

Filtros Híbridos Ativo/Passivo de Potência: Modelagem no Domínio da Freqüência

José A. R. Monteiro

Edson H. Watanabe

COPPE - Universidade Federal do Rio de Janeiro
21945-970 - Rio de Janeiro - RJ, Brasil
Tel: +55(021)260-5010 - Fax: +55(021) 290-6626
Email: jarm@coe.ufrj.br, watanabe@coe.ufrj.br

Resumo - A filtragem ativa visa a compensação harmônica automática, adaptativa e de elevada eficiência junto às cargas não-lineares. Este trabalho apresenta uma modelagem no domínio da freqüência de filtros ativos de potência, onde o conversor e seu controle estão representados por uma função de transferência. Esta modelagem é decisiva no projeto detalhado dos filtros ativos híbridos ou não, bem como nos estudos da inserção destes equipamentos na rede elétrica de forma a se verificar o comportamento do sistema como um todo. Este artigo complementa o trabalho apresentado pelos autores em [4].

INTRODUÇÃO

O projeto de filtros passivos é feito baseado em estudos no domínio da freqüência e existem muitas técnicas já bem consagradas [2]. Por outro lado, o projeto de filtros ativos, conforme mostrado na Figura 1, tem sido baseado em uma modelagem no domínio do tempo [3] e isto fez com que projetos de filtros híbridos [4], Figura 2, em que partes passivas e ativas estão acopladas, não tivessem ainda uma base teórica sólida para seu projeto. De um modo geral, os filtros ativos puros são para potências mais baixas e filtros híbridos para as mais elevadas.

Para fazer uma avaliação precisa do funcionamento dos filtros híbridos passivos/ativos foi desenvolvida uma modelagem no domínio da freqüência de conversores PWM levando em conta seu controle [1]. A modelagem no domínio da

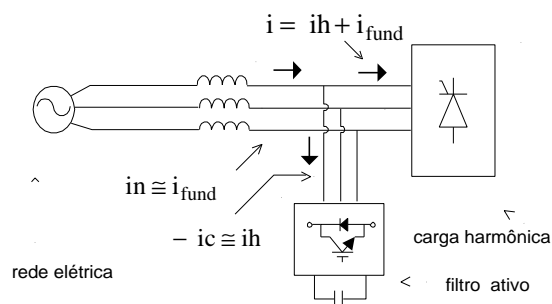


Figura 1 - Filtro ativo shunt puro. A corrente i_h é a parte harmônica da corrente de carga i .

freqüência proposta neste trabalho permite, por exemplo, a verificação da estabilidade do sistema (rede CA - filtro ativo híbrido - carga não-linear) estabelecendo uma relação clara entre parâmetros fundamentais do controle do filtro híbrido com situações limites de estabilidade. Vale ressaltar que esta modelagem é também válida para filtros ativos convencionais onde até o momento os estudos têm sido desenvolvidos apenas no domínio do tempo. A possibilidade de se modelar filtros ativos no domínio da freqüência traz um novo horizonte ao projeto de filtros ativos convencionais e híbridos.

FILOSOFIA DE CONTROLE DE FILTROS ATIVOS PUROS MODELAGEM NO DOMÍNIO DO TEMPO

O processo de cálculo da corrente de compensação harmônica $-i_c^*(t)$ a partir da corrente de carga $i(t)$ começa pela transformação de $i(t)$, descrita em coordenadas a,b,c em componentes i_α e i_β fazendo uso da transformação de Clark como indicado em (1). Estes componentes são multiplicados, a seguir, por tensões senoidais em quadratura resultantes da transformação de tensões de referência trifásicas senoidais puras de seqüência negativa e freqüência fundamental da rede, $v_{ref,1,a}$, $v_{ref,1,b}$ e $v_{ref,1,c}$ em componentes de Clark $v_{ref,1,\alpha}$, $v_{ref,1,\beta}$ (2). Todo o processo a seguir faz uso apenas das componentes α e β das tensões e correntes que, por definição, encerram somente termos de seqüência positiva e negativa.

