

Implementação de Equalizadores de Fase Analógicos Auto-ajustáveis em Tempo Real

Aurencio Sanczczak Farias, Sidnei Noceti Filho e Rui Seara

Resumo—Este artigo apresenta um esquema para a implementação de equalizadores de fase analógicos auto-ajustáveis em tempo real. A técnica proposta é baseada na procura de parâmetros do equalizador previamente armazenados em uma tabela. Dessa forma, os dados da tabela correspondem aos valores de inclinação de uma reta-modelo do atraso de fase e de uma função de ondulação em torno dessa reta. A complexidade computacional no processo de equalização de fase é significativamente reduzida quando comparada com a de outros métodos da literatura. Um exemplo é apresentado verificando a eficácia da abordagem proposta.

Palavras-chave—Atraso de fase, equalizadores de fase, implementação em tempo real.

Abstract—This paper presents a scheme of implementation for real-time self-adjustable analog phase equalizers. The proposed approach is based on searching for equalizer parameters previously stored in a table. Thereby, the table data correspond to a value set related to the phase delay of the system to be equalized. Such values are the slope of a straight line and an error characterizing the undulation around that straight line. The computational complexity is significantly reduced when compared with other approaches of literature. An example demonstrating the effectiveness of proposed method is presented.

Keywords—Phase delay, phase equalizers, real-time implementation.

I. INTRODUÇÃO

Em sistemas de comunicação, a resposta de fase tem um papel importante em diferentes aplicações, tais como em processamento de imagens e transmissões de dados. Uma fase não linear pode causar distorções em imagens e interferência intersimbólica em transmissão de dados [1]. Na literatura técnica, diferentes abordagens vêm sendo discutidas para o projeto e implementação de equalizadores de fase [2]-[8]. No entanto, a maioria delas exige um esforço computacional considerável que as tornam inadequadas para algumas situações requeridas para operação em tempo real.

Em [9], é apresentado um projeto de equalizadores de fase baseado na inclinação de uma reta-modelo obtida via regressão linear a partir dos valores de atraso de fase do filtro a ser equalizado. Em [10], tal técnica foi aprimorada com a inclusão de uma função de ondulação em torno dessa reta. A

complexidade computacional dessa técnica é bastante reduzida quando comparada com a de outros métodos discutidos na literatura. Isso se deve porque os parâmetros de equalização são previamente armazenados em uma tabela, ficando disponíveis para serem utilizados durante o processo de equalização em tempo real. Os dados de entrada da tabela são os valores de inclinação da reta-modelo do atraso de fase e uma função de ondulação em torno dessa reta.

O êxito na obtenção dos parâmetros ótimos para o equalizador está intimamente relacionado à estratégia usada no processo de equalização. Tal estratégia depende:

- a) Da escolha da estimativa inicial dos parâmetros. Essa é uma importante etapa do processo, pois a solução ótima é fortemente dependente dos valores iniciais.
- b) Do algoritmo de busca utilizado. Esse deve ser capaz de varrer eficazmente a superfície de desempenho da função objetivo a ser minimizada.
- c) Da definição de um espaço de busca adequado. Se esse for restrito, o ponto ótimo pode ser perdido. Se for muito amplo, buscas são feitas em regiões desnecessárias, elevando o custo computacional.

A grande maioria das metodologias de projeto de equalizadores não dá a devida importância à estimativa inicial dos parâmetros envolvidos no processo.

Muitos autores têm discutido diferentes procedimentos de equalização de fase visando a busca da solução ótima, a saber:

- Em [2], é considerado o atraso de fase como uma função custo de equalização. A vantagem dessa abordagem é a ausência da distorção por interceptação de fase. No entanto, como não é levado em conta qualquer procedimento de escolha na estimativa inicial dos parâmetros, a ocorrência de mínimos locais pode prejudicar a busca da solução ótima global.
- Em [3], é proposto o uso da simetria da resposta ao impulso como uma alternativa na busca de um atraso de fase constante. Tal abordagem se mostra mais apropriada para sistemas que tratam com sinais pulsados. Entretanto, o sucesso na obtenção da solução ótima fica também “refém” de uma estimativa inicial escolhida ao acaso. Mínimos locais podem surgir dificultando o processo de otimização.
- Em [4] e [5], é proposto o uso de algoritmo genético (AG) também sem qualquer preocupação com a estimativa inicial. A obtenção da solução ótima global não é garantida e o uso de AG torna o processo complexo e de difícil solução.

