

P. 3347 / 74
ELEKTRYKA z. 44

TADEUSZ GLINKA

**WŁASNOŚCI KOMUTACYJNE MASZYN PRĄDU STAŁEGO
PRZY PULSUJĄCYM BĄDŹ SZYBKO ZMIENIAJĄCYM SIĘ
PRĄDZIE TWORNIKA**

P O L I T E C H N I K A Ś L Ą S K A
ZESZYT NAUKOWY Nr 414 – GLIWICE 1974

POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 414

TADEUSZ GLINKA



P. 3347 / 74

**WŁASNOŚCI KOMUTACYJNE MASZYN PRĄDO STAŁEGO
PRZY PULSUJĄCYM BĄDŹ SZYBKO ZMIENIAJĄCYM SIĘ
PRĄDZIE TWORNIKA**

PL ISSN 0072-4688

GLIWICE 1974

**REDAKTOR NACZELNY ZESZYTÓW NAUKOWYCH
POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ**

Iwo Pollo

REDAKTOR DZIAŁU

Zofia Cichowska

SEKRETARZ REDAKCJI

Józef Chmielowski

**Dział Wydawnictw Politechniki Śląskiej
Gliwice, ul. Kujawska 2**

Nakł 80+175 Ark. wyd. 6,04 Ark. druk. 7,25 Papier offsetowy kl. III, 70x100, 70 g
Oddano do druku 18.5.1974 Podpis. do druku 15.8.1974 Druk zakoñ. w październ. 1974
Zam. 746 18.5.1974 H-23 Cena zł 10,-

**Skład, fotokopie, druk i oprawę
wykonano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach**

PJ-309/24

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	5
1.1. Uwagi ogólne	5
1.2. Warunki pracy komutatorowego silnika prądu stałego przy zasilaniu z przekształtnika tyrystorowego	7
1.3. Diagramy prądu obciążenia napędów z silnikami prądu stałego	14
1.4. Cel i zakres pracy	15
2. Obwód elektromagnetyczny maszyn prądu stałego przy pulsującym bądź szybko zmieniającym się przepływie	16
2.1. Transmitancja obwodu magnetycznego	16
2.2. Poprzeczny obwód magnetyczny magnesowany szybko zmieniającym się bądź pulsującym przepływem	16
2.3. Wpływ obwodu elektromagnetycznego na pulsacje strumienia wzbudzenia	32
3. Zagadnienie komutacji szybko zmieniającego się bądź pulsującego prądu twornika	45
3.1. Zagadnienie komutacji w stanach ustalonych maszyn prądu stałego zasilanych z układów tyrystorowych	45
3.2. Analiza własności komutacyjnych maszyn prądu stałego przy szybko zmieniającym się prądzie twornika	68
3.3. Obszary komutacji beziskrowej wybranych typów maszyn ..	72
4. Analiza rozwiązań konstrukcyjnych obwodów elektromagnetycznych w maszynach prądu stałego z punktu widzenia własności komutacyjnych nieustalonego bądź pulsującego prądu twornika .	80

	Str.
4.1. Wpływ konstrukcji obwodu magnetycznego stojana na inercję biegunów pomocniczych w maszynach prądu stałego ...	80
4.2. Wpływ rodzaju uzwojenia twornika na własności komutacyjne	90
Literatura	109
Streszczenia	113

1. WSTĘP

1.1. Uwagi ogólne

Napęd prądu stałego jest podstawowym typem napędu elektrycznego różnych układów i mechanizmów wymagających płynnej zmiany prędkości obrotowej w szerokim zakresie i z dużą dokładnością przy dużych i częstych zmianach momentu obciążenia. Przy powszechnym 3-fazowym przemiennym napięciu sieci energetycznej zasilanie silników prądu stałego wymaga przetwarzania napięcia przemiennego na stałe. Do niedawna stosowano w tym celu przetwornice dwumaszynowe. Główną wadą przetwarzania elektromaszynowego (silnik prądu przemiennego, prądnica prądu stałego, silnik prądu stałego) jest konieczność trzykrotnego przetwarzania energii elektrycznej na mechaniczną i odwrotnie, co wiąże się ze znacznym zmniejszeniem sprawności układu. Również inercja elektromagnetyczna prądnicy odbija się niekorzystnie na własnościach regulacyjnych zespołu. Półprzewodnikowe zawory sterowane dużej mocy (tyrystory) umożliwiają budowę statycznych przekształtników o dużej sprawności i małej inercji sterowania. Przekształtniki tyrystorowe znajdują szerokie zastosowanie w przemysłowych układach napędowych. Wadą tych przekształtników jest pulsujące napięcie wyjściowe. Niezawodność oraz parametry dynamiczne, energetyczne i regulacyjne układów napędowych z silnikiem prądu stałego zależą od budowy silnika, który konstrukcyjnie powinien być dostosowany do pulsującego prądu i napięcia zasilania czerpanego ze źródła przekształtnikowego.

Wyróżnić można następujące tendencje i kierunki rozwojowe w dziedzinie silników prądu stałego:

- silniki bezkomutatorowe (unipolarne),
- silniki z komutatorem mechanicznym przystosowane do współpracy z prostownikowymi układami zasilania.

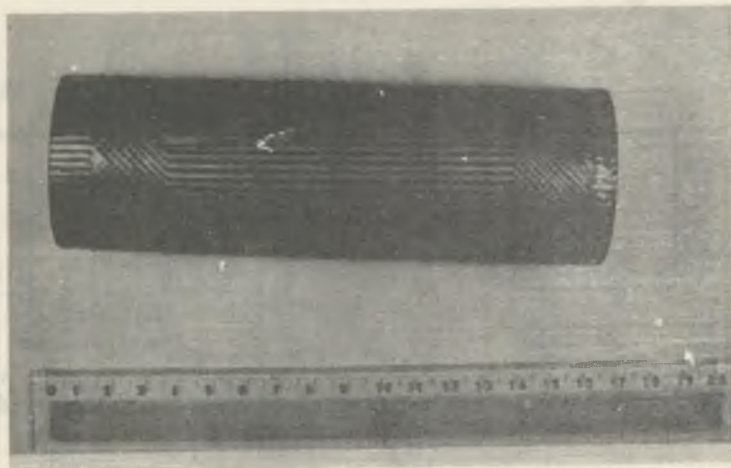
W ostatnich latach szereg firm np. International Res. and Development Co. (IRD), National Res Development Co. (NRDC), Parsons i inne podejmują próby stosowania w napędach dużych mocy silników unipolarnych posiadających pierścienie ślizgowe [1,2,3,4]. Wyprodukowane silniki zastosowano do napędu maszyn walcowniczych, maszyn wyciągowych oraz do napędu pomp wody chłodzącej w elektrowniach dużych mocy. Wszystkie zastosowane silniki są zasilane z sieci prądu przemiennego za pomocą przekształtników tyrystorowych. Dane znamionowe największego silnika 5900 kW, 50 obr/min, $\eta = 97\%$, [2].

Zastosowanie nadprzewodnictwa w obwodzie wzbudzenia w znanej od kilkudziesięciu lat maszynie unipolarnej pozwala wyzyskać obwód elektromagnetyczny maszyny w skali nienotowanej dotychczas w elektromagnetycznych przetwornikach energii (np. indukcja w szczelinie 4T) oraz podnieść sprawność tych maszyn do około 97%. W 3% strat energii dominuje energia pobierana przez układ niskiej temperatury. Odprowadzenie 1W mocy przy temperaturze 4,4°K wymaga zużycia mocy około 2 kW. Kosztowne inwestycyjnie i eksploatacyjnie układy niskich temperatur ograniczają możliwość stosowania maszyn unipolarnych w zakresie małych i średnich mocy; przewiduje się, że maszyny unipolarne będą stosowane w zakresie mocy powyżej 1 MW. Połączenie maszyny unipolarnej z przetwornicą tyrystorową daje układ napędowy o bardzo dobrych własnościach dynamicznych i o szerokim zakresie nastawiania prędkości obrotowej. W zakresie dużych mocy są to napędy przyszłości. Należy jednak zauważyć, że dotychczas nie rozwiązano w maszynie unipolarnej w sposób zadowalający problemu kontaktu ślizgowego.

W zakresie średnich mocy są prowadzone głównie prace modernizacyjne, których celem jest uzyskanie maszyny o dobrych własnościach dynamicznych i o dużej pewności ruchu. Dobre własności dynamiczne są zwią-

zane z dopuszczeniem dużych przeciążeń prądowych w tworniku, dużych stromości narastania prądu twornika, dużych przyspieszeń mechanicznych oraz z małą inercją elektromechaniczną maszyny. Pewność pracy maszyny jest w głównym stopniu zależna od poprawnej beziskrowej komutacji w każdych warunkach pracy, także przy zasilaniu prądem pulsującym czerpanym z przekształtnika tyrystorowego.

Wykorzystanie w konstrukcji maszyny najnowszych materiałów oraz zastosowanie nowych technologii pozwala cel ten uzyskać. Na przykład japońska firma YASKAWA wyprodukowała serię maszyn prądu stałego typu "Minertia" z bezżłobkowym uzwojeniem twornika - maszyny te odznaczają się dużą przeciążalnością, ok. 9 M_n i małą elektromechaniczną stałą czasową, około 5 μs . [5]. W ZSRR w Nowosybirskim Elektrotechnicznym Instytucie skonstruowano bezinercyjny silnik prądu stałego z wirnikiem puszgowym. Puszka jest wykonana z tulei tekstolitowej z drukowanym uzwojeniem dwuwarstwowym (rys. 1.1) [57].



Rys. 1.1. Wirnik silnika prądu stałego o małej inercji elektromechanicznej

1.2. Warunki pracy komutatorowego silnika prądu stałego przy zasilaniu z przekształtnika tyrystorowego

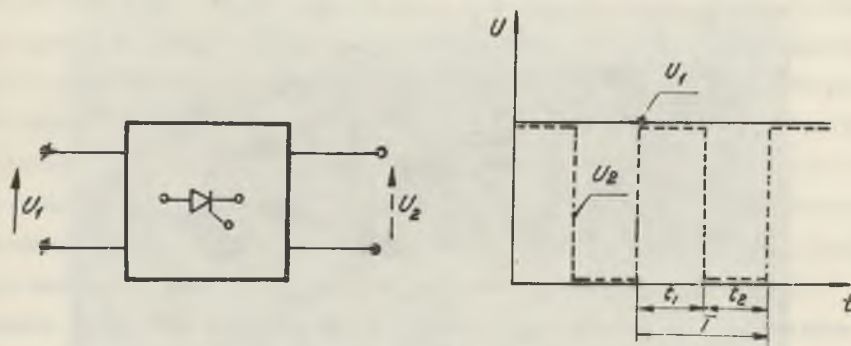
Przy zasilaniu silnika prądu stałego ze sterowanego przekształtnika tyrystorowego występują na ogół bardziej niekorzystne warunki pra-

cy silnika w stosunku do zasilania z przetwornicy elektromaszynowej z uwagi na pulsacje napięcia zasilania silnika i pulsacje prądu twornika.

W silnikach o konstrukcji nie przystosowanej do takich warunków pracy pulsujące napięcie i prąd twornika powodują ograniczenie dopuszczalnej mocy silnika oraz ograniczenie zakresu nastawiania prędkości obrotowej. Może okazać się konieczne stosowanie dławika wygładzającego prąd twornika. Wartość pulsacji napięcia zasilania zależy w głównym stopniu od typu przekształtnika.

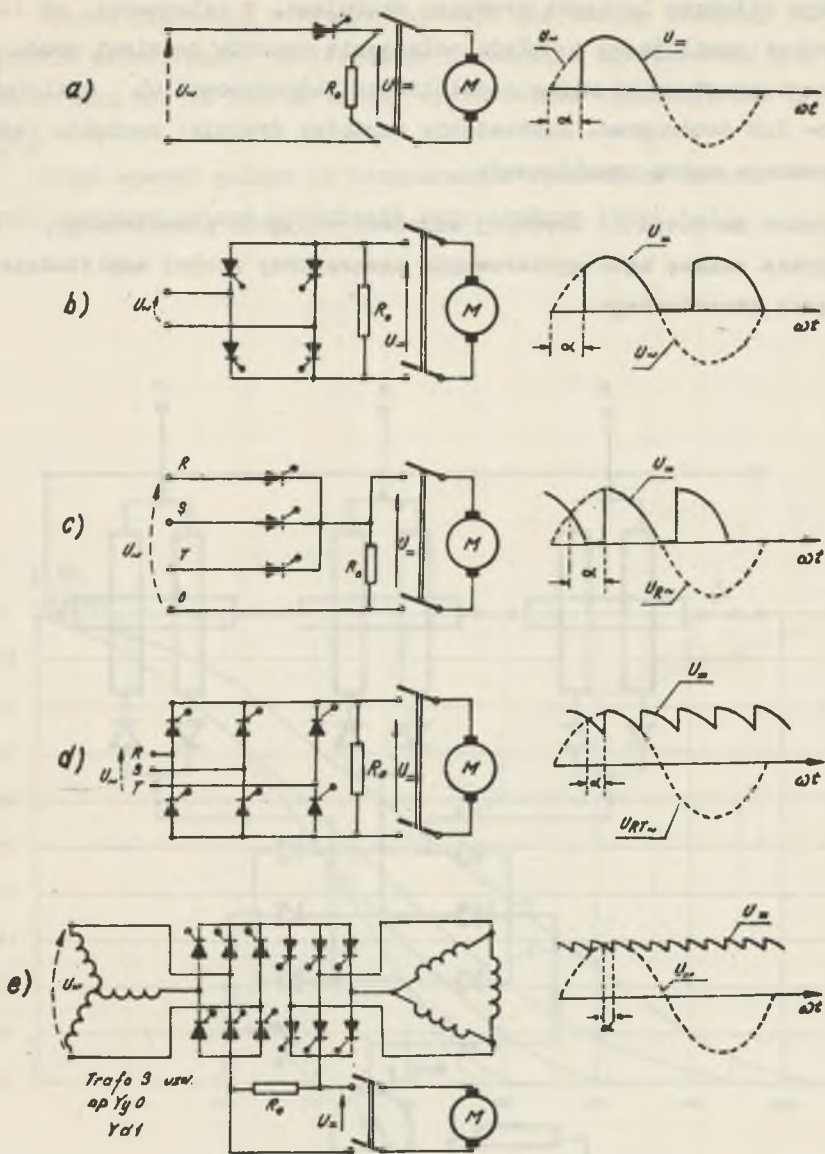
Przekształtniki tyrystorowe można podzielić na dwie grupy:

- 1) przetwarzające napięcie stałe U_1 na napięcie pulsowe U_2 o nastawianej wartości średniej (rys. 1.2) [6],
- 2) przetwarzające napięcie przemienne na napięcie wyprostowane o nastawianej wartości średniej (rys. 1.3) [7].



Rys. 1.2. Schemat blokowy (a) i przebieg czasowy napięcia wyjściowego (b) układu pulsowego

Pierwszy typ przekształtnika (układ pulsowy rys. 1.2a) ma zastosowanie głównie w trakcji prądu stałego i spełnia funkcję rozrusznika i nastawnika. W rozwiązaniach praktycznych można stosować stałą częstotliwość pulsowania ($T = \text{const}$), a zmianę wartości średniej napięcia wyjściowego uzyskuje się poprzez zmianę względnego czasu wysterowania $\frac{t_1}{T}$. Drugi typ przekształtnika - prostownik sterowany zastępuje w kla-

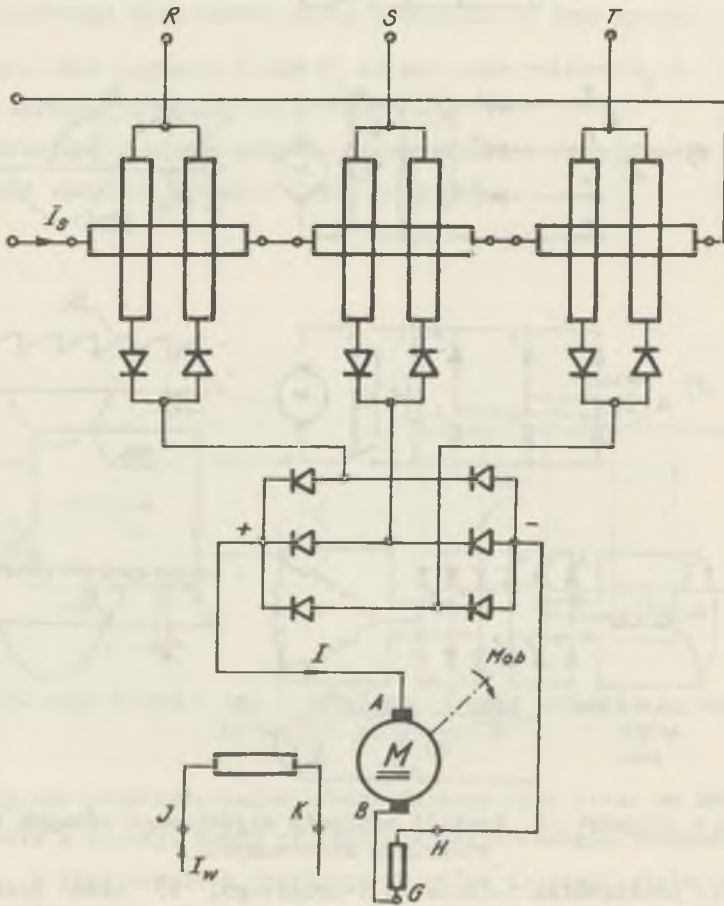


Rys. 1.3. Schemat i kształt napięcia wyjściowego różnych typów prostowników sterowanych,

a) układ prostownika 1-fazowego 1-drogowego, b) układ prostownika 1-fazowego 2-drogowego, c) układ prostownika 3-fazowego 1-drogowego, d) układ prostownika 3-fazowego 2-drogowego, e) podwójny układ prostownika 3-fazowego 2-drogowego. R_0 - rezystancja obciążenia wstępnego.

sycznym układzie Leonarda prądnicę sterującą. W zależności od liczby faz sieci zasilającej i układu połączenia zaworów do sieci prądu przemiennego prostowniki można podzielić na jednofazowe lub wielofazowe jedno- lub dwudrogowe. Nastawianie wartości średniej napięcia wyprostowanego można zrealizować:

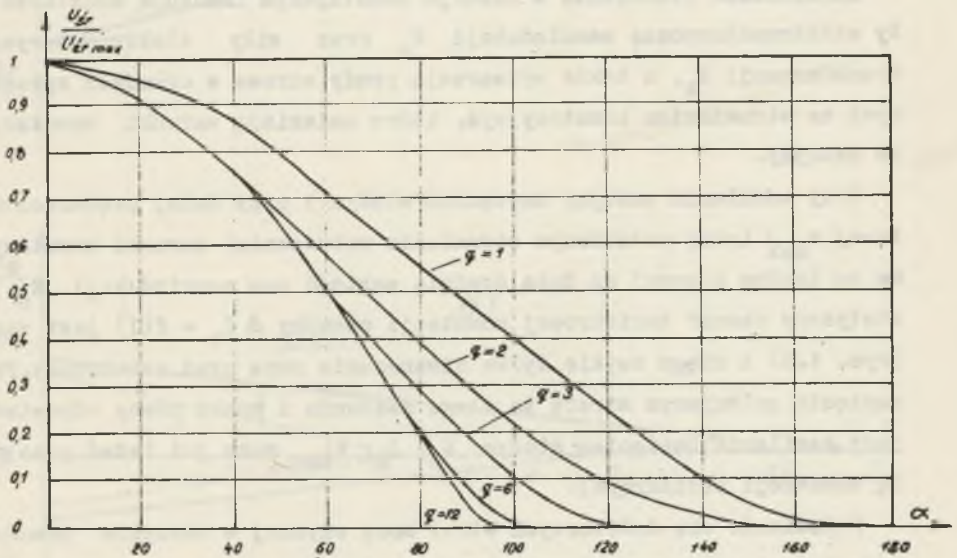
- poprzez nastawianie średniej wartości napięcia przemiennego,
- poprzez zmianę kąta wysterowania zaworu przy stałej amplitudzie napięcia przemiennego.



Rys. 1.4. Prostownik o nastawianym napięciu wyjściowym poprzez zmianę napięcia przemiennego

Sposób pierwszy, w którym uzyskuje się zmianę średniej wartości napięcia przemiennego zasilającego prostownik niesterowany może być zrealizowany np. za pomocą zmiany wysterowania transduktorów (rys. 1.4), [8].

Drugi sposób polega na bezpośrednim sterowaniu zaworów (tyrystorów) poprzez zmianę opóźnienia kąta zapłonu (rys. 1.3).



Rys. 1.5. Średnia wartość napięcia wyprostowanego w funkcji opóźnienia kąta wysterowania tyrystorów dla jednodrogowych i dwudrogowych układów prostownikowych $q = 1 \dots 12$

W napięciu wyjściowym zawarte są oprócz składowej średniej harmonicznej o pulsacji podstawowej $q = m$ (w układach jednodrogowych) bądź $q = 2m$ (w układach dwudrogowych).

Na rys. 1.5 podano wykres średniej wartości napięcia wyprostowanego w funkcji opóźnienia kąta wysterowania tyrystorów dla jednodrogowych i dwudrogowych układów prostownikowych dla $q = 1 \dots 12$, dla stanu jałowego (prostownik obciążony dużą rezystancją wstępną). W ogólnym przypadku zawartość harmonicznych w napięciu i prądzie wyprostowanym zależy od rodzaju przekształtnika, parametrów obwodu silnika oraz momentu obciążenia i prędkości obrotowej silnika.

Składowe przemienne prądu twornika oraz wytworzone przez nie strumienie przemienne, w obwodzie magnetycznym silnika, są źródłem:

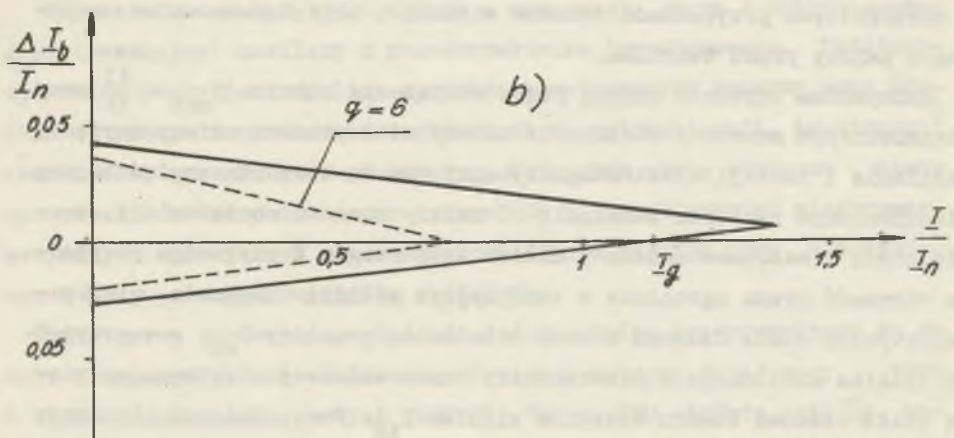
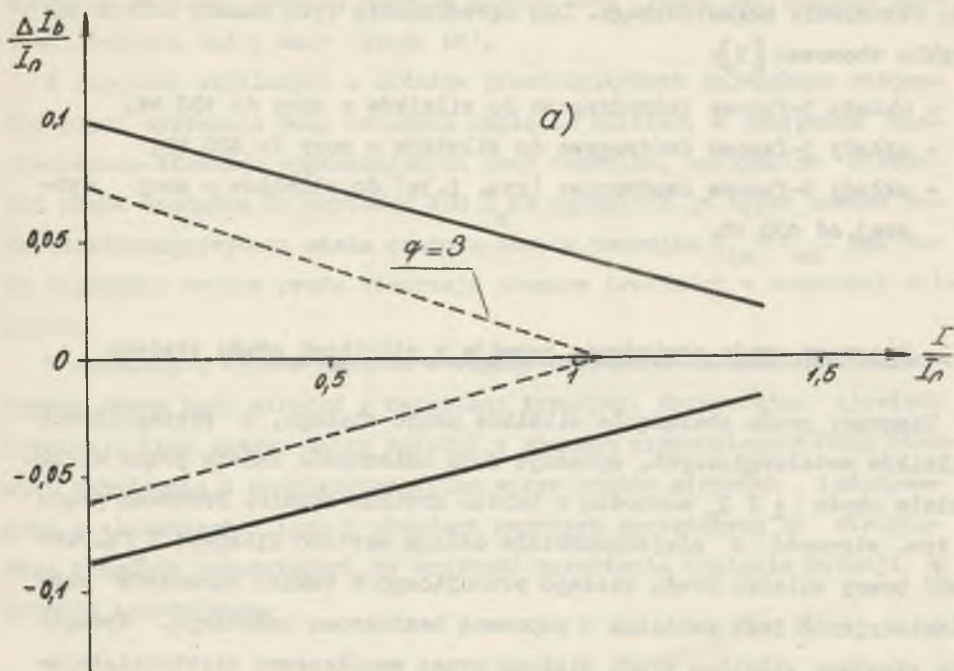
- zakłóceń komutacyjnych mogących powodować iskrzenie szczotek,
- dodatkowych strat mocy czynnej w maszynie,
- szumów magnetycznych.

Harmoniczne strumienia w zezwoju komutującym indukują dodatkowe siły elektromotoryczne samoindukcji E_s oraz siły elektromotoryczne transformacji E_t , a także wytwarzają prądy wirowe w obwodach sprzężonych ze strumieniem komutacyjnym, które zmieniają warunki komutacyjne maszyny.

Przy zasilaniu maszyny napięciem stałym i przy dużej prędkości obrotowej n_{\max} (przy osłabionym strumieniu wzbudzenia) warunki komutacyjne są trudne z uwagi na dużą średnią wartość sem samoindukcji E_s , a statyczny obszar beziskrowej komutacji maszyny $\Delta I_b = f(I)$ jest wąski (rys. 1.6) i sięga zwykle tylko nieznacznie poza prąd znamionowy. Przy napięciu pulsującym strefa ta ulega zwężeniu i punkt pracy odpowiadający zasilaniu napięciem stałym U_n, I_n, n_{\max} może już leżeć poza strefą komutacji beziskrowej.

Pojawienie się dodatkowych strat mocy czynnej w maszynie powoduje podwyższenie jej temperatury. Zwiększenie nagrzewania się jest związane nie tyle ze znacznym wzrostem strat dodatkowych w maszynie wprowadzonych przez harmoniczne napięcia i prądy, ile z wydzielaniem się tych strat w pewnych tylko elementach maszyny, tak np. znaczna część strat dodatkowych wydziela się w nabiegunniku bieguna głównego.

Pulsujące napięcie zasilania powoduje również zwiększenie głośności pracy maszyny na skutek efektów akustycznych związanych z pulsa-



Rys. 1.6. Obszary komutacji beziskrowej $\Delta I_b = f(I)$ maszyn prądu stałego

a) typ PZMb 54b; 7,5 kW; 220 V; 37,8A; 2850 obr/min; $I_{wn} = 0,714$ A, b) typ P-2300/14/380/01; 2500 kW; 800 V; 3340 A; 250-500 obr/min.;

cją strumienia magnetycznego. Dla ograniczenia tych szumów zaleca się zwykle stosować [9]:

- układy 3-fazowe jednodrogowe do silników o mocy do 100 kW,
- układy 3-fazowe dwudrogowe do silników o mocy do 400 kW,
- układy 6-fazowe dwudrogowe (rys. 1.3e) do silników o mocy wyższej od 400 kW.

1.3. Diagramy prądu obciążenia napędów z silnikami prądu stałego

Diagramy prądu obciążenia silników prądu stałego, w szczególności silników metalurgicznych, wykazują dużą zmienność. Zmiany prądu w przedziale około $\pm 2 I_n$ zachodzą w bardzo krótkim czasie. Pochodna prądu - tzw. stromość S niejednokrotnie osiąga wartość kilkuset I_n/s . Pewność pracy silnika prądu stałego pracującego w takich warunkach eksploatacyjnych jest związana z poprawną beziskrową komutacją. Wymagania stawiane silnikom prądu stałego przez współczesne szybko działające napędy określają ponad dwukrotną chwilową przeciążalność prądową, a w szczególnych przypadkach jeszcze większą i duże dopuszczalne szybkości zmiany prądu twornika.

Maksymalna szybkość zmiany prądu obciążenia silnika $S_{max} = \frac{dI}{dt}$ przy niezmiennym momencie obciążenia zależy od szybkości zmiany napięcia zasilania i inercji elektromagnetycznej obwodu twornika względnie przy niezmiennym napięciu zasilania od zmiany momentu obciążenia i bezwładności elektromechanicznej układu napędowego. W pierwszym przypadku stromość prądu ogranicza w tradycyjnym układzie Leonarda elektromagnetyczna stała czasowa obwodu wzbudzenia prądnicy T_{wp} , a w przypadku silnika zasilanego z przetwornicy prostownikowej elektromagnetyczna stała czasowa obwodu twornika silnika T_{ts} . Przy zmianach momentu obciążenia stromość prądu ogranicza elektromechaniczna stała czasowa układu napędowego T_{em} .

Zwykle $T_{em} < T_{wp}$ stąd w układach Leonarda maksymalne stromości prądu twornika występują przy skokowych zmianach momentu obciążenia - stromości te zwykle nie przekraczają wartości $20 \div 60 I_n/s$, przy czym

mniejsze wartości dotyczą napędów dużych mocy (rzędu MW), większe wartości napędów małej mocy (rzędu kW).

W napędach zasilanych z układów prostownikowych największe stromości prądu występują przy zmianach napięcia silnika, w przypadku nie-stosowania dławików wygładzających prąd twornika, maksymalne stromości prądu dochodzą do wartości $400 I_n/s$ ogranicza je tylko bardzo mała elektromagnetyczna stała czasowa obwodu twornika $T_{ts} < T_{em}$. Tak duże szybkości zmiany prądu stwarzają poważne trudności w komutacji silników.

W omawianych typach napędów z reguły stosowane są silniki o wzbudzeniu obcym bądź silniki z magnesami trwałymi. Rozpatrując zjawisko komutacji tych maszyn można założyć w stanach nieustalonych stały strumień wzbudzenia i uwzględniać tylko wpływ prądów wirowych indukowanych w elementach litych i obwodach zwartych sprzężonych ze strumieniem biegunów pomocniczych na szybkość narastania napięcia rotacji w zezwoju komutującym.

1.4. Cel i zakres pracy

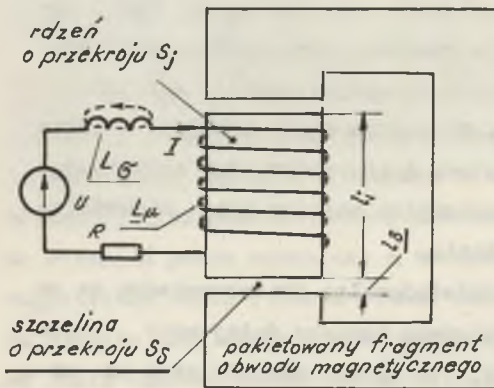
Przedmiotem analizy jest silnik o wzbudzeniu obcym i silnik szeregowy (trakcyjny) zasilany z przekształtnika tyrystorowego. Podstawowym celem pracy jest analiza warunków komutacyjnych maszyny przy prądzie tętniącym i opracowanie wytycznych do optymalizacji konstrukcji obwodu elektromagnetycznego maszyny. W program pracy włączono także opracowanie metod pomiarowych parametrów i charakterystyk elektromagnetycznych opisujących własności komutacyjne maszyny przy nieustalonym i przy pulsującym prądzie obciążenia.

