

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**COMPORTAMENTO DO CONDICIONADOR ATIVO DE POTÊNCIA  
EM SISTEMAS DESEQUILIBRADOS E DISTORCIDOS:  
UM SISTEMA COMBINADO ENTRE FILTROS ATIVOS SÉRIE E  
FILTROS PASSIVOS PARALELOS**

**Carlos Henrique da Silva**

***DISSERTAÇÃO DE MESTRADO***

**Itajubá – MG.  
Brasil  
2005**

**COMPORTAMENTO DO CONDICIONADOR ATIVO DE POTÊNCIA  
EM SISTEMAS DESEQUILIBRADOS E DISTORCIDOS:  
UM SISTEMA COMBINADO ENTRE FILTROS ATIVOS SÉRIE E  
FILTROS PASSIVOS PARALELOS**

**Dissertação apresentada ao  
Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica da UNIFEI  
como requisito parcial para obtenção  
do título de mestre em Engenharia Elétrica.**

**Área de Concentração:**  
Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

**Orientador:** Prof. Dr. Valberto Ferreira da Silva.  
**Co-Orientador:** Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva.

**Itajubá – MG  
Brasil  
2005**

## **Dedicatória**

*Aos meus pais, Carlos e Cleusa, pelo amor incondicional, apoio irrestrito, carinho, amizade, incentivo, paciência e por sempre acreditarem no meu trabalho. Pelas orações, pela fé em Deus e por terem sido sempre meus patrocinadores oficiais sem os quais este trabalho não poderia ter sido concluído em sua plenitude. Dedico a vocês, meus pais, e agradeço por estarem sempre presentes, pela atenção, preocupação e por compreenderem e perdoarem a minha ausência;*

## **AGRADECIMENTOS**

*A Deus, engenheiro do universo, pela possibilidade de realizar este trabalho e tê-lo concluído;*

*As minhas irmãs, Cibele e Camila, pela amizade, carinho, atenção e pelos momentos essenciais de descontração e também os meus “pseudo-irmãos”, Alisson e Mario;*

*Aos meus familiares e amigos familiares pela presença constante em nossa vida;*

*Aos meus sempre amigos, Leandro Magno, Lidiane, Thelmo, Ricardo, Pelúcia e Karina;*

*Aos meus grandes novos amigos, Luiz, Fernando, Fabrício, Marco, Thiago, Tales, Zé, D. Maria, Marcelo, Vanessa e Flavio, pela efetiva contribuição neste trabalho, amizade e prestatividade e por inúmeras vezes alugarem seus ouvidos aos meus “desequilíbrios harmônicos” e tornarem este mestrado um momento alegre, engraçado e descontraído;*

*Ao povo brasileiro e a CAPES pelo apoio financeiro;*

*Um agradecimento especial ao Prof. Valberto, pelo interesse, apoio, parceria, por sua atenção, amizade, pelas oportunidades criadas, confiança e estímulo;*

*Ao Prof. Luiz Eduardo, por sua prestativa colaboração.*

<b>SUMÁRIO</b> .....	i
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	iv
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	viii
<b>LISTA DE ABREVIATURAS</b> .....	ix
<b>RESUMO</b> .....	1
<b>ABSTRACT</b> .....	2
<b>CAPÍTULO 1</b> .....	3
<b>INTRODUÇÃO</b> .....	3
<b>CAPÍTULO 2</b> .....	5
<b>FILTRO ATIVO SÉRIE - ESTADO DA ARTE</b> .....	5
2.1 - Introdução.....	5
2.2 - Histórico.....	6
2.3 - O Circuito de Controle.....	9
2.4 - Conclusões do Capítulo.....	9
<b>CAPÍTULO 3</b> .....	12
<b>O FILTRO ATIVO SÉRIE</b> .....	12
3.1 - Introdução.....	12
3.2 - O Sistema Combinado Proposto.....	15
3.2.1 - Princípio de Operação do Sistema Combinado.....	16
3.3 - Característica de Compensação do Sistema Combinado.....	20
3.4 - Método de Controle do Sistema Combinado.....	22
3.5 - Configuração do Sistema de Potência.....	26
3.6 - Simulação e Resultados Obtidos para Condição Equilibrada.....	28
3.6.1 - Simulação do Sistema Equivalente Trifásico com Filtro Passivo Paralelo....	28
3.6.2 - Simulação do Sistema Combinado Trifásico em Regime Equilibrado.....	31
3.6.3 - Variáveis do Controle do Sistema Combinado em Regime Equilibrado.....	37

<b>CAPÍTULO 4</b> .....	41
<b>O SISTEMA COMBINADO EM REGIME DESEQUILIBRADO</b> .....	41
4.1 - Introdução.....	41
4.2 - Caracterização do Sistema de Potência em Regime Desequilibrado.....	43
4.3 - Comportamento do Controlador Síncrono em Regime Desequilibrado.....	48
4.4 - Comportamento do Sistema Combinado em Regime Desequilibrado.....	50
4.5 - Potência Requerida do Sistema Combinado em Regime Desequilibrado.....	59
4.6 - Conclusão do Capítulo.....	61
<b>CAPÍTULO 5</b> .....	62
<b>ADAPTAÇÃO DO SISTEMA COMBINADO PARA OPERAÇÃO EM REGIME DESEQUILIBRADO</b> .....	62
5.1 - Introdução.....	62
5.2 - Mapeamento das Variáveis de Controle.....	63
5.3 - Transformada Síncrona Adaptada ao Sistema Monofásico.....	65
5.4 - O Filtro Ativo Série Inserido no Condutor Neutro.....	67
5.5 - Mitigação das Componentes Harmônicas de Seqüência Zero sem o Filtro Ativo Série Inserido no Condutor Neutro.....	68
5.6 - Característica de Compensação do Sistema Combinado .....	70
5.6.1- Fluxo de Corrente Harmônica da Carga para Fonte.....	70
5.6.2 - Fator de Distribuição para o Caso Individual do Filtro Passivo Paralelo.....	71
5.6.3 - Fator de Distribuição para o Sistema Combinado.....	72
5.6.4 - Fluxo de Corrente Harmônica da Fonte para o Filtro Passivo Paralelo.....	73
5.6.5 - Fator de Bloqueio para o Caso Individual do Filtro Passivo Paralelo.....	73
5.6.6 - Fator de Distribuição para o Sistema Combinado.....	74
5.7 - Análise Geral do Controle do Sistema Combinado Adaptado ao Desequilíbrio.....	74

<b>CAPÍTULO 6</b> .....	76
<b>SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMBINADO MODIFICADO OPERANDO EM REGIME DESEQUILIBRADO</b> .....	76
6.1 - Introdução.....	76
6.2 - Simulação do Sistema Combinado Assistido do Filtro Ativo Série no Neutro....	78
6.3 - Simulação do Sistema Combinado Modificado sem Assistência do Filtro Ativo Série no Neutro.....	84
6.4 - A Potência Requerida do Sistema Combinado quando Modificado para Atuar em Condições Desequilibradas.....	89
6.4.1 - Potência Requerida do Sistema Combinado Modificado com Assistência do Filtro Ativo Série no Neutro.....	89
6.4.2 - Potência Requerida do Sistema Combinado Modificado sem Assistência do Filtro Ativo Série no Neutro.....	90
6.5 - Comparação e Análise das Técnicas Propostas.....	91
<b>CAPÍTULO 7</b> .....	93
<b>CONCLUSÃO</b> .....	93
7.1 - Conclusão Geral.....	93
7.2 - Trabalhos Futuros.....	94
<b>APÊNDICE A</b> .....	95
<b>APÊNDICE B</b> .....	103
<b>APÊNDICE C</b> .....	106
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	130

## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 3.1 Primeiro Sistema Combinado Série Proposto _____	14
Fig. 3.2 Diagrama Unifilar do Sistema Combinado _____	15
Fig. 3.3 Circuito Equivalente Monofásico FAS1 e SPF _____	16
Fig. 3.4 Circuito Equivalente do FAS1 e SPF à Frequência Fundamental _____	16
Fig. 3.5 Circuito Equivalente do FAS1 e SPF à Frequência Harmônica _____	17
Fig. 3.6 Circuito Equivalente do FAS2 e SPF à Frequência Harmônica _____	19
Fig. 3.7 Circuito Equivalente do FAS1, FAS2 e SPF à Frequência Harmônica _____	20
Fig. 3.8.a Circuito de Controle do FAS1 _____	22
Fig. 3.8.b Circuito de Controle do FAS2 _____	23
Fig. 3.9 Circuito Equivalente Monofásico da Planta _____	26
Fig. 3.10 Tensão da Fonte _____	29
Fig. 3.11 Corrente da Fonte _____	29
Fig. 3.12 Corrente da Carga _____	29
Fig. 3.13 Tensão na Barra de Carga _____	30
Fig. 3.14 Sistema Implementado Composto por Filtros Ativos e Passivos _____	31
Fig. 3.15 Corrente de Carga _____	32
Fig. 3.16 Espectro da Corrente de Carga _____	32
Fig. 3.17 Corrente da Fonte _____	32
Fig. 3.18 Espectro da Corrente da Fonte _____	33
Fig. 3.19 Tensão da Fonte _____	33
Fig. 3.20 Espectro da Tensão na Fonte _____	33
Fig. 3.21 Tensão nos Terminais do Filtro Passivo - SPF _____	33
Fig. 3.22 Espectro da tensão nos Terminais do Filtro Passivo - SPF _____	34
Fig. 3.23 Tensão na Barra de Carga _____	34
Fig. 3.24 Espectro da Tensão na Barra de Carga _____	34
Fig. 3.25 Corrente no SFP _____	34
Fig. 3.26 Espectro da Corrente no SFP _____	35
Fig. 3.27 Tensão de saída do FAS1 _____	36
Fig. 3.28 Tensão de saída do FAS2 _____	36
Fig. 3.29 $\alpha$ - $\beta$ - 0 antes da Inserção do Sistema Combinado _____	38
Fig. 3.30 $\alpha$ - $\beta$ - 0 depois da Inserção do Sistema Combinado _____	38
Fig. 3.31 d-q-0 antes da Inserção do Sistema Combinado _____	38

Fig. 3.32	d-q-0 depois da Inserção do Sistema Combinado	38
Fig. 3.33	Componentes harmônicas em d-q-0 antes da Inserção do Sist. Comb.	39
Fig. 3.34	Componentes harmônicas em d-q-0 depois da Inserção do Sist. Comb.	39
Fig. 3.35	Componentes harmônicas $\alpha$ - $\beta$ - 0 antes do Sistema Combinado	39
Fig. 3.36	Componentes harmônicas $\alpha$ - $\beta$ - 0 depois do Sistema. Combinado	39
Fig. 3.37	Corrente Harmônica de Controle antes da Atuação do Sist. Comb.	40
Fig. 3.38	Corrente Harmônica de Controle depois da Atuação do Sist. Comb.	40
Fig. 4.1	Sistema de Potência em Regime Desequilibrado	43
Fig. 4.2	Correntes de Carga	44
Fig. 4.3	Espectro da Corrente de Carga fase A	44
Fig. 4.4	Espectro da Corrente de Carga fase B	45
Fig. 4.5	Espectro da Corrente de Carga fase C	45
Fig. 4.6	Correntes na Fonte	45
Fig. 4.7	Espectro da Corrente da Fonte fase A	45
Fig. 4.8	Espectro da Corrente da Fonte fase B	46
Fig. 4.9	Espectro da Corrente da Fonte fase C	46
Fig. 4.10	Tensão na Carga	46
Fig. 4.11	Espectro da Tensão na Carga fase A	46
Fig. 4.12	Espectro da Tensão na Carga fase B	47
Fig. 4.13	Espectro da Tensão na Carga fase C	47
Fig. 4.14	Corrente no Neutro	47
Fig. 4.15	Espectro da Corrente no Neutro	47
Fig. 4.16	Espectro da Tensão ou Corrente Harmônica nas Coordenadas de Park	49
Fig. 4.17	Correntes de Carga	51
Fig. 4.18	Espectro da Corrente de Carga fase A	51
Fig. 4.19	Espectro da Corrente de Carga fase B	51
Fig. 4.20	Espectro da Corrente de Carga fase C	51
Fig. 4.21	Correntes da Fonte	52
Fig. 4.22	Espectro da Corrente da Fonte fase A	52
Fig. 4.23	Espectro da Corrente da Fonte fase B	52
Fig. 4.24	Espectro da Corrente da Fonte fase C	52
Fig. 4.25	Corrente no Neutro	54
Fig. 4.26	Espectro da Corrente no Neutro	54
Fig. 4.27	Correntes Drenadas pelo SPF	55

Fig. 4.28	Espectro da Corrente do SPF fase A	55
Fig. 4.29	Espectro da Corrente do SPF fase B	55
Fig. 4.30	Espectro da Corrente do SPF fase C	55
Fig. 4.31	Tensão sobre SPF	56
Fig. 4.32	Tensão nos Terminais da Fonte	56
Fig. 4.33	Espectro da Tensão da Carga Fase A	56
Fig. 4.34	Espectro da Tensão da Carga Fase B	57
Fig. 4.35	Espectro da Tensão da Carga Fase C	57
Fig. 4.36	Tensão nos Terminais da Fonte	57
Fig. 4.37	Tensão de Saída do FAS1	57
Fig. 4.38	Tensão de Saída do FAS2	58
Fig. 4.39	Sistema Combinado para Circuito a 4 Condutores	59
Fig. 5.1	Princípio de Operação De Coulon	65
Fig. 5.2	Controle do Filtro Ativo Série do Neutro – <b>dq modificado</b>	67
Fig. 5.3	Controle Síncrono Modificado do FAS1	69
Fig. 5.4	Fator de Distribuição para $K1 = 0$	71
Fig. 5.5	Fator de Distribuição FAS1 Padrão	72
Fig. 5.6	Fator de Distribuição FAS1 Mod.	72
Fig. 5.7	Fator de Bloqueio para $K1 = 0$	73
Fig. 5.8	Fator de Bloqueio para FAS1 Modificado	74
Fig. 6.11	Correntes da Fonte	77
Fig. 6.12	Espectro da Corrente da Fonte fase A	77
Fig. 6.13	Espectro da Corrente da Fonte fase B	77
Fig. 6.14	Espectro da Corrente da Fonte fase C	77
Fig. 6.15	Corrente no Neutro	78
Fig. 6.16	Espectro da Corrente no Neutro	78
Fig. 6.2	Diagramas do Sistema Combinado Modificado através do FASg	79
Fig. 6.21	Correntes da Fonte	80
Fig. 6.22	Espectro da Corrente da Fonte fase A	80
Fig. 6.23	Espectro da Corrente da Fonte fase B	80
Fig. 6.24	Espectro da Corrente da Fonte fase C	80
Fig. 6.25	Corrente no Neutro	81
Fig. 6.26	Espectro da Corrente no Neutro	81
Fig. 6.27	Variáveis do Controlador Síncrono Modificado	82

Fig. 6.28	Variáveis do Controlador Síncrono Modificado	82
Fig. 6.29	Componente $I_{s0}$ sem o FASg	83
Fig. 6.30	Componente $I_{s0}$ com o FASg	83
Fig. 6.3	Sistema Combinado Modificado sem a Inserção do FASg	84
Fig. 6.31	Correntes da Fonte	85
Fig. 6.32	Espectro da Corrente da Fonte fase A	85
Fig. 6.33	Espectro da Corrente da Fonte fase B	86
Fig. 6.34	Espectro da Corrente da Fonte fase C	86
Fig. 6.35	Corrente no Neutro	86
Fig. 6.36	Espectro da Corrente no Neutro	86
Fig. 6.37	Corrente de Controle do FAS1 para SRF Modificado	87
Fig. 6.38	Correntes de Seqüência Zero em Referência Estacionária	87
Fig. A.1	Resposta em Frequência do Filtro Passivo de Quinta Ordem	100
Fig. A.2	Resposta em Frequência do Filtro Passivo de Quinta Ordem no Ponto de Sintonia	100
Fig. A.3	Resposta em Frequência do Filtro Passivo de Sétima Ordem	101
Fig. A.4	Resposta em Frequência do Filtro Passivo de Sétima Ordem no Ponto de Sintonia	101
Fig. A.5	Resposta em Frequência Conjugada dos Filtros Passivos	102
Fig. A.6	Fator de Distribuição do Sistema de Potencia e dos Filtros Passivos	102
Fig. B.1	Componentes simétricas de um sistema trifásico	104

## ÍNDICE DE TABELAS

TABELA 3.1 - Parâmetros do filtro passivo paralelo _____	28
TABELA 3.2 - Análise do sistema com filtro passivo paralelo _____	30
TABELA 3.3 - Análise do sistema combinado em regime equilibrado _____	35
TABELA 3.4 - Potência demandada do sistema combinado _____	37
TABELA 4.1 - Análise do sistema de potência desequilibrado com SPF _____	48
TABELA 4.2 - Comparação das componentes de seqüência dos harmônicos _____	53
TABELA 4.3 - Análise do sistema combinado em regime desequilibrado _____	58
TABELA 4.4 - Potência do sistema combinado em regime desequilibrado _____	60
TABELA 4.5 - Comparação da potência do sistema combinado _____	60
TABELA 5.1 - Comparação das componentes de seqüência dos harmônicos _____	64
TABELA 5.2 - Amplitude dos componentes harmônicos da corrente no neutro _____	64
TABELA 6.1 - Análise do sistema combinado padrão em regime desequilibrado _____	78
TABELA 6.2 - Comparação da THD resultante após atuação no neutro _____	83
TABELA 6.3 - Componentes de seqüência zero após atuação no neutro _____	84
TABELA 6.4 - Comparação da THD após modificação no controlador SRF _____	88
TABELA 6.5 - Componentes de seqüência zero após modificação no SRF _____	88
TABELA 6.6 - Comparação da potência requerida para inserção do FASG _____	89
TABELA 6.7 - Valores da potência requerida para inserção do FASG _____	90
TABELA 6.8 - Comparação da potência requerida para modificação SRF _____	90
TABELA 6.9 - Valores da potência requerida para modificação SRF _____	91
TABELA 6.10 - Comparação da THD para as técnicas propostas _____	91
TABELA 6.11 - Comparação da potência requerida para as técnicas propostas _____	91
TABELA 6.12 - Componentes de seqüência zero para as técnicas propostas _____	92

## LISTA DE ABREVIATURAS

ABREVIATURAS	NOME
FAS1	Filtro ativo série 1
FAS2	Filtro ativo série 2
FASg	Filtro ativo série no neutro
SFP	Filtro Passivo Paralelo
MT1	Transformador de acoplamento série 1
MT2	Transformador de acoplamento série 2
PWM	Modulação por largura de Pulso
VSI	Fonte de tensão imposta
CSI	Fonte de corrente imposta
DPF	Fator de potência de deslocamento.
Vsh	Tensão harmônica da fonte de Alimentação
Is	Corrente da Fonte
Ish	Corrente de controle do filtro ativo 1
Vs	Tensão da fonte
Vsh	Tensão harmônica da fonte
Vfp	Tensão nos terminais do filtro passivo paralelo
Vfph	Tensão de controle do filtro ativo 2
IL	Corrente de carga
VL	Tensão no barramento de carga
CUF	Fator de desequilíbrio da corrente do sistema
$\alpha\beta 0$	Coordenadas em referência estacionária
dq0	Coordenadas em referência síncrona
K1, K2, Kg	Impedâncias ativas
SRF	Shynchronous reference rame
LPF	Filtro passa-baixa
THD	Taxa de distorção harmônica total
Icc	Corrente de curto-circuito
SCR	Relação de curto-circuito
Qr	Fator de qualidade do filtro passivo
Sfas1	Potência do filtro ativo 1
Sfas2	Potência do filtro ativo 2
Sfasg	Potência do filtro ativo do neutro
Vfas1	Tensão de saída do filtro ativo 1
Vfas2	Tensão de saída do filtro ativo 2
Vafsg	Tensão de saída do filtro ativo do neutro
Igcd	Corrente no condutor neutro
Ispf	Corrente drenada pelo filtro passivo

---

## RESUMO

Este trabalho propõe a abordagem de um sistema combinado composto por dois filtros ativos série e filtros passivos paralelos sintonizados, operando em condições distorcidas e desequilibradas simultaneamente, em um sistema trifásico a quatro condutores.

Os principais aspectos do sistema de controle utilizado e do sistema elétrico de potência, bem como a eficiência do sistema combinado estruturado a partir de controladores em referência síncrona (*Synchronous Reference Frame*) são apresentados. Esta estratégia de controle tem sido amplamente investigada em função de apresentar excelente desempenho no que se refere à mitigação harmônica, boa resposta dinâmica e simplicidade de implementação, além da ótima relação entre o custo e benefício.

Na literatura já foram propostas várias aplicações para o sistema combinado fundamentado no controle em referência síncrona. Entretanto estas propostas limitam-se a aplicações em sistema trifásicos a três fios e em condições equilibradas de carga.

A finalidade deste trabalho é investigar a eficiência do sistema combinado em condições desequilibradas para os sistemas trifásicos constituídos por 4 condutores implementados em referência síncrona e então propor uma solução que viabilize sua aplicação para a mais severa condição de carga, atendendo as recomendações das normas vigentes.

---

## ABSTRACT

This work comes with the propose of investigating a combined system composed by two active series filters and a shunt passive filter operating under distorted and unbalanced load conditions which are applied to a three phase - four wire system.

The control and the power systems main aspects are investigated to the combined system elaboration based on *Synchronous Reference Frame* controllers. Added to this, the combined system performance is investigated and presented. The control issues have been widely investigated once it exhibits a good dynamic performance, simple implementation work and a satisfied cost- effectiveness relationship.

The literature had already proposed a lot of applications related to the combined system based on SRF controllers. However the existent applications are limited to balanced load conditions and three phase - three wire power systems.

The aim of this work is to investigate the performance of the combined system under unbalanced conditions for a three phase – four wire power system and essentially to propose a solution that viability the combined system under unbalanced condition application when it is performed in the synchronous reference frame to the heaviest load conditions and then follows the actual standards recommendations.

# **CAPÍTULO 1**

## **INTRODUÇÃO**

Com a crescente proliferação de cargas não lineares nos sistemas de potência, especialmente em nível de distribuição, a existência de componentes harmônicos tornou-se inevitável nas últimas duas décadas. Como consequência, tensões e correntes são raramente senoidais. Além disto, os sistemas de distribuição são em sua grande maioria naturalmente desequilibrados, requerendo desta maneira estudos referentes ao efeito combinado do desequilíbrio e da não linearidade nas correntes e tensões dos sistemas de potência.

A presença dos componentes harmônicos causa muitos problemas aos sistemas elétricos devido ao seu efeito deteriorante e, mais importante ainda é a maneira adversa na qual os harmônicos afetam a qualidade de energia. Alguns problemas são a redução da vida útil de máquinas girantes, ressonâncias, interferência nos dispositivos de proteção e erros nas medidas de potência. Estas mudanças devem ser compensadas de maneira a manter os sistemas elétricos operando adequadamente com determinada eficiência especificada.

Esta dissertação propõe a análise de um condicionador ativo de potência numa configuração específica: dois filtros ativos série combinados a filtros passivos paralelos, compondo-se num condicionador ativo híbrido baseado num sistema de controle em referência síncrona. O condicionador é inserido num sistema de potência trifásico desequilibrado a quatro condutores sendo analisado sob o ponto de vista da qualidade de energia e mais especificamente pela recomendação da norma IEEE 519.

Propõe-se ainda neste trabalho dois novos métodos para aprimorar a eficiência do condicionador ativo de potência quando este opera em sistemas de distribuição desequilibrados e distorcidos simultaneamente.

Esta dissertação está dividida nos capítulos descritos a seguir.

O **capítulo 2** apresenta uma revisão bibliográfica, *o estado da arte*, sobre os filtros ativos série e filtros ativos série híbridos, comentando-se as abordagens utilizadas, finalidades, tendências, aplicações, etc.

O **capítulo 3** mostra a modelagem matemática típica dos filtros ativos série em condições balanceadas de carga. Simulações numéricas são utilizadas para ilustrar alguns conceitos básicos.

O **capítulo 4** apresenta o comportamento detalhado do sistema combinado em regime desbalanceado de carga, bem como demonstra matematicamente a limitação do condicionador ativo e da técnica de controle utilizada. Algumas simulações numéricas ilustram a conceituação envolvida.

O **capítulo 5** apresenta duas propostas para adaptação do sistema combinado face ao desequilíbrio do sistema de potência, utilizando-se um controlador síncrono modificado, com e sem a inserção de um filtro ativo série adicional no condutor neutro. É demonstrada matematicamente a adaptação realizada no controle síncrono convencional.

O **capítulo 6** traz a implementação computacional dos sistemas modificados propostos. Comparações e análises quantitativas e qualitativas dos resultados são detalhadas neste capítulo, no que se refere às técnicas desenvolvidas e ao modelo convencional proposto.

O **capítulo 7** apresenta as conclusões pertinentes, e possíveis desdobramentos deste trabalho.

## CAPÍTULO 2

### FILTRO ATIVO SÉRIE - ESTADO DA ARTE

#### 2.1 - Introdução

Filtros ativos de potência, que podem ser classificados em filtros ativos paralelos e filtros ativos série, têm sido estudados para compensação de potência “reativa”, seqüência negativa, harmônicos, e/ou flicker em sistemas de potência industriais desde que seu princípio básico de funcionamento foi proposto na década de 70, por H. Sasaki e T. Machida em 1971 [1], L. Gyugyi e E. C. Strycula em 1976 [2], e N. Mohan em 1977 [3]. Entretanto, não houve avanço significativo no que se refere aos condicionadores ativos de potência em âmbito laboratorial, porque os circuitos eletrônicos eram extremamente limitados para a implementação do princípio de compensação na década de 70. A partir dos últimos 20 anos, progresso consideráveis dos dispositivos de chaveamento tais como os transistores de junção bipolar, IGBT, e GTOs, despertaram o interesse no estudo dos condicionadores paralelos e série para compensação harmônica e da potência “reativa”. Adicionado a sofisticada tecnologia dos inversores PWM, o desenvolvimento da denominada “teoria  $p-q$ ”, [4], tornou possível a implementação prática em nível de teste dos condicionadores ativos de potência.

Em 1982, um condicionador ativo paralelo de 800KVA, o qual consistia de um inversor PWM tipo fonte de corrente, CSI, utilizando tiristores GTO, foi implementado e utilizado para a compensação harmônica pela primeira vez no mundo [5]. Desde então, a atenção foi direcionada aos sistemas combinados entre condicionadores ativos e filtros passivos paralelos visando reduzir os custos iniciais e aumentar a eficiência. Em 1986, um sistema combinado entre um filtro ativo paralelo e filtros passivos paralelos, foram instalados para absorverem harmônicos gerados por cicloconversores, [6].

Entretanto, nenhuma atenção foi direcionada aos filtros ativos série e nenhum resultado experimental foi demonstrado em artigo porque não havia um método viável para tornar o perfil não-senoidal da corrente da fonte em um perfil senoidal. Simultaneamente, alguns problemas relacionados aos filtros ativos paralelos tais como a dificuldade de se implementar inversores PWM de elevada potência com rápida resposta de corrente, elevados custos iniciais quando comparados os filtros passivos

paralelos convencionais e a tendência de escoamentos das correntes de compensação em direção os capacitores conectados ao sistema de potência, retardaram seu uso prático.

Então uma questão básica foi levantada:

***“Há alguma proposta para solucionar os problemas relativos aos filtros ativos paralelos e simultaneamente os problemas dos filtros passivos paralelos?”***

Dois pré-requisitos, a impedância do filtro passivo paralelo à frequência de sintonia deve ser menor do que a impedância da fonte para prover a atenuação requerida e a necessidade da impedância da fonte à frequência fundamental ser a menor possível para minimizar a queda de tensão à frequência fundamental, que se contradizem, podem ser satisfeitos apenas através **da inserção de uma impedância ativa em série** com a fonte AC. Desta maneira, as ressonâncias série e paralela nos filtros passivos podem também, ser eliminadas. A impedância ativa pode ser implementada por um filtro ativo série utilizando-se inversores PWM tipo fonte de tensão.

***Assim, esta nova proposta que combina a utilização dos filtros passivos paralelos e pequenos filtros ativos série, respondeu à questão básica levantada.***

A função do filtro ativo série não é diretamente compensar o conteúdo harmônico das cargas não-lineares, mas aprimorar as características de compensação dos filtros passivos paralelos e solucionar os problemas relativos ao filtro passivo utilizado individualmente. Em outras palavras, o filtro ativo série não atua como um compensador harmônico e sim, como um isolador harmônico [7].

## **2.2 – Histórico**

O sistema combinado entre filtro ativo série e filtros passivos paralelos, analisado em regime permanente e equilibrado, foi inicialmente apresentado e investigado por F. Z. Peng em [8], apresentando-se promissor no que se refere à compensação harmônica para conversores estáticos de grande potência. Posteriormente, em [9], Peng investiga a característica de compensação do sistema combinado quando este é aplicado a cargas flutuantes, concentrando esforços na análise de estabilidade do sistema. Ressalta-se que nos artigos citados acima, o sistema combinado é implementado, em termos de controle do filtro ativo série, na teoria da potência instantânea comumente denominada “teoria  $p-q$ ”.

Um estudo detalhado sobre as características de compensação do sistema combinado entre o filtro passivo paralelo e o filtro ativo série foi publicado em 1988, onde F. Z. Peng, H. Akagi e A. Nabae, ilustram a efetiva implementação e solidificação do conceito de isolamento harmônica com resultados experimentais, fundamentados na “teoria  $p-q$ ”, com foco direcionado na solução dos problemas até então inerentes aos filtros passivos e demonstrando a relação mínima entre a potência de carga e a potência requerida pelo filtro ativo série [7].

S. Bhattacharya, M. Divan e B. Banerjee em [10], propõem compensadores fundamentados no sistema de referência síncrona,  $d-q$ , para aplicação em sistemas combinados compostos de filtros ativos série e filtros passivos paralelos, demonstrando uma significativa contribuição no aprimoramento da eficiência destes sistemas combinados uma vez que seu desempenho é fortemente influenciado pelo algoritmo de filtragem implementado. É também demonstrado que os compensadores baseados nas coordenadas síncronas, SRF, alcançam excelentes níveis de compensação harmônica aliada a um bom desacoplamento entre a fonte e a carga se comparado aos compensadores fundamentados na teoria da potência instantânea (IRP).

S. Bhattacharya e M. Divan documentam também a concepção, construção e instalação de um filtro ativo série híbrido numa estação de bombeamento de Beverly, New England, [11].

A fim de aprimorar o desempenho dos filtros passivos paralelos, em 1990 H. Fujita e H. Akagi propõem em [12] uma nova topologia para a utilização do sistema combinado. O filtro ativo série e o filtro passivo paralelo são conectados entre si em série. As principais características desta topologia são que a característica de compensação do sistema combinado é independente da impedância da fonte, o amortecimento das ressonâncias série ou paralela entre o filtro passivo paralelo e a fonte e uma redução expressiva na potência requerida pelo filtro ativo série.

A unificação das topologias até então propostas para o sistema combinado entre filtro ativo série e filtro passivo paralelo é demonstrada em 1994 por H. Akagi e H. Fujita em [13]. A implementação de um sistema combinado composto por dois pequenos filtros ativos e um filtro passivo paralelo é implementado e o resultado experimental apresentado. Porém, os compensadores não mais são fundamentados na teoria da potência instantânea, IRP, e sim fundamentados em controladores síncronos, SRF. O novo compensador proposto é então capaz de compensar as correntes harmônicas da fonte bem como as tensões distorcidas nos terminais da carga.

P. T. Cheng, S. Bhattacharya e M. Divan propõem um sistema combinado para frequências dominantes dos filtros passivos sintonizados, implementado também em referência síncrona, visando alcançar uma melhor resposta dinâmica do sistema híbrido, sendo aplicável em cargas da ordem de 10MVA, [14].

Uma alternativa de controle para o filtro ativo série é proposta por J. W. Dixon, G. Venegas e L. A. Morán em [15]. O filtro comporta-se como uma fonte de tensão controlada por corrente. A amplitude da corrente fundamental é controlada por um sinal de erro entre a tensão da carga e um valor preestabelecido. Este tipo de controle permite a correção do fator de potência, da distorção harmônica e a regulação da tensão. O método é simples porque exige apenas a geração de um sinal de referência em fase com a tensão de alimentação.

Um sistema conjugado entre filtro ativo série e filtro ativo paralelo são descritos em [16] por H. Fujita e H. Akagi. O denominado condicionador unificado de potência tem por princípio compensar desequilíbrio de tensão, potência reativa, corrente de seqüência negativa e correntes harmônicas.

Todos os sistemas ativos descritos até agora se limitam à aplicação em sistemas trifásicos equilibrados a três fios. Em 1995, M. Aredes e E. H. Watanabe apresentam o equacionamento para um sistema trifásico a quatro fios para condicionadores unificados de potência baseados na teoria da potência instantânea, IRP, onde componentes de seqüência zero à frequência fundamental e à frequência harmônica estão presentes tanto na tensão como na corrente [17].

Para os sistemas de potência compostos por três fases e quatro fios, em 2001, é proposto um filtro ativo série para inserção apenas no condutor neutro, [18], com o foco na mitigação exclusiva dos componentes harmônicos triplos da corrente no neutro. As cargas do sistema de potência são cargas monofásicas distribuídas de forma desbalanceada.

Ainda em 2001, B. Lin e B. Yang propõem um sistema ativo híbrido composto por um filtro ativo série e filtros passivos paralelos para aplicação em sistemas monofásicos. Um método para detecção das correntes harmônicas é proposto, [19].

K. Wada e T. Shimizu propõem para sistemas trifásicos a quatro condutores um filtro ativo série para mitigação do terceiro harmônico de tensão neste sistema de potência, atuando-se no condutor neutro. O filtro ativo série caracteriza-se, nesta configuração, como um capacitor e como um resistor para o terceiro harmônico de tensão, [20].

### **2.3 - O Circuito de Controle**

O circuito de controle dos filtros ativos é um componente essencial no seu desempenho, pois é o responsável pelo tratamento da informação recebida do estado do sistema sob a forma de tensões e correntes, é responsável pela implementação prática dos algoritmos de controle apropriados, e pela atuação direta na parte de potência dos filtros sob a forma de sinais de controle.

Os métodos aplicados para o controle dos filtros ativos são decisivos no alcance da compensação desejada, no seu desempenho em regime permanente e na sua resposta dinâmica. Existem basicamente duas aproximações possíveis para o cálculo dos sinais de referência a partir da medida das tensões e correntes do sistema elétrico (regra geral distorcida): o cálculo no domínio da frequência e o cálculo no domínio do tempo.

O cálculo no domínio da frequência origina cálculos de grande complexidade sobre amostras relativamente longas dos sinais, pois requer o uso de transformadas de Fourier e a sua análise. O controle torna-se pesado e lento.

No cálculo no domínio do tempo o controle é simplificado, pois usa os conceitos de análise de circuitos e cálculos algébricos. O controle é mais rápido e mais simples.

A comparação entre as diversas técnicas de controle seja no domínio do tempo ou da frequência é investigada em [32] para aplicação em filtros ativos de potência. Aborda-se também o desempenho destas técnicas para condições desbalanceadas.

### **2.4 - Conclusões do Capítulo**

Os filtros ativos de potência são constituídos essencialmente por um inversor de frequência, ligado a um barramento de corrente contínua e um circuito de controle associado. Existem filtros do tipo paralelo, para filtragem de correntes e filtros série, para filtragem de tensões e correntes. É possível combinar os dois tipos básicos para obter filtragem simultânea de correntes e tensões.

A Teoria p-q proporciona uma forma relativamente simples e intuitiva de controle dos filtros ativos. É uma teoria de potências calculadas a partir de valores instantâneos de tensões e correntes, o que a torna indicada para sistemas de controle em tempo real, sendo amplamente utilizada pela maioria dos pesquisadores.

Existem estratégias de controle para filtros ativos séries e paralelos baseados em controladores fundamentados no sistema de coordenadas síncronas,  $dq$ , que

proporcionam a compensação da distorção das tensões e o isolamento harmônico entre a carga e a fonte do sistema. Num segundo caso, a compensação das tensões distorcidas nos terminais de carga se dá pela injeção de tensões harmônicas em série com filtros passivos paralelos, em oposição de fase. Este método de controle,  $dq$ , minimiza os erros do algoritmo de filtragem uma vez que atua diretamente nas variáveis de interesse, isto é, nas tensões ou correntes harmônicas.

Os filtros ativos série, apesar de já se conhecer a topologia, ainda apresentam alguns problemas, tanto em nível da implementação prática da parte de potência como em nível de algoritmos de controle, sendo uma área ainda onde se é necessário atuar em termos de investigação e desenvolvimento.

Os artigos que se consegue encontrar sobre filtros ativos série são em número bastante reduzido quando se compara com outros temas da área, tais como filtros ativos paralelos. Os artigos existentes versam essencialmente sobre algoritmos de controle dos filtros e as simulações correspondentes, tanto do circuito de controle como do circuito de potência. Relatos sobre implementações práticas dos filtros, mencionando os problemas existentes em nível do circuito de potência e as suas possíveis soluções, ou resultados práticos obtidos com uma determinada implementação e seus comentários são ainda mais raros. Exclui-se deste comentário o funcionamento de filtros ativos série a funcionar como circuitos de bloqueio de harmônicos em sistemas balanceados a três condutores, especialmente àqueles em que o controle se dá a partir da *teoria pq*.

Existem muitas propostas de estratégias de controle para filtros ativos séries feitas pelos mais diversos autores. Pode verificar-se que cada autor ou grupo de autores tem as suas preferências neste campo e usa normalmente sempre o mesmo tipo de algoritmo de controle.

Apesar da diversidade de algoritmos de controle propostos, em geral todos os autores propõem controladores digitais com algoritmos simples, implementados em microcontrolador ou processador digital de sinal. Os algoritmos de controle propostos tendem também a ser do tipo robusto, pois são menos sujeitos a variações ou imprecisões dos parâmetros dos modelos utilizados.

Nesta dissertação pretende-se demonstrar a viabilidade, vantagens e inconvenientes da construção de um circuito de controle para um sistema combinado composto de dois filtros ativos série e filtros passivos paralelos, baseado no sistema de coordenadas síncronas,  $d-q-o$ , para sistemas de potência a três fases e quatro condutores, em regime desbalanceado de carga.

Possibilidade essa que não se encontrou discutida na bibliografia. Será demonstrada também a possibilidade de controle do filtro ativo série recorrendo a um algoritmo simples.

No final deste trabalho demonstrar-se-á que o controle baseado em referência síncrona, SRF, proporciona resultados satisfatórios para esta aplicação.

## CAPÍTULO 3

### O FILTRO ATIVO SÉRIE

#### 3.1 - Introdução

Cargas não lineares tradicionais como conversores controlados ou não-controlados, cicloconversores e inversores de frequência, contribuem para a degradação da qualidade da energia elétrica do sistema de alimentação a partir da geração de harmônicos e correntes reativas à frequência fundamental. As correntes harmônicas impostas a fonte, pelas cargas não lineares, resultam na distorção da forma de onda da tensão de alimentação no ponto de acoplamento comum, PCC, em função do valor finito da impedância da fonte.

Os problemas relacionados à incidência harmônica na interface fonte/carga têm aumentado com a proliferação dos conversores de potência em aplicações industriais e em sistemas de transmissão e distribuição. A ascensão das normas IEC 555 e IEEE 519 forçam, atualmente, uma maior atenção nas interfaces de acoplamento comum do que no passado. Filtros passivos têm sido tradicionalmente usados para absorver harmônicos gerados pelas cargas, primariamente devido ao seu baixo custo e alta eficiência. Entretanto, os filtros passivos apresentam as seguintes desvantagens:

- ✓ A impedância da fonte influencia enormemente as características de compensação do filtro passivo.
- ✓ Os filtros passivos podem entrar em ressonância paralela com a fonte AC, amplificando então as correntes harmônicas do sistema em algumas frequências específicas.
- ✓ Os filtros passivos podem entrar em ressonância série com a fonte, resultando em tensões harmônicas significantes na fonte AC.

Para solucionar o problema precedente dos filtros passivos paralelos, filtros ativos paralelos utilizando inversores PWM foram estudados e desenvolvidos nos anos 90. O princípio básico do filtro ativo paralelo foi originalmente apresentado por H. Sasaki e T. Machida em 1971 [1]. A idéia central é baseada no princípio da injeção de correntes harmônicas no sistema AC, com a mesma magnitude e fase oposta às correntes

harmônicas da carga. O filtro ativo paralelo é controlado de modo a tornar a forma de onda de perfil não-senoidal da corrente da fonte,  $I_s$ , em senoidal através da injeção de uma corrente de compensação,  $I_c$ . Este é considerado o arquétipo do filtro ativo paralelo.

Em 1976, L.Gyugi e E.C.Strycula apresentaram uma família de filtros ativos paralelo e série, e estabeleceram o conceito dos filtros ativos baseados em inversores PWM utilizando transistores de potência [2]. Entretanto nenhuma atenção foi dada aos filtros ativos série e nenhum resultado experimental foi apresentado em artigo, porque não havia um modo viável para tornar senoidal o perfil da corrente da fonte.

No começo, os filtros ativos paralelos foram propostos para suprimir os harmônicos gerados por conversores tiristorizados de alta potência usados em sistemas de transmissão HVDC. Entretanto, eles não poderiam ser implementados em sistemas de potência reais porque dispositivos de alta potência e altas velocidades eram inviáveis em 1970. Então N. Mohan et al. [3] apresentaram um meio prático para injeção da corrente de compensação, o qual era implementado a partir de inversores de frequência que utilizavam tiristores em comutação natural junto a um circuito passivo projetado especialmente para reduzir o valor da tensão fundamental do filtro ativo paralelo. Contudo, os inversores tiristorizados geravam harmônicos indesejáveis de elevada ordem, os quais então inviabilizavam sua aplicabilidade. O problema relacionado à geração de harmônicos de elevada ordem pelos inversores a tiristores foi superado com a rápida evolução dos dispositivos semicondutores, capazes de atuar em elevados níveis de potência e com elevada frequência de chaveamento. Os filtros ativos paralelos baseados em inversores PWM passaram então a serem amplamente estudados, com o foco em suas aplicações práticas em sistemas de potência reais. Ao mesmo tempo, os problemas subsequentes relacionados ao filtro ativo paralelo foram apontados, adiando suas aplicações práticas [21], [22]:

- ✓ É difícil implementar um inversor PWM de alta potência aliado a rápida mudança de corrente e com baixas perdas para uso no circuito principal do filtro ativo paralelo.
- ✓ Os custos iniciais são altos se comparados com o filtro passivo paralelo, e os filtros ativos paralelos são menos eficientes que os filtros passivos paralelos.
- ✓ As correntes injetadas pelo filtro ativo paralelo podem fluir para os filtros passivos paralelos e capacitores conectados ao sistema de potência [23].

As características de compensação do filtro passivo paralelo dependem parcialmente da impedância da fonte, que não é precisamente conhecida e é predominantemente indutiva. A impedância do filtro passivo paralelo deve ser menor do que a impedância da fonte para a frequência de sintonia para obter a atenuação requerida. Conseqüentemente quanto maior a impedância da fonte melhor será o desempenho do filtro. Entretanto, a impedância da fonte deve apresentar valores mínimos para a frequência fundamental evitando assim, quedas apreciáveis de tensão à frequência fundamental. Estes dois requisitos, que são contraditórios, podem ser satisfeitos apenas através da inserção de uma impedância ativa em série com a fonte AC. Esta impedância ativa pode ser implementada por um filtro ativo série utilizando-se inversores PWM tipo fonte de tensão, VSI.

Um sistema combinado entre filtro passivo paralelo e um pequeno filtro ativo série é descrito em [7], e ilustrado na Fig. 3.1.

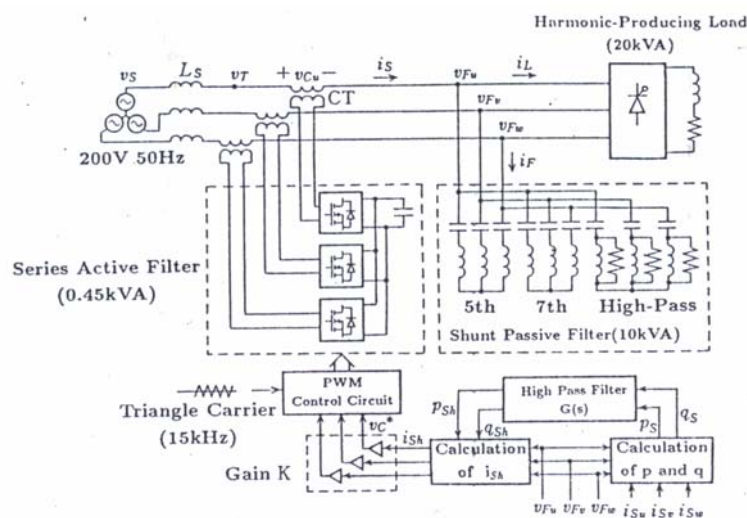


Fig. 3.1. Primeiro Sistema Combinado Série Proposto.

O sistema combinado dos filtros procura eliminar os problemas relacionados à utilização individual do filtro passivo paralelo ou do filtro ativo paralelo. No sistema combinado, o filtro passivo conectado em paralelo com a carga absorve os harmônicos de corrente produzidos pela carga, enquanto o filtro ativo conectado em série com a fonte atua como um “isolador harmônico” entre a carga e a fonte. Assim sendo, o sistema combinado apresenta as seguintes características:

- ✓ O efeito de compensação harmônica não é influenciado pela impedância da fonte do sistema de potência.

- ✓ Não há ressonância paralela entre a impedância da fonte e o filtro passivo paralelo porque o filtro ativo série é colocado em série com a fonte.
- ✓ Harmônicos gerados em outros pontos do sistema de potência, incluindo os harmônicos da fonte AC, não são atraídos pelos filtros passivos conectados paralelamente a carga.
- ✓ A potência requerida pelo filtro ativo série é consideravelmente menor do que os filtros ativos convencionais.

O sistema combinado é apropriado para compensações harmônicas de grandes cargas não-lineares como retificadores tiristorizados, cicloconversores e inversores de frequência utilizados para acionamento de motores de indução. É desejado que o sistema combinado mantenha as características de compensação tanto em regime permanente quanto em regime transitório.

Entretanto, as características e o desempenho do sistema combinado composto por um filtro ativo série e filtros passivos paralelos, são enormemente influenciados pelo algoritmo de filtragem implementado para a extração da corrente harmônica da fonte e pelo método de controle utilizados no filtro ativo série [10].

### 3.2 - O Sistema Combinado Proposto

A configuração do sistema combinado no qual as análises do desempenho em regime desequilibrado são feitas é constituída de dois pequenos filtros ativos série e um filtro passivo paralelo, como proposto inicialmente por H. Akagi e H. Fujita em [13] para aplicação em sistemas de potência equilibrados.

A Fig 3.2 ilustra o sistema utilizado neste trabalho, que é fundamentado no sistema proposto em [13].

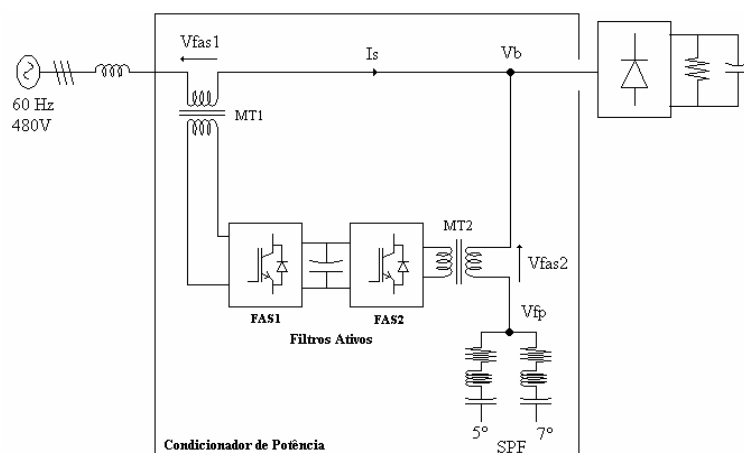


Fig 3.2. Diagrama Unifilar do Sistema Combinado

### 3.2.1 - Princípio de Operação do Sistema Combinado

#### 3.2.1.1 - Filtro Ativo FAS1

Assumindo que o filtro ativo série seja implementado por um inversor tipo fonte de tensão e se comporte como uma fonte de tensão controlada ideal, um circuito equivalente monofásico para o sistema combinado da Fig. 3.2, que combina o filtro ativo FAS1 e o filtro passivo paralelo SPF, é mostrado na Fig. 3.3. Sendo que  $Z_f$  é a impedância equivalente do filtro passivo paralelo e  $Z_s$  a impedância equivalente da fonte. A carga geradora de harmônicos é modelada como uma fonte de corrente.