Aurencio Sanczczak Farias, Sidnei Noceti Filho e Rui Seara, LINSE - Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais, Depto. de Eng. Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, E-mails: {aurencio, sidnei, seara}@linse.ufsc.br.

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

- Em [6], é discutido um método de equalização baseado na associação do algoritmo de evolução diferencial com o algoritmo Remez modificado. Ainda, por não possuir uma estimativa inicial adequada, o processo de busca da solução ótima é um tanto penoso para convergir.
- Em [7] e [8], é considerado um procedimento experimental para fixação do raio para os pólos do equalizador que deverão ficar equidistantes entre si. Essa abordagem é baseada em duas estratégias, sendo que a escolha por uma delas não é uma tarefa trivial. Diferentemente de outros métodos apresentados, essa técnica considera uma estratégia de escolha para a estimativa inicial do procedimento.

Neste trabalho, propõe-se um esquema para a implementação de equalizadores de fase analógicos auto-ajustáveis em tempo real. O método de equalização considera as estratégias apresentadas em [9] e [10]. Tal abordagem é baseada na procura de parâmetros do equalizador previamente armazenados em uma tabela. Os dados da tabela correspondem aos valores de inclinação de uma reta-modelo do atraso de fase e de uma função de ondulação em torno dessa reta. A complexidade computacional no processo é significativamente reduzida, tornando possível sua aplicação em tempo real.

Este artigo está organizado da seguinte forma. Na Seção II, são discutidas as propostas apresentadas em [9] e [10]. Na Seção III, é proposto um esquema de implementação do equalizador de fase auto-ajustável em tempo real. A Seção IV apresenta as conclusões deste trabalho.

II. DESCRIÇÃO DO MÉTODO

O atraso de fase $\tau_p(\omega) \triangleq -\theta(\omega)/\omega$ de um sistema com fase linear é constante. Assim, o objetivo de um processo de equalização é encontrar um atraso de fase $\tau_{pE}(\omega)$ de um equalizador que, somado ao atraso de fase $\tau_{pF}(\omega)$ do sistema original, resulte idealmente em um atraso de fase total constante $\tau_{pFE}(\omega)$ dado por

$$\tau_{pFE}(\omega) = \tau_{pF}(\omega) + \tau_{pE}(\omega). \quad (1)$$

A função de transferência *all-pass* que representa um equalizador de fase de segunda ordem, cujos coeficientes são freqüentemente obtidos através de técnicas de otimização, é dada por

$$H_E(s) = \frac{s^2 - (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \quad (2)$$

onde Q e ω_0 representam o fator de qualidade e a freqüência do pólo, respectivamente.

O atraso de fase $\tau_p(\omega)$ pode ser decomposto em duas parcelas: (i) uma que representa uma equação de reta, dada por $\tau_\alpha(\omega) = \omega \tan(\alpha) + K$, obtida por regressão linear, onde $\tan(\alpha)$ e K são, respectivamente, os coeficientes angular e linear; (ii) outra que é uma função de ondulação (*ripple*),

dada por $\tau_r(\omega) = \tau_p(\omega) - \tau_\alpha(\omega)$, obtida em relação à equação da reta, resultando em

$$\tau_p(\omega) = \omega \tan(\alpha) + K + \tau_r(\omega). \quad (3)$$

Aplicando-se esse princípio aos atrasos de fase $\tau_{pF}(\omega)$ e $\tau_{pE}(\omega)$, obtém-se

