

ANÁLISE E MODELAGEM DO FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PWM MONOFÁSICO

Fabricio L. Lirio, Márcio do Carmo Barbosa Rodrigues e Henrique A. C. Braga

Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência, Faculdade de Engenharia
Universidade Federal de Juiz de Fora – UFJF
Caixa Postal 422, 36001-970 Juiz de Fora, MG, BRAZIL
e-mail: hbraga@engelet.ufjf.br

Resumo - Este artigo descreve a aplicação do modelo da chave PWM (Modelo de Vorpérian) a um sistema básico de filtro ativo monofásico. As etapas de obtenção do modelo são cuidadosamente descritas, seja para obtenção de relações estáticas (ou grandes sinais), seja para a obtenção de relações de pequenos sinais. As principais funções de transferência obtidas (entrada-saída e controle-saída) são apresentadas para atender a abordagens rigorosas, envolvendo elementos parasitas, ou para a obtenção de relações simplificadas. Estas funções são, então, representadas graficamente e comparadas com resultados experimentais e simulados via Pspice®. Em função da estreita concordância entre os resultados teóricos e simulados, acredita-se que as funções encontradas possam ser largamente empregadas para a descrição do comportamento do sistema, bem como possam servir como base para a proposição de estratégias de controle diversas.

Abstract - This paper describes the application of the model of the PWM switch to a single-phase PWM active power filter. Modeling deriving steps are explained carefully (by means of equivalent circuits and respective equations), leading to DC, line-to-output and control-to-output (small-signal) relationships and transfer functions. The proposed model includes, firstly, many parasitic effects, resulting in a more strict procedure. However, the paper also presents simplified equations, which are very similar to other ones derived in previous papers. It is important to notice that many aspects of the system are not well represented by those simplified relationships. So, the complete model (including parasitic elements) must be considered in a more accurate approach. Theoretical model response is compared to Pspice simulation waveforms revealing a very good agreement. Therefore, it is possible to state that the obtained model can be used to describe the system behavior at large, as well as it can be used to help designing a more appropriate closed-loop control system (adopting well-known control strategies).

I. INTRODUÇÃO

O estudo de filtros ativos de potência monofásicos tem sido motivado pelo uso crescente de equipamentos eletrônicos em residências e estabelecimentos comerciais nos últimos anos. A corrente elétrica consumida por esses equipamentos difere da consumida pelas cargas passivas, já que se constitui numa forma de onda não senoidal.

Apresenta, assim, componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental. Este comportamento pode implicar em um baixo fator de potência, baixa eficiência, interferência em alguns instrumentos e equipamentos de comunicação, sobrecarga no sistema de distribuição, aquecimento de transformadores etc.

Uma solução para estes problemas é o uso do filtro ativo de potência monofásico, que é conectado em paralelo com a carga (ou conjunto de cargas) não linear permitindo, assim, um melhor desempenho da rede elétrica. O filtro ativo de potência consiste no uso da eletrônica de potência para produzir componentes harmônicas que cancelem as harmônicas correspondentes da carga não linear. Eles podem limitar as harmônicas a níveis aceitáveis, adaptando-se às alterações das componentes harmônicas e mudanças no tipo de carga não linear.

Dois topologias básicas têm sido apresentadas para a implementação de filtros ativos monofásicos: utilizando o inversor de tensão (VSI) ou o inversor de corrente (CSI) [1] e [2]. A carga não linear também pode ser monitorada de diferentes maneiras: através de sensores na corrente de carga [2] e [3], ou na corrente de linha [1] e [4]. As técnicas de controle podem envolver controladores do tipo proporcional-integral [1], modos deslizantes [5], entre outros.

A topologia de filtros ativos monofásicos mais utilizada é composta por um inversor de tensão “full bridge” conectado em paralelo com a carga não linear através de um indutor de filtragem, enquanto que o lado cc é ligado a um capacitor de filtragem como mostrado na Figura 1. A corrente no indutor é do tipo “condução contínua” (CCM – continuous conduction mode), conforme ilustrado na Figura 2, para diversas situações, em função da natureza da carga não linear. Incluiu-se um caso trifásico na letra (a), para fins de comparação. Nessa figura, não foi representada a componente de alta frequência, existente no indutor, que é função da técnica de modulação empregada. Para o estudo em questão, será considerado um inversor com estratégia de chaveamento PWM, ou seja, frequência constante, f_s , e modulação da razão cíclica.

Essa condição da corrente no indutor favorece a modelagem do sistema inversor utilizando técnicas de média no espaço de estados [6] e [7]. Em função da facilidade de representação por meio de circuitos equivalentes lineares e da natureza didática do método, este trabalho demonstrará a aplicação da técnica de Vorpérian na modelagem do sistema em questão [6]. É importante lembrar que esse tratamento de modelagem para o filtro ativo monofásico não tem sido abordado com detalhes na literatura técnica citada.

II. O CONCEITO DE CÉLULA DE COMUTAÇÃO

A célula de comutação (ou chave PWM) é um arranjo não linear de três terminais, conforme ilustrado na Figura 3. Ela encerra toda a não linearidade do conversor.

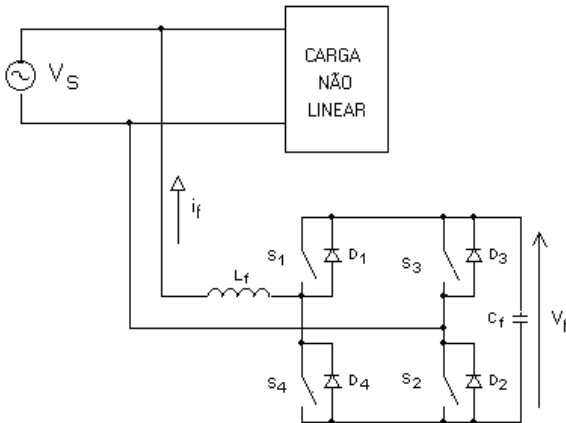


Figura 1. Filtro Ativo de Potência PWM Monofásico.