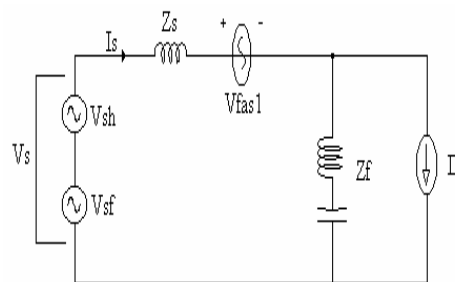


Fig. 3.3. Circuito Equivalente Monofásico FAS1 e SPF

O filtro ativo série é controlado de tal forma que apresente impedância zero para o circuito externo à frequência fundamental e resistência infinita  $KI$  para os componentes harmônicos da fonte ou da carga. Em outras palavras, o filtro ativo série age não como um compensador harmônico e sim como isolador harmônico.

Para a frequência fundamental e frequências harmônicas, a aplicação da lei da superposição à Fig. 3.3 resulta em dois circuitos equivalentes como ilustrado na Fig. 3.4 e na Fig. 3.5, respectivamente.

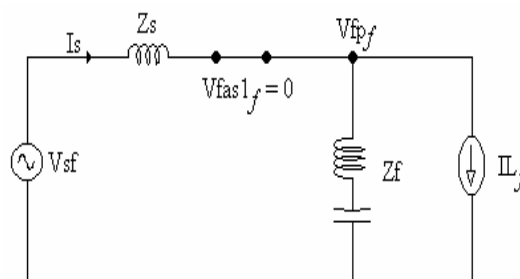


Fig 3.4. Circuito Equivalente do FAS1 e SPF à Frequência Fundamental

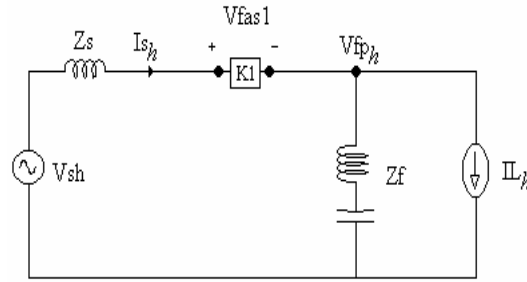


Fig 3.5. Circuito Equivalente do FAS1 e SPF à Frequência Harmônica

$V_{sf}$  é a tensão fundamental da fonte e  $I_{lf}$  é a corrente fundamental da carga, ilustrado na Fig 3.4, enquanto  $V_{sh}$  é a tensão harmônica da fonte e  $I_{lh}$  é a corrente harmônica da carga mostrado na Fig. 3.5. Para demonstrar o princípio de compensação, algumas equações importantes são derivadas com base na Fig. 3.5.

### 3.2.1.1.1 Corrente Harmônica da Fonte: $\dot{I}_{sh}$

A corrente harmônica que flui pela fonte é produzida tanto pela corrente harmônica da carga,  $\dot{I}_{lh}$ , quanto pela tensão harmônica da fonte,  $V_{sh}$ , é dada pela Eq. 3.1.

$$\dot{I}_{sh} = \frac{\dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K_1} \cdot \dot{I}_{lh} + \frac{\dot{V}_{sh}}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K_1} \quad (3.1)$$

$$\dot{I}_{sh} = 0 \quad \text{se } K_1 \gg Z_s, Z_f \quad (3.2)$$

Aqui,  $Z_s$  é a amplitude de  $\dot{Z}_s$ , e  $Z_f$  a amplitude de  $\dot{Z}_f$ . O primeiro termo da Eq. 3.1 significa que o filtro ativo série atua como uma “resistência de amortecimento”, que pode eliminar a ressonância paralela entre o filtro passivo paralelo e a impedância da fonte, enquanto o segundo termo da Eq. 3.1 indica que o filtro ativo série atua como uma “resistência de bloqueio” que pode evitar que correntes harmônicas oriundas da tensão harmônica da fonte fluam em direção ao filtro passivo paralelo. Se a resistência  $K_1$  for muito maior do que a impedância da fonte, as variações na impedância da fonte não afetarão as características de compensação do filtro passivo paralelo, reduzindo então a corrente harmônica da fonte a zero, como indicado na Eq. 3.2.

3.2.1.1.2 Tensão de Saída do Filtro Ativo Série FAS1:  $\dot{V}_{fas1}$

A tensão de saída do filtro ativo série, que é igual à tensão harmônica através da resistência  $K1$  na Fig.3.5, é dada por:

$$\dot{V}_{fas1} = K_1 \cdot \dot{I}_{sh} = K_1 \cdot \frac{\left( \dot{Z}_f \cdot \dot{I}_{lh} \right) + \dot{V}_{sh}}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K_1} \quad (3.3)$$

$$\dot{V}_{fas1} \approx \dot{Z}_f \cdot \dot{I}_{lh} + \dot{V}_{sh} \quad \text{se } K_1 \gg Z_s, Z_f \quad (3.4)$$

A Eq. 3.4 demonstra que o valor nominal da tensão de saída do filtro ativo série é dado pela soma vetorial do seu primeiro termo, que é inversamente proporcional ao fator de qualidade dos filtros passivos paralelos  $Q$ , e do segundo termo, que é igual à tensão harmônica da fonte.

3.2.1.1.3 Tensão Harmônica Através do Filtro Passivo:  $\dot{V}_{bh}$

A tensão harmônica do filtro,  $\dot{V}_{fph}$ , que é igual a tensão harmônica nos terminais do barramento de carga,  $\dot{V}_{bh}$ , é dada por:

$$\dot{V}_{bh} = -\frac{\dot{Z}_s + K_1}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K_1} \cdot \dot{Z}_f \cdot \dot{I}_{lh} + \frac{\dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K_1} \cdot \dot{V}_{sh} \quad (3.5)$$

$$\dot{V}_{bh} = -\dot{Z}_f \cdot \dot{I}_{lh} \quad \text{se } K_1 \gg Z_s, Z_f \quad (3.6)$$

A Eq. 3.6 ressalta que a tensão harmônica da fonte não aparece no lado da carga porque é aplicada através do filtro ativo série.

O sistema combinado ilustrado na Fig. 3.5 que é constituído pelo FAS1 e pelo SPF apresenta a seguinte desvantagem:

- ✓ Se  $Ilh$  contiver componentes harmônicas diferentes daquelas especificadas para a sintonia do filtro passivo, níveis acentuados de distorção na tensão do barramento de carga serão detectados.

### 3.2.1.2 - Filtro Ativo FAS2

A Fig. 3.6 ilustra o circuito harmônico equivalente que combina o filtro ativo FAS2 e o filtro passivo paralelo, SPF. Considera-se que o filtro ativo série FAS2 seja uma fonte de tensão controlada ideal, e seja controlado de tal forma que se comporte como uma fonte de tensão nula à frequência fundamental e uma fonte de tensão harmônica,  $\dot{V}_{fas_2}$ , às frequências harmônicas.

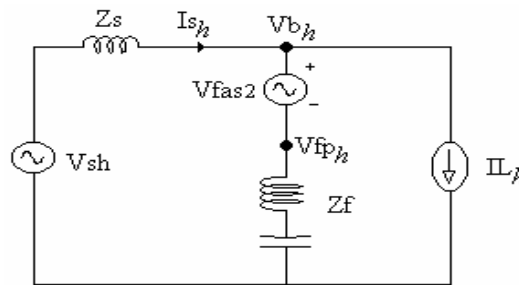


Fig 3.6. Circuito Equivalente do FAS2 e SPF à Frequência Harmônica

O comando da tensão instantânea do filtro ativo FAS2,  $\dot{V}_{fas_2}$ , é dado por:

$$\dot{V}_{fas_2} = -K_2 \cdot \dot{V}_{fp_2} \quad (3.7)$$

Aqui,  $K_2$  é um ganho e  $V_{fp_2}$  é a tensão harmônica existente através dos terminais do filtro passivo. A impedância total do filtro ativo FAS2 e do filtro passivo paralelo, que são conectados entre si, em série, é obtida a partir da Fig.3.6.

$$Z_{af} = (1 - K_2) \cdot Z_f \quad (3.8)$$

O filtro ativo FAS2 tem a habilidade de cancelar as tensões harmônicas que surgem nos terminais da carga devido à impedância não desprezível do filtro passivo para as correntes harmônicas fora da frequência de sintonia, provendo assim um caminho de

baixa impedância para as correntes harmônicas. Desde que  $K2$  seja unitário para uma condição ideal de controle,  $\dot{I}_{sh}$ ,  $\dot{V}_{bh}$  e  $\dot{V}_{fas2}$  são dadas por:

$$\dot{I}_{sh} = \frac{\dot{V}_{sh}}{\dot{Z}_s} \quad (3.9)$$

$$\dot{V}_{bh} = 0 \quad (3.10)$$

$$\dot{V}_{fas2} = -\frac{\dot{Z}_f}{\dot{Z}_s} \cdot \dot{V}_{sh} + \dot{Z}_f \cdot \dot{I}_{sh} \quad (3.11)$$

Uma vez que  $\dot{V}_{bh} = 0$ , nenhuma tensão harmônica ocorrerá no barramento de carga. Conseqüentemente, nenhuma corrente harmônica escapará em direção a fonte. Entretanto, o sistema combinado da Fig. 3.6 tem a seguinte desvantagem:

- ✓ Se o sistema combinado for conectado a um sistema no qual a fonte apresente tensões harmônicas,  $V_{sh}$ , correntes harmônicas que podem ser expressas por  $\frac{\dot{V}_{sh}}{\dot{Z}_s}$ , fluam da fonte em direção ao filtro ativo FAS2 e SPF.

### 3.3 - Característica de Compensação do Sistema Combinado

A Fig. 3.7 ilustra o circuito equivalente do sistema combinado proposto, composto pelos filtros ativos série FAS1 e FAS2 e pelo filtro passivo paralelo, SPF.

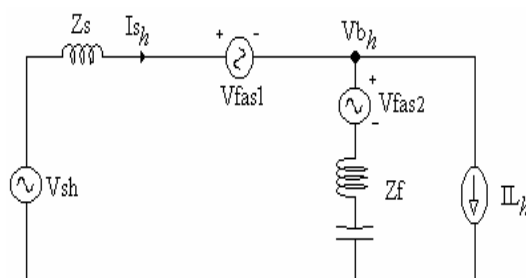


Fig 3.7. Circuito Equivalente do FAS1, FAS2 e SPF à Frequência Harmônica

O comando das tensões instantâneas dos filtros ativos FAS1 e FAS2 são dadas respectivamente pela Eq. 3.3 e 3.7. Como resultado, as características de compensação do sistema combinado proposto podem ser obtidas conjugando-se as análises feitas a partir das Fig. 3.5 e 3.6, descritas a seguir:

$$\dot{I}_{sh} = \frac{1}{\dot{Z}_s + K_1 + (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f} \cdot \dot{V}_{sh} + \frac{(1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + K_1 + (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f} \cdot \dot{I}_{lh} \quad (3.12)$$

$$\dot{V}_{bh} = \frac{(1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + K_1 + (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f} \cdot \dot{V}_{sh} - \frac{\left( \dot{Z}_s + K_1 \right) \cdot (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + K_1 + (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f} \cdot \dot{I}_{lh} \quad (3.13)$$

$$\dot{V}_{fas_1} = \frac{K_1}{\dot{Z}_s + K_1 + (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f} \cdot \dot{V}_{sh} + \frac{K_1 \cdot (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + K_1 + (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f} \cdot \dot{I}_{lh} \quad (3.14)$$

$$\dot{V}_{fas_2} = - \frac{K_2 \cdot \dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + K_1 + (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f} \cdot \dot{V}_{sh} + \frac{K_2 \cdot \left( \dot{Z}_s + K_1 \right) \cdot \dot{Z}_f}{\dot{Z}_s + K_1 + (1 - K_2) \cdot \dot{Z}_f} \cdot \dot{I}_{lh} \quad (3.15)$$

Se as condições ideais de controle  $K_1 = \infty$  e  $K_2 = 1$  forem atendidas, as equações 3.12 a 3.15, tornam-se:

$$\dot{I}_{sh} = 0 \quad (3.16)$$

$$\dot{V}_{bh} = 0 \quad (3.17)$$

$$\dot{V}_{fas_1} = \dot{V}_{sh} \quad (3.18)$$

$$\dot{V}_{fas_2} = \dot{Z}_f \cdot \dot{I}_{lh} \quad (3.19)$$

A tensão AC do filtro ativo FAS2 cancela a tensão harmônica que aparece nos terminais do filtro passivo paralelo, provendo então um caminho de impedância zero para as correntes harmônicas. Como toda a corrente harmônica tende a escoar pelo filtro passivo, nenhuma parcela da corrente harmônica produzida pela carga deve fluir em direção a fonte. De outra maneira, a tensão gerada pelo filtro ativo FAS1 atua na tensão distorcida da fonte, bloqueando então o fluxo de corrente harmônica proveniente da fonte em direção ao filtro passivo. Conseqüentemente, não há distorção na tensão do barramento de carga, como indicado na Eq. 3.17.

Conclui-se então que o sistema combinado proposto apresenta a seguinte funcionalidade:

- ✓ Os filtros ativos série, FAS1 e FAS2, são controlados para juntos tornar, ativamente, o perfil não-senoidal da tensão no barramento de carga,  $V_b$ , e da corrente da fonte,  $I_s$ , em perfis puramente senoidais com a ajuda do filtro passivo paralelo.

### 3.4 - Método de Controle do Sistema Combinado

As Fig. 3.8.a e 3.8.b ilustram o método de controle utilizado no sistema combinado. O controle é realizado em referência síncrona e foi proposto em [24] para utilização em filtros ativos paralelos.

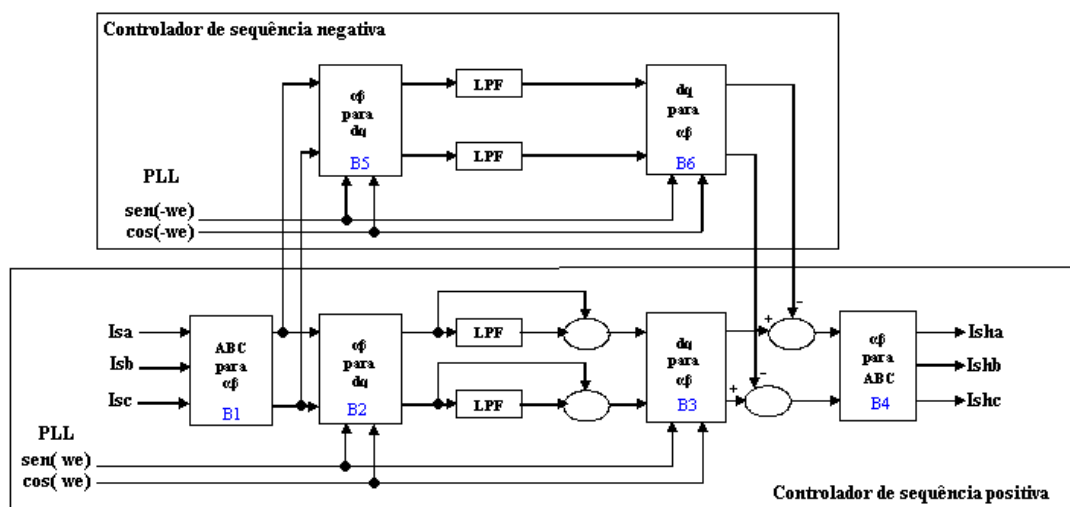


Fig. 3.8.a Circuito de Controle do FAS1

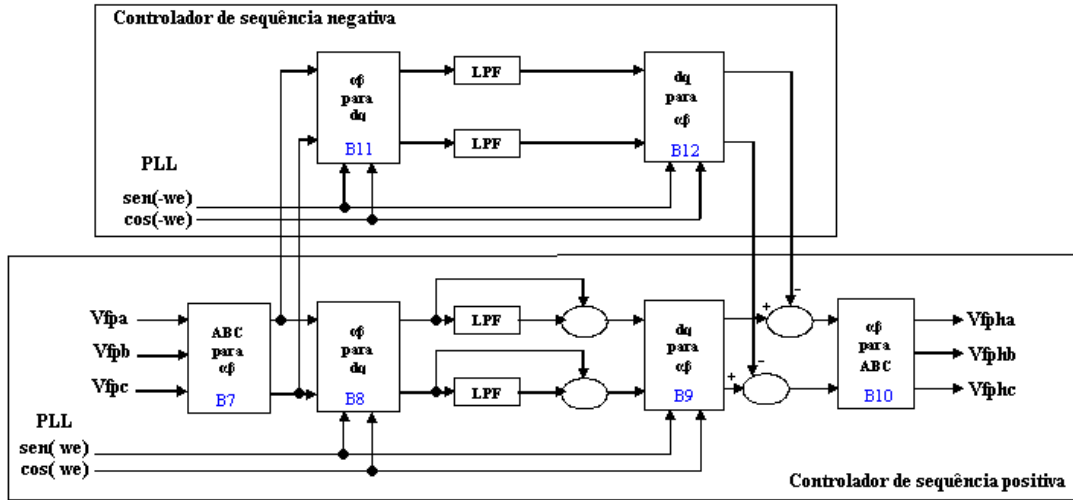


Fig. 3.8.b Circuito de Controle do FAS2

As correntes trifásicas da fonte,  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$  e as tensões trifásicas através do filtro passivo paralelo,  $V_{fpa}$ ,  $V_{fpb}$ ,  $V_{fpc}$ , são medidas. Utiliza-se a transformação de Clarke, B1 e B7, para converter as grandezas do sistema de referência estacionário de coordenadas  $a-b-c$  num sistema de referência também estacionário de coordenadas  $\alpha-\beta-0$ , como indicado nas Eq. 3.20 e 3.21.

$$\begin{bmatrix} I_{s0} \\ I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{fpo} \\ V_{fp\alpha} \\ V_{fp\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{fpa} \\ V_{fpb} \\ V_{fpc} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Então em referência estacionária,  $\alpha-\beta-0$ , as correntes da fonte e tensões do filtro passivo, são convertidas num sistema de referência girante,  $d-q-0$ , B2 e B8, a partir de

vetores unitários,  $\cos \omega_e$  e  $\sin \omega_e$ , que são derivados da frequência síncrona  $\omega_e$ , como segue abaixo:

$$\begin{bmatrix} Is_o \\ Is_d \\ Is_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \omega_e & \sin \omega_e \\ 0 & -\sin \omega_e & \cos \omega_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Is_\alpha \\ Is_\beta \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} Vfp_o \\ Vfp_d \\ Vfp_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \omega_e & \sin \omega_e \\ 0 & -\sin \omega_e & \cos \omega_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Vfp_\alpha \\ Vfp_\beta \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Em referencia síncrona d-q-0, a componente de seqüência positiva referente frequência fundamental  $\omega_e$ , tanto da corrente da fonte quanto da tensão sobre os filtros passivos, é transformada em parcela DC nos eixos d e q, e todos os componentes harmônicos são transformados em parcelas AC sofrendo um deslocamento em frequência de 60Hz. Para os harmônicos característicos de seqüência positiva o deslocamento é de + 60Hz e para os de seqüência negativa é - 60Hz.

A parcela DC é extraída a partir do filtro passa baixa, LPF, implementado nos eixos síncronos d-q, que corresponde a componente de seqüência positiva fundamental.

A extração da parcela AC que corresponde a todos componentes harmônicos é alcançada através de um filtro passa alta implementado a partir de (1- LPF), isolando então toda a parcela AC presente.

A transformação da parcela AC no sistema de referencia girante,d-q, para o sistema de referência estacionária  $\alpha$ -  $\beta$ , B3 e B9, fornece o conteúdo harmônico da corrente da fonte e da tensão dos filtros passivos, como indicado nas Eq. 3.24 e 3.25.

$$\begin{bmatrix} Ish_\alpha \\ Ish_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e & \sin \omega_e \\ -\sin \omega_e & \cos \omega_e \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} Ish_d \\ Ish_q \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\begin{bmatrix} Vfph_\alpha \\ Vfph_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e & \sin \omega_e \\ -\sin \omega_e & \cos \omega_e \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} Vfph_d \\ Vfph_q \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Na presença da componente fundamental de seqüência negativa, em função do desequilíbrio do sistema trifásico, o controlador síncrono de seqüência positiva transforma a componente fundamental de seqüência negativa em uma componente de 120 Hz em referência síncrona d-q.

Esta componente de 120 Hz não será extraída pelo filtro passa baixa que é implementado para extrair apenas a componente DC a partir de uma baixa frequência de corte. Posteriormente, esta componente de 120 Hz é inversamente transformada em componente fundamental de seqüência negativa em referência estacionária  $\alpha$ -  $\beta$ , na saída do controlador síncrono de seqüência positiva.

Um isolador dinâmico para a componente fundamental de seqüência negativa da corrente da fonte e da tensão no filtro passivo é implementado em referência síncrona através de um controlador síncrono de seqüência negativa. Neste caso os vetores unitários são gerados a partir de  $-\omega_e$ .

Na referencia síncrona, d-q-0, para seqüência negativa, a componente fundamental de seqüência negativa é transformada em parcela DC, B5 e B11. Esta parcela DC é então extraído por um filtro passa baixa como no controlador de seqüência positiva.

A parcela DC extraída é inversamente transformada para componente fundamental de seqüência negativa em referencia estacionária ,  $\alpha$ -  $\beta$ , B6 e B12, e subtraída da saída do controlador síncrono de seqüência positiva.

Desta forma, o sinal de referência do FAS1,  $Ish$ , e do FAS2,  $Vfph$ , não conterà qualquer componente fundamental de seqüência negativa. Isto garante que os filtros ativos série do sistema combinado não compensarão componentes fundamentais de seqüência negativa da fonte/carga, atuando apenas em sua função principal, que é a isolação harmônica.

A transformação inversa de Clarke, B4 e B10, é agora utilizada para converter as grandezas do sistema de referência estacionário de coordenadas  $\alpha$ -  $\beta$  no sistema de coordenadas  $a$ - $b$ - $c$  como indicado nas Eq. 3.26 e 3.27.

$$\begin{bmatrix} Ish_a \\ Ish_b \\ Ish_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ish_\alpha \\ Ish_\beta \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{fph_a} \\ V_{fph_b} \\ V_{fph_c} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{fph_\alpha} \\ V_{fph_\beta} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Finalmente, a amplificação dos harmônicos calculados de corrente e de tensão pelos ganhos  $K1$  e  $K2$ , produzem sinal de comando para os filtros ativos FAS1 e FAS2, respectivamente.

### 3.5 - Configuração do Sistema de Potência

O sistema de potência, o sistema de distribuição, e a carga trifásica [25], que compõe a planta na qual se analisa o desempenho do *Sistema Combinado* são aqui representados por seu circuito equivalente monofásico, Fig.3.9.

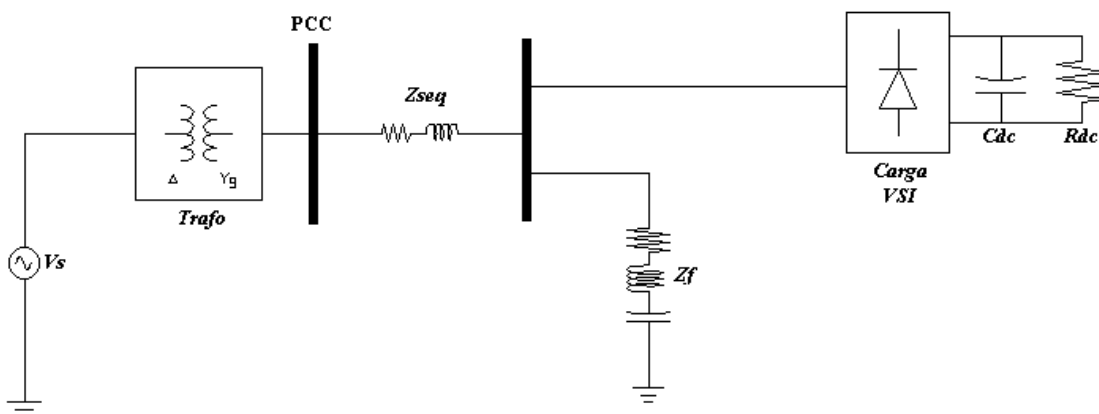


Fig. 3.9. Circuito Equivalente Monofásico da Planta

As características do sistema de potência e dos elementos constituintes são descritas a seguir:

- ✓ O transformador de distribuição da planta ( $\Delta - Y_g$ , 4160/480V, 750 KVA) apresenta uma impedância percentual de 1.3% (30,75 m $\Omega$  e 35,5  $\mu$ H), referida à potência e tensão de 58MVA e 480V respectivamente. O nível de curto-circuito (SCR) no secundário do transformador, ou seja, no ponto de acoplamento comum (PCC), é de 12,3 baseado na corrente de carga

média de 656 A. A potência de curto circuito da planta é de 58 MVA e a corrente de curto-circuito do secundário do transformador é 8059 A.

- ✓ A carga trifásica, 310KVA, constitui-se de um conversor AC-DC não controlado, tipo fonte de tensão, VSI. O capacitor,  $C_{dc}$ , e a carga do retificador,  $R_{dc}$ , são respectivamente 5mF e 1,482  $\Omega$ .

Os limites harmônicos recomendados pela IEEE 519 diferem de acordo com o nível de tensão e com o nível de curto-circuito do PCC. Na planta em questão, os limites harmônicos são definidos no lado de baixa tensão, 480 V, e conseqüentemente a taxa de distorção harmônica total (THD) recomendada pela IEEE 519 para um nível de curto-circuito de 12,3 é de 5% para a corrente e para a tensão. Observa-se que para um SCR maior do que 20 o limite da THD seria de 8%.

A taxa de distorção harmônica total e o nível de curto-circuito no ponto de acoplamento comum são definidos nas Eq. 3.28 e 3.29.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (3.28)$$

$$SCR = \frac{I_{cc}}{I_o} \quad (3.29)$$

Onde:

$n$  é a ordem harmônica,

$I_1$  e  $I_o$  são os valores RMS da corrente no PCC à frequência fundamental,

$I_{cc}$  é o valor da corrente de curto-circuito no PCC

A equação 3.30 exprime o valor RMS da corrente, sendo estendido também à tensão.

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (3.30)$$

### 3.6 - Simulação e Resultados Obtidos para Condição Equilibrada

#### 3.6.1 - Simulação do Sistema Equivalente Trifásico com Filtro Passivo Paralelo

##### 3.6.1.1 - Projeto do Filtro Passivo Paralelo

O filtro passivo paralelo é sintonizado no 5<sup>o</sup> e no 7<sup>o</sup> harmônicos da corrente de carga, uma vez que estes são os harmônicos de maior amplitude. Optou-se pela configuração RLC série.

As cargas do tipo VSI, como os retificadores não-controlados com capacitores no lado DC, apresentam uma dificuldade particular em relação à filtragem harmônica uma vez que este tipo de carga gera harmônicos de corrente com amplitude elevada, e apresenta um fator de potência de deslocamento, DPF, quase unitário. Geralmente, o dimensionamento destes filtros passivos acarreta em elevados níveis de potência “reativa” e conseqüentemente inaceitáveis DPF em avanço. A inserção de reatores nas fases aumenta a impedância vista pela carga, diminuindo a THD da corrente da fonte e conseqüentemente diminuindo o DPF. Isto permite a implementação efetiva dos filtros passivos com aceitáveis níveis do DPF.

O filtro passivo paralelo, SPF, projetado consiste então em um filtro RLC série, sintonizado no 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup> harmônicos, estrela isolada, de potência 17 KVAR e 8,5KVAR para compensação da potência “reativa” à frequência fundamental respectivamente. A potencia total do filtro é 76KVA, incluindo a componente dos harmônicos dominantes, por fase.

Os parâmetros dos filtros passivos são indicados na tabela 3.1.

**TABELA 3.1**  
**PARAMETROS DO FILTRO PASSIVO PARALELO**

<b>Ordem</b>	<b>Indutância</b>	<b>Capacitância</b>	<b>Qr</b>
<b>5<sup>o</sup></b>	1.5mH	188uF	100
<b>7<sup>o</sup></b>	1.5mH	96uF	100

3.6.1.2 - Comportamento do Sistema com os Filtros Passivos

As Fig. 3.10 a 3.13 retratam o comportamento do sistema sem a presença dos filtros ativos de potência.

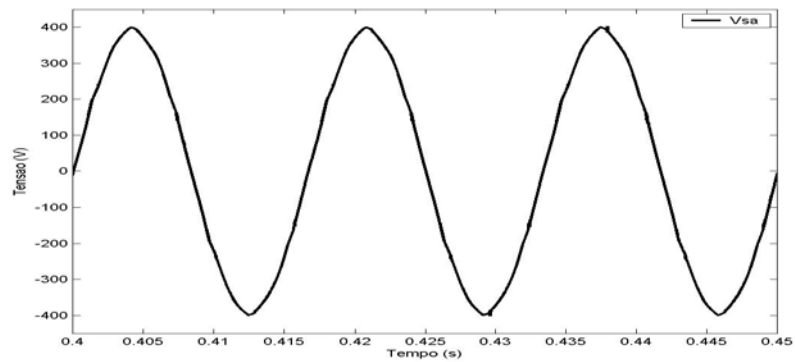


Fig. 3.10. Tensão da Fonte.

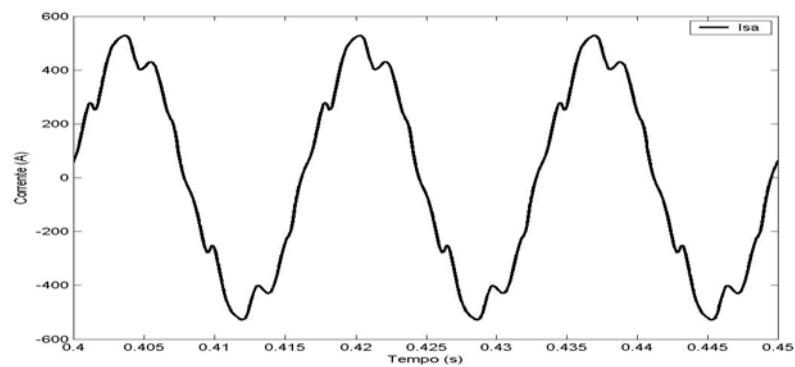


Fig. 3.11. Corrente da Fonte

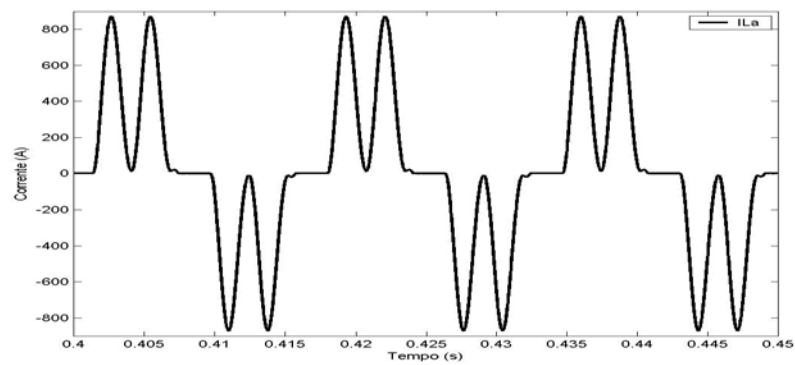


Fig. 3.12. Corrente da Carga

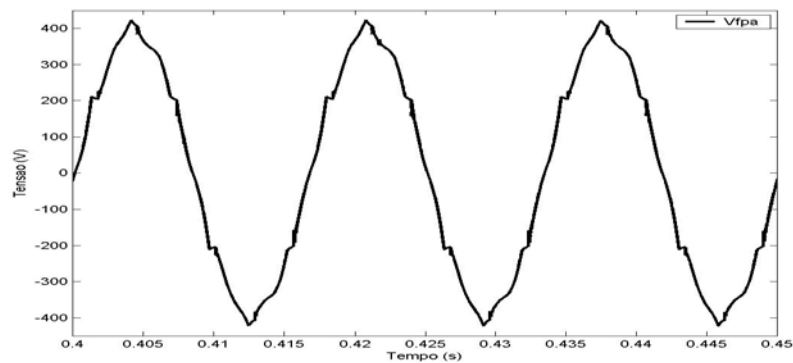


Fig. 3.13. Tensão na Barra de Carga

A tabela 3.2 indica os valores da THD e do valor RMS das variáveis de interesse.

**TABELA 3.2**  
**ANÁLISE DO SISTEMA COM FILTRO PASSIVO PARALELO**

	<b>THD (%)</b>	<b>RMS</b>
<b>Vs (V)</b>	1,22	277,78
<b>Is (A)</b>	9,34	352,32
<b>IL (A)</b>	74,72	432
<b>Vfp (V)</b>	4,61	280,3

Como pode ser observado há uma redução na THD da corrente da fonte em 87,5%, porém a THD da corrente ainda excede a recomendação da IEEE 519. Salienta-se ainda que a THD da tensão nos terminais da carga, ou seja, a tensão sobre o filtro passivo paralelo, esta próxima ao nível recomendado.

A tensão distorcida nos terminais da carga é justificada uma vez que a impedância do filtro passivo é dependente da ordem do harmônico de corrente drenado pelo filtro. Para as frequências fora a de sintonia, a impedância deve ser elevada otimizando o desempenho do filtro passivo. Porém, uma parcela dos harmônicos fora de sintonia escoam pelo filtro, aumentando então a queda de tensão sobre o filtro.

A corrente fundamental da fonte nesta condição de operação está 7,5° adiantada em relação à tensão da fonte. Assim o DPF, em avanço, à frequência fundamental é 0,99.

### 3.6.2 - Simulação do Sistema Combinado Trifásico em Regime Equilibrado

Como mencionado na seção 3.5 os ganhos dos filtros ativos série FAS1 e FAS2 devem ser em condições ideais de controle respectivamente  $K_1 = \infty$  e  $K_2 = 1$ . Os ganhos foram aqui definidos, por simulação, em  $K_1 = 5$  e  $K_2 = 0,8$ .

No que tange o sistema de controle dos filtros ativos série, implementados em referência síncrona, SFR, a frequência de corte dos filtros passa baixa,  $f_c$ , deve ser a menor possível. Indesejavelmente, o desempenho transitório deteriora-se quando a  $f_c$  é muito pequena. Utilizar filtros passa baixa, FPB, de ordens mais elevadas contribui efetivamente a melhorar as características transitórias, mas o sistema torna-se instável quando  $K$  é muito alto [9]. Pra evitar um baixo desempenho na compensação harmônica e a instabilidade do sistema, as características dinâmicas do sistema devem ser investigadas. Adota-se para o sistema combinado implementado, um FPB de segunda ordem,  $N=2$ , e uma  $f_c$  de 7Hz.

A Fig. 3.14 ilustra o sistema combinado já inserido ao sistema de potência. Optou-se pelo sistema equivalente dos filtros ativos série, ou seja, substituem-se os inversores de frequência VSI que atuam no sistema como fontes de tensão controlada, por modelos equivalentes dos inversores de frequência.

O sistema combinado e o sistema de potência, três fase - três fios, compostos pelo modelo equivalente dos inversores VSI são ilustrados na Fig. 3.14.

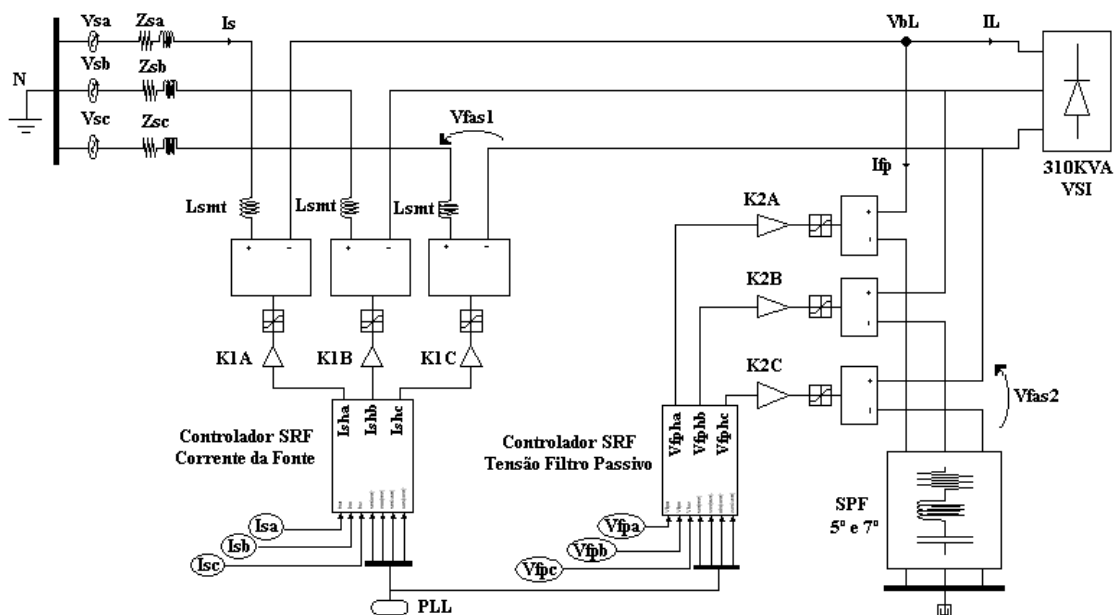


Fig. 3.14. Sistema Implementado Composto por Filtros Ativos e Passivos

A seguir, as Fig. 3.15 a 3.26 ilustram as formas de onda das tensões e correntes do circuito não só no ponto de acoplamento comum, onde se aplica a IEEE 519, ilustram também o perfil da tensão e da corrente no barramento de carga.

A eficiência do sistema combinado quando aplicado a cargas VSI é evidente, sendo comprovado pelo espectro harmônico das variáveis do sistema.

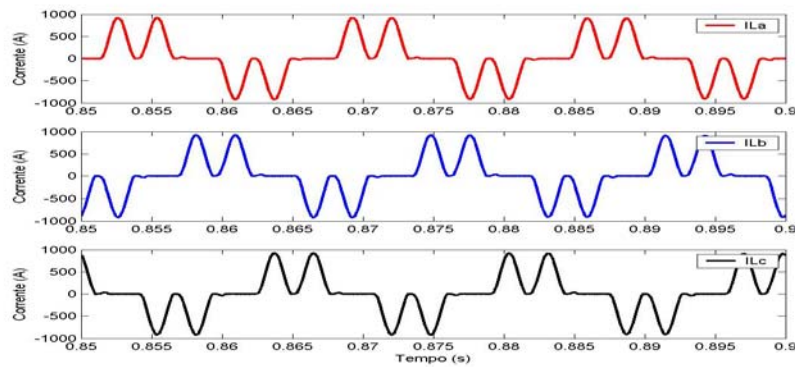


Fig. 3.15. Corrente de Carga

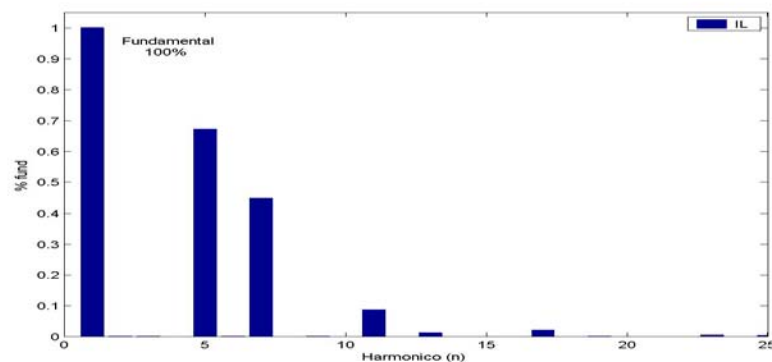


Fig. 3.16. Espectro da Corrente de Carga

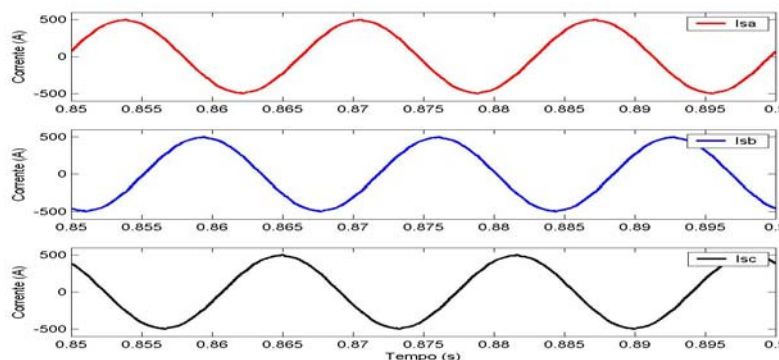


Fig. 3.17. Corrente da Fonte

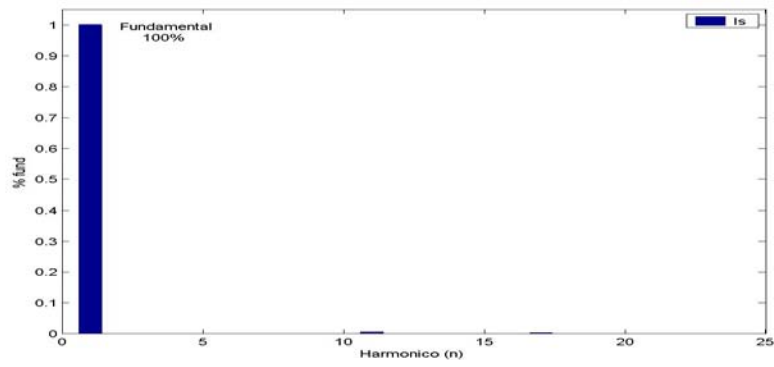


Fig. 3.18. Espectro da Corrente da Fonte

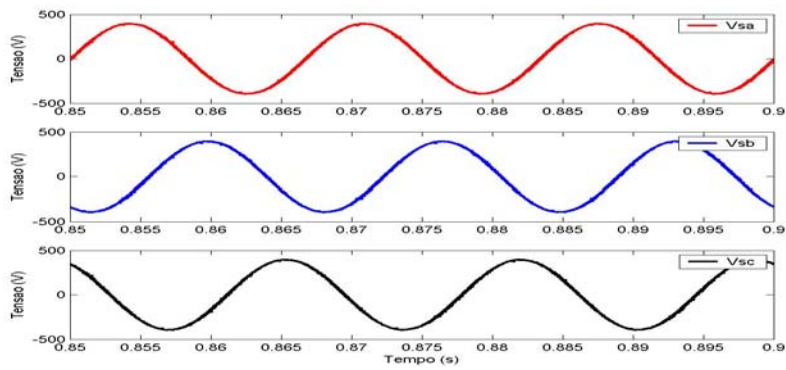


Fig. 3.19. Tensão da Fonte

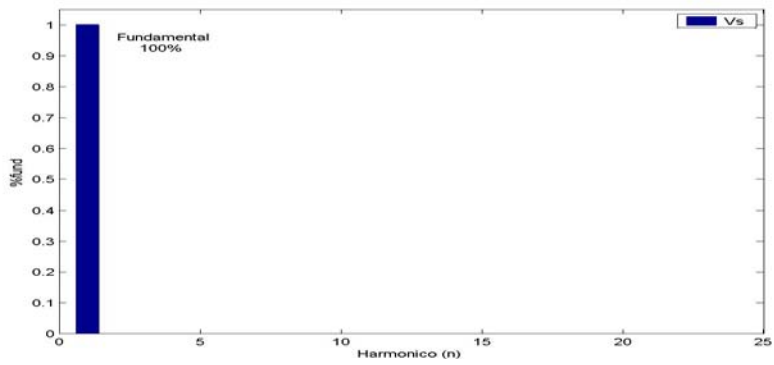


Fig. 3.20. Espectro da Tensão na Fonte

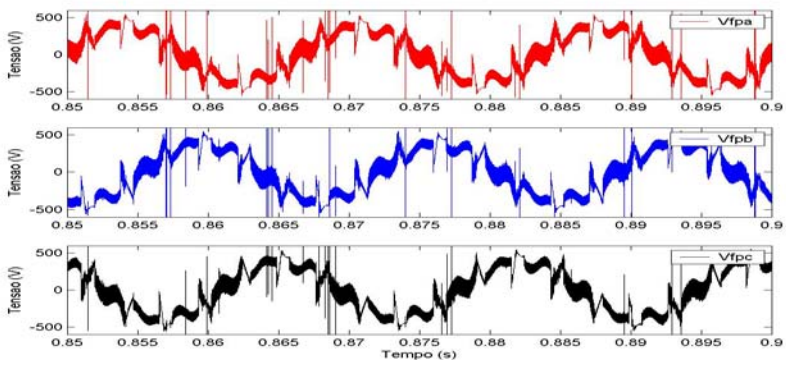


Fig. 3.21. Tensão nos Terminais do Filtro Passivo - SPF

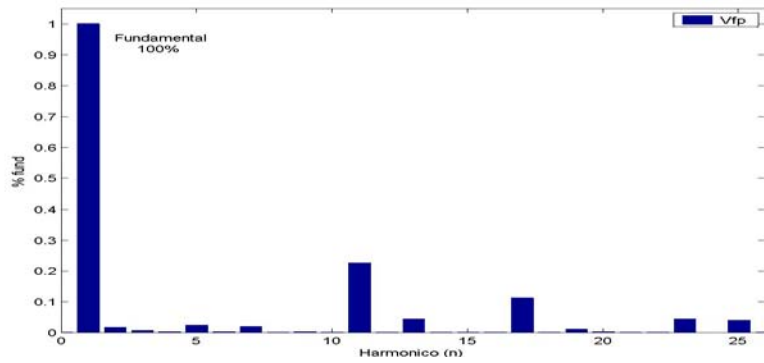


Fig. 3.22. Espectro da Tensão nos Terminais do Filtro Passivo - SPF

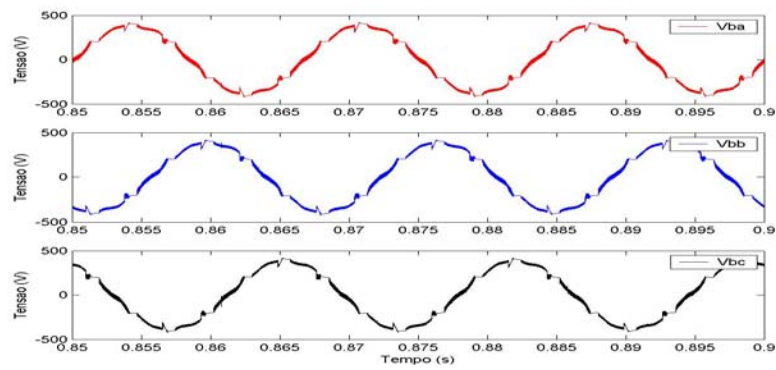


Fig. 3.23. Tensão na Barra de Carga

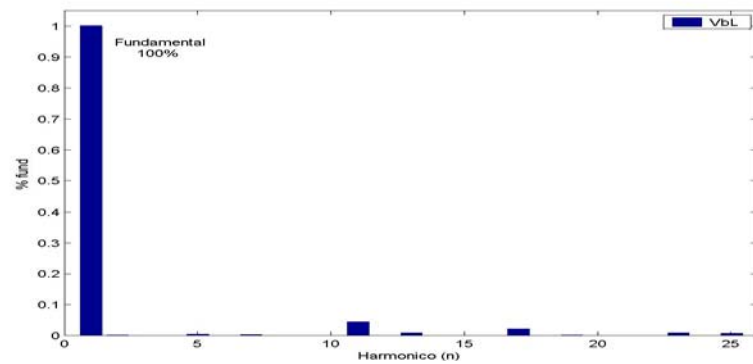


Fig. 3.24. Espectro da Tensão na Barra de Carga

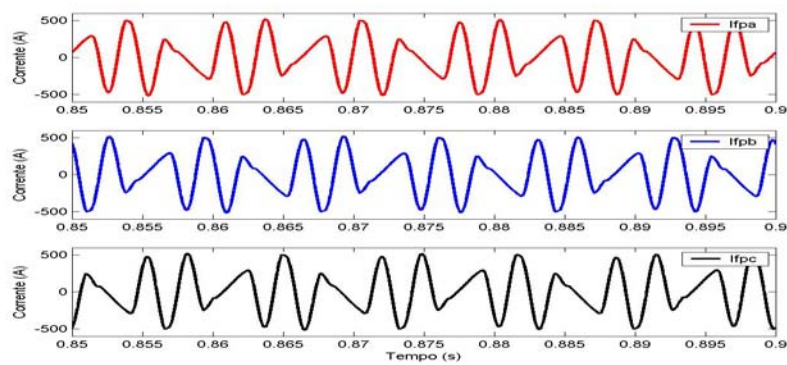


Fig. 3.25. Corrente no SFP

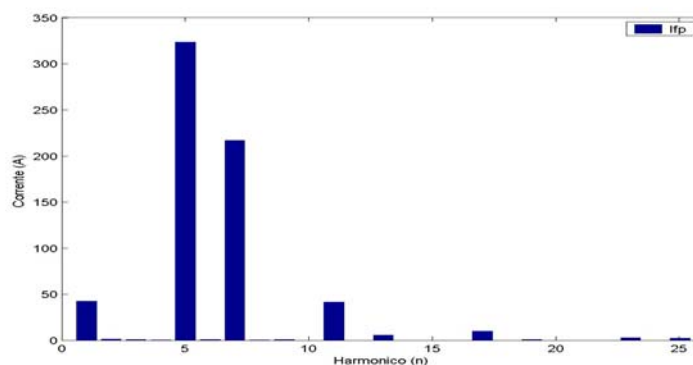


Fig. 3.26. Espectro da Corrente no SFP

**TABELA 3.3**  
**ANÁLISE DO SISTEMA COM BINADO EM REGIME EQUILIBRADO**

	<b>THD (%)</b>	<b>RMS</b>
<b>IL (A)</b>	<b>81,4</b>	<b>439</b>
<b>Is (A)</b>	<b>0,88</b>	<b>348,41</b>
<b>Vs (V)</b>	<b>0,25</b>	<b>277,83</b>
<b>Vfp (V)</b>	<b>28,3</b>	<b>285,84</b>
<b>VbL (V)</b>	<b>5,69</b>	<b>273,5</b>
<b>Isfp (A)</b>	<b>xxxxxxxx</b>	<b>278,32</b>

Como pode ser observado nas Fig. 3.15 a 3.26 e na tabela 3.3, os níveis de distorção harmônica no PCC estão bem abaixo dos limites máximos recomendados pela IEEE 519, demonstrando que a aplicação do sistema combinado aprimora as características de compensação do filtro passivo. Outro ponto importante, é que a isolação harmônica provida pelo FAS1 eleva substancialmente a distorção harmônica da tensão através do filtro passivo, e conseqüentemente a tensão nos terminais da carga. Porém, a atuação do FAS2 contorna esta que seria uma desvantagem potencial do sistema combinado, adequando os níveis de distorção da tensão nos terminais da carga, aqui reduzidos em 80%, de 28,3 % para 5,69%.

