



Laboratorium układów elektronicznych

Ćwiczenie numer 4

Filtry aktywne

Zagadnienia do przygotowania

- Rodzaje, zastosowania i parametry filtrów aktywnych
- Transmittancje filtrów aktywnych II rzędu
- Transformacje częstotliwości
- Charakterystyki amplitudowe i fazowe filtrów
- Filtry Butterwortha, Bessela, Czebyszewa
- Filtry Sallena - Keya II rzędu
- Filtry z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym
- Filtry realizowane metodą zmiennych stanu
- Filtry z przetaczanymi pojemnościami
- Pomiar oscyloskopem przesunięcia fazowego

Literatura

- [1]. Tietze U., Schenk Ch., Układy półprzewodnikowe, Warszawa WNT 1997.
- [2]. Kuta S., Elementy i układy elektroniczne, cz.I. AGH UWND, Kraków 2000.
- [3]. Nosal Z., Baranowski J., Układy elektroniczne cz.I. Układy analogowe liniowe. WNT, Warszawa 1998.

- [4]. Guziński A., Liniowe elektroniczne układy analogowe,
WNT , Warszawa 1993,
- [5]. Białko M., Filtry aktywne RC, Warszawa WNT 1979.
- [6]. Temes G., Mitra S., Teoria i projektowanie filtrów,
Warszawa WNT 1978.
- [7]. Prałat A., Laboratorium układów elektronicznych cz. II,
Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej
Wrocław 2001.

1. Wprowadzenie

Filtr aktywny jest to najczęściej czwórnik służący do wyodrębnienia pożądanego pasma częstotliwości z wielu sygnałów podawanych na wejście czwornika. Wyjątek stanowią filtry pasmowo zaporowe służące do wytłumienia niepożądanego częstotliwości lub niepożądanego pasma. W układach elektronicznych spotyka się wiele użytecznych rodzajów filtrów jak:

- filtry RLC,
- filtry ceramiczne,
- filtry krystaliczne,
- filtry mechaniczne,
- filtry mikrofalowe,
- filtry aktywne RC o stałych skupionych
- filtry aktywne RC o stałych rozłożonych,
- filtry N- gałęziowe,
- filtry cyfrowe.

Celem ćwiczenia jest zapoznanie studentów z filtrami aktywnymi RC o stałych skupionych, ich strukturą topologiczną i pomiarami podstawowych parametrów.

1. Rodzaje filtrów aktywnych

Filtry dzielimy na filtry pierwszego rzędu, drugiego trzeciego i wyższych rzędów. Rząd filtru określa liczba biegunów transmitancji napięciowej:

$$H(s) = \frac{U_{we}}{U_{wu}} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} = \frac{a_m \prod_{i=1}^m (s - z_i)}{b_n \prod_{j=1}^n (s - p_j)} \quad 4.1$$

gdzie :

a_i b_j - rzeczywiste współczynniki wielomianu,

z_i p_j - zera i bieguny transmitancji $H(s)$.

Ze względu na sposób realizacji filtry aktywne dzielimy na:

- filtry aktywne RC,
- filtry aktywne C przełączane,
- filtry aktywne C pracujące w czasie ciągłym.

Ze względu na przebieg charakterystyk częstotliwościowych mamy filtry:

- Butterwortha (o charakterystyce maksymalnie płaskiej),
- Czebyszewa (o charakterystyce równomiernie falistej),
- Bessela (o charakterystyce maksymalnie liniowej fazy),
- Cauera (o charakterystyce eliptycznej).

Charakterystyki filtrów mogą być opisane przez rozkład zer i biegunów na płaszczyźnie zmiennej zespolonej, współczynniki a_i b_j lub przez dobroć i pulsacje biegunów transmitancji $H(s)$.

Ze względu na pasmo przenoszonych częstotliwości możemy mówić o filtrach: dolnoprzepustowych, górnoprzepustowych, środkowoprzepustowych, środkowo-zaporowych oraz o filtrach wszechprzepustowych.

2. Filtry aktywne drugiego rzędu

Transmitancja filtrów wyższych rzędów może być rozłożona na iloczyn funkcji wymiernych stopnia drugiego, gdy rząd filtru jest liczbą parzystą. Transmitancje filtrów o rzędzie nieparzystym można przedstawić jako iloczyn wymiernych funkcji stopnia drugiego i jednej funkcji stopnia pierwszego. Stąd wynika kaskadowa metoda realizacji filtrów wyższych rzędów i szczególna rola filtrów aktywnych drugiego rzędu. Filtr rzędu wyższego niż drugi możemy zbudować z połączonych kaskadowo sekcji filtrów drugiego rzędu i ewentualnie i jednej sekcji filtru pierwszego rzędu. Sekcje filtru drugiego rzędu powinny realizować transmitancję o postaci

$$H_k(s) = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{s^2 + b_1s + b_0} = \frac{N_k(s)}{s^2 + b_1s + b_0} \quad 4.2$$

Wzór (4.2) można zapisać jako:

$$H_k(s) = \frac{N_k(s)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} = \frac{N_k(s)}{(s - p_1)(s - p_2)} \quad 4.3$$

