

WŁADYSŁAW PASZEK, TADEUSZ GLINKA,
JERZY HICKIEWICZ, WŁADYSŁAW MIZIA,
FRANCISZEK DUDA, STANISŁAW GÓRBECKI

Katedra Technologii i Metrologii
Elektrycznej

NOWE OPRACOWANIA KONSTRUKCJI MASZYN ELEKTRYCZNYCH

Streszczenie. Omówiono tendencje rozwojowe konstrukcji maszyn elektrycznych podstawowych; w szczególności turbogeneratorów, maszyn prądu stałego i maszyn specjalnych; silników krokowych, sprzęgieł elektromagnetycznych oraz wzmacniaczy transduktorowych. Przytoczono wnioski i przykładowe wyniki uzyskane z pomiarów na wykonanych modelach. Uzupełnieniem artykułu jest wykaz publikacji dotyczących prac katedry w dziedzinie nowych konstrukcji maszyn elektrycznych.

1. Wstęp

Działalność Katedry Maszyn Elektrycznych w dziedzinie konstrukcji maszyn, w ubiegłym dwudziestoleciu, jest związana ściśle z potrzebami przemysłu krajowego. W zakresie udoskonalania i rozwoju nowych konstrukcji można wyodrębnić zagadnienie optymalizacji konstrukcji maszyn podstawowych i transformatorów oraz opracowania maszyn specjalnych.

W dziedzinie maszyn podstawowych główny wysiłek Katedry dotyczył generatorów synchronicznych ze szczególnym uwzględnieniem ich źródeł wzbudzenia oraz nowoczesnych maszyn prądu stałego o dobrych własnościach dynamicznych, pożądanых w hutnictwie i przemyśle górnym.

W związku z coraz szerszym stosowaniem sterowanych zaworów elektrycznych, współpracujących z maszynami prądu przemiennego, powstało zagadnienie optymalnego projektowania tych maszyn z uwzględnieniem wpływu odkształcenia prądu i napięcia twornika charakterystycznego dla układów prostowniczych. Aktualne prace Katedry, w tej dziedzinie, dotyczą optymalizacji konstrukcji maszyn asynchronicznych oraz maszyn synchronicznych przy odkształconym prądzie twornika.

W zakresie maszyn specjalnych opracowano wzmacniacze wykonawcze na które wykazał duże zapotrzebowanie przemysł krajowy. Na wniosek Biprohutu opracowano w Zakładzie Konstrukcyjno-Doświadczalnym Maszyn Elektrycznych pierwsze prototypy wzmacniaczy elektromaszynowych - amplidyn, których pierwsze zastosowanie miało miejsce w układach regulacji elektrod łukowych w przemyśle hutniczym. W wyniku dalszego rozwoju tych konstrukcji w ZKDME posiadamy obecnie w kraju bogatą serię amplidyn, która umożliwiła rozwiązanie zagadnienia automatyzacji wielu gałęzi przemysłu. Dalszym rozwinięciem konstrukcji wzmacniaczy elektromaszynowych było opracowanie prototypów wzmacniaczy jednotwornikowych typu autodyna.

Wzmacniacze elektromaszynowe są uzupełniane, a nawet sukcesywnie wypierane przez statyczne wzmacniacze transduktorowe. Prace katedry, dotyczące optymalizacji konstrukcji transduktorów, umożliwiły opracowanie serii transduktorów do produkcji seryjnej w kraju i ostateczne opracowanie serii wzmacniaczy spełniających wymogi URS przeznaczonych dla krajów objętych RWPG. Działalność katedry nie ogranicza się do samej konstrukcji wzmacniaczy i jest uzupełniana opracowaniami dotyczącymi zastosowań wzmacniaczy w prototypowych układach regulacyjnych wdrażanych w przemyśle krajowym (regulacja wzbudzenia generatorów synchronicznych, regulacja posuwu elektrod pieca łukowego, regulacja prędkości obrotowej silników prądu stałego i silników asynchronicznych, stabilizacja napięcia wyprostowanego).

Przy współpracy z Zakładami Konstrukcyjno-Mechanizacyjnymi Przemysłu Węglowego opracowano nowoczesne bezstykowe sprzęgła indukcyjne przeznaczone dla potrzeb górnictwa.

W dziedzinie konstrukcji mikromaszyn opracowano prototypy nowoczesnych silników krokowych w różnych wariantach, prototypy asynchronicznego silnika puszkowego i prądnicy induktorowej. Do specjalnych przypadków wyzyskania pola magnetycznego zaliczyć można opracowane prototypy nagrzewnic indukcyjnych przeznaczonych do nagrzewania wałów w przemyśle hutniczym.

2. Ogólna analiza obwodu elektromagnetycznego dwubiegunowych generatorów synchronicznych dużej mocy i metoda optymalizacji wymiarów maszyny

Wymiary maszyny elektrycznej zależą głównie od jej mocy oraz stopnia wyzyskania obwodu elektrycznego i magnetycznego, który zależy od własności stosowanych materiałów i efektywności systemu chłodzenia.

Projektowanie maszyny elektrycznej należy rozpoczynać od ustalenia wymiarów elementu maszyny najbardziej wyzyskanego pod względem elektromagnetycznym. W przypadku generatorów synchronicznych dwubiegunowych, elementem takim jest wirnik. Wymiary wirnika są ograniczone od góry przez wytrzymałość mechaniczną lub przez przesadnie duże straty tarcia o czynnik chłodzący. Z tego powodu światowej tendencji do powiększania mocy generatorów dwubiegunowych towarzyszy rozwój coraz to skuteczniejszych systemów chłodzenia. Związek między mocą wewnętrzną S_1 i wymiarami maszyny określony zależnością:

$$S_1 = \frac{D_t^2 l_t n}{C_A} \quad (2.1)$$

gdzie:

D_t - średnica wewnętrzna stojana

l_t - długość pakietu blach stojana

n - prędkość obrotowa

zawiera tzw. stałą Arnolda

$$C_A \sim \frac{1}{A B} \quad (2.2)$$

gdzie:

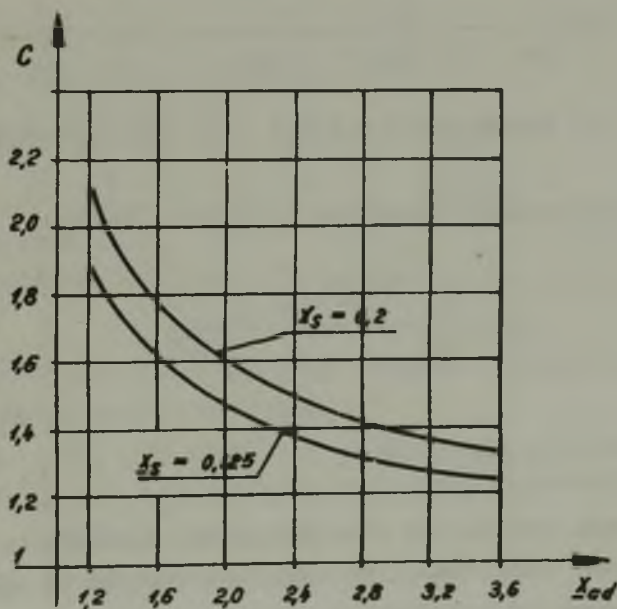
A - okład prądowy stojana

B - indukcja w szczelinie

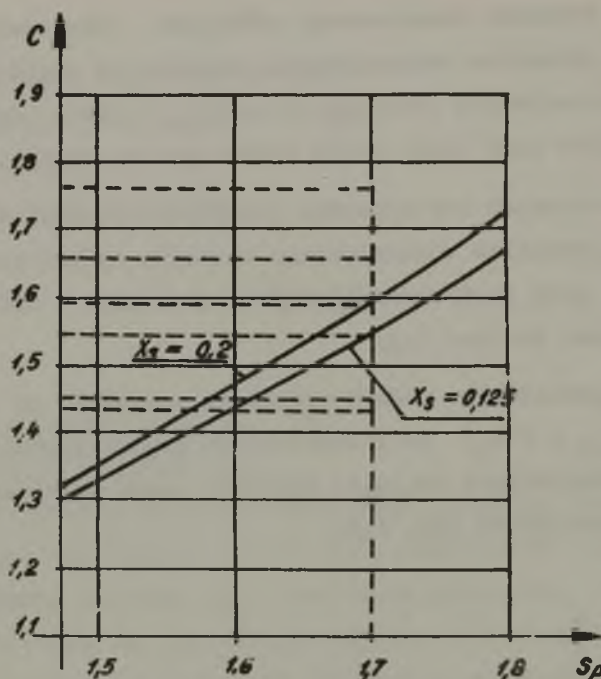
Zmiany efektywności systemów chłodzenia powodują, że stała maszynowa Arnolda, dla całego zakresu mocy generatorów synchronicznych dwubiegunowych, zmienia się w szerokich granicach. Uwzględniając ponadto, że stała ta nie charakteryzuje elektromagnetycznego wyzyskania wirnika okazuje się, że operowanie tą wielkością jest niecelowe.

Proponuje się zatem by projektowanie generatora dwubiegunowego rozpoczynać od określenia wymiarów głównych wirnika przy czym jako wielkości wyjściowe należy przyjąć dane znamionowe generatora, przeciążalność oraz amplitudę indukcji na powierzchni wirnika i gęstość prądu wzbudzenia jako wielkości charakteryzujące wyzyskanie elektromagnetyczne wirnika. Operując tymi wielkościami można wyznaczyć optymalną średnicę i długość wirnika ze względu na ciężar i sprawność generatora. W tym celu przeprowadzono analizę wpływu parametrów konstrukcyjnych wirnika i systemu chłodzenia uzwojenia wzbudzenia na możliwy do uzyskania przepływ wzbudzenia oraz analizę wpływu oddziaływania twornika i parametrów elektromagnetycznych i eksploatacyjnych generatora na wymagany przepływ wzbudzenia. W wyniku określono:

- zależność stosunku znamionowego przepływu wzbudzenia do znamionowego przepływu oddziaływania twornika od względnej reaktancji oddziaływania twornika $C = f(X_{ad})$ przy znamionowym współczynniku mocy 0,85, którą przedstawiono na rys. 2.1.
- zależność stosunku znamionowego przepływu wzbudzenia do znamionowego przepływu oddziaływania twornika od przeciążalności $C = f(S_p)$ przy znamionowym współczynniku mocy 0,85, którą przedstawiono na rys. 2.2.
- zależność granicznego okładu prądowego twornika od średnicy wirnika $A_{12} = f(D_2)$ przy znamionowym współczynniku mocy 0,85 przy parametrycznych zmianach gęstości prądu wzbudzenia, którą przedstawiono na rys. 2.3.



Rys. 2.1. Zależność $C = f(X_{ad})$ dla $\cos \varphi_N = 0,85$



Rys. 2.2. Zależność $C = f(S_p)$ dla $\cos \varphi_N = 0,85$

W wyniku dalszej analizy określono średnicę wirnika:

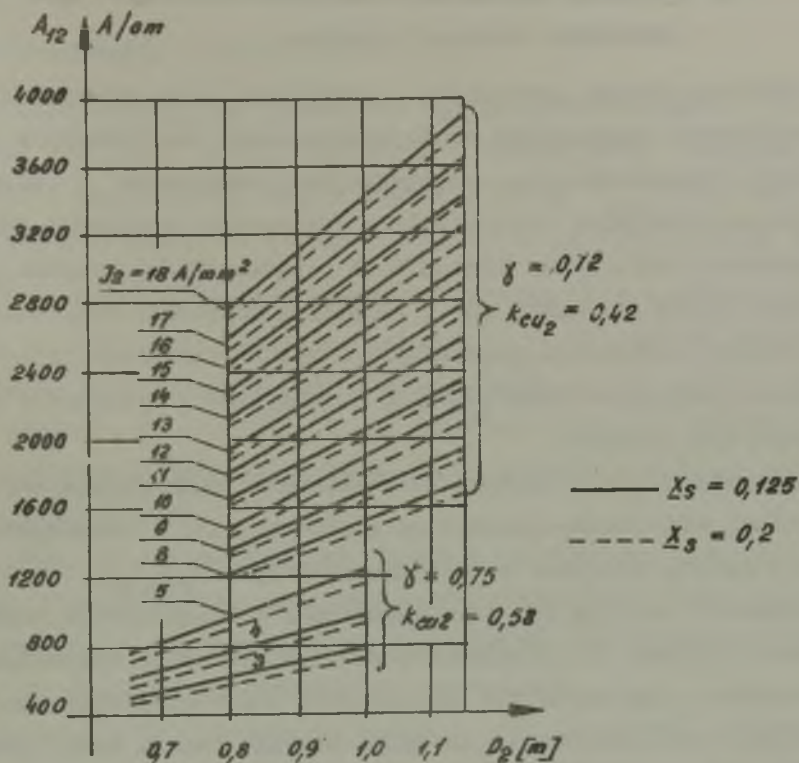
$$D_2 = \sqrt[4]{\frac{S_1 C \beta k_a}{B_{m2} f J_2 k_{cu2} \gamma \xi^2}} \quad (2.3)$$

gdzie:

S_1 - znamionowa moc wewnętrzna generatora

β - stosunek średnicy do długości beczki wirnika

C - stosunek znamionowego przepływu wzbudzenia do znamionowego przepływu oddziaływania twornika sprowadzonego na stronę wzbudzenia



Rys. 2.3. Zależność $A_{12} = f(D_2)$ dla $S_p = 1,7$ i $\cos \varphi_N = 0,85$ przy parametrycznie zmiennej gęstości prądu wzbudzenia

- k_a - współczynnik sprawdzający przepływ oddziaływania twornika na stronę wzbudzenia
- B_{m2} - amplituda 1 harmonicznej przestrzennego rozkładu indukcji magnetycznej wzdłuż obwodu wirnika
- f - częstotliwość znamionowa
- J_2 - gęstość prądu wzbudzenia
- k_{cu2} - współczynnik wypełnienia miedzią żłobka wirnika
- γ - współczynnik wypełnienia obwodu wirnika przez uzwojenie wzbudzenia

1- ξ - stosunek minimalnej szerokości wąskiego zęba wirnika do podziałki żłobkowej wirnika.

