

WIESŁAW GABRYS  
Katedra Napędu Elektrycznego

### UWAGI O SPORZĄDZANIU SCHEMATÓW BLOKOWYCH DLA UAR

Streszczenie. W pracy podano praktyczne wskazówki ułatwiające sporządzanie schematów blokowych dla UAR. Wykazano, że przy wyprowadzaniu wzorów na funkcje przejścia członów UAR, których obwody magnetyczne spełniają rolę węzłów sumacyjnych, najprościej jest przyjąć wypadkowy strumień jako sygnał wyjściowy przy równoczesnym pominięciu strumieni rozproszenia. Posługiwanie się współczynnikami indukcyjności własnej i wzajemnej prowadzi do znacznej komplikacji przekształceń i wzorów wynikowych.

Na przykładzie układu dwóch transformatorów stabilizacyjnych współpracujących z potencjometrem zilustrowano uzależnienie funkcji przejścia poszczególnych członów od sposobu ich wzajemnych połączeń w układzie UAR. Objasniono również dodatkowe sprzężenie różniczkujące według drugiej pochodnej, które powstaje w układach transformatorów stabilizacyjnych, zasilających uzwojenia sterujące wzmacniacza. Po omówieniu funkcji przejścia generatora i silnika prądu stałego podano przykład sporządzenia i przekształcenia schematu blokowego do badania stabilności układu Leonarda z amplidyną. Omówiono również zagadnienie sztucznego wyodrębniania sprzężeń zwrotnych w układach otwartych zawierających człony inercyjne.

## 1. Wstęp

Schematy blokowe, zwane również schematami przepływu sygnału, stanowią obecnie jedną z najpopularniejszych metod rozwiązywania zagadnień z dynamiki liniowych układów automatyki.

Można je również z powodzeniem stosować do rozwiązywania stanów nieustalonych w maszynach elektrycznych w założeniu nienasyconego obwodu magnetycznego.

Posługiwanie się schematami blokowymi - w połączeniu z rachunkiem operatorowym - daje możliwość zwięzłego i przejrzystego rozwiązania nawet stosunkowo skomplikowanego układu liniowych równań różniczkowych.

Jak wiadomo, metodyka schematów blokowych polega na podzieleniu rzeczywistego układu napędowego na pewną liczbę członów, dla których można obliczyć w stanie nieustalonym stosunki między operatorowymi sygnałami na wyjściu i wejściu, czyli tzw. operatorowe funkcje przejścia (inaczej: funkcje przenoszenia lub przepustowości). Jeżeli funkcje przejścia poszczególnych członów będą miały charakter ściśle jednokierunkowy (tzn. zmiana wielkości wyjściowej nie wpływa na zmianę wielkości wejściowej), to schemat blokowy złożony z tych członów można stosunkowo łatwo uprościć (np. doprowadzić do postaci jednoobwodowej), stosując prawa "algebry blokowej" [4].

Po uproszczeniu możemy w oparciu o schemat znaleźć funkcję przejścia pomiędzy dwoma wybranymi sygnałami układu zamkniętego bądź otwartego, wyznaczyć równanie charakterystyczne układu dla badania stabilności lub też charakterystyki statyczne układu zamkniętego.

Podział schematu napędowego na omówione powyżej członny jednokierunkowego przepływu sygnału można przeprowadzić różnymi sposobami, otrzymując np. kilka poprawnych, jednak różniących się formalnie schematów wyjściowych, które po uproszczeniu winny doprowadzić do tego samego schematu końcowego.

Możliwości takie stwarzają niekiedy okazje do nieporozumień, jak również utrudniają porównywanie analogicznych rozwiązań w różnych pozycjach literatury.

Podejście do wyprowadzenia wzorów na funkcje przejścia poszczególnych członów układu może być również rozmaite i prowadzić do tego samego wyniku drogą dłuższą lub krótszą.

Niniejsza praca ma na celu zwrócenie uwagi na możliwie najprostszą metodykę wyznaczania funkcji przejścia członów odpowiadających niektórym elementom lub zespołom elementów rzeczywistych zawierających obwody magnetyczne a także na uzależnienie funkcji przejścia niektórych członów od sposobu ich włączania do układu napędowego.

Rozważania mają charakter przykładowy i są przeprowadzone w założeniu zerowych warunków początkowych. Jako przykład sporządzania schematu wybrano układ Leonarda z uwagi na jego wszechstronne zastosowanie w regulowanych napędach prądu stałego.

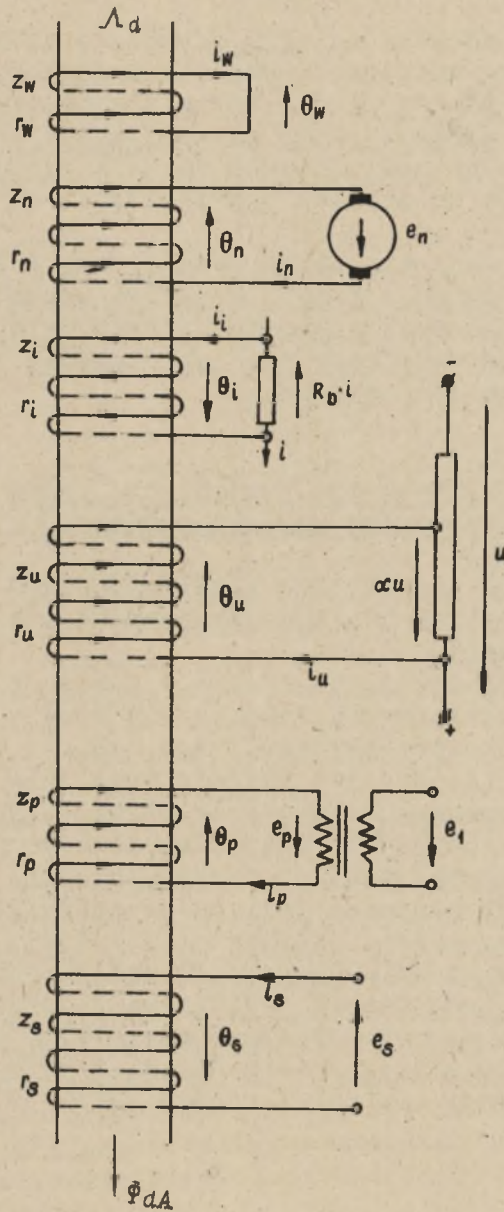
## 2. Obwód magnetyczny. wzmacniacza prądu stałego, jako człon sumacyjno-inercyjny

Rozpatrzmy w charakterze przykładu obwód magnetyczny bieguna amplidyńny z kilkoma uzwojeniami sterującymi, pokazany na rys.1.

Poszczególne uzwojenia na rys.1 zasilane są z typowych członów pomiarowych stosowanych bardzo często w obwodach ujemnych sprzężeń zwrotnych UAR.

Stosunkowo najczęściej funkcję przejścia dla tego rodzaju członu wyprowadza się przy użyciu współczynników indukcyjności własnej i wzajemnej obwodów poszczególnych uzwojeń nawiniętych na rdzeniu bieguna i następnie pomija się rozproszenia, zakładając całkowite sprzężenie magnetyczne między wszystkimi obwodami.

Jest to metoda mało dogodna. W sposób dużo prostszy dochodzimy do tych samych wyników wprowadzając jako zmienną strumień  $\Phi$  sprzężony ze wszystkimi uzwojeniami i pomijając strumienie rozproszenia. Z podejściem tego rodzaju spotykamy się mniej często [2].



Rys.1. Obwód magnetyczny bieguna amplidyńy z kilkoma uzwojeniami sterującymi

Zgodnie z oznaczeniami wielkości i strzałek kierunkowości na rys.1 dla obwodów sprzężonych ze strumieniem możemy wypisać następujący układ równań:

$$\left. \begin{aligned}
 z_s \frac{d\bar{\phi}}{dt} + r_s i_s &= e_s \\
 z_i \frac{d\bar{\phi}}{dt} + r_i i_i + R_b i & \\
 - z_p \frac{d\bar{\phi}}{dt} + r_p i_p &= e_p \\
 - z_u \frac{d\bar{\phi}}{dt} + r_u i_u &= u \\
 - z_n \frac{d\bar{\phi}}{dt} + r_n i_n &= e_n \\
 - z_w \frac{d\bar{\phi}}{dt} + r_w i_w &= 0
 \end{aligned} \right\} (1)$$

$$\theta_{dA} = \theta_s + \theta_i - \theta_p - \theta_u - \theta_n - \theta_w$$

Na rys.1 i w układzie równań (1) zastosowano następujące oznaczenia: Indeksy s, i, p, u, n, w, odnoszą się do parametrów obwodów uzwojenia sterującego (s), sprzężeń zwrotnych (prądowego - i, według pochodnej - p, napięciowego - u, obrotowego - n) oraz obwodu zwartego - w, przy pomocy którego można uwzględnić wpływ prądów wirowych na bezwładność obwodu magnetycznego

$\Lambda_d$  - przewodność magnetyczna obwodu podłużnego amplidyny,

$\theta_x$  - przepływy poszczególnych obwodów (z odpowiednimi indeksami),

$\theta_{dA} = \sum \pm \theta_x$  - przepływ wypadkowy (sumowanie wg ostatniego równania zgodnie ze strzałkami kierunkowości),

$\Phi_{dA} = \Lambda_d \cdot \Theta_{dA}$  - wypadkowy strumień podłużny amplidy-  
ny,

$r_x$  - całkowite oporności czynne poszczególnych obwo-  
dów.

(przez  $x$  oznaczono odpowiedni indeks) łącznie z wewnętrznymi opornościami źródeł zasilających.

Ogólnie:  $r_x = r_{zx} + r_{dx} + r_{wx}$

przy czym:

$r_{zx}$  - oporność uzwojenia,

$r_{dx}$  - oporność dodatkowa wtrącona w celach regulacyj-  
nych,

$r_{wx}$  - oporność źródła zasilającego.

Na skutek włączenia oporności wewnętrznych  $r_{wx}$  do całkowitych oporności obwodów uzwojeń należy jako sygnały wyjściowe źródeł zasilających uważać ich siły elektromotoryczne, bądź też "wewnętrzne napięcia" (w przypadku potencjometrów). Przy takim podejściu sygnały te nie zależą od prądów pobieranych przez obwody sterujące.

W rozpatrywanym przypadku będą to następujące sygnały:  $e_s, e_p, e_n$  - SEM źródła sterującego, transformatora stabilizującego i prądnicy tachometrycznej, oraz  $\alpha \cdot U$  - "wewnętrzne napięcie" wyjściowe potencjometru bądź też  $R_b I$  - wewnętrzny spadek napięcia bocznika pomiarowego. W przypadku nie włączania  $r_{wx}$  do  $r_x$ , jako napięcia zasilające należałoby przyjąć  $u_s = e_s - r_{ws} \cdot i_s, u_n = e_n - r_{wn} \cdot i_n, u_p = e_p - r_{wp} \cdot i_p, R_b(i - i_1), \alpha(U - r_{wu} \cdot i_u)$  itp. co prowadzi do komplikacji schematu lub nieścisłości będących przyczyną znacznych błędów przy źródłach zasilających o małej mocy.

W przypadku uzwojeń skupionych i przy pominięciu strumieni rozproszenia, elektromagnetyczną stałą czasową

dowolnego obwodu możemy wyznaczyć wzorem  $\frac{z_x^2 \Lambda_d}{r_x}$ .

