ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

Nr 59 ELEKTRYKA z.12 1962

WŁADYSŁAW PASZEK

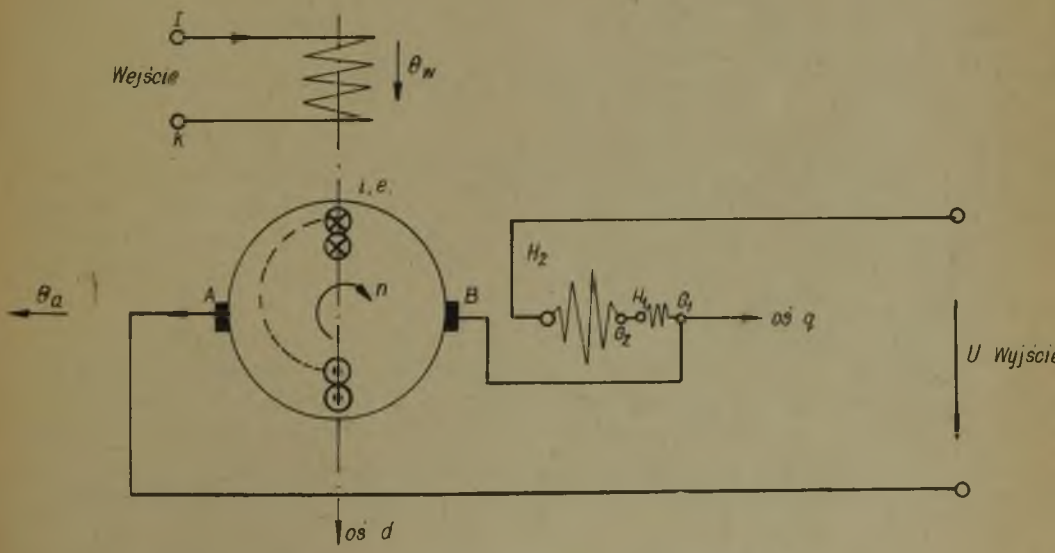
Katedra Maszyn Elektrycznych

ZAGADNIENIA KONSTRUKCYJNE I EKSPLOATACYJNE JEDNOSTOPNIOWYCH WZMACNIACZY ELEKTROMASZYNOWYCH

Streszczenie: Praca zawiera obliczenie wpływu wymiarów geometrycznych i sprzężenia zwrotnego na parametry wzmacniacza jednostopniowego. Porównano wzmacniacz z napięciowym i prądowym sprzężeniem zwrotnym.

1. Analiza wymiarów geometrycznych

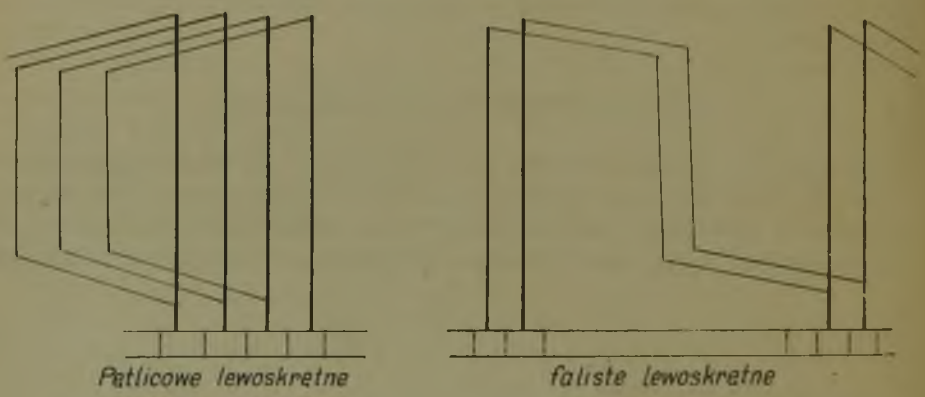
Na rys.1a przedstawiony jest schemat ideowy wzmacniacza jednostopniowego, na którym zaznaczono uzwojenie sterujące, twornik i uzwojenie kompensacyjne. Strumień wzbudzenia wzmacniacza wytworzony jest przez uzwojenie sterujące. Strumień



Rys.1a. Oznaczenie i strzałki kierunkowości

ten skierowany jest w osi podłużnej d maszyny. Na rys.1a zaznaczono umowne kierunkowości prądu, przepływu wzbudzenia twornika oraz zaznaczono umowną kierunkowość wirowania twornika.

Szczotki zbierające prąd z komutatora zaznaczono na rysunku w sposób umowny jako szczotki ślizgające bezpośrednio po prętach twornika. Przypadek taki występuje w rzeczywistości jeżeli są jednakowe średnice twornika i komutatora i jeżeli uzwojenie faliste lub pętlicowe wykonane jest według modelu przedstawionego na rys.1b.



Rys.1b. Równoważne dwuwarstwowe uzwojenie twornika

Zakładamy w rozważaniach lewoskrętne uzwojenie twornika, przy którym kierunek oddziaływania pokrywa się z kierunkiem prądu twornika zbieranym ze szczotek A-B. Uzwojenie biegunów komutacyjnych G_1H_1 i uzwojenie kompensacji G_2H_2 są połączone szeregowo.

Na rysunku zaznaczono w sposób ideowy, że uwzojenie kompensacji jest uzwojeniem rozłożonym. W przypadku gdy wzmacniacz nie jest wyposażony w uzwojenie kompensacji następuje zniekształcenie pola wzbudzenia przy obciążeniu wzmacniacza, tzw. dystorsja pola wzbudzenia, która powoduje:

a) powiększenie maksymalnego napięcia międzywycinkowego na komutatorze,
b) zmniejszenie strumienia wzbudzenia w przypadku miejscowego nasycenia obwodu magnetycznego.

Przepływ magnesujący Θ_μ wytwarza strumień magnetyczny, który indukuje napięcie wewnętrzne (rotacji) prądnicy E.

Przepływ magnesujący Θ_μ, złożony w przypadku ogólnym z przepływów kilku uzwojeń sterujących, można wyrazić jako iloczyn prądu magnesującego $I_\mu^{(s)}$ i liczby wzojów z_s podstawowego uzwojenia sterującego.

Przy założeniu tylko jednego obwodu elektrycznego uzwojenia sterującego, sprzężonego ze strumieniem wzbudzenia prądnicy otrzymamy przy nienasyconym obwodzie magnetycznym wykładniczy przebieg prądu sterującego i napięcia wewnętrznego prądnicy po przyłożeniu do uzwojenia sterującego napięcia sterującego o postaci skokowej (rys.2a krzywa 1). Przy jednym obwodzie elektrycznym sprzężonym ze strumieniem wzbudzenia prądnicy prąd magnesujący I_μ jest równy prądowi sterującemu I_s

$$E = S_{\mu E}\, I_\mu^{(s)} = S_E\, I_s$$

$$\frac{I_s(t)}{I_{su}} = \frac{E(t)}{E_u} = 1 - e^{-\frac{t}{T}} \qquad (1)$$

$$E_u = K_E\, V_s = S_E\, I_{su}$$

$K_E \cdot S_{\mu E} = S_E$ - statyczny współczynnik wzmocnienia napięcia oraz nachylenie charakterystyki $E = f(I_\mu^{(s)})$ bądź $E = f(I_s)$.

$T = \frac{L_s}{R_s}$ - stała czasowa uzwojenia sterującego równa stałej czasowej wzmacniacza o jednym obwodzie elektrycznym sprzężonym ze strumieniem wzbudzenia.

Jeżeli istnieją obwody sprzężone magnetycznie z uzwojeniem sterującym następuje powiększenie inercji wzmacniacza. Z tej też przyczyny stosujemy przy budowie wzmacniacza dobrej jakości obwód magnetyczny złożony z pakietu blach nie tylko w wirniku, gdzie występuje zmienny strumień magnetyczny, ale również w stojanie w celu wyeliminowania wyrównawczych prądów wirowych w czasie regulacyjnych przebiegów nieustalonych. Specyficzne warunki pracy niektórych układów regulacyjnych powodują, że wzmacniacz pracuje ciągle w stanie nieustalonym przy zmieniających się nieustannie napię-

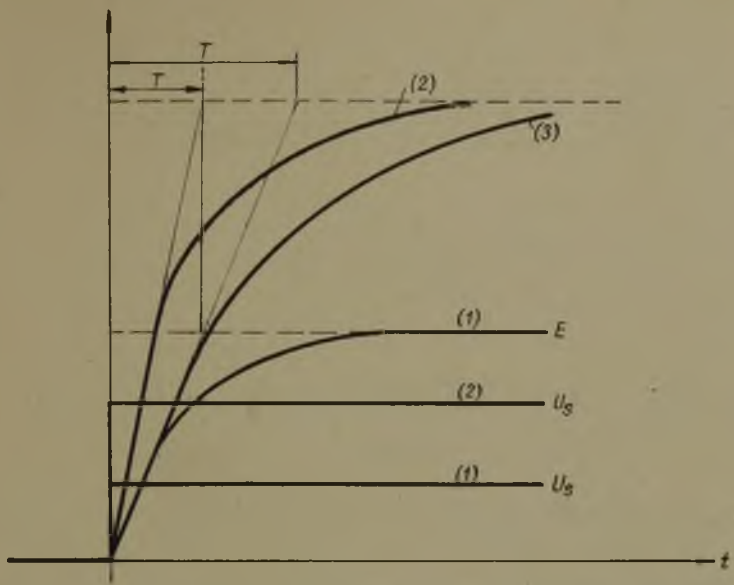
ciach sterujących. W takich przypadkach pogląd na własności dynamiczne wzmacniacza daje nam rozpatrzenie początkowej szybkości narastania prądu magnesującego i napięcia wyjściowego wzmacniacza przy skokowej zmianie napięcia sterującego. Z równania (1) otrzymamy dla początkowej chwili przebiegu nieustalonego

$$\left(\frac{dI_s}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U_s}{L_s} \qquad (2)$$

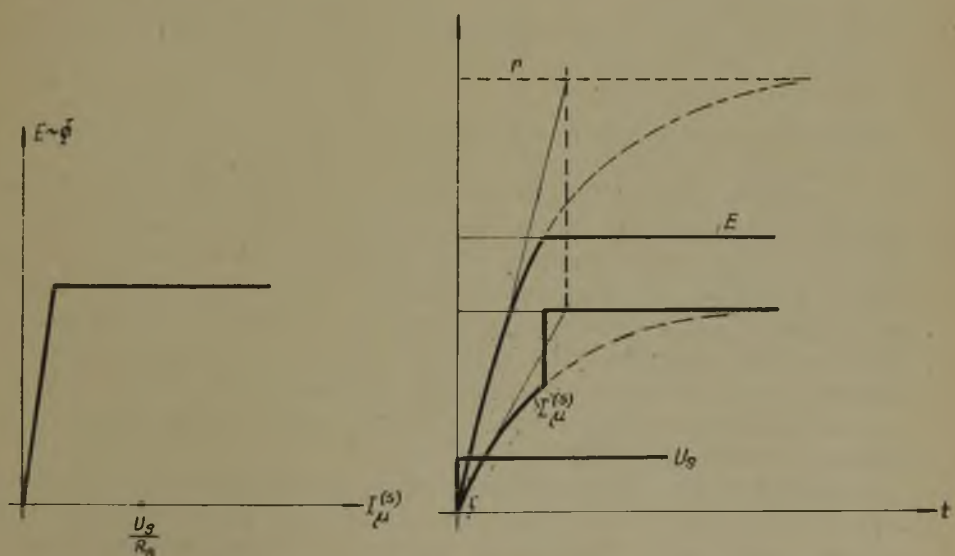
$$\left(\frac{dE}{dt}\right)_{t=0} = \frac{U_s}{L_s} S_E$$

Ze wzoru wynika, że zmiana stałej czasowej przez zmianę oporności w obwodzie uzwojenia sterującego nie powoduje zmiany początkowej szybkości narastania napięcia wzmacniacza, oporność wpływa wyłącznie na ustaloną wartość napięcia. Jedynie zwiększenie napięcia sterującego powoduje przyspieszenie początkowych przebiegów nieustalonych. Jeżeli jednocześnie w tym samym stosunku zwiększymy oporność uzwojenia sterującego otrzymamy przy tych samych warunkach w stanie ustalonym szybsze działanie wzmacniacza. Na rys.2a przedstawiono przyśpieszony przebieg napięcia uzyskany przez podwojenie napięcia sterującego (krzywa 2). Dla porównania przedstawiono również przebieg napięcia o tej samej wartości ustalonej jaki otrzymamy przy zmniejszeniu do połowy napięcia sterującego i oporności czynnej uzwojenia sterującego (krzywa 3). Jeżeli specyficzne warunki pracy układu, w którym pracuje wzmacniacz elektromaszynowy wymagają możliwie szybkiego osiągania żądanego ograniczonego z góry pułapu wysterowania wzmacniacza, możemy uzyskać powiększenie szybkości przebiegów nieustalonych wykorzystując nieliniowość charakterystyki sterowania wzmacniacza spowodowaną przez zastosowanie materiałów do budowy obwodu magnetycznego ferromagnetyka o ostrym załamaniu charakterystyki magnesowania.

Na rys.2b przedstawiono taką wyidealizowaną charakterystykę sterowania wzmacniacza i przebieg funkcji przejścia po przyłożeniu skokowego napięcia sterującego powodującego silne przesterowanie wzmacniacza. Początkowa prędkość narastania przebiegu wykładniczego jest w dalszym ciągu liniowa. Po osiągnięciu załamania charakterystyki magnesowania w czasie przebiegu nieustalonego maleje stała czasowa wzmacniacza do bardzo małej wartości, na skutek czego napięcie osiąga szybko wartość ustaloną.