Podstawowe sprawdzające badania doświadczalne przeprowadzono na modelu fizycznym obwodu elektromagnetycznego maszyny dużej mocy typu P 1500 o danych znamionowych 1800 kW, 750 V, 600 obr/min oraz na maszynie małej mocy GNR 124 o danych znamionowych 14,6 kW, 220 V, 77 A, 1470 obr/min przy wzbudzeniu obcym bądź szeregowym (wymienne uzwojenie wzbudzenia). Szereg badań sprawdzających wykonano również na maszynach prądu stałego produkcji seryjnej serii Pb o wielkościach mechanicznych 3,4 i 5.

2. OBWÓD ELEKTROMAGNETYCZNY MASZYN PRĄDU STAŁEGO PRZY PULSUJACYM BĄDŹ SZYBKO ZMIENIAJĄCYM SIĘ PRZEPLÝWIE

2.1. Transmitancja obwodu magnetycznego

W obwodzie magnetycznym silnika prądu stałego można wyodrębnić dwa skrajne przypadki konfiguracji szczeliny powietrznej i ferromagnetyka: a) stal lita w pobliżu małej szczeliny (stal lita w rdzeniach biegunowych i nabiegunnikach), b) stal lita w jarzmie przy pakietowanej reszcie obwodu ferromagnetycznego (bądź stal lita w pobliżu szczeliny powietrznej o dużych rozmiarach wzdłuż linii pola).



Rys. 2.1. Model obwodu magnetycznego

W przypadku a) można przyjąć, że wypadkowy rozkład indukcji w szczelinie jest w stanie nieustalonym niejednorodny i odpowiada rozkładowi indukcji w rdzeniu. W przypadku b) można przyjąć, że pole w szczelinie jest jednorodne w stanach nieustalonych, podobnie jak w przekroju pakietowanego fragmentu obwodu. Rys. 2.1 przedstawia model układu, w którym wyodrębniono wyidealizowany strumień rozprzężenia sprzężony tylko z uz-

wojeniem i strumień główny idealnie sprzężony z rdzeniem. Układ równań Maxwella opisujący stan elektromagnetyczny w rdzeniu

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J}$$

$$\vec{E} = \rho \vec{J}$$

określa przy stałej przenikalności μ równanie wyjściowe do analizy, przy założeniu jednoosiowego rozkładu pola indukcji magnetycznej w rdzeniu B_z

$$\nabla^2 B_z = d_j^2 \frac{dB_z}{dt} \quad (2.2)$$

gdzie

$$d_j^2 = \frac{\mu j}{\rho_j}$$

Z prawa Kirchhoffa obwodu uzwojenia wzbudzenia

$$RI + L \frac{dI}{dt} + z \frac{d\Phi}{dt} = U(t) \quad (2.3)$$

gdzie

$$\Phi = \int_{S_j} B_z(x, y, t) dS \quad (2.4)$$

Przy ograniczeniu rozważań do przebiegów przy załączeniu stałego napięcia zasilania $U(t) = U \cdot 1(t)$ otrzymuje się z równań (2.2), (2.3), (2.4) po transformacji Laplace'a - Carsona i przy założeniu zerowych warunków początkowych

$$\underline{\Phi}(p) = \underline{I}(p) \Lambda(p) \quad (2.5)$$

$$\underline{I}(p) = \frac{1}{1 + pT_\mu [\sigma_m + \Lambda(p)]} = 1 - \frac{pT_\mu [\sigma_m + \Lambda(p)]}{1 + pT_\mu [\sigma_m + \Lambda(p)]} \quad (2.6)$$

gdzie

$$\underline{\Phi}(p) = \frac{\Phi(p)}{\Phi_0}, \quad \underline{I}(p) = \frac{I(p)}{I_0},$$
$$I_0 = \frac{U}{R}, \quad \delta_m = \frac{L\delta}{L\mu}, \quad L\mu = \frac{\Phi_0^2}{I_0}, \quad T\mu = \frac{L\mu}{R},$$

$\Lambda(p)$ - oznacza względną operatorową permeancję magnetyczną rdzenia, którą można obliczyć dla różnych przekrojów rdzenia.

2.1.1. Transmitancja obwodu magnetycznego z litym rdzeniem w pobliżu małej szczeliny

Obwód magnetyczny strumienia wzbudzenia z litymi (bądź pakietowanymi z nieizolowanych i zwartych nitami blach) biegunami wzbudzenia spełnia warunki obwodu, w którym rdzeń lity jest w pobliżu małej szczeliny.

Z uwagi na osiowy przebieg linii indukcji w rdzeniu i w szczelinie można całą reluktancję obwodu skupić w rdzeniu litym o zastępczej przenikalności μ_{jz} , której wartość zależy głównie od długości szczeliny.

$$\frac{1}{\mu_{jz}} = \frac{S_j}{S_\delta} \frac{2l_\delta}{l_j}$$

W przypadku rdzenia o przekroju prostokątnym można założyć [10]

$$B_z(x, y, p) = f(x, p) \cos \delta y + f(y, p) \cos \beta x,$$

gdzie

$$\beta = m \frac{\pi}{a}, \quad \delta = n \frac{\pi}{b}, \quad n, m = 1, 3, 5 \dots$$

co po podstawieniu w równaniu (2.2) daje rozwiązanie

$$\Lambda(p) = F_c(p) + F_d(p) \quad (2.7)$$

Funkcje $F_{c,d}$ są wyznaczone przez nieskończony szereg dobrze zbieżny dla małych wartości pd_j^2 .

$$F_c(p) = \frac{8}{\pi^2} \sum_{m=1,3,\dots} \frac{1}{m^2} \cdot \frac{\operatorname{tgh} \frac{b}{2} \alpha_m}{\frac{b}{2} \alpha_m}$$

$$F_d(p) = \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=1,3,\dots} \frac{1}{n^2} \frac{\operatorname{tgh} \frac{a}{2} \delta_n}{\frac{a}{2} \delta_n}$$

gdzie

$$\alpha_m = \sqrt{m^2 \frac{\pi^2}{a^2} + pd_j^2}, \quad \delta_n = \sqrt{n^2 \frac{\pi^2}{b^2} + pd_j^2},$$

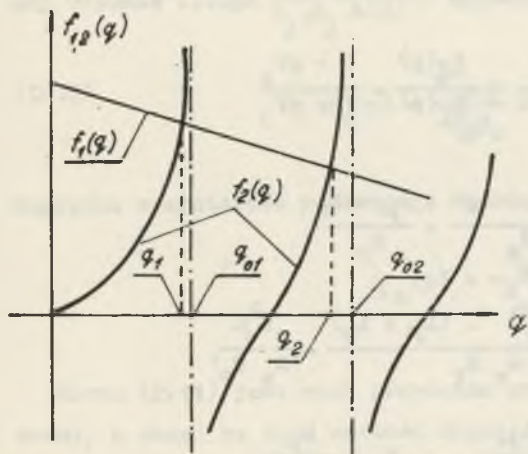
Pierwiastki mianownika równania (2.6) są wyznaczone przez odcięte q_n punktów przecięcia dwóch funkcji pomocniczych $f_1(q)$ i $f_2(q)$ zmiennej rzeczywistej $q = -pd_j^2 ab$:

$$f_1(q) = \frac{abd_j^2}{T\mu} - q\delta_m, \quad f_2(q) = q\Lambda(q)$$

Funkcja $f_2(q)$ posiada nieskończoną liczbę biegunów prostych rys. 2.2

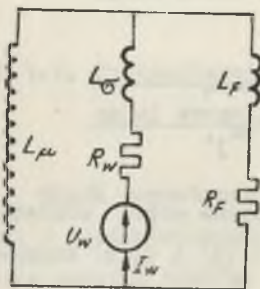
$$q_{ko} = \pi^2 \left(m^2 \frac{b}{a} + n^2 \frac{a}{b} \right),$$

Przebiegi czasowe strumienia w rdzeniu i prądu w uzwojeniu jak to wynika z odwrotnej transformacji operatorowej - równanie (2.5) i (2.6) zawierają nieskończony szereg funkcji wykładniczych o wykładnikach $\frac{q_k \cdot t}{d_j^2 ab}$.



Rys. 2.2. Wykreślne wyznaczenie pierwiastków mianownika równania (2.6)

Takiemu rozwiązaniu odpowiada obwodowy schemat zastępczy układu zawierający nieskończoną liczbę gałęzi równoległych indukcyjności i rezystancji. Można ograniczyć się do uwzględnienia tylko dwóch zastępczych najwolniej zanikających funkcji wykładniczych, odpowiada temu prosty schemat zastępczy (rys. 2.3). Wprawdzie posłużono się modelem rdzenia o przekroju prostokątnym, jednak wnioski są analogiczne dla innych kształtów przekroju.



Rys. 2.3. Uproszczony schemat zastępczy obwodu magnetycznego wzbudzenia

Działanie bloku litego oraz obwodów zwartych uwzględniono w jednej gałęzi L_F, R_F . Rezystancję uzwojenia wzbudzenia i indukcyjność związaną ze strumieniem rozproszenia reprezentują parametry R_w, L_σ . Indukcyjność główną związaną ze strumieniem wzbudzenia Φ reprezentuje parametr L_μ . Na podstawie schematu (rys. 2.3) określono transmitancję strumienia i prądu wzbudzenia:

$$\underline{K}_\Phi(p) = \frac{\Phi(p)}{U_w(p)} = \frac{1 + pT_4}{1 + pT_1 + p^2T_2^2} \quad (2.8)$$

$$\underline{K}_I(p) = \frac{I_w(p)}{U_w(p)} = \frac{1 + pT_3}{1 + pT_1 + p^2T_2^2} \quad (2.9)$$

$$\underline{K}_d(p) = \frac{\Phi(p)}{I_w(p)} = \frac{\underline{K}_\Phi(p)}{\underline{K}_I(p)} = \frac{1 + pT_4}{1 + pT_3} \quad (2.10)$$

gdzie

$$T_1 = \frac{L_\mu + L_\sigma}{R_w} + \frac{L_\mu + L_F}{R_F},$$

$$T_2^2 = \frac{(L_\mu + L_\sigma) \cdot (L_\mu + L_F)}{R_w R_F} - \frac{L_\mu^2}{R_w R_F},$$

$$T_3 = \frac{L_F + L_\mu}{R_F}, \quad T_4 = \frac{L_F}{R_F},$$

Podstawiając w równaniach (2.8); (2.9); (2.10) $p = j\omega$ otrzymuje się równania częstotliwościowych charakterystyk obwodu wzbudzenia. Charakterystyka modułowo-fazowa $\hat{K}_\Phi(\omega)$ przebiega w czwartej i trzeciej ćwiartce układu współrzędnych płaszczyzny zespolonej, a $\hat{K}_T(\omega)$ tylko w czwartej ćwiartce. Przebieg charakterystyk potwierdzają pomiary wykonane na wielu maszynach w zakresie 1,5 ÷ 1800 kW.

Na rys. 2.4 przedstawiono przebieg charakterystyk $\hat{K}_\Phi(\omega)$ i $\hat{K}_T(\omega)$ maszyny GNR 124.

Pomiary stałych czasowych kilku typów maszyn w zakresie mocy 1,5 ÷ 1800 kW z litym i pakietowanym jarzmem stojana wykazały, że prądy wirowe zwiększają stałą czasową T_1 o około 10%, a pakietowanie jarzma stojana zmniejsza stałą czasową prądów wirowych T_3 o około 25% [11].

2.1.2. Transmitancja obwodu magnetycznego z elementem litym oddalonym od szczeliny

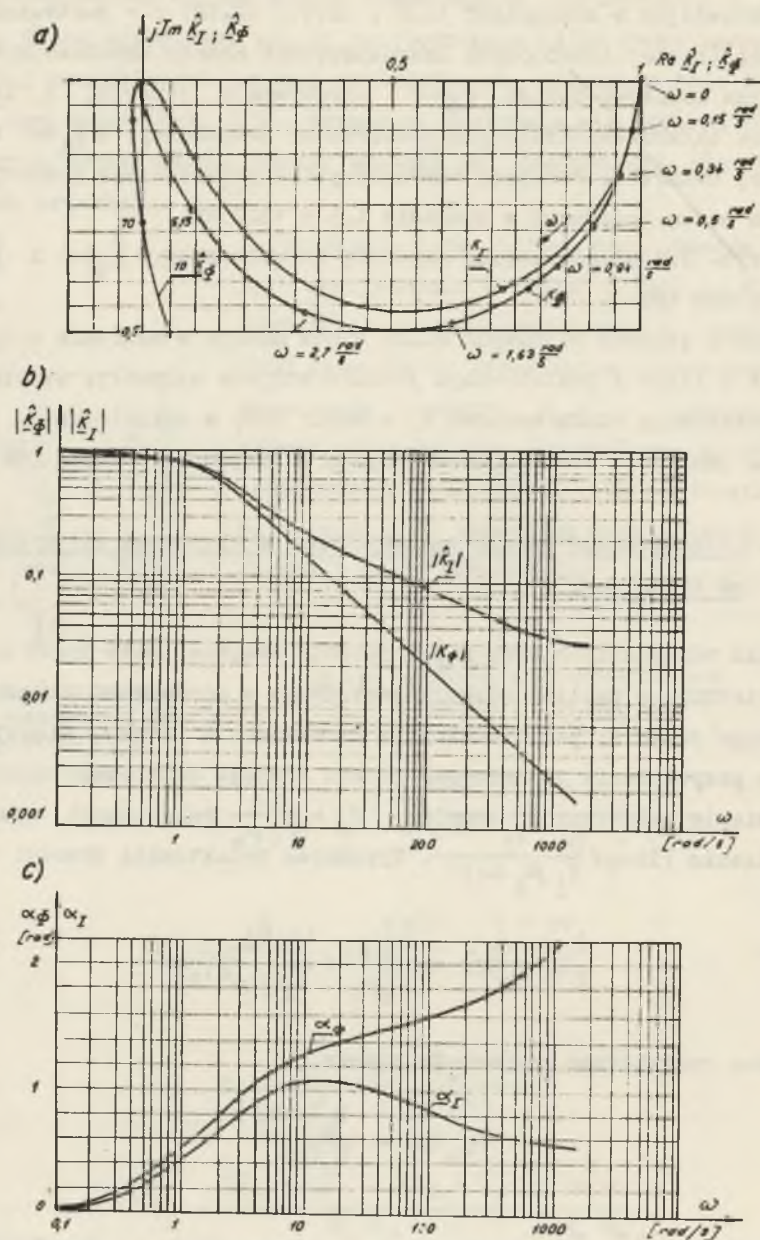
Jeśli rdzeń lity mieści się w jarzmie stojana, bądź jeśli szczelina powietrzna w pobliżu rdzenia jest długa w porównaniu z wymiarem poprzecznym rdzenia, pole indukcji w szczelinie w stanie nieustalonym jest w przybliżeniu jednorodne. Trzeba wówczas uwzględnić szeregowe uwarstwienie reluktancji szczeliny $R_m = \frac{2\delta}{S_\delta \mu_0}$ reluktancji operatorowej rdzenia litego $\frac{1_j}{S_j \mu_j \Lambda(p)}$. Wypadkowa reluktancja obwodu:

$$R_m(p) = \frac{2\delta}{S_\delta \mu_0} + \frac{1_j}{S_j \mu_j \Lambda(p)} \quad (2.11)$$

Względna operatorowa permeancja obwodu

$$\Lambda_m(p) = \frac{R_m(p=0)}{R_m(p)}$$

Forma (2.11) jest mało przydatna przy przejściu do dziedziny czasowej, z uwagi na dużą wartość stałej materiałowej d określonej przez parametry μ_j, ρ_j , rdzenia litego. Proste relacje przybliżone otrzymu-



Rys. 2.4. Charakterystyki częstotliwości $K_p(j\omega)$ i $K_I(j\omega)$

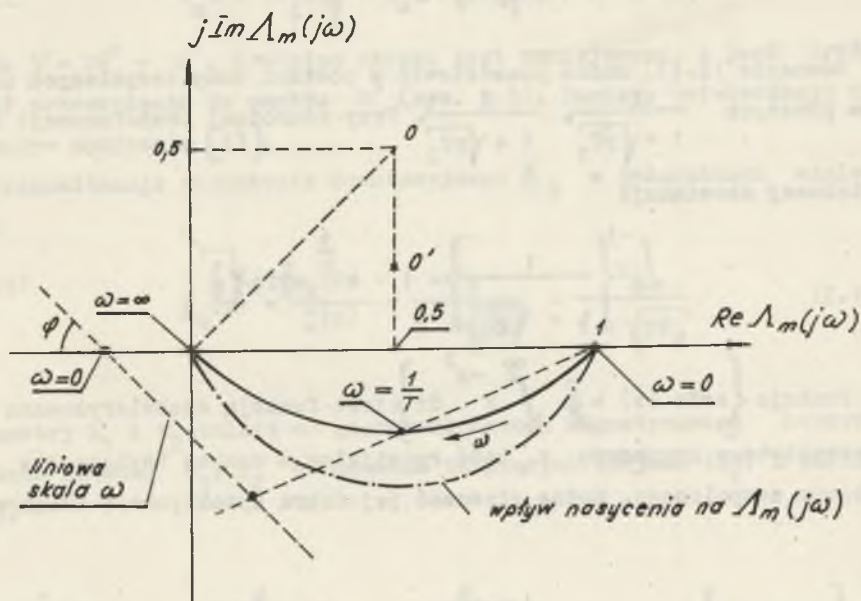
a) modułowo-fazowa, b) modułowa, c) fazowa, maszyny prądu stałego typu GNR 124; 14,6 kW; 220 V; 77 A; 1470 obr/min.

je się przyjmując graniczne wartości parametrów μ_j, ρ_j spełniające zależność $d_j^2 = \frac{\mu_j}{\rho_j} \rightarrow \infty$ przy niezmięnionej wartości iloczynu $\mu_j \rho_j$. Po uwzględnieniu tożsamości $\sum_1^{\infty} \frac{1}{m^2} = \sum_1^{\infty} \frac{1}{n^2} = \frac{\pi^2}{6}$ w równaniu (2.7)

$$\Lambda_m(p) = \frac{1}{1 + \sqrt{pT_j}} \quad (2.12)$$

gdzie

$$\sqrt{T_j} = \frac{S\delta\mu_0 \cdot 1_j}{4\delta(a+b)\sqrt{\mu_j \rho_j}}$$



Rys. 2.5. Charakterystyka częstotliwości $\Lambda_m(j\omega)$

Przy innych kształtach przekroju rdzenia zmienia się wartość stałej czasowej T_j przy niezmięnionej postaci równania (2.12). Rys. 2.5 przedstawia modułowo-fazową charakterystykę

$$\Lambda_m(p = j\omega) = \frac{1}{1 + j\sqrt{\omega T_j} e^{-\frac{j\pi}{4}}}$$

charakterystyka ta, na płaszczyźnie zmiennej zespolonej jest wycinkiem okręgu o środku w punkcie o współrzędnych $[0,5; j 0,5]$. Po podstawieniu $\Lambda_m(p)$ w miejsce $\Lambda(p)$ w równaniu (2.6)

$$\underline{I}(p) = \frac{1 + \sqrt{pT_j}}{M(p)}, \quad \underline{\Phi}(p) = \frac{1}{M(p)}$$

$$M(p) = 1 + pT_j \mu (1 + \delta_m) + \sqrt{pT_j} (1 + \delta_m) \quad (2.13)$$

Równanie (2.13) można przedstawić w postaci sumy zespolonych ułamków prostych $\frac{A}{1 + \sqrt{pT_1}}, \frac{B}{1 + \sqrt{pT_2}}$. Przy odwrotnej transformacji operatorowej obowiązuje

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{1 + \sqrt{pT}} \right\} = 1 - e^{-\frac{t}{T}} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{t}{T}} \quad (2.14)$$

Funkcja $\left\{ \operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-x^2} dx \right\}$ jest funkcją stabelaryzowaną dla rzeczywistego argumentu x , bądź rozwijalną w szereg Taylora dla argumentu zespolonego. Można stosować jej dobrą aproksymację ułamkową

$$\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{1 + \sqrt{pT}} \right\} \approx 1 - 0,32 e^{-\frac{t}{0,05T}} - 0,4 e^{-\frac{t}{1,25T}} - 0,2 e^{-\frac{t}{17T}} - 0,08 e^{-\frac{t}{300T}} \quad (2.15a)$$

wygodną przy odwrotnej transformacji operatorowej

$$\frac{1}{1 + \sqrt{pT}} \approx 1 - \frac{0,32 \cdot 0,05 Tp}{1 + 0,05 Tp} - \frac{0,4 \cdot 1,25 Tp}{1 + 1,25 Tp} - \frac{0,2 \cdot 17 Tp}{1 + 17 Tp} - \frac{0,08 \cdot 300 Tp}{1 + 300 Tp} \quad (2.15b)$$

Nieliniowość charakterystyki magnesowania powoduje odkształcenie charakterystyki częstotliwości $\Lambda_m(j\omega)$. Przy założeniu parabolicznej średniej charakterystyki magnesowania $B = K H^{1/n}$ według aproksymacji Nejmana [12] okazuje się, że przy przemagnesowaniu obwodu, utrzymując stałą wartość maksymalną indukcji, otrzymuje się również kołową charakterystykę częstotliwości o równaniu

$$\Lambda_m(j\omega) = \frac{1}{1 + j\sqrt{\omega n} e^{-j\varphi}} \quad (2.16)$$

gdzie $\varphi = 26^\circ - 30^\circ$. Średnica okręgu jest zmniejszona, a jego środek uległ przesunięciu do punktu O' (rys. 2.5). Pomiarzy potwierdzają taki wpływ nasycenia [13].

Transmitancja strumienia komutacyjnego Φ_k w jednostkach względnych

$$\frac{K_q(p)}{I(p)} = \frac{\Phi_k(p)}{I(p)} = \frac{k_1}{1 + \sqrt{pT_1}} - \frac{k_2}{1 + \sqrt{pT_2}} \quad (2.17)$$

parametry k_1 i k_2 zależą od geometrii obwodu magnetycznego maszyny, a stałe czasowe T_1 ; T_2 od obwodów tłumiących stojana (T_1) i wirnika (T_2).

2.2. Poprzeczny obwód magnetyczny magnesowany szybko zmieniającym się bądź pulsującym przepływem

2.2.1. Charakterystyka częstotliwości poprzecznego obwodu magnetycznego maszyny

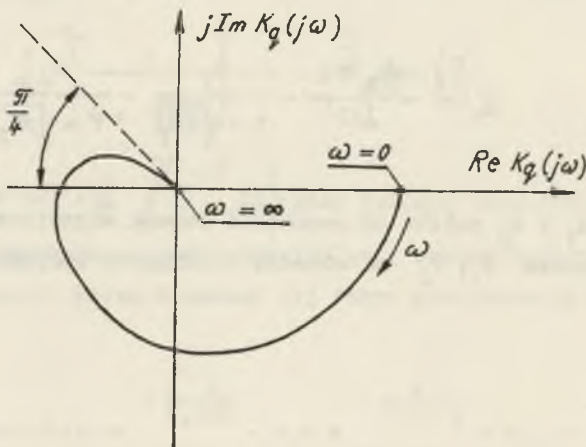
Charakterystykę częstotliwości poprzecznego obwodu magnetycznego otrzymuje się z równania transmitancji (2.17). Po wstawieniu $p = j\omega$

$$\hat{K}_q(\omega) = k_1 \hat{K}_1(\omega) - k_2 \hat{K}_2(\omega) \quad (2.18)$$

gdzie

$$\hat{K}_1(\omega) = \frac{1}{1 + \sqrt{j\omega T_1}}, \quad \hat{K}_2(\omega) = \frac{1}{1 + \sqrt{j\omega T_2}}$$

Charakterystyka częstotliwości $\hat{K}_q(\omega)$ jest sumą dwóch charakterystyk $\hat{K}_1(\omega)$; $\hat{K}_2(\omega)$. Na płaszczyźnie zmiennej zespolonej funkcje $\hat{K}_1(\omega)$ i $\hat{K}_2(\omega)$ mają przebieg identyczny, różnią się tylko skalą częstotliwości (rys. 2.5).



Rys. 2.6. Charakterystyka modułowo-fazowa $K_q(j\omega)$

Charakterystyka wypadkowa $\hat{K}_q(\omega)$ określa inercję całego obwodu poprzecznego maszyny. Z uwagi na nierówność $T_1 \gg T_2$, charakterystyka $\hat{K}_q(\omega)$ przebiega w 4-tej, 3-ciej i 2-giej ćwiartce układu współrzędnych - (rys. 2.6) [14]. Charakterystykę częstotliwości $\hat{K}_q(\omega)$ można przedstawić również przy pomocy charakterystyki modułowej $K_q(\omega)$ i fazowej $\psi(\omega)$

$$\hat{K}_q(\omega) = K_q(\omega) e^{-j\psi(\omega)}$$

gdzie

$$\psi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im } \hat{K}_q(\omega)}{\text{Re } \hat{K}_q(\omega)}$$

Obwód magnetyczny bezinercyjny wyróżnia się tym, że jego charakterystyka częstotliwości na płaszczyźnie zespolonej jest zdegenerowana do punktu o współrzędnych $[1; j0]$. Charakterystyki modułowa $K_q(\omega) = f_1(\omega)$ i fazowa $\psi(\omega) = f_2(\omega)$ obwodu bezinercyjnego są prostymi $K_q(\omega) = 1$ i $\psi(\omega) = 0$. Charakterystyka $\psi(\omega) = 0$ pokrywa się z osią ω .

Elektromagnetyczne parametry poprzecznego obwodu magnetycznego k_1 ; k_2 ; T_1 ; T_2 występujące w równaniu (2.18) można wyznaczyć analitycznie jako wartości aproksymujące na podstawie danych modelu matematycznego lub pomiarowo dla danej maszyny na podstawie zdjętej doświadczalnie charakterystyki modułowo-fazowej $\hat{K}_q(\omega)$ [15].

2.2.2. Strumień biegunów komutacyjnych przy liniowych bądź wykładniczych zmianach prądu twornika

Przy liniowo narastającym prądzie twornika o stromości

$$\underline{S} = \frac{dI}{dt} = \text{const}$$

strumień komutacyjny w jednostkach względnych

$$\Phi_k(t) = \underline{S} \int_0^t K_q(t) dt \quad (2.19)$$

Funkcja przejścia jako odwrotna transformata operatorowa transmitancji $\underline{K}_q(t) = \underline{\Phi}_k(t)$ przy skokowej jednostkowej zmianie prądu twornika

$$\begin{aligned} \underline{K}_q(t) &= \mathcal{L}^{-1}\left\{\underline{K}_q(p)\right\} = k_1 \mathcal{L}^{-1}\left\{K_1(p)\right\} - k_2 \mathcal{L}^{-1}\left\{K_2(p)\right\} = \\ &= k_1 K_1(t) - k_2 K_2(t) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Przy czym funkcje $K_1(t)$ i $K_2(t)$ są opisane równaniem (2.14) bądź równaniem przybliżonym (2.15a). Postać przybliżona (2.15a) jest wygodna przy analizie strumienia komutacyjnego przy liniowych zmianach prądu twornika, a jej transformata odwrotna (2.15b) jest bardzo przydatna przy programowaniu na maszynach analogowych [15]. Wprowadzając równanie (2.20) do równania (2.19) uzyskuje się (po scałkowaniu) równanie strumienia w strefie komutacyjnej odpowiadające liniowym zmianom prądu obciążenia.

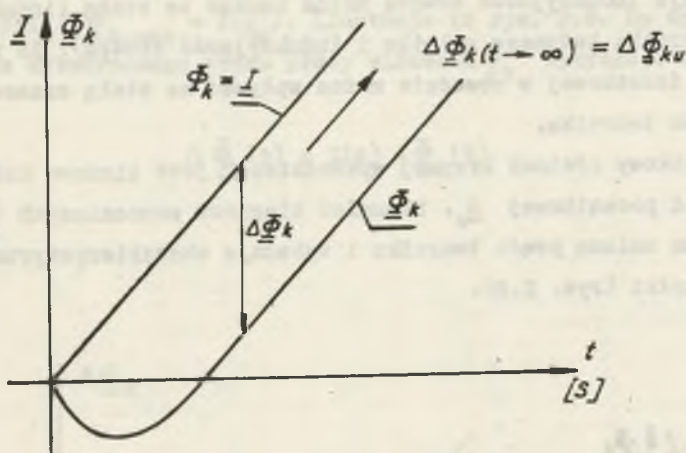
$$\begin{aligned} \underline{\Phi}_k(t) &= k_1 \underline{s} \left[t - 27,916 T_1 + 0,016 T_1 e^{-\frac{t}{0,05 T_1}} + 0,5 T_1 e^{-\frac{t}{1,25 T_1}} + \right. \\ &\quad \left. + 3,4 T_1 e^{-\frac{t}{17 T_1}} + 24 T_1 e^{-\frac{t}{300 T_1}} \right] - \\ &\quad - k_2 \underline{s} \left[t - 27,916 T_2 + 0,016 T_2 e^{-\frac{t}{0,05 T_2}} + \right. \\ &\quad \left. + 0,5 T_2 e^{-\frac{t}{1,25 T_2}} + 3,4 T_2 e^{-\frac{t}{17 T_2}} + 24 T_2 e^{-\frac{t}{300 T_2}} \right] \end{aligned} \quad (2.21)$$

Ilustracją graficzną równania (2.21) jest rys. 2.7.

Strumień $\underline{\Phi}_k(t)$ można rozłożyć na dwie składowe

$$\underline{\Phi}_k(t) = \underline{\Phi}'_k(t) - \Delta \underline{\Phi}_k(t) \quad (2.22)$$

gdzie w jednostkach względnych $\underline{\Phi}'_k(t) = \underline{I}(t)$ - odpowiada strumieniowi w analogicznych warunkach pracy w bezinercyjnym obwodzie, a $\Delta\underline{\Phi}_k(t)$ strumieniowi składowemu wytworzonymu przez przepływ prądów wirowych.



