

Anna LASICZ

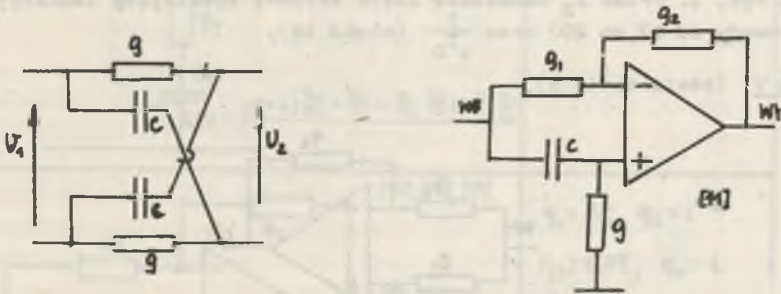
PRZEGLĄD STRUKTUR I WŁASNOŚCI KOREKTORÓW FAZY

Streszczenie. Artykuł jest przeglądem aktywnych struktur korektorów fazy drugiego rzędu i własności wrażliwościowych tych struktur. Podane własności wrażliwościowe są wynikiem analizy wrażliwości, która obejmowała badanie wpływu zmian wartości parametrów elementów i nieidealności wzmacniaczy operacyjnych na transmitancję korektorów.

1. Przeгляд struktur korektorów fazy

Przeгляд różnych rozwiązań korektorów fazy jest opracowany w oparciu o literaturę. Są to obwody pierwszego i drugiego rzędu zrealizowane w klasie elementów: rezystory, kondensatory i wzmacniacze operacyjne (bez cewek indukcyjnych) oraz jedna struktura pasywna pierwszego i drugiego rzędu.

Korektory pierwszego rzędu pokazane są na rys. 1 (1a - pasywny; 1b - aktywny).



Rys. 1

a) pasywny korektor fazy pierwszego rzędu, b) aktywny korektor fazy pierwszego rzędu

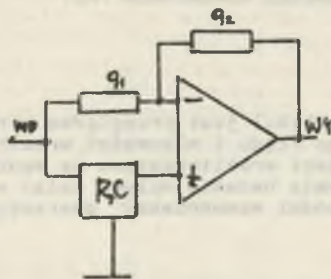
Pasywny korektor drugiego rzędu jest łańcuchowym połączeniem korektorów pierwszego rzędu.

Prezentowane obwody podzielone są na pięć grup. O przynależności do grupy decyduje podobieństwo struktur i liczba wzmacniaczy operacyjnych.

Korektory fazy poszczególnych grup przedstawione są w zestawieniach. W każdym zestawieniu obok struktury podany jest jej numer, transmitancja $K(s)$, wartości parametrów elementów oraz źródła literaturowe.

Grupa I: (zestawienie 1). Są to korektory fazowe z jednym wzmacniaczem operacyjnym, których ogólna struktura pokazana jest na rys. 2.

RC - oznacza trójnik pasywny RC.



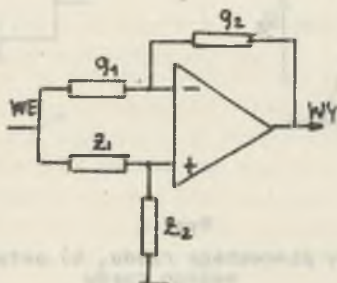
Rys. 2. Ogólna struktura korektorów fazy grupy pierwszej

Grupa II: (zestawienie 2)

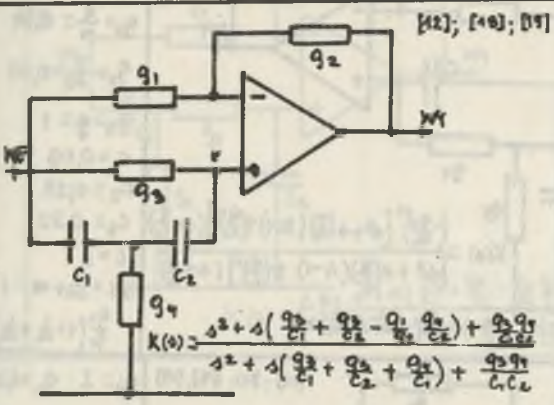
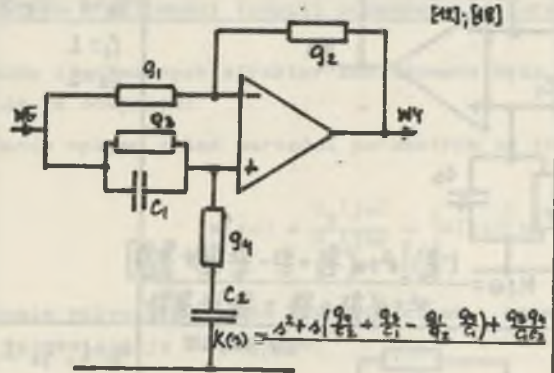
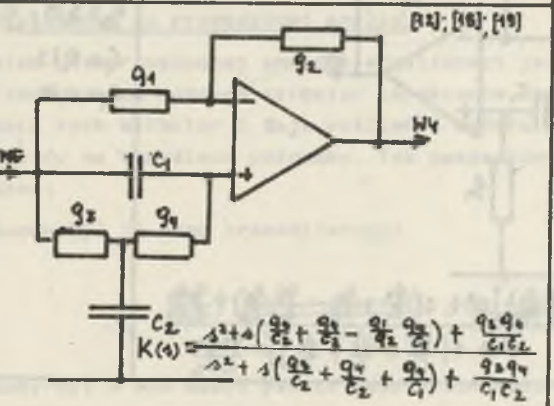
Grupa III: (zestawienie 3). Są to korektory z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi.

Grupa IV: (zestawienie 4). Korektory tej grupy zawierają 3 lub 4 wzmacniacze operacyjne i można przyporządkować im strukturę ogólną pokazaną na rys. 3. Przez Z_2 oznaczono część aktywną symulującą indukcyjność L (obwody od 17 do 20) oraz $\frac{1}{s^2 D}$ (obwód 16).

