

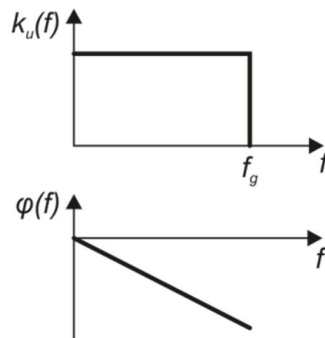
24

WPŁYW ANALOGOWEJ FILTRACJI DOLNOPRZEPUSTOWEJ W TORACH POMIAROWYCH NA PARAMETRY SYGNAŁÓW

24.1 WSTĘP

Sygnały pomiarowe wielkości fizycznych w praktyce metrologicznej są najpierw przetwarzane na napięcie elektryczne. Napięcie odpowiadające wielkości mierzonej jest podawane do toru pomiarowego a po przetworzeniu na postać cyfrową, poddawane jest obróbce numerycznej. Najczęściej przetwarzany jest przebieg czasowy wielkości mierzonej, zapamiętywany cyfrowo jako zbiór wartości chwilowych napięcia. Istnieje więc potrzeba wiernego odwzorowania przebiegu wielkości mierzonej, doprowadzonej do wejścia napięciowego toru pomiarowego, w którym dokonywana jest wstępna, analogowa obróbka sygnału. Innymi słowy, jeśli sygnał pomiarowy jest rozpatrywany w dziedzinie czasu, to od wejścia toru pomiarowego do wejścia przetwornika analogowo-cyfrowego kształt sygnału nie powinien ulec deformacji [7]. W referacie ograniczono się tylko do problemów dolnoprzepustowej filtracji zakłóceń w napięciowym torze pomiarowym.

W praktyce pomiarowej oprócz sygnałów użytecznych powszechnie występują różne inne zewnętrzne sygnały zakłócające, które nakładają się na mierzony sygnał, powodując zmianę jego kształtu a więc i błędy pomiarowe. Generalnie występują dwie grupy zakłóceń [12]: impulsowe od zdarzeń jednorazowych i losowych o bardzo szerokim pasmie częstotliwości (komutacja w obwodach elektrycznych, wyładowania elektryczne, szумы) oraz ciągłe, których źródłem jest wpływ pól elektromagnetycznych i sprzężenia konduktancyjne, pojemnościowe i indukcyjne. Jednym ze sposobów ograniczania zakłóceń jest filtracja sygnałów. W tym celu konstruuje się filtry pasywne RC oraz aktywne ze wzmacniaczami operacyjnymi. Trudność doboru odpowiedniego filtra wynika zasadniczo z konieczności spełnienia dwóch sprzecznych wymagań. Filtr powinien mieć jak najszersze pasmo przenoszenia, aby wiernie mógł przenosić kształt mierzonego napięcia, a jednocześnie powinien mieć jak najwęższe pasmo, aby skutecznie tłumić sygnały zakłócające. Na rys. 24.1 przedstawione są charakterystyki częstotliwościowe amplitudowa i fazowa idealnego filtra dolnoprzepustowego.



Rys. 24.1 Charakterystyka amplitudowa i fazowa idealnego filtra dolnoprzepustowego
Źródło: [6]

Przez taki filtr sygnały użyteczne o częstotliwościach mniejszych od górnej częstotliwości granicznej f_g przechodzą na wyjście bez zniekształceń, są jedynie opóźnione w czasie wskutek liniowej odpowiedzi fazowej, a sygnały zakłócające o większych częstotliwościach są całkowicie tłumione. Jest to jednak filtr nierealizowalny.

Charakterystyki rzeczywistych filtrów mniej lub bardziej odbiegają od idealnych. Często kluczowym zagadnieniem filtracji jest stromość opadania charakterystyki amplitudowej, świadcząca o ostrości rozdziału widma wejściowego, albo liniowość odpowiedzi fazowej. Proste filtry RC mają zarówno małą stromość opadania jak i nieliniową odpowiedź fazową. Pod względem stromości opadania charakterystyki amplitudowej najlepsze są aktywne filtry eliptyczne i Czebyszewa, jednak występują w nich zafalowania charakterystyki amplitudowej w pasmie przenoszenia i/lub w pasmie zaporowym, a odpowiedź fazowa nie jest liniowa – co skutkuje zafalowaniami odpowiedzi skokowej w dziedzinie czasu. Szczególnym przypadkiem filtra Czebyszewa jest filtr Butterwortha, w którym stromość opadania jest nieco gorsza, ale nie ma zafalowań charakterystyki amplitudowej w pasmie przenoszenia. Występują nadal zafalowania odpowiedzi skokowej wskutek nieliniowości fazy, jednak mniejsze niż w filtrze Czebyszewa. Odpowiedź fazową zbliżoną do liniowej posiada filtr Bessela, dzięki czemu w odpowiedzi skokowej brak zafalowań, ma on jednak najgorszą stromość opadania charakterystyki amplitudowej.

W artykule jedynie zasygnalizowano problemy występujące przy doborze filtra dolnoprzepustowego, nie jest możliwe wyczerpujące ich omówienie. Zdecydowano się na studium przypadku, ilustrujące te problemy. Mimo, że rozpatrywane sygnały: użyteczny i zakłócający są proste widmowo, wnioski z przedstawionej analizy można rozciągnąć na sygnały bardziej złożone.

24.2 ZAŁOŻENIA DO ANALIZY DZIAŁANIA FILTRÓW DOLNOPRZEPUSTOWYCH

Założono, że sygnałem użytecznym doprowadzonym do rozpatrywanych filtrów jest napięcie sinusoidalnie zmienne U_x o częstotliwości 40 Hz i amplitudzie 10 V, a sygnałem zakłócającym szeregowym U_z również napięcie sinusoidalne

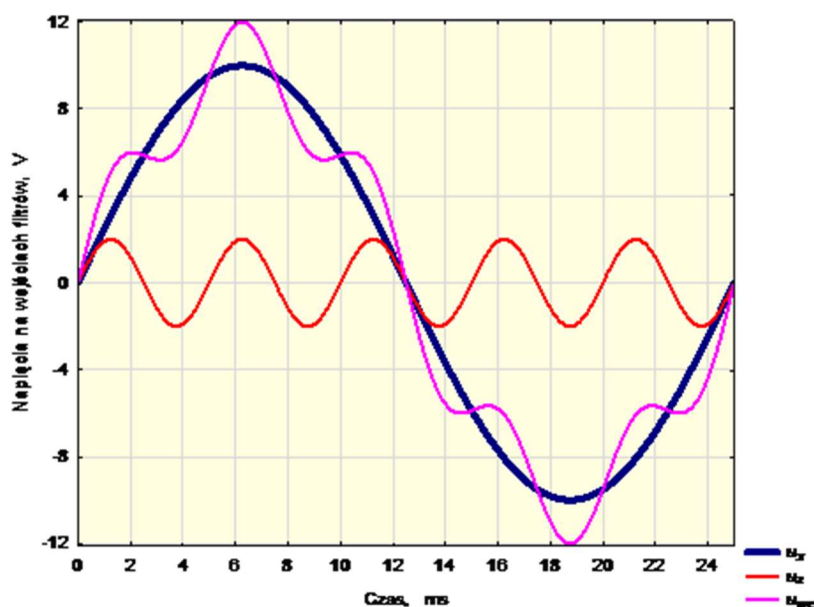
o częstotliwości 200 Hz i amplitudzie 2 V. Fazy początkowe obydwu sinusoid przyjęto równe zero. Wypadkowe napięcie wejściowe można opisać zależnością:

$$u_{we}(t) = u_x(t) + u_z(t) = 10 \sin(2\pi 40t) + 2 \sin(2\pi 200t) \quad (24.1)$$