Rys. 2.7. Przebieg czasowy strumienia $\underline{\Phi}_k(t)$ przy liniowych zmianach prądu obciążenia

Przy liniowo zmieniającym się prądzie twornika ustala się strumień od przepływu prądów wirowych

$$\Delta \underline{\Phi}_k(t \rightarrow \infty) = \Delta \underline{\Phi}_{ku} = \text{const.}$$

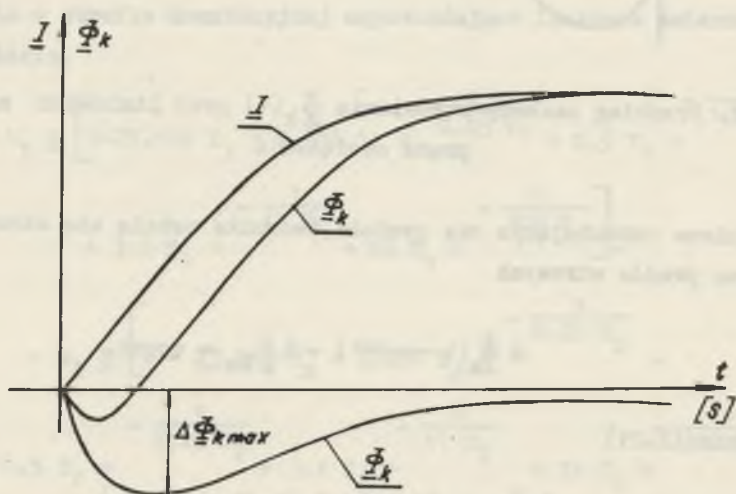
Z równania (2.21)

$$\Delta \underline{\Phi}_{ku} = 27,916 \underline{S} (k_1 T_1 - k_2 T_2) \quad (2.23)$$

Wartość ustalona strumienia komutacyjnego od prądów wirowych jest liniową funkcją stromości prądu \underline{S} i zależy od parametrów k_1 ; k_2 ; T_1 ; T_2 . Strumień $\Delta \underline{\Phi}_{ku}$ - przy liniowo narastającym prądzie twornika (równanie 2.23) można uważać za miarę bezwładności magnetycznej obwodu poprzecznego. Pomiarowe, bezpośrednie wyznaczenie ubytku strumienia $\Delta \underline{\Phi}_{ku}$

następuje kłopoty z powodu trudności kształtowania prądu twornika według funkcji liniowo narastającej. Ubytek ten można jednak wyznaczyć pomiarową metodą pośrednią przy zastosowaniu w czasie pomiaru wykładniczo narastającego prądu twornika [16]. Wykładniczy przebieg prądu w obwodzie twornika otrzymuje się po skokowym załączeniu napięcia stałego, gdyż indukcyjność obwodu można uważać za stałą (indukcyjność obwodu twornika badanego silnika i indukcyjność źródła). Za pomocą rezystancji dodatkowej w obwodzie można wpływać na stałą czasową narastania prądu twornika.

Początkowy odcinek krzywej wykładniczej jest liniowo narastający o stromości początkowej \underline{S}_0 . Strumień biegunów pomocniczych $\underline{\Phi}_k(t)$ nie nadąża za zmianą prądu twornika i wykazuje charakterystyczne ekstremum odchyłki (rys. 2.8).

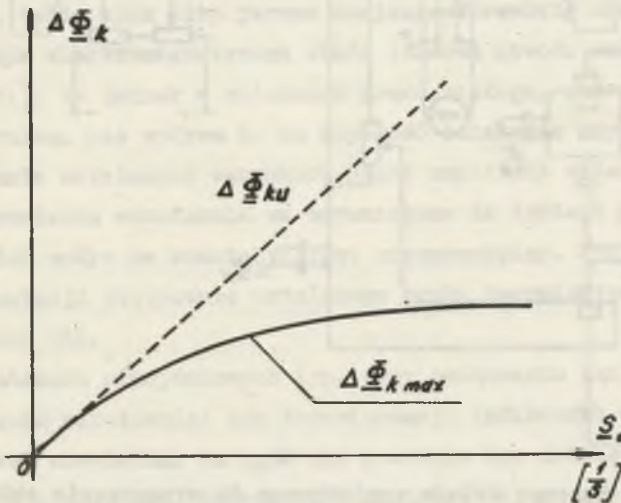


Rys. 2.8. Przebieg czasowy strumienia $\underline{\Phi}_k(t)$ i strumienia składowego $\Delta \underline{\Phi}_k(t)$ przy wykładniczych zmianach prądu obciążenia

Im mniejsza jest bezwładność magnetyczna poprzecznego obwodu maszyny bądź modelu, tym mniejsza jest maksymalna odchyłka $\Delta \underline{\Phi}_{k \max}$. Przy małej stromości początkowej odchyłka maksymalna $\Delta \underline{\Phi}_{k \max}$ jest zbliżo-

na do odchyłki ustalonej $\Delta \underline{\Phi}_{ku}$ przy prądzie liniowo narastającym. Im większa jest stromość początkowa narastania prądu twornika \underline{s}_0 , tym bardziej różni się odchyłka maksymalna $\Delta \underline{\Phi}_{k \max}$ od odchyłki ustalonej $\Delta \underline{\Phi}_{ku}$ przy prądzie liniowo narastającym. Ustaloną odchyłkę przy prądzie liniowo narastającym wyznacza styczna w punkcie $[0; 0]$ do charakterystyki $\Delta \underline{\Phi}_{k \max} = f(\underline{s}_0)$. Ilustruje to rys. 2.9. Do wyznaczenia strumienia wytworzonego przez prądy wirowe $\Delta \underline{\Phi}_k$ wyzyskuje się równanie

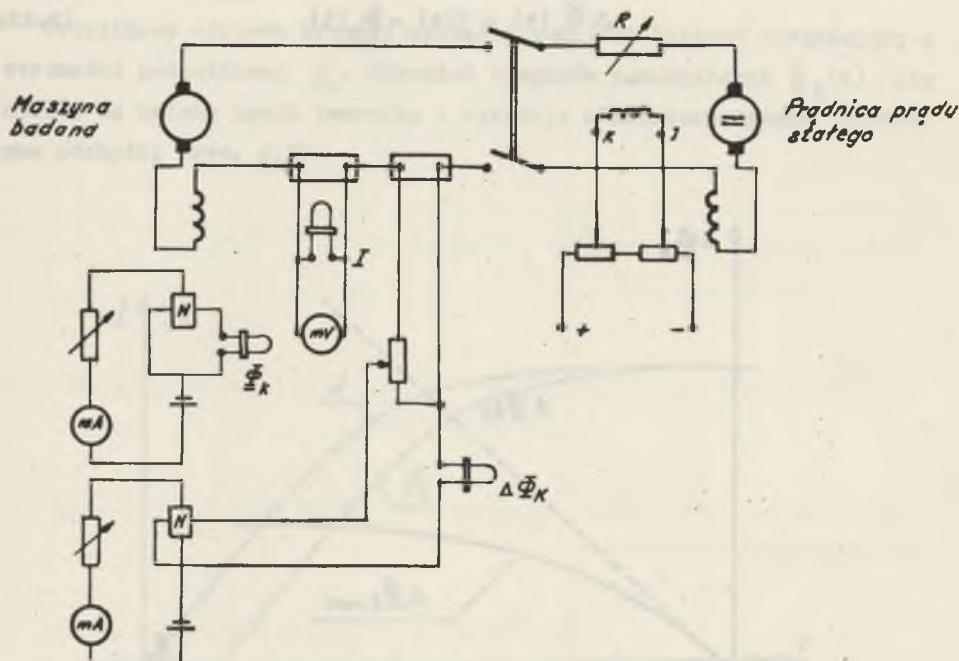
$$\Delta \underline{\Phi}_k(t) = \underline{I}(t) - \underline{\Phi}_k(t) \quad (2.22a)$$



Rys. 2.9. Zależność strumienia $\Delta \underline{\Phi}_{k \max}$ od szybkości początkowej \underline{s}_0 narastania prądu obciążenia

Przy pomiarze strumienia $\underline{\Phi}_k(t)$ można zastosować czujnik Halla wzbudzony prądem stałym, a do pomiaru prądu - boczny rezystancyjny. Wprawdzie czujnik Halla mierzy praktycznie indukcję, jednak przy nienasyconym obwodzie magnetycznym zmiany indukcji są proporcjonalne do zmiany strumienia. Specjalny układ mostkowy (rys. 2.10) umożliwia bezpośred-

nią rejestrację strumienia $\Delta\Phi_k(t)$. Bezpośredni pomiar składowej strumienia wytworzonego przez prądy wirowe $\Delta\Phi_k(t)$ podwyższa dokładność pomiarów szczególnie w przypadku obwodów pakietowanych gdy $\Delta\Phi_k$ stanowi kilka procent strumienia Φ_k . Charakterystykę $\Delta\Phi_k \max = f(s)$ wyznaczoną pomiarowo można wykorzystać do obliczania stałych czasowych obwodów prądów wirowych T_1, T_2 .



Rys. 2.10. Schemat układu pomiarowego do wyznaczenia składowej strumienia od prądów wirowych $\Delta\Phi_k$

2.3. Wpływ obwodu elektromagnetycznego w maszynach prądu stałego na pulsacje strumienia wzbudzenia

2.3.1. Źródła pulsacji strumienia wzbudzenia

Pulsacje strumienia wzbudzenia występują już w statycznie ustalonych warunkach pracy (np. przy zasilaniu silnika z baterii akumulatorów). Przyczyną pulsacji jest:

- zmiana reluktancji obwodu magnetycznego strumienia wzbudzenia w czasie wirowania uzłobkowanego wirnika,
- wzdluzny przeplyw oddziaływania zezwojów komutujących przy komutacji nieliniowej.

Częstotliwość wymienionych pulsacji określa liczba żłobków wirnika i liczba działek komutatora.

Pulsacje strumienia wzbudzenia utrudniają warunki komutacyjne maszyn, należy zatem ograniczyć ich amplitudę. Przez odpowiedni dobór liczby i skosu żłobków można praktycznie wyeliminować pulsacje reluktancji obwodu magnetycznego wzbudzenia. Pulsacje strumienia wzbudzenia o częstotliwości działek komutatora tłumią: obwód uzwojenia wzbudzenia maszyny obcowzbudnej i bocznikowej, zwoje i obwody zwarte obejmujące biegun, także blok lity jarzma stojana. Wprawdzie obwody tłumiące powiększają elektromagnetyczną stałą czasową obwodu wzbudzenia o około 10% [11], to jednak w silnikach prądu stałego, sterowanych napięciem twornika, nie wpływa to na szybkość działania napędu.

W statycznie ustalonych warunkach pracy amplitudy składowych przemiennych strumienia wzbudzenia są ograniczone do takiego poziomu (rzędu 1%), że ich wpływ na komutację jest niezauważalny. Przy analizie zjawiska komutacji statycznie ustalonego prądu twornika pulsacji tych nie uwzględnia się.

Nawet w stanach przejściowych (np. przy załączaniu bądź przy wyłączeniu napięcia wzbudzenia) sem transformacji indukowana w zezwoju komutującym jest niewielka. Na ogół nie powoduje ona iskrzenia szczotek. Na przykład dla maszyny o znamionowej wartości strumienia wzbudzenia $\Phi_n = 0,2$ Wb, zwojności zezwoju uzwojenia twornika $z_z = 1$, elektromagnetycznej stałej czasowej obwodu wzbudzenia $T_w = 1$ s, maksymalna wartość sem transformacji indukowana w jednym zwoju zezwoju komutującego przy skokowo załączonym pełnym napięciu wzbudzenia wynosi 0,2 V. Dopuszczalna wartość nieskompensowanej sem indukowanej w zezwoju komutującym wynosi 1-2 V w zależności od prędkości obrotowej i gatunku szczotek.

Drugim źródłem pulsacji strumienia wzbudzenia jest prostownikowe źródło zasilania obwodu wzbudzenia i obwodu twornika. Częstotliwość

tych pulsacji odpowiada częstotliwości pulsacji napięcia wyprostowanego. Pulsacje strumienia wzbudzenia rzędu 1% przy częstotliwości 300 Hz (prostownik 3-fazowy 2-drogowy) i $\Phi_n = 0,2$ Wb indukują w zezwoju komutującym ($z_z = 1$) sem transformacji 3,2 V. Nieskompensowana wartość napięcia 3.2 V wywołuje już iskrzenie szczotek.

Przy zasilaniu obwodu wzbudzenia i obwodu twornika z układów prostownikowych strumień wzbudzenia zawiera składową stałą i cały szereg wyższych harmonicznych. Amplitudy harmonicznych strumienia wzbudzenia Φ_v , mimo że stanowią szereg szybko malejący do zera przy $\omega_v \rightarrow \infty$, to jednak szereg składający się z amplitud harmonicznych sem transformacji jest szeregiem wolniej malejącym, gdyż zawiera iloczyn $\omega_v \Phi_v$. Napięcie transformacji wyższych harmonicznych może mieć zatem także wpływ na komutację w maszynie. W maszynach nie wyposażonych w uzwojenie kompensacyjne pulsacje przepływu oddziaływania twornika przy nasyconym obwodzie magnetycznym również wywołują pulsacje strumienia wzbudzenia.

Pulsacje strumienia wzbudzenia można zatem rozdzielić na pulsacje:

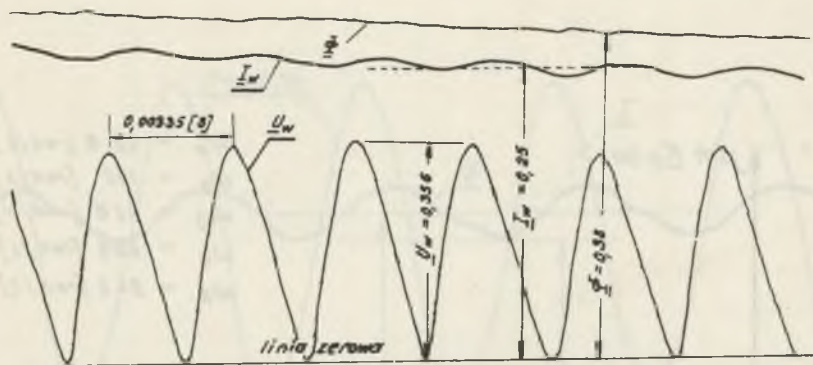
- wzbudzone przez pulsujący przepływ wzbudzenia,
- wzbudzone przez pulsujący przepływ oddziaływania twornika.

Analizując pulsacje strumienia wzbudzenia wywołane przez pulsujący przepływ wzbudzenia można wyróżnić dwa skrajne przypadki:

- gdy uzwojenie wzbudzenia jest zasilane ze źródła napięciem o przebiegu pulsującym,
- gdy uzwojenie wzbudzenia jest zasilane ze źródła prądem o przebiegu pulsującym.

Pierwszy przypadek występuje w przybliżeniu w maszynach obcowzbudnych i bocznikowych, drugi w silnikach szeregowych. Przy zasilaniu uzwojenia wzbudzenia napięciem pulsującym z układów prostownikowych pulsacje strumienia wzbudzenia w silnikach o wzbudzeniu obcym i bocznikowym są małe i można pominąć ich wpływ na komutacje prądu twornika. Uzwojenie wzbudzenia maszyny obcowzbudnej i bocznikowej ma własności filtra dolnoprzepustowego na skutek czego harmoniczne napięcia zasilania obwodu wzbudzenia tylko w małym stopniu ujawniają się w strumieniu wzbudzenia. Np. dla maszyny GNR 124 (charakterystyka modułowo-fa-

zowa jest przedstawiona na rys. 2.4) względna amplituda strumienia 1-harmonicznej (300 Hz) wytłumiona jest do wartości 0,2% w porównaniu z wartością przy częstotliwości równej zero (przy napięciu stałym). Potwierdzeniem tych wyników jest również oscylogram napięcia $U_w(t)$, prądu $I_w(t)$ i strumienia $\Phi(t)$ (rys. 2.11). Tak małe pulsacje strumienia wzbudzenia indukują odpowiednio małe napięcie transformacji z zwoju komutującego i na ogół nie utrudniają komutacji maszyny.



Rys. 2.11. Oscylogram napięcia $U_w(t)$ prądu $I_w(t)$ i strumienia wzbudzenia $\Phi(t)$ zdjęty na maszynie obcowzbudnej GNR 124; 14,6 kW; 220 V; 77 A; 1470 obr/min

2.3.2. Pulsacje strumienia wzbudzenia w silnikach szeregowych

Przy danym przebiegu pulsującego prądu twornika można wyznaczyć pulsacje strumienia wzbudzenia w silnikach szeregowych za pomocą charakterystyki częstotliwości wzdłużnego obwodu magnetycznego $K_\Phi(j\omega)$ - równanie (2.10).

Jeśli

$$\underline{I}(t) = \underline{I}_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty} \underline{I}_{\nu m} \sin(\omega_\nu t - \alpha_\nu)$$

to

$$\underline{\Phi}(t) = \underline{\Phi}_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty} \underline{\Phi}_\nu \sin(\omega_\nu t - \alpha_\nu - \varphi_\nu) \quad (2.24)$$

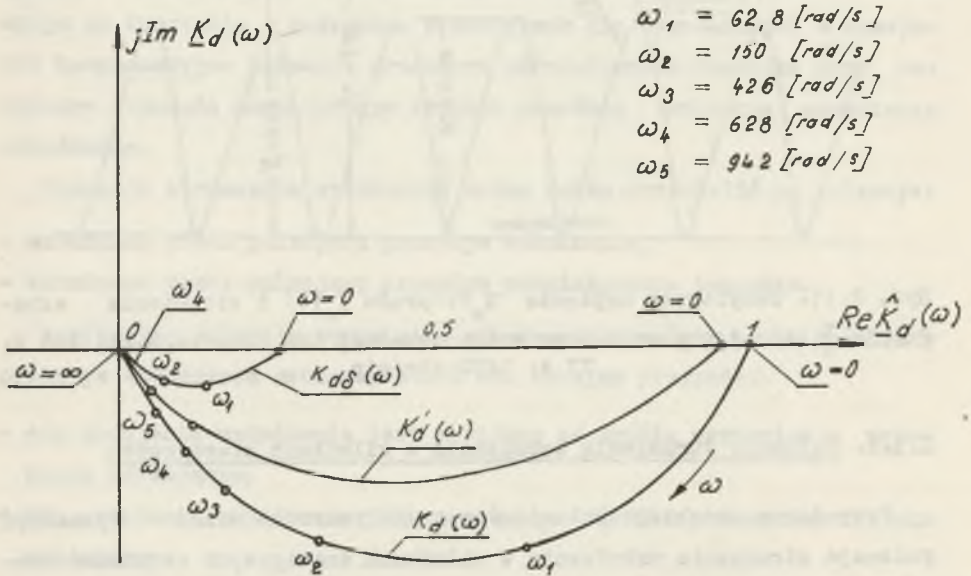
gdzie

$$\Phi_0 = I_0$$

$$\Phi_{\psi} = I_{\psi m} |K_{d\delta}(j\omega_{\psi})|$$

$K_{d\delta}(p)$ - transmitancja przyrostowa dla odcinkowo zlinearyzowanej charakterystyki magnesowania,

ψ - kąt przesunięcia fazowego między ψ -tą harmoniczną prądu I_{ψ} i strumienia wzbudzenia Φ_{ψ} .

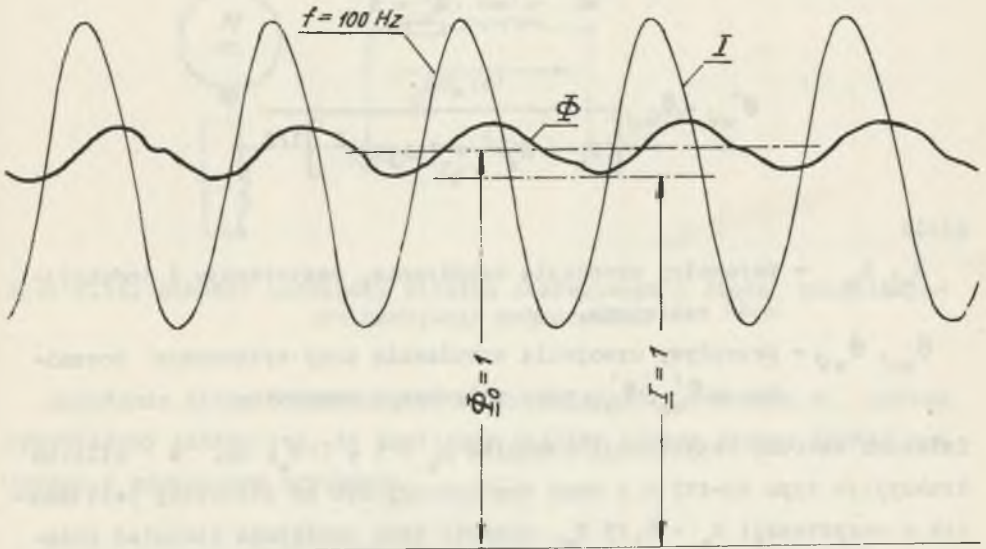


Rys. 2.12. Charakterystyka moduło-fazowa $K_d(j\omega)$ silnika GNR 124 przy szeregowym uzwojeniu wzbudzenia. Charakterystyka $K_d'(j\omega)$ dotyczy silnika z bifilarnym uzwojeniem wzbudzenia, a $K_{d\delta}(j\omega)$ -zdjęta jest przy nasyceniu znamionowym ($I_0 = I_n$)

Na rys. 2.12 przedstawiono zdjęte pomiarowo charakterystyki moduło-fazowe maszyny GNR-124 przy wzbudzeniu szeregowym. Charakterystyka $K_d(j\omega)$ odpowiada obwodowi nienasyconemu (zdjęta przy strumieniu

składowej stałej $\Phi_0 = 0$), a charakterystyka $K_{d\delta}(j\omega)$ odpowiada nasyceniu znamionowemu (strumień składowej stałej $\Phi_0 = \Phi_n$), w czasie pomiaru amplituda składowej przemiennej strumienia $\Phi_{\nu} = 0,05 \Phi_0$. Charakterystykę częstotliwości $K_{d\delta}(j\omega)$ określoną dla odcinkowo zlinearyzowanej charakterystyki magnesowania można wykorzystać, przy danych pulsacjach prądu obciążenia, do wyznaczenia szeregu harmonicznego strumienia wzbudzenia.

Na rys. 2.13 podano oscylogram prądu $I(t)$ i $\Phi(t)$ zdjęty na silniku szeregowym GNR 124.



Rys. 2.13. Oscylogram prądu $I(t)$ i strumienia wzbudzenia $\Phi(t)$ zdjęty na silniku GNR 124 przy szeregowym uzwojeniu wzbudzenia

Z charakterystyk częstotliwości rys. 2.12 i oscylogramu rys. 2.13, widać, że pulsacje strumienia wzbudzenia, jakkolwiek są zmniejszone przez obwody tłumiące (lite jarzmo stojana i obwody zwarte na biegunie głównym) w stosunku do pulsacji prądu (dla $f = 100$ Hz; $\frac{\Phi_{\nu}}{I_{\nu}} = 0,16$) to jednak amplituda 1-harmonicznej strumienia, przy znamionowych warunkach pracy i przy zasilaniu maszyny GNR 124 z prostownika 1-fazowego 2-drogowego (rys. 1.3b), jest znaczna gdyż wynosi $\Phi_{\nu} \approx 0,07 \Phi_0$.

Zmniejszenie pulsacji strumienia wzbudzenia można zrealizować przez zmniejszenie przepływu wzbudzenia składowej przemiennej, co uzyskuje się:

- bocznikując uzwojenie wzbudzenia bocznikiem rezystancyjnym [17],
- bocznikując uzwojenie wzbudzenia diodą [18],
- stosując bifilarne uzwojenie wzbudzenia [19].

Bocznikowanie uzwojenia wzbudzenia bocznikiem o rezystancji R_b powoduje obniżenie przepływu wzbudzenia zarówno składowej stałej jak i składowej przemiennej

$$\Theta'_{wo} = \Theta_{wo} \frac{R_b}{R_b + R_w}$$

$$\Theta'_{wv} = \Theta_{wv} \frac{R_b}{[(R_b + R_w)^2 + (\omega_v L_w)^2]^{1/2}}$$

gdzie

R_w, L_w - parametry uzwojenia wzbudzenia, rezystancja i indukcyjność zastępcza,

Θ_{wo}, Θ_{wv} - przepływy uzwojenia wzbudzenia przy wyłączonym boczniku, a $\Theta'_{wo}, \Theta'_{wv}$ przy załączonym boczniku.

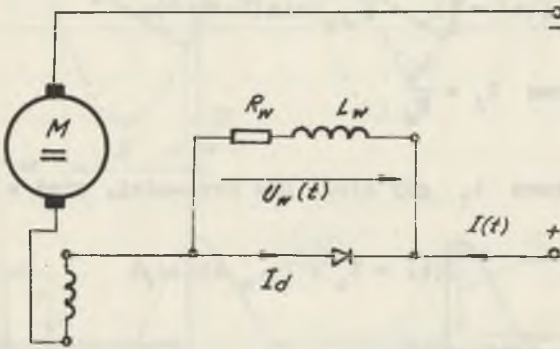
Zalecana wartość rezystancji bocznika $R_b = 5 \div 7 R_w$, np. w silniku trakcyjnym typu NB-412 M o mocy znamionowej 690 kW stosowany jest bocznik o rezystancji $R_b = 6,15 R_w$. Bocznik taki zmniejsza strumień składowej stałej o 14%, zmniejsza to moc i moment maszyny oraz zmniejsza sprawność.

Oczywiście zamiast bocznika rezystancyjnego można stosować bocznik pojemnościowy, lecz przy niskich napięciach panujących na uzwojeniu wzbudzenia pojemność, a więc i gabaryt kondensatora, musiałyby być nadmiernie duże.

2.3.3. Działanie diody bocznikującej uzwojenia wzbudzenia

Spadek napięcia na uzwojeniu wzbudzenia maszyny szeregowej przy prądzie pulsującym (rys. 2.14) i przy wyłączonej diodzie

$$U_w(t) = R_w I(t) + L_w \frac{d I(t)}{dt}$$



Rys. 2.14. Schemat zastępczy silnika szeregowego z diodą bocznikującą uzwojenia wzbudzenia

Działanie diody bocznikującej można wyjaśnić jakościowo w sposób przybliżony zakładając, że zasilanie silnika odbywa się ze źródła prądowego o wymuszonym przebiegu

$$I(t) = I_0 + I_{\gamma m} \sin \omega_{\gamma} t$$

Ponadto zakłada się idealną diodę bocznikującą.

Spadek napięcia na uzwojeniu wzbudzenia przy wyłączonej diodzie

$$U_w(t) = U_0 + U_{\gamma m} \sin(\omega_{\gamma} t + \alpha)$$

Przebiegi $I(t)$ i $U_w(t)$ w układzie bez diody zaznaczono na rys. 2.15 a liniami przerywanymi. Względna wartość amplitudy składowej przemiennej napięcia (w układzie bez diody) $\frac{U_{\gamma m}}{U_0}$; $\frac{I_{\gamma m}}{I_0}$, stąd też napięcie na

uzwojeniu zmienia znak. Przy załączonej diodzie, z chwilą gdy napięcie na diodzie zmieni znak, dioda zwiera uzwojenie wzbudzenia przewodząc prąd dodatkowy I_d . Czas przewodzenia diody t_2 będzie trwał tak długo, aż nastąpi zrównanie prądu w uzwojeniu wzbudzenia z prądem sieci ($I_d = 0$). Prąd płynący w uzwojeniu wzbudzenia w czasie przewodzenia diody będzie mieć przebieg wykładniczy.

$$I(t) = \left[I_0 + I_{\nu m} \sin(\pi - \alpha + \delta) \right] e^{-\frac{t}{T_d}}$$

gdzie stała czasowa $T_d = \frac{L_w}{R_w}$

W przedziałach czasu t_1 gdy dioda nie przewodzi, prąd w uzwojeniu

$$I(t) = I_0 + I_{\nu m} \sin \omega_{\nu} t$$

Czas przewodzenia prostownika

$$t_2 = (\alpha - \delta + \pi - \varepsilon) \frac{1}{\omega_{\nu}}$$

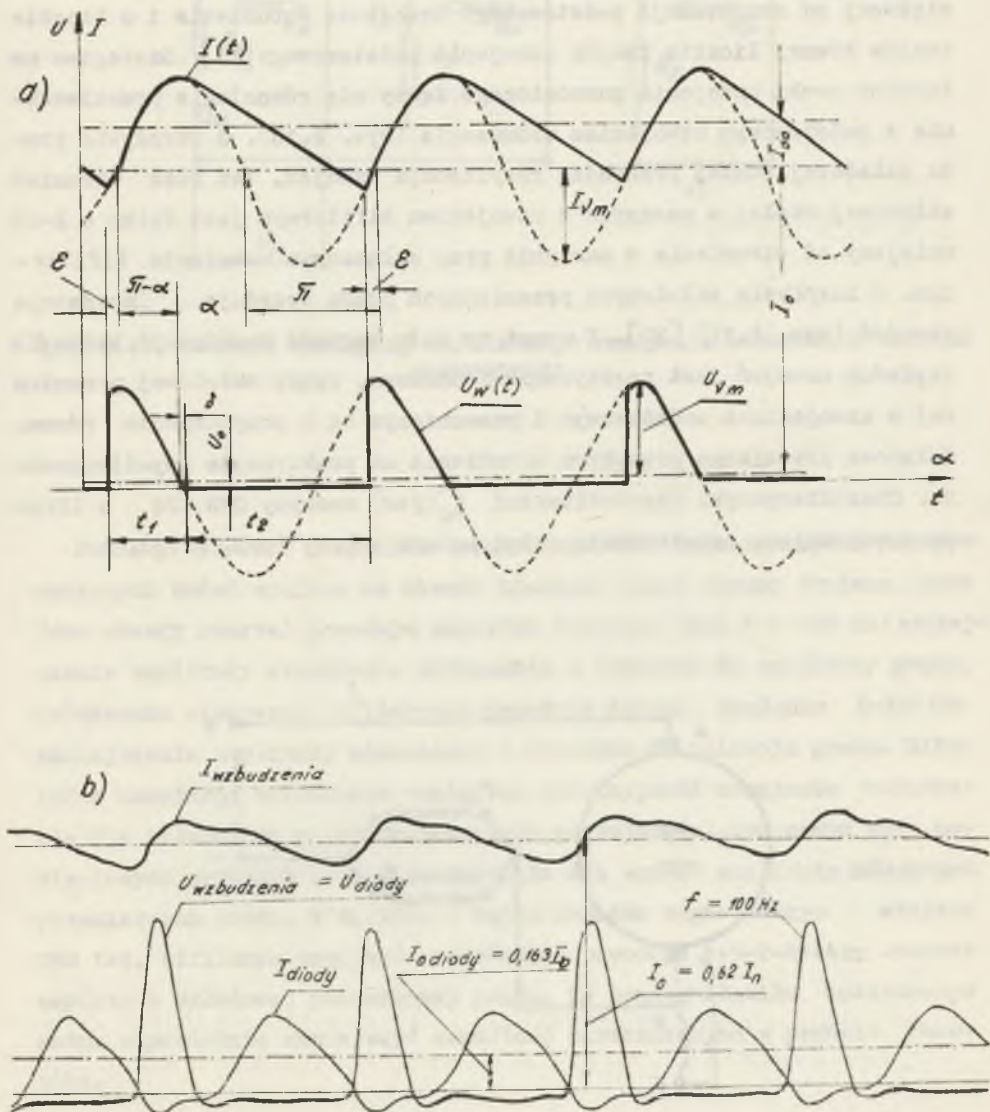
Wartość średnia prądu dodatkowego płynącego przez uzwojenie w wyniku przyłączenia diody

$$I_{do} = \frac{I_{\nu m}}{2\pi} \omega_{\nu} \int_0^{t_2} \left[e^{-\frac{t}{T_d}} \sin(\pi - \alpha + \delta) - \sin(\omega_{\nu} t + \pi - \alpha + \delta) \right] dt - \\ - \frac{I_0}{2\pi} \omega_{\nu} \int_0^{t_2} (1 - e^{-\frac{t}{T_d}}) dt$$

Dioda wygładza prąd wzbudzenia silnika i powiększa jego średnią wartość, ma to korzystny wpływ na pracę silnika, gdyż zmniejsza pulsacje strumienia wzbudzenia i powiększa moment (rys. 2.15b).

