ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

Nr 98 Elektryka z. 17 1964

WŁADYSŁAW PASZEK
Katedra Maszyn Elektrycznych

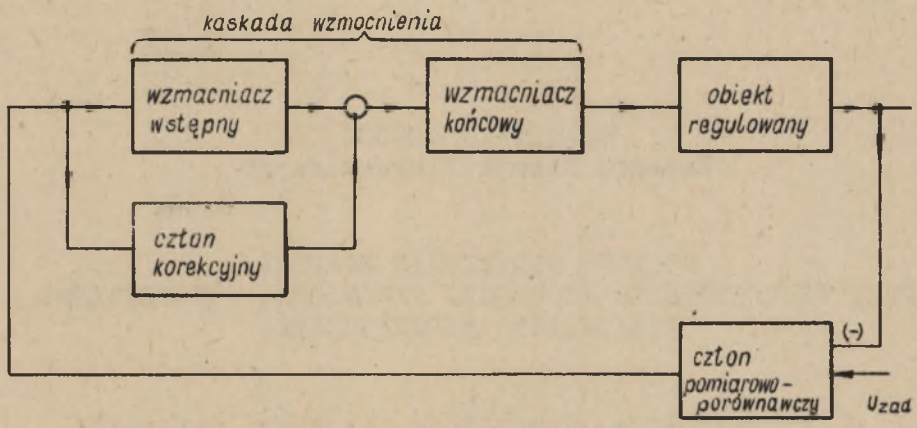
PODATNE SPRZĘŻENIE ZWROTNE PRZY WYKORZYSTANIU POCHODNEJ STRUMIENIA WYKONAWCZEGO WZMACNIACZA MAGNETYCZNEGO

Streszczenie. Rozpatruje się wpływ podatnego sprzężenia zwrotnego na stabilność układu regulacji. Przeprowadzono optymalizację wymiarów geometrycznych uzwojeń sterujących wzmacniaczy magnetycznych (wirujących bądź statycznych) wykorzystanych do podatnego sprzężenia zwrotnego.

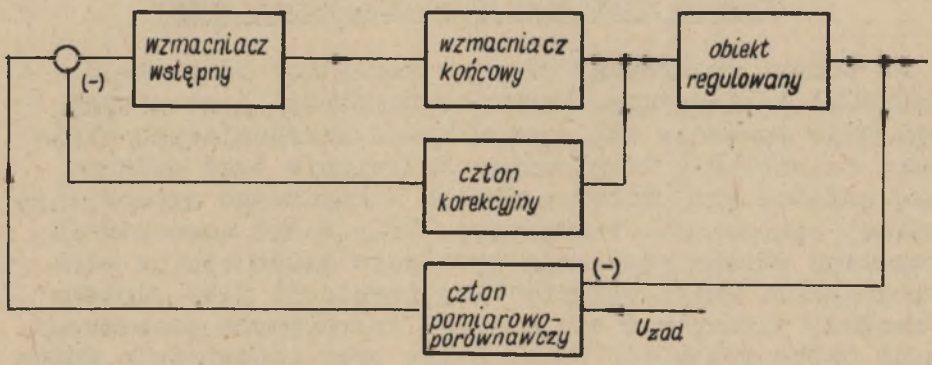
1. Człony stabilizujące układ regulacji

Na obiekt regulowany oraz na regulator oddziałują wielkości zakłócające. Zadaniem regulacji jest usunąć względnie poważnie zmniejszyć wpływ zakłócających wielkości na wielkość regulowaną. Spełnienie tego zadania jest możliwe przy doborze dużego statycznego wzmocnienia kaskady wzmocnienia regulatora. Przy dużym wzmocnieniu otwartego obiegu regulacji występuje tendencja do niestabilności. Jeśli otwarty bieg regulacji jest złożony z kaskady więcej niż dwu członów inercyjnych pierwszego rzędu układ staje się niestabilny przy odpowiednio dużym statycznym wzmocnieniu obiegu. Praktycznie wszystkie układy regulacji są układami wyższych rzędów, w związku z czym zachodzi konieczność wyposażenia tych układów w człony stabilizujące (człony korekcyjne), dzięki którym można powiększyć statyczne wzmocnienie przy zachowaniu stabilności układu.

Z punktu widzenia miejsca przyłączenia w schemacie strukturalnym układu regulacji człony korekcyjne można podzielić na człony równoległe (rys.1a) i na przeciwrównoległe (w sprzężeniu zwrotnym) na rys.1b. Z punktu