Biegunki transmitancji p_1 i p_2 otrzymamy przyrównując mianownik do zera

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm \frac{\omega_0}{2Q} \sqrt{1 - 4Q^2} \quad 4.4$$

Dla $Q > 0,5$ otrzymujemy bieguny zespolone sprzężone

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j \frac{\omega_0}{2Q} \sqrt{4Q^2 - 1} \quad 4.5$$

Transmitancje filtrów drugiego rzędu przedstawiają poniższe wzory:

- filtr dolnoprzepustowy (4.6),

$$H_{LP}(s) = H_0 \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad 4.6$$

filtr górnoprzepustowy (4.7),

$$H_{HP}(s) = H_0 \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad 4.7$$

filtr środkowoprzepustowy (4.8)

$$H_{BP}(s) = H_0 \frac{\omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad 4.8$$

jeżeli $Q_z > Q$ mamy filtr środkowozaporowy (4.9)

$$H_{BP}(s) = H_0 \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z}s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad 4.9$$

jeżeli $Q_z = \infty$ mamy filtr eliptyczny (4.10)

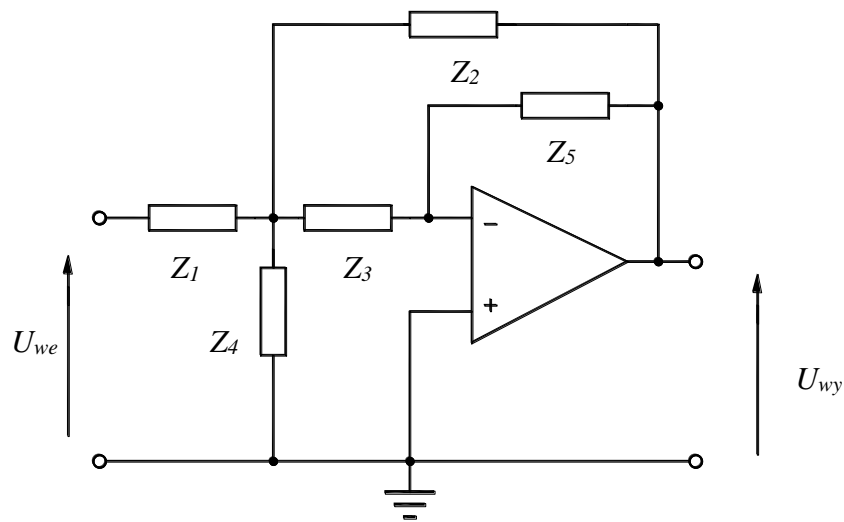
$$H_{BP}(s) = H_0 \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad 4.10$$

filtr wszechprzepustowy (4.11)

$$H_{AP}(s) = H_0 \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad 4.11$$

3.1 Filtry aktywne z wielokrotnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym

Rozważmy układ jak na rys. 1 ze wzmacniaczem operacyjnym idealnym.



Rys. 1. Struktura filtru z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym

Transmitancję $H(s)$ układu 1 można wyznaczyć eliminując U_{Z4} z układu równań (4.12):

$$\frac{U_{we} - U_{Z4}}{Z_1} = \frac{U_{Z4}}{Z_4} + \frac{U_{Z4}}{Z_3} + \frac{U_{Z4} - U_{wy}}{Z_2} \quad \text{i} \quad U_{wy} = -U_{Z4} \frac{Z_5}{Z_3} \quad 4.12$$

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{-\frac{Z_2}{Z_1}}{\frac{Z_2 Z_3}{Z_5} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} \right) + 1} \quad 4.13$$

Wstawiając we wzorze (4.13): $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$, $Z_3 = R_3$, $Z_4 = \frac{1}{sC_2}$, $Z_5 = \frac{1}{sC_1}$ otrzymamy transmitancję filtra dolnoprzepustowego z wielokrotnym ujemny sprzężeniem zwrotnym (MBF - Multiple Feedback Topology):

$$H_{LP} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{-\frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_3 C_2} \right) s + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad 4.14$$

o pulsacji biegunów (4.15)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad 4.15$$

i dobroci (4.16)

$$Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}}{R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}} \quad 4.16$$

Zauważmy, że ω_0 nie zależy od wartości rezystora R_1 , a wzmocnienie filtra dla prądu stałego wynosi: $K_{U0} = -\frac{R_2}{R_1}$, zatem filtr odwraca fazę dla małych częstotliwości.

Schemat filtra dolnoprzepustowego odpowiadający transmitancji (4.14) przedstawiono na rys. 2. Wzory projektowe dla filtra z rys.2 są następujące:

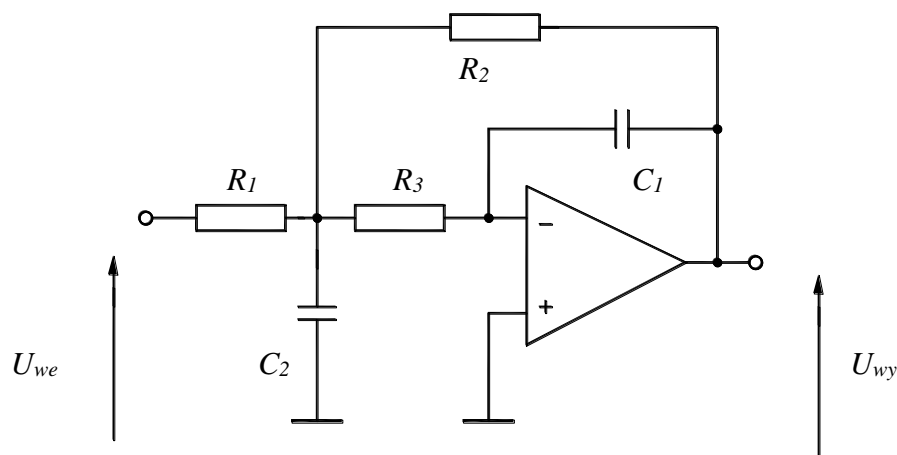
$$K_{U0} = -\frac{R_2}{R_1} \quad 4.17$$

$$a_1 = \omega_g C_1 \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) \quad 4.18$$

$$b_1 = \omega_g^2 C_1 C_2 R_2 R_3 \quad 4.19$$

Projektowanie tego filtra polega na wyborze kondensatorów C_1 i C_2 z dostępnego szeregu np. E12 czy E24 spełniających warunek $C_2 \geq \frac{4b(1-K_{U0})}{a_1^2} C_1$, i obliczeniu wartości

rezystorów spełniających równania (4.17), (4.18), (4.19). Współczynniki a_1 , b_1 dla różnych typów filtrów rzędu drugiego zebrano w tabelicy 1.



Rys. 2. Filtr dolnoprzepustowy z wielokrotnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

Filtr górnoprzepustowy możemy otrzymać z filtru dolnoprzepustowego zamieniając rezystory pojemnościami, a pojemności rezystorami. Schemat filtru górnoprzepustowego odpowiadający transmitancji (4.12) przedstawiono na rys. 3.

TABELA 1

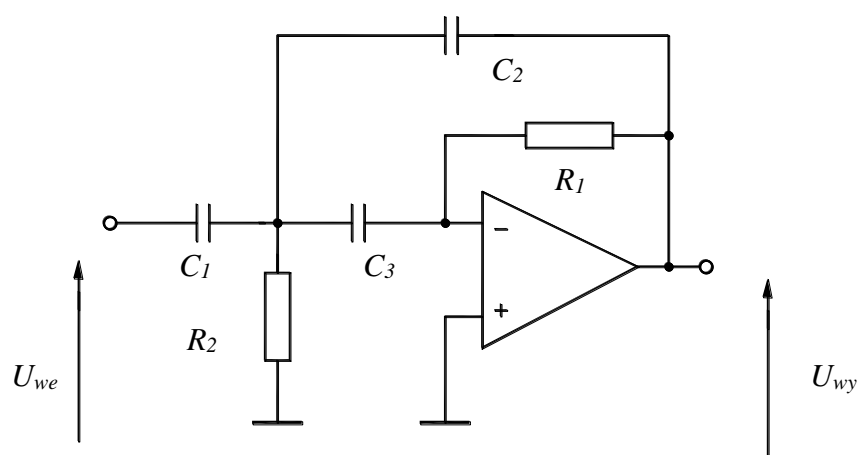
Współczynniki a_1 , b_1 dla różnych typów filtrów rzędu drugiego.

Typ filtru	a_1	b_1	$Q = \frac{\sqrt{b_1}}{a_1}$
Filtr o tłumienności krytycznej	1,2872	0,4142	0,5
Filtr Butterwortha	$\sqrt{2}$	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
Filtr Bessela	1,3617	0,6180	0,577
Filtr Czebyszewa o falistości 1dB	1,3022	1,5515	0,96
Filtr Czebyszewa o falistości 2dB	1,1813	1,77251	1,127
Filtr Czebyszewa o falistości 3dB	1,065	1,9305	1,30

Transmitancja filtru z rys.3 obliczona ze wzoru (4.13) wynosi:

$$H_{HP} = -\frac{C_1}{C_2} \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{C_3}{R_1 C_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C_3} \right) s + \frac{1}{R_2 R_3 C_2 C_3}} \quad 4.20$$

W praktyce najczęściej przyjmuje się w tym filtrze $C_1 = C_3 = C$. Mamy wówczas transmitancję:



Rys. 3. Filtr górnoprzepustowy z wielokrotnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym

$$H_{HP} = -\frac{C}{C_2} \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{2}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C C_2}} \quad 4.21$$

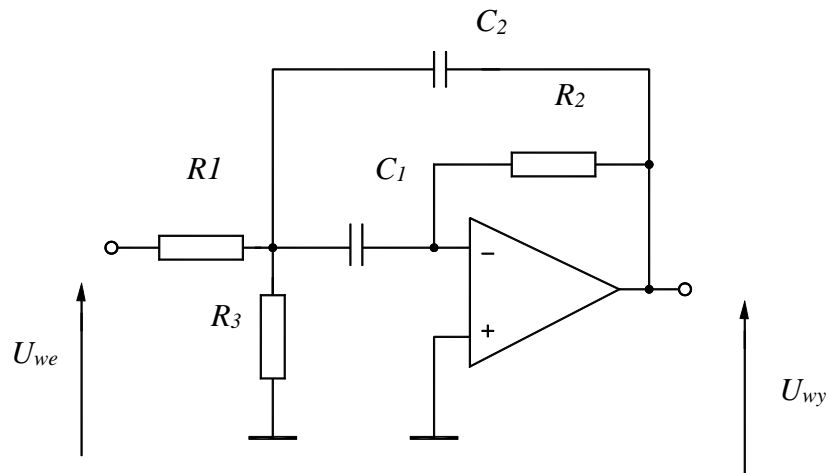
o pulsacji biegunów (4.22)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C C_2}} \quad 4.22$$

i dobroci (4.23)