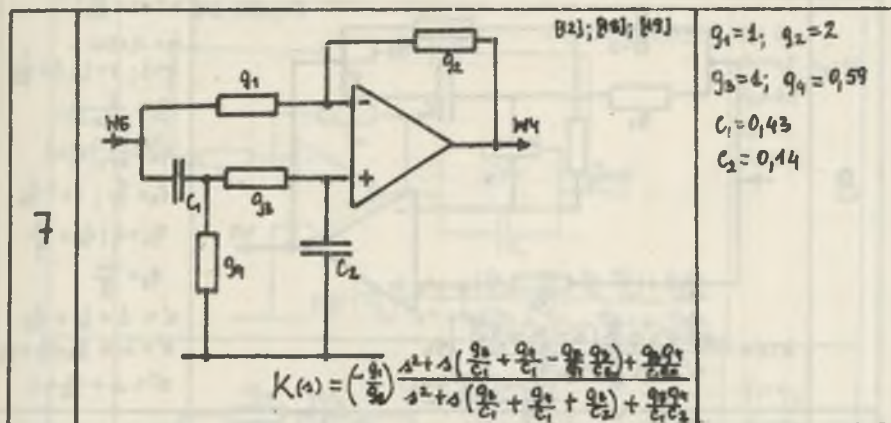
Grupa V: (zestawienie 5).



Rys. 3. Ogólna struktura korektorów fazy grupy czwartej

Numer	Struktura korektorów fazy	Wartości parametrów
1	 <p style="text-align: right;">[12]; [10]; [11]</p> $K(s) = \frac{s^2 + s\left(\frac{g_3}{C_1} + \frac{g_2}{C_2} - \frac{g_1}{g_2} \frac{g_4}{C_2}\right) + \frac{g_1 g_4}{C_1 C_2}}{s^2 + s\left(\frac{g_2}{C_1} + \frac{g_2}{C_2} + \frac{g_1}{C_1}\right) + \frac{g_2 g_4}{C_1 C_2}}$	$g_1 = 2; g_2 = 1$ $g_3 = 1; g_4 = 3,18$ $C_1 = 0,43$ $C_2 = 0,75$
2	 <p style="text-align: right;">[13]; [10]</p> $K(s) = \frac{s^2 + s\left(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_2}{C_1} - \frac{g_1}{g_2} \frac{g_4}{C_2}\right) + \frac{g_1 g_4}{C_1 C_2}}{s^2 + s\left(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_1}{C_1}\right) + \frac{g_2 g_4}{C_1 C_2}}$	$g_1 = 4,5; g_2 = 1$ $g_3 = 5; g_4 = 4$ $C_1 = 1; C_2 = 2$
3	 <p style="text-align: right;">[12]; [10]; [11]</p> $K(s) = \frac{s^2 + s\left(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_2}{C_1} - \frac{g_1}{g_2} \frac{g_4}{C_2}\right) + \frac{g_1 g_4}{C_1 C_2}}{s^2 + s\left(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_4}{C_1}\right) + \frac{g_2 g_4}{C_1 C_2}}$	$g_1 = 2; g_2 = 1$ $g_3 = 0,59; g_4 = 1$ $C_1 = 0,136$ $C_2 = 0,434$

<p>4</p>	<p>80); [19]</p> $K(s) = \frac{(-\frac{g_2}{g_1}) [s^2 + s(\frac{g_2}{C_1}(B-1) + \frac{g_2}{C_2})] (s + \frac{g_2}{C_2})}{[s^2 + s(\frac{g_2}{C_1}(A-1) + \frac{g_2}{C_2})] (s + \frac{g_2}{C_2})}$ $A-1 = \frac{g_1}{g_3} + \frac{1}{g_4} + \frac{1}{g_5} + g_4$	<p>$\frac{g}{C} = \sqrt{10}$; $m = 1,36$ $g_1 = 1$; $g_2 = 2$ $g_3 = \frac{g}{m} = 0,74$ $g_4 = \frac{g}{m} = 0,58$ $g_5 = g = 1$ $C_1 = 0,18$ $C_2 = 0,23$ $C_3 = 0,32$ $C = 1$ $B-1 = \frac{m}{m} + m - 1$ $= \frac{g}{g_1} (1 + \frac{1}{g_4} + \frac{1}{g_5})$</p>
<p>5</p>	<p>84); 84); 85); 85)</p> $K(s) = \frac{(-\frac{g_2}{g_1}) [s^2 + s(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_2}{C_1} - \frac{g_2}{g_4} \frac{g_2}{C_2}) + \frac{g_2 g_2}{C_1 C_2}]}{s^2 + s(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_2}{C_1} + \frac{g_2}{g_4}) + \frac{g_2 g_2}{C_1 C_2}}$	<p>$g_1 = 2$; $g_2 = 4,5$ $g_3 = 4$; $g_4 = 5$ $C_1 = 2$ $C_2 = 1$</p>
<p>6</p>	<p>84); 85); 85)</p> $K(s) = \frac{(-\frac{g_2}{g_1}) [s^2 + s(\frac{g_2}{C_1} + \frac{g_2}{C_2} - \frac{g_2}{g_4} \frac{g_2}{C_2}) + \frac{g_2 g_2}{C_1 C_2}]}{s^2 + s(\frac{g_2}{C_1} + \frac{g_2}{C_2} + \frac{g_2}{g_4}) + \frac{g_2 g_2}{C_1 C_2}}$	<p>$g_1 = 1$; $g_2 = 2$ $g_3 = 3,18$; $g_4 = 1$ $C_1 = 0,73$ $C_2 = 0,43$</p>



2. Analiza wrażliwości funkcji przenoszenia korektorów fazy

Każda z pokazanych struktur analizowana była pod względem wrażliwości. Analiza ta obejmuje:

- badanie wpływu zmian wartości parametrów na transmitancję

$$K(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = |K(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$$

- badanie wpływu czynników pasożytniczych wzmacniaczy operacyjnych na tę transmitancję korektorów.