Średnica wirnika generatora o określonej mocy, przeciążalności oraz określonym znamionowym współczynniku mocy jest wyrażona przez wielkości charakteryzujące konstrukcyjne rozwiązanie i elektromagnetyczne wyzyskanie wirnika. Przy wyznaczaniu wymiarów głównych generatora można zatem odstąpić od pojęcia stałej Arnolda lub Postnikowa, które zmieniają się w szerokich granicach przy zmianach efektywności chłodzenia generatorów i nie są określone przez wielkości charakteryzujące konstrukcyjne rozwiązanie i wyzyskanie elektromagnetyczne wirnika.

Z wyrażenia (2.3) wynika, że średnica wirnika generatora o określonej mocy zależy głównie od efektywności i rozwiązania układu chłodzenia uzwojenia wzbudzenia (iloczyn $J_2 k_{cu2}$), współczynnika geometrii wirnika β , przeciążalności i znamionowego współczynnika mocy (wartość C), ponieważ pozostałe wielkości figurujące w tym wyrażeniu zmieniają się nieznacznie. Przy określonej mocy i przeciążalności generatora, średnica wirnika rośnie przy powiększaniu współczynnika β i znamionowego współczynnika mocy, natomiast maleje przy powiększaniu efektywności chłodzenia uzwojenia wzbudzenia.

W przypadku generatorów o mocach powyżej 300 MW średnica i długość wirnika są ograniczone względami wytrzymałości mechanicznej. W tych przypadkach wyrażenie (2.3) po przekształceniu pozwala określić wymaganą gęstość prądu wzbudzenia a tym samym wymagania odnośnie efektywności chłodzenia uzwojenia wzbudzenia. Z wyrażenia (2.3) wynika, że wyznaczenie optymalnej średnicy i długości wirnika, przy danej mocy generatora, sprowadza się do wyznaczenia optymalnych współczynników γ i β , bowiem pozostałe wielkości są narzucone. Przeprowadzono optymalizację współczynnika ze względu na elektromagnetyczne wyzyskanie wirnika wychodząc z warunku,

że przy optymalnym wyzyskaniu wirnika średnica wirnika będzie najmniejsza.

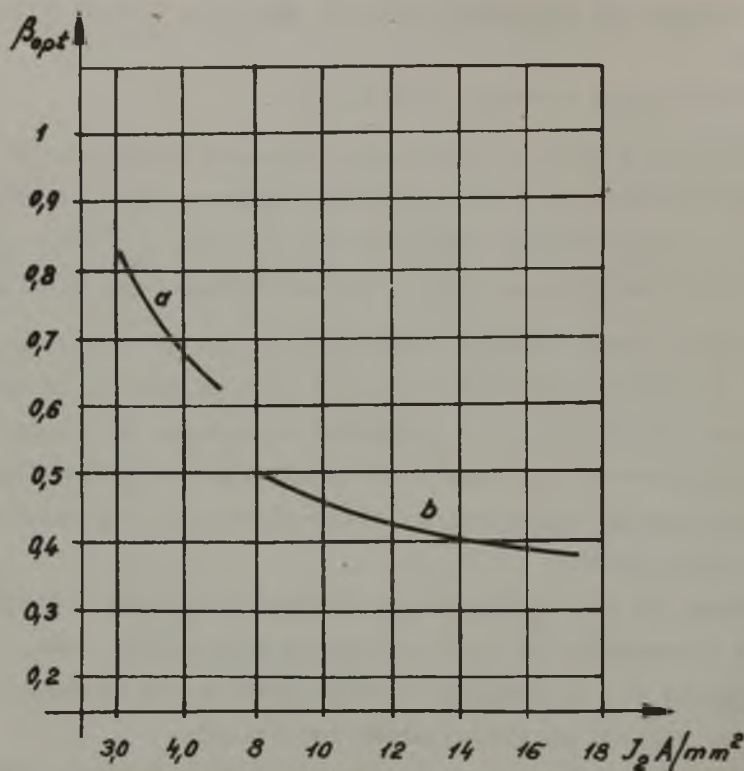
Z przeprowadzonych rozważań wynika, że:

- niezależnie od mocy generatora optymalny współczynnik $\gamma \approx 0,7$
- przy przyjęciu $\gamma \approx 0,7$ amplituda 1 harmonicznej rozkładu indukcji magnetycznej wzdłuż obwodu wirnika B_{m2} równa się praktycznie indukcji na powierzchni szerokiego zęba wirnika B_{s2} .

Optymalizację współczynnika geometrii wirnika β przeprowadzono ze względu na ciężar materiałów czynnych oraz ze względu na sprawność generatora. Współczynniki β optymalne ze względu na ciężar materiałów czynnych są zbyt duże i ich przyjęcie nie jest możliwe z powodu ograniczenia dopuszczalnej średnicy wirnika względami wytrzymałości mechanicznej.

Wynika stąd, że dla ograniczenia ciężaru materiałów czynnych należałoby niezależnie od mocy generatora przyjmować taką wartość współczynnika β , by średnica wirnika równała się średnicy dopuszczalnej ze względu na wytrzymałość mechaniczną.

Współczynnik β optymalny ze względu na sprawność generatora przedstawiono jako funkcję gęstości prądu wzbudzenia dla współczynnika mocy 0,85 (rys. 2.4). Współczynnik β optymalny ze względu na sprawność rośnie przy wzroście znamionowego współczynnika mocy i maleje przy powiększaniu gęstości prądu wzbudzenia. Współczynnik ten jest w tym przypadku zbyt duży ze względu na ograniczenie dopuszczalnej średnicy wirnika. Wyjątek pod tym względem stanowią generatory małej mocy o intensywnym chłodzeniu uzwojenia wzbudzenia. Dążąc zatem do maksymalnej sprawności generatorów średnich i dużych mocy należy przyjmować współczynnik β taki, by określona średnica wirnika w oparciu o wyrażenie (2.3) była równa średnicy dopuszczalnej ze względu na wytrzymałość mechaniczną. Z powyższego wynika, że zarówno ze względu na ciężar materiałów czynnych jak i ze względu na sprawność, średnica wirnika powinna rów-



Rys. 2.4. Zależność $\beta_{opt} = f(J_2)$

a - generatory o chłodzeniu pośrednim, b - generatory o chłodzeniu bezpośrednim

nać się średnicy dopuszczalnej określonej wytrzymałością mechaniczną. Współczynnik geometrii wirnika β jest wtedy głównie określony przez moc, przeciążalność, znamionowy współczynnik mocy generatora oraz gęstość prądu wzbudzenia.

Analizując wpływ długości szczeliny na własności generatora można znaleźć kryteria, którymi należy się kierować przy jej doborze. Długość szczeliny powinna być tak dobrana by zapewniała pożądaną przeciążalność oraz by straty na powierzchni wirnika wytworzone przez zębowe harmoniczne pola stojana nie były przesadnie duże.

Wymaga to spełnienia warunku:

$$\frac{\delta}{t_{z1}} \geq (0,43 - 0,5)$$

gdzie:

t_{z1} - podziałka żłobkowa stojana.

Aby można było dokonać doboru długości szczeliny stosownie do zadanej przeciążalności wyprowadzono wyrażenie na długość szczeliny:

$$\delta = \frac{0,5 D_2}{k_c} \left[\exp \frac{\sqrt{2} k_a k_{u1} A_{12} \mu_0}{B_{S2} X_{ad}} - 1 \right] \quad (2.4)$$

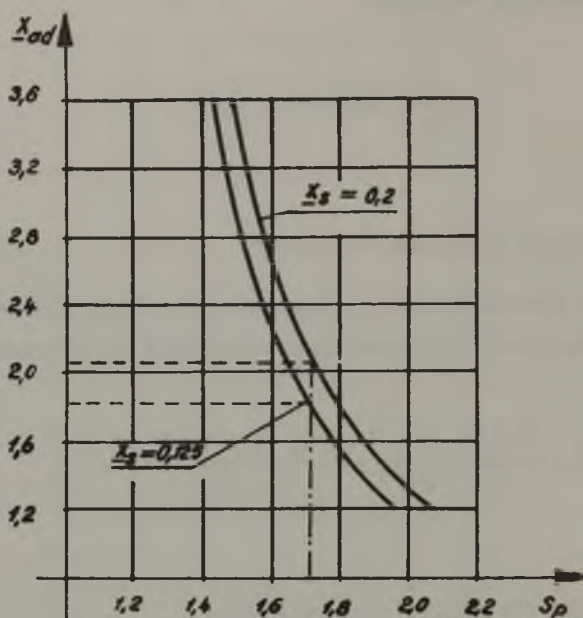
gdzie:

k_{u1} - współczynnik uzwojenia stojana,

k_c - współczynnik Cartera stojana,

μ_0 - przenikalność magnetyczna powietrza,

oraz zależność względnej reaktancji oddziaływania twornika od przeciążalności $X_{ad} = i(S_p)$, przy znamionowym współczynniku mocy 0,85, którą przedstawiono na rys. 2.5. Dobierając zatem, w oparciu o rys. 2.5 wartość X_{ad} stosownie do zadanej przeciążalności i podstawiając do wyrażenia (2.4) otrzymuje się długość szczeliny zapewniającą żądaną przeciążalność. Z wyrażenia (2.4) wynika, że długość szczeliny generatora o jednakowej przeciążalności i o jednakowym znamionowym współczynniku mocy zależy głównie od stosunku okładu prądowego twornika (sprowadzonego do obwodu wirnika) do indukcji magnetycznej na powierzchni szerokiego zęba wirnika. Pozostałe wielkości figurujące w równaniu (2.4) zmieniają się tylko nieznacznie. Wyznaczona w oparciu o wyrażenie (2.4) długość szczeliny powinna spełniać warunek wynikający z ograniczenia strat na powierzchni wirnika.

Rys. 2.5. Zależność $\frac{Z_{ad}}{S_p} = f(S_p)$

Przy optymalnym doborze parametrów stojana chodzi o określenie liczby i wymiarów żłobków oraz gęstości prądu twornika, bowiem pozostałe parametry np. wysokość jarzma, szerokość zęba, można uważać jako praktycznie narzucone, przy określonych parametrach wirnika i przy określonej długości szczeliny.

Można wyprowadzić zależność liczby żłobków stojana od znamionowej mocy, znamionowego napięcia oraz od parametrów wirnika i danych charakteryzujących uzwojenie twornika:

$$z_1 = \frac{\pi^2 \sqrt{3}}{16\sqrt{2}} \frac{a_1}{n_{z1}} \frac{k_E}{k_{u1}} U_N \sqrt{\frac{J_2 (3 \gamma^2 \xi^2 k_{cu2})}{S_i B_{m2} f C k_a}} \quad (2.5)$$

gdzie:

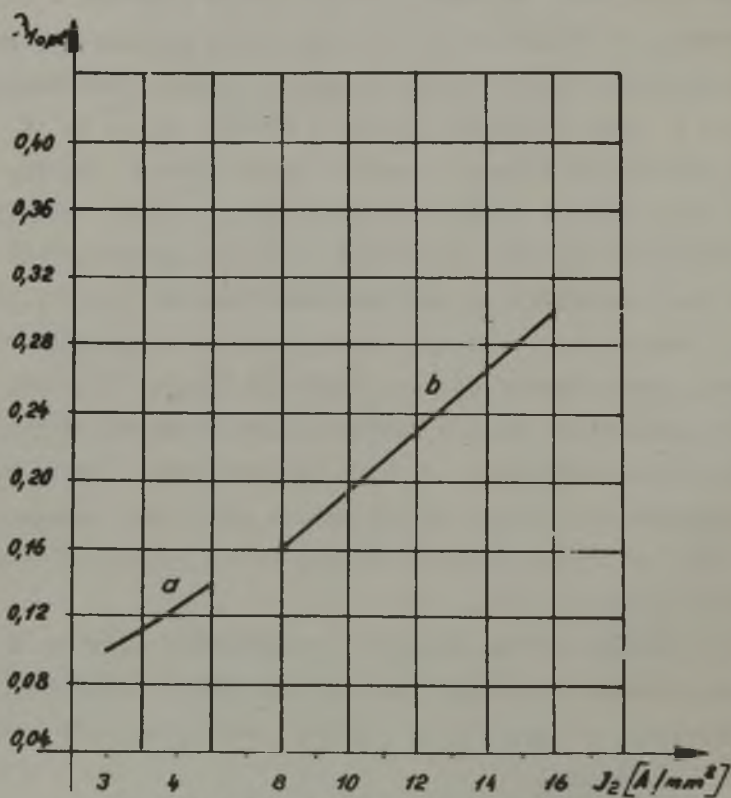
- k_E - stosunek sem do napięcia,
- a_1 - liczba gałęzi równoległych,
- n_{z1} - liczba prętów w żłobku stojana.