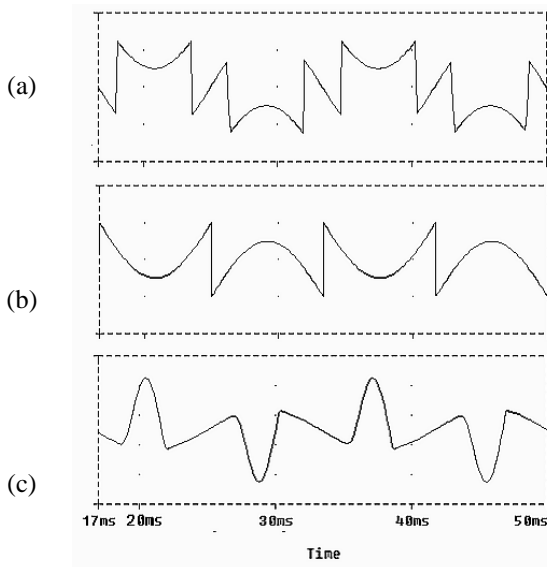
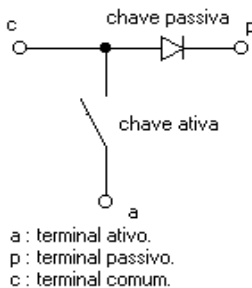


Figura 2. Correntes Típicas no Indutor de Filtragem.

- (a) retificador trifásico a diodos com filtro indutivo no lado cc;
- (b) retificador em ponte a diodos com filtro indutivo no lado cc;
- (c) retificador em ponte a diodos com filtro capacitivo no lado cc.



a : terminal ativo.
p : terminal passivo.
c : terminal comum.

Figura 3. Célula de Comutação.

Admitindo-se a condição CCM da corrente que entra no terminal comum, as chaves ativa (controlável, ou auto-comutada) e passiva (condução e bloqueio espontâneo) formam um par complementar. Uma vez que as propriedades invariantes na chave PWM são determinadas, um modelo de circuito equivalente médio pode ser obtido. O modelo da chave PWM conduz a simplificações consideráveis na análise (linear e não linear) e concepção de conversores cc-cc.

O estudo das propriedades invariantes da chave PWM conduz a dois modelos básicos:

- Modelo do circuito médio equivalente da chave PWM para uma razão cíclica fixa mostrado na Figura 4.
- Modelo de pequenos sinais equivalente da chave PWM mostrado na Figura 5.

Nessas figuras, D é a razão cíclica associada à chave ativa e D' , a razão cíclica complementar (ou seja, $1-D$), está associada aos diodos. A resistência r_e é a resistência série do capacitor de filtragem, r_{Cf} . I_c é a corrente CC que entra (ou sai) do terminal comum, c , e é computada para uma razão cíclica específica no ponto de trabalho, D , em torno do qual a análise de pequenos sinais é realizada. A tensão V_D também é associada ao ponto de trabalho e vale:

$$V_D = V_{ap} + I_c (D-D') r_e \quad (1)$$

Onde V_{ap} é a tensão CC entre os terminais ativo e passivo da célula de comutação (vj. Figura 3).

Deve-se observar que o transformador da Figura 4 constitui-se num elemento fictício, já que é capaz de operar com níveis médios cc, obedecendo às leis básicas dos transformadores ideais. Em alguns textos, esse elemento é representado de forma ligeiramente distinta de um transformador comum [8]. Para facilidade de representação, esse procedimento não é adotado aqui.

III. MODELO DO INVERSOR DE TENSÃO PARA GRANDES SINAIS

O filtro ativo PWM monofásico operando em modo de condução contínua funciona baseado no princípio de que se a corrente no lado cc do inversor (corrente no capacitor) possui valor médio nulo, para um período da tensão senoidal de entrada, não existe fluxo de potência ativa através do conversor (exceto para suprir as perdas devido às não idealidades do mesmo). Dessa forma, o filtro ativo compensa apenas as correntes reativa e harmônica da carga não linear.

Em regime permanente, o capacitor de filtragem, C_f , apresenta uma tensão média com baixa ondulação, V_f , como representado na Figura 1. A modulação PWM utilizada é do tipo bipolar, e portanto, devido à operação CCM, o acionamento das chaves $S1$ e $S2$ é complementar ao acionamento das chaves $S3$ e $S4$. Será admitido que o acionamento de $S1$ e $S2$ está associado à razão cíclica D e que a chave ativa é unidirecional, conduzindo corrente no sentido oposto ao de condução de seu diodo anti-paralelo.

$$r_a = Dr_s + D'r_D + DD're \quad (2)$$

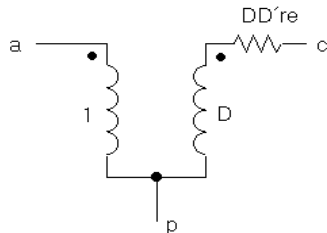


Figura 4. Modelo para Razão Cíclica Fixa ou Grandes Sinais.

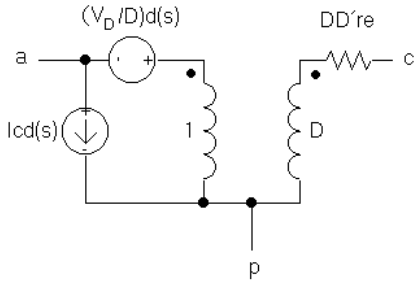


Figura 5. Modelo de Pequenos Sinais.