2.1. Założenia do prowadzonej analizy

Celem przeprowadzonej analizy wrażliwości jest określenie własności wrażliwościowych różnych struktur korektorów fazy. Jest to podstawą do porównania tych struktur i daje możliwość wyboru najkorzystniejszego obwodu ze względu na określone potrzeby. Tak postawiony cel wymaga, żeby każdy korektor:

- opisany był tą samą transmitancją:

$$K(s) = \frac{s^2 - 11s + 10}{s^2 + 11s + 10} = \frac{(s-1)(s-10)}{(s+1)(s+10)} \quad (1)$$

- badany był w tym samym paśmie częstotliwości:

$$f \in (5 \pm 5 \times 10^5) \text{ [Hz]}$$

8

[47], [50], [218]

$$K(s) = \frac{b_2 s^2 + s \frac{g_1}{C_2} (b' - \frac{g_1}{C_2}) + \frac{g_1 g_2}{C_2}}{s^2 + s \frac{g_1}{C_2} a' + (\frac{g_2}{C_1})^2}$$

$n = m = \frac{11}{10}$;
 $k = 0,184$;
 $q = 1$; $r = 1$; $c = \frac{1}{10}$
 $q_1 = \frac{g_1}{r(1-k)}$;
 $q_2 = \frac{1}{k r}$; $c_1 = C$
 $c_2 = \frac{C}{m}$; $c_3 = \frac{r}{m}$
 $g_3 = g$; $g_4 = \frac{m}{g}$
 $g_5 = \frac{m}{g}$
 $a' = 1 + \frac{1}{m} + \frac{1}{m}$
 $b' = m + \frac{g}{m} + \frac{1}{k} + \frac{1}{m}$
 $a'' = m + \frac{m}{m} - 1$

9

[41], [10], [99]

$$K(s) = \frac{g_3 [s^2 + s (\frac{g_1}{C_1} + \frac{g_1}{C_2} - \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}) + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}]}{(g_3 + g_4) [s^2 + s (\frac{g_1}{C_1} + \frac{g_2}{C_2}) + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}]}$$

$g_2 = 4,4$; $g_3 = 4$
 $g_3 = 1$; $g_4 = 2$
 $C_1 = 4,4$;
 $C_2 = 0,4$

10

[51], [46]

$$K(s) = \frac{s^2 + s (\frac{g_2}{C_1} + \frac{g_1}{C_2} - \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}) + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}{1 + s (\frac{g_1}{C_1} + \frac{g_2}{C_2} + \frac{g_2}{C_1}) + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}$$

$g_1 = 4,5$ $g_2 = 1$
 $g_3 = 0,5$; $g_4 = 1$
 $C_1 = 0,25$
 $C_2 = 0,2$

11

[16] [5] [3]

$g_1 = 1;$
 $g_2 = 4.5; g_3 = 0.4$
 $g_4 = 0.5$
 $C_1 = 0.1$
 $C_2 = 0.2$

$$K(s) = \left(-\frac{g_1}{g_2} \right) \frac{s^2 + s \left(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_3}{C_2} - \frac{g_3}{C_1} \frac{g_4}{C_1} \right) + \frac{g_3 g_4}{C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{g_2}{C_1} + \frac{g_3}{C_1} + \frac{g_4}{C_1} \right) + \frac{g_3 g_4}{C_1 C_2}}$$

12

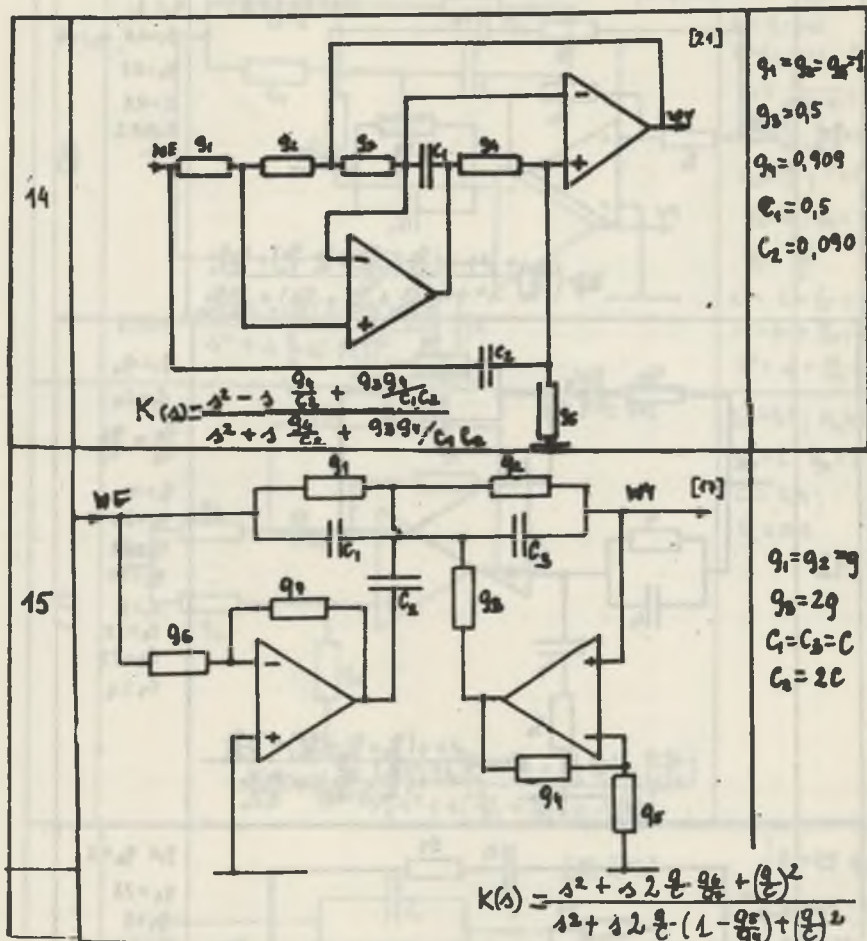
$g_1 = g_4$
 $C_1 = C_4$
 $\frac{g_2}{C_2} = \frac{g_3}{C_3}$
 $g_1 = 10$
 $g_2 = 22$
 $g_3 = 22$
 $g_4 = 10$
 $C_1 = 1$
 $C_2 = 22$
 $C_3 = 22$
 $C_4 = 4$

$$K(s) = \frac{s^2 + s \left(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_3}{C_2} - \frac{g_3}{C_1} \right) + \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{g_1}{C_1} + \frac{g_3}{C_2} \right) + \frac{g_3 g_4}{C_1 C_2}}$$

13

$g_1 = g_2 = 1$
 $g_3 = 2.8$
 $g_4 = 1$
 $C_1 = 2.7$
 $C_3 = 2.2$
 $C_2 = 1$

$$K(s) = \frac{s^2 + s \left(\frac{g_2}{C_2} + \frac{g_3}{C_2} - \frac{g_3}{C_1} \right) + \frac{g_3 g_4}{C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{g_3}{C_1} + \frac{g_5}{C_3} + \frac{g_6}{C_3} \right) + \frac{g_3 g_4}{C_1 C_2}}$$



