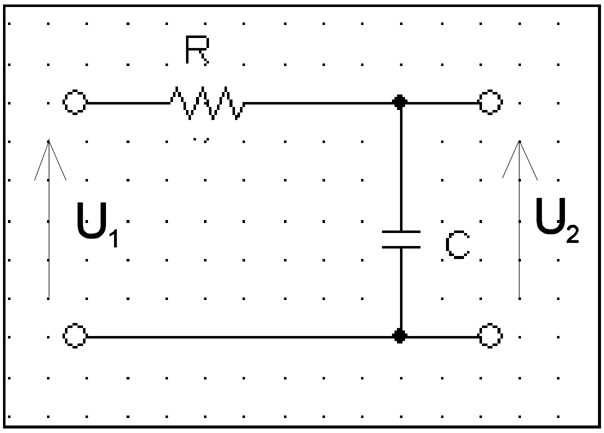
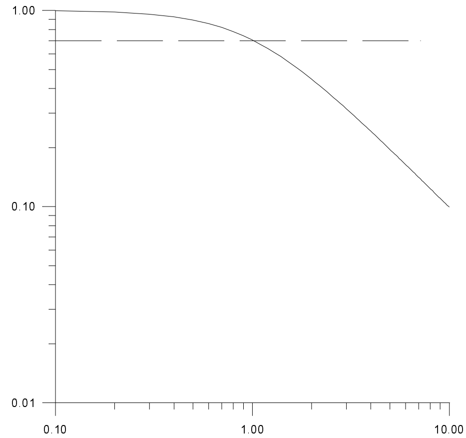
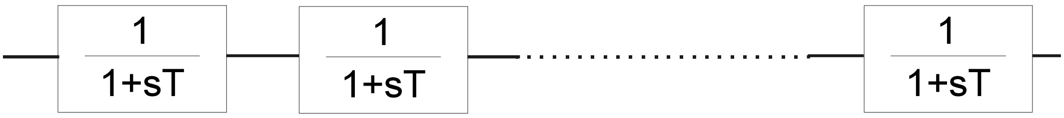
Filtry o tłumieniu krytycznym





Układ filtru o tłumieniu krytycznym i jego charakteryst. przenoszenia

$$K(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} \qquad T = RC \qquad K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T} \qquad K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$$



$$K(s) = \frac{1}{1 + sT}; \qquad K(s) = \frac{1}{(1 + sT)^n};$$

$$K(\omega) = \frac{1}{(1 + \omega^2 T^2)^{n/2}} \quad \varphi(\omega) = -n\, arctg(\omega T)$$

$$K(\omega_g) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707 \qquad \omega_g T = \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}$$

Wprowadźmy oznaczenia: $S = s/\omega_g$ $\quad \Omega = \omega/\omega_g$ $\quad a = \omega_g T$ $\quad S = j\Omega$

$$K(S) = \frac{1}{(1 + aS)^n} \qquad a = \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}$$

$$K(\Omega) = \frac{1}{[1 + \Omega^2(\sqrt[n]{2} - 1)]^{n/2}}$$

Filtry Butterwortha

Filtr Butterwortha zajmuje się tylko przebiegiem charakterystyki amplitudowej. Załóżmy transmitancję filtru dolnoprzepustowego w postaci funkcji wymiernej :

$$S = s/\omega_g$$

$$K(S) = \frac{1 + a_1 S + a_2 S^2 + \ldots + a_m S^m}{1 + b_1 S + b_2 S^2 + \ldots + b_m S^m + \ldots + b_n S^n}$$

$$m < n$$

Podstawiając $S=j\Omega$ otrzymamy charakterystykę amplitudową:

$$K^2(\Omega) = \frac{1 + c_1\Omega^2 + c_2\Omega^4 + \ldots + c_m\Omega^{2m}}{1 + d_1\Omega^2 + d_2\Omega^4 + \ldots + d_m\Omega^{2m} + \ldots + d_n\Omega^{2n}}$$

Ściśle biorąc wzor powyższy opisuje charakterystyke amplitudową podniesioną do kwadratu . Dla uproszczenia będziemy ją nazywać $K^2(\Omega)$ - charakterystyką amplitudową (pamiętając o ścisłym założeniu). Następnie charakterystykę amplitudową rozwijamy w szereg Maclurina metodą dzielenia wielomianów i żądamy maksymalnej płaskości charakterystyki amplitudowej dla $\Omega=0$. Sprowadza się to do spełnienia warunku :

$$\frac{d^l[K^2(\Omega)]}{d(\Omega^2)^l} = 0, \quad l = 1,2,3,\ldots,n-1$$

Analiza powyższych wzorów prowadzi do następujących związków:

$$d_1=c_1; \qquad d_2=c_2\,.\;.\;.\;.\;. \qquad d_m=c_m\,,$$
$$d_{m+1}=0\,; \quad d_{m+2}=0\,.\;.\;.\;. \qquad d_{n-1}=0\,.$$

Stąd maksymalnie płaska charakterystyka amplitudowa (dla Ω=0) wyraża się wzorem:

$$K^2(\Omega) = \frac{1 + c_1\Omega^2 + c_2\Omega^4 + \ldots + c_m\Omega^{2m}}{1 + c_1\Omega^2 + c_2\Omega^4 + \ldots + c_m\Omega^{2m} + d_n\Omega^{2n}}$$

