

WIESŁAW GABRYŚ, ZBIGNIEW MANTORSKI
Katedra Napędu Elektrycznego

UWAGI O POMIARACH FUNKCJI PRZEJŚCIA
MASZYN I WZMACNIACZY ELEKTROMASZYNOWYCH
PRĄDU STAŁEGO

Streszczenie. W pracy rozpatrzono proste metody uwzględniania wewnętrznych sprzężeń zwrotnych przy pomiarowym wyznaczaniu operatorowych funkcji przejścia prądnic sterujących i wzmacniaczy elektromaszynowych prądu stałego. Stosując omówioną metodykę pomiarową można zwiększyć dokładność określenia współczynników równania charakterystycznego bez podwyższania jego rzędu, a więc nie powodując dodatkowych komplikacji schematu blokowego lub analogowego. Wywody teoretyczne zilustrowano dwoma przykładami pomiarów i przeliczeń.

1. Wstęp

Analiza lub synteza matematyczna realnych układów automatycznej regulacji (UAR) wymaga możliwie dokładnej znajomości funkcji przejścia (transmitancji) poszczególnych elementów, wchodzących w skład tych układów.

Najpewniejszym źródłem informacji o parametrach niezbędnych do wyznaczenia funkcji przejścia są pomiary statyczne i dynamiczne. Z drugiej strony metodyka samych pomiarów zależy od opisu matematycznego badanego elementu, a więc od założonej z góry ogólnej postaci operatorowej funkcji przejścia. Przyjęta postać funkcji przejścia może z kolei ulec korekcie w wyniku analizy pomiarów. Zwykle zmierzamy do tego, by - w miarę możliwości - analizę dynamiczną UAR sprowadzić do badania układu liniowych równań różniczkowych.

Jeżeli rozpatrywanymi elementami, wymagającymi identyfikacji matematycznej są maszyny i wzmacniacze maszynowe prądu stałego, to do głównych zjawisk komplikujących matematyczną postać funkcji przejścia można zaliczyć następujące:

- nieliniowość i niejednoznaczność charakterystyki magnesowania (zakrzywienie, pętla histerezy, pozostałość magnetyczna),
- nieliniowość oporności przejścia szczotek,
- strumienie rozproszenia poszczególnych uwzwojeń magnesujących oraz uwzwojenia twornika,
- obwody tłumiące (obwody prądów wirowych, zezwoje zwarte usytuowane w płaszczyznach prostopadłych do głównych osi magnetycznych w przypadku symetrii obwodu magnetycznego),
- wewnętrzne sprzężenia zwrotne (oddziaływanie podłużne przepływu twornika, oddziaływanie zezwojów komutujących, dodatkowe uzwojenia wzbudzające szeregowo lub bocznikowo, obwody prądów wirowych i zezwoje zwarte stojana magnesujące skośnie w stosunku do głównych osi magnetycznych).

Uwzględnienie dwóch pierwszych spośród wymienionych zespołów zjawisk wymaga traktowania maszyny jako czkoma nieliniowego UAR.

Pozostałe czynniki pozwalają - pod ogólnym warunkiem, że prędkość obrotowa i strumień magnetyczny nie zmieniają się równocześnie - rozpatrywać maszynę jako czkoma liniowy przy dodatkowym założeniu, że wewnętrzne sprzężenia zwrotne są również liniowe (proporcjonalne bądź różniczkujące).

Należy podkreślić, że uwzględnienie w ramach analizy liniowej obwodów tłumiących i wewnętrznych sprzężeń zwrotnych można realizować w ten sposób, by nie wpływało na rząd równania charakterystycznego transmitancji, a tylko na wartość współczynników stałych.

W ten sposób - nie powodując dodatkowych komplikacji ogólnej postaci rozwiązania - można uzyskać znaczne przybliżenie przebiegów obliczonych do rzeczywistych (zmiierzonych).

Wprowadzenie do analizy strumieni rozproszeń pozwala na dalsze uściślenie obliczeń, jednak dodatkowa korekta wyników jest bardzo często nieznacząca, natomiast rząd równania różnicowego powiększa się o liczbę uwzględnionych strumieni rozproszenia w poszczególnych obwodach [1].

W związku z tym w pracy omówiono przede wszystkim pomiarowe wyznaczenie operatorowych transmitancji dla celów uproszczonej analizy liniowej przy pominięciu strumieni rozproszenia. Pokazano przy tym, jak można w przybliżony sposób uwzględniać te strumienie i wyjaśniono, jak wpływają one na pomierzone przebiegi przejściowe na podstawie których zamierzamy wyznaczyć współczynniki stałe szukaną funkcji przejścia.

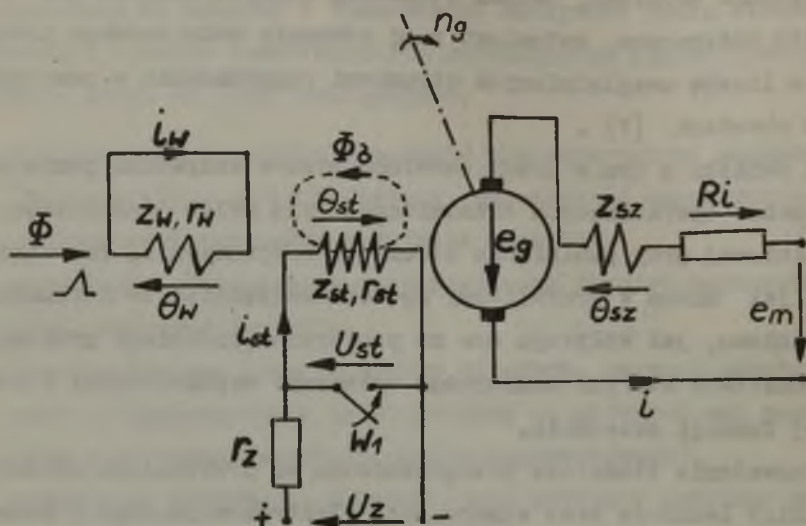
Rozważania ilościowe przeprowadzono na przykładzie obcowzbudnej prądnicy Leonarda oraz wzmacniacza elektromaszynowego z polem poprzecznym. W analogiczny sposób można rozpatrywać prądnice i wzmacniacze prądu stałego dowolnych typów.

2. Prądnica sterująca obcowzbudna

Na rys. 1 pokazano schemat obwodu elektromagnetycznego prądnicy obcowzbudnej uwzględniający oddziaływanie prądu obciążenia w osi podłużnej, obwody tłumiące oraz strumień rozproszenia uzwojenia sterującego (obcowzbudnego). Na schemacie przyjęto, że odbiornik prądnicy (np. silnik obcowzbudny lub szeregowy) składa się z oporności czynnej oraz $SEM e_m$ w układzie szeregowym, przy czym przez R oznaczono całkowitą oporność obwodu głównego łącznie z opornością wewnętrzną prądnicy. Zestawienie innych oznaczeń na schemacie:

U_{st} , i_{st} , θ_{st} , z_{st} , r_{st} - napięcie, prąd, przepływ, liczba zwojów i oporność obwodu sterującego.

i_w , θ_w , z_w , r_w - prąd, przepływ, liczba zwojów i oporność zastępczego obwodu tłumiącego np. prądów wirowych w żelazie stojana,



Rys. 1. Ideowy schemat prądnicy prądu stałego

i , θ_{sz} , z_{sz} - prąd obwodu głównego przepływ i zastępcza liczba zwojów oddziaływania twornika współdziałającego z ewentualnym uwzwojeniem szeregowym biegunów głównych. Założono przy tym, że wypadkowy przepływ szeregowy θ_{sz} działa rozmagne-sywująco,

$$\theta_g = \theta_{st} - \theta_{sz} - \theta_w - \text{sumaryczny przepływ prądnicy,}$$

Λ - przewodność obwodu magnetycznego dla strumienia głównego (stała przy założeniu stanu nienasyconego).

$$\Phi = \Lambda \theta_g - \text{strumień główny}$$

$$e_g = k_E n_g = k_g \theta_g - \text{SEM rotacji twornika,}$$

Φ_σ - strumień rozproszenia uzwojenia obcowzbudnego (sterującego),

e_m - SEM odbiornika, traktowana w dalszych rozważaniach jako sygnał niezależny (wejściowy).

Prądnicę będziemy więc rozpatrywać jako element dwujeściowy (sygnały wejściowe U_{st} i e_m).