Jako wielkość wyjściową rozpatrywanego układu można przyjmować strumień  $\Phi_{dA}$  bądź też (w przypadku obwodu magnetycznego nienasyconego) zastępczy prąd magnesujący zredukowany na liczbę zwojów dowolnego uzwojenia sterującego  $z_x$ , czyli  $i'_{dA} = \frac{\Phi_{dA}}{\Lambda_d \cdot z_x} = \frac{\theta_{dA}}{z_x}$  lub wypadkowy przepływ magnesujący  $\theta_{dA}$ .

Najwygodniej operować wypadkowym przepływem. Sprawdzamy wtedy do minimum posługiwanie się współczynnikami redukującymi. Oczywiście musimy w dalszym ciągu wywodów stosować krzywą magnesowania amplidyny jako funkcję  $E_{dA} = f(\theta_{dA})$ , gdzie  $E$  jest SEM rotacji na wyjściu wzmacniacza. Nie powoduje to żadnych dodatkowych trudności. Mnożąc poszczególne równania (1) przez wyrażenia o ogólnej postaci  $\frac{z_x}{r_x}$  a następnie podstawiając  $\Phi_{dA} = \theta_{dA} \cdot \Lambda_d$ ,

$\theta_x = z_x \cdot i_x$  oraz  $\frac{z_x^2 \Lambda_d}{r_x} = T_x$  doprowadzamy cały układ do poniższej formy "przepływowej" (2):

$$\left. \begin{aligned} T_s \cdot \frac{d\theta_{dA}}{dt} + \theta_s &= \frac{z_s}{r_s} \cdot e_x \\ T_i \cdot \frac{d\theta_{dA}}{dt} + \theta_i &= \frac{z_i}{r_i} R_i \\ (+) T_p \cdot \frac{d\theta_{dA}}{dt} (+) \theta_p &= (-) \frac{z_p}{r_p} \cdot e_p \\ (+) T_u \cdot \frac{d\theta_{dA}}{dt} (+) \theta_u &= (-) \frac{z_u}{r_u} \quad u \\ (+) T_n \cdot \frac{d\theta_{dA}}{dt} (+) \theta_n &= (-) \frac{z_n}{r_n} \quad e_n \\ (+) T_w \cdot \frac{d\theta_{dA}}{dt} (+) \theta_w &= 0 \\ \theta_s + \theta_i - \theta_p - \theta_u - \theta_n - \theta_w &= \theta_{dA} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Znaki w nawiasach wskazują jak należy sumować stronami równania różniczkowe układu (2), aby otrzymać równanie różniczkowe wypadkowe. Istotnie: podstawiając  $\frac{d\theta}{dt} = 0$  otrzymujemy układ równań dla stanu ustalonego, zawierający wartości graniczne poszczególnych przepływów  $\theta_x$ , które winny się sumować zgodnie ze strzałkami kierunkowości na schemacie (1), czyli tak, jak to wskazuje ostatnie różniczkowe równanie układu. Znaki przy  $\theta_x$  nie mogą oczywiście ulec odwróceniu w stanie przejściowym. Zauważmy, że przy prawidłowym sumowaniu człony zawierające pochodną mają zawsze ten sam znak, to znaczy stałe czasowe wszystkich obwodów zawsze sumują się. Wypadkowe równanie różniczkowe rozpatrywanego układu będzie więc miało postać:

$$\sum T_x \cdot \frac{d\theta}{dt} + \theta_{dA} = \frac{z_s}{r_s} e_s + \frac{z_i}{r_i} R_i - \frac{z_p}{r_p} e_p - \frac{z_u}{r_u} \alpha u - \frac{z_n}{r_n} e_n \quad (3)$$

lub operatorowo (przy zerowych warunkach początkowych):

$$\theta_{dA}(p) = \left[ \sum \frac{z_x}{r_x} e_x(p) \right] \frac{1}{\sum T_x p + 1} \quad (4)$$

przy czym przez  $\sum \frac{z_x}{r_x} e_x(p)$  oznaczono sumę algebraiczną

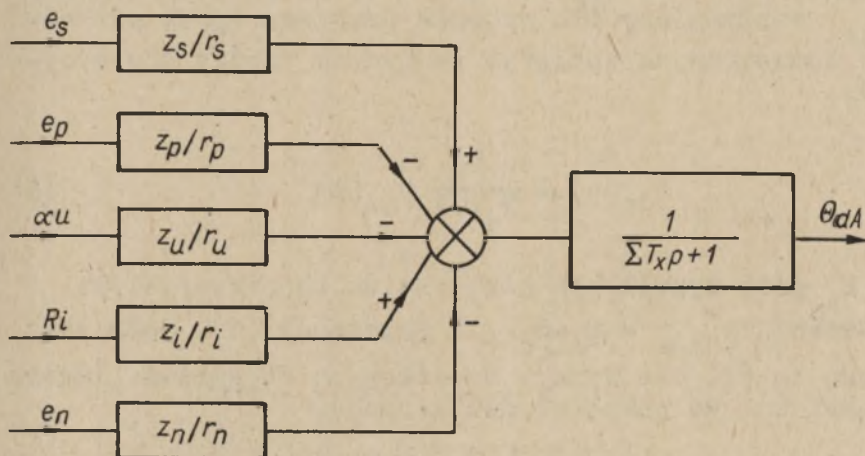
(3) operatorowych sygnałów wejściowych.

Na rys.2 pokazano schemat blokowy odpowiadający równaniu (4), a więc układowi na rys.1.

Należy podkreślić, że celem niniejszych rozważań, w których dochodzimy do wyniku znanego, przytaczanego w literaturze podręcznikowej np.: [1, 2] jest zwrócenie uwagi na metodykę wywodu umożliwiającą dojście do wyniku przy użyciu minimalnej ilości przekształceń. Całość wyrowadzenia polega na wyrysowaniu schematu 1, oraz jednorazowym wypisaniu układu równań różniczkowych w postaci "przepływowej" i zesumowaniu ich tak, jak sumują się przepływy ustalone (tzn. zgodnie ze strzałkami).



Operowanie współczynnikami indukcyjności własnej i wzajemnej poszczególnych uzwojeń prowadzi do stosunkowo skomplikowanych przekształceń (np. przytoczonych w [1]).



$$\sum T_x = T_s + T_p + T_u + T_i + T_n + T_w$$

Rys.2. Schemat blokowy odpowiadający układowi pokazanemu na rys.1

Uzyskany rezultat można również otrzymać wyprowadzając zastępczy prąd magnesujący  $i_{\mu d}$  i rysując zastępczy schemat elektryczny dla układu podanego na rys.1. Na schemacie zastępczym wszystkie prądy zredukowane są na liczbę zwojów wybranego dowolnie uzwojenia sterującego. Równanie (3) lub (4) otrzymujemy stosując do schematu zastępczego zasadę Thevenina [2]. Jest to również postępowanie dłuższe uzasadnione w przypadkach konieczności wprowadzenia do rozważań strumieni rozproszenia.

Jak wynika z pomiarów uwzględnianie strumieni rozproszonych we wzmacniaczach o nienasyconych obwodach magnetycznych nie ma praktycznego znaczenia [2].

Jeżeli rozpatrywanym wzmacniaczem byłby wzmacniacz jednostopniowy, to jako jego wyjście najwygodniej jest traktować SEM rotacji twornika  $e(p) = k_1 \cdot \Theta_d$  a nie napięcie zewnętrzne z tych samych względów, które były omówione dla źródeł zasilających uzwojenia sterujące. Jeżeli wzmacniacz jest dwustopniowy np. amplidyna, to traktując jako wielkość wyjściową 1 stopnia przepływ podłużny  $\Theta_{dA}$  otrzymujemy dla stopnia drugiego (przy nieistnieniu wewnętrznych sprzężeń zwrotnych między obu stopniami):

$$e_{dA}(p) = \frac{k_A}{T_{qp+1}} \Theta_{dA}(p) \quad (5)$$

gdzie  $k_A$  jest wypadkowym nachyleniem charakterystyki magnesowania  $e_{dA\infty} = k_A \cdot \Theta_{d\infty}$ . Zależność (5), jako analogiczna do (4) nie wymaga dodatkowych objaśnień (indeks  $\infty$  odnosi się do wartości ustalonych).

### 3. Funkcje przejścia transformatorów stabilizujących

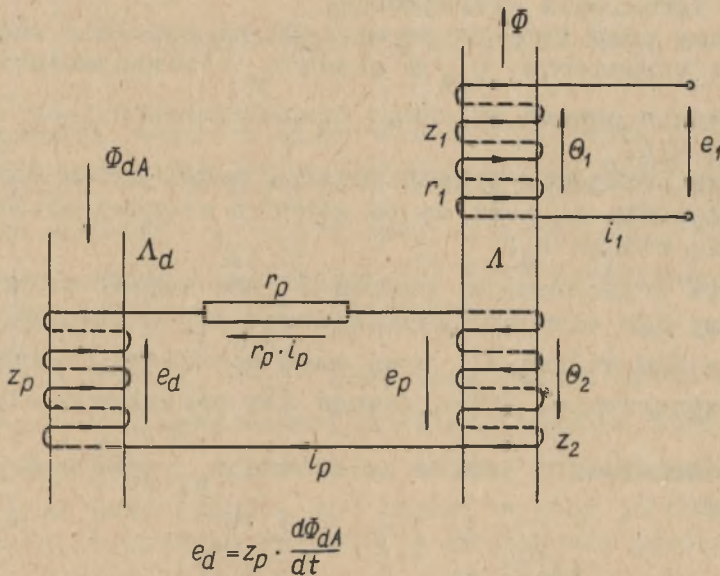
Funkcje przejścia transformatorów stabilizujących wyprowadzimy stosując metodykę i oznaczenia zaproponowane w punkcie 2. Głównym celem wywodów będzie przykładowe objaśnienie w jaki sposób funkcja przejścia konkretnego elementu automatyki zależy od sposobu włączenia go do układu. Rozpatrzmy trzy przypadki mające zastosowanie praktyczne:

a) transformator stabilizujący zasila oddzielne uzwojenie sterujące wzmacniacza,

b) dwa jednakowe transformatory stabilizujące połączone szeregowo po stronie wtórnej zasilają uzwojenie sterujące wzmacniacza,

c) dwa transformatory stabilizujące są po stronie wtórnej połączone w szereg z potencjometrem ujemnego sprzężenia napięciowego.

Schemat a) uwidoczniiony jest na rys.3. Jako odbiornik przyjęto jedno z uzwojeń sterujących wzmacniacza, pokazane na rys.1 (oznaczenia tego uzwojenia na rysunkach 1 i 3 są identyczne). Zadaniem transformatora stabilizującego jest wytwarzanie przepływu  $\theta_p$  proporcjonalnego (w idealnym przypadku) do pochodnej napięcia wejściowego  $e_1$ .



Rys.3. Schemat transformatora stabilizacyjnego zasilającego jedno z uzwojeń sterujących amplidyńy

W rzeczywistości, z uwagi na własną bezwładność elektromagnetyczną transformator stanowi człon różniczkująco-inercyjny, pod warunkiem jednak że SEM po stronie wtórnej

$$e_p = z_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

jest dużo większa od SEM indukowanej w obwo-

dzie wtórnym przez wypadkowy strumień podłużny wzmacnia-  
cza, co zanotujemy w postaci nierówności

$$z_2 \frac{d\phi}{dt} \gg z_p \frac{d\phi}{dt} \frac{dA}{dt} \quad (6)$$

Jeżeli obie SEM są tego samego rzędu, prąd wtórny

$$i_p = \frac{1}{r_p} \left( z_2 \frac{d\phi}{dt} \pm z_p \frac{d\phi}{dt} \frac{dA}{dt} \right)$$

jest częściowo uzależniony od zmian strumienia sterującego.