W widmie częstotliwościowym sygnały te są reprezentowane przez dwa pojedyncze prążki. Częstotliwość napięcia zakłócającego jest 5 razy większa od użytecznego (ponad 2 oktawy), zatem pod względem widmowym stłumienie zakłócenia jest umiarkowanie trudne. Sygnał zakłócający ma jednak względnie dużą amplitudę a odstęp sygnału od szumu (S/N) na wejściu [12]:

$$(S/N) = 20 \log \frac{U_x}{U_z} = 14 \text{ dB} \quad (24.2)$$

jest niewielki jak na zakłócenie szeregowe. Zadaniem filtra dolnoprzepustowego jest przeniesienie na wyjście bez zniekształceń sygnału u_x przy jednoczesnym stłumieniu sygnału u_z .



Rys. 24.2 Napięcia mierzone U_x , zakłócające U_z oraz wypadkowe wejściowe na wejściach rozpatrywanych filtrów dolnoprzepustowych

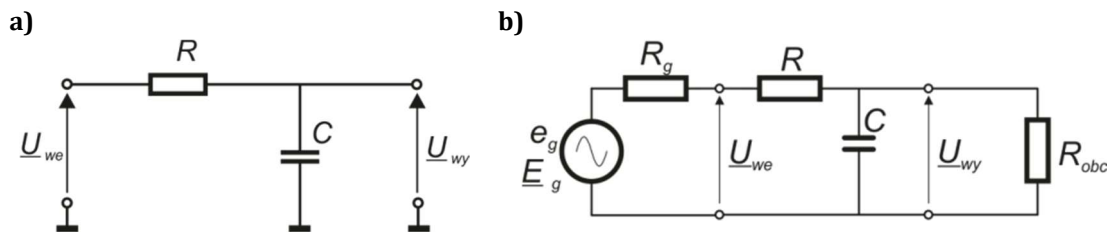
24.3 FILTRY BIERNE RC

Najpierw dokonana zostanie analiza filtracji w filtrach biernych RC I rzędu bez obciążenia i z obciążeniem. Następnie zilustrowane zostaną efekty filtracji w filtrach II i III rzędu.

24.3.1 Filtr bierny RC I rzędu

Najprostszy możliwy przypadek filtracji dolnoprzepustowej to filtr z rys. 24.3a, który jest impedancyjnym dzielnikiem napięcia. Przenosi on na wyjście sygnały sinusoidalne o niskich częstotliwościach bez zmian, a sygnały o wysokich częstotliwościach tłumi tym bardziej im wyższa jest ich częstotliwość. Dla małych częstotliwości reaktancja kondensatora jest bardzo duża i praktycznie całe napięcie

wejściowe przenoszone jest do wyjścia. Ze wzrostem częstotliwości reaktancja kondensatora coraz bardziej maleje, więc również napięcie wyjściowe maleje. Przy bardzo dużych częstotliwościach kondensator praktycznie zwiera napięcie wyjściowe.



Rys. 24.3 Filtr dolnoprzepustowy RC pierwszego rzędu:
a) schemat, b) filtr z dołączonymi rezystancjami generatora i obciążenia

Przy nieobciążonym wyjściu transmitancja widmowa układu:

$$\underline{K}_{u0}(j\omega) = \frac{\underline{U}_{wy}(j\omega)}{\underline{U}_{we}(j\omega)} = \frac{-jX_c}{R - jX_c} = \frac{1}{\frac{R}{-jX_c} + 1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (24.3)$$

W postaci wykładniczej:

$$\underline{K}_{u0} = |K_{u0}| e^{j\varphi} = k_{u0} e^{j\varphi} \quad (24.4)$$

Z postaci (24.4) określa się charakterystyki częstotliwościowe modułu i przesunięcia fazowego transmitancji – amplitudową i fazową

$$k_{u0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (24.5)$$

$$\varphi_0 = -\arctg \omega RC \quad (24.6)$$

Charakterystyka amplitudowa podawane jest najczęściej w decybelach

$$k_{u0\text{dB}} = 20 \log k_{u0} \quad (24.7)$$

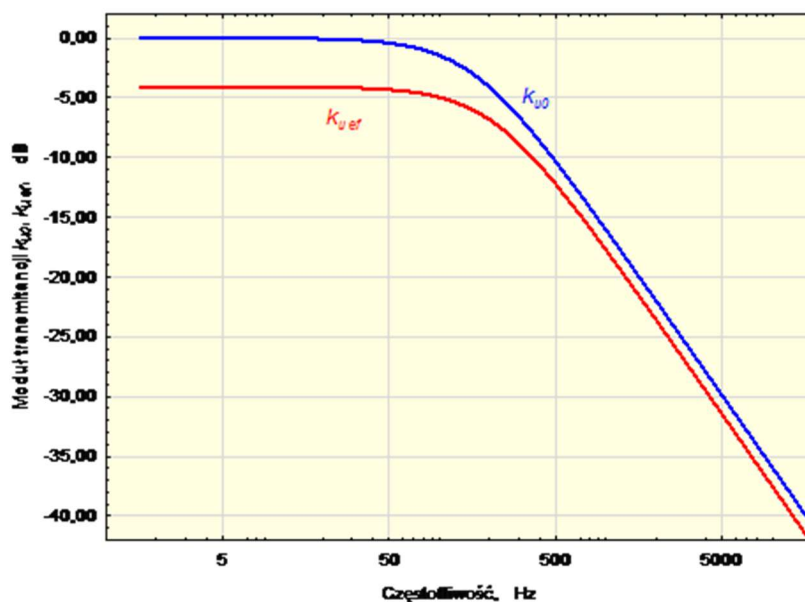
Na rys. 24.4 pokazane są charakterystyki nieobciążonego filtra dolnoprzepustowego pierwszego rzędu¹: logarytmiczna amplitudowa (k_{u0}) i fazowa (φ_0).