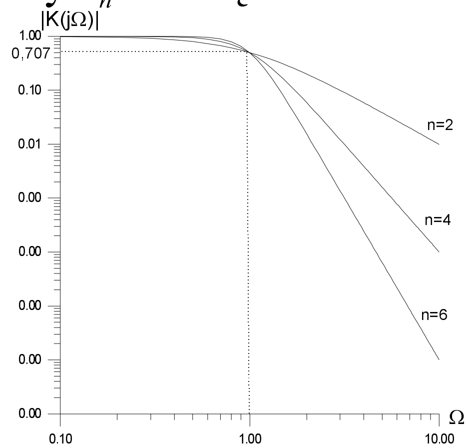
Stawiając warunek, aby wszystkie zera leżały w nieskończoności (m<n) otrzymujemy:

$$c_1 = c_2 = \ldots = c_m = 0$$

stąd:

$$K^2(\Omega) = \frac{1}{1 + d_n\Omega^{2n}}$$

Uwzględniając zależność $K^2(\Omega=1) = 0.5$ mamy $d_n=1$ i stąd:



$$K^2(\Omega) = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}}$$

Otrzymaliśmy zatem aproksymację Butterwortha.

Np. filtr drugiego rzędu:

$$K(S) = \frac{1 + a_1 S}{1 + b_1 S + b_2 S^2} \qquad K(j\Omega) = \frac{1 + j\Omega a_1}{1 + j\Omega b_1 - \Omega^2 b_2}$$

$$K^2(\Omega) = K(j\Omega)K(-j\Omega) = \frac{1 + a_1^2\Omega^2}{(1 - b_2\Omega^2)^2 + b_1^2\Omega^2} = \frac{1 + a_1^2\Omega^2}{1 + \Omega^2(b_1^2 - 2b_2) + b_2^2\Omega^4}$$

Warunki:

$a_1^2 = b_1^2 - 2b_2$ *a dla* ω_g: $K^2(1) = \dfrac{1 + a_1^2}{1 + a_1^2 + b_2^2} = \dfrac{1}{2}$

Przyjmijmy w liczniku wielomian równy *1* ☞ $a_1 = 0$

Wtedy: $b_2 = 1$ oraz $b_1 = \sqrt{2}$

Dla charakterystyki n-rzędu:

$$K^2(\Omega) = \frac{K_0^2}{1 + d_1\Omega^2 + d_2\Omega^4 + ... + d_n\Omega^{2n}}$$

Oznacza to zerowanie $d_1 = d_2 = ... = d_{n-1} = 0$

Współczynnik d_n wynika z warunku dla częstotliwości granicznej:

$$K^2(1) = K_0^2 \frac{1}{1 + d_2} = K_0^2 \frac{1}{2}, \qquad d_2 = 1$$

Tak więc filtr Butterwortha n-rzędu :

$$K(\Omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \Omega^{2n}}}$$

W celu syntezy wprowadźmy oznaczenia:

$K(S)\ K(-S) = 1/M(S)\ 1/M(-S) = 1/Q(S)$

$K(j\Omega)\ K(-j\Omega) = K^2(\Omega) = 1/M(j\Omega)\ 1/M(-j\Omega)$

$M^2(\Omega) = 1 + \Omega^{2n} = Q(j\Omega) = Q(S)$

Podstawiając $\Omega = S/j$ szukamy miejsc zerowych mianownika - $Q(S)$ odrzucając rozwiązania o częściach rzeczywistych dodatnich.

1) n = 1 $M^2(\Omega) = 1 + \Omega^2;\quad Q(S) = 1 + S^2/j^2 = 1 - S^2 = 0;\quad S = \pm 1$

$$K(S) = \frac{K_0}{1+S} \qquad \varphi(\Omega) = -arctg\ \Omega$$

2) n = 2 $M^2(\Omega) = 1 + \Omega^4;\quad Q(S) = 1 + S^4 = 0$

$$S^2 = \pm j \qquad S_{1,2} = -\frac{\sqrt{2}}{2} \pm j\frac{\sqrt{2}}{2}$$

$$K(S) = \frac{K_0}{(S-S_1)(S-S_2)} = \frac{K_0}{1+\sqrt{2}S+S^2}$$

$$\varphi(\Omega) = -arctg\frac{\sqrt{2}\Omega}{1-\Omega^2}$$

3) n = 3 $M^2(\Omega) = 1 + \Omega^6\ Q(S) = 1 - S^6 = 0 \qquad S^3 = \pm 1$

$$S_1 = -1 \qquad s_{2,3} = -\frac{1}{2} \mp j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$K(S) = \frac{K_0}{(1+S)(1+S+S^2)} \qquad \varphi(\Omega) = -arctg\frac{\sqrt{2}\Omega}{1-\Omega^2}$$