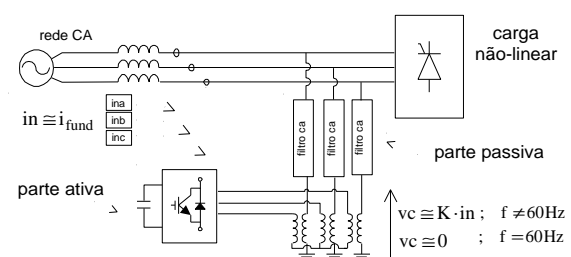


Figura 2 - Filtro ativo híbrido em derivação

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ref-1,\alpha} \\ v_{ref-1,\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ref-1,a} \\ v_{ref-1,b} \\ v_{ref-1,c} \end{bmatrix} \quad (2)$$

O produto mencionado acima está indicado em (3). Caso estas tensões sejam uma imagem do componente de seqüência negativa de tensão terminal do filtro ativo, o resultado deste produto terá a dimensão de potência real instantânea p e potência imaginária instantânea q . Caso contrário, p_{v-1} e q_{v-1} serão apenas variáveis intermediárias sem interpretação física.

$$\begin{bmatrix} p_{v-1} \\ q_{v-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ref-1,\alpha} & v_{ref-1,\beta} \\ -v_{ref-1,\beta} & v_{ref-1,\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

Um sinal de corrente intermediário denominado i' é obtido, primeiro, retendo-se os valores oscilantes \tilde{p}_{v-1} e \tilde{q}_{v-1} (de p_{v-1} e q_{v-1}) por intermédio de filtros passa-alta, seguido da desmodulação do sinal filtrado. Esta desmodulação está indicada em (4).

$$\begin{bmatrix} i'_a \\ i'_b \\ i'_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ref-1,\alpha} & v_{ref-1,\beta} \\ -v_{ref-1,\beta} & v_{ref-1,\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p}_{v-1} \\ \tilde{q}_{v-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Caso os filtros passa-alta mencionados acima sejam ideais, i' corresponde à seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} i'_a(t) \\ i'_b(t) \\ i'_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}_{seq.[+]} - \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}_{zero} \quad (5)$$

Assim, para o caso ideal, i' é a corrente original i menos qualquer contribuição de seqüência zero de qualquer freqüência e eventuais componentes de seqüência negativa de freqüência fundamental. A eliminação do componente fundamental de seqüência negativa se dá exclusivamente devido à eliminação das potências médias dos termos p_{v-1} e q_{v-1} utilizados em (3). A obtenção final de $-i_c^*$ é conseguida tratando o sinal i' de forma similar ao

sinal original i . O sinal i' nesta segunda fase é multiplicado por sinais senoidais em quadratura como indicado nas expressões acima trocando-se apenas i por i' e v_{ref-1} por v_{ref+1} nas expressões (1) a (2) respectivamente. Neste caso os sinais senoidais em quadratura, $v_{ref+1,\alpha}$ e $v_{ref+1,\beta}$, são o resultado da transformação de tensões de referência trifásicas senoidais puras de seqüência positiva e freqüência fundamental da rede, $v_{ref+1,a}$, $v_{ref+1,b}$ e $v_{ref+1,c}$, em componentes de Clark.

Caso os filtros utilizados para filtragem dos sinais modulados p_{v+1} e q_{v+1} sejam ideais, a corrente $-i_c^*$ será expressa como indicada em (6) e só conterá termos harmônicos de ordem $h > 1$.

$$\begin{bmatrix} -i_{ca}^*(t) \\ -i_{cb}^*(t) \\ -i_{cc}^*(t) \end{bmatrix}_{h > 1} = \begin{bmatrix} i'_a(t) \\ i'_b(t) \\ i'_c(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}_{seq.[+]}_{fund.} \quad (6)$$

A Figura 3 mostra a malha principal do sistema de controle descrito acima. Neste diagrama apenas está mostrado a síntese do sinal de compensação i_c . Nos casos reais um sinal adicional deve ser somado ao sinal i_c^* de forma a garantir um balanço de potência ativa média nula entre o lado cc e ca do conversor de tensão. Como em geral este sinal adicional tem amplitude bem inferior ao sinal principal i_c , na presente análise este foi omitido. Nas referências [1] e [4] a natureza deste sinal adicional é discutida em detalhe.