A tensão de saída dos filtros ativos série, FAS1 e FAS2 são exibidas nas figuras 3.27 e 3.28.

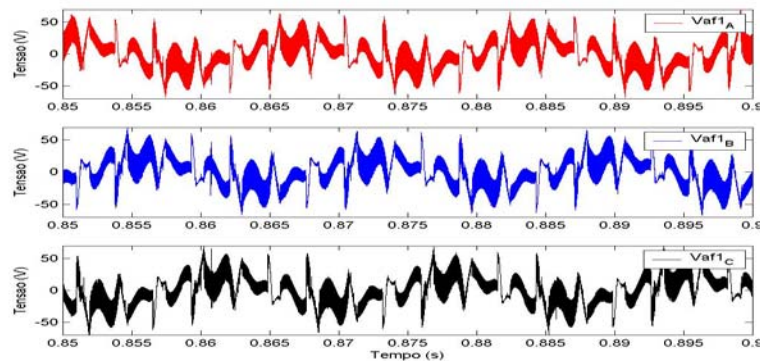


Fig. 3.27. Tensão de saída do FAS1

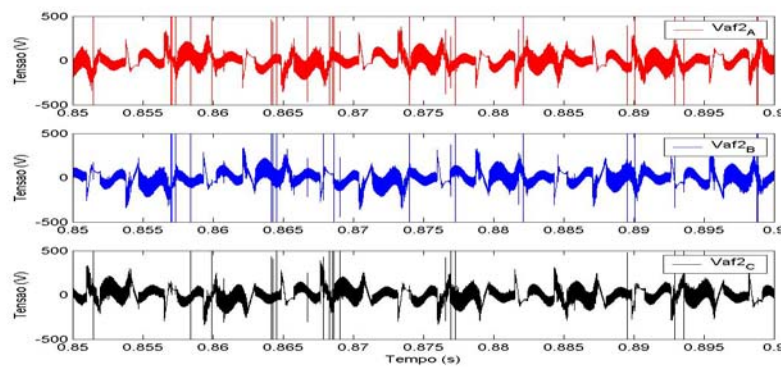


Fig. 3.28. Tensão de saída do FAS2

É importante observar que a corrente que circula através do filtro ativo FAS1 é a corrente de linha da fonte,  $I_s$ , enquanto a corrente que circula simultaneamente pelo filtro ativo FAS2 e pelo SPF é a corrente drenada pelo filtro passivo,  $I_{spf}$ .

Os valores RMS das tensões de saída dos filtros ativos aplicados ao sistema de potência, por fase, são indicados na tabela 3.4.

A potência dos filtros pode ser calculada, para a condição equilibrada, pelas equações 3.31 e 3.32:

$$S_{fas1} = 3 \times V_{fas1} \times I_s \quad (3.31)$$

$$S_{fas2} = 3 \times V_{fas2} \times I_{spf} \quad (3.32)$$

**TABELA 3.4**  
**POTÊNCIA DEMANDADA DO SISTEMA COMBINADO**

	<b>FAS1</b>	<b>FAS2</b>	<b>SPF</b>
<b>Vrms (V)</b>	<b>23,35</b>	<b>66,7</b>	<b>285,84</b>
<b>Irms (A)</b>	<b>348,5</b>	<b>278,32</b>	<b>278,32</b>
<b>S (VA)</b>	<b>8,14K</b>	<b>18,57K</b>	<b>79,56K</b>

A potência total dos filtros ativos é de 24,42 KVA para o FAS1 e 55,71 KVA para o FAS2, somando então 80,13 KVA. Este valor corresponde a 25,85% da potência da carga, 310KVA.

É extremamente importante salientar que o filtro passivo paralelo é sobrecarregado quando utilizado no sistema combinado, uma vez que foi dimensionado para atuar no sistema individualmente. Inicialmente dimensionado para 76KVA a sobrecarga imposta ao SPF é de 5%. Deve-se, contudo projetar os filtros passivos exclusivamente para atuar no sistema combinado. Caso contrario será sobrecarregado em função das demais correntes harmônicas da carga drenadas pelo SPF fora as componentes à frequência de sintonia.

### **3.6.3 - Variáveis do Controle do Sistema Combinado em Regime Equilibrado**

Como mencionado anteriormente, as características e o desempenho do sistema combinado composto por filtros ativos série e filtros passivos paralelos, são enormemente influenciados pelo algoritmo de filtragem implementado para a extração da corrente e/ou tensão harmônica da fonte.

As figuras a seguir, confrontam a extração das correntes harmônicas sem o sistema combinado e com o sistema combinado, demonstrando passo a passo a extração harmônica a partir do controle em referência síncrona.

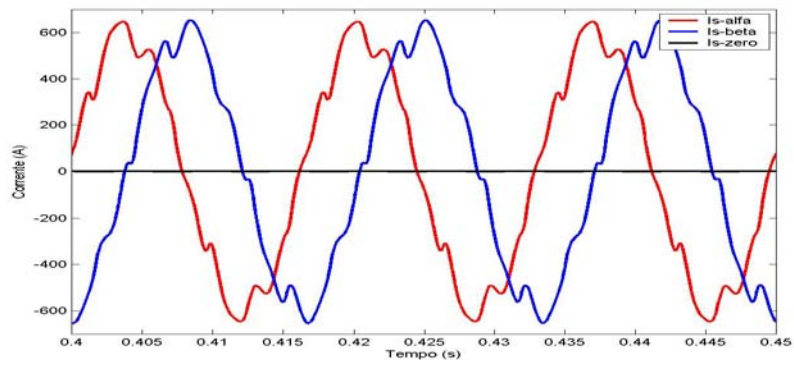


Fig. 3.29.  $\alpha$ -  $\beta$ - 0 antes da Inserção do Sistema Combinado

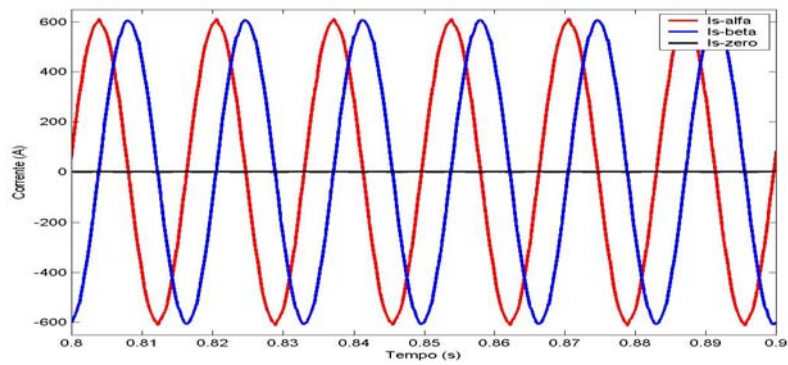


Fig. 3.30.  $\alpha$ -  $\beta$ - 0 depois da Inserção do Sistema Combinado

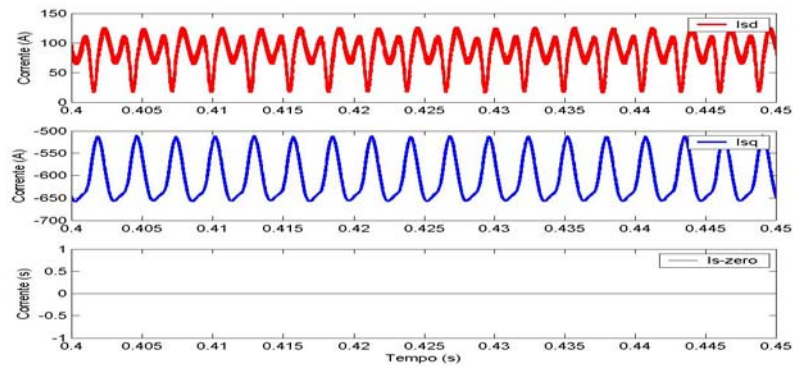


Fig. 3.31. d-q-0 antes da Inserção do Sistema Combinado

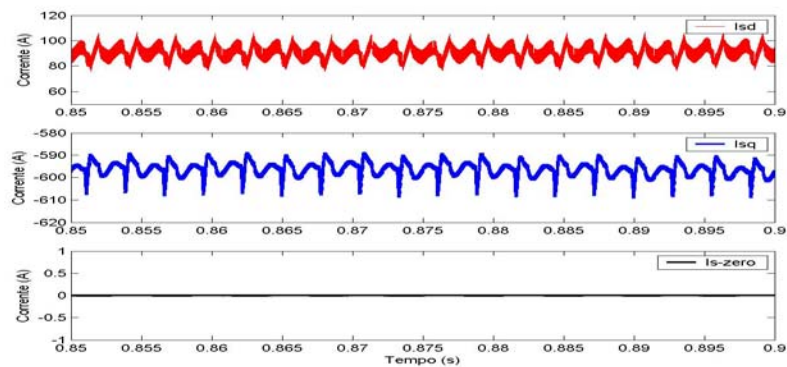


Fig. 3.32. d-q-0 depois da Inserção do Sistema Combinado

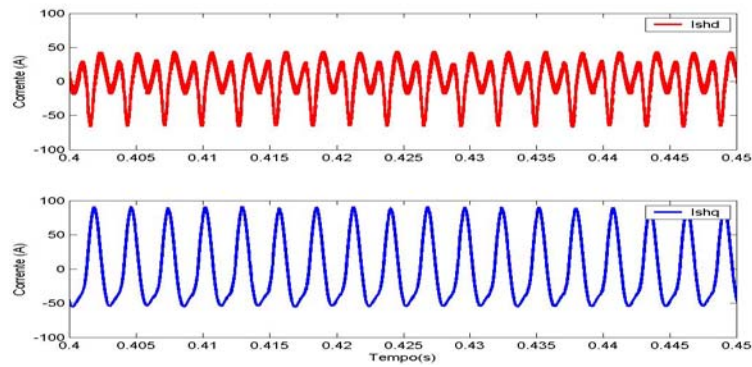


Fig. 3.33. Componentes harmônicas em d-q-0 antes da Inserção do Sist Comb.

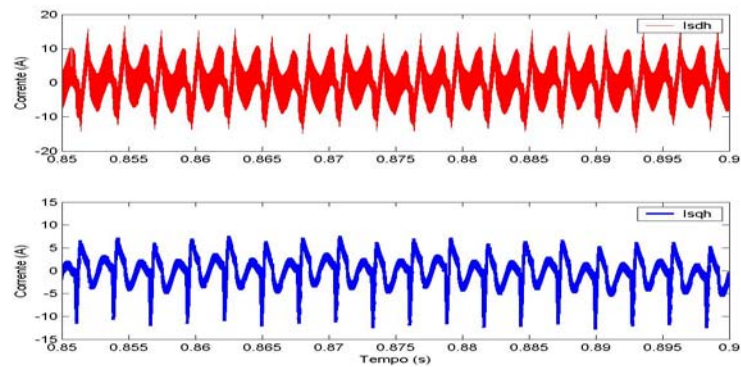


Fig. 3.34. Componentes harmônicas em d-q-0 depois da Inserção do Sist. Comb.

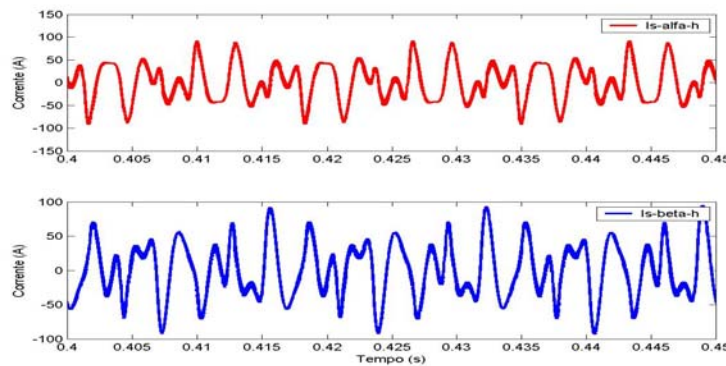


Fig. 3.35. Componentes harmônicas  $\alpha$ -  $\beta$ - 0 antes do Sistema Combinado

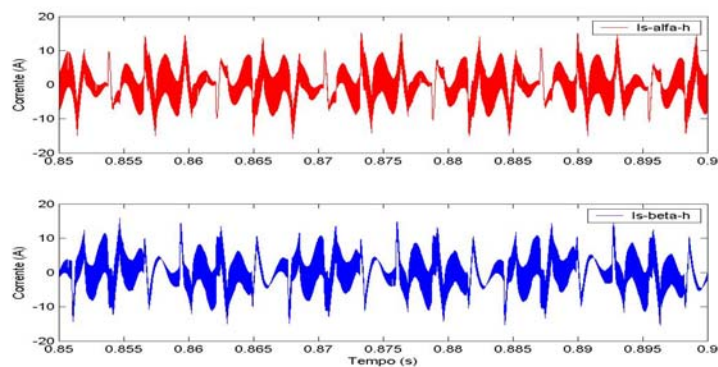


Fig. 3.36. Componentes harmônicas  $\alpha$ -  $\beta$ - 0 depois do Sistema Combinado

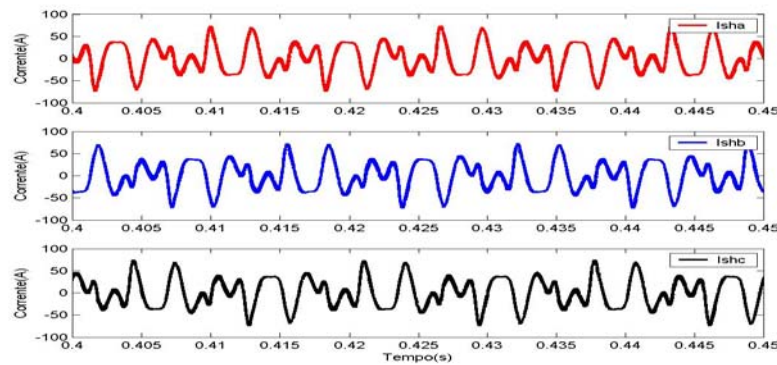


Fig. 3.37. Corrente Harmônica de Controle antes da Atuação do Sist. Comb.

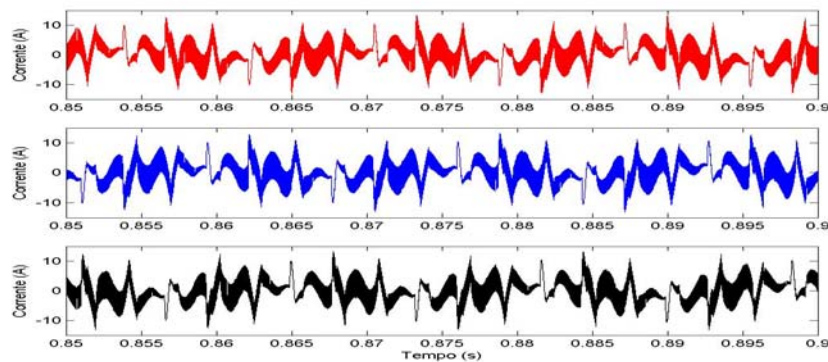


Fig. 3.38. Corrente Harmônica de Controle depois da Atuação do Sist. Comb.

Observa-se nitidamente na Fig. 3.30 a ortogonalidade das componentes  $\alpha$ -  $\beta$  e que em regime permanente estas componentes são compostas apenas da frequência fundamental, uma vez que as componentes harmônicas são isoladas da fonte.

A diferença entre as amplitudes das correntes harmônicas na fonte ou corrente harmônica de controle, Fig. 3.37 e 3.38, é discrepante, evidenciando a eficiência do controle em referência síncrona na mitigação harmônica.

Vale ressaltar que como o sistema é equilibrado não há componentes de seqüência zero, o que torna dispensável a utilização destas componentes no controle do sistema combinado.

## CAPÍTULO 4

### O SISTEMA COMBINADO EM REGIME DESEQUILIBRADO

#### 4.1 - Introdução

Existem várias razões pelas quais um sistema de distribuição pode operar em condições desequilibradas e/ou assimétricas como, por exemplo, não transposição das linhas de transmissão, distribuição não homogênea das cargas do sistema, operações anormais durante processos de chaveamento, tensões de alimentação desequilibradas.

Em função do desequilíbrio, uma parcela da potência ativa referente à seqüência positiva da componente fundamental é convertida em potência ativa de seqüência negativa e seqüência zero. Estas potências de seqüência negativa e zero poluem o sistema assim como os harmônicos. O desequilíbrio deteriora o sistema e afeta significativamente a confiabilidade das técnicas de análise harmônicas.

Num sistema trifásico, as tensões e as correntes nas três fases (A, B, C) são iguais em amplitude e defasadas entre si em  $120^\circ$ . Sempre que ocorre um desequilíbrio no sistema, as correntes trifásicas são diferentes em amplitude e são defasadas uma das outras em ângulos diferentes de  $120^\circ$ . Conseqüentemente quando somadas, fasorialmente, resultam em um valor diferente de zero, e valor este finito que flui através do condutor neutro, se existir, [26].

As regras utilizadas para a análise dos sistemas balanceados não são mais aplicáveis aos sistemas desequilibrados. No caso de um sistema desequilibrado, a componente fundamental e os harmônicos não seguem a teoria das componentes seqüenciais, que foi estabelecida para a representação dos harmônicos considerando um sistema equilibrado e operante em condições balanceadas. A não aplicação da teoria das componentes seqüenciais é justificada uma vez que a componente fundamental e os harmônicos nas fases do sistema são diferentes em amplitude e defasadas uma das outras em ângulos diferentes de  $120^\circ$ .

A teoria das componentes simétricas é um modelo matemático utilizado para representação das componentes das fases de um sistema através das componentes de seqüência.

Em regime permanente, as variáveis trifásicas distorcidas e desbalanceadas  $a_A(t)$ ,  $a_B(t)$  e  $a_C(t)$  (tensões ou correntes) podem ser representados pela série de

Fourier. Pra o caso geral, cada sistema trifásico de ordem harmônica  $n$ ,  $a_{An}(t), a_{Bn}(t), a_{Cn}(t)$ , constitui um sistema desequilibrado. Através da teoria das componentes simétricas cada sistema harmônico desequilibrado pode ser decomposto em vários sistemas harmônicos equilibrados de mesma ordem e de seqüências positiva, negativa e zero,  $a_{in}^+(t), a_{in}^-(t), a_{in}^o(t)$ , ( $i = A, B, C$ ), respectivamente, [27].

Para cada harmônico de ordem  $n$ , os fasores correspondentes são obtidos a partir da Eq. 4.1:

$$\begin{bmatrix} \dot{a}_n^o \\ \dot{a}_n^+ \\ \dot{a}_n^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \sigma & \sigma^2 \\ 1 & \sigma^2 & \sigma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{a}_{An} \\ \dot{a}_{Bn} \\ \dot{a}_{Cn} \end{bmatrix} : \sigma = 1 \underline{120}^0 \quad (4.1)$$

Onde:

$\dot{a}_n^+$ ,  $\dot{a}_n^-$ ,  $\dot{a}_n^o$  Representam os fasores de seqüência positiva, negativa e seqüência zero do sistema balanceado.

$\dot{a}_{An}$ ,  $\dot{a}_{Bn}$ ,  $\dot{a}_{Cn}$  Representam os fasores das fases A, B e C do sistema desbalanceado.

O fator de desequilíbrio, CUF, é então definido à frequência fundamental,  $n=1$ , por:

$$\left( \frac{\dot{a}_n^-}{\dot{a}_n^+} \right) = \left( \frac{\dot{I}_n^-}{\dot{I}_n^+} \right) \quad (4.2)$$

Pode ser observado que tão logo aumente o fator de desequilíbrio, CUF, a amplitude dos harmônicos não-característicos aumenta. Isto é acompanhado de um decréscimo na amplitude dos harmônicos característicos.

Algumas observações foram feitas em relação ao aumento do CUF, [26].

- ✓ A amplitude dos harmônicos não-característicos aumenta em todas as componentes de seqüência (componentes de seqüência zero, positiva e negativa).

- ✓ A amplitude dos harmônicos característicos aumenta em algumas componentes de seqüência, mas também diminui em outras como sumarizado a seguir.
- ✓ Os componentes harmônicos referidos como “seqüência positiva” para a condição balanceada de operação ( $7^{\text{o}}$ ,  $13^{\text{o}}$ ,...), exibem um decréscimo na amplitude das componentes de seqüência positiva.
- ✓ Os componentes harmônicos referidos como “seqüência negativa” para a condição balanceada de operação ( $5^{\text{o}}$ ,  $11^{\text{o}}$ ,...), exibem um decréscimo na amplitude das componentes de seqüência negativa.
- ✓ Os componentes harmônicos, que são considerados como “seqüência zero” no caso dos harmônicos balanceados ( $3^{\text{o}}$ ,  $9^{\text{o}}$ ,...), apresentam um acréscimo na amplitude em todas as componentes de seqüência.

Neste trabalho, o desequilíbrio é alcançado através da inserção de uma carga monofásica na barra de carga. A carga monofásica assim como a carga trifásica são conversores tipo fonte de tensão, VSI, não-controlados.

#### 4.2 - Caracterização do Sistema de Potência em Regime Desequilibrado

A Fig. 4.1 ilustra o sistema de potência que opera em regime desequilibrado.

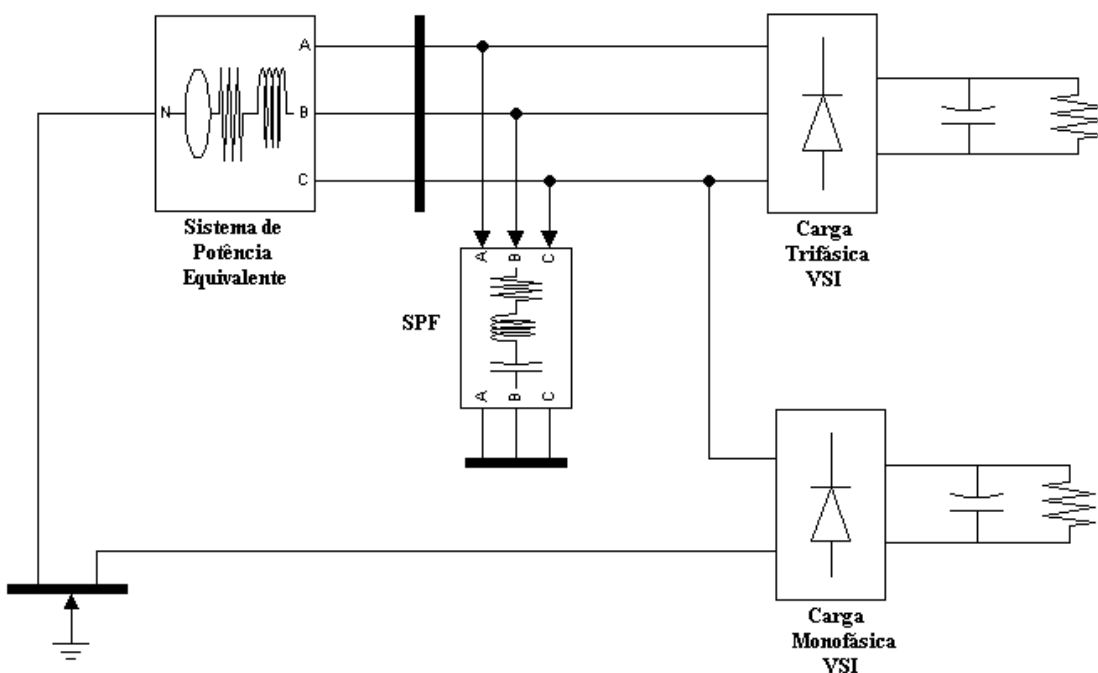


Fig. 4.1. Sistema de Potência em Regime Desequilibrado

O conversor de 6 pulsos, operando sob condições balanceadas, produz harmônicos característicos de corrente da ordem de  $6n \pm 1$   $n = 1, 2, 3, \dots$ , por exemplo, 5<sup>o</sup>, 7<sup>o</sup>, 11<sup>o</sup>. Se o sistema de potência contiver algum tipo de desequilíbrio, surgem os harmônicos não-característicos, por exemplo, 3<sup>o</sup>, 9<sup>o</sup>, 15<sup>o</sup>.

O Sistema Combinado utilizado para a análise em regime desequilibrado é idêntico ao utilizado em regime equilibrado, uma vez que o foco da pesquisa é avaliar o desempenho do sistema combinado sob condições desbalanceadas de operação.

O grau ou fator de desequilíbrio CUF considerado nesta análise teórica é de 9%.

A carga monofásica, 30KVA, é adicionada a fase C do sistema de potência. Para o sistema estudado, 3-fases 4-fios, as componentes de seqüência zero não são nulas, anteriormente explicado na seção 4.1.

As Fig. 4.2 a 4.15 ilustram o comportamento do sistema da Fig 4.1. Observa-se então a presença dos harmônicos não-característicos na corrente e tensão do sistema e, caracterizando o desequilíbrio, a circulação de corrente no neutro.

Todavia, vale ressaltar que a distribuição das componentes de seqüência do conteúdo harmônico não é homogênea, isto é, não se pode determinar qual será a parcela de uma determinada componente de seqüência para uma determinada fase.

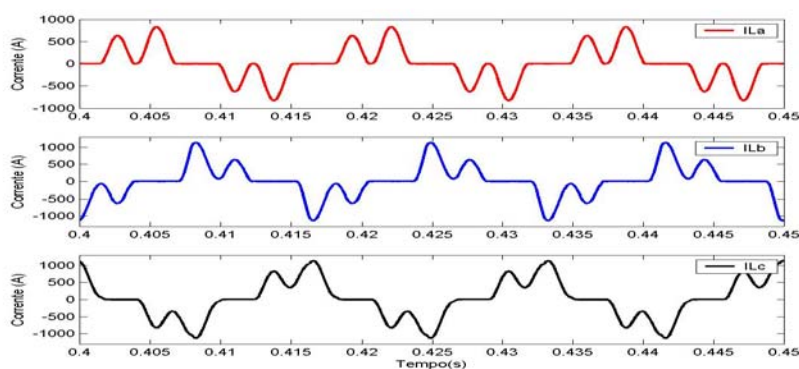


Fig. 4.2. Correntes de Carga

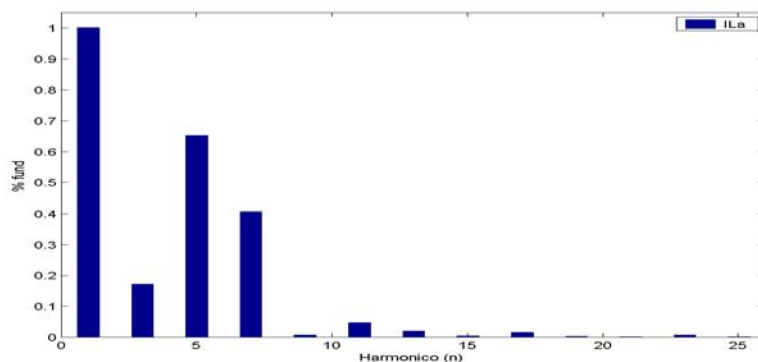


Fig. 4.3. Espectro da Corrente de Carga fase A

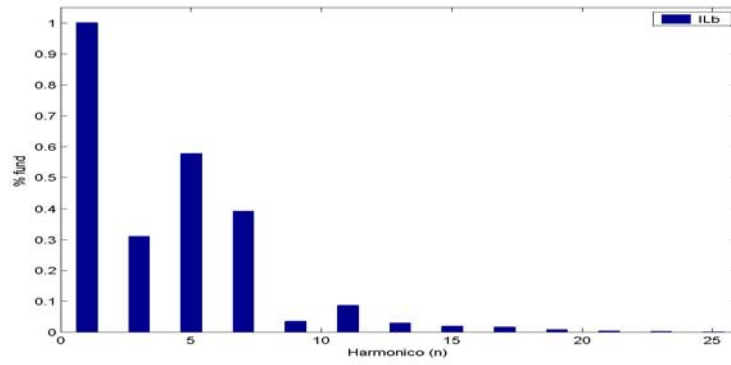


Fig. 4.4. Espectro da Corrente de Carga fase B

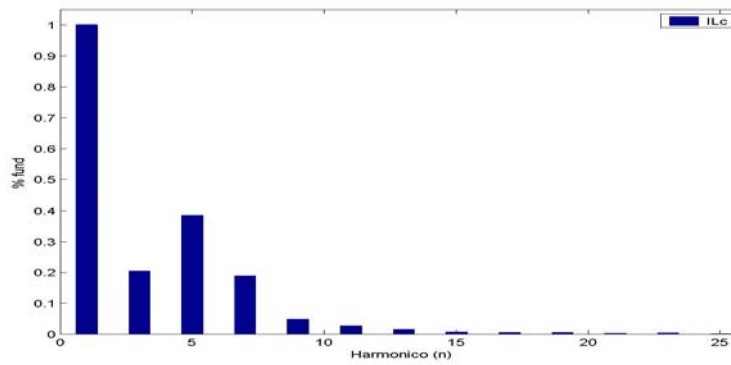


Fig. 4.5. Espectro da Corrente de Carga fase C

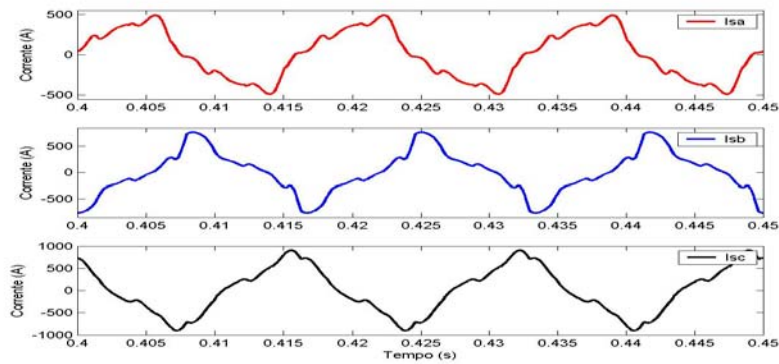


Fig. 4.6 Correntes na Fonte

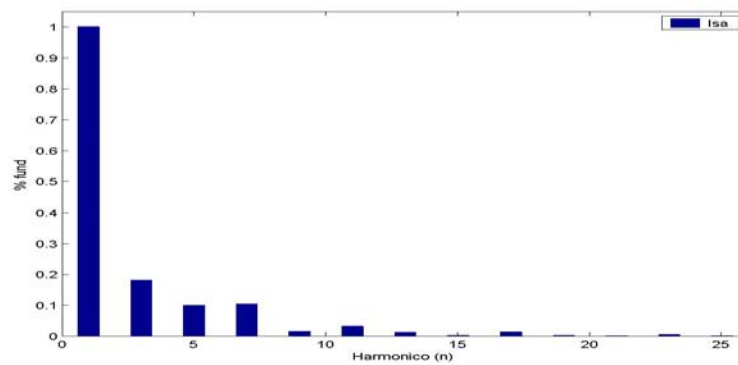


Fig. 4.7. Espectro da Corrente da Fonte fase A

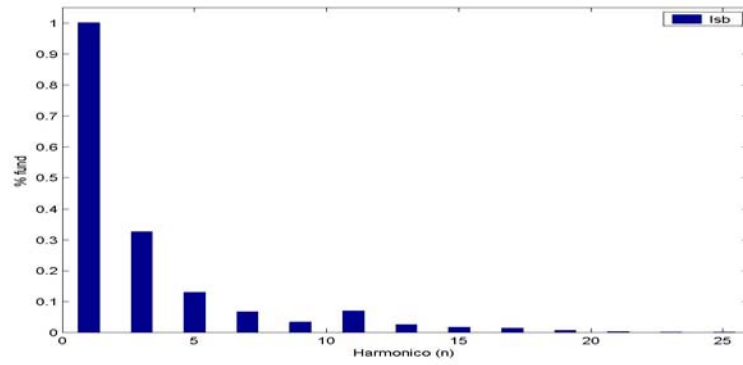


Fig. 4.8. Espectro da Corrente da Fonte fase B

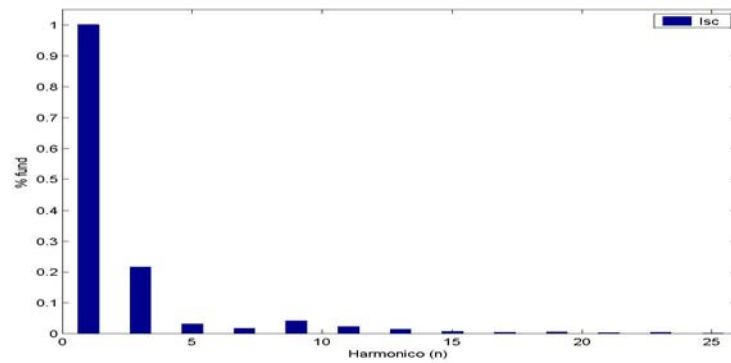


Fig. 4.9. Espectro da Corrente da Fonte fase C

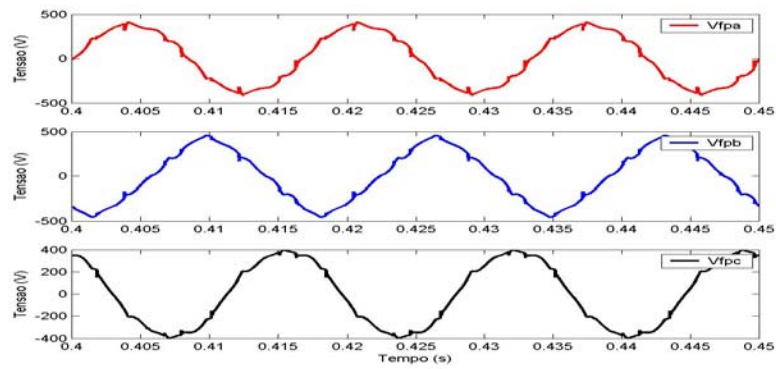


Fig. 4.10. Tensão na Carga

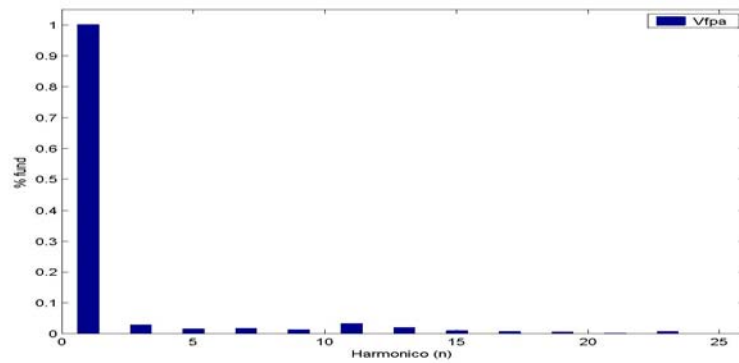


Fig. 4.11. Espectro da Tensão na Carga fase A

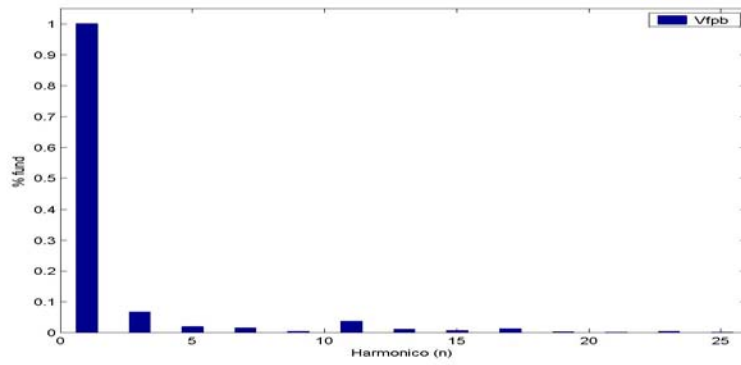


Fig. 4.12. Espectro da Tensão na Carga fase B

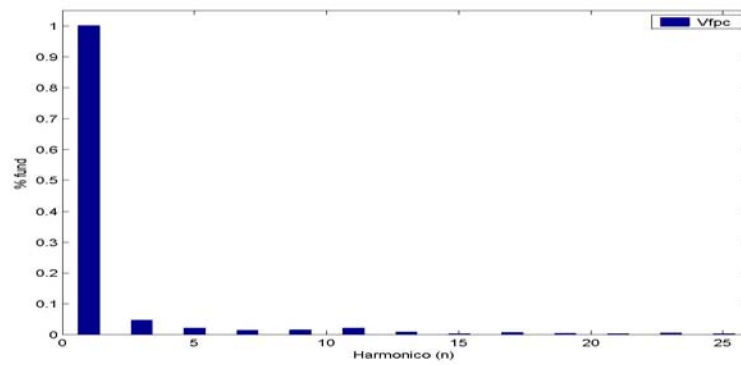


Fig. 4.13. Espectro da Tensão na Carga fase C

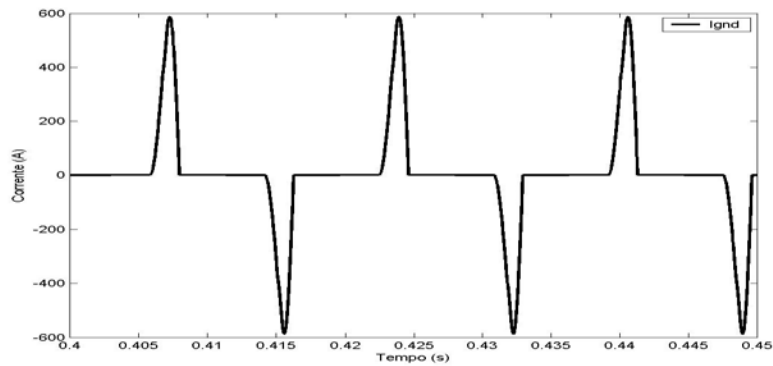


Fig. 4.14. Corrente no Neutro

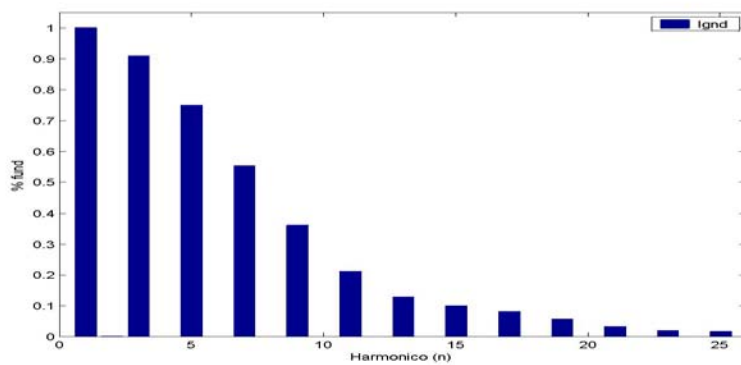


Fig. 4.15. Espectro da Corrente no Neutro

Na tabela 4.1 os valores RMS e a THD são indicados pra a corrente da fonte,  $I_s$ , a corrente de carga,  $I_L$ , a tensão terminal do filtro passivo,  $V_{fp}$ , e a corrente no neutro,  $I_{gnd}$ . Os dados são para as fases A, B e C.

**TABELA 4.1**  
**ANÁLISE DO SISTEMA DE POTÊNCIA DESEQUILIBRADO COM SPF**

FASE	THD (%)			RMS		
	A	B	C	A	B	C
<b><math>I_L</math> (A)</b>	<b>79</b>	<b>77</b>	<b>48</b>	<b>366,1</b>	<b>458,67</b>	<b>561,6</b>
<b><math>I_s</math> (A)</b>	<b>23,7</b>	<b>37</b>	<b>22,66</b>	<b>297</b>	<b>397,3</b>	<b>520,3</b>
<b><math>V_{fp}</math> (V)</b>	<b>6,1</b>	<b>8,57</b>	<b>6,42</b>	<b>277,12</b>	<b>285,6</b>	<b>278,46</b>
<b><math>I_{gnd}</math> (A)</b>	<b>138,3</b>			<b>181</b>		

### 4.3 - Comportamento do Controlador Síncrono em Regime Desequilibrado

Face ao desequilíbrio do sistema de potência, as componentes harmônicas de seqüência zero não são nulas. Entretanto, a circulação destas componentes no sistema depende da existência de um caminho fechado estabelecido pelo neutro, o qual permite às componentes de seqüência zero retornarem pelas fases.

Para o sistema em questão, 3 fases - 4 condutores, fica claro que há a circulação plena dos componentes harmônicos, ou seja, harmônicos característicos e não-característicos, compostos pelas componentes de seqüência positiva, negativa e seqüência zero como indicado na Eq. 4.3.

$$I_{total}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} [I_{h_{seqpos}}(t) + I_{h_{seqneg}}(t) + I_{h_{seqzero}}(t)] \quad (4.3)$$

Aplicando a transformada de Park às componentes de seqüência dos harmônicos fornecidos pela Eq. 4.1, a Eq. 4.4 é obtida:

$$\begin{bmatrix} I_d(t) \\ I_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d^+(t) \\ I_q^+(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_d^-(t) \\ I_q^-(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Com

$$\begin{bmatrix} I_d^+(t) \\ I_q^+(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{n=1}^{\infty} I_n^+ \begin{bmatrix} \cos[(n-1)\omega t + \alpha_n^+] \\ \sin[(n-1)\omega t + \alpha_n^+] \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} I_d^-(t) \\ I_q^-(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{n=1}^{\infty} I_n^- \begin{bmatrix} \cos[(n+1)\omega t + \alpha_n^-] \\ \sin[(n+1)\omega t + \alpha_n^-] \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Onde

$I_d^+(t), I_q^+(t)$  Representam as componentes síncronas da seqüência positiva.

$I_d^-(t), I_q^-(t)$  Representam as componentes síncronas da seqüência negativa.

A freqüência dos componentes harmônicos balanceados é modificada na transformação de Park. Harmônicos de seqüência positiva de ordem  $n$  são transformados em harmônicos de seqüência positiva de ordem  $(n-1)$ . Os harmônicos de seqüência negativa de ordem  $k$  são transformados em harmônicos de seqüência negativa de ordem  $(k+1)$ . A Fig. 4.16 apresenta o espectro das correntes ou tensões harmônicas nas coordenadas de Park para o caso geral [27].

Observe que não há transformação nas componentes de seqüência zero. Faz-se então necessário excluí-las do controle, uma vez que não é possível extrair a componente de seqüência zero à freqüência fundamental através do FPB implementado nos eixos d-q.

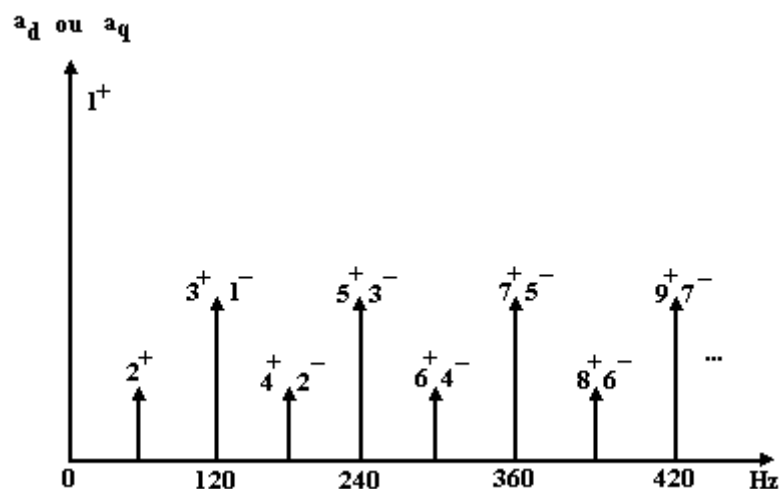


Fig. 4.16. Espectro da Tensão ou Corrente Harmônica nas Coordenadas de Park

Reescrevendo a tensão de saída do FAS1,  $V_{fas1}$ , se pode concluir que a impedância ativa é criada pela superposição de cada componente harmônico detectado na corrente da fonte.

$$V_{fas1} = k1 \cdot \sum_{h=2}^{\infty} Ish(h) \quad (4.7)$$

Assumindo que cada harmônico incluído na corrente da fonte possui uma impedância ativa idealmente infinita que a isola da fonte, não detectar algum componente harmônico significa não isolá-lo da fonte.

$$V_{fas1} = k1 \cdot \left[ \sum_{h=2}^{\infty} Ish_{pos}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} Ish_{neg}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} Ish_{zero}(h) \right] \quad (4.8)$$

Como o controlador síncrono não detecta a componente de seqüência zero da corrente harmônica da fonte, o FAS1 apresenta impedância zero (curto-circuito) para as componentes de seqüência zero dos harmônicos, [28].

Não apto a prover resistência harmônica para as componentes de seqüência zero, elas permanecem circulantes no sistema.

De maneira similar, o FAS2 é controlado, exceto por o FAS1 ser controlado por corrente enquanto o FAS2 é controlado por tensão.

#### **4.4 - Comportamento do Sistema Combinado em Regime Desequilibrado**

Alcançado pela distribuição não balanceada das cargas, o grau de desequilíbrio imposto ao sistema é de 9%, como explicado previamente.

As Fig. 4.17 a 4.38 exibem as correntes e tensões nos pontos de interesse da mitigação harmônica e os respectivos espectros harmônicos.

Observa-se que ao contrário do que acontece durante a operação em condições equilibradas, o sistema combinado não permite que o nível de THD da corrente da fonte no PCC, para as fases A, B e C, atinja os limites recomendados pela IEEE 519, 5%.

A Fig 4.39 ilustra o sistema de potência junto ao sistema combinado para a configuração a 4 condutores.