Stosowanie do strzałek kierunkowości podanych na schemacie (rys. 1) możemy napisać następujący układ równań różniczkowych (na razie przy pominięciu strumienia rozproszenia Φ_G):

$$\left. \begin{aligned} \Phi - \Delta z_{st} i_{st} + \Delta z_w i_w + \Delta z_{sz} i &= 0 & 1.1 \\ z_{st} \frac{d\Phi}{dt} + r_{st} i_{st} + 0 + 0 &= u_{st} & 1.2 \\ z_w \frac{d\Phi}{dt} + 0 - r_w i_w + 0 &= 0 & 1.3 \\ (z_{sz} \frac{d\Phi}{dt} + \frac{k}{\Lambda} \Phi) + 0 + 0 - R i &= e_m & 1.4 \end{aligned} \right\} (1)$$

W celu wyznaczenia transmitancji operatorowej, zawierającej współczynniki operatora "p" w formie stałych czasowych należy strumień zastąpić umownym prądem magnesującym i'_μ .

Układ równań (1) można wtedy przedstawić w poniższej postaci (w założeniu zerowych warunków początkowych):

$$\left. \begin{aligned} i'_\mu - i_{st} + i'_w + i' &= 0 & 2.1 \\ T_{st} p i'_\mu + i_{st} + 0 + 0 &= \frac{U_{st}}{r_{st}} & 2.2 \\ T_w p i'_\mu + 0 - i'_w + 0 &= 0 & 2.3 \\ (T_{sz} p + k \frac{z_{sz}}{R}) i'_\mu + 0 + 0 - i' &= \frac{z_{sz}}{z_{st} R} e_m & 2.4 \end{aligned} \right\} (2)$$

Przy przejściu od układu (1) do (2) zastosowano następujące podstawienia:

$$i' = \frac{z_{sz}}{z_{st}} i, \quad i'_w = \frac{z_w}{z_{st}} i_w$$

- prądy w obwodzie głównym i tłumiącym zredukowane na liczbę zwojów uwzwojenia sterującego,

$i'_\mu = \frac{\Phi}{\Delta z_{st}} = i_{st} - i'_v - i'$ - zastępczy prąd magnesujący zredukowany na liczbę zwojów uzwojenia sterującego,

$T_{st} = \frac{z_{st}^2 \Delta}{r_{st}}$, $T_v = \frac{z_v^2 \Delta}{r_v}$, $T_{sz} = -\frac{z_{sz}^2 \Delta}{R}$ - elektromagnetyczne stałe czasowe obwodów sterującego, tłumiącego, i szeregowego.

Układ równań (2) rozwiązujemy względem SEM e_g oraz prądu sterującego i_{st} , jako wielkości, których przebiegi czasowe są najczęściej wykorzystywane przy pomiarach elektromagnetycznych stałych czasowych i współczynników wzmocnienia. Otrzymujemy przy zerowych warunkach początkowych następujące ogólne rozwiązanie operatorowe:

$$e_g(p) = \frac{k_g \frac{z_{st}}{r_{st}} \left[u_{st}(p) + \frac{r_{st}}{R} \frac{z_{sz}}{z_{st}} e_m(p) \right]}{(T_{st} + T_v + T_{sz})p + 1 + k_g \frac{z_{sz}}{R}} \quad (3)$$

$$i_{st}(p) = \frac{\left[(T_{sz} + T_v)p + 1 + k_g \frac{z_{sz}}{R} \right] \frac{U_{st}(p)}{r_{st}} - T_{st} p \frac{z_{sz}}{z_{st}} e_m(p)}{(T_{st} + T_{sz} + T_v)p + 1 + k_g \frac{z_{sz}}{R}} \quad (4)$$

Przypadki szczególne tego rozwiązania przydatne z punktu widzenia pomiarów uzyskamy poprzez skokową zmianę jednego sygnału sterującego a mianowicie napięcia (u_{st}) przy braku drugiego ($e_m = 0$).

W celu uniknięcia błędów pomiarowych spowodowanych niewiadomą zwykle wewnętrzną opornością źródła zasilającego (napięcie zasilania u_z na schemacie 1 nie jest sztywne), wygodnie jest przeprowadzać pomiary przy skokowym zaniku napięcia sterującego od wartości nastawionej U_{st} do 0, co realizujemy poprzez zwieranie uzwojenia sterującego wyłącznikiem w_1 zabezpieczając równocześnie

źródło zasilania przed nadmiernym obciążeniem przy pomocy opornika ochronnego r_z (rys. 1).

Operatorowe funkcje przejścia $f_z(p)$ przy skokowym zaniku sygnału sterującego można otrzymać z analogicznych funkcji $f(p)$ przy skokowym wzroście tegoż sygnału w oparciu o wzór

$$f_z(p) = F - f(p) \quad (5)$$

gdzie; przez F oznaczona z założenia tą samą w obu przypadkach ustaloną wartość funkcji czasowej (przy przebiegach zanikowych jest to wartość nastawiona przed zwarciem wyłącznika w_1).

Dla przebiegów zanikania SEM i prądu sterującego możemy na podstawie (3), (4) i (5) wypisać następujące funkcje w interesujących nas przypadkach szczególnych:

a) prądnica wiruje przy biegu jałowym ($R = \infty$, $T_{st} = 0$, $e_m = 0$)

$$e_g(p) = \frac{(T_{st} + T_w)p}{(T_{st} + T_w)p + 1} E_g \quad (6)$$

gdzie:

$$E_g = k_g z_{st} I_{st}$$

$$i_{st}(p) = \frac{T_{st} p}{(T_{st} + T_w)p + 1} \cdot \frac{U_{st}}{r_{st}} \quad (7)$$

przy czym wzór (7) jest aktualny również dla prądnicy nieruchomej ($n_g = 0$)

b) prądnica wiruje w stanie zwarcia ($R = R_g$, $e_m = 0$)

$$i'_z(p) = \frac{\left[(T_{st} + T_w) \frac{k_z z_{sz}}{R_g} - T_{sz} \right] p}{(T_{st} + T_w + T_{sz})p + 1 + \frac{k_z z_{sz}}{R_g}} \cdot \frac{U_{st}}{r_{st} \left(1 + \frac{k_z z_{sz}}{R_g} \right)} \quad (8)$$

$$i_{st}(p) = \frac{T_{st} \cdot p}{(T_{st} + T_w + T_{sz})p + 1 + \frac{k_g z_{sz}}{R_g}} \cdot \frac{U_{st}}{r_{st}} \quad (9)$$

c) prądnicą nieruchomą przy zamkniętym obwodzie głównym

$$(k_g = 0, e_m = 0);$$

$$i_{st}(p) = \frac{T_{st} p}{(T_{st} + T_w + T_{sz})p + 1} \cdot \frac{U_{st}}{r_{st}} \quad (10)$$

Indeks "z" we wzorze (8) przypomina, że prąd obwodu głównego jest w danym przypadku prądem zwarcia.

Podstawiając we wzorach (3) do (10) $p = 0$ otrzymujemy zależności wyjściowe do pomiarów statycznych, na podstawie których obliczamy:

- z pomiaru biegu jałowego (6) nachylenie krzywej magnesowania

$$k_g = \frac{U_{ko}}{z_{st} I_{st}} \quad (11)$$

- z pomiaru dowolnego punktu pracy przy obciążeniu współczynnik wewnętrznego sprzężenia prądowego $k_g \frac{z_{sz}}{R}$ (ze wzoru (3) eliminujemy $E_m = E_g - R I$ i uwzględniamy $U_g + R_g I = E_g$):

$$\frac{k_g z_{sz}}{R} = \frac{k_g z_{st} I_{st} - U_g}{R I} - \frac{R_g}{R} \quad (12)$$

Podstawiając do (12) $U_g = 0$, $I = I_z$ oraz $R = R_g$ obliczymy współczynnik sprzężenia prądowego z pomiaru stanu zwarcia.

Przy wyznaczaniu stałych czasowych na podstawie operatorowych funkcji (6) do (10) należy pamiętać, że odpowiadają one przebiegom uproszczonym dzięki pominięciu strumieni rozproszenia. Można by wtedy zalecić następujące postępowanie:

- a) wyznaczenie sumy $T_{st} + T_w = T_1$ na podstawie przebiegu zaniku $e_g(t)$ przy skokowym zaniku U_{st} (wzór 6),
- b) wyznaczenie $T'_{st} + T_w = T_2$ na podstawie przebiegu zaniku $e_g(t)$ przy praktycznie skokowym zaniku prądu sterującego i_{st} co osiągamy przez wtrącenie do obwodu zwierzanego wyłącznikiem w_1 (rys. 1) odpowiednio dużej oporności dodatkowej
np.: $r_{dod} = (10 \div 20) r_{st}$.