FILOSOFIA DE CONTROLE DE FILTROS ATIVOS PUROS: MODELAGEM NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

As expressões (5) e (6) mostram o que se espera para a saída das duas partes que compõe a malha principal de controle de um filtro ativo caso os filtros de sinal (indicados na Figura 3 como FPA) sejam

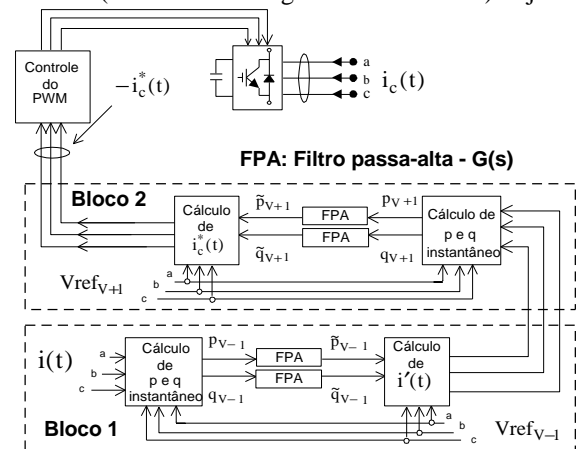


Figura 3 - Malha principal de controle do filtro ativo. Estes filtros têm a função de eliminar os

valores médios dos termos em p e q tanto no bloco 1 como no bloco 2 do sistema de controle.

A modelagem no domínio da frequência da malha principal de controle vem esclarecer o comportamento dos filtros ativos em situações reais onde os filtros de sinal mencionados acima não são ideais.

A modelagem no domínio da frequência foi originalmente obtida fazendo uso da Transformada Contínua de Fourier [1],[6] aplicada aos dois blocos da malha de controle da Figura 3. Os resultados descritos neste artigo apresentam este resultado fazendo uso das similaridades entre a Transformada de Fourier e a Transformada de Laplace indicadas em [1].

A expressão (7) mostra o modelo no domínio da frequência do filtro ativo em estudo em coordenadas a,b,c. A expressão (8) mostra resultados similares porém em componentes simétricos.

$$\begin{bmatrix} -I_{c_a}^*(s) \\ -I_{c_b}^*(s) \\ -I_{c_c}^*(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{F(s)}{3} \cdot \begin{bmatrix} I_a(s) \\ I_b(s) \\ I_c(s) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} -I_{c_+}^*(s) \\ -I_{c_-}^*(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot F(s) \cdot \begin{bmatrix} I_+(s) \\ I_-(s) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Onde:

$$F(s) = G(s - \omega_{cr} \cdot j) \cdot G(s + \omega_{cr} \cdot j); \quad (9)$$

G(s) é a função de transferência dos filtros (de sinal) responsáveis pela obtenção das parcelas oscilantes \tilde{p}_{v-1} , \tilde{q}_{v-1} , \tilde{p}_{v+1} e \tilde{q}_{v+1} ;

ω_{cr} é a frequência fundamental da rede.

É importante salientar que esta modelagem pode ser considerada correta até aproximadamente 1/10 da frequência de chaveamento do conversor PWM. Os harmônicos gerados pelo próprio conversor foram desprezados. Estes harmônicos são de alta frequência admitindo uma filtragem simples e de baixo custo.

Na expressão (8), I_+ e I_- representam, respectivamente, as correntes de seqüência positiva e negativa na carga, e I_{c_+} e I_{c_-} são, respectivamente, as correntes de compensação de seqüência positiva e negativa do filtro. Desta expressão, que considera a existência dos dois componentes de seqüência, observa-se claramente como os filtros de sinal, utilizados para a obtenção de \tilde{p} e \tilde{q} , atuam na obtenção das correntes de compensação. Além disto, as influências das seqüências positivas e negativas podem ser facilmente entendidas.

Supondo a carga representada por uma fonte de corrente ideal de valor $i(t)$, pode-se calcular facilmente a corrente de alimentação na rede $in(t)$ no domínio da frequência como:

$$\begin{bmatrix} IN_+(s) \\ IN_-(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot (1 - F(s)) \cdot \begin{bmatrix} I_+(s) \\ I_-(s) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Como exemplo da utilização do modelo proposto vamos calcular o THD-I da corrente que alimenta um conversor de seis pulsos supondo o filtro G(s) ser um filtro passa-alta de primeira ordem como indicado em (11).

$$G(s) = \frac{s}{s + \omega_0} \quad (11)$$

Onde,

ω_0 é a frequência de corte do filtro de sinal.