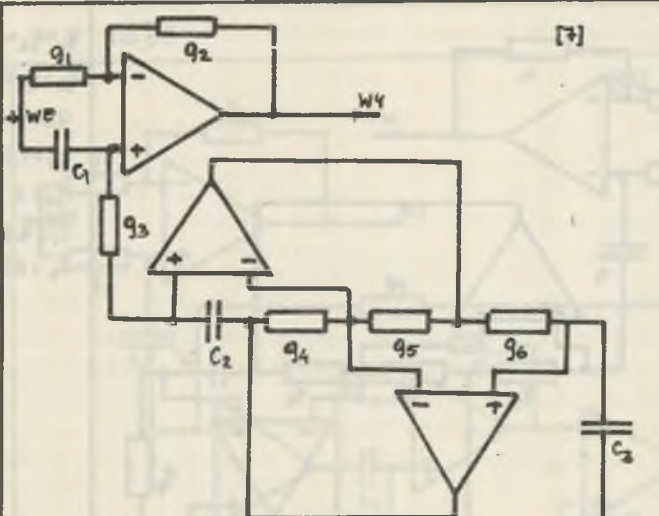
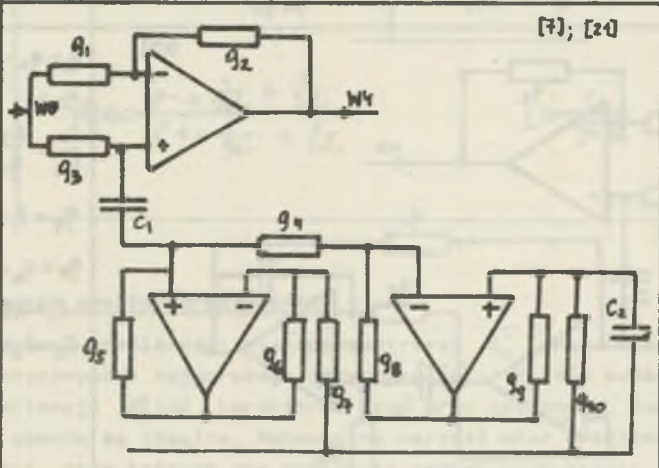
- każdy obwód zawierał ten sam typ wzmacniaczy operacyjnych, których podstawowe parametry są następujące: pulsacja graniczna $GB = 3,5 \times 10^6 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$, $(K(j\omega) = 1$ dla $\omega = GB$);

rezystancja wejściowa $R_{we} = 0,5 \text{ [M}\Omega\text{]}$;

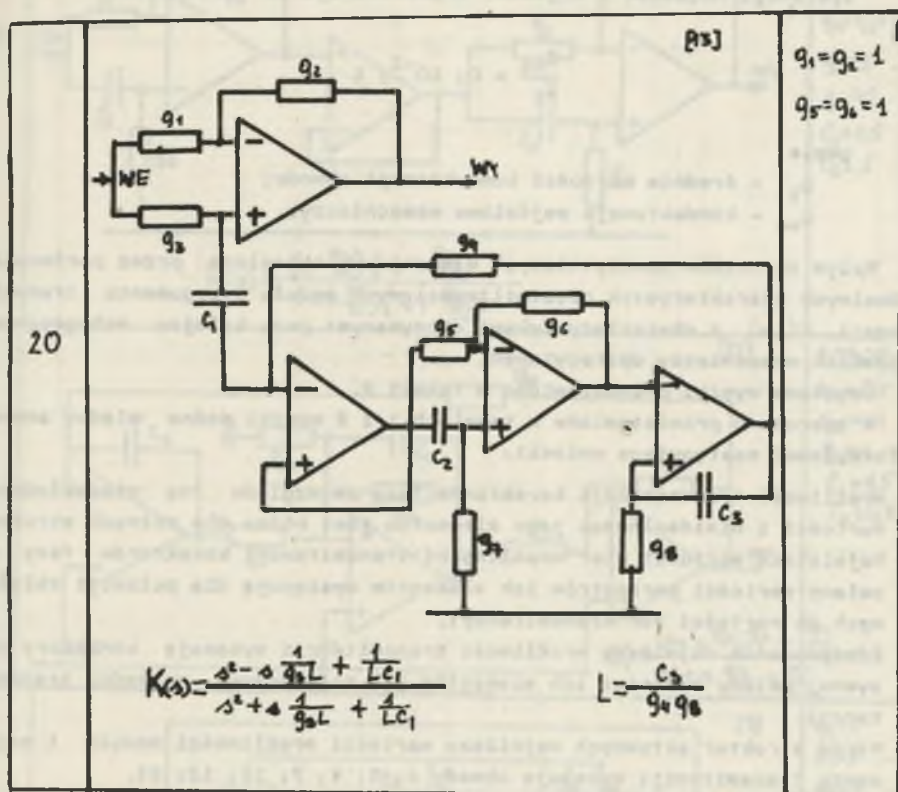
rezystancja wyjściowa $R_{wy} = 200 \text{ [\Omega]}$;

pulsacja, przy której wzniesienie wzmacniacza maleje o 3 dB w stosunku do wzniesienia prądu stałego $\omega_g = 30 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$, wewnętrznie skompensowany;

- każdy obwód zawierał ten sam typ kondensatorów i rezystorów.

16	 <p style="text-align: right;">[7]</p> $K(s) = \frac{s^2 - s \frac{g_3}{C_1} + \frac{g_3}{g_2}}{s^2 + s \frac{g_2}{C_1} + \frac{g_2}{g_5}}$ $D = \frac{C_2 C_3}{g}$	$g_4 = g_5 = g_6 = g$ $g_1 = g_2 = 1$ $g_3 = 1$ $g = 1$ $C_1 = 0,0909$ $C_2 = 0,2$ $C_3 = 0,5$
17	 <p style="text-align: right;">[7]; [24]</p> $K(s) = \frac{s^2 - s \frac{g_3}{L} + \frac{1}{C_1 L}}{s^2 + s \frac{g_2}{L} + \frac{1}{C_1 L}}$ $L = \frac{C}{g^2}$	$g_1 = g_2$ $g_4 = g_7 = g_{10}$ $g_5 = g_6 = g_9$ $g_8 = g_3 = g$ $g_1 = g_5$ $g_3 = 1$ $g_5 = 1$ $g_4 = 2$ $g = 1$ $g_7 = g_{10} = 1$ $C_1 = 1,1$ $C_2 = 0,3636$