Dla częstotliwości o wartościach znacznie mniejszych od granicznej wzmocnienie, czyli moduł transmitancji, $k_{u0} = 1$ (0 dB) i sygnał wejściowy nie jest tłumiony. Jest to *pasmo przepustowe* filtra. Ze wzrostem częstotliwości wzmocnienie maleje i dla dużych częstotliwości $k_{u0} = 1/\omega RC$. Dziesięciokrotny wzrost częstotliwości powoduje dziesięciokrotne zmniejszenie wzmocnienia, czyli -20 dB na dekadę. Wzmocnienie osiąga wartość zerową przy wysokich częstotliwościach tłumiąc sygnały wejściowe – jest to *pasmo zaporowe* filtra. Przy dużej różnicy częstotliwości sygnałów użytecznego i zakłócającego nawet taki filtr może okazać się wystarczający. Zmieniają się również przesunięcia fazowe między sygnałami wejściowym i wyjściowym w zakresie od 0° do -90° . Należy podkreślić, że

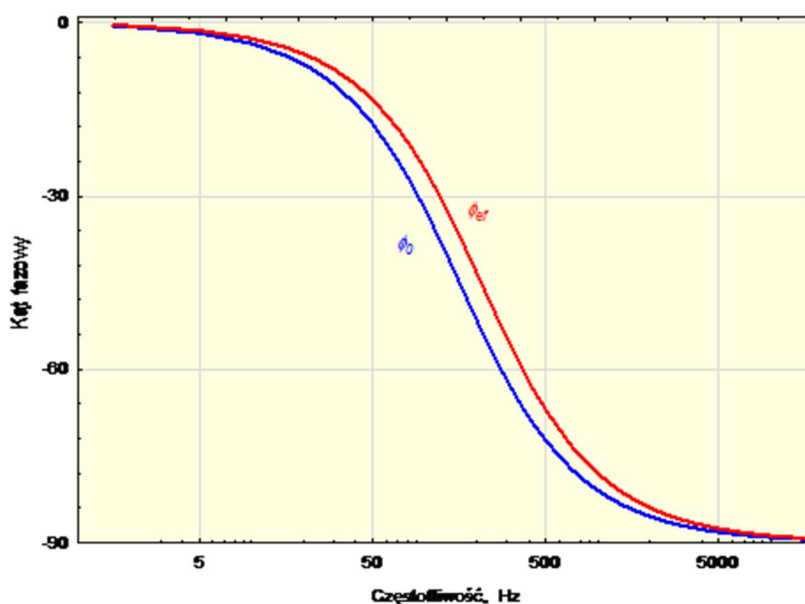
¹ Obwód ten w dziedzinie czasu jest opisywany równaniem różniczkowym pierwszego rzędu

omawiany filtr jest obwodem liniowym. Zgodnie z zasadą wierności odtwarzania sinusoidy [13], przy sygnale sinusoidalnym na wejściu, na wyjściu również uzyskiwany jest sygnał sinusoidalny o identycznej częstotliwości, natomiast amplitudy i fazy mogą się różnić.

a)



b)



Rys. 24.4 Charakterystyki częstotliwościowe: amplitudowa logarytmiczna (a) i fazowa (b) filtru dolnoprzepustowego RC pierwszego rzędu w idealnych i roboczych warunkach pracy

Częstotliwość, przy której $k_{u0} = 1/\sqrt{2}$ (-3 dB) jest górną częstotliwością graniczną

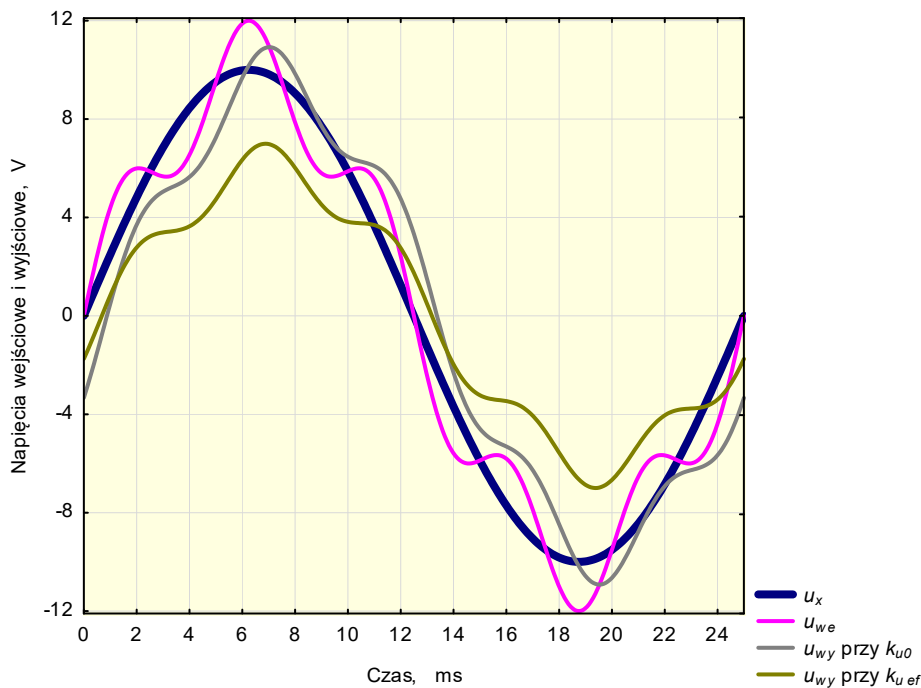
$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad (24.8)$$

Do obliczeń przyjęte zostały wartości $R = 10 \text{ k}\Omega$ i $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$. Częstotliwość graniczna $f_g = 159,2 \text{ Hz}$ jest cztery razy większa od częstotliwości sygnału użytecznego U_x , co wynika z założenia, że filtr ma wierne przesyłać ten sygnał.

Gdy na wejście filtru podawane jest napięcie z idealnego generatora a wyjście nie jest obciążone to warunki pracy filtru są idealne.

Z zależności (24.5) i (24.6) moduł i faza transmitancji filtru dla obu sygnałów użytecznego U_x i zakłócającego U_z wynoszą: $k_{u0} (40 \text{ Hz}) = 0,970$, $\varphi_0 (40 \text{ Hz}) = -14^\circ$, $k_{u0} (200 \text{ Hz}) = 0,623$, $\varphi_0 (200 \text{ Hz}) = -51^\circ$. Mnożąc wartości chwilowe napięcia u_x przez 0,970 a napięcia u_z przez 0,623 i przesuując je odpowiednio o kąt -14° albo -51° uzyskuje się wartości chwilowe obydwu składowych napięcia wyjściowego. Zgodnie z zasadą superpozycji sumując wartości chwilowe uzyskuje się wypadkowe napięcie wyjściowe, przedstawione na rys. 24.5: u_{wy} przy k_{u0} . Odstęp sygnału od szumu (24.2) na wyjściu wynosi 17,8 dB.

Zauważalna jest zmiana kształtu napięcia wyjściowego względem wejściowego, która ilustruje *zniekształcenia liniowe* w tym filtrze. Powyższa analiza dotyczy idealnych warunków pracy (sygnał doprowadzony z idealnego źródła napięcia, wyjście nieobciążone). Gdy źródło napięcia ma niezerową impedancję wewnętrzną lub do wyjścia dołączone jest obciążenie o pewnej impedancji to charakterystyki częstotliwościowe ulegają zmianie, zmienia się też częstotliwość graniczna [4].