Representando a carga como uma fonte de corrente ideal onde os harmônicos de ordem $k = 6 \cdot n \pm 1$ podem ser aproximadamente calculados por:

$$|I_k| \cong \frac{I_f}{k} \quad (12)$$

Então o THD-I pode ser estimado por:

$$THD-I = \sqrt{\sum_{\substack{n \geq 1 \\ k=6n \pm 1}} \left(\omega_0 \frac{2 \cdot s + \omega_0}{(s + \omega_0)^2 + \omega_{cr}^2} \cdot \frac{1}{k} \right)^2} * 100 \% \quad (13)$$

A Figura 4 mostra a expressão (13) em função da frequência de corte $f_0 = \omega_0 / 2 \cdot \pi$ do filtro G(s). Assumindo como satisfatório um THD-I de 5%, pode ser usado qualquer valor de f_0 menor que 32 Hz. Em particular, para um f_0 de 10 Hz obtém-se um THD-I de 1,5 %.

Na referência [1] a modelagem do conversor PWM e seu controle no domínio da frequência está descrita de forma extensa para a condição mais geral onde G1(s) (filtro para p) e G2(s) (filtro para q) são diferentes.

FILTROS ATIVOS HÍBRIDOS

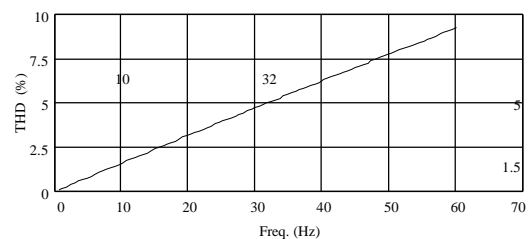


Figura 4 - THD-I da corrente de alimentação de um sistema (filtro ativo - conversor de seis pulsos) em função da frequência de corte f_0 .

MODELAGEM NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

O filtro ativo híbrido da Figura 2 foi descrito em [4] onde foram apresentadas as equações básicas, uma filosofia de projeto para um cálculo integrado das partes ativa e passiva e a filosofia de controle do filtro híbrido. Em [4] considerou-se a parte ativa como uma fonte de tensão harmônica VC_h controlada pela corrente residual harmônica na rede IN_h como segue:

$$VC_h(s) = K \cdot IN_h(s) \quad (14)$$

A modelagem no domínio da frequência permite obter no domínio da frequência os componentes harmônicos de IN de forma similar às expressões (7) e (8). Assim de forma imediata uma representação realista da parte ativa do filtro híbrido pode ser obtida em componentes simétricos como :

$$\begin{bmatrix} VC_+(s) \\ VC_-(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot K \cdot F(s) \cdot \begin{bmatrix} IN_+(s) \\ IN_-(s) \end{bmatrix} \quad (15)$$

As equações descritas em [4] são válidas partindo-se do pressuposto que $K \cdot F(s) \cong K$ na maior parte do espectro de frequência onde o filtro deve atuar, exceto para frequências muito próximas da fundamental.

Partindo-se das equações descrita em [4] e da expressão (15) é possível descrever o filtro híbrido utilizando um diagrama de blocos como indicado na Figura 5, onde:

- VS - fonte de tensão Thévenin da rede CA;
- VC- tensão da parte ativa do filtro híbrido;
- IN - corrente na rede CA;
- I - fonte de corrente representando a carga;
- ZF - impedância da parte passiva do filtro híbrido;
- ZS - impedância Thévenin da rede CA;
- $K \cdot F(s)$ - função de transferência da parte ativa.

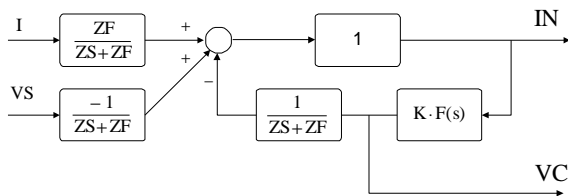


Figura 5 - Diagrama de blocos da funções de transferência VC/I , VC/VS , IN/I , IN/VS .