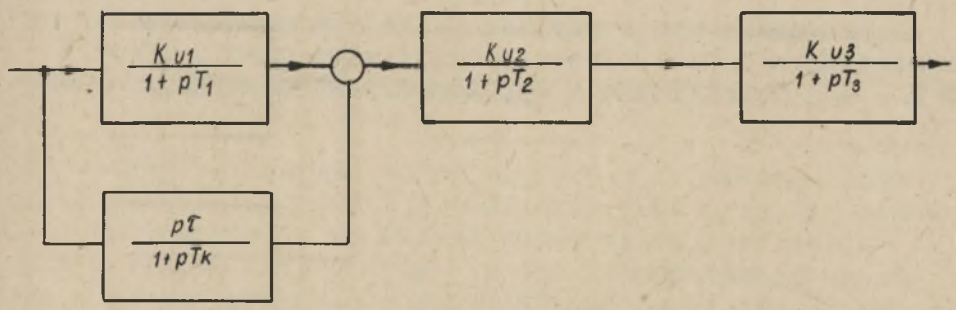


Rys.1a. Człon korekcyjny równoległy



Rys.1b. Człon korekcyjny w sprzężeniu zwrotnym

widzenia ich działania korekcyjnego można je podzielić na człony różniczkujące i całkujące. W układzie regulacji napięcia są najczęściej stosowane człony różniczkujące bądź proporcjonalno-różniczkujące. Człony proporcjonalno-różniczkujące są równoważne równoległemu połączeniu członu proporcjonalnego i różniczkującego.



Rys.2a. Człon różniczkujący w układzie równoległym

Człony różniczkujące powodują przyspieszone działanie układu regulacji przez podanie na schemacie strukturalnym pochodnej w układzie forsującym (rys.2a). Na charakterystyce modułowo-fazowej (amplitudowo-fazowej) transmitancji otwartego obiegu regulacji działanie członu różniczkującego powoduje przyśpieszenie fazy transmitancji zespolonej w zakresie częstotliwości zbliżonych do częstotliwości rezonansowej w sąsiedztwie punktu krytycznego -1,0 płaszczyzny zespolonej (rys.2b). Człon różniczkujący nie zmienia statycznego wzmocnienia obiegu regulacji i w konsekwencji nie wpływa na statyczny punkt pracy ustalonej.

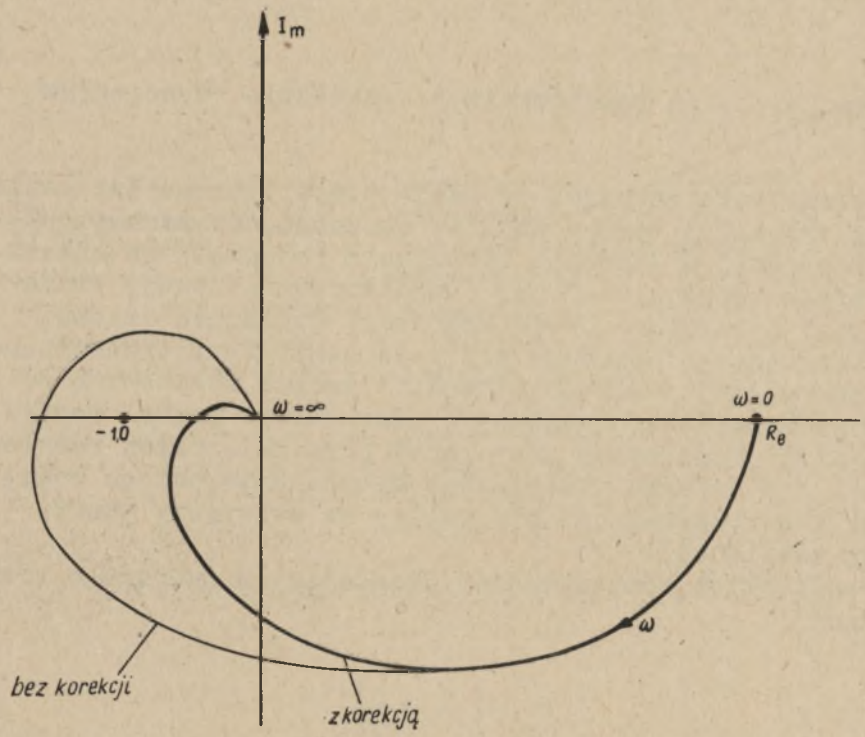
Jeśli człon różniczkujący działający z inercją o transmitancji

$$K_s(p) = \frac{p\tau}{1+pT_k}$$

jest umieszczony w obwodzie sprzężenia zwrotnego (rys.3a) obejmując jeden lub kilka stopni w kaskadzie wzmocnienia regulatora, otrzymamy transmitancję wypadkową z uwzględnieniem pętli sprzężenia.

$$K(p) = \frac{K_1(p)}{1+K_s(p)\,K_1(p)} = \frac{1}{K_s(p)} \cdot \frac{1}{1+\frac{1}{K_1(p)K_s(p)}} \qquad (2.1)$$

W przypadku bezinercyjnej kaskady wzmacniaczy objętej sprzężeniem o nieskończenie dużym wzmocnieniu ($K(p) = K \to \infty$) transmitancja wypadkowa jest określona wyłącz-