Wykonanie obu pomiarów umożliwia wyodrębnienie stałej czasowej obwodu tłumiącego, a mianowicie

$$T_w = T_2 - \frac{r_{st}}{r_{dod}} (T_1 - T_2) \quad (13)$$

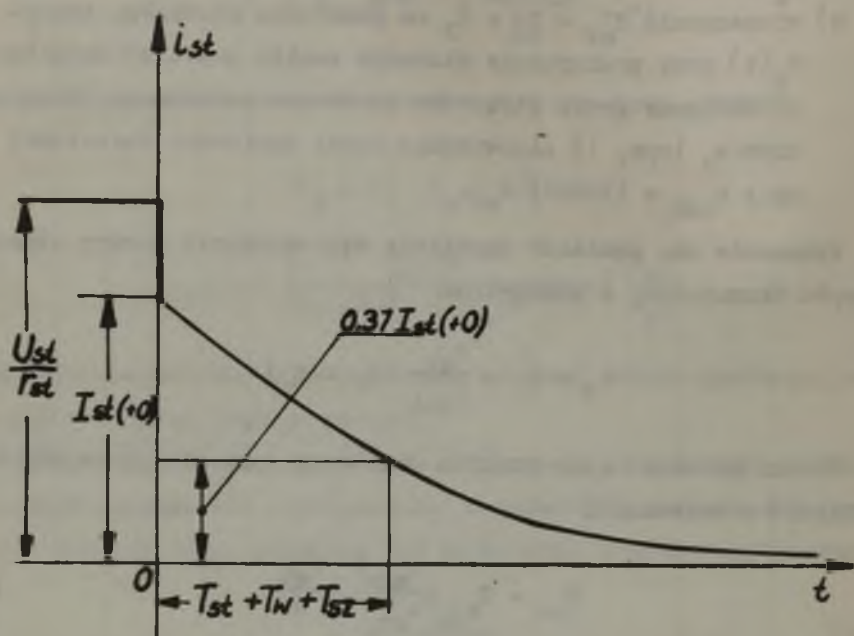
Trzeci składnik sumy stałych czasowych funkcji (3) najwygodniej obliczyć z zależności

$$T_{sz} = T_{st} \left(\frac{z_{sz}}{z_{st}} \right)^2 \cdot \frac{r_{st}}{R} \quad (14)$$

przy czym stosunek zwojów $\frac{z_{sz}}{z_{st}}$ można określić z pomiarów statycznych w oparciu o związki (11) i (12).

Jeżeli prądnicę ze względów technicznych nie da się uruchomić, to w przypadku dostatecznie małych strumieni rozproszenia istnieje możliwość wykorzystania wzorów (7) lub (10). Charakter przebiegu czasowego, odpowiadającego tym wzorom, pokazano na rys. 2. Nastawiona wartość prądu sterującego przed zwarcie jego obwodu ($t=0$) wynosi $\frac{U_{st}}{r_{st}}$ natomiast wartość w pierwszej chwili po zwarcu ($t = +0$) oznaczono na rysunku symbolem $I_{st} (+0)$.

Rzędnej $0,37 I_{st} (+0)$ odpowiada odcięta równa sumie stałych czasowych ($T_{st} + T_w$ przy otwartym obwodzie głównym - wzór 7, $T_{st} + T_w + T_{sz}$ przy zamkniętym obwodzie głównym - wzór 10).



Rys. 2. Teoretyczny przebieg zaniku prądu wzbudzenia nieruchomej prądnicy przy istnieniu obwodów tłumiących i przy pominięciu strumieni rozproszenia

Stosunek wartości początkowej $I_{st} (+0)$ do nastawionej $\frac{U_{st}}{r_{st}}$, pozwala na wyodrębnienie poszczególnych składników sum stałych czasowych, a mianowicie:

- przy otwartym obwodzie głównym

$$\frac{T_{st}}{T_{st} + T_w} = \frac{r_{st} I_{st} (+0)}{U_{st}} \quad (15)$$

- przy zamkniętym obwodzie głównym

$$\frac{T_{st}}{T_{st} + T_w + T_{sz}} = \frac{r_{st} I_{st} (+0)}{U_{st}} \quad (16)$$

Opisane postępowanie daje stosunkowo zadowalające wyniki tylko przy bardzo małych strumieniach rozproszenia, co łatwo rozpoznać po raptownej zmianie prądu wzbudzenia (sterującego) bezpośrednio po zwarceniu obwodu. W przypadku nieco większych rozprożeń metoda jest mało przydatna, ponieważ przebiegi trzeba rozpatrywać jako dwu - lub wielowykładnicze.

Uwzględnimy dla przykładu jeden tylko strumień rozproszenia uzwojenia sterującego oznaczony na rys. 1 symbolem ϕ_{σ}

Równanie (1,2) układu (1) przybierze obecnie postać

$$z_{st} \frac{d\phi}{dt} + (L_{\sigma} \frac{d i_{st}}{dt} + r_{st} i_{st}) + 0 + 0 = U_{st} \quad (17)$$

a równanie (2,2) układu (2)

$$T_{st} p i'_{\mu} + (T_{\sigma} p + 1) i_{st} + 0 + 0 = \frac{U_{st}(p)}{r_{st}} \quad (18)$$

przy czym przez $T_{\sigma} = \frac{L_{\sigma}}{r_{st}}$ oznaczono dodatkową stałą czasową, związaną z energią zmagazynowaną w polu strumienia rozproszenia.

Pozostałe równania układów (1) i (2) nie zmieniają się. Rozwiązanie układu (2) dla przypadku pomiarowego a), tj. przy biegu jałowym prądnicy (w przypadku przebiegów zanikających i $\phi_{\sigma} = 0$ były to wzory 6 i 7) prowadzi obecnie do funkcji operatorowych drugiego rzędu, a więc do funkcji czasowych dwuwykładniczych. Dla skokowego wzrostu napięcia sterującego otrzymujemy:

$$e_{\sigma}(p) = \frac{1}{T_w T_{\sigma} p^2 + (T_{\sigma} + T_w + T_{st}) p + 1} k_g \frac{z_{st}}{r_{st}} U_{st} \quad (19)$$

$$i_{st}(p) = \frac{T_w p + 1}{T_w T_G p^2 + (T_G + T_w + T_{st})p + 1} \cdot \frac{U_{st}}{r_{st}} \quad (20)$$

Analogiczne funkcje przy zwarciu obwodu sterującego możemy wypisać na podstawie zależności (5).

Funkcje czasowe odpowiadające transmitancjom operatorowym (19) i (20) wyrażają się wzorami:

$$u_g(t) = \left(1 + \frac{T_1}{\sqrt{\Delta}} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2}{\sqrt{\Delta}} e^{-\frac{t}{T_2}}\right) \frac{k_g z_{st}}{r_{st}} U_{st} \quad (21)$$

$$i_{st}(t) = \left(1 - \frac{T_w - T_1}{\sqrt{\Delta}} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2 - T_w}{\sqrt{\Delta}} e^{-\frac{t}{T_2}}\right) \frac{U_{st}}{r_{st}} \quad (22)$$

w których

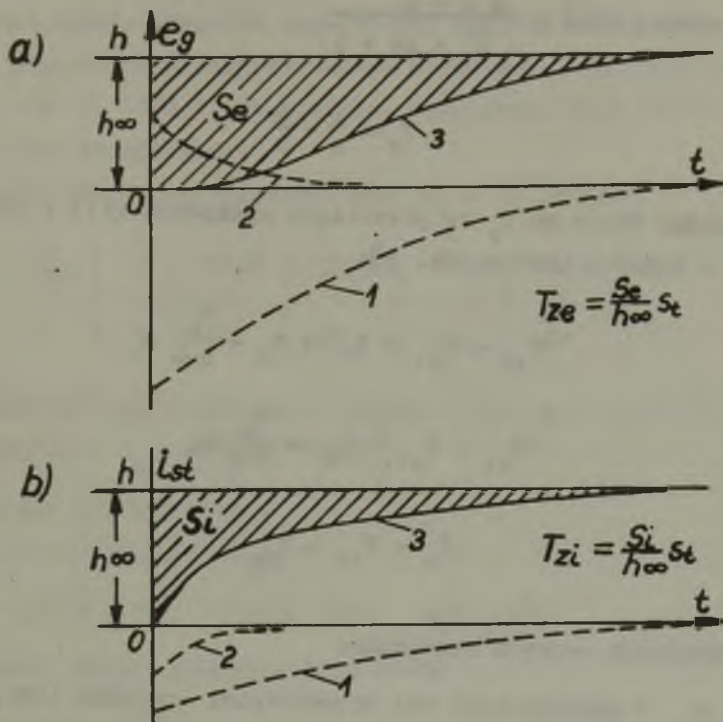
$$\Delta = (T_{st} + T_w + T_G)^2 - 4 T_w T_G > 0 \quad (23)$$

$$T_1 = \frac{2 T_2 T_G}{T_{st} + T_w + T_G + \sqrt{\Delta}}, \quad T_2 = \frac{2 T_w T_G}{T_{st} + T_w + T_G - \sqrt{\Delta}} \quad (24)$$

Ze wzorów (24) wynika, że stałe T_1 i T_2 są skomplikowanymi kombinacjami algebraicznymi stałych czasowych poszczególnych obwodów. Zachodzi przy tym nierówność $T_1 \ll T_2$.

