

Redução de Distorção Harmônica em Amplificadores por meio de Filtros Adaptativos Analógicos

Vítor H. Nascimento e Yuri S. Provasê

Resumo—Filtros adaptativos analógicos podem ser empregados quando o uso de sistemas digitais é difícil, como em aplicações em alta frequência, ou quando atrasos decorrentes de conversões analógico/digital/analogico puderem afetar significativamente o desempenho do filtro.

Neste trabalho é investigado o uso de filtros adaptativos analógicos, verificando sua viabilidade para redução de distorções não-lineares. É proposto um sistema *feedforward*, usado para corrigir não-linearidades em um amplificador transistorizado simples, e são descritas medidas realizadas com um protótipo. São apresentados resultados de testes de intermodulação, demonstrando significativa redução desta no sinal de saída.

Palavras-Chave—Filtros adaptativos analógicos, distorção não-linear, amplificadores de potência.

Abstract—In some situations, the use of digital adaptive filters may not be practical or effective, as in high-frequency applications, or in situations when the delays caused by analog/digital/analog conversions significantly affect performance.

This work investigates the use of analog adaptive filters to the reduction of nonlinear distortion. A feedforward system to reduce nonlinear distortion is described. The system, implemented in proto-board, is used to reduce the nonlinear distortion in a simple (single-transistor) amplifier. We describe the results of intermodulation tests, showing considerable distortion reduction in the output signal.

I. INTRODUÇÃO

Dispositivos como amplificadores de potência para comunicações digitais devem apresentar um alto grau de linearidade para que os sistemas em que são usados tenham um bom desempenho. Os amplificadores que alimentam as antenas de transmissão usadas em telefonia celular, por exemplo, apresentam não-linearidades que geram imagens espúrias do sinal transmitido [3], [6], [8], [7]. Essas imagens não só podem causar interferências em sinais transmitidos em outras portadoras, mas principalmente podem também degradar consideravelmente o sinal intra-banda, dificultando a demodulação.

Para reduzir esse problema, é comum regular-se os amplificadores de saída para operar a uma potência bem abaixo da máxima (*back-off*), para garantir linearidade. Isso no entanto exige que se construa um amplificador muito maior do que o que seria necessário, elevando o custo do amplificador. Além disso, o rendimento do amplificador nessas condições é baixo, o que acarreta um custo de operação maior.

Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, E-mails: vitor@lps.usp.br, yuri@lps.usp.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela FAPESP (00/09569-6 e 02/06156-8) e pelo CNPq (300739/00-1).

Mesmo utilizando uma potência de saída consideravelmente abaixo da máxima, os níveis de distorção não-linear presentes podem ser inaceitáveis, tornando necessário o uso de sistemas para linearizar a resposta do amplificador. Métodos comumente empregados para efetuar essa linearização incluem *pré-distorção* e correção *feedforward* [3].

Outra aplicação em que a presença de não-linearidades pode afetar consideravelmente o resultado final é o cancelamento ativo de ruído. Nessa aplicação, as não-linearidades presentes nos alto-falantes dificultam o trabalho dos algoritmos de estimação, e limitam o máximo desempenho que pode ser obtido [2].

Neste trabalho é investigado o uso de sistemas adaptativos para redução de distorção não-linear, usando estruturas de correção *feedforward* (ou *em paralelo*, como as denominaremos aqui). Sistemas adaptativos para linearização vêm sendo estudados em vários trabalhos recentes, como atestam as referências bibliográficas listadas acima, principalmente para amplificadores de banda larga usados em telefonia. Sistemas adaptativos para redução de distorção harmônica também poderiam ser usados em frequências mais baixas (como em áudio, no caso de cancelamento ativo de ruído), desde que fossem suficientemente baratos.

Em princípio, um sistema adaptativo pode ser construído a partir de um filtro adaptativo digital ou analógico. Um filtro digital permite maior versatilidade na escolha de algoritmos, mas tem alguns inconvenientes para aplicações de banda larga, principalmente: a) necessidade de taxas de amostragem elevadas; b) os atrasos e as distorções lineares inerentes às conversões analógico-digital e digital-analógico, que resultam em perda de desempenho.

Por esses motivos, propõe-se implementar uma versão analógica de conhecidos filtros adaptativos de tempo discreto. O trabalho descrito aqui é preliminar, e visa demonstrar a viabilidade do uso de estimadores analógicos, em frequências baixas (faixa de áudio) e baixa potência, e avaliar os efeitos dos principais erros dos integradores e multiplicadores analógicos no desempenho do sistema. Como o protótipo desenvolvido é para baixas frequências, muitos problemas inerentes a sistemas de alta frequência não foram considerados. Pretende-se prosseguir o trabalho desenvolvendo protótipos em alta potência e alta frequência.