Rys. 2a Funkcja przejścia wzmacniacza na biegu jałowym



Rys. 2b Funkcja przejścia wzmacniacza o załamanej charakterystyce magnesowania

Przy obciążeniu zacisków wyjściowych opornością odbiornika R_o zmieniają się parametry wzmacniacza na skutek wpływu oporności wewnętrznej głównego obwodu wzmacniacza. Przy zaniedbaniu wpływu poprzecznego oddziaływania twornika otrzymamy statyczny współczynnik wzmocnienia napięcia przy obciążeniu

$$K_a = K_E \varkappa \tag{3a}$$

przy czym

$\varkappa = \dfrac{R_o}{R_o + R_a}$ - sprawność głównego obwodu wzmacniacza

R_a - oporność wewnętrzna wzmacniacza

Statyczny współczynnik wzmocnienia prądu

$$K_i = K_u \frac{R_s}{R_o} \tag{3b}$$

Statyczny współczynnik wzmocnienia mocy

$$K_p = K_u K_i = K_E^2 \frac{R_s}{R_a} (1 - \varkappa) = S_E^2 \frac{\varkappa(1-\varkappa)}{R_a R_s} \tag{3c}$$

Maksimum współczynnika wzmocnienia mocy K_p występuje przy $\varkappa = 0,5$, to jest przy oporności obciążenia równej oporności wewnętrznej prądnicy. W przypadku $\varkappa = 0,5$ połowa mocy wewnętrznej idzie na straty w obwodzie głównym prądnicy. Z tej też przyczyny dostrojenie oporności obciążenia do ekstremum mocy wyjściowej stosowane być może jedynie w przypadku wzmacniaczy bardzo małych mocy, w których zarówno problem odprowadzenia ciepła, jak również mała energetyczna sprawność ogólna wzmacniacza odgrywa podrzędną rolę. W wzmacniaczach większych mocy dobieramy większą sprawność głównego obwodu (0,85 - 0,9).

Wzmacniacz elektromaszynowy jest zasadniczo wzmacniaczem mocy. Moc zbierana z wyjścia w statycznym stanie ustalonym może być wielokrotnością mocy dostarczonej do wejścia. Wzmocnienie mocy odbywa się kosztem energii pomocniczej (mechanicznej) dostarczanej poprzez wał do twornika wzmac-

niacza. Oczywiście wzmacniacz mocy można również rozpatrywać jako wzmacniacz napięcia i prądu. Jednakże wartości statycznych współczynników wzmocnienia napięcia i prądu mogą w ogólnym przypadku przyjmować duże lub małe wartości zależnie od danych nawojowych, a tylko ich iloczyn proporcjonalny do statycznego współczynnika wzmocnienia mocy dochodzi do 100 a nawet więcej.

Aby prądnica wykazywała dobre własności wzmacniające musimy dostosować jej konstrukcję i warunki obciążenia do wymagań stawianych wzmacniaczom. Moc znamionowa prądnicy wyrażona przy pomocy danych konstrukcyjnych maszyny (oznaczenia podano pod równaniem 12):

$$P = \varkappa EI = k_a \varkappa \alpha_\tau B_N \quad A_N D^2 l_i n \pi^2 10^{-8} \qquad (4)$$

W celu optymalnego doboru wskaźników wyzyskania materiałów aktywnych (ferromagnetyka i miedzi), i wymiarów geometrycznych prądnicy pracującej jako wzmacniacz zachodzi konieczność uwzględnienia ich wpływu na podstawowe parametry wzmacniacza. Do tych należą:

a) Współczynnik wzmocnienia mocy

$$K_p = \frac{\varkappa EI}{I_s^2 R_s} = k_b \frac{B_N}{\theta_{\mu N}} \frac{\varkappa \alpha_\tau}{\varrho_w c_w} \frac{A_N}{j_{wN}} \frac{D^2 l_i n}{p\, l_w} 4\pi^3 10^{-7} \qquad (5)$$

Łatwo stwierdzić, że stosunek $\frac{B_N}{\theta_{\mu N}}$ szybko maleje przy obiorze punktu pracy znamionowej powyżej zakrzywienia charakterystyki magnesowania. Wynika stąd wniosek, że w celu uzyskania możliwie dużego współczynnika wzmocnienia mocy należy pracować poniżej kolana charakterystyki magnesowania. Wniosek ten jest zresztą zbieżny z wymaganiem prostoliniowej charakterystyki sterowania. Na liniowej części charakterystyki magnesowania stosunek $\frac{B_N}{\theta_{\mu N}}$ nie zależy od wartości indukcji i wynosi pod nabiegunnikiem $\frac{1}{2\delta_z}$. Założymy dla uproszczenia analizy, że poza nabiegunnikiem stosunek ten jest równy zero. Przez δ_z oznaczono zastępczą szczelinę wzmacniacza, w której skupiony jest łączny opór magnetyczny wzmacniacza przy pracy na prostoliniowej części charakterystyki magnesowania. Szczelina zastępcza jest większa od

szczeliny rzeczywistej na skutek żłobkowania (ujmuje to współczynnik Cartera K_c), oraz na skutek oporu magnetycznego żelaza w stanie nienasyconym (ujmuje to współczynnik k_{sf}).

Powiększywszy w ten sposób szczelinę wzmacniacza rozpatrujemy wzmacniacz w stanie nienasyconym jako wzmacniacz zbudowany z superprzewodnika magnetycznego

$$\delta_z = K_c \, k_{sf} \cdot \delta$$

Współczynnik k_{sf} zależy od rodzaju blachy i wynosi przeciętnie 1,15...1,30. Otrzymamy zatem

$$K_p = k_b \frac{\varkappa \alpha_\tau}{\varrho_w c_w} \frac{A_N}{j_{wN}} \frac{D^2 l_i}{\delta_z} \frac{n}{L_{wp}} 2\pi^3 10^{-7} \qquad (6)$$

Jeżeli wprowadzimy założoną z góry objętość miedzi uzwojenia sterującego V_w musimy uwzględnić okład prądowy twornika A_N i indukcję B_N w warunkach pracy znamionowej

$$K_p = k_c \frac{\varkappa \alpha_\tau}{\varrho_w c_w} \frac{A_N}{B_N} \frac{V_w}{\delta_z^2} \frac{D^2 l_i}{p^2 l_w^2} 4\pi^4 10^{-6} \qquad (7)$$

gdzie

$$V_w = k_d \frac{B_N \delta_z}{j_{wN}} p l_w \frac{10^{-1}}{2\pi} \qquad (8)$$

b) Stała czasowa wzmacniacza T w sekundach

$$T \approx k_e \frac{\alpha_\tau (1 + \sigma_m)}{\varrho_w c_w} \frac{D}{\delta_z} \frac{V_w}{L_w} \frac{2 l_i}{l_w} \frac{\pi^2}{2p^2} 10^{-5} \qquad (9)$$

Przy założonych wymiarach geometrycznych maszyny stała czasowa rośnie w miarę powiększenia objętości uzwojenia sterującego, natomiast maleje przy zastosowaniu oporów dodatkowych w obwodzie sterującym (c_w rośnie). Współczynnik wypeł-

nienia podziałki biegunowej α_τ waha się w niewielkich granicach przy zmianach wymiarów geometrycznych, podobnie stosunek $\frac{2l_i}{\tau_W}$, pozostałe wielkości są zależne od konstruktora.

c) Dobroć wzmocnienia mocy, równa stosunkowi statycznego współczynnika wzmocnienia mocy do stałej czasowej wzmacniacza przy biegu jałowym.

$$Q_p = \frac{K_p}{T} \quad k_f \frac{\varkappa}{1+\delta_m} \frac{A_N}{B_N} \frac{D}{\delta_z} n \, 4\pi \, 10^{-1} \qquad (10)$$

Dobroć wzmocnienia mocy nie zależy od oporności czynnej uzwojenia sterującego, zatem wpływ oporów dodatkowych w uzwojeniu sterującym wpływa w jednakowym stopniu na współczynnik wzmocnienia mocy jak i na stałą czasową. Własności regulacyjne wzmacniacza określone przez dobroć wmocnienia mocy polepszają się przy małym wyzyskaniu ferromagnetyka (małe B_N) i dużym wyzyskaniu miedzi (duże A_n).

Zarówno współczynnik wzmocnienia mocy jak i dobroć rośnie przy zmniejszeniu długości szczeliny.

Równanie (10) można przedstawić również w innej postaci

$$Q_p = k_g \frac{\alpha_\tau}{\varrho_a c_a} \frac{\varkappa(1-\varkappa)}{1+\sigma_m} V_a \frac{D}{\delta_z} \frac{2l_i}{l_a} \frac{n^2}{l_a} 4\pi^2 10^{-5} \qquad (11)$$

Równanie (11) ułatwia ocenę wartości współczynnika dobroci wzmocnienia mocy wzmacniacza, którego objętość uzwojenia twornika jest z góry zadana.

d) Sprawność głównego obwodu wzmacniacza $\varkappa$

$$1 - k_h \varkappa = k_i \frac{\varrho_a c_a}{\alpha_\tau} \frac{j_{aN}}{B_N} \frac{l_a}{2l_i} \frac{1}{Dn} \frac{10^6}{\pi} \qquad (12)$$

Oznaczenia we wzorach (4) do (12):

α_τ - współczynnik wypełnienia podziałki biegunowej wyrażony jako stosunek łącznej szerokości nabiegunników do długości obwodu twornika (α_τ = 0,6...0,8)

A_N - okład prądowy twornika w warunkach znamionowych w $\frac{A}{cm}$

B_N - średnia indukcja w szczelinie w warunkach znamionowych w Gs

σ_m - współczynnik rozproszenia magnetycznego uzwojenia sterującego równy stosunkowi liniozwojów rozproszenia magnetycznego do sumarycznych liniozwojów uzwojenia sterującego (σ_m = 0,05...0,10)

D - średnica twornika w cm,

δ_z - zastępcza długość szczeliny w cm. (Założono stałą długość szczeliny pod nabiegunnikiem)

l_i - długość idealna maszyny w cm

n - prędkość wirowania twornika w $\frac{1}{s}$

ϱ_a, ϱ_w - oporność właściwa uzwojenia twornika oraz wzbudzenia (uzwojenia sterującego) w $\Omega \frac{mm^2}{m}$

$\alpha_w = \frac{R_w}{R_{wo}}$ - współczynnik uwzględniający wpływ ewentualnej oporności dodatkowej w obwodzie uzwojenia wzbudzenia (uzwojenia sterującego) na parametry wzmacniacza (R_{wo} - oporność samego uzwojenia wzbudzenia (uzwojenia sterującego) bez oporności dodatkowej

V_w - objętość miedzi uzwojenia wzbudzenia (uzwojenia sterującego) w cm^3

V_a - objętość miedzi uzwojenia twornika w cm^3

j_{wN} - gęstość prądowa uzwojenia wzbudzenia (uzwojenia sterującego) w warunkach znamion. w $\frac{A}{mm^2}$

p - liczba par biegunów,

l_w - długość średnia zwoju bieguna uzwojenia wzbudzenia (uzwojenia sterującego) w cm

$\varrho_\mu = 0,4$ $I_s z_s$ - przepływ magnesujący uzwojenia wzbudzenia (uzwojenia sterującego) w A

j_{aN} - gęstość prądowa uzwojenia twornika w warunkach znamionowych w $\frac{A}{mm^2}$

$c_a = \frac{R_a + R_{sz} + R_k}{R_a}$ - współczynnik (większy od jedności) uwzględniający wpływ oporności przejścia szczotek R_{sz}, oporności uzwojenia kompensacji i biegunów pomocniczych R_k na łączną oporność wewnętrzną prądnicy. W zależności od tego czy maszyna posiada uzwojenia kompensacyjne i biegunów komutacyjnych bądź nie, c_a waha się przeciętnie w granicach (1,5..2) bądź (1,1..1,2),

l_a - średnia długość jednego zwoju twornika w cm. Stosunek tej długości do podwójnej długości idealnej maszyny zależy od długości połączeń czołowych, które z kolei zależą od średnicy wirnika,

$k_a, k_b, k_c, k_d, k_e, k_f, k_g, k_h, k_i$, - współczynniki różne od jednosci tylko przy nietypowym rozmieszczeniu przepływu wzbudzenia i przy nietypowych przypadkach uzwojenia twornika. We wzmacniaczu jednostopniowym współczynniki te są równe jedności.

W zależności od tego, który z parametrów wzmacniacza posiada w konkretnym przypadku dominujące znaczenie kierujemy się powiązaniem równania określającego moc wyjściową wzmacniacza z odnośnymi równaniami parametru w celu optymalizacji wymiarów geometrycznych i wskaźników wyzyskania materiałów czynnych. Odróżniamy 2 szczególne przypadki projektowania

a) przypadek konstrukcji nowego wzmacniacza zarówno z doborem wymiarów geometrycznych jak i danych nawojowych,

b) przypadek konstrukcji wzmacniacza na określonym typie maszyny o danych wymiarowych (D, δ_z, V_a, l_a, l_w).

Przeważnie kierujemy się przy doborze wymiarów geometrycznych wzmacniacza i współczynników wyzyskania materiałów czynnych równaniem mocy wyjściowej, dobroci wzmocnienia i sprawności głównego obwodu. Tak np. wykorzystując równanie (10) i (12) otrzymamy średnicę twornika

$$D^2 = \frac{Q_p}{\varkappa(1-\varkappa)} \frac{c_a \varrho_a}{\alpha_T} \frac{l_a}{2l_i} \frac{j_{aN}}{A_N} \frac{\delta_z(1+m)}{n^2} \frac{10^7}{4\pi^3} \qquad (13)$$

z równania (10) i (12) indukcję znamionową

$$B_N^2 = \frac{A_N}{Q_p} \frac{\varkappa}{1-\varkappa} \frac{j_{aN}}{\delta_z} \frac{c_a \varrho_a}{\alpha_\tau} \frac{l_a}{2l_i} \frac{4.10^5}{1+\sigma_m} \tag{14}$$

na podstawie założonych z góry wartości dobroci Q, sprawności głównego obwodu $\varkappa$, prędkości wirowania n i okładu prądowego A_N oraz gęstości prądowej j_{aN}, Długość idealną maszyny otrzymamy z równania (4), (13) i (14)

$$l_i^2 = \frac{P}{\varkappa^2 \alpha_\tau^2 B_N^2 A_N^2 D^4 n^2 \pi^4} 10^{16} \tag{15}$$

Granice ważności równań są określone przez charakterystykę magnesowania.

Z dyskusji równań określających parametry wynika na ogół celowość stosowania dużego wyzyskania miedzi czynnej twornika, co prowadzi do kontrukcji twornika z dużymi żłobkami i mniejszego wyzyskania fereomagnetyka (indukcja znamionowa obniżona jest na ogół około 40% w porównaniu do zwykłych maszyn prądu stałego) oraz możliwie dużych prędkości wirowania, przy których zmniejszają się wymiary geometryczne wzmacniacza. Dolną granicę obniżenia indukcji znamionowej określają warunki ekonomiczne, ponieważ przy zmniejszaniu indukcji rosną wymiary wzmacniacza.