Wyznaczona w oparciu o równ. (2.5) liczba żłobków stojana winna być możliwie mała, lecz spełniająca warunek $\delta/t_{21} \geq (0,43 - 0,5)$ ograniczenia strat powierzchniowych oraz powinna być krotnością liczby 6 dla uzwojeń trójfazowych. Wielkości figurujące pod pierwiastkiem w wyrażeniu (2.5) zostały przyjęte przy wyznaczaniu wymiarów głównych wirnika (w równ. 2.3). Wynika stąd, że liczbę żłobków można dopasować do wartości požądanej przez zmianę gałęzi równoległych uzwojenia twornika, liczby prętów w żłobku i napięcia znamionowego. W generatorach dwubiegunowych stosuje się prawie wyłącznie uzwojenie dwuwarstwowe o liczbie gałęzi równoległych $a_1 = 1$ lub $a_1 = 2$ oraz o liczbie prętów w żłobku $n_{21} = 2$. W tych warunkach spełnienie podanych powyżej zasad doboru liczby żłobków stojana jest możliwe tylko w generatorach, których znamionowe napięcie twornika nie jest narzucone, a więc w generatorach pracujących na sieć energetyczną poprzez transformator blokowy. W generatorach o znamionowym napięciu, dostosowanym do napięcia sieci energetycznej, dostosowanie się do požądanej liczby żłobków stojana nie jest możliwe bez zmiany współczynnika geometrii wirnika β lub gęstości prądu wzbudzenia J_2 lub obu wielkości równocześnie. W tych przypadkach najczęściej doprowadza się przez zmianę β jedynie do tego by liczba żłobków, obliczona na podstawie równania 2.5 była krotnością liczby 6.

Dobór wymiarów żłobka stojana sprowadza się głównie do doboru wysokości, bowiem szerokość jest ograniczona dopuszczalną indukcją magnetyczną w głowie zęba stojana, której wartość zmienia się w wąskim przedziale.

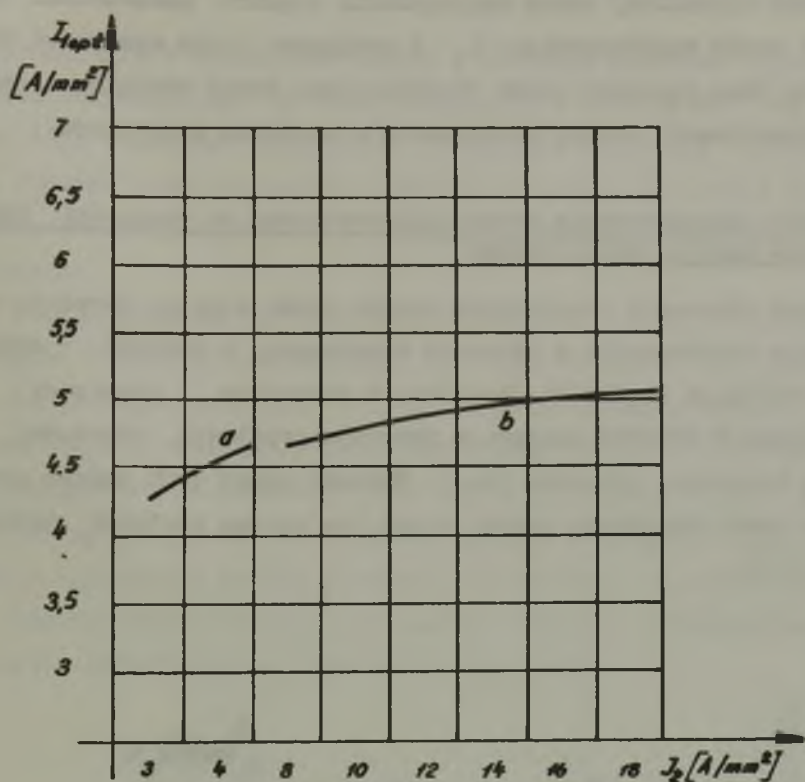
Wpływ wysokości żłobka stojana na ciężar materiałów czynnych i sprawność generatora można ująć za pomocą współczynnika wysokości żłobka stojana λ_1 - stosunku wysokości żłobka do średnicy wewnętrznej stojana. Dla zmniejszenia ciężaru korzystne jest zmniejszenie wysokości żłobka stojana. Prowadziłoby to jednak do powię-

kszenia gęstości prądu twornika, zmniejszenia reaktancji rozproszczenia i mogłoby powodować pogorszenie sprawności generatora. Maksimum sprawności otrzymuje się przy optymalnym współczynniku λ_1 , którego zależność od gęstości prądu wzbudzenia J_2 przy $\cos \varphi_N = 0,85$, przedstawiono na rys. 2.6. Optymalny współczynnik λ_1 rośnie ze wzrostem gęstości prądu wzbudzenia. Jeśli uwzględni się, że gęstość prądu twornika jest odwrotnie proporcjonalna do λ_1 , to gęstość prądu twornika, optymalna ze względu na sprawność, zależy od



Rys. 2.6. Zależność $\lambda_{1opt} = f(J_2)$

a - generatory o chłodzeniu pośrednim, b - generatory o chłodzeniu bezpośrednim

Rys. 2.7. Zależność $J_{1opt} = f(J_2)$

a - generatory o chłodzeniu pośrednim, b - generatory o chłodzeniu bezpośrednim

przyjętej gęstości prądu wzbudzenia. Względę sprawności powodują, że dużym zmianom gęstości prądu wzbudzenia, stosowanym przy budowie generatorów o coraz większych mocach, odpowiadać będą stosunkowo nieznaczne zmiany gęstości prądu twornika. Zależność optymalnej gęstości prądu twornika od gęstości prądu wzbudzenia $J_{1opt} = f(J_2)$, przy znamionowym współczynniku mocy 0,85, przedstawiono na rys. 2.7. Gęstości prądu twornika, optymalne ze względu na sprawność, są stosunkowo małe, w szczególności przy większych wartościach znamionowego współczynnika mocy. Dlatego, o ile pozwala na to system chłodzenia, przyjmuje się zwykle wartości większe od

wartości optymalnej celem zmniejszenia ciężaru generatora. Ostateczny dobór współczynnika λ_1 i związanej z nim wysokości żłobka stojana oraz gęstości prądu twornika jest wtedy wynikiem kompromisu optymalizacji między sprawnością a ciężarem generatora.

3. Wpływ ukształtowania obwodu magnetycznego na własności komutacyjne maszyn prądu stałego

Dobre własności regulacyjne maszyn prądu stałego decydują o ich szerokim zastosowaniu w układach napędowych, w których wymagana jest regulacja prędkości obrotowej w szerokich granicach, bądź w układach w których następuje rewersja prędkości obrotowej (np. napędy hutnicze, górnicze itp.). Warunki pracy tych maszyn powodują, że prąd obciążenia prawie nigdy nie osiąga wartości ustalonej (rys. 3.1).



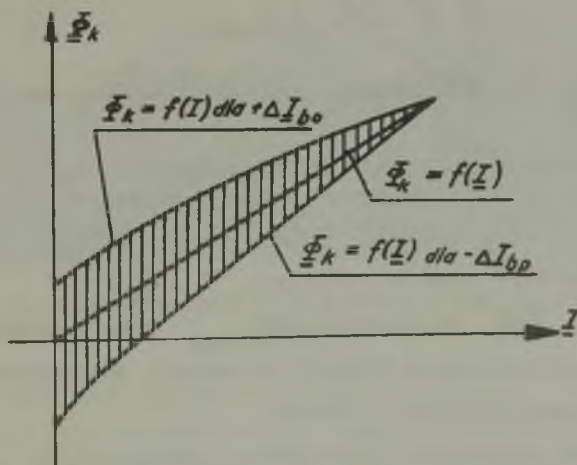
Rys. 3.1. Przebieg prądu silnika walcowniczego przy walcowaniu "nowego srebra". Pomiar wykonano w walcowni "Iabedy" na maszynie typu A 5846P/12, 1850 kW, C 590 obr/min, 650 V, 2850 A max 9000 A, wzb. 110 V, 94,5 A

I_{as} - prąd silnika asynchronicznego układu Leonarda

Pewność pracy maszyn prądu stałego jest związana z poprawną komutacją maszyny i to zarówno przy ustalonym jak i nieustalonym prądzie obciążenia. Przy nieustalonym prądzie obciążenia, prądy wirow-

we indukowane w elementach litych i obwodach zwartych poprzecznego obwodu magnetycznego powodują nienadążanie za zmianami prądu twornika bądź częściowe wytłumienie strumienia w strefie komutacyjnej Φ_k . Podobne zjawisko zachodzi również w ustalonym stanie pracy maszyny zasilanej napięciem pulsującym pochodzącym ze źródła prostownikowego.

Przeciwdziałanie opóźniającemu działaniu prądów wirowych na strumień w strefie komutacyjnej Φ_k jest w ostatnich latach przedmiotem szeregu publikacji i zgłoszeń patentowych. Podawane rozwiązania dotyczą rozdzielania obwodów magnetycznych wzdłużnego i poprzecznego oraz całkowitego lub częściowego pakietowania obwodu magnetycznego stojana. Pakietowanie wprowadzi ogranicza ale nie eliminuje całkowicie prądów wirowych. Ze względów komutacyjnych można dopuścić pewne wahania strumienia w strefie komutacyjnej Φ_k w zakresie strefy ciemnej komutacji (rys. 3.2).

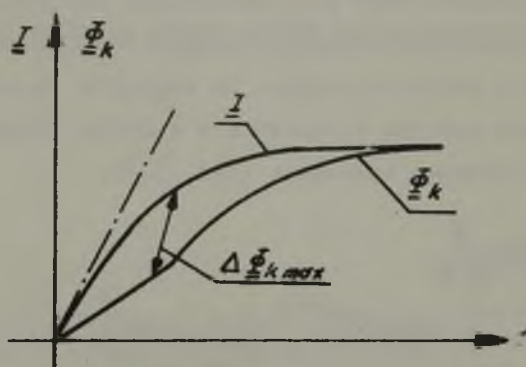


Rys. 3.2. Statyczna strefa ciemnej komutacji i maszyny prądu stałego $\Phi_k = f(I)$ dla $\pm \Delta I_{bp}$

Przy odniesieniu strumienia Φ_k i prądu obciążenia I do warunków statycznego stanu ustalonego otrzymuje się przy nieustalonym prądzie obciążenia maszyny o nienasyconym poprzecznym obwodzie magnetycznym:

$$\Phi_k(t) = I(t) - \Delta\Phi_k(t) \quad (3.1)$$

gdzie: $\Delta\Phi_k(t)$ - określa ubytek strumienia w strefie komutacyjnej (rys. 3.3).



Rys.3.3. Przebieg strumienia komutującego Φ_k przy wykładniczych zmianach prądu obciążenia

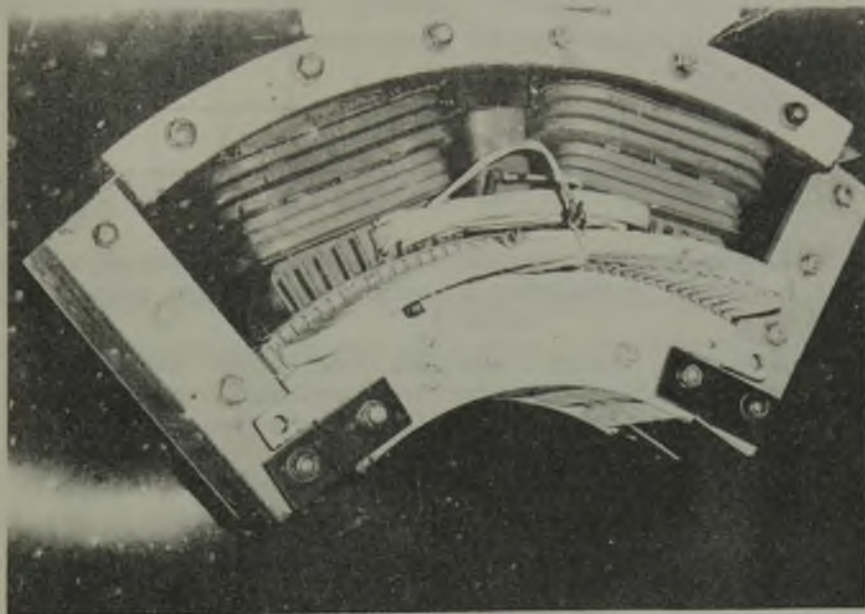
W statycznym stanie ustalonym $I = \Phi_k$.