Se as chaves S1 e S2 estiverem fechadas, S3 e S4 estarão abertas e D3 e D4 bloqueados pela tensão V_f . As chaves S1 e S2 conduzem se $i_f > 0$ e os diodos D1 e D2 conduzem se $i_f < 0$.

Se as chaves S3 e S4 estiverem fechadas, S1 e S2 estarão abertas e D1 e D2 bloqueados pela tensão V_f . Os diodos D3 e D4 conduzem se $i_f > 0$, enquanto as chaves S3 e S4 conduzem se $i_f < 0$.

Essas situações são resumidas na Tabela 1. A razão cíclica indicada na terceira coluna é aquela associada à chave ativa da célula de comutação em questão.

TABELA 1. Células de Comutação das Figs. 6 e 7.

Sentido da Corrente	Células de Comutação	Razão Cíclica	V_{ap}
$i_f > 0$	① S ₁ e D ₄	D	$+V_f$
	② S ₂ e D ₃	D	$-V_f$
$i_f < 0$	③ S ₃ e D ₂	D'	$+V_f$
	④ S ₄ e D ₁	D'	$-V_f$

As figuras 6 e 7 mostram os circuitos equivalentes para o inversor de tensão, conforme seja a corrente no indutor de entrada positiva ou negativa, respectivamente. As células de comutação são indicadas, como na Figura 3, pelos terminais a, p e c, agora acrescidos de um índice, que pode ser 1, 2, 3 ou 4, conforme o par de chaves pertinente.

O modelo de grandes sinais é obtido pela substituição das células de comutação indicadas nas figuras 6 e 7 pelo modelo para razão cíclica constante da Figura 4.

Para o circuito equivalente da Figura 6 essa substituição resulta no modelo apresentado na Figura 8. A resistência r_a indicada, inclui agora as resistências de condução associadas à chave passiva e ativa [6], ou seja:

Onde r_s e r_D são as resistências de condução da chave ativa e do diodo, respectivamente.

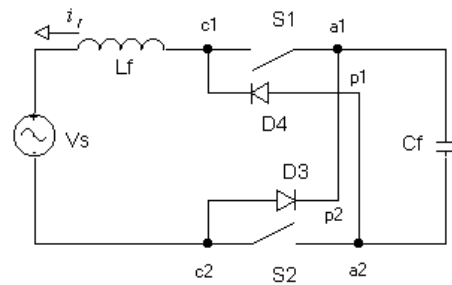


Figura 6. Circuito Equivalente para $i_f > 0$.

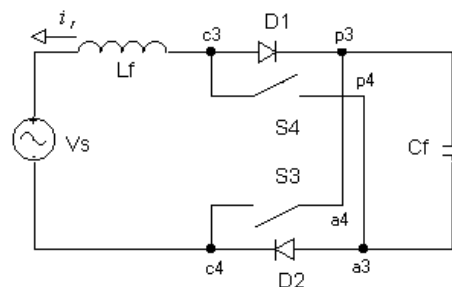


Figura 7. Circuito Equivalente para $i_f < 0$.

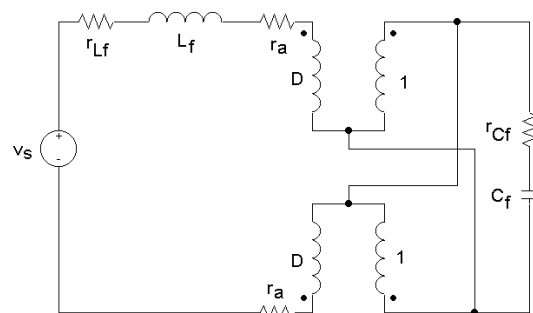


Figura 8. Modelo do Filtro Ativo PWM Monofásico para Razão Cíclica Fixa e Grandes Sinais (inclui elementos parasitas).

O modelo da chave PWM apresenta a vantagem de permitir a fácil inclusão das resistências inerentes aos indutores, capacitores, as quais também foram representadas na Figura 8. Isso, é claro, torna a modelagem mais rigorosa, porém mais complexa.

Caso o modelo da célula de comutação fosse substituído no circuito equivalente da Figura 7, a topologia do circuito, apesar de ligeiramente diferente, resultaria numa descrição de parâmetros essencialmente idêntica à obtida com o uso do circuito da Figura 8. O parâmetro r_a seria definido como em (2), porém, com a troca de D por D' e vice-versa. É possível demonstrar que, para valores típicos de r_s e r_D o resultado (2), para um caso ou outro, não difere a ponto de tornar a modelagem inválida. Isto será evidenciado nos resultados teóricos, simulados e experimentais que serão apresentados no decorrer deste texto. Além disso, quanto mais próximo r_s

for de r_D e D de 0,5 (razão cíclica igual a 50%), menor a diferença verificada no cômputo do parâmetro r_a . Em função dessas considerações, apenas a situação da Figura 6 será usada para obtenção da modelagem a que esse trabalho se propõe.

A. O Ganho Estático

O ganho estático de tensão do conversor pode ser obtido da Figura 8 considerando o ramo capacitivo como uma tensão, V_f . Para uma tensão cc de entrada, V_s , sabe-se que o indutor se comporta como um curto-circuito e o capacitor como um circuito aberto. Isso implica em que a corrente no secundário (e a refletida ao primário) dos transformadores é nula. Essa situação é representada na Figura 9.