Zauważmy przy tym, że ze względu na zupełnie odmienne przebiegi strumienia  $\phi_{dA}$  i prądu  $i_p$  nieuzasadnione jest rozpatrywanie obwodu wtórnego transformatora jako odbiornika typu R,L.

Funkcję przejścia transformatora można zatem rozpatrywać w założeniu że jest on po stronie wtórnej obciążony opornością czynną  $r_p$ .

Zgodnie z założeniami punktu 2 jako sygnał wejściowy przyjmujemy SEM elementu zasilającego  $e_1$ , a jako sygnał wyjściowy SEM wtórną  $e_p$ , przy czym pominiemy indukcyjności rozproszenia. Układ równań dla przepływów odpowiadający schematowi 3 jest w założeniu  $z_p \frac{d\phi}{dt} \frac{dA}{dt} \approx 0$  następujący:

$$\begin{aligned} \frac{z_1^2 \Lambda}{r_1} \frac{d\theta}{dt} + \theta_1 &= \frac{z_1}{r_1} \cdot e_1 \\ \frac{z_2^2 \Lambda}{r_p} \frac{d\theta}{dt} - \theta_2 &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

$$\theta_1 - \theta_2 = \theta$$

Zgodnie z oznaczeniami zastosowanymi w punkcie 2 podstawiamy:

$$\frac{z_1^2 \Lambda}{r_1} = T_1, \quad \frac{z_2^2 \Lambda}{r_p} = T_2$$

Uwzględniając nadto  $e_p = i_2 \cdot r_p = z_2 \Lambda \frac{d\theta}{dt}$  otrzymujemy po zesumowaniu obu równań różniczkowych (7) i prostych przekształceniach:

$$e_p(p) = \frac{\frac{z_2}{z_1} T_1 p}{(T_1 + T_2)p + 1} e_1(p) \quad (8)$$

Postępowanie takie zawiera w sobie świadomą niekonsekwencję, ponieważ przy rozpatrywaniu obwodu magnetycznego

wzmacniacza SEM  $z_p \frac{d\phi}{dt} \frac{dA}{dt}$  była uwzględniona. Oczywiście przy spełnieniu nierówności (6) błąd spowodowany powyższym uproszczeniem jest pomijalny.

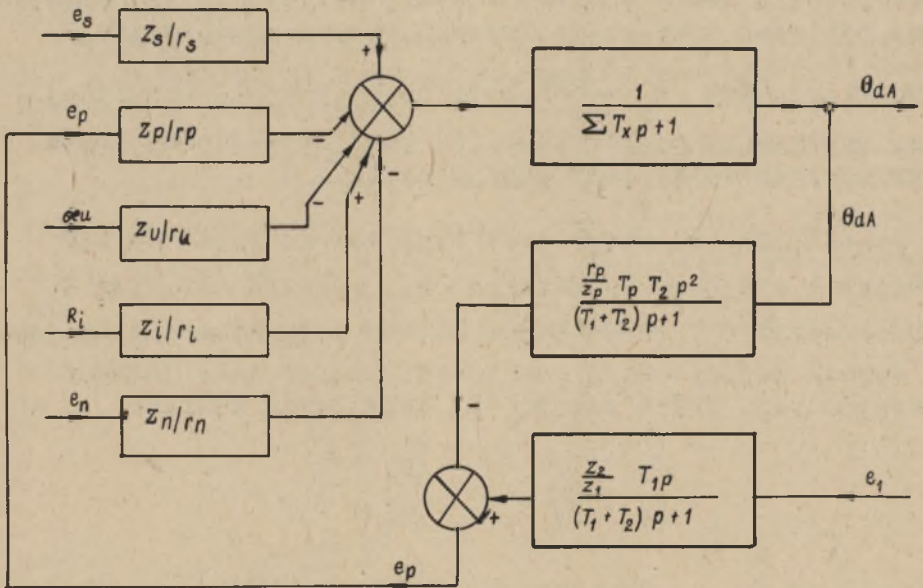
Jeżeli SEM  $z_p \frac{d\phi}{dt} \frac{dA}{dt}$  jest tego samego rzędu co SEM uzwojenia wtórnego transformatora, wówczas strumień  $\phi_{dA}$  lub przepływ  $\theta_{dA}$  wzmacniacza należy potraktować jako drugi sygnał wejściowy, a sam transformator jako element dwuwejściowy. Układ równań (7) przybierze postać:

$$\begin{aligned} T_1 \cdot \frac{d\theta}{dt} + \theta_1 &= \frac{z_1}{r_1} \cdot e_1 \\ T_2 \cdot \frac{d\theta}{dt} - \theta_2 &= - \frac{z_2}{z_p} \cdot T_p \cdot \frac{d\theta_{dA}}{dt} \\ \theta_1 - \theta_2 &= \theta \end{aligned} \quad (9)$$

Po zesumowaniu obu równań różniczkowych i podstawieniu  $e_p = z_2 \wedge \frac{d\theta}{dt}$  otrzymujemy (po przejściu na formę operatorową):

$$e_p(p) = \frac{z_2}{z_1} T_1 p \cdot e_1(p) - \frac{r_p}{z_p} T_p \cdot T_2 p^2 \cdot \theta_{dA}(p) \quad (10)$$

Znak minus przed drugim członem funkcji (10) jest konsekwencją przyjęcia strzałek kierunkowości na rys.3.



Rys.4. Schemat blokowy układu "Transformator stabilizacyjny - obwód magnetyczny bieguna", pokazanego na rys.3

Wspólny ścisły schemat blokowy układu: transformator-obwód magnetyczny wzmacniacza z rys.2 uwidocznił się na rys.4. Jak widzimy jest to układ z wewnętrznym sprzę-

żeniem zwrotnym inercyjno-różniczkującym drugiego rzędu. Uwzględnienie takiego sprzężenia komplikuje w znacznym stopniu wypadkową funkcję przejścia całego układu.

Schemat b) pokazano na rys.5. Oznaczenia i strzałki kierunkowości są analogiczne jak w układzie na rys.3. Przyjęto, że jeden z transformatorów zasilany jest napięciem amplidyny  $u_A$ , a drugi napięciem prądnicy Leonarda  $u_g$ . Rozważania upraszczają się w dużym stopniu, jeżeli założymy, że oba transformatory są identyczne, oraz że oporności włączone w ich obwody pierwotne są jednakowe, tzn. dla obu transformatorów przyjmujemy tą samą stałą czasową  $T_1 = \frac{z_1^2 \Lambda}{r_1}$ .

Jeżeli przez  $\theta_1$  oraz  $\theta_2$ , oznaczymy wypadkowe przepływy jednego i drugiego transformatora, to układ równań dla przepływów można wypisać w następującej postaci:

$$T_1 \cdot \frac{d\theta_1}{dt} + z_1 \cdot i_1 = \frac{z_1}{r_1} \cdot u_A$$

$$T_1 \cdot \frac{d\theta_2}{dt} + z_1 \cdot i_2 = \frac{z_1}{r_1} \cdot u_g$$

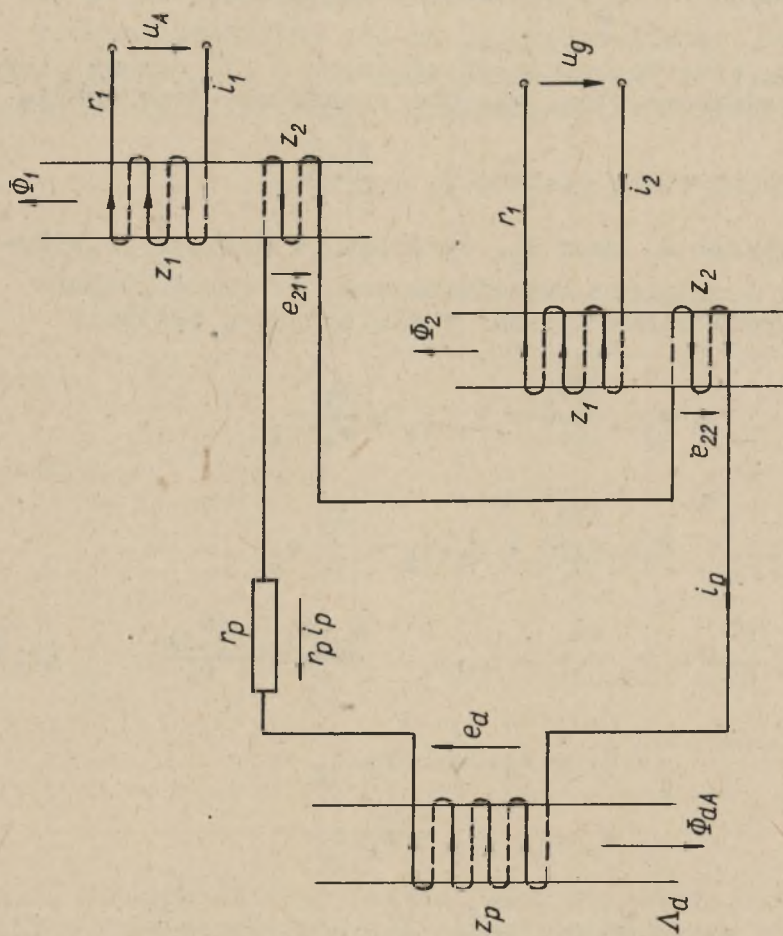
$$T_2 \cdot \frac{d\theta_1}{dt} + T_2 \frac{d\theta_2}{dt} - z_2 \cdot i_p = \frac{-z_p \cdot z_2}{r_p} \Lambda_d \frac{d\theta_d}{dt} \quad (11)$$

$$\theta_1 = z_1 \cdot i_1 - z_2 \cdot i_p$$

$$\theta_2 = z_1 \cdot i_2 - z_2 \cdot i_p$$

$$e_{21} = z_2 \Lambda \cdot \frac{d\theta_1}{dt}, \quad e_{22} = z_2 \Lambda \cdot \frac{d\theta_2}{dt}$$

Przez  $T_2$  oznaczono w układzie (11) stałe czasowe obwodów wtórnych obu transformatorów "zredukowane" na cał-