4) n = 4

$$M(S) = (1 + 1{,}848\ S + S^2)(1 + 0{,}765\ S + S^2)$$

Filtry Czebyszewa

Filtry Czebyszewa oparte są na wielomianach przybliżających zero w przedziale [-1,1]

$$T_n(x) = x^n + a_{n-1}x^{n-1} + \ldots + a_1 x + a_0$$

dla a_i różnego od 0

Twierdzenie Czebyszewa

Wielomian $F(x,a)$ najlepiej przybliża funkcję $f(x)$, gdy różnica

$$f(x) - F(x,a)$$

przyjmuje w $n+2$ punktach przedziału

$$x_0 < x_1 < \ldots < x_{n+1}$$

swoje ekstremalne wartości $\pm\varepsilon$ z kolejno zmiennymi znakami. Niech:

$$F(x,a) = a_n y_n(x) + \ldots + a_1 y_1(x) + a_0 y_0(x)$$

$$f(x_m) - F(x_m, a) = (-1)^m \varepsilon$$

$$f'(x_m) - F'(x_m, a) = 0.$$

Równań jest $2(n+2)$ i można z nich wyznaczyć:

$n+1$ współczynników $a_0, a_1, a_2, \ldots, a_n$

$n+2$ punktów "x_m"

oraz: ε.

Wielomian: $(T_n(x)-\varepsilon)(T_n(x)+\varepsilon)$ będzie miał podwójne pierwiastki w $n - 1$ punktach wewnątrz naszego przedziału i pojedyncze pierwiastki dla $x=\pm 1$ (na końcach przedziału). Stopień tego wielomianu jest $2n$.

Wielomian $(x^2-1)[T_n'(x)]^2$ będzie miał te same pierwiastki co wielomian powyżej. Między tymi wielomianami zachodzi zależność:

$$n^2 [T^2_n(x) - \varepsilon^2] = (x^2-1)[T_n'(x)]^2$$

Z rozwiązania tego równania różniczkowego otrzymujemy:

$$T_n(x) = \varepsilon \cos(n \arccos x + k\pi), \text{ np. } k=0$$

$$T_n(x) = \cos(n \arccos x)$$

Miejsca zerowe leżą w przedziale *(-1,1)* i wynoszą:

$$x_k = \cos\frac{(2k-1)\pi}{2n}, \qquad k = 1,2,...,n$$

Ekstrema występują dla:

$$|\cos(n \arccos x)| = 1 \qquad x_m = \cos\frac{m\pi}{n}, \qquad m = 0,1,2,...,n$$

Postać algebraiczna wielomianów Czebyszewa

Podstawiając $x = \cos\phi$:

$T_n(x) = \cos(n \arccos x) = \cos n\phi =$

$= ½ [\cos(n\phi) + j \sin(n\phi) + \cos(n\phi) - j \sin(n\phi)] =$

$$= \frac{1}{2}[(\cos\varphi + \sqrt{\cos^2\varphi - 1})^n + (\cos\varphi - \sqrt{\cos^2\varphi - 1})^n] =$$

$$= \frac{1}{2}[(x + \sqrt{x^2 - 1})^n + (x - \sqrt{x^2 - 1})^n]$$

Wzór Moivre'a: $\cos nx + j \sin nx = (\cos x + j \sin x)^n$

Np.

$T_1(x) = x$ $\qquad$ $T_2(x) = 2x^2 - 1$ $\qquad$ $T_3(x) = 4x^3 - 3x$

$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$ $\quad$ $T_5(x) = 16x^5 - 20x^3 + 5x$ *itd.*

Poza przedziałem *[-1,1]* wielomiany Czebyszewa rosną lub maleją monotonicznie. Wykonując odwrotne przekształcenia dla $|x| > 1$:

$x = ch\,\varphi = \cos j\varphi \qquad sh\,\varphi = -j \sin j\varphi$

$$T_n(x) = \frac{1}{2}[(x + \sqrt{x^2 - 1})^n + (x - \sqrt{x^2 - 1})^n] = ch(n\, arcch x)$$

Dla dużego *x* można podać przybliżenie:

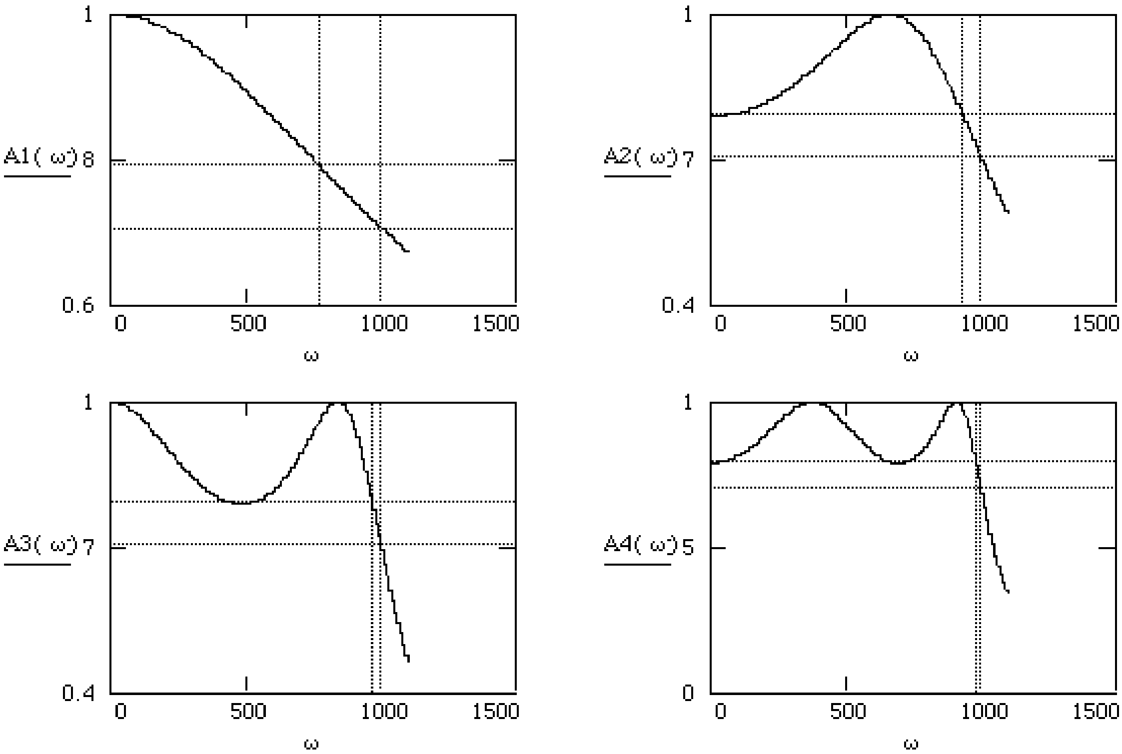
$$T_n(x) \approx 2^{n-1} x^n$$

Wzór rekurencyjny dla wielomianów Czebyszewa:

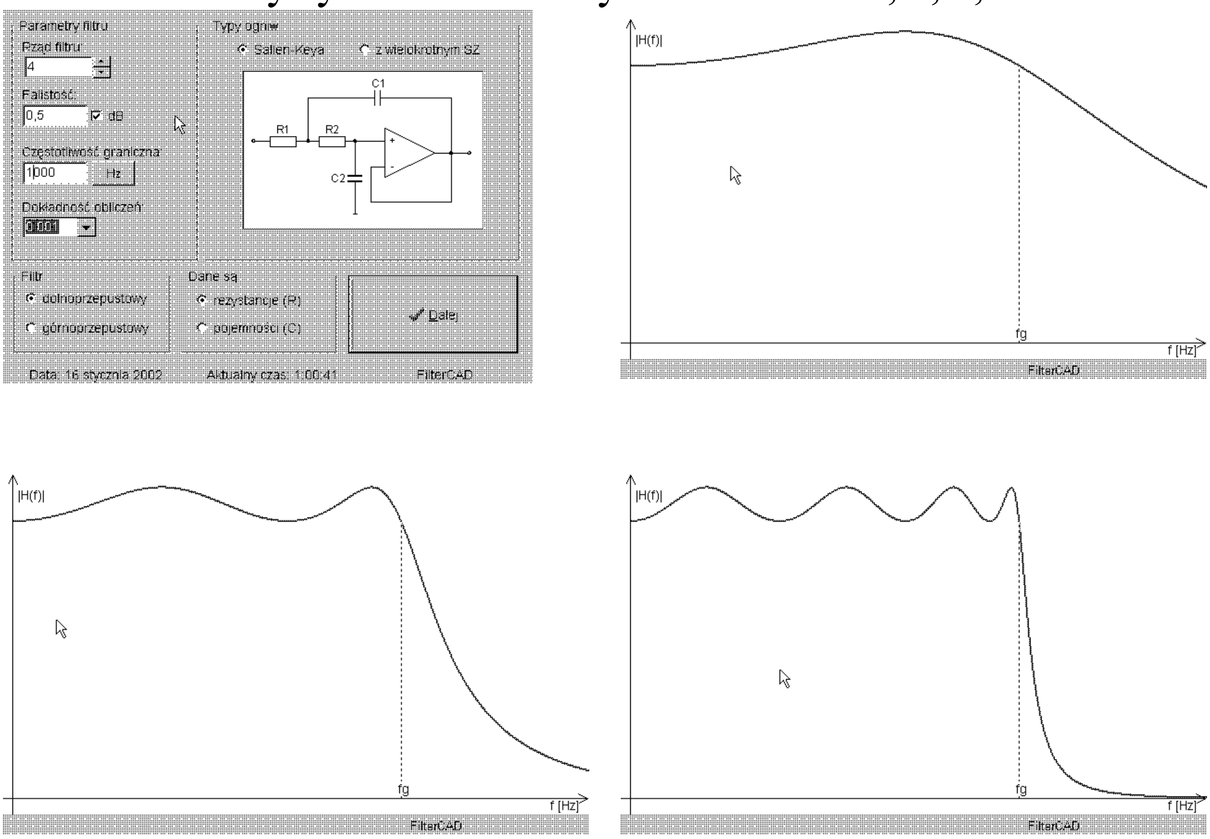
$$T_{n+1}(x) = 2x\, T_n(x) - T_{n-1}(x)$$

Charakterystyka amplitudowa filtru Czebyszewa

$$K^2(Q) = \frac{kK_0^2}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(x)}$$