Zmniejszenie długości szczeliny do minimum podyktowanego przez warunki mechaniczne jest pożądane, ponieważ powoduje powiększenie dobroci wzmocnienia mocy. Jednocześnie jednakże zmniejszenie długości szczeliny powoduje większy wpływ dystorsji pola wzbudzenia na charakterystykę zewnętrzną wzmacniacza bez uzwojenia kompensacji. Ponadto przy małej szczelinie i niskiej indukcji znamionowej wzmacniacza rośnie wrażliwość wzmacniacza na niedokładności ustawienia szczotek w strefie neutralnej. Nieduże wysunięcie szczotek ze strefy neutralnej może doprowadzić w niekorzystnym przypadku do zjawiska szeregowego samowzbudzenia wzmacniacza.

Należy przestrzegać, by stosunek znamionowego okładu prądowego A_N do indukcji znamionowej B_N nie przekroczył pewnej granicznej wartości określonej z doświadczeń eksploatacyjnych, uwzględniających niepewność trwałego ustawienia szczotek w strefie neutralnej.

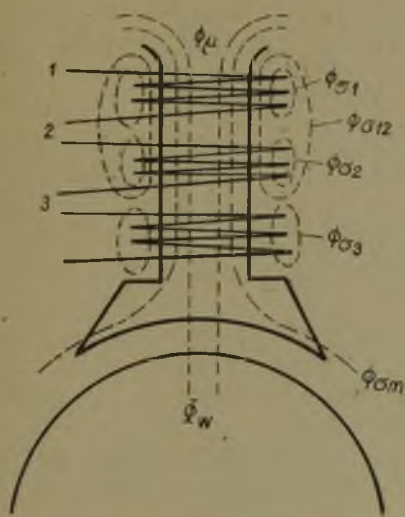
$$\frac{A_N}{B_N} \cdot \frac{D}{\delta_z p} = 0{,}5 \ldots 1 \quad \text{w maszynach nieskompensowanych,}$$

$$\text{bądź } 10 \ldots 20 \quad \text{w maszynach skompensowanych.}$$

Wzmacniacze jednostopniowe większej mocy są wyposażone w uzwojenie kompensacyjne.

2. Stan nieustalony wzmacniacza o kilku uzwojeniach sterujących

W przypadku wyposażenia wzmacniacza w kilka uzwojeń sterujących musimy uwzględnić sprzężenie magnetycze występujące między tymi uzwojeniami (rys.3a). Na rys.3a zaznaczono strumień magnesujący ϕ_μ splatający się ze wszystkimi uzwojeniami sterującymi, strumienie $\phi_{\sigma k}$ elektromagnetycznych rozproszeń każdego z uzwojeń, strumienie $\phi_{\sigma ki}$ rozproszeń podwójnie skojarzonych i strumień rozproszenia magnetycznego $\phi_{\sigma m}$

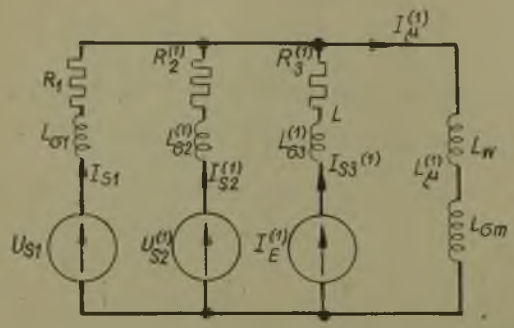


Rys.3a. Rozkład strumieni wytworzonych przez uzwojenia sterujące

Wyodrębnione w ten sposób strumienie określają wartości liniozwojów ψ_μ, $\psi_{\sigma ki}$, $\psi_{\sigma ki}$.

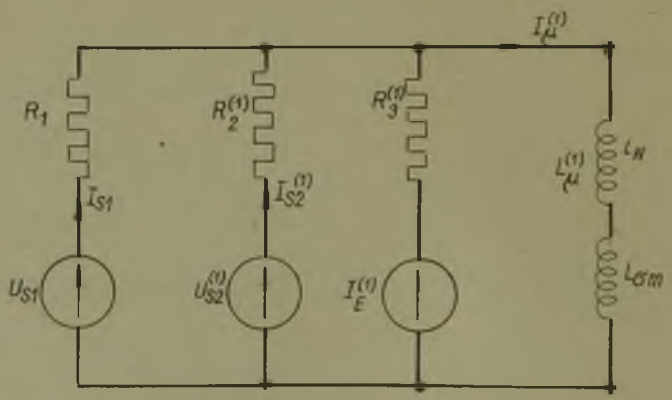
Rozproszenie magnetyczne strumienia magnesującego powoduje częściowy ubytek strumienia, pozostała część strumienia magnesującego, stanowi strumień użytkowy (strumień wzbudzenia) wytwarzający napięcie rotacji twornika $\bar{\phi}_w = \frac{\phi_\mu}{1+\sigma_m}$.

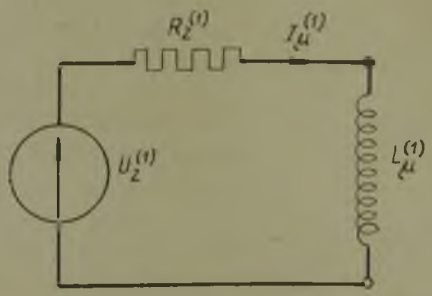
Przy zaniedbaniu strumieni rozproszeń dwu i wielokrotnie skojarzonych możemy przedstawić uzwojenia sterujące wzmacniacza na schemacie zastępczym jak na (rys.3b). Poszczególne indukcyjności i oporności czynne oraz prądy i napięcia sprowadzone są na tym schemacie na stronę jednego (i-tego) uzwojenia sterującego. Na Rys.3b założono, że jedno z uzwojeń sterujących zasilane jest siłą prądomotoryczną I_E.



Rys.3b. Schemat zastępczy uzwojeń sterujących

Ogólną analizę przebiegów nieustalonych komplikuje istnienie indukcyjności rozpro-





Rys.3c,3d. Uproszczony schemat zastępczy uzwojeń sterujących

szeń elektromagnetycznych poszczególnych obwodów sterujących. Znaczne uproszczenie i zarazem dużą przejrzystość zjawisk nieustalonych otrzymamy przy pominięciu wpływu tych rozproszeń na przebiegi nieustalone. Otrzymamy w ten sposób pierwsze przybliżenie przebiegu nieustalonego, i odpowiadający temu przybliżeniu uproszczony schemat zastępczy przedstawiony na rys.3c. Przebieg prądu magnesującego $I_{\mu}^{(i)}$ znajdziemy stosując zasadę Thevenina przy wyodrębnieniu elementu $L_{\mu}^{(i)}$ (rys.3d). Napięcie zastępcze $U_z^{(i)}$ otrzymamy ze schematu formalnie jako napięcie na zaciskach wyodrębnionego elementu w stanie jałowym (przy przerwie elementu wyodrębnionego). Napięcie to jest równe iloczynowi prądu w obwodzie wyodrębnionym w stanie zwarcia i oporności zastępczej sieci zewnętrznej $R_z^{(i)}$ widzianej od strony zacisków elementu wyodrębnionego. Przyjmując ogólnie k źródeł napięciowych i n źródeł prądowych otrzymamy

$$V_z^{(i)} = \left[\sum^{k} \frac{U_k^{(i)}}{R_k^{(i)}} + \sum^{n} I_{En}\right] R_z^{(i)}$$

$$R_z^{(i(} = \sum^{k} \frac{1}{R_k^{(i)}} \tag{15}$$

Przebieg sprzężenia (liniozwojów magnesowania) opisuje równanie (16)

$$U_z^{(i)} = \frac{d\Psi_{\mu}^{(i)}}{dt} + I_{\mu}^{(i)} R_z^{(i)} \tag{16}$$

$$\Psi_{\mu}^{(i)} = L_{\mu}^{(i)} I_{\mu}^{(i)}$$

W przypadku prostoliniowej charakterystyki magnesowania otrzymamy przy zerowych warunkach początkowych

$$I_{\mu}^{(i)}(p) = \frac{U_z^{(i)}(p)}{R_z^{(i)}} \cdot \frac{1}{1+pT} \tag{17a}$$

przy czym

$$T = \frac{L_u^{(i)}}{R_z^{(i)}} = \sum^{k} \frac{L_\mu^{(k)}}{R_k} \qquad (17b)$$

W przypadku nieliniowości wzmacniacza, dla małych przyrostów posłużyć się można linearyzacją charakterystyk i napisać równanie (17) w postaci przyrostowej

$$\Delta I_\mu^{(i)}(p) = \frac{\Delta U_z^{(i)}(p)}{R_z^{(i)}} \quad \frac{1}{1+pT_\delta}$$

przy czym

$$T_\delta = \frac{L_\mu^{(i)}{}_s}{R_z^{(i)}}$$

$L_{\mu\delta}$, T_δ - przyrostowa indukcyjność magnesowania i stała czasowa obliczona w równaniu (31a)

Napięcie wewnętrzne wzmacniacza

$$E = C_E \Phi_\mu \frac{1}{1+\sigma_m}$$

$$C_E = pn \frac{N}{a}$$

W przypadku prostoliniowej charakterystyki magnesowania

$$E(p) = S_{\mu Ei} \cdot \frac{U_z^{(i)}(p)}{R_z^{(i)}} \quad \frac{1}{1+pT} = \left(\sum^{k} U_k K_{Ek} + \sum^{n} I_{En} S_{En} \right) \frac{1}{1+pT},$$

gdzie

$$S_{Ei} = \frac{C_E L_\mu^{(i)}}{z_i)1+\sigma_m)}$$

Przebiegi prądowe w dowolnym m - tym obwodzie uzwojeń sterujących wzmacniacz w stanie nieustalonym

$$I_m^{(i)} = \frac{1}{R_m^{(i)}}\left[U_m^{(i)} - \frac{d}{dt}\left(L_\mu^{(i)} I_\mu^{(i)}\right)\right] \qquad (18b)$$

Z rozważań powyższych wynikają wnioski

a) Stała czasowa wzmacniacza wyrażona jest przez sumę stałych czasowych wszystkich obwodów sprzężonych idealnie (równanie 17b).

b) W przypadku gdy w obwodach sterujących nie występują oporności dodatkowe stała czasowa wzmacniacza wyposażonego w kilka uzwojeń sterujących jest proporcjonalna do łącznej objętości uzwojeń sterujących zasilanych ze źródeł napięciowych (równanie 9 i 17b).

c) Uzwojenie zasilane ze źródła prądowego (które posiada nieskończenie dużą wartość oporności wewnętrznej) nie wpływają na powiększenie stałej czasowej wzmacniacza.

d) W przypadku istnienia kilku uzwojeń sterujących zmniejszenie stałej czasowej wzmacniacza przez włączenie oporów dodatkowych w obwód jednego uzwojenia sterującego nie jest tak skuteczne jak w przypadku istnienia tylko jednego uzwojenia. Dolna granica stałej czasowej jest określona sumą stałych czasowych uzwojeń sąsiednich. W związku z tym relacja na dobroć wzmocnienia mocy przedstawiona w równaniu (10) traci ważność, ponieważ współczynnik wzmocnienia mocy maleje proporcjonalnie do powiększenia oporności podstawowego obwodu sterującego oznaczonego indeksem s

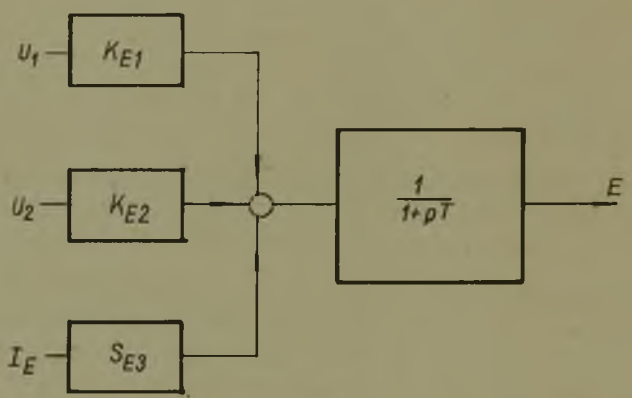
$$K_{us} = K_{uso}\,\frac{R_{so} + R_d}{R_{so}}$$

a stała czasowa maleje znacznie słabiej

$$T = T_{so}\,\frac{R_{so}}{R_{so} + R_d} + \sum_{2}^{k} T_k$$

Wynika stąd niekorzystny wpływ ewentualnego litego stojana, którego obwód strug prądów wirowych można zastąpić w przybliżeniu zwartym obwodem zastępczym sprzężonym z uzwojeniem sterującym. Jego stała czasowa określa dolną granicę stałej czasowej wzmacniacza osiągalnej za pomocą oporności dodatkowej uzwojenia sterującego.

e) Schemat strukturalny wzmacniacza wyposażonego w kilka uzwojeń sterujących można w przypadku pracy w stanie jałowym przedstawić jak na rys.4. Dla wszystkich obwodów wejściowych wzmacniacza występuje ta sama stała czasowa T.



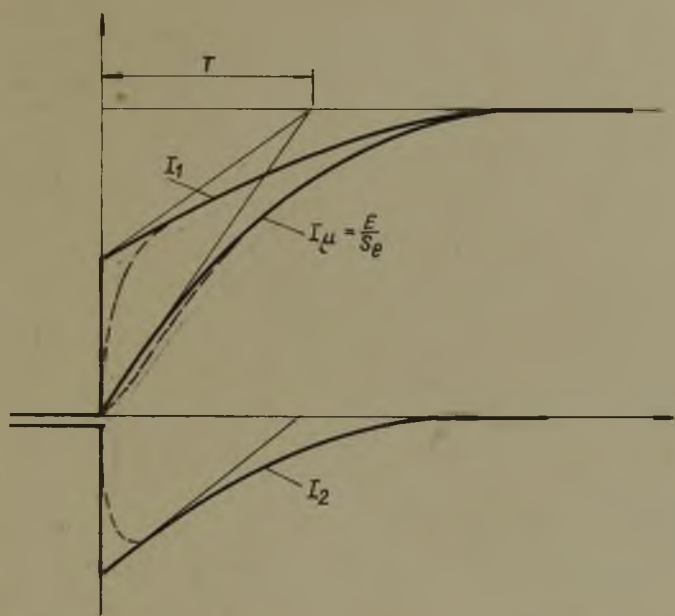
Rys.4. Schemat strukturalny wzmacniacza jednostopniowego przy biegu jałowym

f) Początkowa stromość narastania prądu magnesującego bądź napięcia wzmacniacza przy skokowej zmianie napięcia zasilania U_s podstawowego uzwojenia sterującego

$$\left(\frac{dE}{dt}\right)_{t=0} = S_E \left(\frac{d\, I_\mu^{(s)}}{dt}\right)_{t=0} = S_E \frac{U_s}{L_\mu^{(s)}} \frac{R_z^{(s)}}{R_s} \qquad (19)$$

Znaczkiem (s) oznaczono wielkości sprowadzone na stronę podstawowego uzwojenia sterującego. Parametry podstawowego uzwojenia sterującego oznaczono bez indeksu.
Porównując (19) z (2) widzimy, że przy kilku uzwojeniach sterujących początkowa stromość narastania napięcia wzmac-

niacza jest zmniejszona $\frac{R_z^{(s)}}{R_s}$ razy. W przypadku dwóch identycznych uzwojeń sterujących zasilanych ze źródeł napięciowych początkowa stromość narastania napięcia maleje dwukrotnie. W przypadku zasilania jednego z uzwojeń sterujących ze źródła prądowego prąd magnesujący nie podąża natychmiastowo za zmianą siły prądomotorycznej jakby to miało miejsce w przypadku jednego obwodu sterującego.