Rys.2b. Charakterystyka modułowo-fazowa transmitancji otwartego układu regulacji

nie przez transmitancję członu stabilizacyjnego. W tym szczególnym przypadku otrzymuje się regulator proporcjonalno-całkujący o transmitancji

$$K(p) = \frac{T_k}{\tau} + \frac{1}{p\tau}$$

przy czym

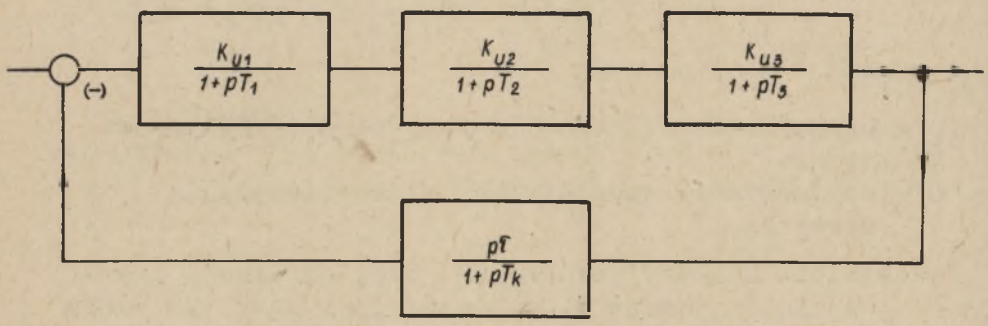
T_k - stała czasowa inercji członu sprzężenia zwrotnego,

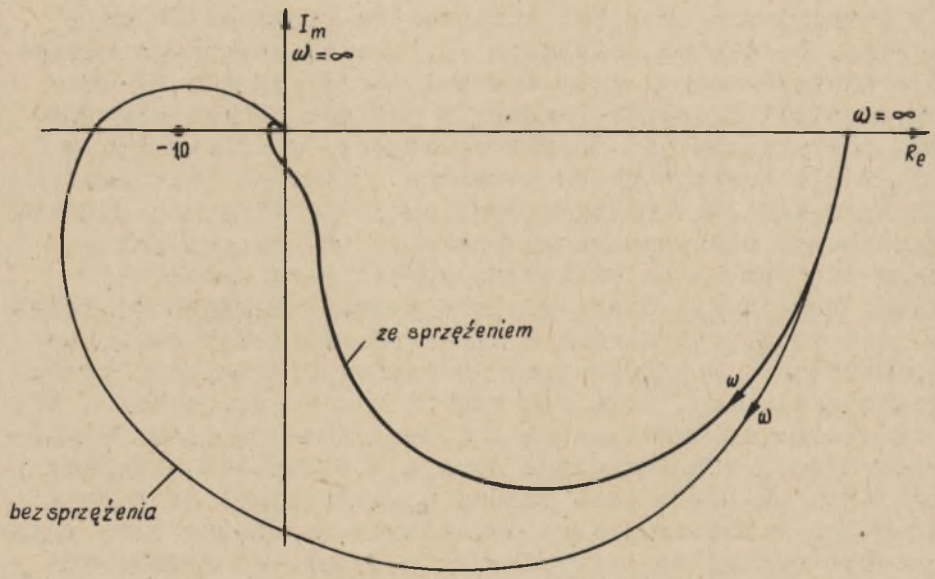
τ - współczynnik wzmocnienia członu sprzężenia zwrotnego.

Rzeczywista kaskada wzmocnienia jest obarczona inercją, a ponadto statyczne wzmocnienie jest przy tym różne od nieskończoności, na skutek czego człon sprzężenia tylko w sposób przybliżony określa transmitancję wypadkową w pewnym przedziale częstotliwości. Na rys.3a przedstawiono charakterystykę częstotliwości kaskady wzmacniaczy inercyjnych objętych sprzężeniem przez pochodną z inercją. Na skutek działania sprzężenia zwrotnego następuje zmniejszenie modułu transmitancji zespolonej charakterystyki modułowo-fazowej w pobliżu punktu krytycznego charakterystyki modułowo-fazowej. Stabilizując sprzężenie zwrotne przez pochodną z inercją jest podatnym sprzężeniem zwrotnym. Sprzężenie podatne nie zmienia wypadkowego statycznego wzmocnienia obiegu, na skutek czego nie wpływa na statyczny punkt pracy ustalonej układu regulacji. Stabilizujące podatne sprzężenie zwrotne jest często stosowane w układach regulacji napięcia.

Równoległe różniczkujące człony stabilizujące, które działają słabiej, mogą być wzmocnione po wyposażeniu ich w oddzielne szybkodziałające człony wzmacniające. Równoległe człony różniczkujące bywają stosowane w układach regulacji napięcia jako człony uzupełniające obok podstawowego stabilizującego sprzężenia zwrotnego i są przeznaczone raczej do przyśpieszenia działania regulatora w czasie przebiegów nieustalonych, niż do stabilizacji. Równoległe człony różniczkujące stosuje się na stopniu najmniejszej mocy kaskady wzmacniacza w celu zmniejszenia wymiarów elementów składowych tych członów. Za niekorzystną stronę takich członów różniczkujących można

uważać uwrażliwienie układu regulacji na wszelkiego rodzaju szumy i przypadkowe, szybkozanikające zakłócenia na wejściu kaskady wzmocnienia.