Fica, então, evidente que, para um valor qualquer da tensão de entrada, V_s , tem-se:

$$\frac{V_f}{V_s} = \frac{1}{2D-1}. \quad (3)$$

Essa equação está representada na Figura 10, para a faixa convencional de variação de D . Fica claro que $D=0,5$ é um ponto de descontinuidade e máximo ganho. Nesta figura, também foram incluídos dados experimentais obtidos de um protótipo de laboratório, cujos detalhes são apresentados no Apêndice 1.

É possível aproveitar a relação (3) para encontrar a expressão da razão cíclica exigida para manter a tensão de saída, V_f , constante, caso a entrada variasse. Se, por exemplo, a tensão de entrada, V_s , sofresse "lentas" variações $v_s(t) = V_p \text{ sen}(\omega_L t)$, a razão cíclica precisaria obedecer à seguinte equação:

$$D(t) = \frac{V_p}{2V_f} \text{ sen}(\omega_L t) + \frac{1}{2}. \quad (4)$$

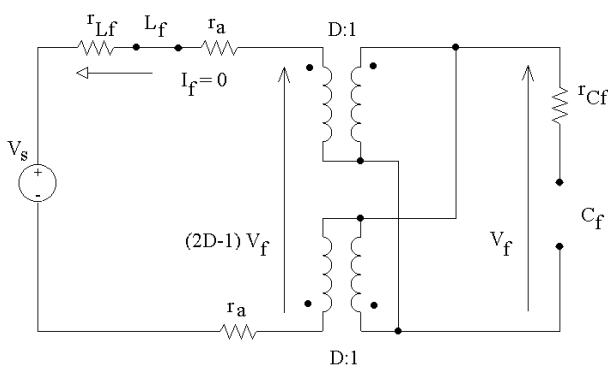


Figura 9. Circuito Equivalente Empregado para Obtenção do Ganho Estático do Inversor de Tensão.

A Figura 11 mostra a validade da equação (4) para um inversor com $r_S=r_D=0,1 \Omega$, $L_f=800 \mu\text{H}$, $C_f=600 \mu\text{F}$, $V_p=180 \text{ V}$, $\omega_L=377 \text{ rd/s}$, $f_s=40 \text{ kHz}$ e $V_f=400\text{V}$. Fica claro, da simulação, que a tensão no capacitor se mantém no valor previsto e que a corrente no indutor, na ausência de carga não linear, possui valor médio nulo.

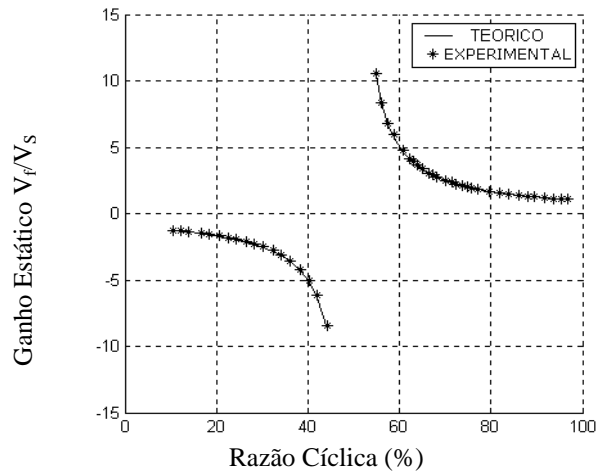


Figura 10. Ganho Estático em Função da Razão Cíclica.

B. Outras Relações de Grande Sinal

A função de transferência tensão no capacitor \times tensão de entrada, que pode ser obtida da Figura 8, é:

$$\frac{v_f(s)}{v_s(s)} = \frac{sr_{Cf}C_f(2D-1) + (2D-1)}{s^2L_fC_f + sC_f[r_{Lf} + 2r_a + (2D-1)^2r_{Cf}] + (2D-1)^2}. \quad (5)$$

Se o efeito das resistências parasitas r_{Cf} e r_{Lf} for desprezado, essa relação pode ser escrita em sua forma simplificada:

$$\frac{v_f(s)}{v_s(s)} = \frac{(2D-1)}{s^2L_fC_f + sC_f2r_a + (2D-1)^2}. \quad (6)$$

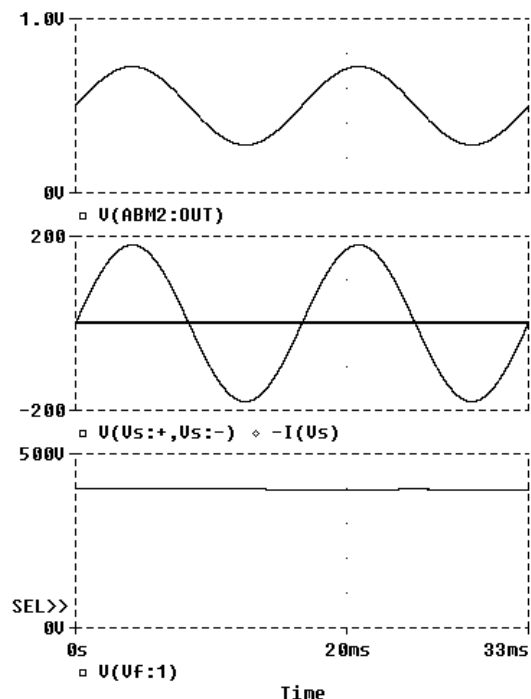


Figura 11. Formas de Onda Simuladas no Inversor do Filtro Ativo. De cima para baixo: Tensão de Modulação; Tensão e Corrente de Entrada; Tensão no Capacitor de Saída.