Rys.5. Prądowe przebiegi w dwóch sprzężonych uzwojeniach sterujących wzmacniacza

Na rys.5 przedstawiono przebieg funkcji przejścia wzmacniacza o dwóch jednakowych uzwojeniach sterujących, w których jedno uzwojenie (uzwojenie 2) jest zwarte.

W pierwszej chwili zaburzenia znoszą się przepływy wytworzone przez prądy I_1 i I_2. Prąd magnesujący równy sumie algebraicznej prądu I_1 i I_2 narasta wykładniczo do wartości ustalonej.

Przy uwzględnieniu indukcyjności rozproszenia uzwojeń otrzymuje się przebieg dokładny zaznaczony na rysunku 5 linią kreskowaną różniący się od przebiegu przybliżonego

w początkowym czasokresie (indukcyjność rozproszenia powoduje, że prąd w obu uzwojeniach sterujących nie może pojawić się natychmiast po przyłożeniu napięcia sterującego).

Rozpatrzmy teraz przebiegi nieustalone wzmacniacza o dwóch uzwojeniach sterujących przy uwzględnieniu ich indukcyjności rozproszenia. Przebieg nieustalony jest przebiegiem dwuwykładniczym o 2 stałych czasowych T_a i T_b, które otrzymamy z rozwiązania pierwiastków wielomianu $W_2(p)$ w mianowniku transmitancji wzmacniacza

$$I_{\mu}^{(s)}(p) = \frac{U_s(p)}{R_s} \frac{1 + pT_{\sigma 2}}{W_2(p)} + \frac{U_2^{(s)}(p)}{R_2^{(s)}} \frac{1+pT_{\sigma 1}}{W_2(p)} \qquad (20a)$$

przy czym

$$W_2(p) = p^2 \sigma T_1 T_2 + p(T_1 + T_2) + 1$$

$$T_1 = \frac{L_1}{R_s} = \frac{L_{\mu}^{(s)} + L_{\sigma 1}}{R_s}$$

$$T_2 = \frac{L_2}{R_2} = \frac{L_{\mu}^{(2)} + L_{\sigma 2}}{R_2}$$

$$T_1 = \frac{L_{\sigma 1}}{R_s}$$

$$T_{\sigma 2} = \frac{L_{\sigma 2}}{R_2}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} = 1 - \frac{[L_{\mu}^{(s)}]^2}{L_1 L_2^{(s)}} = 1 - \frac{1}{(1+\sigma_1)(1+\sigma_2)}$$

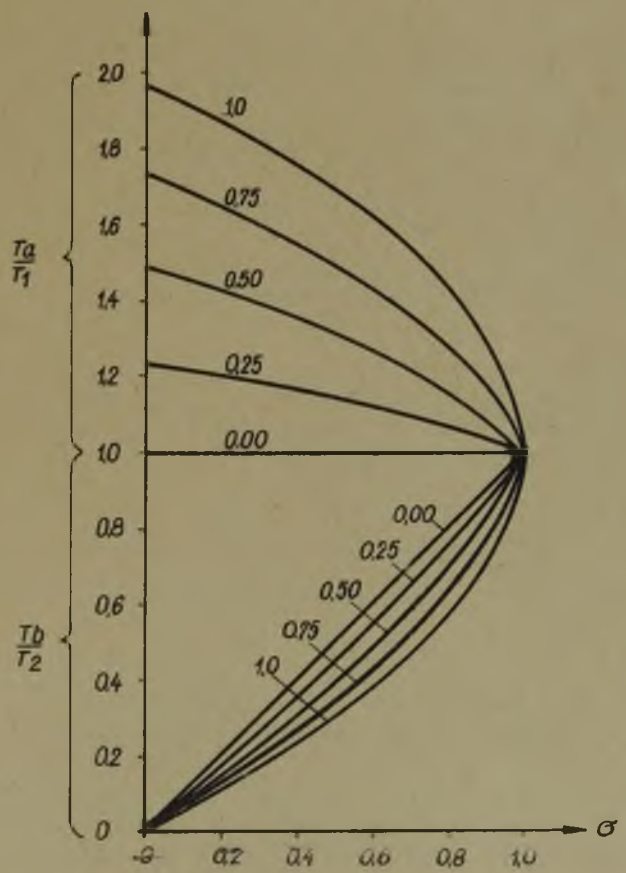
$$\sigma_1 = \frac{L_{\sigma 1}}{L_{\mu}^{(s)}}$$

$$\sigma_2 = \frac{L_{\sigma 2}}{L_{\mu}^{(2)}}$$

Pierwiastki wielomianu $W_2(p) - (-\frac{1}{T_a}, -\frac{1}{T_b})$ otrzymamy z równania

$$T_{a,b} = \frac{1}{2}(T_1 + T_2) \pm \sqrt{(T_1 + T_2)^2 - 4\,T_1\,T_2\sigma} \qquad (22)$$

Na rys.6 przedstawiono wykres pomocniczy sporządzony na podstawie równania ilustrujący zależność względnej stałej czasoerj $\frac{T_a}{T_1}$, bądź $\frac{T_b}{T_2}$ w funkcji współczynnika rozproszenia σ, przyjmując że stała czasowa $T_1 \geqslant T_2$ oznacza większą stałą czasową jednego z dwóch obwodów sterujących.



Rys.6. Wykres pomocniczy do wyznaczenia stałych czasowych dwóch nieidealnie sprzężonych obwodów sterujących

Przebieg funkcji przejścia wzmacniacza przy zwartym drugim obwodzie sterującym

$$E(t) = S_E\, I_{\mu}^{(s)}(t) = S_E \frac{U_s}{R_s}\left(1 - \frac{T_a - T_{\sigma 2}}{T_a - T_b} e^{-\frac{t}{T_a}} - \frac{T_b - T_{\sigma 2}}{T_b - T_a} e^{-\frac{t}{T_b}}\right) \tag{23}$$

Początkowa stromość narastania napięcia wzmacniacza

$$\left(\frac{dE}{dt}\right)_{t=0} = \lim_{p \to \infty} \left[p\, S_E\, I_{\mu}^{(s)}(p)\right. = S_E \frac{U_s\, L_{\sigma 2}}{\sigma L_1 L_2}$$

W przypadku małej wartości współczynnika rozproszenia ($\sigma \ll 1$) z którym przeważnie nie mamy do czynienia we wzmacniaczach elektromaszynowych

$$T_a \approx T_1 + T_2$$

$$T_b \approx \sigma \frac{T_1\, T_2}{T_1 + T_2}$$

W przypadku zasilania podstawowego uzwojenia sterującego ze źródła prądowego przebieg nieustalony opisany jest równaniem różniczkowym 1 rzędu

$$I_{\mu}^{(s)}(p) = I_E(p) \frac{1 + p\, T_{\sigma 2}}{1 + pT_2} + \frac{U_2(s)}{R_2^{(s)}(1 + pT_2)} \tag{20b}$$

3. Funkcja przejścia wzmacniacza o nieliniowej charakterystyce magnesowania

Nieliniowość charakterystyki jest spowodowana przez nasycenie obwodu magnetycznego wzmacniacza. Wyodrębnimy 2 skrajne przypadki wpływu nasycenia.

a) Nasycenie powoduje w takim samym stopniu zmianę indukcyjności wzbudzenia L_w i indukcyjności rozpro-

szenia magnetycznego $I_{\sigma m}$ w związku z czym zachodzi w dalszym ciągu relacja $\phi_w = \frac{\phi_\mu}{1+\sigma_m}$. Przypadek taki ma miejsce wówczas gdy nasycenie występuje tylko w jarzmie stojana.

b) Nasycenie powoduje zmianę indukcyjności wzbudzenia wzmacniacza, natomiast indukcyjność rozproszenia magnetycznego jest bez zmiany. Przypadek taki zachodzi w przypadku gdy nasycenie żelaza występuje tylko w obwodzie twornika, głównie w zębach twornika. W rzeczywistości zachodzi oczywiście przypadek pośredni trudny do analizy.

3.1. Funkcja przejścia wzmacniacza nasyconego o stałym współczynniku rozproszenia magnetycznego

Analizę przeprowadzimy przy posłużeniu się równaniem (16). Z charakterystyki sterowania w stanie jałowym możemy znaleść wartości początkowe $I_{\mu o}^{(s)}$, E_o i wartości ustalone $I_{\mu u}^{(s)}$, E_u. W przypadku jednego uzwojenia sterującego otrzymamy

$$E_u - \frac{E_u}{U_s} I_\mu(t) = T_a \frac{dE(t)}{dt}, \qquad (25)$$

przy czym

$$T_a = \frac{1+\sigma_m}{C_E} z_s \frac{E_u}{U_s}.$$

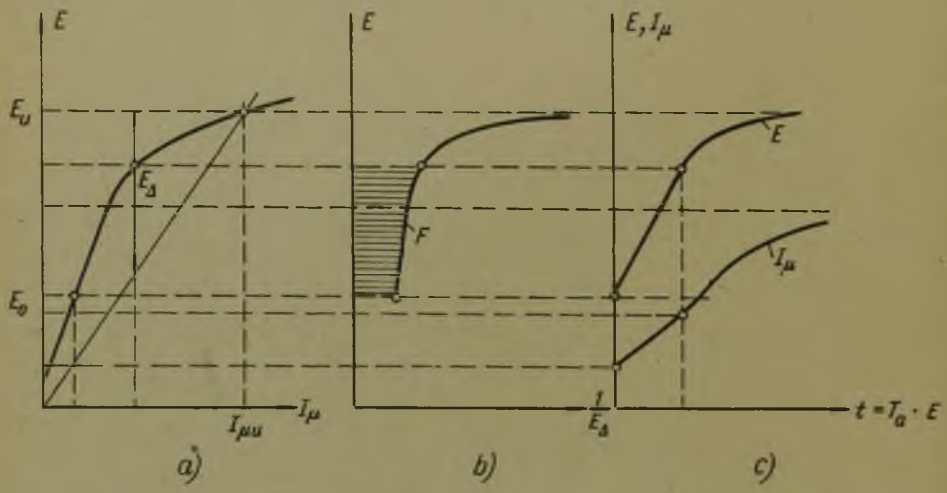
Po scałkowaniu równania (25) otrzymamy

$$t = T_a \int_E^E \frac{dE}{E_\Delta}, \qquad (26)$$

przy czym

$$E_\Delta = E_u - I_\mu R_s \frac{E_u}{U_s}.$$

Na rys.7a zaznaczono prostą pomocniczą $U = \frac{E_u}{I_{\mu u}} I_\mu$ oraz odcinki E_Δ figurujące w mianowniku funkcji podcałkowej. Całkowanie (26) możemy przeprowadzić jedną z 3 metod: metodą graficznego całkowania, metodą kolejnych małych przyrostów względnie analitycznie w przypadku przedstawienia charakterystyki biegu jałowego przy pomocy aproksymacji analitycznej [6] [7]. Na rys.7 przedstawiono metodę graficzną. Planimetrując pomocniczą krzywą $E = f(\frac{1}{E_\Delta})$ - rys.7b otrzymano szu-



Rys.7. Konstrukcja funkcji przejścia wzmacniacza o nasyconym obwodzie magnetycznym przy stałym współczynniku rozproszenia magnetycznego

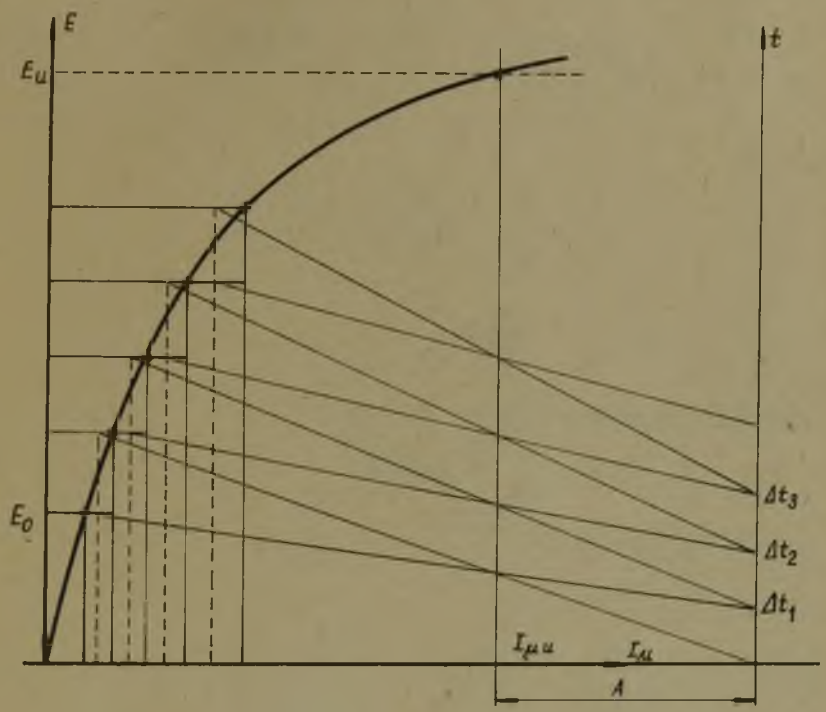
kany przebieg $E = f(t)$ - rys.7c. Znając przebieg $E = f(t)$ możemy na podstawie charakterystyki sterowania wzmacniacza wykreślić przebieg prądu $I_\mu = f(t)$. Całkowanie równania (26) metodą kolejnych przyrostów możemy przeprowadzić przy pomocy konstrukcji graficznej. Przyrosty różniczkowe czasu zastępujemy przyrostami skończonymi Δt

$$\Delta t_k = \frac{T_a}{R_s} \frac{\Delta E}{I_{\mu u} - I_{\mu śrk}} \frac{U_s}{E_u} \qquad (27)$$

przy czym

$$I_{\mu śrk} = \frac{1}{2} (I_{\mu(k-1)} + I_{\mu k})$$

Charakterystykę sterowania dzielimy na równe przyrosty ΔE, otrzymując w ten sposób przynależne tym punktom prądy magnesujące $I_{\mu o}$, $I_{\mu 1}$,... $I_{\mu(k-1)}$, $I_{\mu k}$.