II. ESTIMAÇÃO ANALÓGICA DE PARÂMETROS

Estimadores analógicos de parâmetros são ocasionalmente usados em controle adaptativo para estimar, em tempo real,

um modelo para o sistema (ou planta) que se queira controlar [5]. O princípio de funcionamento de um estimador analógico é bastante semelhante ao de um filtro adaptativo de tempo discreto, como o do algoritmo *least mean square* (LMS) [4], como será visto a seguir.

A. Caso não recursivo

Considere inicialmente que se deseje aproximar uma função escalar $d(t)$ a partir de combinações lineares de um vetor de funções $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_M(t)]^T$, ou seja, suponha que existam um vetor de parâmetros $\mathbf{w}_* \in \mathbb{R}^M$ e uma função $v(t)$ tais que (na relação abaixo, o sobrescrito T representa a operação de transposição de vetores e matrizes)

$$d(t) = \mathbf{w}_*^T \mathbf{x}(t) + v(t). \quad (1)$$

O objetivo é achar uma aproximação para o vetor \mathbf{w}_* a partir dos valores (conhecidos) de $d(t)$ e de $\mathbf{x}(t)$. Para tanto, dada uma aproximação \mathbf{w} para \mathbf{w}_* , defina

$$\hat{d}(t) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(t), \quad e(t) = d(t) - \hat{d}(t).$$

Pode-se estimar \mathbf{w}_* através da minimização de $e(t)^2$, da seguinte forma: considere a expressão de $e(t)^2$ em função de \mathbf{w} ,

$$e(t)^2 = (d(t) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(t))^2.$$

Este é um erro instantâneo, que poderia ser minimizado alterando \mathbf{w} na direção contrária do gradiente $\nabla_{\mathbf{w}} e(t)^2$ de $e(t)^2$ com relação a \mathbf{w} ,

$$\nabla_{\mathbf{w}} e(t)^2 = 2e(t) \nabla_{\mathbf{w}} e(t) = -2e(t) \mathbf{x}(t).$$

A idéia para o estimador é portanto aplicar uma pequena variação a \mathbf{w} na direção de $e(t) \mathbf{x}(t)$ a cada instante. Isto pode ser feito se definirmos a *derivada* do vetor $\mathbf{w}(t)$ (agora função do tempo) como

$$\dot{\mathbf{w}}(t) = \frac{d\mathbf{w}}{dt} = \gamma e(t) \mathbf{x}(t), \quad (2)$$

onde γ é uma constante positiva.

A derivação acima não é prova de que a equação diferencial (2) é estável, muito menos de que $\mathbf{w}(t)$ converge para \mathbf{w}_* . Para estudar se o $\mathbf{w}(t)$ definido acima realmente tem as propriedades desejadas, defina o vetor erro $\delta \mathbf{w}(t) \triangleq \mathbf{w}_* - \mathbf{w}(t)$. Com essa definição, segue que

$$e(t) = d(t) - \mathbf{w}(t)^T \mathbf{x}(t) = \delta \mathbf{w}(t)^T \mathbf{x}(t) + v(t).$$

Lembrando que $\dot{\delta \mathbf{w}}(t) = -\dot{\mathbf{w}}(t)$, pode-se reescrever (2) como

$$\dot{\delta \mathbf{w}}(t) = -\gamma \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^T \delta \mathbf{w}(t) - \gamma v(t) \mathbf{x}(t). \quad (3)$$

A estabilidade desta equação diferencial pode ser estudada através do *método de Liapunov* [5]. Considere inicialmente o caso de $v(t) \equiv 0$ (ou seja, $d(t)$ pode ser modelado *exatamente* por uma combinação linear de elementos de $\mathbf{x}(t)$). Nesse caso, o ponto $\delta \mathbf{w}(t) = \mathbf{0}$ é um ponto de equilíbrio de (3), cuja estabilidade será estudada a seguir.

Definindo a função

$$V(\delta \mathbf{w}) = \frac{1}{2} \delta \mathbf{w}^T \delta \mathbf{w},$$

pode-se calcular a sua derivada ao longo das trajetórias de (3) (lembrando que $\delta \mathbf{w}(t)^T \dot{\mathbf{x}}(t) = \dot{\mathbf{x}}(t)^T \delta \mathbf{w}(t)$):

$$\dot{V} = \delta \mathbf{w}(t)^T \dot{\delta \mathbf{w}}(t) = -\gamma (\delta \mathbf{w}(t)^T \mathbf{x}(t))^2 \leq 0.$$

Como $\dot{V} \leq 0$, pode-se concluir que:

- 1) $V(\delta \mathbf{w}(t)) \geq 0$ é uma função não-crescente (e portanto, limitada superiormente), de forma que deve existir $W < \infty$ tal que $\|\delta \mathbf{w}(t)\| \leq W$ para todo t (onde $\|\alpha\|$ é a norma euclidiana de α),
- 2) como V é não-crescente e maior ou igual a zero, deve existir $V_\infty \triangleq \lim_{t \rightarrow \infty} V(\delta \mathbf{w}(t))$ (a demonstração desta propriedade pode ser encontrada em [5]),
- 3) a partir dessa propriedade, e lembrando a expressão para \dot{V} , conclui-se que $\delta \mathbf{w}(t)^T \mathbf{x}(t) \in \mathcal{L}_2$ (ou seja, a função $(\delta \mathbf{w}(t)^T \mathbf{x}(t))^2$ é integrável),
- 4) se $\dot{\mathbf{x}}(t)$ for limitada, a propriedade acima implica que $\delta \mathbf{w}(t)^T \mathbf{x}(t) \rightarrow 0$.