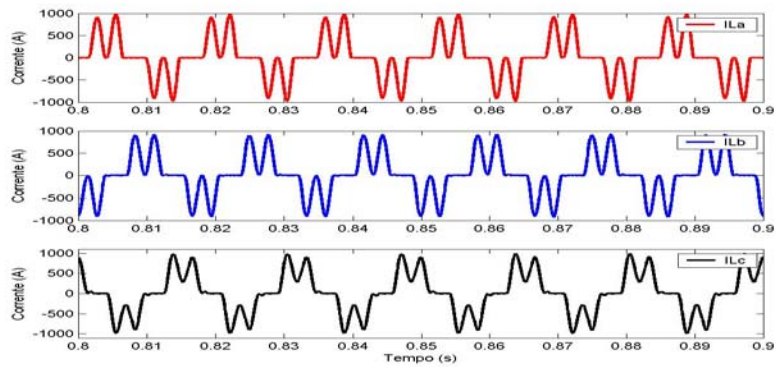


Fig. 4.17. Correntes de Carga

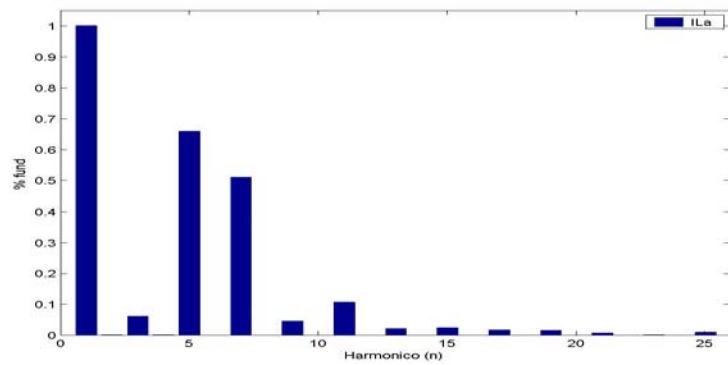


Fig. 4.18. Espectro da Corrente de Carga fase A

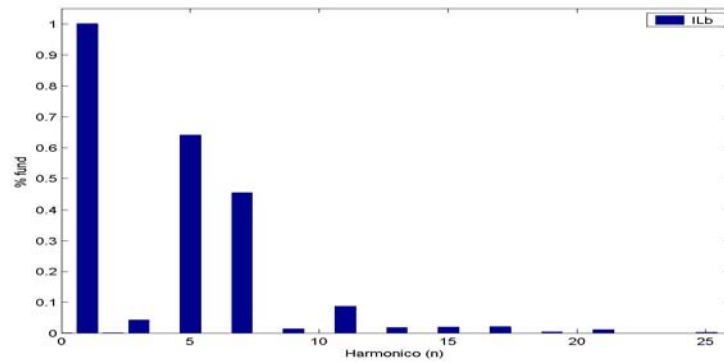


Fig. 4.19. Espectro da Corrente de Carga fase B

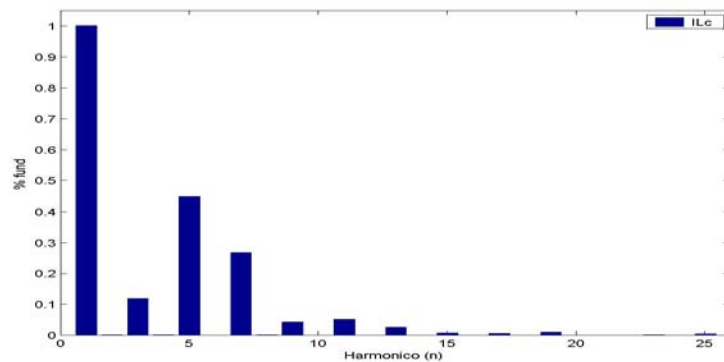


Fig. 4.20. Espectro da Corrente de Carga fase C

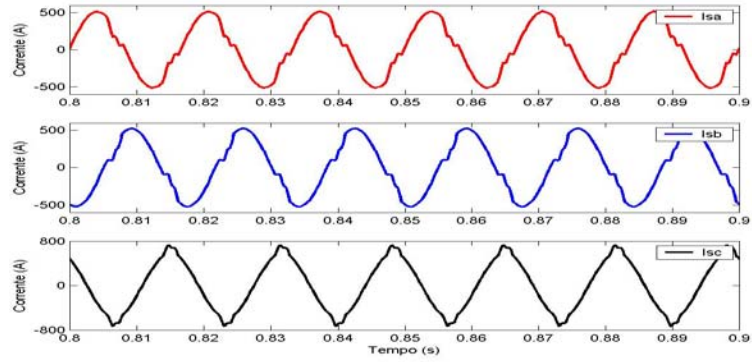


Fig. 4.21. Correntes da Fonte

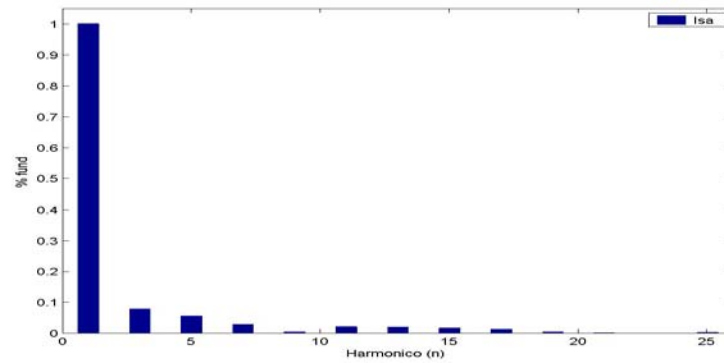


Fig. 4.22. Espectro da Corrente da Fonte fase A

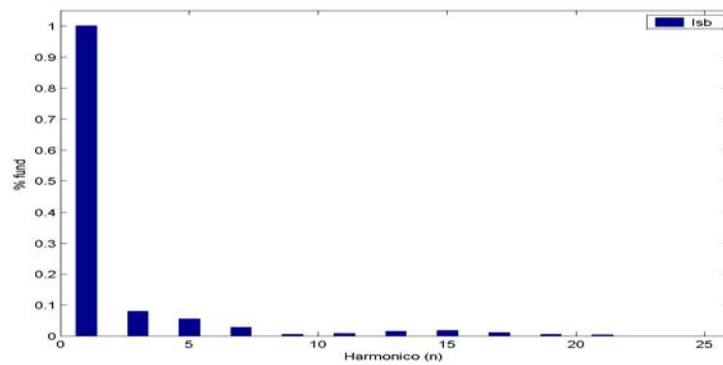


Fig. 4.23. Espectro da Corrente da Fonte fase B

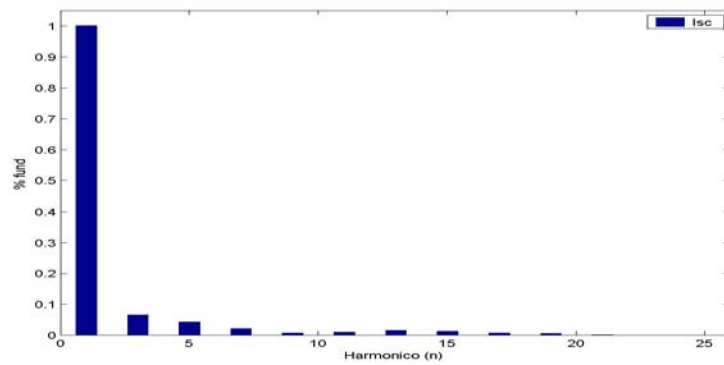
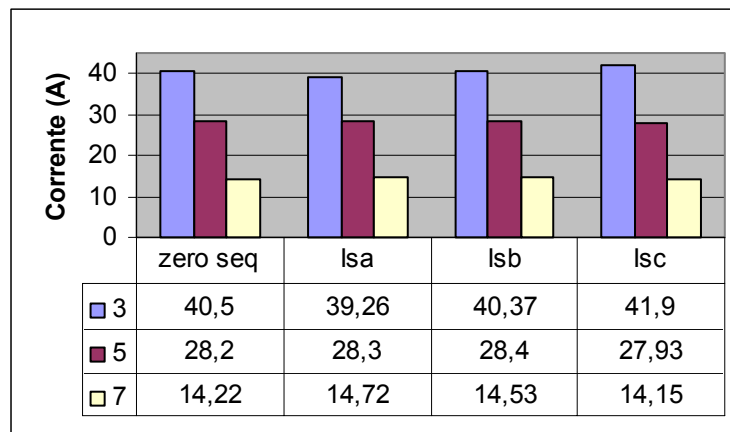


Fig. 4.24. Espectro da Corrente da Fonte fase C

O perfil não-senoidal das correntes da fonte evidencia a insuficiência do sistema combinado quando inserido num sistema de potência desequilibrado a quatro fios, 10,96%, 10,77% e 5,71% respectivamente para as fases A, B, e C. Esta limitação do sistema combinado é exclusivamente relacionada ao sistema de controle utilizado, implementado em referencia síncrona.

Confrontando-se os valores das componentes de seqüência da corrente de carga e os valores remanescentes dos harmônicos na corrente da fonte para as fases A, B e C observa-se que os componentes harmônicos na corrente da fonte são essencialmente as componentes de seqüência zero da corrente de carga que não foram isoladas, como indicado na tabela 4.2.

**TABELA 4.2**  
**COMPARAÇÃO DAS COMPONENTES DE SEQUENCIA DOS HARMONICOS**



A corrente no neutro confirma o fluxo das componentes de seqüência zero através do sistema de potência. A Fig. 4.25 e a Fig 4.26 ilustram a perfil da corrente no neutro e o seu respectivo espectro harmônico.

Em função da elevada taxa de distorção harmônica no condutor neutro, 113 %, o valor RMS da corrente é também alto, impondo assim uma sobrecarga a este condutor.

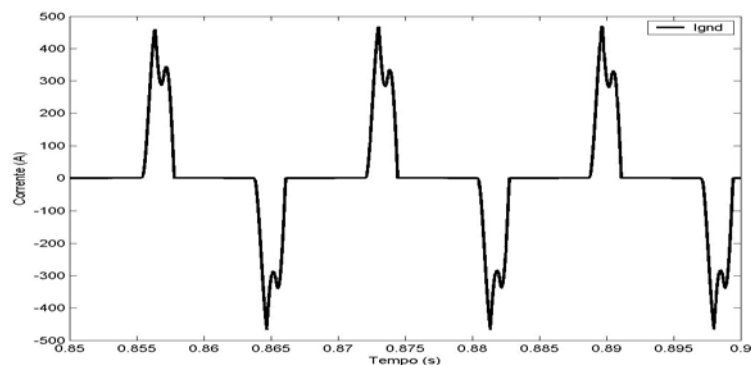


Fig. 4.25. Corrente no Neutro

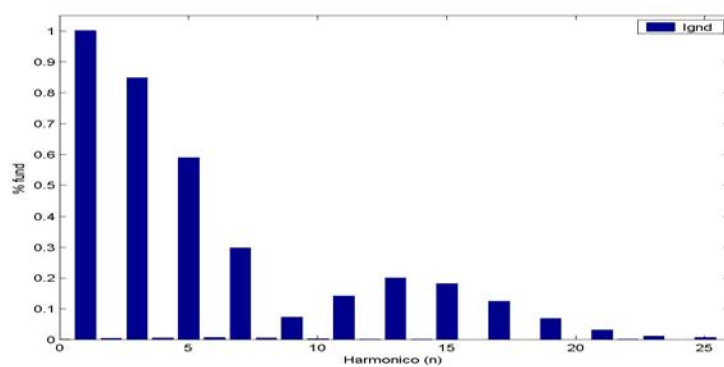


Fig. 4.26. Espectro da Corrente no Neutro

Vale ressaltar, por exemplo, que os valores dos harmônicos de ordem 3, 5, e 7 no neutro são exatamente a soma dos harmônicos remanescentes desta mesma ordem nas fases A, B e C, ou seja, componentes harmônicos de seqüência zero.

A operação em regime desequilibrado resulta em outro distúrbio no que se refere à qualidade de energia. Como os filtros passivos paralelos, SPF, são conectados em estrela isolada não há caminho para que o fluxo das componentes de seqüência zero se estabeleça pelo SPF. Entretanto, como citado na seção 4.2, não há linearidade na distribuição dos componentes harmônicos entre as fases e, sucessivamente na corrente harmônica drenada pelo filtro passivo.

Desta maneira, há um deslocamento do neutro, e conseqüentemente um desequilíbrio na tensão na carga, uma vez que o SPF é conectado em paralelo com a carga.

A distribuição não linear dos componentes harmônicos da corrente drenada pelo SPF é mostrada nas Fig. 4.27 a 4.30.

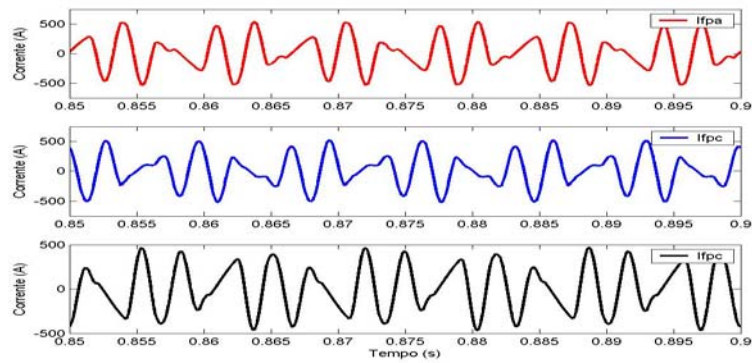


Fig. 4.27. Correntes Drenadas pelo SPF

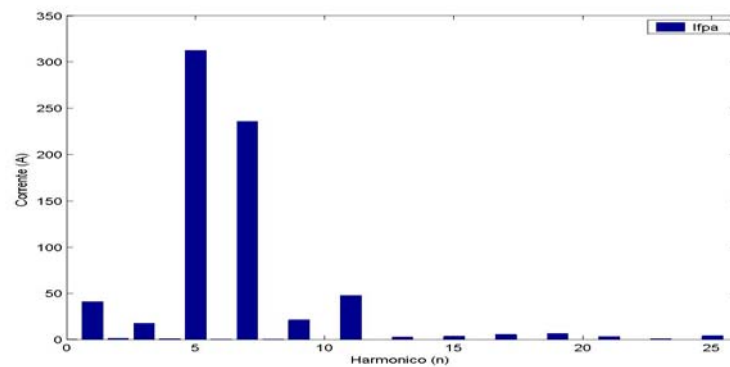


Fig. 4.28. Espectro da Corrente do SPF fase A

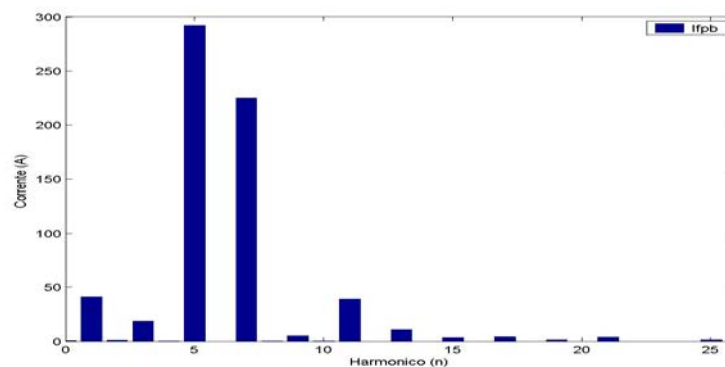


Fig. 4.29. Espectro da Corrente do SPF fase B

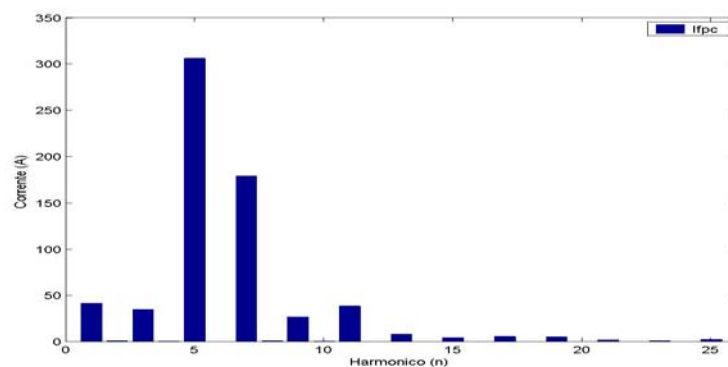


Fig. 4.30. Espectro da Corrente do SPF fase C

O desequilíbrio da corrente drenada pelo SPF, inevitavelmente ocasiona quedas de tensão também desequilibradas através do filtro passivo. Contudo, o desempenho do FAS2 é satisfatório, já que o problema relacionado à não detecção das componentes de seqüência zero não é pertinente a este segundo filtro ativo série, por razões já esclarecidas.

Pra o grau de desequilíbrio em questão,  $CUF = 9\%$ , a tensão nos terminais da carga apresenta-se desequilibrada em 2,74%, contribuindo para o incremento dos harmônicos não-característicos no sistema.

As Fig. 4.31 a 4.38 ilustram a tensão sobre os terminais do filtro passivo,  $V_{fp}$ , a tensão nos terminais da carga,  $V_L$ , e da fonte,  $V_s$ , e a tensão de saída do FAS1 e FAS2.

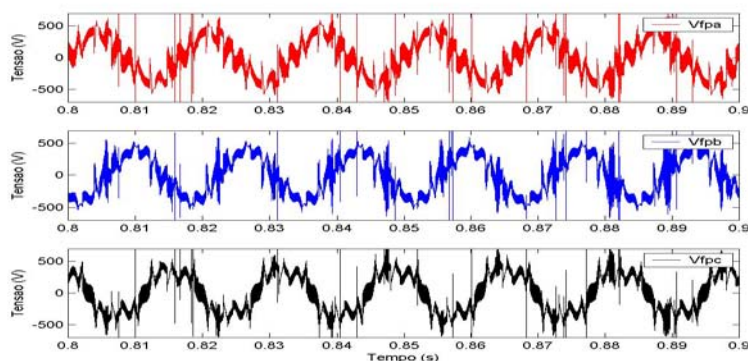


Fig. 4.31. Tensão sobre SPF

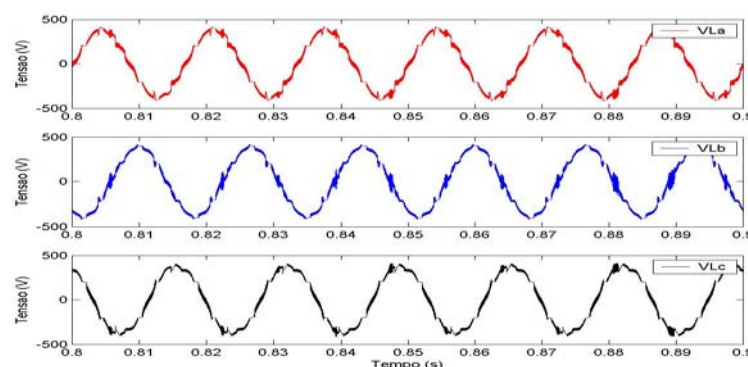


Fig. 4.32. Tensão nos Terminais da carga

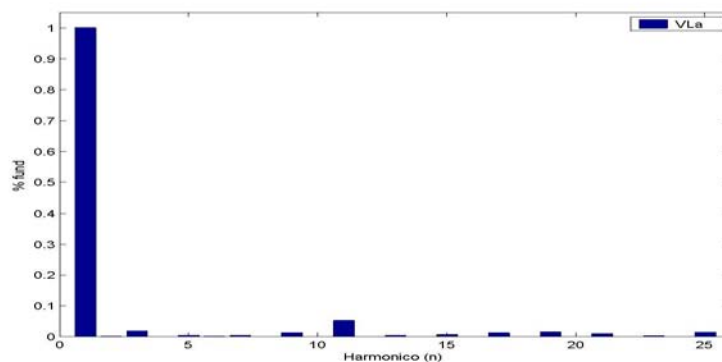


Fig. 4.33. Espectro da Tensão da Carga Fase A

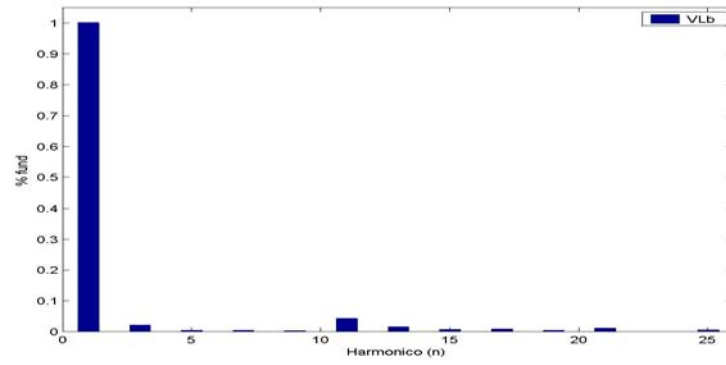


Fig. 4.34. Espectro da Tensão da Carga Fase B

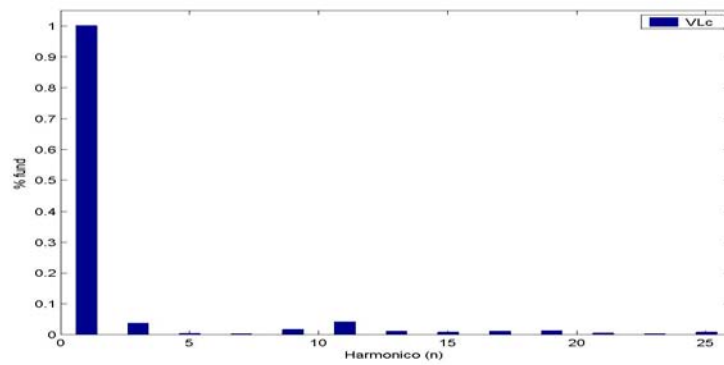


Fig. 4.35. Espectro da Tensão da Carga Fase C

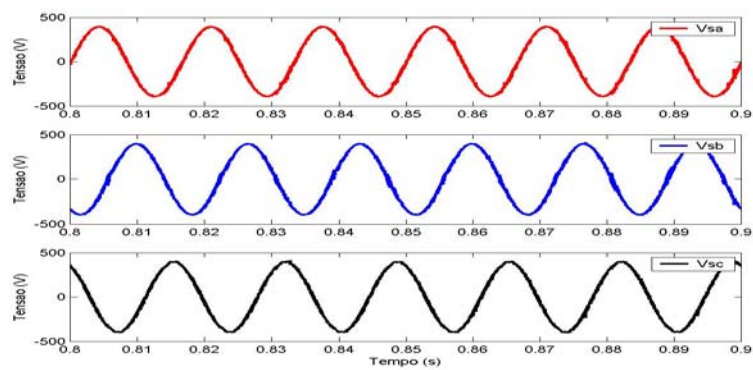


Fig. 4.36. Tensão nos Terminais da Fonte

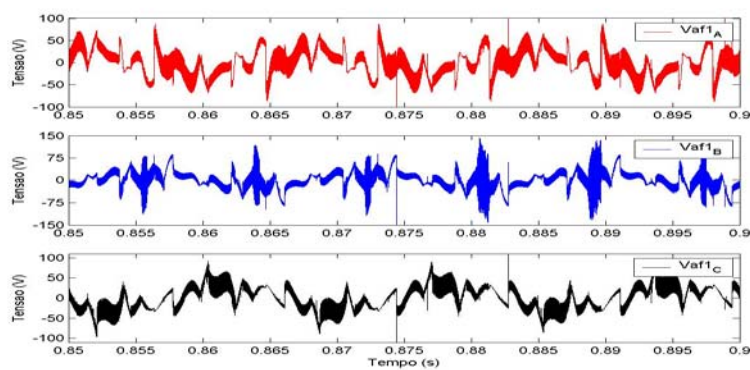


Fig. 4.37. Tensão de Saída do FAS1

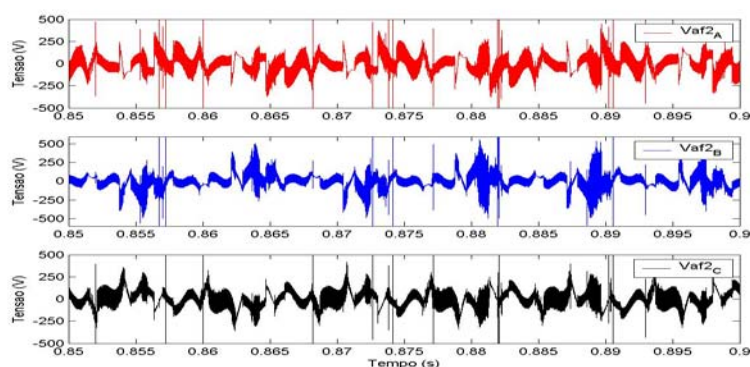


Fig. 4.38. Tensão de Saída do FAS2

A tabela 4.3 traz os valores RMS e a THD das principais variáveis utilizadas na avaliação do desempenho do sistema combinado em condições desequilibradas.

**TABELA 4.3**  
**ANÁLISE DO SISTEMA COMBINADO EM REGIME DESEQUILIBRADO**

FASE	THD (%)			RMS		
	A	B	C	A	B	C
<b>IL (A)</b>	<b>84,52</b>	<b>79,27</b>	<b>54,26</b>	<b>448,67</b>	<b>442,32</b>	<b>500,36</b>
<b>Is (A)</b>	<b>10,96</b>	<b>10,77</b>	<b>8,71</b>	<b>350,4</b>	<b>353,5</b>	<b>446,85</b>
<b>Vfp (V)</b>	<b>34,1</b>	<b>29,1</b>	<b>34,55</b>	<b>288,26</b>	<b>284,14</b>	<b>280,65</b>
<b>VbL (V)</b>	<b>6,87</b>	<b>5,7</b>	<b>6,62</b>	<b>270,6</b>	<b>276,05</b>	<b>275,23</b>
<b>Ignd (A)</b>	<b>113,1</b>			<b>153</b>		

Observe que para qualquer tipo de desequilíbrio no sistema de potência, desde que não haja caminho para o fluxo das componentes de seqüência zero, o controlador síncrono estará apto a detectar todos os componentes harmônicos, incluindo os harmônicos ímpares não-característicos.

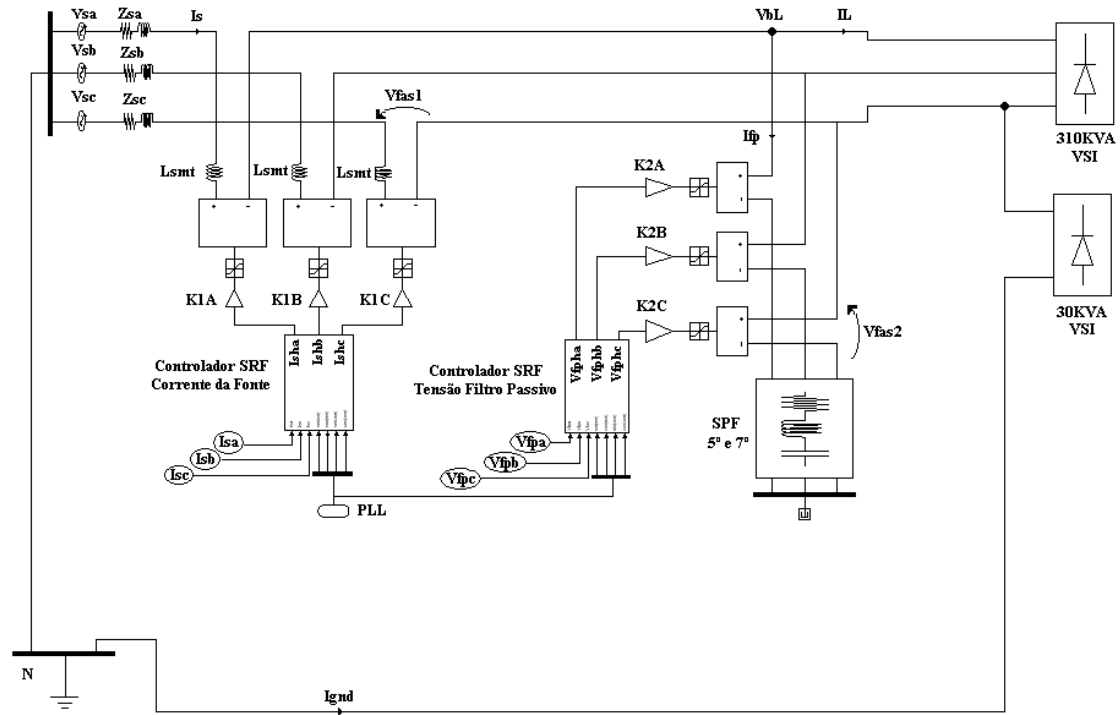


Fig. 4.39. Sistema Combinado para Circuito a 4 Condutadores

#### 4.5 - Potência Requerida do Sistema Combinado em Regime Desequilibrado

Um das grandes características do sistema combinado entre filtros ativos série e filtros passivos paralelos é que a potência requerida para se alcançar bom níveis de distorção harmônica é pequena quando comparada à potência da carga. Assim, torna-se necessário calcular a potência do sistema combinado, que também é utilizada na análise de desempenho.

A potência instantânea num sistema trifásico a quatro fios é dada por:

$$S_{3\phi} = V_a \cdot I_a + V_b \cdot I_b + V_c \cdot I_c \quad (4.9)$$

Reescrevendo as tensões e correntes trifásicas da Eq. (4.9) nas variáveis equivalentes dos filtros,  $V_{fas}$  e  $I_{fas}$ , tem-se que:

$$S_{FAS3\phi} = V_{fasA} \cdot I_{fasA} + V_{fasB} \cdot I_{fasB} + V_{fasC} \cdot I_{fasC} \quad (4.10)$$

Agora, baseado no princípio de controle dos filtros ativos ,  $V_{fas1} = K_1 \cdot Ish$  e  $V_{fas2} = -K_2 \cdot Vfph$  , a potência dos FAS podem ser descritas por:

$$S_{fas1} = K_1 \cdot (Ish_a \cdot Is_a + Ish_b \cdot Is_b + Ish_c \cdot Is_c) \quad (4.11)$$

$$S_{fas2} = K_2 \cdot (Vfph_a \cdot Ifp_a + Vfph_b \cdot Ifp_b + Vfph_c \cdot Ifp_c) \quad (4.12)$$

É interessante ressaltar que à medida que o ganho aumenta, há um acréscimo proporcional na potência dos filtros.

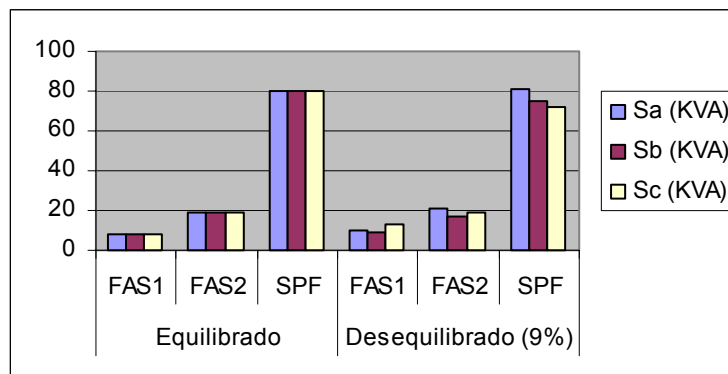
Na tabela 4.4 encontram-se os valores das potências requeridas dos filtros ativos e do filtro passivo. A potência total do FAS1 e do FAS2 é de 89,5 KVA que corresponde a 26,4 % da potência total de carga 340KVA no sistema desequilibrado.

**TABELA 4.4**  
**POTÊNCIA DO SISTEMA COMBINADO EM REGIME DESEQUILIBRADO**

CUF	9%		
	FAS1	FAS2	SPF
Sa (KVA)	10,2	21	81
Sb (KVA)	9,1	17,2	75
Sc (KVA)	13	19	72

A tabela 4.5 compara os valores de potência para o sistema combinado operando em condição equilibrada e desequilibrada.

**TABELA 4.5**  
**COMPARAÇÃO DA POTÊNCIA DO SISTEMA COMBINADO**



#### 4.6 - Conclusão do Capítulo

É claro que a sobrecarga existe e aumenta com o aumento do grau de desequilíbrio. Adicionado ao desequilíbrio primário, a distribuição desbalanceada das cargas traz consigo um segundo desequilíbrio, o desequilíbrio da tensão no barramento de carga. Em aplicações práticas os inversores dos filtros ativos saturariam, contribuindo com a elevação da THD das correntes e tensões.

O filtro passivo deve ser dimensionado especificamente para sua utilização no sistema combinado, com foco na minimização da sobrecarga. O ganho dos filtros ativos deve ser otimizado para que se alcance boa isolação harmônica com valores mínimos de potência. As medidas garantem que os filtros ativos série, fundamentados em referência síncrona, não são adequados à mitigação harmônica quando utilizados em sistemas de potência a 3-fases e 4-fios em condições desequilibradas, uma vez que a meta destes condicionadores não é alcançada, isto é, adequar o sistema de potência as recomendações da IEEE 519, [29].

## CAPÍTULO 5

### ADAPTAÇÃO DO SISTEMA COMBINADO PARA OPERAÇÃO EM REGIME DESEQUILIBRADO

#### 5.1 - Introdução

Como demonstrado nos capítulos 3 e 4, o sistema combinado composto por dois filtros ativos série, FAS1 e FAS2, e um filtro passivo paralelo, SPF, é inicialmente restrito à operação em condições balanceadas. Para a condição desbalanceada o sistema de potência deve ser composto por três fases e três fios, sendo o sistema de controle dos filtros ativos realizado em referência síncrona.

Uma vez que o sistema de potência é composto de três fases – quatro fios, o caminho para a circulação das componentes harmônicas de seqüência zero estará estabelecido.

Limitado a detecção das componentes de seqüência positiva e negativa, o controlador síncrono dos filtros ativos série não permite a implementação da impedância harmônica,  $K^o$ , necessária ao bloqueio da circulação das componentes de seqüência zero, presentes no sistema. A condição sinequanon que rege a mitigação harmônicas,  $K_1^+ = \infty$ ,  $K_1^- = \infty$ ,  $K_1^o = \infty$ , restritas às correntes harmônicas da fonte do sistema não é satisfeita, ou seja,  $K_1^+ = \infty$ ,  $K_1^- = \infty$ ,  $K_1^o = 0$ .

Sucessivamente, o nível máximo da THD recomendado pela IEEE 519 não é atendido, o que implica em sobrecarga dos filtros ativo e passivo e também dos condutores do sistema, especialmente o condutor neutro.

O estudo e desenvolvimento da ferramenta de controle que torna o sistema combinado apto à mitigação harmônica das componentes de seqüência zero são descritas a seguir.

## 5.2 - Mapeamento das Variáveis de Controle

Como explicado na seção 4.3, os harmônicos de seqüência positiva de ordem  $n$  são transformados em harmônicos de seqüência positiva de ordem  $(n-1)$ . Os harmônicos de seqüência negativa de ordem  $k$  são transformados em harmônicos de seqüência negativa de ordem  $(k+1)$ , não havendo transformação nas componentes de seqüência zero.

Faz-se então necessário excluí-las do controle, uma vez que não é possível extrair a componente de seqüência zero à frequência fundamental através do FPB implementado nos eixos d-q, e posteriormente implementar o filtro passa alta (1-FPB) para obter os componentes harmônicos, ou seja, as componentes harmônicas de seqüência zero.

Todavia, esta exclusão é prejudicial ao desempenho do sistema combinado. Desempenho este comprometido pela limitação do princípio de operação do controle em referencia síncrona, novamente expresso pela equação que descreve a transformada de Park.

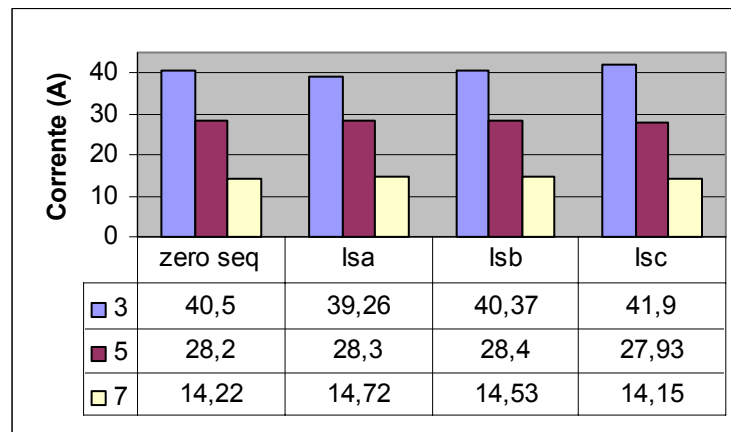
$$\begin{bmatrix} I_{s_o} \\ I_{s_d} \\ I_{s_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \omega_e & \sin \omega_e \\ 0 & -\sin \omega_e & \cos \omega_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s_o} \\ I_{s_\alpha} \\ I_{s_\beta} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Como pode ser observado, a priori a transformada de Park só é aplicável a sistemas trifásicos. Isto implica inicialmente na impossibilidade de se atuar nas componentes de seqüência zero.

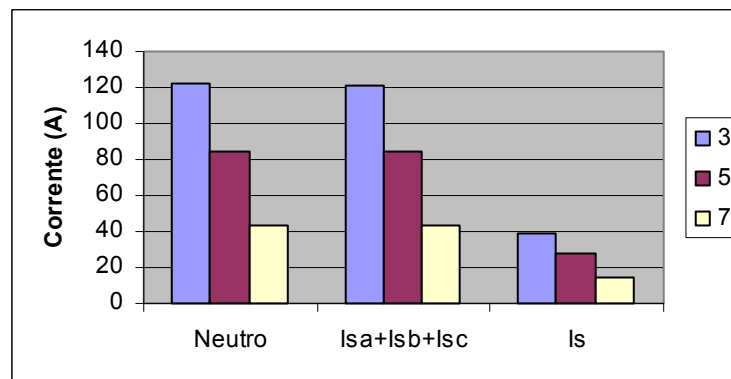
A tabela 5.1, anteriormente apresentada no capítulo 4, comprova que as correntes harmônicas remanescentes nas fases A, B, e C apresentam magnitudes idênticas para as três fases, sendo também idênticas à magnitude das componentes de seqüência zero da corrente de carga, obtidas através da transformada de Fourier e sucessivamente pela decomposição dos sistemas desequilibrados harmônicos em componentes simétricas.

A decomposição harmônica da corrente do neutro, majoritariamente composta pelas componentes de seqüência zero, indica que a corrente circulante neste condutor é igual à soma das componentes de seqüência zero das fases A, B e C, tabela 5.2.

**TABELA 5.1**  
**COMPARAÇÃO DAS COMPONENTES DE SEQUÊNCIA DOS HARMÔNICOS**



**TABELA 5.2**  
**AMPLITUDE DOS COMPONENTES HARMÔNICOS DA CORRENTE NO NEUTRO**



Para isolar as componentes de seqüência zero impedindo que elas fluam da carga para a fonte pode-se atuar tanto nas fases do sistema quanto no condutor neutro. Efetivamente tem-se que “desfazer” o caminho que permite o fluxo das componentes de seqüência zero criado através do neutro.

O princípio que rege a detecção das componentes de seqüência zero dos harmônicos da corrente de carga são atribuídos a uma adaptação da transformada de Park para sistema monofásicos. Poderá ser aplicado na isolação harmônica das componentes de seqüência zero atuando-se nos filtros ativos série inseridos nas fases do sistema ou através da inserção adicional de um filtro ativo em série com o condutor neutro.

### 5.3 - Transformada Síncrona Adaptada ao Sistema Monofásico

O método equivalente mais próximo à transformada de Park é baseado na modulação em frequência de um sinal utilizando-se um oscilador numérico, De Coulon, [30].

O princípio de operação deste método é descrito na Fig. 5.1.

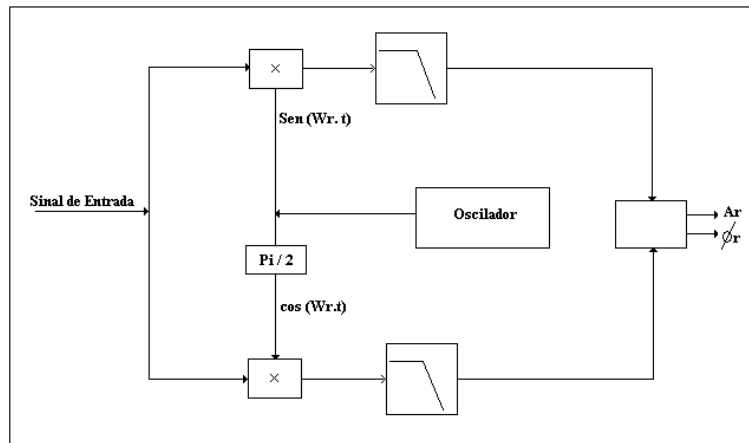


Fig. 5.1 Princípio de Operação - De Coulon

A frequência do oscilador corresponde à frequência de um harmônico o qual será analisado. Seja  $f_r = \omega_r / 2\pi$  a frequência do oscilador e o sinal a ser analisado, proveniente de um conversor, definido por:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (5.2)$$

Define-se  $x_1(t)$  e  $x_2(t)$  como  $x_1(t) = x(t) \cdot \sin(\omega_r \cdot t)$  e  $x_2(t) = x(t) \cdot \cos(\omega_r \cdot t)$ .

Assim temos:

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (5.3)$$

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \left\{ \cos[(\omega_i - \omega_r) \cdot t + \phi_i] - \cos[(\omega_i + \omega_r) \cdot t + \phi_i] \right\} \quad (5.4)$$

E

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \cdot \cos(\omega_r \cdot t) \quad (5.5)$$

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \left\{ \sin[(\omega_i - \omega_r) \cdot t + \phi_i] + \sin[(\omega_i + \omega_r) \cdot t + \phi_i] \right\} \quad (5.6)$$

Para  $f_1 = \omega_1 / 2\pi$  a frequência fundamental,  $\omega_i = i\omega_1$  e  $\omega_r = r\omega_1$ , as equações 5.4 e 5.6 tornam-se:

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \left\{ \cos[(i-r) \cdot \omega_1 \cdot t + \phi_i] - \cos[(i+r) \cdot \omega_1 \cdot t + \phi_i] \right\} \quad (5.7)$$

e

$$x_2(t) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{2} \left\{ \sin[(i-r) \cdot \omega_1 \cdot t + \phi_i] - \sin[(i+r) \cdot \omega_1 \cdot t + \phi_i] \right\} \quad (5.8)$$

Para extrair a componente fundamental,  $r$  deve ser unitário nas equações 5.7 e 5.8. Desta forma teremos:

$$\begin{aligned} x_{1/1}(t) &= \frac{A_1}{2} \cos(\phi_1) - \frac{A_1}{2} \cos(2\omega_1 t + \phi_1) + \\ &+ \sum_{i=2}^N \frac{A_i}{2} \left\{ \cos[(i-1) \cdot \omega_1 \cdot t + \phi_i] + \cos[(i+1) \cdot \omega_1 \cdot t + \phi_i] \right\} \end{aligned} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} x_{2/1}(t) &= \frac{A_1}{2} \sin(\phi_1) - \frac{A_1}{2} \sin(2\omega_1 t + \phi_1) + \\ &+ \sum_{i=2}^N \frac{A_i}{2} \left\{ \sin[(i-1) \cdot \omega_1 \cdot t + \phi_i] + \sin[(i+1) \cdot \omega_1 \cdot t + \phi_i] \right\} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Os sinais obtidos após esta modulação, Eq. 5.9 e Eq. 5.10, contém dois componentes DC e ripples. Os ripples contem frequências mínimas que são duas vezes maiores que a componente fundamental.

Diferentemente da transformada trifásica de Park onde o termo referente à frequência síncrona contribui apenas com parcelas DC devido ao cancelamento entre as três fases, neste procedimento a frequência escolhida contribui com as frequências contidas no ripple.

O mesmo método pode ser aplicado para extrair outras componentes harmônicas selecionadas.

O sinal transformado pode ser facilmente processado por um filtro passa baixa e então ser inversamente transformado obtendo-se apenas a componente do sinal relativa à frequência escolhida.

Várias destas transformações podem ser utilizadas para se extrair os componentes harmônicos de interesse. Devem ser então somadas obtendo-se a corrente harmônica de controle que acionará o filtro ativo, [31].

#### 5.4 - O Filtro Ativo Série Inserido no Condutor Neutro

Entre as duas possibilidades relatadas anteriormente para se bloquear o fluxo da componentes harmônicas de seqüência zero através da implementação da impedância harmônica de seqüência zero,  $K^0$ , descreve-se inicialmente a técnica a partir do filtro ativo série implantado no neutro, baseado no controle modificado em referência síncrona.

O filtro ativo série do neutro, FASg, é acionado a partir da corrente harmônica de referência detectada no condutor neutro,  $I_{gnd\_h}$ .

Para se obter uma melhor característica transitória do sistema, foi escolhida a componente à frequência fundamental,  $I_{gnd\_fo}$ , para ser a frequência síncrona da corrente de referência do neutro. Uma vez isolada,  $I_{gnd\_fo}$ , e subtraída da corrente total do neutro,  $I_{gnd}$ , todo os harmônicos contidos na corrente neutro,  $I_{gnd\_h}$ , isto é, as componentes de seqüência zero são obtidos. Um fator de escala igual a 2 é utilizado para normalização em função das Eq. 5.9 e 5.10.

A Fig 5.2 ilustra o controle do filtro ativo do neutro.

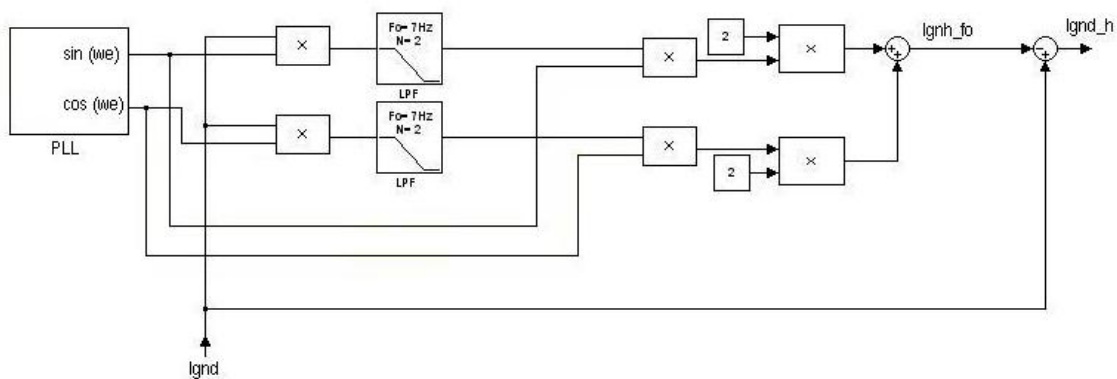


Fig. 5.2. Controle do Filtro Ativo Série do Neutro – dq modificado

O filtro ativo série que é inserido do neutro, FASg, é idêntico aos filtros ativos série das fases A, B e C, FAS1 e FAS2, é constituído de um inversor monofásico VSI em ponte completa, controlado por corrente.

O comando para a tensão instantânea de saída do FASg,  $V_{fasg}$ , é dado por:

$$V_{fasg} = k_g \cdot I_{gn dh} \quad (5.11)$$

O ganho do filtro ativo série do neutro,  $K_g$ , foi “experimentalmente” escolhido e ajustado em 5.

Como mencionado na seção 5.2, a corrente harmônica no neutro é a soma das correntes de seqüência zero da fase A, B, e C. Desta maneira, atuando-se no neutro, a potência requerida deste filtro ativo série adicional será elevada se comparada aos filtros ativos série padrões inserido nas linhas do sistema de potência.

Ressalta-se também que quanto maior for o grau de desequilíbrio do sistema de potência maior será a amplitude dos componentes harmônicos do neutro e conseqüentemente maior será a potência requerida do FASg para obter-se, efetivamente, a isolação harmônica das componentes de seqüência zero do conteúdo harmônico,  $K^0$ .

É interessante observar que à medida que o ganho aumenta, aumenta-se também a potência requerido pelo FASg.

A potência do filtro ativo do neutro,  $S_{fasg}$ , pode ser calculada por:

$$S_{fasg} = k_g \cdot I_{gn dh} \cdot I_{gn d} \quad (5.12)$$

### 5.5 - Mitigação das Componentes Harmônicas de Seqüência Zero sem o Filtro Ativo Série Inserido no Condutor Neutro

Efetivamente tem-se que “desfazer” o caminho que permite o fluxo das componentes de seqüência zero criado através do neutro. A proposta descrita agora se fundamenta também no controle descrito na seção 5.3, adaptação da transformada de Park para o sistema monofásico. Entretanto, não se utiliza um filtro ativo série adicional, atua-se dentro da transformada de Park para o sistema trifásico.

A Fig. 5.3 ilustra a adaptação da transformada síncrona trifásica para a mitigação das componentes harmônicas de seqüência zero a partir dos filtros ativos já existentes no sistema combinado.

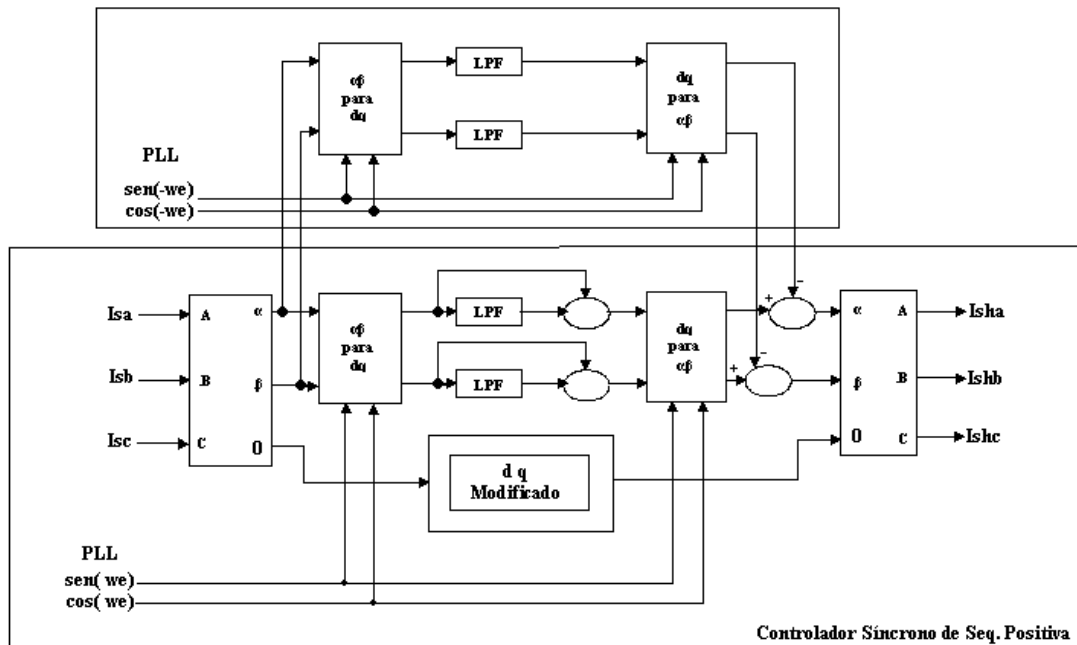


Fig. 5.3. Controle Síncrono Modificado do FAS1

Neste método, as componentes harmônicas de seqüência zero são adquiridas dentro do próprio controlador, nas coordenadas estacionárias, ao invés de serem adquiridas no neutro. O procedimento é idêntico ao realizado no FASg, Fig. 5.2, entretanto as componentes de seqüência zero não são mais desprezadas como se faz nos controladores síncronos convencionais.

A modificação no controlador síncrono é necessária apenas para os filtros ativos que estão em série com a fonte, e apenas no controlador de seqüência positiva. Como os filtros passivos paralelos são conectados em estrela isolada, a modificação não é necessária para o controlador do FAS2.