Charakter wypadkowych przebiegów (21) i (22) oraz ich składowych uwidoczniło na rys. 3.

W celu określenia składowych stałych czasowych, najwygodniej posłużyć się pojęciem zastępczej stałej czasowej, którą dla przebiegów aperiodycznych obliczamy na podstawie czasowej lub operatoro-



Rys. 3. Charakter przebiegów czasowych e_g (rys. 3a) oraz l_{st} (rys. 3b) prądnicy wirującej przy skokowym wzroście U_{st} (uwzględnione obwody tłumiące i strumień rozproszenia)

wej funkcji przejścia według wzoru (przy skokowym wzroście sygnału sterującego:

$$T_z = \frac{1}{f(\infty)} \int_0^{\infty} [f(\infty) - f(t)] dt = \frac{1}{F(0)} \lim_{p \rightarrow 0} \left[\frac{F(0) - F(p)}{p} \right] \quad (25)$$

Z czasowej postaci wzoru (25) wynika, że stała T_z jest proporcjonalna do powierzchni ograniczonej krzywą $f(t)$ i jej asymptotą $f(\infty)$, czyli wartością ustaloną funkcji czasowej (przy przebiegach zanikających jest to powierzchnia pod krzywą, przy czym $f(\infty) = 0$).

Z postaci operatorowej wzoru (25) wyliczamy dla funkcji o postaci ogólnej $F(p) = \frac{m p + n}{a p^2 + b p + c}$

$$T_z = \frac{b}{c} - \frac{m}{n} \quad (26)$$

Stosując wzory na T_z do przebiegów czasowych (21) i (22) otrzymujemy z pomiaru (patrz rys. 3):

$$T_{ze} = T_{st} + T_{\sigma} + T_w = \frac{S_e}{h_{\infty}} s_t \quad (27)$$

$$T_{zi} = T_{st} + T_{\sigma} = \frac{S_i}{h_{\infty}} s_t \quad (28)$$

$$T_w = T_{ze} - T_{zi} \quad (29)$$

W ostatnich wzorach oznaczono:

S_e, S_i - powierzchnie nad odpowiednimi krzywymi (rys. 3) w mm^2 ,

h_{∞} - rzędna wartości ustalonej w mm ,

s_t - współczynnik skalowy czasu w $\frac{\text{s}}{\text{mm}}$.

Wyodrębnienie stałej czasowej rozproszeniowej T_{σ} wymagałoby powtórzenia oscylogramów przy $T_{st} \approx 0$ (tj. przy $r_{st} \rightarrow \infty$).

Określenie sumy stałych ($T_{\sigma} + T_{st}$) oraz stałej T_w obwodu tkwienia umożliwia sporządzenie zastępczych jednowykładniczych operatorowych funkcji przejścia według wzorów (3), (4) lub (6), (7) przy czym do wzorów tych w miejsce T_{st} podstawiamy sumę ($T_{st} + T_{\sigma}$)

Dotychczasowe wyodrębnienie stałej T_{σ} jest niezbędne przy liczeniu funkcjami dwuwykładniczymi wg wzorów (19), (20) lub (21), (22).

Przykład. Pomiar elektromagnetycznych stałych czasowych obwodu wzbudzenia dużego wolnobieżnego silnika prądu stałego. Wartości

stałych czasowych potrzebne są do analizy dynamicznej odzwzudzenia awaryjnego układu Leonarda kopalnianej maszyny wyciągowej.

Dane znamionowe silnika: Wytwórca DZWM E M-5, typ P2880/16/730, 1100 kW, 650 V, 1900 A, 45 obr/min. wzbudzenie obce 220 V, 60 A.

Inne dane techniczne:

Charakterystyka magnesowania przy $n_N = 45$ obr/min:

I_{st}	0	21,6	31,6	41,8	60,6	A
E	7	336	447	519	601	V

Charakterystyka praktycznie liniowa w zakresie 7-447 V przy czym nachylenie $k_g = \frac{440}{31,6} = 13,9 \frac{V}{A}$

Uzwojenie obcowzbudne:

$$z_m = 312/2 \text{ bieguny, } a_m = 1,$$

$$R_m = 1,96 \Omega \text{ przy } 15^\circ C/2, 15 \Omega \text{ przy } 40^\circ C$$

Oporności obwodu głównego przy $15^\circ C$:

$$R_{tw} = 7,12 \cdot 10^{-3} \Omega,$$

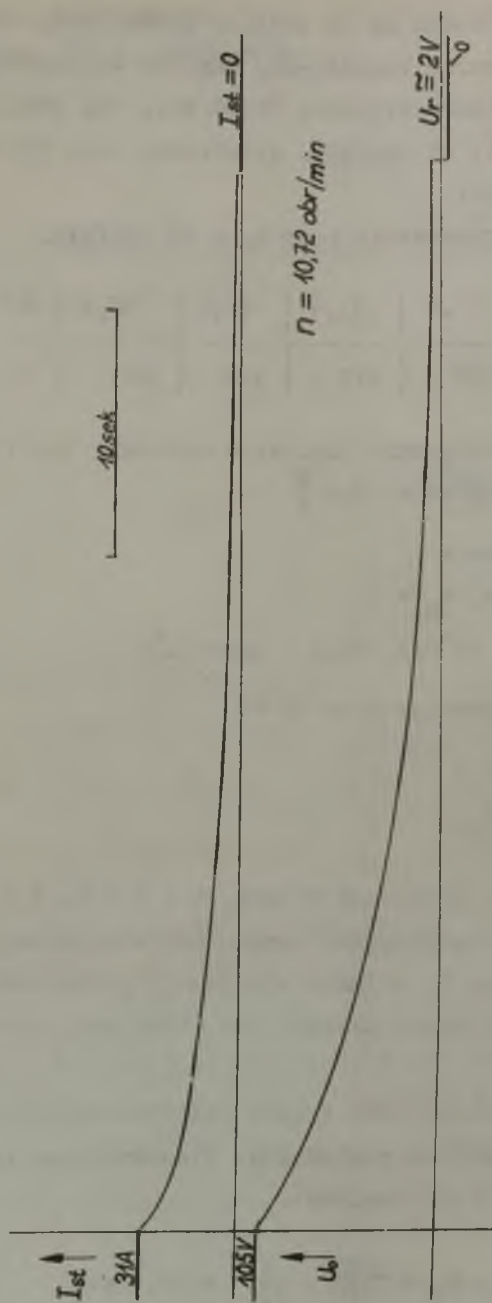
$$R_{bp+k} = 6,03 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Uzwojenie twornika: pętlicowe proste, $a = p = 8$, $N = 2460$.

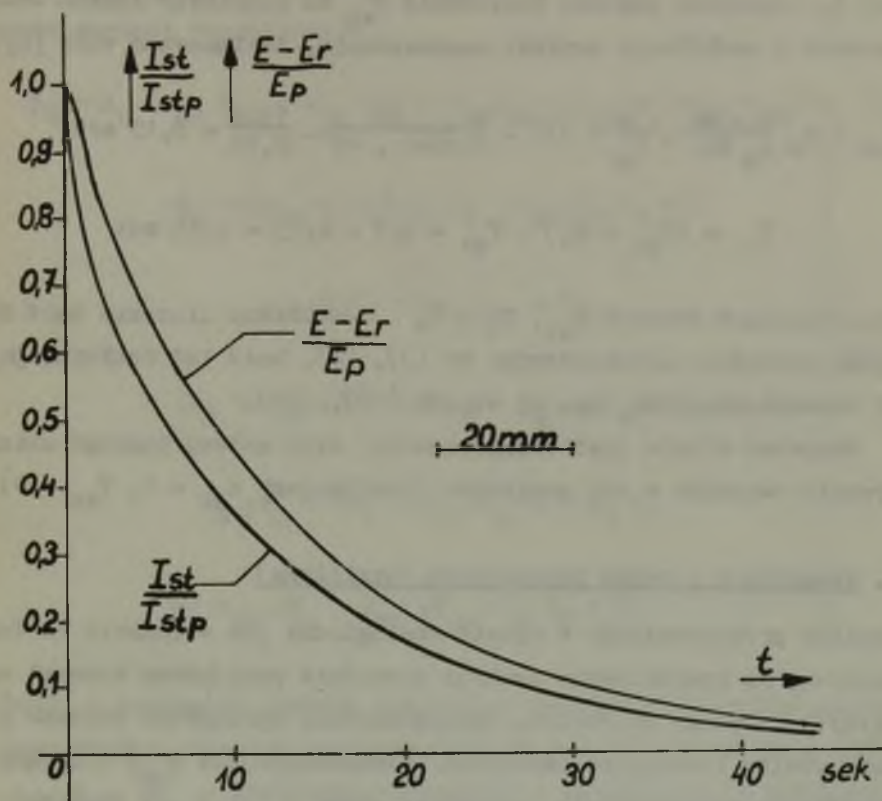
Na rys. 4 pokazano oscylogramy zaniku prądu wzbudzenia I_{st} i napięcia biegu jałowego U_0 silnika wirującego z obniżoną prędkością $n = 10,72$ obr/min (napęd bliźniaczym silnikiem, sprzężonym bezpośrednio).