18	<p style="text-align: right;">[17] [21]</p> $K(s) = \frac{s^2 - s \frac{g_3}{L} + \frac{1}{LC_1}}{s^2 + s \frac{g_3}{L} + \frac{1}{LC_1}}$ $L = \frac{C_2}{g_4 g_7}$	$g_1 = g_2 = 1$ $g_3 = g_6 = 1$ $g_5 = 1$ $g_4 = 1,1$ $g_7 = 5$ $C_1 = 1,1$ $C_2 = 0,5$
19	<p style="text-align: right;">[13]</p> $K(s) = \frac{s^2 - s \frac{g_3}{L} + \frac{1}{LC_1}}{s^2 + s \frac{g_3}{L} + \frac{1}{LC_1}}$ $L = \frac{C_2}{g_4}$	$g_1 = g_2 = 1$ $g_3 = 1$ $\frac{C_2}{g_4} = \frac{C_3}{g_5} = 2$ $g_4 = 2,2$ $g_5 = g_6 = 2,5$ $C_1 = 1,1$ $C_2 = C_3 = 0,5$



2.2. Program analizy wrażliwości

- Wyznaczenie wrażliwości wieloparametrowej S_x^K oraz miar wrażliwości: statystycznych i najgorszego przypadku [1]; [2] dla sodużu i argumentu transmitancji $K(j\omega)$ korektorów fazy przy założeniu, że wszystkie elementy obwodu są idealne. Maksymalna wartość miar wrażliwości i wartości pulsacji, przy których one występują podane są w tabeli 1.
- Określenie wpływu nieidealności wzmacniaczy operacyjnych na charakterystyki częstotliwościowe sodużu i argumentu transmitancji $K(j\omega)$:
 - a) Przyjęto, że funkcja przenoszenia wzmacniaczy z otwartą pętlę sprzężenia zwrotnego dana jest zależnością [6], [22]:

$$G(j\omega) = \frac{GB}{j\omega + \omega_B}$$

$$R_{w_e} = \infty ; R_{w_y} = 0.$$

- b) Model wzmacniacza operacyjnego wzbogacony jest o rezystancję wejściową $R_{we} \neq \infty$ i wyjściową $R_{wy} \neq 0$. Badano więc wpływ tych rezystancji na moduł i argument transmitancji korektorów dla:

$$\frac{g_{we}}{g_1} = 0; 10^{-3}; 1$$

gdzie:

- g_1 - średnie wartości konduktancji obwodu;
- g_{we} - konduktancja wejściowa wzmacniacza.

Wpływ czynników pasywnych wzmacniaczy określono przez porównanie idealnych charakterystyk częstotliwościowych modułu i argumentu transmitancji $K(j\omega)$ z charakterystykami otrzymanymi przy kolejno wzbogacanych modelach wzmacniaczy operacyjnych.

Uzyskane wyniki przedstawiono w tabeli 2.

W oparciu o przedstawione w tabelach 1 i 2 wyniki można między innymi sformułować następujące wnioski:

- Wrażliwość transmitancji korektorów fazy ze względu na niedokładność wartości i nieidealności jego elementów jest różna dla różnych struktur
- Największe wartości miar wrażliwości transmitancji korektorów fazy na zmiany wartości parametrów ich elementów występują dla pulsacji zbliżonych do wartości zer transmitancji.
- Zdecydowanie najniższą wrażliwość transmitancji wykazują korektory pasywne. Zmiany wartości ich elementów nie mają wpływu na moduł transmitancji.
- Wśród struktur aktywnych najniższe wartości wrażliwości modułu i argumentu transmitancji wykazują obwody 4; 5; 6; 7; 11; 12; 21.
- Najniższą wartość wrażliwości modułu transmitancji jej miarę $(S_R(\omega))_{\max} = 2$ charakteryzują się korektory zawierające więcej niż jeden wzmacniacz operacyjny, np. obwody: 14; 16; 18.
- Wpływ nieidealności wzmacniaczy operacyjnych na transmitancję jest różny dla różnych struktur. Wielkość tego wpływu rośnie, gdy: rośnie liczba wzmacniaczy, zwiększa się częstotliwość, rośnie stosunek (g_{we}/g_1) . Wartość zmian argumentu jest większa niż zmiany modułu transmitancji. Charakteru zmian tych wielkości nie da się uogólnić na wszystkie obwody. Dla większości z nich maleje moduł transmitancji, gdy rośnie f i (g_{we}/g_1) .

O przyjęciu do praktycznej realizacji wybranego korektora nie decydują jedynie kryteria wrażliwościowe, ale wyniki podane w tym artykule mogą ułatwić wybór odpowiedniej struktury.