Rys. 24.5 Napięcia u_x , u_{we} i na wyjściu filtru I rzędu w idealnych warunkach pracy (u_{wy} przy k_{u0}) oraz w warunkach roboczych (u_{wy} przy k_{uf})

Jeśli do wejścia filtru dołączony zostanie obwód wejściowy o rezystancji wewnętrznej R_g a wyjście zostanie obciążone rezystancją R_{obc} (rys. 24.3b) to zmieniają się warunki pracy filtru, i skorzystać należy z transmitancji skutecznej (efektywnej)

$$\underline{K}_{u\text{ef}}(j\omega) = \frac{U_{wy}(j\omega)}{E_g(j\omega)} = \frac{-jX_C \parallel R_{obc}}{R_g + R + (-jX_C \parallel R_{obc})} \quad (24.9)$$

gdzie symbol \parallel oznacza połączenie równoległe X_C oraz R_{obc} . Po przekształceniach

$$\underline{K}_{u\text{ef}}(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{R_g + R}{R_{obc}} + j\omega(R_g + R)C} \quad (24.10)$$

Wprowadzając rezystancję zastępczą widzianą z zacisków wyjściowych

$$R_z = R_{obc} \parallel (R_g + R) = \frac{R_{obc}(R_g + R)}{R_{obc} + R_g + R} \quad (24.11)$$

Przy $R_g = 2 \text{ k}\Omega$ i $R_{obc} = 20 \text{ k}\Omega$

$$\underline{K}_{u\text{ef}}(j\omega) = \frac{0,625}{1 + j\omega R_z C} \quad (24.12)$$

$$k_{u\text{ef}}(\omega) = \frac{0,625}{\sqrt{1 + (\omega R_z C)^2}} \quad (24.13)$$

$$k_{u\text{ef dB}} = 20 \log k_{u\text{ef}} \quad (24.14)$$

$$\varphi_{\text{ef}}(\omega) = -\text{arc tg } \omega R_z C \quad (24.15)$$

Częstotliwość graniczna filtru $f_g' = 212,2 \text{ Hz}$.

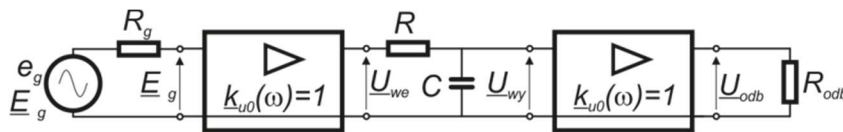
Ze wzorów (24.14) i (24.15) otrzymuje się charakterystyki tego samego filtru ale w warunkach roboczych. Na rys. 24.4 są zestawione charakterystyki dotyczące obydwu przypadków pracy filtru.

Charakterystyki amplitudowe ilustrują większe tłumienie filtru w warunkach roboczych, inne są też przesunięcia fazowe i częstotliwości graniczne w obydwu przypadkach pracy. Należy się więc spodziewać, że kształt sygnału na wyjściu będzie inny w różnych warunkach pracy filtru i tak w rzeczywistości jest. Z (24.13) i (24.15) można wyznaczyć moduł transmitancji i przesunięcie fazowe filtru dla każdej składowej sygnału, które wynoszą: $k_{u\text{ef}}(40 \text{ Hz}) = 0,614$, $\varphi_{\text{ef}}(40 \text{ Hz}) = -11^\circ$, $k_{u\text{ef}}(200 \text{ Hz}) = 0,455$, $\varphi_{\text{ef}}(200 \text{ Hz}) = -43^\circ$. Z tych danych wyznaczyć można wartości chwilowe obydwu składowych napięcia wyjściowego. Po zsumowaniu wartości chwilowych uzyskiwane jest wypadkowe napięcie wyjściowe, zilustrowane na rysunku 24.5 – u_{wy} przy $k_{u\text{ef}}$. Odstęp sygnału od szumu (24.2) na wyjściu wynosi $S/N = 16,6 \text{ dB}$.

Na wyjściu filtru występuje wyraźna zmiana kształtu napięcia, szczególnie dotkliwa przy obciążeniu filtru, wskutek utworzenia dodatkowego rezystancyjnego dzielnika napięcia. Zmiana obciążenia, powodująca inną odpowiedź filtru, dotyczy tak modułu impedancji obciążającej jak i jej fazy.

W układzie z rys. 24.3.b można jednak uzyskać takie same napięcie wyjściowe jak w układzie z rys. 24.3.a. W tym celu w układzie z rys. 24.3.b pomiędzy źródło i filtr oraz pomiędzy filtr i obciążenie należy włączyć wzmacniacze napięciowe jak

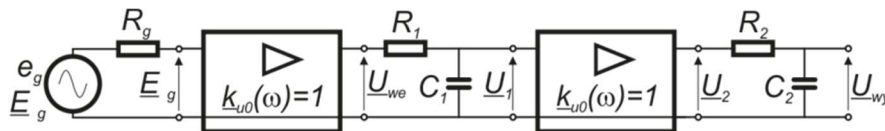
na rys. 24.6. Można założyć, że wzmacniacz nie pobiera prądu ze źródła sygnału (ma nieskończoną impedancję wejściową) a jego wyjście stanowi idealne źródło napięcia o zerowej impedancji wyjściowej. Przy wzmacnieniu napięciowym równym jedności², wzmacniacz przekazuje sygnał z wejścia na wyjście bez zmiany wartości chwilowych. Pierwszy wzmacniacz na rys. 24.6 powoduje, że filtr nie obciąża źródła sygnału. Dzięki drugiemu wzmacniaczowi odbiornik sygnału nie obciąża filtru. Charakterystyki częstotliwościowe uzyskane w układzie z rys. 24.6 odpowiadają charakterystykom w układzie z rys. 24.3.a. Przebieg napięcia na odbiorniku jest taki sam jak napięcia wyjściowego filtru nieobciążonego.



Rys.24.6 Wykorzystanie dwóch wzmacniaczy w układzie z rys. 24.3.b

24.3.2 Filtry bierne RC II i III rzędu

Szeregowe połączenie dwóch filtrów dolnoprzepustowych pierwszego rzędu tworzy dwustopniowy filtr dolnoprzepustowy drugiego rzędu. Aby pierwszy stopień filtru nie obciążał źródła a drugi stopień filtru nie obciążał pierwszego, włączone są wzmacniacze napięciowe o wzmacnieniu równym jedności – rys. 24.7.