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{\sqrt{\frac{C_2}{C}} + 2\sqrt{\frac{C}{C_2}}} \quad 4.23$$

Schemat filtr pasmowoprzepustowego z wielokrotnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym pokazano na rysunku 4. Transmitancję tego filtru dla często spotykanego rozwiązania, gdy $C_1 = C_2 = C$ przedstawia wzór 4.24).



Rys. 4. Filtr pasmowoprzepustowy z wielokrotnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym

$$H_{BP} = \frac{-\frac{s}{R_1 C}}{s^2 + \left(\frac{2}{R_1 C}\right)s + \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C^2}} \quad 4.24$$

a częstotliwość rezonansowa wyniesie:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad 4.25$$

dobroć zaś:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)} = \pi C R_2 f_r \quad 4.26$$

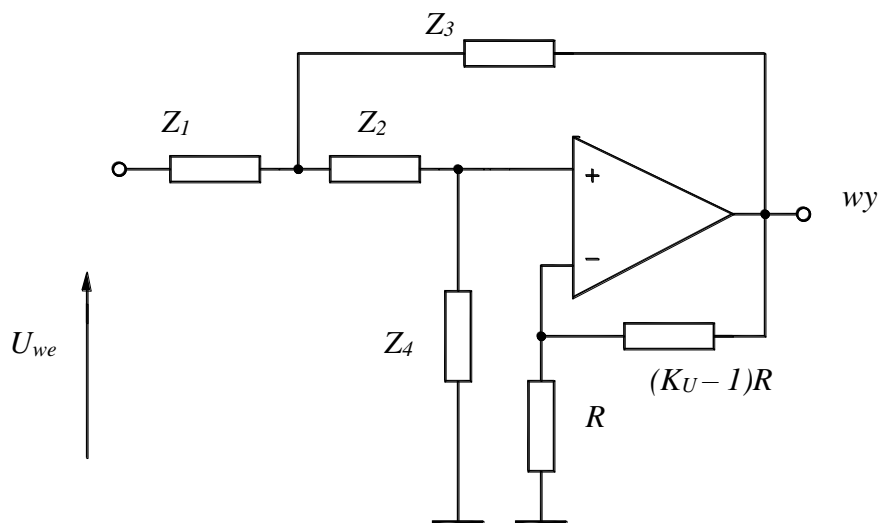
Szerokość pasma wyniesie: $\Delta f = \frac{f_r}{Q} = \frac{1}{\pi C R_2}$, nie zależy ona od wartości rezystorów R_1

i R_3 . Wzmocnienie tego filtru dla częstotliwości rezonansowej wynosi: $K_{u \max} = -\frac{R_2}{2R_1}$

3.2 Filtry aktywne z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

Do realizacji filtrów dolnoprzepustowych wykorzystuje się najczęściej strukturę Sallena - Keya (rys. 5) ze wzmacniaczem operacyjnym nieodwracającym i dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Transmitancja układu z rysunku 5 wynosi:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{K_U Z_3 Z_4}{Z_3(Z_1 + Z_2 + Z_4) + Z_1[Z_2 + (1 - K_U)Z_4]} \quad 4.27$$



Rys. 5. Topologia filtru Sallen – Keya drugiego rzędu.

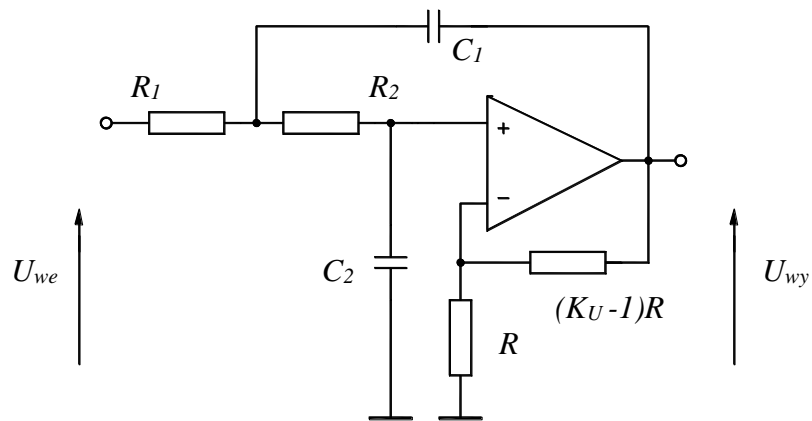
Wstawiając we wzorze (4.27): $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$, $Z_3 = \frac{1}{sC_1}$, $Z_4 = \frac{1}{sC_2}$ otrzymamy transmitancję filtru dolnoprzepustowego z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

$$H_{LP} = \frac{\frac{K_U}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1 - K_U}{R_2 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad 4.28$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad 4.29$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_2 + R_2 C_2 + (1 - K_U) R_1 C_1} \quad 4.30$$