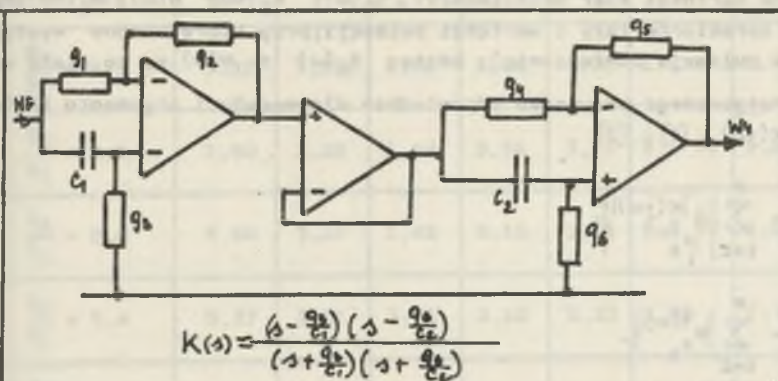
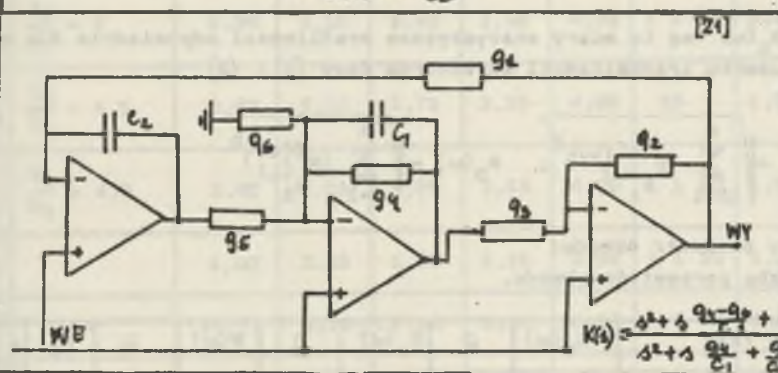
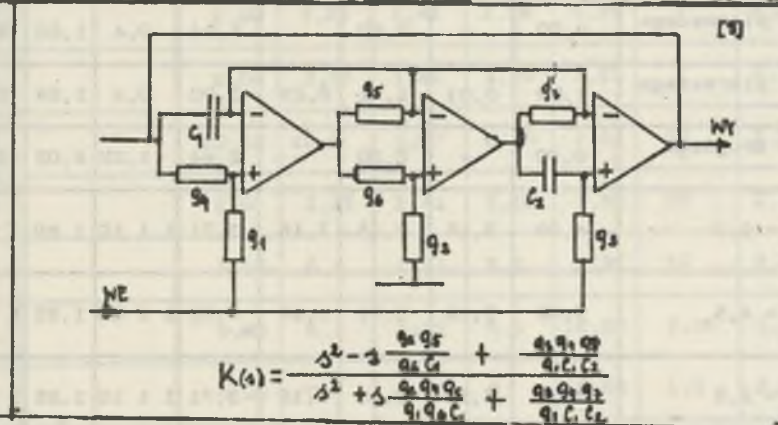
21	 $K(s) = \frac{(s - \frac{g_2}{C_1})(s - \frac{g_5}{C_2})}{(s + \frac{g_0}{C_1})(s + \frac{g_6}{C_2})}$	$g_1 = g_2 = 1$ $g_4 = g_5 = 1$ $g_3 = 5$ $g_6 = 1$ $C_1 = 0,5$ $C_2 = 1$
22	 $K(s) = \frac{s^2 + s \frac{g_2 g_4}{C_1} + \frac{g_2}{C_2}}{s^2 + s \frac{g_6}{C_1} + \frac{g_6}{C_2}}$	$g_1 = g_2 = g_3$ $g_4 = 6,5$ $g_6 = 11$ $g_5 = 1$ $C_1 = 0,5$ $C_2 = 0,2$
23	 $K(s) = \frac{s^2 - s \frac{g_2 g_5}{g_6 C_1} + \frac{g_1 g_3 g_5}{g_1 C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{g_2 g_4 g_6}{g_1 g_6 C_1} + \frac{g_2 g_3 g_2}{g_1 C_1 C_2}}$	$g_1 = 1$ $g_2 = 2$ $g_3 = 2$ $g_4 = 1$ $g_5 = g_6 = 1$ $g_7 = 0,909$ $C_1 = 0,18$ $C_2 = 1$

Tabela 1

Maksymalne wartości miar wrażliwości: $S_R(\omega)$; $R_S(\omega)$; $W(\omega)$; $W_S(\omega)$ transmitancji korektorów fazy i wartości pulsacji, przy której one występują ($\bar{\omega} = \frac{\omega}{\omega_0}$ - pulsacja odniesienia). Gdzie: $S_R(\omega)$ i $W(\omega)$ są to miary wrażliwości najgorszego przypadku odpowiednio dla modułu i argumentu transmitancji $K(j\omega)$ [1]; [2]

$$S_R(\omega) = \sum_{i=1}^n \left| S_{x_i} |K(j\omega)| \right|;$$

$$W(\omega) = \sum_{i=1}^n \left| W_{x_i}^{\varphi(\omega)} \right|.$$

$R_S(\omega)$ i $W_S(\omega)$ są to miary statystyczne wrażliwości odpowiednio dla modułu i argumentu transmitancji korektorów fazy [1]; [2]

$$R_S(\omega) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (S_{x_i} |K(j\omega)|)^2}; \quad W_S(\omega) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (W_{x_i}^{\varphi(\omega)})^2}$$

x_i - i-ty parametr obwodu;

n - liczba parametrów obwodu.

Korektor fazy	$S_R(\omega)$	$\bar{\omega}$	$R_S(\omega)$	$\bar{\omega}$	$W(\omega)$	$\bar{\omega}$	W_S	$\bar{\omega}$
pasywny pierwszego rzędu	0,00	-	0,00	-	1,94	0,4	1,00	0,40
aktywny pierwszego rzędu	1,99	0,03	1,41	0,03	3,00	0,4	1,58	0,40
pasywny drugiego rzędu	0,00	-	0,00	-	2,44	1,22	1,02	1,20
1 $\frac{q_2}{q_1} = 2,0$	4,50	3,16	2,15	3,16	3,71	1 1 10	1,80	1 1 10
2 $\frac{q_2}{q_1} = 4,5$	5,82	3,16	2,71	3,16	4,02	1 1 10	1,95	1 1 10
3 $\frac{q_2}{q_1} = 2,0$	4,50	3,16	2,15	3,16	3,71	1 1 10	1,81	1 1 10
4 $\frac{q_2}{q_1} = 2,0$	3,57	3,16	1,42	3,16	3,72	1 1 10	1,53	1 1 10

cd. tabeli 1

Korektor fazy		$S_R(\omega)$	$\bar{\omega}$	$R_S(\omega)$	$\bar{\omega}$	$W(\omega)$	$\bar{\omega}$	W_S	$\bar{\omega}$
5	$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 4,5$	3,82	3,16	1,65	3,16	4,00	1 1 10	1,93	1 1 10
6	$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 2,0$	2,50	3,16	1,42	3,16	3,71	1 1 10	1,81	1 1 10
7	$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 2,0$	2,50	3,16	1,42	3,16	3,71	1 1 10	1,81	1 1 10
8	$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 5,4$	8,27	2,51	3,41	3,16	5,33	1,58	2,42	1,58
9	$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 2$	6,90	3,16	3,40	3,16	4,35	1 1 10	2,08	1 1 10
10	$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 4,5$	5,82	3,16	2,71	3,16	4,08	10	1,95	10
11	$\frac{\theta_2}{\theta_1} = 4,5$	3,82	3,16	1,65	3,16	4,00	1 1 10	1,92	1 1 10
12		4,00	3,16	1,93	3,16	2,68	1 1 10	1,14	1 1 10
13		15,91	3,16	7,16	3,16	6,62	8	2,69	8
14		2,00	3,16	1,41	3,16	5,55	1	2,29	1
16		2,00	3,16	1,41	3,16	7,52	1	2,72	1
17		10,42	10,0	3,97	3,16	7,54	10	2,50	10
18		2,0	3,16	1,41	3,16	7,52	10	2,72	10
19		3,57	6,3	1,53	6,3	5,31	10	2,06	10
20		5,45	6,3	2,22	6,3	10,05	3,16	3,4	3,16
21		4,00	0	2,00	0	3,66	1,2	2,11	8
22		7,96	3,16	3,98	3,16	3,60	1 1 10	2,09	1 1 10
23		2,22	3,16	1,42	3,16	7,52	1	2,68	1