Rys.8. Konstrukcja funkcji przejścia wzmacniacza o nasyconym obwodzie magnetycznym przy stałym współczynniku rozproszenia magnetycznego

Na rys.8 przedstawiono wykreślną konstrukcję przyrostów czasu Δt. Skala czasu a_t cm $\hat{=}$ 1_s związana jest ze skalą napięcia a_e cm $\hat{=}$ 1 V, skalą prądu a_i cm $\hat{=}$ 1A oraz odcinkiem A cm

$$\frac{a_e}{a_i\, a_t} A = \frac{T_a\, U_s}{R_s\, E_u} = \frac{(1 + \sigma_m)\, Z_s}{R_s\, C_E}$$

3.2. Funkcja przejścia wzmacniacza nasyconego o stałej indukcyjności rozproszenia

Przy założeniu stałej indukcyjności rozproszenia przekształcimy równanie (16)

$$E_u - I_\mu(t)\, R_s \frac{E_u}{U_s} = T_b \frac{d(E+E')}{dt} \tag{28}$$

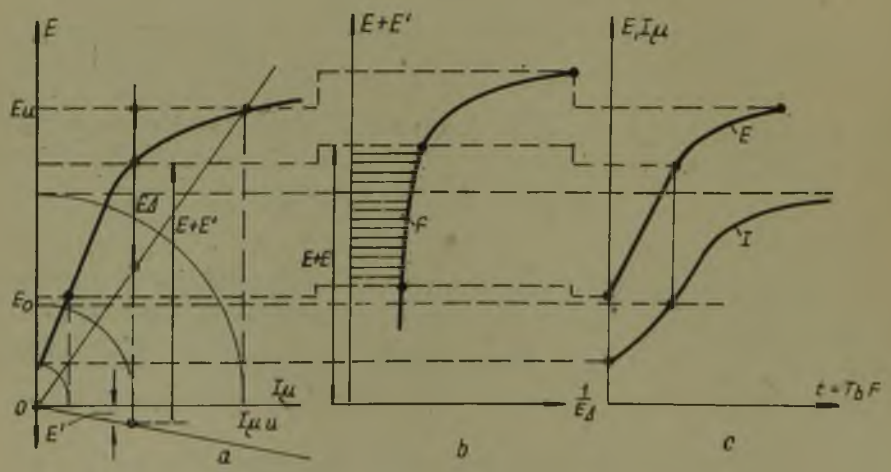
przy czym

$$E = \frac{C_E}{z_s} L_{\sigma m} I_\mu$$

$$T_b = \frac{z_s}{C_E} \frac{E}{U_s}$$

Całkując równanie (28) otrzymamy

$$t = T_b \int_{E_0}^{E} \frac{d(E+E')}{E_\Delta} \tag{29}$$



Rys.9. Konstrukcja funkcji przejścia wzmacniacza o nasyconym obwodzie magnetycznym przy stałej indukcyjności rozproszenia

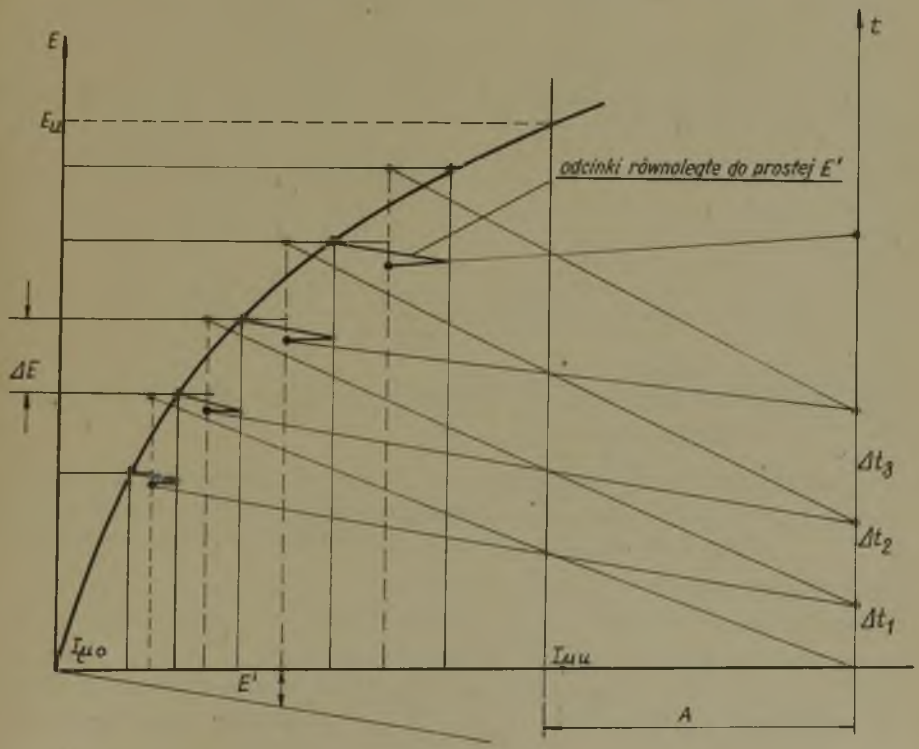
Na rys.9a,b,c, przedstawiono graficzne całkowanie równania (29). Na rys.9a wykreślono pomocniczą prostą o równaniu

$$E' = \frac{C_E}{z_s} L_{\sigma m} I_{\mu}.$$

Rys.9b przedstawia wykres pomocniczy $E+E' = f(\frac{1}{E_{\Delta}})$, który po splanimetrowaniu daje przebieg napięcia wyjściowego wzmacniacza. Rys.9c przedstawia przebieg prądu $I_{\mu} = f(t)$.

Na rys.10 rozwiązano równanie 29 metodą kolejnych małych przyrostów. Relacja skal czasu, napięcia i prądu

$$\frac{a_e}{a_i\ a_t} A = T_b \frac{E}{I_{\mu u}} = \frac{z_s}{C_E\ R_s}$$



Rys.10. Konstrukcja funkcji przejścia wzmacniacza o nasyconym obwodzie magnetycznym przy stałej indukcyjności rozproszenia

Znając przebieg napięcia wmacniacza i prądu magnesującego możemy wyznaczyć zastępczą stałą czasową T_z przebiegu napięcia bądź prądu magnesującego. Zastępczą stałą czasową przebiegu prądu magnesującego T_{zi} możemy otrzymać bezpośrednio z równania różniczkowego (16)

$$T_{zi}=\int_0^{\infty}\frac{I_{\mu u}-I_{\mu}(t)}{I_{\mu u}-I_{\mu o}}\,dt=\int_{\psi_{uo}}^{\psi_{\mu u}}\frac{d\psi_{\mu}}{(I_{\mu u}-I_{\mu c})R_s}=\frac{\psi_{\mu u}-\psi_{\mu o}}{(I_{\mu u}-I_{\mu o})R_s} \quad (30)$$

Zastępcza stała czasowa T_{zi} jest proporcjonalna do przyrostu liniozwojów uzwojenia sterującego.

Przy zerowych warunkach początkowych otrzymamy

a) $T_{zi} = T_a = T\dfrac{\operatorname{tg}\alpha_2}{\operatorname{tg}\alpha_o}$ - przy stałym współczynniku rozproszenia

b) $T_{zi}=T_b+T_{\sigma m}= T\dfrac{\operatorname{tg}\alpha_2}{\operatorname{tg}\alpha_o}+T_{\sigma m}\left(1-\dfrac{\operatorname{tg}\alpha_2}{\operatorname{tg}\alpha_o}\right)$ - przy stałej indukcyjności rozproszenia,

przy czym

$$T_{\sigma m}=\frac{L_{\sigma m}}{R_s}.$$

Na rys.11 przedstawiono charakterystykę magnesowania, na której zaznaczono kąty α_2 i α_o.

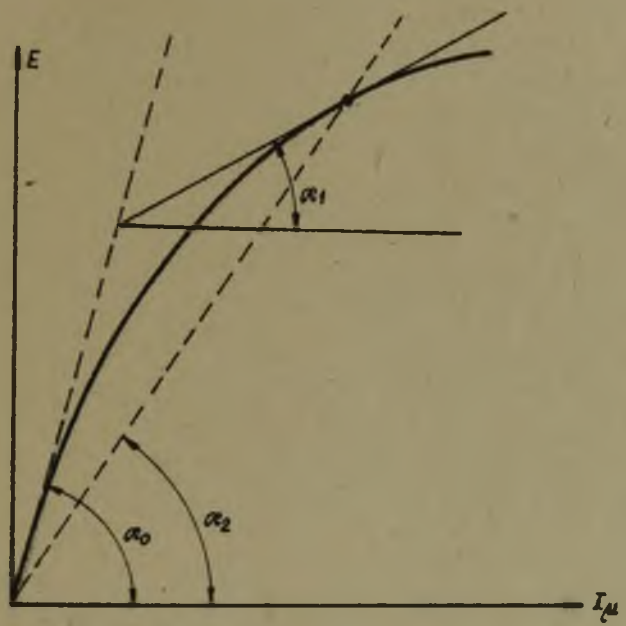
Obliczenie zastępczej stałej czasowej przebiegu napięcia wzmacniacza jest bardziej skomplikowane bowiem stała czasowa T_{zE} wzmacniacza nie jest już określona przez ustalone wartości strumienia.

Dla obliczenia stałej T_{zE} konieczna jest znajomość czasowego przebiegu napięcia wyjściowego.

Można wykazać [5], że przy wzroście wysterowania wzmacniacza zachodzi nierówność $T_{zE} \geqslant T_{zi}$. Kierunek nierówności zmienia się przy zmniejszaniu wysterowania wzmacniacza. Przy nienasyconym obwodzie magnetycznym otrzymamy oczywiście $T_{zE} = T_{zi} = T$.

Jeżeli ograniczymy analizę stanu nieustalonego do sąsiedztwa punktu pracy ustalonej możemy dla małych przyrostów wielkości wyjściowej traktować wzmacniacz nasycony jako odcinkami liniowy

$$\Delta E(p) = \frac{\Delta U_s \, K_{E\delta}}{1 + p \, T_\delta}$$



Rys.11. Krzywoliniowa charakterystyka magnesowania

Przyrostową stałą czasową wzmacniacza T_δ o nasyconym obwodzie magnetycznym możemy wyrazić przy pomocy stałej czasowej wzmacniacza nienasyconego T

a) przy stałym współczynniku rozproszenia magnetycznego

$$T_\delta = T \frac{\operatorname{tg} \alpha_1}{\operatorname{th} \alpha_o} \qquad (31a)$$

b) przy stałej indukcyjności rozproszenia

$$T_\delta = T \frac{\operatorname{tg} \alpha_1}{\operatorname{tg} \alpha_o} + T_{\sigma m} \left(1 - \frac{\operatorname{tg} \alpha_1}{\operatorname{tg} \alpha_o}\right)$$

4. Wzmacniacz jednostopniowy z napięciowym sprzężeniem zwrotnym

Rozróżniamy 2 rodzaje sztywnego sprzężenia zwrotnego, sprzężenie napięciowe i sprzężenie prądowe. Istota działania sprzężenia zwrotnego polega na częściowym wykorzystaniu napięcia bądź prądu wyjściowego do wytworzenia przepływu wzbudzenia wzmacniacza. Sprzężenie takie można rozwiązać na drodze magnetycznej przez sumowanie podstawowego przepływu sterującego i przepływu sprzężenia zwrotnego dwóch oddzielnych uzwojeń sterujących, lub na drodze galwanicznej przez sumowanie prądów bądź napięć w jednym uzwojeniu sterującym. Na rys.12 przedstawiono 3 typowe rozwiązania napięciowego sprzężenia zwrotnego

a) magnetycznego sprzężenia,

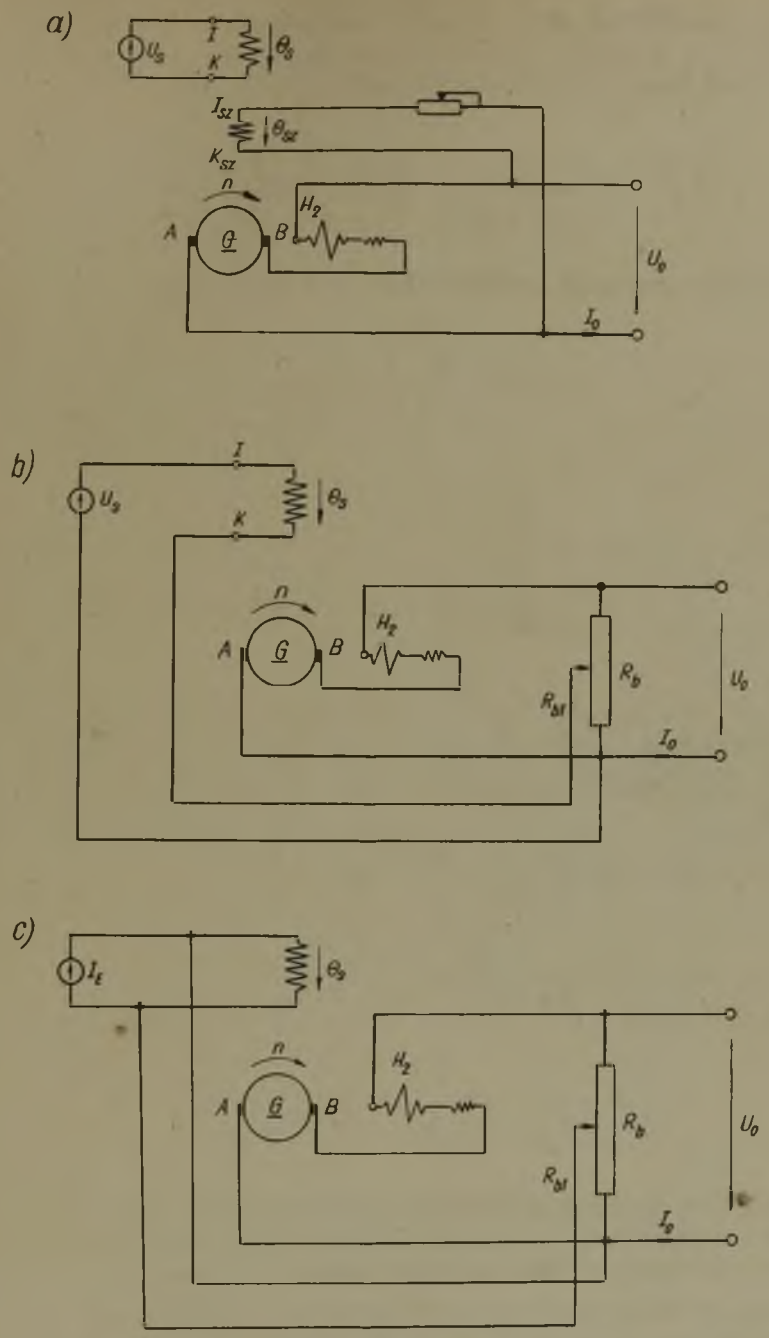
b) szeregowego sprzężenia galwanicznego (korzystnego przy zasilaniu obwodu sterującego ze źródła napięciowego),

c) równoległego sprzężenia galwanicznego (korzystnego przy zasilaniu obwodu sterującego ze źródła prądowego).

