,38KHz$ o que mostra que a frequência de cruzamento do sistema compensado ω_c está entre os limites indicado e que a margem de fase está em 45° . Para essa resposta em frequência os ganhos do controlador *PI* são $K_{pi} = 66,66\Omega$ e $K_{ii} = 6872,2\Omega/s$.

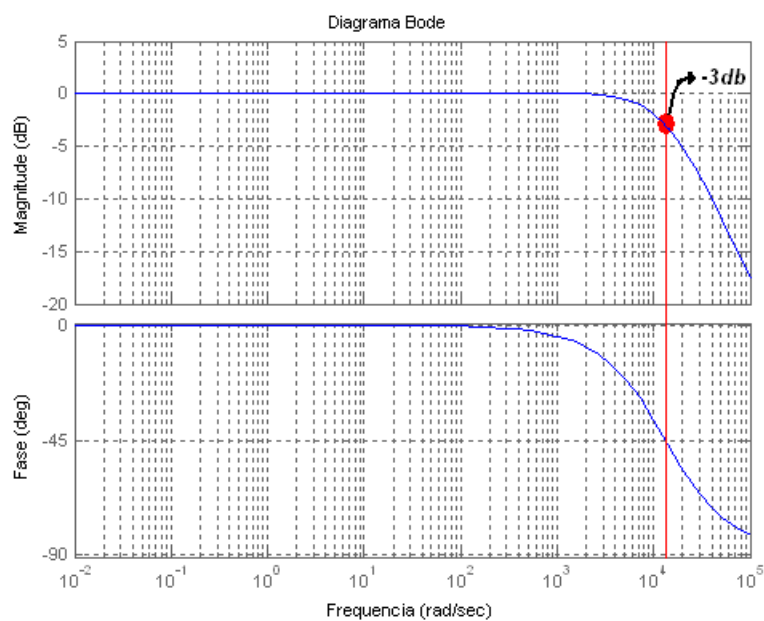


Figura 4.7 – Resposta em frequência do *FAP* módulo e a fase respectivamente.

A resposta a um degrau unitário está apresentada na figura 4.8 que apresenta pouca sobre elevação e baixo tempo de resposta.

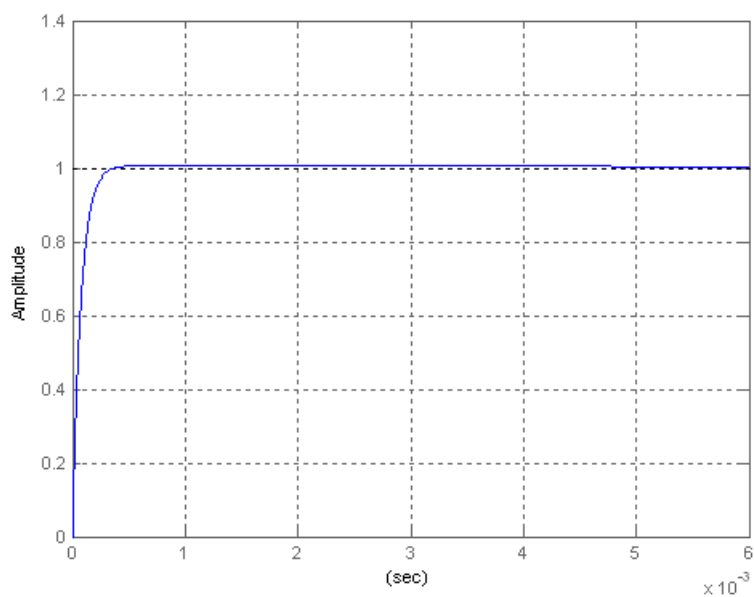


Figura 4.8 – Resposta ao um degrau unitário.

4.3 Modelo Matemático da Malha de Tensão CC do FAP

A malha de tensão CC é responsável em manter constante e no valor de referência da tensão no barramento CC do filtro ativo que será o valor médio da tensão no qual foi projetado o banco de capacitores 300V. Para que a malha de tensão não distorça a referência gerada pelo compensador ela teve ter uma ação lenta e atuar somente na amplitude da corrente de referência, de modo que o filtro ativo determine o fluxo de potência ativa no sistema e conseqüentemente no filtro ativo compensando a perdas e mantendo constante a tensão CC [14, 32].

Sabendo então que a tensão no barramento CC depende da corrente no inversor e da dinâmica do barramento CC na figura 4.9 está o diagrama de blocos que representa a malha de tensão.

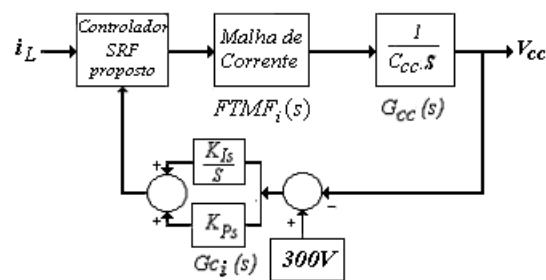


Figura 4.9 – Diagrama de blocos da malha de tensão.

Considerando que a malha de corrente é rápida em relação a malha de tensão e para facilitar o modelamento adotamos o ganho de $FTMF_i(s) = 1$ a função de transferência da malha de tensão em laço aberto $FTMA_v(s)$ é apresentada na equação (4.9) e de malha fechada $FTMF_v(s)$ equação (4.10).

$$FTMA_v(s) = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{C_{cc} \cdot s} \quad (4.9)$$

$$FTMF_v(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{C_{cc} \cdot s^2 + K_{pv} \cdot s + K_{iv}} \quad (4.10)$$

4.3.1 Projeto do Controlador *PI* para Malha de Tensão

Para projeto do controlador serão considerados como parâmetros à margem de fase do sistema compensado, bem como a frequência de cruzamento do sistema compensado, para isso será encontrado o ganho proporcional e integral para que o sistema mais o controlador atenda os parâmetros especificados. O procedimento bem como o equacionamento é igual aos descritos no item 4.2.1.