A princípio, nada se pode afirmar sobre a convergência de $\delta \mathbf{w}(t)$ para o vetor nulo. Para garantir a convergência do vetor de parâmetros para o vetor ótimo, o regressor $\mathbf{x}(t)$ deve ser *persistentemente excitante* (PE), ou seja, devem existir constantes $\infty > \alpha_1, \alpha_2, T > 0$ tais que

$$\alpha_1 I < \int_{t_0}^{t_0+T} \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^T dt < \alpha_2 I,$$

para todo t_0 (I é a matriz identidade). Pode-se demonstrar que, satisfeita esta condição, então

5. o ponto $\delta \mathbf{w} = \mathbf{0}$ é um ponto de equilíbrio *exponencialmente estável* de (2), e $\lim_{t \rightarrow \infty} \delta \mathbf{w}(t) = \mathbf{0}$ [5],
6. segue da propriedade de estabilidade exponencial que, mesmo com $v(t)$ não nulo mas limitado (isto é, se existir $B < \infty$ tal que $|v(t)| < B$ para todo t), $\delta \mathbf{w}(t)$ será também limitado (existe $W < \infty$ tal que $\|\delta \mathbf{w}(t)\| < W$ para todo t).

A prova da propriedade 5 é consideravelmente complexa para o caso vetorial, mas fica bem simples no caso escalar. Se w_* for um escalar, a equação de erro (3) fica

$$\dot{\delta w}(t) = -\gamma (x(t))^2 \delta w(t),$$

com condição inicial $\delta w(0) = w_* - w(0)$. Resolvendo, vem

$$\delta w(t) = \delta w(0) e^{-\gamma \int_0^t x(\tau)^2 d\tau},$$

e pode-se verificar sem grande trabalho que $\delta w(t)$ tende a zero exponencialmente rápido se e somente se a condição PE for satisfeita.

B. Caso recursivo

Este caso diferencia-se do anterior porque agora os parâmetros que se deseja estimar são os coeficientes da função de transferência de um sistema linear, e os sinais conhecidos são a entrada e a saída do sistema.

Considere o problema de estimar os parâmetros de modelos lineares do tipo

$$Y(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} U(s),$$

onde $U(s)$ e $Y(s)$ representam as transformadas de Laplace da entrada $u(t)$ e da saída $y(t)$ de um sistema linear. Para facilitar a discussão, será tratado apenas o caso $m = 0$ e $n = 1$, ou seja, será usado um modelo da forma

$$Y(s) = \frac{b_0}{s + a_0} U(s) \quad (4)$$

para o sistema em estudo.

Existem diversas alternativas para se estimar os parâmetros de (4), dependendo de como se parametriza o modelo ([5] descreve algumas opções, e fornece referências para várias outras). Uma opção que fornece bons resultados é descrita a seguir. A idéia é calcular a estimativa $\hat{y}(t)$ para $y(t)$ replicando-se o modelo (4), e gerando-se as estimativas $\hat{a}_0(t)$ e $\hat{b}_0(t)$ como mostrado abaixo:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{y}}(t) &= -\hat{a}_0(t)\hat{y}(t) + \hat{b}_0(t)u(t), \quad e(t) = y(t) - \hat{y}(t), \\ \dot{\hat{a}}_0(t) &= -\gamma e(t)\hat{y}(t), \quad \dot{\hat{b}}_0(t) = \gamma e(t)u(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Para verificar que este estimador realmente é estável, define-se $\delta a_0(t) = a_0 - \hat{a}_0(t)$, $\delta b_0(t) = b_0 - \hat{b}_0(t)$, e usa-se a função de Liapunov

$$V(t) = \frac{1}{2} \left(\delta a_0(t)^2 + \delta b_0(t)^2 + \gamma e(t)^2 \right).$$

Derivando $V(t)$ ao longo das trajetórias de (5), obtém-se

$$\dot{V} = \delta a_0(t)\delta \dot{a}_0(t) + \delta b_0(t)\delta \dot{b}_0(t) + \gamma e(t)\dot{e}(t).$$

Como $\delta \dot{a}_0(t) = -\dot{\hat{a}}_0(t)$, $\delta \dot{b}_0(t) = -\dot{\hat{b}}_0(t)$, por (5) chega-se a

$$\dot{e}(t) = \dot{y}(t) - \dot{\hat{y}}(t) = -a_0 y(t) + \hat{a}_0(t)\hat{y}(t) + \delta b_0(t)u(t).$$