Além de adequar os níveis da THD das correntes da fonte, esta metodologia dispensa a utilização de um filtro ativo série adicional. Porém, o filtro ativo FAS1 deve ser redimensionado, uma vez que a potência requerida agora será maior. O cálculo da potência requerida é efetuado da mesma maneira que é feita sem a modificação, como reescrito abaixo:

$$S_{fas1} = K_1 \cdot (Isha \cdot Isa + Ishb \cdot Isb + Ishc \cdot Isc) \quad (5.12)$$

$$S_{fas1} = (K_1^+ + K_1^- + K_1^o) \cdot (Isha \cdot Isa + Ishb \cdot Isb + Ishc \cdot Isc) \quad (5.13)$$

Os ganhos são definidos em 5. Ou seja,  $K_1^+ = 5$  ,  $K_1^- = 5$  ,  $K_1^o = 5$  .

A sobrecarga imposta ao condutor neutro é minimizada com a diminuição do fluxo das componentes de seqüência zero.

## 5.6 - Característica de Compensação do Sistema Combinado

Para ilustrar a característica de compensação do sistema combinado, a referência é feita ao circuito equivalente da Fig. 3.5. A aplicação do teorema da superposição simplifica a análise. Os resultados exibem que, a presença e a ausência do filtro ativo série produz resultados distintos nas características de compensação [7].

Quando opera em um sistema desequilibrado a 4 fios, a presença e a ausência do filtro ativo série, FAS1, é relativa. Estar presente no sistema significa prover a impedância harmônica necessária à isolação dos componentes harmônicos da corrente de carga e da tensão harmônica da fonte.

A não detecção dos componentes harmônicos de seqüência zero implica no não provimento da impedância harmônica relacionada a estas componentes. Para o caso geral, já explicado,  $K_1^+ = 5$  ,  $K_1^- = 5$  ,  $K_1^o = 0$  e para o caso otimizado,  $K_1^+ = 5$  ,  $K_1^- = 5$  ,  $K_1^o = 5$  , conseguido através da adaptação no controle em SRF.

### 5.6.1 - Fluxo de Corrente Harmônica da Carga para Fonte

Desprezando-se a tensão harmônica da fonte na Fig. 3.5, a corrente harmônica da carga se divide entre o filtro passivo paralelo e a fonte proporcionalmente à admitância dos ramos paralelos. A razão entre a corrente harmônica da fonte e a corrente de carga para a condição considerada,  $Vsh = 0$ , é dada por:

$$\frac{\dot{I}sh}{\dot{I}lh} = \frac{\dot{Z}f}{\dot{Z}s + \dot{Z}f + K_1} \quad (5.14)$$

A amplitude expressa através da Eq 5.14 é denominada “*fator de distribuição*”. A Fig. 5.4 mostra como o fator de distribuição varia de acordo com a frequência para um sistema com impedância percentual,  $L_s$ , de 1.3% (30,75 mΩ e 35,5 uH), (480 V, 58 MVA, 60 Hz, base). Inclui-se ainda o reator de linha do conversor,  $L_{smth} = 0,1$  mH.

Observa-se que as correntes harmônicas que fluem em direção a fonte são amplificadas para todas as frequências cujo valor do fator de distribuição é maior do que 0 dB.

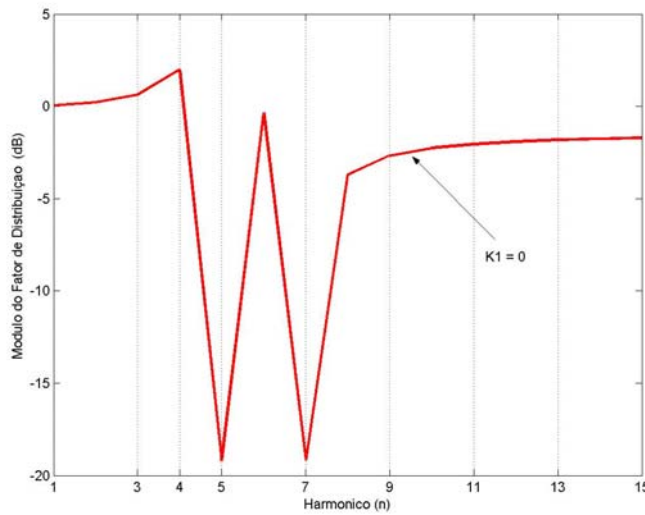


Fig. 5.4. Fator de Distribuição para  $K_1 = 0$

Vê-se o terceiro harmônico amplificado em 7,7% e o quarto harmônico em 25,8%.

### 5.6.2 - Fator de Distribuição para o Caso Individual: Filtro Passivo Paralelo

Nesta condição  $K_1 = 0$ , isto é,  $K_1^+ = 0$ ,  $K_1^- = 0$ ,  $K_1^o = 0$ . É observado na Fig. 5.4 que o filtro passivo paralelo entra em ressonância paralela com a impedância da fonte em duas frequências, uma vez que o filtro passivo paralelo é constituído de dois filtros sintonizados LC. É difícil, portanto, evitar que a ressonância ocorra para cicloconversores porque eles geram correntes harmônicas com frequência dependentes da frequência de saída.

Esta condição é submetida também ao sistema desequilibrado. Já que algumas componentes de sequência não são detectadas, o FAS1 comporta-se então como um circuito fechado para estas componentes,  $K_1^o = 0$ .

Note que há amplificação para o harmônico de terceira ordem. Como as componentes harmônicas de seqüência zero existem e tendem a aumentar com o aumento do grau de desequilíbrio do sistema de potência, CUF, é imprescindível que haja a isolamento destas componentes.

### 5.6.3 - Fator de Distribuição para o Sistema Combinado

A Fig. 5.5 e 5.6 apresenta o “*fator de distribuição*” para duas condições distintas. A primeira delas, Fig. 5.5, ilustra a condição padrão do sistema combinado face ao desequilíbrio,  $K_1^+ = 5$ ,  $K_1^- = 5$ ,  $K_1^o = 0$ .

A segunda,  $K_1^+ = 5$ ,  $K_1^- = 5$ ,  $K_1^o = 5$ , ilustrada na Fig. 5.6, demonstra a característica de compensação para o sistema combinado recorrendo-se às modificações no controle em SRF. O filtro ativo série reduz o fator de distribuição para todas as freqüências se comparado os valores obtidos sem ele. Nenhuma amplificação ocorre nas freqüências de ressonância porque o filtro ativo série age como uma resistência de amortecimento. Um melhor desempenho do filtro passivo paralelo é obtido quando  $K_1$  tende ao infinito, isto é, o maior possível.

Para a condição de controle adaptada ao desequilíbrio, a referência a impedância  $K_1$  é estendida ao ganho  $K_g$ , que independentemente do método aplicado, com um filtro ativo no neutro ou atuando-se no controlador dos filtros ativos FAS1, deve isolar as componentes harmônicas de seqüência zero.

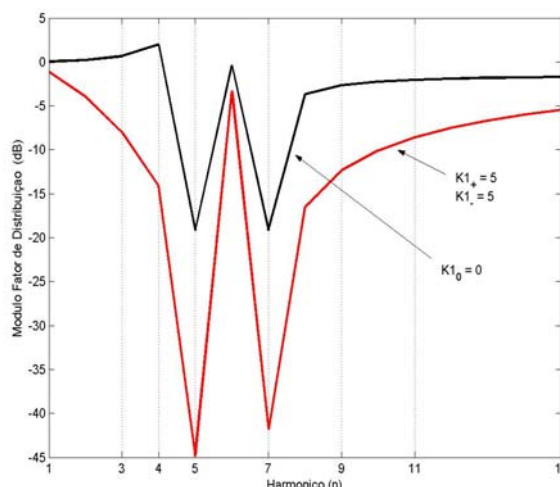


Fig. 5.5. Fator de Distribuição FAS1 Padrão

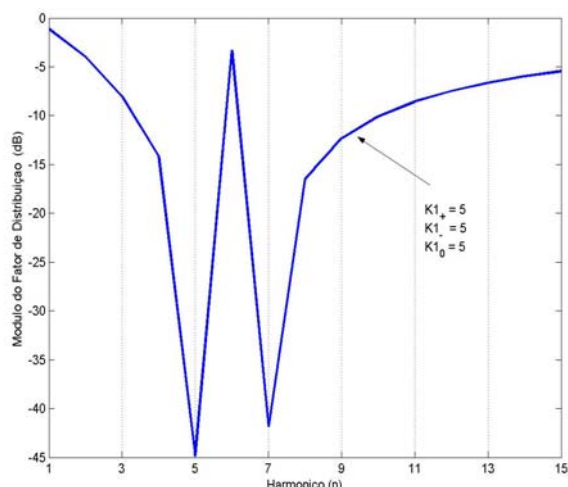


Fig. 5.6. Fator de Distribuição FAS1 Mod.

### 5.6.4 - Fluxo de Corrente Harmônica da Fonte para o Filtro Passivo Paralelo

Considerando-se que  $I_{lh} = 0$  na Fig. 3.5, a corrente harmônica da fonte que flui em direção ao filtro passivo paralelo, é gerada devido à tensão harmônica da fonte. A corrente harmônica da fonte é expressa por:

$$I_{sh} = \frac{V_{sh}}{\dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K_1} = \frac{V_{sh}}{\dot{Z}_1} \quad (5.15)$$

Aqui,  $\dot{Z}_1 = \dot{Z}_s + \dot{Z}_f + K_1$  e  $\dot{Z}_0$  é a impedância nominal, por exemplo,  $0,75\Omega$  para os seguintes valores de base (480 V, 310 KVA, 60 Hz). A Fig. 5.7 ilustra a relação  $Z_1/Z_0$  variando em relação à frequência, para  $L_s$  igual a 1.3% (30,75mΩ e 35,5uH) denominada “*fator de bloqueio*”.

### 5.6.5 - Fator de Bloqueio para o Caso Individual: Filtro Passivo Paralelo

Nesta condição  $K_1 = 0$ , ou seja,  $K_1^+ = 0$ ,  $K_1^- = 0$ ,  $K_1^o = 0$ . O filtro passivo paralelo pode entrar em ressonância série com a impedância da fonte em determinadas frequências harmônicas, como pode ser visto na Fig. 5.7. Mesmo que haja uma pequena distorção na tensão da fonte à frequência de ressonância, as correntes harmônicas que fluem tanto na fonte como no filtro passivo paralelo serão excessivas. As possibilidades de haver ressonância devem ser eliminadas ou sobre-aquecimento e faltas ocorrerão no filtro passivo paralelo.

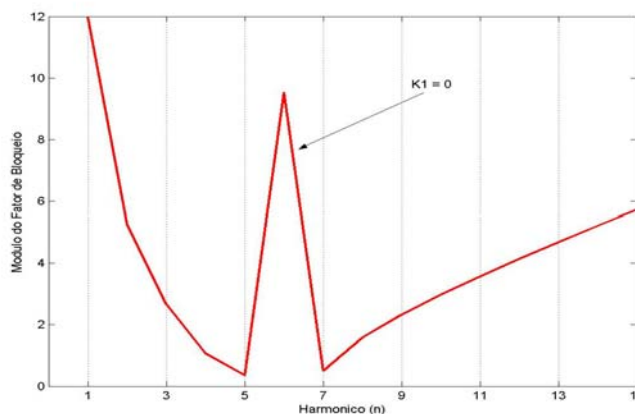


Fig. 5.7. Fator de Bloqueio para  $K_1 = 0$

### 5.6.6 - Fator de Distribuição para o Sistema Combinado

O filtro ativo série aumenta a relação  $Z_1/Z_0$  em todas as frequências se comparado com os valores obtidos sem ele, como ilustrado na Fig 5.8. Neste caso a resistência  $K_1$  é igual a  $K_1^+ = 5$ ,  $K_1^- = 5$ ,  $K_1^0 = 5$ . Nenhuma corrente harmônica flui através da fonte ou do filtro passivo paralelo porque o filtro ativo série atua como uma resistência de bloqueio.

Lembrando que esta é a condição ideal, provida pela modificação no controle do FAS1 ou quando é inserido o FASg. Caso contrário, para as tensões distorcidas na fonte, fruto da circulação das componentes de seqüência zero, a possibilidade de ressonância série não será extinta.

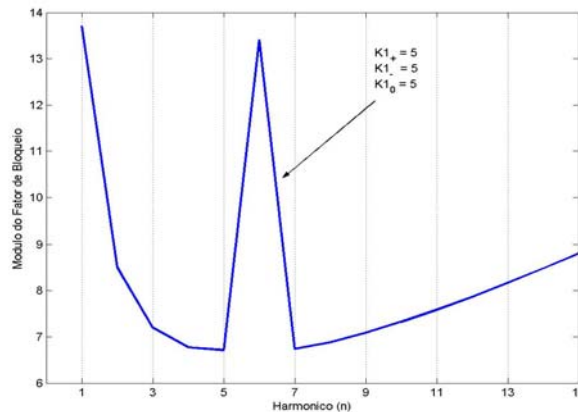


Fig. 5.8. Fator de Bloqueio para FAS1 Modificado

### 5.7 - Análise Geral do Controle do Sistema Combinado Adaptado ao Desequilíbrio

A principal limitação do sistema combinado é superada se utilizada a modificação proposta aqui, ou seja, implementa-se a impedância harmônica para as componentes harmônicas de seqüência zero através da adaptação do controle em referência síncrona para o sistema monofásico.

Extingui-se a possibilidade de haver ressonância no sistema, tanto série quanto paralela, uma vez que as impedâncias ativas que isolam harmonicamente a carga e a fonte do sistema são implementadas para as seqüências positiva, negativa e para a seqüência zero.

Apresentam-se também duas possibilidades para se implementar a impedância ativa harmônica para as componentes de seqüência zero. A inserção de um filtro ativo série

no condutor neutro ou a modificação do controlador síncrono trifásico sem que haja a necessidade de se inserir um novo filtro ativo no sistema. Todavia, não havendo a inserção do filtro ativo adicional, os filtros ativos série, FAS1, devem ser redimensionados.

O capítulo 6 compara as duas técnicas propostas para a mitigação harmônica utilizando-se o sistema combinado em operação desequilibrada. Os resultados são avaliados qualitativamente e quantitativamente.

## CAPÍTULO 6

### SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMBINADO MODIFICADO OPERANDO EM REGIME DESEQUILIBRADO

#### 6.1 - Introdução

Este capítulo é dedicado a simulação das técnicas propostas no capítulo 5 para o aprimoramento do sistema combinado quando este opera em condições desequilibradas.

A duas técnicas propostas, inserção de um filtro ativo série no neutro e a modificação do controlador síncrono trifásico, ambas implementadas através da adaptação da *Transformada Síncrona para Sistemas Monofásicos*, são aqui comparadas e seu desempenho é analisado qualitativamente e quantitativamente, objetivando-se inicialmente determinar a eficiência das técnicas propostas e sucessivamente as vantagens e desvantagens de cada uma delas.

As variáveis da transformada síncrona adaptada ao sistema monofásico são ilustradas para as duas técnicas propostas, ou seja, aplicada à corrente do neutro e aplicada à componente zero da transformada de Clarke.

Inicialmente, as Fig. 6.11 a 6.16 ilustram novamente o comportamento do sistema combinado sem modificações para as correntes de fase no ponto de acoplamento comum e a corrente no neutro, a fim de posteriormente estabelecer a comparação.

O grau de desequilíbrio, já mencionado, é de 9%.

A tabela 6.1 exibe os valores RMS e a THD das correntes de carga e das correntes da fonte, assim como os respectivos valores para o neutro.

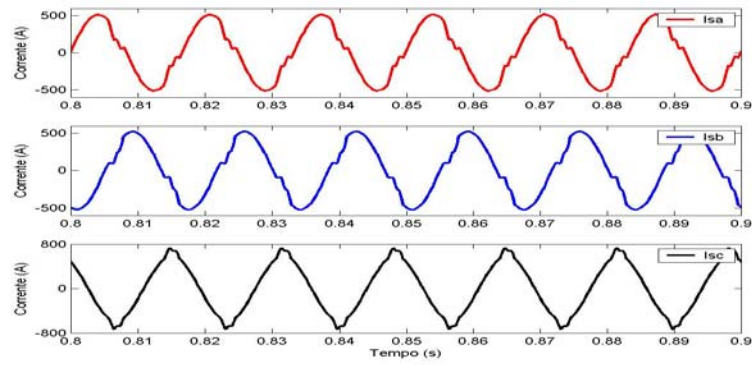


Fig. 6.11. Correntes da Fonte

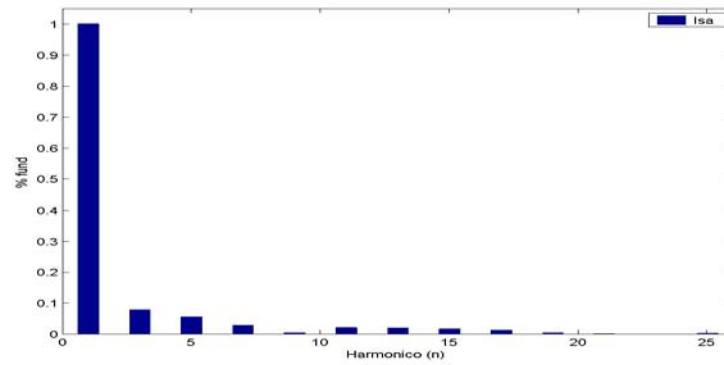


Fig. 6.12. Espectro da Corrente da Fonte fase A

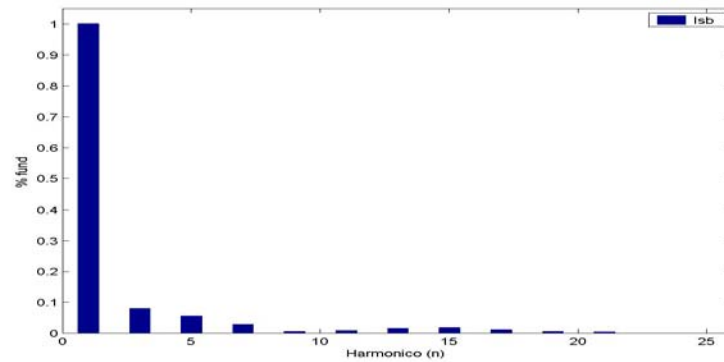


Fig. 6.13. Espectro da Corrente da Fonte fase B

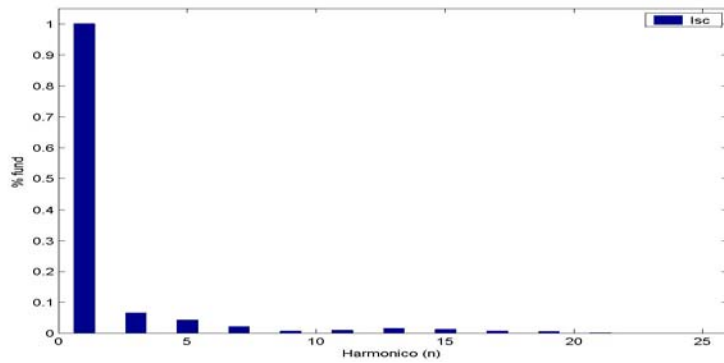


Fig. 6.14. Espectro da Corrente da Fonte fase C

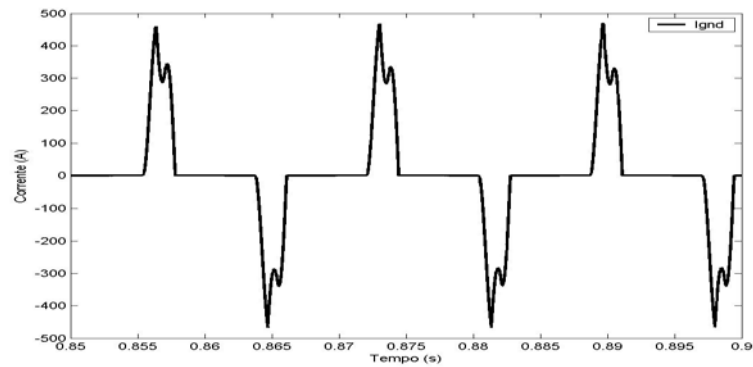


Fig. 6.15. Corrente no Neutro

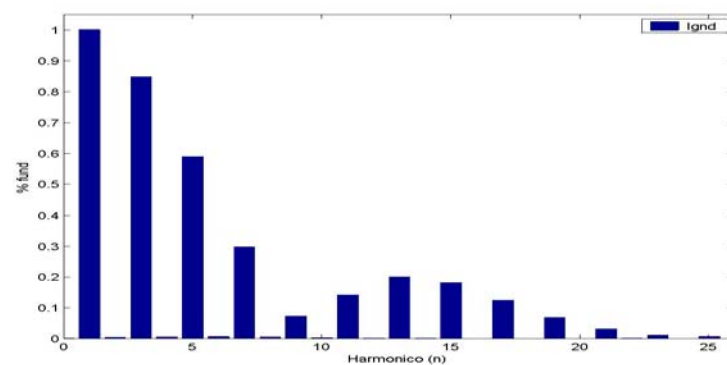


Fig. 6.16. Espectro da Corrente no Neutro

**TABLE 6.1**  
**ANÁLISE DO SISTEMA COMBINADO PADRÃO EM REGIME DESEQUILIBRADO**

FASE	THD (%)			RMS		
	A	B	C	A	B	C
IL (A)	84,52	79,27	54,26	448,67	442,32	500,36
Is (A)	10,96	10,77	8,71	350,4	353,5	446,85
I <sub>gnd</sub> (A)	113,1			153		

## 6.2 - Simulação do Sistema Combinado Assistido do Filtro Ativo Série no Neutro

Para que se estabeleça uma análise comparativa direta, apenas as variáveis que são efetivamente beneficiadas com a inserção da transformada síncrona modificada, são ilustradas neste capítulo, a saber:

- Corrente nas fases do sistema no PCC,  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  e  $I_{sc}$ .
- Corrente no condutor neutro,  $I_{gnd}$ .

- Corrente da componente zero,  $I_{s0}$ , no sistema trifásico em referência estacionária,  $\alpha$ - $\beta$ - $0$ .

A Fig. 6.2 ilustra o sistema combinado associado ao filtro ativo série no neutro.

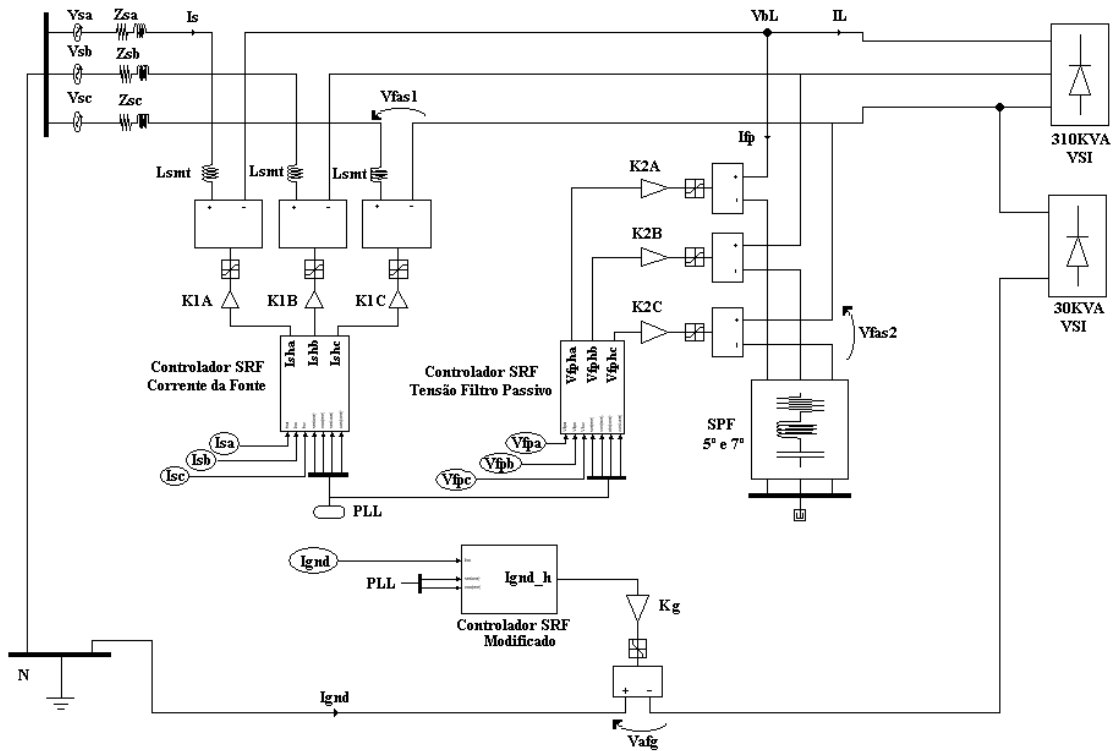


Fig 6.2 Diagramas do Sistema Combinado Modificado através do FASg

Desta maneira, a condição ideal que rege a mitigação harmônicas relativas às correntes harmônicas da fonte do sistema é  $K_1^+ = \infty$ ,  $K_1^- = \infty$ ,  $K_1^0 = \infty$ , antes restritas a  $K_1^+ = \infty$ ,  $K_1^- = \infty$ ,  $K_1^0 = 0$ .

Os valores atribuídos aos ganhos dos filtros ativos FAS1, FAS2 e FASg resultam em uma condição plena de isolamento harmônica, ou seja, todas os componentes harmônicos de seqüência positiva, negativa e de seqüência zero presentes no sistema são mitigados.

Assim temos que  $K_1^+ = 5$ ,  $K_1^- = 5$ ,  $K_1^0 = K_g = 5$  e  $K_2^+ = 0,8$ ,  $K_2^- = 0,8$ ,  $K_2^0 = 0$ .

As figuras 6.21 a 6.26, ilustram o comportamento do sistema combinado mediante a inserção do FASg, implementado a partir da *Transformada Síncrona adaptada ao sistema Monofásico*.

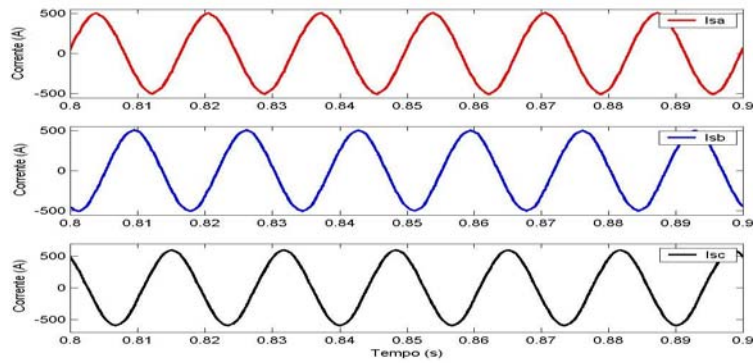


Fig. 6.21. Correntes da Fonte

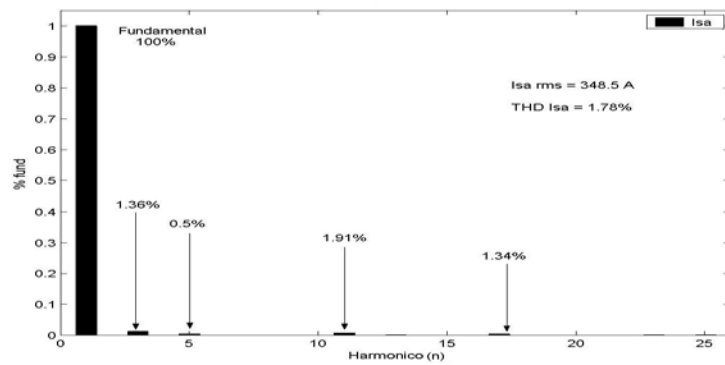


Fig. 6.22. Espectro da Corrente da Fonte fase A

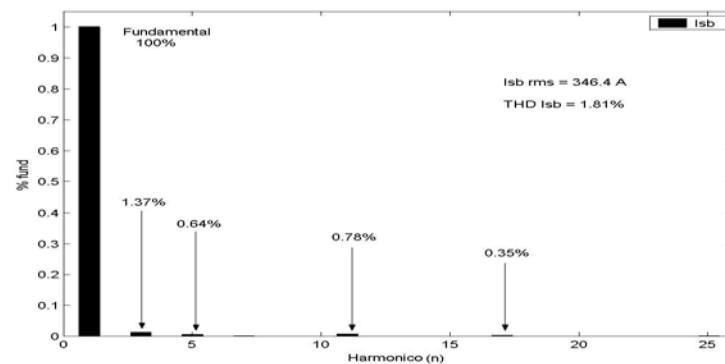


Fig. 6.23. Espectro da Corrente da Fonte fase B

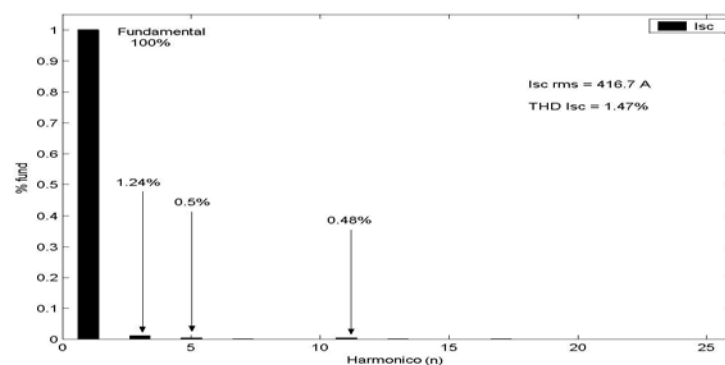


Fig. 6.24. Espectro da Corrente da Fonte fase C

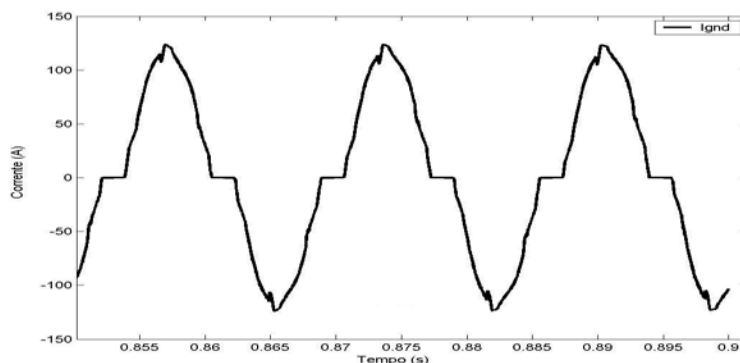


Fig. 6.25. Corrente no Neutro

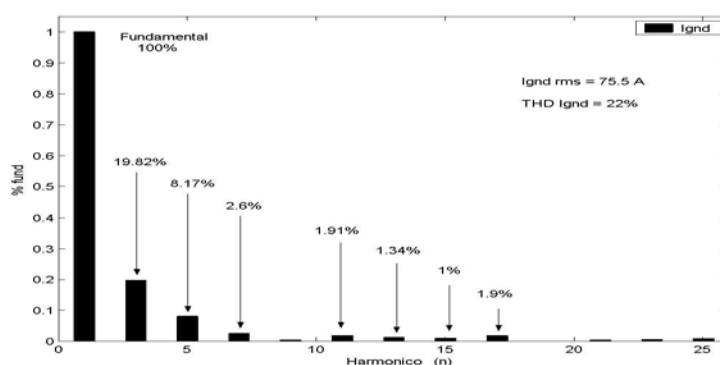


Fig. 6.26. Espectro da Corrente no Neutro

Observe que mesmo com 9% de desequilíbrio o sistema no ponto de acoplamento comum alcança os níveis de THD recomendados pela IEEE 519.

Os níveis de distorção harmônica das corrente que fluem em direção a fonte foram reduzidos de 10,96%, 10,77% e 5,71% para 1,78%, 1,81% e 1,47% após a inserção do filtro ativo no neutro, respectivamente para as fases A, B e C.

A THD da corrente no condutor neutro também foi reduzida de 113% para 22%, e sucessivamente o valor RMS da corrente neste condutor foi reduzido de 152,6 A para 75,6 A, minimizando desta forma a sobrecarga imposta a este condutor.

A Fig. 6.27 ilustra a tensão de saída do filtro ativo série no neutro para a condição vigente de operação, CUF = 9%.

Em função do elevado conteúdo harmônico no condutor neutro e do alto valor atribuído ao ganho do FASg,  $K_g$ , os valores RMS e de PICO da tensão de saída do filtro ativo série do neutro são também elevados. Os valores medidos para o referido grau de desequilíbrio são 85,4 V e 200 V para os valores RMS e de PICO respectivamente.

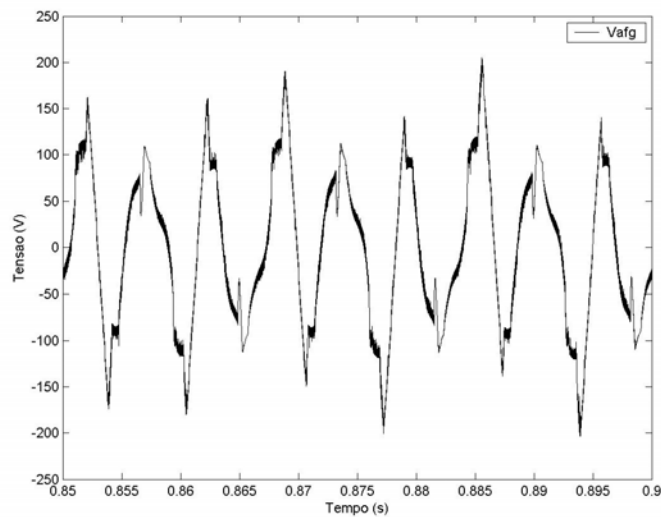


Fig. 6.27. Variáveis do Controlador Síncrono Modificado

A fig. 6.28 ilustra a corrente de controle do filtro ativo série do neutro, ou seja, as componentes de seqüência zero, fundamental e harmônica.

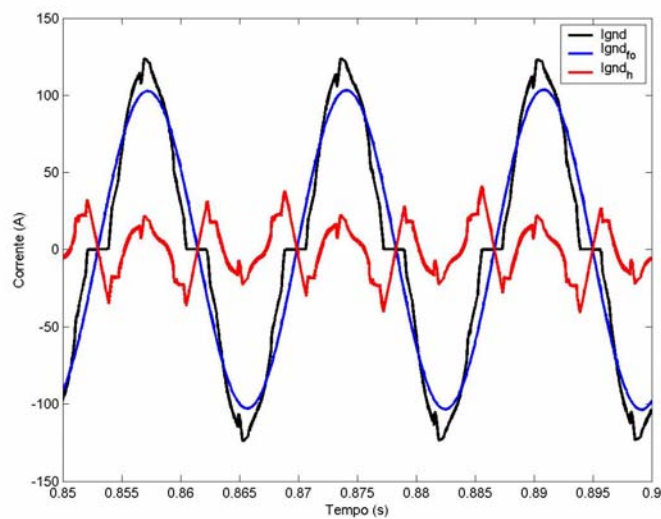


Fig. 6.28. Variáveis do Controlador Síncrono Modificado

Demonstrando a efetiva atuação da técnica proposta na isolação das componentes de seqüência zero, a componente zero da corrente da fonte,  $I_{s0}$ , no sistema trifásico em referencia estacionaria  $\alpha$ - $\beta$ - $0$ , é ilustrada nas Fig. 6.29 e 6.30.

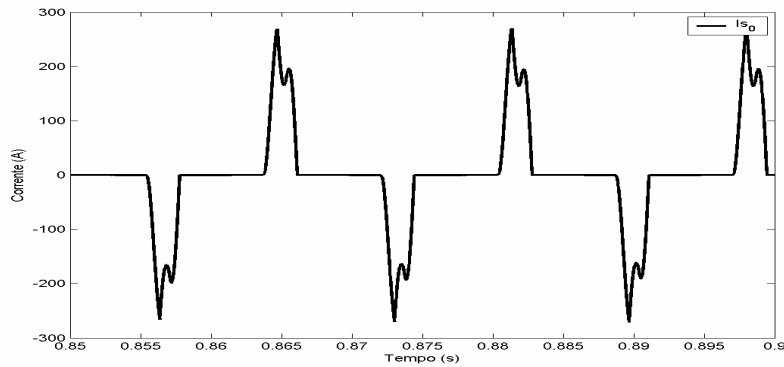


Fig. 6.29. Componente  $I_{s0}$  sem o FASg

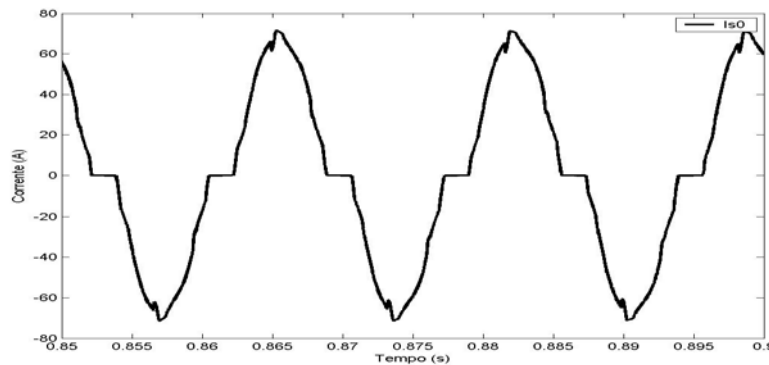
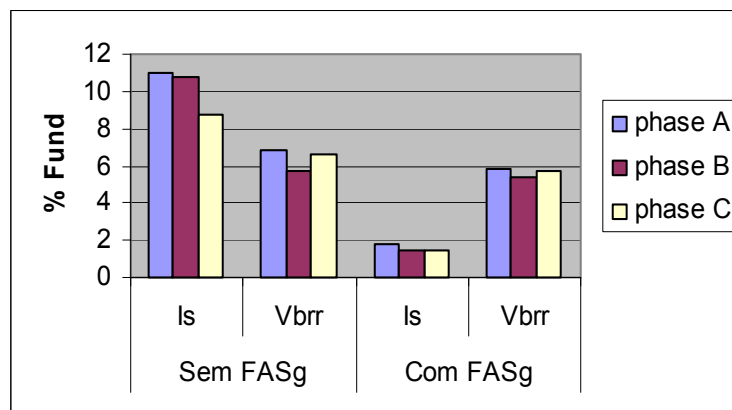


Fig. 6.30. Componente  $I_{s0}$  com o FASg

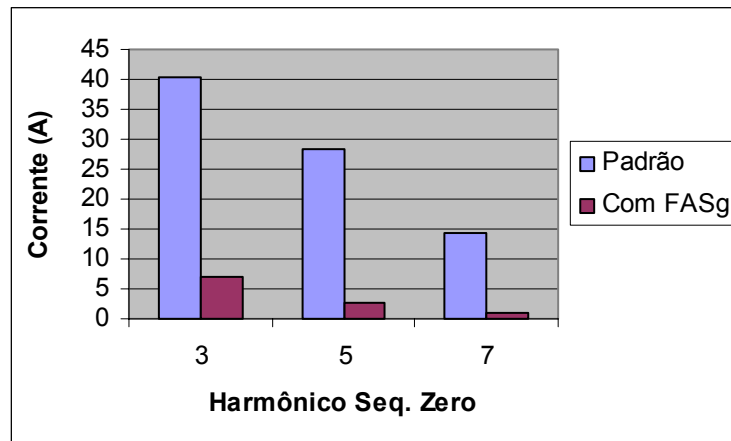
Os componentes harmônicos residuais na fonte do sistema e a tensão no barramento de carga são comparados antes e depois da modificação na tabela 6.2.

Aplica-se então a teoria das componentes simétricas para cada sistema harmônico desequilibrado contido na corrente de carga. As tabelas 6.3, 6.5 e 6.12 estabelecem uma comparação entre as componentes harmônicas de seqüência zero antes e depois de cada técnica aplicada ao sistema combinado.

**TABELA 6.2**  
**COMPARAÇÃO DA THD RESULTANTE APÓS ATUAÇÃO NO NEUTRO**



**TABELA 6.3**  
**COMPONENTES DE SEQUÊNCIA ZERO APÓS ATUAÇÃO NO NEUTRO**



### 6.3 - Simulação do Sistema Combinado Modificado sem Assistência do Filtro Ativo Série no Neutro

A Fig. 6.3 ilustra o sistema combinado modificado sem a inserção do filtro ativo no neutro. A adaptação da transformada síncrona trifásica para a mitigação das componentes harmônicas de seqüência zero é feita no próprio controlador síncrono dos filtros ativos em série com a fonte do sistema, FAS1, já existentes no sistema combinado.

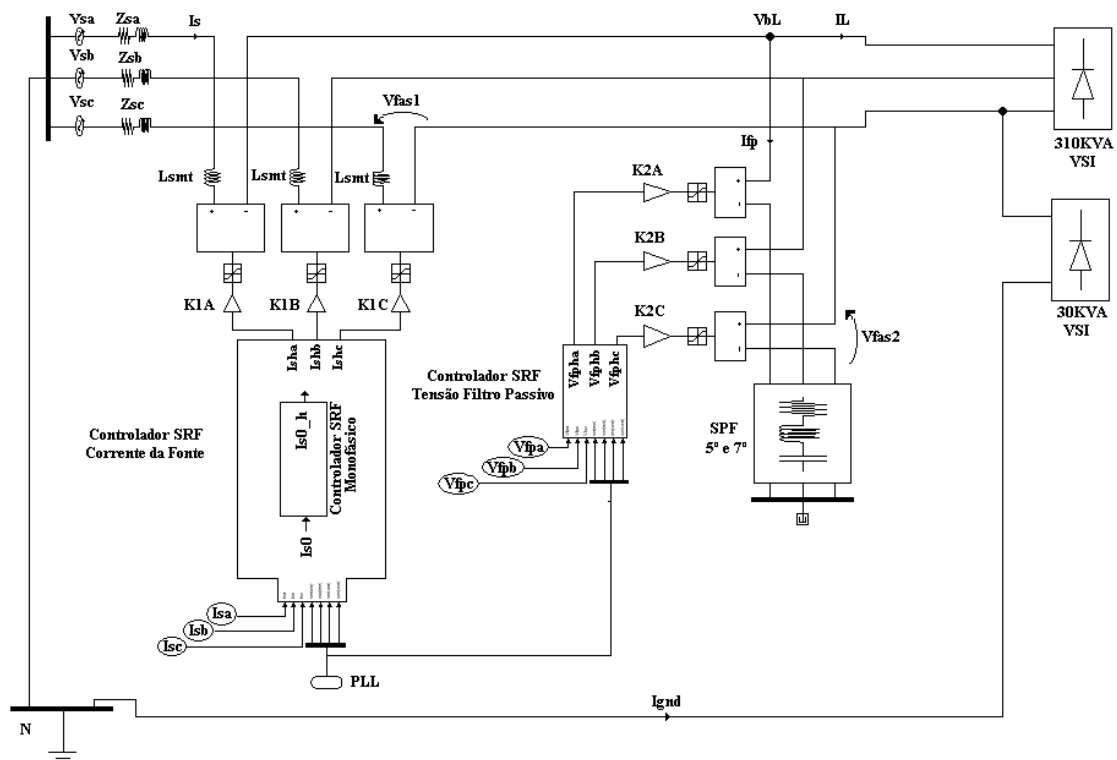


Fig 6.3. Sistema Combinado Modificado sem a Inserção do FASg

Como pode ser observado na Fig. 6.3, esta metodologia dispensa a utilização do filtro ativo no neutro. A mitigação das componentes de seqüência zero dos harmônicos é realizada a partir da criação da impedância harmônica  $K_1^0$  com o próprio controlador principal do FAS1.

Entretanto, como explicado no capítulo 5 há um aumento na amplitude das correntes harmônicas de referencia do FAS1, o que implica obrigatoriamente no redimensionamento dos FAS1.

Nesta técnica tem-se que  $K_1^+ = 5$ ,  $K_1^- = 5$ ,  $K_1^0 = 5$  e  $K_2^+ = 0,8$ ,  $K_2^- = 0,8$ ,  $K_2^0 = 0$ .

As Fig. 6.31 a 6.36 ilustram as formas de onda das correntes nas fases A, B, e C e a corrente no condutor neutro, bem como os respectivos espectros.

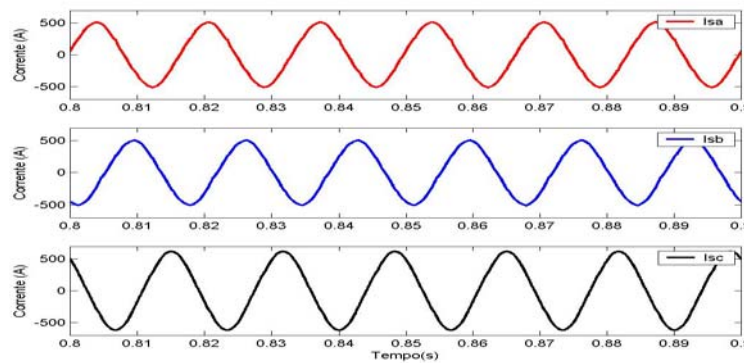


Fig. 6.31. Correntes da Fonte

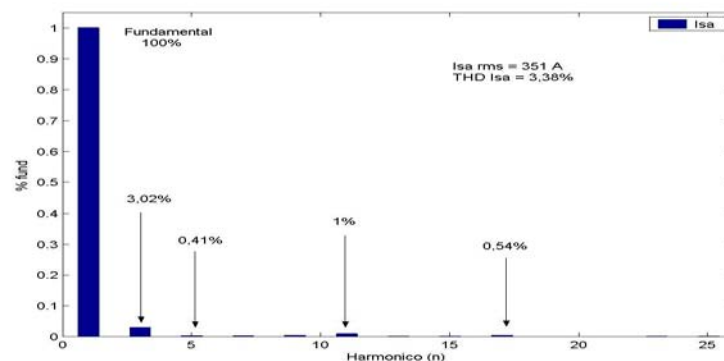


Fig. 6.32. Espectro da Corrente da Fonte fase A

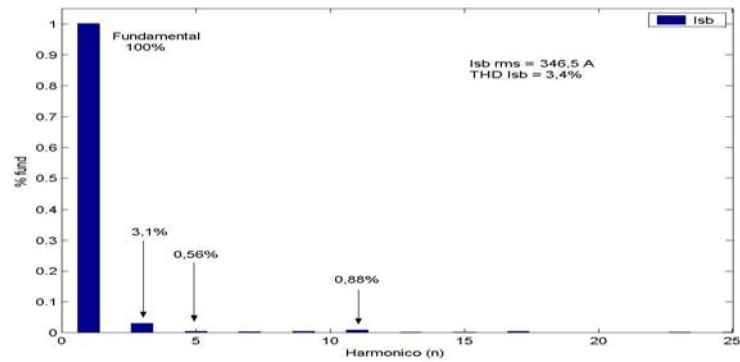


Fig. 6.33. Espectro da Corrente da Fonte fase B

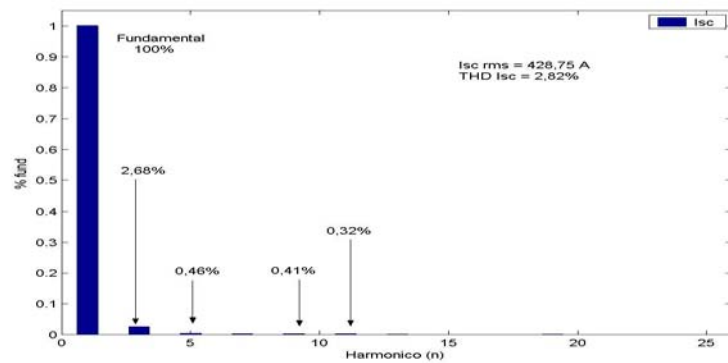


Fig. 6.34. Espectro da Corrente da Fonte fase C

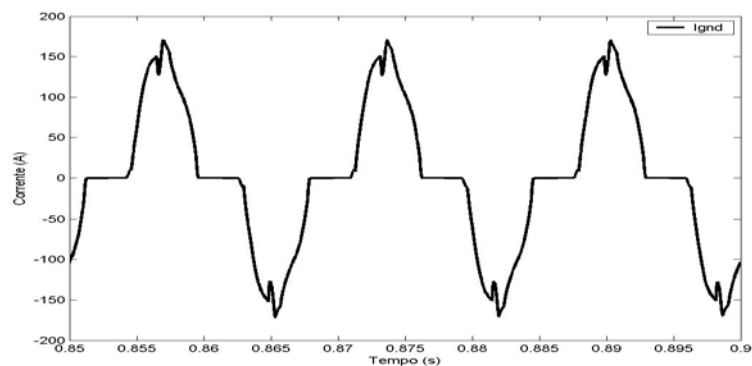


Fig. 6.35. Corrente no Neutro

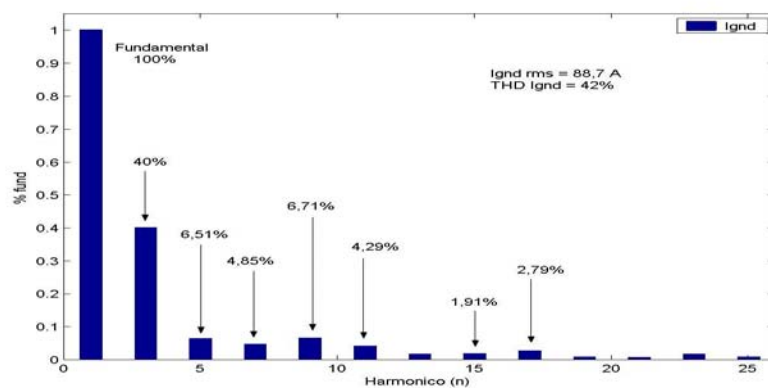


Fig. 6.36. Espectro da Corrente no Neutro

Como pode ser visto, a eficiência desta técnica pode ser comprovada, inicialmente, pelas formas de ondas das correntes de fase do sistema. O perfil mais senoidal da corrente do condutor neutro também é nítido.