Os parâmetros para projeto será o capacitor $C_{CC} = 706,21\mu F$ e a frequência do sistema será a frequência da ondulação da tensão no barramento *CC* que por analogia ao um retificador monofásico em ponte completa é $f_s = 120Hz$.

Os ganhos proporcional e integral obtidos para o controlador da malha de tensão são respectivamente $K_{pv} = 0,0944\Omega$ e $K_{iv} = 0,0264\Omega/s$. A resposta em frequência para o sistema compensado com esse ganhos está na figura 4.10, podemos observa pela linha vermelha que está na frequência de cruzamento ω_c está em torno de 1/8 de $f_s = 120Hz$ e que o ganho está em 0 db para as frequência abaixo de ω_c .

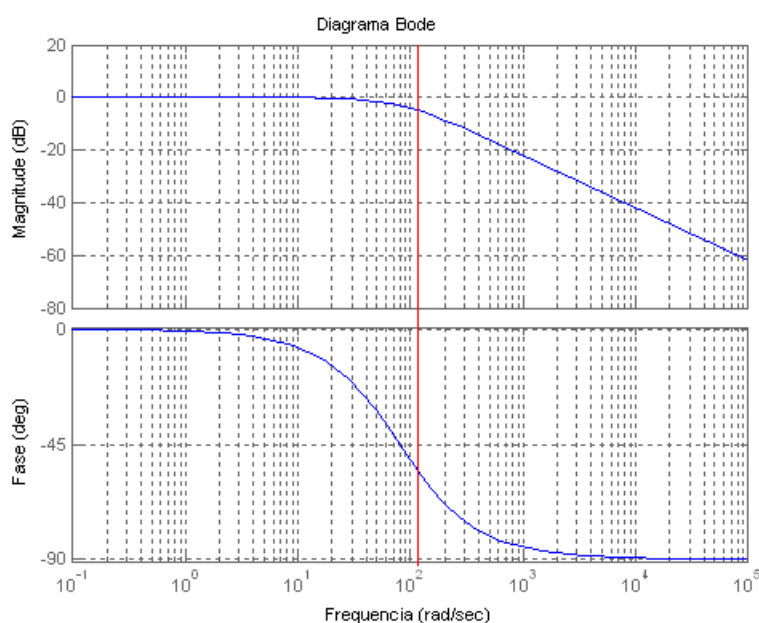


Figura 4.10 – Resposta em frequência do sistema compensado.

A resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada está na figura 4.11.

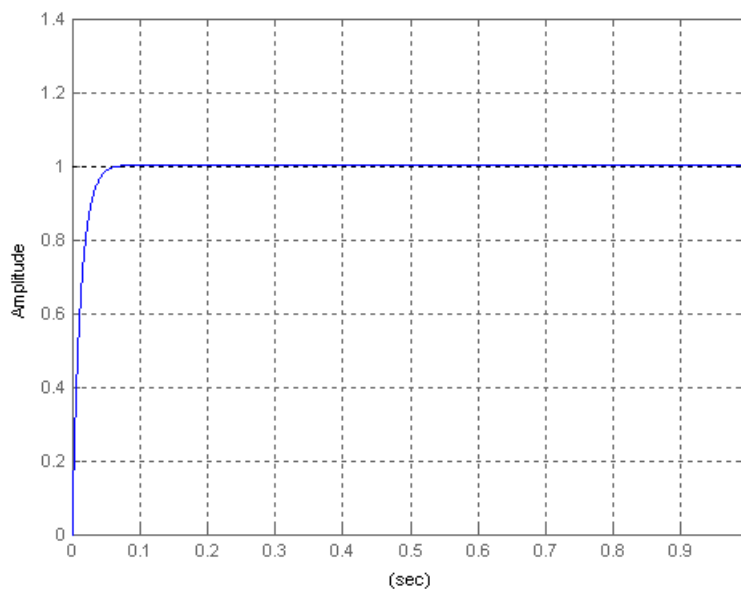


Figura 4.11 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada.

4.4 Conclusões

O projeto dos elementos passivos do *FAP* foi apresentado, bem como o modelo matemático das malhas a ser implementada a fim de obter parâmetros para elaboração dos projetos dos controladores.

As simulações apresentadas tanto para a malha de corrente bem como para malha de tensão mostra que as respostas em frequência e para um degrau unitário das duas malhas compensadas estão entre os limites recomendados nos trabalhos encontrados na literatura.

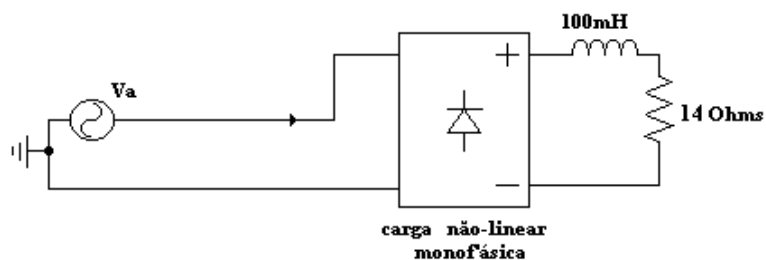


Figura 5.2 – Carga não linear monofásica.