Wykazano [34], że wartość $\Delta\Phi_k \max$ przy wykładniczym narastaniu prądu obciążenia w funkcji stromości początkowej może być miarą inercji magnetycznej obwodu.

Powstaje zagadnienie określenia dopuszczalnej grubości blachy pakietu jarzma stojana, jakości izolacji blach oraz sposobów rozwiązywania konstrukcji śrub mocujących pakiet, przy których dla występujących w praktyce szybkości zmian prądu obciążenia spełniony

jest warunek dopuszczalnego rozstrojenia komutacji. Odpowiada temu warunek by ubytek $\Delta\Phi_k$ nie wyszedł z obszaru statycznej strefy ciemnej komutacji.

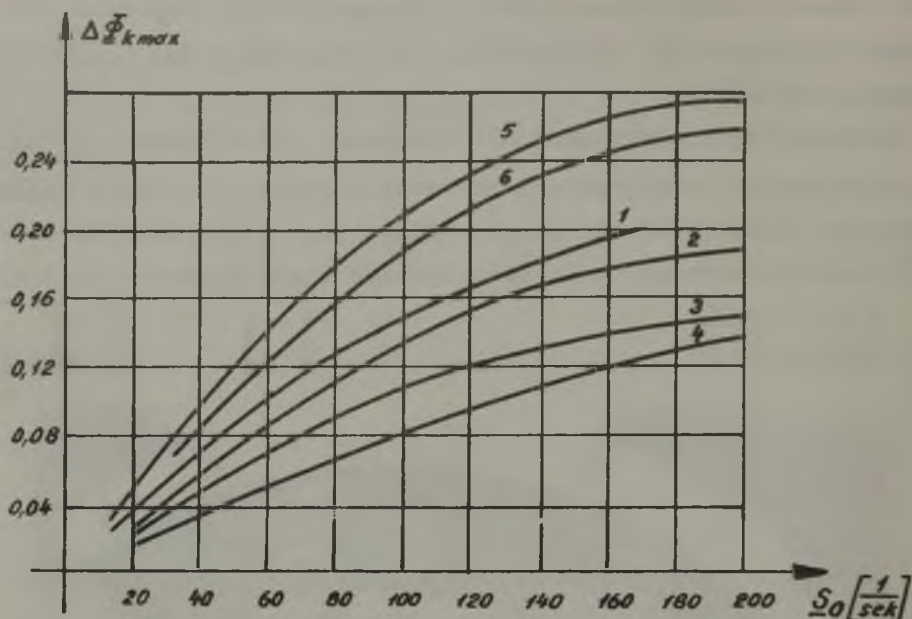
Badania wpływu poszczególnych czynników na strumień Φ_k można najwygodniej przeprowadzić na modelu fizycznym obwodu magnetycznego. Model taki dla maszyny dużej mocy (1750 kW, 750 obr/min) został zbudowany w Katedrze Maszyn Elektrycznych rys.3.4).



Rys. 3.4. Model obwodu magnetycznego maszyny prądu stałego

Przeprowadzono pomiary ubytku strumienia $\Delta\Phi_{k \max} = f \frac{dI}{dt}$ dla modelu przy jarzmie stojana wykonanym z pakietu blachy izolowanej o grubości 1,5 mm i 3 mm. Ponadto sprawdzono wpływ izolacji blach na wartość strumienia $\Delta\Phi_{k \max}$ oraz izolacji śrub mocujących pakiet.

Wyniki przedstawiono na wykresie rys. 3.5.



Rys. 3.5. Przebieg charakterystyki maksymalnego ubytku strumienia $\Delta \Phi_{k \max}$ w funkcji początkowej stromości narastania prądu obciążenia S_0

1 - jarzmo stojana z blachy o grubości 3 mm, śruby nieizolow., 2 - jarzmo stojana z blachy o grubości 3 mm, śruby izolow. 3 - jarzmo stojana z blachy o grubości 1,5 mm śruby nieizolow. 4 - jarzmo stojana z blachy o grubości 1,5 mm, śruby izolow., 5 - jarzmo stojana z blachy o grubości 3 mm blacha nieizolow., 6 - jarzmo stojana z blachy o grubości 1,5 mm blacha izolow.

Na podstawie przeprowadzonych badań można stwierdzić, że wykonanie jarzma stojana z blachy 1,5 mm z pełną izolacją blach i śrub gwarantuje poprawną komutację przy $\frac{dI}{dt} \leq 60 \frac{1}{\text{sek}}$ odpowiadającą najtrudniejszym warunkom pracy. Ubytek strumienia nie przekracza wtedy 5% (szerokość statycznej strefy ciemnej komutacji przy prądzie I_N w maszynach dużej mocy wynosi przeciętnie ok. 10%). Dla pakietu z blachy o grubości 3 mm ubytek ten wynosi już 8,5%. Izolacja śrub przy $\frac{dI}{dt} = 60 \frac{1}{s}$ i przy grubości blach 1,5 mm zmniejsza $\Delta \Phi_k$ z 7% do 5%. Ubytek strumienia $\Delta \Phi_k$ silnie się zwiększa gdy blachy

nie są izolowane np. dla $\frac{dI}{dt} = 60 \frac{1}{s}$ przy blachach pakietu o grubości 1,5 mm zwiększa się z wartości 5% do 12,2%.

Z przedstawionych wyników pomiarowych wynika, że najbardziej odpowiednim rozwiązaniem jest pakietowanie jarzma stojana z blach o grubości 1,5 mm. Dalsze zmniejszanie grubości blach nie jest celowe, gdyż podraża koszt wykonania maszyny nie dając wyraźnej poprawy komutacji, w stosunku do blachy 1,5 mm. Budowa jarzma stojana z blachy grubszej (np. 3 mm) jest już gorsza i może być stosowana w maszynach, które będą pracować przy mniejszych szybkościach zmiany prądu obciążenia. Ze względów technologicznych nie stosuje się przy budowie jarzma stojana blachy grubszej niż 3 mm.

4. Obliczenie obwodu elektromagnetycznego wzmacniaczy transduktorowych

Dzięki postępowi w dziedzinie materiałów magnetycznych i prostowników półprzewodnikowych zaistniała możliwość wykonywania wzmacniaczy magnetycznych o dobrych własnościach regulacyjnych.

W latach 1959-63 opracowano w Katedrze Maszyn Elektrycznych serię dwurdzeniowych wzmacniaczy magnetycznych złożoną z siedmiu podstawowych wielkości o mocach wyjściowych 10, 30, 100, 300, 1000, 2500, 5000 W. Seria ta produkowana jest jeszcze obecnie przez zakład A-31. Prace związane z opracowaniem serii obejmowały: ustalenie szeregu mocy, przyjęcie metody projektowania serii, wykonanie obliczeń i dokumentacji obliczeniowej, wykonanie prototypów, pomiary prototypów, opracowanie dokumentacji konstrukcyjnej i technologicznej oraz wdrożenie do produkcji seryjnej zaprojektowanych wzmacniaczy. Były one prowadzone przy współpracy z Zakładem A-31.

W związku z unifikacją elektrycznej gałęzi analogowej URS zaistniała potrzeba unifikacji według wymogów URS, poszczególnych urządzeń wchodzących w zakres danej gałęzi. W tym celu, z inicjatywy

PiAP - Ośrodek MERAURS, w latach 1965-67 zaprojektowano w Katedrze Maszyn Elektrycznych serię wzmacniaczy magnetycznych opartą o krajowe materiały magnetyczne i spełniającą wyżej wymienione warunki.

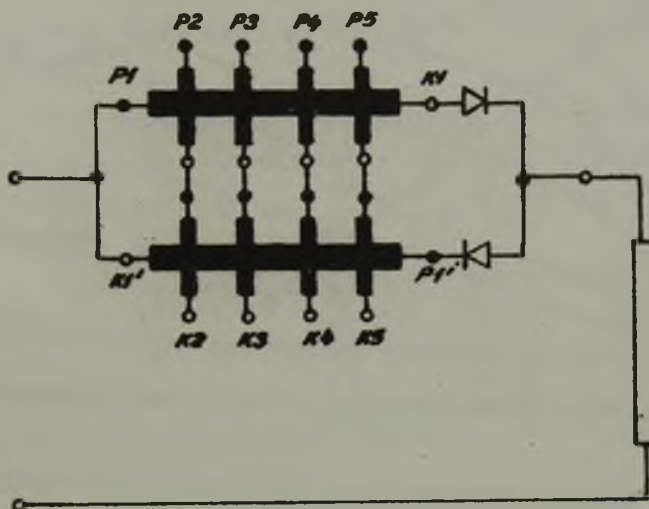
Podstawowymi wielkościami powyższej serii są jednofazowe wzmacniacze magnetyczne z samonasyceniem o niesymetrycznym wyjściu prądu stałego lub o wyjściu jednofazowym prądu przemiennego. Przewidziano częstotliwości zasilania 400 Hz i 50 Hz. Seria zawiera szereg mocy wzmacniaczy wstępnych 10, 25, 63 W, a wzmacniaczy końcowych 0,16, 0,4, 1,0, 2,5, 6,3 kW. Przez łączenie czterech bądź trzech wzmacniaczy można uzyskać odpowiednio wzmacniacze rewersyjne o symetrycznym wyjściu prądu stałego bądź wzmacniacze trójfazowe.

Rdzenie dławików wykonane są w postaci toroidów związanych z taśmami. Przy toroidalnej konstrukcji rdzenia otrzymuje się największe wyzyskanie właściwości magnetycznych rdzenia (zmniejszenie do minimum szczeliny powietrznej, zgodny kierunek strumienia magnetycznego z kierunkiem walcowania, małe strumienie rozproszenia przy rozłożeniu uzwojeń wzdłuż całego obwodu magnetycznego).

We wzmacniaczach magnetycznych wstępnych zastosowano rdzenie ze stopu FENITEKST 473 będącego odmianą PERMALLOYU opracowanego przez Instytut Metali Nieżelaznych w Gliwicach. Jest to materiał o składzie chemicznym 47% Ni 3% Mo 50% Fe. Materiał ten posiada szczególnie korzystne własności przy zastosowaniu w budowie wzmacniaczy magnetycznych małej mocy: indukcję nasycenia 13 000 Gs, rezystywność $80 \mu \text{om/cm}$ pozwalającą na stosowanie go przy podwyższonych częstotliwościach, współczynnik prostokątności $B_r/B_s = 0,95$ przy $H=1 \text{ Oe}$, przenikalność magnetyczną maksymalną 50 000 Gs/Oe, natężenie koercji 0,15 Oe. Należy on przy tym do tańszych stopów permalloyowych.

Na rdzenie wzmacniaczy magnetycznych końcowych stopni wzmocnienia przeznaczono stop żelazo-krzemowy anizotropowy w postaci taśm, opracowany przez IMŻ w Gliwicach o nazwie ANIZOPERM 2. Posiada on

indukcję nasycenia ok. 17 000 Gs, maksymalną przenikalność magnetyczną 20 000 Gs/Oe, współczynnik prostokątności ok. 0,9, stratność jednostkową 0,55 W/kg. Należy również do tańszych materiałów magnetycznych.

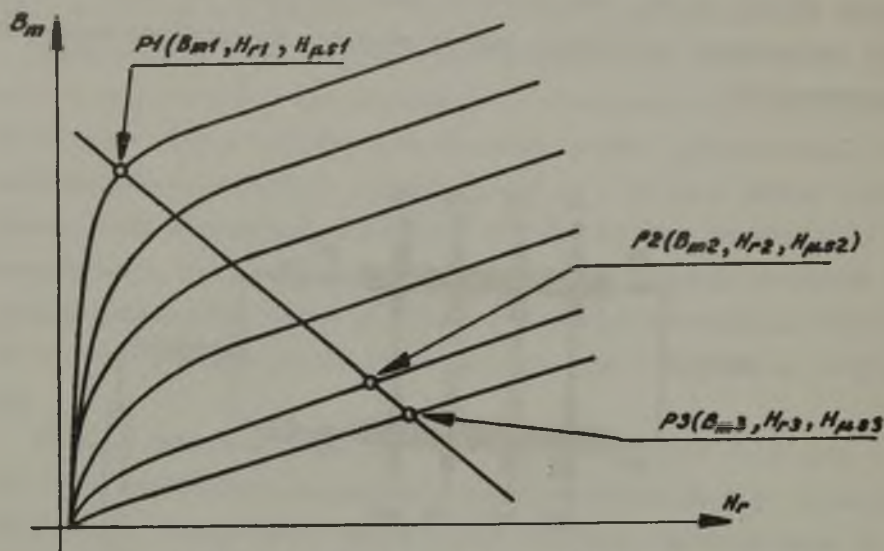


Rys. 4.1. Schemat dwurdzeniowego wzmacniacza amplistatowego

Opracowano metodę optymalizacji wzmacniaczy amplistatowych (rys. 4.1). Ze względu na ich własności statyczne i dynamiczne oraz małą objętość uzwojeń sterujących.