$$\tau_{pF}(\omega) = \omega \tan(\alpha_F) + K_F + \tau_{rF}(\omega) \quad (4)$$

e

$$\tau_{pE}(\omega) = \omega \tan(\alpha_E) + K_E + \tau_{rE}(\omega) \quad (5)$$

onde os subscritos “F” e “E” significam que as grandezas estão associadas ao filtro original e ao equalizador, respectivamente. Dessa forma, (1) pode ser rescrita como

$$\tau_{pFE}(\omega) = \omega \tan(\alpha_{FE}) + \tau_{rFE}(\omega) + K_{FE} \quad (6)$$

com

$$\tan(\alpha_{FE}) = \tan(\alpha_F) + \tan(\alpha_E), \quad (7)$$

$$\tau_{rFE}(\omega) = \tau_{rF}(\omega) + \tau_{rE}(\omega), \quad (8)$$

e

$$K_{FE} = K_F + K_E. \quad (9)$$

O subscrito “FE” nas expressões anteriores representa o filtro equalizado (filtro + equalizador). Para se obter $\tau_{pFE}(\omega)$ em (6) constante, é necessário que: (i) $\alpha_E = -\alpha_F$; e (ii) $\tau_{rE}(\omega) = -\tau_{rF}(\omega)$, resultando em um atraso de fase total idealmente equalizado $\tau_{pFE}(\omega) = K_{FE}$. A Fig. 1 ilustra uma equalização de fase ideal para um filtro Chebyshev de ordem $n = 2$ com atenuação máxima na banda passante A_{\max} igual a 3dB.

Se $\alpha_E = -\alpha_F$ é uma condição necessária, mas não suficiente, para que o atraso de fase total $\tau_{pFE}(\omega)$ seja idealmente constante, então, a estimativa inicial subótima deverá estar contida no lugar geométrico de todos os pontos do espaço de busca que satisfaçam a condição $\alpha_E = -\alpha_F$. Finalmente, para localizar nesse lugar geométrico o ponto que representa a estimativa inicial subótima, usa-se o somatório do erro quadrático (energia) das ondulações de $\tau_{rE}(\omega)$ na banda de freqüências de interesse ϵ_{rE} , dado por (10), que deve possuir o mesmo valor da correspondente energia ϵ_{rF} do filtro original, expressa por (11). Assim,

$$\epsilon_{rE} = \sum_{\ell=0}^{L-1} [\tau_{pE}(\omega_i + \Delta\omega \ell) - \tau_{\alpha E}(\omega_i + \Delta\omega \ell)]^2 \Delta\omega \quad (10)$$

e

$$\epsilon_{rF} = \sum_{\ell=0}^{L-1} [\tau_{pF}(\omega_i + \Delta\omega \ell) - \tau_{\alpha F}(\omega_i + \Delta\omega \ell)]^2 \Delta\omega \quad (11)$$

onde $\Delta\omega = (\omega_f - \omega_i)/(L-1)$ é o passo de amostragem, L são amostras igualmente espaçadas na banda de freqüências de interesse ($\omega_i \leq \omega \leq \omega_f$), ω_i e ω_f são as freqüências inicial e

final, respectivamente, e $\tau_{\alpha E}(\omega)$ e $\tau_{\alpha F}(\omega)$ representam as retas modelo do equalizador e do filtro a ser equalizado, respectivamente (veja Fig. 1).

Esta estimativa não é ótima, porque apesar de $\alpha_E = -\alpha_F$ e $\varepsilon_{rE} = \varepsilon_{rF}$, a envoltória das ondulações de $\tau_{rE}(\omega)$ não é exatamente simétrica em relação à correspondente envoltória das ondulações de $\tau_{rF}(\omega)$, como na situação ideal mostrada na Fig. 1(b).

A melhoria na simetria entre essas envoltórias fica a cargo de um processo de otimização que, com poucas iterações de um algoritmo de busca, converge para a solução ótima global.

