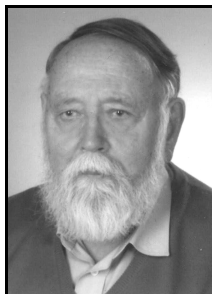


Adam ŻUCHOWSKI, Bogdan GRZYWACZ
POLITECHNIKA SZCZECIŃSKA, INSTYTUT AUTOMATYKI PRZEMYSŁOWEJ

Koncepcja układu dla filtracji zakłóceń z jednoczesnym wiernym odtwarzaniem dużych skokowych zmian sygnału

Prof. zw. dr hab. inż. Adam ŻUCHOWSKI

Profesor zwyczajny w Instytucie Automatyki Przemysłowej Politechniki Szczecińskiej. Ze szkolnictwem wyższym związany zawodowo od 1955 roku (Politechnika Wroclawska, Politechnika Szczecińska). Jest współtwórcą polskiej szkoły miernictwa dynamicznego, posiada w dorobku ponad 300 publikacji. W kwietniu 2005 upłynęło 50 lat jego działalności naukowej.



e-mail: chlod@ps.pl

Dr inż. Bogdan GRZYWACZ

Adiunkt w Instytucie Automatyki Przemysłowej Politechniki Szczecińskiej. Tematyka badań: filtry nieliniowe, pośrednia identyfikacja dynamiki, synteza sterowań dla obiektów nieliniowych. Był głównym inżynierem w kompleksie biurowo-hotelowym Pazim-Raddisson w Szczecinie, gdzie zdobył wiedzę i doświadczenie w zakresie eksploatacji i automatyki kompleksowej systemów technicznych w budynkach o wielkich kubaturach.



e-mail: bogdan.grzywacz@ps.pl

Streszczenie

Przedstawiono koncepcję skalowanego czasowo (i zarazem częstotliwościowo) filtru dolnoprzepustowego, gdzie funkcję skalującą $1 < A(t) < A_{\max}$ uzależniono od bieżących amplitud sygnałów na wejściu i wyjściu filtru. Pokazano, że własności filtracyjne dla filtrów budowanych zgodnie z proponowaną ideą są lepsze od własności filtrów „odniesienia” ze stałymi parametrami, zwłaszcza, gdy zachodzi konieczność szybkiej detekcji skokowych zmian sygnału użytecznego oraz oszacowania ich amplitud w obecności zakłóceń.

Słowa kluczowe: skalowane czasowo filtry dolnoprzepustowe, szybkie oszacowanie amplitud skokowych zmian sygnału w obecności szumu.

The idea of system for filtering of disturbances with simultaneous possibility of execution of accurate follow up action in case of input signal step changes

Abstract

The idea of scaling of low-pass filter in time and frequency domain has been presented in the paper. The scaling function $1 < A(t) < A_{\max}$ depends on current amplitudes of filter input and output signals. It is shown, that filtering properties of filters designed according to proposed idea are better comparing them to properties of “reference” filters with constant parameters. The advantageous features can be observed especially in case of necessity of immediate detections and amplitude evaluations for step changes in noisy input signals.

Keywords: scaling of low-pass filters in time and frequency domain, detection and amplitude evaluation of step changes in noisy signals.

1. Wstęp

Wśród różnych zastosowań filtrów dolnoprzepustowych w technice pomiarowej można wskazać też takie, gdzie oprócz typowego zadania polegającego na odfiltrowaniu zakłóceń o „wysokich” częstotliwościach $z(t)$ od stosunkowo „wolnego” sygnału użytecznego $w(t)$, należy także dokonać możliwie bezwzględnej detekcji i oszacowania amplitudy dostatecznie dużych, skokowych zmian sygnału użytecznego. W opisanej sytuacji mamy do czynienia z przeciwstawnymi wymaganiami: skuteczne tłumienie zakłóceń o „wysokich” częstotliwościach zmusza do zawężenia pasma przepustowego filtru dolnoprzepustowego, co z kolei wydłuża czas narastania odpowiedzi skokowej filtru, a zatem opóźnia możliwość „wykrycia” momentu pojawienia się „skoku” w sygnale wejściowym i oszacowania jego amplitudy. Rozszerzenie pasma przepustowego filtru skraca czas narastania, jednak zmniejsza stopień tłumienia zakłóceń. Rozwiązanie kompromisowe można uzyskać stosując filtry o zmiennych parametrach. Poniżej przedstawiono jedną z możliwych koncepcji takiego rozwiązania, bazującą na względnie prostym algorytmie zmian parametrów filtru.