Zmniejszenie pulsacji prądu wzbudzenia jest zależne od wielkości kąta przewodzenia oraz od stałej czasowej T_d . Działanie diody uwidacz-

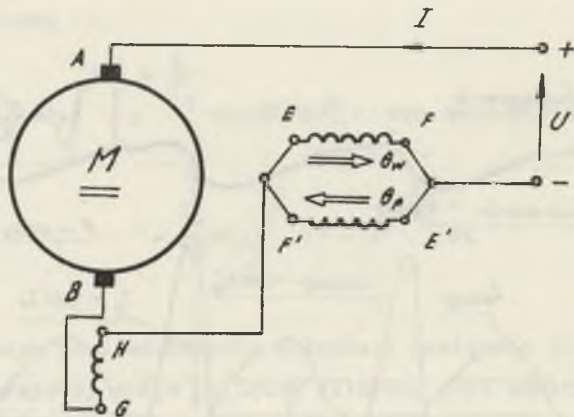
nia się szczególnie korzystnie przy dużych stałych czasowych T_d , to jest w maszynach, których obwoły magnetyczne są pozbawione tłumienia (maszyny z pakietowanym stojanem).



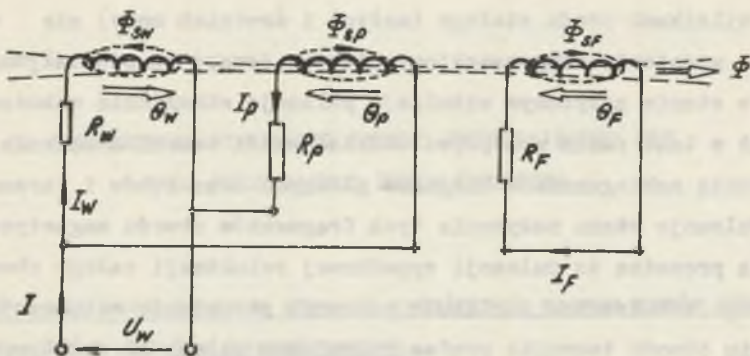
Rys. 2.15a. Przebiegi czasowe prądu $I(t)$ i napięcia $U_w(t)$ na uzwojeniu wzbudzenia silnika szeregowego przy załączonej diodzie bocznikującej, b) oscylogram zdjęty na silniku szeregowym GNR 124

2.3.4. Pulsacje strumienia przy bifilarnym uzwojeniu wzbudzenia

Bifilarne uzwojenie wzbudzenia jest wykonane w ten sposób, że na każdym biegunie głównym maszyny obok podstawowego uzwojenia wzbudzenia umieszcza się uzwojenie pomocnicze o rezystancji $50 \div 100$ razy większej od rezystancji podstawowego uzwojenia wzbudzenia i o liczbie zwojów równej liczbie zwojów uzwojenia podstawowego [19]. Szeregowo połączone cewki uzwojenia pomocniczego łączy się równolegle przeciwsobnie z podstawowym uzwojeniem wzbudzenia (rys. 2.16). O rozkładzie prądu składowej stałej przesądza rezystancja uzwojeń, tak więc strumień składowej stałej w maszynie z uzwojeniem bifilarnym jest tylko o 2-4% mniejszy od strumienia w maszynie przy wyłączonym uzwojeniu bifilarnym. O rozkładzie składowych prądów przemiennych decyduje impedancja uzwojeń (rys. 2.17) [20]. Z uwagi na dużą wartość reaktancji, która dla obydwóch uzwojeń jest praktycznie jednakowa, prądy składowej przemiennych w uzwojeniach podstawowym i pomocniczym są w przybliżeniu równe. Składowe przemiennie przepływu wzbudzenia są praktycznie wyeliminowane. Charakterystyki częstotliwości $K_{\Omega}'(j\omega)$ maszyny GNR 124 z litym jarzmem stojana potwierdzają wyżej podane wywody (rys. 2.13).



Rys. 2.16. Schemat zastępczy silnika szeregowego z bifilarnym uzwojeniem wzbudzenia



Rys. 2.17. Schemat zastępczy bifilarnego uzwojenia wzbudzenia silnika szeregowego

Pomiary wykonano przy nienasyconym obwodzie magnetycznym. Z przeprowadzonych badań wynika, że obwody tłumiące (lite jarzmo stojana oraz inne obwody zwarte) powodują względne 3-krotne (dla $f = 100$ Hz) zmniejszenie amplitudy strumienia wzbudzenia w stosunku do amplitudy prądu, dołączenie uzwojenia bifilarnego powoduje dalsze względne 6-krotne zmniejszenie amplitudy strumienia w stosunku do pulsacji prądu. Bifilarne uzwojenie wzbudzenia zmniejsza indukcyjność uzwojenia wzbudzenia dla składowych przemiennych prądu pulsującego, tym samym przy napięciowych źródłach zasilania uzyskuje się wzrost amplitudy składowych przemiennych prądu. W silniku z litym obwodem magnetycznym stojana GNR 124, bifilarne uzwojenie wzbudzenia powoduje 1,5-2-krotny wzrost amplitudy składowej przemiennego prądu. Za pomocą dławika dodatkowego można odpowiednio zmniejszyć zawartość harmonicznych w prądzie twornika.

2.3.5. Pulsacja strumienia wzbudzenia wywołane przez przepływ oddziaływania twornika

W silnikach prądu stałego (małych i średnich mocy) nie wyposażonych w uzwojenie kompensacyjne, pulsacje przepływu oddziaływania twornika w stanie nasyconym wzbudzają pulsacje strumienia wzbudzenia, ponieważ w takt zmian przepływu oddziaływania twornika zmienia się stan nasycenia nabiegunków biegunów głównych oraz zębów i jarzma twornika. Pulsacje stanu nasycenia tych fragmentów obwodu magnetycznego wzbudzenia prowadzą do pulsacji wypadkowej reluktacji całego obwodu magnetycznego wzbudzenia. Amplituda pulsacji strumienia wzbudzenia przy zasilaniu obwodu twornika prądem pulsującym zależy od składowych stałych strumienia wzbudzenia i strumienia oddziaływania twornika, a także od tłumiających właściwości wzdłużnego obwodu elektromagnetycznego silnika. W praktyce pulsacje te nie są duże, i nie przekraczają 1%. Pulsacje strumienia oddziaływania twornika można wytłumić za pomocą zwojów zwartych obejmujących połowę nabiegownika bieguna głównego (boki zwojów zwartych są umieszczone pod środkiem nabiegownika w specjalnym żłobku otwartym). Można ponadto stosować bieguny rozczepione [21]. Rozczepienie biegunów powoduje zwiększenie reluktancji dla strumienia oddziaływania twornika i przez to zmniejszony jest wpływ pulsacji przepływu oddziaływania twornika na pulsacje strumienia wzbudzenia.

Przy zastosowaniu uzwojenia kompensacyjnego pulsacje strumienia wynikające z pulsacji przepływu oddziaływania twornika są praktycznie wyeliminowane. Uzwojenie kompensacyjne stabilizuje ponadto charakterystykę zewnętrzną silnika $M = f(n)$. Niektóre firmy stosują uzwojenie kompensacyjne w maszynach już od mocy 20 kW wzwyż, a w maszynach specjalnych od mocy około 5 kW [22].

3. ZAGADNIENIE KOMUTACJI SZYBKO ZMIENIAJĄCEGO SIĘ BADŹ PULSUJĄCEGO PRĄDU TWORNIKA

3.1. Zagadnienie komutacji w stanach ustalonych maszyn prądu stałego zasilanych z układów tyrystorowych

Komutacja prądu twornika zachodzi w czasie zwarcia zezwojów komutujących przez szczotki. W ogólnym przypadku zjawisko komutacji należy rozpatrywać jako stan nieustalony zachodzący w elektromagnetycznym obwodzie maszyny o dużej liczbie obwodów sprzężonych, wywołanych zwieraniem i rozwieraniem poszczególnych zezwojów przez szczotki.

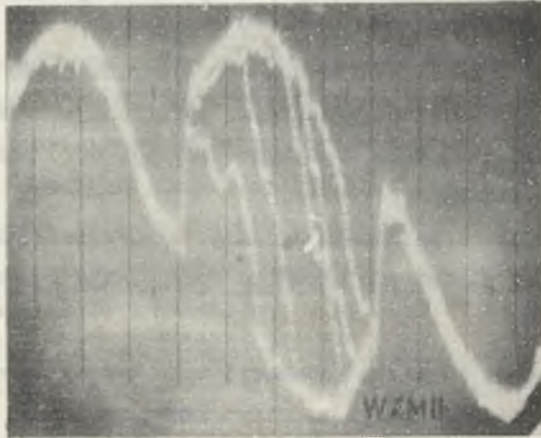
Na przebieg czasowy prądu w zezwoju komutującym mają wpływ:

- parametry R, L obwodu komutującego, w tym dominuje nieliniowa rezystancja kontaktu ślizgowego szczotki i komutatora,
- obwody tłumiące (obwody elektryczne przejmujące część energii pola magnetycznego z rozwieranego zezwoju) sprzężone z zezwojem komutującym, a głównie sąsiednie komutujące zezwoje oraz inne zwarte obwody elektryczne i elementy lity,
- przestrzenny rozkład pola magnetycznego w strefie komutacyjnej,
- czasowy przebieg strumienia głównego sprzężonego z zezwojem komutującym.

Matematyczny opis zjawiska komutacji może być wykonany tylko przy pewnych uproszczeniach z uwagi na przypadkową zmienność rezystancji styku, która w dodatku jest nieliniowa i zależy od gładkości powierzchni komutatora, jego polityry, stabilności mechanicznej styku itp.

Przy uwzględnieniu obwodów tłumiących otrzymuje się przy analizie komutacji prądu stałego bardzo złożony układ równań nieliniowych opisujących zjawisko komutacji [23]. Złożona struktura tych równań utrudnia analizowanie wpływu poszczególnych czynników na przebieg zjawiska komutacji.

Analiza pulsującego prądu twornika zasilanego z układów prostownikowych jest jeszcze bardziej złożona. W porównaniu ze statycznie ustalonymi warunkami pracy przy prądzie pulsującym warunki komutacyjne ulegają ciągłym zmianom; jest to spowodowane przede wszystkim tym, że okres komutacji nie jest całkowitą wielokrotnością okresu pulsacji składowych prądów przemiennych. Szczotka zwiiera kolejne działki komutatora coraz to przy innej wartości prądu w gałęzi równoległej uzwojenia twornika. Na skutek tego zmieniają się warunki komutacyjne tego samego zezwoju pod tą samą szczotką przy każdym obrocie. Ilustruje to oscylogram prądu w zezwoju komutującym (rys. 3.1), na którym przedstawiono 5 przebiegów prądu komutującego (nałożonych na siebie) przy 5 kolejnych obrotach wirnika i przy komutacji badanego zezwoju zawsze pod tą samą szczotką.



Rys. 3.1. Przebieg prądu w zezwoju komutującym przy komutacji prądu pulsującego

3.1.1. Siła elektromotoryczna indukowana w zezwoju przy pulsujących prądach twornika i wzbudzenia

Na przebieg prądu w zezwoju komutującym wpływa wypadkowa sem

$$E_k(t) = \frac{d\psi_k(t)}{dt} \quad (3.1)$$

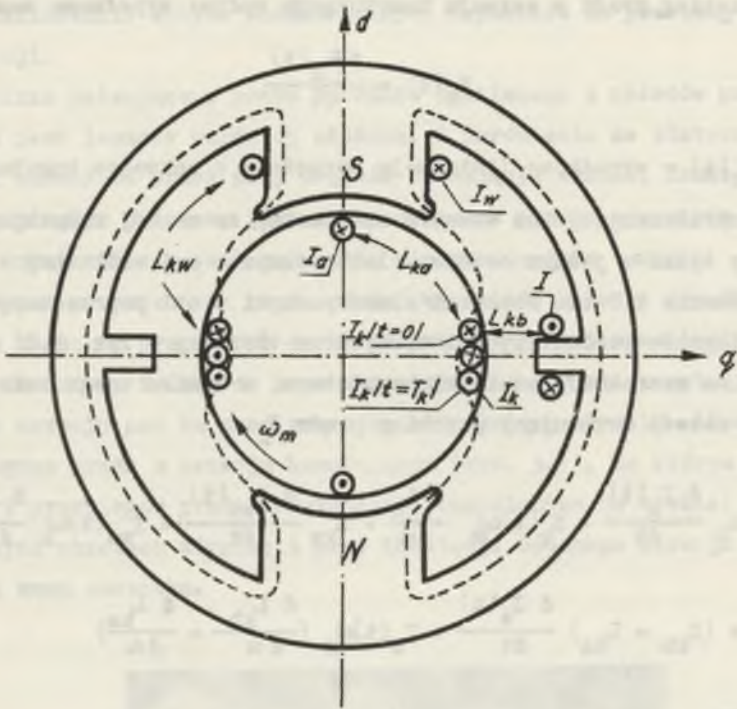
gdzie $\psi_k(t)$ - wypadkowe liniozwoje sprzężone z zezwojem komutującym

Przy upraszczającym na wstępie założeniu, że zezwój komutujący jest sprzężony tylko z jednym obwodem elektrycznym w osi wzdłużnej - obwodem wzbudzenia i dwoma obwodami elektrycznymi w osi poprzecznej (uzwojeniem biegunów pomocniczych i uzwojeniem twornika - rys. 3.2) i że szczotka ma szerokość podziałości komutatora, w wyniku czego zwiera tylko jeden zezwój komutujący przebieg prądu I_k .

$$E_k(t) = I_k \frac{d I_k(t)}{dt} + I_k(t)\omega_m \frac{d L_k}{d\alpha} + L_{kw} \frac{d I_{ww}(t)}{dt} + I_{ww}(t)\omega_m \frac{d L_{kw}}{d\alpha} + (L_{kb} - L_{ka}) \frac{d I_a(t)}{dt} + I_a(t)\omega_m \left(\frac{d L_{kb}}{d\alpha} - \frac{d L_{ka}}{d\alpha} \right) \quad (3.2)$$

przy czym:

- $I_k(t)$ - prąd w zezwoju komutującym,
- $I_a(t) = \frac{I(t)}{2a}$ - prąd w gałęzi równoległej uzwojenia twornika,
- $I_{ww}(t)$ - wypadkowy prąd w uzwojeniu wzbudzenia,
- $L_{kw}; L_{ka}; L_{kb}$ - indukcyjność wzajemna sprzężenia zezwoju komutującego (k) z uzwojeniem wzbudzenia (w), z uzwojeniem biegunów pomocniczych (b), i uzwojeniem twornika (a),
- L_k - indukcyjność własna zezwoju komutującego,
- α - kąt przemieszczenia się wirnika w czasie komutacji,
- $\omega_m = \frac{d\alpha}{dt}$ - prędkość kątowa wirnika.



Rys. 3.2. Sprzężenie magnetyczne zezwoju komutującego z innymi obwodami elektrycznymi maszyny

Pochodne indukcyjności wzajemnych względem kąta położenia występujące w napięciach rotacji mogą wykazywać duże wahania na skutek wpływu żłobkowania wirnika. Przez skos żłobka i właściwą korelację szerokości biegunów i liczby żłobków wahania te można silnie zmniejszyć.

W dalszym ciągu pomija się wpływ użłobkowania na wahania pochodnych indukcyjności wzajemnych i w konsekwencji na przebiegi komutacyjne.

Poszczególne człony równania (3.2) będące składowymi wypadkowej sem $E_k(t)$ w zezwoju komutującym oznaczają:

$$E_s(t) = L_k \frac{d I_k(t)}{dt} - \text{sem samoindukcji,}$$

$$E_t(t) = L_{kw} \frac{d I_{ww}(t)}{dt} - \text{sem transformacji,}$$

$$E_r(t) = I_a(t) \omega_m \left(\frac{d L_{kb}}{d \alpha} - \frac{d L_{ka}}{d \alpha} \right) - \text{sem rotacji od indukcyjności wzajemnych zasilanych prądem twornika,}$$

$$E_{rk}(t) = I_k(t) \omega_m \frac{d L_k}{d \alpha} - \text{sem rotacji od indukcyjności własnej,}$$

$$E_{tq}(t) = (L_{kb} - L_{ka}) \frac{d I_a(t)}{dt} - \text{sem transformacji od indukcyjności wzajemnych obwodów zasilanych prądem twornika,}$$

$$E_{rw}(t) = I_{ww}(t) \omega_m \frac{d L_{kw}}{d \alpha} - \text{sem rotacji od indukcyjności wzajemnej obwodu zasilanego prądem wzbudzenia.}$$

W wypadkowym przebiegu prądu wzbudzenia $I_{ww}(t)$ można wyróżnić składową przemienną $I_{wk}(t)$ o dużej częstotliwości (o częstotliwości działek komutatora $\frac{n \cdot k}{60}$ i jej wielokrotności), która jest spowodowana transformatorowym sprzężeniem zezwojów komutujących przewodzących prądy $I_k(t)$ z uzwojeniem wzbudzenia przewodzącym prąd $I_{ww}(t)$ o przebiegu wolnozmiennym bądź stałym. Wygodnie jest wyodrębnić jako sumaryczną sem samoindukcji $L_k \frac{d I_k(t)}{dt}$ i transformacji $L_{kw} \frac{d I_{wk}(t)}{dt}$ indukowaną w zezwoju komutującym przez prąd o częstotliwości działek komutatora i oznaczyć symbolem

$$E'_s(t) = L_k \frac{d I_k(t)}{dt} + L_{kw} \frac{d I_{wk}(t)}{dt} \quad (3.3)$$

Po wyodrębnieniu napięcia E'_s , pozostałe napięcie transformacji w zezwoju komutującym

$$E'_t(t) = L_{kw} \frac{d [I_{ww}(t) - I_{wk}(t)]}{dt} = L_{kw} \frac{d I_w(t)}{dt} \quad (3.4)$$

Przy założeniu upraszczającym pomijalnie małej rezystancji w obwodzie wzbudzenia dla prądów o częstotliwości działek komutatora ($R_w \approx 0$) sem samoindukcji jest wyrażona prostą zależnością

$$E'_s(t) = L_{kz} \frac{d I_k(t)}{dt} \quad (3.5)$$

gdzie

$$L_{kz} = L_k \sigma \approx L_{ks},$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_{kw}^2}{L_k L_w}$$

L_{ks} - indukcyjność rozproszenia zezwoju komutacyjnego.

Obwody prądów wirowych w pakiecie blach stojana, bądź w bloku litym stojana przewodzące prąd o dużej częstotliwości (działek komutatora), których odpowiednio do założeń upraszczających nie uwzględniono w równaniu (3.2) biorą główny udział w sprzężeniu transformatorowym z obwodem komutującym uwalniając obwód wzbudzenia od przewodzenia prądu $I_{wk}(t)$.

Indukcyjność zezwoju komutującego L_k w obrębie strefy komutacyjnej jest praktycznie stała,

$$E_{wk}(t) = I_k(t) \omega_m \frac{dL_k}{d\alpha} \approx 0$$

Przy prawidłowym rozwiązaniu konstrukcyjnym nabiegownika bieguna pomocniczego sprzężenie zezwoju komutującego z uzwojeniem wzbudzenia w całym obszarze komutacji jest w przybliżeniu stałe, stąd

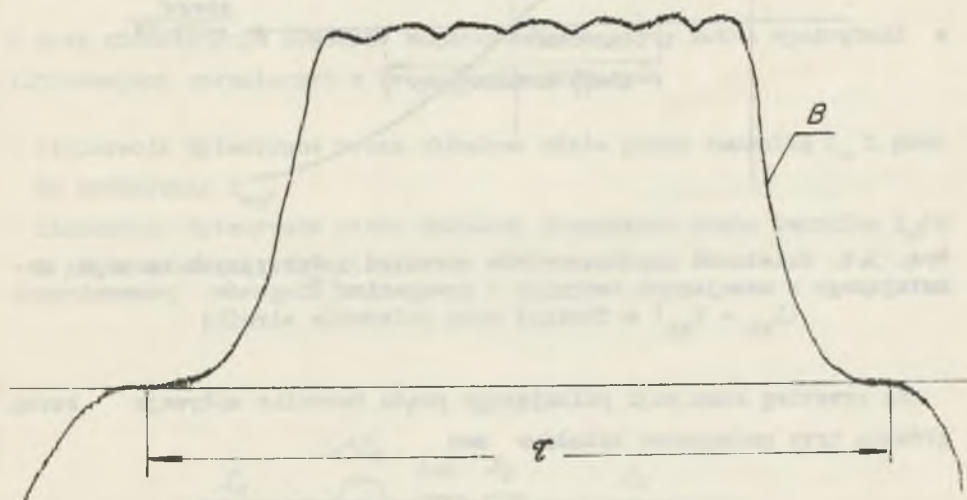
$$E_{rw}(t) = I_{rw}(t) \omega_m \frac{dL_{kw}}{d\alpha} \approx 0$$

Ilustruje to rozkład indukcji w szczelinie maszyny wzbudzonej przy prądzie twornika $I_a = 0$ - rys. 3.3.

Przy zbyt wąskim biegunie pomocniczym niewielka wartość składowej sem $E_{rw}(t)$ na ogół nie powoduje iskrzenia szczotek, gdyż w początkowej fazie komutacji jedne boki zezwoju komutującego znajdują się w polu jednego głównego bieguna (rys. 3.2), a drugie w polu przeciwnego bieguna głównego w końcowej fazie komutacji pręty przechodzą w pole o biegunowości przeciwnej. Zatem sem $E_{rw}(t)$ w początkowym i końcowym okresie komutacji zmienia znak i nie jest na ogół przyczyną iskrzenia szczotek. Przy pokryciu szczotki $\beta > 1$, a zatem w warunkach wykraczających poza wstępne założenie, sem rotacji od pola wzbudzenia indu-

kowana w zewojach równocześnie komutujących pod tą samą szczotką (w zewojach rozpoczynających i kończących komitację) prawie nie ujawnia się w napięciu między zbiegającą i nadbiegającą krawędzią szczotki. Nie powoduje przeto na ogół iskrzenia szczotek. Przy wąskiej strefie komutacyjnej współczynniki indukcyjności wzajemnej między zewojem komutującym a twornikiem L_{ka} oraz uzwojeniem biegunów pomocniczych L_{ka} są znikomo małe (uzwojenia są wzajemnie prostopadłe), stąd sem transformacji od pulsacji pola w osi poprzecznej maszyny

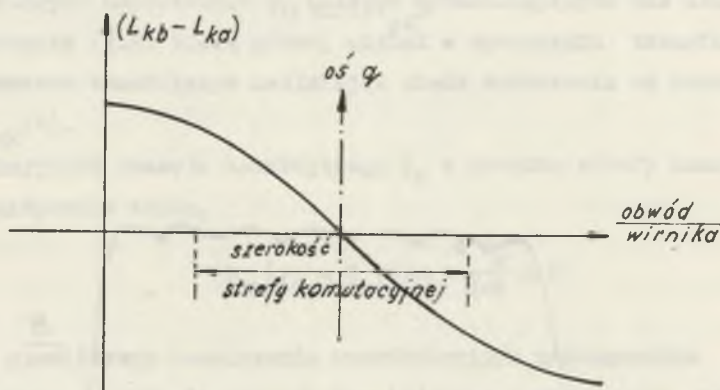
$$E_{tq}(t) \approx 0.$$



Rys. 3.3. Rozkład indukcyjności w szczelinie maszyny typu π - 3000 - 375; 3000 kW; 750 V; 4000 A; 375 obr/min przy znamionowym prądzie wzbudzenia $I_w = 110$ A

W maszynach o szerszej strefie komutacyjnej, kiedy komutuje równocześnie kilka zewojów pod jedną szczotką ($\beta > 1$), a zatem w warunkach wykraczających poza wstępne założenie, różne od zera współczyn-

niki sprzężeń indukcyjnych L_{kb} ; L_{ka} w czasie komutacji zmieniają znak - rys. 3.4. Siła elektromotoryczna transformacji $E_{tq}(t)$ indukowana w zewzwojach rozpoczynających i kończących komutację zmienia znak. W zewzwojach równocześnie komutujących pod tą samą szczotką sem $E_{tq}(t)$ prawie nie ujawni się w napięciu między zbiegającą i nadbiegającą krawędzią szczotki. Nie powoduje więc również i w tym przypadku iskrzenia szczotek.



Rys. 3.4. Zależność współczynników sprzężeń indukcyjnych zewzwoju komutującego z uzwojeniem twornika i uzwojeniem biegunów pomocniczych ($L_{kb} - L_{ka}$) w funkcji kąta położenia wirnika

Na przebieg komutacji pulsującego prądu twornika wpływają zatem głównie trzy podstawowe składowe sem

$$E_k(t) = E'_S(t) + E'_R(t) + E'_T(t) \quad (3.6)$$

przy czym

$$\text{- sem samoindukcji } E'_S(t) = L_{kS} \frac{d I_k(t)}{dt} \quad (3.6a)$$

- - sem rotacji

$$E_r(t) = \omega_m \left(\frac{d L_{kb}}{d \alpha} - \frac{d L_{ka}}{d \alpha} \right) I_a(t) = \omega_m M_p I_a(t) \quad (3.6b)$$

- sem transformacji

$$E'_t(t) = L_{kw} \frac{d I_w}{dt} \quad (3.6c)$$

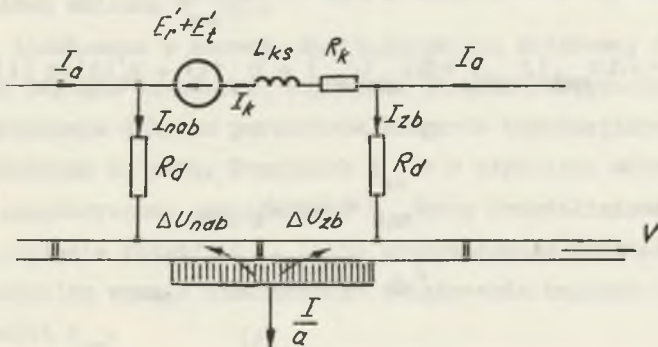
Przy pulsujących ustalonych prądach twornika $I(t)$ i wzbudzenia $I_w(t)$

$$I(t) = I_0 + \sum_{\nu} I_{m\nu} \sin \omega_{\nu} t$$

$$I_w(t) = I_{w0} + \sum_{\nu} I_{wm\nu} \sin(\omega_{\nu} t + \alpha_{w\nu})$$

i przy nienasyconym obwodzie magnetycznym maszyny można wyodrębnić w liniozwojach sprzężonych z zezwojem komutującym:

- liniozwoje wytworzone przez składowe stałe prądu twornika I_0 i prądu wzbudzenia I_{w0} ,
- liniozwoje wytworzone przez składowe przemienne prądu twornika $I_{\nu}(t)$ i prądu wzbudzenia $I_{w\nu}(t)$.



Rys. 3.5. Schemat zastępczy zezwoju komutującego

Składowe przemienne sem indukowanych w zezwoju komutującym wpływają na własności komutacyjne maszyny. Stosunkowo prosto ujawnia się ich wpływ w równaniu opisującym przebiegi prądu w zezwoju komutującym zwanym przez szczotkę o szerokości jednej działki komutatora - rys. 3.5. Przy upraszczającym dodatkowo założeniu, pomijalności rezystancji zezwoju komutującego w porównaniu z rezystancją przejścia szczotek

$$L_{ks} \frac{d I_k}{dt} - \Delta U_{nab}(J_{nab}) + \Delta U_{zb}(J_{zb}) = E_r(t) + E_t'(t) \quad (3.7)$$

przy czym $\Delta U_{nab}(J_{nab})$; $\Delta U_{zb}(J_{zb})$ - spadek napięcia odpowiednio na części nadbiegającej bądź zbiegającej szczotki uzależniony od gęstości prądu w tej części szczotki.

Równomierną gęstość prądu pod całą szczotką $J_{zb} = J_{nab} = J$ otrzymuje się przy prostoliniowej komutacji prądu w zezwoju

$$I_{ki}(t) = \frac{I}{2a} \left(1 - \frac{2t}{T_k}\right) \quad (3.8)$$

gdzie

T_k - okres komutacji.

Prąd w zezwoju komutującym można złożyć przez superpozycję wyidealizowanego prądu o przebiegu prostoliniowym $I_{ki}(t)$ i prądu dodatkowego $I_z(t)$ zamykającego się przez szczotkę jako prąd okrężny w obwodzie zezwoju komutującego.

Równanie opisujące przebieg prądu okrężnego

$$L_k \frac{d I_z(t)}{dt} + \Delta U_{nab}(J_{nab}) + \Delta U_{zb}(J_{zb}) = E_{so}(t) - E_t'(t) - E_r(t) = E_z(t) \quad (3.9)$$

przy czym

$$J_{nab} = J - J_z \text{ nab}$$

$$J_{zb} = J + J_z \text{ zb}$$

$$J_z \text{ nab} = \frac{I_z(t)}{S_{sz} X}$$

$$J_{z\ zb} = \frac{I_z(t)}{S_{sz}(1-X)}$$

$$E_{so}(t) = I_{ks} \frac{d I_{k1}(t)}{dt} = I_{ks} \frac{I}{T_k}$$

$$X = \frac{t}{T_k}$$

S_{sz} - powierzchnia styku szczotki z komutatorem.

Równanie (3.9) jest nierozwiązalne w ogólnej postaci z uwagi na nie liniowość charakterystyki spadku napięcia na zbiegającej i nadbiegającej części szczotki. Dla konkretnych danych można je rozwiązać metodami przybliżonymi, krok po kroku, lub przy wykorzystaniu maszyn matematycznych.

Przy pokryciu większej liczby działek komutatora przez szczotkę otrzymuje się, mimo bardziej złożonego układu równań napięć w poszczególnych obwodach zezwojów komutujących zwieranych przez szczotkę, podobną postać napięć zakłócających prostoliniowy przebieg komutacji.

Rozbieżność przebiegu prądu w zezwoju komutującym od przebiegu prostoliniowego rośnie przy powiększającej się prawej stronie równania (3.9) wyrażonej napięciem $E_z(t)$ zakłócającej prostoliniowość komutacji. Napięcie zakłócające zawiera w ogólnym przypadku składową stałą E_{zo} i składową zmienną $E_{zv}(t)$.

Składowa E_{zo} indukowana w zezwoju komutującym dla składowej stałej prądu twornika i prądu wzbudzenia odpowiada stanowi statycznie ustalonemu. Przy właściwym doborze parametrów biegunów komutacyjnych wartość E_{zo} jest zbliżona do zera. Przypadek $E_{zo} = 0$ odpowiada skompensowaniu siły elektromotorycznej samoindukcji E_{so} przy prostoliniowej komutacji przez napięcie rotacji E_{ro} . Lekko przyspieszona komutacja jako komutacja optymalna wymaga nieznacznego zwiększenia napięcia rotacji powyżej wartości E_{so} .

