Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia

Contribuição ao Projeto de Filtros Ativos Monofásicos de Potência

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, para preenchimento dos pré-requisitos parciais para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Autor: **Marcus Vinícius Ataide**

Orientador: **Prof. Dr. José Antenor Pomilio**

Este exemplar corresponde à redação final da dissertação defendida por Marcus V. Ataide e aprovada pela Comissão Julgadora.
27/01/97
José Antenor Pomilio

27 de Janeiro de 1997

UNIDADE BC
N.º CHAMADA:
T/UNICAMP
A12c
EX.
TOMBO 31079
PROC. 281/97
C D X
PREÇO R$ 11,00
DATA 15/07/97
Nº CPD

M-00099305-9

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

A12c

Ataide, Marcus Vinícius
Contribuição ao projeto de filtros ativos monofásicos de potência / Marcus Vinícius Ataide.--Campinas, SP: [s.n.], 1997.

Orientador: José Antenor Pomilio.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Filtros elétricos ativos. 2. Eletrônica de potência. 3. Fator de potência. 4. Harmônicos (Ondas elétricas). I. Pomilio, José Antenor. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo aplicado a Filtro Ativo Monofásico de Potência, tendo como "foco principal" **o projeto do filtro passivo de saída e da malha de controle**. Na análise são considerados os limites estabelecidos por normas internacionais com respeito à interferência eletromagnética conduzida e ao limite de harmônicas de corrente. Os efeitos da impedância da linha e das perdas no filtro passivo também são considerados para o correto dimensionamento do mesmo, visando a não degradação da performance do filtro ativo. Consegue-se uma filtragem da corrente drenada da rede por uma carga não linear, de maneira satisfatória, com freqüência de corte do filtro passivo de saída superior a 3kHz (50ª harmônica da corrente de linha) sendo os limites de IEM atingidos através do filtro de saída, não amortecido, e com ordem elevada. Resultados de simulação e experimentais são apresentados.

ABSTRACT

This work presents a study of single-phase active filters investigating specifically the design of the output filter and the control loop. The limits imposed by international standards regarding harmonics and conducted EMI are considered. The effect of the line impedance and the losses in the filter elements must be taken into account to have a secure design. An excellent harmonic compensation is obtained by means of a flat frequency response up to 3kHz, while the EMI limits is obtained by using a high order undamped low-pass filter. Simulation and experimental results are presented.

AGRADECIMENTOS

Muitas foram as pessoas que colaboraram direta e indiretamente para que esse trabalho pudesse ser realizado, às quais gostaria de agradecer:

A todos os colegas do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica (LCEE) (Élice, Edson, Carlos, Enes, Lourenço, Rodrigo Murari) pelo apoio e sugestões que em muito ajudaram durante a fase de desenvolvimento.

A todos os colegas do Departamento de Sistemas e Controle de Energia (DSCE) e da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp.

Ao Prof. Dr. Sigmar Maurer Deckmann pelo empenho na reestruturação do laboratório.

Gostaria de agradecer em especial ao Prof. Dr. José Antenor Pomilio pela dedicação e auxílio nas horas mais difíceis, sem as quais não teria sido possível a realização desse trabalho.

Ao CNPq pelo suporte financeiro.

CONTEÚDO

RESUMO iii

ABSTRACT iv

AGRADECIMENTOS v

Capítulo 1

1.1 Introdução 1

1.2 Objetivos 5

1.3 Conclusão 6

Capítulo 2

2.1 Filtro ativo monofásico de potência

2.1.1 Introdução 8

2.1.2 Técnicas de filtragem 9

2.1.3 Tipo de inversor utilizado 11

2.1.4 Técnicas de modulação 13

2.1.5 Freqüência de chaveamento 14

2.1.6 Controle 15

2.1.7 Elemento armazenador de energia 19

2.1.7.1 O efeito da potência reativa sobre a tensão do capacitor 19

2.1.7.2 Efeito do desbalanço de potência ativa sobre a tensão do capacitor 24

2.1.8 Conclusão 27

Capítulo 3

3.1 Estudo do filtro passivo de saída e da malha de controle

3.1.1 Introdução 28

3.2 Função do filtro de saída 29

3.3 Topologias de filtros 33

3.3.1 O uso de amortecimento 35

3.4 Considerações a respeito do projeto do filtro de saída e do sistema de controle 38

3.4.1 Atenuação necessária 40

3.4.2 Escolha da freqüência de corte do filtro 41

3.4.3 Determinação dos elementos que compõem o filtro passivo de saída 42

3.4.4 Estratégias de controle para se evitar instabilidades 51

3.4.4.1 Condicionador de sinal de corrente 52

3.5 Conclusão 57

Capítulo 4

4.1 Resultados experimentais 58

4.2 Conclusão 80

Capítulo 5

5.1 Conclusões finais 81

5.1.1 Sugestões para trabalhos futuros 82

Anexo I - Esquemas dos circuitos eletrônicos implementados 83

Anexo II - Interferência eletromagnética 87

Anexo III - Estudo sobre os principais tipos de filtros passivos 90

Referências bibliográficas 94

CAPÍTULO 1

1.1- Introdução

Nas duas últimas décadas, pudemos observar o rápido avanço na área de eletrônica de potência ocasionado, dentre outros fatores, pelo surgimento de novos dispositivos semicondutores de potência (**GTO, IGBT, MOSFET, MCT**) com capacidade e velocidade de chaveamento cada vez maiores. Com isto, uma série de equipamentos puderam ser desenvolvidos e melhorados, sendo hoje amplamente empregados nas mais diversas áreas de nossas atividades, cabendo destacar as áreas residencial e industrial.

Na área industrial podem, por exemplo, ser encontrados os seguintes conversores estáticos de potência:

- Retificadores monofásicos e trifásicos (controlados ou não controlados);
- Conversores para acionamentos de motores CA e CC com velocidade variável;
- Alimentação ininterrupta de energia ("UPS");
- Fornos de indução, etc.

Já na área residencial podemos citar as seguintes aplicações :

- Controle de intensidade luminosa (dimmer's);

- Fontes de alimentação de diversos tipos, utilizadas nos equipamentos eletrônicos;
- Controle de velocidade de pequenos motores CA;
- Controle de aquecimento (fornos, chuveiros);
- Reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga, etc.

São relevantes os benefícios trazidos por esses conversores, no entanto, a operação de tais equipamentos pode modificar a natureza senoidal da corrente da fonte de alimentação CA, tendo como resultado a injeção de harmônicos de correntes nesse sistema. Os problemas devidos aos harmônicos produzidos por esses conversores dentro do ambiente industrial têm sido bastante estudados, cabendo destacar:

- Falhas e sobreaquecimento em motores elétricos;
- Pulsação de torque em máquinas rotativas;
- Falhas em capacitores;
- Interferência em sistemas de comunicação;
- Interferência em computadores e outros equipamentos eletrônicos, etc.

A tendência de proliferação cada vez maior dessas cargas não lineares, aliada ao fato de existirem poucos incentivos econômicos aos fabricantes e usuários desse equipamentos para que incorporem nos mesmos dispositivos que evitem que os harmônicos fluam para a rede de energia elétrica [1], indicam que os problemas ocasionados por correntes harmônicas tendem a aumentar, afetando a qualidade de energia suprida aos demais consumidores.

Portanto, face aos problemas anteriormente citados, e tendo em vista que as componentes harmônicas não produzem potência útil para a carga, faz-se necessário o uso de alguma medida para não permitir que os harmônicos de corrente gerados por um

determinado equipamento fluam para a rede de alimentação.

Em ambientes industriais, com a finalidade de se eliminarem os harmônicos, são usuais filtros passivos "LC" sintonizados nas freqüência harmônicas de menor ordem, tendo estes a função de servir como um caminho de baixa impedância para as componentes harmônicas, impedindo que as mesmas alcancem a rede de alimentação. Os ramos "LC" são colocados em paralelo com as cargas que originam tais distúrbios, como pode ser visto pela figura 1.1.

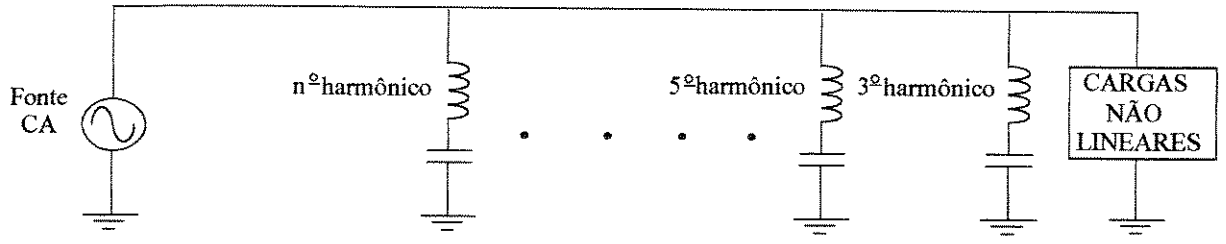


Figura.1.1 Filtragem passiva.

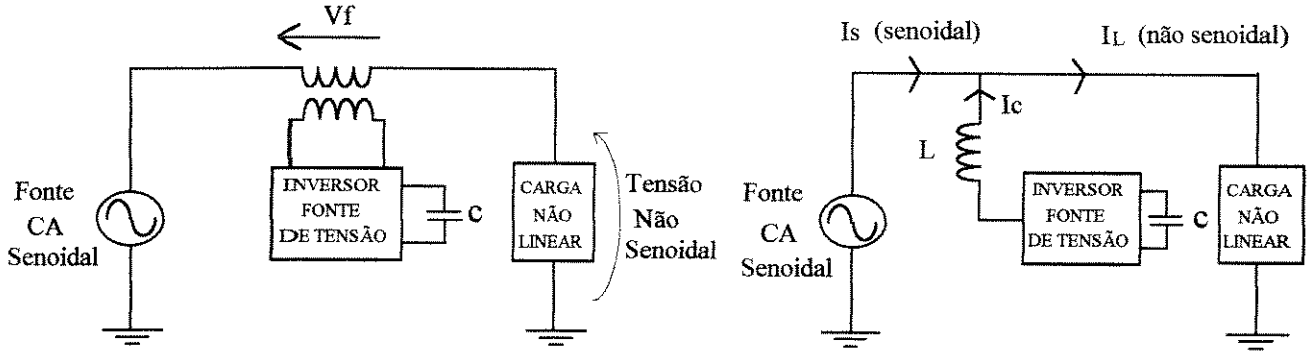
Este método, apresenta como principais desvantagens o seguinte [1 - 4]:

- Suas características de filtragem dependem da impedância da fonte CA e do restante do circuito;
- Susceptibilidade à ocorrência de ressonância série entre fonte e filtro;
- As características de filtragem são sensíveis a variações na fonte CA e de harmônicos (transitórios);
- Esses filtros são volumosos ocupando bastante espaço nas subestações.

Existe ainda uma maneira de eliminar os harmônicos de corrente através da alimentação individual ou em grupo de cada carga com os chamados ***pré-reguladores de fator de potência (P.F.P's)*** que são fonte chaveadas operando segundo uma técnica

que consome da rede apenas corrente senoidal. Estes apresentam como desvantagem o fato de terem que processar toda a potência de que necessita a carga, o que, conforme a potência, pode resultar em um dispositivo de custo elevado.

Uma outra possibilidade, para compensação de harmônicos consiste em se utilizar o chamado **filtro ativo de potência**, que tem como função eliminar, dinamicamente, os harmônicos injetados no sistema CA. Isto é feito mediante a injeção de uma corrente adequada (Filtro em derivação "shunt"), ou através da introdução de uma tensão em série entre os terminais da carga e da fonte CA (Filtro série), conforme mostrado na figura 1.2.



a) Filtro ativo de potência série b) Filtro ativo de potência "shunt"

Figura 1.2

Para gerar essa corrente ou tensão utilizam-se inversores (monofásicos ou trifásicos conforme a topologia do sistema) que operam com freqüência de chaveamento elevada usando alguma técnica de modulação (pwm, delta, histerese, etc). Conforme indicado em [5], o princípio básico do filtro ativo de potência foi proposto no final dos anos 60 (BIRD, MARSH & McLELLAN,1969 [6]) e estabelecido por SASAKI e MACHIDA em 1971 [7], mas devido ao estado da arte nessa época (semicondutores e técnicas de controle), poucos trabalhos práticos foram feitos em laboratórios (AMETANI, 1976 [8]). Nos anos

80, com o surgimento de novos semicondutores de potência e com o desenvolvimento de novas técnicas de compensação de harmônicas, baseadas no domínio da freqüência (CHOE & PARK,1985 [9] / MALESANI, ROSSETO & TENTI, 1986 [10] / CHOE & PARK,1986 [11] / NAKAJIMA, TAMURA & MASADA,1988 [12] / PARK et al 1990 [13]), que se baseavam na amostragem de pelo menos um período da corrente do sistema, no cálculo dos harmônicos contidos na mesma (FFT, Série de Fourier, etc.) e na posterior injeção das correntes de compensação na fonte CA. Obviamente que tal método só é eficaz em regime permanente.

Em 1983, AKAGI, KANAZAWA & NABAE [14] apresentaram uma nova teoria sobre potências real e imaginária instantâneas que impulsionou grandemente as pesquisa de Filtro ativo de potência (F.A.P.). Esta teoria possibilitou o desenvolvimento de F.A.P. SHUNT (AKAGI, KANAZAWA & NABAE,1984 [15] / AKAGI, NABAE & ATOH, 1986 [16] / TAKEDA et al ,1988 [17] etc.), que não necessitavam de elementos armazenadores de energia para compensação de reativos. Mais tarde foram desenvolvidos trabalhos na área de F.A.P. série (PENG, AKAGI & NABAE,1988 [18] / AKAGI, TSUKAMOTO & NABAE, 1988 [19] / AKAGI, 1989 [20] etc.). A teoria introduzida por AKAGI et al está baseada no domínio do tempo, permitindo compensação em tempo real, o que se traduz numa melhor performance dos F.A.P.'s principalmente nos transitórios.

1.2 - Objetivos

O uso disseminado de conversores estáticos de potência, não só na área industrial mas também na área residencial, fez surgir o problema das correntes harmônicas que ficam circulando pela rede secundária CA, causando, além das interferências

anteriormente citadas, a perda de energia nos cabos de alimentação, que leva a um aumento do consumo de energia por parte do consumidor, levando, também, a problemas de segurança, principalmente nas edificações mais antigas onde não foram previstas essas harmônicas, quando do dimensionamento dos condutores [21].

O presente trabalho tem por objetivo dar uma contribuição ao projeto de F.A.P. em derivação monofásico (Shunt), doravante chamado apenas de F.A.M.P., tendo como paradigmas o respeito às normas internacionais que regulamentam os níveis de corrente harmônica [22] e as de interferência eletromagnética conduzida [23].

Esse filtro tem como função compensar a corrente drenada por uma carga não linear composta por um retificador monofásico e um circuito RLC.

Atenção especial é dada ao projeto do filtro passivo colocado na saída da parte chaveada do F.A.M.P., onde procurou-se desenvolver um filtro que atendesse aos requisitos mencionados no parágrafo anterior, **sem o uso de amortecimento**, que tornou-se possível graças ao adequado dimensionamento da malha de controle de corrente do filtro ativo.

1.3 - Conclusão

Neste capítulo abordou-se os problemas ocasionados pelos harmônicos gerados por cargas não lineares, as soluções possíveis e um resumo das técnicas de filtragem ativa desenvolvidas desde o início das pesquisas sobre o assunto.

No capítulo 2 será feita uma explanação do funcionamento do F.A.M.P., mostrando o tipo de inversor utilizado, a técnica de controle empregada, a influência da potência

reativa e ativa sobre a tensão do capacitor, etc.

No capítulo 3 faz-se uma análise do filtro passivo de saída e da malha de controle, mostrado-se um procedimento para o dimensionamento do filtro de saída e da malha de controle, visando garantir estabilidade ao sistema, **sem a utilização de amortecimento no filtro passivo de saída**.

No capítulo 4 tem-se os resultados experimentais do protótipo do F.A.M.P. desenvolvido.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais desse trabalho.

CAPÍTULO 2

2.1 - Filtro Ativo Monofásico de Potência

2.1.1 - Introdução

O objetivo da filtragem ativa de corrente é fazer com que, independentemente da carga alimentada, a fonte de alimentação veja uma carga resistiva. O papel do filtro ativo é suprir de maneira dinâmica a energia não ativa exigida pela carga, incluindo componentes harmônicos e reativos. Isso tem como conseqüência a maximização do fator de potência e minimização da corrente eficaz absorvida da rede, mantida constante a potência ativa na carga.

Os filtros ativos monofásicos podem ser utilizados tanto em sistemas mono como trifásicos. Neste último podem ser empregados três F.A.M.P., um por fase, para compensação independente de cargas com elevado grau de desbalanceamento, sendo esta estrutura mais indicada do que o uso de um único inversor trifásico, conforme salientam [24] [25], caso em que não é possível fazer o controle independente em cada fase.

As aplicações dos F.A.M.P. se restringem às cargas de pequena e média potência (4kVA em 220V), pois para cargas maiores a alimentação é usualmente trifásica.

A configuração de um sistema genérico consiste de uma carga não linear sendo suprida pela rede CA. A carga pode apresentar baixo fator de potência e absorver uma corrente com distorção harmônica.

Na figura 2.1, mostra-se um diagrama de blocos do sistema estudado, que será detalhado a seguir para melhor compreensão das partes envolvidas.

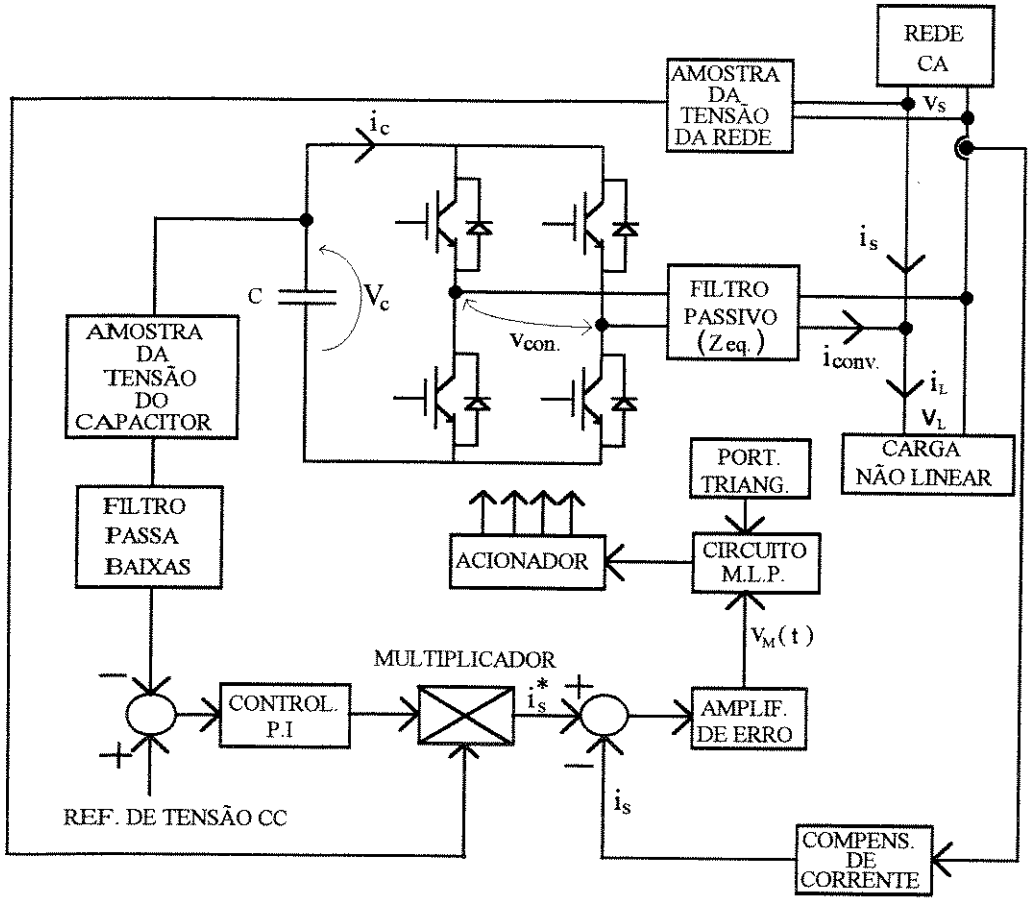


Figura 2.1 Diagrama de blocos do filtro ativo monofásico.

2.1.2 - Técnicas de filtragem

Uma das técnicas de filtragem de corrente empregadas pelos F.A.M.P. é a que procura fazer com que a corrente da rede siga a forma de onda da tensão [26], ou seja, fazendo com que o conjunto filtro e carga emule para a rede uma carga resistiva.

Uma outra possibilidade de filtragem é a de sintetizar uma corrente senoidal, mesmo estando a tensão da rede distorcida (com harmônicas de tensão)[2] [27]. Caso o sistema forneça tensão senoidal, ambos os métodos seriam idênticos. Na prática, esta situação dificilmente será encontrada, estando a tensão da rede com conteúdo harmônico capaz de excitar ressonâncias no sistema, se as mesmas não forem devidamente amortecidas. O amortecimento é produzido principalmente pelas cargas e pelas perdas no sistema (linhas e transformadores) que, em geral, são pequenas.

Se o conjunto carga e filtro drena uma corrente senoidal de uma rede com tensão distorcida, significa que a carga equivalente vista pela alimentação é um circuito aberto nas freqüências harmônicas, aumentando as possibilidades de ocorrência de ressonância na rede por ausência de amortecimento.

A defesa desta última técnica é feita baseada no fato de que absorção de correntes senoidais levaria a uma melhoria da forma de onda da tensão. Isto é verdade, mas também ocorre com o método de se emular uma carga resistiva para a fonte CA, com a vantagem, em relação ao primeiro, de ser mais imune às ressonâncias.

Na figura 2.2 pode ser visto o resultado simulado de ambos os métodos discutidos acima. A fonte de entrada possui uma 5ª harmônica com 1% de amplitude da fundamental. O indutor (2mH) e o capacitor (140uF) foram calculados de maneira a produzir uma ressonância em 300Hz (5ª harmônica). Podemos observar que, quando temos uma carga resistiva, praticamente não se observa o efeito dessa harmônica sobre o circuito, devido ao amortecimento introduzido pela carga. Quando forçamos a carga a consumir somente uma componente senoidal da corrente na freqüência fundamental, observa-se nitidamente o efeito da 5ª harmônica na distorção do sinal de tensão na entrada da carga.

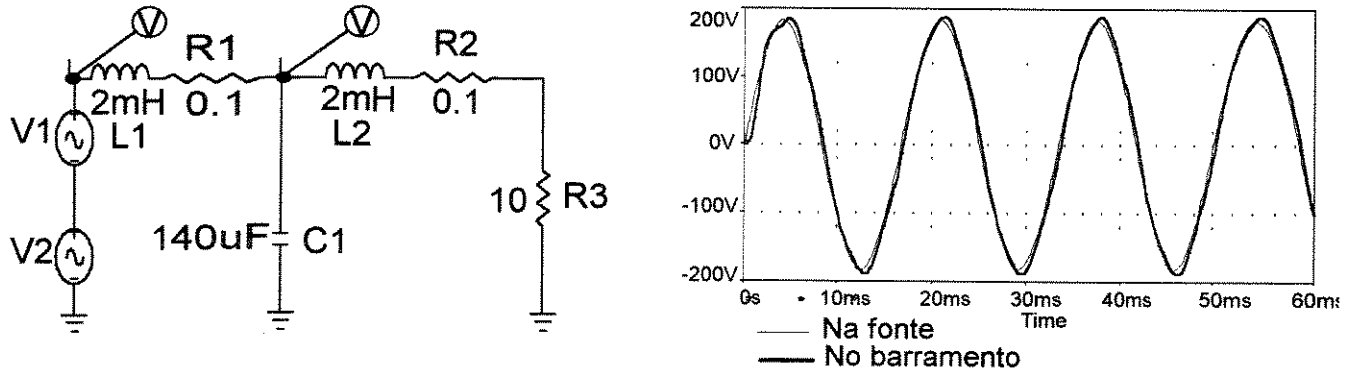


Fig.2.2A Resultados simulados mostrando o efeito sobre a tensão quando a carga é resistiva.

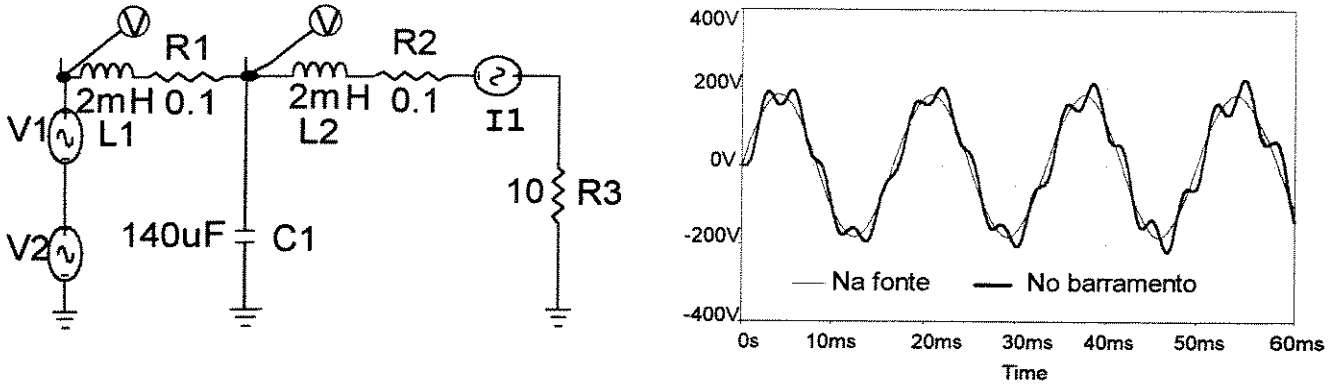


Fig.2.2B Resultados simulados mostrando o efeito sobre a tensão quando existe uma carga consumindo somente corrente senoidal.

2.1.3. - Tipo de inversor utilizado

Conforme se vê pela figura 2.1, o inversor utilizado na implementação do F.A.M.P. consiste de um inversor monofásico em ponte H, utilizando 4 chaves bidirecionais em corrente formados por I.G.B.T.'s e por diodos em antiparalelos, tendo o mesmo a função de converter a tensão CC em CA, com freqüência, forma e amplitude determinados pelo sinal advindo do controle. Esse tipo de conversor é conhecido como inversor com acúmulo capacitivo, podendo o mesmo ser implementado também como inversor com acúmulo indutivo. Os inversores com acúmulo indutivo, utilizados nos trabalhos iniciais

de compensação de reativos e correção de fator de potência [28] [29], tem como elemento armazenador e fornecedor de energia um indutor. Apresentam como vantagem o fato de ter saída em corrente, que lhes permite sintetizar uma forma qualquer de corrente, mesmo em malha aberta. Em contrapartida, possuem maiores perdas devido à resistência do indutor e ao fato de haver 4 semicondutores no caminho da corrente, dado o uso de diodos em série com cada transistor da ponte, para proteção das chaves semicondutoras. Já os inversores com acúmulo capacitivo possuem como fonte de energia um capacitor que tem como função fornecer para o inversor uma tensão contínua constante, mesmo quando da ocorrência de transitórios no sistema. Sua principal vantagem é o fato de possuir menores perdas de condução [3].

No caso específico de F.A.M.P., todos os trabalhos pesquisados apontam para o uso de inversores com acúmulo capacitivo [2] [3] [27], com controle no modo corrente, sendo esta a topologia empregada neste trabalho.

O inversor gera em sua saída um sinal de tensão modulado em largura de pulso, em dois níveis. Esse sinal de tensão é convertido em corrente através da diferença da tensão aplicada sobre os indutores presentes no filtro passivo de saída. Pela realimentação da corrente da rede, consegue-se ajustar a tensão de saída do inversor, de modo a se produzir a corrente desejada para o correto funcionamento do F.A.M.P. A corrente que é então injetada no sistema pelo filtro será dada por:

$$i_{con}(t) = i_L(t) - i_s(t) \tag{1}$$

onde

- $i_{con}(t)$ é a corrente fornecida pelo filtro
- $i_L(t)$ é a corrente consumida pela carga

➢ $i_S(t)$ é a corrente fornecida pela rede CA.

2.1.4 - Técnicas de modulação

Em F.A.M.P., o controle da corrente usualmente é feito utilizando-se modulação por largura de pulso ou modulação por limites de corrente (histerese) [30]. Outra possibilidade é o controle por modos deslizantes [3] [26].

A modulação por largura de pulsos (M.L.P.) é obtida pela comparação de um sinal de controle com uma onda triangular (chamada portadora) cuja freqüência determina o chaveamento dos interruptores do inversor. Essa técnica é bastante empregada [2] [27] em F.A.M.P., devido à sua simplicidade de implementação.

Modulação por limites de corrente (histerese), como sugere o nome, trabalha com limites máximos e mínimos de corrente. O funcionamento se baseia na comparação de um sinal de referência com o sinal realimentado. As vantagens da M.L.C. são sua robustez (insensibilidade à variação de parâmetros) e resposta instantânea, ou seja, a corrente sintetizada está sempre acompanhando a referência. Além do mais, pode apresentar perdas de chaveamento menores se comparado à M.L.P. [24], pois a comutação ocorre quando há violação dos limites máximos e mínimos estabelecidos, podendo produzir assim uma freqüência de chaveamento média inferior à da M.L.P. Como desvantagem apresenta freqüência variável, o que traz dificuldades para se projetar o filtro de saída para o inversor. Existem técnicas para se contornar tal problema através da modulação da janela de histerese [31] que, no entanto, exigem um circuito de controle muito sofisticado.

O controle por modos deslizantes também vem sendo empregado em F.A.M.P. [3] [26]. Tal método apresenta as propriedades do controle por histerese aplicadas a sistemas multivariáveis. Sua principal vantagem é sua robustez (insensibilidade à variação de parâmetros), além de boa resposta dinâmica e fácil implementação.