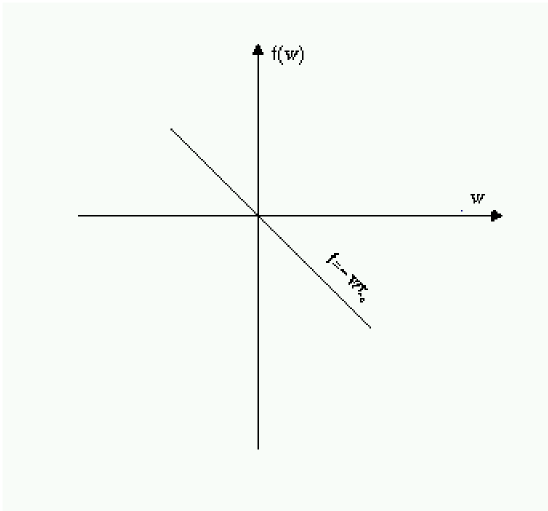
Charakterystyki filtrów Czebyszewa dla n = 1, 2, 3, 4



Symulacje filtrów Czebyszewa rzędu n = 2, 4, 8. Falistość 1dB

Filtry Bessela

Filtr Bessela zajmuje się tylko przebiegiem charakterystyki fazowej. Ze względu na własności dynamiczne idealną charakterystyką fazową jest charakterystyka liniowa przedstawiona poniżej :



Transmitancja takiego filtru wynosi:

$K(j\omega) = K_0\ e^{-j\omega to}$ lub

$K(s)\ \ = K_0\ e^{-sto}$

Oznaczając jako *x(t)* sygnał wejściwy oraz *y(t)* sygnał wyjściowy mamy

$Y(s)=X(s)K(S)=K_0\ X(s)\ e^{-sto}$

Z twierdzenia o przesunięciu w dziedzinie zmiennej czasowej mamy:

$y(t)=K_0\ x(t - t_0)$

Wynika stąd, że sygnał *x(t)* po przejściu przez filtr nie ulega odkształceniu, a jedynie opóźnieniu o wartość t_0.

$\varphi(\omega) = - \omega t_0$

Obok charakterystyki fazowej stosuje się również charakterystykę opóźnienia grupowego T (opóźnienia czasowego), zdefiniowaną jako:

$T(\omega)=-d\varphi(\omega)\ /d\ \omega$

Wynika stąd , że idealna charakterystyka opóźnienia grupowego wyraża się wzorem :

$t_0 = const = T(\omega)$

Warunek liniowości charakterystyki fazowej sprowadza się do warunku maksymalnie płaskiej charakterystyki opóźnienia grupowego i może być zapisany wzorem:

$$\frac{d^k\varphi(\omega)}{d\omega^k} = 0 \qquad dla\ \ k = 2,3,4,...$$

Np. dla charakterystyki fazowej: $f(\omega) = a_1\,\omega + a_3\,\omega^3 + a_5\,\omega^5$ otrzymuje się

$$a_3 = a_5 = 0$$

Aproksymacja Bessela dla filtru II rzędu

$$k_u(S) = \frac{k_{u0}}{1 + a_1 S + b_1 S^2} = \frac{k_{u0}}{1 + j\,a_1\Omega - b_1\Omega^2}$$

przesunięcie fazowe filtru:

$$\varphi = arctg\frac{a_1\Omega}{1 - b_1\Omega^2}$$

Znormalizowane opóźnienie grupowe:

$$T_{gr} = \frac{t_{gr}}{T_g} = t_{gr}\frac{\omega_g}{2\pi} \qquad T_g = \frac{2\pi}{\omega_g}$$

$$T_{gr} = \frac{\omega_g}{2\pi}\frac{d\varphi}{d\omega} \qquad \Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$$

$$\frac{d\varphi}{d\Omega} = -\frac{1}{1 + \left[\frac{a_1\Omega}{1 - b_1\Omega^2}\right]^2}\,\frac{a_1(1 - b_1\Omega^2) + 2\,b_1 a_1\Omega^2}{(1 - b_1\Omega^2)^2} =$$

$$= \frac{-a_1(1 + b_1\Omega^2)}{1 - 2\,b_1\Omega^2 + b_1^2\,\Omega^4 + a_1^2\,\Omega^2}$$

$$T_{gr} = \frac{1}{2\pi} \frac{a_1(1 + b_1\Omega^2)}{1 + (a_1^2 - 2b_1)\Omega^2 + b_1^2\Omega^4}$$

Dla $\Omega << 1$ można przedstawić aproksymację w sensie Butterwortha:

$$T_{gr} = \frac{1}{2\pi} \frac{a_1(1 + b_1\Omega^2)}{1 + (a_1^2 - 2b_1)\Omega^2}$$

T_{gr} jest niezależny od Ω , gdy współczynniki będą jednakowe:

$$b_1 = a_1^2 - 2b_1 \quad \text{czyli:} \quad b_1 = 1/3\ a_1^2$$

Drugą zależność otrzymuje się z normalizacji wzmocnienia dla $\Omega = 1$:

$$|\, k_u^2 \,| = 1/2$$

$$\frac{1}{(1 - b_1)^2 + a_1^2} = \frac{1}{2}$$

Łącznie z poprzednim równaniem daje to:

$$a_1 = 1{,}3617$$
$$b_1 = 0{,}6180$$

Dla wyższych rzędów powstaje system równań nieliniowych.