A corrente da carga i_{La} está apresentada na figura 5.3 a corrente drenada da rede i_{Sa} porém multiplicada por 10 para facilitar a visualização, bem como, a tensão da rede v_{Sa} estão apresentadas na figura 5.4 seu espectro harmônico está na figura 5.5 juntamente com o espectro harmônicos da corrente da carga i_{La} .

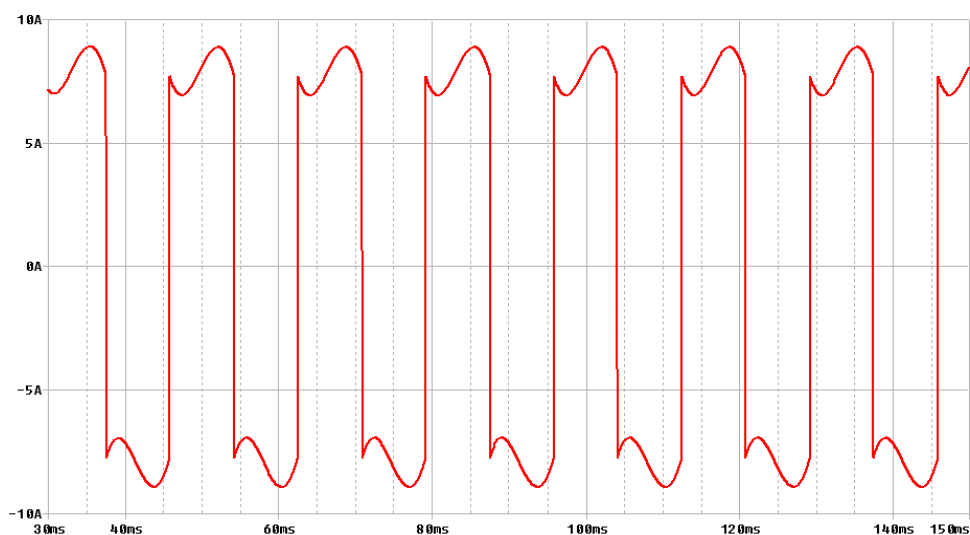


Figura 5.3 – Corrente da carga i_{La} .

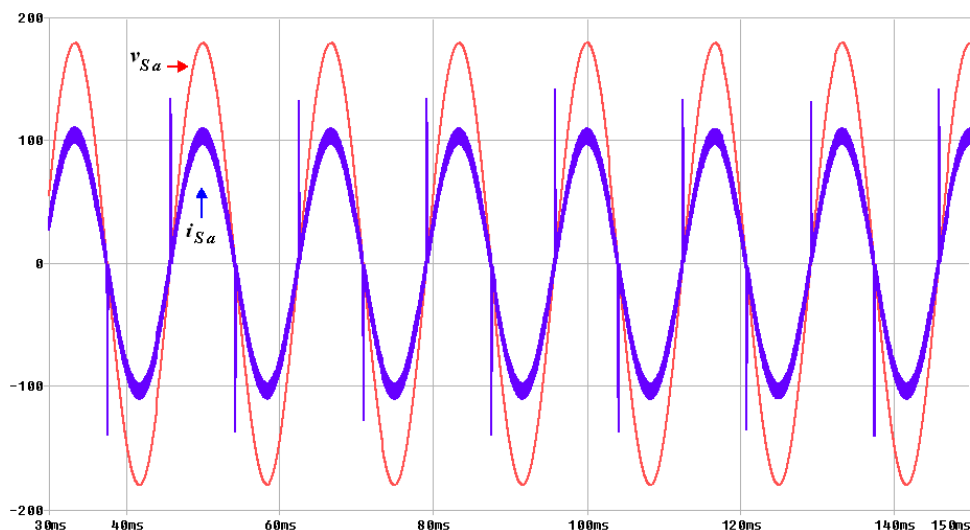


Figura 5.4 – Corrente da rede i_{Sa} e tensão da rede v_{Sa} .

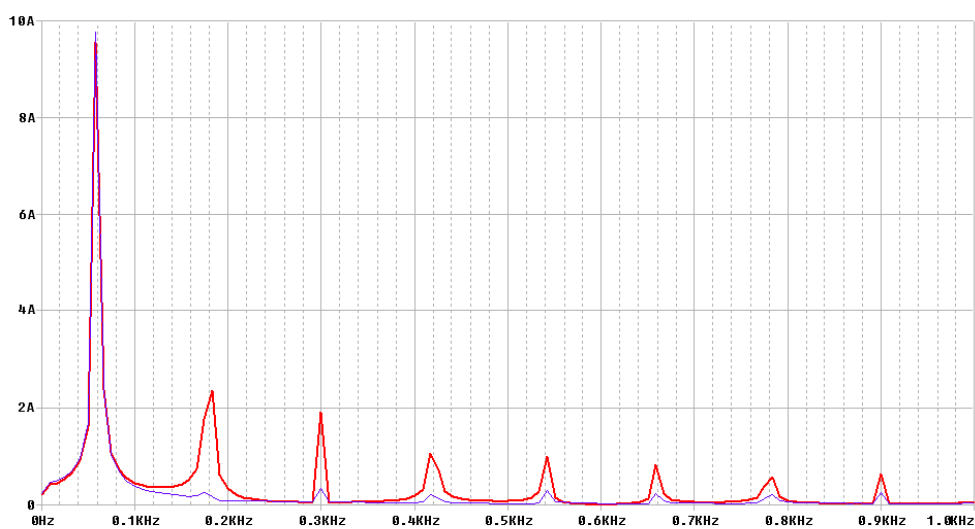


Figura 5.5 – Espectro harmônico da corrente da carga i_{La} e da corrente da rede i_{Sa} .