2.1.5 - Freqüência de chaveamento

Utilizando M.L.P., a mínima freqüência de chaveamento é determinada considerando a ordem do maior harmônico que se deseja eliminar através da filtragem ativa.

Teoricamente, é possível fazer com que o inversor sintetize todos os harmônicos de que necessita a carga, fazendo com que seja drenada da rede somente a componente ativa de corrente.

Para se conseguir reproduzir um sinal, através do uso de técnicas de chaveamento, teoricamente é necessário que a freqüência de amostragem do sinal seja no mínimo o dobro da freqüência do sinal que se deseja recuperar após a filtragem. Na prática, são adotados valores no mínimo 5 vezes a freqüência desse, objetivando, com isso, reduzir o valor dos elementos de filtragem. No entanto, para se eliminar o ruído audível é desejável que essa freqüência seja maior que 20kHz. O fato de ser necessário estabelecer um limite superior para a freqüência de chaveamento, se deve às perdas, que aumentam junto com o aumento da freqüência de chaveamento. Portanto:

$$F_{ch.} \geq 5 \cdot f_{h_{max.}} \tag{2}$$

onde

- $F_{ch.}$ é a mínima freqüência de chaveamento do inversor

➢ $f_{h_{max.}}$ representa a freqüência do maior harmônico que se deseja sintetizar.

2.1.6 - Controle

Existem várias maneiras de se implementar o controle de um F.A.M.P. conforme pode ser visto em [2] [3] [4] [26] [27]. A empregada neste trabalho está baseada na técnica do balanço de potência, conforme mostrado no esquema geral da figura 2.1.

Para a implementação desse sistema são necessárias três realimentações: a tensão da rede, a tensão CC do capacitor e a corrente drenada da fonte CA. A tensão da rede é usada como referência para forma de onda que se deseja obter da corrente drenada da fonte após a filtragem ativa, conforme discutido anteriormente. A tensão CC do capacitor que alimenta o filtro é utilizada para fornecer informações sobre o balanço de potência do sistema. A corrente da rede realimentada é usada para fornecer informações ao circuito de controle sobre a forma, amplitude e fase da mesma.

A tensão CC realimentada do capacitor passa por um filtro passa - baixas, que tem como objetivo reduzir sua ondulação, advinda do chaveamento do inversor e da retificação feita pelos diodos presentes em antiparalelo com as chaves. Logo a seguir, este sinal é subtraído de um valor de referência. Esta diferença é introduzida em um compensador do tipo P.I. que tem como objetivo zerar o sinal de erro advindo da comparação anterior. A tensão de saída do compensador P.I. indica a amplitude desejada para corrente drenada da rede. Este sinal CC, juntamente com a realimentação da tensão da rede são introduzidos em um multiplicador analógico, produzindo assim um sinal que é a corrente de referência $i_s(t)^*$ desejada. A fim de se garantir que a corrente fornecida

pela fonte siga a referência $i_s(t)^*$, é necessário realimentar a corrente da rede $i_s(t)$. Faz-se a subtração dos sinais e o sinal de erro resultante, introduzido em um outro compensador, sendo esse do tipo *proporcional* e que tem por função gerar um sinal $v_M(t)$ dado por:

$$v_M(t) = K \cdot [i_s(t)^* - i_s(t)] \tag{3}$$

onde

- K é o ganho proporcional
- $i_s(t)^*$ é a corrente de referência
- $i_s(t)$ é a corrente realimentada.

Este sinal $v_M(t)$ será comparado com uma onda triangular simétrica (em 20kHz), gerando o sinal M.L.P. que comandará as chaves do inversor.

Análise do compensador proporcional gerador do sinal $v_M(t)$

O objetivo desse compensador é produzir um sinal de saída $v_M(t)$ que será comparado com a portadora, originando o sinal M.L.P. Assumindo que no circuito eletrônico não existe saturação, a relação entre a tensão instantânea de saída do conversor e a tensão $v_M(t)$, é dada por [32]:

$$\frac{v_{con}(t)}{v_M(t)} = \frac{V_C}{V_{tri}} \tag{4}$$

onde

- V_C é a tensão média no capacitor
- V_{tri} a amplitude da portadora triangular

- $v_{con}(t)$ tensão de saída do inversor
- $v_M(t)$ amplitude do sinal modulante.

A corrente de saída filtrada do F.A.M.P. será, então, dada por:

$$I_{con}(s) = \frac{1}{Z_{eq.}(s)} \cdot (V_{con}(s) - V_s(s)) \tag{5}$$

onde

- $I_{con}(s)$ é a corrente de saída do F.A.M.P., já filtrada
- $Z_{eq.}(s)$ é a impedância equivalente do filtro passivo de saída
- $V_s(s)$ é a tensão instantânea da rede
- $V_{con}(s)$ é a tensão instantânea de saída do inversor.

Portanto, baseado nas equações (1) e (5), o sistema pode ser modelado, no domínio da freqüência, da seguinte forma:

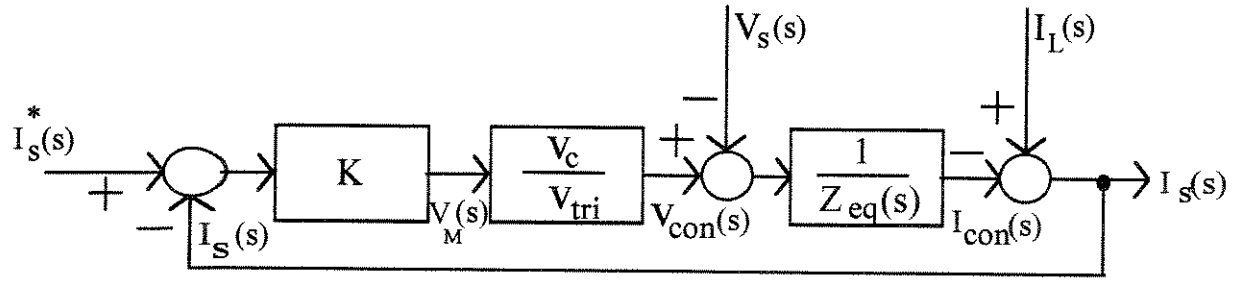


Fig.2.3 Modelo da parte de potência do F.A.M.P. com controle de corrente.

onde

- $V_S(s)$ é a tensão da rede no domínio da freqüência
- $I_L(s)$ é a corrente da carga no domínio da freqüência
- $I^*_S(s)$ é a corrente de referência no domínio da freqüência
- $I_S(s)$ é a corrente drenada da rede CA no domínio da freqüência

➢ $Z_{eq}(s)$ é a impedância do filtro de saída no domínio da freqüência.

A função de transferência entre a corrente de referência $I_s(s)^*$ e a corrente drenada da rede $I_s(s)$, desprezando-se as influências de $V_S(s)$ e $I_L(s)$, é dada por:

$$\frac{I_S(s)}{I_S{}^*(s)} = \frac{K \cdot V_c}{K \cdot V_c - V_{tri} \cdot Z_{eq}(s)} \tag{6}$$

Da equação (6) nota-se que o erro de corrente será minimizado para valores elevados de K, ou ainda para um filtro de saída com mínima impedância.

Observa-se na figura 2.3 que existem duas grandezas que afetam a corrente absorvida da rede, que são $I_L(s)$ e $V_S(s)$, a relação de $I_S(s)$ e $I_L(s)$, desprezando-se as influências de $V_S(s)$ e $I^*_S(s)$, é:

$$\frac{I_S(s)}{I_L(s)} = \frac{V_{tri} \cdot Z_{eq}(s)}{V_{tri} \cdot Z_{eq}(s) - K \cdot V_c} \tag{7}$$

Da equação (7) tem-se que a insensibilidade do sistema frente a variações na carga é decorrente do uso de filtros com mínima impedância e também valores elevados de ganho K.

E a relação de $I_S(s)$ e $V_S(s)$, desconsiderando $I_L(s)$ e $I^*_S(s)$, será dada por:

$$\frac{I_S(s)}{V_S(s)} = \frac{V_{tri}}{Z_{eq}(s) \cdot V_{tri} - K \cdot V_c} \tag{8}$$

Finalmente, da equação (8) observa-se que, sendo a impedância Z_{eq} suficientemente baixa, a corrente da rede tem a mesma forma da tensão.

Assim, as equações que relacionam $I_S(s)$ com $I^*_S(s)$, $I_L(s)$ e $V_S(s)$ ficaram em função de $Z_{eq}(s)$, a qual deve ser determinada após a escolha do filtro passivo a ser utilizado no F.A.M.P.

2.1.7 - Elemento armazenador de energia.

Convencionalmente, os filtros não ativos utilizam elementos passivos (capacitor e indutor) para compensação de energia reativa e filtragem de harmônicos. Essa técnica, geralmente, leva a elementos reativos grandes [2]. No entanto, o mesmo objetivo pode ser alcançado com o uso de pequenos elementos passivos armazenadores de energia através da filtragem ativa. O elemento responsável pelo fornecimento de energia em um filtro ativo com inversor fonte de tensão é um capacitor, sendo pois chamado de filtro ativo de potência com acúmulo capacitivo.

Conforme mencionado anteriormente, o F.A.M.P. empregado neste trabalho é do tipo com acúmulo capacitivo. Existem dois fatores importantes que afetam a estabilidade da tensão CC do capacitor de alimentação do filtro [27]. A primeira é a quantidade de potência reativa de que necessita a carga, a segunda é o desbalanço transitório da potência ativa entre rede e carga. Para se ter um bom funcionamento do F.A.M.P., deve-se evitar que hajam flutuações de tensão muito fortes no capacitor. Este requisito poderá ser atingido através do correto dimensionamento do circuito de controle, responsável por manter a tensão no barramento CC em um valor previamente ajustado, e também escolhendo-se o valor da capacitância do filtro de maneira adequada. A seguir são abordados os dois fatores que influenciam a tensão CC do capacitor.

2.1.7.1 - O efeito da potência reativa sobre a tensão do capacitor

Suponha-se que, em regime permanente e sob condições normais de operação do

filtro ativo, após a filtragem, a tensão e a corrente da rede possam ser consideradas como:

$$v_s(t) = V_P \cdot \text{sen}(\omega.t) \tag{9}$$

$$i_s(t) = I_P \cdot \text{sen}(\omega.t) \tag{10}$$

A potência instantânea fornecida pela rede será dada por:

$$p_s(t) = v_s(t) \cdot i_s(t) \tag{11}$$

$$= \frac{1}{2} V_P \cdot I_P - \frac{1}{2} V_P \cdot I_P \cdot \cos(2 \cdot \omega.t) \tag{12}$$

$$= P_s + \tilde{p}_s(t) \tag{13}$$

onde

- P_S é a componente CC da potência fornecida pela rede e corresponde à potência ativa
- $\tilde{p}_s$(t) é a componente alternada da potência fornecida pela rede.

Supondo carga não linear, a mesma drenará uma corrente da rede que contém a componente fundamental e harmônicos. Portanto, i_L(t) pode ser representada por:

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega.t + \theta_n) \tag{14}$$

Então, a potência absorvida por esta carga será dada por [4]:

$$p_L(t) = v_S(t) \cdot i_L(t) \tag{15}$$

$$p_L(t) = I_1 \cdot V_P \cdot \text{sen}^2 \omega.t \cdot \cos\theta_1 +$$

$$+ I_1 \cdot V_P \cdot \text{sen}\omega.t \cdot \cos\omega.t \cdot \text{sen}\theta_1 +$$

$$+ \sum_{n=2}^{\infty}[V_P \cdot \operatorname{sen}\omega.t \cdot I_n \cdot \operatorname{sen}(n \cdot \omega.t + \theta_n)] \quad (16)$$

A primeira parcela da equação (16) corresponde à potência ativa fornecida pela rede à carga, sendo a segunda, a potência reativa e a terceira, a potência harmônica.

Similarmente ao exposto para a potência fornecida pela rede, a potência absorvida pela carga pode ser decomposta em uma parcela CC (P_L) e outra alternada ($\tilde{p}_L(t)$). Idealmente toda potência reativa e harmônica deve ser fornecida pelo filtro ativo, sendo a energia equivalente advinda do capacitor. A potência instantânea que circula pelo filtro ativo é dada por:

$$p_c(t) = p_s(t) - p_L(t) \quad (17)$$

que também possui parcelas CC e alternada, ou seja:

$$p_c(t) = P_s + \tilde{p}_s(t) - P_L - \tilde{p}_L(t). \quad (18)$$

A equação (18) pode ser representada por:

$$p_c(t) = P_c + \tilde{p}_c(t) \quad (19)$$

onde

- $p_c(t)$ é o valor instantâneo da potência fornecida ou recebida pelo F.A.M.P.

Os valores médios de $\tilde{p}_s(t)$ e $\tilde{p}_L(t)$ durante um ciclo da rede são nulos [2], e estes não afetam o valor médio da tensão do capacitor. No entanto, estas mesmas componentes produzem a flutuação de tensão. Assim, a tensão do capacitor pode ser representada pela seguinte equação:

$$v_{cap}(t) = V_{cap} + \tilde{v}_{cap}(t) \quad (20)$$

onde

- $v_{cap}(t)$ é a tensão instantânea no capacitor

- V_{cap} é o nível médio da tensão no capacitor
- $\tilde{v}_{cap}(t)$ é a parcela alternada da tensão no mesmo.

Já a corrente que circula pelo F.A.M.P. pode ser subdividida em 3 parcelas [2]:

$$i_{cap}(t) = I_{cap} + \tilde{i}_{cap}(t) + \breve{i}_{cap}(t) \tag{21}$$

onde

- I_{cap} é o valor médio da corrente
- $\tilde{i}_{cap}(t)$ é a componente de baixa freqüência devido à corrente da carga
- $\breve{i}_{cap}(t)$ é a componente de alta freqüência devido ao chaveamento do inversor.

Com o propósito de simplificar a análise da flutuação de tensão sobre o capacitor que alimenta o filtro, são feitas as seguintes considerações:

a) Devido à alta freqüência de chaveamento do inversor, a flutuação de tensão decorrente da parcela $\breve{i}_{cap}(t)$ pode ser negligenciada.

b) Em regime permanente, a flutuação de tensão no capacitor é muito pequena se comparada com a tensão média presente no mesmo.

c) São desprezadas as perdas no inversor.

Portanto, face às considerações feitas conclui-se que, em regime permanente:

$$P_s = P_L \tag{22}$$

Ou seja, a potência ativa média fornecida pela rede CA é toda consumida pela carga. Isto implica em que o F.A.M.P. não fornece potência ativa nessa situação fazendo com que a componente I_{cap} na equação (21) seja nula. Assim, nessas condições, a tensão média do capacitor deve permanecer constante.

Devido ao exposto, e à equação (22), pode-se reescrever a equação (18) da seguinte maneira:

$$p_c(t) = \tilde{p}_s(t) - \tilde{p}_L(t) = \tilde{p}_c(t) \tag{23}$$

Da equação (23) conclui-se que somente há circulação pelo F.A.M.P. da diferença das potências oscilantes fornecida pela rede e a consumida pela carga, podendo esta diferença ser chamada de fluxo de potência reativa no sistema [27]. Assim, ficará a cargo da rede CA suprir a potência ativa demandada pela carga e ao F.A.M.P. caberá fornecer a potência não ativa requerida pela mesma. Portanto, pode-se considerar o capacitor que alimenta o filtro como o elemento responsável pelo armazenamento e fornecimento dessa potência.

Embora a tensão média no capacitor seja constante, a flutuação de tensão nesse elemento não pode ser evitada devido ao fluxo de potência não ativa $\tilde{p}_c(t)$, que é representado por [2] [27]:

$$\tilde{p}_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} P_n \cdot \cos(n\omega.t + \phi_n) \tag{24}$$

onde

- P_n representa o valor de pico da potência não ativa em função da ordem harmônica.

Contudo, a potência instantânea $\tilde{p}_c(t)$ recebida pelo F.A.M.P. deve ser igual à de saída, ou seja [2]:

$$\tilde{p}_c(t) = v_{cap.}(t) \cdot i_{cap.}(t) \tag{25}$$

Considerando que, I_{cap} é zero, $\tilde{i}_{cap}(t)$ pode ser negligenciada e $\tilde{v}_{cap}(t)$ é muito

pequena quando comparada com V_{cap}, permite obter-se a componente da corrente de baixa freqüência devido à carga através seguinte expressão:

$$\tilde{i}_{cap.}(t) \approx \frac{\tilde{p}_c(t)}{V_{cap.}} \tag{26}$$

Portanto, a flutuação de tensão no capacitor pode ser obtida de [2],

$$\tilde{v}_{cap.}(t) = \frac{1}{C} \cdot \int \tilde{i}_{cap.}(t) \cdot dt \tag{27}$$

$$\tilde{v}_{cap.}(t) \approx \frac{1}{C \cdot V_{cap.}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{P_n}{n \cdot \omega} \cdot \operatorname{sen}(n \cdot \omega . t + \phi_n) \right) \tag{28}$$

onde

- C é o valor da capacitância utilizado no F.A.M.P.

Desta maneira, da equação (28) verifica-se que a flutuação de tensão no capacitor depende da ordem e da magnitude das componentes da potência não ativa $\tilde{p}_c(t)$ que circula pelo filtro ativo, da tensão CC e da capacitância. Quando a potência do F.A.M.P. é elevada, ou a corrente da carga a ser compensada contém sub-harmônicas, uma capacitância elevada é necessária para manter a flutuação de tensão no capacitor em níveis que não prejudiquem o correto funcionamento do filtro. Em outras palavras, o valor do capacitor que alimenta o filtro ativo depende da potência do filtro e do tipo da carga.

2.1.7.2 - Efeito do desbalanço de potência ativa sobre a tensão do capacitor

Outro fator capaz de levar à alteração da tensão do capacitor é o transitório de carga, que leva o filtro a ter que fornecer ou absorver o excedente de energia ativa

que levará a uma maior distorção do sinal filtrado.

Mostra-se na figura 3.4 os resultados simulados para os mesmos filtros vistos no anexo III, com a diferença que os mesmos não estão "casados", notar as mudanças que existem nos gráficos de módulo e de fase da tensão de saída, quando comparados aos filtros "casados".

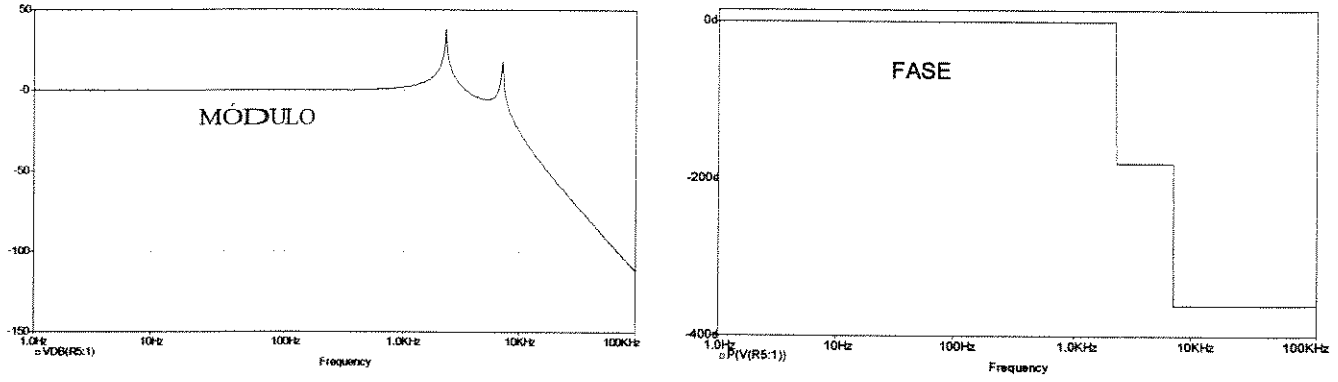


Figura 3.4 A) Resultados de simulação para filtro Butterworth 4ª ordem não "casado".

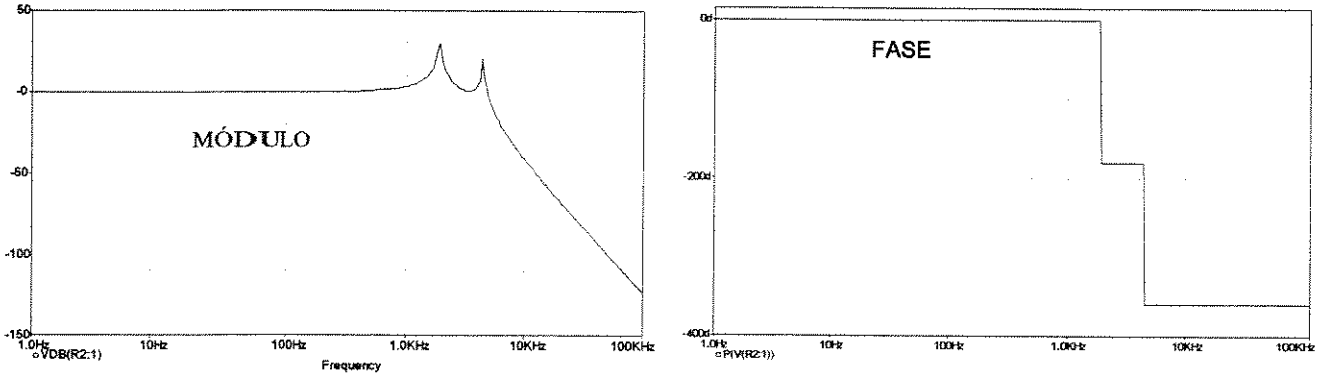


Figura 3.4 B) Resultados de simulação para filtro Chebyshev 4ª ordem não "casado".

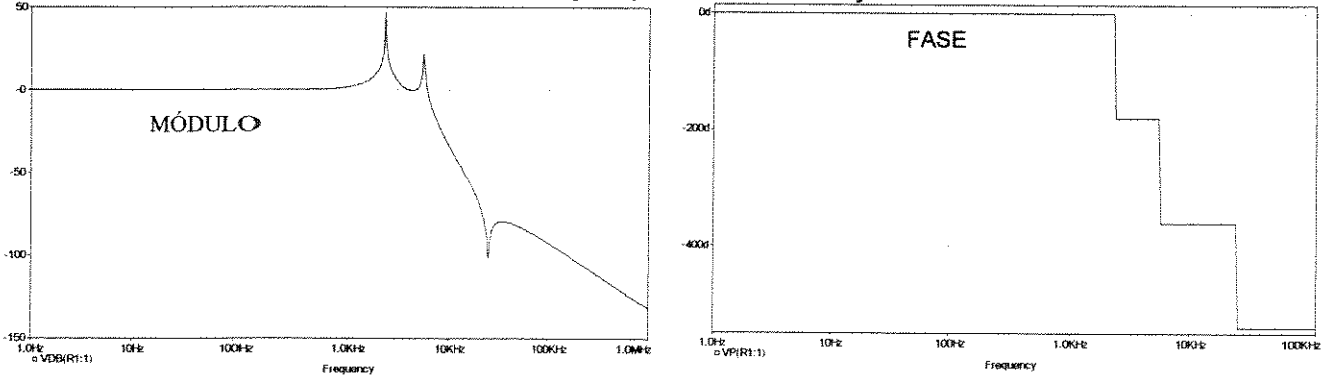


Figura 3.4 C) Resultados de simulação para filtro Cauer-Chebyshev 4ª ordem não "casado".

existente entre a rede e a carga. Ao contrário do caso anterior, onde se tinha flutuação de tensão devido à circulação de energia não ativa pelo sistema, mas não existia variação do nível médio da tensão do capacitor, esta absorção ou entrega de energia ativa se traduz como alteração do valor médio da tensão do capacitor.

Supondo, após a compensação, que a corrente seja perfeitamente senoidal e considerando-se a figura 2.3 e a equação (1), obtém-se uma expressão para a potência ativa que flui pelo sistema como [27]:

$$\frac{1}{2}V_S \cdot I_S = P_L - P_c \tag{29}$$

onde

- P_c é a potência ativa média absorvida ou fornecida pelo F.A.M.P.

Supondo que o sistema esteja em regime permanente, ou seja, $P_s = P_L$ e portanto P_c igual a zero na equação (29), aplica-se uma variação de carga, o que faz com que se possa rescrever a equação (29) da seguinte maneira:

$$\frac{1}{2}V_S \cdot (I_S + \Delta i_S(t)) = -\Delta p_c(t) + \Delta p_L(t) + P_L \tag{30}$$

Subtraindo (29) de (30) chega-se a uma expressão para o termo de variação da potência instantânea do filtro ativo.

$$\Delta p_c(t) = \Delta p_L(t) - \frac{1}{2} \cdot V_S \cdot \Delta i_S(t) \tag{31}$$

Como $\Delta p_c(t)$ não é igual a zero em transitórios de carga, a tensão média no capacitor, nessas condições, pode se representada por:

$$\frac{1}{2}C \cdot (V_{cap} + \Delta v_{cap}(t))^2 - \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{cap}{}^2 = -\int \Delta p_c(t) d(t) \tag{32}$$

Como a amplitude de $\Delta v_c(t)$ é muito menor que de V_c, por simplificação de (32) e passando para o domínio da freqüência chega-se a seguinte expressão que relaciona a variação entre a tensão e a potência no capacitor [27]:

$$\frac{\Delta V_{cap}(s)}{\Delta P_c(s)} = \frac{-1}{C \cdot V_{cap}(s)} \tag{33}$$

Conforme a equação (33), a variação na tensão nos terminais do capacitor é inversamente proporcional ao valor da capacitância e à sua tensão média.

Se for considerado que o F.A.M.P. possui perdas de chaveamento, e que o capacitor apresenta fuga de energia, conclui-se [4] que para manter a tensão do capacitor em um valor estabilizado, é necessário que a rede forneça um pequena parcela de potência ativa para suprir essas perdas. Portanto, uma equação que relaciona a variação da tensão no capacitor com as perdas [2] é dada por:

$$\Delta V_{cap} = \left[\frac{(V_s \cdot I_s - V_s \cdot I_1 \cdot \cos\theta_1 - 2 \cdot P_{perdas}) \cdot \Delta t}{C} \right]^{1/2} \tag{34}$$

onde

- I_1 é a componente fundamental da corrente drenada da rede.

Desta forma, através de (34) conclui-se que uma outra maneira de se controlar a variação da tensão no capacitor é ajustando a amplitude da corrente absorvida da rede, tarefa executada pelo circuito de controle que escalona a corrente de referência $i_s(t)^*$ em função da tensão realimentada do capacitor.

2.1.8 - Conclusão

Neste capítulo mostrou-se o esquemático do F.A.M.P. implementado. As vantagens da técnica de filtragem que busca consumir da rede uma corrente que siga a forma de onda da tensão sobre a técnica de se drenar uma corrente senoidal. O método de controle utilizado, bem como a influência do efeito da potência reativa e ativa sobre a tensão do capacitor que alimenta o filtro ativo.

Conclui-se desse capítulo que a malha de controle bem como o filtro passivo de saída devem ser bem dimensionados, para que se possa garantir a estabilidade e o correto funcionamento do F.A.M.P.

CAPÍTULO 3

3.1 - Estudo do filtro passivo de saída e da malha de controle

3.1.1 Introdução

Como mencionado no capítulo anterior, o F.A.M.P. com acúmulo capacitivo produz em sua saída um sinal de tensão sintetizado pelo inversor. Como o objetivo do sistema é filtrar os harmônicos de corrente presentes na rede, necessita-se de um elemento que seja capaz de converter esse sinal de tensão em corrente. Os trabalhos sobre F.A.M.P. [2] [3] [4] [27] utilizam para essa finalidade um indutor, que também tem a função de reduzir a ondulação de alta freqüência produzida pelo chaveamento.

Este capítulo tem por objetivo abordar os seguintes assuntos:

a) A função do filtro passivo de saída

b) Os níveis de interferência eletromagnética (IEM) conduzida

c) Topologias de filtros

d) Método para o dimensionamento dos elementos que compõem o filtro passivo.

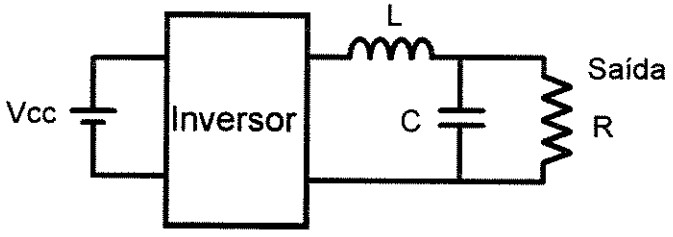
3.2 - Função do filtro de saída

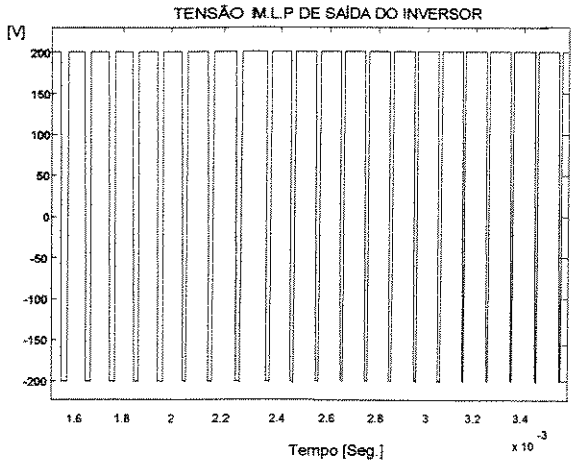
Para o correto funcionamento do F.A.M.P., faz-se necessário o uso de um circuito indutivo, tendo a função de converter a diferença de tensão entre a rede e a saída do inversor em corrente e, ao mesmo tempo, atenuar a ondulação devido ao chaveamento. Como já foi dito, freqüentemente utiliza-se somente uma indutância para atender a esses requisitos. No entanto, levando-se em consideração a freqüência de chaveamento e a potência do F.A.M.P., utilizar somente um filtro de 1ª ordem pode conduzir a valores de indutância elevados, o que acarreta maior queda de tensão e menores taxas de variação da corrente na saída do filtro, prejudicando a sua capacidade de responder a transitórios de carga.