Somando e subtraindo termos como $\hat{a}_0(t)y(t)$ a essa relação, mostra-se que

$$\dot{e}(t) = -\delta a_0(t)y(t) + \delta a_0(t)e(t) - a_0 e(t) + \delta b_0(t)u(t),$$

e, depois de poucas manipulações algébricas, que

$$\dot{V}(t) = -\gamma a_0 e(t)^2.$$

Conclui-se que $\dot{V}(t) \leq 0$ se o sistema original (4) for assintoticamente estável (ou seja, se $a_0 > 0$). Como a derivada de $V(t)$ é não-positiva, segue que o estimador (5) é estável. Novamente, pode-se demonstrar que, se $u(t)$ for limitado, então $e(t) \rightarrow 0$, e que se o vetor $\phi(t) = [\hat{y}(t) \quad u(t)]^T$ for PE, então $\delta a_0(t)$, $\delta b_0(t) \rightarrow 0$.

III. SISTEMA PARA REDUÇÃO DE NÃO-LINEARIDADES

Em um sistema em paralelo (*feedforward*) para linearização, os sinais de entrada e de saída do amplificador não-linear são comparados para gerar um sinal de erro, que é posteriormente amplificado e somado à saída do amplificador, gerando um sinal com melhor linearidade [3]. O circuito proposto aqui tem uma função semelhante, mas usa-se um estimador como os descritos anteriormente para determinar a parte linear da resposta do amplificador, permitindo assim que o sinal de erro gerado seja o menor possível (ver a Fig. 1).

A Fig. 1 descreve simplificada o modelo de filtro adaptativo estudado. Note que, para facilitar o entendimento da operação do sistema, na figura o bloco *gerador da função*

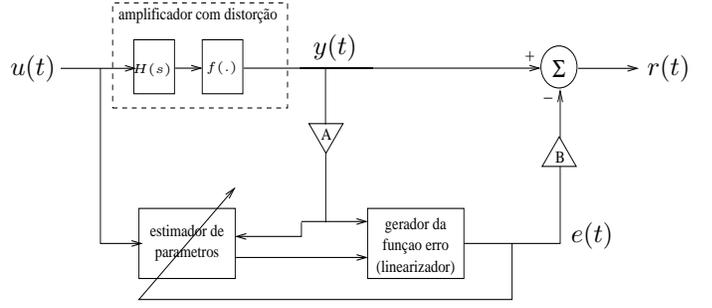


Fig. 1. Modelo simplificado do filtro adaptativo.

erro foi separado do bloco *estimador de parâmetros*. O amplificador não linear é modelado como um bloco linear $H(s)$ em série com uma não-linearidade sem memória $f(\cdot)$.

O objetivo do filtro adaptativo é minimizar a potência do sinal de erro necessário para a correção. O sinal $u(t)$ que se deseja amplificar é direcionado tanto para o amplificador (que apresenta distorções) quanto para o estimador de parâmetros. O estimador de parâmetros também recebe uma amostra do sinal amplificado e com isso, a partir do seu algoritmo de adaptação, tenta minimizar a função erro e dessa forma faz com que os valores da sua saída tendam para valores próximos dos parâmetros da parte linear da resposta do amplificador.

O bloco *gerador da função erro* gera o sinal erro $e(t)$, que servirá de controle para o algoritmo adaptativo do estimador de parâmetros, e ao mesmo tempo também servirá para linearizar a saída $y(t)$ do amplificador, ao ser subtraído desta para gerar o sinal corrigido $r(t)$.

Os dois blocos amplificadores atuam de forma a permitir que o filtro adaptativo lide com sinais de baixa potência. Portanto o bloco *A* representa um atenuador com ganho $A < 1$, e o bloco *B* representa um amplificador cujo ganho é $B = 1/A$. O bom desempenho do sistema depende de se conseguir estimar corretamente a parte linear $H(s)$ da resposta do amplificador, o que pode ser feito com um estimador como os descritos anteriormente desde que a distorção não seja muito grande [1]; e da linearidade do amplificador de erro *B*.

IV. PROTÓTIPO MONTADO E TESTES REALIZADOS

Foram implementados dois protótipos de filtro adaptativo: o primeiro com um estimador de 2 parâmetros, ou seja, em que $H(s)$ foi modelada como (4), e o segundo com um estimador de apenas 1 parâmetro, em que $H(s)$ é simplesmente um ganho, $H(s) = b_0$.

No primeiro caso foi utilizado o estimador descrito por (5), e no segundo caso, o estimador descrito por (2). Nesta seção trataremos apenas do filtro de 1 parâmetro, já que a sua simplicidade torna mais fácil a estimativa de alguns erros próprios dos circuitos reais e que também estarão presentes no filtro com 2 parâmetros.