Rys.5. Układ dwóch jednakowych transformatorów stabilizacyjnych połączonych szeregowo po stronie wtórnej i zasilających uzwojenie sterujące wzmacniacza



kwitą oporność wspólnego obwodu wtórnego. Mamy więc

$$T_2 = \frac{z_2^2 \Lambda}{r_p}$$

Założenie upraszczające polegające na przyjęciu równych elektromagnetycznych stałych czasowych dla obwodów pierwotnych ( $T_1$ ) i wtórnych ( $T_2$ ) umożliwia operowanie nową zmienną, stanowiącą sumę przepływów obu transformatorów, a mianowicie:

$$\Theta_{12} = \Theta_1 + \Theta_2 = z_1(i_1 + i_2) - 2z_2 i_p \quad (12)$$

Jako wielkość wyjściową układu obu transformatorów najwygodniej przyjmując sumę wtórnych SEM wg wzoru:

$$e_{zp} = e_{21} + e_{22} = z_2 \Lambda \frac{d\Theta_{12}}{dt} \quad (13)$$

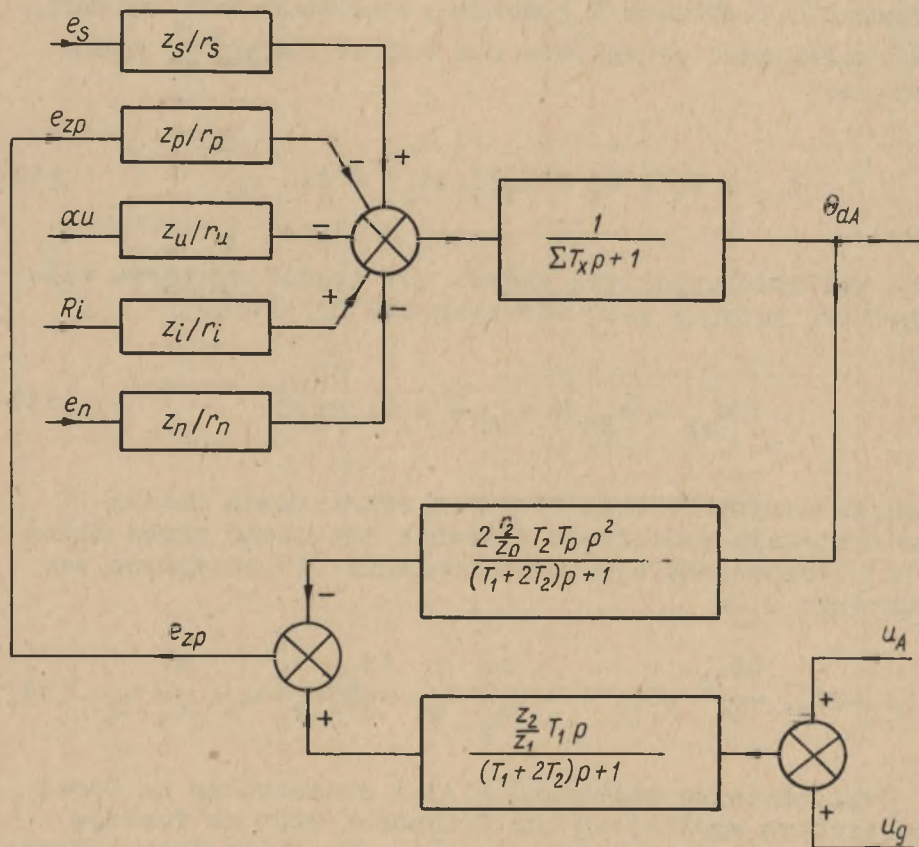
Sumując wszystkie trzy równania różniczkowe układu 11 (po uprzednim pomnożeniu równania trzeciego przez liczbę 2) otrzymujemy wypadkowe równanie dla przepływu zastępczego  $\Theta_{12}$ :

$$(T_1 + 2T_2) \frac{d\Theta_{12}}{dt} + \Theta_{12} = -2 \frac{z_2}{z_p} T_p \cdot \frac{d\Theta_{dA}}{dt} \frac{z_1}{r_1} u_A + \frac{z_1}{r_1} u_g \quad (14)$$

Uwzględniając zależność (13) i przechodząc na formę operatorową wypisujemy bez trudności wzór na funkcję przejścia układu obu transformatorów, zasilających jedno z uzwojeń sterujących wzmacniacza:

$$e_{zp}(p) = \frac{\frac{z_2}{z_1} T_1 p}{(T_1 + 2T_2)p + 1} \left[ u_A(p) + u_g(p) \right] - \frac{2 \frac{r_p}{z_p} T_2 T_p p^2}{(T_1 + 2T_2)p + 1} \Theta_{dA}(p) \quad (15)$$

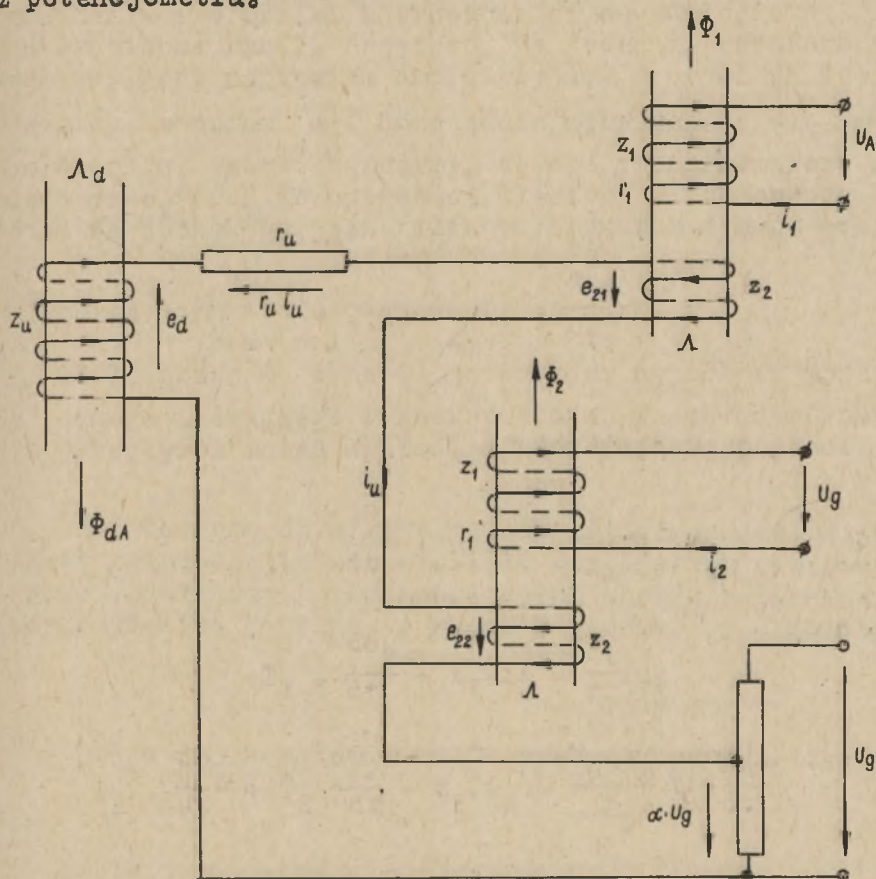
Fragment schematu blokowego, odpowiadającego równaniu (15) uwidoczniono na rys.6. W schemacie (6) występuje wewnętrzne sprzężenie zwrotne różniczkujące wg drugiej pochodnej, analogicznie do sprzężenia pokazanego na rys.4.



Rys.6. Schemat blokowy odpowiadający układowi uwidocznionemu na rys.5

Charakterystyczne jest przy tym, że (w założeniu  $T_1 \approx T_2$ ), bezwładność układu 2 transformatorów wzrasta w przybliżeniu 1,5-krotnie w porównaniu z układem a) pojedynczego transformatora.

Układ równań dla schematu c) pokazanego na rys.7 jest analogiczny do układu (11) i nie wymaga dodatkowych objaśnień. SEM po stronie wtórnej transformatorów sumuje się tu z napięciem  $\alpha u_g$  zbieranym z potencjometru.



Rys.7. Układ dwóch jednakowych transformatorów stabilizacyjnych połączonych szeregowo po stronie wtórnej z potencjometrem ujemnego sprzężenia napięciowego

Stosując oznaczenia i uproszczenia analogiczne jak dla układu równań (11) możemy napisać:

$$T_1 \cdot \frac{d\theta_1}{dt} + z_1 \cdot i_1 = \frac{z_1}{r_1} u_A$$

$$T_1 \cdot \frac{d\theta_2}{dt} + z_1 \cdot i_2 = \frac{z_1}{r_1} \cdot u_g$$

$$T_2 \frac{d}{dt}(\theta_1 + \theta_2) - z_2 \cdot i_u = - \frac{z_u \cdot z_2}{r_u} \wedge_d \cdot \frac{d\theta_{dA}}{dt} - \frac{z_2}{r_p} \alpha u_g \quad (16)$$

$$\theta_{12} = \theta_1 + \theta_2 = z_1 \cdot i_1 + z_1 \cdot i_2 - 2z_2 i_u$$

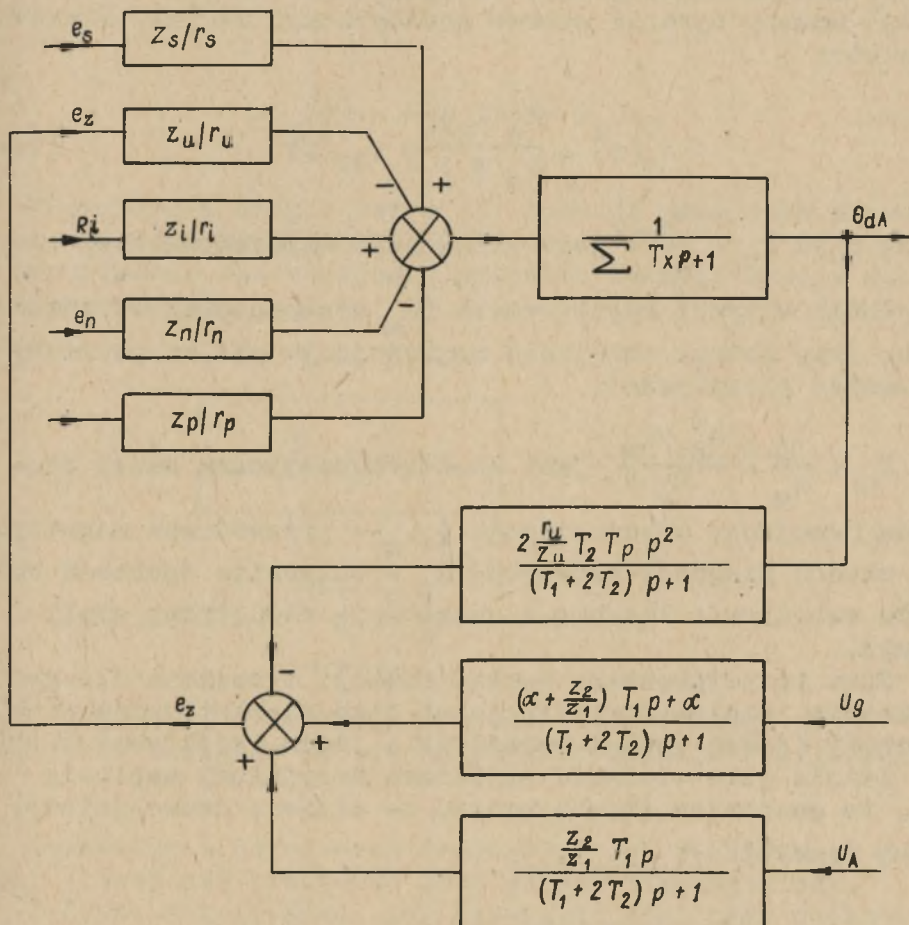
$$e_z = e_{21} + e_{22} + \alpha u_g = z_2 \wedge \frac{d\theta_{12}}{dt} + \alpha u_g$$

W wyniku przekształceń analogicznych do poprzednich otrzymujemy następujące równanie dla operatorowej funkcji przejścia układu dwóch jednakowych transformatorów połączonych po stronie wtórnej w szereg z potencjometrem:

$$e_z(p) = \frac{(\alpha + \frac{z_2}{z_1}) T_1 p + \alpha}{(T_1 + 2T_2) p + 1} u_g(p) + \frac{\frac{z_2}{z_1} T_1 p}{(T_1 + 2T_2) p + 1} u_A(p) - \frac{2 \frac{r_u}{z_u} T_2 T_u p^2}{(T_1 + 2T_2) p + 1} \theta_{dA}(p) \quad (17)$$

Fragment schematu blokowego uwzględniający funkcję przejścia wg wzoru (17) uwidoczniiony jest na rys.8

Z ostatnich rozważań i wzoru (17) wynika, że w układzie wg rys.7 bezwładnością transformatorów obarczony jest również sygnał wyjściowy potencjometru.