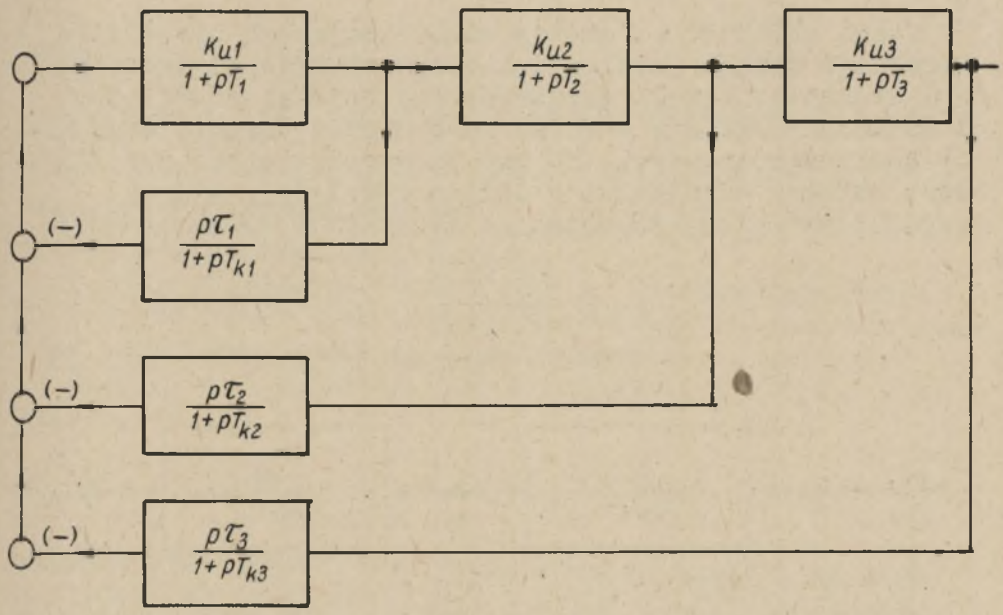




Rys.3a. Podatne sprzężenie zwrotne i jego wpływ na charakterystykę modułowo-fazową

Podatne sprzężenie zwrotne nie powoduje takiego uwrażliwienia układu regulacji, ponieważ człon różniczkujący jest przyłączony do wzmacniacza kaskady na wyższym stopniu wzmocnienia, która posiada własności filtru dolnoprzepustowego, tłumiącego wszelkiego rodzaju szumy i przypadkowe szybkozanikające zakłócenia.

Stabilizujące podatne sprzężenie zwrotne jest sprzężeniem ujemnym.



Rys.3b. Człony różniczkujące w kilku podatnych sprzężeniach zwrotnych

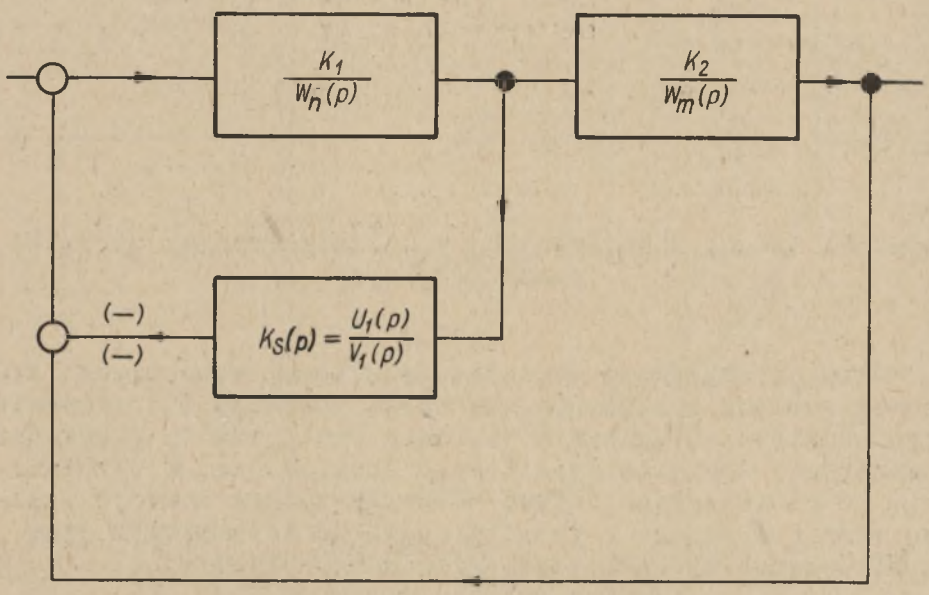
Przy narastającym napięciu wyjściowym wzmacniacza końcowego członu sprzężenia zwrotnego powoduje wysterowanie transduktora wstępnego w kierunku zmniejszenia prędkości narastania napięcia wyjściowego wzmacniacza. W odróżnieniu od równoległego członu różniczkującego inercja członu różniczkującego w podatnym sprzężeniu zwrotnym jest wykorzystana do stabilizowania układu regulacji.