Para melhorar o desempenho da filtragem sem que seja necessário aumentar o valor da indutância, o que geralmente é feito é introduzir um capacitor, que tem por finalidade criar um caminho para a circulação das componentes de alta freqüência, dificultando com isto que as mesmas fluam para a rede. Esse elemento passivo adicional altera a topologia do filtro de saída, elevando-se a ordem do mesmo, passando a uma taxa de atenuação máxima de 40dB/déc. (correspondente a um filtro de 2ª ordem). Supõe-se aqui que a rede apresente uma característica indutiva de valor relativamente elevado e não seja uma fonte ideal de tensão. Se esta taxa de atenuação não for suficiente para que se atendam às especificações de IEM conduzida, a solução é adicionar mais estágios "LC" em cascata a fim de se conseguir uma melhor filtragem da corrente sintetizada pelo filtro ativo.

Portanto, a função desse filtro passivo é converter a diferença de tensão em corrente e, ao mesmo tempo, atenuar de maneira satisfatória a sua ondulação. Para

exemplificar, é mostrado na figura 3.1 uma simulação na qual foi utilizado um inversor monofásico com uma fonte de tensão CC de alimentação e, à sua saída, um filtro passivo de 2ª ordem com freqüência de corte (f_C) de 1kHz e uma carga resistiva. O inversor opera com uma freqüência de chaveamento de 4kHz, e a freqüência do sinal que se deseja sintetizar na saída é de 60Hz. Nessa situação o filtro proporciona uma atenuação de 24dB para a freqüência de 4kHz. Além do circuito, vê-se um detalhe da forma de onda da tensão (M.L.P.) de dois níveis sintetizada pelo inversor, bem como o sinal de corrente sobre a carga.





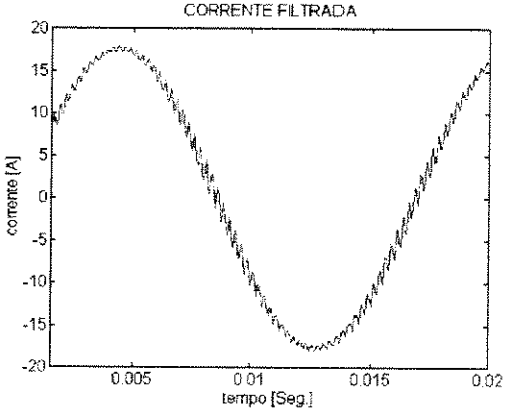


Figura 3.1 Resultados simulados mostrando sinais antes (detalhe) e após o filtro "LC".

Com relação à atenuação da ondulação da corrente de saída do F.A.M.P., ela se faz necessária para que que outras cargas conectadas a mesma rede de alimentação não venham a ter problemas de mal funcionamento devido à IEM provocada pela

corrente produzida pelo filtro ativo. Em princípio a ondulação da corrente deve ter um nível tal que atenda a alguma das normas internacionais existentes sobre IEM (ver anexo II).

No Brasil, a adoção de normas específicas sobre este assunto está em discussão, seguindo-se, em princípio, as normas **CISPR.**

Estas normas, além dos limites de sinal irradiado e conduzido, determinam os métodos de medida [33], os equipamentos de teste e classificam os produtos a serem testados em função de suas características próprias e do local onde devem ser utilizados. Os limites mais severos referem-se a produtos utilizados em ambientes domésticos (classe B), o que significa que são alimentados por uma rede na qual existem usuários que não são indústrias ou estabelecimentos comerciais. Ambientes industriais e comerciais tem seus equipamentos incluídos na chamada classe A.

Para a medição de IEM conduzida, utiliza-se uma impedância (LISN - Line Impedance Stabilization Network) colocada entre a rede e o equipamento sob teste, cujo esquema é mostrado na figura 3.2. A indutância em série evita que o ruído produzido pelo equipamento flua para a rede, sendo direcionado para a resistência de 1kΩ, sobre a qual é feita a medição (com um analisador de espectro com impedância de entrada de 50Ω) Os ruídos que por ventura venham através da rede são desviados pelo capacitor de 1uF, não afetando a medição.

Esta impedância de linha pode ser utilizada na faixa entre 150kHz e 30MHz que é a banda normatizada pela CISPR [23]. A faixa entre 10kHz e 30MHz é abrangida pela norma VDE [34]. Nesta faixa inferior a LISN é implementada com circuito e componentes diferentes dos exibidos na figura 3.2.

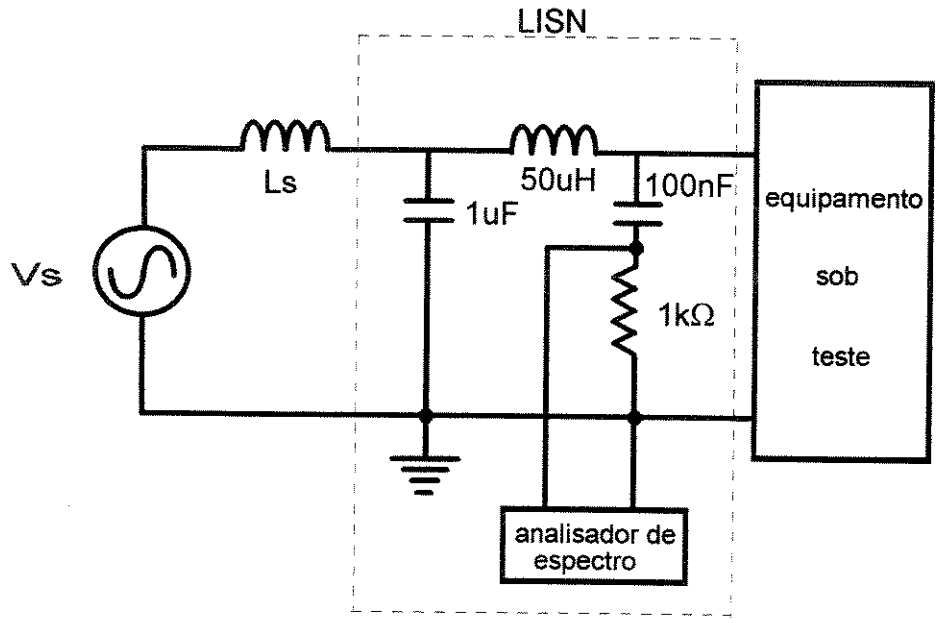


Figura 3.2 Esquema para medição da IEM conduzida utilizando LISN.

O ambiente de medida é composto basicamente por um plano terra sobre o qual é colocada a LISN. Acima deste plano, e isolado dele, coloca-se o equipamento a ser testado. A figura 3.3 mostra estes limites para a norma CISPR 11.

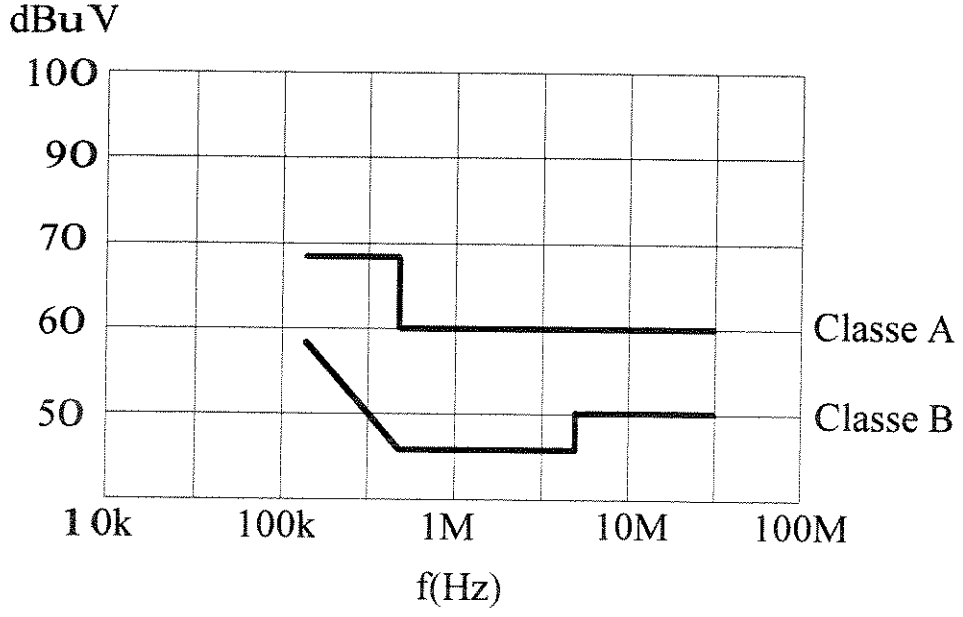


Figura 3.3 Limites IEM conduzida de acordo com a CISPR 11.

3.3 - Topologias de filtros

Para aplicação em F.A.M.P., o filtro de saída deve apresentar as seguintes características:

a) Ser um filtro passa-baixas com resposta plana na faixa de passagem até o harmônico de maior ordem que se deseja compensar;

b) Deverá ser capaz de prover atenuação suficiente para freqüências acima de 150kHz até 30MHz (banda normatizada pela CISPR);

c) O filtro não deverá provocar instabilidades no sistema, tais como ressonâncias;

d) O filtro de saída deverá apresentar mínima impedância, conforme já discutido no item 2.1.6 do capítulo 2.

Assim, em primeiro lugar, deve-se escolher uma topologia de filtro passa-baixas com resposta plana na faixa de passagem. Existem uma variedade muito grande de tipos de filtros passivos, dentre os quais cabe destacar os tipos *Chebyshev, Cauer-Chebyshev e Butterworth* (ver anexo III).

Esses três tipos de filtros só apresentam as características mostradas no anexo III quando são "casados", ou seja, quando os mesmos possuem a resistência de saída igual a sua impedância característica Z_0. Tal fato é muito difícil de ocorrer na prática, principalmente no caso de F.A.M.P., que é colocado em paralelo com a rede CA, a qual possui uma impedância que varia de valor conforme o ponto de acoplamento. Como conseqüência disso, surgem importantes alterações tanto no módulo como na fase desses filtros. Com relação ao módulo cabe destacar os picos que aparecem, ocasionados pelas ressonâncias. Já para a fase, ocorrem mudanças bruscas na mesma,

Assim, conforme se vê pela figura 3.4, devido a ser praticamente impossível que a rede apresente como impedância o mesmo valor da impedância característica do filtro passivo, as respostas desses filtros apresentarão ganhos elevados para as freqüências de ressonância. O aumento do ganho em tais situações é problemático devido à potencial condução do sistema global à instabilidade quando operado em malha fechada.

Portanto, devido às dificuldades de se determinar a impedância da rede a qual o filtro ativo será conectado, torna-se inviável o uso dos filtros descritos no anexo III, pois esses filtros só tem funcionamento correto quando "casados", o que é praticamente impossível de se conseguir, pelas razões anteriormente expostas.

No presente trabalho, a característica mais desejada para o filtro passivo é que o mesmo tenha uma resposta plana até a freqüência de corte com o mínimo atraso de fase. Isso conduz a estruturas do tipo passa-baixas com componente "L" (série) e "C" (derivação) em cascata.

3.3.1 - O uso de amortecimento

Para se evitar que as ressonâncias venham a prejudicar o funcionamento do circuito, uma solução seria introduzir amortecimento no filtro de saída.

Antes de falar de circuitos amortecidos, deve-se definir o fator "Q", muito utilizado quando se lida com filtros.

O fator "Q", foi inicialmente empregado para se medir a qualidade de bobinas (daí o nome de fator de qualidade [36]) onde o mesmo era definido como sendo a relação entre a reatância da bobina e a resistência do enrolamento. Posteriormente, o fator "Q" passou a ser utilizado em filtros de uma maneira geral (com o nome de fator de

seletividade), sendo uma grandeza adimensional que serve para medir a "amplitude" da ressonância [35], sendo, pois, definido como:

$$Q = \frac{\text{Freqüência de ressonância}}{\text{Largura de faixa}} \tag{35}$$

onde

- Largura de faixa é definida como a gama de freqüência na qual o módulo da função de transferência é pelo menos 0,707 vezes seu valor máximo.

Esse fator, também pode ser definido em função dos parâmetros do circuito, que para um circuito RLC série vale [36]:

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L}{R} \tag{36}$$

O controle do fator "Q" é muito importante no projeto de filtros de potência, sendo desejado que o mesmo possua valor baixo a fim de não amplificar as eventuais componentes harmônicas na freqüência de ressonância.

A característica mais importante de "Q" é a sua relação com a taxa de atenuação do filtro. Um filtro com "Q" elevado significa um filtro com taxa de atenuação elevada, e um filtro com baixo "Q" um filtro com baixa taxa de atenuação [34].

O inverso do fator "Q" é definido como sendo o valor do amortecimento de um filtro [34]. Portanto, quanto menor o valor desse fator mais amortecido é o circuito, mas em compensação menor é sua taxa de atenuação.

Na figura 3.5 é mostrada a influência do amortecimento em um filtro contendo ressonâncias. Conforme se observa por essa figura, ao se introduzir amortecimento no circuito houve a eliminação total das ressonâncias, com o inconveniente de ter diminuído sua taxa de atenuação.

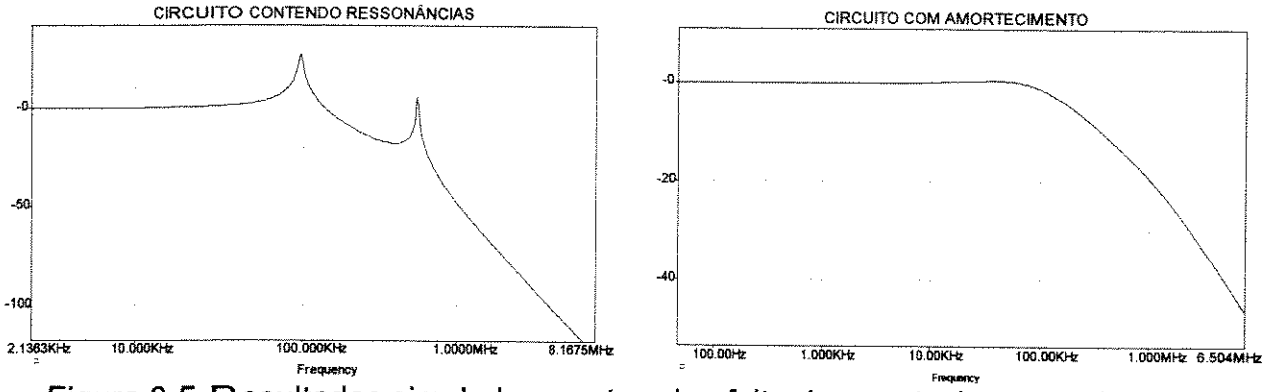


Figura 3.5 Resultados simulados mostrando efeito do amortecimento sobre o filtro.

Existem diversas maneiras de se utilizar o amortecimento em um circuito passivo, cada qual apresentando suas vantagens e desvantagens, principalmente do ponto de vista das perdas de energia ativa. A figura 3.6 exibe algumas das possibilidades de introdução de resistência de amortecimento no filtro passa-baixas [37].

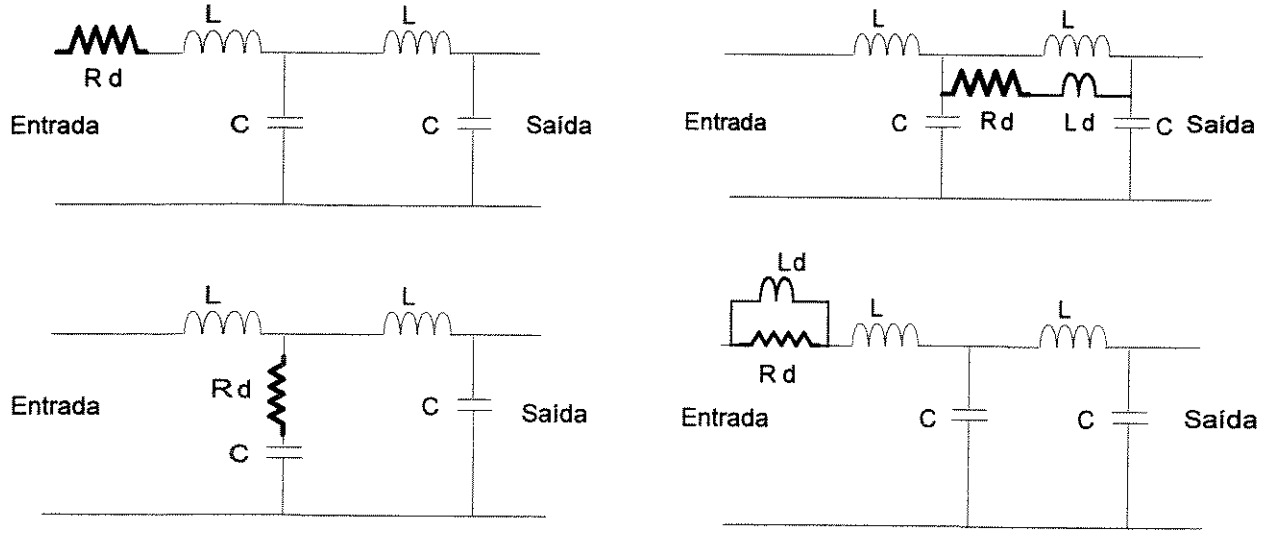


Figura 3.6 Exemplos de topologias possíveis para filtros amortecidos.

A desvantagem do uso de amortecimento, como já mencionado, está no fato do mesmo alterar a taxa de atenuação e aumentar as perdas. Cada resistor colocado, leva o filtro a se comportar, em alta freqüência, como um filtro de ordem "n-1", o que obriga a ter que trabalhar com filtros de ordem mais elevada, para manter uma dada atenuação.

Para o caso específico de aplicação em F.A.M.P. a introdução de amortecimento

em seu filtro de saída leva a um aumento nas perdas. Se tais perdas forem excessivas, elas podem inviabilizar a capacidade do filtro ativo de controlar a energia armazenada no capacitor e manter sua tensão acima do valor de pico da tensão da rede necessária para seu correto funcionamento [26]. Portanto, para essa aplicação deve-se encontrar uma maneira de amortecer o efeito das ressonâncias sem dissipar potência, o que praticamente descarta o uso de resistências como elementos amortecedores no filtro passivo.

Um elemento que produz amortecimento é a própria carga alimentada. Quanto maior a corrente drenada por essa carga, maior será o amortecimento introduzido no sistema. Em situações de baixa carga, no entanto, o sistema pode tornar-se instável.

Uma outra possibilidade de amortecimento, com baixa dissipação de potência, é fazer uso do amortecimento ativo, ou seja, um circuito eletrônico que seria colocado em série com o filtro passivo atenuando o "Q" do mesmo mas dissipando pouca energia, como mostrado em [38]. Esta solução, no entanto, não parece muito adequada para potências mais elevadas. Assim, o amortecimento presente no sistema deve provir basicamente da carga. O sistema de controle, por sua vez, deve garantir estabilidade ao F.A.M.P. mesmo em situações de mínima carga.

3.4 - Considerações a respeito do projeto do filtro de saída e do sistema de controle.

Para o dimensionamento do filtro de saída é desejável que se conheçam alguns dados [39]:

a) Atenuação necessária;

b) Impedância da rede CA;

c) Impedância de saída do filtro ativo;

d) Freqüência de corte do filtro;

e) Topologia do filtro;

f) Estratégia de controle.

O primeiro caso (letra "a") é imposto pelas normas de IEM conduzida. Estas normas, como dito anteriormente, estabelecem limites para o ruído de alta freqüência introduzido na rede CA.

Já os itens citados nas letras "b" e "c" tratam da interação que ocorre entre o F.A.M.P. e a rede CA, podendo acarretar instabilidades no sistema bem como degradação da performance do filtro. Face à impossibilidade de se saber antecipadamente valores precisos da impedância da rede, que depende do lugar onde o equipamento será instalado, optou-se por compensar estas instabilidades através da malha de controle, como será mostrado posteriormente.

Os itens "d" e "e" indicam a necessidade de se estabelecer a freqüência de corte e a topologia a ser utilizada para se avaliar a performance em malha fechada do F.A.M.P.

Neste item será feita uma análise sobre alguns desses dados, sendo descrita uma maneira para o dimensionamento dos elementos que compõem o filtro passivo de saída. Também analisa-se a estabilidade de um sistema contendo um filtro previamente calculado.

3.4.1 - Atenuação necessária

Como o objetivo é atender às especificações da norma CISPR para nível máximo de ruído introduzido na rede, mostrar-se neste item qual a atenuação que a corrente de saída deverá ter, ou seja, o nível máximo IEM que pode ser atingido, com o filtro ativo em funcionamento.

Para iniciar, considera-se a situação de funcionamento do F.A.M.P. que se traduz como a pior possível, do ponto de vista da ondulação de corrente. Esta situação ocorre quando se tem a tensão de alimentação do filtro em seu valor máximo de operação e a tensão da rede passando por zero. Para obter a ondulação de corrente na saída, deve-se levar em consideração a faixa de abrangência da norma CISPR que é estabelecida entre 150kHz e 30MHz. Isto equivale a dizer, de uma maneira conservativa, que deve-se avaliar o nível de IEM para a 7ª harmônica (140kHz), para uma freqüência de chaveamento de 20kHz.

Portanto, considerando o sinal de saída do inversor como sendo uma onda quadrada em dois níveis, e fazendo-se a decomposição por série de Fourier, obtém-se o valor de 38V(eficazes) para a 7ª harmônica, considerando-se 300V como a tensão máxima no barramento CC do capacitor. Esta componente está presente entre os 2 condutores de saída do filtro. Como a medida é simétrica em relação ao terra, tem-se o valor de 19V(eficazes) entre fase-terra. Isto produz um nível de ruído de 145dBuV através da impedância de entrada da LISN (50Ω). A norma CISPR 11 (ver figura 3.3) classe B, prescreve que o nível máximo aceitável é 55dBuV de queda de tensão média em uma impedância padrão LISN. Então, a atenuação que 7ª harmônica de corrente

deverá ter será de, no mínimo, 90dB, ou seja, o filtro deverá atenuar a componente em 140kHz em, no mínimo, 90dB.

3.4.2 - Escolha da freqüência de corte do filtro

Em princípio, a freqüência de corte do filtro de saída deve ser escolhida levando-se em consideração a ordem do maior harmônico a ser eliminado pelo F.A.M.P., que se situa na 50ª harmônica da rede. Assim, deve-se estabelecer a f_c do filtro passivo em um valor tal que permita deixar passar as componentes harmônicas sintetizadas pelo inversor. O filtro passivo não deve apresentar ressonâncias dentro desta faixa de passagem.

Na figura 3.7 mostra-se o resultado simulado de um exemplo de corrente de compensação fornecida pelo filtro ativo e o espectro da mesma.

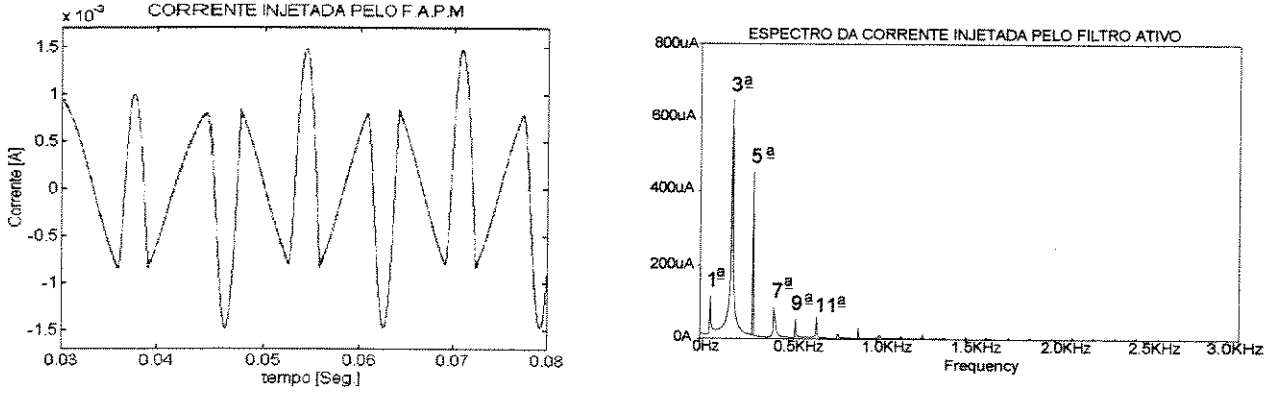


Figura 3.7 Corrente injetada pelo filtro ativo e seu correspondente espectro.

O requisito principal que se deseja do filtro de saída é que o mesmo produza atenuação suficiente para que sejam atendidas as normas de IEM conduzida. Como já mencionado, o mesmo não deve possuir amortecimento. Uma outra característica que deve-se buscar é a redução da ordem e o tamanho individual dos componentes que

compõem o filtro, visando minimizar custos e o espaço ocupado pelo mesmo. Se o objetivo for reduzir o tamanho individual de cada componente, deve-se trabalhar com freqüência de chaveamento e de corte elevadas, ou subir a ordem do filtro [34]. No entanto, o fato da freqüência de chaveamento ser elevada implica em maiores perdas no inversor, caso não seja empregada nenhuma técnica de comutação não dissipativa.

Portanto, a escolha do filtro adequado depende de vários fatores envolvidos, devendo-se estudar cada caso individualmente e avaliar qual a melhor opção a ser adotada. Este trabalho não teve por objetivo buscar uma topologia para o filtro passivo que atendesse a todos esses requisitos, mas sim a de se encontrar uma que cumprisse as exigências de atenuação mínima desejada e que, obviamente, garantisse a operação estável do sistema.

3.4.3 - Determinação dos elementos que compõem o filtro passivo de saída

O dimensionamento dos elementos do filtro de saída não é uma tarefa simples, principalmente quando a ordem do filtro é superior a 2. Existem diversos trabalhos [39 - 41] que buscam fazer o dimensionamento desses elementos levando-se em consideração aplicações em conversores CC e pré-reguladores de fator de potência. Para o caso de aplicação em F.A.M.P., até agora não foi proposto um método para o dimensionamento desses elementos.

Descreve-se a seguir uma maneira para o cálculo dos elementos que compõem o filtro de saída, salientando-se que não se trata de um método que busca atingir valores ótimos para os elementos, mas sim atender às especificações de IEM.

Primeiramente, são necessários alguns dados para que se possa iniciar o dimensionamento de tal filtro, que são:

a) Tipo de estrutura do filtro (no caso, células "LC" em cascata);

b) Atenuação necessária em uma determinada freqüência;

c) Faixa de passagem, ou seja, qual a freqüência de corte mínima;

d) Máxima corrente do inversor;

e) Tensão CC de alimentação do inversor.

De posse desses dados passa-se a calcular:

a) A freqüência de corte do filtro;

b) A expressão da impedância equivalente do filtro passivo, vista pelo inversor;

c) E finalmente os valores de "L" e "C".

Este método faz as seguintes considerações para que se possam calcular os valores de "L" e "C":

1ª) A impedância da rede CA, à qual o filtro se ligará, será considerada um circuito aberto para a alta freqüência;

2ª) Por facilidade, considera-se o produto $L \cdot C =$ constante;

3ª) O procedimento de cálculo procura identificar e posicionar a freqüência de ressonância de valor mais baixo (para filtros de ordem superior a 2), fazendo com que a mesma fique acima dos 3kHz, que é a faixa de operação do F.A.M.P.(esta faixa de operação foi estabelecida de acordo com [22], que prescreve que a filtragem deve ser feita até a 50ª harmônica de corrente) evitando-se com isso que o sinal sintetizado pelo filtro venha excitar ressonância no sistema, levando-o à instabilidade.

Para iniciar analisa-se um filtro de 4ª ordem, como mostrado na figura 3.8:

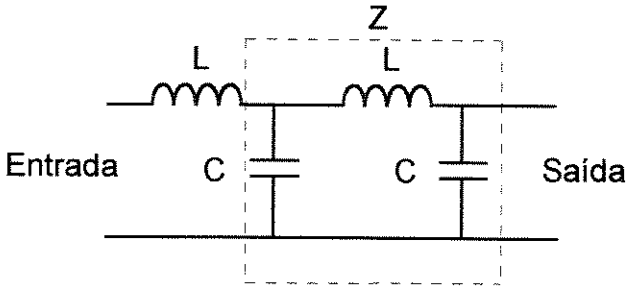


Figura.3.8 Filtro passivo de 4ª ordem.

Primeiramente deve-se calcular a impedância equivalente "Z" indicada na figura 3.8, que é dada pela seguinte equação:

$$Z(\omega) = \frac{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C}{(j \cdot \omega \cdot C) \cdot (2 - \omega^2 \cdot L \cdot C)} \tag{37}$$

onde

- ω é a freqüência angular dada em radianos por segundo.

Feito isso, o circuito resultante passa a ser formado por uma indutância "L" em série com a impedância "Z." Considere agora que essa impedância tenha característica capacitiva, e que portanto, existe uma freqüência angular ω_0 para a qual surge uma ressonância série entre os dois elementos. Fazendo-se a associação série entre "Z" e "L" resulta na seguinte equação:

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{\omega^4 \cdot (L \cdot C)^2 - 3 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C + 1}{(j \cdot \omega \cdot C) \cdot (2 - \omega^2 \cdot L \cdot C)} \tag{38}$$

Que na ressonância ($Z_{eq} = 0$) se transforma em:

$$\omega^4 \cdot (L \cdot C)^2 - 3 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C + 1 = 0 \tag{39}$$

Fazendo-se uma substituição de variáveis na equação acima, onde:

$$\omega^2 = X \tag{40}$$

Permite obter as raízes:

$$X_1 = \frac{0,382}{L \cdot C} \qquad X_2 = \frac{2,618}{L \cdot C} \tag{41}$$

Portanto, obtém-se para as freqüências de ressonância:

$$f_{1=0,618 \cdot f_0} \qquad f_{2=1,618 \cdot f_0} \tag{42}$$

onde

- $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ (freqüência de ressonância de uma célula "LC").