Metodę obliczeń oparto o charakterystyki jednoczesnego magnesowania rdzenia prądem przemiennym i stałym polem magnetycznym. Na charakterystykach jednoczesnego magnesowania przeciętych prostą obciążenia (rys. 4.2) wyróżniono trzy charakterystyczne punkty:

- P1 - punkt odsycenia
- P2 - punkt pracy znamionowej
- P3 - punkt nasycenia.



Rys. 4.2. Charakterystyki jednoczesnego magnesowania

Objętość rdzenia magnetycznego (V_f) można przedstawić w funkcji charakterystycznych wielkości magnetycznych:

$$V_f = \frac{P_{rN}}{8f B_{m1} H_{r2}} \quad (4.1)$$

gdzie:

- P_{rN} - znamionowa moc uzwojenia roboczego,
 f - częstotliwość zasilania.

Dobroć wzmacnienia mocy (Q_p) jako iloraz wzmacnienia mocy i stałej czasowej jest wskaźnikiem ujmującym statyczne i dynamiczne własności wzmacniacza. Można ją w sposób przybliżony przedstawić w funkcji wielkości magnetycznych rdzenia

$$Q_p = 4 f \frac{H_{r2}}{H_{us2} - H_{us1}} \propto \quad (4.2)$$

gdzie:

\mathcal{K} - sprawność obwodu roboczego wzmacniacza określona przez stosunek rezystancji obciążenia do łącznej rezystancji obwodu.

Rozróżniono dwa sposoby obliczania wzmacniaczy magnetycznych: z warunku zadanej sprawności obwodu roboczego, bądź z warunku dopuszczalnego nagrzania uzwojeń. Pierwszy warunek dotyczy zwykle wzmacniaczy małej mocy, drugi wzmacniaczy większych (począwszy od kilkudziesięciu W).

O możliwości zmieszczenia uzwojeń w oknie rdzenia orientuje współczynnik wypełnienia okna rdzenia uzwojeniem roboczym (k_r). Przy zadanej sprawności obwodu roboczego:

$$k_r = 4 \varrho \frac{1}{P_{ON}} \frac{\mathcal{K}}{1-\mathcal{K}} H_{r2}^2 \frac{l_r l_f^2}{S_o} \quad (4.3)$$

gdzie:

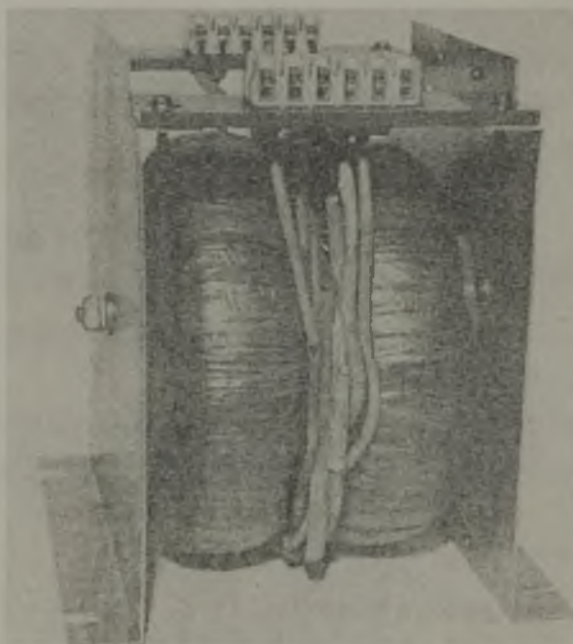
- ϱ - rezystywność przewodu nawojowego,
- l_r - średnia długość zwoju,
- l_f - średnia długość drogi magnetycznej,
- S_o - przekrój okna rdzenia,
- P_{ON} - znamionowa moc wyjściowa.

Gęstość prądu w uzwojeniu roboczym:

$$J_r = \frac{1}{4 \varrho} \frac{P_{ON}}{H_{r2}^2} \frac{1-\mathcal{K}}{\mathcal{K}} \frac{1}{l_r l_f} \quad (4.4)$$

Wychodząc z danych do projektowania wielkości elektrycznych (moc, napięcie, prądy, częstotliwość, itp.) oraz z dopuszczalnej dla danego typu konstrukcji wartości współczynnika wypełnienia okna, można określić z równania (4.1) i (4.3) podstawowy wymiar geometryczny rdzenia i składową pręmienną natężenia pola magnetycznego dla

znamionowego punktu pracy. Charakterystyki jednoczesnego magnesowania wyznaczają pozostałe wielkości magnetyczne. Następnie można obliczyć parametry konstrukcyjne rdzenia i uzwojeń, gęstość prądu w uzwojeniu roboczym oraz przeprowadzić ocenę wzmacniacza pod względem ekonomicznym (ciężaru), jakości (dobroci wzmocnienia) czułości (współczynnika wzmocnienia) itp.



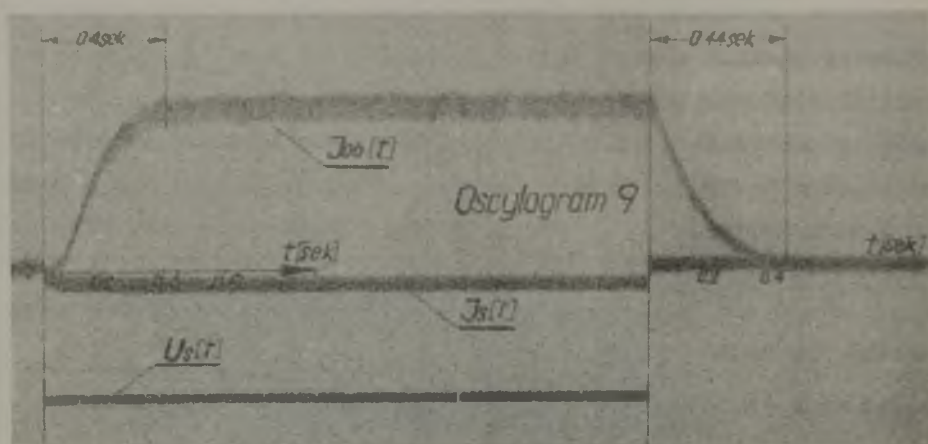
Rys. 4.3. Fotografia wzmacniacza 1 kW

Przykładowo podano zdjęcie wzmacniacza 1 kW (rys. 4.3) jego kartę informacyjną (tablica 4.1) oraz oscylogram prądu wyjściowego $[\bar{I}_{ob}(t)]$.

· Tablica 4.1

Podstawowe dane techniczne wzmacniacza 1 kW

Parametry zasilania:							
Częstotliwość zasilania		50 \pm 2% Hz					
Napięcie zasilania		220, 290, 380, 500 + 5-15% V					
Moc pozorna pobrana		2,28 kVA					
Moc czynna pobrana		1,85 kW					
Parametry wyjściowe:							
Wariant wykonania		1	2	3	4	5	6
Rodzaj wyjścia		prądu st.			prądu zm.		
Moc wyjściowa	kVA	1,0			1,74		
Napięcie wyjściowe	V	110	220	440	127	220	380
Rezystancja obciążenia	Om	12,1	48,4	194	9,25	27,8	83
Stosunek minimalnego napięcia wyjściowego do napięcia znamionowego				0,01		0,015	
Stosunek maksymalnego napięcia wyjściowego do napięcia znamionowego				1,4		1,2	
Parametry wejściowe:							
Liczba uzwojeń sterujących				4			
Prąd sterujący uzwojeń I i II				0,1 A			
Prąd sterujący uzwojeń III i IV				1,0 A			
Termiczna przeciążalność uzwojeń				1,5			

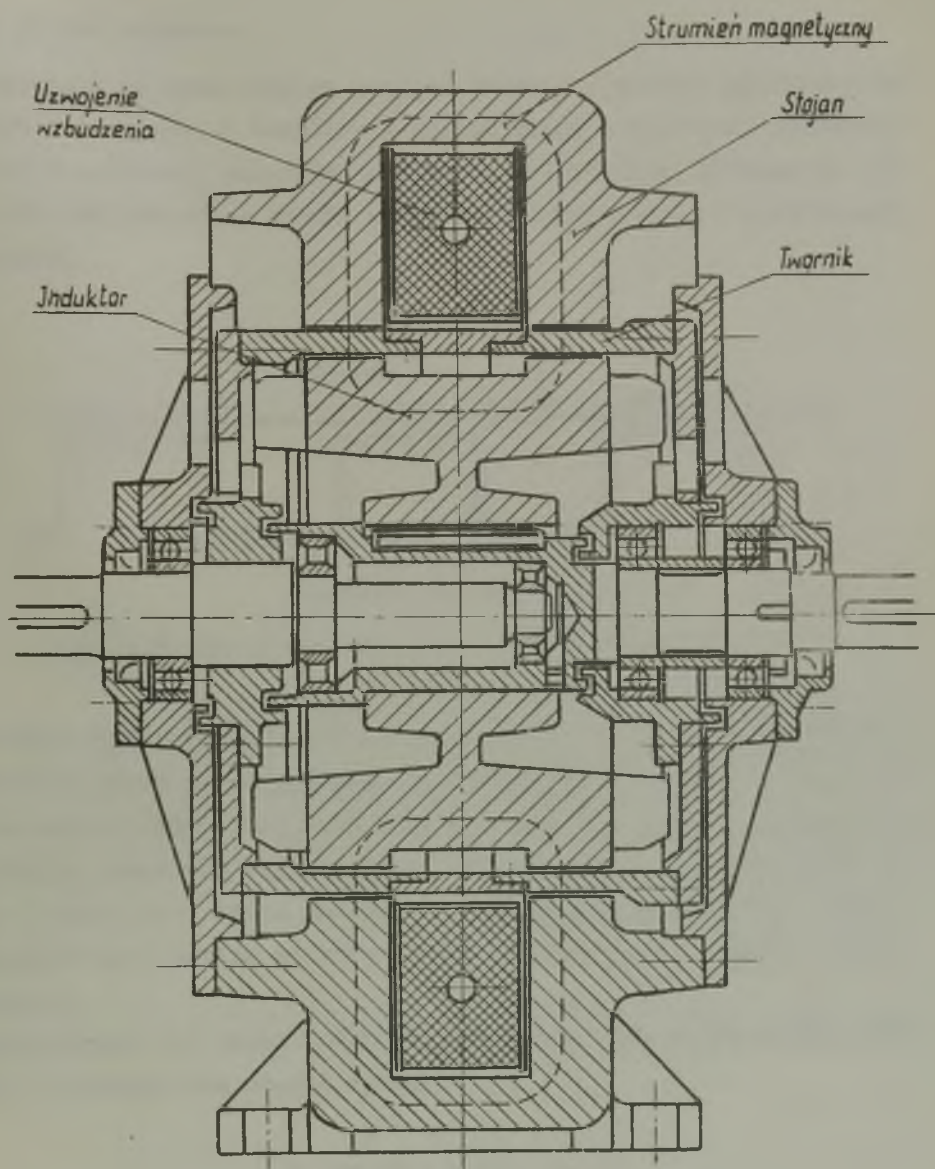


Rys. 4.4. Oscylogram prądu wyjściowego $[I_{ob}(t)]$

5. Poślizgowe sprzęgła elektromagnetyczne typu induktorowego

5.1. Wstęp

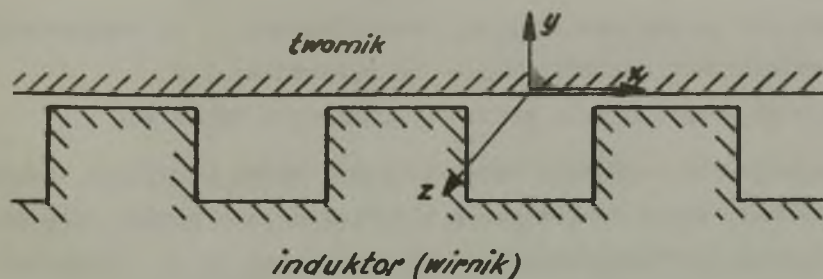
Z grupy wielu typów sprzęgieł elektromagnetycznych sprzęgła induktorowe z nieruchomym stojanem nadają się szczególnie do pracy w ciężkich warunkach eksploatacyjnych w podziemiach kopalń. Sprzęgło takie nie posiada szczotek ani pierścieni ślizgowych uciążliwych w konserwacji ponieważ cewka wzbudzenia znajduje się w stojanie. Budowę sprzęgła induktorowego z nieruchomym stojanem przedstawia rys. 5.1. Zasadnicze podzespoły to: stojan, twornik w formie walca, uzębiony induktor (wirnik) oraz cewka wzbudzenia. Pokazane na rys. 5.1 sprzęgło oznaczone symbolem SJ-15 posiada moc ciągłą ok. 15 kW przy 1450 obr/min oraz możliwość ciągłej zmiany momentu od zera do momentu utyku przez zmianę prądu wzbudzenia.