Jeśli szybkość zmian składowej przemiennej napięcia zakłócającego $E_z(t)$ jest znacznie mniejsza od zmienności prądu w zezwoju komutującym w okresie komutacji, można w dobrym przybliżeniu uważać przebieg $E_z(t)$ jako stałowartościowy w kolejnych okresach komutacji.

Przy pulsującym prądzie twornika zawierającym oprócz składowej stałej składową przemienną o pulsacji ω_v (rys. 3.6a) napięcie $E_z(t)$ zakłócające prostoliniową komutację, zawiera składową przemienną o pulsacji ω_v . Przy sinusoidalnej zmienności składowej przemiennej prądu w uzwojeniach twornika i wzbudzenia maszyny o nienasyconym obwodzie magnetycznym napięcia $E_{so}(t)$; $E_t(t)$; $E_r(t)$; mają również składowe o przebiegach sinusoidalnych o pulsacji ω_v . W równaniu (3.9) można posłużyć się symboliczną postacią napięcia zakłócającego

$$L_{ks} \frac{d I_z(t)}{dt} - \Delta U(J_{nab}) + \Delta U(J_{zb}) = E_{zo} + \text{Re} \left[\hat{E}_{sov}(t) - \hat{E}'_{tv}(t) - E_{rv}(t) \right] \quad (3.10)$$

W dalszym ciągu rozważań założono $E_{zo} \approx 0$ z przyczyn wyżej wyjaśnionych oraz

$$\hat{E}_{sov}(t) = \hat{E}_{so} e^{j\omega_v t_k}$$

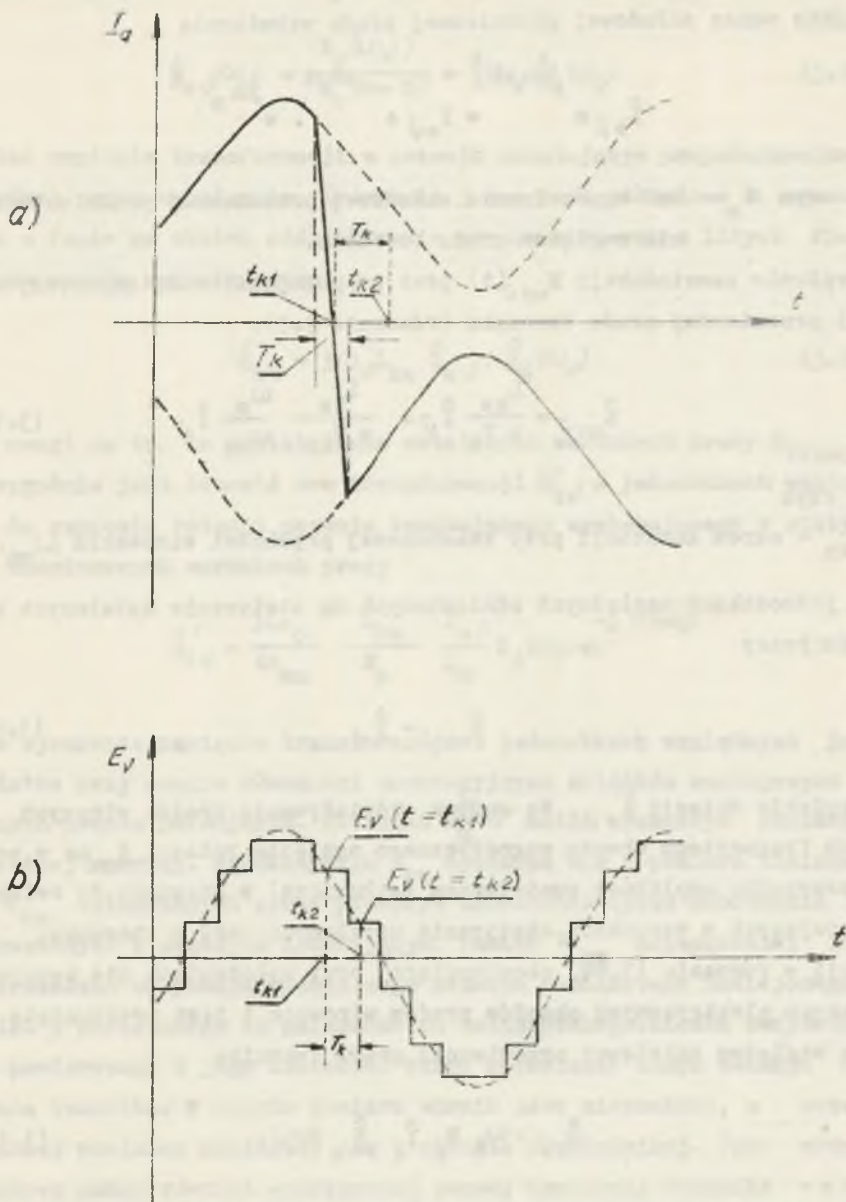
$$\hat{E}'_{tv}(t) = \hat{E}'_t e^{j\omega_v t_k}$$

$$\hat{E}_{rv}(t) = \hat{E}_r e^{j\omega_v t_k}$$

t_k - współrzędne czasu ($t_k = t_{k1}; t_{k2}; t_{k3}$ itd), w których napięcie zakłócające prostoliniowy przebieg komutacji ma w przybliżeniu wartość stałą (rys. 3.6b) odpowiednio do schodkowej aproksymacji napięcia o przebiegu sinusoidalnym.

Schodkowy przebieg czasowy napięcia zakłócającego prostoliniowość przebiegu prądu w zezwoju komutującym jest schodkową aproksymacją wirujących wskazów napięć składowych $\hat{E}_{so} e^{j\omega_v t}$ i $\hat{E}_r e^{j\omega_v t}$ wytworzonych przez wirujący wskaz składowej przemiennej prądu twornika

$$\hat{I}_{av} e^{j\omega_v t} = \frac{I}{2a} e^{j\omega_v t}$$



Rys. 3.6. Przebieg czasowy prądu w zezwoju uzwojenia twornika (a) oraz odpowiadający mu sinusoidalny przebieg napięcia zakłócającego aproksymowany funkcją schodkową (b)

i wirujący wskaz napięcia transformacji $\hat{E}'_t e^{j\omega_\nu t}$ wywołanego przez wirujący wskaz składowej przemiennej prądu wzbudzenia

$$\hat{I}_{w\nu} e^{j\omega_\nu t} = I_{w\nu} e^{j\omega_\nu t} \cdot e^{j\alpha_w}$$

przy czym α_w - kąt wyprzedzenia składowej przemiennej prądu wzbudzenia względem prądu twornika.

Napięcie samoindukcji $E_{so\nu}(t)$ jest proporcjonalne do amplitudy składowej przemiennej prądu twornika (równanie 3.5).

$$\hat{E}_{so\nu} = \frac{L_{ks}}{a T_k} \hat{I}_{\nu} = \frac{L_{ks}}{a T_{kn}} \frac{\omega_m}{\omega_{mn}} \hat{I}_{\nu} \quad (3.11)$$

przy czym

T_{kn} - okres komutacji przy znamionowej prędkości wirowania ω_{mn} .

W jednostkach względnych odniesionych do statycznie ustalonych warunków pracy

$$\hat{E}_{so\nu} = \hat{I}_{\nu} \quad (3.12)$$

Napięcie rotacji $\hat{E}_{r\nu}$. Na skutek oddziaływania prądów wirowych w litych fragmentach obwodu magnetycznego napięcie rotacji $\hat{E}_{r\nu}$ ma w ogólnym przypadku amplitudę zmniejszoną (stłumioną) w stosunku do relacji występujących w warunkach statycznie ustalonych bądź w stosunku do relacji w równaniu (3.6b) obowiązującej przy założeniach nie uwzględniających elektrycznych obwodów prądów wirowych i jest przesunięte w fazie względem składowej przemiennej prądu twornika

$$\hat{E}_{r\nu} = \omega_m \frac{M}{p} \hat{I}_a \hat{K}_q(\omega_\nu) \quad (3.13)$$

Z charakterystyki modułowo-fazowej $\hat{K}_q(\omega)$ - (rys. 2.6) wynika dla pulsacji ω_ν moduł i kąt opóźnienia wskaz napięcia rotacji w równaniu (3.13).

W jednostkach względnych

$$\hat{E}_{rv}(\omega_v) = \frac{E_r(\omega_v)}{E_r(\omega=0)} = \hat{I}(\omega_v) \hat{K}_d(\omega_v) \quad (3.14)$$

Również napięcie transformacji w zezwoju komutującym proporcjonalne do pochodnej prądu wzbudzenia (równanie 3.6c) jest stłumione i przesunięte w fazie na skutek oddziaływania prądów wirowych w litych fragmentach obwodu magnetycznego

$$\hat{E}'_{tv} = j\omega_v L_{kw} \hat{I}_{wv} \cdot \hat{K}_d(\omega_v) \quad (3.15)$$

Z uwagi na to, że w statycznie ustalonych warunkach pracy $E_t(t=0) = 0$ wygodnie jest odnosić sem transformacji \hat{E}'_{tv} w jednostkach względnych do napięcia rotacji zezwoju komutującego występującego w statycznych znamionowych warunkach pracy

$$\hat{E}'_{tv} = \frac{j\omega_0}{\omega_{mn}} \frac{L_{kw}}{M_p} \frac{I_{wv}}{I_n} K_d(\omega_v) e^{-j\varphi(\omega_v)} \quad (3.16)$$

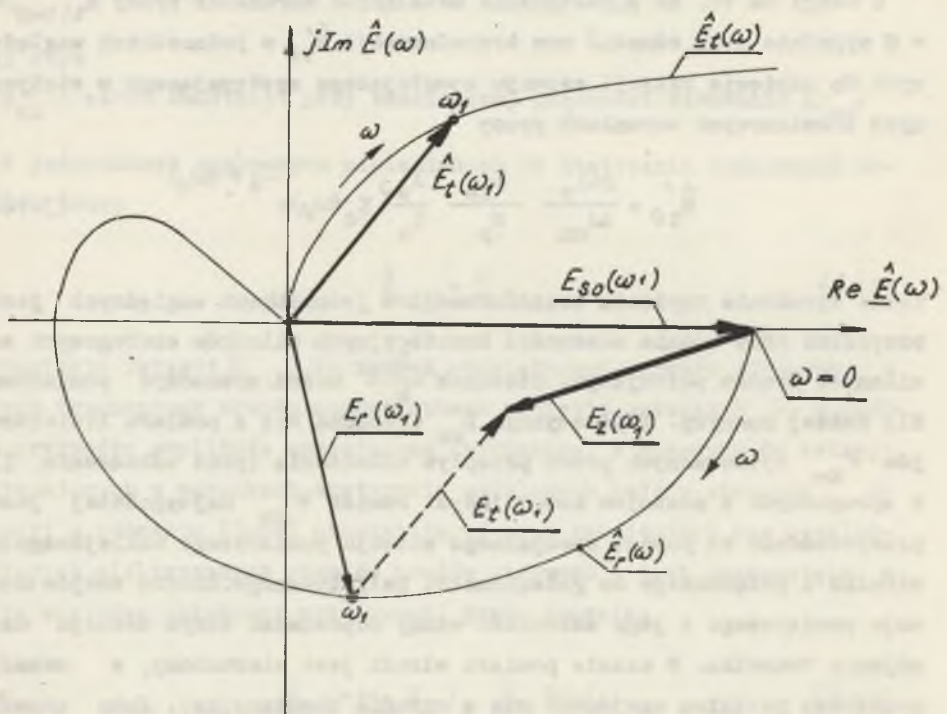
Takie wyrażenie napięcia transformacji w jednostkach względnych jest przydatne przy ocenie własności komutacyjnych silników szeregowych zasilanych prądem pulsującym. Stosunek $\frac{L_{kw}}{M_p}$ można wyznaczyć pomiarowo dla każdej maszyny. Współczynnik L_{kw} wyznacza się z pomiaru liniozwojów ψ_{kw} wytworzonych przez przepływ wzbudzenia (prąd wzbudzenia I), i sprzężonych z zezwojem komutującym. Pomiar ψ_{kw} najwygodniej jest przeprowadzić za pomocą specjalnego zezwoju pomiarowego naklejonego na wirnik i połączonego do galwanometru balistycznego. Liczba zwojów zezwoju pomiarowego i jego szerokość winny odpowiadać danym zezwoju uzwojenia twornika. W czasie pomiaru wirnik jest nieruchomy, a zezwój pomiarowy powinien znajdować się w strefie komutacyjnej. Jako zezwój pomiarowy można również wykorzystać zezwój uzwojenia twornika - w tym przypadku szczotki muszą być podniesione. Znając ψ_{kw} i I stosuje się

$$L_{kw} = \frac{\psi_{kw}}{I}$$

Indukcyjność M_p

$$M_p = \frac{d L_{kb}}{d \alpha} - \frac{d L_{ka}}{d \alpha} = \frac{E_r(\omega = 0)}{\omega_{mn} \frac{1}{a} I_n}$$

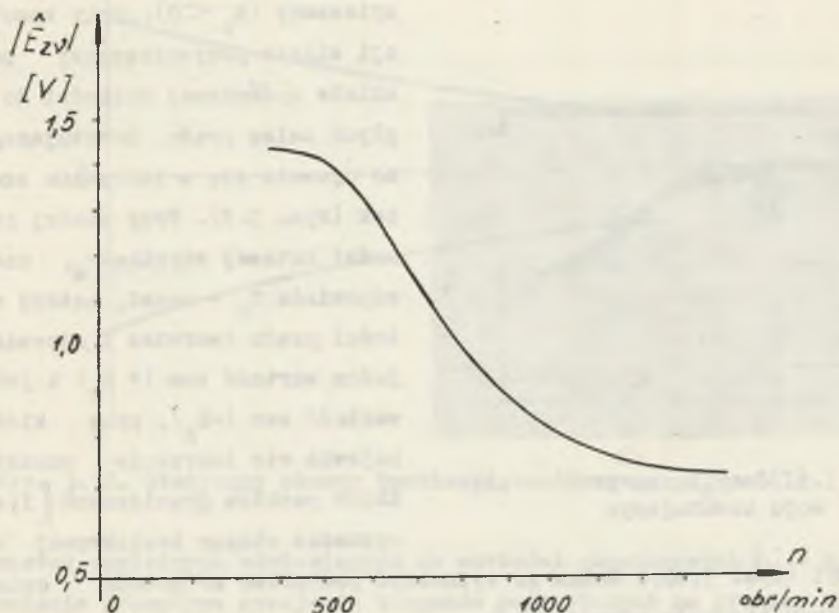
również można wyznaczyć na podstawie pomiarów. Wartość $\text{sem } E_r(\omega = 0)$ w tym równaniu można wyznaczyć oscylograficznie w ustalonych znamionowych warunkach pracy za pomocą zezwoju pomiarowego wyprowadzonego do pierścieni ślizgowych.



Rys. 3.7. Charakterystyka moduowo-fazowa napięć zakłócających prostoliniowy przebieg prądu w zezwoju komutującym

Współczynnik $K_d(\omega_p)$ i kąt fazowy $\varphi_d(\omega_p)$ wynikają z oddziaływania obwodów sprzężonych ze strumieniem wzbudzenia (równanie 2.10).

Rys. 3.7 przedstawia charakterystykę częstotliwości napięć zakłócających prostoliniowy przebieg prądu w zezwoju komutującym.

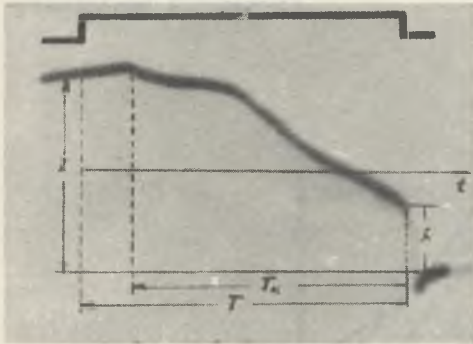


Rys. 3.8. Charakterystyka nieskompensowanego napięcia zakłócającego powodujące iskrzenie szczotek - zdjęta na silniku GNR 124; 14,6 kW; 220 V; 77 A; 1470 obr/min

Dopuszczalna wartość nieskompensowanego napięcia zakłócającego prostoliniowy przebieg komutacji określona dla granicy iskrzenia szczotek wynosi $1 \div 3$ V. Wartość ta zależy od szeregu parametrów maszyny, a w szczególności od prędkości obrotowej wirnika i napięciowo-prądowej charakterystyki przejścia szczotek. Na rys. 3.8 podano wykres dopuszczalnej wartości napięcia $E_z = f(n)$ zdjętej pomiarowo na maszynie GNR 124.

3.1.2. Warunki komutacji beziskrowej silników prądu stałego zasilanych napięciem pulsującym

W zależności od wypadkowej sem $E_z(t)$ prąd w zezwoju komutującym może mieć przebieg opóźniony ($E_z > 0$), prostoliniowy ($E_z = 0$) bądź przyspieszony ($E_z < 0$). Przy komutacji silnie przyspieszonej bądź silnie opóźnionej dochodzi do nagłych zmian prądu komutującego, co ujawnia się w iskrzeniu szczotek (rys. 3.9). Przy stałej prędkości kątowej wirnika ω_m , czemu odpowiada $T_k = \text{const}$, każdej wartości prądu twornika I odpowiada jedna wartość sem ($+E_z$) i jedna wartość sem ($-E_z$), przy której pojawia się iskrzenie szczotek.

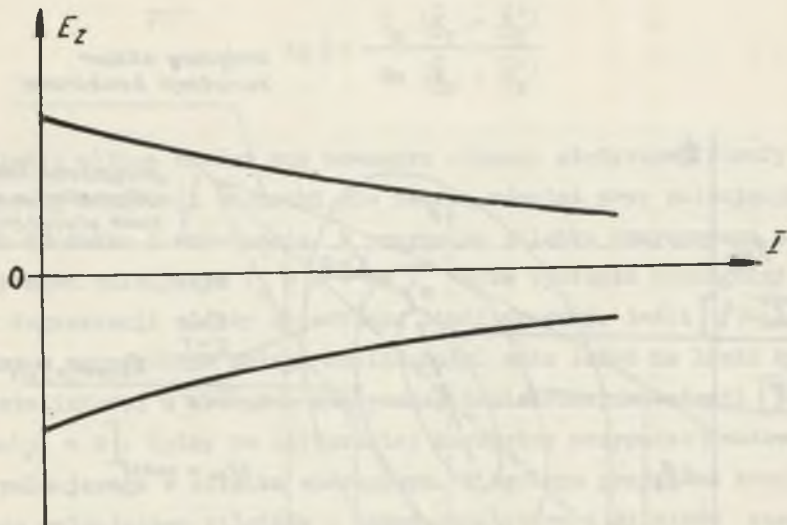


Rys. 3.9. Oscylogram prądu w zezwoju komutującym

Zbiór punktów granicznych $[I; +E_z]$ wyznacza obszar beziskrowej ko-

mutacji (rys. 3.10). Można go wyznaczyć pomiarowo za pomocą zmiany przepływu biegunów pomocniczych.

Dla statycznie ustalonych warunków pracy zmiany przepływu biegunów pomocniczych uzyskuje się poprzez zasilanie uzwojenia biegunów pomocniczych prądem dodatkowym ($+ \Delta I_b$) bądź ($- \Delta I_b$) zwiększającym bądź zmniejszającym przepływ wytworzony przez prąd obciążenia. W praktyce z uwagi na prostotę przyjął się zwyczaj przedstawiać statyczne obszary komutacji beziskrowej w układzie współrzędnych $\Delta I_b = f(I)$ - rys. 1.6 [24]. Wyznaczanie takich stref poleca również Polska Norma PN/72/E-04270. Mierząc wartość strumienia w strefie komutacyjnej Φ_k dla granicznych punktów statycznego obszaru komutacji beziskrowej $\Delta I_b = f(I)$ można ten sam obszar przedstawić w układzie współrzędnych $\Phi_k = f(I)$. W obwodach nienasyconych (obwód biegunów pomocniczych spełnia ten warunek) kłopotliwy pomiar strumienia Φ_k można zastąpić pomiarem indukcji w szczelinie bieguna pomocniczego B_b , gdyż dla jed-



Rys. 3.10. Statyczny obszar komutacji beziskrowej $E_z = f(I)$

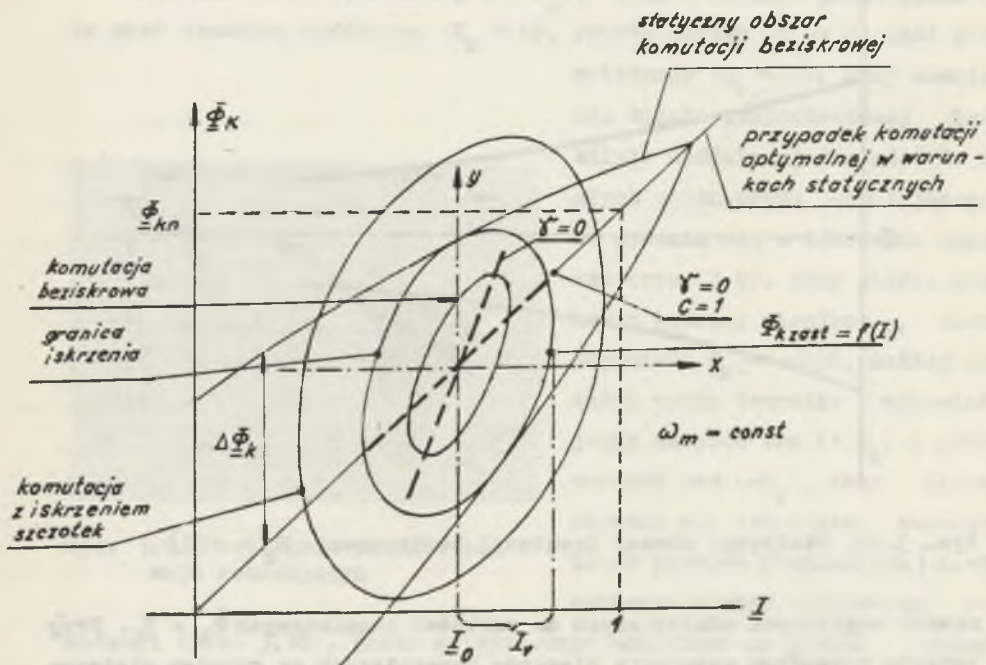
nostek względnych odniesionych do wartości znamionowych $\Phi_k = \Phi_p$. Przy zmianie przepływu uzwojenia biegunów pomocniczych na granicy statycznego obszaru komutacji beziskrowej rozstrojenia biegunów pomocniczych w odniesieniu do warunków prostoliniowej komutacji odpowiada zmianą strumienia o wartość $\Delta \Phi_k$ proporcjonalną do E_z .

Wpływ napięć zakłócających prostoliniowy przebieg prądu pulsującego w zezwoju komutującym na zagrożenie iskrzenia szczotek można przedstawić wykreślnie na tle statycznego obszaru komutacji beziskrowej maszyny $\Phi_k = f(I)$ - rys. 3.11 wyznaczonego w warunkach obciążenia statycznego przy stałej prędkości kątowej wirnika ω_m . Prostoliniowy przebieg środkowy w obszarze statycznej beziskrowej komutacji $\Phi_k = f(I)$ odpowiada komutacji optymalnej zbliżonej do prostoliniowej.

Przy pulsującym prądzie twornika i wzbudzenia

$$I(t) = I_0 + I_m \nu \sin \omega_p t \quad (3.17)$$

$$I_w(t) = I_{w0} + I_{wm} \nu \sin(\omega_p t + \alpha_w)$$



Rys. 3.11. Warunki komutacji beziskrowej pulsującego prądu twornika

równoważny przebieg indukcji w strefie komutacyjnej zezwoju komutującego zatacza w ogólnym przypadku elipsę, której środek odpowiada wartości średniej prądu twornika I_0 , a której równanie można przedstawić w postaci parametrycznej w prostokątnym układzie współrzędnych $[x, y]$ przesuniętych do środka elipsy.

$$x = \underline{I}(t) = \underline{I}_0 \sin \omega_p t$$

$$y = \underline{\Phi}_k \text{zast}(t) = \underline{\Phi}_{kn} C \underline{I}_0 \sin[\omega_p t + \beta(\omega_p)]$$

przy czym

$$C = \left| \frac{\hat{E}_r}{\hat{E}_t} + \frac{\hat{E}'_t}{\hat{E}'_r} \right|$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{I_m (\frac{\hat{E}_r}{\hat{E}_t} + \frac{\hat{E}'_t}{\hat{E}'_r})}{\operatorname{Re} (\frac{\hat{E}_r}{\hat{E}_t} + \frac{\hat{E}'_t}{\hat{E}'_r})}$$

Jeśli elipsa mieści się wewnątrz obszaru statycznej strefy beziskrowej komutacji szczotki nie iskrzą również przy pulsującym prądzie twornika i wzbudzenia. W przypadku silnika szeregowego zasilanego prądem pulsującym $I_m = I = 2a I_a$ może wystąpić szczególny przypadek degeneracji elipsy do odcinka linii prostej, jeśli $[\delta(\omega, \varphi) = 0]$, który w szczególnym zbiegu okoliczności może leżeć na linii komutacji prostoliniowej w obszarze statycznej beziskrowej komutacji [jeśli $C=1$ $\delta(\omega, \varphi) = 0$]. Byłby to najbardziej korzystny przypadek komutowania prądu pulsującego w silniku szeregowym. W ogólnym przypadku komutacja prądu pulsującego silników o wzbudzeniu obcym i silników szeregowych jest utrudniona. Powoduje to ograniczenie obciążalności prądowej maszyny, bądź zmusza konstruktora maszyna do modyfikacji konstrukcji maszyny z punktu widzenia jej odporności na pulsujące składowe prądu twornika.

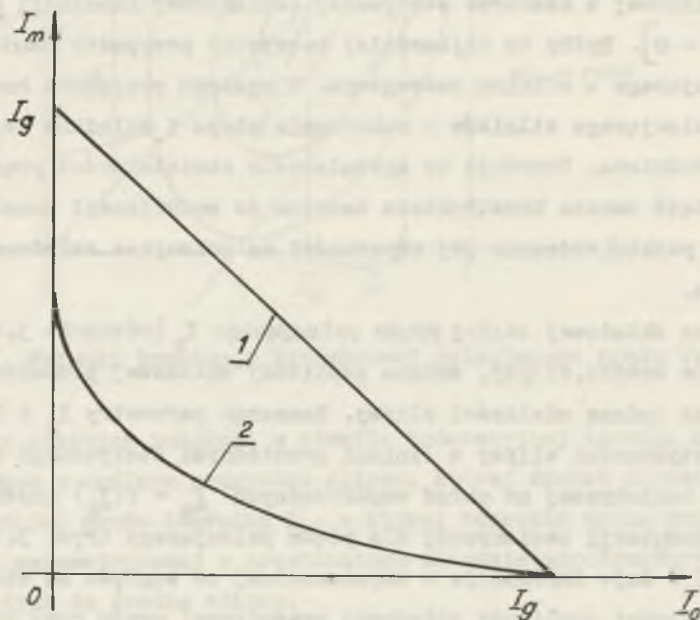
Zmiana składowej stałej prądu pulsującego I_0 (równanie 3.17) zmienia położenie środka, elipsy, zmiana amplitudy składowej przemiennej I_m wpływa na zmianę wielkości elipsy. Nanosząc parametry I_m i I_0 odpowiadające styczności elipsy z liniami granicznymi statycznego obszaru komutacji beziskrowej na układ współrzędnych $I_m = f(I_0)$ uzyskuje się obszar komutacji beziskrowej dla prądu pulsującego (rys. 3.12). Obszar $I_m = f(I_0)$ daje informacje o dopuszczalnej ze względu na ciemną komutację wartości amplitudy składowej przemiennej prądu przy różnych prądach obciążenia i może być wykorzystany przy doborze indukcyjności dławika wygładzającego. Przebieg krzywej granicznej obszaru komutacji $I_m = f(I_0)$ zależy od inercji poprzecznego obwodu magnetycznego maszyny. W maszynach z obwodem magnetycznym bezinercyjnym, elipsa jest zde-

generowana do odcinka prostej (rys. 3.11), a linia ograniczająca obszar komutacji beziskrowej $\underline{I}_m = f(\underline{I}_o)$ jest prostą o równaniu

$$\underline{I}_m' = \underline{I}_g - \underline{I}_o \quad (3.18)$$

gdzie

\underline{I}_g - najmniejsza wartość prądu twornika określona przez punkt przecięcia osi rzędnych przez jedną z granic $\pm \Delta \underline{I}_b = f(\underline{I})$ stały obszar komutacji beziskrowej (rys. 1.6).



Rys. 3.12. Obszary komutacji beziskrowej $\underline{I}_m = f(\underline{I}_o)$ silnika obco-
wzbudnego z bezinercyjnym obwodem magnetycznym (1) i silnika z real-
nym obwodem magnetycznym (2)

W literaturze [25] jak również w Polskiej Normie PN-72/E-04270 poleca się opisywać obszary komutacji beziskrowej silników prądu stałego przy zasilaniu z przekształtnika tyrystorowego w sposób podobny jak dla prądu statycznego, tzn. w układzie współrzędnych $\Delta I_b = f(I_o)$ (rys. 1.6 - krzywe kreskowane). Dla prądu pulsującego w ten sposób wyznaczona strefa ma ograniczoną pojemność informacyjną, ponieważ jest przyporządkowana określonej wartości prądu zasilania silnika; kształt prądu i zawartość harmonicznych zmienia się przy zmianach prądu średniego. Ponadto należy zwrócić uwagę, aby przy prądzie pulsującym wyznaczanie obszaru komutacji beziskrowej $\Delta I_b = f(I_o)$ nie odbywało się przy bocznikowaniu uzwojenia biegunów pomocniczych przez obwód pomocniczego źródła zasilania, tak jak czyni się to z powodzeniem przy zdejmowaniu statycznego obszaru komutacji beziskrowej, ponieważ taki obwód bocznikujący wpływa inaczej na rozptył składowej stałej i na rozptył składowej przemiennej prądu, powodując błędy pomiarowe. Poprawne wyznaczanie obszarów komutacji beziskrowej $\Delta I_b = f(I_o)$ przy prądzie pulsującym należałoby przeprowadzać przy zmianie przepływu uzwojenia biegunów pomocniczych zachowując stosunek

$$\frac{\theta_{m\nu b}}{\theta_{ob}} = \text{const} \quad \text{dla } \nu = 1 \dots \infty \quad (3.19)$$

a zatem przy zachowaniu stosunku przepływów bieguna komutacyjnego i przepływu oddziaływania twornika

$$\frac{\theta_{m\nu t}}{\theta_{ot}} = \frac{\theta_{m\nu b}}{\theta_{ob}}$$

gdzie

$\theta_{ot}; \theta_{ob}$ - składowe stałe przepływów oddziaływania twornika i przepływu uzwojenia biegunów pomocniczych,

$\theta_{m\nu t}; \theta_{m\nu b}$ - amplitudy ν -tej harmonicznej przepływu oddziaływania twornika i przepływu uzwojenia biegunów pomocniczych.

Przy pomiarze obszarów komutacji beziskrowej $\Delta \underline{I}_0 = f(\underline{I}_0)$ warunek (3.19) można zachować, jeśli zmianę przepływu uzwojenia biegunów pomocniczych wykona się poprzez zmianę liczby zwojów.