As figuras a seguir trazem as formas de onda da corrente de controle do FAS1, Fig. 6.37, e também a corrente da componente de seqüência zero em referência estacionária que é onde a técnica proposta atua.

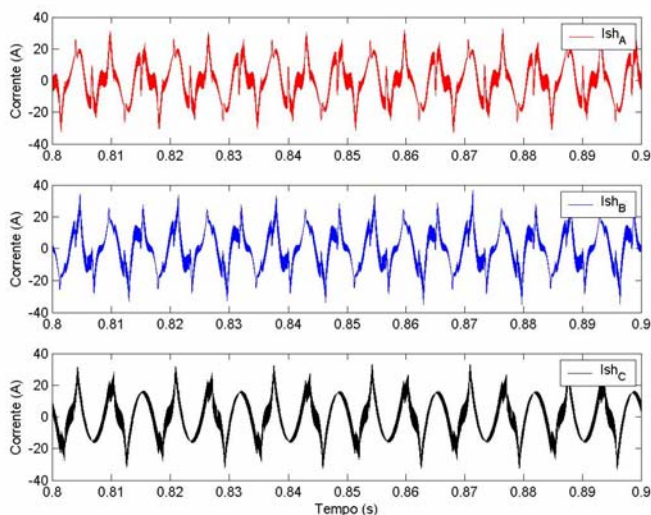


Fig. 6.37. Corrente de Controle do FAS1 para SRF Modificado

São identificados, Fig. 6.38, a corrente de seqüência zero total, a componente de seqüência zero fundamental e a parcela harmônica extraída da componente de seqüência zero pela técnica proposta.

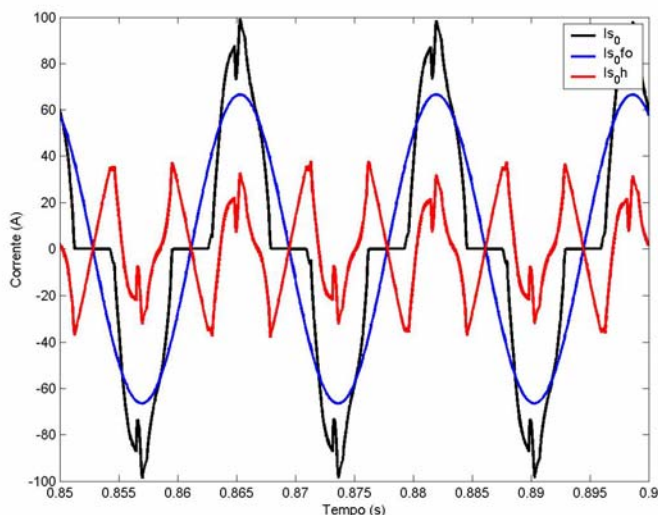


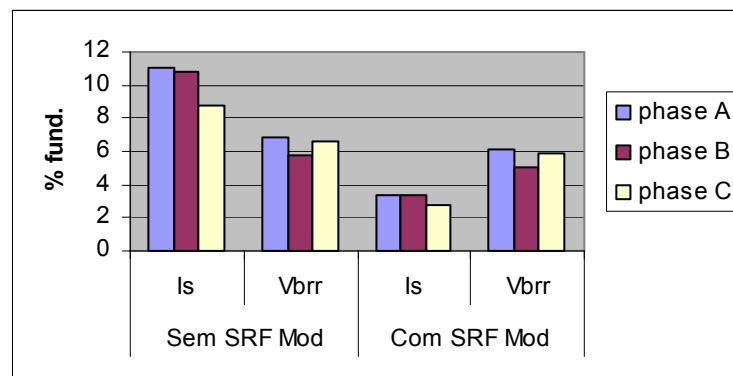
Fig. 6.38. Correntes de Seqüência Zero em Referência Estacionária

A fim de se demonstrar a eficiência desta técnica, utiliza-se as tabelas 6.4 e 6.5 para comparar as taxas de distorção harmônica antes da técnica e depois da técnica aplicada ao controlador síncrono trifásico, bem como a comparação dos valores remanescentes dos componentes harmônicos de seqüência zero na corrente do sistema.

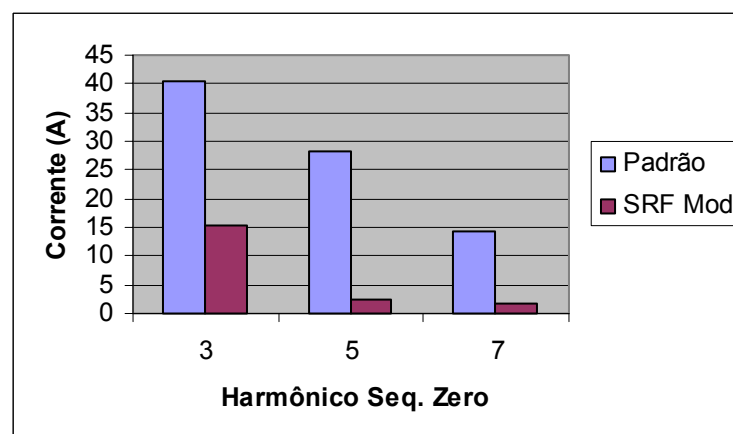
A partir desta técnica a redução obtida na taxa de distorção harmônica total para as fases do sistema é de 69% para fase A, 68% para a fase B e de 67% para a fase C, diminuindo de 10,96%, 10,77% e 8,71% para 3,38%, 3,4% e 2,82% respectivamente.

Já a redução no neutro é de 63%, decaindo de 113,1% para 42%.

**TABELA 6.4**  
**COMPARAÇÃO DA THD APÓS MODIFICAÇÃO NO CONTROLADOR SRF**



**TABELA 6.5**  
**COMPONENTES DE SEQUÊNCIA ZERO APÓS MODIFICAÇÃO NO SRF**



## 6.4 - A Potência Requerida do Sistema Combinado quando Modificado para Atuar em Condições Desequilibradas

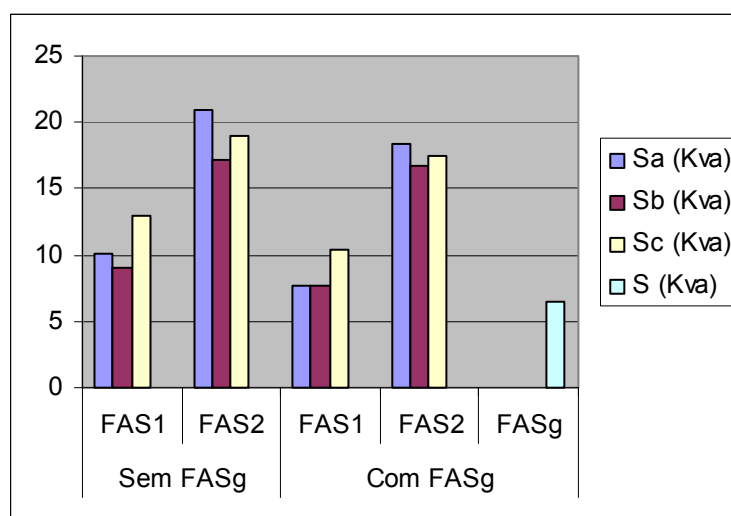
As expressões que definem a potência do sistema combinado, no que diz respeito às técnicas vigentes para atuação em regime desequilibrado foram descritas no capítulo 5.

Agora, apresentam-se os valores das potências aparentes requeridas pelo sistema combinado. Finaliza-se então com a comparação entre as técnicas no que tange à potência dos condicionadores de potência.

### 6.4.1 - Potência Requerida do Sistema Combinado Modificado com Assistência do Filtro Ativo Série no Neutro

Com o filtro ativo inserido no neutro a potencia aparente dos filtros ativos 1 e 2 ,  $S_{fas1}$  e  $S_{fas2}$ , em regime desequilibrado, são reduzidas. A tabelas 6 e 7 ilustram os valores das potências para o desequilíbrio em 9% e então compara as duas condições estudadas, sem e com o filtro ativo no neutro. Observe que a potência total dos filtros ativos,  $S_{FAS3\phi} + S_{fasg}$ , corresponde a 25% da potência total da carga com a inserção do FASg, e 26,5% sem a inserção.

TABELA 6.6  
COMPARAÇÃO DA POTÊNCIA REQUERIDA PARA INSERÇÃO DO FASG



**TABELA 6.7**  
**VALORES DA POTÊNCIA REQUERIDA PARA INSERÇÃO DO FASG**

	Sem FASg		Com FASg		
	FAS1	FAS2	FAS1	FAS2	FASg
Sa (va)	10,15K	21,0K	7,67K	18,35K	
Sb (va)	9,10K	17,12K	7,65K	16,7K	
Sc (va)	13,0K	18,94K	10,35K	17,46K	
S (va)					

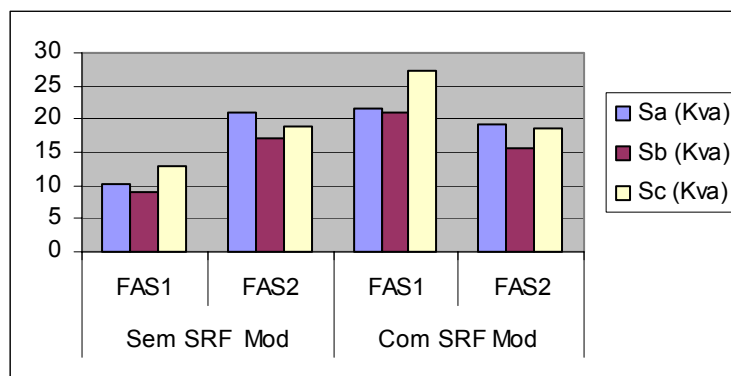
**6.4.2 - Potência Requerida do Sistema Combinado Modificado sem Assistência do Filtro Ativo Série no Neutro**

Com a modificação no controlador síncrono trifásico, a potência requerida pelo filtro ativo série 1, Sfas1, eleva-se substancialmente. Já a potência requerida pelo FAS2, permanece estável, para o grau de desequilíbrio vigente.

A potência relativa ao FAS1, no qual a adaptação da transformada síncrona para sistemas monofásicos é implementada, eleva-se em 113,8% para a fase A, 129,7% para fase B e 110% para fase C, quando comparada aos valores sem a implementação da modificação.

Em relação a potência total da carga, a parte ativa do *Sistema Combinado Modificado sem Assistência do Fasg*, corresponde a 36,3% da carga total, ou seja, 123,3 KVA. As tabelas 6.8 e 6.9 evidenciam os valores calculados, e os comparam com o sistema combinado sem modificações.

**TABELA 6.8**  
**COMPARAÇÃO DA POTÊNCIA REQUERIDA PARA MODIFICAÇÃO SRF**



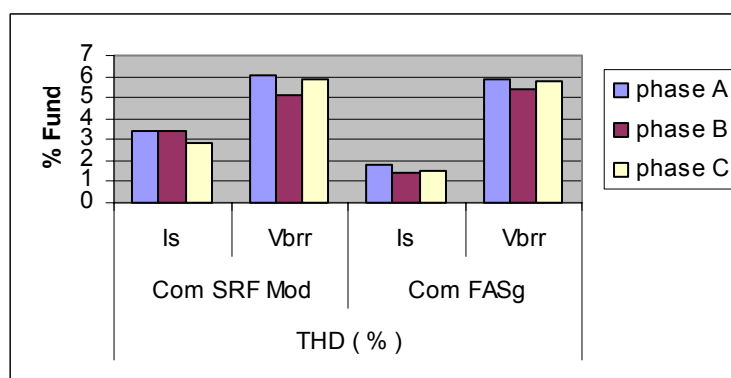
**TABELA 6.9**  
**VALORES DA POTÊNCIA REQUERIDA PARA MODIFICAÇÃO SRF**

	Sem SRF Mod		Com SRF Mod	
	FAS1	FAS2	FAS1	FAS2
Sa (Kva)	10,15	21	21,7	19,33
Sb (Kva)	9,1	17,12	20,9	15,63
Sc (Kva)	13	18,94	27,3	18,56

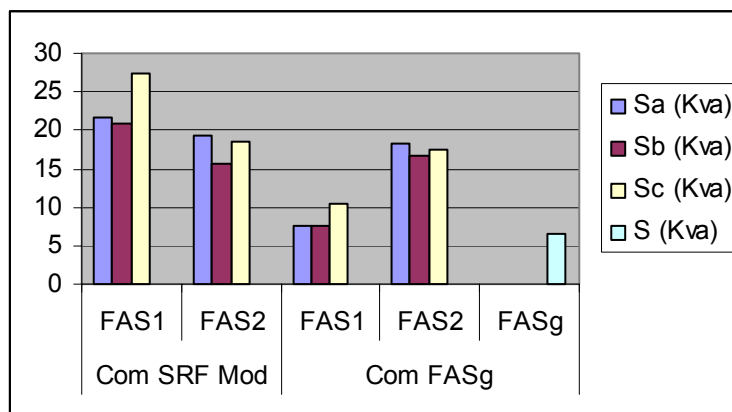
### 6.5 - Comparação e Análise das Técnicas Propostas

Finalizando, as tabelas 6.10 e 6.11 ilustram, em termos da potência requerida dos filtros ativos e da taxa de distorção harmônica máxima, os valores resultantes das análises das duas técnicas propostas.

**TABELA 6.10**  
**COMPARAÇÃO DA THD PARA AS TÉCNICAS PROPOSTAS**



**TABELA 6.11**  
**COMPARAÇÃO DA POTÊNCIA REQUERIDA PARA AS TÉCNICAS PROPOSTAS**

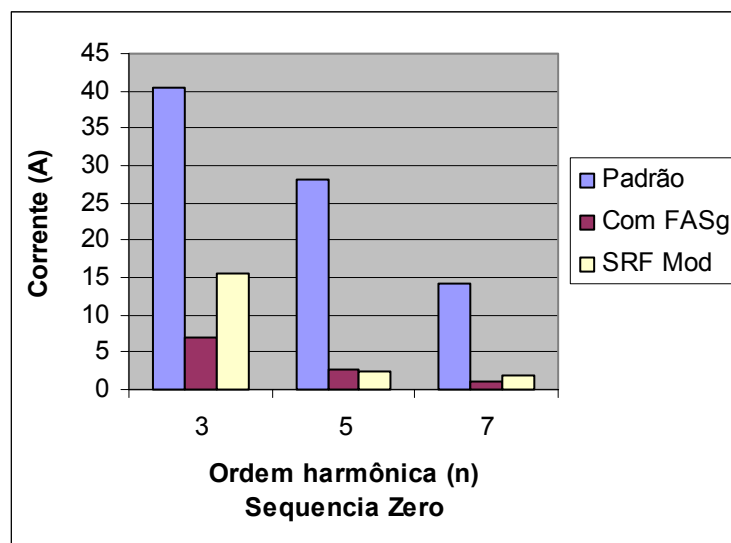


A priori, os resultados demonstram que o sistema combinado modificado, assistido pelo filtro ativo no neutro, FASg, apresenta um desempenho muito superior ao sistema combinado modificado não assistidos pelo FASg.

O nível de distorção harmônica final no ponto de acoplamento comum, para o sistema combinado assistido, é menor. A potência final requerida por este sistema combinado também é menor, individualmente e globalmente, ou seja, quando comparado à potência total da carga. Apresenta, porém, a necessidade de se adicionar ao sistema outro condicionador de potência, elevando inicialmente seu custo de implantação.

Já o sistema combinado modificado no próprio controlador síncrono do FAS1, minimiza o custo inicial de implementação. Contudo, é eficientemente inferior, e requer um sistema mais robusto para implantação uma vez que a potência requerida por esta técnica é no mínimo 100% maior, se comparada ao sistema combinado convencional.

**TABELA 6.12**  
**COMPONENTES DE SEQUÊNCIA ZERO PARA AS TÉCNICAS PROPOSTAS**



As técnicas propostas são soluções eficientes para operação do sistema combinado em regime desequilibrado, atingindo inclusive níveis de THD inferiores aos recomendado pela IEEE 519.

A possibilidade de haver ressonância no sistema também é extinta. A impedância harmônica ativa responsável pela isolação das componentes de sequência zero outrora desconsiderada é implementada.

## **CAPÍTULO 7**

### **CONCLUSÃO**

#### **7.1 - Conclusão Geral**

Na presente dissertação optou-se em investigar o desempenho de um condicionador ativo de potência, o filtro ativo série, que em princípio apresenta-se como uma solução potencial para o aprimoramento da qualidade de energia no que se refere à mitigação de harmônicos. Para as condições “ideais” comprovou-se a excepcionalidade do sistema ativo combinado, entendendo-se aqui condição ideal como sendo a operação do sistema combinado em regime balanceado de operação.

A busca por uma análise completa no sistema combinado para aplicação em sistemas de potência, em especial os sistemas de distribuição, requereu uma árdua investigação no comportamento dos sistemas de potência operando em condições desequilibradas e distorcidas, mais precisamente no estudo dos harmônicos desequilibrados.

O sistema combinado simulado opera sob condições severas de carga, ou seja, as cargas simuladas são do tipo fonte de tensão, VSI, para as quais a aplicação correta dos filtros passivos paralelos convencionais são extremamente delicadas e por vezes ineficientes.

O sistema combinado padrão apresentou-se então ineficiente para a operação em regime desequilibrado em sistemas trifásicos a quatro fios, em função das limitações dos controladores síncronos. Limitações estas relacionadas à não detecção das componentes harmônicas de seqüência zero, presentes no sistema em função de um caminho físico estabelecido através do condutor neutro. O ponto central que motiva a aplicação do sistema combinado torna-se questionável uma vez que no ponto de acoplamento comum os limites das taxas de distorção máxima encontram-se muito além dos níveis recomendados pela IEEE 519 para o sistema de potência especificado neste trabalho.

A busca por um aprimoramento viável no sistema combinado, adaptando-o ao desequilíbrio e ao sistema de potência a três fases e quatro fios, foi proposto. Resguardaram-se assim as características notórias do sistema combinado em regime equilibrado a partir do desenvolvimento de duas novas técnicas desenvolvidas neste

trabalho, sendo que ambas consistem na adaptação do controlador síncrono ao sistema monofásico, de fácil implementação.

Ressalta-se que a taxa de distorção harmônica resultante, obtida a partir da adaptação realizada no sistema combinado é substancialmente inferior aos limites máximos recomendados pelas normas vigentes. A minimização do desequilíbrio das tensões nos terminais de carga é também eficaz.

Por fim, o sistema combinado composto por filtros ativos série e filtros passivos paralelos, apresenta-se como uma proposta eficiente e adaptável a condições adversas de operação, ideal para cargas de elevada potência em função do nível reduzido de potência requerido pelo sistema combinado, mesmo em elevados graus de desequilíbrio.

## **7.2 - Trabalhos Futuros**

Como proposta de continuidade deste trabalho, pode-se indicar os seguintes pontos que devem ser investigados adequadamente:

- O desenvolvimento de uma metodologia para o dimensionamento maximizado dos filtros passivos paralelos visando minimizar a distorção em seus terminais e conseqüentemente a potência requerida pelo sistema combinado;
- Determinação da região de estabilidade do sistema combinado implementado em referência síncrona, visando à otimização dos ganhos dos filtros ativos série e desta forma maximizando a mitigação harmônica.
- Ajuste fino do ganho dos filtros ativos que está diretamente relacionada à potência requerida pelos filtros ativos, a partir de controladores fuzzy, aumentando desta forma seu custo/ benefício.
- Aprimoramento dos filtros passa - baixa utilizados no sistema de controle a fim de melhorar a resposta dinâmica do sistema combinado.
- Implementação de inversores multiníveis no sistema de potência dos filtros ativos visando sua aplicação em sistema de média tensão.
- Substituição dos inversores monofásicos dos FAS por inversores trifásicos utilizando NPC, verificando sua viabilidade para o controle independente das fases.

## APÊNDICE A

### PROJETO DOS FILTROS PASSIVOS DE QUINTA E SÉTIMA ORDEM PARA O SISTEMA COMBINADO

#### A.1 – Introdução

Descreve-se aqui, brevemente, os procedimentos adotados para o projeto dos filtros passivos, RLC série, utilizados no sistema combinado.

Como a carga predominante é do tipo fonte de tensão, VSI, o fator de potência de deslocamento é elevado e requer valores mínimos de capacitância para que o DPF resultante não esteja excessivamente em avanço. Porém, o valor da indutância torna-se elevado e, por menor que seja a frequência harmônica fora da frequência de sintonia dos filtros, a distorção harmônica nos terminais dos filtros será elevada.

A solução comumente utilizada é a inserção de reatores nas fases do sistema, aumentando a impedância vista pela carga. Assim, o DPF é deteriorado para que posteriormente seja regulado com o filtro passivo. Contudo, os valores dos indutores dos filtros passivos são minimizados e conseqüentemente a tensão distorcida sobre os terminais de carga bem como a THD da corrente no ponto de acoplamento comum.

#### A.2 – Procedimento

- ✓ Medir a potência não ativa de deslocamento no ponto de acoplamento comum, PCC, referente à frequência fundamental, após a inserção dos reatores de linha de valor aproximado a 2,5 vezes a reatância equivalente do sistema.
- ✓ Medir o valor RMS dos componentes harmônicos da corrente de carga para os quais os filtros passivos serão sintonizados.
- ✓ Dividir o valor de potência não ativa de deslocamento a ser compensada por cada um dos filtros passivos. Desta maneira o valor do capacitor poderá ser o mesmo para cada um dos filtros sintonizados.
- ✓ Calcular o indutor para que à frequência de sintonia a reatância indutiva seja em módulo igual à reatância capacitiva; desta maneira as reatâncias se anulam fasorialmente ficando a queda de tensão sobre os terminais do filtro passivo limitado à resistência que é determinada pelo fator de qualidade, Q, da célula série, RLC.

- ✓ A eficiência do filtro passivo depende diretamente da relação entre a impedância equivalente do sistema de potência,  $Z_s$ , e da impedância equivalente do filtro passivo,  $Z_f$ , em relação as frequência harmônicas da corrente de carga a serem sintonizadas. Portanto, é desejado que a impedância equivalente do filtro passivo em relação à impedância equivalente do sistema seja:  $|Z_f| \ll |Z_s|$ .
- ✓ Especificar o filtro passivo sintonizado em relação à potência total, considerando as perdas joule,  $\mathbf{R \cdot I^2}$ , que são função da resistência da célula.

### **A.3 – Equacionamento**

#### ***Filtro de Quinta Ordem***

- Cálculo do capacitor  $C_5$  em função da potencia não ativa de deslocamento a ser compensada pelo filtro de quinta ordem:

$$C_5 = \frac{Q_{T5}}{2 \cdot \pi \cdot f_5 \cdot (V_{fn})^2} \quad (\text{A1})$$

- Cálculo do indutor  $L_5$  em função do ponto de ressonância para a frequência de sintonia, 300Hz:

$$|X_{L5}| = |X_{C5}| \quad (\text{A2})$$

$$L_5 = \frac{1}{\omega_5^2 \cdot C_5} \quad (\text{A3})$$

- Cálculo da resistência  $R_5$  em função do fator de qualidade  $Q_5$  escolhido:

$$R_5 = \frac{|X_5|}{Q_5} \quad (\text{A4})$$

Onde:

$Q_{T5}$  é a potência não ativa de deslocamento a ser compensada pelo filtro de 300 Hz;

$V_{fn}$  é a tensão de fase do sistema;

$f_5$  é a frequência de sintonia do filtro passivo de quinta ordem;

$|X_{L5}|$  é o módulo da reatância indutiva à frequência de sintonia;

$|X_{C5}|$  é o módulo da reatância capacitiva à frequência de ressonância;

$|X_5|$  é o módulo da reatância à frequência de ressonância;

$R_5$  é a resistência da célula para o ponto de sintonia;

$Q_5$  é fator de qualidade do filtro passivo de quinta ordem.

### **Filtro de Sétima Ordem**

- Cálculo do capacitor  $C_7$  em função da potencia não ativa de deslocamento a ser compensada pelo filtro de sétima ordem:

$$C_7 = \frac{Q_{T7}}{2 \cdot \pi \cdot f_7 \cdot (V_{fn})^2} \quad (A5)$$

- Cálculo do indutor  $L_7$  em função do ponto de ressonância para a frequência de sintonia, 420Hz:

$$|X_{L7}| = |X_{C7}| \quad (A6)$$

$$L_7 = \frac{1}{\omega_7^2 \cdot C_7} \quad (A7)$$

- Cálculo da resistência  $R_7$  em função do fator de qualidade  $Q_7$  escolhido:

$$R_7 = \frac{|X_7|}{Q_7} \quad (A8)$$

Onde:

$Q_{T7}$  é a potência não ativa de deslocamento a ser compensada pelo filtro de 420 Hz;

$V_{fn}$  é a tensão de fase do sistema;

$f_7$  é a frequência de sintonia do filtro passivo de sétima ordem;

$|X_{L7}|$  é o módulo da reatância indutiva à frequência de sintonia;

$|X_{C7}|$  é o módulo da reatância capacitiva à frequência de ressonância;

$|X_7|$  é o módulo da reatância à frequência de ressonância;

$R_7$  é a resistência da célula para o ponto de sintonia;

$Q_7$  é fator de qualidade do filtro passivo de sétima ordem.

#### **A.4 – Variáveis Calculadas dos Filtros Passivos.**

*Variáveis do sistema de potência:*

Impedância equivalente do sistema no PCC,  $Z_s$ :  $R_s = 1,17 \mu\Omega$   $L_s = 35,5 \mu H$

Reatores de linha:  $L_{smt} = 0,1 mH$

Potência a ser compensada pelos filtros passivos:  $Q_{T5} = 17K \text{ var}$   $Q_{T7} = 8,5K \text{ var}$

Tensão de fase do sistema de potência:  $V_{fn} = 278 \text{ V}$

**Potência Aparente dos Filtros:**

Potência aparente dos filtros sem considerar perdas joules:  $S_{spf} = V_{rms} \cdot I_{rms}$

Corrente eficaz nos filtros passivos:  $I_{spf_{rms}} = \sqrt{I_1^2 + I_5^2 + I_7^2}$

Perdas Joule no filtro de quinta ordem :  $P_{5_{joule}} = R_5 \cdot \left( \sqrt{I_1^2 + I_5^2} \right)^2$

Perdas Joule no filtro de sétima ordem :  $P_{7_{joule}} = R_7 \cdot \left( \sqrt{I_1^2 + I_7^2} \right)^2$

Potência total dos filtros passivos incluindo perdas joule:  $S_{spf_{total}} = S_{spf} + 10\% (S_{spf})$

**Variáveis calculadas pra o filtro de quinta e sétima ordem:**

$C_5 = 188 \mu F$     $L_5 = 1,5 mH$     $R_5 = 28,2 m\Omega$  para um fator de qualidade  $Q_5 = 100$ ;

$C_7 = 96 \mu F$     $L_7 = 1,5 mH$     $R_7 = 39,6 m\Omega$  para um fator de qualidade  $Q_7 = 100$ ;

$S_{spf_{total}} = 76 KVA$

## A.5 – Resposta em Frequência dos Filtros Passivos

### Filtro de Quinta Ordem

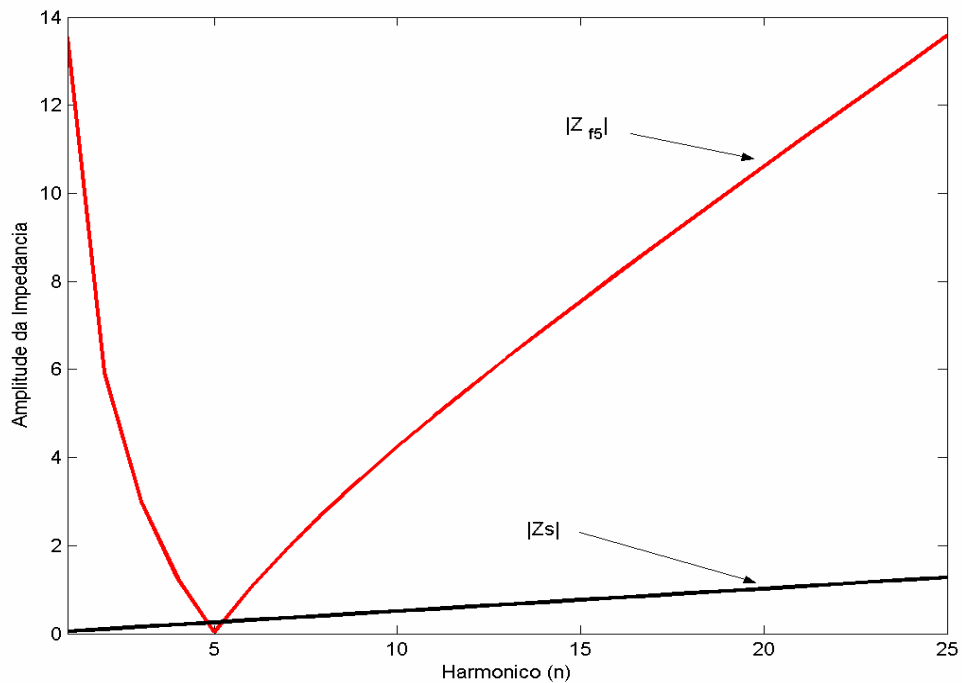


Fig. A.1 Resposta em Frequência do Filtro Passivo de Quinta Ordem

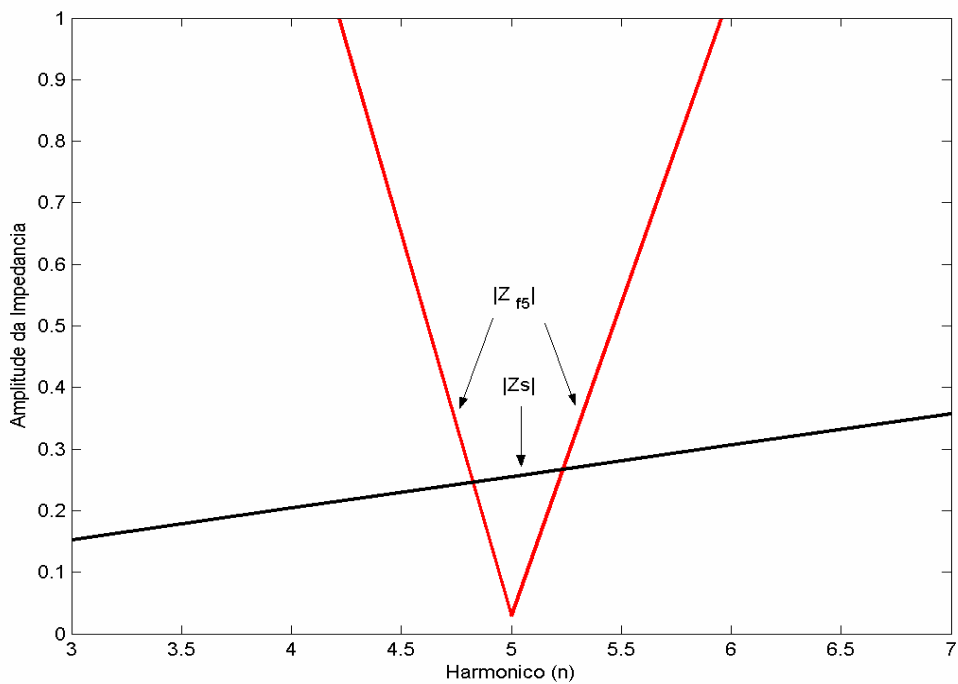


Fig. A.2 Resposta em Frequência do Filtro Passivo de Quinta Ordem no Ponto de Sintonia

**Filtro de Sétima Ordem**

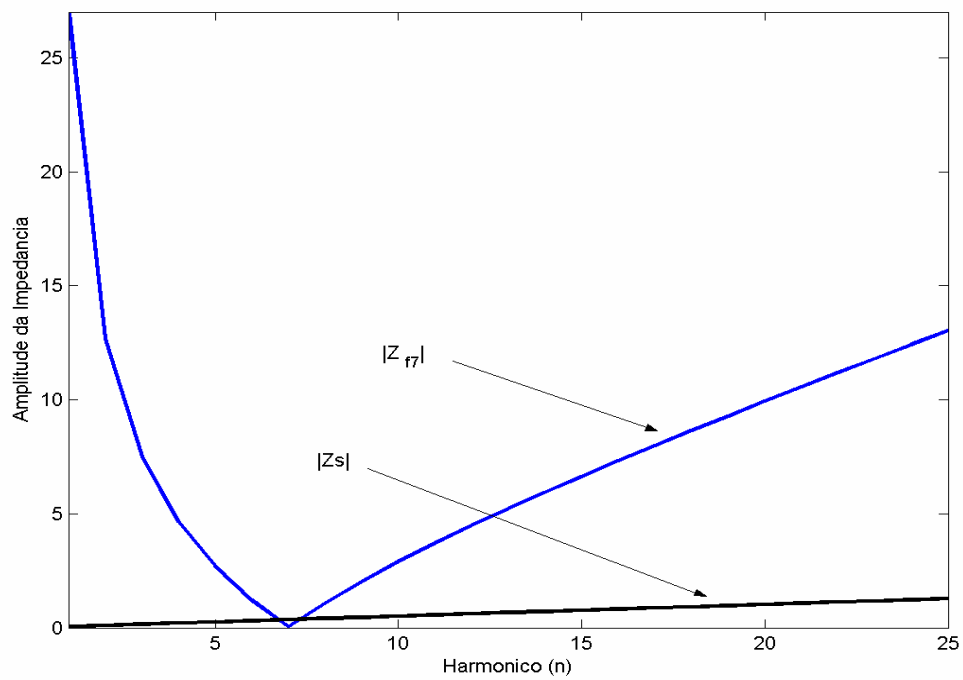


Fig. A.3 Resposta em Frequência do Filtro Passivo de Sétima Ordem

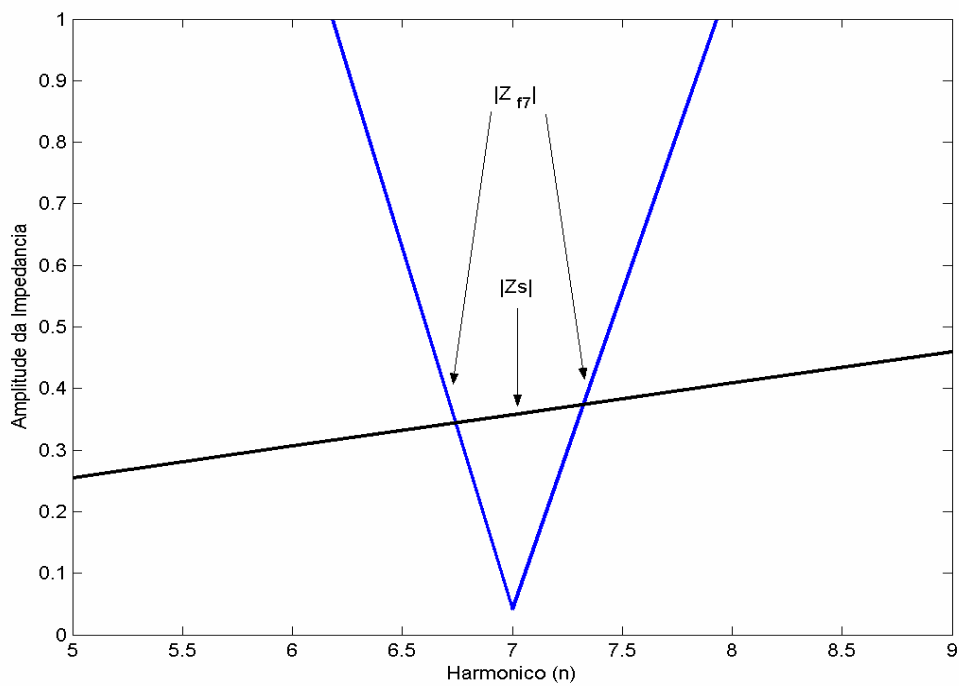


Fig. A.4 Resposta em Frequência do Filtro Passivo de Sétima Ordem no Ponto de Sintonia

### A.6 – Resposta em Frequência do Sistema de Potência junto aos Filtros Passivos Incluindo os Reatores de Linha

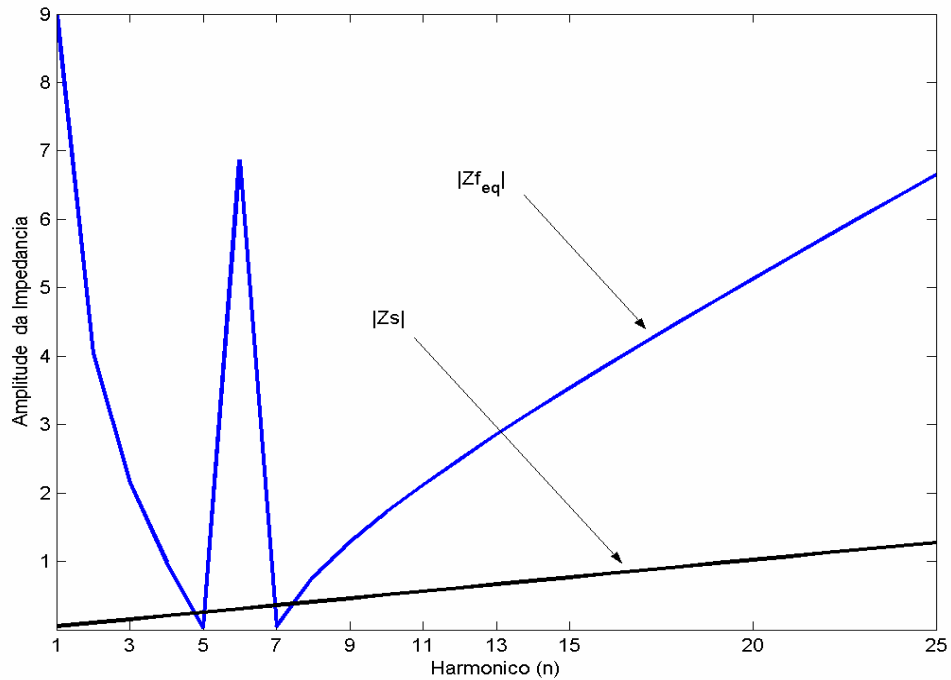


Fig. A.5 Resposta em Frequência Conjugada dos Filtros Passivos

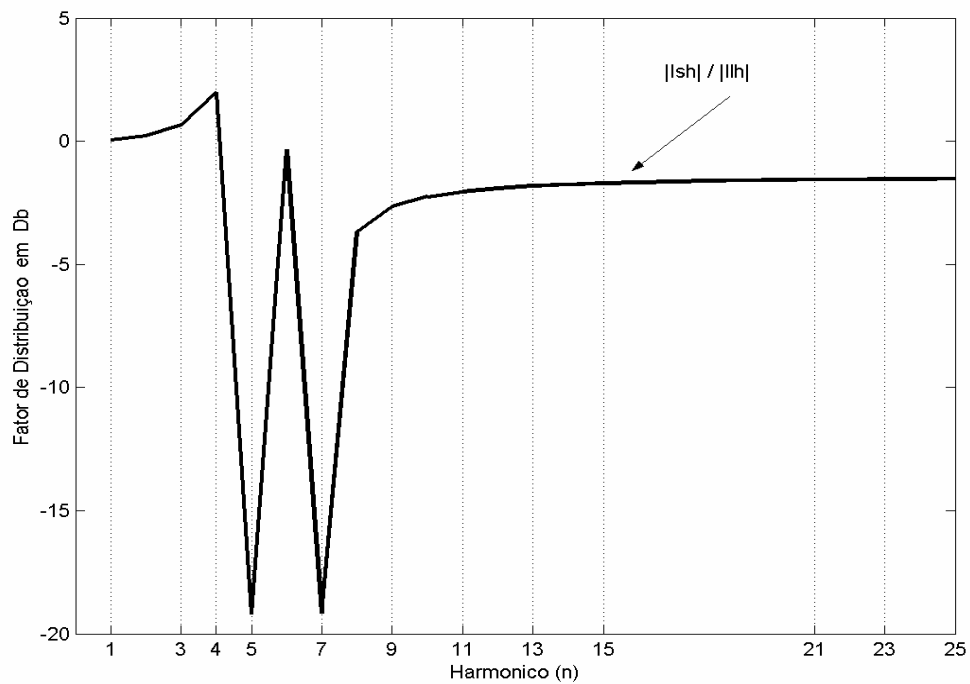


Fig. A.6 Fator de Distribuicao do Sistema de Potencia e dos Filtros Passivos

## APÊNDICE B

MODELO MATEMÁTICO PARA REPRESENTAÇÃO DOS  
HARMÔNICOS DESEQUILIBRADOS

## B.1 – INTRODUÇÃO

A teoria das componentes simétricas é um modelo matemático utilizado para representação das componentes das fases de um sistema através das componentes de seqüência, proposto em 1918 por Fortescue, e intitulado "*Método de Componentes Simétricas aplicado à solução de circuitos polifásicos*".

*“Um sistema desequilibrado de  $n$  fasores relacionados, pode ser convertido em  $n$  sistemas equilibrados de fasores, chamados componentes simétricas dos fasores originais. Os  $n$  fasores de cada conjunto de componentes, são iguais em amplitude e os ângulos entre fasores adjacentes de cada conjunto, são iguais”.*

Em regime permanente, as variáveis trifásicas distorcidas e desbalanceadas  $a_A(t), a_B(t)$  e  $a_C(t)$  (tensões ou correntes) podem ser representados pela série de Fourier. Pra o caso geral, cada sistema trifásico de ordem harmônica  $n$   $a_{An}(t), a_{Bn}(t), a_{Cn}(t)$  constitui um sistema desequilibrado. Através da teoria das componentes simétricas cada sistema harmônico desequilibrado pode ser decomposto em vários sistemas harmônicos equilibrados de mesma ordem e de seqüências positiva, negativa e zero,  $a_{in}^+(t), a_{in}^-(t), a_{in}^0(t)$ , ( $i = A, B, C$ ).

A saber:

- **Componentes de seqüência positiva (+):** 3 fasores iguais em módulo, defasados de  $120^\circ$ , tendo a mesma seqüência de fase original (abc);
- **Componentes de seqüência negativa (-):** 3 fasores iguais em módulo, defasados de  $120^\circ$ , seqüência de fase oposta a original (abc);
- **Componentes de seqüência zero (0):** 3 fasores iguais em módulo com defasagem de  $0^\circ$  entre si.

## B.2 – PROCEDIMENTO

O exemplo ilustrado refere-se a tensões, mas no caso das correntes é em tudo semelhante.

Va, Vb e Vc podem ser representados por:

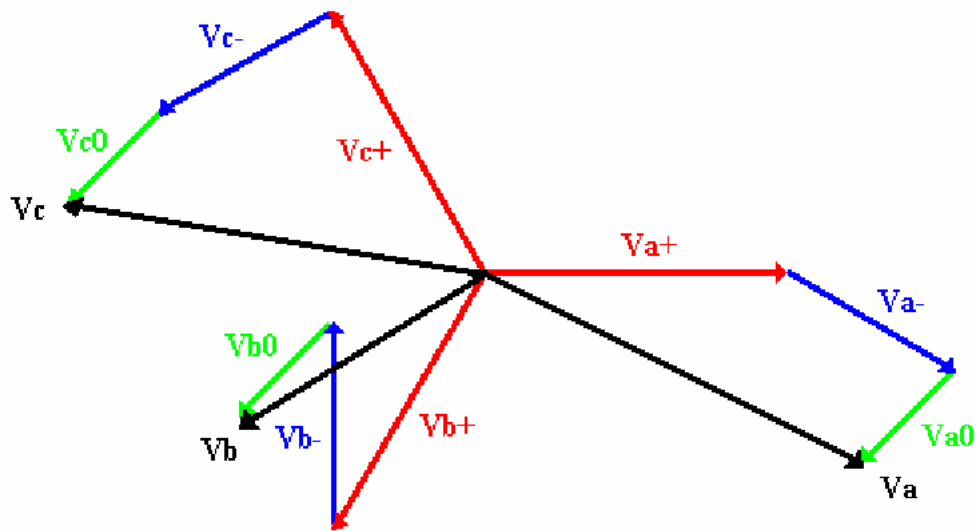


Fig. B.1 Componentes simétricas de um sistema trifásico

*Composição de fasores assimétricos a partir de componentes simétricos:*

$$V_{a_n} = V_{a_n}^+ + V_{a_n}^- + V_{a_n}^0 \quad (\text{B1})$$

$$V_{b_n} = V_{b_n}^+ + V_{b_n}^- + V_{b_n}^0 \quad (\text{B2})$$

$$V_{c_n} = V_{c_n}^+ + V_{c_n}^- + V_{c_n}^0 \quad (\text{B3})$$

Matricialmente tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_{a_n} \\ V_{b_n} \\ V_{c_n} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \cdot \begin{bmatrix} V_{a_n}^0 \\ V_{a_n}^+ \\ V_{a_n}^- \end{bmatrix} \quad (\text{B4})$$

**A**

Onde:

$n$  é a ordem do componente harmônico.

$a = 1 \angle 120^\circ$  é o operador.

***Composição de Componentes Simétricos a partir de Fasores Assimétricos***

$$\begin{bmatrix} V_{a_n}^0 \\ V_{a_n}^+ \\ V_{a_n}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{a_n} \\ V_{b_n} \\ V_{c_n} \end{bmatrix} \quad (\text{B5})$$

## APÊNDICE C

### PRODUÇÃO CIENTÍFICA - ARTIGOS

#### C.1 – INTRODUÇÃO

Os artigos em anexo, são parte integrante da dissertação. A seguir é citado o título do artigo e a instituição da respectiva publicação.

- Artigo publicado:

**Evaluation of Power-Ratings for Active Series Filters under Unbalanced Conditions for a Three Phase - Four Wire System**

36<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialist Conference

Junho, 2005. Recife, Brasil

- Artigo publicado:

**Active Series Filter under Distorted and Unbalanced Operation Conditions:  
Problem or Solution**

8<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference

Junho, 2005. Recife, Brasil

- Artigo aceito:

**Optimizing the Active Series Filters under Unbalanced Conditions Acting in  
the Neutral Current**

11th European Conference on Power Electronics and Applications

Setembro, 2005. Dresden, Alemanha.

## Evaluation of Power-Ratings for Active Series Filters under Unbalanced Conditions For a Three Phase - Four Wire System

C. H. da Silva<sup>1</sup>, V. F. da Silva<sup>2</sup>, L. E. B. da Silva

IESTI –UNIFEI, Federal University of Itajuba  
37500-903, Itajuba, MG - Brazil  
carlosedas@yahoo.com.br<sup>1</sup> valberto@iee.efei.br<sup>2</sup>

**Abstract:** The optimal power rating of a Series Active Filter is important not only in design of compensator for a specific application, but also in determining the best compensation strategy for a specific application. This paper focus mainly on the power rating confront of a combined system consisting of two small rating series active filters and a shunt passive filter generally designed for balanced condition, and the power rating required when it's working under unbalanced conditions. This paper highlights the overload imposed to the active series filters for two different degree of imbalance showing that even if the overloaded doesn't exist the system wont be free of harmonic pollution, exceeding the IEEE 519 recommendations.

### I. INTRODUCTION

Currently, the papers proposed to the Active Series Filters based on Synchronous Reference Frame Controllers established analysis focusing just the balanced operating conditions and three-phase three-wire systems [1]-[3]. However, the three-phase four-wire distribution systems have been widely employed to deliver electric power at low voltage levels.

Series/shunt active filters for three-phase four-wire distribution systems have already been presented [4], [5], [6], but none of them were developed in SRF base.

Due the rapid growth of advanced power conversion devices, and added to the naturally distribution power system imbalance, the non-characteristics harmonics appear on the system. Consequently, the current and voltage THD levels and their RMS value goes on increasing.

Apart of it, the synchronous reference frame (SRF) controllers are not able to detect all the harmonics components present in the phase conductors under unbalanced conditions, once the zero sequence components in the SRF are ignored. The limitations about the Active Series Filters based on SRF controllers in unbalanced systems are briefly demonstrated for a three-phase four-wire system.

In this paper, the combine system is implemented and investigated highlighting the overload imposed to the active series filters for two different degree of imbalance and showing that even if the overloaded doesn't exist, the system won't be free of harmonic pollution been unable to operate properly under unbalanced conditions.

The analyses were done with the Matlab/Simulink-Power System Block set.