2. Koncepcja układu

Transmitancje klasycznych filtrów dolnoprzepustowych (Butterwortha, Czebyszewa, Bessela i innych) mogą być sprowadzone do ogólnej postaci:

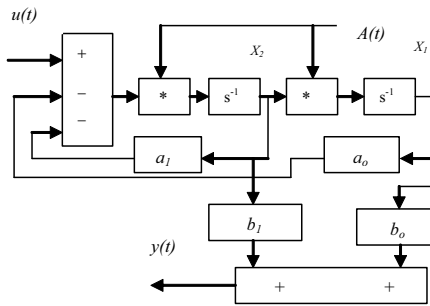
$$G(s) = \frac{Ab_{n-1}s^{n-1} + A^2b_{n-2}s^{n-2} + \dots + A^n b_0}{s^n + Aa_{n-1}s^{n-1} + \dots + A^n a_0} \quad (1)$$

gdzie $A > 0$ jest tzw. współczynnikiem skali czasu. Podając na wejście układu (1) sygnał $u(A^{-1}t)$, na wyjściu otrzymamy sygnał $y(A^{-1}t)$, który można traktować jak przeskalowaną czasowo odpowiedź odniesienia $y(t)$, to jest sygnał pojawiający się na wyjściu filtru (1) dla $A=1$, gdy sygnałem wejściowym jest $u(t)$. Efekt skalowania czasowego przenosi się na reprezentację częstotliwościowe. Jeśli $y(t)$ ma widmo $y(j\omega)$, to $y(A^{-1}t)$ ma widmo $A y(jA\omega)$. Zatem zmieniając stałą A można z jednej strony „przyśpieszać” odpowiedzi układu (1) (gdy $A > 1$) lub je „spowalniać” ($A < 1$), zaś towarzyszy temu rozszerzenie ($A > 1$) lub zawężenie ($A < 1$) pasma przepustowego filtru w stosunku do pasma przepustowego dla filtru (1) przy $A=1$. Z powyższych zależności wynika też, że przy zmianach A zachowane zostają kształty charakterystyk skokowej i częstotliwościowej, w tym sensie matematycznym, że mamy do czynienia ze skalowaniem funkcji (odpowiednio w dziedzinie czasu i częstotliwości).

Jeśli przyjąć ogólnie, że w trakcie filtracji A zmienia się w zależności od zmiennych w czasie parametrów charakteryzujących „na bieżąco” sygnały $u(t)$, $y(t)$, oraz ewentualnie od czasu, to można operować funkcją $A(u(t), y(t), t)$ traktując ją finalnie jako dodatnią funkcję czasu $A(t)$. W takim przypadku filtr o zmiennych w czasie parametrach trzeba projektować w oparciu o równania stanu [1]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A(t) x_2 \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{x}_{n-1} &= A(t) x_n \\ \dot{x}_n &= A(t) (-a_0 x_1 - a_1 x_2 - \dots - a_{n-1} x_n + u) \\ y &= b_0 x_1 + b_1 x_2 + \dots + b_{n-1} x_n \end{aligned} \quad (2)$$

gdź wprowadzenie do struktury układu liniowego zaprojektowanego w oparciu o (1) „zmiennych” w czasie parametrów „sprzęgających”, otrzymanych poprzez zastąpienie parametrów stałych $a_0 A^n$, $a_1 A^{n-1}$, ..., $b_0 A^n$, $b_1 A^{n-1}$, ..., ich odpowiednikami $a_0 A(t)^n$, $a_1 A(t)^{n-1}$, ..., $b_0 A(t)^n$, $b_1 A(t)^{n-1}$, ..., deformuje efekt skalowania częstotliwościowego i czasowego za pomocą funkcji $A(t)$. Schemat zmiennych stanu dla układu (2) przedstawiono na rys. 1. Schemat ten może być bezpośrednio wykorzystany do projektowania skalowanych filtrów aktywnych.