Pode-se observar que a corrente da rede está perfeitamente em fase com a tensão da rede, a redução do conteúdo harmônico pode ser observada na figura 5.5 onde, a linha azul é o espectro harmônico da corrente compensada e a linha vermelha é o espectro da corrente da carga.

Na figura 5.6 está a corrente na saída do inversor i_{ia} linha verde acompanhando a corrente de referência para a compensação da carga da figura 5.2 gerada pelo compensador SRF proposto linha vermelha, pode-se observar quando a uma variação

abrupta da corrente de referência a corrente na saída do inversor i_{ia} não acompanha devido a dinâmica causado pelo indutor de acoplamento L_f causando picos na passagem por zero da corrente na rede i_{Sa} observado na figura 5.4 e 5.7.

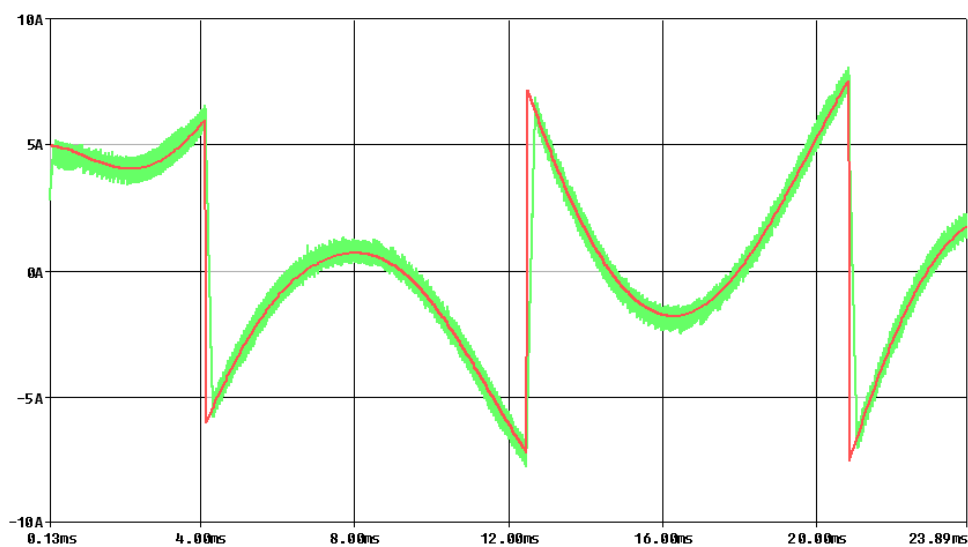


Figura 5.6 – Corrente da saída do inversor i_{ia} e corrente de referência.

A partida do sistema bem como a resposta a um degrau de carga em 50 mili segundos pode ser vista na figura 5.7.

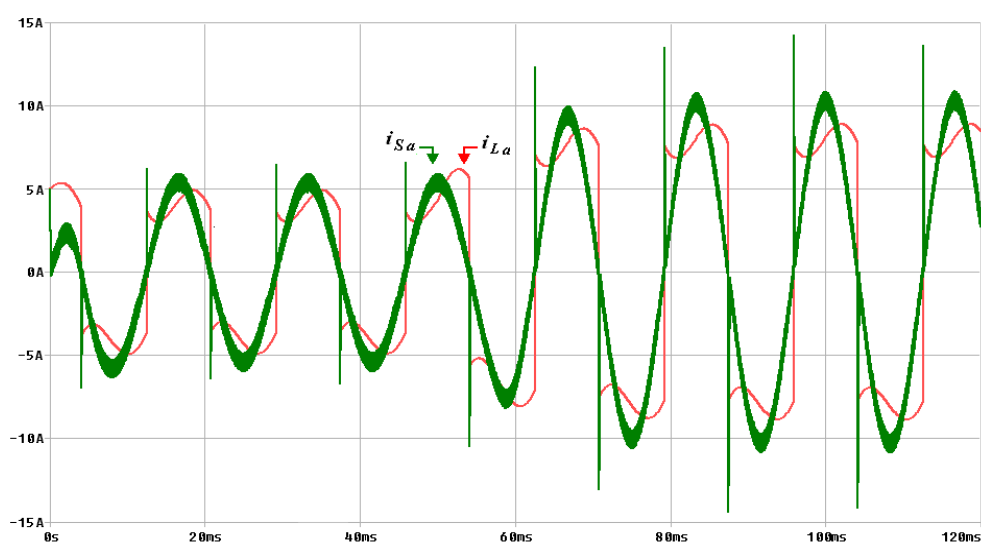


Figura 5.7 – Corrente da carga i_{La} e corrente drenada da rede i_{Sa} .

Foi considerado um caso mais crítico também, um sistema da figura 5.8 com tensão distorcida pela presença de 5° e 7° harmônicos figura 5.9 pelo fato dessas harmônicas interferirem na passagem por zero da tensão introduzindo mais variações bruscas na corrente da carga i_{La} figura 5.9.

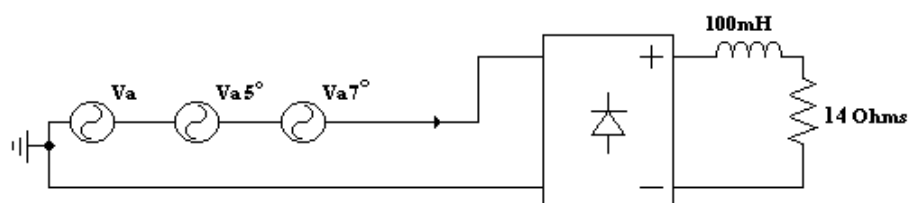


Figura 5.8 – Tensão distorcida alimentando carga não linear.