Przy szeregowym sprzężeniu galwanicznym zachodzi sumowanie napięcia sterującego i napięcia sprzężenia zwrotnego. Przy sprzężeniu równoległym sumują się prądy zasilania uzwojenia sterującego. Regulacja nastawienia sprzężenia odbywa się za pomocą opornika R_D.

Przyjmiemy założenie upraszczające, że prąd w obwodzie sprzężenia zwrotnego, pobierany z zacisków wyjściowych wzmacniacza wytwarza pomijalnie mały spadek napięcia na małej oporności wewnętrznej głównego obwodu wzmacniacza. Przy takim założeniu napięcie wewnętrzne wzmacniacza w stanie jałowym wypada praktycznie równe napięciu wewnętrznemu twornika. W równaniu (16) zastępcze napięcie U_z^s wytwarzające przepływ wzbudzenia jest liniową kombinacją napięcia sterującego U_s (bądź prądu sterującego I_E) i napięcia wyjściowego E.

$$U_z^{(s)} = \varepsilon U_s + \beta E$$



Rys.12. Napięciowe sprzężenie zwrotne magnetyczne (a), galwaniczne szeregowe (b), galwaniczne równoległe (c)

przy czym

$$\varepsilon = \frac{R_z^{(s)}}{R_s}$$

$$\beta = \frac{R_z^{(s)}}{R_{(sz)o} + R_b} \frac{z_{(sz)}}{z_s} \qquad \text{(w układzie na rys.12a)}$$

$$\varepsilon = 1$$

$$\beta = \frac{R_{b1}}{R_b} \qquad \text{(w układzie na rys.12b)}$$

$$\varepsilon V_s = I_E R_{b1} \left(1 - \frac{R_{b1}}{R_b}\right) \qquad \text{(w układzie na rys.12c)}$$

$$\beta = \frac{R_{b1}}{R_b}$$

Na podstawie schematu strukturalnego na rys.4, przy uwzględnieniu, że napięcie zasilania uzwojenia sprzężenia zwrotnego oznaczonego znaczkiem (sz) jest równe napięciu wyjściowemu wzmacniacza, otrzymamy transmitancję wzmacniacza liniowego z magnetycznym sprzężeniem zwrotnym dodatnim

$$\frac{E(p)}{U_s(p)} = \frac{K'_E}{1 + pT'} \qquad (32a)$$

$$\frac{K'_E}{K_E} = \frac{T'}{T} = \frac{S'_E}{S_E} = \frac{1}{1 - K_{E(sz)}} \qquad (33a)$$

przy czym $K_{E(sz)}$ - współczynnik wzmocnienia napięcia uzwojenia sprzężenia zwrotnego przy biegu jałowym wzmacniacza.

Znaczkiem prim oznaczono parametry wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym. W przypadku dwóch uzwojeń sterujących stała czasowa T jest sumą stałej czasowej obwodu podstawowego uzwojenia sterującego i uzwojenia sprzężenia zwrotnego.

$$T = T_s + T_{sz}$$

Przy ocenie wpływu sprzężenia zwrotnego na parametry wzmacniacza wygodnie jest założyć, że przy wyłączeniu sprzężenia zwrotnego nie zmienia się stała czasowa T obwodów wzbudzenia. W tym celu należy zewrzeć obwód uzwojenia sprzężenia zwrotnego po odłączeniu go od zacisków wyjściowych wzmacniacza pozostawiając niezmienioną wartość oporności czynnej. Przy takim założeniu sprzężenie zwrotne w jednakowym stopniu wpływa na wypadkowy współczynnik wzmocnienia napięcia K'_E i wypadkową stałą czasową wzmacniacza T przy biegu jałowym. Dobroć wzmocnienia napięcia $Q'_E = \frac{K'_E}{T}$ pozostaje niezmieniona. Sprzężenie zwrotne wpływa w podobny sposób na zmianę współczynnika wzmocnienia prądu i napięcia

$$\frac{K'_u}{K_u} = \frac{K'_i}{K_i} = \frac{1}{1 - K_{u(sz)}} \tag{33b}$$

Współczynnik wzmocnienia mocy

$$K'_p = \frac{K_p}{\left[1 - K_{u(sz)}\right]^2} \tag{33c}$$

Dobroć wzmocnienia mocy

$$Q'_p = \frac{K'_p}{T} = Q_p \frac{1 - K_{E(sz)}}{\left[1 - K_{u(sz)}\right]^2} \approx Q_p \frac{1}{1 - K_{u(sz)}} \quad \text{przy} \quad \varkappa \approx 1 \tag{33d}$$

przy czym

$$K_{u(sz)} = K_{E(sz)} \varkappa$$

Dodatnie magnetyczne sprzężenie powiększa dobroć wzmocnienia mocy. Przy krytycznym sprzężeniu wzmacniacz nabiera własności członu całkującego. Jego transmitancja

$$\frac{E(p)}{U_s(p)} = \frac{K_E}{pT} \tag{32b}$$

Statyczny współczynnik wzmocnienia napięcia i prądu oraz dobroć wzmocnienia mocy dąży do nieskończoności. Ustalone statyczne napięcie sterujące jest równe zero przy dowolnie dużym napięciu wyjściowym w stanie nieustalonym.

Przy nadkrytycznym sprzężeniu zwrotnym ($K_{u(sz)}>1$) wzmacniacz jest niestabilny jako oddzielny człon wzmacniający Jego funkcja przejścia w zakresie liniowej charakterystyki magnesowania

$$E(t) = U_s K_E \left(e^{\frac{t}{|T'|}} - 1\right) \tag{32c}$$

Wykładniczo narastający przebieg funkcji przejścia wzmacniacza o nadkrytycznym sprzężeniu zwrotnym możemy potwierdzić doświadczalnie zamykając w chwili t=0 jednocześnie obwód sprzężenia zwrotnego i obwód podstawowego uzwojenia sterującego. Nasycenie obwodu magnetycznego wzmacniacza powoduje ustalenie napięcia wyjściowego na wartości skończonej.

Galwaniczne szeregowe napięciowe sprzężenie zwrotne zmienia również współczynnik wzmocnienia napięcia i wypadkową stałą czasową wzmacniacza. W odróżnieniu od magnetycznego sprzężenia zwrotnego nie ulega zmianie nachylenie charakterystyki $E = f(I_s)$ oraz dobroć wzmocnienia mocy przy $\varkappa = 1$.

$$\frac{S'_E}{S_E} = \frac{K'_i}{K_i} = 1 \tag{33e}$$

$$\frac{K'_E}{K_E} = \frac{T'}{T} = \frac{1}{1 - K_{E(sz)}}$$

$$\frac{K'_p}{K_p} = \frac{1}{1 - K_{u(sz)}}$$

$$\frac{Q'_p}{Q_p} = \frac{1 - K_{E(sz)}}{1 - K_{u(sz)}} \approx 1 \text{ przy } \varkappa \approx 1$$

przy czym

$$\frac{K_{E(sz)}}{K_E} = \frac{K_{u(sz)}}{K_u} = \beta$$

Galwaniczne równoległe sprzężenie zwrotne zmienia nachylenie charakterystyki sterowania $E = f(I_E)$ natomiast wzmocnienie napięcia i doborć wzmocnienia mocy (przy $\varkappa = 1$) nie zależy od sprzężenia

$$\frac{S'_E}{S_E} = \frac{T'}{T} = \frac{1}{1 - K_{E(sz)}} \qquad (33f)$$

$$\frac{K'_p}{K_p} = \frac{1}{1 - K_{u(sz)}}$$

$$\frac{Q'}{Q} = \frac{1 - K_{E(sz)}}{1 - K_{u(sz)}} \approx 1 \text{ przy } \varkappa \approx 1$$

przy czym

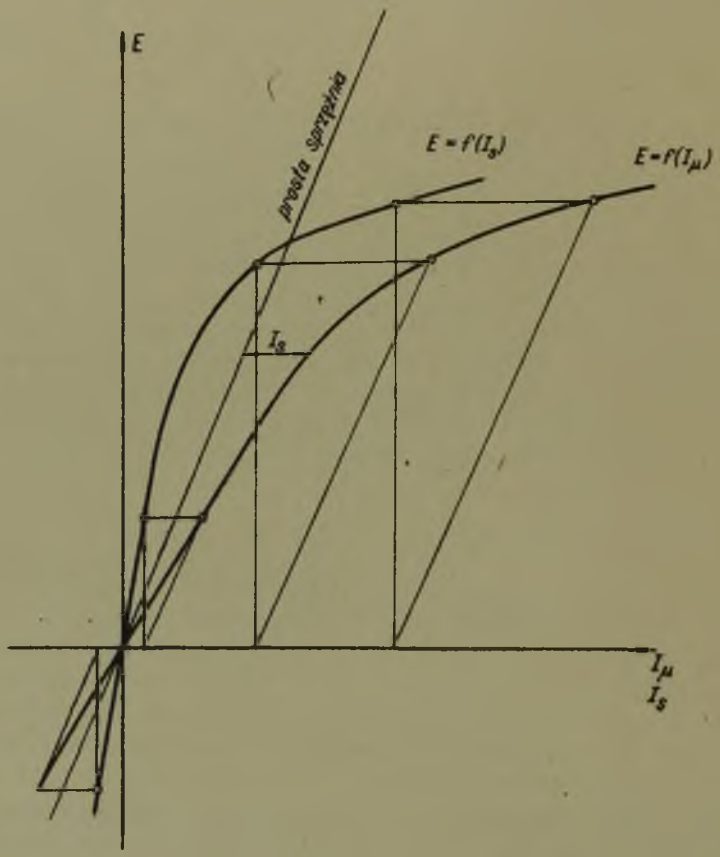
$$K_{E(sz)} = S_E \frac{\beta}{R_z(s)}$$

$$K_{u(sz)} = K_{E(sz)} \varkappa$$

Polepszenie własności wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym można uzyskać łącząc dodatnie magnetyczne i ujemne galwaniczne sprzężenie zwrotne. Dodatnie sprzężenie magnetyczne powiększa dobroć wzmocnienia mocy kosztem powiększenia stałej czasowej, natomiast ujemne galwaniczne sprzężenie zmniejsza stałą czasową przy niezmienionej doborci wzmocnienie mocy. Wprowadziwszy przyrostowe parametry wzmacniacza otrzymuje się dla małych przyrostów wielkości wyjściowej wzmacniacza o krzywoliniowej charakterystyce magnesowania podobne relacje (33a,b,c,d,e,f) jak dla wzmacniacza liniowego.

Charakterystyki sterowania wzmacniacza nasyconego ze sprzężeniem zwrotnym konstruujemy na podstawie charakterystyki sterowania wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego i prostej sprzężenia o równaniu

$$E = \frac{R_z^{(s)}}{\beta} I_\mu .$$



Rys.13. Charakterystyka sterowania wzmacniacza z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

Ustalony punkt pracy znajduje się w punkcie przecięcia charakterystyki sterowania i prostej sprzężenia (rys.13). Znając przebieg prostej sprzężenia możemy odczytać na charakterystyce sterowania wzmacniacza bez sprzężenia

punkty nowej charakterystyki sterowania $E = f(I_s)$ traktując podstawową prostą sprzężenia jako oś nowego skośnokątnego układu współrzędnych.

Wykorzystując powyższe zależności możemy skonstruować przebieg nowej charakterystyki sterowania w układzie współrzędnych prostokątnych metodą wykreślną podaną na rys.13.

Powiększenie dodatniego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza powoduje:

a) powiększenie współczynników wzmocnienia,

b) powiększenie stałej czasowej w zakresie liniowej charakterystyki sterowania wzmacniacza,

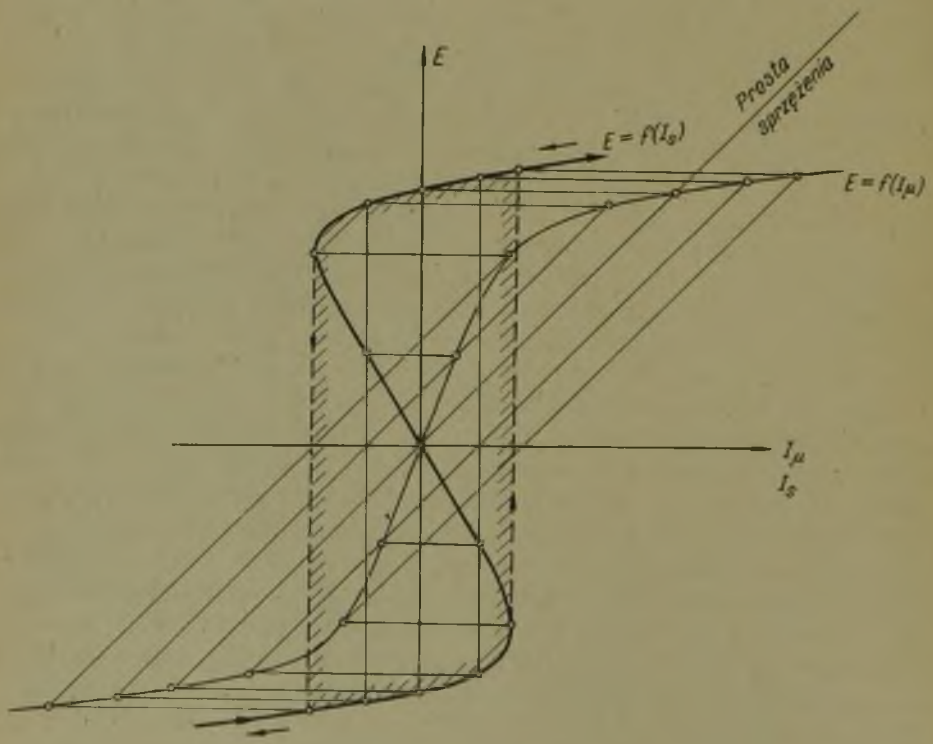
c) poszerzenie względnej szerokości pętlicy histerezy.