Tabela 2

Względne procentowe zmiany modułu i argumentu transmitancji charakterów fazy, powodowane nieidealnością wzmacniaczy operacyjnych dla częstotliwości:

$$f = 5; 10 \text{ i } 100 \text{ [kHz]} \text{ oraz przy: } \frac{G_{max}}{G_1} = 0; 10^{-3}; 1$$

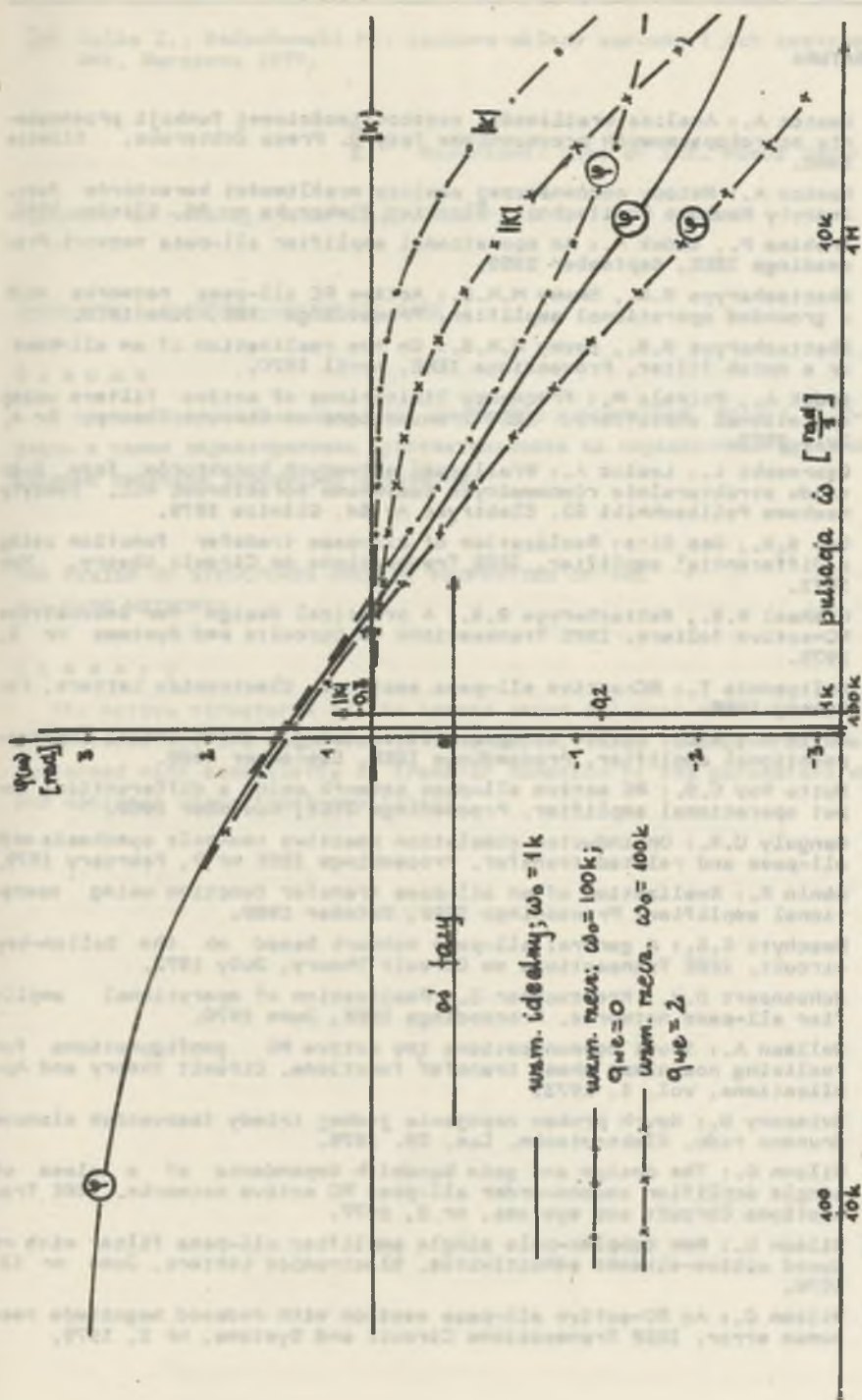
Korek- tor fazy	f = 5 kHz						f = 10 kHz						f = 100 kHz					
	$\frac{G_{max}}{G_1} = 0$		$\frac{G_{max}}{G_1} = 10^{-3}$		$\frac{G_{max}}{G_1} = 1$		$\frac{G_{max}}{G_1} = 0$		$\frac{G_{max}}{G_1} = 10^{-3}$		$\frac{G_{max}}{G_1} = 1$		$\frac{G_{max}}{G_1} = 0$		$\frac{G_{max}}{G_1} = 10^{-3}$		$\frac{G_{max}}{G_1} = 1$	
	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$	$\frac{ \Delta K }{ K }$	$\frac{ \Delta \varphi }{\varphi}$
2	0,1	7,1	0,3	7,6	0,5	10,0	0,5	7,8	1,2	8,8	2,5	13,2	29,0	33,0	26,6	41,4	46,1	40,1
4	0,0	0,3	0,2	0,7	0,3	2,6	0,0	1,5	0,4	1,9	1,7	4,6	4,2	35,8	8,7	34,7	21,6	62,1
5	0,0	0,4	1,0	1,1	0,1	0,6	0,0	1,2	3,1	2,1	0,4	1,8	2,2	26,9	23,4	0,2	6,3	34,3
6	0,0	0,4	0,4	0,7	0,1	0,7	0,0	1,2	1,0	1,7	0,3	2,3	2,7	28,0	11,9	21,4		41,4
11	0,5	0,3	1,2	0,8	1,1	0,5	1,8	0,5	3,6	0,9	2,2	0,7	14,4	5,6	19,9	35,6	11,7	20,6
12	0,0	0,8	1,8	2,8	1,2	1,7	1,7	2,7	2,1	3,4	29,5	31,6	13,9	18,4	16,8	21,2	57,4	12,5
14	0,0	0,5	0,2	0,7	1,3	0,9	0,2	6,2	0,7	7,4	9,2	33,5	12,7	27,8	2,7	29,6	29,4	33,3
16	0,0	2,9	0,2	3,0	12,1	6,1	0,3	12,9	0,5	13,3	70,1	50,0	13,4	30,0	6,9	31,0	49,4	43,2
18	0,0	8,5	0,5	11,1	1,0	32,1	0,1	4,6	0,4	5,6	4,3	11,4	16,2	24,1	0,5	62,3	96,1	84,9
19	0,2	2,3	1,3	3,4	3,2	9,1	0,2	3,3	0,3	3,8	4,1	10,4	19,5	31,9	35,8	70,4	69,8	94,1
20	0,0	5,9	0,1	7,2	0,5	12,1	0,2	2,8	0,3	8,5	2,6	16,0	12,4	55,0	12,9	42,2	43,1	84,8