Rys. 5.1. Przekrój sprzęgła indukcyjnego typu SI-15

5.2. Zasada działania

Sprzęgło na prądy wirowe posiada twornik w postaci gładkiego cylindra lub tarczy, a induktor w formie walca o uzębionej poboczni-
cy lub o uzębionej jednostronnie tarczy. Uzwojenie wzbudzenia ma
kształt cylindrycznej cewki, która jest umieszczona w nieruchomym
stojanie.



Rys. 5.2. Układ współrzędnych dla obliczeń sprzęgła

Strumień magnetyczny wytworzony przez cewkę ma stały kierunek. Nie-
jednakowa przewodność magnetyczna pod zębami i żłobkami powoduje
silne zagęszczenie linii sił pola pod zębami. Wskutek tego przy
wirowaniu induktora względem twornika występuje pulsacja strumie-
nia w szczelinie, która indukuje w tworniku prądy wirowe. Współ-
działanie tych prądów ze strumieniem magnetycznym wytwarza moment
obrotowy.

Częstotliwość (f) zmian indukcji jest zatem funkcją względnej pręd-
kości wirowania obu części sprzęgła

$$f = z(n_1 - n_2) = n_1 \cdot s \cdot z$$

n_1 - prędkość obrotowa silnika napędowego,

n_2 - prędkość obrotowa twornika,

s - poślizg,

z - liczba zębów induktora.

5.3. Zależności określające główne wymiary sprzęgła

W celu określenia wymiarów sprzęgła, konieczna jest znajomość związku między prędkością wirowania n twornika względem wirnika i momentem M oraz wielkościami magnetycznymi indukcją B w szczelinie powietrznej i natężeniem pola H na powierzchni twornika. Matematyczne sprecyzowanie tych związków komplikuje:

- niałiniowość między indukcją B i natężeniem pola H w tworniku sprzęgła,
- zależność parametrów ośrodka, rezystywności ρ od temperatury i przenikalności magnetycznej μ od nasycenia,
- trudność uwzględnienia warunków brzegowych twornika.

Przyjmuje się założenia upraszczające, które pozwalają traktować przebiegi elektromagnetyczne w sprzęgle jako płaską falę elektromagnetyczną przemieszczającą się wzdłuż osi x i przenikającą do ferromagnetyka wzdłuż osi y (rys. 5.2). Przy tych założeniach równania Maxwella dla prostokątnego układu współrzędnych (rys. 5.2) mają postać:

$$\operatorname{rot}_z \vec{H} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = \vec{J}_z \quad (5.1)$$

$$\operatorname{rot}_x \vec{K} = \frac{\partial K_z}{\partial y} - \frac{\partial J_z}{\partial y} \cdot \rho = \frac{\partial B_x}{\partial t} \quad (5.2)$$

$$\operatorname{rot}_y \vec{K} = -\frac{\partial K_z}{\partial x} = -\rho \frac{\partial J_z}{\partial x} = -\frac{\partial B_y}{\partial t} \quad (5.3)$$

gdzie:

H - natężenie pola magnetycznego,

K - natężenie pola elektrycznego,

ρ - rezystywność twornika,

B - indukcja magnetyczna,

J - gęstość prądu w tworniku.

Zakładając przemieszczającą się falę elektromagnetyczną w kierunku osi x otrzymujemy związki między podstawowymi harmonicznymi:

$$\begin{aligned}\hat{H}_x(x, y, t) &= \hat{H}_{mx}(y) \cdot e^{j\omega(t - \frac{x}{v})} \\ \hat{B}_x(x, y, t) &= \hat{B}_{mx}(y) \cdot e^{j\omega(t - \frac{x}{v})} \\ \hat{H}_y(x, y, t) &= \hat{H}_{my}(y) \cdot e^{j\omega(t - \frac{x}{v})} \\ \hat{B}_y(x, y, t) &= \hat{B}_{my}(y) \cdot e^{j\omega(t - \frac{x}{v})} \\ \hat{J}_z(x, y, z) &= \hat{J}_{mz}(y) \cdot e^{j\omega(t - \frac{x}{v})}\end{aligned}\quad (5.4)$$

gdzie: v - względna prędkość induktora i twornika.

Z równań (5.1), (5.2), (5.3), (5.4), otrzymuje się rozkład w głąb twornika wielkości H i J

$$\frac{d^2 \hat{H}_{mx}(y)}{dy^2} - j \frac{\omega \mu_1}{\rho} \hat{H}_{mx}(y) = 0 \quad (5.5)$$

$$\frac{d^2 \hat{J}_{mz}(y)}{dy^2} - \frac{1}{\mu_1} \frac{d\mu_1}{dy} \frac{d\hat{J}_{mz}(y)}{dy} - j \frac{\omega \mu_1}{\rho} \hat{J}_{mz}(y) = 0 \quad (5.6)$$

gdzie:

$$\mu_1 = \frac{B_{mx}}{H_{mx}}$$

Równania (5.5) i (5.6) uwzględniają w sposób przybliżony zmienność przenikalności magnetycznej na skutek nasycenia za pomocą relacji wiążącej amplitudy indukcji i natężenia pola; obowiązują przy założeniu upraszczającym:

$$\frac{\varrho \cdot z^2}{\omega \cdot \mu_1 \cdot D^2} \ll 1$$

gdzie D - średnica twornika.

Z rozwiązania tych równań, przy uwzględnieniu aproksymacji charakterystyki magnesowania za pomocą paraboli typu

$$B_m = kH_m \frac{1}{n}$$

otrzymuje się: wg Nejmana ("Powierchnostnyj effekt w ferromagnitnych tiełach" - 1949 r.)

a) funkcję natężenia pola H_{mx} w głąb twornika

$$\hat{H}_{mx} = \hat{H}_{mzo} \left[1 - \frac{y}{y_k} \right]_{\hat{\alpha}}^{\hat{\alpha}} \quad (5.7)$$

gdzie:

$$\hat{\alpha} = \alpha' + j\alpha'' = \frac{2n}{n-1} + j \frac{2n}{n-1} \sqrt{\frac{n+1}{2n}} \quad (5.8)$$

$$y_k = \frac{\sqrt[4]{2n(3n+1)^2 \cdot (n+1)}}{\sqrt{\frac{\omega \mu_{10}}{2\varrho}} \sqrt{2(n-1)}} \quad (5.9)$$

b) funkcję gęstości prądu J_z w głąb twornika

$$\hat{J}_{mz} = \hat{J}_{moz} \left[1 - \frac{y}{y_k} \right]^{\hat{\alpha}-1} \quad (5.10)$$

gdzie

$$\hat{J}_{moz} = \frac{\hat{H}_{mxo} \hat{\alpha}}{y_k} \quad (5.11)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\alpha''}{\alpha'} = \sqrt{\frac{n+1}{2n}} \quad (5.12)$$

H_{mxo} - natężenie pola magnetycznego na powierzchni twornika,
 y_k - głębokość przenikania pola magnetycznego do twornika,
 $\mu_{10} = \frac{H_{mxo}}{H_{mxo}}$ - przenikalność magnetyczna na powierzchni twornika.

Straty mocy na jednostkę powierzchni określa skuteczny wektor Poyntinga na powierzchni twornika

$$\hat{S}_o = \frac{\hat{K}_{mo}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\check{H}_{mxo}}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{K}_{mo} \check{H}_{mxo}}{2} \quad (5.13)$$

gdzie:

\check{H}_{mxo} - wektor sprzężony z wektorem \hat{H}_{mxo} ,
 K_{mo} - natężenie pola elektrycznego na powierzchni twornika.

Stratę moc strat na jednostkę powierzchni

$$P_o = R_o \left[\frac{\hat{K}_{mo} \cdot \check{H}_{mxo}}{2} \right] = \frac{H_{mxo}^2 \cdot \alpha' \cdot \alpha''}{2y_k} \quad (5.14)$$

Straty mocy w tworniku sprzęgła wynoszą

$$M \cdot \omega = P_o \cdot \pi \cdot D \cdot l_{cz}, \quad (5.15)$$

gdzie:

M - moment obrotowy,

l_{cz} - długość czynna twornika,

$\omega = \omega_1 - \omega_2$ (względna prędkość kątowna induktora i twornika).

Z porównania równań (5.14) i (5.15) otrzymuje się wyrażenia wiążące moment obrotowy M z prędkością ω oraz natężeniem pola magnetycznego H

$$M = \frac{H_{m\alpha 0}^2 \cdot g \cdot \alpha'}{\omega \cdot 2y_k} \cdot \pi \cdot D \cdot l_{cz} \quad (5.16)$$

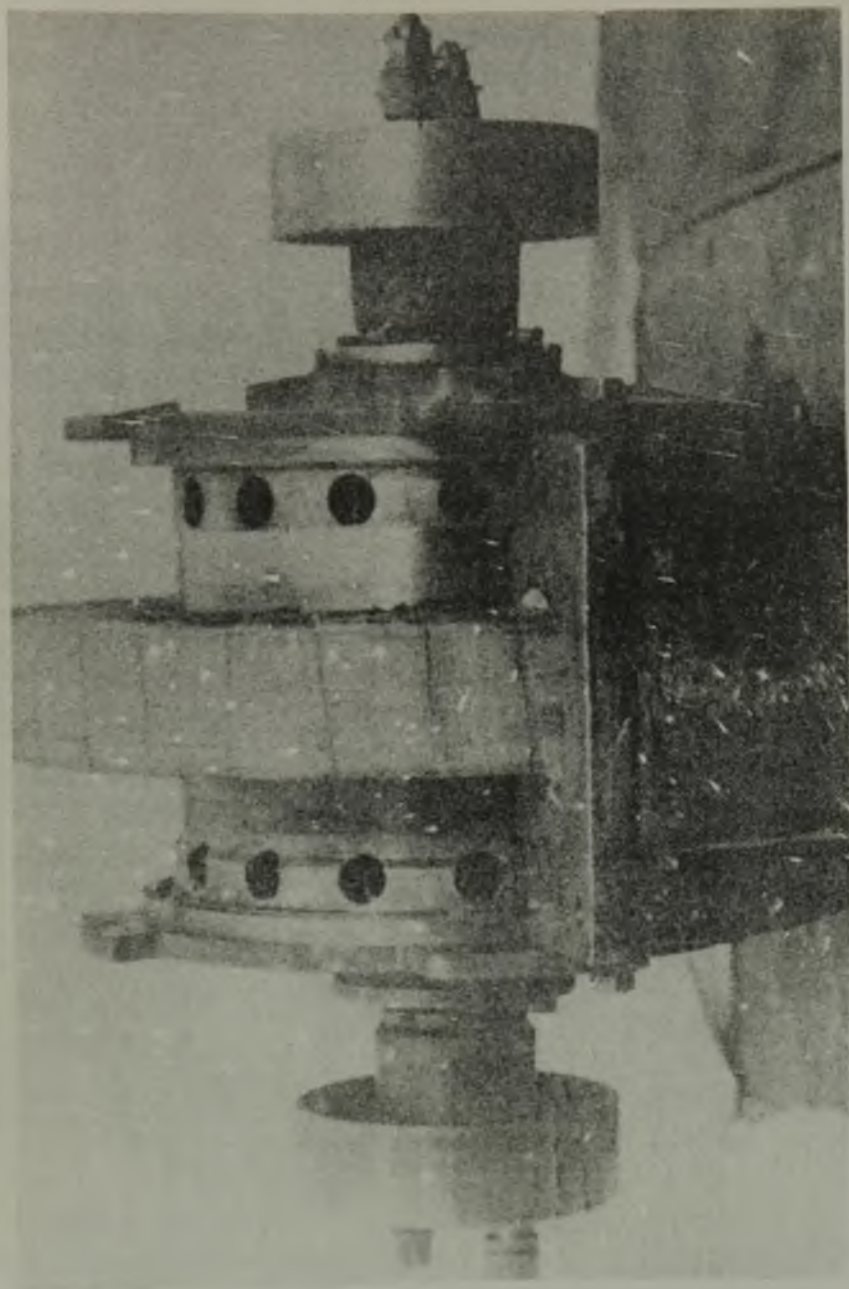
Wyrażenie to stanowi podstawę do określenia głównych wymiarów sprzęgła. Przepływ oddziaływania twornika θ_a można wyznaczyć z zależności:

$$\theta_a = - \int_0^{\tau} \hat{H}_{m\alpha 0} \cdot e^{-j\frac{\pi}{\tau}x} dx = j \frac{2\tau}{\pi} \hat{H}_{m\alpha 0} \quad (5.17)$$