A relação que existe entre f_1, f_2 e f_0 é a seguinte:

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \tag{43}$$

Ou seja, a freqüência de ressonância de cada célula "LC" é a média geométrica das freqüências de ressonâncias laterais não amortecidas. Uma restrição importante é que as ressonâncias não podem coincidir com a freqüência de chaveamento e seus múltiplos inteiros.

Considerando-se as equações do filtro e que:

- A primeira ressonância do mesmo deve ficar acima dos 3kHz;
- Um filtro de 4ª ordem tem uma taxa de atenuação de 80dB/déc;
- Para se atender [23] necessita-se de uma atenuação de 90dB na freqüência de 140kHz.

Como a resposta de um filtro (em dB) ocorre em um sistema com escala logarítmica, deduz-se facilmente que a expressão para o cálculo da freqüência de corte de um filtro é dada por:

$$f_c = \frac{f_x}{10^{A1/A2}} \tag{44}$$

onde

- f_x é freqüência na qual a atenuação é especificada;
- A1= atenuação desejada;
- A2 = atenuação proporcionada pelo filtro.

Chega-se ao valor 10,5kHz para a freqüência de corte do filtro. assim, considerando-se (42) tem-se f_1 = 6,48kHz e f_2 = 16,9kHz.

Como a ressonância de freqüência mais baixa ocorre em um valor acima dos 3kHz estipulado, pode-se adotar esse valor de f_c, e passar ao passo seguinte, que consiste em se determinar os elementos que compõem o filtro.

Pela expressão de f_0 obtém-se a seguinte relação:

$$(L \cdot C) = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10{,}5kHz}\right)^2 \Rightarrow L \cdot C = 229{,}8 \cdot 10^{-12} \tag{45}$$

Outra limitação a ser imposta diz respeito à corrente de saída do inversor na freqüência de chaveamento, que deve ser limitada a um valor seguro, $I_{MAX.}$.

Conhecida a tensão do capacitor que alimenta o filtro (V_{CC}= 300V), estipula-se um valor máximo para a corrente em 20kHz, por exemplo 5A. Após isso, determina-se o módulo da impedância mínima vista pelo inversor nessa freqüência, que é dada pela seguinte relação:

$$|Z_{min.}| = \frac{4 \cdot V_{cc}}{\pi \cdot I_{max.}} \tag{46}$$

Substituindo-se os valores anteriormente adotados na expressão (46) chega-se ao

o valor de $Z_{min} = 76{,}39\Omega$.

Portanto, levando os valores de $Z_{min.}$ e "LC" na expressão (38) obtém-se o valor dos elementos que compõem o filtro passivo:

C= 209,8nF

L= 1,095mH

Mostra-se na figura 3.9, os resultados de simulação para o filtro com os valores calculados.

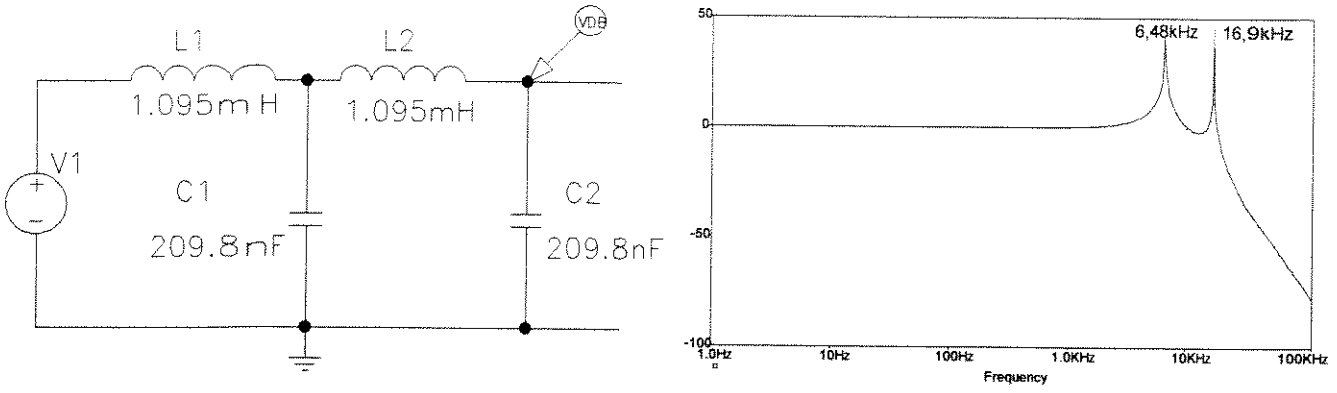


Figura.3.9 Resultados simulados para o filtro de 4ª ordem calculado.

Como já mencionado, um dos objetivos do filtro de saída é atender à norma CISPR, mas como a freqüência de chaveamento do inversor é de 20kHz, deve-se verificar a atenuação proporcionada por esse filtro nessa freqüência. A norma que a abrange é a VDE, que prescreve que, para essa freqüência, o nível máximo de IEM admitido é de 74dBuV para a classe B (equipamentos de uso doméstico) e 87dBuV para a classe A (equipamentos de uso industrial) [34]. Assim, calculando o valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída do inversor chega-se a um nível de ruído em 20kHz de 162dBuV. Portanto, esse filtro teria que atenuar aproximadamente 88dB para a classe B e 75dB para a classe A.

Analisa-se agora qual deveria ser a freqüência de corte para um filtro de 4ª ordem,

caso houvesse interesse em atender, também, a norma VDE.

Com a expressão (44) determina-se f_C para o filtro em questão:

a) Para se atenuar 88dB e atender a classe B da norma, a f_C do filtro deveria ser de 1,56kHz, que é inferior a mínima freqüência de corte estabelecida (3kHz).

b) Para que se possa atender a classe A, que requer uma atenuação de 75 dB em 20kHz, a f_C do filtro de saída deveria ser de 2,31kHz que também é inferior ao valor mínimo estipulado.

Com a freqüência de corte em 10,5kHz, a atenuação desse filtro para a componente de 140kHz será de 90dB e para a componente de 20kHz de 22,38dB.

Portanto, vê-se que um filtro de 4ª ordem, com a condição de freqüência de corte mínima, atende à norma CISPR 11 mas não atenderia à VDE.

Repete-se a seguir, os mesmos procedimentos de cálculos executados anteriormente, mas para um filtro de 6ª ordem. Isso é feito não com o objetivo de se atender a norma VDE, mas com a intenção de se conseguir uma atenuação maior na freqüência de chaveamento, para que se minimizem as interferências que essa possa vir a causar na malha de controle da corrente.

Para o cálculo dos componentes de um filtro de 6ª ordem, como mostrado na figura 3.10,. primeiramente deve-se obter a expressão de "Z" fazendo-se as devidas associações entre "L" e "C".

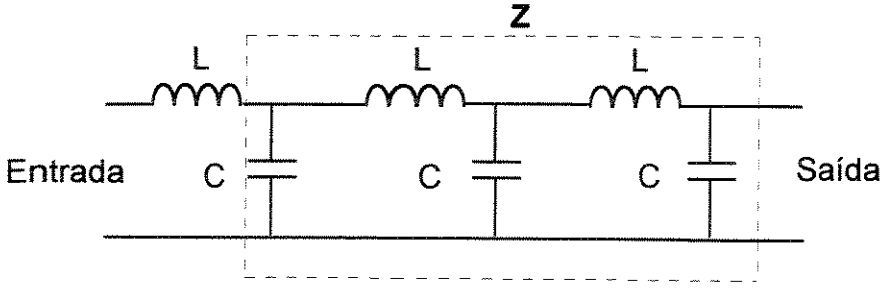


Figura.3.10 Filtro de 6ª ordem.

Com "Z" determinado, faz-se a associação deste com "L", o que permite obter a expressão da impedância equivalente vista pelo inversor:

$$Z_{eq.}(\omega) = \frac{\omega \cdot^{6} (L \cdot C)^3 - 5 \cdot \omega^4 \cdot (L \cdot C)^2 + 6 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C - 1}{(j \cdot \omega \cdot C) \cdot [3 - 4 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C + \omega^4 \cdot (L \cdot C)^2]} \quad (47)$$

Supondo que "Z" tenha característica capacitiva, simula-se a ocorrência de uma ressonância série entre "L" e "Z", que após substituição de variáveis, onde $\omega^2 = X$ e normalizando em relação ao produto LC, dá como equação:

$$X^3 - 5 \cdot X^2 + 6 \cdot X - 1 = 0 \quad (48)$$

A equação (48) acima tem como raízes:

$$X_1 = 0{,}198 \Rightarrow \omega_1 = 0{,}445 \cdot \omega_0 \quad (49)$$

$$X_2 = 1{,}55 \Rightarrow \omega_2 = 1{,}25 \cdot \omega_0 \quad (50)$$

$$X_3 = 3{,}25 \Rightarrow \omega_3 = 1{,}80 \cdot \omega_0 \quad (51)$$

Com as expressões das raízes do circuito determinadas, passa-se ao cálculo de f_C do filtro, e através da equação (44) obtém-se o valor de 24,9kHz. Como esse valor é superior à freqüência de chaveamento, deve-se adotar um valor menor para f_C e que ao mesmo tempo satisfaça à exigência de f_C mínima de 3kHz. Assim, o valor a ser adotado é o de 7kHz. Desta maneira, utilizando-se (49), (50), (51) obtém-se para as freqüências de ressonância desse filtro:

f_1 = 3,1kHz > 3kHz

f_2 = 8,75kHz > 3kHz

f_3 = 12,6kHz > 3kHz

De maneira análoga ao caso anterior, restringe-se a componente de corrente pelo filtro em 20kHz a 5A, obtendo-se um valor de $Z_{min} = 76{,}39\Omega$.

Pela expressão de f_0 chega-se a seguinte relação:

$$(L \cdot C) = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 7{,}0kHz}\right)^2 \Rightarrow L \cdot C = 516{,}9 \cdot 10^{-12} \qquad (52)$$

Substituindo-se o valor de Z_{min} e o valor de "LC" em (47), chega-se aos valores dos componentes:

C= 728,9nF

L= 709,2uH

Os resultados simulados para o filtro passivo de saída de 6ª ordem com os valores calculados podem ser vistos na figura 3.11:

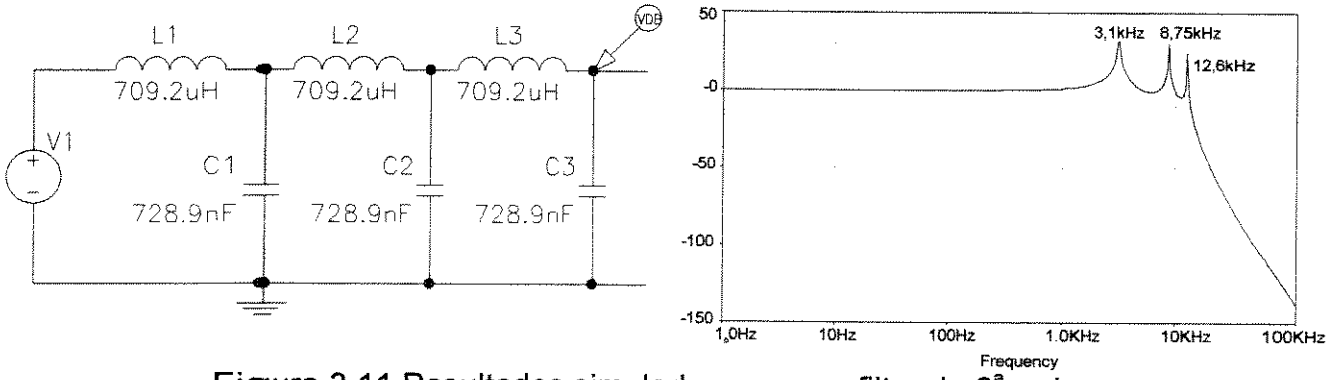


Figura.3.11 Resultados simulados para um filtro de 6ª ordem.

O passo seguinte é avaliar o nível de atenuação desse filtro para a freqüência de chaveamento, sendo esse o principal motivo da elevação da ordem do filtro de saída, pois para que se atendesse a norma CISPR, bastaria um filtro de 4ª ordem, como já mostrado anteriormente. Para verificar a taxa de atenuação em 20kHz, usaremos como referência os valores máximos estabelecidos pela norma VDE.

a) Para classe B a f_C deveria ser de 3,69kHz. Com esse valor, a 1ª ressonância do

filtro ocorreria em 1,64kHz, o que contraria f_C mínima.

b) Já para que se atendesse a classe A a freqüência de corte do filtro teria de ficar em 4,74kHz o que, de acordo com (49), faz com que a 1ª ressonância do filtro esteja em 2,1kHz, que também se situa abaixo do valor mínimo estipulado.

Desta forma, atenuação proporcionada por esse filtro em 20kHz, com f_C de 7,0kHz é de 54,7dB. Para a componente em 140kHz a atenuação é de 156dB.

Portanto, também não se conseguiria atender à norma VDE com um filtro de 6ª ordem, devendo-se refazer essa análise para um filtro de ordem superior. Como o objetivo desse trabalho é atender à norma CISPR, não houve interesse em ultrapassar essa ordem, pois esse filtro atende às especificações dessa norma e produz uma atenuação na componente de 20kHz superior à proporcionada por um filtro de 4ª ordem.

3.4.4 - Estratégias de controle para se evitar instabilidade

Como o filtro de saída está sujeito a ressonâncias, podendo levar o sistema à instabilidade, e considerando-se que não se pode fazer uso de resistores de amortecimento, por razões já citadas, resta como alternativa solucionar o problema através da malha de controle.

O fato do filtro passivo estar dentro da malha de controle indica que, em princípio, qualquer anomalia por ele introduzida (ressonâncias, defasagens etc.) pode ser corrigida pelo sistema, pois o objetivo é sempre ter uma corrente na rede que siga a forma de onda da tensão. Portanto, através da análise do sistema em malha aberta, é possível descobrir um ajuste que garanta a estabilidade do sistema em malha fechada.

A figura 3.12 mostra o modelo do sistema (F.A.M.P.).

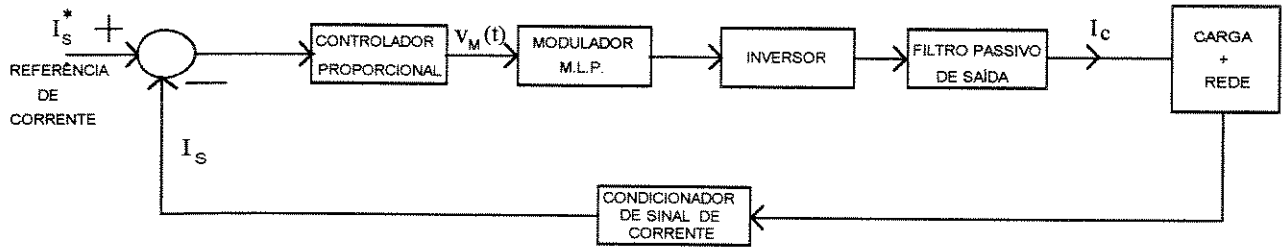


Figura 3.12 Malha de controle de corrente.

Como o objetivo é atenuar os efeitos das ressonância produzidas pelo filtro de saída, podemos observar pela figura 3.12 que o único bloco capaz de realizar esta tarefa é o bloco do condicionador de sinal de corrente.

3.4.4.1 – Condicionador de sinal de corrente

Este bloco tem um papel preponderante para o desempenho do F.A.M.P., pois sua função é amostrar a corrente drenada da rede, da maneira mais precisa possível até 3kHz, e garantir a estabilidade do sistema através da atenuação das componentes harmônicas que podem excitar as ressonâncias do filtro passivo.

Como o propósito é fazer a compensação em corrente até a 50ª harmônica [22], o que deve ser feito é escolher a freqüência de corte do filtro de saída acima desse valor, e fazer com que o condicionador de sinal de corrente atue como um filtro passa-baixas acima dessa freqüência, garantindo assim a estabilidade do sistema.

Na figura 3.13 vê-se o esquema de todo o sistema, empregado nas simulações visando o estudo dos diferentes circuitos de realimentação de corrente ("condicionador de sinal de corrente"). O filtro de saída utilizado é de 6ª ordem, cujos elementos possuem valores que foram dimensionados no item anterior.

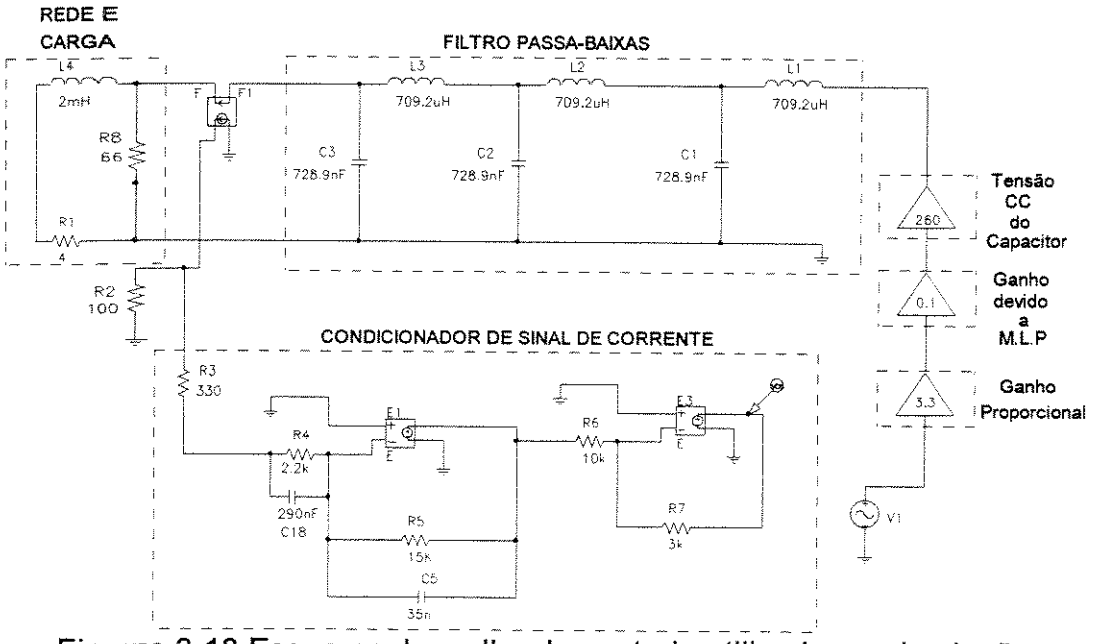


Figura 3.13 Esquema da malha de controle utilizada na simulação.

Em princípio, o circuito responsável pela atenuação das componentes de alta freqüência pode ser um filtro passa-baixas. Na figura 3.14 vêem-se os resultados de simulação utilizando-se como circuito condicionador de sinal um filtro passa-baixas com f_c em 2,5kHz.

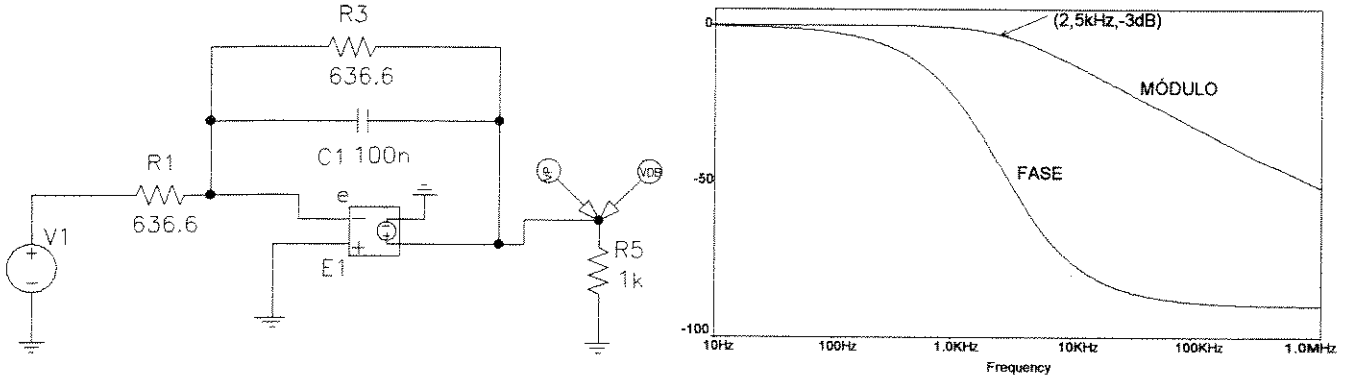


Figura 3.14 Circuito e gráficos de módulo e fase para um F.P.B.

Através do espectro da corrente injetada pelo F.A.M.P.(figura 3.7) vê-se que as componentes mais significativas vão até a 11ª harmônica (660Hz). Portanto, o circuito condicionador de sinal de corrente deverá deixar passar esse sinal com o mínimo atraso

de fase possível, e conforme se vê pela figura 3.14, o filtro passa-baixas introduz uma defasagem significativa nas componentes de freqüência mais elevada.

Para minimizar esse problema, foi utilizado um filtro passa-baixas alternativo que, pela introdução adequada de um zero na função de transferência permite reduzir o erro de fase em baixas freqüências.

A topologia de tal circuito é mostrada na figura 3.15. Utilizando-se um circuito como esse, que possui uma característica de avanço de fase, é possível compensar a defasagem que ocorre em baixa freqüência, sem alterar significativamente a freqüência de corte do FPB. Assim, conforme o ajuste do mesmo, é possível obter uma resposta de fase satisfatória, de modo a garantir uma boa filtragem da corrente da rede e ao mesmo tempo manter a estabilidade do sistema.

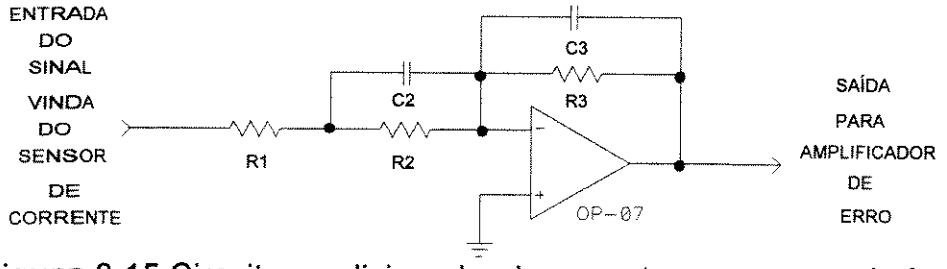


Figura 3.15 Circuito condicionador de corrente com avanço de fase.

Na figura 3.16 tem-se a resposta em freqüência para o circuito condicionador proposto.

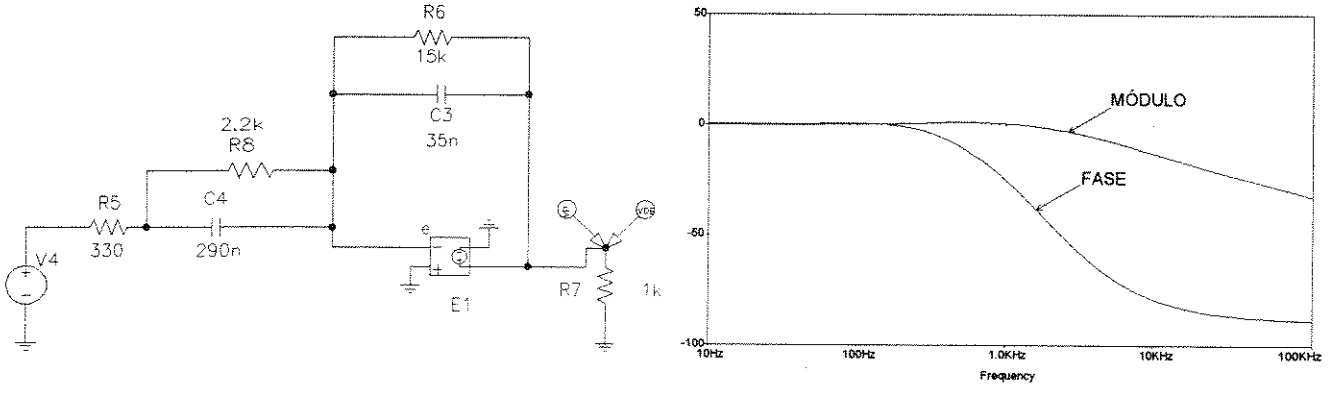


Figura 3.16 Circuito e gráficos de módulo e fase da tensão de saída para o condicionador proposto.

Mostra-se agora uma comparação, através de simulação, entre os dois circuitos, ou seja, entre o FPB comum e o condicionador com avanço de fase.

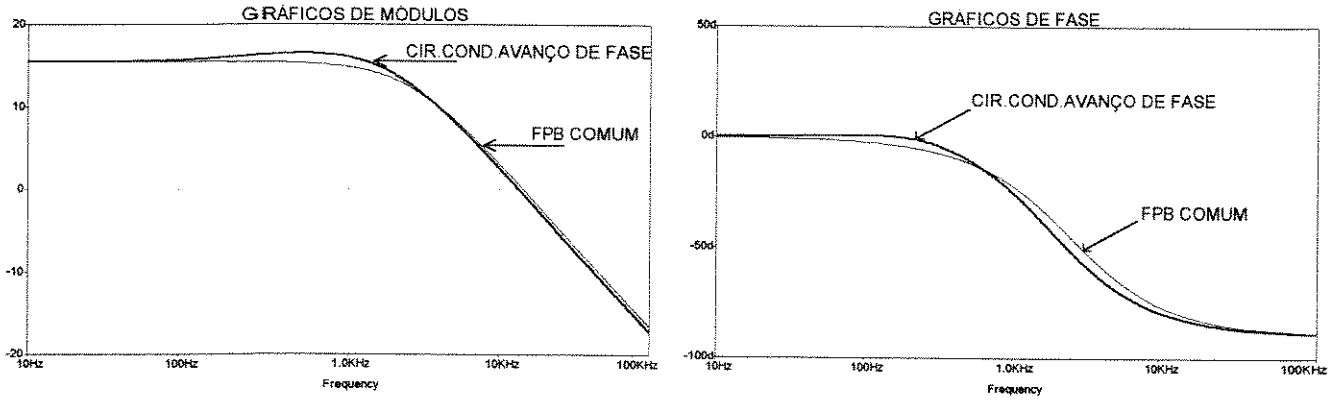


Figura 3.17 Gráficos de módulo e fase da tensão de saída para os circuitos FPB comum e com avanço de fase.

Conforme se vê pela figura 3.17, existe uma melhoria na fase proporcionada pelo circuito condicionador com avanço de fase quando comparado ao FPB comum. O preço a ser pago por essa melhoria é o pequeno ganho que o condicionador apresenta devido ao zero da função de transferência que é proporcionado pelo capacitor C_2 (ver figura 3.15). Esse ganho não trará problemas para o sistema, desde que ele esteja em freqüências inferiores à de ressonância do filtro de saída.

O circuito da figura 3.15 tem como função de transferência:

$$G(s) = -\frac{R3 \cdot (1 + s \cdot R2 \cdot C2)}{(1 + s \cdot R3 \cdot C3) \cdot (R1 + R2 + s \cdot R1 \cdot R2 \cdot C2)} \qquad (53)$$

Em freqüência nula (s=0) tem-se o ganho dado apenas pelos resistores:

$$G(0) = -\frac{R3}{R1 + R2} \qquad (54)$$

Para o correto funcionamento, deve-se ter a freqüência de atuação do par RC de entrada inferior ao da realimentação: R2.C2 > R3.C3. Em freqüências suficientemente baixas (s.R.C << 1), observa-se o efeito do zero na função de transferência, a qual é

aproximadamente dada por:

$$G(s) \cong -\frac{R3 \cdot (1 + s \cdot R2 \cdot C2)}{R1 + R2} \tag{55}$$

Supondo s.R1.R2.C2 < < R1+R2

Já para alta freqüência tem-se o ganho dado pela seguinte expressão:

$$G(s) = -\frac{1}{s \cdot R1 \cdot C3} \tag{56}$$

As expressões acima são úteis no dimensionamento do valor dos elementos que compõem o circuito condicionador com avanço de fase proposto.

Para finalizar, mostra-se a resposta global do sistema utilizando-se um circuito condicionador de sinal com avanço de fase. Observa-se que os picos devidos às ressonâncias estão abaixo do limite de 0dB por ação da característica de FPB da realimentação. Nota-se, pela medida de margem de ganho, a estabilidade global do sistema.

Na figura 3.18 está o resultado de simulação para o sistema mostrado na figura 3.13, mas com o circuito condicionador de sinal de corrente da figura 3.16.

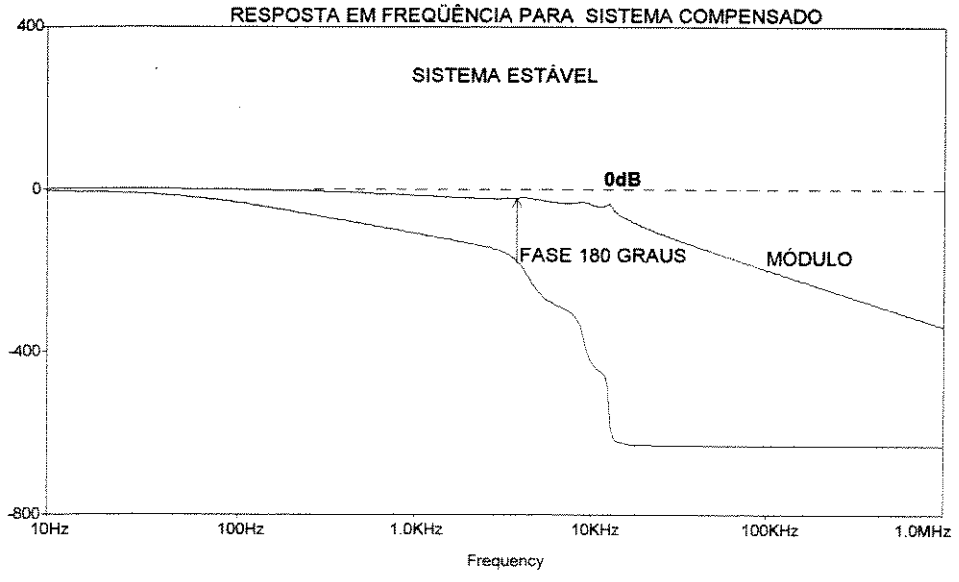


Figura 3.18 Gráfico de módulo e fase para o sistema usando o compensador proposto.