Rys. 24.7 Filtr dolnoprzepustowy RC II rzędu ze stopniami nieobciążonymi

Jeśli obydwa stopnie filtru są identyczne ($R_1 = R_2 = R$ i $C_1 = C_2 = C$) oraz nie są obciążone, to identyczne są transmitancje obydwu stopni

$$\underline{K}_{1u0}(j\omega) = \frac{U_1(j\omega)}{U_{we}(j\omega)} = \underline{K}_{2u0}(j\omega) = \frac{U_{wy}(j\omega)}{U_2(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (24.16)$$

Wypadkowa transmitancja układu z rys. 24.7 jest iloczynem transmitancji obydwu stopni

$$\underline{K}_{u0}(j\omega) = \frac{U_{wy}(j\omega)}{U_{we}(j\omega)} = \frac{U_1(j\omega)}{U_{we}(j\omega)} \cdot \frac{U_{wy}(j\omega)}{U_2(j\omega)} = \frac{1}{(1 + j\omega RC)^2} \quad (24.17)$$

Wypadkowa charakterystyka amplitudowa i faza:

$$k_{u0} = \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} \quad (24.18)$$

² Wzmacniacz napięciowy o wzmacnieniu jednostkowym jest wtórnikiem napięcia. Stosując odpowiedni wzmacniacz operacyjny, możliwe jest uzyskanie warunków zbliżonych do idealnych (bardzo duża rezystancja wejściowa i bardzo mała rezystancja wyjściowa) w szerokim zakresie częstotliwości sygnału. W rozpatrywanym przykładzie i w następnych założono, że w zakresie częstotliwości sygnału wejściowego wzmacniacz nie wnosi przesunięcia fazowego, czyli $\varphi_0(\omega) = 0$.

$$\varphi_0 = -2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega RC \quad (24.19)$$

Jeżeli do filtru drugiego rzędu z rys. 24.7 dołączy się kolejny, identyczny stopień wraz ze wzmacniaczem, wtedy uzyskuje się filtr dolnoprzepustowy trzeciego rzędu. Przez analogię z równaniami (24.17)–(24.19)

$$\underline{K}_{u0}(j\omega) = \frac{\underline{U}_{wy}(j\omega)}{\underline{U}_{we}(j\omega)} = \frac{1}{(1 + j\omega RC)^3} \quad (24.20)$$

$$k_{u0} = \frac{1}{\sqrt{[1 + (\omega RC)^2]^3}} \quad (24.21)$$

$$\varphi = -3 \operatorname{arctg} \omega RC \quad (24.22)$$

Na rys. 24.8 pokazane są charakterystyki amplitudowe oraz fazowe filtrów dolnoprzepustowych I, II i III rzędu. Przyjęto równe rezystancje wszystkich oporników $R = 10 \text{ k}\Omega$ i równe pojemności wszystkich kondensatorów $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$.

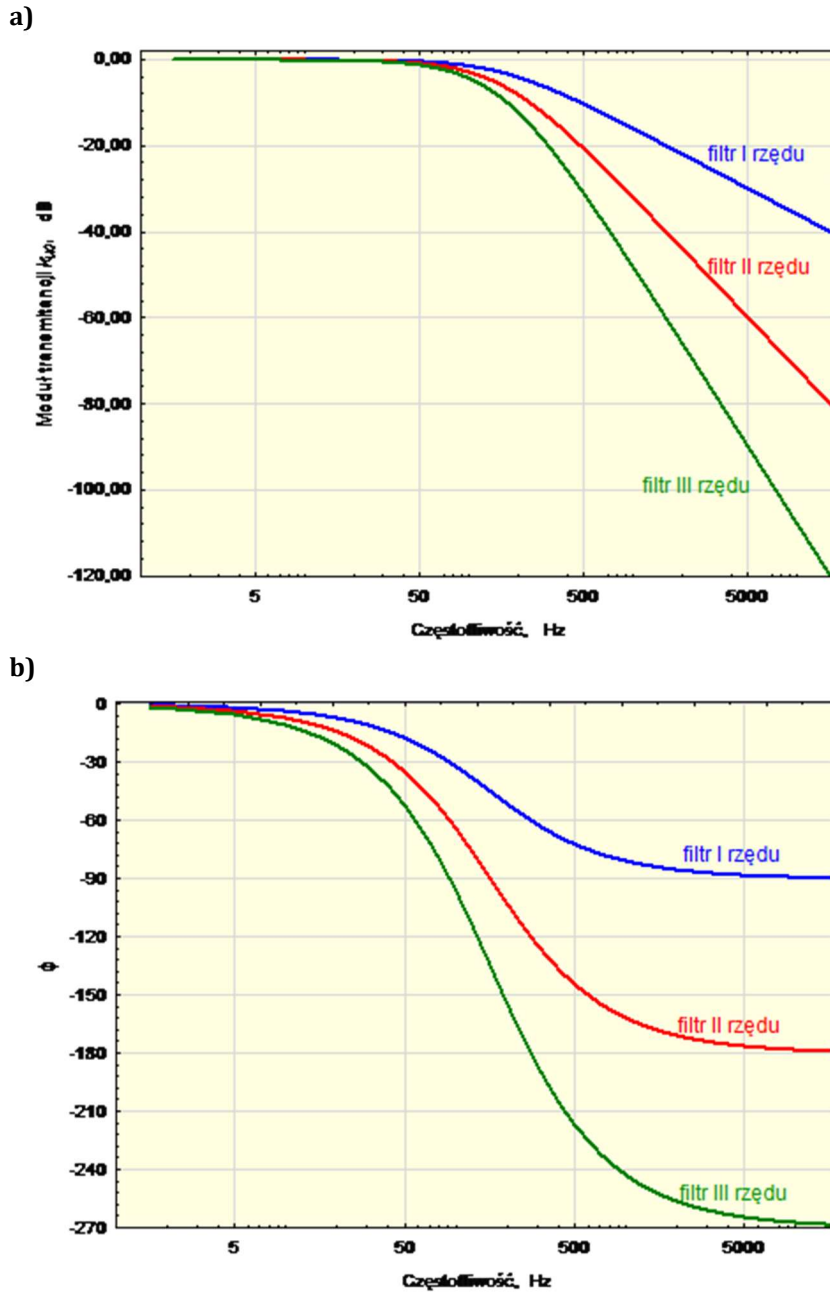
Górna częstotliwość graniczna, przy której moduł transmitancji każdego stopnia jest mniejszy o pierwiastek z dwóch od jedności (-3 dB) są takie same w każdym stopniu (24.8). Ponieważ każdy stopień przy częstotliwości granicznej powoduje zmniejszenie modułu transmitancji o 3 dB , dlatego w filtrze drugiego stopnia wypadkowy moduł będzie o 6 dB mniejszy a w filtrze trzeciego stopnia aż o 9 dB mniejszy. Z tego powodu zmniejsza się wypadkowa częstotliwość graniczna w filtrach wyższych rzędów do takiej wartości, przy której wypadkowy modułu jest mniejszy tylko 3 dB .

Powyżej częstotliwości granicznej pojedynczego stopnia filtru moduł transmitancji każdego stopnia zmniejsza się dziesięciokrotnie na dekadę częstotliwości, co w mierze logarytmicznej odpowiada wartości -20 dB . W przypadku filtru II rzędu nachylenie charakterystyki zwiększa się do wartości -40 dB/dek , a w filtrze III rzędu do wartości -60 dB/dek .

W pełnym zakresie częstotliwości przesunięcie fazy pojedynczego stopnia filtru zmienia się w zakresie od 0° do -90° . W filtrze II rzędu wypadkowe przesunięcie fazy filtru jest dwa razy większe czyli od 0° do -180° a w filtrze III rzędu trzy razy większe od 0° do -270° .

Z rys. 24.8 wynika, że im wyższy rząd filtru, tym większe nachylenie charakterystyk amplitudowych, a więc rozgraniczenie między pasmem przepustowym a pasmem zaporowym układu jest coraz lepsze. Jeśli sygnał użyteczny będzie miał częstotliwości leżące w paśmie przepustowym a zakłócenia w paśmie zaporowym to należy się spodziewać skuteczniejszej filtracji zakłóceń wraz ze wzrostem rzędu filtru. Nie należy jednak zapominać, co w bibliografii często się zdarza, o rosnących wtedy przesunięciach fazowych.