FILTROS ATIVOS HÍBRIDOS ESTUDO DE ESTABILIDADE - CASO EXEMPLO

A Figura 5 indica ser possível estudar de forma aproximada a estabilidade do sistema (rede Ca - filtro híbrido - carga) utilizando técnicas

convencionais de controle. Como exemplo será mostrado para que valores limites de K o sistema se torna instável para diferentes valores de frequência de corte f_0 .

Vamos considerar o caso da carga ser um conversor de seis pulsos de 20 kVA operando com ângulo de disparo 45° . Para a rede CA assumiu-se uma tensão Thévenin de $(200 \cdot \sqrt{3})/\sqrt{2}$ V fase-fase e uma impedância da rede da ordem de 0.04 pu. A parte passiva do filtro híbrido está indicada na Tabela 1.

Tabela 1 - Componentes da parte passiva.

Componentes	C (μ F)	L (mH)	q
5° sintonizado	330	0,83	15
7° sintonizado	160	0,90	15
Passa-alta	290	0,18	3

A Tabela 2 apresenta um resumo de um estudo paramétrico onde são mostrados para diferentes valores de f_0 os respectivos valores de $K_{crítico}$.

Tabela 2 - Valores críticos de K a partir dos quais o sistema é instável.

f_0 (Hz)	$K_{crítico}$	(*)
20	22,8	± 394 rad/s ; 1,05 pu
40	11,2	± 442 rad/s ; 1,17 pu
60	6,6	± 521 rad/s ; 1,38 pu

(*) - Pólos complexos no eixo imaginário associados ao $K_{crítico}$ em (rad/s) e em pu da frequência fundamental.

FILTROS ATIVOS HÍBRIDOS SIMULAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO - CASO EXEMPLO

As Figuras 6 e 7 mostram o desempenho no domínio do tempo e da frequência do filtro híbrido para o caso exemplo mencionado acima. Foi escolhida como frequência de corte dos filtros de sinal o valor $f_0 = 40$ Hz. Pelos resultados da Tabela 2, deve ser escolhido um K inferior a 11,2 de forma que o sistema como um todo seja estável. Utilizou-se $K = 6$.

Nesta simulação os filtros passivos partem ligados, porém a parte ativa só é acionada no meio da simulação. Nota-se que o THD-I da corrente da carga é de 27%. A corrente na fonte possui um THD-I de 14% já com a parte passiva acionada e é de apenas 1,4% com o filtro híbrido completamente inserido. A Figura 8 nos dá uma indicação quanto à estabilidade do sistema. De acordo com a Tabela 2 valores de K inferiores a 11,2 são estáveis e acima deste valor, instáveis. Como indicado na Figura 8 para $K=14$ o sistema se torna instável.

CONCLUSÕES

Este trabalho complementa os resultados já apresentados pelos autores em [4], que mostra aspectos fundamentais do projeto de filtros híbridos em regime permanente.

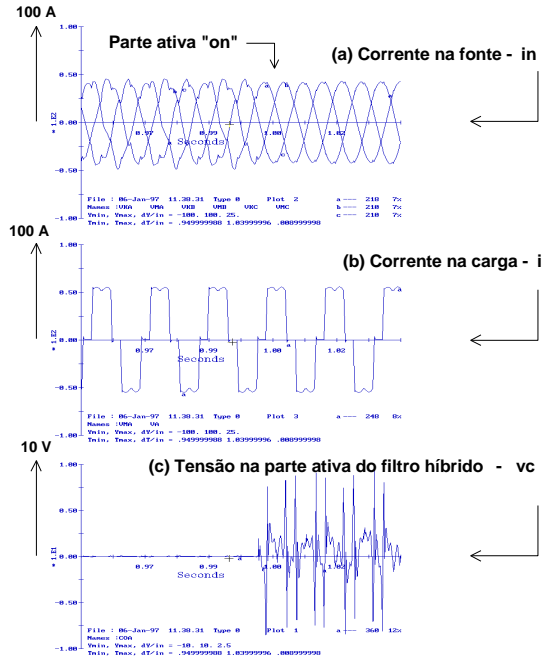


Figura 6 - Desempenho do Filtro híbrido.
(a) Corrente na fonte; (b) Corrente na carga;
(c) Tensão na parte ativa do filtro híbrido.