Portanto, através do correto ajuste da malha de controle do F.A.M.P. foi possível utilizar um filtro passivo na sua saída, procurando atender às especificações de IEM, sem a necessidade de se utilizar amortecimento passivo, pois suas ressonâncias são devidamente atenuadas através do circuito de realimentação de corrente. Assim, consegue-se uma maior eficiência do F.A.M.P., se comparada àquela que se obteria ao utilizar o amortecimento, mantendo a estabilidade do sistema.

O resultado mostrado na figura 3.18 foi obtido para o modelo do F.A.M.P. proposto na figura 3.13. Na prática, o circuito condicionador de sinal de corrente teve seus valores alterados, com relação aos da figura 3.16, em função dos valores dos elementos que compõem o filtro passivo de saída serem um pouco diferentes dos calculados.

3.5 - Conclusão

Neste capítulo mostrou-se a necessidade de se utilizar um filtro de saída no F.A.M.P. bem como o importância de que esse filtro não contenha amortecimento passivo. Foi apresentado uma técnica para o dimensionamento dos elementos que compõem o filtro de saída, visando atender à norma CISPR, e que também viesse a atenuar a componente da corrente em 20kHz oriunda do funcionamento do inversor, de modo a que essa não interferisse na malha de controle de corrente do filtro. Por fim, foi mostrado um circuito, chamado de condicionador de sinal de corrente, que atuando na realimentação de corrente, deixasse passar as freqüências desejadas com o menor atraso possível e atenuasse as críticas, obtendo-se dessa maneira um sistema estável, sem a necessidade de se utilizar resistores de amortecimento no filtro de saída.

CAPÍTULO 4

4.1 - Resultados experimentais

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais obtidos do protótipo operando em M.L.P. de dois níveis, a uma freqüência de chaveamento de 20kHz.

Utilizou-se um inversor monofásico, com acúmulo capacitivo, como pode ser visto na figura 2.1 do capítulo 2.

Os resultados aqui mostrados foram obtidos utilizando-se um filtro passivo de 6ª ordem conforme se vê na figura 4.1. Os valores dos elementos, e de suas respectivas resistências série, são dadas a seguir:

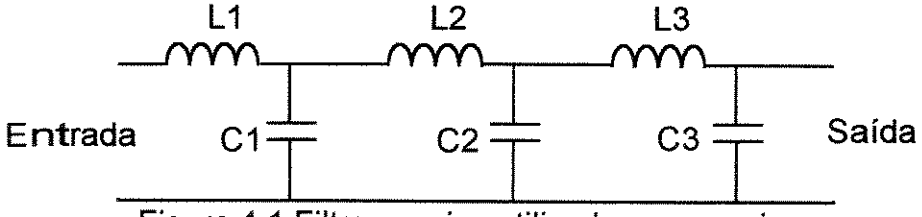


Figura 4.1 Filtro passivo utilizado nos ensaios.

L1 = 495uH	r = 59,67mΩ
C1 = 940nF	r = 708,43mΩ
L2 = 494uH	r = 95,0mΩ
C2 = 470nF	r = 1,58Ω
L3 = 1,3mH	r = 189,79mΩ
C3 = 150nF	r = 300mΩ

Os valores utilizados na célula "L1 C1" representam o produto LC determinado no item 3.4.3. As outras células tem valor inferior sendo seus elementos escolhidos em

Como conseqüência disso, para se obter uma boa filtragem da corrente, foi necessário um ajuste do circuito "condicionador de sinal de corrente" usando componentes diferentes do mostrado na figura 3.16.

Os valores empregados no ajuste do circuito "condicionador de sinal de corrente" para a configuração do filtro de saída mostrado na figura 4.1, são os seguintes:

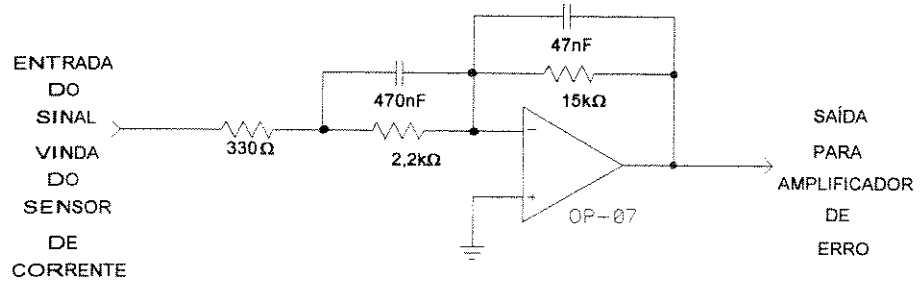


Figura 4.2 Valores utilizados no circuito "condicionador de sinal de corrente".

Utilizou-se como carga um circuito RLC e um retificador monofásico. Foram feitos teste com duas configurações de carga, sendo alterado o valor da indutância L, conforme dados a seguir:

1º) R= 66Ω, L= 1,405mH, C= 400uF

2º) R= 66Ω, L= 55,5mH, C= 400uF

Para circuito de realimentação de corrente utilizou-se um sensor Hall do tipo LA 50P fabricado por "LEM Modules" com relação de transformação de 1:1000. Para a medida da tensão do capacitor que alimenta o inversor foi utilizado um outro sensor Hall apropriado para medição de tensão, do tipo LV 100.

Os equipamentos utilizados nas medições foram:

Osciloscópio TEKTRONIX modelo TDS 460A

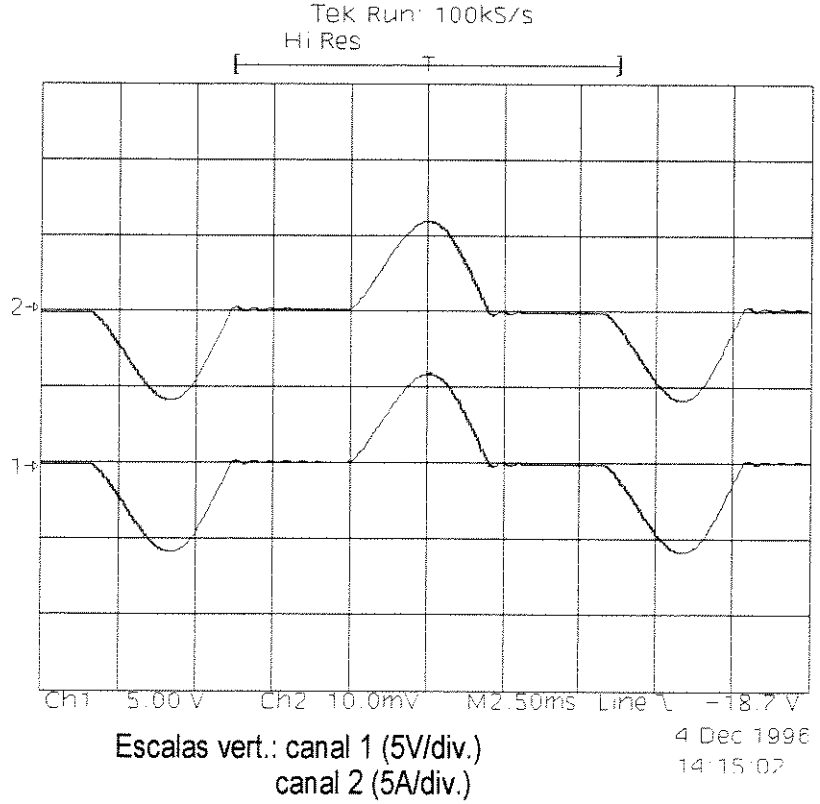
Medidor de corrente TEKTRONIX modelo AM 503B

Analisador de espectro modelo HP - 35660A

A seguir mostram-se os resultados obtidos com potência reduzida, permitindo

verificar o comportamento do sistema. No final desse capítulo são mostrados resultados com valores nominais, ou seja, com tensão de entrada de 110V (valor eficaz) e carga com potência de 400VA.

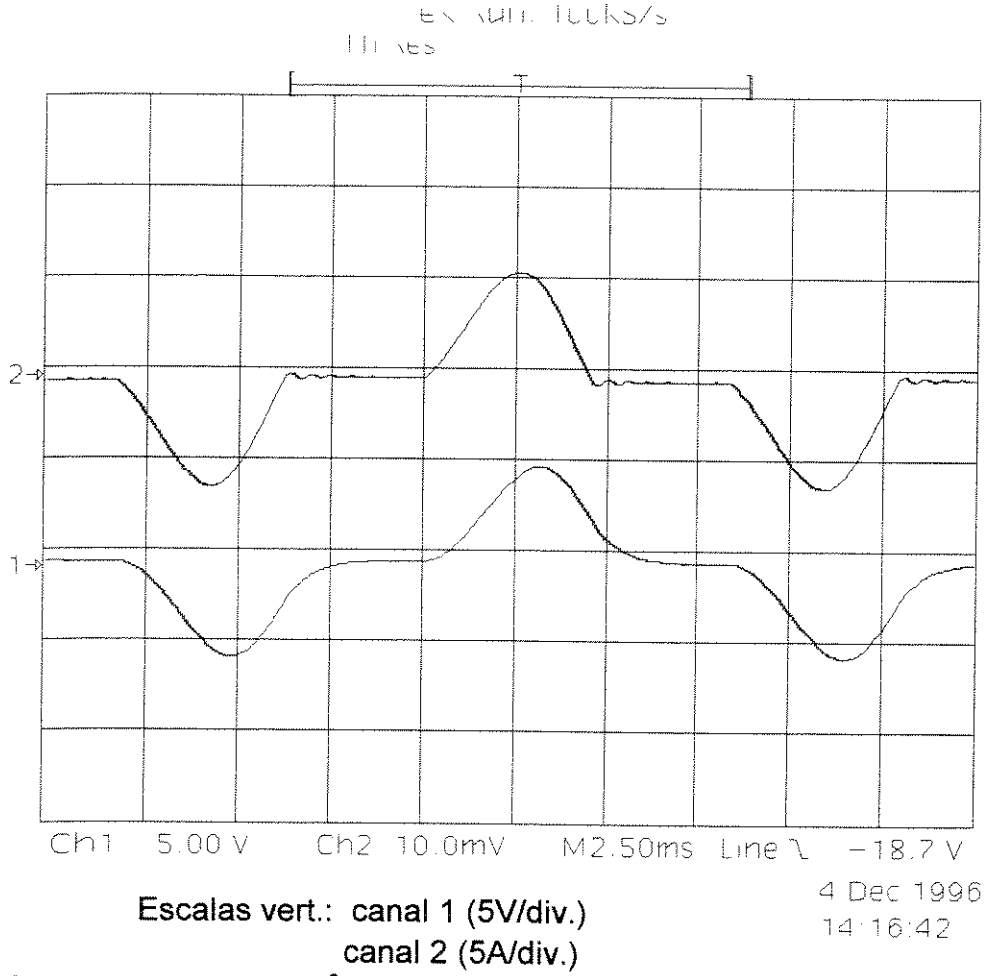
A figura.4.3 mostra a forma de onda da corrente drenada pela carga não linear e o sinal realimentado através do circuito "condicionador de sinal de corrente", estando o mesmo operando como um amplificador de ganho constante. Observa-se que os dois sinais são praticamente idênticos, mostrando ser esta uma configuração muito boa do ponto de vista de fidelidade de amostragem. No entanto, como esta topologia não atenua as componentes de alta freqüência, as ressonâncias do filtro de saída podem levar o sistema à instabilidade.



Escalas vert.: canal 1 (5V/div.)
canal 2 (5A/div.)

Figura 4.3 Formas de onda da corrente drenada pela carga (nº 2) e do sinal de corrente realimentado (nº 1) utilizando-se compensador do tipo proporcional.

Na figura 4.4 é mostrada uma situação semelhante à anterior, mas a configuração do circuito "condicionador de sinal de corrente" é do tipo filtro passa-baixas. Notar como o sinal de corrente realimentado não corresponde fielmente à corrente da carga, tendo suas componentes de alta freqüência atenuadas (bordas arredondadas). Também neste caso o comportamento do circuito não é o desejado, devido ao atraso de fase que tal configuração introduz mesmo nas componentes harmônicas de baixa ordem.

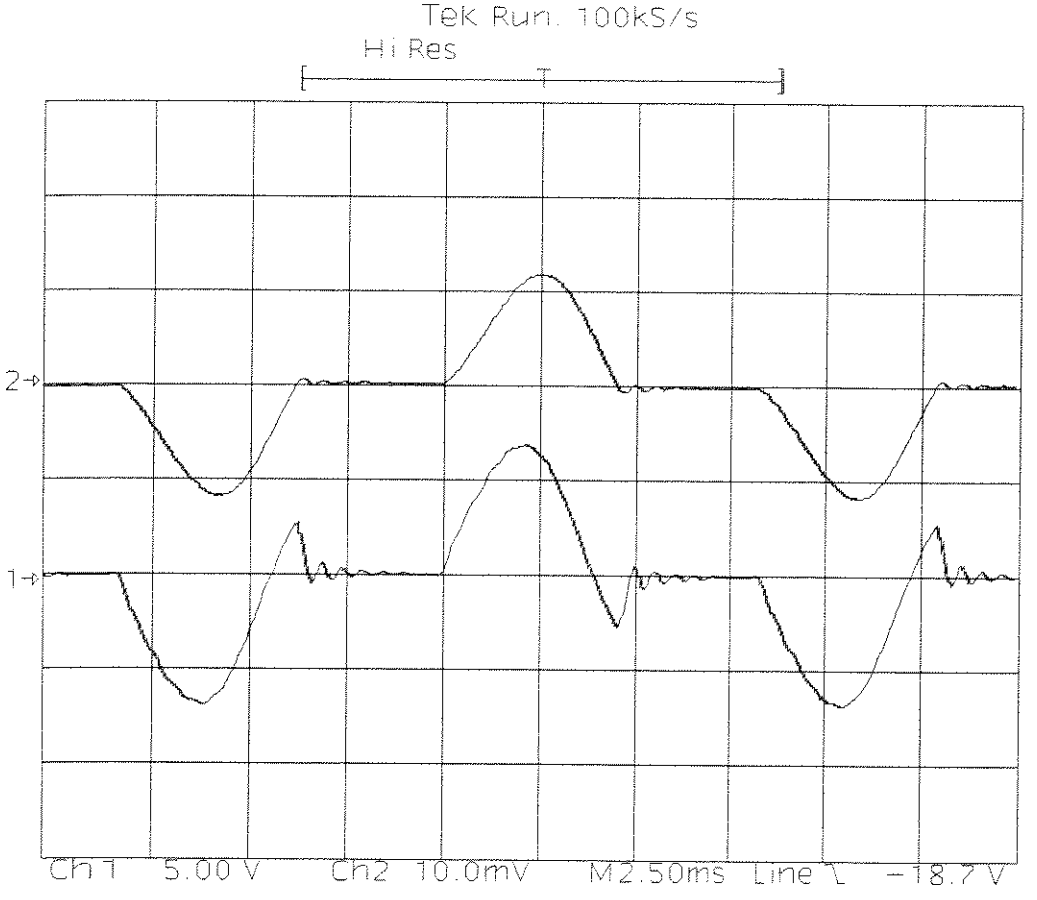


Escalas vert.: canal 1 (5V/div.)
canal 2 (5A/div.)

Figura 4.4 Corrente na carga (nº 2) e sinal de saída do compensador na configuração filtro passa-baixas (nº 1).

Na figura 4.5 vê-se o circuito "condicionador de sinal de corrente" na configuração

de filtro passa-altas. Notar a diferença entre o sinal real e o realimentado, onde se pode ver a influência das componentes de alta freqüência através das oscilações, além do fato do sinal apresentar um avanço de fase com relação à corrente. Neste caso, como nos anteriores, a filtragem da corrente da rede pelo F.A.M.P. não é eficaz pelo fato de permitir que as componentes de alta freqüência passem pelo controle, excitando as freqüências de ressonâncias do filtro.

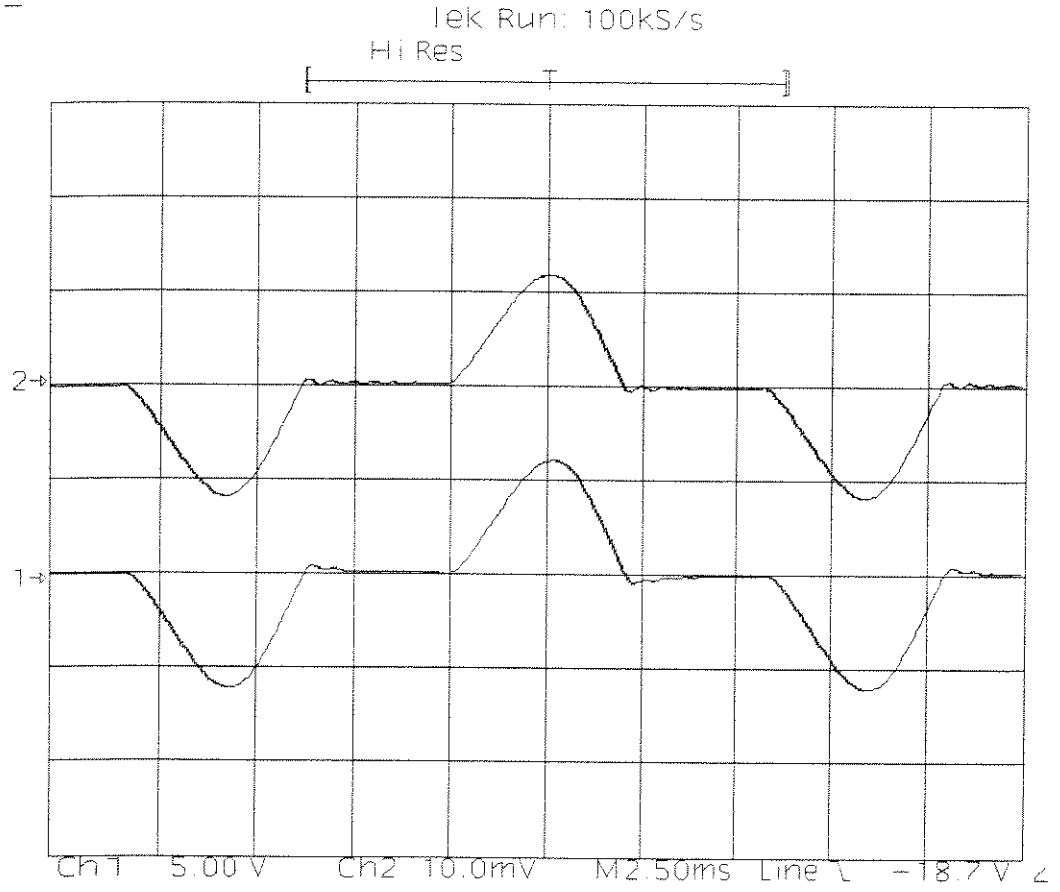


Escalas vert.: canal 1 (5V/div.)
canal 2 (5A/div.)

Figura 4.5 Corrente drenada pela carga (nº 2) e sinal do circuito condicionador na configuração filtro passa-altas (nº 1).

Na figura 4.6, tem-se novamente a corrente real drenada pela carga e a

realimentada pelo circuito condicionador, estando o mesmo em uma configuração que mantém o funcionamento como um filtro passa-baixas mas no qual insere-se um avanço de fase para minimizar os efeitos na baixa freqüência. Notar que, neste caso, a corrente realimentada se assemelha muito à corrente real, mas com suas oscilações atenuadas. Com o circuito de realimentação de corrente ajustado dessa maneira tem-se uma boa filtragem da corrente da rede pelo F.A.M.P. conforme se verá mais adiante.

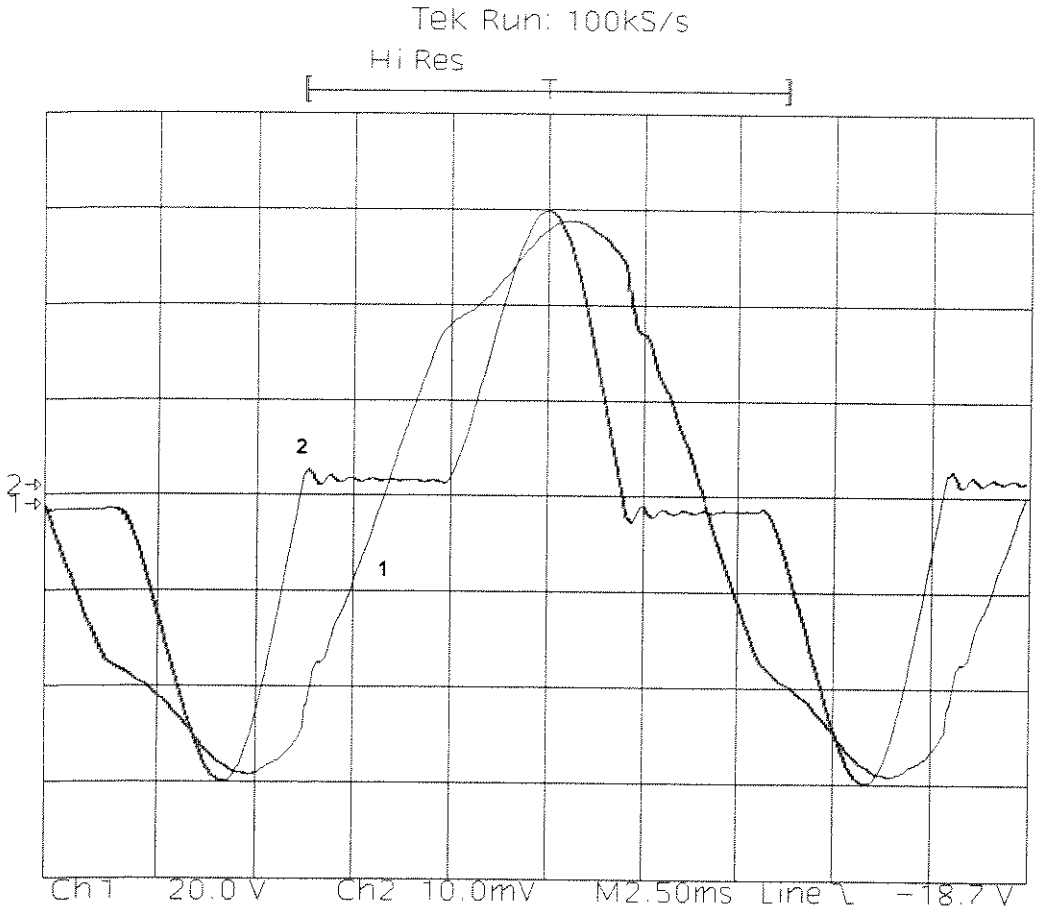


Escalas vert.: canal 1 (5V/div.)
canal 2 (5A/div.)

Figura 4.6 Corrente drenada pela carga (nº 2) e o sinal de saída do "condicionador de sinal" (nº 1), na configuração filtro passa-baixas com avanço de fase.

Na figura 4.7, mostra-se a tensão e a corrente do sistema antes da ação da

filtragem ativa. Pode-se observar através dessa figura a distorção da forma de onda da tensão (Total Harmonic Distortion "THD" de 8,95%). Já para a corrente mediu-se o THD de 60,63% sendo o fator de potência de 0,82. Considerando-se a taxa de variação da corrente e a diferença na tensão, pode-se estimar a indutância de linha em 2mH.



Escalas vert.: canal 1 (20V/div.)
canal 2 (2A/div.)

Figura 4.7 Tensão na rede (nº 1) e corrente da carga (nº 2) não filtrada.

Na figura 4.8 vê-se o espectro de freqüências da forma de onda da tensão antes da atuação do F.A.M.P.

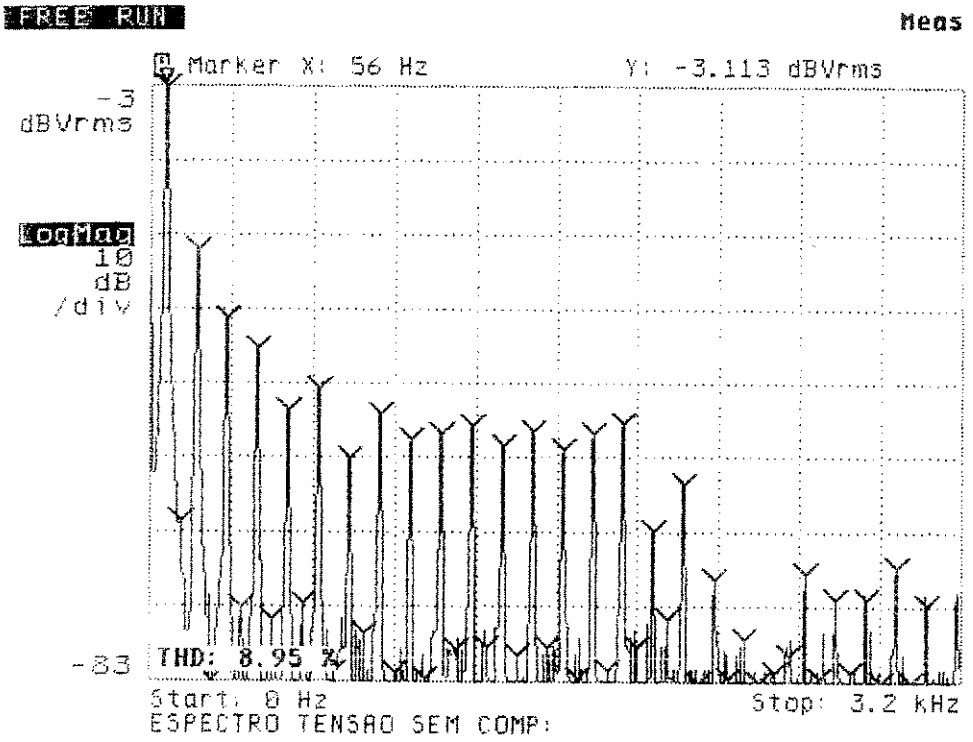


Figura 4.8 Espectro da tensão da rede antes da atuação do F.A.M.P.

Na figura 4.9 tem-se o espectro de freqüências da forma de onda da corrente drenada pela carga antes da atuação do F.A.M.P.

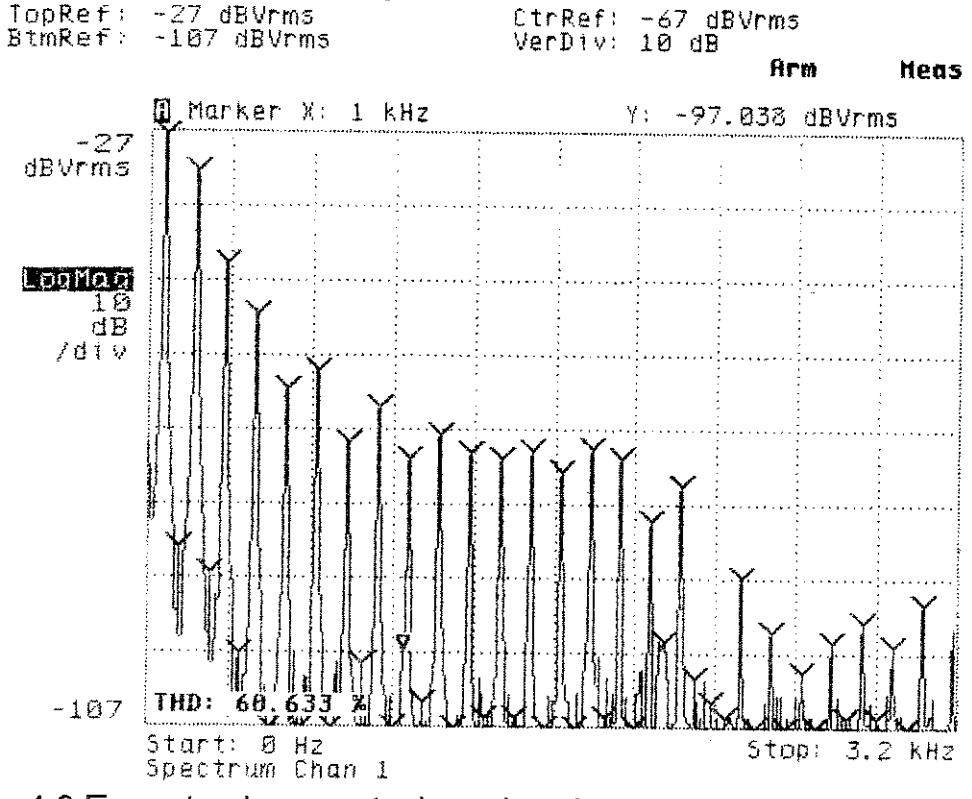


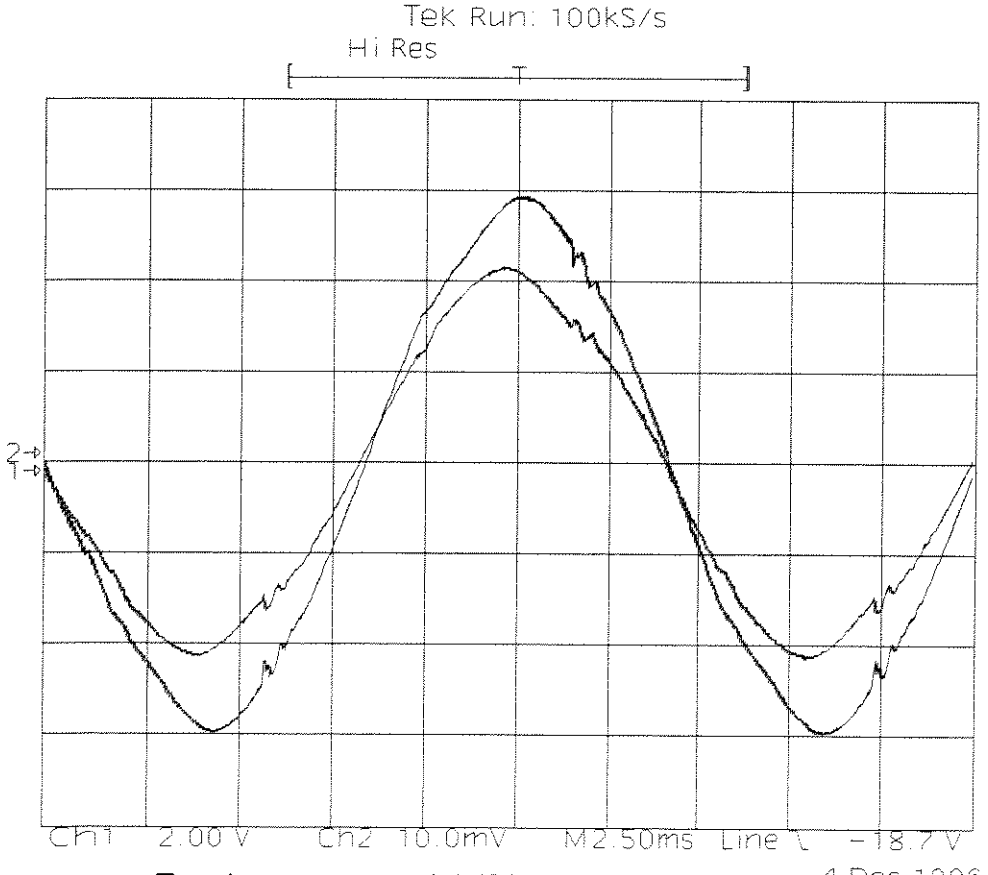
Figura 4.9 Espectro da corrente drenada pela carga antes da atuação do F.A.M.P.