### II. COMBINE SYSTEM PRICIPLE OF OPERATION

The harmonic mitigation is achieved by the harmonic isolation between load and source through an active impedance,  $KI$ , which ideally presents zero impedance (short-circuit) at fundamental frequency and a high resistance (open-circuit) at harmonic frequencies. This active impedance is implemented by the source harmonic current detection using a synchronous reference frame (SRF) controller. It's put on the system like voltage,  $V_{af1}$ , compensating the source harmonic voltage, thus blocking the flow of harmonic currents from the supply into the passive filters and the flow of load harmonic currents into the source, being dry by the passive filter.

According to references [1], [2] and [3], the command of instantaneous ac voltage of active series filter FAS1,  $V_{af1}$  is given by:

$$V_{af1} = k1 \cdot Ish \quad (1)$$

Here  $Ish$  is the harmonic current in the supply, and  $KI$  is a gain which has dimensions in ohms. It should be noted that the resistance  $KI$  is identical to the gain  $KI$ . If  $KI$  is infinite under an ideal control conditions, the source harmonic current,  $Ish$ , the ac voltage of active filter,  $V_{af1}$ , and the load bus harmonic voltage,  $V_{brh}$ , are:

$$Ish = 0 \quad (2)$$

$$V_{brh} = -(Z_{fh} \cdot Ilh) \quad (3)$$

$$V_{af1} = V_{sh} + (Z_{fh} \cdot Ilh) \quad (4)$$

It's clear that the power rating of FAS1 is depended by the voltage drop across the passive filter,  $Z_{fh} \cdot Ilh$ , and by the source harmonic voltage,  $V_{sh}$ .

Let's assume  $V_{sh} = 0$ . To decrease the rating of the series active filter FAS1, the harmonic voltage across the shunt passive filter has to be minimized. However if  $Ilh$  contains harmonic components having unspecified frequencies other than tuned frequencies in passive filter, a relatively large amount of harmonic voltage would occur on this the bus.

To avoid the overload on the FAS1 a second active filter, FAS2, is inserted in series with the passive filter. The FAS2 has the ability to cancel the harmonic voltage which appears due the non-negligible impedance of passive filter PF, thus providing a low impedance branch of harmonic currents.

The command of instantaneous ac voltage of active series filter FAS2,  $V_{af2}$  is given by:

$$V_{af2} = -k2 \cdot V_{fh} \quad (5)$$

Here,  $K2$  is a unity gain under an ideal control conditions and  $V_{fh}$  is a harmonic voltage existing in the terminal voltage across the passive filter.

Now  $I_{sh}$ ,  $V_{br}$  and  $V_{af2}$  are given by:

$$I_{sh} = V_{sh}/Z_{sh} \quad (6)$$

$$V_{br} = 0 \quad (7)$$

$$V_{af2} = V_{sh} \cdot (Z_f/Z_s) + Z_{fh} \cdot I_{lh} \quad (8)$$

The features of the active series filters under balanced condition can be found in [3], [7] and [8].

### III. IMBALANCE AND HARMONIC DISTORTION

In case of imbalance, the odd harmonics does not adhere to the sequence component theory, which has been established for the representation of harmonics considering a balanced system and balanced operation condition. However, symmetrical components theory can be applied to individual harmonics. Each harmonic can be decomposed into sequence components and individually be transformed to its zero, positive and negative sequence components respectively using equation 9.

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_+ \\ I_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} : a = 1 \angle 120^\circ \quad (9)$$

Whenever unbalance occurs in a system the three phase currents are unequal in magnitude and displaced from each other by angles other than 120 degrees. Therefore, they do not add up to zero (phasor addition) and have a finite value of current flowing through the neutral. As soon as the degree of unbalance increases, the magnitude of non-characteristics harmonics goes on increasing. This is accompanied by a corresponding decrease in magnitude of the characteristic harmonic [9].

When the 6-pulse converter operates under balanced conditions it's observed that the characteristics harmonics current produced by the converter are of the order  $6n \pm 1$   $n = 1, 2, 3, \dots$ . If the power system has any sort of unbalance, non-characteristics harmonics appear.

In this work, the imbalance is achieved by having a single-phase load at the converter bus. The single-phase load and also the three-phase load are converters voltage load type.

### IV. SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME CONTROLLER

The system controllers used for the active series filter and the completely description of the controller can be found in [11].

For the system studied, 3-phase 4-wires, the zero sequence harmonics components are not nil. However, in the Park's transformation only the positive and negative sequence harmonics components are changed in frequency [13].

Rewriting the output voltage of FAS1,  $V_{af1}$ , it can be conclude that the active impedance is created by the superposition of each harmonic component detected in the source current.

$$V_{af1} = k1 \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh}(h) \quad (10)$$

Assuming that each harmonic included in the source current has its ideal infinite harmonic impedance that isolate it from the source, not to detect any harmonic means does not isolate it from the source.

$$V_{af1} = k1 \cdot \left[ \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{pos}}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{neg}}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{zero}}(h) \right] \quad (11)$$

As the SRF controller does not detect the zero sequence component of the source harmonic current, the FAS1 presents zero impedance to the zero sequence harmonics components.

Being unable to improve the harmonic resistance to zero sequence harmonic components they will keep flowing through the system.

Note that for any sort of imbalance on the system, since the way of flow to the zero sequence components doesn't exist, the SRF will be able to detect all the harmonics components, even the odd non-characteristics harmonic.

In the same way, the FAS2 is controlled, except by FAS1 be controlled as a current controlled harmonic voltage source while FAS2 is controlled by voltage.

### V. DESIGN OF COMBINED SYSTEM FOR BALANCED CONDITION

The figure 1 shows the power system configuration and a circuit diagram of the combined system.

The power system and the distribution system are represented by their equivalent system [14]. The utility 4160V/480V transformer is rated 750KVA with 1.3% impedance (30.75mΩ and 35.5uH) referred to 480V and 58MVA base. The Short Circuit Ratio (SCR) at the utility transformer is 12.3 based on an average load current of 656A. The utility short circuit capacity is 58MVA and the

short circuit fault current is 8059A. The three-phase and the single-phase loads are rated 310KVA and 15.5KVA or 30KVA respectively, with input ac side line reactors (0.1mH).

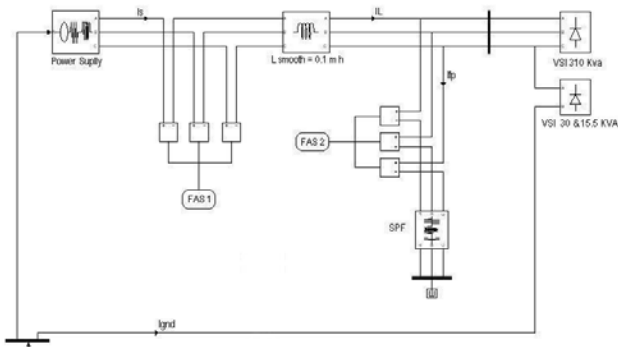


Fig. 1. Combined System Implementation

The active series filters consist of six full bridges single-phase voltage source PWM inverter, which are independently controlled focusing to compensate the unbalanced harmonics. The gains  $K_1$  and  $K_2$  were decided by simulation and set to 5 and 0.8 respectively.

The combined filter system can improve the characteristic of shunt passive filter, and eliminate the series and parallel resonance. These advantages make it easy to design the shunt passive filter used with the series active filter, compared with that used alone.

The shunt passive filters, SPF, used in this work consists of 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> tuned RLC filter, isolated eye, of rating 17Kvar and 8.5Kvar for fundamental reactive power compensation respectively and both 76KVA including the dominant harmonic filtering, per phase. The parameters are specified in table 1.

TABLE I  
CIRCUIT CONSTANTS OF PASSIVE FILTER

Order	Indutance	Capacitance	Qr
5 <sup>th</sup>	1.5mH	188uF	100
7 <sup>th</sup>	1.5mH	96uF	100

The figure 2a to 2e shows the variables of interesting to calculate the power rating of the combined system.

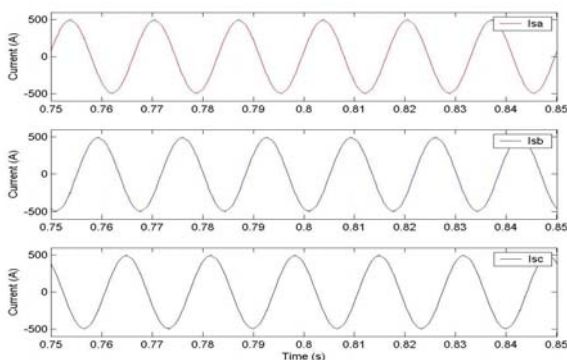


Fig. 2a. Source Current

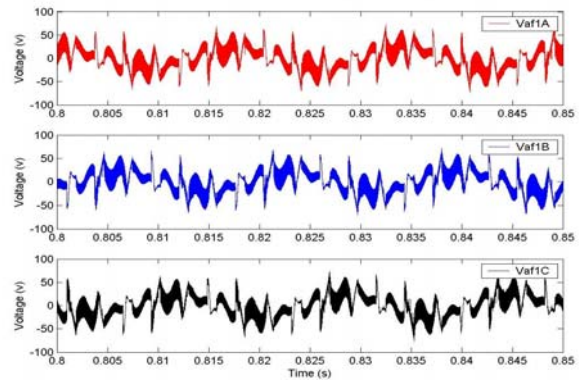


Fig. 2b. FAS1 Output Voltage

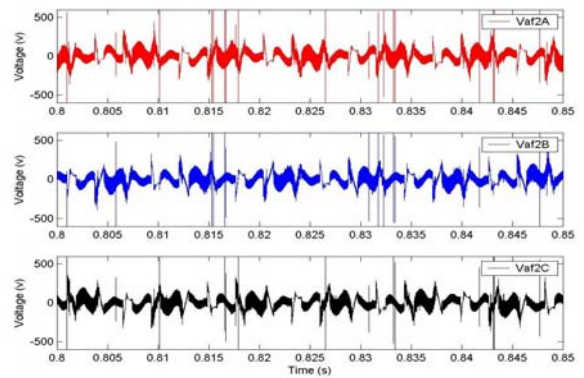


Fig. 2c. FAS2 Output Voltage

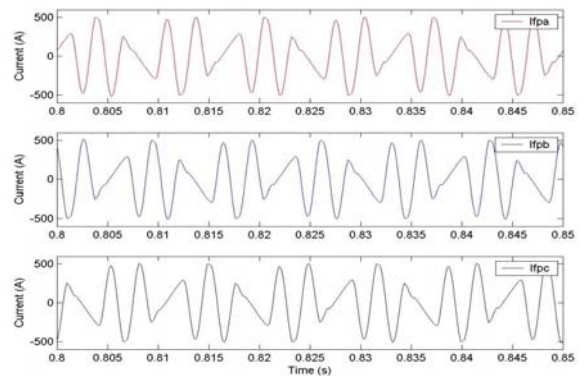


Fig. 2d. SPF Current

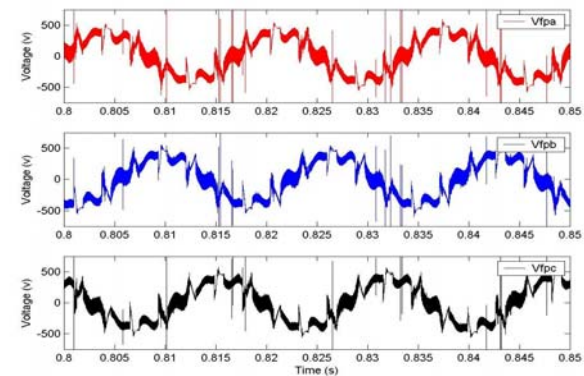


Fig. 2e. SPF Voltage

It's important to note that the current flowing through the FAS1 is the source line current,  $I_s$ , while the current that flows simultaneously through the FAS2 and the SPF is,  $I_{spf}$ .

Table 3 brings the voltage and current RMS values and the active series and shunt passive filters power rating per phase, S, for the balanced conditions.

**TABLE III**  
**POWER RATING OF THE COMBINED SYSTEM**

	FAS1	FAS2	SPF
Vrms (V)	23.35	66.7	287.7
Irms (A)	348.5	278.5	278.5
S (VA)	8,14K	18.58K	80.13K

It's clear from table 3 that even in balanced condition there is an overload on the passive filter, designed to 76Kva. The main reason to that is the resulting THD voltage across the filter caused by the drying load harmonic currents components having unspecified frequencies other than tuned one. Figure 3 exhibits the current spectrum trough the passive filter.

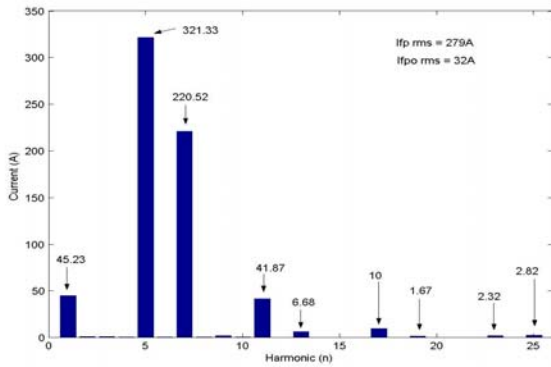


Fig 3. SPF Current Spectrum

The instantaneous power in 3-phase 4-wire system is given by:

$$S_{3\phi} = V_a \cdot I_a + V_b \cdot I_b + V_c \cdot I_c \quad (12)$$

Replacing the 3-phases voltages and currents in (12) by their filter equivalent variables,  $V_{af}$  and  $I_{af}$ , results in:

$$S_{FAS3\phi} = V_{fasA} \cdot I_{fasA} + V_{fasB} \cdot I_{fasB} + V_{fasC} \cdot I_{fasC} \quad (13)$$

Now, based on the FAS principle of control the replacement of (1) and (5) in (13), the FAS power rating evaluation can be described by:

$$S_{fas1} = k1 \cdot (I_{sha} \cdot I_{sa} + I_{shb} \cdot I_{sb} + I_{shc} \cdot I_{sc}) \quad (14)$$

$$S_{fas2} = k2 \cdot (V_{fha} \cdot I_{fpa} + V_{fhb} \cdot I_{fpb} + V_{fhc} \cdot I_{fpc}) \quad (15)$$

It's interesting to observe that as the gains goes on increasing there is a proportional power rating increase.

## VI. SYSTEM BEHAVIOR FOR UNBALANCED CONDITION

The degree of unbalance used in the study was set to 5% and 9%,  $(I_{seq-} / I_{seq+})$ , achieved by unequal load distribution, previously explained.

The figure 4a to 4e shows the combined system voltage and current for the 5% imbalance degree. The neutral current exhibits the resulting current which flows in the system due the imbalance.

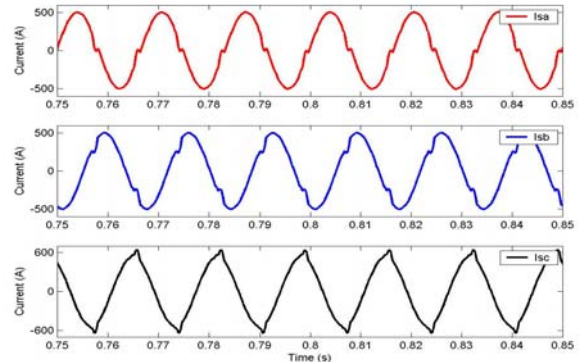


Fig. 4a. Source Current

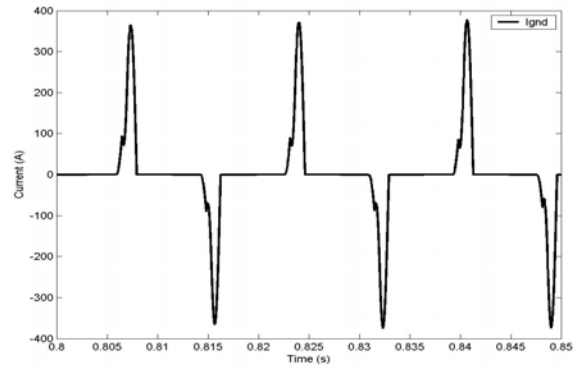


Fig. 4b. Neutral Current

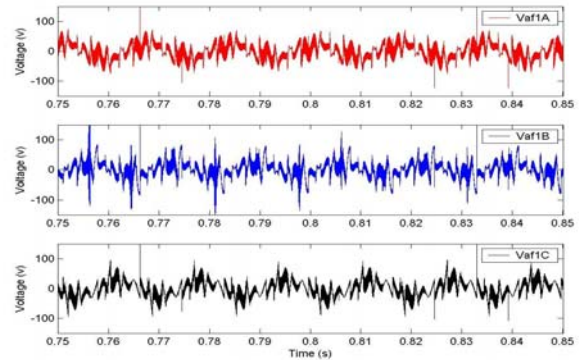


Fig. 4c. FAS1 Output Voltage

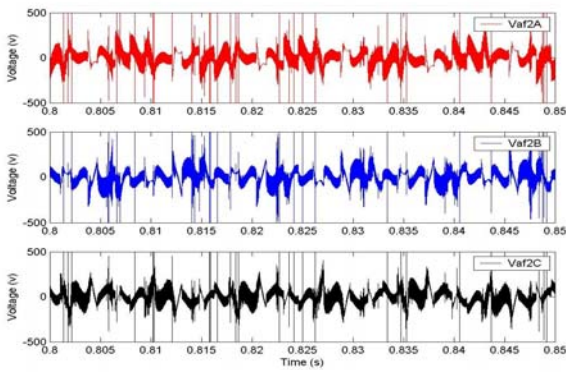


Fig. 4d. FAS2 Output Voltage

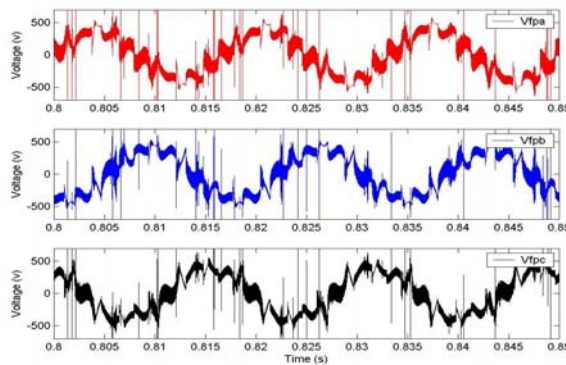


Fig. 4e. SPF Voltage

Table 4 shows the calculated filters power rating for 5% of imbalance.

**TABLE IV**  
**POWER RATING FOR 5% OF IMBALANCE**

Imb	5%		
	FAS1	FAS2	SPF
Sa (VA)	9.32K	18.21K	81.6K
Sb (VA)	9.34K	16.63K	80.0K
Sc (VA)	10.55K	17.86K	79.6K

The power rating values exhibits that both FAS1 and SPF are overloaded in all phases.

Accomplished by the decrease of characteristics harmonics and added to the non-linear harmonics components distribution among the phases, none of the FAS2 was overloaded.

In addition to the FAS1 and SPF overload, is important to note that the active filtering doesn't get the IEEE 519 recommendation for current harmonics levels, having a source current THD of 8.27%, 8.33% and 7.25% for phase A, B and C respectively.

Operating with 9 % of imbalance, the combined system give emphasis to other particularly that becomes evident only in highest degree of imbalance.

The SPF is implemented in isolated eye; hence there isn't a way to the flow of zero sequence harmonics current

components justifying the better performance of FAS2 compared to FAS1. However, without the neutral conductor, a neutral voltage displacement is observed in the SPF. This displacement is due the unbalanced load current flow through the passive filter resulting in unbalanced voltages on SPF terminals. Once the branch composed by SPF and FAS2 are connected to the load terminals, the load will be feed with unbalanced voltages. Here the voltage imbalance measured was 2.75%. At this condition the load works under a couple power quality issue, the load feed voltage imbalance and the unequal load distribution. So, the amplitude of the non-characteristic harmonics will be heavily increased and it can bring prematurely an overload in FAS2.

Figure 5a to 5e portrays the combined system behavior to 9% of imbalance.

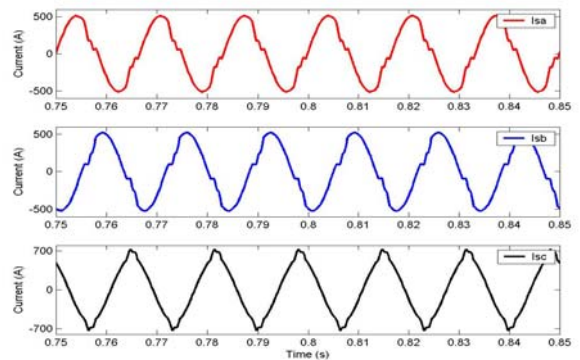


Fig 5a – Source Current

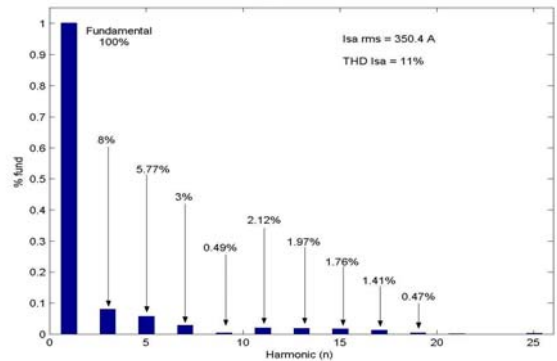


Fig 5b. PhA Source Current Spectrum

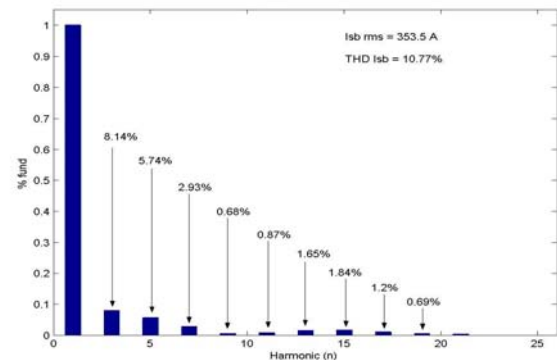


Fig 5c. PhB Source Current Spectrum

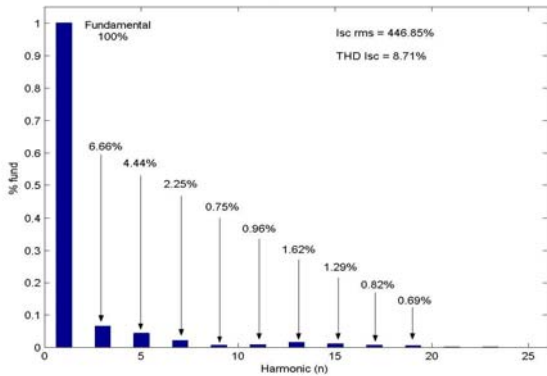


Fig 5d. PhC Source Current Spectrum

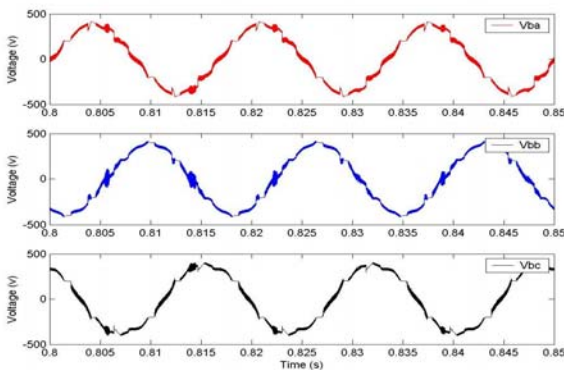


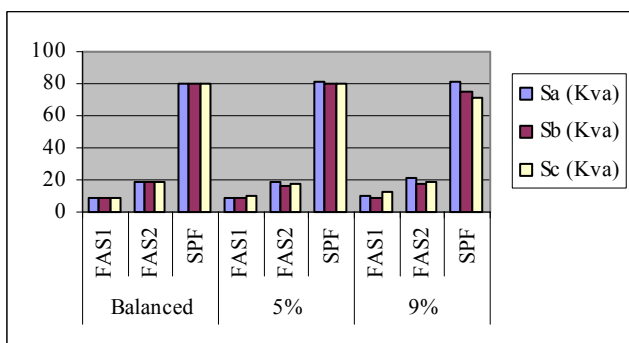
Fig 5e. Load Bus Voltage

Table 5 shows the power ratings values to 9% of imbalance and table 6 the compared power ratings values for the three studied conditions.

**TABLE V  
POWER RATING FOR 9% OF IMBALANCE**

Imb	9%		
	FAS1	FAS2	SPF
Sa (VA)	10.13 K	20.92 K	81 K
Sb (VA)	9.10 K	17.11 K	75 K
Sc (VA)	12.92 K	18.93 K	71.74 K

**TABLE VI  
FILTERS POWER RATES CONFRONT**



Note that the figures 5b to 5d exhibit the source current harmonic, and as mentioned before, these remaining harmonics presented in the source current are the zero sequence components that were not mitigated. Keep flowing on the phases they increase the final FAS1 power rating. By the active series filter principle of work, it's clear that the power rating would be smaller if the zero sequence harmonics were mitigated.

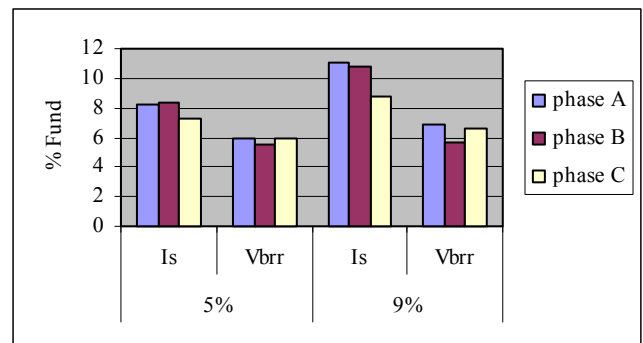
Table 7 exhibits the 3rd, 5th and 7th sequence components for the degrees of imbalance studies.

**TABLE VII  
HARMONIC SEQUENCE COMPONENTS COMPARISON**

Imbalance	5%			9%		
	3	5	7	3	5	7
pos seq (A)	11.06	10.75	223.5	21.5	10.9	210.6
neg seq (A)	5.7	313	20.15	13.9	300.7	31.9
zero seq (A)	23.7	20.4	16.47	40.5	28.2	14.22

Table 8 shows the THD levels in the source current and in the load bus voltage terminals to 5% and 9% of imbalance.

**TABLE VIII  
RESULTING THD COMPARISON**



## VII. CONCLUSION

It's clear that the overload exits and it increases with the imbalance increasing. Added to this primarily imbalance, the unequal load distribution comes over a second imbalance, the load bus voltage imbalance. In a practical application the active series filters inverters would be saturated, contributing with the source current and voltage THD increase.

The passive filter design must be done specifically for active filtering application focusing to avoid the overload. The gains and the power must be optimized to reach a good isolation with small power ratings.

The measures ensures that the active series filters are not able to be used in 3-phase 4-wire system under unbalanced condition, once the aim of those conditioners are not reached, that is, meet the IEE519 recommendation.

## REFERENCES

- [1] S. Bhattacharya, D. M. Divan, B. Banerjee, "Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter" EPE Conf. Record, 1991, Vol 3, pp 30-35.
- [2] S. Bhattacharya, D. M. Divan, "Synchronous Frame Based Controller Implementation for Hybrid Series Active Filter System" IEEE/IAS Conf. Record, 1995, pp 2531-2540.
- [3] H. Akagi, H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems" IEEE Trans. Power Del. Vol. 10, No 3, pp 1570-1575, 1995.
- [4] M. Aredes, E. H. Watanabe, "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters". IEEE Trans. Power Del. Vol. 10, No 3, pp 1649-1656, 1995.
- [5] M. T. Haque, S. H. Hosseini, "A Novel Control Strategy for Active Filters Usable in Harmonic Polluted and/or Imbalanced Utility Voltage Case of 3-Phase 4-Wire Distribution Systems" Proceedings of IEEE/ICHQP, pp 239-244, 2000
- [6] T. Thomas, K. Haddad, G. Joós, A. Jaafari, "Performance Evaluation of Three Phase Three and Four Wire Active Filters" IEEE/IAS Conf. Record, pp 1016- 1023, 1996.
- [7] F. Z. Peng, H. Akagi, "A New Approach to Harmonic Compensation in Power System – A Combined of Shunt Passive and Series Active Filter" IEEE/IAS, Annual Meeting, pp 874-880, 1988.
- [8] H. Fujita, H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power System – Series Connection of Passive and Active Filter" IEEE/IAS, Annual Meeting, pp 1107-1112, 1990.
- [9] D. P. Manjure, E. B. Makram, "Impact of Unbalance on Power System Harmonics", Proceedings of IEEE/ICHQP, pp 328-333, 2002
- [10] H. Fujita, H. Akagi, "Design Strategy for the Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters". IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 898-903, 1991.
- [11] S. Bhattacharya, D. M. Divan, T. M. Frank, B. Banerje "Active Filter System Implementation" IEEE Trans. Ind. Appl. Set/Oct 1998, pp 47-63.
- [12] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae "Compensation Characteristic of Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters" IEEE/IAS, Annual Meeting, pp 959-996, 1989.
- [13] P. Verdelho, G. D. Marques, "Design and Performance of an Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator", IEEE Transactions, pp 422 – 427, 1994.
- [14] P. Y. Keskar "Specification of Variable Frequency Drive Systems to Meet the New IEEE 519 Standard" IEEE Trans. Ind. Appl., Vol 32, No 2, March/April 1996, pp 393-402.

# ACTIVE SERIES FILTER UNDER DISTORTED AND UNBALANCED OPERATION CONDITIONS: PROBLEM OR SOLUTION

Carlos Henrique da Silva<sup>1</sup> Valberto Ferreira da Silva<sup>2</sup> Luiz Eduardo Borges da Silva

IESTI –UNIFEI, Federal University of Itajuba  
1030 BPS Avenue, Itajuba, MG 37500-903 Brazil  
carlosedas@yahoo.com.br<sup>1</sup> valberto@iee.efei.br<sup>2</sup>

**Abstract** – This paper discusses the performance of a combined system consisting of two small rating series active filters based on synchronous reference frame controller and a shunt passive filter for a three-phase four-wire power system under unbalanced conditions. The active series filters have been shown an ideal solution for realizing a harmonic free utility interface when it operates under balanced conditions. However the power system imbalance affects the accuracy of the active series filters once the SRF controller is not able to detect the zero sequence components and by the poor effectiveness of passive filter under the imbalance, making it unable to operate properly. It's demonstrated by simulation using Matlab/Simulink.

**Keywords** - Active Filters, Synchronous Reference Frame, Imbalance, Zero sequence Components.

## I. INTRODUCTION

Currently, the papers proposed to the Active Series Filters based on Synchronous Reference Frame Controllers established analysis focusing just the balanced operating conditions and three-phase three-wire systems [1]-[3]. However, the three-phase four-wire distribution systems have been widely employed to deliver electric power at low voltage levels. With the changing on the operating conditions in recent years due the rapid growth of advanced power conversion devices, and added to the naturally distribution power system imbalance, the zero sequence harmonic currents accumulate in the neutral conductor which is used to zero sequence components to keep flowing through the phases.

Apart of it, the synchronous reference frame (SRF) controllers are not able to detect all the harmonics components present in the phase conductors under unbalanced conditions, once the zero sequence components in the SRF are ignored.

Series/shunt active filters for three-phase four-wire distribution systems have already been presented [4], [5], [6], but none of them were developed in SRF base.

In this paper, the real limitations about the Active Series Filters based on SRF method in unbalanced systems are demonstrated for a three-phase four-wire system. It's done with a combine system composed by two series active filters and a shunt passive filter. By simulation, it is implemented and investigated, emphasizing that the SRF controller is a limited method to mitigate harmonics currents in unbalanced systems.

## II. COMBINE SYSTEM PRICIPLE OF OPERATION

The harmonic mitigation is achieved by the harmonic isolation between load and source through an active impedance,  $KI$ , which ideally presents zero impedance (short-circuit) at fundamental frequency and a high resistance (open-circuit) at harmonic frequencies. This active impedance is implemented by the source harmonic current detection using a synchronous reference frame (SRF) controller. It's put on the system like voltage,  $V_{af1}$ , compensating the source harmonic voltage, thus blocking the flow of harmonic currents from the supply into the passive filters and the flow of load harmonic currents into the source, being dry by the passive filter.

According to references [1], [2] and [3], the command of instantaneous ac voltage of active series filter FAS1,  $V_{af1}$  is given by:

$$V_{af1} = k1 \cdot Ish \quad (1)$$

Here  $Ish$  is the harmonic current in the supply, and  $KI$  is a gain which has dimensions in ohms. It should be noted that the resistance  $KI$  is identical to the gain  $KI$ . If  $KI$  is infinite under an ideal control conditions, the source harmonic current,  $Ish$ , the ac voltage of active filter,  $V_{af1}$ , and the load bus harmonic voltage,  $V_{brr}$ , are:

$$Ish = 0 \quad (2)$$

$$V_{brr} = -(Z_{fh} \cdot Ilh) \quad (3)$$

$$V_{af1} = V_{sh} + (Z_{fh} \cdot Ilh) \quad (4)$$

It's clear that the power rating of FAS1 is depended by the voltage drop across the passive filter,  $Z_{fh} \cdot Ilh$ , and by the source harmonic voltage,  $V_{sh}$ .

Lets assume  $V_{sh} = 0$ . To decrease the rating of the series active filter FAS1, the harmonic voltage across the shunt passive filter has to be minimized. However if  $Ilh$  contains harmonic components having unspecified frequencies other than tuned frequencies in passive filter, a relatively large amount of harmonic voltage would occur on this the bus.

To avoid the overload on the FAS1 a second active filter, FAS2, is inserted in series with the passive filter. The FAS2 has the ability to cancel the harmonic voltage which appears due the non-negligible impedance of passive filter PF, thus providing a low impedance branch of harmonic currents.

The command of instantaneous ac voltage of active series filter FAS2,  $V_{af2}$  is given by:

$$V_{af2} = -k_2 \cdot V_{fh} \quad (5)$$

Here,  $K_2$  is a unity gain under an ideal control conditions and  $V_{fh}$  is a harmonic voltage existing in the terminal voltage across the passive filter.

Now  $I_{sh}$ ,  $V_{brr}$  and  $V_{af2}$  are given by:

$$I_{sh} = V_{sh}/Z_{sh} \quad (6)$$

$$V_{brr} = 0 \quad (7)$$

$$V_{af2} = V_{sh} \cdot (Z_f/Z_s) + Z_{fh} \cdot I_{lh} \quad (8)$$

The features of the active series filters under balanced condition can be found in [3], [7] and [8].

### III. IMBALANCE AND HARMONIC DISTORTION

In case of imbalance, the odd harmonics does not adhere to the sequence component theory, which has been established for the representation of harmonics considering a balanced system and balanced operation condition. However, symmetrical components theory can be applied to individual harmonics. Each harmonic can be decomposed into sequence components and individually be transformed to its zero, positive and negative sequence components respectively using equation 9.

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_+ \\ I_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} : a = 1 \angle 120^\circ \quad (9)$$

Whenever unbalance occurs in a system the three phase currents are unequal in magnitude and displaced from each other by angles other than 120 degrees. Therefore, they do not add up to zero (phasor addition) and have a finite value of current flowing through the neutral. As soon as the degree of unbalance increases, the magnitude of non-characteristics harmonics goes on increasing. This is accompanied by a corresponding decrease in magnitude of the characteristic harmonic [9].

When the 6-pulse converter operates under balanced conditions it's observed that the characteristics harmonics current produced by the converter are of the order  $6n \pm 1$   $n = 1, 2, 3, \dots$ . If the power system has any sort of unbalance, non-characteristics harmonics appear.

In this work, the imbalance is achieved by having a single-phase load at the converter bus. The single-phase load and also the three-phase load are converters voltage load type.

### IV. DESIGN OF SHUNT PASSIVE FILTER

The combined filter system can improve the characteristic of shunt passive filter, and eliminate the series and parallel resonance. These advantages make it easy to design the shunt passive filter used with the series active filter, compared with that used alone.

Design of passive filters for harmonic filtering often results in significant fundamental reactive power and unacceptable leading DPF when the load is a VSI type. In

the other way different to this, the resulting THD voltage across the passive filter may be extremely high.

The AC line reactors help to reduce the supply current THD and allow effectiveness' implementation of passive filters reaching acceptable DPF with smaller THD voltage across the passive filters, what contributes to reduce the required power rating of series active filters. To optimize the designing of  $Z_f$  helps to lead good results [10].

The shunt passive filters, SPF, used in this work consist of 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> tuned RLC filter, isolated eye, 76KVA. The parameters are specified in table 1.

**Table I**  
**Circuit Constants of Passive Filter**

Order	Indutance	Capacitance	Qr
5 <sup>th</sup>	1.5mH	188uF	100
7 <sup>th</sup>	1.5mH	96uF	100

### V. SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME CONTROLLER

The system controllers used for the active series filter and the completely description of the controller can be found in [11]. The controller uses a negative sequence SRF based controller to extract fundamental negative sequence load current.

This ensures that the series active filters does not compensate for fundamental negative sequence current in the supply/load and performs only its intended function of harmonic isolation. Consequently, the SRF controlled active filter inverter does not require an increased rating to supply the fundamental (60Hz) imbalance of three-phase system and it also prevents overloading of active series filters in the presence of imbalance.

Under unbalanced conditions the LPF cutoff frequency,  $f_c$ , has to be as small as possible. Unfortunately, transient performance deteriorates if  $f_c$  is very small. To use a high order LPF helps effectively to reach a better transient characteristic, but the system becomes unstable when  $K$  is too large [12]. To avoid a poor compensation characteristic and the instability of the system due the imbalance, the dynamics features of the system has to be investigated.

For the system studied, 3-phase 4-wires, the zero sequence harmonics components are not nil. However, in the Park's transformation only the positive and negative sequence harmonics components are changed in frequency [13].

Rewriting the output voltage of FAS1,  $V_{af1}$ , it can be conclude that the active impedance is created by the superposition of each harmonic component detected in the source current.

$$V_{af1} = k_1 \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh}(h) \quad (10)$$

Assuming that each harmonic included in the source current has its ideal infinite harmonic impedance that isolate it from the source, not to detect any harmonic means does not isolate it from the source.

$$V_{af1} = k_1 \cdot \left[ \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{pos}}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{neg}}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{zero}}(h) \right] \quad (11)$$

As the SRF controller does not detect the zero sequence component of the source harmonic current, the FAS1 presents zero impedance to the zero sequence harmonics components.

Being unable to improve the harmonic resistance to zero sequence harmonic components they will keep flowing through the system.

In the same way, the FAS2 is controlled, except by FAS1 be controlled as a current controlled harmonic voltage source while FAS2 is controlled by voltage.

### VI. ACTIVE SERIES FILTER IMPLEMENTATION

The figure 1 shows the power system configuration and a circuit diagram of the combined system.

The power system and the distribution system are represented by their equivalent system [14]. The utility 4160V/480V transformer is rated 750KVA with 1.3% impedance (30.75mΩ and 35.5uH) referred to 480V and 58MVA base. The Short Circuit Ratio (SCR) at the utility transformer is 12.3 based on an average load current of 656A. The utility short circuit capacity is 58MVA and the short circuit fault current is 8059A. The three-phase and the single-phase loads are rated 310KVA and 15.5KVA respectively, with input ac side line reactors (0.1mH).

The active series filters consist of six full bridges single-phase voltage source PWM inverter, which are independently controlled focusing to compensate the unbalanced harmonics. The gains K1 and K2 were decided by simulation and set to 5 and 0.8 respectively.

### VII. SYSTEM BEHAVIOR WITH FPP, FAS1 AND FAS2

The degree of unbalance used in the study is set to 5%, ( $I_{seq-} / I_{seq+}$ ), achieved by unequal load distribution, previously explained. The figures 2.a to 2.f show the load harmonic current and the neutral current with their respectively harmonic amplitude spectrum.

The imbalance of the load current can be proved by the neutral current flow and also by the non-characteristics harmonics in the load current.

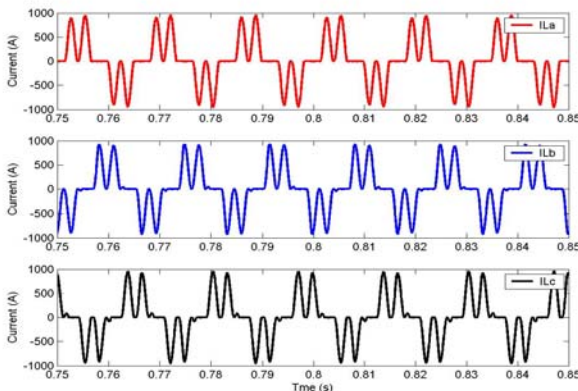


Fig. 2a. Load Current

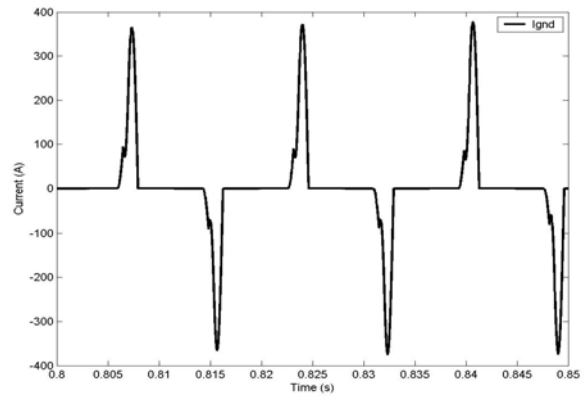


Fig. 2b. Neutral Current

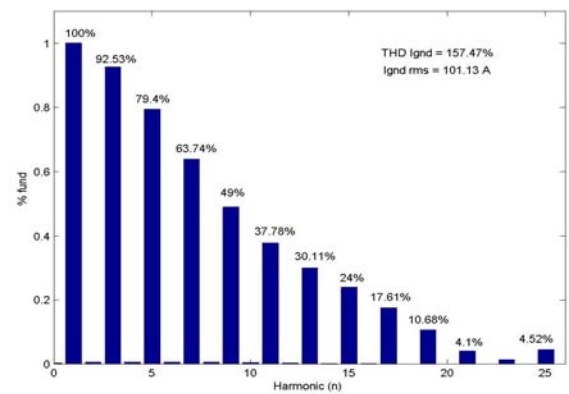


Fig. 2c. Neutral Current Spectrum

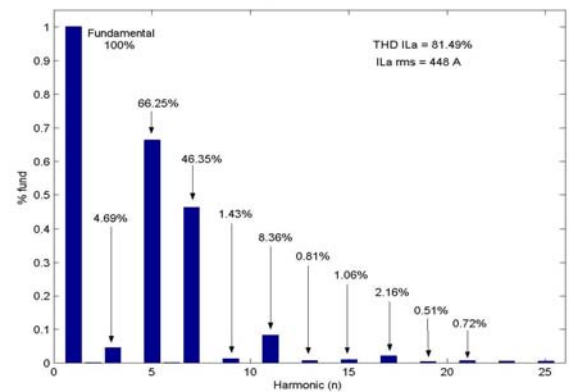


Fig. 2d. Ph A Load Current Spectrum

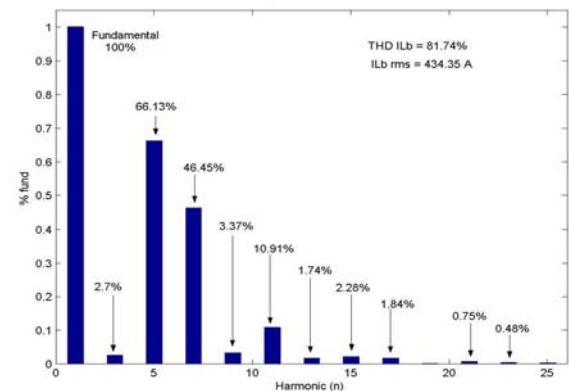


Fig. 2e. Ph B Load Current Spectrum

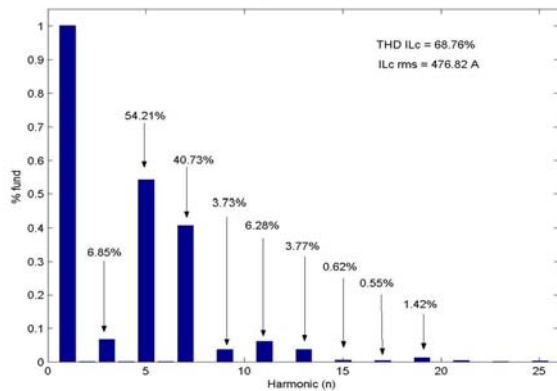


Fig. 2f. Ph C Load Current Spectrum

The amount of harmonic current dried by the passive filter is also unbalanced, resulting in unbalanced load bus voltage. Here, the imbalance load bus voltage measured was 1.7%. The figure 3 gives evidence against the phenomenon.

Aforesaid in section IV, the DPF keeps a little leading as shown in figure 4. As a result the THD load bus voltage is still high, 6%, 5.5% and 5.9% for the phases A, B, C respectively.

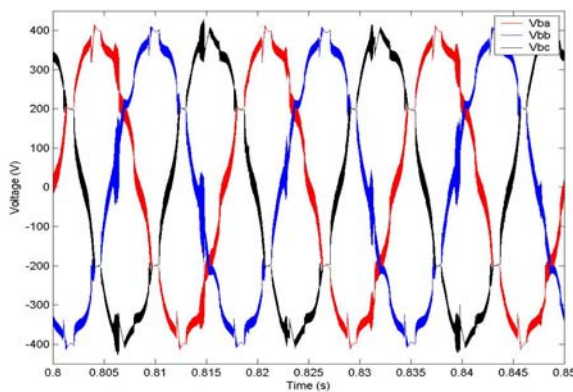


Fig. 3. Load Bus Voltage

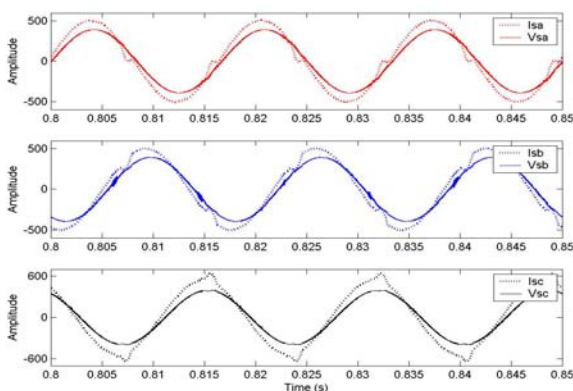


Fig 4. Is and Vs Displacement

Due the flowing of positive and negative harmonics sequence components which are used to the SRF controller to create the FAS reference signal, an increase rating is required by the FAS proportional to the unbalance. As the dc link voltage of the inverters is limited to a finite value the ever increasing of unbalance will lead the FAS to the

saturation, once the unbalance determines the amplitude of the non-characteristic harmonics.

Figures 5a and 5b exhibit the output voltages of the FAS1 and FAS2 to the unbalanced system. Table 2 exhibits the rms output voltage values of the actives filter FAS1 and FAS2 under the balanced and unbalanced conditions.

The SRF controller does not detect the zero sequence component of the source harmonic current. With no harmonic isolation to zero sequence harmonic components it keeps flowing through the system like the fundamental frequency does. It can be seen in the figures 6.a to 6.d.

Even with the FAS insertion, the source line current exceed the upper harmonics limits recommended by IEEE 519 Standard, which establish 5% THD for current and voltage to a SCR smaller than 20.

Here, only the current THD didn't follow the rule, having a THD of 8.17%, 8.15% and 7.04% for the phases A, B and C respectively.

Note that for any sort of imbalance on the system, since the way of flow to the zero sequence components doesn't exist, the SRF will be able to detect all the harmonics components, even the odd non-characteristics harmonic.

Applying the Symmetrical components theory to each load harmonic current and comparing it with the values given by the FFT's source harmonic currents, concludes that the residual harmonics components in the source current are, essentially, the zero sequence harmonics components of the load harmonic current which were not isolated. Table 3 brings the values.