As variações da corrente no indutor devido a perturbações na tensão de entrada são dadas por:

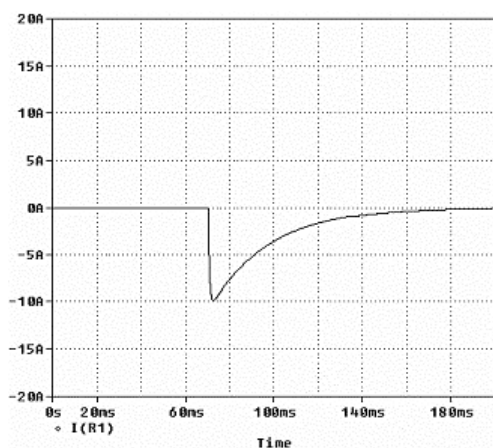
$$\frac{i_f(s)}{v_s(s)} = \frac{-sC_f}{s^2L_fC_f + sC_f[r_{L_f} + 2r_a + (2D-1)^2r_{C_f}] + (2D-1)^2} \cdot (7)$$

A equação (7) também pode ser simplificada se as resistências parasitas r_{C_f} e r_{L_f} forem desprezadas. Isso resulta em:

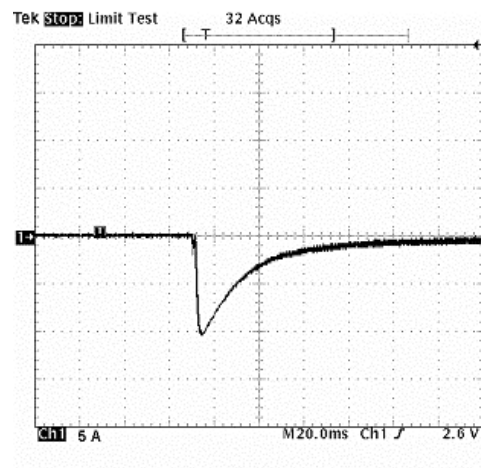
$$\frac{i_f(s)}{v_s(s)} = \frac{-sC_f}{s^2L_fC_f + sC_f2r_a + (2D-1)^2} \cdot (8)$$

Pela observação do circuito da Figura 8 constata-se que a corrente que passa pelo capacitor depende da razão cíclica e vale $(1-2D)i_f$. Isto resulta que a função de transferência tensão no capacitor \times corrente no indutor é:

$$\frac{v_f(s)}{i_f(s)} = \frac{1-2D}{sC_f} \cdot (9)$$

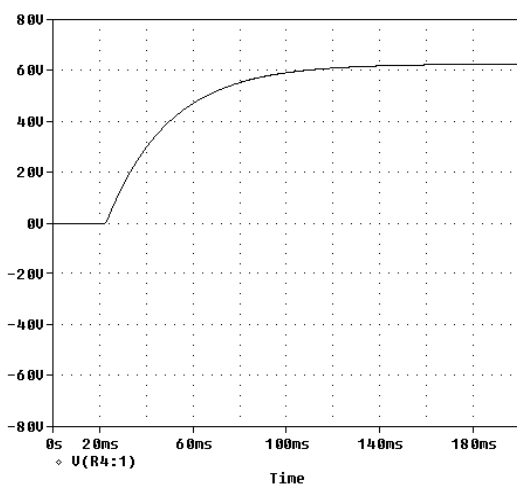


(a)

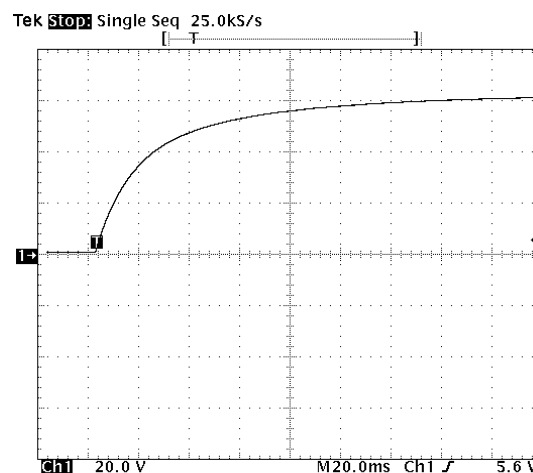


(b)

Figura 12. Corrente no Indutor (a) Modelo e (b) Experimental (5A/div; 20ms/div).



(a)



(b)

Figura 13. Tensão no Capacitor (a) Modelo e (b) Experimental (20V/div; 20ms/div).

As funções de transferência (6) e (8) foram verificadas pela aplicação de um degrau de 12,7 V na tensão de linha em situação de razão cíclica constante e igual a 0,6014. O valor de r_a empregado foi de 0,6 Ω . Os resultados teóricos e experimentais são apresentados na Figura 12 e Figura 13, onde é fácil perceber uma grande semelhança entre as curvas teóricas e os resultados do protótipo, o que valida o modelo.

IV. ANÁLISE DE PEQUENOS SINAIS

A substituição das chaves PWM da Figura 6 pelo modelo para pequenos sinais da Figura 5 conduz ao circuito equivalente da Figura 14, que permite uma análise das variações da corrente do filtro (corrente no indutor) e tensão no capacitor, provenientes de perturbações na razão cíclica. Como é típico das aplicações de filtro ativo monofásico PWM, a tensão de entrada $v_s(t)$ varia a uma taxa muito inferior à da frequência de chaveamento, f_s . Por esse motivo, a tensão de entrada foi considerada em repouso na Figura 14.