Na figura 4.10 tem-se o resultado da filtragem ativa, onde são mostradas as formas

de onda da tensão e corrente na rede (a tensão no barramento CC do inversor é de 120V). Note-se a semelhança entre as duas formas de onda, indicando que a corrente segue de maneira satisfatória a referência dada, emulando para rede, uma carga resistiva. Neste caso, o fator de potência medido foi de 0,99, sendo a THD da corrente de 3,37% e o THD da tensão de 2,73%.

A pequena oscilação presente na tensão, e que se reflete na corrente, ocorre nos momentos das comutações dos diodos da ponte retificadora. Tais comutações associadas às correntes de recombinação reversa dos diodos, perturbam a tensão presente no barramento CA.

Nas figuras 4.11 e 4.12 tem-se os respectivos espectros.



Escalas vert.: canal 1 (20V/div.)
canal 2 (2A/div.)

Figura 4.10 Formas de onda da tensão (nº 1) e corrente na rede (nº 2) após a compensação feita pelo F.A.M.P.

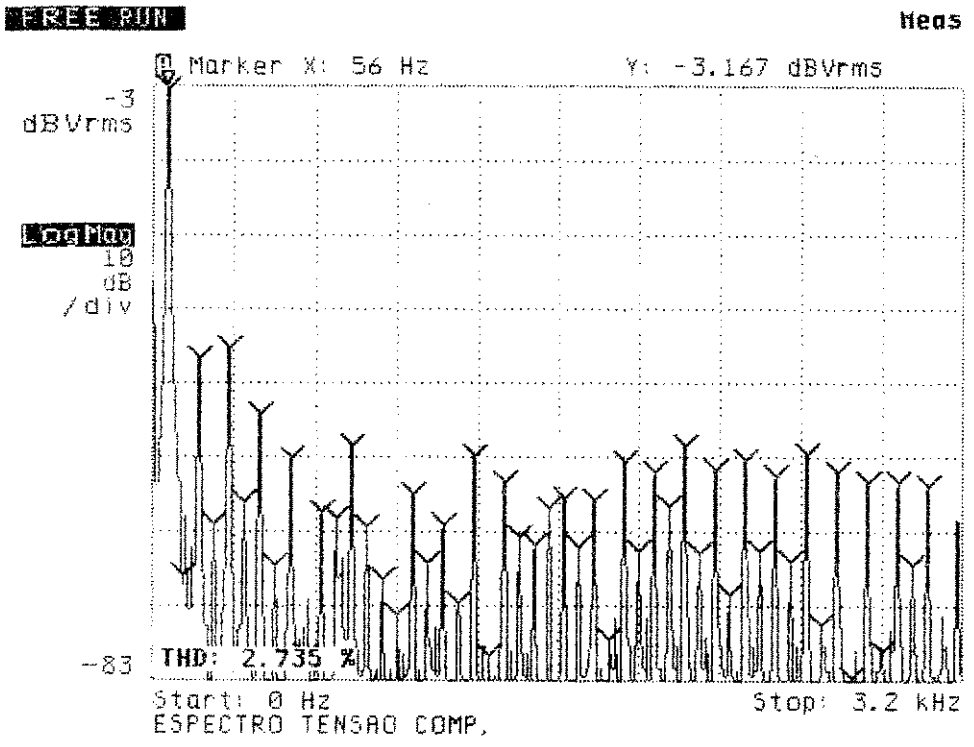


Figura 4.11 Espectro da tensão da rede após a filtragem ativa.

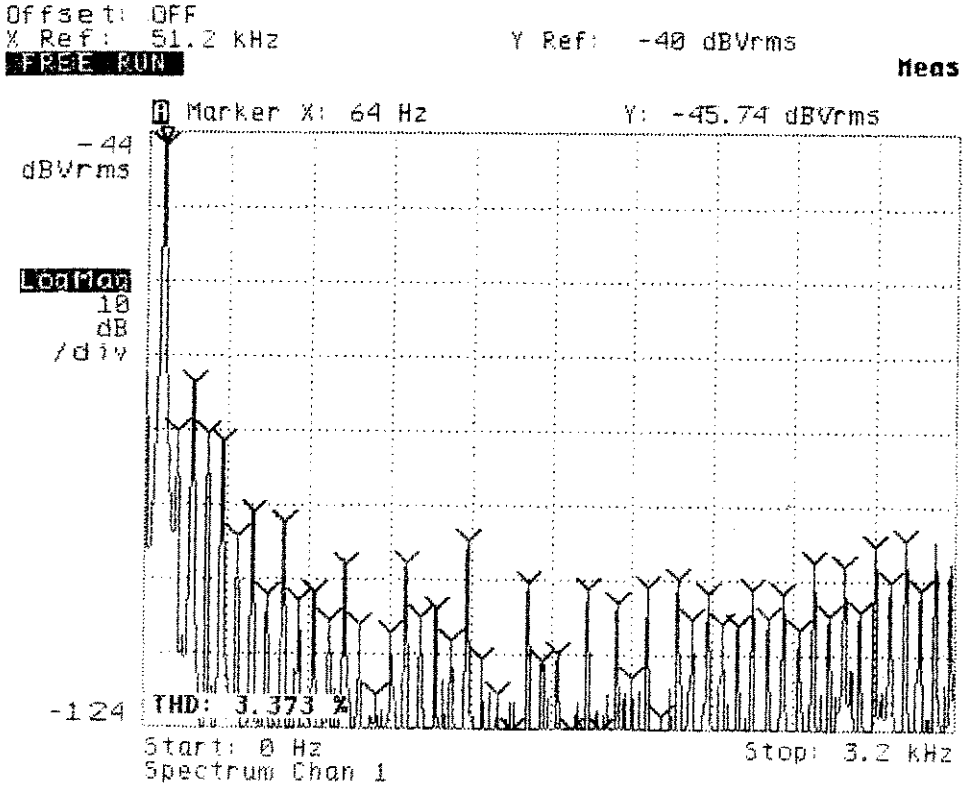
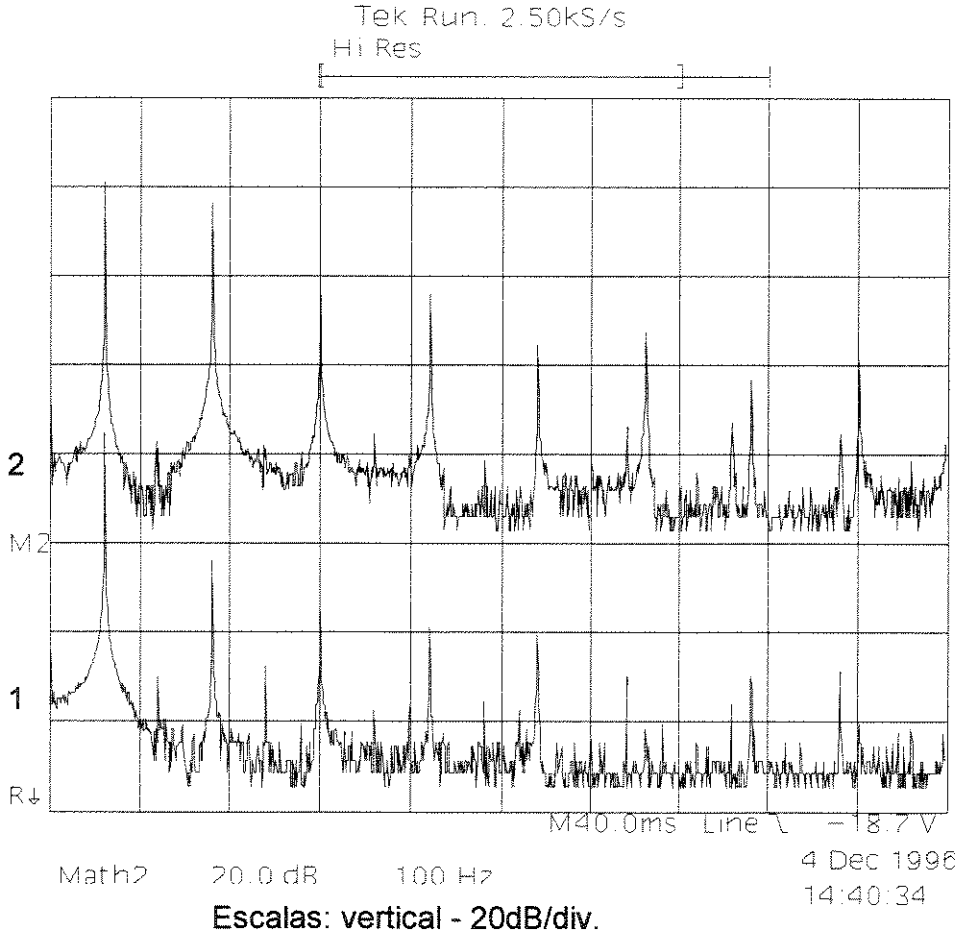


Figura 4.12 Espectro da corrente do sistema após a filtragem ativa.

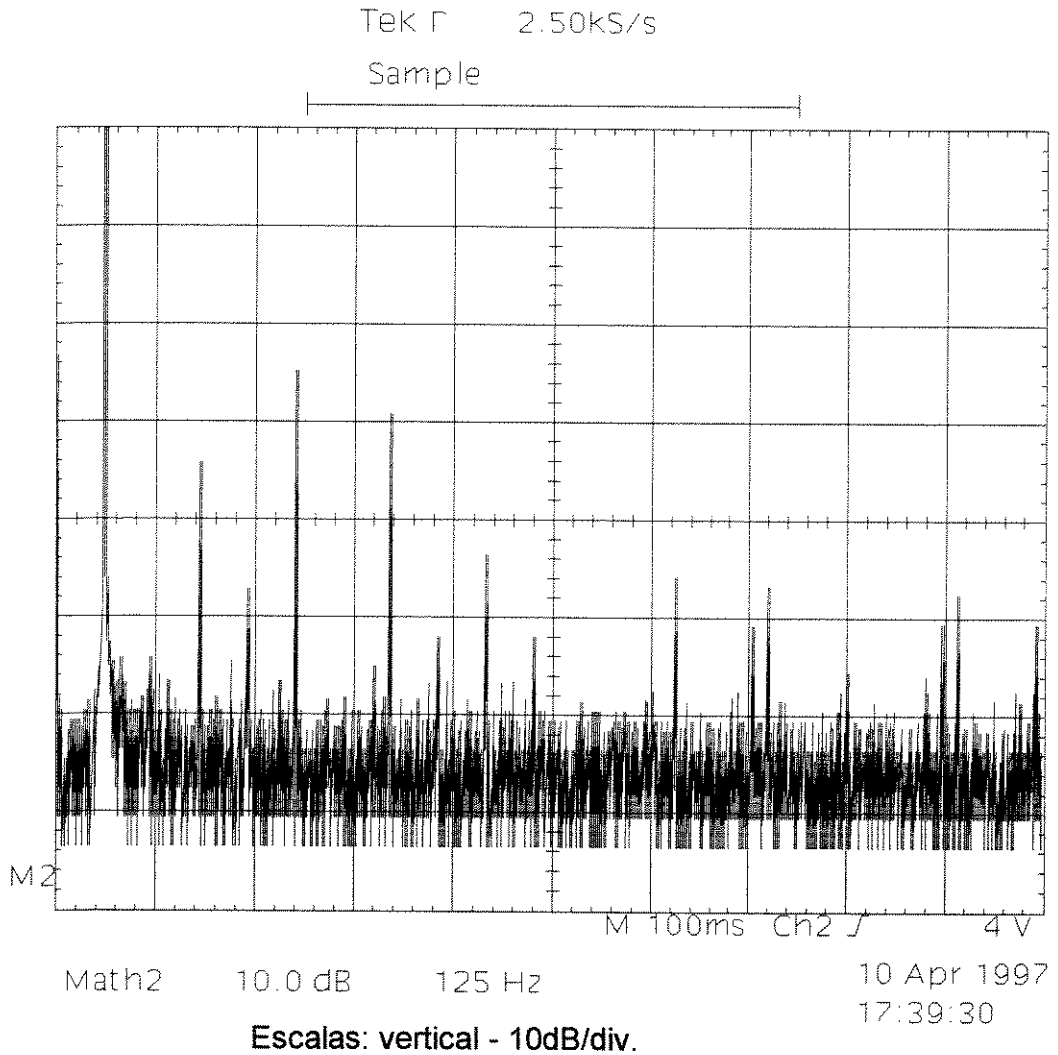
Na figura. 4.13 mostra-se o espectro da tensão da rede antes e após a atuação do

F.A.M.P. Observe que há uma redução importante na amplitude das harmônicas presentes na tensão da rede, deixando claro a eficácia da filtragem ativa do ponto de vista de melhoria na forma de onda da tensão. Portanto, a presença do filtro ativo melhora não apenas a forma de onda da corrente mas também a da tensão. Nota-se que mesmo após a filtragem, a tensão apresenta ainda componentes significativas de 3ª, 5ª e 7ª harmônicas. Estas harmônicas já estavam presentes na tensão da rede, conforme mostrado na figura 4.14 onde se vê o espectro da tensão da rede em vazio.



Escalas: vertical - 20dB/div.
horizontal - 100Hz/div.

Figura 4.13 Espectro da tensão da rede alimentando carga RLC (nº 2) sem a atuação do filtro ativo e após a atuação do F.A.M.P. (nº 1).

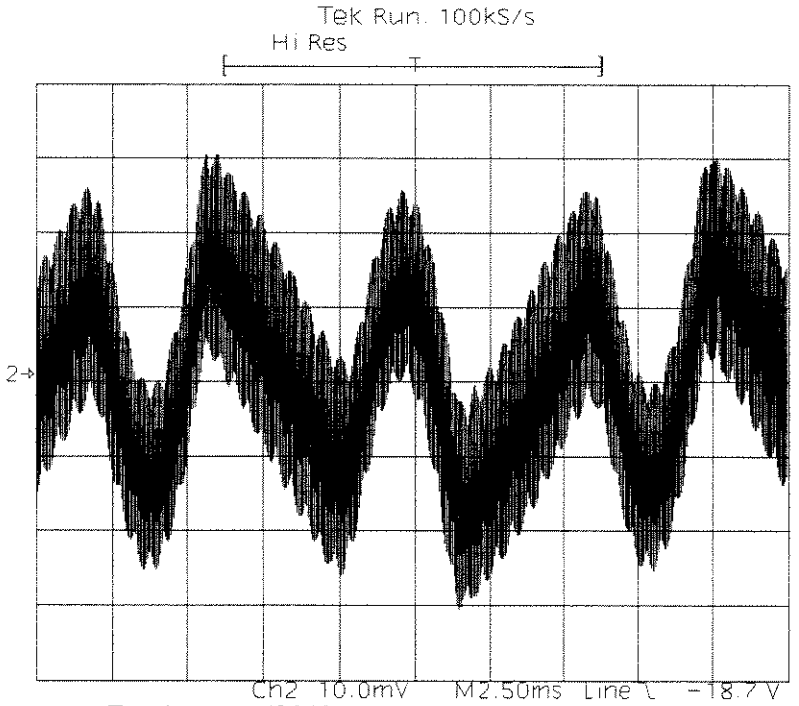


Escalas: vertical - 10dB/div.

horizontal - 125Hz/div.

Figura 4.14 Espectro da tensão da rede em vazio.

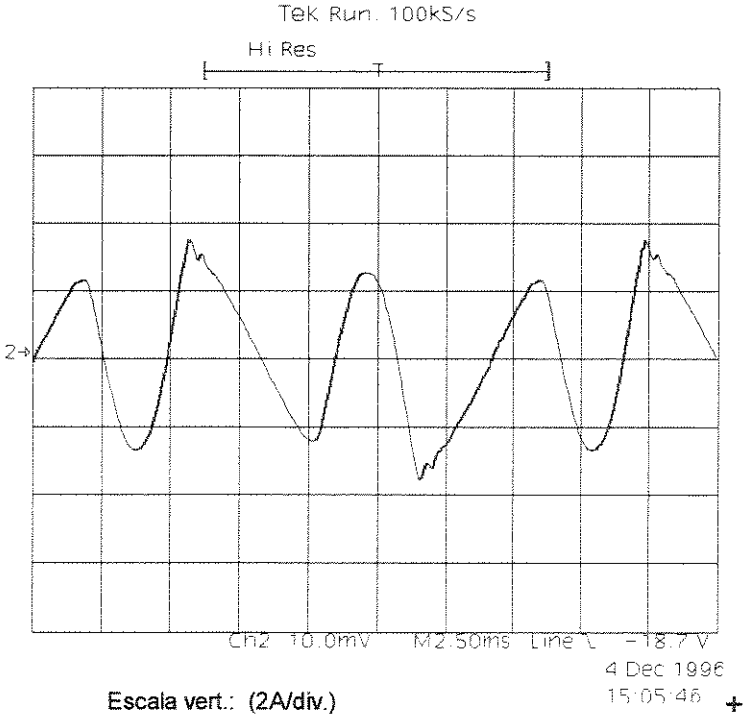
Figura 4.15 mostra o sinal de corrente na saída do inversor. Este sinal está chaveado em 20kHz possuindo uma ondulação de corrente muito alta conforme se vê pela figura, mostrando a necessidade de se adicionar mais estágios em cascata com o propósito de se conseguir uma maior atenuação dessa ondulação. A impedância do filtro passivo, especialmente de seu 1º estágio, determina a amplitude das componentes de alta freqüência.



Escala vert.: (2A/div.)

Figura 4.15 Corrente de saída do inversor.

Na figura 4.16 tem-se o resultado final da filtragem passiva sendo essa a corrente injetada na linha. Pode-se observar a grande atenuação no "ripple" de chaveamento quando comparado à figura anterior.



Escala vert.: (2A/div.)

Figura 4.16 Corrente injetada na rede após passar pelo filtro passivo de saída.

Para a figura 4.17, vê-se as formas de onda de tensão e corrente na entrada do retificador (carga) sem que o F.A.M.P. esteja atuando. A forma de onda designada por M1 é a potência instantânea, cujo valor médio indica a potência ativa consumida. O fator de potência da carga é de 0,82 e sua potência de 99W.

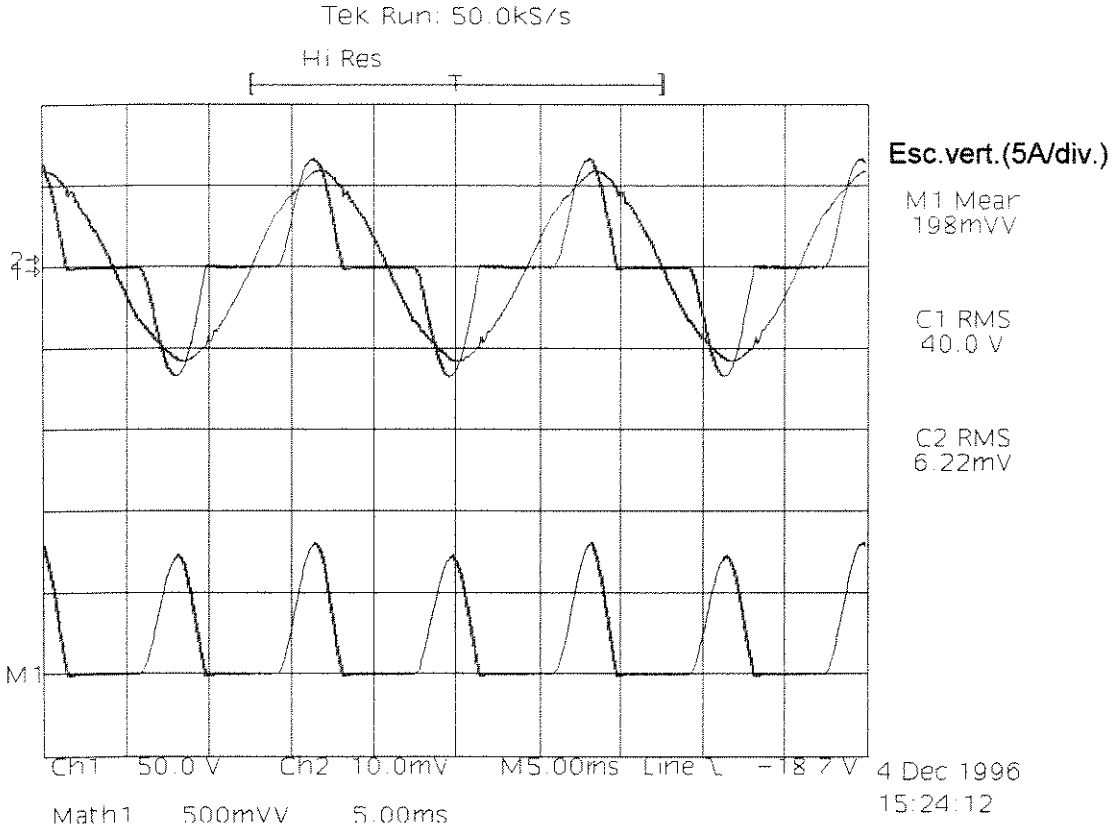


Figura 4.17 Formas de onda de corrente e tensão para o sistema sem filtragem.

Na figura 4.18 vê-se a forma de onda da tensão da rede e da corrente já filtradas. A última forma de onda é a da potência instantânea fornecida pela rede, sendo a mesma utilizada para medida do fator de potência que, para esse caso, foi de 0,99. A potência absorvida da rede é de 113W, o que indica uma eficiência, neste ponto de operação de 87,6%.

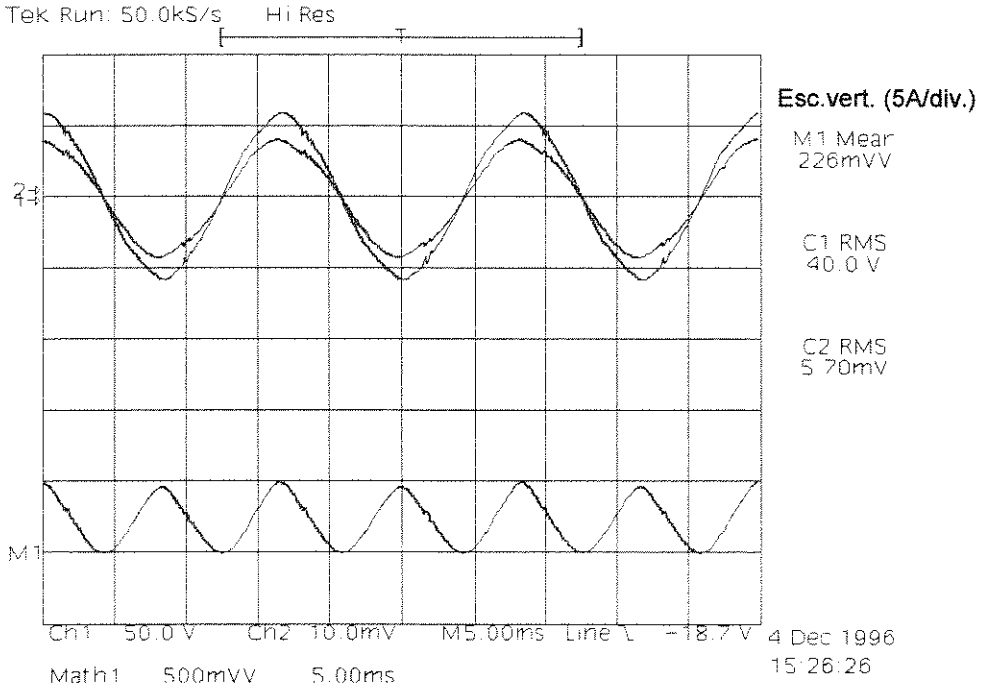


Figura 4.18 Formas de onda de tensão, corrente e potência instantânea com o filtro ativo funcionando.

Na figura 4.19, tem-se o espectro da tensão da rede e da corrente drenada da linha, já filtrada. Nota-se que o espectro da corrente da rede é muito semelhante ao da tensão, o que vem a comprovar que o F.A.M.P. emula para a rede uma carga resistiva.

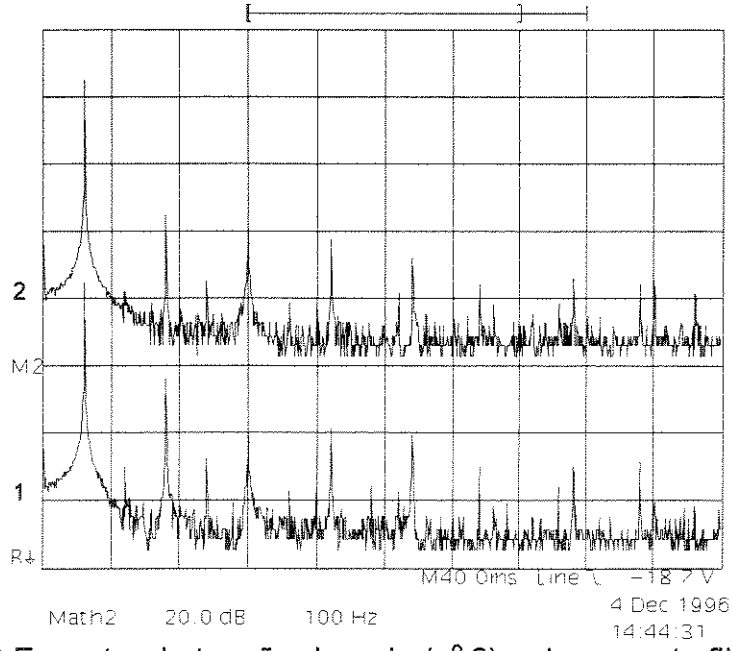


Figura 4.19 Espectro da tensão da rede (nº 2) e da corrente filtrada (nº 1).

Na figura 4.20, são mostrados os resultados de um ensaio a que foi submetido o protótipo para uma variação na carga de 50%, onde se pode avaliar o comportamento da realimentação responsável pela manutenção da tensão do barramento CC (capacitor) que alimenta o filtro. Na parte superior mostra-se a variação da tensão CC onde se vêem claramente os instantes em que o capacitor fornece energia para suprir o déficit instantâneo de potência (quando se diminui subitamente a resistência da carga) e absorve o excesso (quando se aumenta subitamente a resistência da carga). Na parte inferior vê-se a variação da corrente da rede para a mesma variação de carga anterior. Observa-se que, ao se diminuir a resistência, a corrente drenada da rede sobe e produz uma sobrecorrente, devido ao fato da rede ter que fornecer mais potência à carga e, além disso, recarregar o capacitor. O mesmo ocorre quando se diminui instantaneamente a potência requerida pela carga, ocasionando a diminuição da corrente drenada levando ao aumento da tensão no capacitor, que é compensado pela redução sucessiva da corrente da linha.