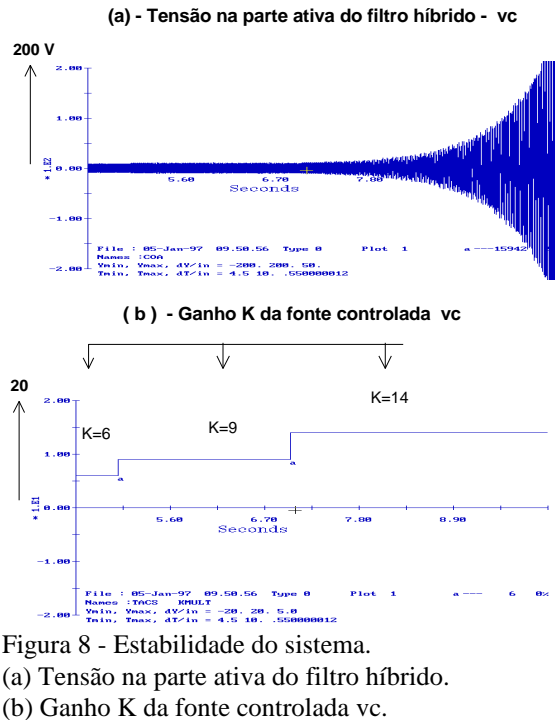


Figura 8 - Estabilidade do sistema.
(a) Tensão na parte ativa do filtro híbrido.
(b) Ganho K da fonte controlada vc.

A contribuição do presente trabalho está em formular uma modelagem no domínio da frequência de conversores PWM utilizados em filtros ativos. Esta modelagem permite utilizar técnicas já

consagradas de estudos de circuitos no domínio da frequência para análises da inserção deste tipo de equipamento nas redes elétricas.

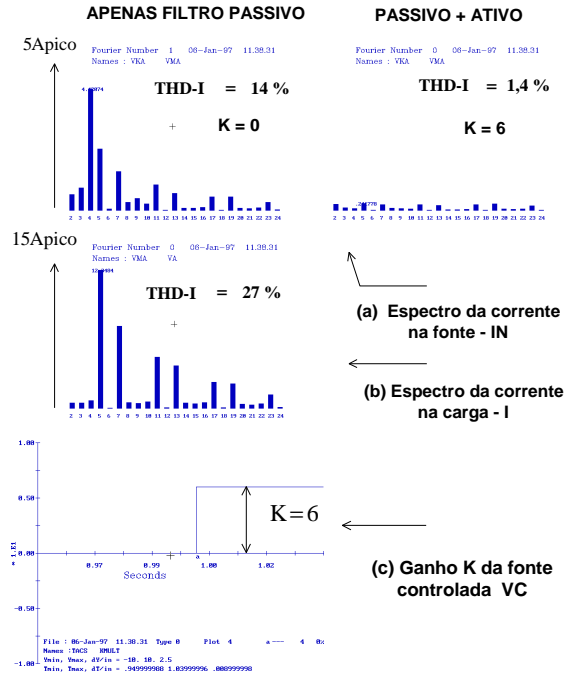


Figura 7 (a) e 7 (b) -
Espectros harmônicos das corrente da fonte e da carga respectivamente relacionados aos diagramas da Figura 6.

Figura 7 (c) Ganho K da fonte controlada VC referente ao caso da Figura 6.

REFERÊNCIAS

- [1] J. A. R. Monteiro, "Filtros Híbridos Ativo/Passivo de Potência: Modelagem no Domínio da Frequência", Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ, Março, 1997.
- [2] V. Larsen and N. W. Miller, "Specification of AC Filters for HVDC System", IEEE Pamphlet 93 TH069-8-PWR-Specification of Harmonic Filters for HVDC Stations", 1993.
- [3] H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Power Conditioning", IEEE Trans. on Power Industry, vol. 32, n° 6, November/December 1996.
- [4] J. A. Monteiro, E.H. Watanabe, Rolf Hanitsch, "Filtros Ativos Mistos em Derivação Aplicados a Grandes Cargas Não- Lineares - Uma Solução de Custo Reduzido". Seminário Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica, SBQEE 96, Uberlândia, Junho de 1996.
- [5] E. H. Watanabe, R. M. Stephan and M. Aredes, "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Power in Generic Electric Systems", IEEE Trans. on Power Delivery, Jul., 1993.
- [6] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, With Ian T. Young, "Signals and Systems", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.