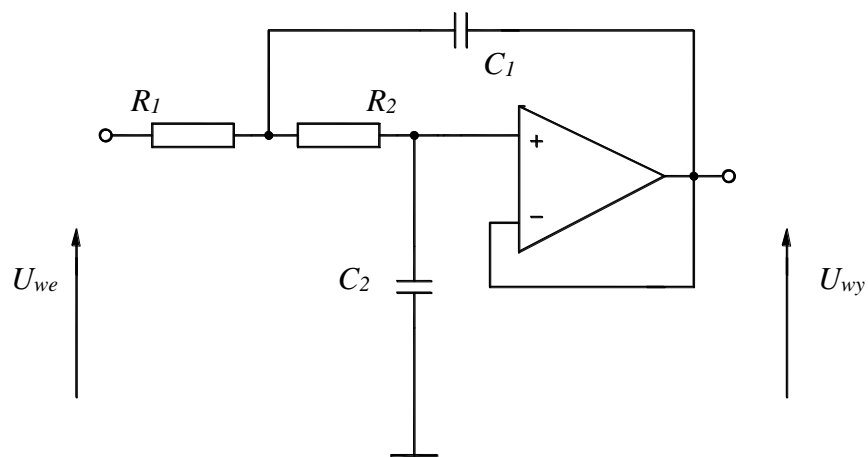
Schemat elektryczny tego filtru pokazano na rysunku 6.



Rys. 6. Filtr dolnoprzepustowy Sallen – Keya drugiego rzędu

Filtr dolnoprzepustowy Sallen - Keya o wzmacnieniu jednostkowym pokazano na rysunku 7. Transmitancja tego filtru wynosi:

$$H_{LP} = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad 4.31$$



Rys. 7. Filtr dolnoprzepustowy Sallen – Keya o wzmacnieniu jednostkowym

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad 4.32$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}}{R_1 + R_2} \quad 4.33$$

Ciekawym przypadkiem jest filtr dolnoprzepustowy Sallen - Keya o jednakowych elementach $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, mamy wówczas:

$$H_{LP} = \frac{\frac{K_U}{(RC)^2}}{s^2 + \left(\frac{2}{RC}\right)s + \frac{1}{(RC)^2}} \quad 4.34$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad 4.35$$

$$Q = \frac{1}{3 - K_U} \quad 4.36$$

Jak wynika ze wzoru (4.36) dobroć tego filtru nie zależy od wartości elementów RC. Regulując wzmacnienie K_U możemy zmieniać dobroć Q a tym samym typ filtru dolnoprzepustowego. Wzmacnienie K_U dla różnych typów filtrów o strukturze Sallen - Keya zebrano w tabeli 2

TABELA 2

Wzmacnienie K_U dla różnych typów filtrów rzędu drugiego.

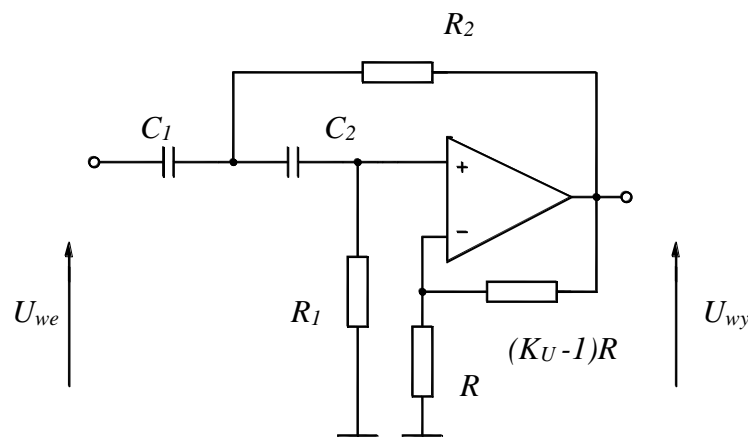
Typ filtru	Q	K_U
Filtr o tłumienności krytycznej	0,5	1
Filtr Butterwortha	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	1,586
Filtr Bessela	0,577	1,205
Filtr Czebyszewa o falistości 1dB	0,96	1,958
Filtr Czebyszewa o falistości 2dB	1,127	2,113
Filtr Czebyszewa o falistości 3dB	1,30	2,230

Filtr górnoprzepustowy o strukturze Sallen- Keya otrzymamy zamieniając miejscami kondensatory z rezystorami w filtrze dolnoprzepustowym z rysunku 7. Transmitancja tego filtru jest określona wzorem (4.37).

$$H_{HP} = \frac{K_U s^2}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1 - K_U}{R_2 C_1} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad 4.37$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad 4.38$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_2 C_1 + R_2 C_2 + (1 - K_U) R_1 C_2} \quad 4.39$$



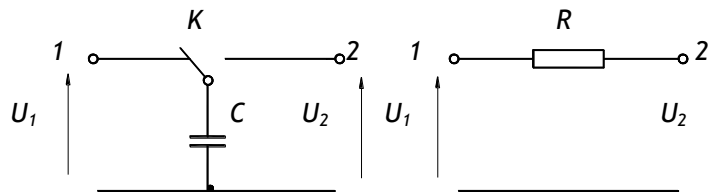
Rys. 8. Filtr górnoprzepustowy Sallen – Keya drugiego rzędu

W praktyce spotyka się najczęściej dwa rozwiązania tego filtru o wzmacnieniu jednostkowym oraz jednakowych elementach R, C. Charakterystyka częstotliwościowa filtru górnoprzepustowego jest lustrzanym odbiciem charakterystyki częstotliwościowej filtru dolnoprzepustowego.