Rys.8. Schemat blokowy odpowiadający układowi pokazanemu na rys.7

#### 4. Funkcje przejścia generatora prądu stałego

Jeżeli jako wielkość wyjściową generatora obcowzbudnego przyjmijemy siłę elektromotoryczną twornika, przy czym pominiemy indukcyjność obwodu głównego (w przypadku dużych skompensowanych maszyn popełniamy niewielki błąd), to funkcję przejścia (przy pominięciu zjawisk ubocznych

jak remanent magnetyczny, oddziaływanie podłużne twornika) możemy wyrazić wzorem analogicznym do (5), a mianowicie:

$$e_g(p) = \frac{K_g \cdot \frac{1}{R_m}}{T_m p + 1} e_{dA}(p) \quad (18)$$

przy czym  $K_g = \frac{e_{g\infty}}{i_{m\infty}}$  jest statycznym współczynnikiem nachylenia krzywej magnesowania ( $i_m$  oznacza prąd wzbudzenia, przy jednym uzwojeniu magnesującym nie ma potrzeby operować przepływem).

$$T_m = \frac{L_m}{R_m} = \frac{z_m^2 \Lambda_m}{R_m} \text{ jest elektromagnetyczną stałą cza-}$$

sową uzwojenia wzbudzającego ( $\Lambda_m$  - przewodność magnetyczna obwodu biegunów głównych,  $R_m$  - całkowita oporność obwodu wzbudzenia łącznie z opornością wewnętrzną amplidy).

Jest to najprostsza postać funkcji przejścia dla generatora, ponieważ występuje on jako element jednoparametrowy (jeden sygnał wejściowy i jeden wyjściowy).

Jeżeli jako wielkość wyjściową przyjmiemy napięcie  $u_g$ , to generator trzeba uważać za element dwuwejściowy, mamy mianowicie:

$$u_g(p) = \frac{K_g}{R_m} \frac{1}{T_m p + 1} e_{dA}(p) - R_g \cdot i(p) \quad (19)$$

Sygnałami wejściowymi są w naszym przypadku: SEM wyjściowa amplidy ( $e_{dA}$ ) i prąd obwodu głównego ( $i$ ). Przez  $R_g$  oznaczono oporność wewnętrzną generatora.

Schemat blokowy generatora można w tym wypadku przedstawić w postaci pokazanej na rys.9.

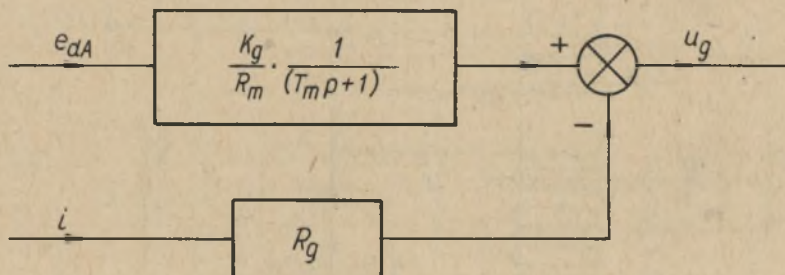
Należy nadmienić, że przy analizie układu Leonarda z ujemnym sprzężeniem napięciowym i stosowaniu dla generatora funkcji przejścia wg wzoru (18) należy potencjometr

traktować jako element dwuwejściowy dla którego wypisujemy zależność:

$$\alpha u_g(p) = \alpha [e_g(p) - R_g \cdot i] \quad (20)$$

W przypadku drugim (wzór 19) funkcją przejścia potencjometru jest współczynnik " $\alpha$ ".

Oczywiście oba podejścia prowadzą do tego samego rezultatu końcowego.



Rys.9. Schemat blokowy generatora prądu stałego przy przyjęciu napięcia na zaciskach jako sygnału wyjściowego

Generator z uzwojeniem szeregowym lub bocznikowym należy oczywiście traktować jako element dwuwejściowy.

Jedynie w przypadku, gdy generator taki jest obciążony stałą zawadą (np. typu L,R) można go traktować jako człon wzmacniający jednoparametrowy z wewnętrznym sprzężeniem prądowym (dodatnim lub ujemnym - patrz [2]).

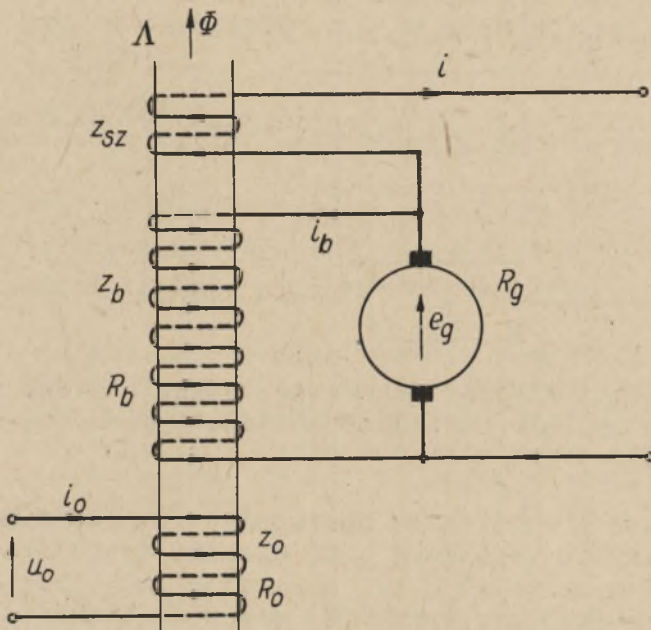
W charakterze przykładu rozpatrzmy prądnicę trójuzwojeniową z dozwojeniem rozmagnesowującym (w zakresie małych nasycen magnetycznych). Schemat prądnicy pokazano na rys.10. Zgodnie z oznaczeniami na schemacie wypisujemy poniższy układ równań:

$$z_0 \frac{d\phi}{dt} + R_0 i_0 = u_0 \quad (21)$$

$$z_b \frac{d\Phi}{dt} + (R_b + R_g) i_b = e_g - R_g i$$

$$\Phi = \Lambda (z_o i_o + z_b i_b - z_{sz} i) = \Lambda \theta \quad (21)$$

$$e_g = k_g \theta$$



Rys.10. Schemat prądnicy trójzwojeniowej

Przechodząc na równania przepływu i wykonując sumowanie równań różniczkowych analogicznie jak w przypadku układu (1) otrzymujemy (po obustronnym odjęciu składnika  $z_{sz} \cdot i$ ) następujące równanie dla wypadkowego przepływu:

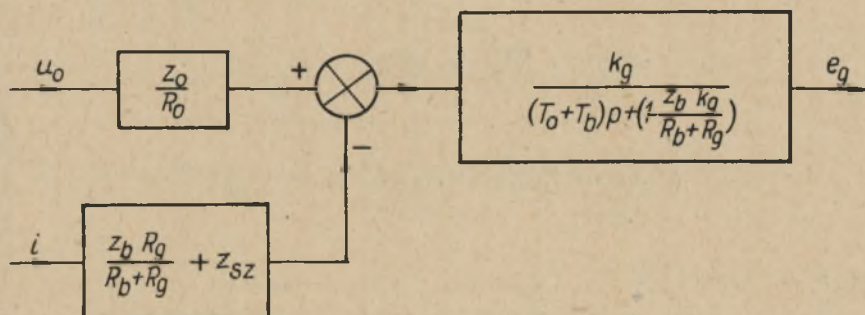
$$(T_o + T_b) \frac{d\theta}{dt} + \left(1 - \frac{z_b k_g}{R_b + R_g}\right) \theta = \frac{z_o}{R_o} u_o - \left(\frac{z_b R_g}{R_b + R_g} + z_{sz}\right) i \quad (22)$$



z którego bezpośrednio dostajemy zależność na operatorową funkcję przejścia [jako sygnał wyjściowy przyjmujemy SEM rotacji twornika  $e_g(p) = k_g \cdot \theta(p)$ ]:

$$e_g(p) = \frac{k_g}{(T_o + T_b)p + (1 - \frac{z_b k_g}{R_b + R_g})} \left[ \frac{z_o}{R_o} u_o - \left( \frac{z_b R_g}{R_b + R_g} + z_{sz} \right) i \right] \quad (23)$$

Schemat blokowy odpowiadający zależności (23) przedstawiony jest na rys.11.



Rys.11. Schemat blokowy prądnicy trójzwojeniowej

Dla stałych czasowych obwodów wzbudzenia obcego  $T_o$  i bocznikowego  $T_b$  we wzorze (23) obowiązują zależności:

$$T_o = \frac{z_o^2 \Lambda}{R_o}, \quad T_b = \frac{z_b^2 \Lambda}{R_b + R_g} \quad (24)$$

Zauważmy, że w zależności (23) nie występuje stała czasowa uzwojenia szeregowego ( $z_{sz}$ ). Wynika to stąd, że prąd "i" jest tu potraktowany jako niezależny sygnał wejściowy. Dopiero po ustaleniu funkcji przejścia dla obwodu głównego tzn. uzależnienie prądu od SEM generatora  $e_g(p)$  oraz innych parametrów, jak np. moment sta-

tyczny na wale silnika, indukcyjność i oporność obwodu głównego lub obce SEM wtrącone w szereg do obwodu głównego można będzie uwzględnić elektromagnetyczną stałą czasową dozwojenia. W dużych układach Leonarda dla uproszczenia analizy elektromagnetyczne stałe czasowe w obwodzie głównym są zwykle pomijane jako bardzo małe w porównaniu z elektromechaniczną stałą czasową silnika.

### 5. Funkcja przejścia obcowzbudnego silnika prądu stałego zasilanego w układzie Leonarda

Stosując oznaczenia podane na schemacie (rys.12) możemy dla silnika wypisać następujący układ równań (w postaci operatorowej przy zerowych warunkach początkowych):

$$M(p) - \frac{GD^2}{375} p \cdot n(p) = M_m(p) \quad (25)$$

$$\frac{R}{C_M} \cdot M(p) + C_E \cdot n(p) = e_g(p)$$

gdzie oznaczają:

$M(p)$  - moment elektromagnetyczny silnika,

$n(p) = \frac{1}{C_E} \cdot e_g(p)$  - prędkość obrotową silnika,

$M_m(p)$  - moment statyczny na wale silnika,

$M(p)$  i  $n(p)$  są sygnałami wyjściowymi, a,

$e_g(p)$  i  $M_m(p)$  sygnałami wejściowymi,

$C_E, C_M$  - stałe siły elektromotorycznej i momentu silnika.