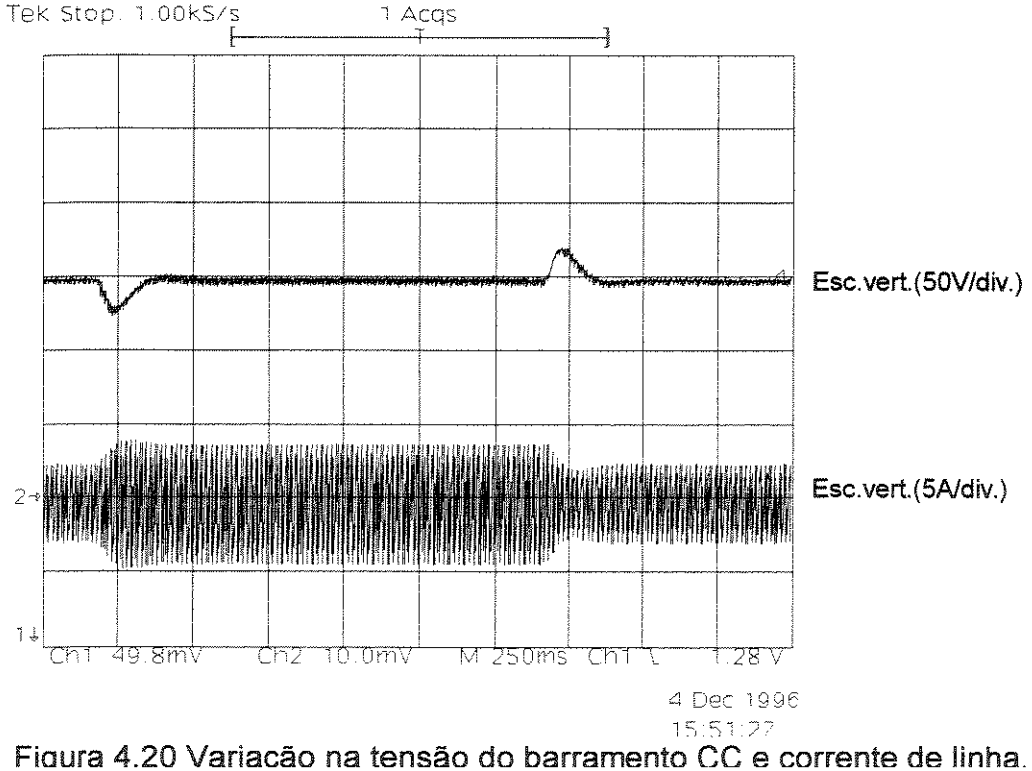
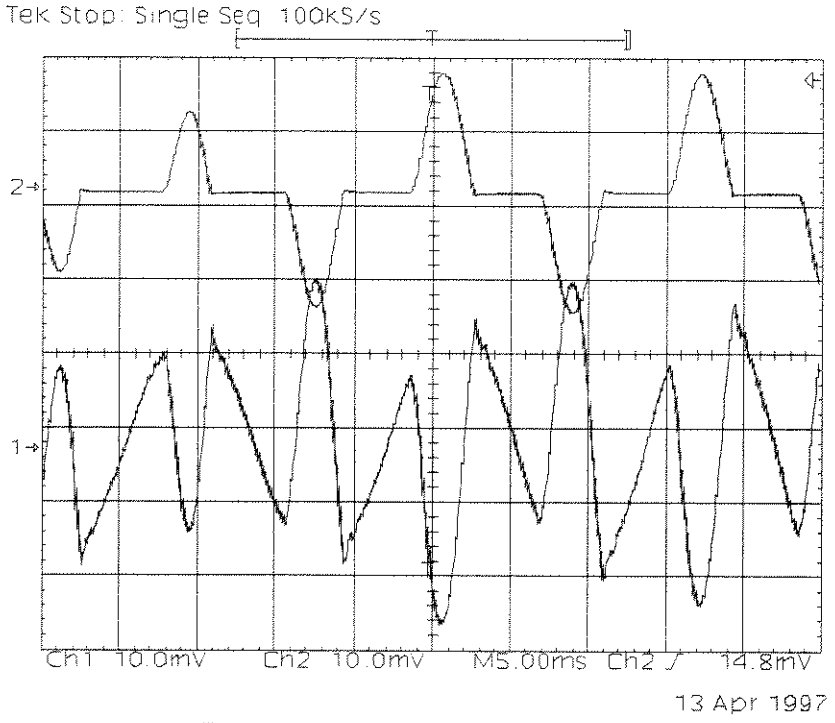


Figura 4.20 Variação na tensão do barramento CC e corrente de linha.

Na figura 4.21 tem-se o resultado do ensaio a que foi submetido o filtro ativo, para um transitório na carga de aproximadamente 50%, com o objetivo de se analisar a resposta da corrente do F.A.M.P. após passar por um filtro de 6ª ordem. Observa-se que, embora a ordem do filtro seja elevada praticamente não existe atraso para as componentes harmônicas de baixa ordem, sendo a resposta do sistema instantânea.



Escalas vert. canal 1 (2A/div)
canal 2 (5A/div)

Figura 4.21 Resultado mostrando transitório na corrente de carga de aproximadamente 50% (nº 2) e a corrente injetada pelo filtro ativo (nº 1).

Mostra-se na figura 4.22 as formas de onda da tensão na rede e a corrente drenada da fonte CA, que possui forma diferente das anteriores devido ao fato da carga apresentar um filtro indutivo de valor elevado (55,5mH). Observe-se na forma de onda da tensão da rede os instantes em que há a comutação dos diodos da ponte retificadora, que, pelo fato dos mesmos serem lentos, ocasiona instantes de curto-circuito na rede,

como pode ser visto pelos intervalo, próximos ao cruzamento com zero, em que a tensão da rede permanece nula.

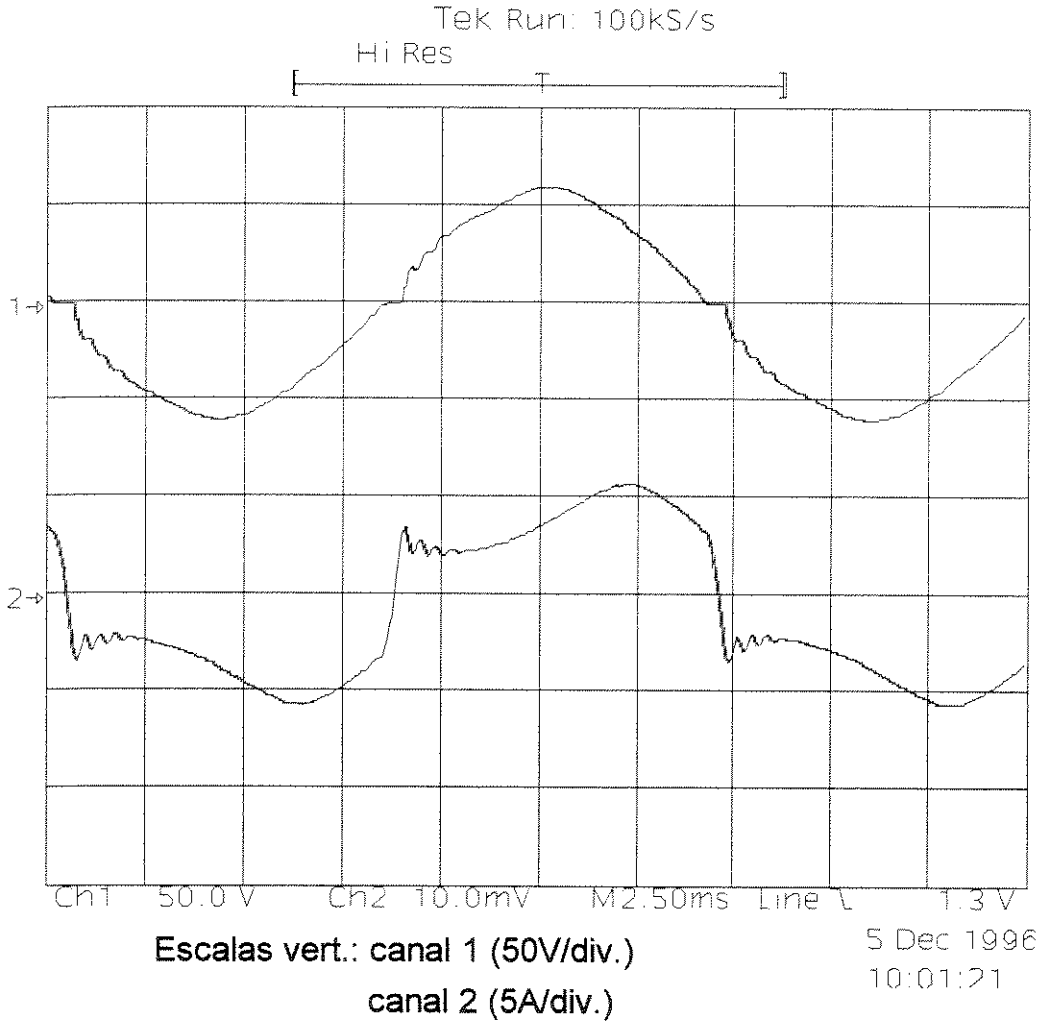


Figura 4.22 Forma de onda da tensão da rede (nº 1) e da corrente drenada por uma carga com filtro cuja indutância tem valor elevado (55,5mH) (nº 2).

A seguir é mostrada na figura 4.23 a ação da filtragem ativa. Notar a significativa melhora tanto na forma de onda da tensão da rede como na forma de onda da corrente, na qual se percebe existir uma descontinuidade próxima ao cruzamento com o zero (pico na corrente). Esse pico de corrente ocorre durante o intervalo de comutação dos diodos do retificador. Através dessa figura fica evidenciado a dificuldade do F.A.M.P. em atuar

durante as transições rápidas de corrente na carga.

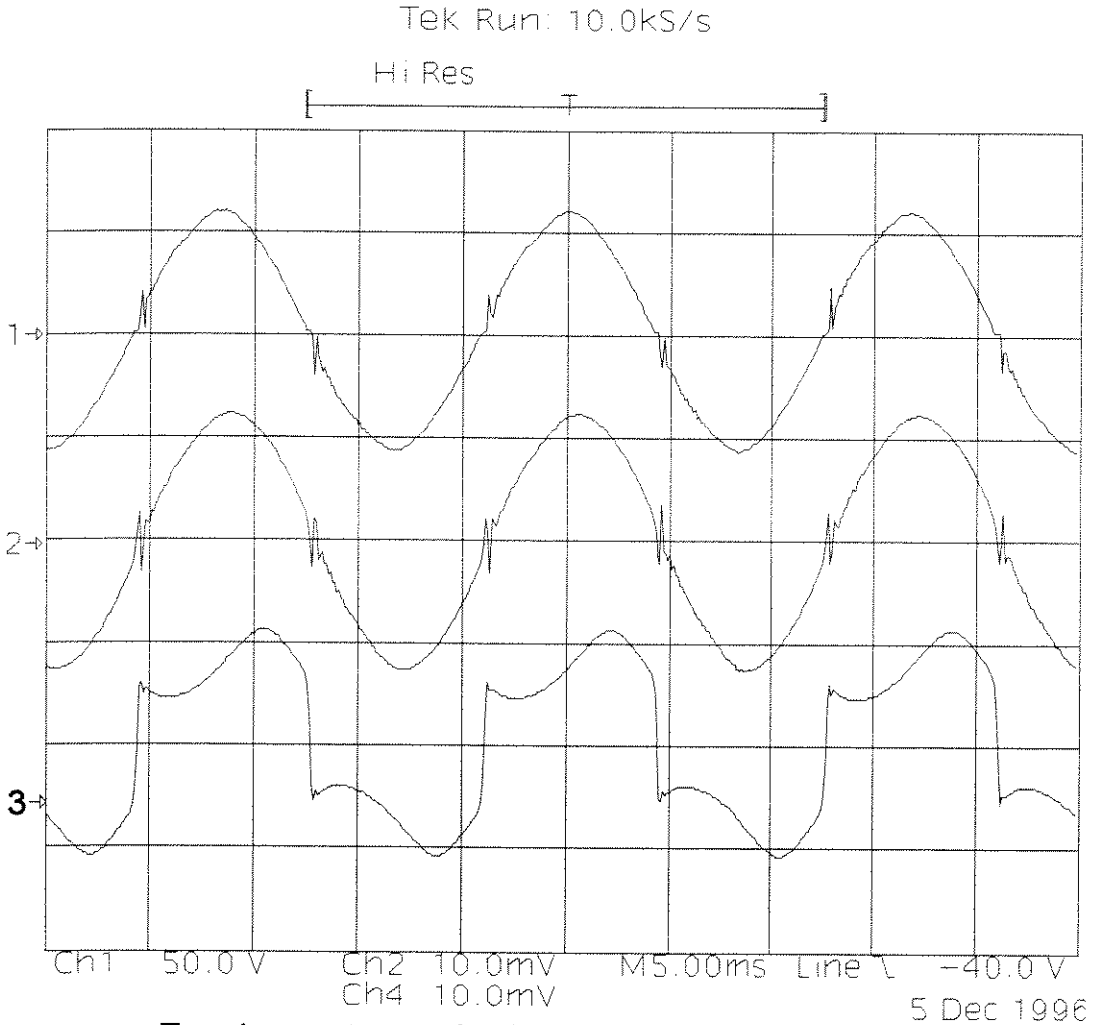
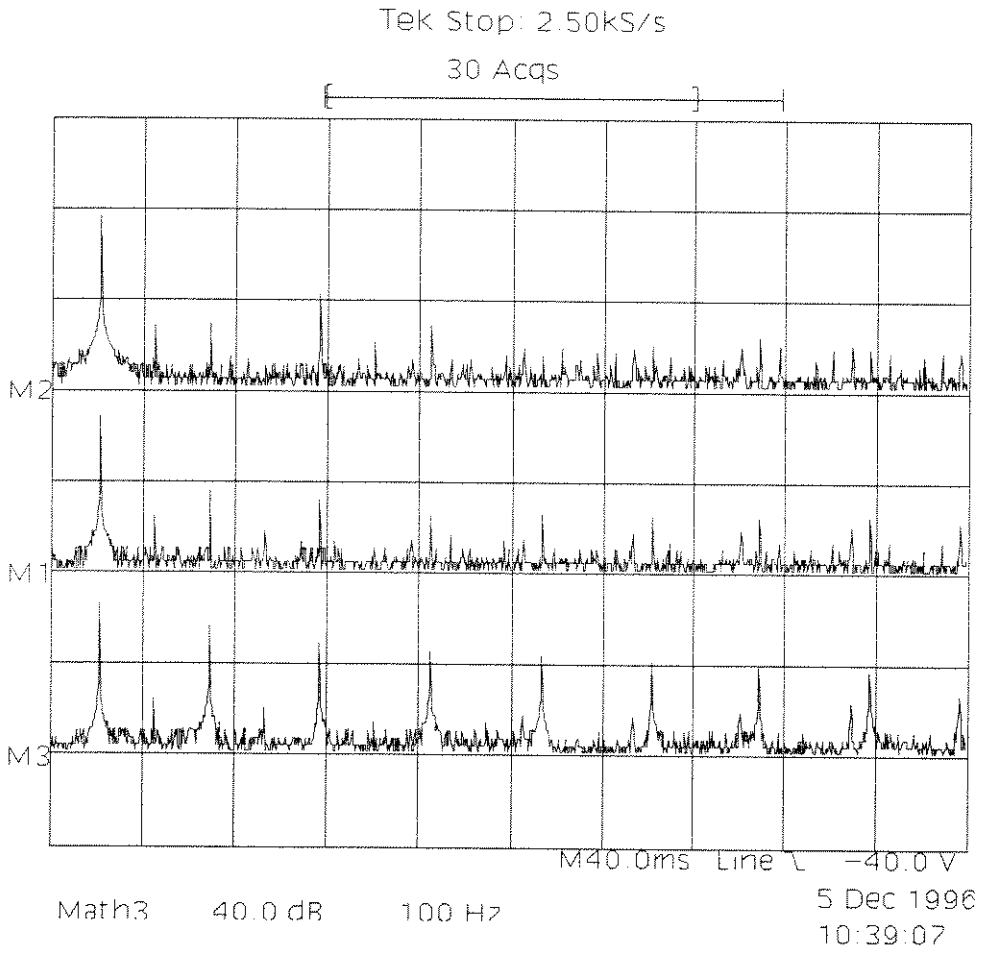


Figura 4.23 Tensão (nº 1) e corrente (nº 2) após a filtragem ativa, para uma corrente drenada por uma carga que apresenta um filtro indutivo de valor elevado (55,5mH) (nº 3).

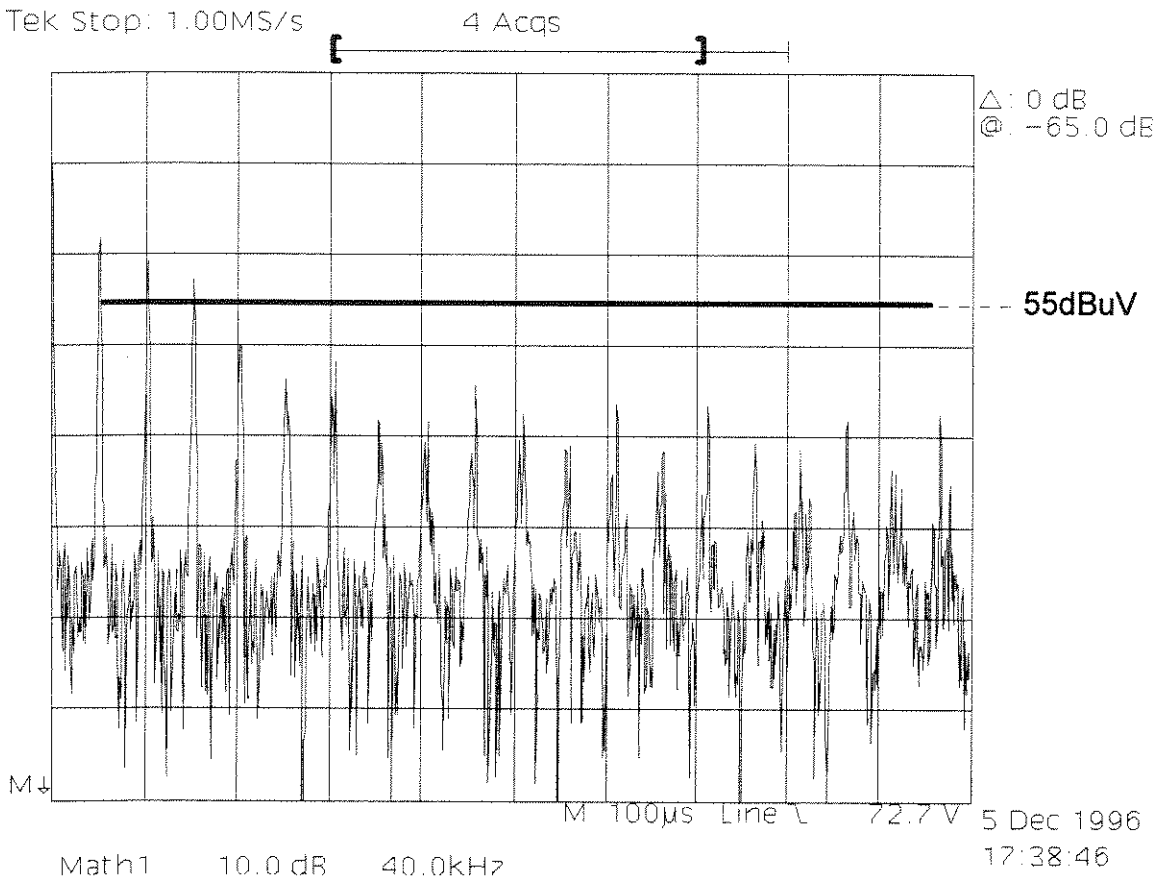
A figura 4.24 mostra os espectros das formas de onda dos sinais da figura 4.23. Observar-se uma melhoria no conteúdo harmônico da corrente filtrada quando confrontada com a não filtrada. Veja também a semelhança entre o espectro da corrente filtrada e a tensão da rede, como era de se esperar, pois utiliza-se a tensão da rede como referência de corrente no circuito de controle.



Escalas: vertical - 40dB/div.
horizontal - 100Hz/div.

Figura 4.24 Espectro dos sinais de tensão da rede (M1) corrente compensada (M2) e corrente não compensada (M3).

Na figura 4.25, tem-se o espectro da corrente filtrada com o propósito de se avaliar (sem o rigor da norma CISPR 11), uma possível violação do limite máximo estabelecido (55dBuV). O fato de se afirmar que tal medida não foi realizada de maneira rigorosa é devido ao fato de ter sido feita uma medida do nível de ruído, utilizando-se uma LISN e o osciloscópio, que permite fazer a FFT do sinal que vem da LISN e não um analisador de espectro como determinado pela norma. Pode-se observar, para a faixa de freqüência acima de 150kHz que as componentes estão bem abaixo do limite máximo estabelecido.



Escalas: vertical - 10dB/div.
horizontal - 40kHz/div.

Figura 4.25 Espectro em alta freqüência da corrente de linha.

Os resultados obtidos do ensaio do F.A.M.P. com valores nominais, são dados a seguir:

1) Tensão de entrada: 110 Volts

2) Tensão CC no capacitor: 260 Volts

3) Potência ativa de entrada no sistema (com F.A.M.P. atuando): 350 Watts

4) Potência na carga: 400VA

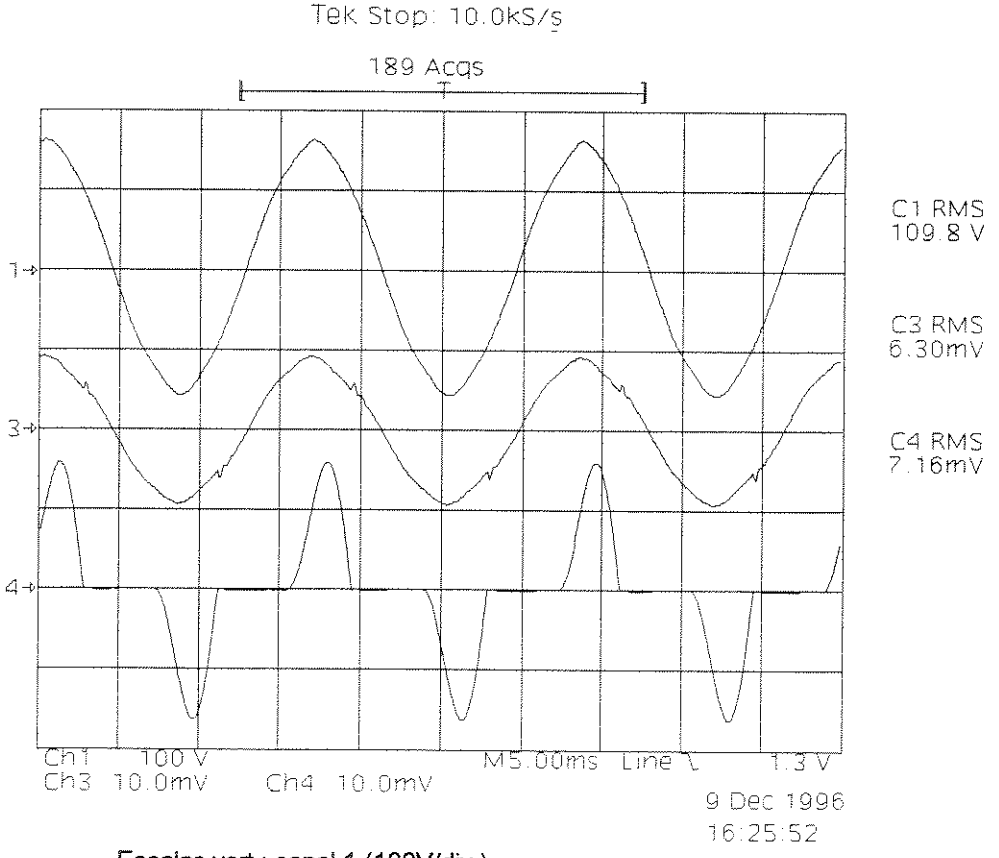
5) Rendimento do F.A.M.P. medido: 86%

6) Fator de potência medido de: 0,99

Notar, na figura 4.26, a redução do valor RMS da corrente da rede após filtragem ativa, devido ao aumento no fator de potência.

Experimentalmente verificou-se que, para a correta atuação do filtro ativo, é preciso uma tensão no barramento CC cerca de 70% maior do que a tensão de pico da rede. Recorda-se que essa tensão atua no sistema como um ganho, ou seja, quanto maior for esse valor, menor a margem de ganho disponível, de modo que ela não deve ser sobredimensionada.

Além disso, as perdas no F.A.M.P. crescem com o aumento desta tensão devido às dissipações nos semicondutores do inversor e no próprio filtro passivo, especialmente o 1º indutor, que fica submetido às maiores excursões de tensão e uma maior corrente.



Escalas vert.: canal 1 (100V/div.)
canal 3 (5A/div.)
canal 4 (5A/div.)

Figura 4.26 Formas de onda para a tensão da rede (nº 1), da corrente filtrada pelo F.A.M.P. (nº 2), e da corrente não filtrada (nº 4).

4.2 - Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais, obtidos através de ensaios com o protótipo do F.A.M.P., onde procurou-se avaliar a performance do filtro ativo com relação à compensação da corrente drenada por uma carga não linear.

Dos resultados obtidos, conclui-se que o protótipo do filtro ativo funciona dentro do esperado, compensando satisfatoriamente a corrente da carga, mesmo quando da ocorrência de transitórios. Com relação ao filtro passivo de saída, verificou-se que o filtro de 6ª ordem atende à norma CISPR e atenua satisfatoriamente a freqüência de chaveamento, conforme esperado.

CAPÍTULO 5

5.1 - Conclusões finais

Neste trabalho foi feito o estudo e montagem de um filtro ativo de potência monofásico, com o qual se podem compensar as correntes reativas e harmônicas geradas por retificadores monofásicos, ou outras cargas não lineares.

Atenção especial foi conferida ao estudo do filtro passivo de saída, que tem por função converter o sinal tensão MLP do F.A.M.P. em corrente e ao mesmo tempo atenuar sua ondulação de maneira a que sejam atendidas as especificações de IEM conduzida.

Foi feita uma análise matemática do circuito de controle de corrente do filtro ativo, para esclarecer melhor o funcionamento do mesmo. Também analisou-se a influência da potência reativa sobre a tensão do capacitor que alimenta o F.A.M.P., bem como o efeito do desbalanço instantâneo de potência no sistema e suas implicações sobre a tensão do capacitor.

O estudo do filtro de saída abrangeu sua função, características que deve possuir com relação à IEM conduzida, topologias possíveis e dimensionamento de uma estrutura "LC" em cascata. Chegou-se à conclusão que para se atenuar as ressonâncias causadas pelo filtro de saída, não se deve utilizar resistor de amortecimento devido às altas perdas de energia que comprometem não só a eficiência mas também a correta operação do filtro, pois estas perdas influenciam a tensão no barramento CC do filtro.

Como solução para atenuar tais ressonâncias e, com isso, garantir a estabilidade do sistema, foi proposto um circuito que, atuando na malha de realimentação da corrente, permite a passagem das freqüências desejadas e reduz a amplitude das freqüências críticas. A principal característica desse circuito, é o fato de produzir um avanço de fase no sinal filtrado, o que o torna superior aos FPB convencionais.

Na parte experimental obtiveram-se resultados satisfatórios com relação à filtragem da corrente da rede alcançando-se fator de potência de 0,99 e rendimento de 86% para potência de entrada de 350W e tensão 110V (eficazes).

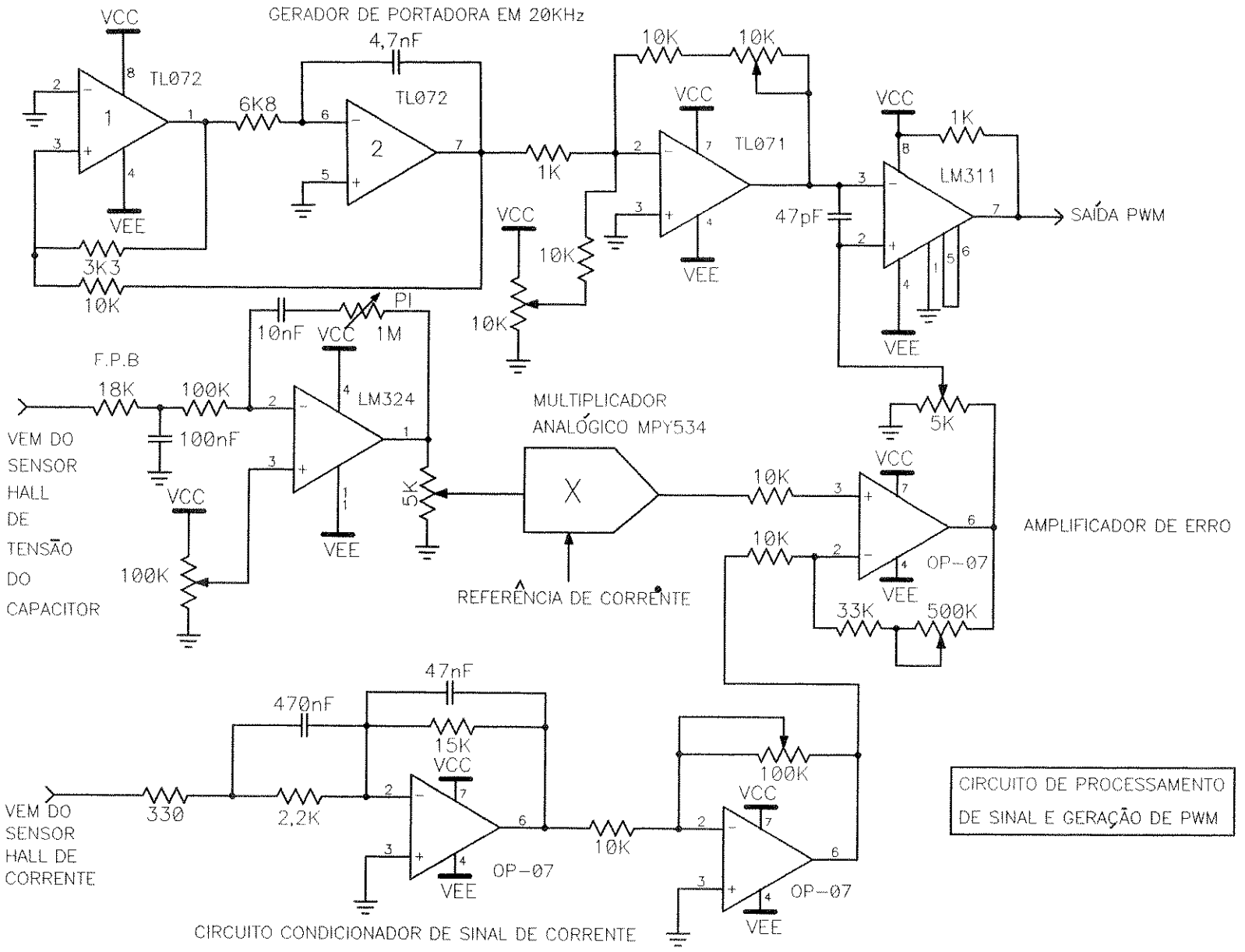
O filtro passivo de 6ª ordem utilizado no protótipo, em princípio atende às especificações da CISPR 11 mas uma análise mais apurada utilizando-se analisador de espectro adequado é necessária para que se ratifiquem os resultados aqui obtidos.