4. Filtry z przełączanymi pojemnościami

Filtry z pojemnościami przełączanymi (C -przełączane lub SC - ang. Switched Capacitor) realizuje się najczęściej jako układy scalone w technologii CMOS. W układach tych rezystory i indukcyjności symuluje się kondensatorami przełączanymi kluczami analogowymi (tranzystory MOSFET).

Na rys.1 pokazano strukturę SC z kluczem przełączanym do symulacji rezystancji.



Rys.9. Układ SC symulujący rezystancję z kondensatorem równoległym

Kondensator C jest przetaczany między końcówkami 1 i 2 kluczem K z częstotliwością f_p . Gdy kondensator jest dołączony do końcówki 1 gromadzi ładunek elektryczny $Q_1 = CU_1$. Po dołączeniu kondensatora do końcówki 2 ładunek zgromadzony w kondensatorze wyniesie $Q_2 = CU_2$, przetaczenie klucza powoduje przepływ ładunku $\Delta Q = C(U_1 - U_2) = C\Delta U$. Ponieważ klucz jest przetaczany z okresem $T_p = \frac{1}{f_p}$, prąd jaki przepływie od końcówki 1 do końcówki 2 wyniesie:

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{C\Delta U}{T_p} = \Delta U f_p C \quad 4.1$$

Symulowana rezystancja odpowiadająca temu przepływowi ładunku elektrycznego będzie równa :

$$R = \frac{\Delta U}{I} = \frac{\Delta U}{\Delta U f_p C} = \frac{1}{f_p C} \quad 4.2$$

Jak wynika ze wzoru (4.2) wartość symulowanej rezystancji może być regulowana przez zmianę częstotliwości f_p generatora przetaczającego klucz K . Przetaczany klucz K można zastąpić dwoma kluczami zwiernymi sterowanymi na przemian: $K1$ zwarty $K2$ otwarty i odwrotnie: $K1$ otwarty $K2$ zwarty. W układach SC klucze sterowane są sygnałami zegarowymi które nie nakładają się na siebie, aby w trakcie przetaczania nie następowała utrata ładunku kondensatora.

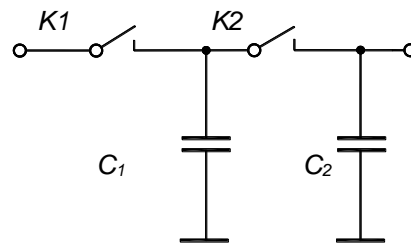
Prosty filtr SC dolnoprzepustowy rzędu pierwszego pokazano na rys.2.

$$H(s) = \frac{1}{1 + s \frac{C_2}{f_p C_1}} \quad 4.3$$

Częstotliwość górna tego filtru wynosi:

$$f_g = \frac{1}{2\pi} \frac{f_p C_1}{C_{21}} \quad 4.4$$

Jak wynika ze wzoru (4.4) częstotliwość górna tego filtru może być regulowana elektronicznie przez zmianę częstotliwości f_p generatora .



Rys.10. Filtr SC dolnoprzepustowy rzędu pierwszego

Sygnał na wejściu filtrów SC nie powinien zawierać składowych o częstotliwościach leżących powyżej $0,5f_p$. Sygnał na wyjściu filtru zawsze ma kształt schodkowy zawiera więc składowe widma częstotliwościowego związanego z częstotliwością przetaczania kluczy.

5. Zadania projektowe

Projekt 1.

Zaprojektować filtr dolnoprzepustowy Butterwortha drugiego rzędu o wzmacnieniu dla składowej stałej :

$K_{U0} = -1, -2, -3, -4, -5$ V/V - (wybór przez prowadzącego)

i częstotliwości górnej: $f_g = 1, 3, 5, 7, 10$ kHz . - (wybór przez prowadzącego),
wykorzystując filtr uniwersalny UAF42 firmy Burr-Brown

Projekt 2.

Zaprojektować filtr dolnoprzepustowy Bessela drugiego rzędu o wzmacnieniu dla składowej stałej : $K_{U0} = -1$ V/V

i częstotliwości górnej: $f_g = 1, 3, 5, 7, 10$ kHz . - (wybór przez prowadzącego),
wykorzystując filtr uniwersalny UAF42 firmy Burr-Brown

Projekt 3.

Zaprojektować filtr dolnoprzepustowy Czebyszewa o falistości 3 dB drugiego rzędu o wzmocnieniu dla składowej stałej : $K_{U0} = -1 \text{ V/V}$ i częstotliwości górnej: $f_g = 1, 3, 5, 7, 10 \text{ kHz}$. - (wybór przez prowadzącego), wykorzystując filtr uniwersalny UAF42 firmy Burr-Brown

Projekt 4.