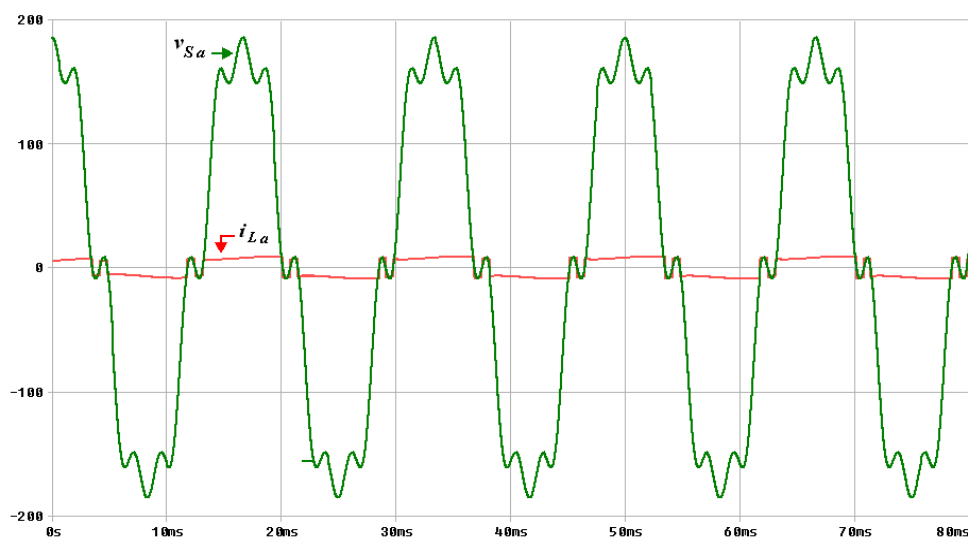


Figura 5.9 – Tensão da rede v_{Sa} e corrente da carga i_{La} .

A corrente fornecida pela fonte i_{Sa} do esquema da figura 5.8 está apresentado na figura 5.10.

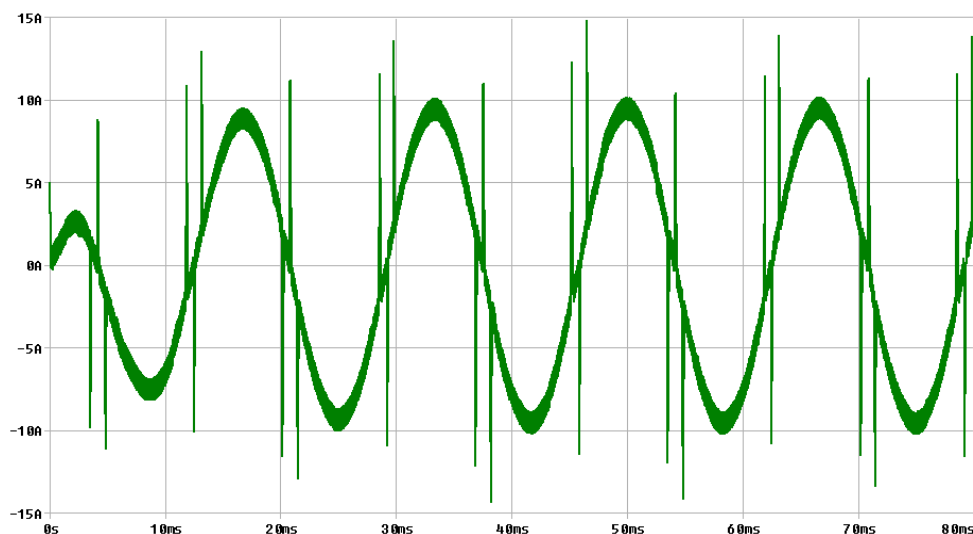


Figura 5.10 – Corrente fornecida pela rede i_{Sa} .

Para análise do controle da tensão do barramento CC bem como do projeto do banco de capacitor na figura 5.11 está a corrente da carga i_{La} e a corrente fornecida da rede i_{Sa} e a tensão no barramento CC v_{cc} para isso foi considerado para o capacitor, uma tensão de condição inicial de 300V, no momento que inicia a simulação é observado o controle CC atuando.

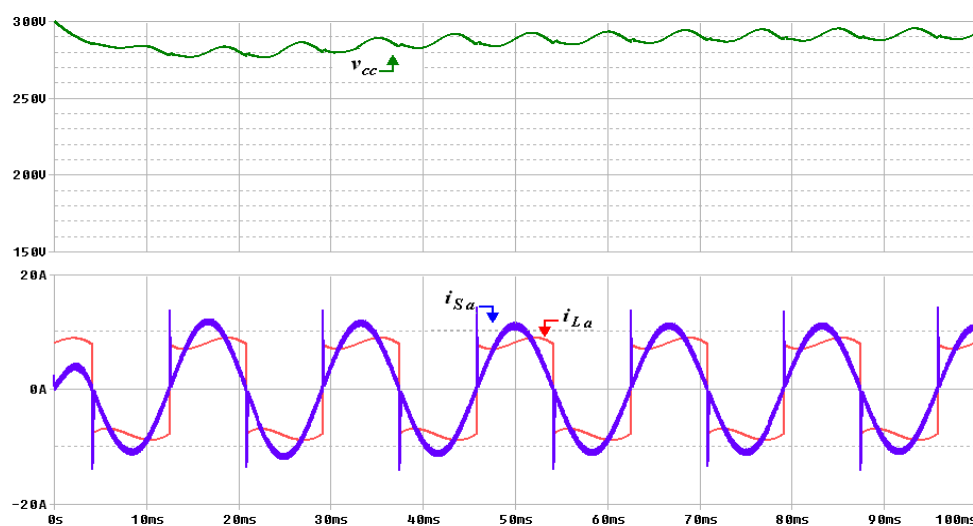


Figura 5.11 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada

i_{Sa} .