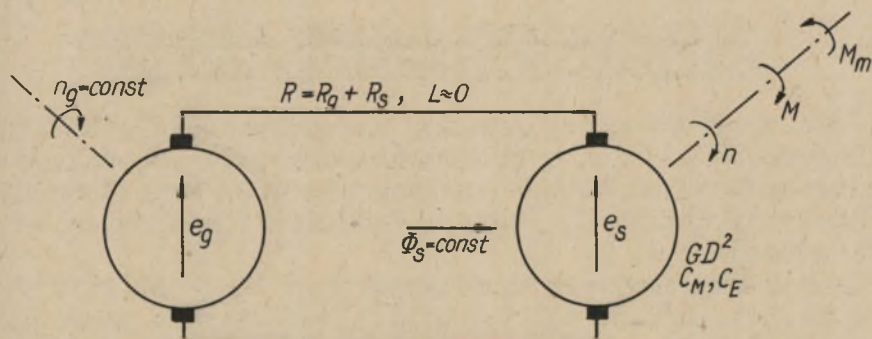
W wyniku rozwiązania układu (25) otrzymujemy:

$$M(p) = \frac{C_M}{R} \cdot \frac{T_B^p}{T_B^{p+1}} e_g(p) + \frac{1}{T_B^{p+1}} M_m(p) \quad (26)$$

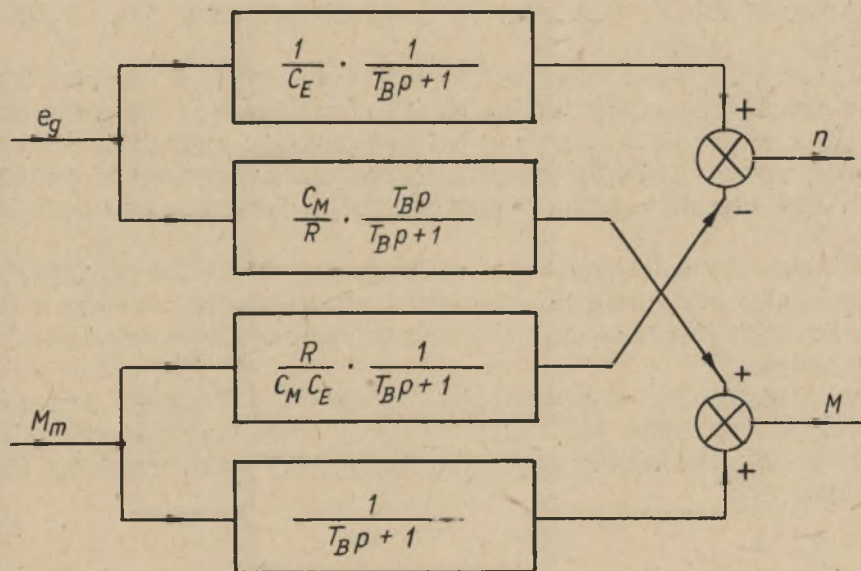
$$n(p) = \frac{1}{C_E} \cdot \frac{1}{T_B^{p+1}} e_g(p) - \frac{R}{C_M C_E} \cdot \frac{1}{T_B^{p+1}} M_m(p)$$

W układzie (26) przez  $T_B$  oznaczono elektromechaniczną stałą czasową silnika:

$$T_B = \frac{GD^2 R}{375 C_E C_M} \quad (27)$$



Rys.12. Uproszczony schemat obwodu głównego układu Leonarda



Rys.13. Schemat blokowy silnika w układzie Leonarda

Z układu (25) lub (26) wynika, że silnik należy rozpatrywać jako element dwuparametrowy o dwóch wejściach i dwóch wyjściach. Schemat blokowy odpowiadający układowi (26) pokazany jest na rys.13.

Mniej przejrzystą postać dla funkcji przejścia otrzymamy przyjmując jako jeden z sygnałów wejściowych napięcie prądnic  $u_g(p)$  zamiast SEM  $e_g(p)$  [3].

#### 6. Przykład schematu blokowego dla badania stabilności układu Leonarda z amplidyń

Jako przykład niech posłuży układ Leonarda z amplidyń napędzający jedną z krajowych prototypowych maszyn wyciągowych zainstalowaną na terenie GOP. Dane techniczne maszyny: udźwig 7,2 tony, prędkość 12 m/s średnica koła pędnego 5 m.

Silnik napędowy prądu stałego: typ P - 2880/16/730, 1100 kW, 45 ob/min, 650 V, 1900 A, wzbudzenie obce 220 V, 60 A.

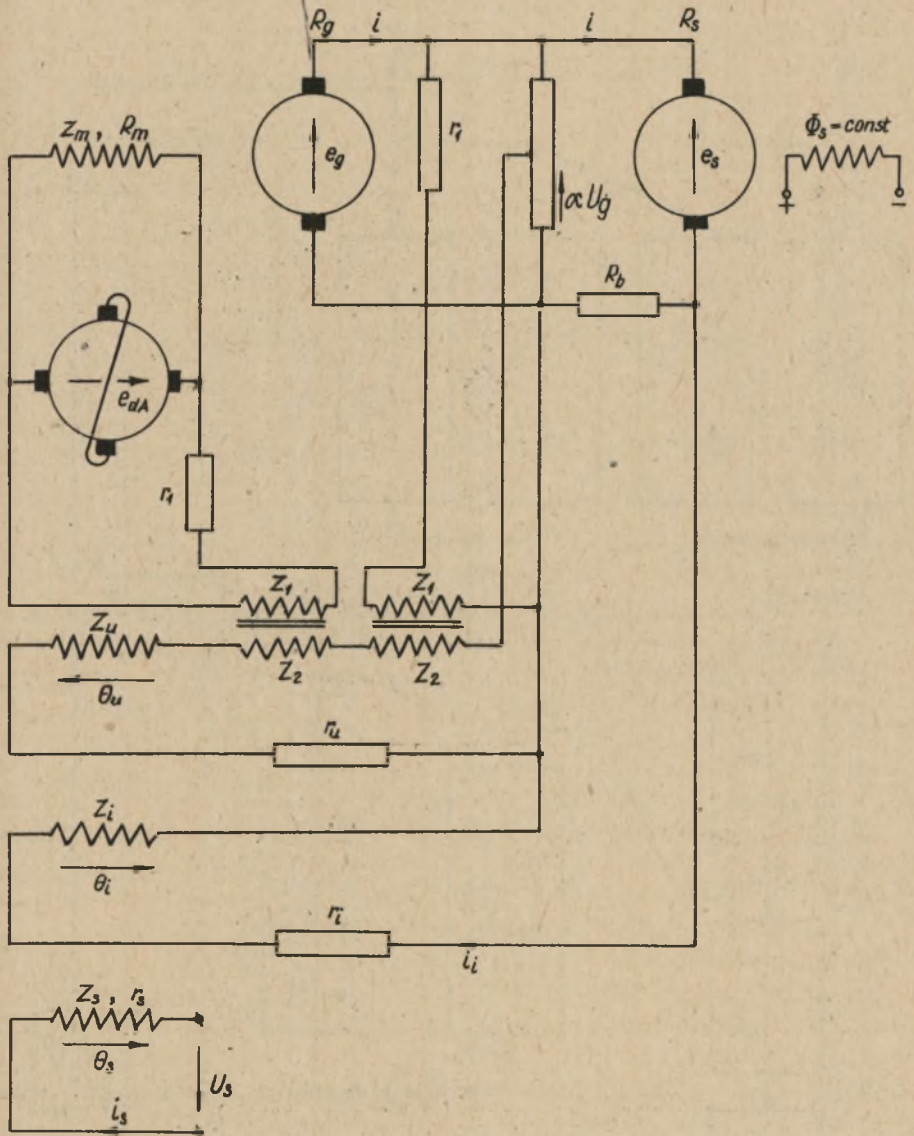
Prądnic sterująca: typ P - 1500/10/225, 1460 kW, 750 ob/min, 680 V, 2150 A, wzbudzenie obce 220 V, 18 A.

Amplidyń wzbudzająca prądnicę: typ PWMa7D, 10 kW, 230 V, 43,5 A, 1460 ob/min, praca C, cztery uzwojenia sterujące: 80 V, 3,3 mA, 1,13 V, 90 mA, dwa razy 1,25 V, 90 mA.

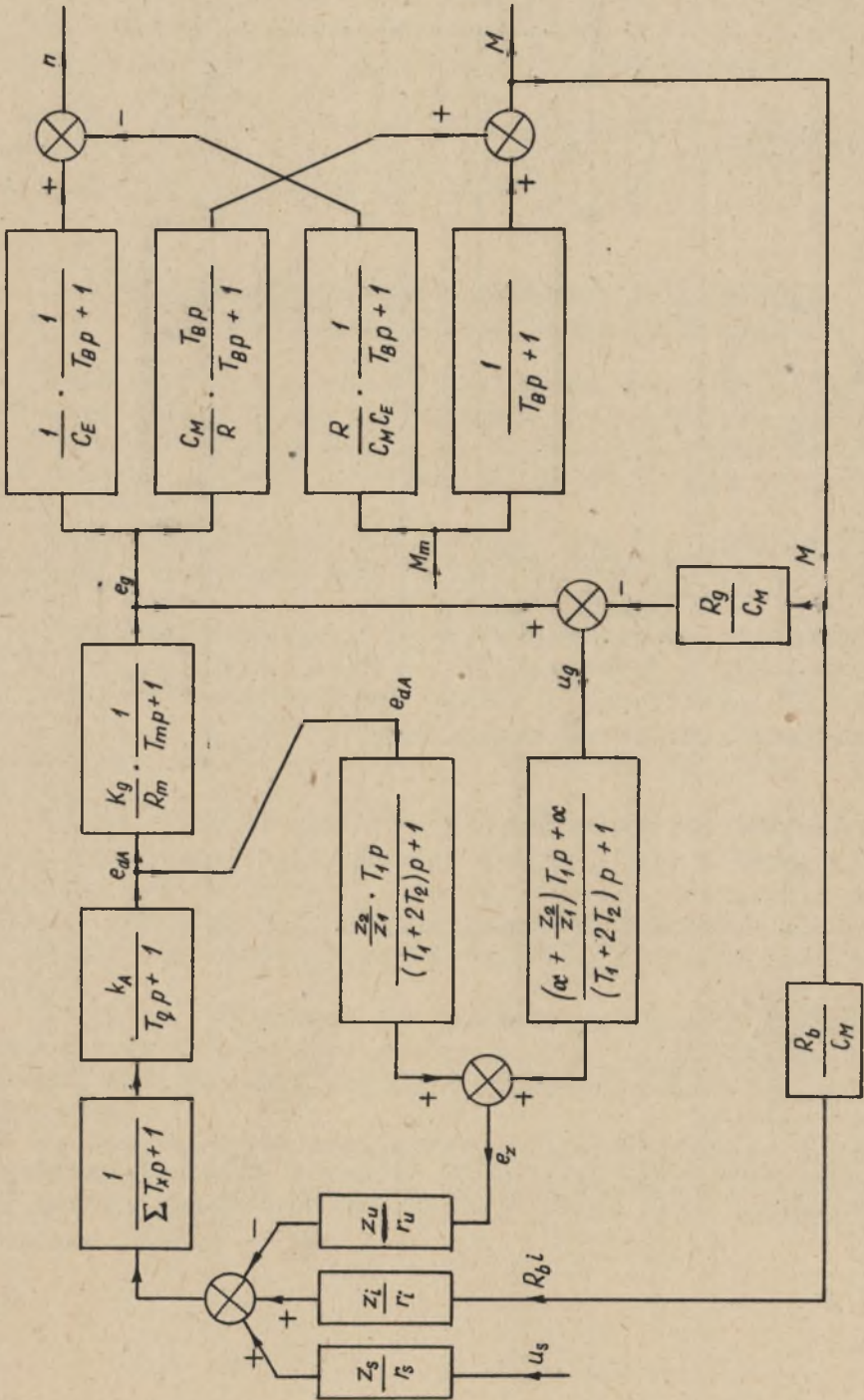
Ideowy schemat układu pokazano na rys.14. Oprócz ujemnego sprzężenia napięciowego skojarzonego z dwoma sprzężeniami różniczkującymi oraz dodatniego sprzężenia prądowego układ posiada ujemne sprzężenie prądowe z odcięciem dla ograniczenia prądu zwarcia, które pominięto na rys.14.