3.2. Analiza własności komutacyjnych maszyn prądu stałego przy szybko zmieniającym się prądzie twornika

Inercja poprzeczna obwodu magnetycznego silników prądu stałego o wzbudzeniu obcym rozstraja bieguny pomocnicze maszyny dobrane dla warunków obciążenia statycznego. Inercja ta jest spowodowana głównie przez prądy wirowe w litych fragmentach obwodu magnetycznego oraz przez inne elektryczne obwody zwarte utworzone przez części konstrukcyjne śruby skręcające, nity, które są sprzężone ze strumieniem biegunów pomocniczych. Przy bardzo szybkich zmianach prądu twornika ujawnia się nawet inercja spowodowana przez prądy wirowe powstające w pakiecie blach przy zupełnie pakietowanym obwodzie magnetycznym stojana oraz inercja spowodowana przez prądy wirowe w pakiecie blach twornika.

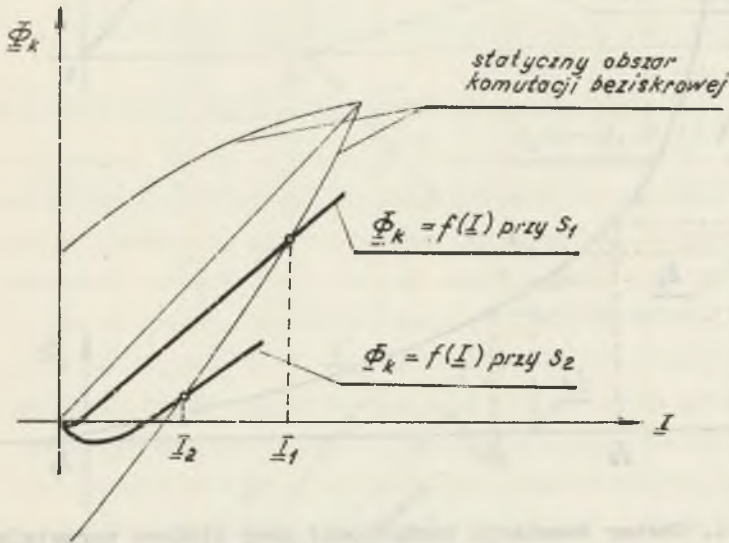
Względny strumień w strefie komutacyjnej, który indukuje napięcie rotacji w zezwojach komutujących można wyrazić jako funkcję względnego prądu obciążenia w postaci operatorowej, która uwzględnia oddziaływanie twornika oraz inercję wnoszoną przez prądy wirowe w pakiecie twornika, stojana i litych partiach poprzecznego, nienasyconego obwodu magnetycznego maszyny.

$$\underline{\Phi}_k(p) = \underline{K}_q(p) \underline{I}(p) \quad (3.20)$$

Z uwagi na trudności zrealizowania skokowej zmiany prądu obciążenia wygodnie jest analizować warunki komutacji beziskrowej maszyn przy liniowych bądź wykładniczych zmianach prądu twornika.

Jeśli przebiegi komutacyjne w zezwoju zwartym przez szczotki zachodzące z częstotliwością działek komutatora odbywają się z prędkością znacznie większą od prędkości zmian prądu twornika można założyć z wystarczającym przybliżeniem, że przebiegi komutacyjne przy roz-

strojeniu biegunów pomocniczych przez obwody prądów wirowych, odbywają się w stanie quasi ustalonym obwodu komutującego, tak jak w warunkach statycznie ustalonych maszyny, przy statycznie rozstrojonych biegunach pomocniczych. Strefa beziskrowej komutacji wyznaczona w statycznych warunkach ustalonych maszyny $\bar{\Phi}_k = f(I)$, może być przeto przydatna do oceny komutacji w stanie nieustalonym przy znanych odchyłkach strumienia $\Delta\bar{\Phi}_k$ od warunków statycznych w czasie rozpatrywanej zmiany prądu twornika.



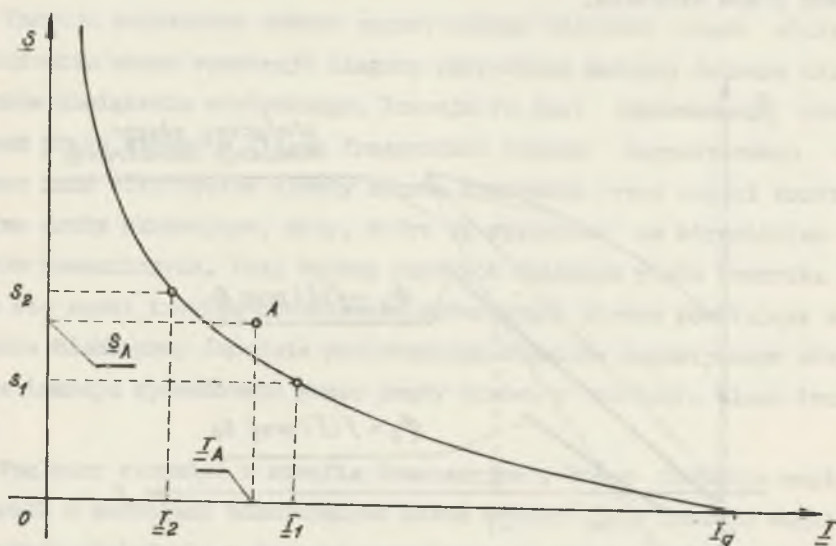
Rys. 3.13. Wyznaczenie granicy iskrzenia szczotek przy liniowo narastającym prądzie twornika

Przy liniowo narastającym prądzie twornika

$$\underline{I} = \underline{St} \quad (3.21)$$

strumień biegunów pomocniczych $\bar{\Phi}_k(t)$ maszyny obciążonej inercją jest opisany równaniem (2.21). Z uwagi na proporcjonalność prądu do współrzędnej czasu (3.21) krzywa $\bar{\Phi}_k(I)$ ma przebieg proporcjonalny do przebiegu $\bar{\Phi}_k(t)$. Porównując przebieg $\bar{\Phi}_k(I)$ ze statycznym obszarem

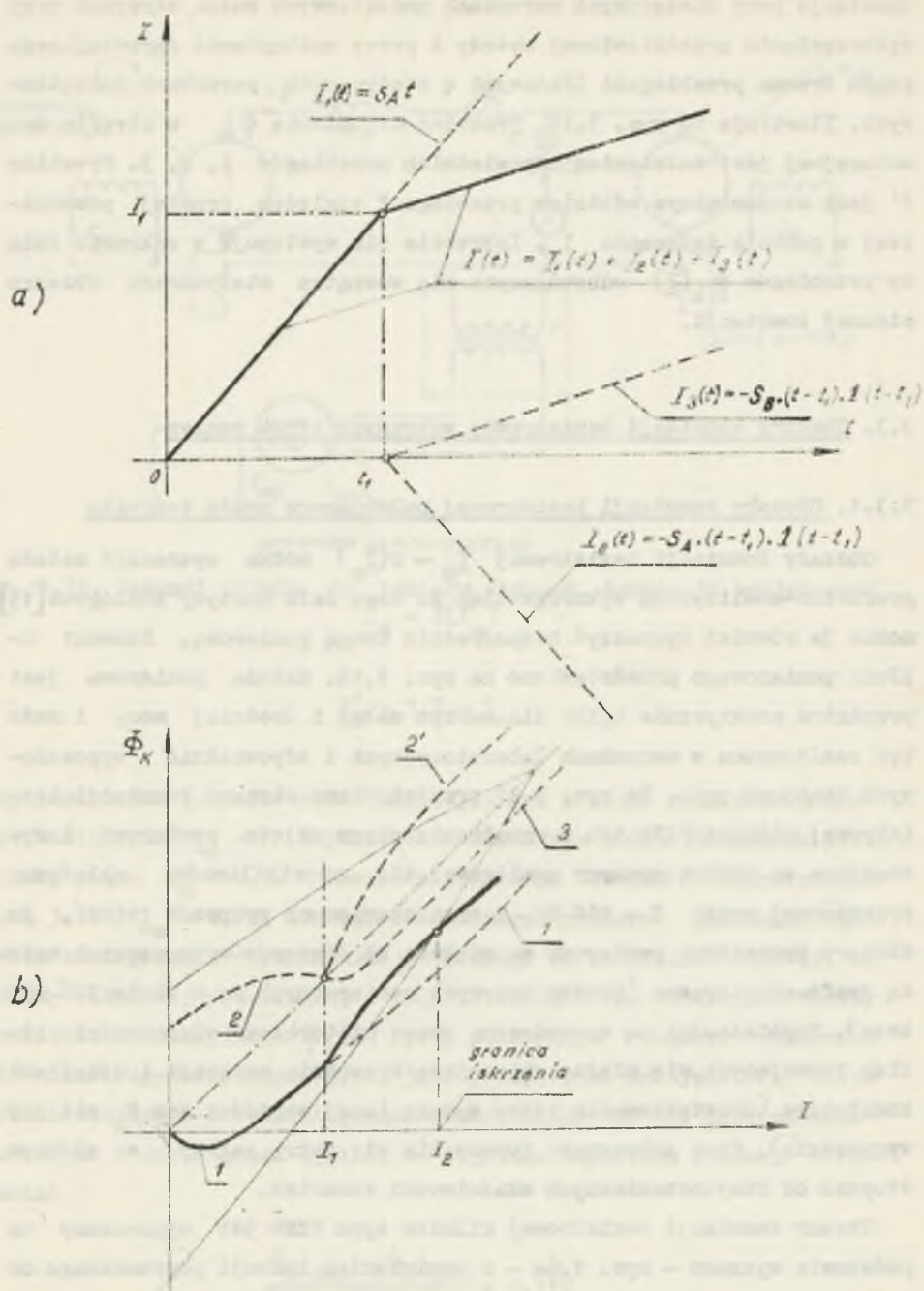
komutacji beziskrowej (rys. 3.13) można określić parametry pracy, przy których powstają warunki iskrzenia szczotek. Parametry te określa punkt przecięcia się krzywej $\Phi_k(I)$ z krzywą stanowiącą granicę statycznego obszaru komutacji beziskrowej. Nanosząc wartości $[I_1, S_1]$ uzyskane z wykresu (rys. 3.13), na układ współrzędnych $S = f(I)$ uzyskuje się podobnie jak dla prądu pulsującego obszar komutacji beziskrowej (rys. 3.14) dla prądu liniowo zmiennego. Podobnie można wyznaczyć



Rys. 3.14. Obszar komutacji beziskrowej przy liniowo narastającym prądzie twornika

obszar komutacji beziskrowej dla prądu zmieniającego się wg krzywej wykładniczej o stałej czasowej T . Do wyznaczania obszarów $S = f(I)$ bądź $T = f(I)$ wygodnie jest wykorzystać maszyny analogowe i pisaki x y [15].

Korzystanie z wykresu obszaru komutacji beziskrowej $S = f(I)$ jest ograniczone do przypadku liniowo narastających przebiegów prądu twornika przy wyjściu ze statycznego stanu ustalonego. W przypadku diagramu prądu twornika złożonego z odcinkowo-liniowej aproksymacji mogą nie wystąpić statyczne warunki początkowe. Wykres daje wówczas możliwość przybliżonej oceny warunków komutacji. Dokładną ocenę warunków



Rys. 3.15. Określenie warunków iskżenia szczotek przy prądzie twornika liniaryzowanym odcinkami prostymi

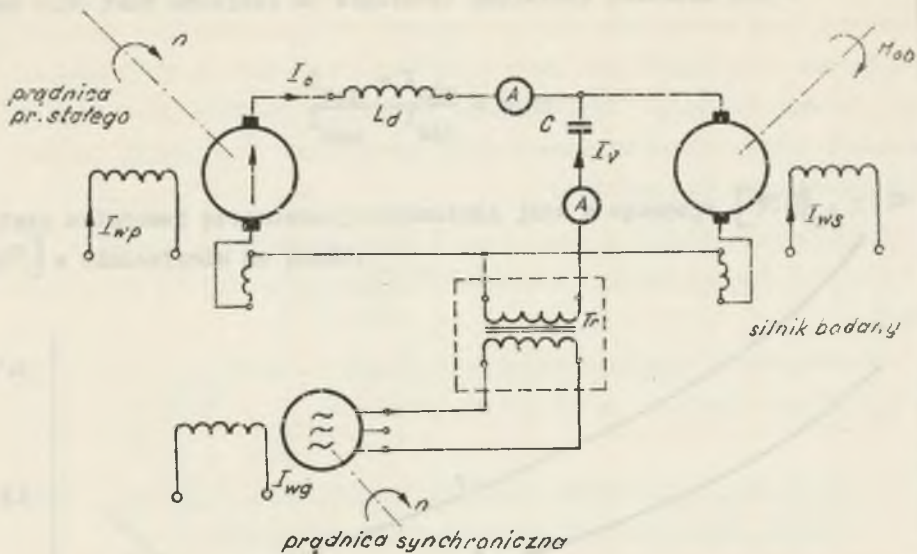
komutacji przy niezerowych warunkach początkowych można otrzymać przy wykorzystaniu przedstawionej metody i przez zastąpienie narastającego prądu trzema przebiegami liniowymi o statycznych warunkach początkowych. Ilustruje to rys. 3.15. Przebieg strumienia Φ_k w strefie komutacyjnej jest nałożeniem odpowiednich przebiegów 1, 2', 3. Przebieg 2' jest skośnokątnym odbiciem przebiegu 2 względem prostej pomocniczej w punkcie załamania I_1 . Iskrzenie nie występuje w zakresie zmiany przebiegów $\Phi_k(I)$ odbywających się wewnątrz statycznego obszaru ciemnej komutacji.

3.3. Obszary komutacji beziskrowej wybranych typów maszyn

3.3.1. Obszary komutacji beziskrowej pulsującego prądu twornika

Obszary komutacji beziskrowej $I_m = f(I_o)$ można wyznaczyć metodą graficzno-analityczną wykorzystując do tego celu maszyny analogowe [15] można je również wyznaczyć bezpośrednio drogą pomiarową. Schemat układu pomiarowego przedstawiono na rys. 3.16. Metoda pomiarowa jest przydatna praktycznie tylko dla maszyn małej i średniej mocy i może być realizowana w warunkach laboratoryjnych i odpowiednio wyposażonych stacjach prób. Na rys. 3.17 przedstawiono obszary komutacji beziskrowej silnika PZMb 54b o wzbudzenia obcym zdjęte pomiarowo i wyznaczone za pomocą maszyny analogowej dla częstotliwości składowej prądu $f = 150$ Hz. Z przedstawionych wykresów widać, że obszary wyznaczone pomiarowo są większe od obszarów wyznaczonych metodą grafo-analityczną (rzedne krzywych pomierzonych są o około 30% większe). Różnice są spowodowane przez histerezowe właściwości iskier formujących się między zbiegającą krawędzią szczotki i działkami komutatora (ukształtowanie iskry wymaga innej wartości $\text{sem } E_z$ niż jej wygaszenie). Czas zwłocznego formowania się iskry zależy w głównym stopniu od fizykochemicznych właściwości szczotek.

Obszar komutacji beziskrowej silnika typu PZMb 54b wyznaczony na podstawie wykresu - rys. 1.6a - z pominięciem inercji poprzecznego obrotu magnetycznego jest ograniczony w przybliżeniu linią prostą o równaniu

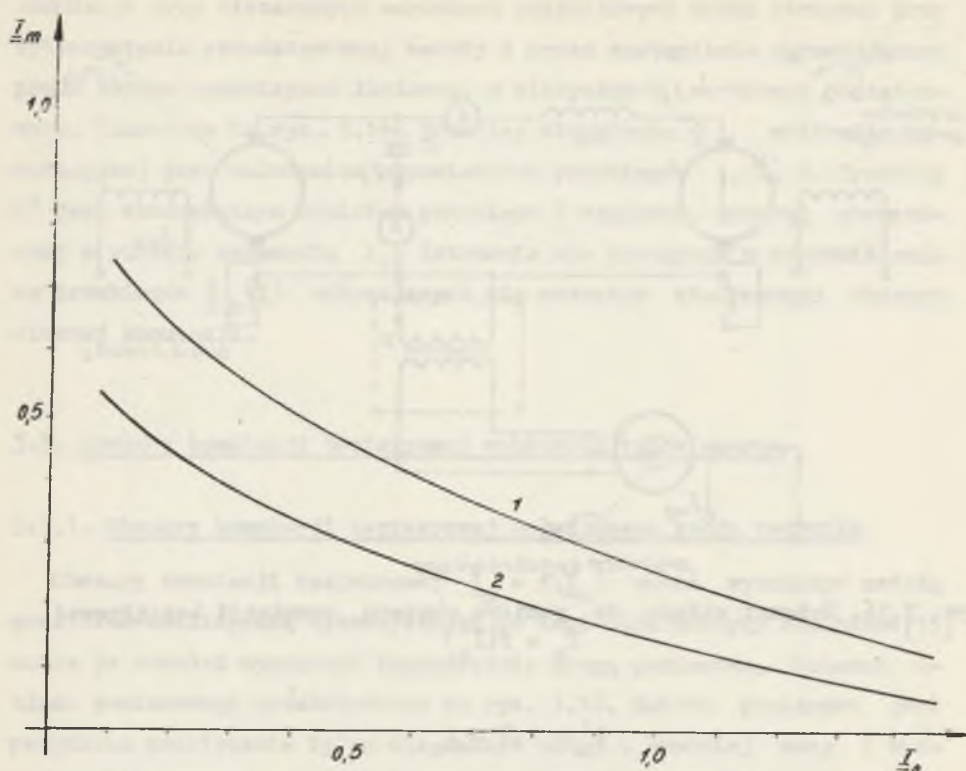


Rys. 3.16. Schemat układu do pomiaru obszaru komutacji beziskrowej
 $I_m = f(I_o)$

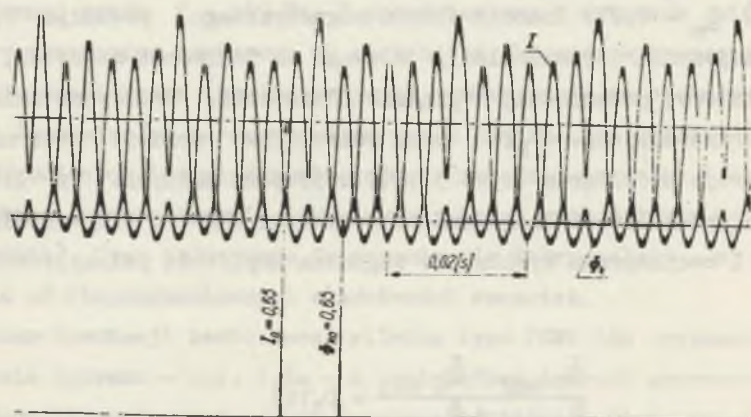
$$\underline{I}'_m = 1,7 - \underline{I}_o$$

Przy pominięciu inercji obwodu magnetycznego i przy znamionowym prądzie obciążenia $\underline{I}_o = 1$ dopuszczalna amplituda pulsacji składowej prądu $\underline{I}'_m = 0,7$. W maszynie z realnym obwodem magnetycznym (rys. 3.17) $\underline{I}_m = 0,27$. Inercja obwodu magnetycznego powoduje 2,6-krotne zmniejszenie dopuszczalnej, z uwagi na iskrzenie szczotek, amplitudy składowej prądu w prądzie obciążenia. Inercyjne zmiany strumienia komutacyjnego $\Phi_k(t)$ przy pulsującym prądzie twornika $I(t)$ ilustruje oscylogram (rys. 3.18), zdjęty na maszynie z litym jarzmem stojana i litymi blegunami pomocniczymi GNR-124 przy wzbudzeniu obcym. Z oscylogramu wynika, że względna amplituda pulsacji strumienia

$$\frac{\Phi_{k \max} - \Phi_{k \min}}{\Phi_{k \max} + \Phi_{k \min}} = 0,112$$



Rys. 3.17. Obszar komutacji beziskrowej $I_m = f(I_o)$ silnika PCMb 54b 7,5 kW; 220 V; 39,2 A; 1450 obr/min wyznaczony przy $n = n_n$; $U_o = U_n$; $\omega_p = 2\pi \cdot 150$ 1/s. Krzywa 1 - została wyznaczona pomiarowo, krzywa 2 - została określona metodą grafo-analityczną

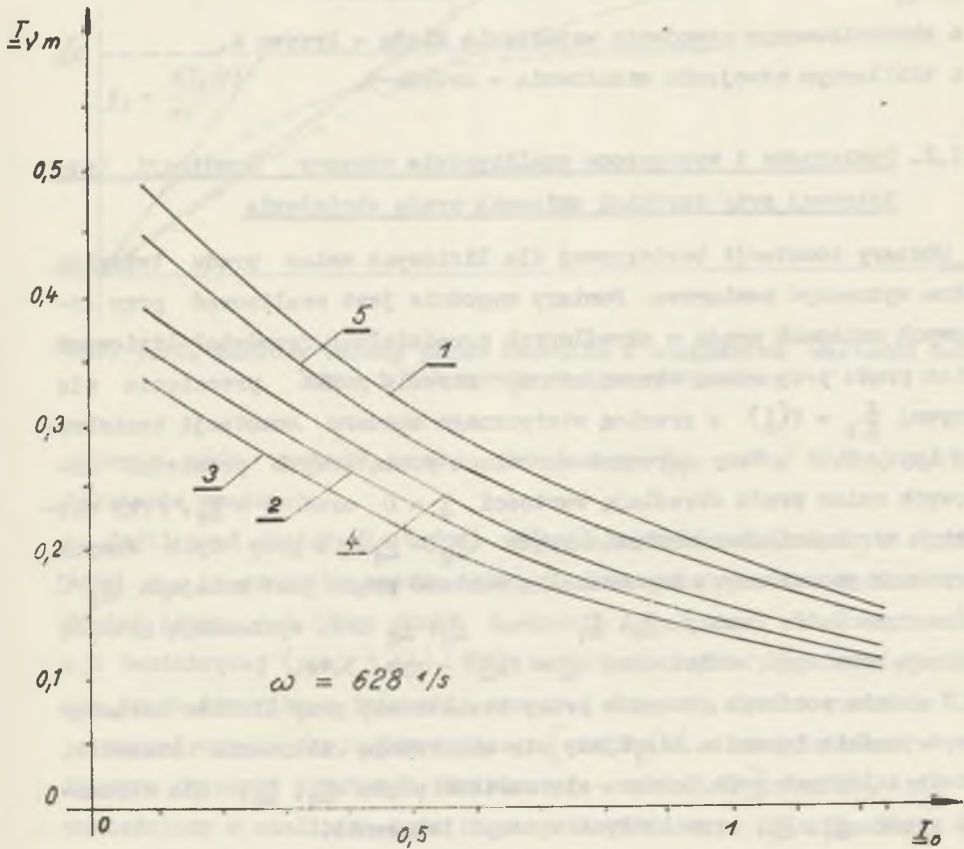


Rys. 3.18. Przebieg czasowy Φ_k i I zdjęty na maszynie GNR 124 przy pulsującym prądzie obciążenia (prostownik trójfazowy 2-drogowy)

jest 2,55 razy mniejsza od względnej amplitudy pulsacji prądu

$$\frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} = 0,29$$

a faza składowej przemiennej strumienia jest w opozycji [$\star (\Phi_k; I) \approx 180^\circ$] w odniesieniu do prądu.



Rys. 3.19. Obszary komutacji beziskrowej silnika GNR 124 14,6 kW; 220 V; 77 A; 1470 obr/min.

Krzywa 1 - zdjęta przy wzbudzeniu obcym, krzywa 2 - przy wzbudzeniu szeregowym, krzywa 3 - przy zbocznikowaniu szeregowego uzwojenia wzbudzenia rezystancją $R_b = 6 R_w$, krzywa 4 - przy zbocznikowaniu uzwojenia wzbudzenia diodą, krzywa 5 - przy bifilarnym uzwojeniu wzbudzenia.

Obszary komutacji beziskrowej $\underline{I}_m = f(\underline{I}_0)$ silników o wzbudzeniu szeregowym przy pulsującym prądzie obciążenia są podobne do obszarów silników obcowzbudnych (rys. 3.19 - krzywa 1). Na rys. 3.19 przedstawiono obszary komutacji beziskrowej $\underline{I}_m = f(\underline{I})$ silnika GNR 124 przy wzbudzeniu obcym oraz szeregowym. Przy wzbudzeniu szeregowym pomierzone obszary dotyczą silnika:

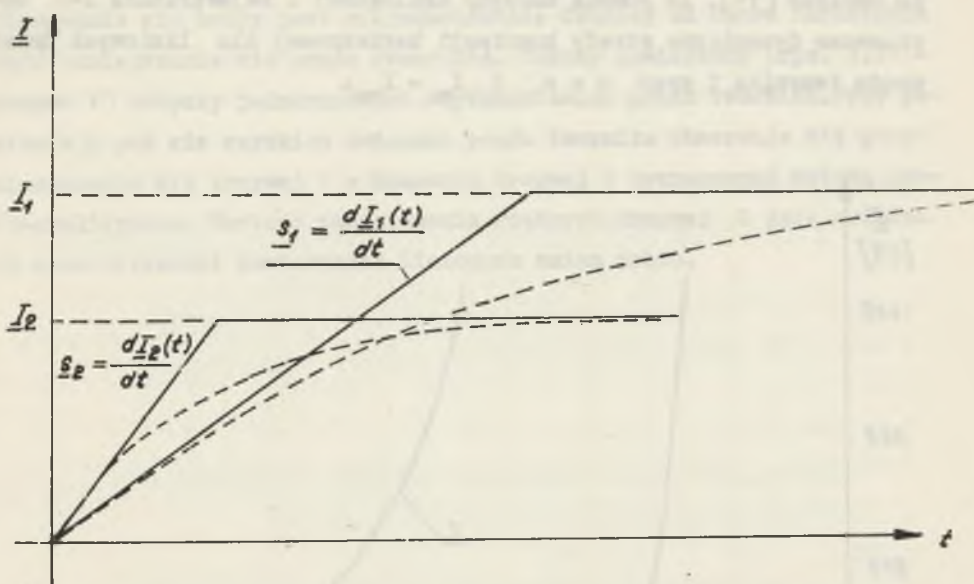
- w którym prąd wzbudzenia jest równy prądowi twornika - krzywa 2,
- o zbocznikowanym uzwojeniu wzbudzenia rezystancją $R_D = 6 R_W$ - krzywa 3,
- o zbocznikowanym uzwojeniu wzbudzenia diodą - krzywa 4,
- o bibilarnym uzwojeniu wzbudzenia - krzywa 5.

3.3.2. Pomierzone i wyznaczone analitycznie obszary komutacji beziskrowej przy szybkich zmianach prądu obciążenia

Obszary komutacji beziskrowej dla liniowych zmian prądu twornika można wyznaczyć pomiarowo. Pomiarów wygodnie jest realizować przy liniowych zmianach prądu w określonych przedziałach. Przedział liniowych zmian prądu przy danej stromości S_1 określa punkt przecięcia się krzywej $\underline{\Phi}_k = f(\underline{I})$ z granicą statycznego obszaru komutacji beziskrowej (rys. 3.15). Przy zerowych warunkach początkowych przedział liniowych zmian prądu określają wartości $\underline{I} = 0$ oraz $\underline{I} = \underline{I}_1$. Przy większych stromościach narastania prądu ($S_2 > S_1$) i przy tych samych warunkach początkowych dopuszczalna wartość prądu jest mniejsza ($\underline{I}_2 < \underline{I}_1$) - rys. 3.13. Punkty \underline{S}_1 , \underline{I}_1 oraz \underline{S}_2 , \underline{I}_2 itd. wyznaczają granicę obszaru komutacji beziskrowej $\underline{I} = f(\underline{S})$ - rys. 3.14.

W czasie pomiarów obszarów pracy beziskrowej przy liniowo narastającym prądzie twornika kierujemy się obserwacją iskrzenia szczotek. Metodą kolejnych prób dobiera się wartość prądu \underline{I}_1 , \underline{I}_2 , dla stromości prądu \underline{S}_1 , \underline{S}_2 , przy których wystąpi iskrzenie.

Z uwagi na trudności realizacji liniowych zmian prądu twornika można się posłużyć przebiegiem wykładniczym prądu. Przebieg wykładniczy aproksymuje przebieg liniowy z odcinaniem wartości ustalonej (rys. 3.20). Metoda pomiaru jest podobna. Dla kolejnych wartości stromości początkowej \underline{S}_1 wykładniczego przebiegu prądu dobiera się metodą ko-



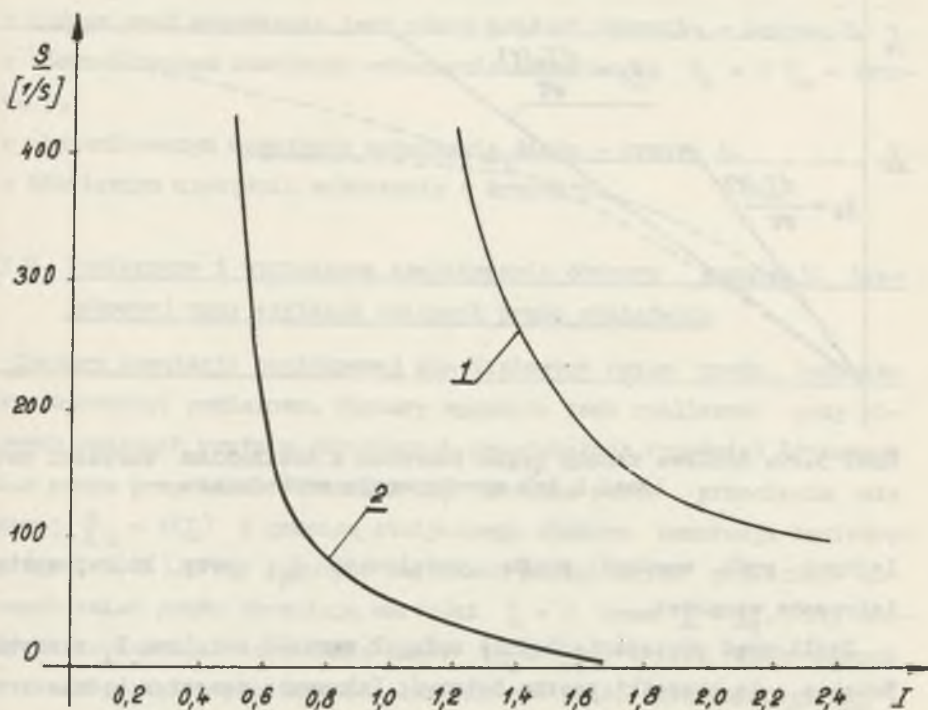
Rys. 3.20. Liniowe zmiany prądu twornika z odcinaniem wartości ustalonej i ich aproksymacja wykładnicza

lejszych prób wartość prądu ustalonego I_1 , przy której wystąpi iskrzenie szczotek.