Na rys. 5 przedstawiono obie krzywe przerysowane dla celów porównawczych w jednostkach względnych. Planimetrując powierzchnie pod krzywymi na rys. 5 otrzymujemy:

$$T_{st} + T_C + T_w = \frac{S_a}{h_{\infty}} \cdot s_t = \frac{3080}{100} \cdot \frac{1}{2,5} = 12,4 \text{ sek}$$



rys. 4. Pomiar stałych czasowych silnika p.s. typu P-2880/16/730, 1100 kW, 650, V, 1900 A 45
 45 $\frac{\text{obr}}{\text{min}}$



Rys. 5. Zestawienie porównawcze w jednostkach względnych przebiegów z rys. 4.

$$T_{st} + T_G = \frac{S_i}{h_{\infty}} \quad s_t = \frac{2175}{100} \cdot \frac{1}{2,5} = 8,7 \text{ sek}$$

$$T_w = 12,4 - 8,7 = 3,7 \text{ sek}$$

W warunkach zasilania przemysłowego nie było możliwości wtrącenia do obwodu wzbudzenia dużej oporności, więc wyodrębnienie sta-

łej T_{σ} uzyskano poprzez obliczenie T_{st} na podstawie danych uwzajemniowych i nachylenia krzywej magnesowania. Zastosowano wzór [2]:

$$T_{st} = z_m \frac{a_m \cdot 60}{a_m Nn} \cdot \frac{k}{R_m} = 312 \cdot \frac{8}{12640} \cdot \frac{60}{45} \cdot \frac{13,9}{2,15} = 8,15 \text{ sek}$$

$$T_{\sigma} = (T_{st} + T_{\sigma}) - T_{st} = 8,7 - 8,15 = 0,55 \text{ sek}$$

wyodrębnienie stałych T_{st} , T_w i T_{σ} umożliwia liczenie bądź funkcjami przejścia uproszczonymi wg (3), (4), bądź też dokładniejszymi dwuwykładniczymi, np. wg wzorów (19), (20).

Ponieważ silnik jest skompensowany, więc możemy pominąć oddziaływanie twornika w osi podłużnej (przyjmujemy $z_{st} = 0$, $T_{sz} = 0$).

3. Wzmacniacz z polem poprzecznym (amplidyna)

Analizę przeprowadzimy w sposób analogiczny jak w punkcie 2. Jako podstawę do sporządzenia funkcji przejścia przyjmiemy schemat amplidyny pokazany na rys. 6, uwzględniający sprzężenie zwrotne proporcjonalne (zastępcze uzwojenia rozmagnesowujące z_{qd}) i ujemne sprzężenie różniczkujące (zastępcze cewki z_{mq} i z_{md}). Zjawiska fizyczne stanowiące genezę obu sprzężeń są opisane szczegółowo w literaturze [1, 2, 3, 4, 5].

Prąd wyjściowy amplidyny i_d zależy zarówno do SEM podłużnej amplidyny e_d , jak też od niezależnej impedancji i SEM zasilanego odbiornika. Dlatego też przyjęto i_d jako niezależny sygnał wyjściowy którego przebieg możemy określić po sporządzeniu i rozwiązaniu schematu strukturalnego dla całego UAR w którym pracuje amplidyna.

Liniowy układ równań odpowiadający schematowi na rys. 6 przy założeniu nienasyconego obwodu magnetycznego i pominięciu strumie-

ni rozproszenia można napisać w poniższej postaci operatorowej (zerowe warunki początkowe):

$$\begin{aligned}
 \Phi_d - \Lambda_d (z_{st} i_{st} - z_{qd} i_q - z_k i_{bk} (\mp) z_{md} i_m) &= (z_k - z_{tw}) \Lambda_d i_d \\
 \Phi_q - (z_{tw} + z_q) \Lambda_q i_q + z_{mq} \Lambda_q i_m &= 0 \\
 z_{st} p \Phi_d + R_{st} i_{st} &= U_{st} \\
 - (C_E + z_{qd} p) \Phi_d + (z'_{tw} + z_q) p \Phi_q + R_q i_q &= 0 \\
 z'_k p \Phi_d - (R_k + R_{bk}) i_{bk} &= -R_k i_d \\
 (\pm) z_{md} p \Phi_d + z_{mq} p \Phi_q - R_m i_m &= 0
 \end{aligned} \tag{30}$$

Znaki w nawiasach dotyczą dodatniego sprzężenia różniczkującego.

Zestawienie oznaczeń zastosowanych na rys. 6 i w układzie (30):

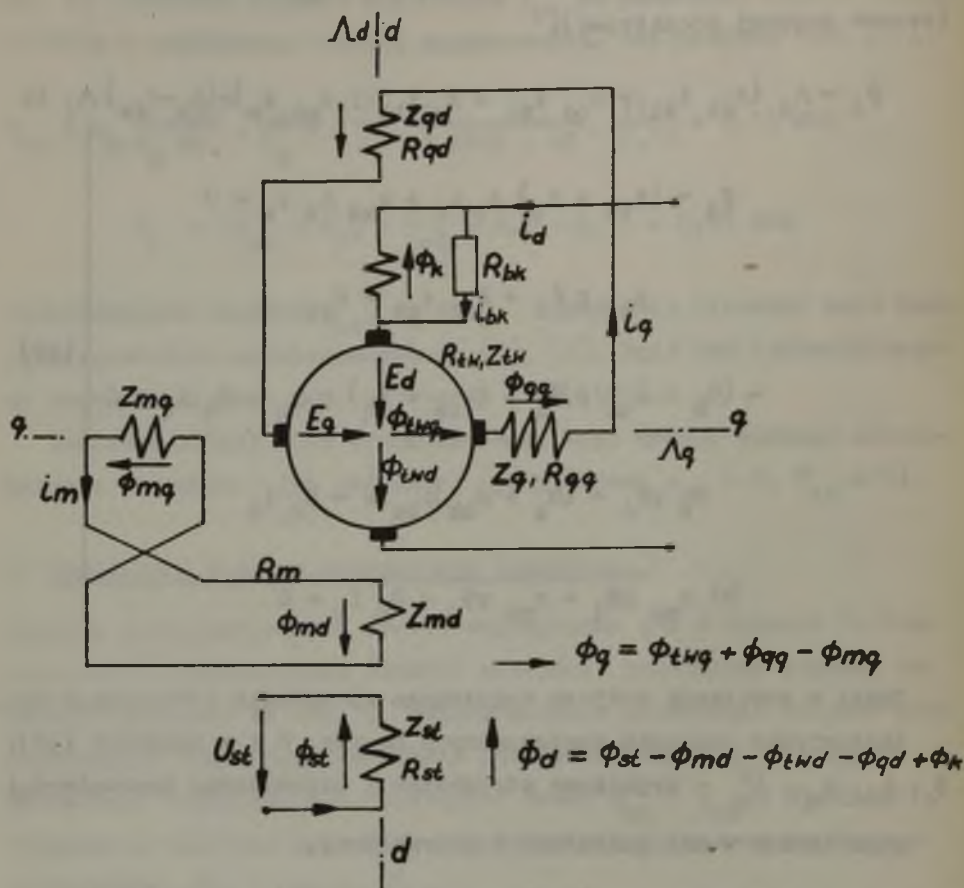
$\Phi_d, \Lambda_d, \Phi_q, \Lambda_q$ - wypadkowe strumienie i odpowiednie przewodności magnetyczne w osi podłużnej i poprzecznej,

$z_{st}, z_{qd}, z_q, z_{mq}, z_{md}$ - liczby zwojów, uzwojeń skupionych rzeczywistych i zastępczych,

$z_{tw} = \frac{N}{8}, z'_{tw} \approx 1,1 z_{tw}, z_k = \frac{1}{2} k, z'_k \approx 1,1 z_k$ - zastępcze

„strumieniowe” (z) i indukcyjnościowe (z') liczby zwojów skupionych dla uzwojeń rozłożonych odpowiednio: twornika i kompensacji [1, 2].