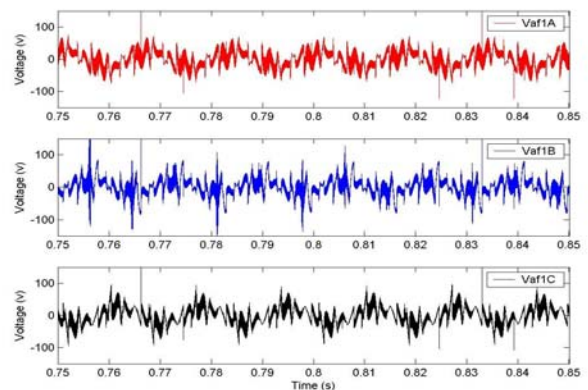


Fig. 5a Output Voltage FAS1

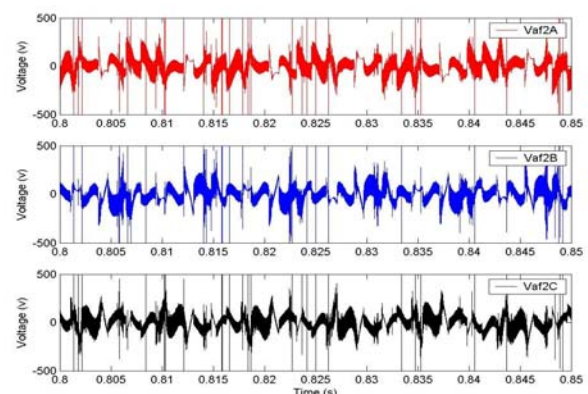


Fig. 5b. Output Voltage FAS2

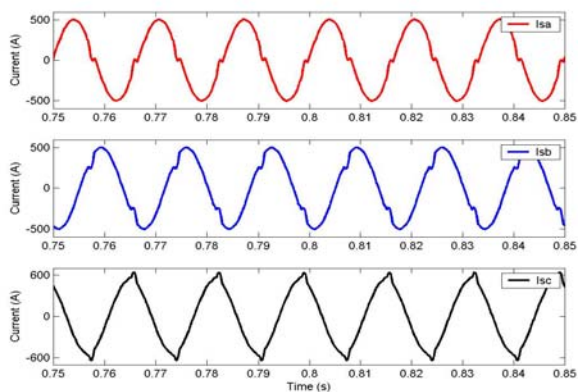


Fig. 6a. Source Current

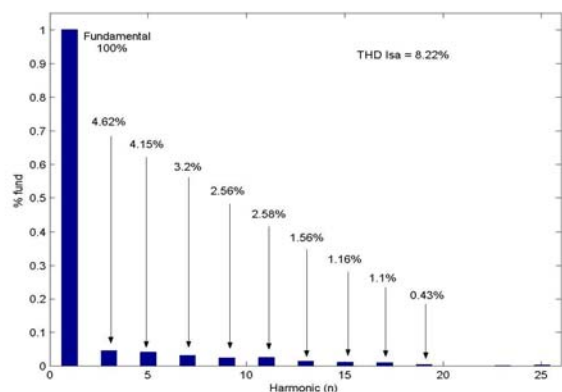


Fig. 6b. Ph A Source Current Spectrum

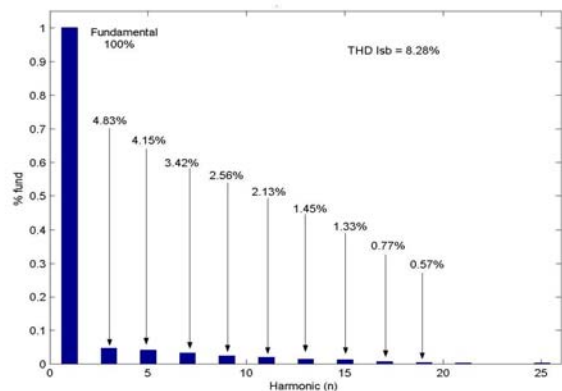


Fig. 6c. Ph B Source Current Spectrum

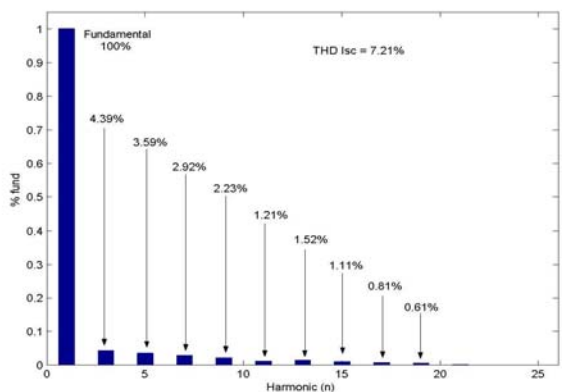


Fig. 6d. Ph C Source Current Spectrum

Table II  
Active Filters Voltage

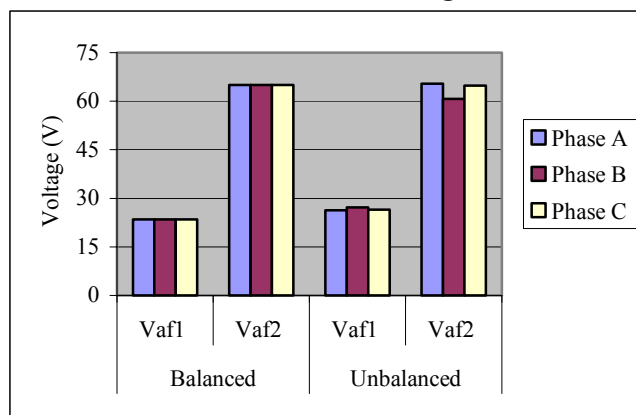
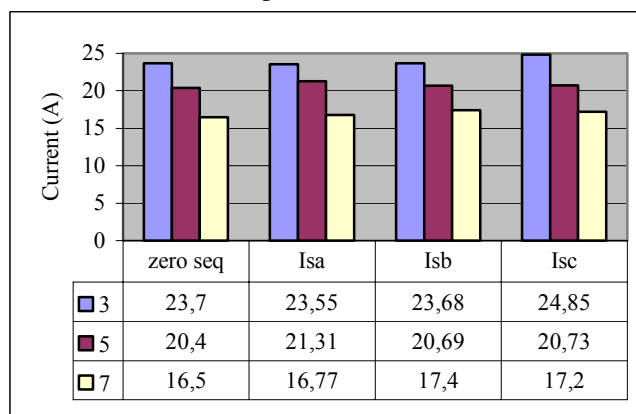


Table III  
Zero Sequence Current Values



VII. CONCLUSION

Under the Power Quality point of view, the active series filter is extremely attractive. However, for unbalanced systems the Combined System has a sort of limitation that must be emphasized:

- 1) The zero sequence harmonics components are not compensated due the limitations in the controller methodology, improved in synchronous reference frame.
- 2) An increase power rating of the FAS and overload of the passive filter occurs.
- 3) Impossibility of having simultaneously unity displacement power factor and low voltage distortion on the load bus to VSI load type.
- 4) The harmonics limits recommended by IEEE 519 Standard are violated even with active filtering.
- 5) The THD load bus voltage remains high.

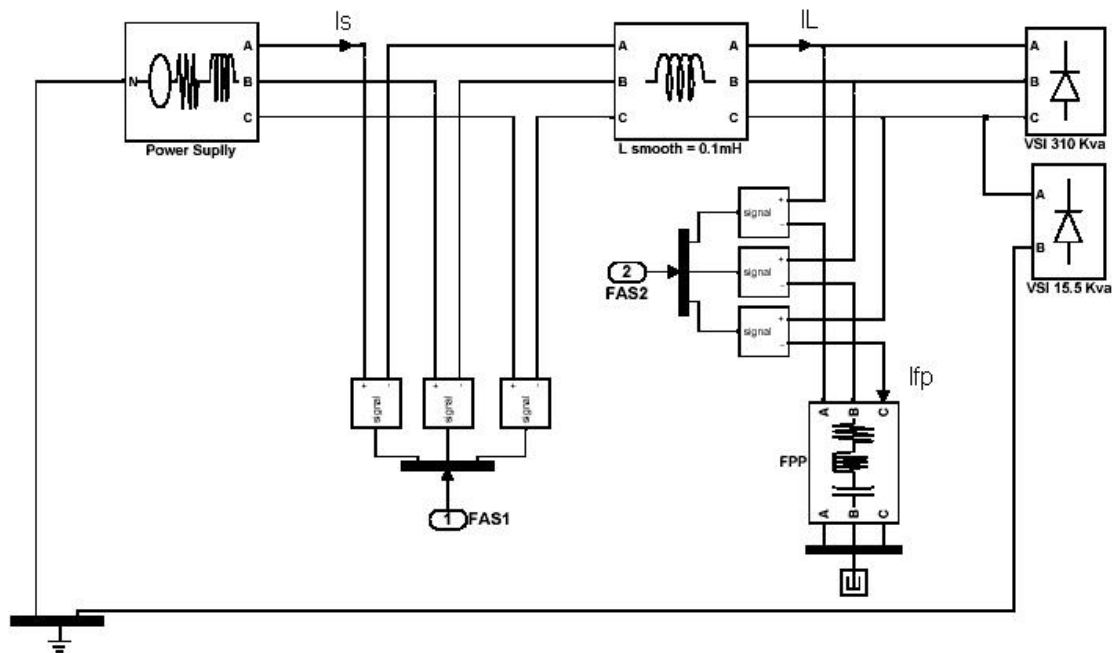


Fig. 1. System Implementation of Active Series Filters and Shunt Passive Filters.

#### REFERENCES

- [1] S. Bhattacharya, D. M. Divan, B. Banerjee, "Synchronous frame Harmonic Isolator Using active series filter" IEEE/IAS Conf. Record, 1995, pp 2531-2540.
- [2] S. Bhattacharya, D.M. Divan, "Synchronous frame based controller implementation for hybrid series active filter system" IEEE/IAS Conf. Record, 1995, pp 2531-2540.
- [3] H. Akagi, H. Fujita, "A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems" IEEE Trans. Power Del. Vol.10, No 3, pp 1570-1575, 1995.
- [4] M. Aredes, E. H. Watanabe, "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters". IEEE Trans. Power Del. Vol.10, No 3, pp 1649-1656, 1995.
- [5] M. T. Haque, S.H. Hosseini, "A Novel Control Strategy for Active Filters Usable in Harmonic Polluted and/or Imbalanced Utility Voltage Case of 3-Phase 4-Wire Distribution Systems" Proceedings of IEEE/ICHQP, pp 239-244, 2000
- [6] T. Thomas, K. Haddad, G. Joós, A. Jaafari, "Performance Evaluation of Three Phase Three and Four Wire Active Filters" IEEE/IAS Conf. Record, pp 1016- 1023, 1996.
- [7] F.Z. Peng, H. Akagi, "A New Approach to Harmonic Compensation in Power System – A Combined of Shunt Passive and Series Active Filter" IEEE/IAS, Annual Meeting, pp 874-880, 1988.
- [8] H. Fujita, H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power System – Series Connection of Passive and Active Filter" IEEE/IAS, Annual Meeting, pp 1107-1112, 1990.
- [9] D. P. Manjure, E. B. Makram, "Impact of Unbalance on Power System Harmonics", Proceedings of IEEE/ICHQP, pp 328-333, 2002
- [10] H. Fujita, H. Akagi, "Design Strategy for the Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters". IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 898-903, 1991.
- [11] S. Bhattacharya, D.M. Divan, T.M. Frank, B. Banerje "Active Filter System Implementation" IEEE Trans. Ind. Appl. Set/Oct 1998, pp 47-63.
- [12] F.Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae "Compensation Characteristic of Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters" IEEE/IAS, Annual Meeting, pp 959-996, 1989.
- [13] P. Verdelho, G. D. Marques, "Design and Performance of an Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator", IEEE Transactions, pp 422 – 427, 1994.
- [14] P.Y. Keskar "Specification of Variable Frequency Drive Systems to Meet the New IEEE 519 Standard" IEEE Trans. Ind. Appl., Vol 32, No 2, March/April 1996, pp 393-402.

## OPTIMIZING THE ACTIVE SERIES FILTERS UNDER UNBALANCED CONDITIONS ACTING IN THE NEUTRAL CURRENT

C. H. Silva<sup>1</sup> V.F. Silva<sup>2</sup> L.E.B. Silva G.L.Torres  
UNIFEI - IESTI, FEDERAL UNIVERSITY OF ITAJUBA  
1030 BPS Avenue, 37500-903  
Itajubá- MG, Brazil  
E-Mail: carloschedas@yahoo.com.br<sup>1</sup> valberto@iee.efei.br<sup>2</sup>

### Keywords

Active Filter, Synchronous Reference Frame, Imbalance, Zero Sequence Components.

### Abstract

This paper deals with the Active Series Filters limitation in three-phase four-wire system under unbalanced conditions. The aim here is to insert additional active impedance in the neutral conductor using a modified synchronous reference frame controller focusing to block the flow of zero sequence harmonics components. A combined system consisting of two active series filters is simulated with and without a neutral active series filter and then compared. The results confirm the viability of the neutral active filter insertion and highlight its unconditional application under unbalanced condition in three phase - four wire systems when the active filters are based on synchronous reference frame controller.

### 1.- Introduction

Currently, the papers proposed to the Active Series Filters based on Synchronous Reference Frame Controllers established analysis focusing just the balanced operating conditions and three-phase three-wire systems [1]-[3]. However, the three-phase four-wire distribution systems have been widely employed to deliver electric power at low voltage levels. With the dramatically changing on the operating conditions in recent years due the rapid growth of advanced power conversion devices, and added to the naturally distribution power system imbalance, the zero sequence harmonic currents accumulate in the neutral conductor, thus resulting in overloading of the neutral conductor and the distribution transformer.

Apart of it, the synchronous reference frame (SRF) controllers are not able to detect all the harmonics components present in the phase conductors under unbalanced conditions, once the zero sequence components in the SRF are ignored. The errors introduced by the imbalance in the SRF method also may lead to unwanted load balancing [4].

Series/shunt active filters for three-phase four-wire distribution systems have already been presented [5], [6], [7], but none of them were developed in SRF base.

Two recent papers [8], [9], deal with series active filters through the neutral conductor only. The first one is based on neutral voltage detection by Hilbert/SRF transform and act as capacitor for zero sequence circuit, compensating the 3<sup>rd</sup> harmonic voltage. The second paper, suppress the excessive neutral harmonic current by the SRF basis adapted to single-phase systems.

In this paper, the real limitations about the SRF method in unbalanced systems are demonstrated for a three-phase four-wire system. A new technique using a modified SRF acting in the zero sequence harmonics components by an extra active series filters through the neutral conductor, FASg, is performed. It's done in conjunct with a combine system composed by two series active filters and a

shunt passive filter. By simulation, it is implemented and compared, emphasizing that the modified SRF is an exceptional method to mitigate harmonics currents in unbalanced systems.

## 2.- Imbalance and Harmonic Distortion

In case of imbalance, the odd harmonics does not adhere to the sequence component theory, which has been established for the representation of harmonics considering a balanced system and balanced operation condition. However, by symmetrical components theory each unbalanced system can be decomposed in several balanced harmonics systems of the same harmonic order and of zero, positive and negative sequence components respectively using equation 1.

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_+ \\ I_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} : a = 1 \angle 120^\circ \quad (1)$$

Whenever unbalance occurs in a system the three phase currents are unequal in magnitude and displaced from each other by angles other than 120 degrees. Hence they do not add up to zero (phasor addition) and have a finite value of current flowing through the neutral. As soon as the degree of unbalance increases, the magnitude of non-characteristics harmonics goes on increasing. This is accompanied by a corresponding decrease in magnitude of the characteristic harmonic [10].

When the 6-pulse converter operates under balanced conditions it's observed that the characteristics harmonics current produced by the converter are of the order  $6n \pm 1$   $n = 1, 2, 3, \dots$ . If the power system has any sort of unbalance, non-characteristics harmonics appear.

In this work, the unbalance is set to 9%,  $(I_-/I_+)$ , and is achieved by having a single-phase load at the converter bus. The single-phase load and also the three-phase load are converters voltage load type.

## 3.- The SRF Controller Behavior under Unbalanced Operating Conditions

For the system studied, 3-phase 4-wires, the zero sequence harmonics components are not nil. However, in the Park's transformation only the positive and negative sequence harmonics components are changed in frequency [11].

Applying the Park's transformation to the harmonic sequence components given by equation 1, equation 2 is obtained:

$$\begin{bmatrix} I_d(t) \\ I_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d^+(t) \\ I_q^+(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_d^-(t) \\ I_q^-(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Where:

$I_d^+(t), I_q^+(t)$  and  $I_d^-(t), I_q^-(t)$  represents the Park's components of the positive sequence and the negative sequence of balanced systems respectively.

The system controller used for the active series filters, FAS1 and FAS2, can be found in [12]. It's composed by a positive SRF controller and by a negative SRF controller.

A separated heterodyning for the fundamental negative sequence load current component is provided in the synchronous reference frame by the negative sequence controller. This ensures that the series active filters does not compensate for fundamental negative sequence current in the supply/load and performs only its intended function of harmonic isolation.

In [4], the errors introduced by the imbalance in the SRF method led to unwanted load balancing due to the negative SRF controller non-existence.

As mentioned before, only the positive and negative sequence harmonic components are changed in frequency and the zero sequence components in the SRF are ignored. So it's necessary to create a way to block the zero sequence harmonic components once they utilize the neutral conductor to keep flowing through the system.

At first, a combined system consisting of two small rating series active filters, FAS1 and FAS2, and a shunt passive filter are used in this work. The first active filter, FAS1, is put between load and source and the second one, FAS2, is put in series with the passive filter. Both they insert harmonic voltage,  $V_{af1}$  and  $V_{af2}$  respectively.

The active impedance is created by the superposition of each harmonic component detected in the source current.

$$V_{af1} = k_1 \cdot \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh}(h) \quad (5)$$

Assuming that each harmonic of the source current has its ideal infinite harmonic impedance that isolates it from the source, not to detect any harmonic means does not isolate it from the source.

$$V_{af1} = k_1 \cdot \left[ \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{pos}}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{neg}}(h) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh_{zero}}(h) \right] \quad (6)$$

As the SRF controller does not detect the zero sequence component of the source harmonic current, the FAS1 presents zero impedance to the zero sequence harmonic components. Being unable to improve the harmonic resistance to zero sequence harmonic components, they will keep flowing through the system.

In the same way, the FAS2 is controlled, except by FAS1 be controlled as a current controlled harmonic voltage source while FAS2 is controlled by voltage.

Therefore, the FAS2 does not present the zero sequence harmonic components problems in its detection due to the passive filter be connected in isolated eye.

Note that for any sort of imbalance on the system, since the way of flow to the zero sequence components doesn't exist, the SRF will be able to detect all the harmonic components, even the odd non-characteristic harmonic.

#### 4.- Implementation of Combined System without The Neutral Active Filter

The figure 1 shows the power system configuration and the combined system circuit diagram including the Neutral Active Series Filter.

The power and distribution system are represented by their equivalent [13]. The utility 4160V/480V transformer is rated 750KVA with 1.3% impedance (30.75mΩ and 35.5uH) referred to 480V and 58MVA base. The Short Circuit Ratio (SCR) at the utility transformer is 12.3 based on an average load current of 656A. The utility short circuit capacity is 58Mva and the short circuit fault current is 8059A. The three-phase and the single-phase loads are rated 310Kva and 30Kva respectively, with input ac side line reactors (0.1mH).

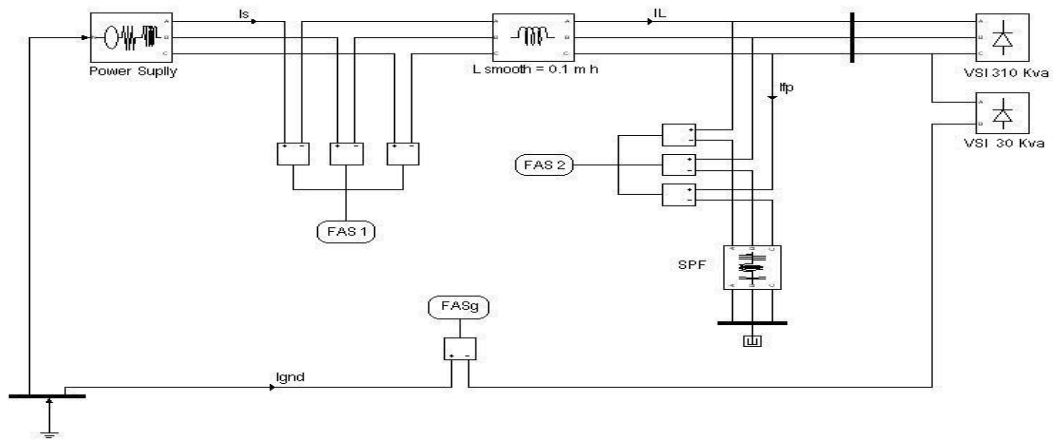


Fig 1 – System Implementation of the Active Series

The harmonic mitigation is achieved by the harmonic isolation between load and source through an active impedance,  $K1$ , which ideally presents zero impedance (short-circuit) at fundamental frequency and a high resistance (open-circuit) at harmonic frequencies. This active impedance is implemented by the source harmonic current detection using a synchronous reference frame (SRF) controller. It's put on the system like voltage,  $V_{af1}$ , compensating the source harmonic voltage, thus blocking the flow of harmonic currents from the supply into the passive filters and the flow of load harmonic currents into the source, being dry by the passive filter.

According to references [3], [14] and [15], the command of instantaneous ac voltage of active series filter FAS1,  $V_{af1}$  is given by:

$$V_{af1} = k1 \cdot I_{sh} \quad (7)$$

Here  $I_{sh}$  is the harmonic current in the supply, and  $K1$  is a gain which has dimensions in ohms. If  $K1$  is infinite under an ideal control conditions, the source harmonic current,  $I_{sh}$ , the ac voltage of active filter,  $V_{af1}$  and the load bus harmonic voltage,  $V_{brr}$  are:

$$I_{sh} = 0 \quad (8)$$

$$V_{brr} = -(Z_{fh} \cdot I_{lh}) \quad (9)$$

$$V_{af1} = V_{sh} + (Z_{fh} \cdot I_{lh}) \quad (10)$$

A second active filter, FAS2, is inserted in series with the passive filter. The FAS2 has the ability to cancel the harmonic voltage which appears due the non-negligible impedance of shunt passive filter, thus providing a low impedance branch of harmonic currents.

The command of instantaneous ac voltage of active series filter FAS2,  $V_{af2}$  is given by:

$$V_{af2} = -k2 \cdot V_{fh} \quad (11)$$

Here,  $K2$  is a unity gain under an ideal control conditions and  $V_{fh}$  is a harmonic voltage existing in the passive filter terminals. Now  $I_{sh}$ ,  $V_{brr}$  and  $V_{af2}$  are given by:

$$I_{sh} = V_{sh}/Z_{sh} \tag{12}$$

$$V_{br} = 0 \tag{13}$$

$$V_{af2} = V_{sh} \cdot (Z_f/Z_s) + Z_{fh} \cdot I_{lh} \tag{14}$$

The features of the active series filters under balanced condition can be found in [1], [2], [3], [14] and [15].

The active series filters consist of full bridges single-phase voltage source PWM inverter, which are independently controlled focusing to compensate the unbalanced harmonics. The gains K1 and K2 were decided by simulation, Matlab/Simulink, and set to 5 and 0.8 respectively.

The shunt passive filters, SPF, used in this work consist of 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> tuned RLC filter, isolated eye, 76Kva per phase. The parameters are specified in table 1.

**Table I: Circuit constants of passive filter**

Order	Indutance	Capacitance	Qr
5 <sup>th</sup>	1.5mH	188uF	100
7 <sup>th</sup>	1.5mH	96uF	100

The figure 2a to 2f shows the combined system current for the 9% imbalance degree. The neutral current exhibits the resulting current which flows in the system due the imbalance.

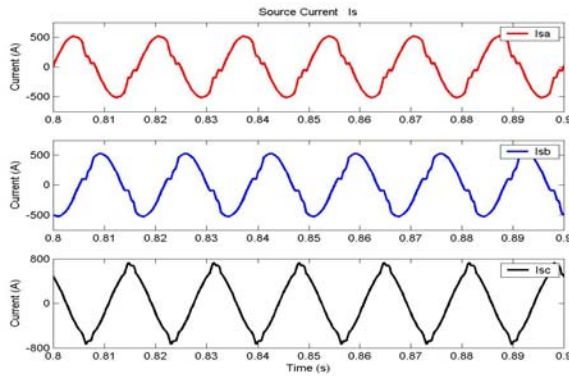


Fig. 2a: Source Current

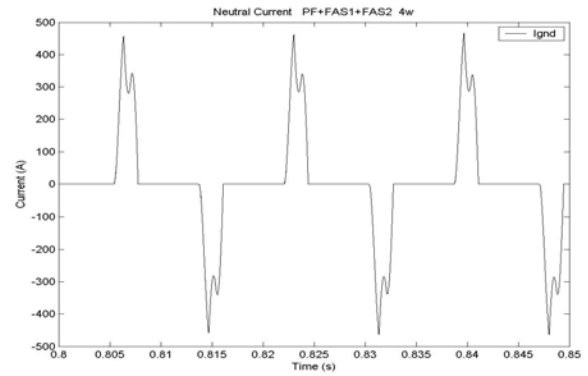


Fig. 2b: Neutral Current

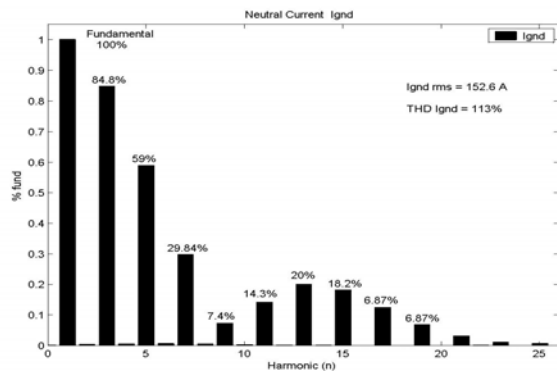


Fig. 2c: Neutral Current Spectrum

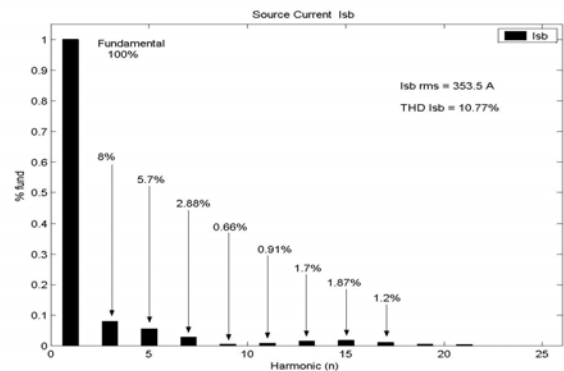


Fig. 2d: PhB Source Current Spectrum

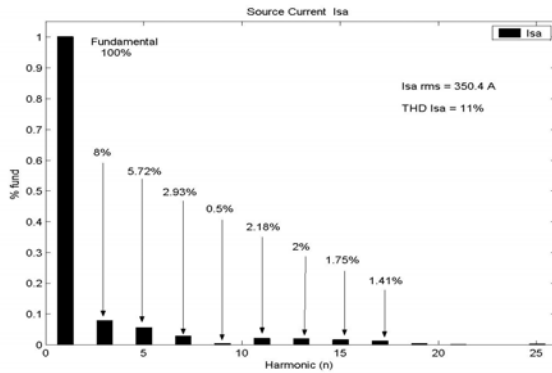


Fig. 2e: PhA Source Current Spectrum

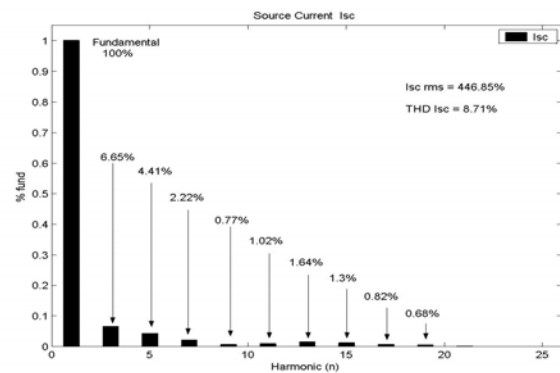


Fig. 2f: PhC Source Current Spectrum

Applying the Symmetrical components theory to each load harmonic current and comparing it with the values given by the FFT's source harmonic currents, concludes that the residual harmonics components in the source current are, essentially, the zero sequence harmonics components of the load harmonic current which were not isolated. Table 2 brings the values.

**Table II: Zero Sequence Current Values**

	zero seq	Isa	Isb	Isc
3	40,5	39,26	40,37	41,9
5	28,2	28,3	28,4	27,93
7	14,22	14,72	14,53	14,15

Even with the FAS insertion, the source line current exceed the THD limits recommended by IEEE 519 Standard, established in 5% for current to a SCR smaller than 20. Here, the source current presents a THD of 11%, 10.77% and 8.71% for the phases A, B and C respectively.

## 5.- Neutral Active Series Filter Implementation

As mentioned before, the aim by inserting the FASg is to block the neutral harmonics flows, forcing the source current THD meet the IEEE 519 recommendation. Added to this the Neutral Active Filter can prevent overloading in neutral conductor, distribution transformers and the standards active series filters.

To do that, the neutral harmonic will be detected second the fowling concept:

The Park's transformation does not apply to single-phase system. The closest equivalent method for a single-phase system is to multiply the measured signal, in turn, by sine and cosine functions at a chosen frequency [16]. This achieves the same effect of transforming the component at the chosen frequency to dc, leaving all other components as ac quantities.

The transformed signal can then be easily processed by a low-pass filter and reverse-transformed to give only the chosen harmonic component. Several of such transformation/filtering blocks can be used to extract the individual harmonic components of interest. Their outputs may then be summed to produce the desired harmonic current reference to drive the active filter [17].

To reach a better transient characteristic, the fundamental frequency component was chosen to be the synchronous reference frame of the neutral harmonic reference current. Once isolated,  $I_{gnd\_fo}$ , and subtracted by the neutral current,  $I_{gnd}$ , all the harmonics neutral components, that is, the zero sequence harmonic components,  $I_{gnd\_h}$ , are available to drive the neutral series active filter. A scaling factor of 2 is used to normalization.

Figure 3a shows the controller of the complementary proposed neutral series active filter.

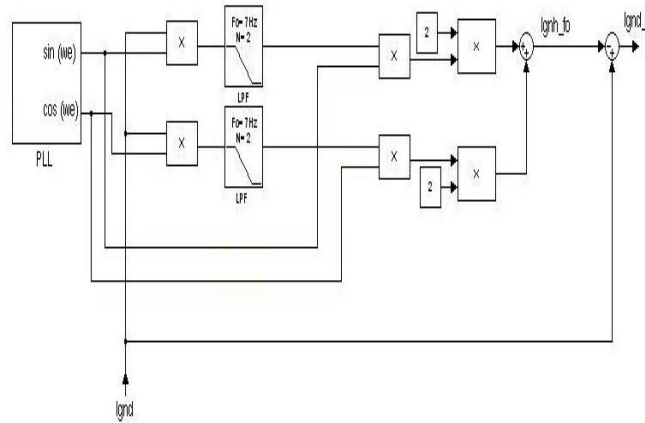


Fig. 3a: Neutral Active Series Filter Control

The neutral active series filters consist of a full bridge single-phase voltage source PWM inverter, current controlled. The command of the instantaneous output voltage,  $V_{fasg}$ , is given by:

$$V_{fasg} = k_g \cdot I_{gndh} \quad (15)$$

The neutral active filter gain,  $K_g$ , was experimentally chosen and set to 5.

Figure 3b shows the neutral active series filter output voltage when the system is operating under 9% of imbalance. Due the heavy neutral harmonics contents and the desired high value of the FASg gain,  $K_g$ , the RMS and PEAK value of neutral active filter are high.

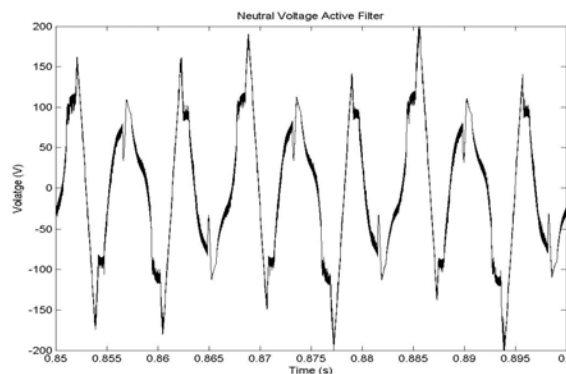


Fig. 3b: Output FASg Voltage

The measured values for the referred imbalance degree are 85.4 V and 200V for RMS and PEAK value respectively.

## 6.- Full Combined System Performance

Figures 4a to 4f exhibits the source current and the neutral current when the FAS1, FAS2 and FASg are operating simultaneously on the system.

Observe that even with 9% of imbalance the combined system reach the IEEE 519 THD recommendation.

The THD factor was reduced to 1.78%, 1.81% and 1.47% (after) from 10.96%, 10.77% and 8.71% (before), for the phases A, B and C respectively. The THD neutral current is also reduced from 113% to 22%, and hence its RMS current is reduced from 152.6 A to 75.6 A, minimizing the neutral conductor overloading.

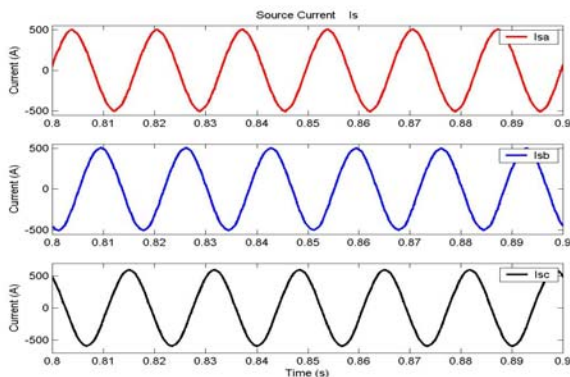


Fig. 4a: Source Current

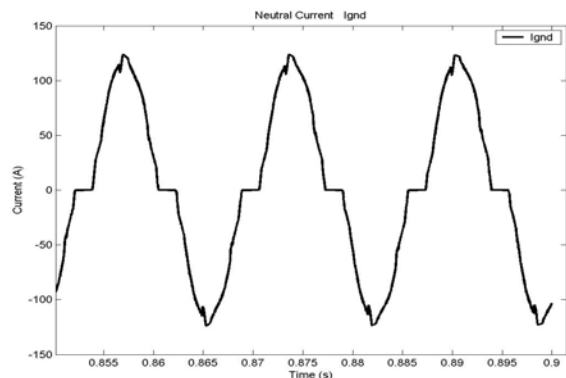


Fig 4b: Neutral Current

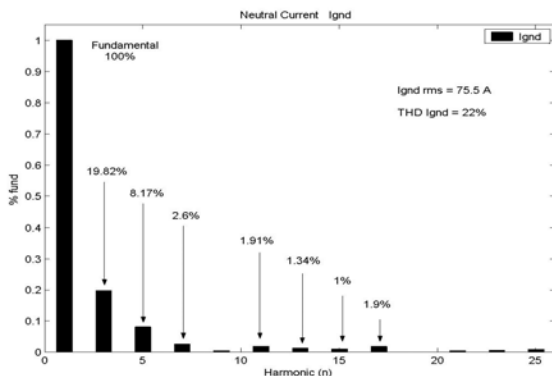


Fig. 4c: Neutral Current Spectrum

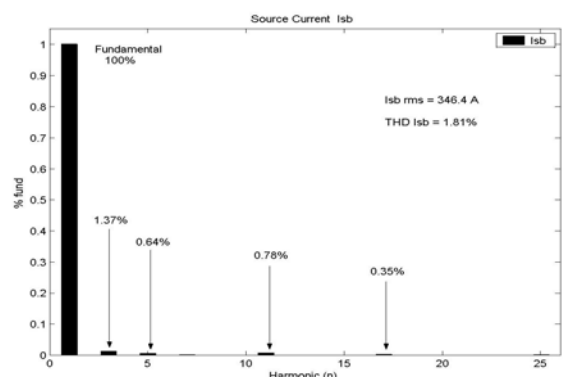


Fig. 4d: PhB Current Spectrum

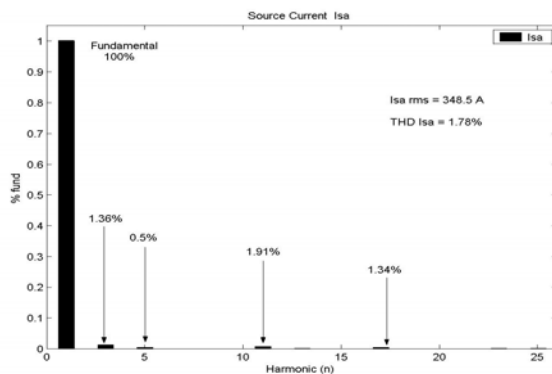


Fig. 4e: PhA Current Spectrum

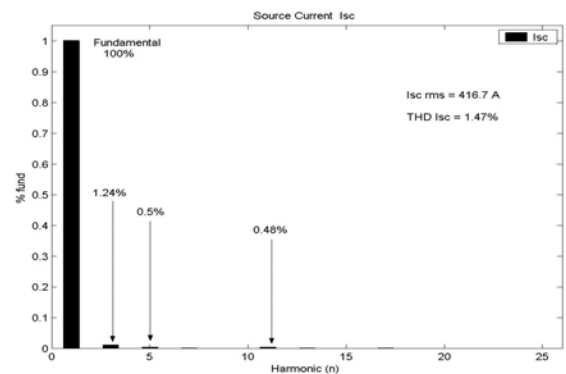


Fig. 4f: PhC Current Spectrum

## 7.- Active Series Filters Power- Ratings

The instantaneous power in 3-phase 4-wire system is given by:

$$S_{3\phi} = V_a \cdot I_a + V_b \cdot I_b + V_c \cdot I_c \quad (16)$$

Replacing the 3-phases voltages and currents in (16) by their filter equivalent variables,  $V_{af}$  and  $I_{af}$ , results in:

$$S_{FAS3\phi} = V_{fasA} \cdot I_{fasA} + V_{fasB} \cdot I_{fasB} + V_{fasC} \cdot I_{fasC} \quad (17)$$

Now, based on the FAS principle of control the replacement of (7) and (11) in (17), the FAS power rating evaluation can be described by:

$$S_{fas1} = k1 \cdot (I_{sha} \cdot I_{sa} + I_{shb} \cdot I_{sb} + I_{shc} \cdot I_{sc}) \quad (18)$$

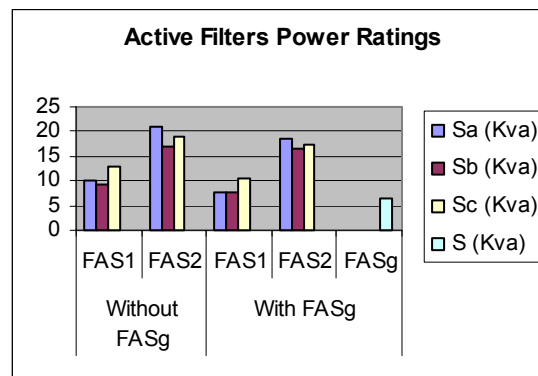
$$S_{fas2} = k2 \cdot (V_{fha} \cdot I_{fpa} + V_{fhb} \cdot I_{fpb} + V_{fhc} \cdot I_{fpc}) \quad (19)$$

It's interesting to observe that as the gains goes on increasing there is a proportional power rating increase. The FASg power rating is evaluated by:

$$S_{fasg} = k_g \cdot I_{gndh} \cdot I_{gnd} \quad (20)$$

With the neutral active series filter,  $S_{fas1}$  and  $S_{fas2}$ , under unbalanced conditions are reduced. Table 3 and 4 shows the power ratings values to 9% of imbalance and the compared power ratings values for the two studied conditions, with and without the neutral active series filter. Note that the total active filters power rating,  $S_{FAS3\phi} + S_{fasg}$ , is 25% of the full load VA with the FASg, and 26.5% without the FASg.

**Table III: Filters Power Rates**



**Table IV: FAS Power Ratings for 9% of imbalance**

	Without FASg		With FASg		
	FAS1	FAS2	FAS1	FAS2	FASg
Sa (VA)	10.15K	21.0K	7.67K	18.35K	
Sb (VA)	9.10K	17.12K	7.65K	16.7K	
Sc (VA)	13.0K	18.94K	10.35K	17.46K	
S (VA)					6.45K

## **8.- Conclusion**

The neutral active series filter is required when active series filters based on synchronous reference frame controller are applied in three phase - four wire systems under unbalanced condition, since the SRF controllers are not able to detect the zero sequence harmonics components that use the neutral conductor to keep flowing through the phases.

It makes the THD source currents reach the IEEE 519 recommendations, helps to cut off the FAS1 and FAS2 overloading and also minimizes the overload state imposed to neutral conductor. Added to this, the active system VA decreases when the FASg is inserted

## **References**

- [1] S.Bhattacharya, D.M.Divan, B.Banerjee, "Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter" EPE Conf. Record,1991, Vol 3,pp 30-35.
- [2] S.Bhattacharya, D.M.Divan "Synchronous Frame Based Controller Implementation for Hybrid Series Active Filter System" IEEE/IAS Conf. Record,1995, pp 2531-2540.
- [3] H. Akagi, H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems" IEEE Trans. Power Del. Vol.10, No 3, pp 1570-1575, 1995.
- [4] S.D. Round, D.M.E. Ingram, "An Evaluation Of Techniques for Determining Active Filter Compensating Currents in Unbalanced Systems" Proc. European Conf. on Power Electronics and Applications, Trondheim, 1997, vol. 4, pp. 767-772.
- [5] M. Aredes, E.H. Watanabe "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters". IEEE Trans. Power Del. Vol.10, No 3, pp 1649-1656, 1995.
- [6] M. T. Haque, S.H. Hosseini, "A Novel Control Strategy for Active Filters Usable in Harmonic Polluted and/or Imbalanced Utility Voltage Case of 3-Phase 4-Wire Distribution Systems" Proceedings of IEEE/ICHQP , pp 239-244, 2000
- [7] T.Thomas, K.Haddad, G.Joós, A.Jaafari, "Performance Evaluation of Three Phase Three and Four Wire Active Filters" IEEE/IAS Conf. Record, pp 1016- 1023, 1996.
- [8] K. Wada, T. Shimizu, "Mitigation Method of 3rd-harmonic Voltage for Three-Phase Four -Wire Distribution System Based on a Series Active Filter for the Neutral Conductor" IEEE/IAS ,Annual Meeting, Vol. 1, 2002, pp 64-69.
- [9] P.T. Cheng , Y.F. Huang, C.C. Hou, "Design of a Neutral Harmonic Mitigator for Three-Phase Four-Wire Distribution System" IEEE/IAS, Annual Meeting, pp 874-880, 1988.
- [10]D. P. Manjure, E. B. Makram, "Impact of Unbalance on Power System Harmonics Proceedings of IEEE/ICHQP , pp 328-333, 2002
- [11] P. Verdelho, G. D. Marques, "Design and Performance of an Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator", IEEE Transactions, pp 422 – 427, 1994.
- [12] S.Bhattacharya, D.M.Divan, T.M.Frank, B.Banerje "Active Filter System Implementation" IEEE Trans. Ind. Appl. Set/Oct 1998, pp 47-63.
- [13] P.Y. Keskar "Specification of Variable Frequency Drive Systems to Meet the New IEEE 519 Standard" IEEE Trans. Ind. Appl., Vol 32, No 2, March/April 1996, pp 393-402.
- [14] F.Z.Peng, H. Akagi, "A New Approach to Harmonic Compensation in Power System – A combined of Shunt Passive and Series Active Filter" IEEE/IAS ,Annual Meeting, pp 874-880, 1988.
- [15]H. Fujita, H. Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power System – Series Connection of Passive and Active Filter" IEEE/IAS ,Annual Meeting, pp 1107-1112, 1990.
- [16]S. Tnani, M. Mazaudier, A.Berthon, S.Diop, "Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines" PEVD94, pp. 4946-4951.
- [17]P.C. Tan, D.G. Holmes and R.E. Morrison, "Control of Active Filter in 25kv AC Traction System" AUPEC 2000, pp 63-68

---

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Sasaki and T. Mashida, “A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Compensation - Considerations on Basic Design”, IEEE Trans. Power Application System, vol. 90, N° 5, pp. 2009, 1971.
- [2] L. Gyugyi, E. C. Strycula, “Active AC Power Filter”, IEEE/IAS, Conf. Record, pp.529-535, 1976
- [3] N. Mohan, et al, “Active Filters for AC Harmonic Suppression”, IEEE/PES Winter Meeting, 1977, A77026-8.
- [4] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, “Instantaneous Reactive Powers Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components”, IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-20, N° 3, pp. 625-630, 1983.
- [5] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa, “Active Power Filters”, IEEJ IPEC-Tokyo, pp. 981-992, 1983.
- [6] M. Takeda, K. Ikeda, Y. Tominaga, “Harmonic Current Compensation with Active Filters”, IEEE/IAS, Conf. Record, pp. 808-815, 1987.
- [7] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, “A New Approach to Harmonic Compensation in Power System – A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 26, N° 6, pp. 983-990, 1990.
- [8] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, “A New Approach to Harmonic Compensation in Power System”, IEEE/IAS Conf. Record, pp. 874, 1988.
- [9] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, “Compensation Characteristics of Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters”, IEEE/IAS Conf. Record, pp. 959-966, 1989.
- [10] S. Bhattacharya, D. M. Divan, B. Banerjee, “Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter”, EPE Conf. Record, Vol. 3, pp 30-35, 1991.
- [11] S. Bhattacharya, D.M. Divan, “Synchronous Frame Based Controller Implementation for Hybrid Series Active filter System”, IEEE/IAS Conf. Record, pp. 2531-2540, 1995.
- [12] H. Fujita, H. Akagi, “A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems – Series Connection of Passive and Active Filters”, IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 27, N° 6, pp. 1020-1025, 1991.

- 
- [13]H. Akagi, H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems", IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 10, N° 3, pp. 1570-1575, 1995.
- [14]P. Cheng, S. Bhattacharya, D. Divan, "Experimental Verification of Dominant Harmonic Active Filter for High Power Applications", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 36, N° 2, 2000.
- [15]J. W. Dixon, G. Venegas, L. A. Mórán, "A Series Active Power Filter Based on a Sinusoidal Current-Controlled Voltage-Source Inverter", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 44, N° 5, pp. 612-619, 1997.
- [16]H. Fujita, H. Akagi, "The Unified Power Quality Conditioner: The Integration of Series- and Shunt-Active Filters", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 13, N° 2, 1998.
- [17]M. Aredes, E. H. Watanabe, "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters". IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 10, N° 3, pp. 1649-1656, 1995.
- [18]P.T. Cheng , Y.F. Huang, C.C. Hou, "Design of a Neutral Harmonic Mitigator for Three-Phase Four-Wire Distribution System" IEEE/IAS Conf. Records, pp. 874-880, 1988.
- [19]B. Lin, B. Yang, "Current Harmonics Elimination with a Series Hybrid Active Filter", IEE/ISIE, pp. 566-570, 2001.
- [20]K. Wada, T. Shimizu, "Mitigation Method of 3rd-harmonic Voltage for Three-Phase Four -Wire Distribution System Based on a Series Active Filter for the Neutral Conductor" IEEE/IAS Conf. Records, Vol. 1, pp 64-69, 2002.
- [21]H. Akagi, A. Nabae, S. Atho, " Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters" IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA -22, N° 3, 1986.
- [22]M. Takeda, K. Ikeda, Y. Tominaga, "Harmonic Current Compensation with Active Filters", IEEE/IAS, Conf. Record, pp. 808-815, 1987.
- [23]F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, " Some Considerations on an Active power Filter Using Quad-Series Voltage Source PWM Converters" JIEE PE 86-154, 1986
- [24]S. Bhattacharya, D. M. Divan, T. M. Frank, B. Banerje "Active Filter System Implementation" IEEE Trans. Industry Applications, Set/Oct 1998, pp 47-63.

- 
- [25] P.Y. Keskar “Specification of Variable Frequency Drive Systems to Meet the New IEEE 519 Standard” IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 32, N°2, pp 393 - 402, 1996.
- [26] D. P. Manjure, E. B. Makram, “Impact of Unbalance on Power System Harmonics”, Proceedings of IEEE/ICHQP , pp. 328-333, 2002
- [27] P. Verdelho, G. D. Marques, “Design and Performance of an Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator”, IEEE Transactions, pp 422 – 427, 1994.
- [28] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, “Evaluation of Power-Ratings for Active Series Filter under Unbalanced Condition for a Three-Phase Four-Wire System”, IEEE/PESC, Conf. Records, pp. 296-302, 2005.
- [29] C. H. Silva, V. F. Silva, L. E. B. Silva, “Active Series Filter Under Distorted and Unbalanced Operation Conditions: Problem or Solution”, 8<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference, pp. 304-309, 2005
- [30] S. Tnani, M. Mazaudier, A. Berthon, S. Diop, “Comparison Between Different Real-Time Harmonic Analysis Methods for Control of Electrical Machines” , PEVD, pp. 4946-4951, 1994.
- [31] P.C. Tan, D.G. Holmes, R.E. Morrison, “Control of Active Filter in 25kv AC Traction System”, AUPEC, pp 63-68, 2000.
- [32] S. D. Round, D. M. E. Ingram, “An Evaluation Of Techniques for Determining Active Filter Compensating Currents in Unbalanced Systems”, Proc. European Conf. on Power Electronics and Applications, vol. 4, pp. 767-772, Trondheim, 1997.
- [33] F. Z. Peng, “Application Issues of Active Power Filters”, IEEE Industry Application Magazine, pp. 21-30, 1998.
- [34] H. Akagi, “Trends in Active Power Line Conditioners”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 9, N° 3, pp. 263-267, 1994.
- [35] H. Akagi, “New Trend in Active Filters for Power Conditioning”, IEEE Trans. Industry Applications, vol. 32 , N° 6, pp. 1312-1322, 1996.
- [36] M. T. Haque, S. H. Hosseini, “A Novel Control Strategy for Active Filters Usable in Harmonic Polluted and/or Imbalanced Utility Voltage Case of 3-Phase 4-Wire Distribution Systems”, Proceedings of IEEE/ICHQP , pp 239-244, 2000
- [37] T. Thomas, K. Haddad, G. Joós, A. Jaafari, “Performance Evaluation of Three Phase Three and Four Wire Active Filters”, IEEE/IAS Conf. Record, pp 1016-1023, 1996.