W oparciu o schemat 14 sporządzimy schemat blokowy, stanowiący podstawę do zbadania stabilności układu w zakresie obciążeń nie powodujących zadziałania odcięcia prądowego.

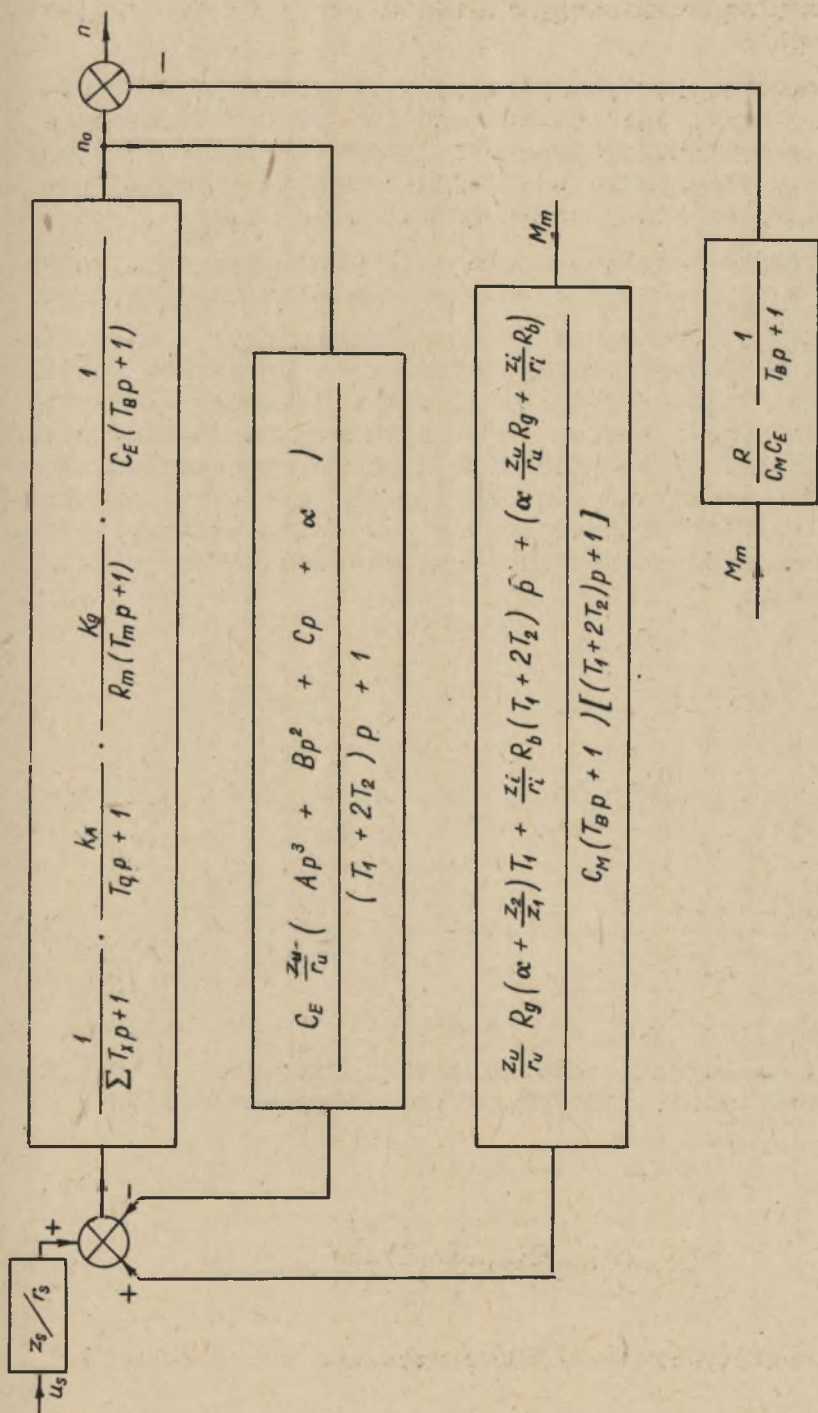
Wykorzystując wyprowadzone uprzednio funkcje przejścia i fragmentaryczne schematy blokowe pokazane na rysunkach 2, 8 i 13 zestawiamy schemat wyjściowy uwidoczniiony na rysunku 15.



Rys.14. Ideowy schemat układu Leonarda krajowej maszyny wyciągowej 1100 kW 45 ob/min (bez odcięcia prądowego)



Rys.15. Wielobwodoowy schemat blokowy układu pokazanego na rys.14



Rys.16. Równoważny jednoobwodowy schemat blokowy odpowiadający schematowi wieloobwodowemu pokazanemu na rys.15

Przy sporządzaniu tego schematu przyjęto następujące uproszczenia:

a) Założono, że transformatory stabilizujące są dobrane poprawnie, tzn. nierówność (6) jest dostatecznie "silna", w związku z czym pominięto wewnętrzne sprzężenie zwrotne różniczkujące według drugiej pochodnej pokazane na schematach dokładnych (rys.4, 6, 8).

b) Przyjęto idealną kompensację amplitudyną tzn. założono  $u_{dA} = e_{dA}$  na wejściu do jednego z transformatorów.

Schemat na rysunku 15 jest wieloobwodowy, a więc nieprzydatny do bezpośredniego stosowania kryteriów stabilności. Komasyjąc - zgodnie z prawami "algebry blokowej" węzły sumacyjne i zaczepowe otrzymujemy równoważny schemat jednoobwodowy z wypadkowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, przedstawiony na rysunku 16. Pierwsze trzy składniki licznika funkcji przejścia w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego na rysunku 16 są stosunkowo skomplikowane i wynoszą:

$$A p^3 = \frac{R_m}{K_g} \cdot \frac{z_2}{z_1} \cdot T_1 \cdot T_m \cdot T_B \cdot p^3$$

$$B p^2 = \left[ \frac{R_m}{K_g} \cdot \frac{z_2}{z_1} \left( 1 + \frac{T_m}{T_B} \right) + \frac{R_s}{R} \left( \alpha + \frac{z_2}{z_1} \right) + \frac{z_1}{r_i} \cdot \frac{r_u}{z_u} \frac{R_b}{R} \left( 1 + \frac{T_2}{T_1} \right) \right] T_1 T_2 p^2$$

$$C p = \left[ \alpha \frac{R_s}{R} + \frac{R_m}{K_g} \frac{z_2}{z_1} \frac{T_1}{T_B} + \left( \alpha + \frac{z_2}{z_1} \right) \frac{T_1}{T_B} - \frac{z_1}{r_i} \frac{r_u}{z_u} \frac{R_b}{R} \right] T_B p \quad (28)$$

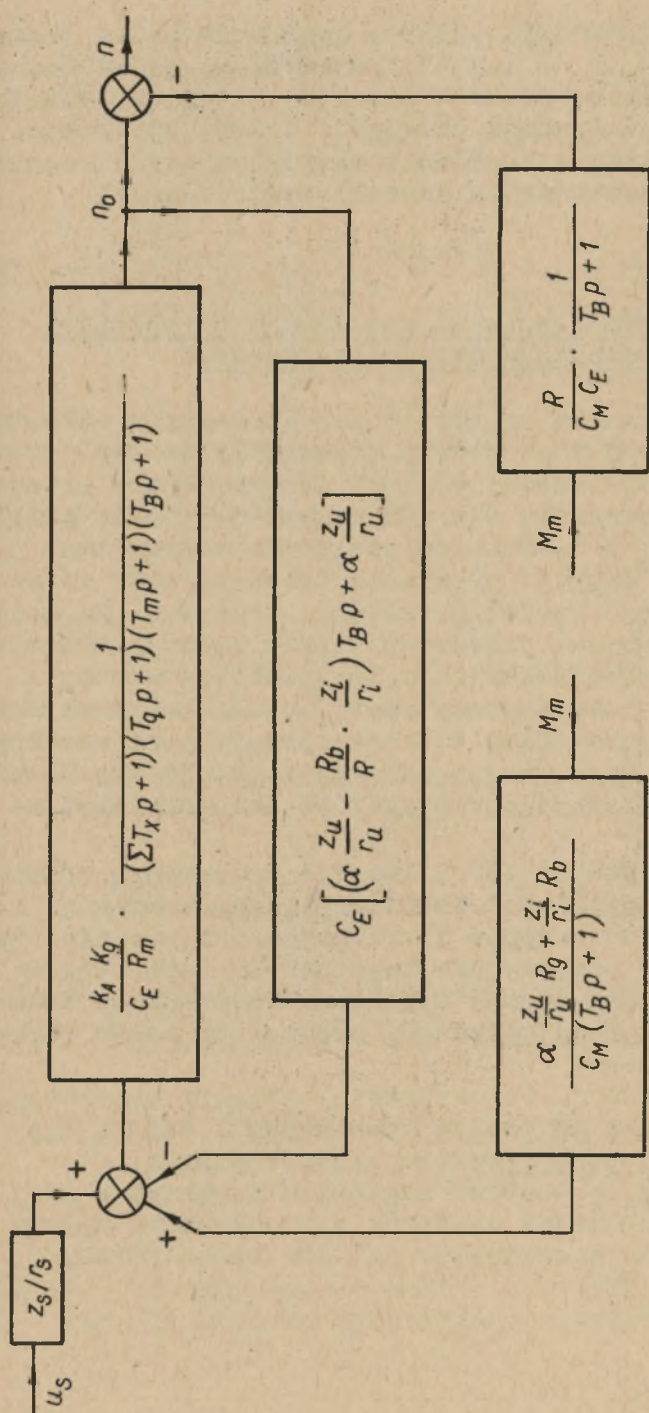
Jeżeli we wzorach (28) podstawimy  $T_1 = T_2 = 0$ , to otrzymamy analogiczne współczynniki dla układu bez transformatorów stabilizujących. W tym przypadku będzie:

$$A = B = 0$$

$$C p = \left( \alpha \frac{R_s}{R} - \frac{z_1}{r_i} \frac{r_u}{z_u} \frac{R_b}{R} \right) \cdot T_B p \quad (29)$$

Odpowiedni schemat blokowy pokazano na rysunku 17.





Rys.17. Schemat blokowy układu Leonarda pokazanego na rys.14 przy pominięciu transformatorów stabilizacyjnych

Rozcinając w dowolnym punkcie zamknięte pętle jedno-obwodowego schematu 16 lub 17 i wymnażając przez siebie funkcje przejścia wszystkich członów rozciętego obwodu dostajemy wzór na funkcję przejścia układu otwartego, stanowiącą podstawę wykreślenia charakterystyki częstotliwościowej i zastosowania kryterium stabilności Nyquista.