W przypadku wielostopniowej kaskady wzmacniaczy regulatora o dużym statycznym wzmocnieniu znajdują zastosowanie stabilizujące podatne sprzężenia zwrotne sprzęgające kilka kolejnych inercyjnych stopni wzmacniacza ze stopniem pierwszym (rys.3b).

2. Wpływ sprzężenia zwrotnego na stabilność układu regulacji

Można obliczyć parametry stabilizującego sprzężenia zwrotnego układu regulacji o dużym statycznym wzmocnieniu otwartego obiegu regulacji wykorzystując analizę stabilności układów o dużym wzmocnieniu dążącym w granicy do nieskończoności. Na rys.3c przedstawiono przykładowo schemat strukturalny układu regulacji, którego część jest objęta sprzężeniem zwrotnym o transmitancji

$$\frac{U_1(p)}{V_1(p)}$$



Rys.3c. Stabilizujące sprzężenie zwrotne w układzie regulacji o dużym statycznym wzmocnieniu otwartego obiegu

Założmy, że wzmocnienie K_1 można zmieniać od dużej wartości do nieskończoności. Wielomiany $W_n(p)$, $W_m(p)$, $U_1(p)$, $V_1(p)$ transmitancji elementów układu mają stopień oznaczony wskaźnikami n,m,l. Transmitancję zamkniętego układu regulacji można przedstawić w postaci

$$K(p) = \frac{K_2 V_1(p)}{W_{n+m+1}(p)},$$

gdzie

$$W_{n+m+1}(p) = \frac{1}{K_1} W_n(p)W_m(p)V_1(p) + U_1(p)W_m(p)+K_2V_1(p)$$

Układ jest stabilny jeśli m+n+k pierwiastków p_k wielomianu charakterystycznego $W_{n+m+1}(p)$ leżą w lewej półpłaszczyźnie liczb zespolonych.

Przy powiększaniu wzmocnienia K_1 do nieskończoności n spośród n+m+1 pierwiastków wielomianu charakterystycznego przemieszcza się do nieskończoności.

Przy $K_1 \to \infty$ otrzymuje się uproszczony wielomian charakterystyczny

$$W_{m+1}(p) = U_1(p)W_m(p)+K_2 V_1(p)=A_o p^{m+1}+A_1 p^m+\ldots+A_{m+1} \qquad (1c)$$

Warunki stabilności tego uproszczonego wielomianu stopnia (m+1) są prostsze niż wielomianu nieuproszczonego. Warunki te są określone np. przez nierówności Hurwitza. Spełnienie tych warunków jest konieczne dla zachowania stabilności układu regulacji. Układ regulacji jest niewrażliwy na zmianę wzmocnienia K_1 od dużej wartości do nieskończoności, jeśli w miarę powiększania wzmocnienia n pierwiastków wielomianu nieuproszczonego przemieszcza się do nieskończoności w lewej półpłaszczyźnie liczb zespolonych. Wielomian nieuproszczony można przedstawić w postaci

$$W_{n+m+1}(p) = \frac{1}{K_1}(B_o p^{n+m+1} +\ldots+ B_{n+m+1}) + W_{m+1}(p)$$

Można prześledzić drogę przemieszczania tych n pierwiastków wprowadziwszy do wielomianu $W_{n+m+1}(p)$ nową zmienną

$$q = \frac{p}{\sqrt[n]{K_1}}$$

Powstały wielomian

$$W_{n+m+1}(q) = K_1^{\frac{m+1}{n}} \left[B_o q^{n+m+1} + \frac{1}{(K_1)^{\frac{1}{n}}} B_1 q^{n+m} + \left(\frac{1}{K_1}\right)^{\frac{2}{n}} B_2 q^{n+m-1} + \right.$$

$$+ \ldots + \left(\frac{1}{K_1}\right)^{\frac{n+m}{n}} B_{n+m+1} + A_o q^{m+1} + \left(\frac{1}{K_1}\right)^{\frac{1}{n}} A_1 q^{m} + \ldots +$$

$$\left. + \left(\frac{1}{K_1}\right)^{\frac{m}{n}} A_{m+1} \right] \qquad (2a)$$

posiada pierwiastki $q_k = \frac{p_k}{\sqrt[n]{K_1}}$.

Przy powiększeniu wzmocnienia K_1 do nieskończoności (m+1) pierwiastków wielomianu $W_{n+m+1}(p)$ dąży do zera. Stabilność układu regulacji jest zachowana jeśli pozostałych n pierwiastków leży w lewej półpłaszczyźnie.
Przyrównując wielomian $W_{n+m+1}(p)$ do zera otrzymamy z równ. 2a przy $K_1 \to \infty$

$$B_o q^{n+m+1} + A_o q^{m+1} = 0$$

stąd

$$q_k = \sqrt[n]{-\frac{A_o}{B_o}}$$

Jeśli jest spełniona nierówność

$$n \leq 2 \tag{3a}$$

n pierwiastków q_k nie leży w prawej półpłaszczyźnie. Kaskada objęta sprzężeniem zwrotnym nie może być stopnia większego niż dwa. Przy n=1 warunki stabilności wielomianu uproszczonego $W_{m+1}(p)$ określają warunki konieczne i dostateczne.