O atraso de fase médio na banda de interesse $\tau_m(\omega)$ é dado por

$$\tau_m = \frac{1}{L} \sum_{\ell=0}^{L-1} \tau_p(\omega_i + \Delta\omega \ell). \quad (12)$$

Considerando toda a banda de frequências de interesse, tem-se o somatório do erro quadrático $\varepsilon_{\text{tpFE}}$ do atraso de fase total $\tau_{\text{pFE}}(\omega)$ (filtro + equalizador) em relação ao valor de τ_m , dado por

$$\varepsilon_{\text{tpFE}} = \sum_{\ell=0}^{L-1} [\tau_{\text{pFE}}(\omega_i + \Delta\omega \ell) - \tau_m]^2 \Delta\omega. \quad (13)$$

O erro dado por (13) é usado no processo de otimização como a função custo a ser minimizada.

III. IMPLEMENTAÇÃO EM TEMPO REAL

A. Exemplo de Aplicação

A implementação do equalizador de fase proposta neste trabalho é agora apresentada através de um exemplo. Para tal, considera-se um filtro Chebyshev (CB) passa-baixas de segunda ordem com atenuação máxima no limite da banda passante normalizada $A_{\text{max}} = 2$ dB como o canal de transmissão a ser equalizado.

As Figs. 2 e 3 mostram, respectivamente, as redes simplificada e completa que simulam o canal de transmissão em cascata com o equalizador de fase.

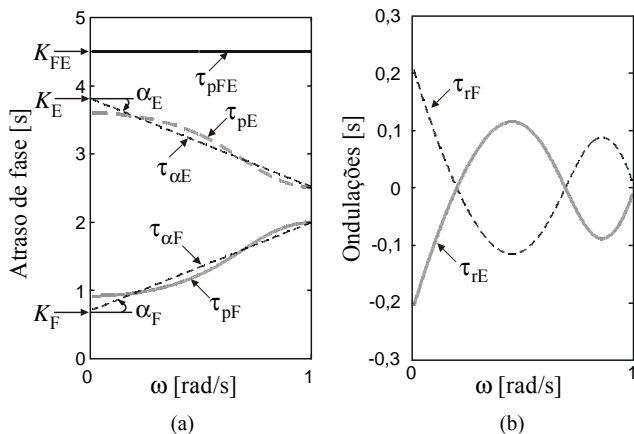


Fig. 1. Equalização de fase ideal para um filtro Chebyshev com $n=2$ e $A_{\text{max}} = 3$ dB. (a) Atrasos de fase. (b) Ondulações dos atrasos de fase.

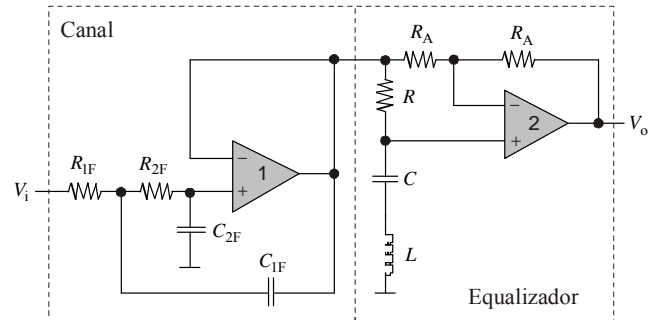


Fig. 2. Rede simplificada que simula o canal de transmissão em cascata com o equalizador de fase.

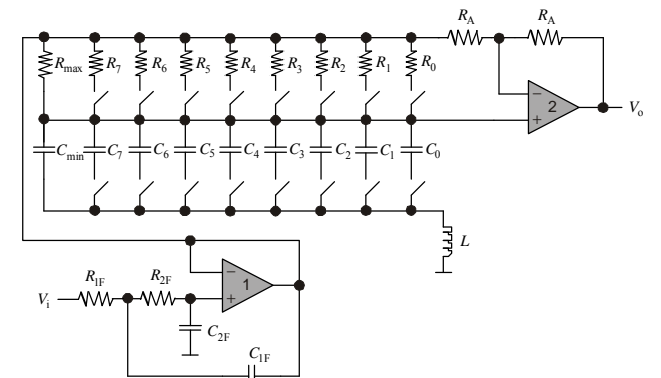


Fig. 3. Rede completa do equalizador de fase em cascata com o canal de transmissão.