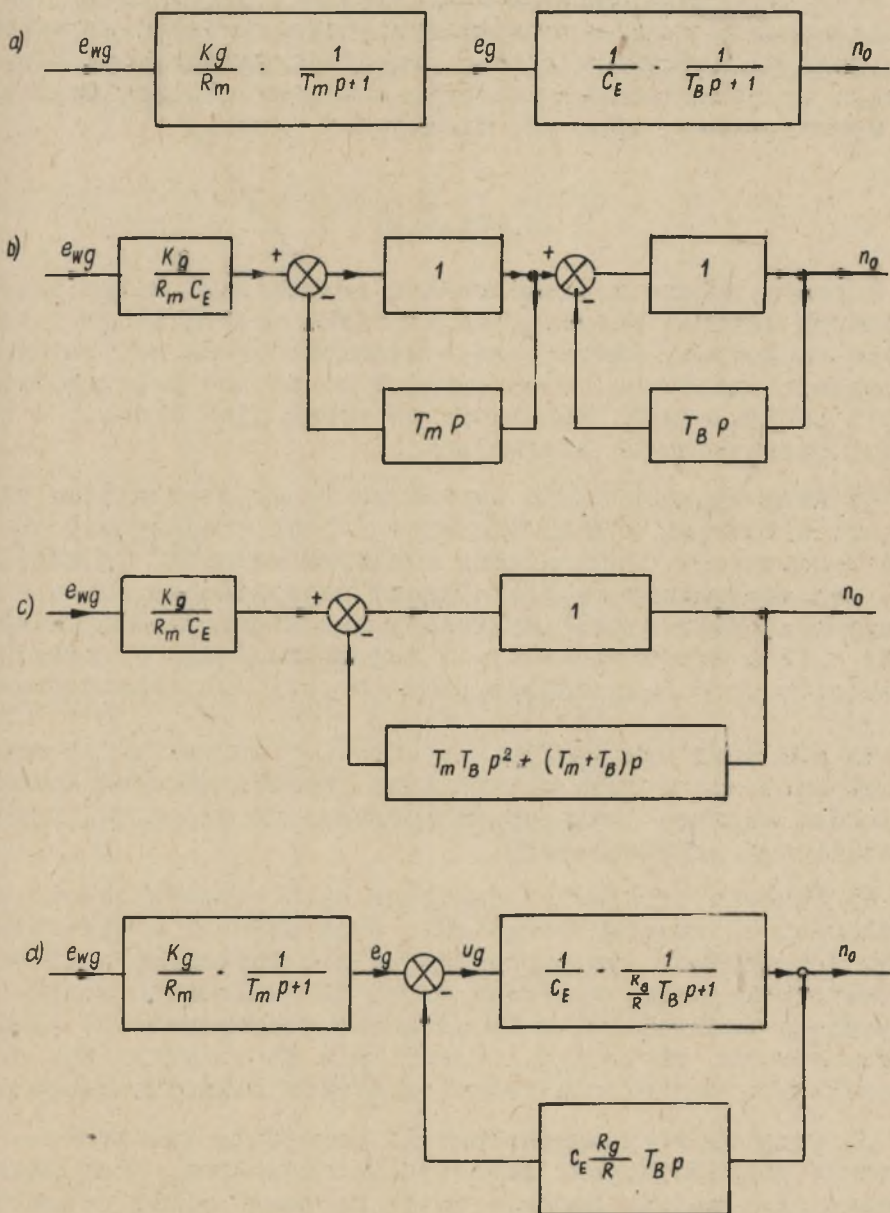
### 7. Uwagi o wyodrębnianiu "naturalnych" sprzężeń zwrotnych w układach otwartych

Jeżeli ze schematu na rys.16 lub 17 usuniemy obwody sprzężeń zwrotnych oraz człony odpowiadające amplidy nie, to otrzymamy schemat blokowy odpowiadający prostemu schematowi Leonarda. Dla uproszczenia wywodów przyjmijmy ponadto  $M_{11} = 0$ . Funkcja przejścia układu jest wtedy iloczynem funkcji przejścia dwóch członów inercyjnych pierwszego rzędu (rys.18a). Zauważmy, że każdy człon inercyjny można przedstawić jako człon proporcjonalny z ujemnym różniczkującym sprzężeniem zwrotnym. Wynika stąd, że rozpatrywany prosty układ Leonarda można przedstawić jako układ z dwoma sprzężeniami zwrotnymi wg pochodnej (rys.18b), bądź też z jednym wypadkowym sprzężeniem różniczkującym w postaci uwidocznionej na rys.18c.

Schematy na rysunku 18b i 18c nie wyczerpują oczywiście wszystkich możliwych kombinacji, wyodrębniania naturalnych sprzężeń członów inercyjnych. Na rysunku 18d pokazano schemat blokowy prostego układu Leonarda, w którym wyodrębniono ujemne sprzężenie zwrotne od składowej dynamicznej prądu głównego, obejmujące człon odpowiadający silnikowi.

Należy podkreślić, że wszystkie schematy zestawione na rysunkach 18a-d są ściśle równoważne i różnią się tylko formalnie, tzn. sposobem przedstawienia.

Stąd wniosek, że - wbrew sugestiom zawartym w [3] - ujawnianie tego rodzaju sprzężeń nie może mieć wpływu na wyniki badania stabilności układów zamkniętych.



Rys.18. Sztuczne wyodrębnienie sprzężeń zwrotnych w układach otwartych, zawierających człony inercyjne

Przedstawianie członów inercyjnych jako członów proporcjonalnych z ujemnym różniczkującym sprzężeniem zwrotnym może co najwyżej ułatwić przejście od schematu blokowego do równoważnego schematu analogowego. Zagadnienie to wykracza poza tematykę niniejszej pracy.

## 8. Wnioski

W pracy podano i zilustrowano przykładami kilka praktycznych wskazań dotyczących metodyki sporządzania schematów blokowych, która jest - zdaniem autora - niewystarczająco naświetlona w dostępnej literaturze podręcznikowej i publikacjach. Wskazania te można ująć krótko, w postaci następujących sformułowań:

a) Przy wyprowadzaniu wzorów na funkcje przejścia elementów w których węzłem sumacyjnym jest nienasycony obwód magnetyczny (wzmacniacze elektromaszynowe, magnetyczne, transformatory stabilizujące) najwygodniej jest przyjmować jako sygnał wyjściowy strumień wypadkowy lub inny sygnał proporcjonalny do tego strumienia (przepływ, zastępczy prąd magnesujący, SEM rotacji lub transformacji).

Należy przy tym pomijać strumienie rozproszenia. Posługiwanie się w tych przypadkach współczynnikami indukcyjności własnej i wzajemnej prowadzi do niepotrzebnych komplikacji przekształceń.

b) Funkcje przejścia poszczególnych członów zależą w ogólności od sposobu połączenia tych członów w układzie UAR. W związku z tym posługiwanie się tablicami gotowych funkcji przejścia, wyprowadzonych dla elementów rozpatrywanych oddzielnie, może niekiedy doprowadzić do błędnego schematu blokowego. Zagadnienie to zilustrowano na przykładzie kojarzenia transformatorów stabilizujących.

c) Przy wyprowadzeniu funkcji przejścia transformatorów stabilizujących, zasilających uzwojenia sterujące wzmacniacza należy zwrócić uwagę na powstawanie dodatkowego sprzężenia zwrotnego różniczkującego według drugiej pochodnej. Sprzężenie takie można w schemacie pominąć pod warunkiem, że SEM wtórna transformatora jest dostatecznie duża w porównaniu z SEM indukowaną z uzwojeniu sterującym.

d) Wyodrębnianie w układach wewnętrznych sprzężeń zwrotnych, wynikających z naturalnych sprzężeń różniczkujących członów inercyjnych nie ma wpływu na wyniki badania stabilności układów zamkniętych.

Rękopis złożono w redakcji we wrześniu 1963 r.

#### LITERATURA

- [1] E. Kosonocki, J. Manitius, L. Szklarski, Wł. Sztwiertnia: Napędy elektryczne maszyn wyciągowych, Cz. I. PWN, Kraków, 1957.
- [2] Władysław Paszek: Wzmacniacze elektromaszynowe i transduktorowe. Politechnika Śląska, Skrypty uczelniane, Gliwice, 1963.
- [3] Antoni Niederliński: Wewnętrzne sprzężenie zwrotne w układzie Leonarda. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Automatyka 1, Gliwice 1963.
- [4] S. Węgrzyn: Podstawy automatyki, PWN, 1963.

## ЗАМЕЧАНИЯ ПО СОСТАВЛЕНИЮ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ДЛЯ САР

### С о д е р ж а н и е

В статье приведены практические указания, облегчающие составление структурных схем для САР. Указано, что при выводе формул для передаточных функции звеньев САР, в которых магнитные цепи выполняют роль суммирующих узлов проще всего принять результирующий поток в качестве выходного сигнала, минуя одновременно потоки рассеяния. Пользование коэффициентами собственной и взаимной индуктивности ведет к значительным усложнениям преобразований и окончательных формул.

На примере системы двух стабилизирующих трансформаторов совместно работающих с потенциометром показана зависимость передаточной функции отдельных звеньев от способа их взаимных соединений в системе САР. Выяснена также дополнительная внутренняя обратная связь дифференцирующая по второй производной, которая образуется в системах стабилизирующих трансформаторов, питающих обмотки управления усилителя. После рассмотрения передаточной функции генератора и двигателя постоянного тока указан пример составления и преобразования структурной схемы для испытания стабильности системы Леонарда с амплидином.

Рассмотрен также вопрос искусственного выделения обратных связей в разомкнутых системах, содержащих инерционные звена.

REMARQUES CONCERNANT LA PRÉPARATION DES SCHEMAS  
STRUCTURAUX POUR LES SYSTEMES DE REGLAGE AUTOMATIQUE

R é s u m é

Dans ce rapport, on a donné les indications pratiques qui rendent facile la préparation des schémas structuraux pour les systèmes de réglage automatique. On a démontré que en déduisant les formules de la fonction transitoire des membres du système de réglage automatique, dans lesquels des circuits magnétique jouent le rôle des points de composition, il est le plus simple d'admettre, comme le signal de sortie, le flux de résultat en négligeant, en meme temps, le flux de fuites. Si nous nous servions de self-inductance et d'inductance mutuelle cela nous menerait à une complication de calculs et des formules en résultantes.

Un exemple du systèmes de deux transformateurs de contre-réaction collaborant avec rhéostat potentiométrique nous illustre la dépendance, de la fonction transitoire des membres particuliers de manière dont ils sont connectés dans le système de réglage automatique. On a aussi expliqué la contre-réaction supplémentaire élastique différentiant selon la dérivée du deuxième ordre, et qui se produit dans les systèmes des transformateurs de contre-réaction en alimentant les enroulements d'excitation de l'amplidyne.

Après avoir discuté la fonction transitoire du générateur et du moteur de courant continu, on a donné l'exemple démontrant comment préparer et transformer le schéma structural pour examiner la stabilité du système Leonard, avec amplidyne, pour une machine d'extraction. On a aussi discuté le problème de discernement les divers contre-réactions dans les systèmes ouverts contenant les membres d'inertie.