Przy n=2 i przy $\frac{1}{K_1} = 0$ układ jest na granicy stabilności W tym przypadku zachodzi konieczność kontroli, czy przy małej, lecz różnej od zera wartości $\frac{1}{K_1}$ układ jest stabilny. Uwzględniwszy współczynniki wielomianu (2a) do małych pierwszego rzędu włącznie otrzymamy

$$B_o q^3 + \left(\frac{1}{K_1}\right)^{\frac{1}{2}} B_1 q^2 + A_o q + \left(\frac{1}{K_1}\right)^{\frac{1}{2}} A_1 = 0 \tag{2b}$$

Pierwiastki leżą w lewej półpłaszczyźnie jeśli jest spełniona nierówność Hurwitza dla wielomianu (2.2b)

$$B_1 A_o - A_1 B_o > 0 \tag{2c}$$

Nierówność (2c) określa warunek stabilności dostateczny łącznie z koniecznym warunkiem stabilności wielomianu uproszczonego. Nierówność (3a) którą otrzymano przy założeniu sprzężenia zwrotnego o wielomianie pierwszego stopnia w liczniku i mianowniku transmitancji $K_s(p)$, można uogólnić na przypadek bardziej skomplikowany. Jeśli

$$K_s(p) = \frac{U_l(p)}{V_k(p)}$$

gdzie l,k oznaczają stopnie wielomianów

w miejsce nierówności (2, 3a) obowiązuje nierówność

$$n \leq 2 + 1 - k \tag{3b}$$

3. Optymalizacja podatnego przężenia zwrotnego przy wykorzystaniu pochodnej strumienia wykonawczego wzmacniacza magnetycznego

Napięcie indukowane w pomocniczym uzwojeniu sterującym wzmacniacza jest proporcjonalne do pochodnej strumienia magnesującego (w przypadku wzmacniacza elektromaszynowego), bądź strumienia podmagnesowania (w przypadku transduktora).

Jeśli napięcie to przyłożymy na wejście kaskady wzmocnienia regulatora otrzymamy sprzężenie przez pochodną (rys.4) sprzęgające stopień końcowy ze wzmacniaczem wstępnym kaskady.

Obliczymy dominujące oddziaływanie przez podatne sprzężenie zwrotne stopnia końcowego na transduktor wstępny przy pominięciu wstecznego oddziaływania transduktora wstępnego o małej mocy na wzmacniacz końcowy o dużej mocy.

Założywszy idealne sprzężenie pomocniczego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego ze strumieniem Φ_μ otrzymamy transmitancję członu sprzężenia zwrotnego jako związek między przepływem stabilizującym θ_s transduktora wstępnego a strumieniem Φ_μ wzmacniacza końcowego.

$$\frac{\Delta\theta_s(p)}{\Delta\Phi_\mu(p)} = \frac{p \cdot z_p \cdot z_s}{(R_p+R_s)[1+p(T_s+T_n)]} = \frac{p\tau_a}{1+p(T_s+T_n)} \tag{4a}$$

Przy skompensowanej indukcyjności uzwojenia sterującego transduktora wstępnego przy pomocy układu szeregowego R_c C_c (zaznaczonego na rys.4 linią przerywaną) otrzymamy

$$\frac{\Delta\theta_s(p)}{\Delta\Phi_\mu(p)} = \frac{p \cdot z_s\, z_p}{(R_s+R_p)[1+p(T_{so}+T_n)]} \tag{4b}$$

przy czym

$$T_{so} = \frac{L_s}{R_s}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s + R_p}$$

$$T_n = \frac{L_s}{R_n}$$

$$R_c C_c = T_c = T_{so} + T_n$$

$$R_c = \frac{R_s}{R_n}$$

gdzie

R_s, L_s - oporność oraz przyrostowa indukcyjność stabilizującego uzwojenia sterującego transduktora wstępnego,