Aby określić przebiegi napięcia na wyjściu każdego filtru, z wzorów (24.5), (24.6), (24.18), (24.19), (24.21) i (24.22) wyznacza się moduł transmitancji k_{u0} i przesunięcie fazowe φ_0 wszystkich trzech filtrów dla obydwu napięć: u_x (40 Hz) i u_z (200 Hz)

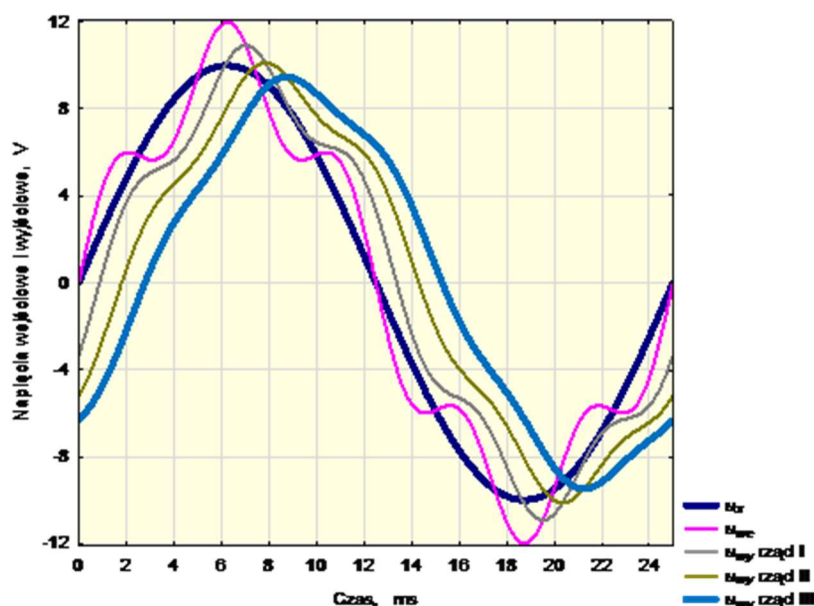


Rys. 24.8 Charakterystyki częstotliwościowe: amplitudowe logarytmiczne (a) i fazowe (b) filtrów dolnoprzepustowych RC I, II i III rzędu

Podstawiając do (24.5), (24.18) i (24.21) $k_{u0} = 1/\sqrt{2}$ otrzymuje się częstotliwość graniczną f_g każdego filtru. Obliczone wartości podane są w tabeli 24.1, a przebiegi napięcia na rys. 24.9.

Tabela 24.1 Moduł i faza transmitancji filtrów RC przy częstotliwości 40 i 200 Hz

Rząd filtru	f_g, Hz	$k_{u0}(40)$	$\varphi_0(40)$	$k_{u0}(200)$	$\varphi_0(200)$	$S/N_{wy}, \text{dB}$
I	159,2	0,970	-14	0,623	-51	17,8
II	102,4	0,941	-28	0,388	-103	21,7
III	81,1	0,912	-42	0,241	-154	25,5

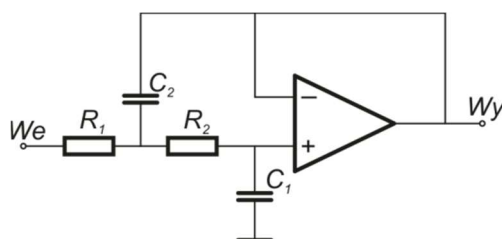


Rys. 24.9 Napięcia u_x , u_{we} i wyjściowe filtrów dolnoprzepustowych RC I, II i III rzędu

Im wyższy rząd filtru, tym skuteczniejsze tłumienie zakłóceń leżących w paśmie zaporowym. Filtr III rzędu najlepiej tłumie zakłócenie, sygnał wyjściowy jest najbardziej zbliżony do sygnału użytecznego na wejściu. Jednak w dokładniejszych pomiarach takie tłumienie zakłócenia może być niewystarczające.

24.3.3 Filtry aktywne

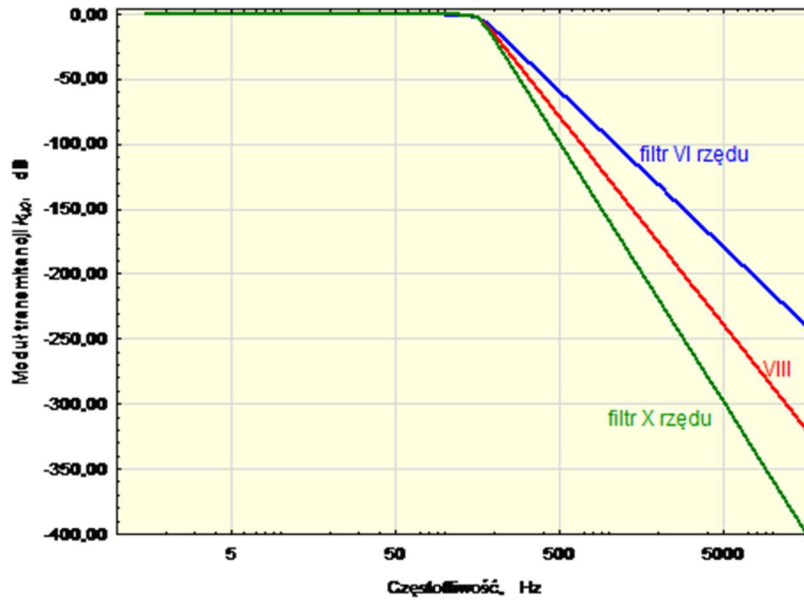
W zakresie niskich częstotliwości bardzo dobrymi parametrami cechują się filtry aktywne ze wzmacniaczami operacyjnymi. Filtry wyższych rzędów buduje się łącząc szeregowo filtry II rzędu (rys. 24.10). Bibliografia dotycząca projektowania filtrów aktywnych jest bardzo bogata [1, 2, 3, 5, 8, 9, 10, 11, 13, 14, 15, 16]. Tutaj przyjęto filtry o charakterystyce typu Butterwortha – bez zafalowań w pasmie przenoszenia.