As expressões de (14) a (16) caracterizam o canal a ser equalizado, enquanto as de (17) a (20), a etapa equalizadora. Dessa forma,

$$T_F(s) = \frac{K\omega_{0F}^2}{s^2 + (\omega_{0F}/Q_F)s + \omega_{0F}^2} \quad (14)$$

com

$$\omega_{0F}^2 = \frac{1}{R_{1F}R_{2F}C_{1F}C_{2F}} \quad (15)$$

e

$$Q_F = \frac{\sqrt{R_{1F}R_{2F}C_{1F}C_{2F}}}{C_{2F}(R_{1F} + R_{2F})} \quad (16)$$

e, para a etapa equalizadora,

$$T_E(s) = \frac{s^2 - \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (17)$$

ou alternativamente,

$$T_E(s) = \frac{s^2 - (\omega_{0E}/Q_E)s + \omega_{0E}^2}{s^2 + (\omega_{0E}/Q_E)s + \omega_{0E}^2} \quad (18)$$

com

$$\omega_{0E} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (19)$$

e

$$Q_E = \frac{L}{R\sqrt{C}}. \quad (20)$$

Agora, considerando o sistema como um todo, as expressões (21) e (22) descrevem a função de transferência da rede completa. Assim,

$$T_{FE}(s) = T_F(s) \times T_E(s) \quad (21)$$

que, na forma explícita, é escrita como

$$T_{FE}(s) = \frac{K \omega_{0F}^2}{s^2 + (\omega_{0F}/Q_F)s + \omega_{0F}^2} \times \frac{s^2 - (\omega_{0E}/Q_E)s + \omega_{0E}^2}{s^2 + (\omega_{0E}/Q_E)s + \omega_{0E}^2}. \quad (22)$$

No circuito da Fig. 3, observa-se que o resistor equivalente R_x e o capacitor equivalente C_x são, respectivamente, dados por

$$R_x = \frac{1}{\sum_{k=0}^7 \frac{1}{R_k}} \quad (23)$$

e

$$C_x = \sum_{k=0}^7 C_k. \quad (24)$$

Finalmente, na Fig. 2, R e C são expressos por

$$R = \frac{R_{\max} \times R_x}{R_{\max} + R_x} \quad (25)$$

e

$$C = C_{\min} + C_x. \quad (26)$$

De acordo com (19), para L constante, ω_{0E} é função apenas de C . Além disso, em (20), também para L constante, Q_E é função de C e de R . Isso torna possível o modo de ajuste da linearidade da fase do sistema. O valor adotado aqui para o indutor é $L = 1H$.

B. Regime Nominal de Operação

Em regime nominal, o canal de transmissão é definido por: $R_{1F} = 1\Omega$, $R_{2F} = 1\Omega$, $C_{1F} = 2,4900F$ e $C_{2F} = 0,4870F$. Nessa condição, o equalizador apresenta $R = 1,6125\Omega$ e $C = 1,3510F$.

A partir de variações no valor nominal do capacitor C_{2F} , são produzidas alterações na fase do canal que deverão ser prontamente corrigidas em tempo real pelo equalizador de fase. Os novos parâmetros para o equalizador são proporcionados pelos chaveamentos tanto dos resistores de R_0 a R_7 quanto dos capacitores de C_0 a C_7 , que determinam os valores de R_x e C_x em (23) e (24), respectivamente. Assim, os valores necessários dos códigos binários ($0 \equiv$ chave aberta e $1 \equiv$ chave fechada) são obtidos em tempo real para comandar as chaves no circuito da Fig. 3 em função dos valores previamente armazenados de $\alpha_E = -\alpha_F$ e das energias das ondulações $\epsilon_{rE} = \epsilon_{rF}$ [9], [10]. Os valores dessas grandezas são obtidos a partir da aquisição da fase do sistema, cujo procedimento é descrito a seguir.