A simulação apresentada na figura 5.12 está a tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e a corrente da rede i_{Sa} para o sistema iniciando com 50% da carga e no instante de 50 ms foi dado um degrau de carga.

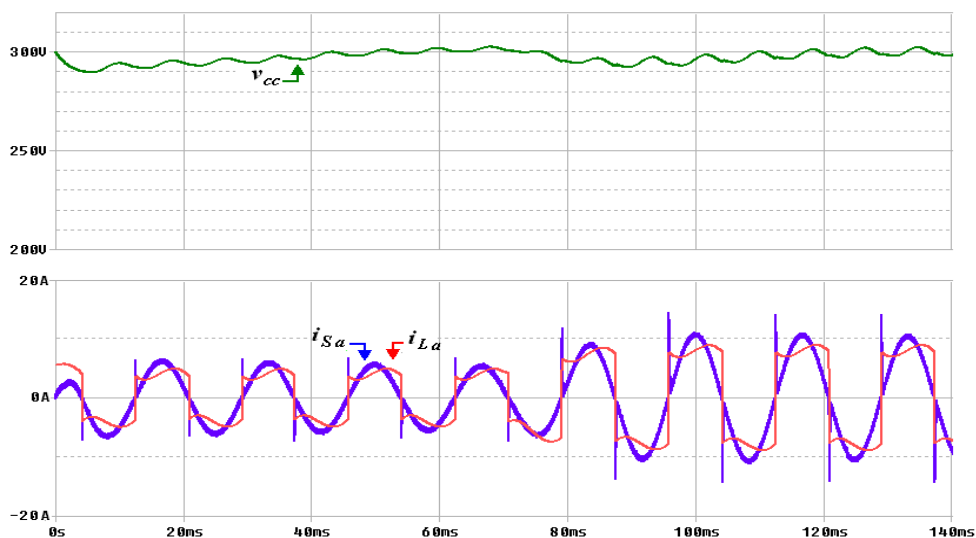


Figura 5.12 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada

$$i_{Sa}.$$

Considerando agora o inverso da simulação apresentada anteriormente, agora é iniciado com 100% da carga no instante de 50 ms a uma redução da carga de 40% podendo notar que o controle da tensão atua com rapidez fazendo com que haja uma sobre elevação na tensão v_{cc} de apenas 2% da tensão de referência e sem distorcer a corrente compensada figura 5.13.

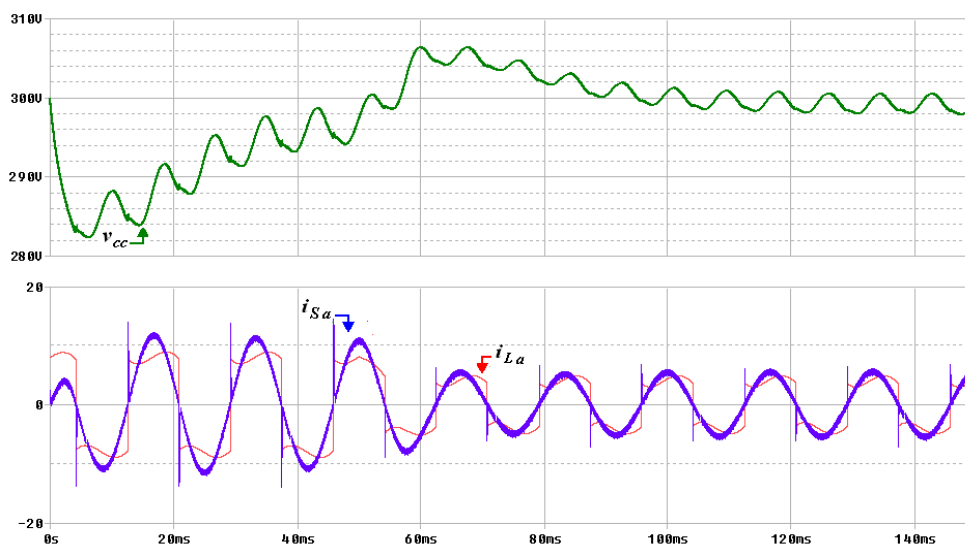


Figura 5.13 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada

i_{Sa} .

Foram feitos testes com o sistema alimentando uma carga puramente resistiva e alimentado por tensão senoidal, teoricamente a corrente da rede deveria ser igual a corrente da carga pelo fato do FAP não processar potência ativa no entanto elas são diferentes justamente pelo fato do controle de tensão CC estar atuando compensando as perdas e mantendo a carga no banco de capacitores. Na figura 5.14 está a tensão v_{cc} , corrente da rede i_{Sa} e a corrente da carga i_{La} para essa condições.