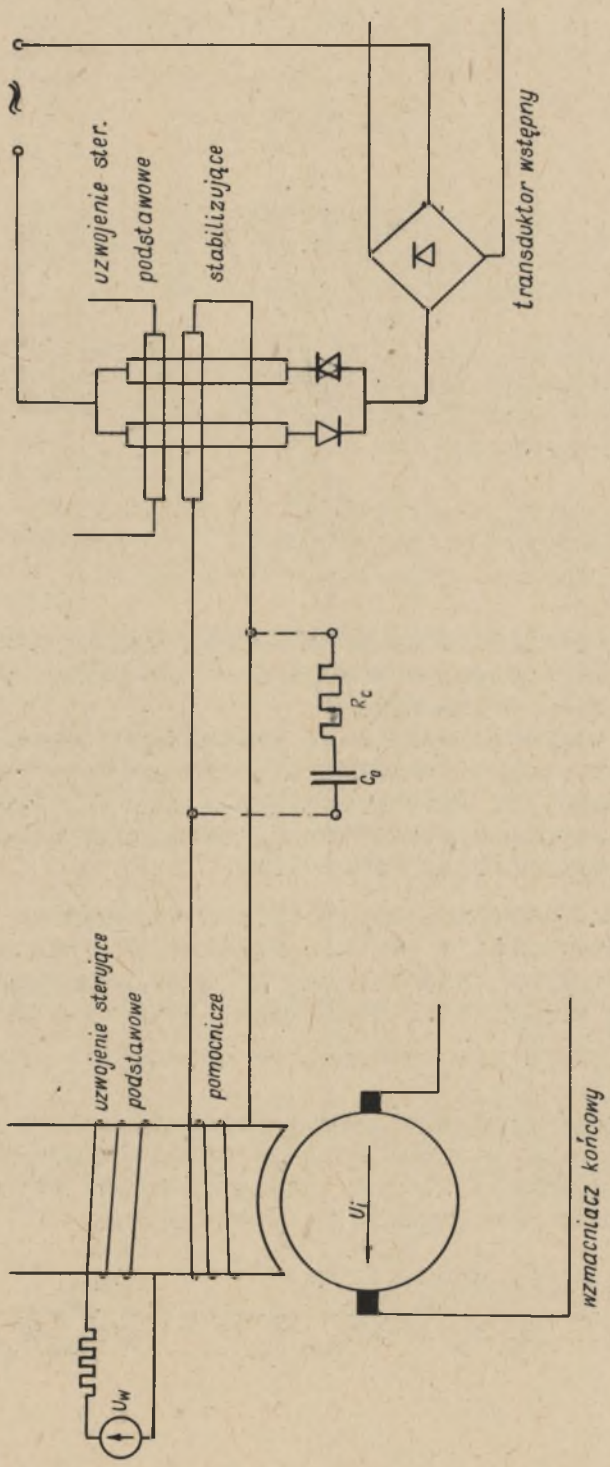
R_n - oporność zastępcza pozostałych obwodów sterujących transduktora wstępnego sprowadzonych na stronę uzwojenia stabilizującego,

R_p - oporność pomocniczego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego.

Obliczoną wyżej transmitancję członu sprzężenia zwrotnego można przedstawić w postaci dającej związek stabilizującego przepływu transduktora w funkcji napięcia wewnętrznego U_i wzmacniacza końcowego (zamiast w funkcji strumienia, który nie występuje w schematach strukturalnych układu regulacji).

W końcowym wzmacniaczu elektromaszynowym bądź w transduktorze końcowym o idealnej bądź prostokątnej charakterystyce magnesowania rdzeni, związek między strumieniem Φ_μ a napięciem zewnętrznym U_i jest liniowy

$$\frac{\Delta\theta_{s(p)}}{\Delta U_i(p)} = \frac{p \cdot z_p \cdot z_s \, k_\phi}{(R_p+R_s)[1+p(T_{so}+T_n)]} = \frac{p\tau_a}{1+p(T_{so}+T_n)} \qquad (5a)$$



Rys.4. Podatne sprzężenie zwrotne przy wykorzystaniu pochodnej strumienia wzmacniacza wykonawczego

przy czym

$$\tau_a = \frac{z_p z_s k_\Phi}{R_p + R_s}$$

$$k_\Phi = \frac{\Delta\Phi\mu}{\Delta U_i}$$

Wprowadziwszy geometryczne wymiary pomocniczego uzwojenia sterującego wzmacniacza i stabilizującego uzwojenia sterującego transduktora otrzymamy

$$\tau_a = \frac{k_\Phi}{l_p \cdot l_s \varrho} V_s \frac{\frac{q_p}{q_s}}{1 + \frac{V_s}{V_p}\left(\frac{q_p}{q_s}\right)^2} \tag{5b}$$

gdzie

V_p, V_s - objętość miedzi pomocniczego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego i stabilizującego uzwojenia sterującego transduktora wstępnego,

q_p, l_p, q_s, l_s - przekrój drutu i średnia długość zwoju pomocniczego bądź stabilizującego uzwojenia sterującego,

ϱ - oporność właściwa uzwojeń.

Przy założonej objętości miedzi uzwojeń V_p, V_s otrzymuje się maksymalny współczynnik wzmocnienia przepływu τ_a przy stosunku przekrojów drutów

$$\frac{q_p}{q_s} = \sqrt{\frac{V_p}{V_s}} \tag{6a}$$

Przy takim stosunku przekrojów

$$\tau_{a\,max} = \frac{k_\Phi \cdot \sqrt{V_p V_s}}{2\, l_p\, l_s\, \varrho} \tag{6b}$$