C. Aquisição e Equalização da Fase

A qualidade da fase deve ser monitorada de tempos em tempos a partir da excitação do canal por um sinal de referência $x_r(t)$. Esse sinal produz um correspondente sinal $y(t)$ que gera o sinal amostrado $y[n]$ na saída do conversor analógico-digital (CAD). Através da aplicação da transformada de Fourier discreta (DFT) em $y[n]$, obtém-se $Y[n]$ no domínio da frequência. A partir de um sinal de referência, previamente conhecido e armazenado, faz-se a divisão $X_r[n]/Y[n]$ para a obtenção de $H[n]$, que terá todas as informações do canal a ser equalizado. A partir de $H[n]$, extrai-se a informação de fase originando o vetor $\theta[\omega]$ do qual se obtém α_F e ϵ_{rF} . Em seguida, caso necessário, os valores de R_x e C_x são alterados através dos chaveamentos anteriormente mencionados. Os novos parâmetros do filtro *all-pass* tornam a fase o mais linear possível. A Fig. 4 ilustra todo o procedimento de aquisição e equalização de fase em tempo real.

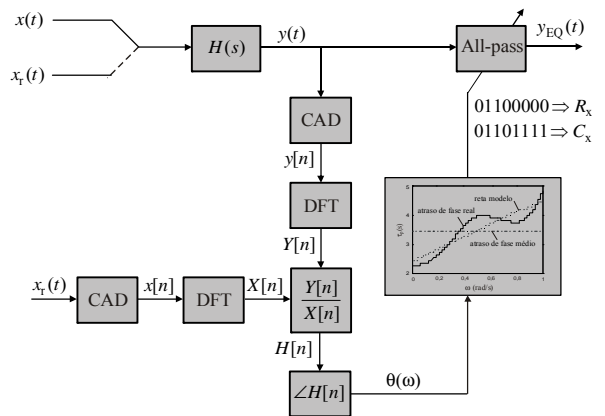


Fig. 4. Diagrama de blocos da aquisição e equalização de fase em tempo real.

D. Solução Subótima \times Solução Ótima

A fim de ilustrar a eficácia da abordagem proposta, foram produzidas duas variações no valor nominal do capacitor $C_{2F} = 0,487F$, aumentando o seu valor para $2F$ e, em um segundo momento, reduzindo para $0,2F$.

As Tabelas I e II mostram os chaveamentos de R_x e C_x necessários para a obtenção dos novos valores de R e C , respectivamente. A Tabela III resume os resultados subótimos das equalizações de fase em tempo real com respeito ao grau de linearidade de fase obtido com esses chaveamentos. Para propósitos de comparação, a Tabela IV mostra os resultados das equalizações ótimas. As soluções subótimas obtidas estão bem próximas da solução ótima, corroborando a eficácia da abordagem proposta.

As Figs. 5 a 7 mostram os resultados das equalizações, obtidos com a adaptação dos coeficientes do equalizador, para os valores $2F$, $0,487F$ e $0,2F$ de C_{2F} , respectivamente.

TABELA I
RESULTADOS DOS CHAVEAMENTOS PARA R_x COM $R_{\max} = 6,04\Omega$

C_{2F}	R_7	R_6	R_5	R_4	R_3	R_2	R_1	R_0	R_x	R
	1,69	3,40	6,81	13,70	27,40	54,90	110	221		
2,0000	1	1	1	0	0	1	1	0	0,9434	0,8160
0,4870	0	1	1	0	0	0	1	1	2,1999	1,6125
0,2000	0	1	0	0	0	1	1	1	3,0680	2,0345

Obs.: Resistores em Ω e capacitores em F.