As equações que descrevem o estimador são as seguintes:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{y}}(t) &= \hat{b}_0(t)u(t), \quad e(t) = y(t) - \hat{y}(t), \\ \dot{\hat{b}}_0(t) &= \gamma e(t)u(t). \end{aligned} \quad (6)$$

Na fig. 2 a seguir, pode-se observar um diagrama mais detalhado do $\text{f}\text{ltro adaptativo de 1 parâmetro}$:

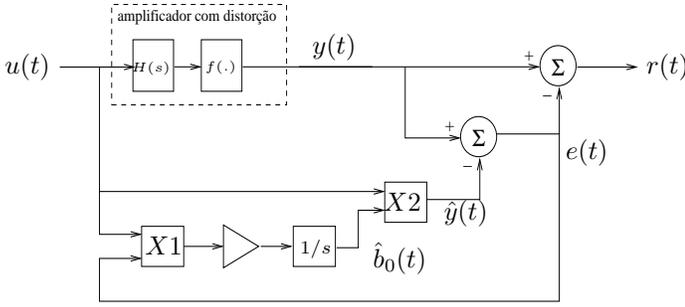


Fig. 2. Diagrama do $\text{f}\text{ltro adaptativo de 1 parâmetro}$.

Para a montagem do protótipo foram empregados o multiplicador analógico AD633 e o amplificador operacional AD820, ambos fabricados pela Analog Devices. O amplificador utilizado para os testes preliminares foi um amplificador simples de um transistor, como pode ser visto na fig. 3 . A soma do sinal de erro na saída foi realizada com um transistor BC548C em configuração seguidor de emissor.

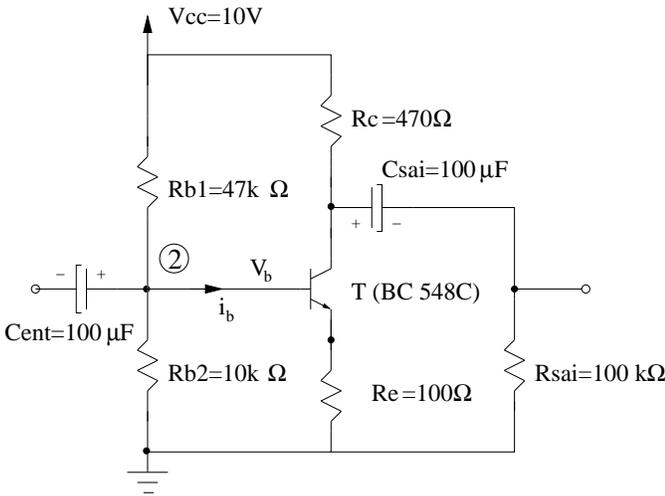


Fig. 3. Esquema do amplificador usado nos testes.

A. Adequação do ganho do integrador

Como se pode notar nas equações (6), a equação diferencial que rege o parâmetro $\hat{b}_0(t)$ possui um fator multiplicativo γ . Na prática, esse fator é determinado pelo circuito integrador empregado, pois como a resposta em frequência do circuito da fig. 4 é dada por $-1/\omega RC$, e o ganho de um integrador é $1/\omega$, podemos adotar $\gamma = 1/RC$ (O sinal do ganho será omitido para facilidade de notação). Como descrito em [5], a escolha do ganho γ é um compromisso entre velocidade de convergência (tempo de acomodação) do fltro e rejeição a ruído e fenômenos não modelados, e não altera o valor médio da estimativa $\hat{b}_0(t)$ que está sendo calculada. A escolha de γ foi feita de forma a obter tempos razoáveis de convergência para o fltro , mas sem esquecer que os integradores reais não

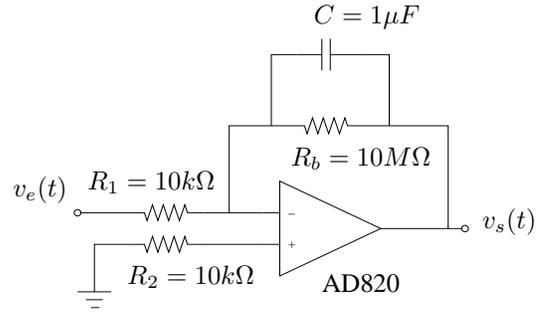


Fig. 4. Esquema do integrador usado nos testes.

podem apresentar ganhos exageradamente grandes devido às suas restrições físicas.

B. O multiplicador e seu erro de offset

Foi utilizado um multiplicador analógico de quatro quadrantes e baixo custo fabricado pela Analog Devices, o AD633. A fig. 5 mostra a pinagem do multiplicador.

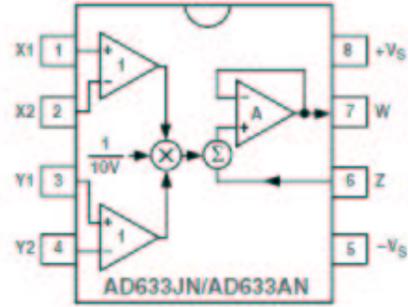


Fig. 5. Pinagem do multiplicador AD633.