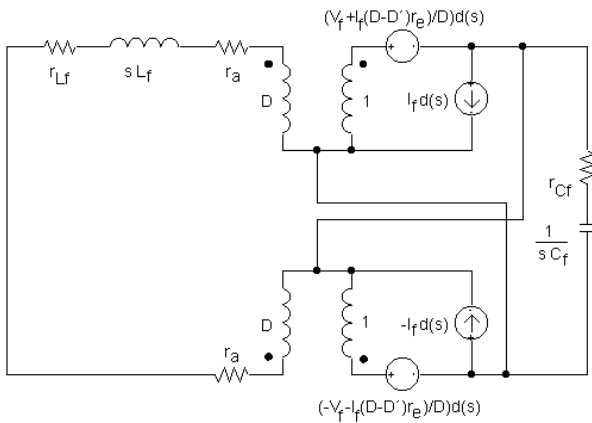


Figura 14. Modelo do Filtro Ativo de Potência PWM Monofásico para Pequenos Sinais.

Admitindo-se que o conversor opera em regime, num determinado ponto de trabalho, com razão cíclica D e tensão no capacitor igual a V_f , pode-se concluir que a corrente $I_f = 0$. Essa conclusão é idêntica à obtida para obtenção do ganho estático, conforme a Figura 9.

Dessa forma, pode-se escrever a função de transferência corrente no indutor \times razão cíclica:

$$\frac{i_f(s)}{d(s)} = \frac{2C_f V_f \cdot s}{s^2 L_f C_f + s C_f [2r_a + r_{Lf} + (1-2D)^2 r_{Cf}] + (2D-1)^2} \quad (10)$$

Desprezando os elementos parasitas (r_{Lf} e r_{Cf}) essa expressão reduz-se a:

$$\frac{i_f(s)}{d(s)} = \frac{2V_f C_f s}{s^2 L_f C_f + s 2r_a C_f + (2D-1)^2} \quad (11)$$

Esta expressão pode sofrer simplificações ainda mais interessantes. Supondo que a tensão no capacitor é constante no ponto de trabalho, como resultado de uma elevada constante de tempo e em função da ação da malha de

controle de tensão, os terminais ativo e passivo do modelo das chaves PWM da Figura 14 correspondem ao mesmo ponto. Portanto, a relação entre a corrente do filtro e a razão cíclica pode ser escrita na forma:

$$\frac{i_f(s)}{d(s)} = \frac{2V_f}{sL_f + 2r_a} \quad (12)$$

Se as resistências das chaves semicondutoras forem desprezadas, obtém-se uma função de transferência mais simples e normalmente empregada na literatura [4]:

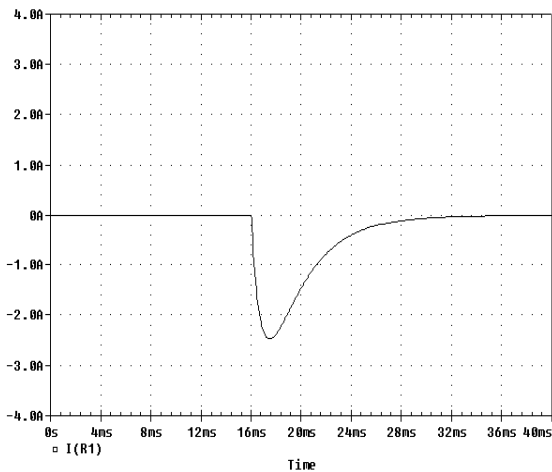
$$\frac{i_f(s)}{d(s)} = \frac{2V_f}{sL_f} \quad (13)$$

A função de transferência dada por (11) pode ser verificada pela observação da corrente no indutor mediante a aplicação de uma perturbação em degrau na razão cíclica de -2,2% (de $D=0,769$ para $D=0,752$, ou seja, $\Delta D = -0,017$). Os resultados para a corrente no indutor, teórica e experimental, são apresentados na Figura 15. É fácil perceber que, do ponto de vista dinâmico, há uma excelente concordância entre as curvas.

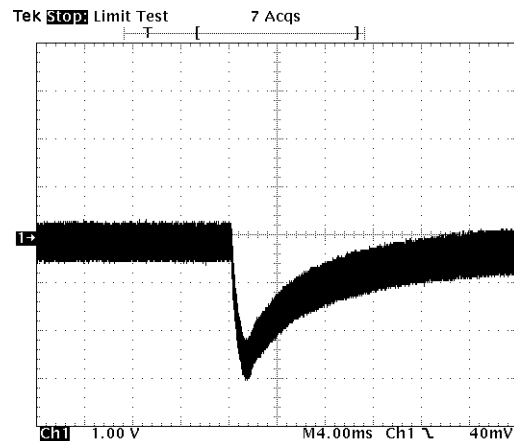
É interessante relatar que um degrau na razão cíclica, com as mesmas especificações definidas no parágrafo anterior, aplicado à equação simplificada (13) conduz a um resultado próximo do obtido na Figura 15. A semelhança se limita, porém, aos primeiros instantes após a aplicação do degrau, já que (13) integra o degrau e leva, portanto, a uma rampa infinita. Desta forma, o modelo proposto concorda em parte com o modelo simplificado. Representa, contudo, o sistema real com muito mais rigor.

De maneira similar à conduzida para obtenção de (10) pode-se chegar à função de transferência tensão no capacitor \times razão cíclica:

$$\frac{v_f(s)}{d(s)} = \frac{2V_f(1-2D)(1+s r_{Cf} C_f)}{s^2 L_f C_f + s C_f [2r_a + r_{Lf} + (1-2D)^2 r_{Cf}] + (1-2D)^2} \quad (14)$$



(a)



(b)

Figura 15. Corrente no Indutor (a) Modelo e (b) Experimental (1 A/div; 4ms/div).