Dla współczynników równania:

$$k_u = \frac{k_{u0}}{1 + c_1 P + c_2 P^2 + \ldots + c_n P^n}$$

można jednak podać wzór rekurencyjny:

$$c_1 = 1$$

$$c_i = \frac{2(n - i + 1)}{i(2n - i + 1)} c_{i-1}$$

Mianowniki M tego równania będą wtedy wielomianami Bessela. Poniżej dodano je do rzędu czwartego:

$$1 + P$$

$$1 + P + \frac{1}{3} P^2$$

$$1 + P + \frac{2}{5} P^2 + \frac{1}{15} P^3$$

$$1 + P + \frac{3}{7} P^2 + \frac{2}{21} P^3 + \frac{1}{105} P^4$$

uwaga: tutaj *P* nie jest znormalizowane dla częstotliwości granicznej dla spadku o 3dB.

Wprowadzając parametr α, tak, że: $P = \alpha S$

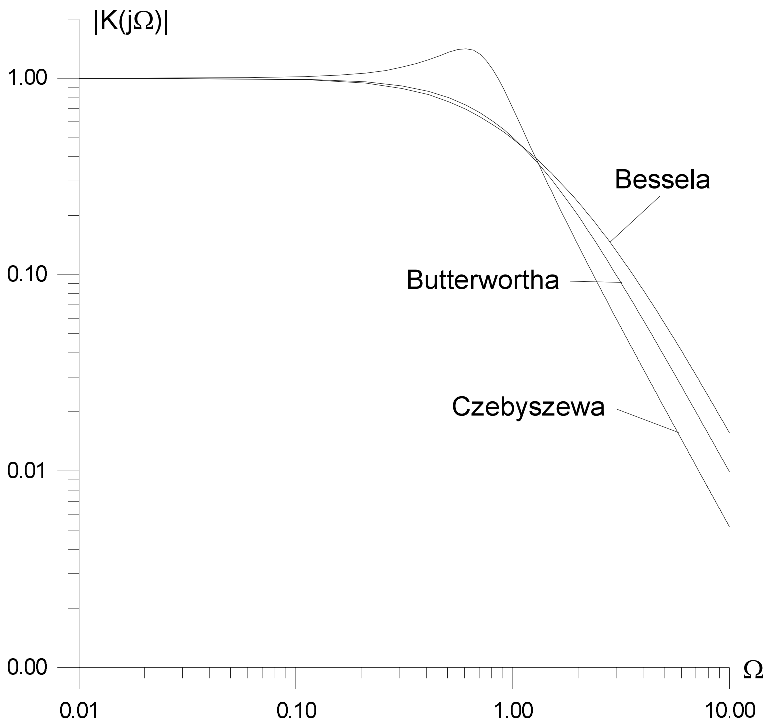
$$k_u = \frac{k_{u0}}{1 + c_1 \alpha S + c_2 \alpha^2 S^2 + \ldots + c_n \alpha^n S^n}$$

α wyznacza się z warunku spadku charakterystyki o 3dB dla $\Omega = 1$.

Np. dla filtru drugiego rzędu:

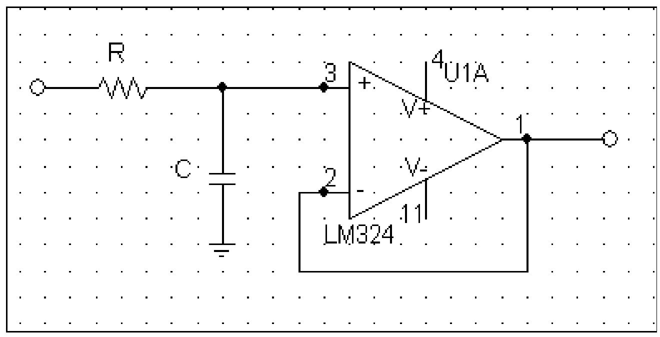
$$| M(P) | = |M(j\, \alpha\, \Omega)|_{\Omega=1} = | 1 + j\alpha - 1/3\, \alpha^2 | = \sqrt{2}$$