5.1.1 - Sugestões para trabalhos futuros

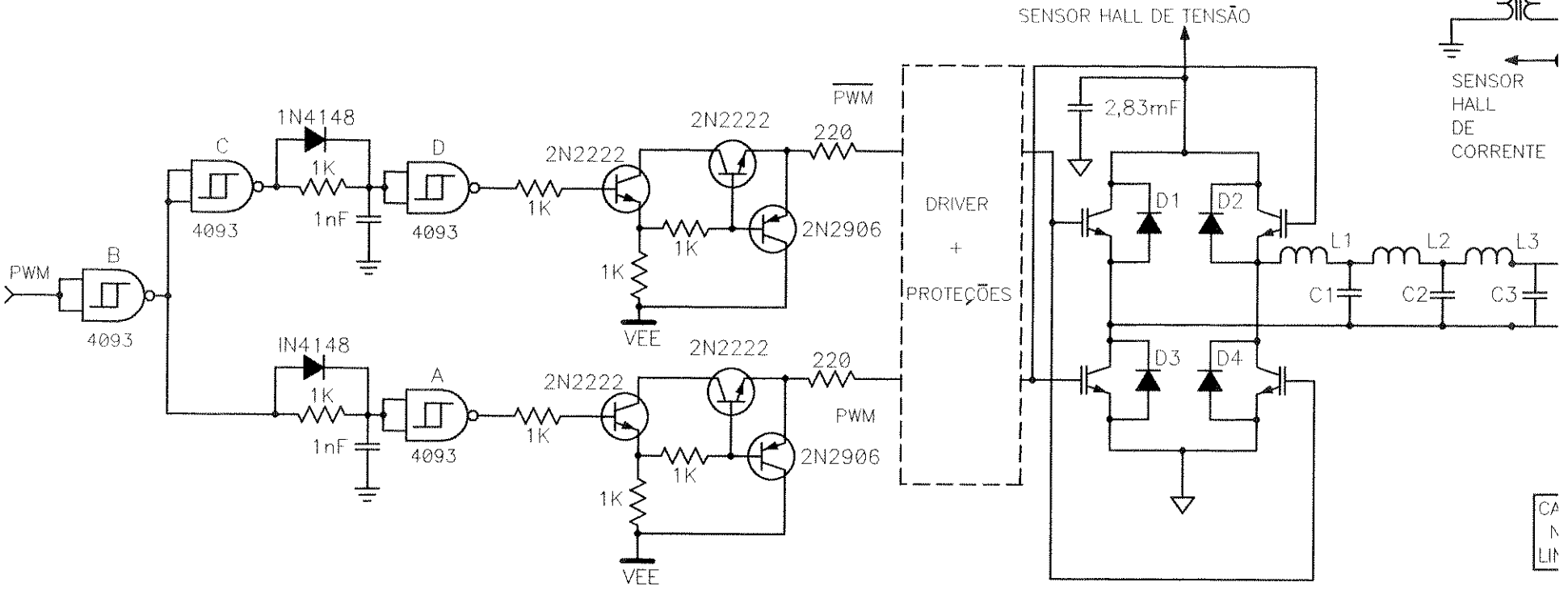
Sugere-se que seja feita uma análise mais apurada do filtro passivo de saída buscando-se otimizá-lo para que venha a ter ordem mínima, tamanho dos elementos individuais reduzidos e que se consiga atenuar a componente de chaveamento de modo a atender as norma de IEM conduzida.

Deve-se fazer um estudo mais aprofundado da malha de realimentação de corrente buscando-se circuitos alternativos que atenuem as freqüências harmônicas com o menor atraso de fase possível ou aplicar uma outra técnica de controle que permita que se atinjam esses objetivos de maneira a melhorar o desempenho do filtro ativo e eliminar as possibilidades de ocorrência de instabilidades no mesmo, sob quaisquer condições de carga.

ANEXO I


GERADOR DE PORTADORA EM 20KHz
VCC
TL072
4,7nF
6K8
TL072
10K
10K
VCC
TL071
1K
VCC
LM311
SAÍDA PWM
47pF
VEE
3K3
10K
10K
10K
VCC
10K
VEE
VEE
10nF
VCC
1M
P1
F.P.B
18K
100K
LM324
MULTIPLICADOR
ANALÓGICO MPY534
5K
VEM DO
SENSOR
HALL
DE
TENSÃO
DO
CAPACITOR
100nF
VCC
100K
VEE
X
REFERÊNCIA DE CORRENTE
10K
VCC
OP-07
AMPLIFICADOR DE ERRO
10K
VEE
33K
500K
47nF
470nF
15K
VCC
100K
VCC
VEM DO
SENSOR
HALL DE
CORRENTE
330
2,2K
OP-07
10K
OP-07
VEE
VEE
CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAL DE CORRENTE
CIRCUITO DE PROCESSAMENTO
DE SINAL E GERAÇÃO DE PWM

LÓGICA PARA GERAR PWM EM DOIS NÍVEIS



DESCRIÇÃO DOS SEMICONDUTORES UTILIZADOS NO INVERSOR:

A) IGBT's TIPO APT 50G60BN

B) DIODOS RÁPIDOS TIPO APT 60D60B

CIRCUITO DE POTÊNCIA DO F.A.P.M

ANEXO II

Interferência eletromagnética (IEM)

Quando algum dispositivo eletrônico funciona de maneira a produzir variações rápidas de tensão e/ou correntes, esse equipamento se torna uma fonte de interferência eletromagnética podendo ocasionar o mal funcionamento de outros equipamentos eletrônicos que estejam conectados na mesma rede de alimentação.

A IEM se propaga de duas maneiras:

a) conduzida

b) irradiada

A interferência eletromagnética conduzida, como seu próprio nome indica, se espalha através dos condutores. Esta modalidade de IEM é subdividida em duas, a saber:

a) A IEM de modo comum.

b) A IEM de modo diferencial.

O ruído de *modo comum* pode ser um sinal de tensão ou corrente, sendo o mesmo medido entre cada fase de alimentação do sistema e o terra. Sua propagação se dá através de acoplamentos magnéticos e elétricos, bem como pelos elementos parasitas do sistema, como as capacitâncias que existem entre componentes, e condutores e o terra.

O ruído de *modo diferencial* também pode ser analisado sob a forma de tensão ou corrente, onde o mesmo é medido entre os condutores de alimentação do sistema. Este tipo de ruído é causado principalmente pelas corrente pulsadas provenientes da operação de elementos chaveados e devido à corrente reversa de diodos [42].

Esses dois tipos de ruídos têm origens diversas e possuem diferentes caminhos para circulação no circuito. Para um projeto de filtro adequado é necessário conhecermos cada ruído separadamente [43].

Os níveis de interferência eletromagnética irradiada, que também surge como conseqüência da operação de equipamentos eletrônicos que apresentam chaveamentos, tem suas medições feitas em ambiente anecóicos, quer seja um campo aberto ou câmara especial. Este tipo de IEM é minimizado através do uso de gabinetes metálicos que deve envolver todo o equipamento constituindo-se assim numa blindagem [32].

Devido a essa interferências, e aos problemas que as mesmas causam na rede de alimentação, é que surgiram normas que têm por objetivo estabelecer níveis máximos de ruído eletromagnético que podem ser produzidos por um equipamento eletrônico. As principais normas que tratam desse assunto são [37]:

a) **CISPR** (Comite International Special des Perturbations Radioelectriques)

b) **CENELEC** (Comite European de Normalisation Electrotechnique)

c) **ETSI** (European Telecommunications Standards Institute)

d) **CEE** (Commission International de Reglementation en vue de l'Approbation de l'Equipament Electrique)

e) **EOTC** (European Organization for Testing and Certification)

f) **IEC** (International Electrotechnical Commission)

g) **FCC** (Federal Communications Commission, U.S.A)

h) **VDE** (Verband Deutscher Elektrotechniker, alemã)

I) **MIL** (U.S.A. , militar) etc.

ANEXO III

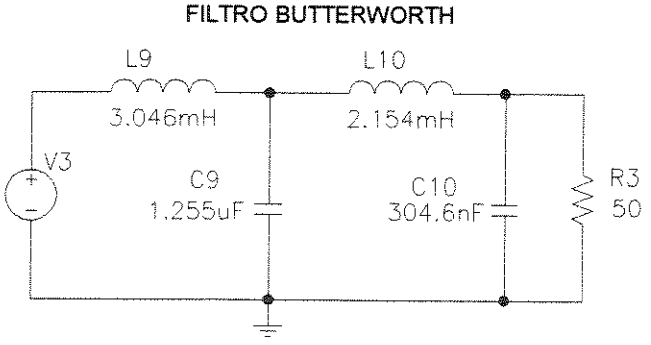
Estudo sobre os principais tipos de filtros passivos

Neste anexo será feita uma discussão suscinta dos principais filtros *Butterworth*, *Chebyshev, Cauer-Chebyshev*. Mostram-se também, para melhor compreender suas características, resultados de simulações de cada um dos referidos filtros, utilizando-se filtros "casados" de 4ª ordem [44] com freqüência de corte de 4kHz a título de exemplificação.

O filtro do tipo *Butterworth*

Esse filtro é muito utilizado onde são necessárias resposta plana na banda de passagem bem como menor atraso de fase do sinal nessa mesma faixa. Sua atenuação, a partir da freqüência de corte f_C, apresenta decaimento monotônico, ou seja, acima da freqüência de corte a atenuação é linear e aumenta segundo uma escala logarítmica de freqüências numa taxa de 20*n [dB] por década [44], onde "n" é a ordem do filtro.

Na figura I vemos os resultados de simulação mostrando as respostas de um filtro *Butterworth* na qual se vê o circuito, o módulo e fase da tensão de saída para tal filtro.



O preço a ser pago por essa atenuação adicional é o fato desse filtro apresentar uma variação não linear de fase na banda passante [36]. Uma outra característica negativa é devida às ondulações que o mesmo possui na banda passante, isso traz dificuldades para o dimensionamento do filtro principalmente quando o mesmo é composto por mais de um estágio.

A figura II mostra os resultados obtidos por simulação para o referido filtro onde podemos ver o circuito, módulo e a fase da tensão de saída.

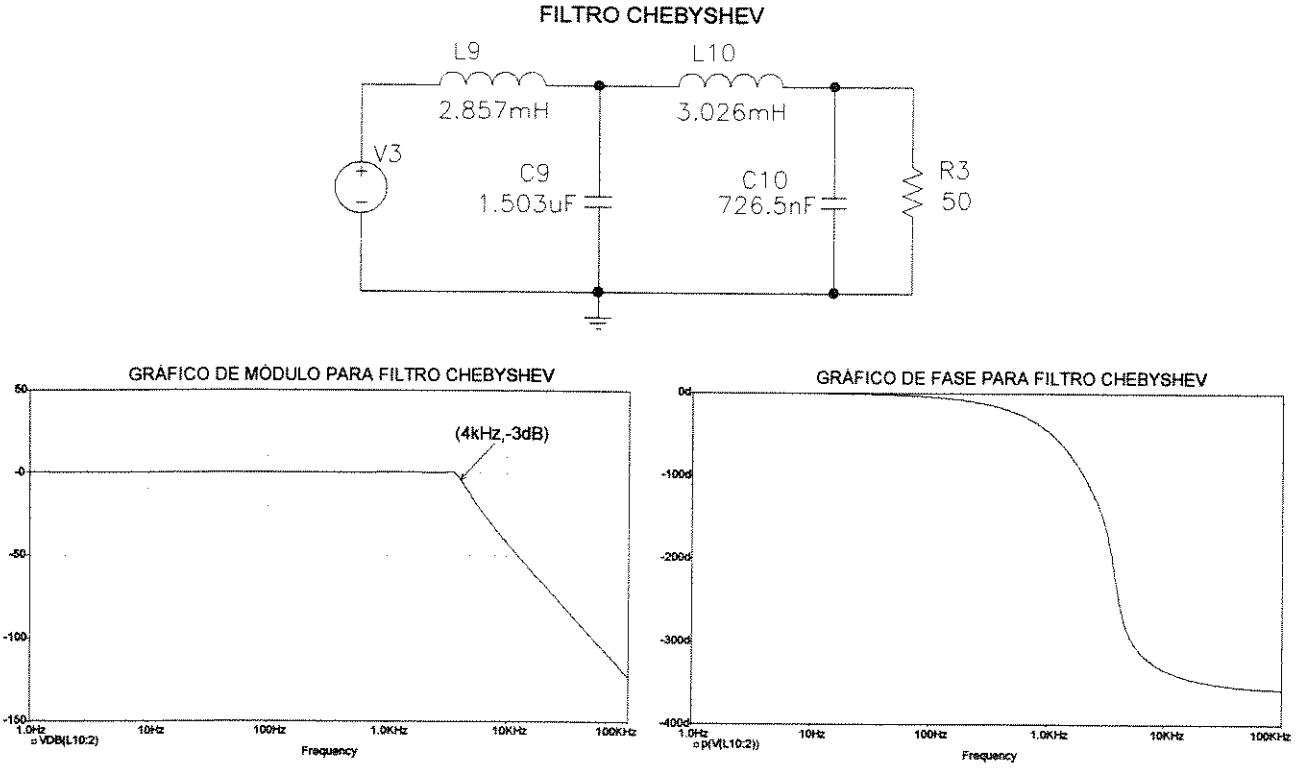


Figura II - Resultados simulados (circuito, módulo e fase da tensão de saída) para um filtro Chebyshev.

O filtro tipo Cauer-*Chebyshev*

Já esta topologia é caracterizada por possuir ondulações na banda de passagem,

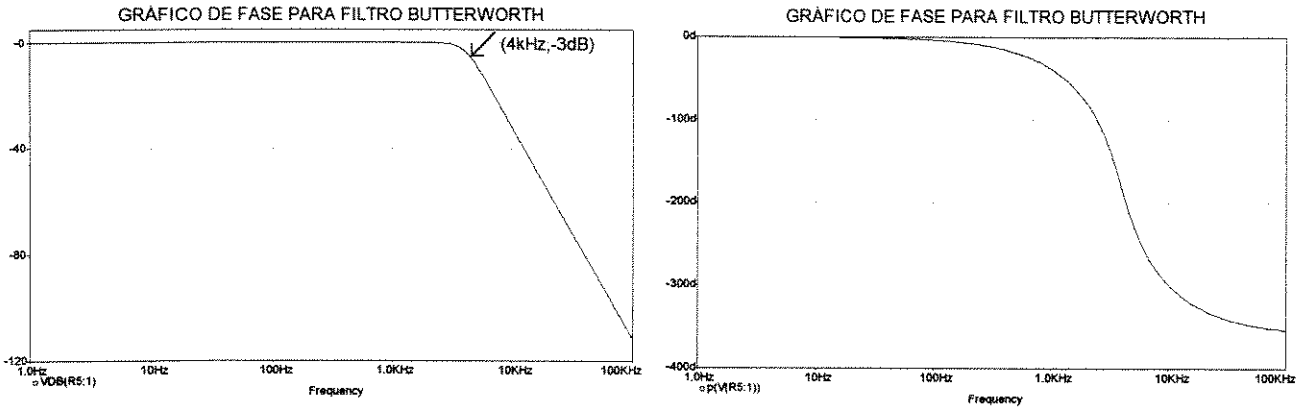


Figura I - Resultados simulados (circuito, módulo e fase da tensão de saída) para um filtro tipo *Butterworth*.

O filtro tipo *Chebyshev*

O filtro Chebyshev é caracterizado pelo fato de apresentar ondulações na banda passante, e de possuir atenuação superior ao do Butterworth, sendo esta diferença regida pela seguinte equação [36]:

$$\alpha_{Ch} - \alpha_{Bu} = 6 \cdot (n-1) dB$$

onde

- α_{Ch} atenuação para um filtro Chebyshev em dB
- α_{Bu} atenuação para um filtro Butterworth em dB
- n é a ordem do filtro.

Ou seja, na região de atenuação para um filtro de 4ª ordem, o tipo Chebychev atenuaria 18dB a mais que um Butterworth correspondente, na mesma freqüência.

análogas ao filtro *Chebyshev* e também por picos de atenuação na banda de rejeição produzidos pelas ressonâncias série dos elementos em derivação. Com isso, conseguem-se filtros com grandes taxas de atenuação e ordem reduzida, se compararmos com as outras topologias (*Chebyshev, Butterworth*) [36]. Suas desvantagens são similares às do filtro Chebyshev, ou seja, devido a mudança bruscas da fase na faixa desejada, causará problemas com distorção do sinal de saída. As ondulações que apresentam tanto na faixa de passagem quanto na de bloqueio, levará a dificuldades de projeto se o mesmo possuir vários estágios em cascata.

A figura III mostra os resultados simulados para esse tipo de filtro, onde são exibidos o circuito, o módulo e fase da tensão de saída para o mesmo.

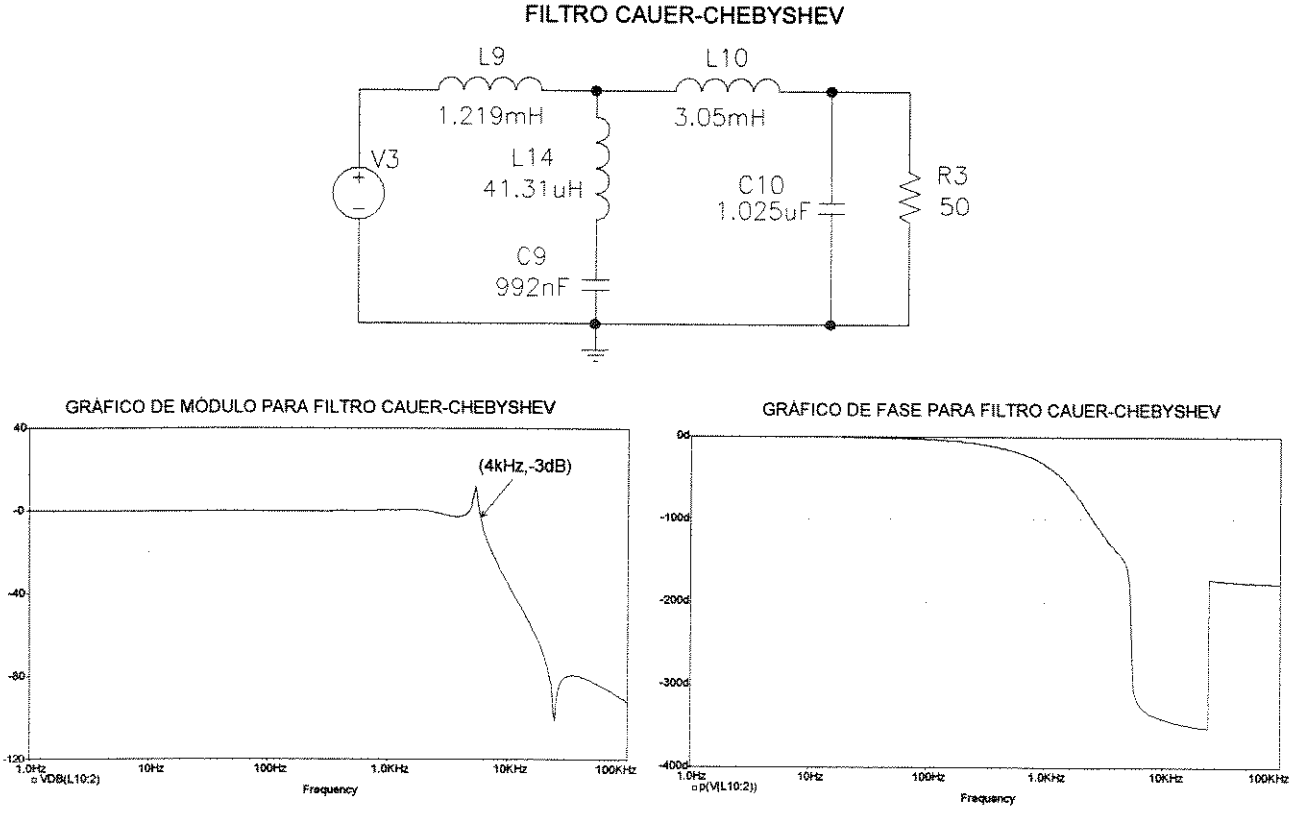


Figura III Resultado simulado (circuito, módulo e fase da tensão de saída) para um filtro Cauer-Chebyshev.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Quinn,C.A. & Persson, E.G. - "Overview of Filtering Techniques for the Reduction of Harmonics Distortion Levels on AC Distribution Systems" SuperPower, Inc.- http://www.superpower.com/filter1.html.

[2] Jou, H.L.; Wu, J.C. & Chu, H.Y. - "New Single-Phase Active Power Filter " IEE Proc. Electr. Power Appl, Vol.141, No. 3 - May 1994 - pp. 129-134.

[3] Rim, G.H.; Kang, Y.; Kim, W.H. & Kim , J.S. - "Performance Improvement of a Voltage Source Active Filter" - APEC' 95 - pp. 613-619.

[4] Hsu, C.Y. & Wu, H.Y. - "A New Single-Phase Active Power Filter with Reduced Energy-Storage Capacity" IEE Proc. Electr. Power Appl. Vol.143, No.1 - January 1996 - pp. 25-30.

[5] Penello, L. F. & Watanabe, E.H. - "Filtro Ativo de Potência Shunt" Dissertação de Mestrado, COPPE/ UFRJ - Junho de 1992.

[6] Bird, B.M.; Marsh, J. F. & McLellan, P.R.(1969) - Harmonic Reduction in Multiplex Convertors by Tripple - Frequency Current Injection." Proc. IEE, Vol 116, No10 - pp.1730.

[7] Sasaki, H. & Machida, T. (1971) - "A New Method to eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic flux Compensation - Considerations on Basic Design." IEEE - Trans. PAS - Vol.90 - No 5 - pp 2009.

[8] Ametani, A. (1976) - 'Harmonic Reduction in Thyristor Converters by Harmonic Current Injection." IEEE Trans. PAS - Vol. 95 - pp 441.

[9] Choe, G. H. & Park, M. H. (1985) - "A New Injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter." IEEE - IECON'85 - Vol.2 - pp 666.

[10] Malesani, L.; Rosseto, L. & Tenti, P.(1986) - Active Filter for Reactive Power and Harmonics Compensation."IEEE - PESC' 86 - Vol.1 - pp 321.

[11] Choe G. H. & Park, M. H. (1986) - "Analisys and control of Active Power Filter With Optimized Injection "IEEE - PESC' 86 - Vol. 1 - pp 401.

[12] Nakajima, T.; Tamura, M. & Masada, E. (1988) - "Compensation of Non-Stationary Harmonics Using Active filter With prony's Spectral Estimation."- IEEE - PESC' 88 - Vol.2 - pp1160.

[13] Park, M. H.; Ahn, D.S.; Won, C. Y. ; Lee, H. K. & Kim, T. H. (1990) - "Microprocessor-Based New Harmonic Elimination Method Using Walsh Fourier Transformation." IEEE - PESC' 90 - Vol2 - pp. 799.

[14] Akagi, H.; Kanazawa, Y. & Nabae, A. (1983) - "Generalized Theory Of The Instantaneous Reactive Power in Three - Phase Circuits" IEEE - IPEC' 83 - pp.1375.

[15] Akagi, H.; Kanazawa, Y. & Nabae, A. (1984) - "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components." IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA -20 - No 3- pp.625.

[16] Akagi, H.; Nabae, A. & Atoh, S.(1986) - "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage - Source PWM Converters." IEEE - Trans. Ind. Appl. Vol. IA-22 - No 3 - pp. 460.

[17] Takeda, M.; Ikeda, K.; Teramoto, A. & Aritsuka, T. (1988) - "Harmonic Current and Reactive Power Compensation With An Active Filter." IEEE - PESC' 88 - Vol.2 - pp. 1174.

[18] Peng, F. Z.; Akagi, H. & Nabae, A. (1988) - "A Novel Harmonic Power Filter "- IEEE - PESC' 88 - Vol.2 - pp. 1151.

[19] Akagi, H.; Tsukamoto, Y.; Nabae, A. (1988) - "Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad - Series Voltage Sources PWM Converters." IEEE - IAS' 88 - Vol.1 - pp.867.

[20] Akagi, H.(1989) - "A Combined System of a Shunt Passive Filter and Small Rated Series Active Filter." International Symposium on Power Electronics - korea.

[21] Key, T. & Lai, J.S. - "Costs and Benefits of Harmonic Current Reduction for Switch-Mode Power Supplies in a Commercial Office Building" IAS 1995 - pp.-1101-1108.

[22] Normas IEC 1000-3-2.

[23] Normas CISPR 11.

[24] Grady, W.M.; Samotyj, M.J. & Noyola, A.H. - "Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies " IEEE Trans.on Power Delivery, Vol. 5 - No.3 - July 1990 - pp.1536-1543.

[25] Cox, M.D. & Mirbod, A. - "A New Static VAR Compensator for an Arc Furnace" IEEE Trans. on Power Systems, Vol. PWRS-1 - No.3 - August 1986 - pp. 110-119.

[26] Torrey, D.A. & Al-Zamel, A.M.A.M. - "Single Phase Active Power Filters for Multiple Nonlinear Loads" IEEE Trans.on Power Electronics vol. 10,- No.3 - May 1995 - pp. 263-272.

[27] Wu, J.C. & Jou, H.L. - "Simplified Control Method for the Single-Phase Active Power Filter " IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol 143, No. 3 - May 1996 - pp. 219-224.

[28] Choe, G.H. & Park, M.H. "A New Injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter" IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.35, No 1 - February 1988 - pp.141-147.

[29] Harashima, F.; Inaba, H. & Kunio, T. - "A Closed Loop Control System for the Reduction of Reactive Power Required by Electronic Converters" IEEE Trans. on Industrial Electronics Vol.IECI-23, No. 2 - May 1976 - pp.162-166.

[30] Dixon, J.W.; Tepper, S. & Morán, L. - "Analysis and Evaluation of Different Modulation Techniques for Active Power Filters" APEC' 94 - pp. 894-900.

[31] Malesani, L.; Mattavelli, P. & Tomasin, P. - "High-Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters" APEC' 96 - pp. 939-945.

[32] Mohan; Undeland; Robbins - "Power Electronics Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, Inc - 1995 - USA.

[33] Normas CISPR 16-1.

[34] Nave, J.M. - "Power Line Filter Design For Switched-Mode Power Supplies", Van Nostrand Reinhold, 1991, USA.

[35] Close, C.M. - "Circuitos Lineares".Livros Técnicos e Científicos Editora S.A.- 1975 - Brasil.

[36] Valkenburg , M.E.V. - " Analog Filter Design" Holt, Rinehart and winston, Inc - 1982 - pp.120 - .U.S.A.

[37] Anais APEC 1996 pp. 21 - 35."Fundamentals of Electromagnetic Compatibility in Power Electronics" - Seminar 4.

[38] Vlatkovic, V.; Borejevic, D. & Lee, F.C. - "Input Filter Design For Power Factor Correction Circuits" IECON' 93 - pp. 954-958.

[39] Byungcho, C. & Cho, B.H. - "Intermediate Line Filter Design to Meet Booth Impedance Compatibility and EMI Specifications" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.10, No.5 - September 1995 - pp. 583-588.

[40] Ohshima, M. & Masada, E. - "AC Filter Design Procedure for Erro Tracking Mode Single Phase PCS's" IPEC - Yokohama 1995 - pp.1464-1469.

[41] Zargari, N.R.; Joos, G. & Ziogas, P.D. - "Input Filter Design for PWM Current-Source Rectifiers" APEC 1993 - pp.824-830.

[42] Zhang, Y.F.; Yang, L. & Lee, C.Q. - "Optimal Design of Integrated EMI Filter" APEC' 95 - pp. 274-280.

[43] Guo, T.; Chen, D.Y. & Lee, F.C. - "Separation of Common- Mode- and Differential-Mode-Conducted EMI Noise" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.11, No.3 - May 1996- pp.480-487.

[44] Zverev, A.I. - "Handbook of Filter Synthesis".John Wiley and Sons, Inc. - 1967 - U.S.A.

[45] Morán, L.; Ziogas, P.D. & Joos, G. - "Analysis and Design of a Novel 3 ∅ Solid-State Power Factor Compensator and Harmonic Suppressor System" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 25 - No. 4 - July/August 1989 - pp 609-619.

[46] Chen, F.Y.S.; Wu, Y.P. & Chen, Y.T. - "A Procedure for Design EMI Filters for AC Line Applications" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.11, No.1 - January 1996 pp.170-181.

[47] Kim, H.S.; Kim, T.W. & Choi, J.H. - "Input Filter Design for Current Source PWM GTO Converter" ISIE 1993 - pp.593-598.

[48] Bhavaraju, V.B. & Enjeti, P. - "A Fast Active Power Filter to Correct Line Voltage Sags" IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 41, No.3 - June 1994 - pp.333-338.

[49] Cendoya, M.G. & Watanabe, E.H. - "Filtro Ativo de Potência Série Para o Lado CC de Retificadores" Dissertação de Mestrado, COPPE/ UFRJ - Setembro de 1992.

[50] Akagi, H.; Kanazawa, Y. & Nabae, A. - "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.20, No.3 - May/June 1984 - pp. 625-630.