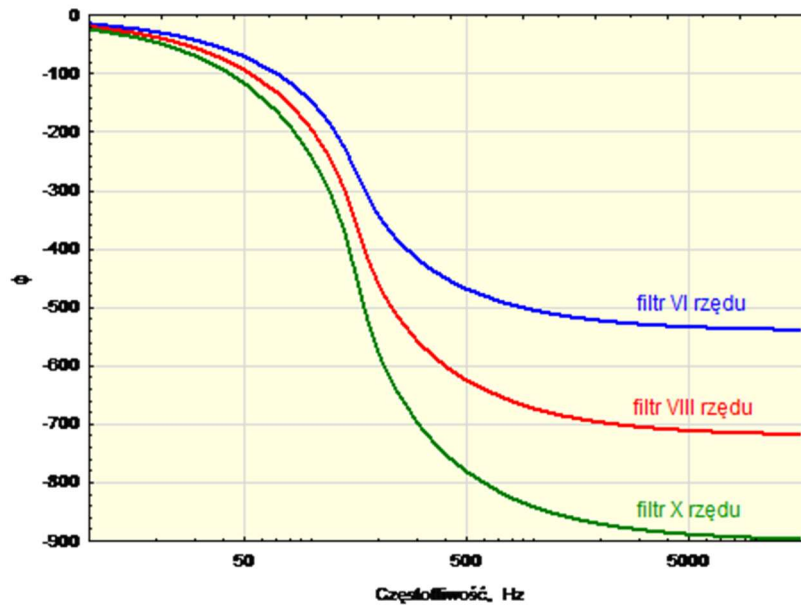
Rys. 24.10 Schemat ogniwa dolnoprzepustowego filtru aktywnego Salleney-Keya II rzędu

Zaprojektowano filtry od II do X rzędu przyjmując $f_g = 160$ Hz w celu porównania z filtrami biernymi. Na rys. 24.11 pokazane są charakterystyki filtrów rzędów VI–X o bardzo dużej stromości opadania charakterystyki amplitudowej, za to o dużych przesunięciach fazowych.

a)



b)

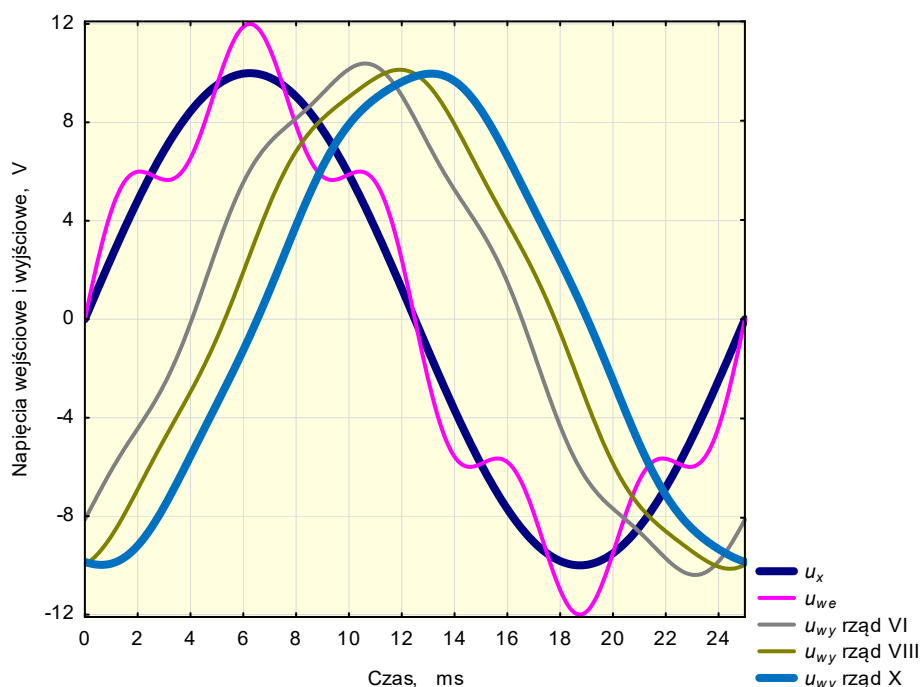


Rys. 24.11 Charakterystyki częstotliwościowe: amplitudowe logarytmiczne (a) i fazowe (b) aktywnych filtrów dolnoprzepustowych Butterwotha VI, VIII i X rzędu

W tabeli 24.2 podano wartości wzmocnienia k_{u0} i przesunięcie fazowe φ_0 pięciu filtrów dla obydwu napięć: u_x (40 Hz) i u_z (200 Hz). Przebiegi napięć pokazane są na rys. 24.12. Jakość filtracji jest znacznie lepsza niż w filtrach biernych, za to większe jest przesunięcie fazy skutkujące większym opóźnieniem czasowym przebiegu wyjściowego.

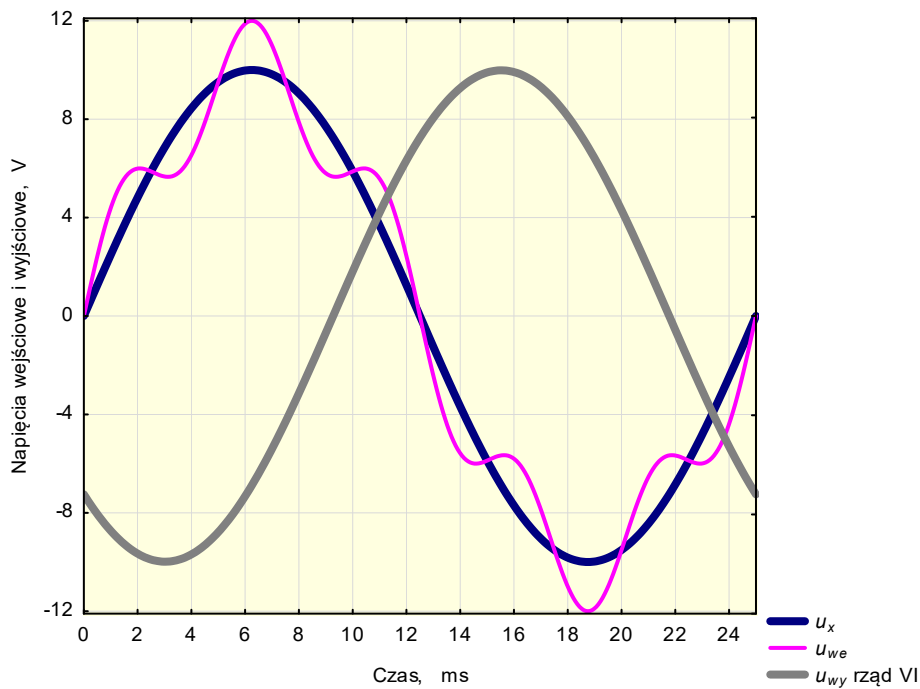
Tabela 24.2 Moduł i faza transmitancji filtrów aktywnych przy częstotliwości 40 i 200 Hz

Rząd filtru	f_g , Hz	k_{u0} (40)	φ_0 (40)	k_{u0} (200)	φ_0 (200)	S/N_{wy} , dB
II	160	0,998	-21	0,541	-107	19,3
IV	160	1	-38	0,382	-223	22,3
VI	160	1	-56	0,257	-341	25,8
VIII	160	1	-74	0,169	-458	29,4
X	160	1	-93	0,109	-575	33,2
VI	70	0,999	-133	0,002	-461	68,0



Rys. 24.12 Napięcia u_x , u_{we} i wyjściowe filtrów aktywnych VI, VIII i X rzędu

W dokładnych pomiarach, przy wykorzystaniu przetworników A/C o dużej rozdzielczości nawet przedstawione filtry mogą jednak nie spełniać wymagań. Ponadto częstotliwość próbkowania musi być większa (min. 400 Hz) niżby to wynikało z twierdzenia Shanona (320 Hz) aby nie spowodować aliasingu napięcia zakłócającego 200 Hz, gdyż nawet filtr X rzędu je przenosi. Lepszym rozwiązaniem jest zaprojektowanie filtru o mniejszej częstotliwości granicznej, co jest możliwe, gdyż filtry Butterwortha mają lepszą stałość wzmocnienia w pasmie przenoszenia niż filtry bierne. W ostatnim wierszu tabeli 24.2 podane są wartości wzmocnienia i przesunięcia fazowe dla napięć: u_x i u_z filtru VI rzędu o $f_g = 70$ Hz. Przebiegi napięć pokazane są na rys. 24.13. Dopiero ten filtr praktycznie całkowicie tłumi napięcie zakłócające u_z i wiernie przenosi napięcie użyteczne u_x , choć z dość dużym opóźnieniem czasowym 10,2 ms.