Jeśli prąd obciążenia będzie osiągał wartość ustaloną I_A z szybkością s_A , to szczotki zaczną iskrzyć. Iskrzenie szczotek będzie trwało tak długo, jak długo punkt A będzie leżał poza obszarem komutacji beziskrowej (rys. 3.14). Przy narastaniu bądź przy zmniejszaniu się prądu twornika o iskrzeniu szczotek decydują oprócz warunków elektromagnetycznych zwoju komutującego [sem $E_z(t)$ - uwzględniona w statycznym obszarze komutacji beziskrowej - rys. 3.13] również, nie uwzględniony w analizie, czas formowania się iskry. Czas formowania się iskry (żuku) zależy od temperatury szczotki i komutatora oraz od fizykochemicznych parametrów szczotki.

Jeżeli czas formowania się iskry jest równy zero, tzn. iskra powstanie natychmiast po wyjściu punktu pracy poza obszar statycznej strefy komutacji beziskrowej, obszar beziskrowej komutacji pracy maszyny $\underline{S} = f(\underline{I})$ można wyznaczyć analitycznie bazując na statycznej strefie komutacji beziskrowej i transmitancji poprzecznego obwodu magnetyczne

go maszyny [15]. Za pomocą maszyny analogowej i rejestratora x-y wyznaczono dynamiczne strefy komutacji beziskrowej dla liniowych zmian prądu twornika i przy $n = n_n$ i $I_w = I_{wn}$.



Rys. 3.21. Obszar komutacji beziskrowej silnika PCMb - 54b 7,5 kW, 220 V, 39,2 A 1450 obr/min, pomierzony (krzywa 1) i wyznaczony metodą grafo-analityczną (krzywa 2)

Obserwując pracę silnika prądu stałego w stanie nieustalonym oraz porównując obszar komutacji beziskrowej zdjęty pomiarowo z obszarem wyznaczonym metodą grafo-analityczną stwierdza się, że pomierzony obszar komutacji beziskrowej dla prądu liniowo zmiennego jest dużo szerszy od obszaru wyznaczonego przy pomocy maszyny analogowej (rys.3.21). Przyczyną tego zjawiska jest czas formowania się iskry. Inercja związana z powstaniem iskry powoduje, że przy rozstrojeniach biegunów komutacyjnych, które w stanie ustalonym doprowadziłyby do iskrzenia

szczotek w stanie nieustalonym nie zdążą wywołać iskrzenia, gdyż czas formowania się iskry jest niejednokrotnie dłuższy od czasu narastania bądź zmniejszania się prądu twornika. Obszar pomierzony (rys. 3.21 - krzywa 1) dotyczy jednorazowych szybkich zmian prądu twornika. Przy powtarzających się szybkich zmianach prądu twornika obserwuje się przemieszczanie się krzywej 1 w kierunku krzywej 2 wyznaczonej metodą grafo-analityczną. Wartość zmniejszenia rzędnych krzywej 2 jest zależna od częstotliwości powtarzania linowych zmian prądu.

4. ANALIZA ROZWIĄZAŃ KONSTRUKCYJNYCH OBWODÓW ELEKTROMAGNETYCZNYCH
W MASZYNACH PRĄDU STAŁEGO
Z PUNKTU WIDZENIA WŁASNOŚCI KOMUTACYJNYCH
NIEUSTALONEGO BĄDŹ PULSUJĄCEGO PRĄDU TWORNIKA

4.1. Wpływ konstrukcji obwodu magnetycznego stojana na inercję biegunów pomocniczych w maszynach prądu stałego

4.1.1. Cel i metodyka badań inercji poprzecznego obwodu magnetycznego maszyny

Konstrukcja i technologia wykonania obwodu magnetycznego stojana determinują własności komutacyjne maszyny prądu stałego w ustalonych i nieustalonych warunkach pracy. Ponieważ w ustalonych warunkach pracy pole magnetyczne stojana w maszynach prądu stałego jest stałe, stojan wykonywano zwykle z elementów litych. Zapewnienie maszynie poprawnej pracy beziskrowej komutacji również przy szybkozmiennym bądź przy pulsującym prądzie obciążenia wymaga takiej konstrukcji obwodu magnetycznego, w którym strumień biegunów pomocniczych zmieniałby się możliwie bezinercyjnie w stosunku do prądu twornika. Jest to warunek zapewniający kompensację sem samoindukcji zezwoju komutującego.

Dotychczas nie ustalili się wśród producentów maszyn elektrycznych jednoznaczny pogląd na konstrukcję obwodu magnetycznego stojana. Niektóre firmy (np. ASEA) już obecnie wykonują wszystkie maszyny prądu stałego z pakietowanym stojanem, inne firmy pakietują obwód magnetyczny stojana tylko w maszynach średnich i dużych mocy i w maszynach o specjalnym przeznaczeniu, a w maszynach małej mocy ograniczają się do pakietowania rdzeni biegunów pomocniczych i głównych, istnieje też

niejednoznaczność co do dopuszczalnej grubości blach pakietu stoją na [22; 26; 27; 28;].

Uwzględnienie inercji strumienia biegunów pomocniczych w nieustalonych warunkach pracy nastęrcza trudności w analizie. Już same założenia upraszczające wpływają w sposób istotny na rezultat końcowych obliczeń. Zastosowanie do tych obliczeń maszyn matematycznych nie zwiększa dokładności, gdyż wiele parametrów wejściowych nie jest dokładnie określonych, między innymi przenikalność magnetyczna μ dla zmiennego bądź pulsującego strumienia magnetycznego [29].

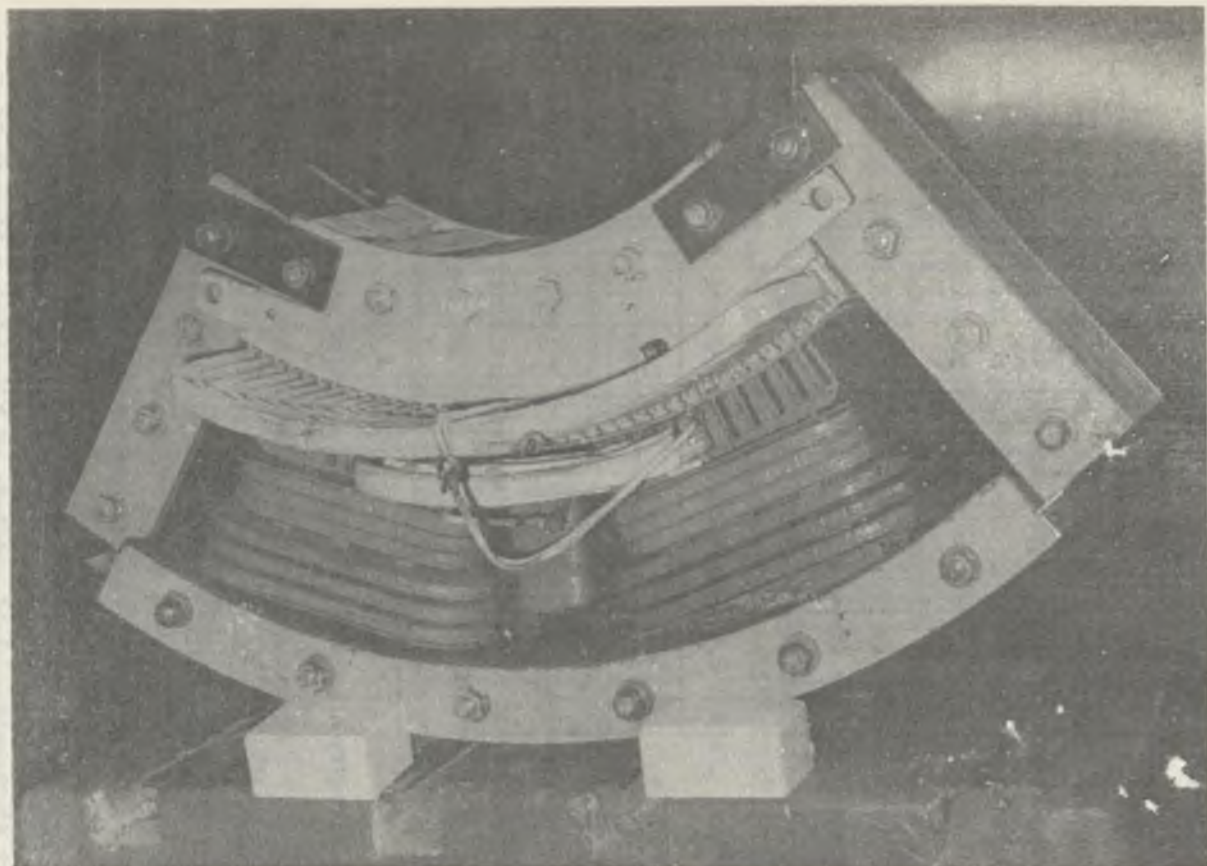
Obliczenia oddziaływania prądów wirowych są szczególnie utrudnione w przypadku obwodów magnetycznych niejednorodnych częściowo pakietowanych o pakietach złożonych z niez izolowanych bądź izolowanych blach. W tym przypadku intensywność oddziaływania prądów wirowych zależy od technologii wykonania np. grubości blach, rozkładu nitów, ich wymiarów, docisku blach itp. Zastosowanie blachy dostatecznie cienkiej, a także izolowanie wszystkich elementów obwodu magnetycznego eliminuje wprawdzie obwody prądów wirowych, lecz równocześnie podraża i utrudnia technologię wykonania maszyny. Uproszczenie konstrukcji obwodu magnetycznego, np. niez izolowanie nitów mocujących pakiet blach, zastosowanie grubszych blach pakietu, wymaga znajomości tłumiącego działania prądów wirowych w zależności od grubości blach pakietu i od konfiguracji innych obwodów zwartych, które mogą powstać w przypadku zastosowania pakietu z blachy niez izolowanej bądź w przypadku zastosowania niez izolowanych nitów i śrub mocujących pakiet. Uzyskanie tych zależności drogą obliczeń jest niemożliwe, gdyż już przy bardzo uproszczonej konfiguracji rdzenia (fragment idealnie pakietowany, szczelina powietrzna i fragment lity) obliczenie strumienia komutacyjnego Φ_k w stanach nieustalonych jest obarczone błędem 50÷100%. Wyniki analizy przebiegu strumienia w strefie komutacyjnej Φ_k nadają się jednak do wyzyskania przy badaniach eksperymentalnych zarówno maszyn jak i odpowiednich modeli fizycznych z punktu widzenia pomiarowej oceny wpływu poszczególnych czynników na inercję strumienia. Punktem wyjścia do analizy tłumiących właściwości obwodów prądów wirowych w poprzecznym nienasyconym obwodzie magnetycznym jest transmitancja obwodu $K_q(p)$ wyrażona uproszczonym równaniem (2.17).

Parametry k_1 , k_2 , T_1 , T_2 , które występują w równaniu (2.17), charakteryzujące poprzeczny obwód magnetyczny maszyny są zależne od wymiarów rdzenia, jego konduktywności f i przenikalności magnetycznej względnej μ . Zwykle stała czasowa T_1 (którą determinuje głównie blok lity stojana) jest wielokrotnie większa od stałej czasowej T_2 (którą determinuje głównie twornik). Mimo uproszczeń przyjętych w modelu, uzyskana z analiz postać transmitancji $K_q(p)$ aproksymuje dobrze inercję magnetyczną maszyny w osi poprzecznej, co wynika z porównania obliczonej i pomierzonej charakterystyki częstotliwości transmitancji $K_q(\omega)$ [13]. Inercja zależy od szeregu czynników, z których nie wszystkie można dokładnie uwzględnić w obliczeniach bazujących na uproszczonym modelu.

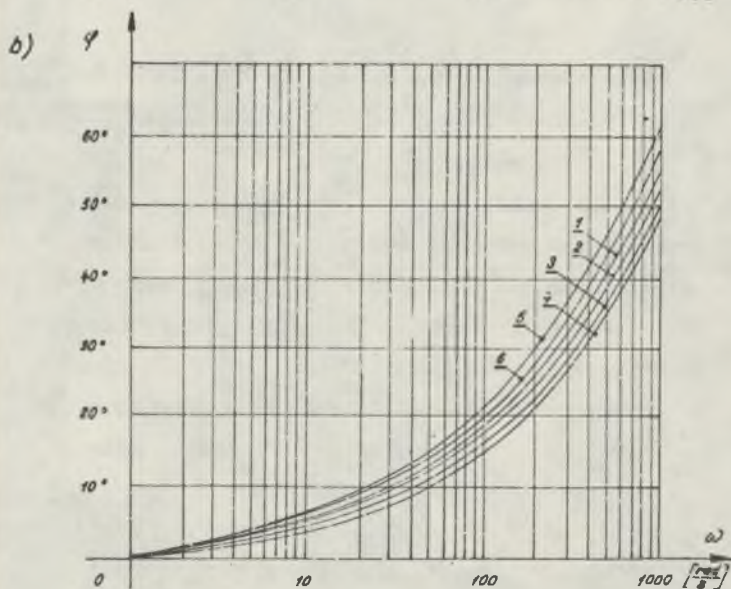
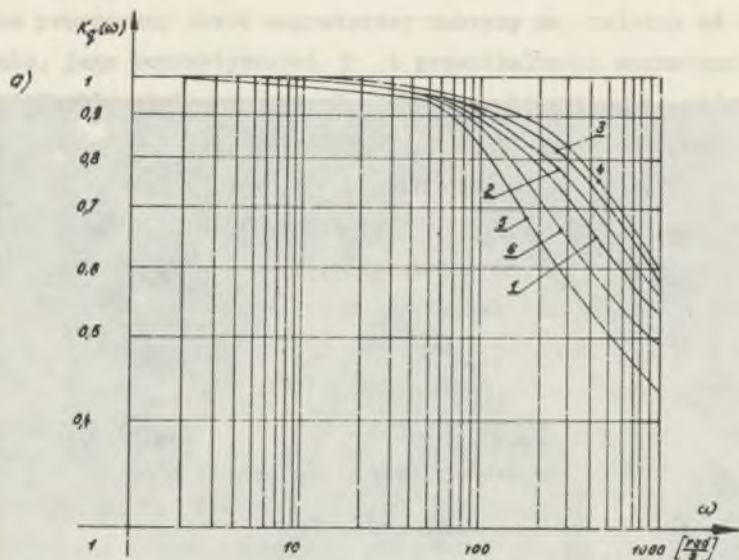
Przyjmując jednak jako obowiązującą przedstawioną w równaniu (2.17) postać transmitancji, można wyznaczyć pomiarowo parametry transmitancji charakteryzujące inercję poprzecznego obwodu maszyny.

4.1.2. Wyniki badań inercji poprzecznego obwodu magnetycznego uzyskane na modelu fizycznym obwodu magnetycznego i na maszynach

Do badań bezwładności magnetycznej poprzecznego obwodu maszyny prądu stałego został skonstruowany model obwodu magnetycznego maszyny (rysunek 4.1). Model obejmuje fragment obwodu magnetycznego maszyny wielobiegunowej. Jarzmo pakietowane stojana modelu zostało wykonane w 4 wersjach z blachy izolowanej o grubości 1,5 mm oraz 3 mm i blachy nieizolowanej o grubości 1,5 mm i 3 mm. W każdej z tych wersji istniała możliwość wymiany śrub mocujących pakiet na śruby izolowane i nieizolowane. Jarzmo wirnika wykonano z blachy izolowanej o grubości 0,5 mm śruby mocujące izolowane. Bieguny główne zostały wykonane z blachy izolowanej o grubości 1 mm, nity mocujące pakiety - nieizolowane. Biegun pomocniczy został wykonany z blachy izolowanej o grubości 1 mm z możliwością założenia nitów izolowanych i nieizolowanych. Zwory magnetyczne uzupełniające resztę obwodu magnetycznego maszyny wykonano z blachy izolowanej o grubości 1 mm z możliwością skręcenia śrubami izolowanymi i nieizolowanymi.



Rys. 4.1. Model obwodu magnetycznego maszyny prądu stałego typ P-1500 o danych znamionowych 1800 kW,
650 V, 750 obr/min.



- | | |
|-----------------------------|----------------------------|
| 1. Blacha 3 mm sr. nieizol. | 4. Blacha 1,5 mm sr. izol. |
| 2. " " " izol. | 5. " nieizol. 3 mm. |
| 3. " 1,5 mm " nieizol. | 6. " " 1,5 mm. |

Rys. 4.2 a) Charakterystyki modułowe $K_G(\omega)$; b) charakterystyki fazowe (w stopniach) $\varphi(\omega)$ zdjęte na modelu obwodu magnetycznego maszyny P-1500

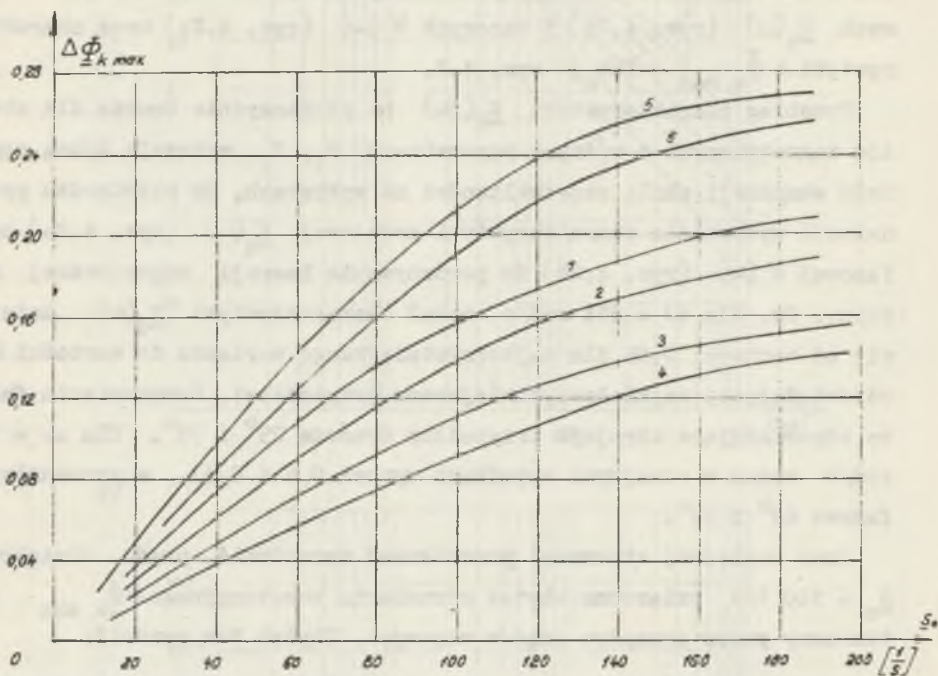
Model został uzwojony w ten sposób, aby rozkład przepływu odpowiadał rozkładowi przepływu w maszynie P-1500. Na modelu powyższym dla jego 6 wariantów zostały wykonane pomiary: charakterystyk modułowych $\underline{K}_q(\omega)$ (rys. 4.2a) i fazowych $\psi(\omega)$ (rys. 4.2b) oraz charakterystyki $\Delta \underline{\Phi}_{k \max} = f(s_0)$ rys. 4.3.

Przebieg charakterystyki $\underline{K}_q(j\omega)$ na płaszczyźnie Gaussa dla obwodów magnetycznych o różnych parametrach T_1, T_2 wykazuje dobrą zgodność ekspansji skali częstotliwości na wykresach, co potwierdza przydatność wyzyskania charakterystyki modułowej $\underline{K}_q(\omega)$ (rys. 4.2a) bądź fazowej $\psi(\omega)$ (rys. 4.2b) do porównywania inercji magnetycznej maszyny. Np. dla $\omega = 314$ rad/s moduł charakterystyki $\underline{K}_q(\omega)$ zmienia się od wartości 0,85 dla najkorzystniejszego wariantu do wartości 0,55 odpowiadającej najniekorzystniejszemu przypadkowi. Przesunięcia fazowe odpowiadające skrajnym przypadkom wynoszą 25° i 55° . Dla $\omega = 943$ rad/s moduł w skrajnych wypadkach wynosi 0,6 i 0,43, a przesunięcie fazowe 62° i 52° .

Przy względnej stromości początkowej narastania prądu obciążenia $\underline{s}_0 = 100$ 1/s zmierzono ubytek strumienia komutacyjnego $\Delta \underline{\Phi}_{k \max}$ wytworzony przez przepływ prądów wirowych. Ubytek ten wynosił:

- przy najkorzystniejszym rozwiązaniu - blacha 1,5 mm izolowana, śruby izolowane - 8,4%,
- przy jarzmie zbudowanym z blachy izolowanej o grubości 3 mm i śrubach nieizolowanych - 15%,
- przy jarzmie wykonanym z blachy nieizolowanej o grubości 3 mm - 21%.

Wynika stąd wniosek, że w badanej maszynie typu P-1500 przewidzianej do pracy przy dużych szybkościach zmiany prądu obciążenia lub w maszynach przewidzianych do współpracy z przetwornicami tyrystorowymi, rozwiązanie obwodu magnetycznego w wersji: blacha 1,5 mm izolowana, śruby i nity izolowane powoduje już stosunkowo duże osłabienie pola. W związku z tym w maszynach dużej mocy, których statyczna strefa komutacji beziskrowej jest stosunkowo wąska, należałoby zastosować blachy izolowane o grubości 1 mm. Izolowanie śrub mocujących pakiet powoduje już zauważalny pomiarowo wpływ na przebieg charakterystyki.



Rys. 4.3. Charakterystyki $\Phi_{k \max} = f(S_0)$ zdjęte na modelu obwodu magnetycznego maszyny P-1500 (oznaczenia jak na rys. 4.2)

$\Delta \Phi_{k \max} = f(S_0)$, nieizolowanie blach zwiększa dwukrotnie działanie prądów wirowych.

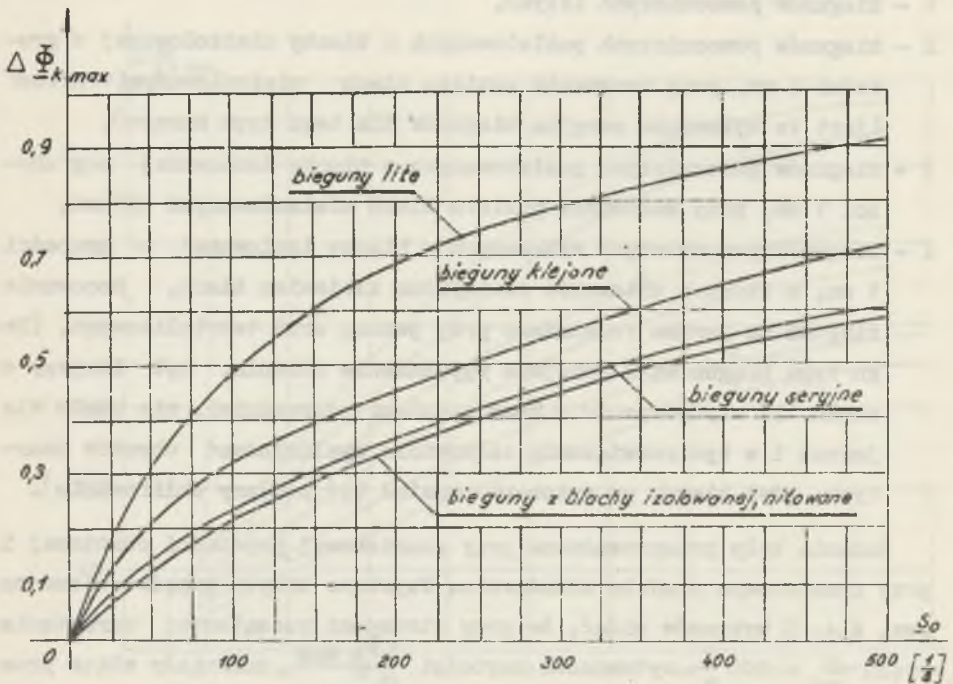
Maszyny prądu stałego małej mocy (o stosunkowo szerokim statycznym obszarze pracy beziskrowej) są zwykle konstruowane z litym jarzmem stojana, bez względu na rodzaj zasilania. W maszynach tych poprzez małą modyfikację konstrukcji rdzenia bieguna pomocniczego można również wpływać na zmianę inercji strumienia komutacyjnego. Badanie wpływu technologii wykonania biegunów pomocniczych na inercję strumienia komutacyjnego Φ_k były prowadzone na silniku prądu stałego wielkości mechanicznej 5 typ PCMB 54b z litym jarzmem stojana o danych znamionowych 7,5 kW; 220 V; 1450 obr/min; 39,2 A. Opisaną metodą przy wykład-

nicznych przebiegach prądu obciążenia zdjęto charakterystyki $\Delta \Phi_{k \max} = f(S_0)$ dla:

- 1 - biegunów pomocniczych litych,
- 2 - biegunów pomocniczych pakietowanych z blachy nieizolowanej o grubości 1 mm, przy mocowaniu pakietu blach nieizolowanymi nitami (jest to wykonanie seryjne biegunów dla tego typu maszyn),
- 3 - biegunów pomocniczych pakietowanych z blachy izolowanej o grubości 1 mm, przy mocowaniu pakietu blach nieizolowanymi nitami,
- 4 - biegunów pomocniczych wykonanych z blachy izolowanej o grubości 1 mm, w których nitowanie zastąpiono klejeniem blach, mocowanie bieguna do jarzma rozwiązano przy pomocy śrub tekstolitowych. (Tego typu biegun miał mniejsze wypełnienie rdzenia, był lżejszy o około 15% w porównaniu z rozwiązaniami poprzednimi, nie udało się jednak i w tym rozwiązaniu całkowicie wyeliminować obwodów zwartych, gdyż biegun po wykonaniu musiał być poddany szlifowaniu).

Badania były przeprowadzone przy znamionowej prędkości obrotowej i przy znamionowym prądzie wzbudzenia. Uzyskane krzywe przedstawiono na rys. 4.4. Z wykresów widać, że przy stromości początkowej narastania prądu $S_0 = 100 \frac{1}{s}$ wytworzone wartości $\frac{\Delta \Phi_{k \max}}{\Phi_{k \text{ ust}}}$ zmieniły się w przedziale $(0,22 \div 0,49)$ w zależności od rodzaju bieguna, a przy stromości początkowej $S_0 = 500 \frac{1}{s}$ przedział zmian wytworzonych wartości $\frac{\Delta \Phi_{k \max}}{\Phi_{k \text{ ust}}}$ wynosił $(0,54 \div 0,94)$. Bieguny z blachy klejonej (wariant 4) nie okazały się najlepszym rozwiązaniem (pomiarzy były powtarzane dwukrotnie dla innych wykonan biegunów) głównie dlatego, że posiadają mniejszy współczynnik wypełnienia rdzenia blachą i przy tym samym prądzie twornika silniej nasycają się.

Najkorzystniejszym wariantem bieguna pomocniczego okazał się wariant 3. Składowa strumienia komutacyjnego $\Delta \Phi_{k \max}$ przy biegunach wykonanych z blachy izolowanej mocowanej nitami była około 2 razy mniejsza niż przy biegunach litych. Parametry biegunów seryjnych (wariant 2) tylko w małym stopniu różniły się od parametrów biegunów wariantu 3. Na przykład przy $S_0 = 200 \frac{1}{s}$ wartość $\Phi_{k \max}$ wynosiła 0,37 dla biegunów seryjnych, a 0,35 dla biegunów wykonanych z blachy

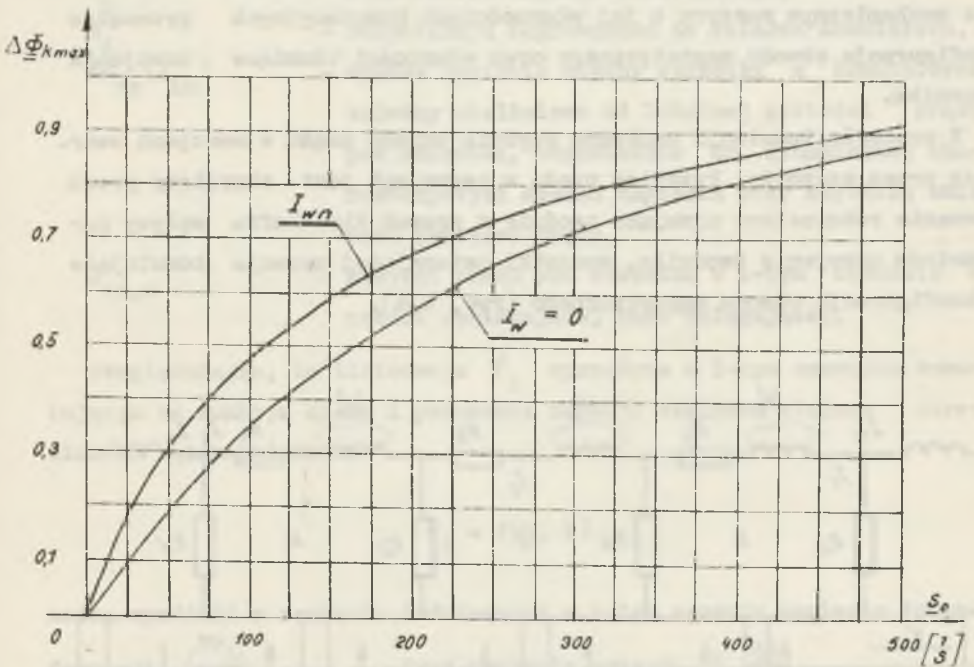


Rys. 4.4. Charakterystyki $\Delta \Phi_{k \max} = f(S_0)$ zdjęte na maszynie PCMb 54 b przy $I_w = I_{wn}$ oraz $n = n_n$

izolowanej. Tak małe rozbieżności ubytku strumienia przy różnych wykonaniach biegunów pomocniczych wynikają stąd, że lite jarzmo stojana oraz obwody zwarte stworzone przez nity nieizolowane przesądzają o inercyjności bieguna.

Na wartość składowej strumienia $\Delta \Phi_{k \max}$ wytworzonego przez przepływ prądów wirowych wpływa nasycenie obwodu głównego. Nasycenie zwiększa inercję strumienia komutacyjnego, gdyż ze zmniejszeniem się przewodności magnetycznej jarzma stojana powiększa się głębokość wnikania prądów wirowych, a to powiększa stałe czasowe T_1 i T_2 .

Na rys. 4.5 przedstawiono krzywe $\Delta \bar{\Phi}_{k \max} = f(S_0)$ zdjęte przy biegunach litych i przy $I_w = 0$ i $I_w = I_{wn}$. Np. przy $S_0 = 200$ 1/s ze zmianą prądu wzbudzenia $\Delta \bar{\Phi}_{k \max}$ zmienia się od wartości 0,57 przy $I_w = 0$ do wartości 0,68 przy $I_w = I_{wn}$.