A função realizada por esse componente é:

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10} + Z \quad (7)$$

Associadas a esse multiplicador há diversas fontes de erro, como por exemplo erros devidos às suas próprias não linearidades internas. Entretanto, o principal erro é causado pela tensão de *offset* do multiplicador $X1$ da fig. 2 . Esse erro de *offset* pode ser um problema grave, já que como podemos observar na fig. 2 , a parte DC do sinal na saída do multiplicador não pode ser corrompida, pois ela será integrada dando origem à estimativa do parâmetro b_0 que queremos descobrir. Assim sendo, valores relativamente grandes de tensão de *offset* poderiam fazer com que o integrador entrasse rapidamente em saturação, comprometendo o funcionamento do fltro . Por outro lado, caso a tensão de *offset* seja suficientemente pequena, o próprio fltro se encarregaria de compensá-la, às custas de um aumento no sinal $e(t)$ e de um desvio na estimativa do parâmetro b_0 , como veremos a seguir.

Para se obter uma estimativa dos efeitos desse erro de *offset* sobre o $\text{f}\text{ltro adaptativo}$, vamos supor que a tensão de *offset* na saída do multiplicador $X1$ seja v_{off} , que os demais componentes sejam ideais, que os sinais de entrada $u(t)$ e de saída $y(t)$ sejam senoidais, e que todas as tensões AC do

circuito estejam em fase. Suponha também que o parâmetro estimado $\hat{b}_0(t)$ seja composto de duas partes: $b_0 + \delta b$, onde b_0 é o valor exato do parâmetro que estamos estimando e δb é o desvio em torno desse valor.

Primeiro vamos calcular o sinal $e(t)$ resultante, com a hipótese do sinal de entrada do amplificador ser uma senóide:

$$e(t) = b_0 \sin(t) - (b_0 + \delta b) \sin(t) = -\delta b \sin(t) \quad (8)$$

Para que o filtro atinja o regime, é necessário que a saída do multiplicador $X1$ tenda a zero, para que a saída do integrador se mantenha constante, então teremos:

$$\begin{aligned} \sin(t)(-\delta b \sin(t)) + v_{\text{off}} &= 0 \\ -\delta b(1 - \cos(2t)) &= -2 \cdot v_{\text{off}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Podemos ignorar o termo AC dessa expressão, já que o integrador não responde suficientemente rápido para que esse termo seja importante. Assim sendo, para $t = 0$ por exemplo, o valor de δb não será infinito como sugere a expressão, mas sim um valor finito dependente da dinâmica do estimador como um todo. Na prática, o efeito da parte AC de (9) será acrescentar uma pequena oscilação em $\hat{b}_0(t)$ em torno do seu valor de regime. Temos então que em regime:

$$\delta b \approx 2v_{\text{off}},$$

o que nos leva a concluir que, se a tensão de offset for pequena o suficiente para não saturar o integrador e bem menor que o valor exato de b_0 , o seu efeito sobre a estimativa do parâmetro não será muito nocivo. Este resultado foi verificado em simulações (realizadas com o SPICE) do circuito do filtro adaptativo.

C. Integrador e o erro devido à resistência em paralelo com o capacitor (shunt)

A presença da resistência R_b em paralelo com o capacitor do integrador da fig. 4 limita o ganho do circuito em DC, garantindo um funcionamento estável. No entanto, essa limitação de ganho também causa um erro na estimação. Vamos agora estimar aproximadamente este erro, seguindo um método semelhante ao que foi feito com o erro causado pelo offset do multiplicador $X1$, assumindo agora que a única imperfeição no circuito é o ganho finito do integrador.

Lembrando que o integrador tem um ganho em DC dado por R_b/R_1 , podemos afirmar que, para que a saída do integrador tenda a $b_0 + \delta b$, é necessário que o sinal na sua entrada possua valor médio igual a $(b_0 + \delta b) \cdot R_1/R_b$. O sinal resultante na entrada do integrador devido a um erro δb na estimativa é igual ao calculado no caso do multiplicador, e resulta que

$$-\delta b \left(\frac{1 - \cos(2t)}{2} \right) = (b_0 + \delta b) \frac{R_1}{R_b}.$$

Tomando novamente (pelos mesmos motivos já discutidos) apenas a parte DC dessa expressão, temos:

$$\frac{R_b \delta b}{2} \approx -R_1 \cdot (b_0 + \delta b), \quad \text{ou,} \quad \left(\frac{R_b}{2} + R_1 \right) \delta b \approx -R_1 b_0,$$

o que nos leva a concluir que:

$$\delta b \approx -\frac{b_0}{\frac{R_b}{2R_1} + 1}.$$

Observando essa expressão, podemos concluir que para os valores usuais das resistências R_1 (1–100kΩ) e R_b (1–10MΩ), o erro causado na estimativa do parâmetro pela resistência de shunt é relativamente pequeno. No caso do circuito que está sendo analisado, utilizando a expressão anterior, teremos que o valor esperado de δb (devido à resistência shunt) será de aproximadamente (o valor de b_0 do amplificador implementado é aproximadamente $b_0 = 4$)

$$\frac{\delta b}{b_0} \approx 0,2\%.$$

Este resultado também foi verificado em simulações com o SPICE.