Rys. 24.13 Napięcia u_x , u_{we} i wyjściowe filtra aktywnego VI rzędu ($f_g = 70$ Hz)

24.4 PODSUMOWANIE

Poprawna filtracja sygnałów w torach pomiarowych jest istotnym problemem metrologicznym, a dobór odpowiedniego filtra zależy od wielu czynników. Ponieważ skuteczność działania filtrów biernych jest często niewystarczająca, dlatego buduje się filtry aktywne wyższych rzędów, skuteczniej rozgraniczające sygnały użyteczne i zakłócające przy różnych widmach częstotliwościowych tych sygnałów. Filtry wyższych rzędów wprowadzają jednak większe opóźnienia sygnałów. Jeśli mierzone są jednocześnie współzależne czasowo różne sygnały w kilku torach pomiarowych, wskazane jest, aby rząd filtrów był ten sam, dzięki czemu przy jednoczesnym próbkowaniu sygnałów skompensowane będą ich opóźnienia czasowe.

LITERATURA

1. B. Carter, R. Mancini. *Wzmacniacze operacyjne, teoria i praktyka*. Legionowo: BTC, 2011.
2. W. K. Chen. *Electrical Engineering Handbook*. Burlington: Elsevier Academic Press, 2005.
3. D. Christiansen, C. K. Alexander, R. K. Jurgen. (2005). *Standard Handbook of Electronic Engineering*. (Fifth Edition). [On-line]. Available: <https://www.accessengineeringlibrary.com/browse/standard-handbook-of-electronic-engineering-fifth-edition> [16.04.2009]
4. W. Ciężyński. *Elektronika analogowa w zadaniach. Tom 4*. Gliwice: Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, 2010.
5. P. Garrett. *Układy analogowe w systemach cyfrowych*. Warszawa: WNT, 1981.
6. R. Hagel, J. Zakrzewski. *Miernictwo dynamiczne*. Warszawa: WNT, 1984.

7. A. Heyduk, J. Joostberens, „Filtry analogowe w torach pomiarowych systemów mechatronicznych w górnictwie.” Materiały Konferencji Emtech, Katowice, 2016, pp. 179-186.
8. J. Izydorczyk, J. Konopacki. *Filtry analogowe i cyfrowe*. Gliwice: Wyd. Prac. Komp. Jacka Skalmierskiego, 2003.
9. G. Klasche, R. Hofer. *Układy elektroniki profesjonalnej*. Warszawa: WKiŁ, 1985.
10. Z. Kulka, M. Nadachowski. *Zastosowania wzmacniaczy operacyjnych*. Warszawa: WKiŁ, 1986.
11. P. T. Lesiak. *Inteligentna technika pomiarowa*. Radom: Wydawnictwo Politechniki Radomskiej, 2001.
12. J. Piotrowski. *Podstawy miernictwa*. Warszawa: WNT, 2002.
13. S. W. Smith. *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. Warszawa: BTC, 2007.
14. P. H. Sydenham (Ed.). *Podręcznik metrologii. Tom I*. Warszawa: WKiŁ, 1990.
15. U. Tietze, Ch. Schenk. *Układy półprzewodnikowe*. Warszawa: WNT, 2008.
16. A. B. Williams, F. J. Taylor. (2006). *Electronic Filter Design Handbook*. (Fourth Edition). [On-line]. Available: <https://www.accessengineeringlibrary.com/browse/electronic-filter-design-handbook-fourth-edition> [8.04. 2009]

Data przesłania artykułu do Redakcji: 10.2016

Data akceptacji artykułu przez Redakcję: 03.2017

dr hab. inż. Joachim Pielot, prof. Pol. Śl.

Politechnika Śląska

Wydział Górnictwa i Geologii

Katedra Elektryfikacji i Automatyzacji Górnictwa

ul. Katowicka 2A, 44-100 Gliwice, Polska

e-mail: joachim.pielot@polsl.pl

WPŁYW ANALOGOWEJ FILTRACJI DOLNOPRZEPUSTOWEJ W TORACH POMIAROWYCH NA PARAMETRY SYGNAŁÓW

Streszczenie: *Pomiary różnych wielkości fizycznych dokonywane są najczęściej w ten sposób, że najpierw wartości chwilowe mierzonych wielkości są przetwarzane na wartości chwilowe napięcia elektrycznego, po czym sygnał napięciowy jest przesyłany torem pomiarowym do przetwornika analogowo-cyfrowego. W praktyce pomiarowej zdarza się jednak, że nie przykłada się należytej uwagi do zagadnień filtracji sygnałów w torach pomiarowych, albo filtracja ta jest przeprowadzona w niewłaściwy sposób. W referacie dokonana została analiza wpływu analogowej filtracji dolnoprzepustowej na parametry sygnałów użytecznych i zakłócających w torach pomiarowych. W pierwszej kolejności określono wpływ takiej filtracji z wykorzystaniem biernego filtra RC I rzędu w warunkach pracy bez obciążenia i z obciążeniem na wyjściu filtra. Następnie porównana została praca biernych filtrów RC I, II i III rzędu. Ponieważ skuteczność działania filtrów biernych jest często niewystarczająca, dlatego przedstawiono przykładowe działanie filtrów aktywnych wyższych rzędów.*

Słowa kluczowe: *filtracja dolnoprzepustowa, filtry analogowe, filtry antyaliasingowe*

THE INFLUENCE OF ANALOG LOW-PASS FILTERING IN THE MEASUREMENT CIRCUITS ON THE SIGNAL PARAMETERS

Abstract: *Measurements of various physical quantities are usually performed so at first instantaneous values of the measured quantity are converted into instantaneous values of the electrical voltage, and then this voltage signal is transmitted to the analog-to-digital converter through the measurement channel. However – in the measurement practice – it happens, that inadequate attention is paid to the issues of the signal filtering in measuring channels, or this filtering is performed in an improper manner. In this paper has been presented an analysis of the analog low-pass filtering impact on the useful signal parameters and noise signal parameters in the measurement channels. First, there has been analyzed an influence of this low-pass filtering using a 1st order RC filter with no load and with load at the filter output. Then there has been compared an operation of passive RC filters of the 1st, 2nd and 3rd order. Since the operational efficiency of the passive filters is often insufficient, there has been provided an example of the higher order active filters operation.*

Key words: *low-pass filtering, analog filters, anti-aliasing filters*