Rys. 1. Schemat zmiennych stanu układu (2) dla $n=2$
Fig. 1. State variable scheme of system (2) for $n=2$

Założmy, że składowa użyteczna $w(t)$ sygnału wejściowego filtru daje się przedstawić w postaci:

$$w(t) = w_d(t) + \sum_{i=1}^K P_i 1(t-t_i) \quad (3)$$

gdzie $|w_d(t)| < d$, a współczynniki P_i spełniają warunek $|P_i| > 2d$, $i=0,1,2,\dots, K$. Momenty pojawiania się kolejnych „skoków” w sygnale $w(t)$ oznaczono przez t_i . Założmy o zakłóceniach, że na ogół spełniony jest warunek $|z(t)| < \alpha d$, $\alpha < 0.5$, a filtr „odniesienia” (filtr (1) dla $A=1$) radzi sobie z nimi „dobrze”. Oznacza to, że $z(t)$ w minimalnym stopniu oddziałują na sygnał wyjściowy filtru $y(t)$. Zatem, w warunkach quasi-stacjonarnych, to jest przy braku skokowych zmian $w(t)$ byłoby $y(t) \approx w_d(t)$. Jeśli reakcja na pojawiające się w sygnale wejściowym skokowe zmiany sygnału następuje zbyt wolno (zbyt wąskie pasmo przepustowe filtru odniesienia), wówczas można proces przenoszenia skoku na wyjście przyspieszyć, zwiększając amplitudę $A(t)$ w układzie (2), przy czym wchodzi tu w grę wartości $A(t) > 1$. Oczywiście, udział zakłóceń w sygnale $y(t)$ teraz się zwiększy. By efekt przenikania zakłóceń na wyjście filtru maksymalnie skrócić w czasie, funkcja $A(t)$ powinna ponownie przyjąć wartość $A(t)=1$, jeśli tylko proces nadążania za skokiem sygnału $w(t)$ można będzie uznać jako zakończony.

Jeśli $A(t) < A_{max}$, gdzie wartość A_{max} zapewnia, że udział składowej pochodzącej od zakłóceń $y_z(t)$ w sygnale $y(t)$ nie przekracza $|y_z(t)| < \alpha d$, wówczas „teoretyczną” funkcję skalującą można zaproponować w postaci:

$$A(t) = 1 + 0.5 (A_{max} - 1) [1 + \text{sgn}(|y(t) - u(t)| - 2(1+\alpha)d)] \quad (4)$$

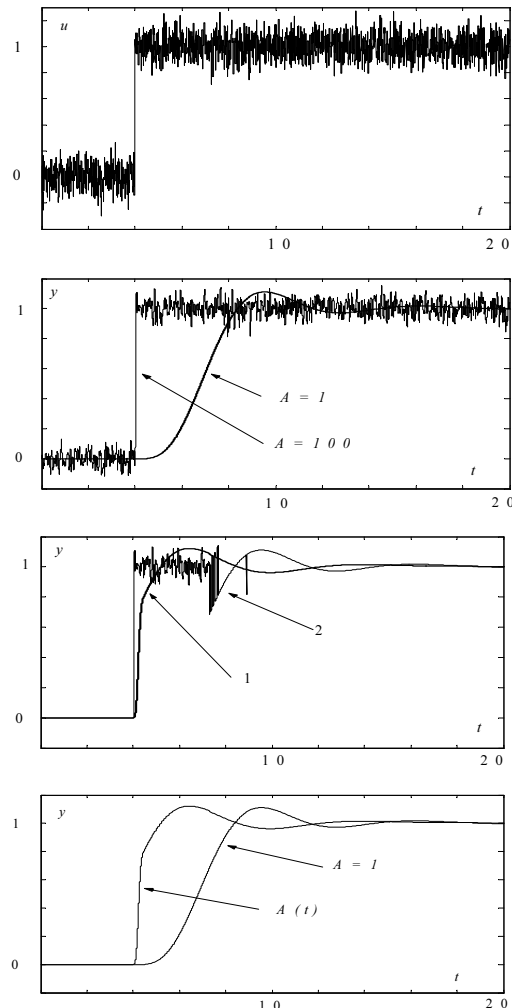
lub podobnej, aproksymującej powyższą poprzez zastąpienie funkcji „sgn” odpowiednio skalowaną amplitudowo funkcją o kształcie „arctg”, „saturacja”, itd. Funkcja typu (4) przekłada się na względnie łatwą realizację techniczną (brak mnożenia sygnałów). Wybierając - zazwyczaj kompromisowo - stałe α , d , A_{max} trzeba uwzględnić parametry częstotliwościowe sygnału użytecznego $w_d(t)$ i zakłóceń $z(t)$ (typ filtru, wybór, α , d) szybkość detekcji, czas i dokładność oszacowania amplitudy skokowych zmian sygnału użytecznego (A_{max} , α , d), jak i minimalnej skokowej zmiany amplitudy sygnału użytecznego będącej podmiotem zainteresowania (α, d).