D. Testes do circuito montado

Para verificar o funcionamento do circuito, foi realizado um teste de intermodulação, em que um sinal

$$u(t) = \sin(2\pi 2000t) + \sin(2\pi 2360t)$$

foi aplicado à entrada do amplificador da fig. 3. Os resultados foram medidos com um osciloscópio Tektronics, e podem ser observados nas figuras 6–11. Pode-se ver na fig. 6 a saída saturada do amplificador, e na fig. 7, o espectro do sinal de saída, com diversas raia espúrias. As figuras 8 e 9 mostram o sinal corrigido e seu espectro, podendo-se notar que apenas as raia referentes às frequências da entrada permanecem significativamente acima do nível de ruído. As raia espúrias sofreram atenuações de ao menos 20dB, e o ponto de intersecção, em que uma distorção de 3ª harmônica teria a mesma potência na saída que a fundamental de um sinal senoidal, foi afastado em 10,5dB. As figuras 10 e 11 mostram o sinal $e(t)$ gerado e seu espectro.

Foi também montado um circuito usando um estimador de dois parâmetros, mas ainda não foram realizados testes de intermodulação para este caso. Em testes apenas de distorção harmônica para entrada senoidal, verificou-se que o estimador de dois parâmetros também funciona corretamente, mas seu desempenho foi um pouco inferior ao do estimador de um parâmetro descrito aqui.

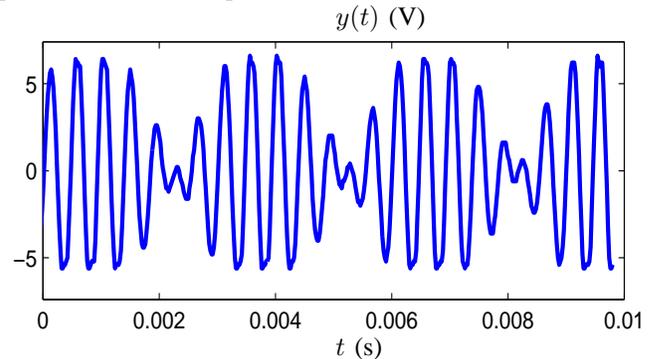


Fig. 6. Saída saturada do amplificador.

V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um novo sistema, usando filtros adaptativos analógicos, para redução de distorções causadas

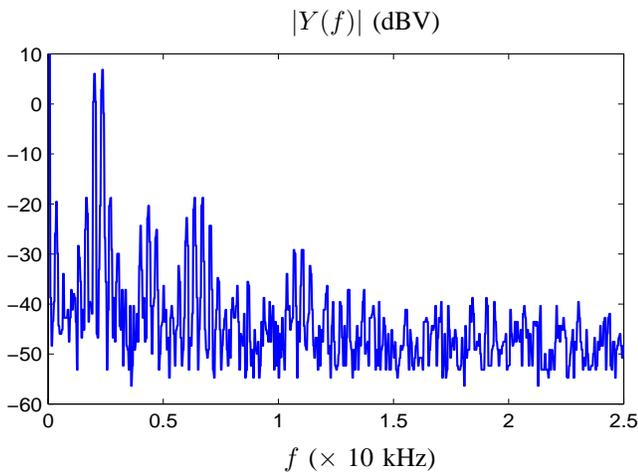


Fig. 7. Transformada da saída saturada do amplificador.

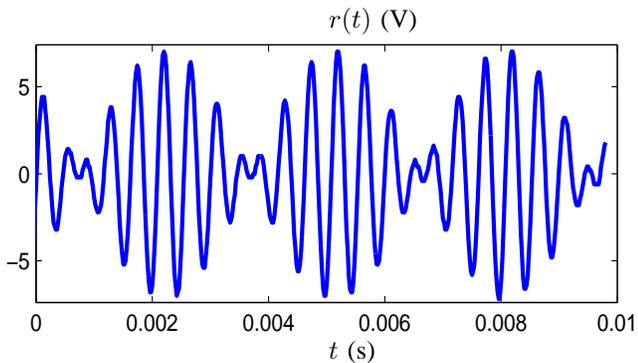


Fig. 8. Saída corrigida.

por não-linearidades em amplificadores usando correção em paralelo (*feedforward*). A viabilidade do sistema proposto foi verificada através da montagem de um protótipo em *proto-board*, com um amplificador transistorizado simples de um estágio, operando em baixa potência e em frequências de áudio. O teste de intermodulação mostrou uma redução quase completa de todas as harmônicas indesejadas no sinal de saída.