otrzymuje się również $\alpha = 1{,}3617$



Porównanie trzech filtrów drugiego rzędu. Falistość f.Czebyszewa 3dB

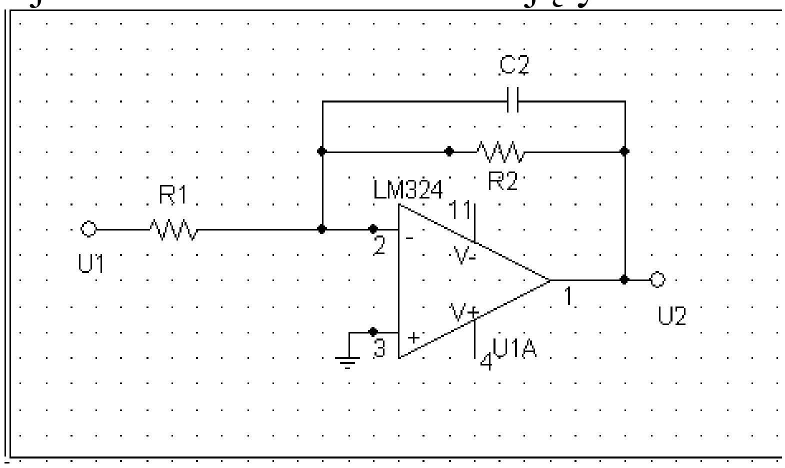
Realizacje rzędu pierwszego



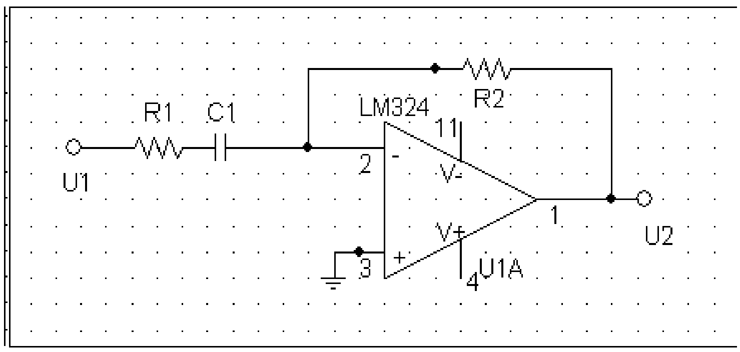
1.Realizacja z wtórnikiem napięciowym

$$k_u = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + S\omega_g RC}$$

Realizacje ze wzmacniaczem inwertującym:

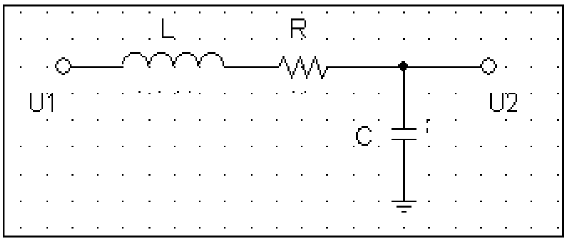


$$k_u = -\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + S\omega_g R_2 C_2}$$



$$k_u = -\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{S}\frac{1}{\omega_g R_1 C_1}}$$

Realizacje rzędu drugiego



Realizacja bierna RLC

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + sL + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{1 + sRC + s^2 LC} = \frac{1}{1 + S\omega_g RC + S^2 \omega_g^2 LC}$$

Z porównania z postacią ogólną:

$$R = \frac{a_1}{2\pi f_g C} \qquad L = \frac{b_1}{4\pi^2 f_g^2 C}$$

Np. dla filtru Butterwortha rzędu drugiego:

$a_1 = 1,414$ $\qquad$ $b_1 = 1,000$

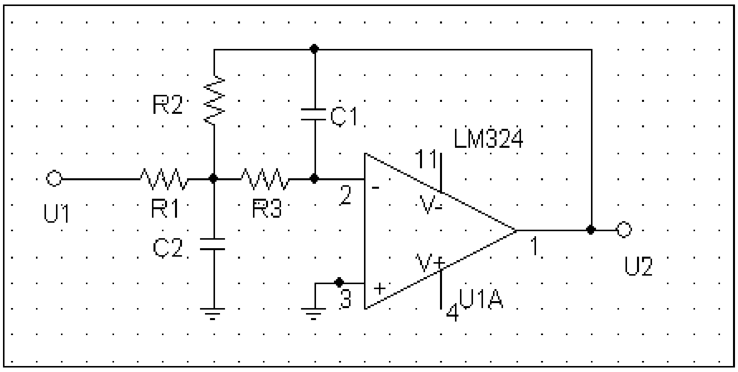
jeżeli

$f_g = 10\text{Hz}$ $\qquad$ $C = 10\mu\text{F}$

to

$R = 2,22\text{k}\Omega$ $\qquad$ $L = 25,3\text{H}$ (należy symulować)

Filtr z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym



$$k_U = \frac{\dfrac{R_1}{R_2}}{1 + S\omega_g C_1\left(R_2 + R_3 + \dfrac{R_2 R_3}{R_1}\right) + S^2\omega_g^2 C_1 C_2 R_2 R_3}$$

$$k_U = \frac{R_2}{R_1} \qquad a_1 = \omega_g C_1\left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}\right) \qquad b_1 = \omega_g^2 C_1 C_2 R_2 R_3$$

Eliminując R_1 oraz R_3 otrzymuje się:

$$a_1 = \omega_g C_1\left[R_2 + \frac{b_1}{\omega_g^2 C_1 C_2 R_2}(1 + k_U)\right]$$

co prowadzi do równania kwadratowego z niewiadomą R_2:

$$\omega_g^2\, C_1\, C_2\, R_2^2 - a_1\, \omega_g\, C_2\, R_2 + b_1(1 + k_U) = 0$$