Przy krytycznym sprzężeniu zwrotnym prosta sprzężenia przebiega równolegle do charakterystyki sterowania. Utrzymanie trwałego krytycznego sprzężenia zwrotnego w warunkach ruchowych jest utrudnione z powodu zmienności oporności w obwodzie sprzężenia zwrotnego na skutek wpływu temperatury, zmienności prędkości wirowania wzmacniacza i ponadto z powodu zmienności średniego przebiegu pętlicy histerezy.

Przy nadkrytycznym sprzężeniu zwrotnym statyczna charakterystyka sterowania wzmacniacza jest niejednoznaczna. Na rys.14 przedstawiono średnią charakterystykę sterowania przy nadkrytycznym sprzężeniu zwrotnym. Przy zdejmowaniu charakterystyki sterowania wzmacniacza o nadkrytycznym sprzężeniu zwrotnym stwierdzimy pętlicę zaznaczoną linią przerywaną, ponieważ na części charakterystyki znajdującej się wewnątrz obszaru ograniczonego przez linie kreskowane wzmacniacz jako oddzielny element sterowania jest niestabilny. W wyniku tej niestabilności występuje samowzbudzenie wzmacniacza do wartości określonej przez górny lub dolny kontur obszaru niestabilności, Jeżeli napięcie wzmacniacza w chwili załączenia nadkrytycznego sprzężenia zwrotnego jest równe zero, napięcie ustalające się na zaciskach wzmacniacza przy samowzbudzeniu zależy od znaku napięcia sterującego. Taki sygnał sterujący może pochodzić od napięcia szczątkowego wzmacniacza o ile nie działa żaden inny sygnał sterujący. Jeżeli napięcie sterujące zmienia się w zakresie większym od szerokości konturu niestabilności wówczas zmiany napięcia wyjściowego zachodzą wzdłuż pętlicy w kierunku zaznaczonym na rys.14.

Nadkrytyczne sprzężenie zwrotne znajduje zastosowanie:

a) Do pracy przekaźnikowej wzmacniacza. Przy zmianie znaku napięcia sterującego wielkość wyjściowa przebiega po pętlicy, która przypomina charakterystykę przekaźnika, którego współczynnik odpadu jest różny od jedności. Wzmacniacz pracuje jako przekaźnik bezkontaktowy. Oczywiście przy zmianie znaku napięcia sterującego napięcie na wyjściu podąża za wielkością wejściową z pewnym opóźnieniem. W zakresie prostoliniowej charakterystyki sterowania przebieg napięcia wyjściowego przy zmianie znaku napięcia sterującego jest zbliżony do krzywej wykładniczej o dodatnim wykładniku (równ.32c).



Rys.14. Charakterystyka sterowania wzmacniacza z nadkrytycznym pszrężeniem zwrotnym

b) Do samowzbudnej pracy prądnicowej wzmacniaczy sterowanych przez zmianę oporności w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Zmiana wysterowania takich wzmacniaczy samowzbudnych nie odbywa się przez zmianę napięcia zasilania uzwojenia sterującego, tylko przez zmianę położenia prostej sprzężenia na charakterystyce magnesowania. Sterowanie takiego wzmacniacza odbywa się za pomocą wzmacniacza elektromechanicznego, który przemieszcza kontakt toczny bądź ślizgowy opornika w obwodzie sprzężenia.

Ponieważ przyrostowy współczynnik wzmocnienia napięcia $K_{ud(sz)}$ jest w punkcie pracy ustalonej mniejszy od jedności wzmacniacz zachowuje się dla małych wychyleń z ustalonego punktu pracy jak wzmacniacz o dodatnim podkrytycznym sprzężeniu zwrotnym.

Wpływ spadku napięcia na oporze wewnętrznym głównego obwodu i wpływ poprzecznego oddziaływania twornika na przebieg napięcia wyjściowego w stanie nieustalonym zależy od charakteru impedancji obciążenia. W przypadku skompensowania oddziaływania twornika wpływ spadku napięcia ujawnia się jako ujemne prądowe sprzężenie zwrotne wzmacniacza. Wzmacniacz z dodatnim magnetycznym napięciowym s.z. nosi nazwę rototrol bocznikowy [5].

5. Wzmacniacz elektromaszynowy z prądowym sprzężeniem zwrotnym

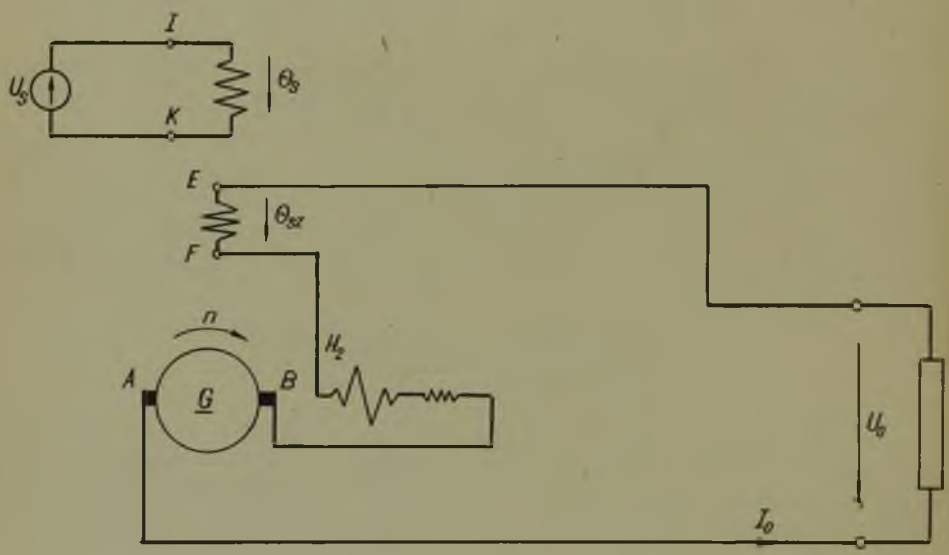
Jeżeli jedno z uzwojeń sterujących włączymy szeregowo do głównego obwodu wzmacniacza otrzymamy wzmacniacz jednostopniowy z magnetycznym prądowym sprzężeniem zwrotnym (rys.15). Obwód sprzężenia zwrotnego jest jednocześnie głównym obwodem wzmacniacza. Sprzężenie można nastawić za pomocą zaczepów uzwojenia sprzężenia zwrotnego lub za pomocą oporności bocznikującej to uzwojenie. Wzmacniacz z prądowym sprzężeniem zwrotnym jest odpowiednikiem dozwojonej obcowzbudnej prądnicy bocznikowej. Działanie sprzężenia zwrotnego jest uzależnione zarówno od liczby zwojów uzwojenia szeregowego jak również od oporności obciążenia R_o.

Ponieważ obwód główny jest magnetycznie sprzężony z podstawowym uzwojeniem sterującym płynie w nim suma dwóch prądów: prądu I_{or} wytworzonego przez napięcie rotacji twornika i prądu transformacji I_{ot} indukowanego przy zmianach prądu magnesującego.

Zależnie od kierunku wirowania prąd transformacji dodaje się lub odejmuje od prądu rotacji.

Wypadkową statyczną charakterystykę sterowania wzmacniacza o nasyconym obwodzie magnetycznym wyznaczamy graficznie na podstawie charakterystyki sterowania wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego $I_o = f(I_\mu^{(s)})$ i prostej sprzężenia o równaniu

$$I_o = I_\mu^{(s)} \frac{z_s}{z_{sz}}$$



Rys.15. Prądowe sprzężenie zwrotne

Graficzna konstrukcja wypadkowej charakterystyki sterowania jest analogiczna jak w przypadku wzmacniacza z napięciowym sprzężeniem zwrotnym. Dodatnie sprzężenie zwrotne powiększa współczynnik wzmocnienia, jednocześnie rośnie względna szerokość pętlicy histerezy charakterystyki sterowania. Przy krytycznym sprzężeniu zwrotnym współczynnik wzmocnienia napięcia prądu i mocy rośnie do nieskończoności.

Przy nadkrytycznym sprzężeniu zwrotnym następuje samowzbudzenie wzmacniacza. Jego statyczna charakterystyka sterowania zamknięta jest obszarem niestabilności podobnie jak to zachodzi w przypadku wzmacniacza o nadkrytycznym

napięciowym sprzężeniu zwrotnym. Wzmacniacz z dodatnim prądowym sprzężeniem zwrotnym nosi nazwę jednostopniowego rototrola szeregowego. Odbiornikiem wzmacniacza jest przeważnie wysokoindukcyjne uzwojenie wzbudzenia maszyny elektrycznej.

Przy założeniu impedancji obciążenia

$$Z_o = R_o + pL_o = R_o\,(1 + pT_o)$$

otrzymamy z równania (20a) w przypadku wzmacniacza o nienasyconym obwodzie magnetycznym

$$I_\mu^{(s)}(p) = \left[\frac{U_s(p)}{R_s}\,(1 + pT_o\varkappa) + \frac{\varkappa E^{(s)}(p)}{R_o^{(s)}}\right]\frac{1}{W_2(p)} \qquad (34a)$$

przy czym

$$W_2(p) = p^2\,T_s\,T_o\varkappa + p(T_s + T_{sz} + T_o\varkappa) + 1$$

$$E(p) = S_E\,I_\mu^{(s)}(p)$$

$$T_s = \frac{L_\mu^{(s)}}{R_s}, \qquad T_{sz} = \varkappa\frac{L_\mu^{(o)}}{R_o}$$

Równanie (34a) otrzymano przy założeniu idealnego sprzężenia podstawowego uzwojenia sterującego i uzwojenia sprzężenia zwrotnego. Indukcyjność L_o w obwodzie głównym uwzględniono jako umyśloną indukcyjność rozproszenia uzwojenia sprzężenia zwrotnego.

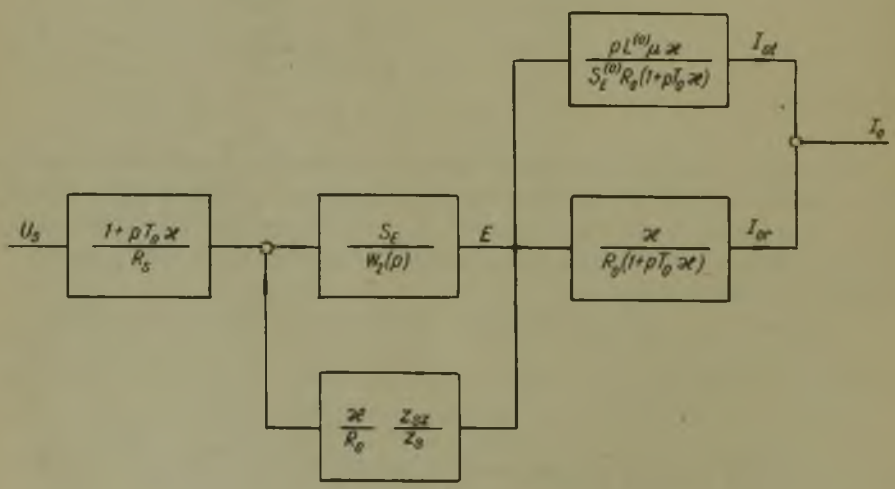
Z operatorowego uogólnienia równania (18b) otrzymamy

$$I_o(p) = \varkappa\frac{E(p) - p\,I_\mu^{(o)}(p)\,L_\mu^{(o)}}{R_o\,(1 + p\,T_o\varkappa)} \qquad (34b)$$

Rys.16 przedstawia schemat strukturalny zbudowany na podstawie równ.34a,b. Prąd w obwodzie głównym jest sumą prądu rotacji transformacji.

$$I_{or}(p) = \varkappa \frac{E(p)}{R_o\,(1 + p\,T_o\,\varkappa)} \qquad (34c)$$

$$I_{ot}(p) = \pm\,\varkappa \frac{p\,I_\mu^{(o)}(p)\,L_\mu^{(o)}}{R_o\,(1 + p\,T_o\,\varkappa)} \qquad (34c)$$



Rys.16. Schemat strukturalny wzmacniacza z prądowym sprzężeniem zwrotnym przy obciążeniu czynno-indukcyjnym

Z rowziązania schematu strukturalnego otrzymamy

$$I_o(p) = I_{or}(p) + I_{ot}(p), \tag{35a}$$

przy czym

$$I_{or}(p) = \frac{\varkappa}{R_o} \frac{U_s K_E}{W_2(p) - K_{E(sz)}} \cdot$$

$$I_{ot}(p) = \varkappa \frac{U_s}{R_s} \frac{p\, T_o}{W_2(p) - K_{E(sz)}} \frac{z_s}{z_{sz}} \frac{L_\mu^{(o)}}{L_o}, \tag{35b}$$

gdzie

$$K_{E(sz)} = S_{E(sz)} \frac{\varkappa}{R_o} = S_E \frac{\varkappa}{R_o^{(s)}} \cdot$$