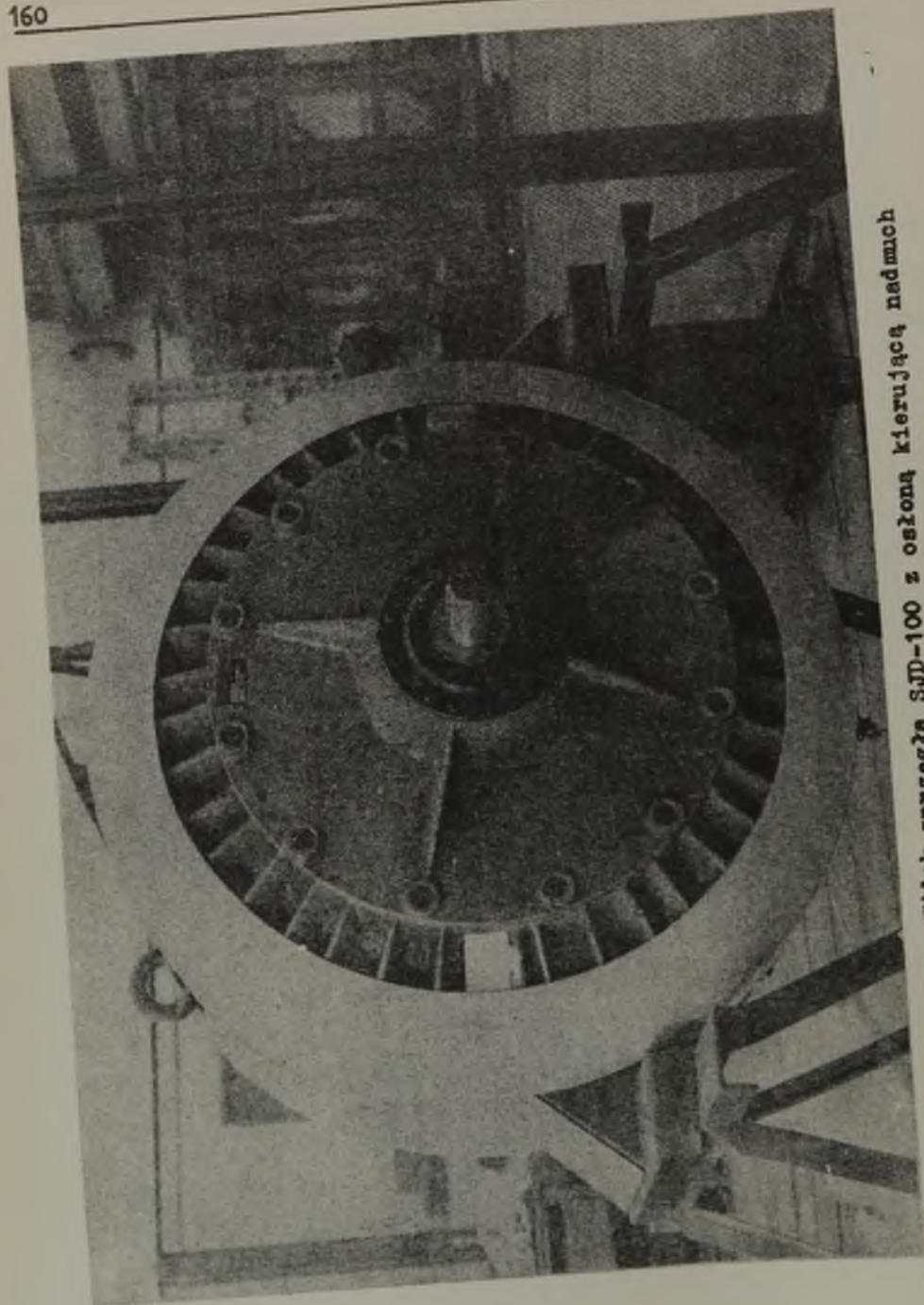
gdzie:

$\tau = \frac{\pi \cdot D}{z}$ - podziałka biegunowa.

Geometryczna suma przepływu wzbudzenia i oddziaływania twornika określa strumień wypadkowy przenikający do twornika. Wygląd sprzęgieł wykonanych w Zakładach Konstrukcyjno-Mechanizacyjnych Przemysłu Węglowego przy współpracy z Katedrą Maszyn Elektrycznych przedstawia fotografie na rys. 5.3 i rys. 5.4. Rys. 5.3 przedstawia sprzęgło w wykonaniu normalnym o mocy 15 kW przy 1450 obr/min., a rys. 5.4 - sprzęgło o mocy 200 kW przy 1450 obr/min. w wykonaniu ognioszczelnym przeciwwybuchowym.



Rys. 5.3. Widok sprzęgła typu SJ-15 ze zdjętą górną pokrywą stojana



Rys. 5.4. Widok sprzęgła SJD-100 z osłoną kierującą nadmuch

6. Silniki krokowe

6.1. Wprowadzenie

Szerokie stosowanie w praktyce zagranicznej lat ostatnich układów napędowych z silnikami krokowymi wiąże się głównie z rozwojem sterowania programowego, cyfrowej regulacji automatycznej oraz wprzęgnięciem maszyn cyfrowych do sterowania procesami technologicznymi.

Nawiązując do potrzeb krajowych można podkreślić celowość zastosowania krokowego układu napędowego chociażby w następujących gałęziach:

A. W hutnictwie:

- a) przy napędach mechanizmów śrub nastawczych walcarek - do precyzyjnego ustawiania walców,
- b) w układzie programowego sterowania nożycami latającymi.

B. W przemyśle obrabiarek:

- a) w układach sterowania numerycznego - przy współpracy z interpolatorem,
- b) przy programowym sterowaniu punktowym i odcinkowym
- c) w układach kinematycznych obrabiarek zastępujących mechaniczne przekładnie przekładniami z dzielnikiem cyfrowym.

Istnieje możliwość zastosowania silników krokowych w układach pomiarowo-rejestrujących, np. w kompensatorach automatycznych lub kordynatografach, a także w regulatorach cyfrowych.

6.2. Zasada działania

Działanie silnika krokowego polega na skokowym przemieszczaniu na obwodzie stojana wypadkowego wektora przepływu wytworzonego przez zespół uzwojeń sterujących stojana. Za przemieszczeniem przepływu podąża krokowo wirnik.

Każdy krok przemieszczenia wektora przepływu powstaje na skutek kolejnego przełączania uzwojeń sterujących. Przełączanie uzwojeń dokonuje elektroniczny układ sterujący, na wejście którego wprowadzane są impulsy wejściowe (w kodzie unitarnym) pochodzące z bloku cyfrowego, którym może być generator taktujący, interpolator, de-szyfrator itp. Układ sterujący wraz z silnikiem krokowym spełnia rolę konwertora, w którym odbywa się zamiana informacji zakodowanej w postaci cyfrowej na kąt obrotu wału wirnika. Układ napędowy z silnikiem krokowym jest układem synchronicznym, który umożliwia skokową zmianę częstotliwości kroków od zera do maksymalnej wartości określonej przez parametry dynamiczne układu.

Silnik krokowy jest zmodyfikowaną maszyną synchroniczną o zasilaniu impulsowym, którego rozruch i wejście w synchronizm odbywa się w granicach podziałki krokowej ($\alpha_M = \frac{\pi}{p \cdot m}$) z pewnym poślizgiem, natomiast hamowanie odbywa się bez wybiegu. W odróżnieniu od silników synchronicznych silnik krokowy utrzymuje synchronizm zarówno przy ruchu ustalonym, jak i przy rozruchu, hamowaniu i zmianie kierunku wirowania. Układ zezwala również na trwałe zachowanie dowolnych położeń zahamowanego wirnika z dokładnością do jednej podziałki krokowej.

Jedną z głównych zalet układu z silnikiem krokowym jest możliwość bezpośredniego przekształcania informacji zadanej na wejściu w postaci cyfrowej na ściśle określony kąt obrotu wału w otwartym układzie regulacji. Stąd wynika możliwość znacznego uproszczenia pewnych układów napędowych. Istnieje również możliwość zastosowania silnika krokowego w układach regulacji ze sprzężeniem zwrotnym mającym na celu wykluczenie możliwości akumulacji błędów na wyjściu układu regulacji na skutek ewentualnego wypadnięcia kroków silnika.

6.3. Problemy konstrukcyjne

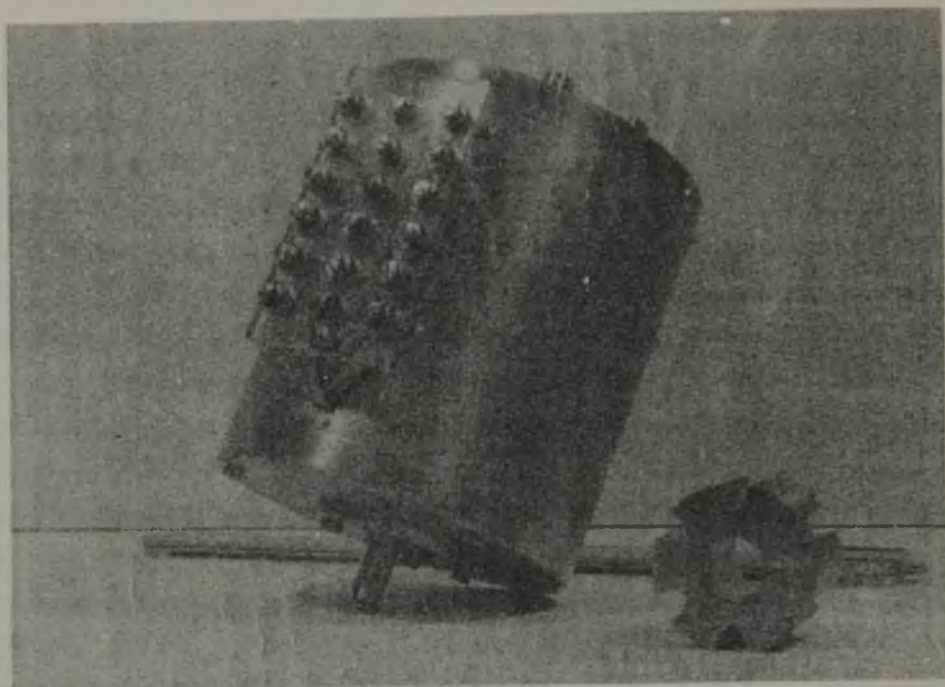
Obliczenie głównych wymiarów konstrukcyjnych silników budowy konwencjonalnej bazuje na danych znamionowych odnoszących się do pracy maszyny w stanie ustalonym. Natomiast podstawowe wymiary silnika krokowego wynikają z danych wyjściowych określającego jego własności dynamiczne. Na przykład jednym z pierwszych zadań wynikających przy projektowaniu silnika krokowego jest analiza wpływu kształtu statycznej charakterystyki kątowej silnika $M = f(\vartheta)$ na dynamiczne właściwości silnika. Ewentualne zniekształcenie krzywej momentu ("siodła") powoduje zmniejszenie maksymalnej dopuszczalnej częstotliwości kroków przy rozruchu i rewersji. Istotny wpływ na własności dynamiczne silnika wywiera również sposób rozwiązania elektronicznego układu sterowania.

Uzyskanie dużej mocy silnika krokowego przy jednocześnie dobrych własnościach dynamicznych jest utrudnione. W wersji elektrohydraulicznej silnika krokowego układ z pomocniczym elektrycznym mikrosilnikiem krokowym ma za zadanie przemieszczać - w sposób krokowy - sterujący zawór hydrauliczny, natomiast funkcje wykonawcze przejął na siebie wzmacniacz hydrauliczny momentu. W takiej wersji silnika krokowego można uzyskać dobre własności dynamiczne jednocześnie przy dużej mocy wejściowej silnika.

6.4. Opracowane prototypy

Wykonano i poddano badaniom laboratoryjnym podstawowe człony i zespoły prototypowe wchodzące w skład układów napędowych z silnikami krokowymi.

A. Magnetoelektryczny silnik krokowy posiada dwa uzwojenia sterujące na stojanie (rys. 6.1) i wirnik ze stopu izotropowego ALMICO-100 (rys. 6.2 i rys. 6.3).