Desprezando agora os elementos parasitas chega-se a:

$$\frac{v_f(s)}{d(s)} = \frac{2V_f(1-2D)}{s^2 L_f C_f + 2s C_f r_a + (1-2D)^2} \quad (15)$$

Uma outra forma para essa relação, consideravelmente mais simples, pode ser obtida pela substituição de (13) em (9), o que leva a:

$$\frac{v_f(s)}{d(s)} = \frac{2V_f(1-2D)}{s^2 L_f C_f} \quad (16)$$

A função de transferência (15) também pode ser comparada com a simulação de um conversor empregando os mesmos parâmetros usados para obtenção da Figura 15. Isso é mostrado na Figura 16. Na simulação foram empregados modelos Pspice dos elementos reais usados no protótipo (ver Apêndice).

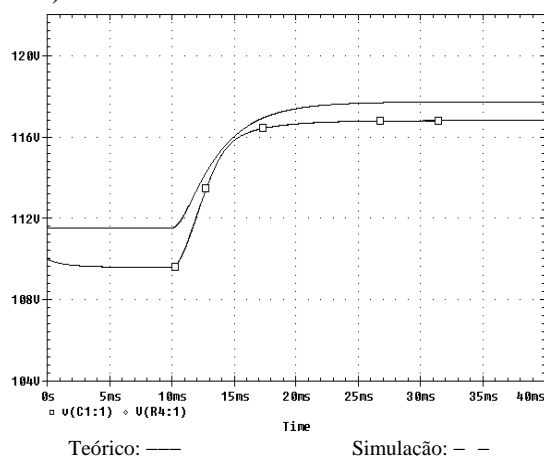


Figura 16. Tensão no Capacitor para um degrau na Razão Cíclica.

Outra forma de verificar a validade do modelo aqui proposto, por exemplo por meio das equações (11) e (15) é pela obtenção da resposta em frequência do sistema. Isto foi realizado para a situação teórica e experimental, conforme ilustrado nas figuras Fig. 17 e Fig. 18, para a corrente e tensão, respectivamente. É fácil perceber uma concordância muito satisfatória entre os resultados teóricos e experimentais. Nestas figuras empregou-se $V_s=12,5V$; $D=0,83$ e $r_a=1\Omega$.

O diagrama da Figura 19 mostra uma representação simplificada do sistema do filtro ativo monofásico incluindo uma possível opção de controle das variáveis do sistema. As principais funções de transferência do sistema estão representadas pelos blocos A e B.

É fácil perceber a grande utilidade das funções deduzidas nesse trabalho, já que os blocos A e B mostrados na Figura 19 podem assumir alternativas mais rigorosas ou mais simplificadas, a critério do projetista e das exigências da aplicação. Em outras palavras, é possível empregar (10), (11), (12) ou (13) no bloco A, ao passo que o bloco B pode ser representado por (14), (15) ou (16). Em função do limite de espaço e do escopo do trabalho, o projeto e implementação do sistema de controle não é abordado nesse

texto. Constitui-se, outrossim, objeto de estudo e de outras publicações dos autores.

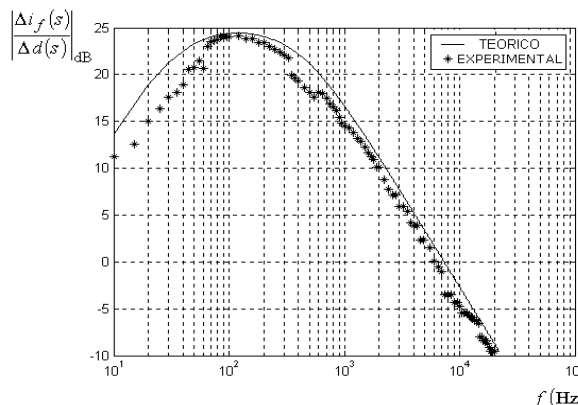


Figura 17 – Resposta em Frequência da Corrente no Indutor.

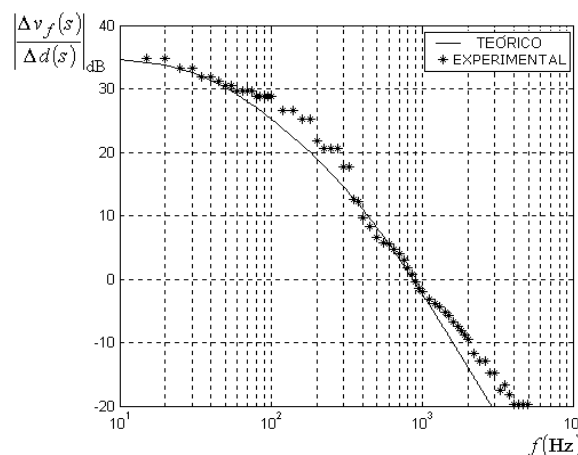


Figura 18 – Resposta em Frequência da Tensão no Capacitor.

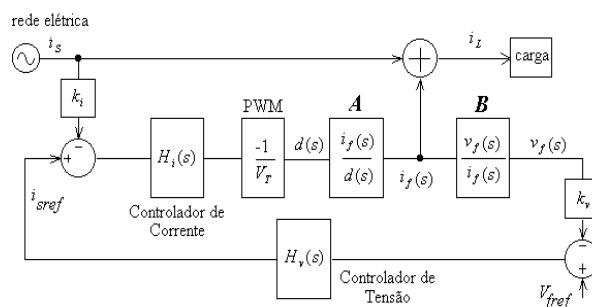


Figura 19. Diagrama Simplificado do Sistema Incluindo Blocos Controladores.