Foram realizadas estimativas dos efeitos das principais imperfeições nos amplificadores operacionais e multiplicadores analógicos. Pôde-se verificar que essas imperfeições não afetam significativamente o desempenho do circuito.

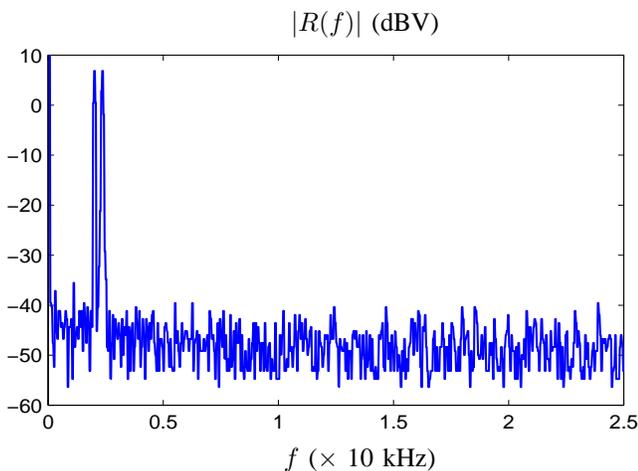


Fig. 9. Transformada da saída corrigida.

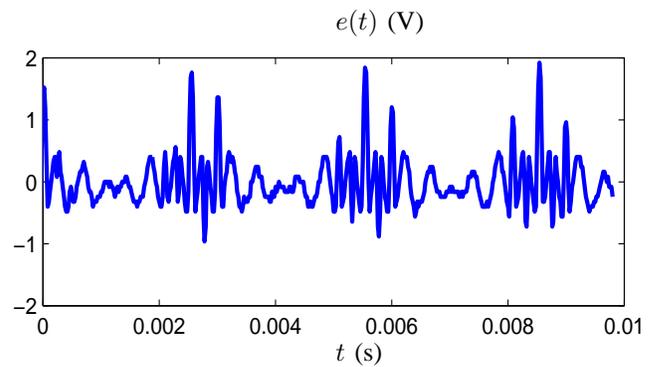


Fig. 10. Sinal de erro.

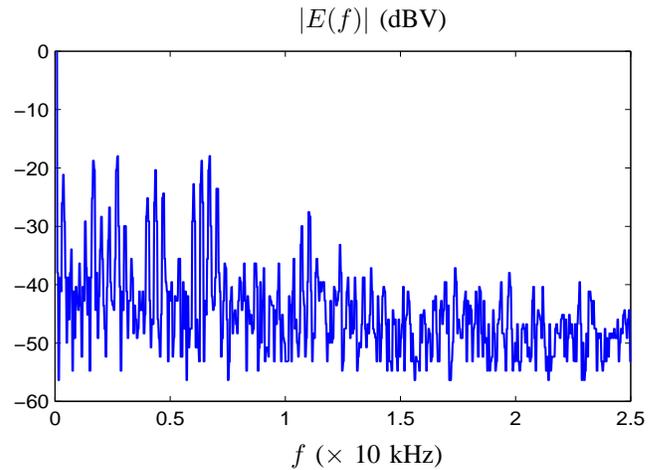


Fig. 11. Transformada do erro.

Em trabalhos futuros serão construídos protótipos trabalhando em potência mais elevada, e em frequências maiores. Pretende-se também verificar a possibilidade de se utilizar filtros adaptativos analógicos para a implementação de sistemas para redução de distorção em alto-falantes, para aplicações em cancelamento ativo de ruído.

REFERÊNCIAS

- [1] M. H. Costa, J. C. M. Bermudez, e N. Bershad. Stochastic analysis of the LMS algorithm with a saturation nonlinearity following the adaptive filter output. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(7):1370–1387, jul. 2001.
- [2] M. H. Costa, J. C. M. Bermudez, e N. J. Bershad. Stochastic analysis of the filtered-X LMS algorithm in systems with nonlinear secondary-paths. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(6):1327–1342, jun. 2002.
- [3] S. C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 1999.
- [4] P. S. R. Diniz. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*. Kluwer Academic Publishers, 2nd edition, 2002.
- [5] P. A. Ioannou e J. Sun. *Robust Adaptive Control*. PTR Prentice Hall, NJ, 1996.
- [6] Y.-K. C. Jiunn-Tsair Chen, Huan-Shang Tsai. Adaptive joint linearisation/equalization with delay alignments for a wideband power amplifier. *Electronics Letters*, 34(6):514–515, mar. 19 1998.
- [7] R. K. Kathleen J. Muhonen, Mohsen Kavehrad. Look-up table techniques for adaptive digital predistortion: a development and comparison. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(5):1995–2002, set. 2000.
- [8] Q. Ren e I. Wolff. Effect of demodulator errors on predistortion linearization. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 45(2):153–160, jun. 1999.
- [9] A. C. Seabra. *Amplificadores Operacionais: Teoria e Análise*. Érica, 1996.