Rozważmy przykładowo filtr Butterwortha 4-tego rzędu:

$$G(s) = \frac{A^2}{s^2 + 0.7654 A s + A^2} \frac{A^2}{s^2 + 1.8478 A s + A^2} \quad (5)$$

Wyniki filtracji ($d=0.15$, $\alpha=0.5$, $A_{max}=100$) otrzymane dla filtrów odniesienia o stałych parametrach oraz filtrów „strojonych” funkcją typu (4), gdzie „sgn” przybliżono funkcją typu „saturacja” (ze stanami „nasylenia” ± 1 ustawionymi odpowiednio dla argumentów ± 0.01), pokazano na rys. 2.

Jak widać, filtr skalowany funkcją (4) wykrywa skok w $u(t)$ prawie tak skutecznie, jak „szybki” filtr o stałych parametrach, zachowując przy tym niewiele gorsze parametry dla tłumienia zakłóceń od filtru „wolnego” o stałych parametrach. Jest on też lepszy od struktury złożonej z dwóch filtrów odniesienia o stałych parametrach, „szybkiego” i „wolnego”, której wyjście otrzymuje się przez multipleksowanie wyjść filtrów składowych w oparciu o funkcję „sgn(·)” jak we wzorze (4).



Rys. 2. **U góry:** sygnał wejściowy $u(t)$. **Poniżej:** wyjścia filtru (5) dla $A=1$ i $A=100$. **Poniżej:** krzywa 1 - odpowiedź filtru skalowanego czasowo według rys. 1 dla $A(t)$ danego funkcją typu (4), krzywa 2 - sygnał utworzony z wyjść 2 filtrów o stałych parametrach, jednego z nastawą $A=100$ i drugiego z nastawą $A=1$ (gdzie $A(t)=1$, patrz (4), wówczas bieżącym wyjściem układu jest wyjście filtru (5) dla $A=1$, w przeciwnym razie filtru dla $A=100$). **U dołu:** wyniki filtrowania $u(t)$ przez filtr skalowany funkcją (4) i referencyjny filtr (5) o stałych parametrach dla $A=1$
Fig. 2. **Upper figure:** input signal $u(t)$. **Beneath:** responses of filter (5) for $A=1$ and $A=100$ respectively. **Beneath:** 1 - the output of filter scaled according to rules shown in Fig.1 for scaling function of type (4), 2 - result of multiplexing of outputs of 2 filters with constant parameters, those for $A=1$ and $A=2$. If $A(t)=1$ (see (4)), then current output of system is taken from filter with $A=1$, otherwise is taken from filter with $A=100$. **At the bottom:** results of filtering of $u(t)$ by filter scaled with function (4) and reference filter (5) with constant parameters for $A=1$

3. Literatura

- [1] B. Grzywacz: The forming of electrical excitations by application of rules of time-scaling. Proc. of 16 th European Conf. on Circuit Theory and Design, Cracow, Poland 2003, vol. 1, pp. 294-298.