Powiększenie liczby zwojów uzwojenia pomocniczego wpływa korzystnie na powiększenie współczynnika wzmocnienia przepływu członu sprzężenia zwrotnego, lecz równocześnie wpływa niekorzystnie na wzmacniacz końcowy powiększając jego stałą czasową. Można przeprowadzić optymalizację parametrów sprzężenia zwrotnego kierując się uzyskaniem maksymalnego stosunku współczynnika wzmocnienia przepływu członu sprzężenia zwrotnego τ_a do wypadkowej stałej czasowej T_w wzmacniacza końcowego. Jeśli indukcyjność uzwojenia sterującego transduktora wstępnego jest skompensowana

$$\frac{\tau_a}{T_w} = \frac{z_p\, z_s k_\phi}{(R_p+R_s)T_w} = \frac{k_\phi \frac{z_p^2}{R_p} \cdot \frac{z_s}{z_p}}{T_1\left[(1+\frac{R_s}{R_p}) + \frac{T_{po}}{T_1}\right]}, \qquad (7a)$$

przy czym

T_1 - stała czasowa obwodu podstawowego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego,

T_{po} - stała czasowa pomocniczego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego (przy zwartym uzwojeniu pomocniczym).

Wprowadziwszy geometryczne wymiary uzwojeń do równ.(7a)

$$\frac{\tau_a}{T_w} = k_\phi \frac{V_s}{l_p l_s \varrho} \cdot \frac{\frac{q_p}{q_s}}{T_1\left[1 + \frac{V_s}{V_p}(\frac{q_p}{q_s})^2 + (\frac{l_1}{l_p})^2 \frac{V_p}{V_1}\frac{T_{10}}{T_1}\right]} \qquad (7b)$$

przy czym

V_1 - objętość miedzi podstawowego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego,

l_1 - średnia długość zwoju podstawowego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego,

T_{10} - stała czasowa podstawowego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego (przy zwartym uzwojeniu).

Z analizy ekstremum funkcji (7b) otrzymamy optymalny stosunek przekroju drutu pomocniczego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego i stabilizującego uzwojenia sterującego transduktora wstępnego

$$\left(\frac{q_p}{q_s}\right)_{opt} = \sqrt{\left(1 + \frac{V_p}{V_1}\,\frac{T_{10}}{T_1}\,\frac{l_1^2}{l_p^2}\right)\,\frac{V_p}{V_s}} \tag{8a}$$

Powiększenie objętości uzwojenia pomocniczego V_p oraz uzwojenia stabilizacyjnego V_s powoduje, przy optymalnym stosunku przekroju drutów, monotoniczny wzrost współczynnika $\frac{\tau_a}{T_w}$

$$\frac{\tau_a}{T_w} = \frac{k_\phi}{\varrho\, l_p l_s T_1^2}\sqrt{\frac{V_s\,V_p}{1 + \frac{V_p}{V_1}\,\frac{T_{1o}}{T_1}\,\frac{l_1^2}{l_p^2}}} \tag{8b}$$

Jeżeli przyjmie się, że napięcie sterujące wzmacniacza końcowego jest wielkością wejściową członu sprzężenia zwrotnego, wówczas stała czasowa inercji T_k podatnego sprzężenia zwrotnego jest równa stałej czasowej T_w.

Wadą podatnego sprzężenia zwrotnego przy wykorzystaniu pomocniczego uzwojenia sterującego wzmacniacza końcowego, w porównaniu ze sprzężeniem przy pomocy transformatora stabilizującego lub członu RC, jest brak niezależności w doborze stałej czasowej T_k członu sprzężenia zwrotnego. Powiększenie stałej czasowej $T_k = T_w$ przy zwiększaniu objętości uzwojenia pomocniczego, pociąga za sobą powiększenie wypadkowej stałej czasowej wzmacniacza końcowego.

Rękopis złożono w redakcji w marcu 1963 r.

LITERATURA

[1] J.C. Gille, M. Pelegrin, P. Decaulne: Serwomechanizmy. PWT 1961.

[2] M.B. Meerow: Sintez struktur sistiem awtomaticzeskogo regulirowania wysokoj tocznosti. Moskwa 1959.

[3] W. Paszek: Transformator różniczkujący i stabilizacyjny w układzie regulacji napięcia generatora synchronicznego. Archiw. Autom. i Telemech. 4/1960.

[4] W. Paszek: Metoda obliczania transformatora różniczkującego. Archiw. Autom. i Telemech. 1/1960.

[5] S. Węgrzyn: Podstawy automatyki. PWN 1960.

ГИБКАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРОИЗВОДНОЙ ПОТОКА ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Содержание

Рассматривается влияние гибкой обратной связи на стабильность системы регулировки. Произведена оптимализация геометрических размеров обмоток управления магнитных или электромашинных усилителей использованных для гибкой обратной связи.

CONTRE-RÉACTION ÉLASTIQUE EN UTILISANT DE LA DÉRIVÉE DU FLUX DE L'AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE DE SORTIE

R é s u m é

On discute l'influence de la contre-réaction élastique (différentiante), sur la stabilité du systeme de réglage. On a trouvé les dimensions geometriques "optimum" des enroulements de controle des amplificateurs magnétiques et des amplificateurs rotatifs, convenables pour réaliser cette contre-réaction élastique (différentiante).