W szczególnym przypadku dużej indukcyjności obciążenia ($L_o \gg L_\mu^{(o)}$), który występuje przy obciążeniu wzmacniacza uzwojeniem wzbudzenia maszyny elektrycznej można pominąć prąd transformacji w porównaniu z prądem rotacji. W tym szczególnym przypadku otrzymamy

$$W_2(p) \approx (1 + p\, T_s)(1 + p\, T_o \varkappa) \tag{36}$$

Transmitancja wzmacniacza

$$\frac{I_{or}(p)}{U_s(p)} = \varkappa \frac{K_E}{R_o} \frac{1}{p^2 T_s T_o \varkappa + p(T_s + T_o \varkappa) + 1 - K_{E(sz)}} \tag{37a}$$

$$\frac{U_{or}(p)}{U_s(p)} = \frac{I_{or}(p)}{U_s(p)} R_o(1 + pT_o)$$

Przy krytycznym sprzężeniu zwrotnym ($K_{E(sz)} = 1$) otrzymamy

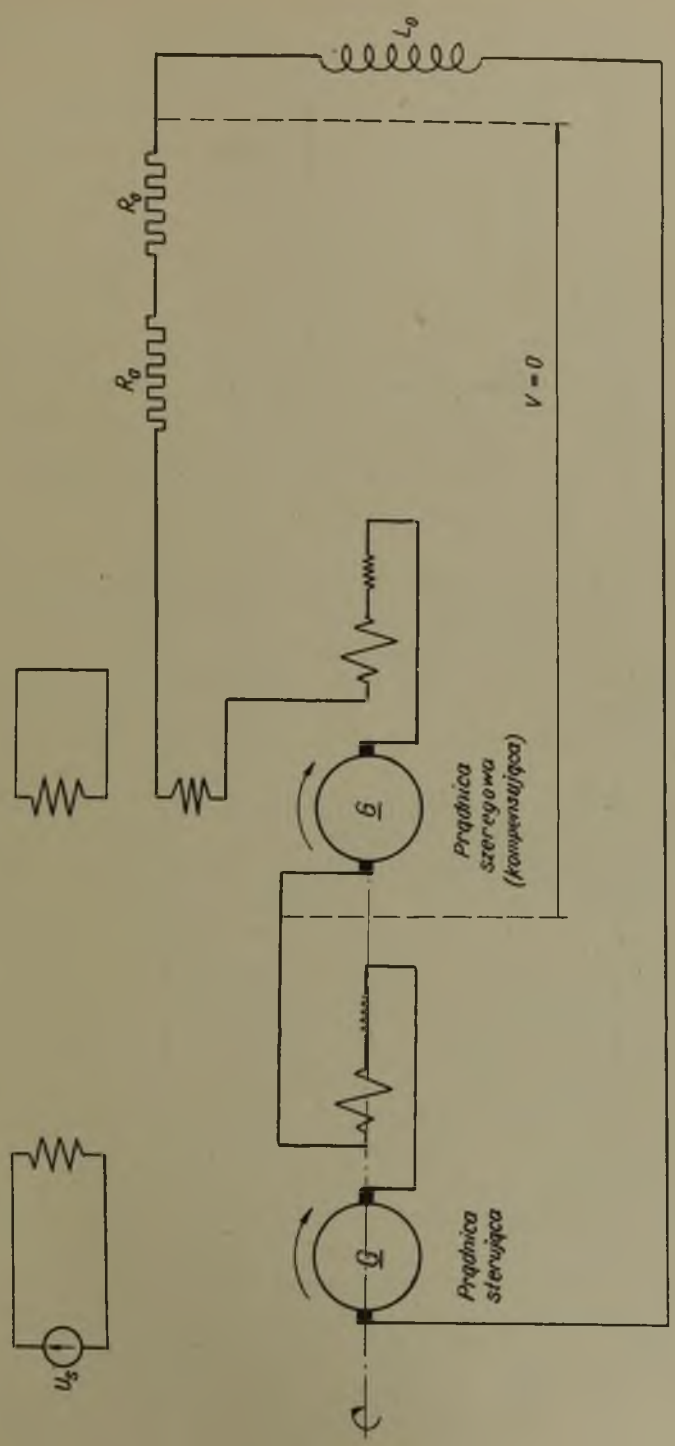
$$\frac{I_{or}(p)}{U_s(p)} = \varkappa \frac{K_E}{R_o} \frac{1}{1 + p\dfrac{T_s T_o \varkappa}{T_s + T_o \varkappa}} \frac{1}{p(T_s + T_o \varkappa)} \qquad (38)$$

Na mocy równania (38) można traktować wzmacniacz o krytycznym prądowym sprzężeniu zwrotnym jako kaskadę członu całkującego i członu inercyjnego pierwszego rzędu. Stała czasowa członu inercyjnego przy $T_o \gg T_s$ jest zbliżona do stałej czasowej uzwojenia sterującego.

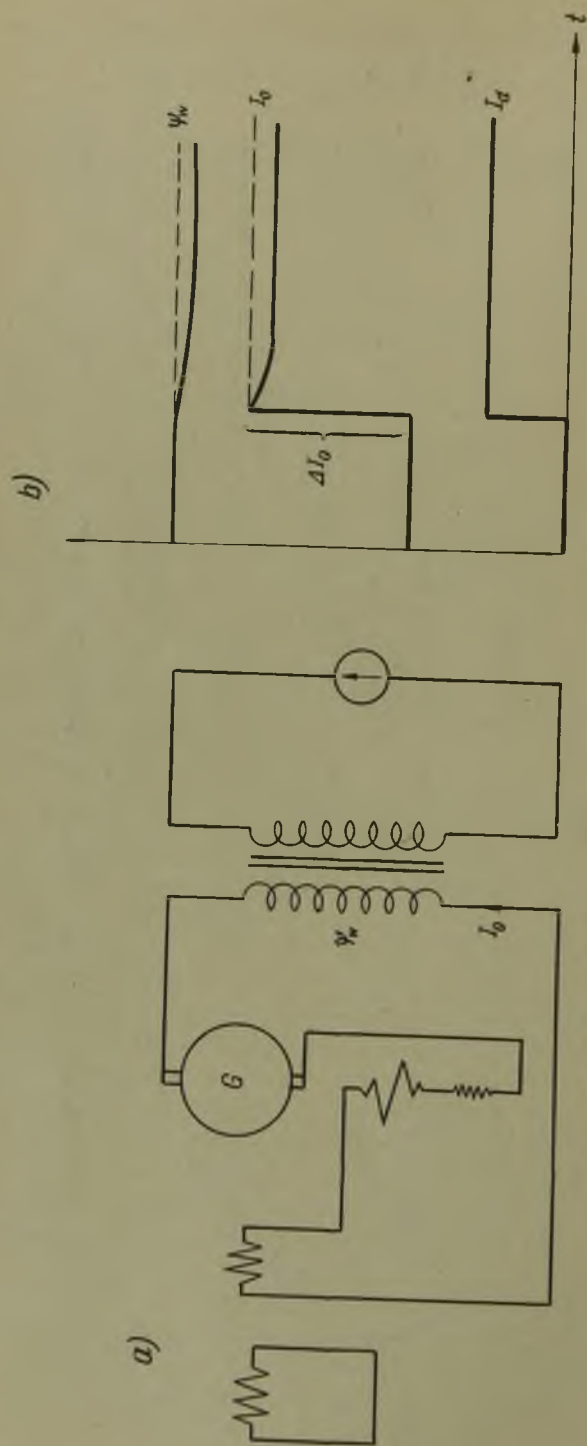
Przy pominięciu prądu transformacji można posłużyć się modelem wzmacniacza przedstawionym na rys.17, na którym wyodrębniono napięcie rotacji pochodzące od działania podstawowego uzwojenia sterującego w prądnicy sterującej i napięcie rotacji pochodzące od działania uzwojenia szeregowego w prądnicy szeregowej (prądnicy kompensującej).

W zakresie liniowej części charakterystyki magnesowania ustalony prąd obciążenia podtrzymywany jest w obwodzie głównym przy zerowym prądzie sterującym. Wysterowanie wzmacniacza potrzebne jest tylko do zmiany wartości prądu obciążenia.

Napięcie rotacji modelowej prądnicy szeregowej kompensuje spadek napięcia na oporności czynnej obwodu głównego. Obwód główny łącznie z prądnicą szeregową można uważać za obwód pozbawiony oporności czynnej - obwód superprzewodzący, który podtrzymuje stałość sprzężenia obwodu głównego przy zerowym wysterowaniu prądnicy sterującej. Zmianę wartości sprzężenia otrzymuje się za pomocą chwilowego wysterowania prądnicy sterującej. Przedstawiona wyżej własność "superprzewodności" obwodu głównego jest wykorzystana w przypadku rototrolowej wzbudnicy maszyny synchronicznej. Wzbudnica taka utrzymuje stałość sprzężenia obwodu wzbudzenia maszyny synchronicznej bez ingerencji regulatora napięcia. Regulator powoduje zmianę sprzężenia przez chwilowe wysterowanie prądnicy sterującej. Uzwojenie wzbudzenia maszyny synchronicznej w roli odbiornika wzmacniacza stwarza specyficzne warunki pracy wzmacniacza polegające na tym, że sprzężenie obwodu głównego wzmacniacza ψ_w jest określone przez stan obciążenia twornika maszyny synchronicznej. Te specyficzne warunki pracy można zamodelować przy pomocy schematu przedstawionego na rys.18. Sprzężenie obwodu głównego ψ_w jest zamodelowane



Rys.17. Model wzmacniacza z krytycznym prądowym sprzężeniem zwrotnym



Rys.18. Model rototrolowej maszyny synchronicznej

jako sprzężenie obwodu pierwotnego transformatora jest ono współokreślone przez prąd obciążenia wzmacniacza I_o w uzwojeniu pierwotnym i symulowany prąd reakcji twornika maszyny synchronicznej I_d w uzwojeniu wtórnym. Przy biegu jałowym maszyny synchronicznej prąd $I_d = 0$. Przy nagłym obciążeniu maszyny synchronicznej prąd I_d narasta skokowo powodując tendencję do zmniejszenia ψ_w. Idealnie superprzewodzący obwód pierwotny transformatora powoduje wyindukowanie w tym obwodzie dodatkowego prądu ΔI_o przy niezmienionej wartości ψ_w. Niestety zwarty obwód uzwojenia sterującego sprzężony z uzwojeniem sprzężenia zwrotnego w umyślonej prądnicy szeregowej opóźnia skompensowanie spadku napięcia na oporności czynnej w pierwszej chwili zaburzenia powodując w konsekwencji zmniejszenie ψ_w, tym mniejsze, im mniejsza jest stała czasowa uzwojenia sterującego.

6. Porównanie własności wzmacniaczy jednostopniowych z magnetycznym sprzężeniem zwrotnym

Początkowa szybkość narastania wewnętrznego napięcia rotacji wzmacniacza z prądowym lub napięciowym sprzężeniem zwrotnym jest równa prędkości narastania napięcia tego wzmacniacza przy wyłączonym sprzężeniu zwrotnym.

W rototrolu szeregowym utrzymanie krytycznego sprzężenia w warunkach ruchowych jest bardziej utrudnione aniżeli w rototrolu bocznikowym, w którym można skompensować współczynnik temperaturowej zależności oporności miedzi za pomocą oporności dodatkowych.

Zarówno rototrol bocznikowy jak i rototrol szeregowy znajduje zastosowanie w układach regulacji. Przy granicznym sprzężeniu zwrotnym oba typy wzmacniaczy wykazują działanie całkujące sygnału wejściowego. W rototrolu bocznikowym napięcie na zaciskach wzmacniacza jest wielkością wyjściową wyrażoną jako całka napięcia sterującego. W rototrolu szeregowym wielkością tą jest w przybliżeniu prąd obciążenia. W związku z tym rotorol bocznikowy jest predestynowany do zastosowania jako człon wykonawczy w takim prostym układzie regulacji (bez podatnego sprzężenia zwrotnego), w którym wielkość regulowana jest uzależniona w sposób proporcjonalny (lub tylko z małym opóźnieniem) od napięcia wyjściowego wzmacniacza. Przykładem zastosowania może być prądnica zasilająca obcowzbudny silnik bocznikowy o regulowanej prędkości w układzie Leonarda niedużej mocy.

W chwili gdy wielkość regulowana osiągnie wartość zadaną człon pomiarowo-porównawczy układu regulacji spowoduje zmniejszenie (do zera) wartości napięcia sterującego wzmacniacza. Z uwagi na to, że napięcie wzmacniacza wyrażone jest przez całkę z napięcia sterującego przy zaniku napięcia sterującego napięcie wyjściowe wzmacniacza utrzymuje się na stałej wartości. Proces regulacji dokonany jest bez nadmiernego przeregulowania.

Z tej samej przyczyny rototrol szeregowy jest predestynowany do zastosowania jako człon wykonawczy w takim prostym wkładzie regulacji (bez podatnego sprzężenia zwrotnego), w którym wielkość regulowana jest uzależniona w sposób proporcjonalny (lub tylko z małym opóźnieniem) od prądu obciążenia wzmacniacza. Przykładem zastosowania może być rototrol szeregowy zasilający obwód wzbudzenia prądnicy o regulowanym napięciu.

LITERATURA

[1] J a n k o T r y n i c k i j A.A.: O skorosti zatuchanja pierechodnych procesow w magnitoswiazannych konturach. Elektriczewstwo 1/1955.

[2] L o o c k e G.: Elektrische Maschinen-Verstärker. Springer-Verlag 1958.

[3] M o r o z o w D.P.: Wzbuždienie elektriczeskich maszin w schemach elektromaszinnoj awtomatiki. Elektriczestwo 9/1948.

[4] P a s z e k W.: Wpływ obwodów tłumiących na własności dynamiczne wzmacniacza elektromaszynowego. ZN Pol.Śl. Elektryka 9/1961.

[5] P e ł c z e w s k i W.: Wzmacniacze elektromaszynowe. PWT Warszawa 1959.

[6] P e ł c z e w s k i W.: Zastępcza prostoliniowa charakterystyka $E = f(I_m)$ dla maszyn prądu stałego pracujących w zautomatyzowanych układach napędowych Arch. Aut. i Telem. 3-4/1956.

[7] P u c h a ł k a I.: Badanie nieliniowych elementów maszynowych układów regulacyjnych ze szczególnym uwzględnieniem charakterystyki magnesowania. Arch. Aut. i Telem. 1/1961.

[8] Kimbark E.W. Power system stability.
Chapman Hall London 1956

КОНСТРУКТИВНЫЕ И ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ПРОБЛЕМЫ В ОДНОКАСКАДНЫХ МАШИННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

В работе предложен расчет влияния геометрических размеров и обратной связи на параметры усилителей. Дано сравнение усилителя с обратной связью по напряжению и усилителя со связью по току.

LES PROBLÈMES DE CONSTRUCTION ET D'EXPLOITATION DES AMPLIFICATEURS ROTATIFS À UN ÉTAGE D'AMPLIFICATION

L'ateur présente le calcul de l'influence des dimensions géometriques et de réaction sur les paramètres des amplificateurs rotatifs. On a comparé les amplificateurs à réaction de tension avec à réaction de courant.