TABELA II
RESULTADOS DOS CHAVEAMENTOS PARA C_x COM $C_{\min} = 0,6980F$

C_{2F}	C_7	C_6	C_5	C_4	C_3	C_2	C_1	C_0	C_x	C
	1,05000	0,52300	0,26100	0,13000	0,06490	0,03240	0,01620	0,00825		
2,0000	0	1	1	0	0	0	1	0	0,8002	1,4982
0,4870	0	1	0	1	0	0	0	0	0,6530	1,3510
0,2000	0	0	0	0	0	1	1	1	0,0568	0,7549

Obs.: Resistores em Ω e capacitores em F.

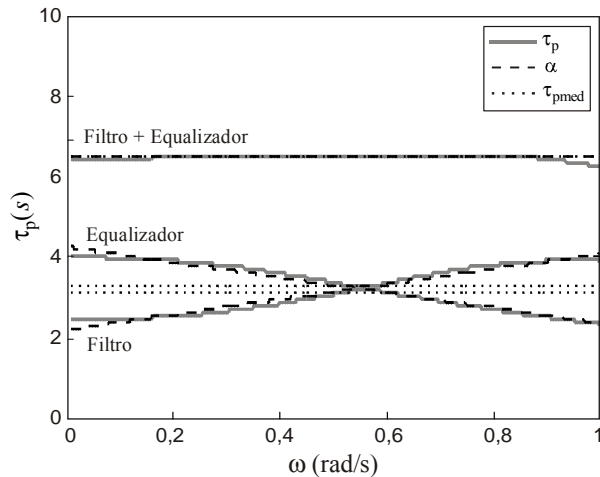
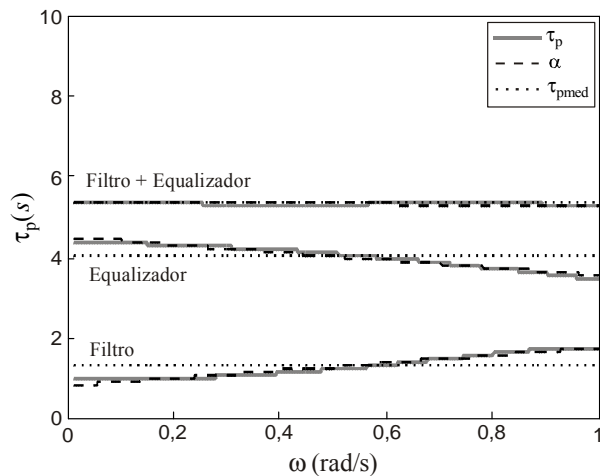
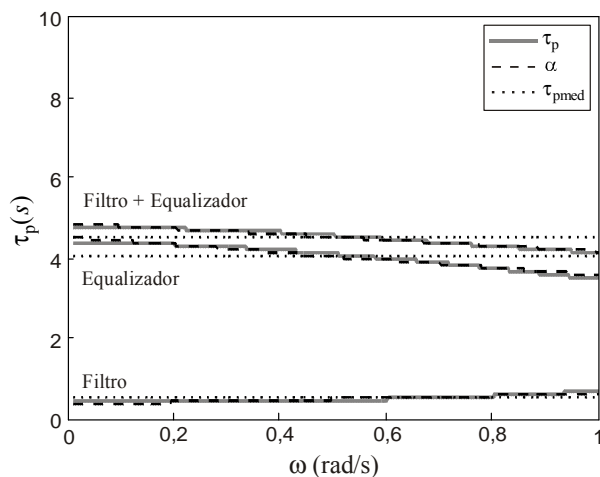
TABELA III
RESULTADOS DAS EQUALIZAÇÕES EM TEMPO REAL – SUBÓTIMO

C_{2F}	R	C	$(\omega_0; Q)$	$\epsilon_{\text{tpF}} (\times 10^{-6})$	$\epsilon_{\text{tpFE}} (\times 10^{-6})$
2,0000	1,8245	1,1444	(0,8170; 1,0013)	294475	2747
0,4870	1,6107	1,3498	(0,8603; 0,5335)	74912	277
0,2000	1,5165	1,3676	(1,1510; 0,5657)	5823	15

Obs.: Resistores em Ω e capacitores em F.