$C_E = \frac{N}{a} \cdot \frac{n}{60} \cdot 10^{-6}$ - stała dla SEM rotacji twornika ($p = 1$),



Rys. 6. Schemat ideowy amplidyndy

$i_{st}, i_q, i_d, i_{bk}, i_m$ - prądy, odpowiednio: sterujący, poprzeczny, wyjściowy, bocznika kompensacji i w zastępczym obwodzie sprzęgającym różniczkująco,

$R_{st}, R_q = R_{qq} + R_{qd}, R_{tw}, R_{bk}, R_m$ - oporności czynne poszczególnych uwzojeń i obwodów schematu na rys. 6.

W równaniach 4 i 6 układu (30) przyjmujemy następujące uproszczenia, nie wpływające w istotny sposób na obliczenie funkcji przejścia [1,6] :

$$z_{qd} p \Phi_d \approx 0, \quad (\pm) z_{md} p \Phi_d \approx 0 \quad (31)$$

Przy wprowadzaniu do układu (30) stałych czasowych poszczególnych uwzojeń postąpimy analogicznie jak w p. 2, eliminując strumienie Φ_d i Φ_q przy pomocy zastępczych prądów magnesujących $i'\mu_d$ oraz $i'\mu_q$. Układ (30) można wtedy przepisać w następującej przejrzystej postaci macierzowej:

+ 1	0	-1	+1	+ 1	(±) 1
0	+ 1	0	-k _q	0	+ k _m
+T _{st} p	0	+1	0	0	0
-K' _{i1}	+T _q p	0	+k _q	0	0
+T _k p	0	0	0	- k _{bk}	0
0	+T _{mq} p	0	0	0	-k _m

$i'\mu_d$
$i'\mu_q$
i_{st}
i'_q
i'_{bk}
i'_m

i'_d
0
U_{st}/R_{st} (32)
0
$-k_d i'_d$
0

Podstawienia i oznaczenia zastosowane przy przejściu od układu (30) do (32):

$$i'\mu_d = \frac{\Phi_d}{z_{st} \Lambda d}, \quad i'\mu_q = \frac{\Phi_q}{z_{st} \Lambda q}, \quad i'_q = \frac{z_{qd}}{z_{st}} i_q, \quad i'_d = \frac{z_k - z_{tw}}{z_{st}} i_d,$$

$i'_{bk} = \frac{z_k}{z_{st}} i_{bk}$, $i'_m = \frac{z_{md}}{z_{st}} i_m$ - zastępcze prądy magnesujące oraz prądy w poszczególnych obwodach zredukowane na liczbę zwojów z_{st} ,

$$k_g = \frac{z_{tw} + z_q}{z_{qd}}, \quad k_m = \frac{z_{mq}}{z_{md}}, \quad k_{bk} = \frac{R_k + R_{bk}}{R_k} = \frac{R'_k}{R_k},$$

$$k_d = \frac{z_k}{z_k - z_{tw}} - \text{współczynniki redukcyjne},$$

$$K'_{i1} = \frac{C_E (z_{tw} + z_q) \Lambda_d}{R_q} = \frac{k_q I'_q}{I'_d} - \text{zredukowany współczynnik}$$

wzmocnienia prądowego na I stopniu wzmocnienia amplitudyny,

$$T_{st} = \frac{z_{st}^2 \Lambda_d}{R_{st}}, \quad T_q = \frac{(z_{tw} + z_q) (z'_{tw} + z_q) \Lambda_q}{R_q}, \quad T_k = \frac{z'_k z_k \Lambda_d}{R_k}$$

$$T_{md} = \frac{z_{md}^2 \Lambda_d}{R_m}, \quad T_{mq} = \frac{z_{mq}^2 \Lambda_q}{R_q} - \text{stałe czasowe.}$$

Zależności między SEM rotacji i zredukowanymi prądami magnesującymi są następujące:

$$e_q = C_E \Phi_d = C_E z_{st} \Lambda_d i'_{\mu d} \quad (33)$$

$$e_d = C_E \Phi_q = C_E z_{st} \Lambda_q i'_{\mu q} \quad (34)$$

W amplitudynie idealnej, tj. bez wewnętrznych sprzężeń zwrotnych jest $I'_d = I_{st}$, skąd łatwo wykazać związki między współczynnikami statycznymi

$$K'_{i1} = k_q \frac{z_{qd}}{z_{st}} K_{i1} = \frac{z_{tw} + z_q}{R_q} k_{A1} \quad (35)$$

przy czym przez $K_{i1} = \frac{I_q}{I_{st}}$ oznaczono rzeczywisty współczynnik wzmocnienia prądowego, a przez

$$k_{A1} = \frac{E_{d0}}{z_{st} I_{st}} = C_E \Lambda_d \quad (36)$$

nachylenie krzywej magnesowania na pierwszym stopniu wzmocnienia amplidyny idealnej. Przy pomiarze biegu jałowego na pierwszym stopniu mamy $I_q = 0$, a więc nie ma sprzężeń, czyli istotnie zachodzi tożsamość $I_{\mu d} = I_{st}$.

Z zależności $E_d = C_E \Phi_q = C_E (z_{tw} + z_q) \Lambda_q I_{\mu q}$ określamy nachylenie k_{A2} krzywej magnesowania na drugim stopniu wzmocnienia, przy czym - ponieważ w stanie ustalonym $I_{\mu q} = I_q$ - możemy napisać:

$$k_{A2} = \frac{E_{d0}}{I_q} = C_E (z_{tw} + z_q) \Lambda_q \quad (37)$$

Nachylenie wypadkowej krzywej magnesowania amplidyny idealnej, tj. bez wewnętrznych sprzężeń wyliczymy ze wzoru:

$$k_{A1} = \frac{k_{A1} \cdot k_{A2}}{R_q} \quad (38)$$

Rozwiązując układ równań (32) względem $i'_{\mu q}$ oraz wykorzystując zależności (34), (36), (37) i (38) otrzymujemy szukaną funkcję przejścia:

$$e_d(p) = k_{Ai} \frac{\frac{z_{st}}{R_{st}} U_{st}(p) - z_{rk} i_d(p)}{A p^2 + Bp + C} \quad (39)$$

We wzorze (39) oznaczają

$$A = (T_{st} + T'_k) (T_q + T_{mq}) \quad (40)$$

$$B = T_{st} + T'_k + T_q + T_{mq} + K'_{i1} \left(\frac{1}{k_q} (+) - \frac{1}{k_m} \right) T_{mq} \quad (41)$$

$$C = 1 + \frac{K'_{i1}}{k_q} \quad (42)$$

$$z_{rk} = z_{tw} - \frac{z_k (k_{bk} - 1)}{k_{bk}} \quad \text{resztowe zastępcze zwoje oddziaływania twornika w osi podłużnej,}$$

$$T'_k = \frac{T_k}{k_{bk}} - \text{stała czasowa obwodu bocznika kompensacji.}$$

Znak (-) w nawiasie we wzorze (41) dotyczy dodatniego sprzężenia różniczkującego.

W przypadku amplitudyny z kilkoma czynnymi obwodami sterującymi sygnał wejściowy $\frac{z_{st}}{R_{st}} U_{st}$ we wzorze (39) zastępujemy sumą

$$\sum + \frac{z_{stx}}{R_{stx}} U_{stx}, \text{ a stałą } T_{st} \text{ we wzorach (40) i (41) sumą } \sum T_{stx}.$$

Zastępcza stała czasowa dla przebiegów aperiodycznych wyrazi się wzorem:

$$T_z = \frac{B}{C} = \frac{\sum T_{stx} + T'_k + T_o + T_{mq} + \Delta T_{mq}}{1 + \frac{K'_{i1}}{k_q}}$$

przy czym przez ΔT_{mq} oznaczono $K'_{i1} \left(\frac{1}{k_c} (+) - \frac{1}{k_m} \right) T_{mq}$

W oparciu o wzory (36) do (43) można zalecić następujący porządek pomiarów przy określaniu współczynników statycznych i stałych czasowych operatorowej funkcji przejścia określonej wyrażeniem (39):

A) Pomiary statyczne

1) Pomiary oporności R_{st} , R_{tw} , R_q , R_k , R_{bk} oraz nachyleń charakterystyk magnesowania k_{A1} (wzór 36), k_{A2} (wzór 37) wypadkowej $k_A = \frac{E_{do}}{z_{st} I_{st}}$, obliczenie k_{Ai} (wzór 38).