Zaprojektować filtr środkowoprzepustowy drugiego rzędu o wzmocnieniu dla częstotliwości rezonansowej $K_{U_{max}} = 5 \text{ V/V}$ i częstotliwości środkowej:

- $f_r = 1 \text{ kHz}$ i szerokości pasma $\Delta f = 100 \text{ Hz}$
- $f_r = 1 \text{ kHz}$ i szerokości pasma $\Delta f = 200 \text{ Hz}$
- $f_r = 3 \text{ kHz}$ i szerokości pasma $\Delta f = 400 \text{ Hz}$
- $f_r = 3 \text{ kHz}$ i szerokości pasma $\Delta f = 500 \text{ Hz}$
- $f_r = 5 \text{ kHz}$ i szerokości pasma $\Delta f = 1000 \text{ Hz}$ (wybór przez prowadzącego), wykorzystując filtr uniwersalny UAF42 firmy Burr-Brown.

Schemat filtru UAF42 z zewnętrznymi rezystorami i wzory projektowe zaczerpnięto z firmowej noty aplikacyjnej i przedstawiono poniżej.

$$\omega_n^2 = \frac{R_2}{R_1 \cdot R_{F1} \cdot R_{F2} \cdot C_1 \cdot C_2} \quad 4.40$$

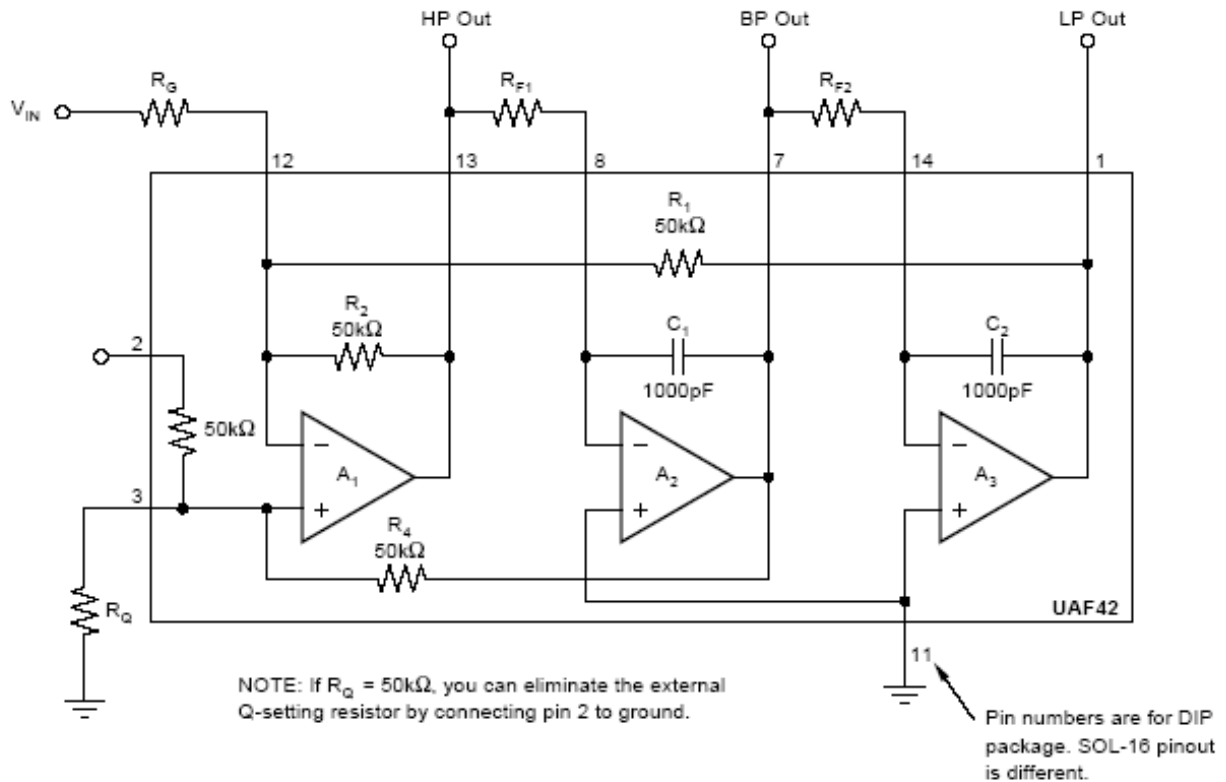
$$Q = \left(1 + \frac{R_4}{R_Q}\right) \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_G}\right)} \cdot \left(\frac{R_{F1} \cdot C_1}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_{F2} \cdot C_2}\right)^{\frac{1}{2}} \quad 4.41$$

$$A_{LP} = \frac{R_1}{R_G} \quad 4.42$$

$$A_{HP} = \frac{R_2}{R_1} A_{LP} = \frac{R_2}{R_G} \quad 4.43$$

$$A_{BP} = \left(1 + \frac{R_4}{R_Q}\right) \cdot \frac{1}{R_G \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_G}\right)} \quad 4.44$$

$$QA_{LP} = QA_{HP} \frac{R_1}{R_2} = A_{BP} \left(\frac{R_1 R_{F1} C_1}{R_2 R_{F2} C_2}\right)^{1/2} \quad 4.45$$