Uwaga: Wartości idealne argumentu transmitancji $K(j\omega)$, do których odnosi się badane wielkości są następujące:

Dla $f = 5 \text{ kHz}$ - $\varphi = 0,57624$ lub $-2,46532$ [rad]

Dla $f = 10 \text{ kHz}$ - $\varphi = 1,89138$ lub $-1,25021$ [rad]

Dla $f = 100 \text{ kHz}$ - $\varphi = -0,80954$ lub $+2,33205$ [rad]



Rys. 4. Ilustracja wpływu nieidealności wzmacniacza operacyjnego na moduł i argument transmitancji korektora 6.

LITERATURA

- [1] Lasicz A.: Analiza wrażliwości częstotliwościowej funkcji przenoszenia szerokopasmowych przesuwników fazy $\frac{1}{2}$. Praca doktorska, Gliwice 1982.
- [2] Lasicz A.: Metody porównawczej analizy wrażliwości korektorów fazy. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka nr 86, Gliwice 1983.
- [3] Arohime P., Budak A.: An operational amplifier all-pass network. Proceedings IEEE, September 1969.
- [4] Bhattacharyya B.B., Swamy M.N.S.: Active RC all-pass networks with a grounded operational amplifier. Proceedings IEEE, June 1970.
- [5] Bhattacharyya B.B., Swamy M.N.S.: On the realization of an all-pass or a notch filter. Proceedings IEEE, April 1970.
- [6] Budak A., Petrela M.: Frequency limitations of active filters using operational amplifiers. IEEE Transactions on Circuit Theory, nr 4, July 1972.
- [7] Czarnecki L., Lasicz A.: Wrażliwość aktywnych korektorów fazy 2-go rzędu strukturalnie równoważnych pasywnemu korektorowi RLC. Zeszyty Naukowe Politechniki Śl. Elektryka nr 64, Gliwice 1979.
- [8] Das S.K., Das Gita: Realization of all-pass transfer function using a differential amplifier. IEEE Transactions on Circuit theory, May 1973.
- [9] Mikhael W.S., Battacharyya B.B.: A practical design for insensitive RC-active filters. IEEE Transactions on Circuits and Systems nr 5, 1975.
- [10] Deliyannis T.: RC-active all-pass sections. Electronics Letters, February 1969.
- [11] Dutta Roy S.C.: Active all-pass filter using a differential input operational amplifier. Proceedings IEEE, September 1969.
- [12] Dutta Roy C.S.: RC active all-pass network using a differential input operational amplifier. Proceedings IEEE, November 1969.
- [13] Genguly U.S.: On inductor simulation reactive two-pole synthesis with all-pass and related transfer. Proceedings IEEE nr 2, February 1979.
- [14] Genin R.: Realization of an all-pass transfer function using operational amplifier. Proceedings IEEE, October 1969.
- [15] Maschytz G.S.: A general all-pass network based on the Sallen-key circuit. IEEE Transactions on Circuit Theory, July 1972.
- [16] Schoonaert D.H., Kretzschmar J.: Realization of operational amplifier all-pass networks. Proceedings IEEE, June 1970.
- [17] Soliman A.: Short communications two active RC configurations for realizing minimum phase transfer functions. Circuit theory and Applications, vol. 1, 1973.
- [18] Svizezny B.: Navrh prukov zapojenia jednej triedy fazovacich slancov druzeno radu. Elektrotechn. Cas. 29. 1978.
- [19] Wilson G.: The design and gain bandwidth dependence of a class of single amplifier second-order all-pass RC active networks. IEEE Transactions Circuit and systems, nr 8, 1977.
- [20] Wilson G.: New complex-pole single amplifier all-pass filter with reduced active-element sensitivities. Electronics Letters, June nr 13, 1976.
- [21] Wilson G.: An RC-active all-pass section with reduced magnitude response error. IEEE Transactions Circuit and Systems, nr 2, 1979.

[22] Kulka Z., Nadachowski M.: Liniowe układy scalone i ich zastosowanie. WKŁ, Warszawa 1977.

Recenzent: doc. dr inż. Maria Jastrzębska

Wpłynęło do redakcji dnia 15.IV.1982 r.

СТРУКТУРЫ И СВОЙСТВА КОРЕКТОРА ФАЗЫ

Резюме

В статье сопоставлены разные структуры корректоров фазы I и II-го порядка а также характеристика чувствительности их передаточной функции к изменению значений параметров элементов.

THE REVIEW OF STRUCTURES AND THE PROPERTIES OF THE ALL-PASS NETWORKS

Summary

The active structures of the second order all-pass networks and their characteristics are described in this paper. These characteristics are concerned with sensitivity of transfer function to the parameters changes and nonideal operational amplifiers.

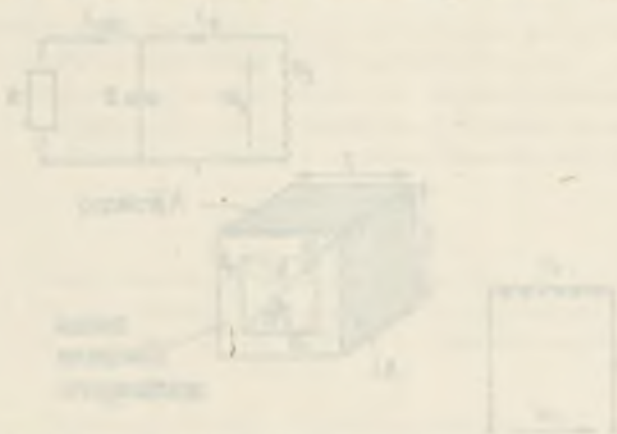


Fig. 1. Schematic diagram of the second order all-pass network.