2) Obliczenie współczynnika wewnętrznego sprzężenia proporcjonalnego na podstawie wzoru (39) dla przypadku stamu ustalonego przy biegu jałowym ($p = 0$, $I_d = 0$):

$$C = 1 + \frac{K'_{11}}{k_q} = \frac{k_{Ai}}{k_A} \quad (44)$$

3) Wyznaczenie z_{rk} na podstawie pomiaru napięcia biegu jałowego U_{do} i obciążenia U_d , I_d przy stałym przepływie sterującym (równanie wyjściowe $E_d = U_d + R_d I_d = U_{do} - k_A z_{rk} I_d$):

$$z_{rk} = \frac{U_{do} - U_d - R_d I_d}{k_A I_d} \quad (45)$$

Wynik $z_{rk} < 0$ oznacza, że amplitdyna jest przekompensowana

B) Pomiary dynamiczne

1) Dwukrotny oscylogram $U_{qo} = f(t)$ przy skokowym zaniku napięcia sterującego: raz przy zamkniętym boczniku kompensacji (suma $T_{st} + T'_k$) drugi raz przy boczniku otwartym (T_{st}).

2) Oscylogramy $e_{do} = f(t)$ przy zwarcie obwodu sterującego poprzez duży opór czynny (wymuszenie skokowego zaniku prądu sterującego).

Jeżeli obwód bocznika kompensacji jest przy tym otwarty ($T'_k = 0$) to otrzymujemy przebieg jednowykładniczy o stałej czasowej

$$T_{qo} = \frac{1}{C} (T_q + T_{mq} + \Delta T_{mq}) \quad (46)$$

W przypadku zamkniętego bocznika kompensacji przebieg jest dwuwkładniczy o zastępczej stałej czasowej

$$T_{qz} = \frac{1}{C} (T'_k + T_q + T_{mq} + \Delta T_{mq}) \quad (47)$$

3) Oscylogram zaniku $e_{do} = f(t)$ przy skokowym zaniku napięcia U_q (zwarcie obwodu poprzecznego, zasilanego z obcego źródła). Obwód uzwojenia sterującego i bocznika kompensacji pozostają otwarte ($T_{st} = 0, T'_k = 0$).

Przebieg $e_{do} = f(t)$ jest jednowkładniczy o stałej czasowej T_{qp} wg wzoru (46).

4) Oscylogram zaniku $e_{do} = f(t)$ przy skokowym zaniku napięcia sterującego u_{st} . Z powierzchni pod krzywą obliczamy stałą czasową zastępczą T_z odpowiadającą zależności (43).

5) Oscylogram $i_q = f(t)$ przy zwarcu obwodu poprzecznego amplitudyny nieruchomej ($n = 0$) zasilanego z obcego źródła. Ze względu na stosunkowo duże strumienie rozproszczenia w obwodzie poprzecznym (skupione uzwojenie poprzeczne stojana i rozłożone uzwojenie twornika, stała $T_{q\sigma}$) należy w tym przypadku obliczyć zastępczą stałą z powierzchni pod krzywą. Jej wartość zgodnie ze wzorem (28) wynosi $T_{qzi} = T_q + T_{q\sigma}$.

wyodrębnienie stałej T_{mq} nie jest istotne ponieważ $T_{mq} \ll T_q$ i można praktycznie przyjmować $T_q \approx T_q + T_{mq}$.

W praktyce pomiarowej należy zwrócić uwagę na nieliniowość wewnętrznych sprzężeń. Między innymi składnik zastępczej stałej czasowej ΔT_{mq} (wzory 43, 46, 47) jest mniejszy przy szybkich zmianach strumienia sterującego. Dlatego często otrzymujemy różne wyniki z pomiarów B2 i B3. Przy sporządzaniu funkcji przejścia można przyjmować wartość średnią ΔT_{mq} z obu wymienionych pomiarów.

Przykład. Obliczenie współczynników funkcji przejścia amplitudy-
ny PwMa 5B, 2,5'kw, 1450 obr/min, 230 V, 10,9 A, uzwojenia steru-
jącego:

$$I = 0,5 \text{ V/135 mA}, \text{ II, III, IV} = 1 \text{ V}, 67,5 \text{ mA}.$$

A) Pomiary statyczne

Oporności przy temp. 30°C:

$$\text{Obwód sterujący: } R_{st} = 15,4 \Omega, R_{std} = 2 \Omega.$$

$$\text{Obwód poprzeczny: } R_q = R_{tw} + R_{qq} + R_{szq} = 1,7 + 5,9 + 0,6 + 7,2 \Omega.$$

$$\text{Obwód wyjściowy: } R_d = R_{tw} + R_k + R_{szd} = 1,7 + 1,3 + 0,4 = 3,4 \Omega.$$

Nachylenie charakterystyk magnesowania przy zasilaniu uzwojenia
sterującego III ($z_{st} = 400/2$ bieguny):

$$k_{A1} = 0,8 \text{ V/Az}, k_{A2} = 247 \text{ V/A}, k_A = 9,65 \text{ V/Az}$$

$$\text{Nachylenie charakterystyki ampl. idealnej } k_{Ai} = \frac{0,8 \cdot 247}{7,2} = 27,5 \frac{\text{V}}{\text{Az}}$$

$$\text{Współczynnik sprzężenia proporcjonalnego } C = \frac{27,5}{9,65} = 2,85.$$

$$\text{Reszkowe zwoje } z_{rk} \text{ (wg wzoru 45): } U_{do} = 240 \text{ V}, U_d = 197 \text{ V},$$

$$I_d = 5,3 \text{ A}$$

$$z_{rk} = \frac{240 - 197 - 3,4 \cdot 5,3}{9,65 \cdot 5,3} = 0,507 \approx 0,51$$

B) Pomiary dynamiczne

Zestawienie porównawcze oscylogramów w jednostkach względnych
uwidoczniono na rys. 7. Na podstawie poszczególnych przebiegów ob-
liczono (litery a, b, c, d,,e) zgodnie z oznaczeniami krzywych
na rys. 7):

$$\text{a) } T'_{st} + T'_k = 0,176 \approx 0,18 \text{ sek (pomiar B1 przy } R_{st} = 15,4 \Omega, R_{dst} = 2 \Omega \\ \text{i } R_{bk} = 50 \Omega)$$

$$b) T'_{st} = 0,133 \text{ sek (pom B1 przy } R_{st} = 15,4\Omega \quad R_{dst} = 2\Omega \text{ i } R_{bk} = \infty)$$

Przeliczenia pomiarów a) i b):

$$T'_k = 0,176 - 0,133 = 0,043 \approx 0,04 \text{ sek}$$

$$T_{st} = 0,133 \frac{17,4}{15,4} = 0,147, \text{ sek} \quad 0,15 \text{ sek}$$

$$c) T_q \approx T_q + T_{mq} = 0,175 \frac{7,2 + 0,1}{7,2} \approx 0,18 \text{ sek}$$

(pom B5 przy dodatkowym oporze $R_{qdod} = 0,1\Omega$)

$$d) T_{qz} = 0,185 \text{ sek (pom B2, wzór 47).}$$

wyliczenie $\Delta T'_{mq}$ na podstawie d):

$$\Delta T'_{mq} = C T_{qz} - T'_k - (T_q + T_{mq}) = 2,85 \cdot 0,185 - 0,04 - 0,18 = 0,31 \text{ sek}$$

$$e) T_z = 0,30 \text{ sek (pom. B4, wzór 43).}$$

wyliczenie $\Delta T''_{mq}$ na podstawie e):

$$\Delta T''_{mq} = C T_z - (T'_{st} + T'_k) - (T_q + T_{mq}) = 2,85 \cdot 0,3 - 0,133 - 0,18 = 0,49 \text{ sek}$$

Przyjmujemy średnio $\Delta T_{mq} = 0,5 (0,31 + 0,49) = 0,40 \text{ sek}$

Wynikają stąd następujące współczynniki równania charakterystycznego dla amplidyń z kilkoma uzwojeniami sterującymi:

$$A = (\sum T_{stx} + 0,04) \cdot 0,18, \quad C = 2,85$$

$$B = \sum T_{stx} + 0,04 + 0,18 + 0,40 = \sum T_{stx} + 0,72$$

Założmy, że w konkretnym układzie regulacyjnym wykorzystano 3 uzwojenia sterujące II, III i IV o tej samej liczbie zwojów i

opornościach zbliżonych $15,4\Omega$, przy czym oporności dodatkowe w poszczególnych obwodach sterowniczych wynoszą średnio po 700Ω