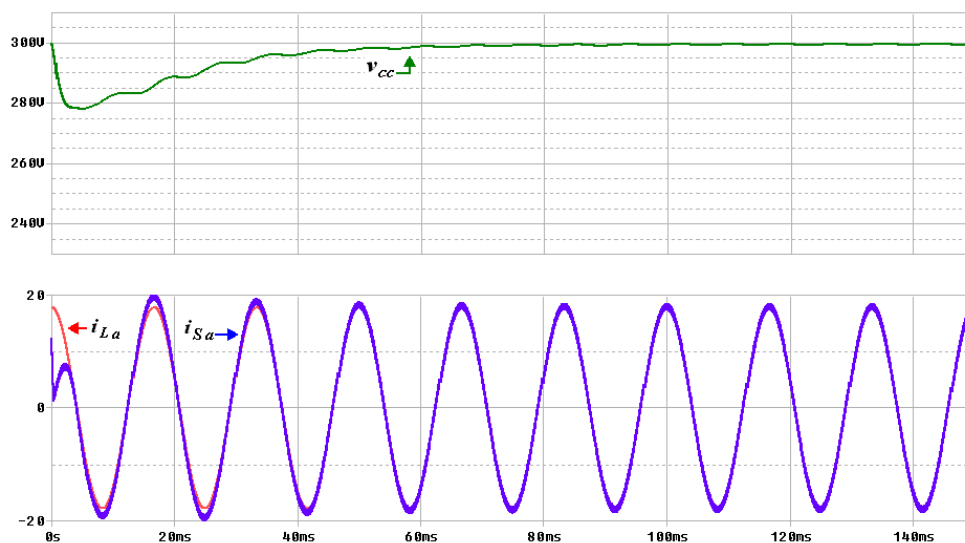


Figura 5.14 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada

$$i_{Sa}.$$

Para uma melhor análise em regime permanente foi considerado um tempo de simulação maior onde estão apresentadas a tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada i_{Sa} figura 5.15, um detalhe que deve ser ressaltado é o tempo de resposta para a acomodação da tensão v_{cc} apresentando resultado muito parecido com o obtido no projeto do controlador exposto no item 4.3.1 figura 4.11.

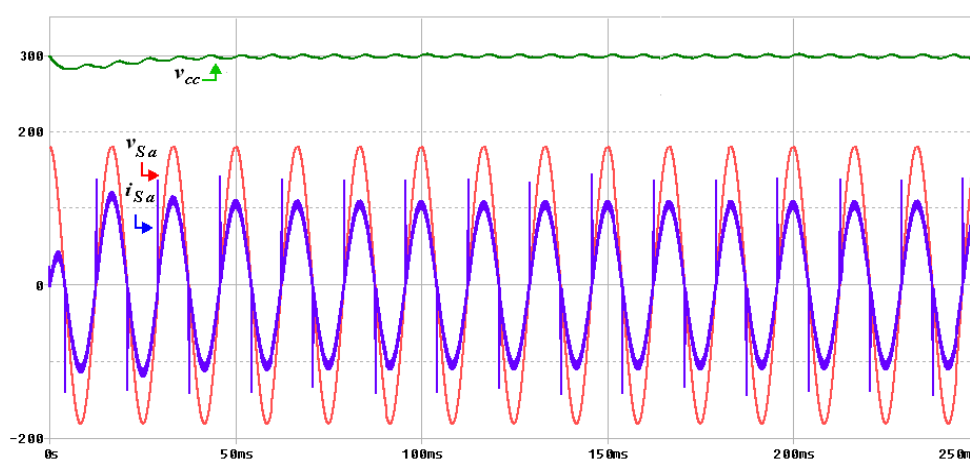


Figura 5.15 – Tensão no barramento CC v_{cc} , corrente da carga i_{La} e corrente compensada

$$i_{Sa}.$$

5.2 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas simulações do *FAP* monofásico atuando na compensação de reativos e harmônicos gerados por cargas não lineares. O método proposto utilizado para gerar as referências de corrente e fazer as compensações foi o método baseado no sistema de referência síncrona proposto no item 3.5.

O controle da tensão no barramento *CC* através do método proposto apresentou resultados satisfatórios atuando na amplitude da parcela fundamental da corrente da rede.

Os controladores das malhas de corrente bem como da malha de tensão *CC* foram projetados de tal forma que atendeu a necessidade como pode ser visto nas simulações apresentadas.

Capítulo 6: CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1 Conclusões

As topologias inversoras utilizadas para filtragem ativa de potência foram estudadas e apresentadas às características principais de cada modelo, justificando a escolha do sistema implementado nas simulações, que foram mostradas no capítulo 5. Sua implementação e simulações com os algoritmos para a compensação ativa de potência individual por fase ou monofásica, que é o objetivo principal deste trabalho, foram feitas no item 3 a fim de comprovar a eficiência do método proposto.

Através das simulações pôde-se avaliar bem o desempenho tanto em relação ao algoritmo utilizado e ao sistema como um todo. Foram apresentadas diversas simulações em condições adversas possibilitando avaliar o método proposto e o projeto de controle do *FAP*.

Utilizando método de compensação individual para cada fase, apresentado neste trabalho, a compensação é feita individualmente por fase podendo ser aplicada em sistemas monofásicos e/ou trifásicos, considerando os reativos e os harmônicos da corrente de carga de forma a obter um fator de potência próximo de um e baixa *TDH* da corrente fornecida pelo sistema elétrico. Apresentando mais uma alternativa para a melhoria na qualidade de energia elétrica em sistemas monofásicos de baixa potência.

6.2 Proposta de Continuidade

- 1 Construir um protótipo de um *FAP* monofásico para validação experimental dos resultados obtidos em simulações computacionais.
- 2 Estudar estruturas *PLL* monofásicas, projetar e implementar através de software a estrutura *PLL* que será utilizada na implementação do protótipo experimental.