TABELA IV
RESULTADOS DAS EQUALIZAÇÕES PARA O PONTO ÓTIMO

C_{2F}	$(\omega_0; Q)$	$\epsilon_{\text{tpF}} (\times 10^{-6})$	$\epsilon_{\text{tpFE}} (\times 10^{-6})$
2,0000	(0,8652; 1,0504)	294475	870
0,4870	(0,8962; 0,5244)	74912	245
0,2000	(1,1431; 0,5641)	5823	6,58


 Fig. 5. Atrasos de fase para $C_{2F} = 2F$.

 Fig. 6. Atrasos de fase para $C_{2F} = 0,487F$.

 Fig. 7. Atrasos de fase para $C_{2F} = 0,2F$.

IV. CONCLUSÕES

Neste artigo, foi apresentado um esquema para a implementação de equalizadores de fase analógicos auto-ajustáveis em tempo real. A técnica proposta é baseada na procura de parâmetros previamente armazenados em uma tabela. A possibilidade da aplicação em sistemas em tempo real é devido ao fato do método utilizado proporcionar uma significativa redução na complexidade computacional, quando comparado com outras técnicas da literatura. Os resultados obtidos são bastante próximos da solução ótima, mostrando a viabilidade na equalização de fase obtida.

REFERÊNCIAS

- [1] S. M. Çuruk, and Y. Tanik, "A novel approach for the design of pulse shaping filters," *IEEE Comm. Lett.*, vol. 10, no. 6, pp. 438-440, Jun. 2006.
- [2] D. B. Carvalho, S. Noceti Filho, and R. Seara, "Design of phase equalisers using phase delay characteristics," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circ. Syst. (ISCAS)*, Monterey, USA, May 1998, vol. 2, pp. 355-358.
- [3] D. B. Carvalho, S. Noceti Filho, and R. Seara, "Impulse response symmetry error for designing phase equalizers," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 13, pp. 1052-1054, Mar. 1999.
- [4] D. B. Carvalho, S. Noceti Filho, and R. Seara, "Q-GA: a modified genetic algorithm for the design of phase equalizers," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circ. Syst. (ISCAS)*, Orlando, USA, vol. 6, pp. 37-40, May 1999.
- [5] M. Jus, O. Ondracek, and J. Pucik, "Digital group delay equalizer," in *Proc. 17th Int. Conf. Radioelektronika*, Brno, Czech Republic, Apr. 2007, pp. 1-4.
- [6] P. Ziska and J. Vrbata, "Method for design of analog group delay equalizers," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circ. Syst. (ISCAS)*, Island of Kos, Greece, May 2006, pp. 445-448.
- [7] M. F. Quelhas and A. Petraglia, "Efficient group delay equalization of discrete-time IIR filters," in *Proc. XII Europ. Signal Process. Conf. (EUSIPCO)*, Vienna, Austria, Sep. 2004, pp. 125-128.
- [8] M. F. Quelhas and A. Petraglia, "Initial solution for the optimum design delay equalizers," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circ. Syst. (ISCAS)*, Kobe, Japan, May 2005, pp. 3587-3590.
- [9] A. S. Farias, S. Noceti Filho e R. Seara, "Equalização de fase baseada na inclinação de uma reta-modelo obtida a partir do atraso de fase do filtro a ser equalizado," in *Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática*, Gramado, RS, artigo nº 963, Set. 2004, pp. 1-5.
- [10] A. S. Farias, S. Noceti Filho e R. Seara, "Projeto de equalizadores de fase com reduzido esforço computacional," in *Anais do XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Campinas, SP, Set. 2005, pp. 261-266.