Wtedy: $\Sigma T_{stx} = 3 \cdot 0,15 \frac{15,4}{700 + 15,4} = 0,01s$; $\Sigma T_{stx} + T'_k = 0,05$ sek

Szukana operatorowa funkcja przejścia wyrazi się wzorem:

$$e_d(p) = \frac{27,5 \Sigma \theta_{st}(p) - 0,51 i_d(p)}{0,009 p^2 + 0,73 p + 2,85} = \frac{9,65 \Sigma \theta_{st}(p) - 0,18 i_d(p)}{0,0032 p^2 + 0,26 p + 1}$$

Przy postępowaniu uproszczonym, tj. pominięciu obwodów tłumiących i wewnętrznych sprzężeń z tych samych pomiarów otrzymujemy:

$$k_A = 9,65, a) T_{st} = 0,176 \frac{17,4}{15,4} = 0,2 \text{ sek,}$$

$$c) \text{ lub } d) T_q = 0,18s (\text{po zaokrągleniu})$$

Stąd (przy pominięciu z_{rk}):

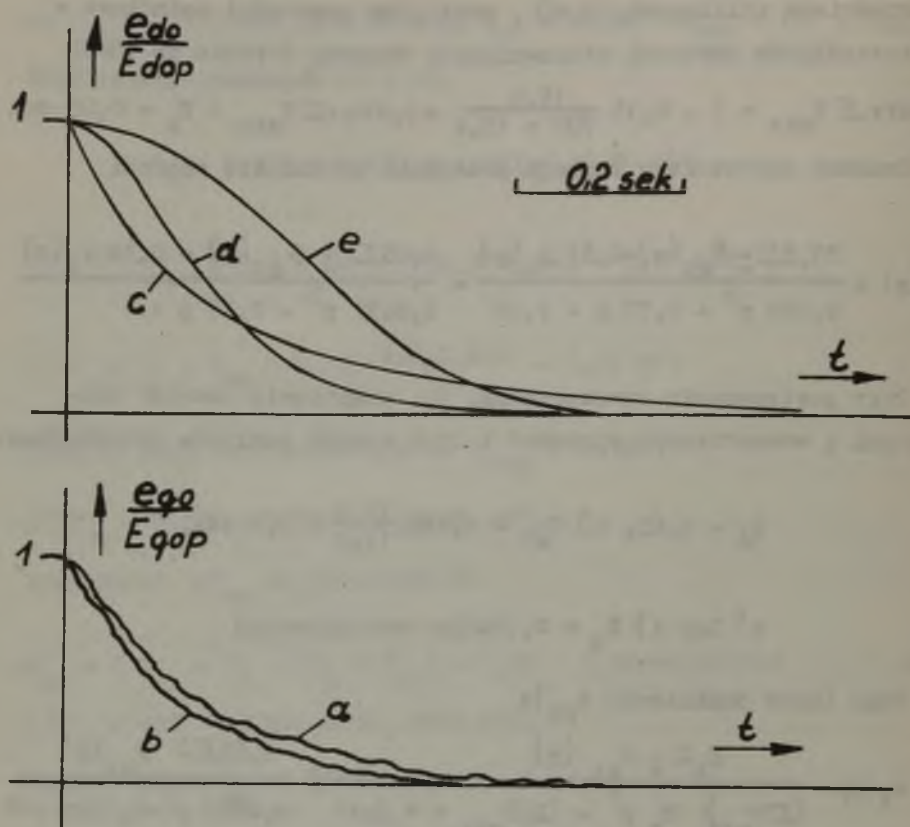
$$e_d(p) = \frac{k_A \Sigma \theta_{st}(p)}{(\Sigma T_{stx}) T_q p^2 + (\Sigma T_{stx} + T_q)p + 1} = \frac{9,65 \Sigma \theta_{st}(p)}{0,0023 p^2 + 0,193p + 1}$$

W danym przypadku różnice między wartościami współczynników A i B równania charakterystycznego w obu przeliczeniach sięgają 40%. Mogą być one większe lub mniejsze w zależności od wartości dodatkowych oporów w obwodach sterujących.

Należy podkreślić, że uwzględnienie w obliczeniach tylko sprzężenia proporcjonalnego (bez różniczkującego) prowadzi do sprzeczności między wynikami uzyskanymi z pomiarów statycznych i dynamicznych. Otrzymujemy mianowicie z przeliczeń pomiarów B1 i B5 wartość

$$T_z = \frac{1}{C} (T'_{st} + T'_k + T_q) = \frac{0,176 + 0,18}{2,85} = 0,13 \text{ sek}$$

podczas gdy z bezpośredniego pomiaru B4 jest $T_z = 0,3$ sek.



Rys. 7. Kopie oscylogramów przebiegów napięć i prądów amplitudyny PwMa 5B, 2,5 kW, 1450 obr/min, 230 V, 10,9 A (zestawienie porównawcze w jednostkach względnych). Oznaczenia krzywych:

- Oznaczenia krzywych: a) $e_{qo} = f(t)$ - pomiar B1 przy $R_{bk} = 50 \Omega$,
 b) jak a) tylko przy $R_{bk} = \infty$, c) $i_q = f(t)$ - pomiar B5, d)
 $e_{do} = f(t)$ - pomiar B2 przy zamkniętym boczniku kompensacji, e)
 $e_{do} = f(t)$ - pomiar B4

4. Wnioski

Przedstawiona metoda uwzględniania obwodów tłumiących i wewnętrznych sprzężeń zwrotnych przy pomiarowym wyznaczaniu operatorowych funkcji przejścia maszyn prądu stałego pozwala na znaczne uściślenie przeliczeń pomiarów bez dodatkowego komplikowania wzorów wynikowych.

W analizie pominięto wpływ nieliniowości, a rozważania ograniczono do aperiodycznych przebiegów dynamicznych. W przypadkach przebiegów periodycznych należy - nie zmieniając ogólnej metodyki postępowania - posłużyć się uogólnieniem ("kwadratowym") wzorem na zastępczą stałą czasową T_z [5].

Zalecane praktyczne postępowanie jest wskazane w szczególności przy badaniach UAR na maszynach analogowych. Wtedy bowiem - w celu pełnego wykorzystania dokładności liczenia analogowego - należy zwrócić baczną uwagę na dokładność danych liczbowych schematu zaprogramowanego na maszynie.

Rękopis założono w Redakcji w lipcu 1968 r.

LITERATURA

- [1] Gabryś W.: Uproszczona analiza stanów nieustalonych amplitudyny. Zesz. Nauk. Pol. Śl. Elektryka 12, 1962.
- [2] Gogolewski Z., Gabryś W. Maszyny prądu stałego. PWT, 1960.
- [3] Gabryś W.: Czynniki uboczne w eksploatacji, konstrukcji i pomiarach amplitudyny. Zesz. Nauk. Pol. Śl. Elektryka 13 1962.
- [4] Paszek W.: Projektowanie wzmacniaczy maszynowych z polem poprzecznym. Arch. Aut. i Telem., tom II, zes. 3-4, PWN 1957.
- [5] Paszek W.: Analiza stanów nieustalonych amplitudyny. Zesz. Nauk. Pol. Śl. Elektryka 4. 1957.
- [6] Gabryś W.: Wewnętrzne sprzężenie zwrotne amplitudyny przez obwody zwarte stojana. Arch. Aut. i Telem. zes. 1, 1964.

- [7] Loocke G.: Elektrische Maschinenverstärker. Berlin, 1958.
[8] Pełczewski W.: Wzmacniacze elektromaszynowe. PWT, 1959

ПРИМЕЧАНИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИЯХ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ МАШИН
И ЭЛЕКТРОМАШИНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Р е з ю м е

В статье рассмотрены прямые методы учета внутренних обратных связей при измерительном определении операторных передаточных функции управляющих генераторов и электромашинных усилителей постоянного тока. Применяя рассмотренный метод измерения, можно повысить прочность определения коэффициентов характеристического уравнения без повышения его порядка, а именно не вызывая дополнительных сложностей структурной схемы или аналоговой. Теоретические выводы проиллюстрированы двумя примерами измерений и расчетов.

NOTES ON MEASURES OF TRANSFER FUNCTION OF MACHINES AND DYNAMOELECTRIC AMPLIFIERS

S u m m a r y

In the elaboration was examined the simple methods of taking into consideration the inside feed backs at measuring determination of operational transfer functions of control generator and d.c. dynamoelectric amplifiers. Using the said measuring method it can increase the accuracy of determination of characteristic equation factor without its order raising. It don't caused the additional complication of the block and analog diagrams. The theory was illustrated with two examples of measures and conversions.