Rys. 6.1. Dwufazowy magnetoelektryczny silnik krokowy z 6 biegunowym wirnikiem ze stopu izotropowego ALNICO-160



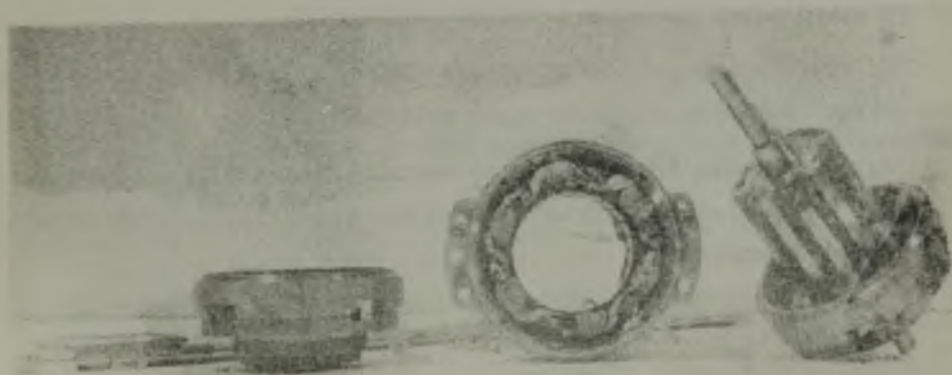
Rys. 6.2. Kształtki ze stopu izotropowego ALNICO-160 (na wirniki silników krokowych)



Rys. 6.3. Kształtki ze stopu izotropowego ALNICO-160

Parametry silnika są następujące:

Maksymalny moment statyczny	0,8 N m
Znamionowy moment obciążenia	0,2 N m
Maksymalna częstotliwość kroków przy rozruchu	350 Hz
Podziałka krokowa	30°
Liczba biegunów	2 p = 6
Liczba kroków na 1 obrót wirnika	12



Rys. 6.4. Dwufazowy silnik krokowy magnetoelektryczny z wirnikiem kłowym

B. Dwufazowy silnik krokowy magneto-elektryczny posiada wirnik kłowy (rys. 6.4) magnesowany za pośrednictwem tulei ze stopu anizotropowego ALNICO 400 (rys. 6.5).



Rys. 6.5. Elementy konstrukcyjne wirnika kłowego z tuleją magnesującą ze stopu anizotropowego ALNICO-400

Jego parametry:

Maksymalny moment statyczny	0,2 N m
Maksymalna częstotliwość sekwencji kroków przy rozruchu	250 Hz
Liczba biegunów	2 p = 12
Podziałka krokowa	15°

C. Dwufazowy silnik krokowy z wirnikiem 12-biegunowym (rys. 6.2 i rys. 6.3) jest wykonany ze stopu Alnico-160.

D. Elektroniczny układ sterowania silnika krokowego zawiera następujące zespoły:

- a) tranzystorową dwufazową przetwornicę częstotliwości z logicznym układem rozdziału impulsów wejściowych o następujących parametrach:

Zakres zmian częstotliwości impulsów wyjściowych 0÷2000 Hz

Napięcie wyjściowe 2 x 24 V

Prąd obciążenia 2 x 2 A

- b) dwa tranzystorowe zasilacze stabilizowane 12/24 V = i 10 A,

c) zasilacz z tyrystorową stabilizacją napięcia 100 V, 25 A.

E. W trakcie badań znajduje się 2-fazowa tyrystorowa przetwornica częstotliwości z układem sterowania za pomocą funkatorów logicznych systemu LOGISTER, szeregu E-20 z możliwością przejścia na elementy szeregu E-50.

Zakres zmian częstotliwości impulsów wyjściowych $0 \div 1000$ Hz

Napięcie wyjściowe 2×60 V

Prąd obciążenia 15 A

F. Zbudowano czterodekadowy licznik rewersyjny na elementach logicznych szeregu E-20 oraz funkatorach iloczynowych diodowo-oporowych. Znajduje on zastosowanie w układach napędowych z silnikami krokowymi pracującymi ze sprzężeniem zwrotnym.

G. Binarny licznik rewersyjny 12-bitowy, służy jako człon sprzężenia zwrotnego lub dzielnik częstotliwości w stosunku 2^n .

LITERATURA

- [1] Gabrys W.: Wpływ niektórych danych uzwojeniowych na parametry maszyn prądu stałego z polem poprzecznym. Praca doktorska, KMKI Gliwice 1961.
- [2] Gogolewski Z., Manitiusz J.: Straty dodatkowe w uzwojeniach. Przegląd Elektroniczny 1948, str. 166.
- [3] Gogolewski Z., Puchała A.: Metoda obliczania optymalnego uzwojenia wielowarstwowego do transformatora. Archiwum Elektrotechniki 4/59.
- [4] Gogolewski Z., Gabrys W.: Maszyny prądu stałego. PWT Warszawa 1960.
- [5] Gogolewski Z.: Aktualna problematyka techniki turbogeneratorów wielkich mocy. ELEKTRYKA Zesz. Nauk. Pol. Śl. 16/63.

- [6] Gogolewski Z., Wróbel T.: Badania modelowe prądnic indukcyjnych podwyższonej częstotliwości. ELEKTRYKA Zesz. Nauk. Pol. Śl. 17/64.
- [7] Gogolewski Z.: Światowy i krajowy postęp budowy turbogeneratorów. Przegląd Elektrotechniczny 5/1964.
- [8] Gogolewski Z., Różycki A., Bubnicki Z.: Studia nad asymetrią i strumieniem transformatorów trójfazowych. ELEKTRYKA Zesz. Nauk. Pol. Śl. nr 17/1964.
- [9] Gogolewski Z., Paszek W., Kubek J., Gabrys W.: Uszkodzenia maszyn elektrycznych. WNT 1968.
- [10] Hickiewicz J.: Wytyczne do projektowania jednofazowych dwurdeniowych amplistatów. ELEKTRYKA Zesz. Nauk. Pol. Śl. 25/1969.
- [11] Hickiewicz J., Żywiec A., Figura T., Borkowski K.: Krajowa seria wzmacniaczy magnetycznych. Przegląd Elektrotechniczny 3/66.
- [12] Kowalowski H.: Siły elektrodynamiczne obciążające uzwojenia tworników maszyn synchronicznych. ELEKTRYKA Zesz. Nauk. Pol. Śl. 16/1963.
- [13] Kowalowski H., Różycki A.: Osobliwości obliczeń i wyniki badań prototypowych dwufazowego asynchronicznego mikrosilnika wykonawczego z wirnikiem puszkowym. III Krajowa Konferencja Automatyki, Gliwice 1964.
- [14] Kowalowski H.: W sprawie metod wyznaczania sił elektrodynamicznych w połączeniach czołowych uzwojeń turbogeneratorów dużej mocy. Przegląd Elektrotechniczny 5/1964.
- [15] Kowalowski H.: Elektromagnetyczna stała czasowa rotora turbogeneratorsa. ELEKTRYKA Zesz. Nauk. Pol. Śl. 5/69.
- [16] Kubek J., Glinka T.: Geometria szczeliny powietrznej nieskompensowanych silników prądu stałego z szerokim zakresem regulacji prędkości obrotowej. ELEKTRYKA Zesz. Nauk. Pol. Śl. (w druku).
- [17] Mizia W.: Zagadnienie doboru długości szczeliny w turbogeneratorach. Rozprawy Elektrotechniczne 3/66.
- [18] Mizia W.: Analiza i optymalizacja obwodu elektrycznego i magnetycznego dwubiegowych generatorów synchronicznych. Praca doktorska KMEI, Gliwice 1969.
- [19] Paszek W.: Konstrukcja wzmacniaczy maszynowych z polem poprzecznym. Wydawnictwo Sesji Naukowej Pol. Śl. 1955.

- [20] Paszek W.: Projektowanie wzmacniaczy maszynowych z polem poprzecznym. Archiwum Automatyki i Telemekhaniki 3/4 1957.
- [21] Paszek W.: Analiza i pomiary oddziaływania podłużnego ze zwojów komutujących, twornika w maszynie prądu stałego, w szczególności w amplidynie. Arch. Automatyki i Telemekhaniki 1-2/1957.
- [22] Paszek W.: Niektóre zagadnienia projektowania i szczególne formy budowy amplidyn. Praca doktorska, KMEI 1957.
- [23] Paszek W.: Szczególne formy budowy wzmacniaczy maszynowych z polem poprzecznym. Rozprawy Elektrotechniczne 2/59.
- [24] Paszek W.: Metoda obliczania transformatora różniczkującego. Arch. Automatyki i Telemekhaniki 1/60.
- [25] Paszek W.: Stabilizacja napięcia samowzbudnych generatorów synchronicznych. Praca habilitacyjna, KME 1960. Zesz. Nauk. Pol. Śl. Praca Habilit. ELEKTRYKA nr 8/61.
- [26] Paszek W.: Wpływ obwodów tłumiących na własności dynamiczne wzmacniacza elektromaszynowego. Zesz. Nauk. Pol. Śl. ELEKTRYKA nr 9/61.
- [27] Paszek W.: Zagadnienia konstrukcyjne i eksploatacyjne jednostopniowych wzmacniaczy elektromaszynowych. Zesz. Nauk. Pol. Śl. ELEKTRYKA nr 12/62.
- [28] Paszek W.: Układy wzbudzenia i regulacji napięcia turbogeneratorów dużej mocy. Przegląd Elektrotechniczny nr 5/64.
- [29] Paszek W.: Podatne sprzężenie zwrotne przy wykorzystaniu pochodnej strumienia wykonawczego wzmacniacza magnetycznego. Zesz. Nauk. Pol. Śl. ELEKTRYKA nr 17/64.
- [30] Paszek W.: Jednotwornikowy wzmacniacz przetwornicowy (autodyna). Przegląd Elektrotechniczny nr 3/1964.
- [31] Paszek W., Kubek J., Hickiewicz J., Żywiec A., Mizia W.: Regulacja prędkości i napięcia w maszynach elektrycznych przy pomocy transduktorów. Międzynarodowa Konferencja Napędów Elektrycznych PAN WAT Inst. El. Warszawa 1965.
- [32] Paszek W., Hickiewicz J.: Krajowa seria wzmacniaczy magnetycznych zunifikowanych według wymogów URS. IV Krajowa Konferencja Automatyki, 7/67.
- [33] Paszek W., Kubek J., Hickiewicz J., Rut R., Łukaszewicz K.: Projekt techniczny serii wzmacniaczy magnetycznych zasilanych częstotliwością 400 Hz i 50 Hz. Opracowanie nr 26/6/65/66 KMEI dla PIAP Meraurs.

- [34] Paszek W., Kubek J., Glinka T., Ryczko Z.: Opracowanie nr 14/1/67/68 z badań wpływu grubości blach żelaza czynnego na stałe czasowe obwodu magnetycznego przeprowadzonych na specjalnym modelu. Opracowanie KMEL wykonane dla Zakładu DOLMEL.
- [35] Puchała A.: Straty dodatkowe w maszynach elektrycznych i transformatorach. II Seminarium KMEL Gliwice 1959.
- [36] Różycki A.: Powstawanie uszkodzeń w uzwojeniach wirników dużych turbogeneratorów. ELEKTRYKA Zesz. Nauk. Pol. Śl. 5/69.
- [37] Śliwa B.: Rozwój konstrukcji dużych turbogeneratorów. Przegląd Elektrotechniczny 2/10.
- [38] Szaflarski A.: Jednotwornikowy wzmacniacz przetwornicowy i jego zastosowanie w niektórych układach regulacyjnych. Praca doktorska KMEL Gliwice 1966.
- [39] Wróbel T.: Badania modelowe nad strukturą strefy czynnej jednofazowych prądnic indukcyjnych podwyższonej częstotliwości. Praca doktorska. Warszawa 1964.
- [40] Duda P.: Sprzęgła elektromagnetyczne indukcyjne. Międzynarodowa Konferencja Naukowo-Techniczna Napędu Elektrycznego 1965, Warszawa.
- [41] Górecki S.: Perspektywy zastosowania silników krokowych w napędach zautomatyzowanych. Gospodarka Paliwami i Energią (w druku).
- [42] Paszek W., Fikus F.: Podstawowa i wyższe harmoniczne pola magnetycznego w wzbudniku cylindrycznym o polu poprzecznym magnetycznym indukcyjnej. Zesz. Nauk. Pol. Śl. ELEKTRYKA nr 24/69.
- [43] Fikus F.: Analiza pola magnetycznego i mocy w nagrzewnicy indukcyjnej z dzielonym wzbudnikiem. Praca doktorska. Gliwice KMEL 1966 r.

НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Р е з ю м е

Рассмотрена проблема стремлений в направлении развития конструкции основных электрических машин: в особенности, турбогенераторов, машин постоянного тока и специальных машин: шаговых двигателей, электромагнитных муфт а также магнитных усилителей. Приведены выводы и примерные результаты, полученные на основании измерений на исполненных моделях. Пополнением статьи является список публикации трудов Кафедры по новым конструкциям электрических машин.

NEW ELABORATIONS OF ELECTRIC MACHINES DESIGN

S u m m a r y

The problems of evolutionary tendencies on the field of design of basic electric machines as: turbine-generators, d.c. machines, and special machines: step-motors, magnetic clutches and transductor amplifiers are disscussed. The conclusions and exemplary results achieved from measurements on models are cited.

The report is completed by list of publications of the department on the field new design of electric machines.