Rys. 11. Filtr uniwersalny UAF42 firmy Burr-Brown

6. Przebieg ćwiczenia

Przed rozpoczęciem pomiarów zapoznać się z instrukcją obsługi oscyloskopu cyfrowego i generatora. Zmontować zgodnie z projektem obliczone rezystory R_Q , R_{F1} , R_{F2} , R_G w filtrze UAF42. Podłączyć generator i oscyloskop do badanego filtru, włączyć napięcia zasilające makietę pomiarową z filtrami. Sygnał z generatora ustawić na około 500 mV V_{pp} , zmieniając częstotliwość generatora zmierzyć charakterystykę amplitudową i fazową zaprojektowanego filtru.

Zmierzyć odpowiedź filtru na sygnał fali prostokątnej o wypełnieniu 50% i amplitudzie 1V i wyznaczyć czas narastania i opadania. Częstotliwość generatora ustawić kilkakrotnie razy mniejszą od częstotliwości górnej filtru a dla filtru pasmowoprzepustowego ustawić częstotliwość środkową.

Zmierzyć i wykreślić charakterystykę $U_{wy} = f(U_{we})$ filtru dla kilku częstotliwości leżących w paśmie przepustowym.

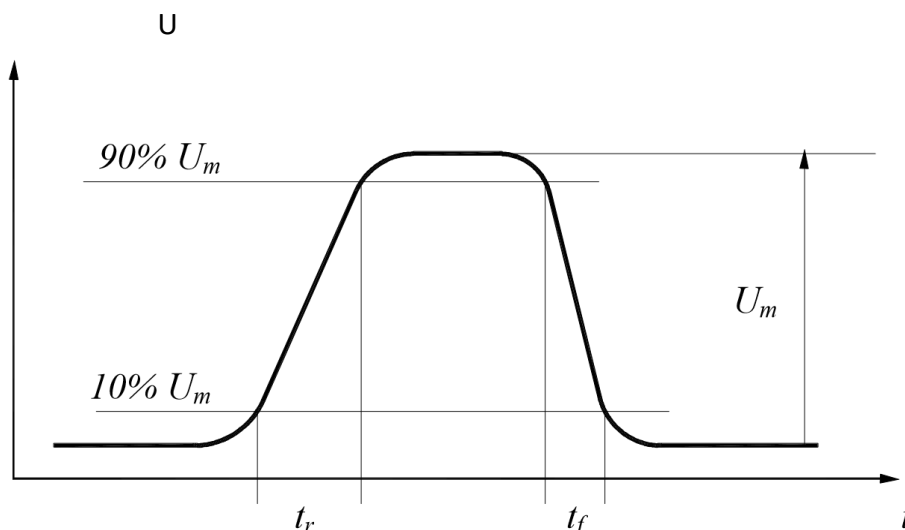
Wykonać powyższe pomiary jednego z trzech filtrów dolnoprzepustowych makiety pomiarowej.

Na podstawie pomiarów wykreślić charakterystyki amplitudowe i fazowe badanych filtrów. Wyznaczyć wzmocnienia i częstotliwości górne lub środkowe filtrów. Dla filtru pasmowoprzepustowego wyznaczyć szerokość pasma i dobroć Q .

6.1 Pomiary filtru C- przelączane

1. Włączyć zasilanie makiety $\pm 18\text{ V}$.
2. Na wejście F_p podać sygnał prostokątny $0 \div 5\text{V}$ o wypełnieniu 0,5. Zakres częstotliwości przelączających 1 kHz do 50 kHz. Jest to sygnał steujący pracą filtru.
3. Podłączyć kanał 1 oscyloskopu na „Monitor” filtru (wyjście wzmacniacza różnicowego), kanał 2 oscyloskopu do „Wyjścia” filtru.
4. Podłączyć drugi generator sygnałowy do „Wejścia”. Jest to wzmacniacz różnicowy o wzmocnieniu 1. (Sygnał z wyjścia tego wzmacniacza jest wejściem filtru C-przelączanego).
5. Zmierzyć charakterystyki częstotliwościowe filtru $U_{wy}/U_{we}=f(f_{U_{we}})$ dla kilku częstotliwości przelączania F_p , (1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, 20 kHz, 40 kHz), sygnał U_{we} generatora ustawić na około 1 V_{pp} .
6. Zmierzyć zależności: $U_{wy} = f(U_{we})$ dla kilku częstotliwości przelączających.
7. Zmierzyć zależności: $U_{wy} = f(f_p)$ dla $U_{we} = 1\text{ V}_{pp}$, $f = 200\text{ Hz}$.
8. Dokonać pomiaru odpowiedzi filtru na sygnał fali prostokątnej o wypełnieniu 0,5 i amplitudzie 1V, wyznaczyć czas narastania i opadania, częstotliwość generatora ustawić kilkakrotnie razy mniejszą od częstotliwości górnej filtru.

Sposób pomiaru oscyloskopem czasu narostu t_r i czasu opadania impulsu t_f pokazano na rysunku 10.



Rys. 10. Czas narostu t_r i czasu opadania t_f impulsu.