6.3 Publicação

Como produto deste trabalho foi submetido e aceito no congresso internacional da área de eletrônica de potência Power Electronics Specialist Conference – IEEE/PESC’2007. “Dynamic Response Improvement of a Three-Phase Line Interactive UPS System with Active Power Line Conditioning”.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Kamran, F. and Habetler, T., "A Novel On-Line UPS with Universal Filtering Capabilities," IEEE/PESC'95, pp. 500-506, 1995.
- [2] Silva, S. A. O., Donoso-Garcia, P. F., Cortizo, P. C. and Seixas, P. F., "Performance Analysis of Three-Phase Line-Interactive UPS System with Active Power-Line Conditioning," IEEE/IECON, 2003.
- [3] BARBI, Ivo & SOUZA, Alexandre Ferrari – Retificadores de Alto Fator de Potência – Publicação Interna – Florianópolis, 1996.
- [4] IEC 1000-3-2 International Std, "International Electrotechnical Commission", Geneva Switzerland, 1998.
- [5] IEC 1000-3-4 International Std, "International Electrotechnical Commission", Geneva Switzerland, 1998.
- [6] IEEE Std. 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," June 1992.
- [7] Peng, Fang Z; Akagi, Hiromufi. "A new approach to Harmonic Compensation in Power System: A Combined System os Shunt Passive and Series Active Filter". IAS Annual Meeting Article, 1998
- [8] Peng F. Z., Akagi H. and Nabae A., "Compensation Characteristics of a Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol 29, nº 1, January/February 1993.
- [9] Aredes, M., Häfner, J. e Heumann, K. "A Combined Séries and Shunt Active Power Filter", Proceedings of the IEEE/KTH Stockholm Power Tech Conf., Vol. PE, Stockholm, pp. 237-242.
- [10] Fugita, H. and Akagi, H., "The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of SeriesActive Filters and Shunt Active Filters", IEEE/PESC'96, pp. 494-501, 1996.
- [11] Ribeiro, S. H. J., Martins, J. S., Afonso, J. L., "Avaliação de Diferentes Técnicas de Análise de Sistemas Eléctricos Com Formas de Onda Não-Sinusoidais", IV SBQEE, 2001.
- [12] Silva, S. A. O., "Sistemas de Energia Ininterrupta Line Interactive Trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela", Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, CPDEE-UFMG, Belo Horizonte, Brasil, 2001.
- [13] Silva, S. A. O., "Qualidade de Energia em Sistemas Eléctricos" Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Publicação Interna, I CEACP, 2004.

- [14] Pottker, F., “Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos”, Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Instituto de Eletrônica de Potência, UFSC, Florianópolis, Brasil, 2000.
- [15] Oliveira A. H., Magnon V., Bianchin C. G., “Aplicação de Tecnologia de Filtragem Ativa para Melhoria da Qualidade de Energia Elétrica em Baixa Tensão” II Citenel, pp. 853-856, 2003.
- [16] Elged O. I., “Introdução à Teoria de Sistemas de Energia Elétrica,” McGrawhill do Brasil, 1976.
- [17] E. Watanabe, R. Stephan “Potência Ativa e Reativa Instantânea em Sistemas Elétricos com Fontes e Cargas Genéricas”, SBA, pp. 253-263, 1991.
- [18] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Akira “Instantaneous Reactive Power Compensators Switching Devices Without Energy Storage Components”, IEEE, pp. 825-830, 1989.
- [19] Microsim – Circuit Analysis Software, “Microsim Pspice & Basics”, 1997.
- [20] J. Liu, J. Yang, Z. Wang, “A New Approach For Single-Phase Harmonic Current Detecting and its Application in a Hybrid Active Power Filter”, IEEE/IECON, pp. 849-854, 1999.
- [21] M. T. Haque, “Single-Phase PQ Theory for Active Filters”, IEEE/TENCON, pp. 1941-1944, 2002.
- [22] S. Bhattacharya, D. M. Divan and B. B. Banerjee, “Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter”, EPE’91, Vol. 3, pp. 30-35, 1991.
- [23] Silva, S. A. O., Modesto, R. A., “Active Power Line Compensation Applied to a Three-Phase Line Interactive UPS System Using SRF Method”, IEEE/PESC, pp. 2358-2362, 2005.
- [24] L. E. Borges da Silva, E. H. Takauti, G. Lambert Torres, V. F. da Silva, J. Haddad, L. E. de Oliveira “Desenvolvimento e Implantação de um Filtro Ativo de Potência”, II Citenel, pp. 879-884, 2003.
- [25] Modesto, R. A., Silva, S. A. O., “Método de Compensação Ativa de Potência Série e Paralela Aplicado a Sistemas de Energia Ininterrupta Line Interactive Trifásico”, IX Seminário de Iniciação Científica e Tecnológica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, pp. 187-192, 2004.
- [26] K. Ogata, Engenharia de Controle Moderno. Pearson Brasil, 4^o ed., 2003.
- [27] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1989.

- [28] Steven W. Smith, "The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing", California Technical Publishing, 1997.
- [29] Treviso C. H. G., "Eletrônica de Potência", Universidade Estadual de Londrina.
- [30] Barbi, I., "Projetos de Fontes Chaveadas". Universidade Federal de Santa Catarina, INEP, 2002.
- [31] BARBI, Ivo. Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.
- [32] Soares, V., Verdelho P., Marques, G. D., "Active Power Filter Control Circuit based on the Instantaneous Active and Reactive Current i_d - i_q Method", IEEE/PESC, pp. 1096-1101, 1997.
- [33] Silva, S. A. O., Donoso-Garcia, P. F., Cortizo, P. C. and Seixas, P. F., "A Line-Interactive Ups System Implementation With Series-Parallel Active Power-Line Conditioning For Three-Phase, Four-Wire Systems," XIV CBA, 2002.