V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a modelagem matemática de um sistema de filtro ativo monofásico utilizando a técnica de modelo da chave PWM, ou modelo de Vorpérian. Foram identificados os pares de chaves PWM (comportamento complementar) da estrutura. Desta forma, os circuitos equivalentes, para análise estática e de pequenos sinais, foram aplicados ao inversor. A análise dos circuitos, assim modelados, resultou na obtenção de diversas relações relevantes, que foram comprovadas por simulação e por meio

de resultados experimentais. Tais relações foram apresentadas em formato mais rigoroso (incluindo efeitos parasitas dos elementos) e em formato simplificado, podendo atender aos mais diversos propósitos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. P. Souza, I. Barbi, "Single Phase Active Power Filters Based on the Full-Bridge Current Source and Voltage Source Inverters Controlled through the Sensor of the AC Mains Current", *COBEP 99*, vol. I, pp. 161-166, 1999.
- [2] H. I. Yunus, R. M. Bass, "Comparison of VSI and CSI topologies for Single-Phase Active Power Filters", *IEEE PESC 96*, vol. II, pp. 1892-1898, 1996.
- [3] H. L. Jou, J. C. Wu, H. Y. Chu, "New Single-Phase Active Power Filter", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 141, n° 3, pp. 129-134, 1994.
- [4] F. Pötkker, I. Barbi, "Power Factor Correction of Non-Linear Loads Employing a Single Phase Active Power Filter: Control Strategy, Design Methodology and Experimentation", *IEEE PESC 97*, 1997.
- [5] D. A. Torrey, A. M. A. M. Al-Zamel, "Single-Phase Active Power Filters for Multiple Nonlinear Loads", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, n° 3, pp. 263-272, 1995
- [6] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode", *VPEC newsletter CURRENT*, 1988.
- [7] S. Cuk, R. D. Middlebrook, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages," *Proceedings of IEEE PESC '76*, pp.18-34, 1976.
- [8] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman & Hall (adquirida por Kluwer Academic Publishers em 1998), Cap.3, May, 1997.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de registrar seu agradecimento aos órgãos de fomento: CAPES e FAPEMIG respectivamente pelas bolsas de mestrado e iniciação científica concedidas aos alunos envolvidos no projeto.

DADOS BIOGRÁFICOS

Fabricio Lucas Lirio, nasceu no Rio de Janeiro, RJ, em 2 de agosto de 1973. É formado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) em 1998. Concluiu o curso de mestrado em Engenharia Elétrica na UFJF, na área de Eletrônica de Potência em Dezembro de 2000. Atualmente atua no CEPEL/ELETOBRÁS, RJ.

Márcio do Carmo Barbosa Rodrigues, nasceu em Cataguases, MG em 1978. Atualmente é aluno de graduação de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Juiz de Fora – UFJF e concluiu o curso no segundo semestre de 2001. Foi classificado em primeiro lugar e aceito para cursar o mestrado em Engenharia Elétrica na área de Instrumentação e Controle na UFJF a partir de 2002.

Henrique A. C. Braga nasceu em Aimorés, MG, em 01 de agosto de 1959. Graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) em 1982. É professor dessa mesma universidade desde 1985. Obteve o

título de Mestre em Engenharia Elétrica, sub-área Eletrônica de Potência, na COPPE/UFRJ em 1988. Em 1996 concluiu o curso de doutoramento, na mesma área do mestrado, pela Universidade Federal de Santa Catarina, INEP-UFSC. Atuou como membro do Conselho Executivo da SOBRAEP em 1994. Atualmente é professor nos cursos de Graduação e Pós Graduação (mestrado) em Engenharia Elétrica da UFJF, lecionando disciplinas na área de Eletrônica Básica e Eletrônica de Potência. É Senior Member do IEEE e foi Diretor da Seção MG do IEEE no biênio 2000/2001 e reeleito para o biênio 2002/2003.

APÊNDICE

O protótipo implementado em laboratório tem o esquema mostrado de forma simplificada na Figura A1. Os dados principais são mostrados na Tabela A.1.

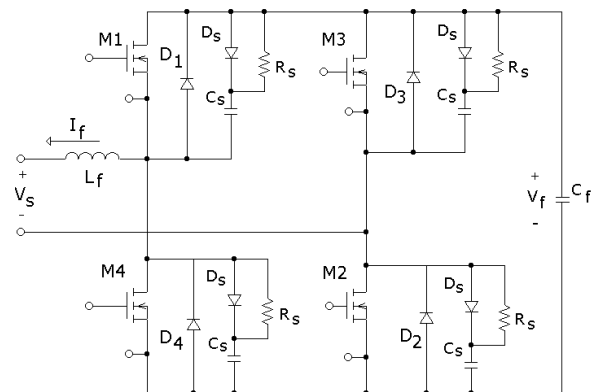


Figura A1 – Diagrama simplificado do protótipo do filtro ativo.

É importante mencionar que a obtenção dos resultados em laboratório foi, algumas vezes, prejudicada pela simplicidade dos equipamentos disponíveis. Quando se realiza um ensaio supondo a tensão de entrada (de linha) constante é de se esperar que seu valor permaneça o mais estável possível, seja fornecendo ou recebendo corrente do circuito. Esta estabilidade não foi alcançada plenamente com as fontes CC disponíveis em laboratório, tendo se observado nos ensaios transitórios que a fonte de tensão sofria elevações ou quedas, conforme a direção da corrente no indutor. Este comportamento prejudicou a obtenção de alguns resultados experimentais e implicou num acréscimo do erro de medição durante ensaios. Todavia, conforme se observa dos resultados apresentados, ainda foi possível obter resultados de comprovação satisfatórios.

TABELA A.1 – Dados do Protótipo

Elementos do Protótipo Experimental	
MOSFET's	IRF740
Diodos	MUR840
Indutor	Núcleo EE 65/26, 64 espiras 3x21AWG
Capacitor CC	2 x 470µF/400V em paralelo
Circuito Snubber	Cs=3,3nF/400V; Rs=470Ω/5W; Ds= SK4F1/04
Circuito de Pulsos	LM3524, 2x IR2104