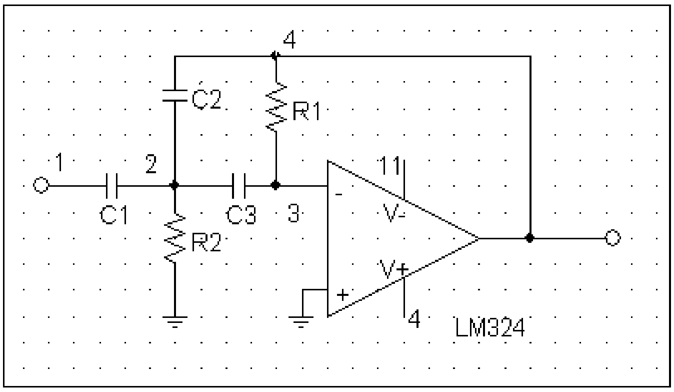
$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4 C_1 C_2 b_1 (1 + k_U)}}{4\pi f_g C_1 C_2}$$

$$R_3 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_g^2 C_1 C_2 R_2} \qquad R_1 = \frac{R_2}{k_U}$$

Musi być spełniony warunek: $\dfrac{C_2}{C_1} \geq \dfrac{4 b_1 (1 + k_U)}{a_1^2}$

Korzystnie jest przyjmować $C_2/C_1 =$ .....

Filtr górnoprzepustowy z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym



Transmitancja zostanie wyznaczona metodą Nathana

$$\begin{bmatrix} sC_1 & -sC_1 & \mathbf{0} & 0 \\ -sC_1 & (sC_1+sC_2+sC_3+\frac{1}{R_2}) & \mathbf{sC_3} & -sC_2 \\ 0 & -sC_3 & \mathbf{sC_3+\frac{1}{R_1}} & -\frac{1}{R_1} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{-sC_2}) & -\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{R_1}} & (\mathbf{sC_2+\frac{1}{R_1}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \mathbf{U_3=0} \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2=0 \\ I_3=0 \\ \mathbf{I_4} \end{bmatrix}$$

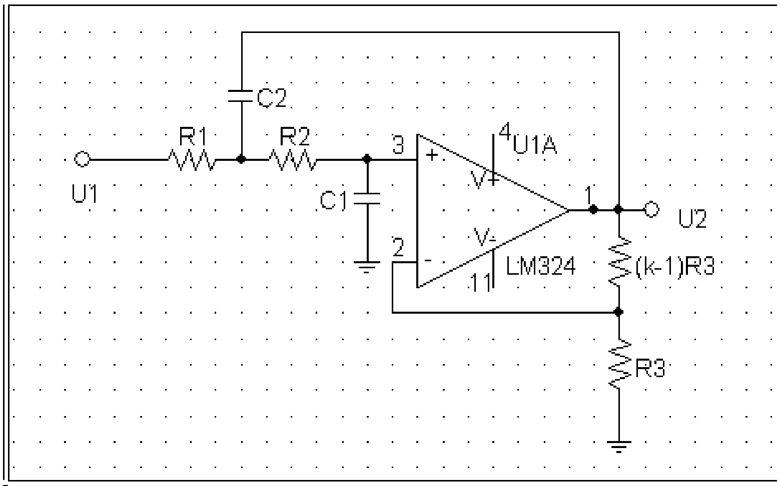
$$\begin{bmatrix} sC_1 & -sC_1 & 0 \\ -sC_1 & (sC_1+sC_2+sC_3+\frac{1}{R_2}) & -sC_2 \\ 0 & -sC_3 & -\frac{1}{R_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$k_U=\frac{U_4}{U_1}=-\frac{s^2C_1C_3}{s^2C_2C_3+s(C_1+C_2+C_3)\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_1R_2}}=$$

$$-\frac{s^2\frac{C_1}{C_2}}{s^2+s\left(\frac{1}{C_3}+\frac{1}{C_2}+\frac{C_1}{C_2C_3}\right)\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_1R_2C_2C_3}}$$

Transm.górnoprz.

Filtr z pojedynczym dodatnim sprzężeniem zwrotnym



$$k_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{k}{1 + S\omega_g[R_1C_1 + R_2C_1 + (1-k)R_1C_2] + S^2\omega_g^2 R_1R_2C_1C_2}$$

Wygodnie jest użyć wtórnika $k=1$:

$$k_U = \frac{1}{1 + S\omega_g C_1(R_1 + R_2) + S^2\omega_g^2 R_1R_2C_1C_2} = \frac{1}{1 + a_1S + b_1S^2}$$

Zakładając f_g, C_1 oraz C_2 otrzymuje się: $k_{U0} = 1$,

$$R_1, R_2 = \frac{a_1C_2 \pm \sqrt{a_1^2C_2^2 - 4b_1C_1C_2}}{4\pi f_g C_1C_2} \quad \text{warunek: } \frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4b_1}{a_1^2}$$

Inny sposób: można wybrać $R_1 = R_2 = R$ oraz $C_1 = C_2 = C$

$$k_U = \frac{1}{1 + S\omega_g RC(3-k) + S^2\omega_g^2R^2C^2}$$

porównując z postacią ogólną otrzymuje się:

$$RC = \frac{\sqrt{b_1}}{2\pi f_g}, \quad k = 3 - \frac{a_1}{\sqrt{b_1}}; \quad \omega_g = \frac{\sqrt{b}}{RC}$$

rodzaj filtru można zmieniać regulując k :

Rodzaj filtru	z tłumieniem krytycznym	Bessela	Butterwortha	Czebyszewa 3dB	f=1/(2πRC) drgania niełumione
k	1,000	1,267	1,586	2,482	3,000