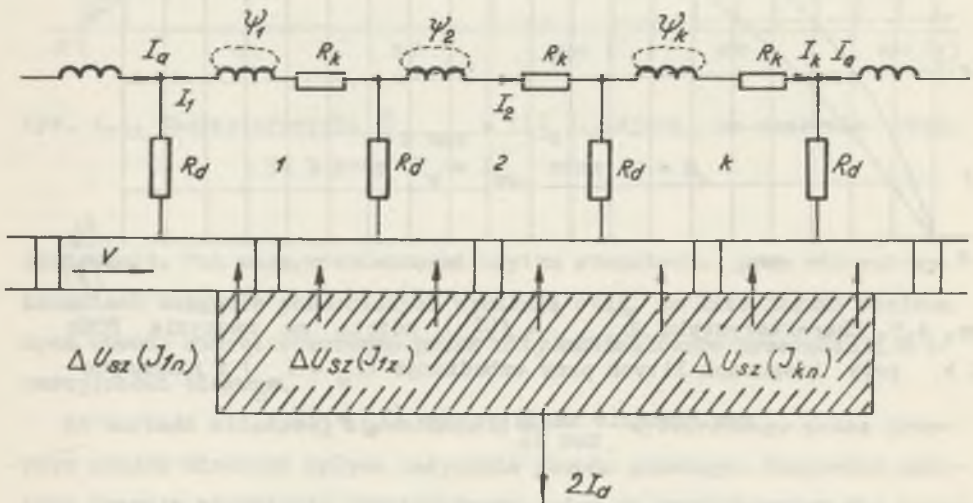
Rys. 4.5. Charakterystyka $\bar{\Phi}_{k \max} = f(S_0)$ zdjęta na maszynie PCMb 54 b przy biegunach litych przy wzbudzonym ($I_w = I_{wn}$) i nienasyconym obwodzie magnetycznym ($I_w = 0$)

4.2. Wpływ rodzaju uzwojenia twornika na własności komutacyjne

4.2.1. Komutacja prądu przy pokryciu przez szczotkę kilku działek komutatora

Poprawna komutacja maszyn prądu stałego zależy od szeregu czynników mechanicznych i elektromagnetycznych. Wpływ czynników mechanicznych na zakłócenie komutacji można ograniczyć przez staranne ułożyskowanie maszyny i precyzyjne wykonanie komutatora. Przy poprawnym stanie mechanicznym maszyny o jej własnościach komutacyjnych przesądza konfiguracja obwodu magnetycznego oraz własności tłumiące uzwojenia twornika.

W procesie komutacji zachodzą szybkie zmiany prądu w zewojach zwartych przez szczotkę. Przebieg prądu w zewojach jest określony przez równanie różniczkowe ujmujące zgodnie z prawem Kirchhoffa wpływy parametrów uzwojenia twornika, szczotki zwierającej zewoje komutujące i konfiguracji obwodu magnetycznego (rys. 4.6).



Rys. 4.6. Schemat zastępczy zewojów komutujących przy pokryciu przez szczotkę kilku działek komutatora $\beta > 1$

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_1}{dt} + I_1 (R_k + 2 R_d) + \Delta U_{sz}(J_{in}) - \Delta U_{sz}(J_{iz}) &= 0 \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots & \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots & \\ \frac{d\psi_k}{dt} + I_k (R_k + 2 R_d) + \Delta U_{sz}(J_{kn}) - \Delta U_{sz}(J_{kz}) &= 0 \end{aligned} \quad (4.1)$$

gdzie:

- $\psi_1 = 1, 2, \dots, k$ - działki komutatora zwarte przez szczotki,
- R_k - rezystancja zezwoju komutującego,
- R_d - rezystancja doprowadzeń do działek komutatora,
- $\Delta U_{sz}(J_{in})$ - spadek napięcia między szczotką a komutatorem zależny nieliniowo od lokalnej gęstości prądu pod szczotką, odpowiednio do dynamicznej charakterystyki spadku napięcia przy szybkich zmianach gęstości prądu,
- $J_{in,z}$ - gęstość prądu pod szczotką w i-tym obwodzie w części nabiegającej bądź zbiegającej.

Uwzględniając, że liniozwoje ψ_1 sprzężone z i-tym zezwojen komutującym są funkcją czasu i położenia zezwoju względem stojana określonego kątem położenia

$$\psi_1 = f(\alpha, t)$$

można wyróżnić w napięciu indukowanym w i-tym zezwoju napięcie transformacji $\left(\frac{\partial \psi_1}{\partial t}\right)_{\alpha = \text{const}}$ oraz napięcie rotacji $\psi_1 \frac{d\alpha}{dt}$.

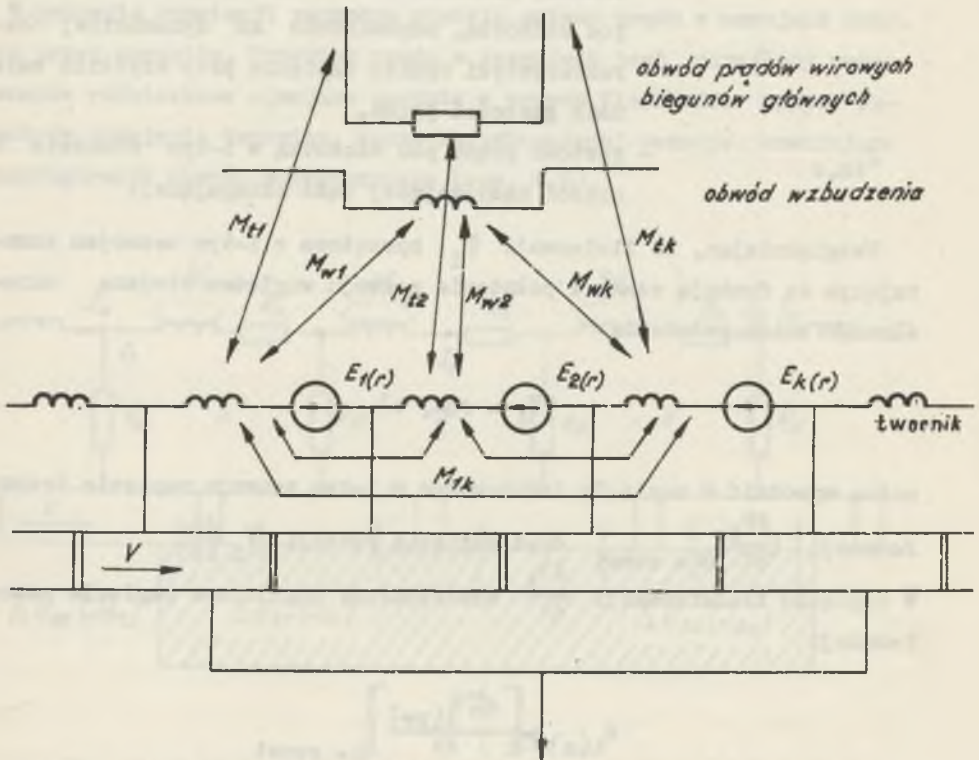
W napięciu transformacji $\frac{d\psi_1}{dt}$ wyodrębniamy uogólnione napięcie samoindukcji

$$E_{i(s)} = \left[\frac{d\Sigma \psi_1(tw)}{dt} \right]_{\alpha = \text{const}}$$

indukowane przez strumień składowy i-tego zezwoju wytworzony przez prądy obwodów twornika oraz uogólnione napięcie transformacji

$$E_i(t) = \left[\frac{d \sum i(st)}{dt} \right]_{\alpha = \text{const}}$$

indukowane przez strumień składowy i-tego zezwoju wytworzony przez prądy obwodów stojana (prąd wzbudzenia i prądy wirowe). Napięcie indukowane w i-tym zezwoju przez prądy z sąsiednich zezwojów twornika komutujących jednocześnie z i-tym zezwojem wchodzi do uogólnionego napięcia samoindukcji $E_{i(s)}$ zezwoju. Sprzężenie indukcyjne obwodów zezwojów komutujących między sobą i z obwodami stojana przedstawiono w sposób ideowy na rys. 4.7.



Rys. 4.7. Schemat sprzężeń magnetycznych zezwoju komutującego

Wpływ szczotki na przebieg prądu w zezwoju komutującym ujawnia się poprzez jej dynamiczną charakterystykę spadku napięcia. Z kolei wpływ

konfiguracji obwodu magnetycznego ujawnia się głównie poprzez napięcie rotacji od biegunów pomocniczych indukowane w zezwojach.

Wpływ własności tłumiących uzwojenia twornika na przebieg prądu w zezwoju komutującym ujawnia się poprzez indukcyjności wzajemne jednocześnie komutujących zezwojów zwartych przez szczotkę. Przy upraszczającym założeniu pomijalności rezystancji zezwoju i doprowadzeń w porównaniu z rezystancją przejścia między szczotką a komutatorem ($R_k + 2 R_d$) ≈ 0 (założenie bliskie rzeczywistości w szczególności w maszynach dużej mocy) otrzymuje się interesujący szczególnie przypadek teoretyczny przebiegu prądu w zezwoju komutującym przy

$$\frac{d\psi_1}{dt} = 0$$

to jest przy dokładnym skompensowaniu napięcia samoindukcji i transformacji przez napięcie rotacji.

Jak wynika z równania (4.1) otrzymuje się w tym szczególnym przypadku

$$\Delta U_{sz}(J_i) = \Delta U_{sz}(J_{i+1})$$

czemu odpowiada stałość gęstości prądowej pod szczotką i prostoliniowy przebieg prądu w zezwoju komutującym.

$$I_1 = I_a \left(1 - \frac{2t}{T_k}\right) \quad (4.2)$$

gdzie:

T_k - okres komutacji,

I_a - prąd w gałęzi równoległej twornika.

Dla każdego zezwoju początek liczenia czasu t odpowiada w relacji (4.2) początkowi komutacji znamionowanemu przez zwarcie i -tego zezwoju przez szczotkę.

Drugim charakterystycznym atrybutem prostoliniowej komutacji jest współosiowe usytuowanie przepływu twornika zgodnie z osią szczotek.

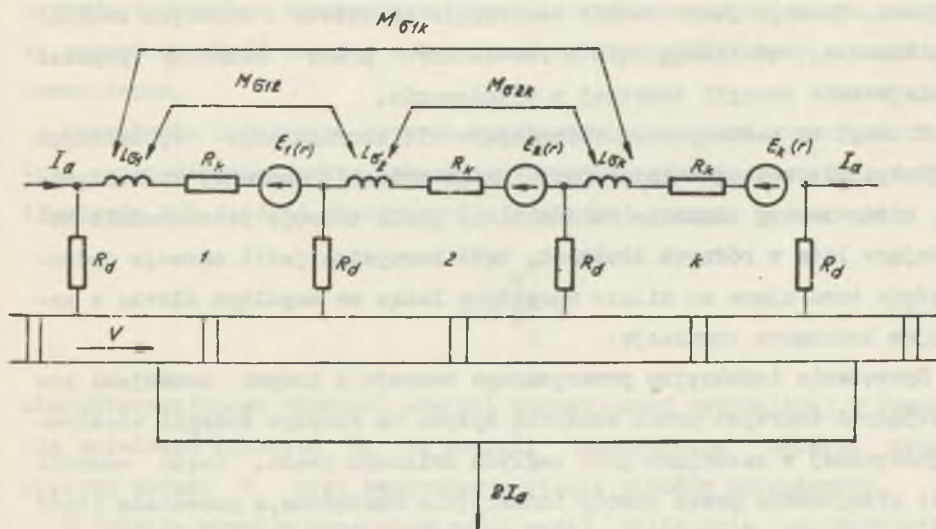
W przepływie zezwojów komutujących można wyodrębnić składową stałą i składową tętniącą o częstotliwości $\frac{1}{T_k}$ lub jej wielokrotności. Przy poprzecznym ustawieniu szczotek względem osi uzwojenia wzbudzenia nie-indukują się przeto w obwodach wzbudzenia i innych obwodach z nim sprzężonych biegunów głównych prądu o częstotliwości komutacji. Przy stałym strumieniu wzbudzenia nie ma w zezwoju komutującym napięcia transformacji indukowanego przez prądy w obwodach biegunów głównych. Napięcie $\frac{d\psi_i}{dt}$ w zezwoju komutującym ma w tym przypadku tylko składową uogólnionego napięcia samoindukcji $E_1(s_0)$ indukowanego przez pochodną strumienia rozproszenia zezwojów twornika przy prostoliniowej zmienności prądu w zezwoju i-tym i w zezwojach jednocześnie komutujących. Strumień wzbudzenia sprzęgający się z zezwojami komutującymi ma wartość stałą.

Założenie prostoliniowej komutacji stanowi znany punkt wyjścia do obliczeń pożądanego schodkowego rozkładu pola magnetycznego w strefie komutacyjnej maszyny prądu stałego o szczotkach pokrywających kilka działek komutatora.

Rzeczywisty przebieg indukcji w strefie komutacyjnej różni się od przebiegu schodkowego, co powoduje rozbieżność przebiegu prądu w zezwoju komutującym od wyidealizowanego przebiegu prostoliniowego. Drugą przyczynę niemożności uzyskania wyidealizowanego prostoliniowego przebiegu prądu w zezwoju wprowadzają periodyczne zmiany indukcyjności wzajemnej jednocześnie komutujących zezwojów, które mieszczą się bądź we wspólnych bądź w różnych żłobkach twornika. Ponadto odstrojenie biegunów pomocniczych w kierunku przyspieszenia bądź opóźnienia komutacji powoduje nieliniowość przebiegu prądu w zezwoju komutującym. Lekko przyspieszona komutacja jest przy tym najbardziej pożądaną komutacją, przy której ujawnia się korzystnie wpływ zakrzywienia charakterystyki spadku napięcia szczotek na własności komutacyjne maszyny [30].

Uwzględnienie różnej od zera rezystancji zezwoju i doprowadzeń powoduje również rozbieżność przebiegu prądu zezwoju od prostoliniowego, która ujawnia się szczególnie w maszynach małej mocy.

Przy nieprostoliniowej komutacji oś przepływu zezwojów komutujących odchyła się w ogólnym przypadku od osi szczotek, a składowa tętniąca przepływu oddziałuje na obwody elektryczne biegunów głównych. Konsekwencją tych tętnień jest indukowanie w tych obwodach elektrycznych prądów o częstotliwości komutacji. Przy małej rezystancji tych obwodów w porównaniu do ich reaktancji dla częstotliwości komutacji (przypadek zachodzący w większości maszyn elektrycznych) składowa pręmienna strumienia głównego o dużej częstotliwości jest silnie wytłumiona przez obwody bieguna głównego, na skutek czego napięcie transformacji w zezwojach komutujących jest pomijalnie małe, a uogólnione napięcia samoindukcji w zezwojach wynika (w dominującym stopniu) tylko ze zmienności strumienia rozproszenia zezwojów.



Rys. 4.8. Uproszczony schemat zastępczy zezwojów jednocześnie komutujących

Przy analizie przebiegów komutacyjnych maszyny można z dobrym przybliżeniem posłużyć się uproszczonym schematem zastępczym (rys. 4.8), w którym uwzględnia się tylko rozproszeniowe składowe indukcijności

własnej i wzajemnej zezwojów komutujących, a pomija się indukcyjności wzajemne między obwodami elektrycznymi biegunów głównych a zezwojami komutującymi. (Rozważania te nie obowiązują w przypadku zawartości w obwodzie wzbudzenia składowej przemiennej o częstotliwości małej w porównaniu z częstotliwością komutacji).

Korzystny wpływ tłumiący indukcyjności wzajemnych jednocześnie komutujących zezwojów twornika na przebiegi komutacyjne ujawnia się w szczególności na końcu zbiegającym szczotki, kiedy zezwój kończy komutację. Jeśli przebieg prądu w zezwoju przy rozwarciu jego obwodu przez szczotkę kończy się skokową zmianą, następuje wyładowanie iskro we przedłużające przepływ prądu w obwodzie zezwoju i szczotki poza okres komutacji, co może ujawnić się zewnętrznie jako iskrzenie szczotki. Przy wyładowaniu iskrowym wydzielona się część energii zmagazynowanej w polu magnetycznym zezwoju. Im wartość tej energii wydzielanej w iskrze lub łuku jest większa, tym intensywność iskrzenia szczotki jest większa. Zezwoje jednocześnie komutujące sprzężone z zezwojem kończącym komutację odciażają zezwój rozwierany przez szczotkę poprzez zmniejszenie energii traconej w wyładowaniu.

Z uwagi na periodycznie zmieniające się konfiguracje sprzężonych magnetycznie zezwojów komutujących mogą wystąpić momenty niekorzystne, kiedy zezwój komutuje samodzielnie jeśli zezwoje jednocześnie komutujące leżą w różnych żłobkach, bądź korzystne jeśli zezwoje jednocześnie komutujące są silnie sprzężone leżąc we wspólnym żłobku z zezwojem kończącym komutację.

Sprzężenie indukcyjne przerywanego zezwoju z innymi zezwojami komutującymi zwartymi przez szczotkę wpływa na rozpływ energii elektromagnetycznej w zezwojach przy nagłych zmianach prądu. Część energii jest przejmowana przez obwody indukcyjnie sprzężone, a pozostała część energii bierze udział w procesie wyładowań. Iskrzenie szczotek wystąpi, jeśli energia wyładowania przekracza wartość progową określoną przez energię łuku kształtującego się między działką komutatora a zbiegającą krawędzią szczotki.

Skokowe zmiany prądu w zezwoju komutującym mogą być wywołane nie tylko czynnikami elektromagnetycznymi w procesie komutacji, lecz mogą powstać z powodów mechanicznych, np. przez drgania szczotki, zapadnię-

te działki komutatora. Zjawisko skokowych zmian prądu w zezwoju rozwieranym przez szczotkę w końcowym okresie komutacji zachodzi szczególnie w maszynach dużej mocy o dużej indukcyjności rozproszenia zezwojów, jeśli tylko nie ma zupełnej kompensacji sem indukowanych w zezwoju komutującym.

4.2.2. Współczynnik tłumienia jednocześnie komutujących zezwojów twornika

W maszynach o poprawnym stanie mechanicznym komutatora iskrzenie powtarzające się pod każdym mostem szczotkowym towarzyszące skokowym zmianom prądu występującym w chwili rozwierania zezwoju o słabym sprzężeniu z innymi zezwojami zwartymi (zezwoj komutujący samodzielnie) prowadzi do zaczernienia iskrzących działek i może spowodować ich cieplne uszkodzenie. Zjawisko to często występuje w praktyce eksploatacyjnej maszyn prądu stałego większej mocy. Silne sprzężenie indukcyjne zezwoju kończącego komutację z innymi zezwojami zwartymi przez szczotkę ogranicza ilość energii wydzielanej na styku ślizgowym szczotki z komutatorem.

Sprzężenie indukcyjne zezwoju rozwieranego z innymi zezwojami zwartymi przez szczotkę można scharakteryzować za pomocą współczynnika tłumienia lub ściślej współczynnika względnej energii wyładowania.

$$G = \frac{W_{\tau}}{W_k} \quad (4.3)$$

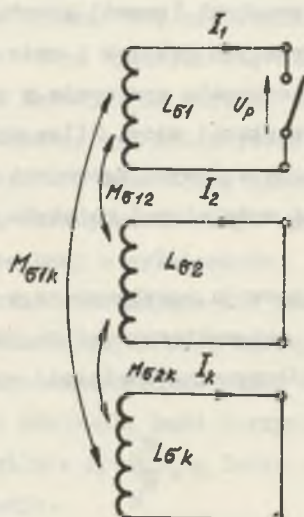
charakteryzującego stosunek energii magnetycznej wydzielanej w procesie wyładowań łukowych W_{τ} do energii magnetycznej zezwoju przed przerwą obwodu W_k przy bezprądowym stanie obwodów sprzężonych.

W świetle wywodów przedstawionych wyżej, obliczenie współczynnika tłumienia można przeprowadzić dla obwodów komutujących sprzężonych z obwodem rozwieranym, w którym uwzględnia się tylko indukcyjności własne i wzajemne związane z polem rozproszenia zezwojów twornika. Duże uproszczenie otrzymuje się przy pominięciu rezystancji obwodów sprzężonych z obwodem rozwieranym. Przy rozwieraniu zezwoju komutującego szybkość zmiany prądu w zezwoju rozwieranym i w pozostałych zezwojach

z nim sprzężonych jest tak duża, że w równaniach różniczkowych człony $L_{\sigma} \frac{dI(t)}{dt}$ i $M_{\sigma} \frac{dI(t)}{dt}$ są wielokrotnie większe od członów $RI(t)$.

Jednym z obwodów sprzężonych jest również obwód twornika poza sekcjami zwartymi przez szczotki. Z uwagi na bardzo duże indukcyjności twornika i mały współczynnik sprzężenia z zewzwojem komutującym można obwody te pominąć przy obliczaniu współczynnika tłumienia.

W ogólnym przypadku zewzwoj rozwierany o indukcyjności własnej $L_{\sigma 1}$ jest sprzężony z n obwodami o indukcyjnościach własnych $L_{\sigma 2} \dots L_{\sigma n}$ i indukcyjnościach wzajemnych $M_{\sigma j1}$ - rys. 4.9.



Rys. 4.9. Model obwodów sprzężonych z obwodem rozwieranym

W obwodach 2...n trzeba założyć zerowe warunki początkowe $I_2(t=0) = \dots = I_n = 0$, przy których tylko obwód 1 określa energię magnetyczną. W chwili $t = 0$ szczotka rozwiera obwód 1 w którym płynie prąd $I_1(t)$.

Równanie różniczkowe opisujące przebiegi

$$\begin{vmatrix} -U_p(t) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{\sigma 1} & M_{\sigma 12} & \dots & M_{\sigma 1k} \\ M_{\sigma 21} & L_{\sigma 2} & \dots & M_{\sigma 2k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{\sigma k1} & M_{\sigma k2} & \dots & L_{\sigma k} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \frac{dI_1(t)}{dt} \\ \frac{dI_2(t)}{dt} \\ \vdots \\ \frac{dI_k(t)}{dt} \end{vmatrix} \quad (4.4)$$

Z równania (4.4)

$$\frac{dI_1(t)}{dt} = -U_p(t) \frac{D_1}{D} \quad (4.5)$$

gdzie

$$D = \begin{vmatrix} L_{\sigma 1} & M_{\sigma 12} & \dots & M_{\sigma 1k} \\ M_{\sigma 21} & L_{\sigma 2} & \dots & M_{\sigma 2k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{\sigma k1} & M_{\sigma k2} & \dots & L_{\sigma k} \end{vmatrix}$$

$$D_1 = \begin{vmatrix} L_{\sigma 2} & \dots & M_{\sigma 2k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{\sigma k2} & \dots & L_{\sigma k} \end{vmatrix}$$

Napięcie na zaciskach obwodu przerywanego między szczotką i zbiegającą działką komutatora

$$-U_p(t) = L_{\sigma z} \frac{dI_1(t)}{dt} \quad (4.6)$$

gdzie:

$L_{\sigma z}$ - indukcyjność zastępcza rozwieranego obwodu.

Energia magnetyczna obwodu rozwieranego

$$W_k = \frac{1}{2} L_{\sigma 1} I_1^2 \quad (4.7)$$

Energia wydzielana przy przerwie obwodu

$$W_T = \int_0^{\infty} dW = - \int_0^{\infty} U_p I_1 dt = \frac{1}{2} L_{\sigma z} I_1^2 \quad (4.8)$$

Stąd współczynnik tłumienia

$$G = \frac{W_T}{W_k} = \frac{L_{\sigma z}}{L_{\sigma 1}} = \frac{D}{L_{\sigma 1} D_1} \quad (4.9)$$

Indukcyjność zastępcza $L_{\sigma z}$, którą otrzymuje się z wyrażeń energetycznych przy wyładowaniach iskrowych jest równa wyprowadzonej przez Dreyfusa indukcyjności końcowej zezwoju komutującego występującej w warunku komutacji beziskrowej przy stałej rezystancji przejścia szczot-

$$\text{ki } R_{sz} = \frac{\Delta U_{sz}}{I_{sz}}, [10; 31]$$

$$A = \frac{R_{sz}}{L_{\sigma z}} T_k > 1 \quad (4.10)$$

W przypadkach szczególnych:

1. Jeśli obwód rozwierany posiada tylko jeden obwód tłumiący ($k=2$) to:

$$G = 1 - \frac{M_{\sigma 12}^2}{L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}} \quad (4.11)$$

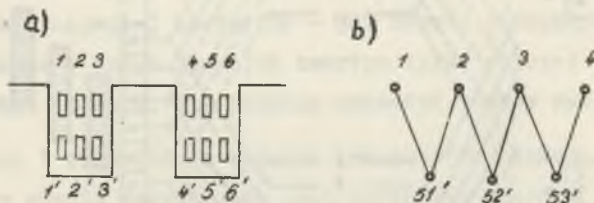
2. Jeśli indukcyjności własne L_{σ} i wzajemne M_{σ} wszystkich k obwodów sprzężonych są jednakowe to:

$$G = 1 - \frac{\left(\frac{M_{\sigma}}{L_{\sigma}}\right)^2 (k-1)}{1 + \frac{M_{\sigma}}{L_{\sigma}} (k-2)} \quad (4.12)$$

Jeśli sprzężenie zezwojów jest silne, wówczas zmniejsza się wpływ obwodów sprzężonych na współczynnik tłumienia w miarę powiększania liczby obwodów.

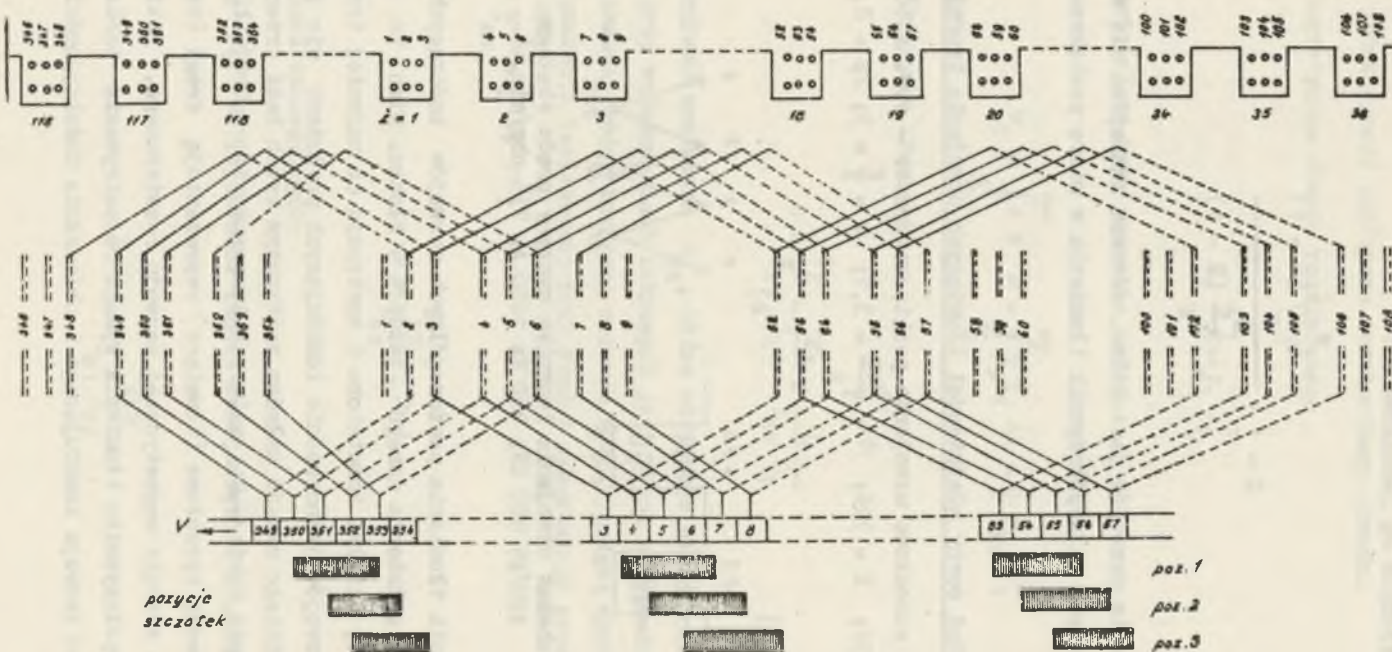
4.2.3. Przykład oceny właściwości tłumiących uzwojenia twornika

Dane jest schodkowe uzwojenie pętlicowe proste - rys. 4.10 - o danych: $Z = 132$; $K = 396$; $\beta = \frac{D_{\sigma} Z}{L} = 3,1$; $u = \frac{K}{Z} = 3$; $2p = 8$.



Rys. 4.10. Schemat uzwojenia twornika maszyny prądu stałego typu KGM 400/45 900 kW; 960 V; 1030 A; 735 obr/min.

Współczynnik tłumienia poszczególnych zezwojów kończących komutację zależy od położenia danego zezwoju w żłobku. Mimo że szczotki pokrywają trzy działki komutatora i występują co najmniej trzy obwody sprzężone zezwojów jednocześnie komutujących posłużono się zastąpieniem rzeczywistego układu układem zastępczym dwóch bądź trzech obwodów sprzężonych, z których jeden kończy komutację. W tym przypadku zastępcze obwody sprzężone (tłumiące) reprezentują drogi częściowego przejmowania energii magnetycznej zezwoju rozwieranego. Dokładne wyznaczanie współczynnika tłumienia wymaga rozpatrywania bardzo złożonych sprzężeń zezwoju komutującego i obliczania indukcyjności wzajem-



Rys. 4.11. Rozwinięty schemat uzwojenia twornika z zaznaczonymi trzema wyodrębnionymi pozycjami szczotek w różnych sytuacjach sprzężeń zezwojów kończących komutację

nych tych sprzężeń, co może być wykonane tylko w pewnym przybliżeniu. Dokładność obliczenia współczynnika tłumienia przy pominięciu obwodu o małym sprzężeniu indukcyjnym i rozpatrywaniu zastępczych obwodów tłumiących jest praktycznie wystarczająca.

Dla przedstawionego typu uzwojenia można wyróżnić trzy różne przypadki sprzężenia zewojów kończących komutację z pozostałymi zewojami zwartymi przez szczotkę. Przypadki te zaznaczone na rys. 4.11 za pomocą pozycji szczotek na obwodzie komatatora.

1. Przypadek najkorzystniejszy występuje, gdy zewój kończący komutację jest sprzężony z drugim zewojem zwartym przez szczotkę leżącym w tych samych żłobkach (rys. 4.11 - pozycja szczotek 3 oraz rys. 4.12).

2. Przypadek mniej korzystny - gdy zewoje sprzężone mieszczą się tylko częściowo we wspólnych żłobkach, obydwie boki rozwieranego zewoju są sprzężone z zewojami komutującymi pod różnymi szczotkami (rys. 4.11 - pozycja szczotek 2 oraz rys. 4.13).

3. Przypadek najmniej korzystny - gdy zewój kończący komutację posiada sprzężenie z innym zewojem zwartym tylko poprzez jeden bok we wspólnym żłobku (rys. 4.11 - pozycja szczotki 1 oraz rys. 4.14).

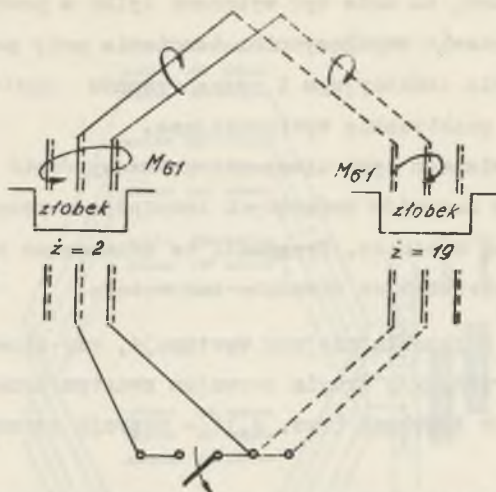
Przypadkowi 1 odpowiadają warunki komutacyjne zewoju (5-55'). Zewój (5-55') w chwili rozwierania jest sprzężony poprzez indukcyjność wzajemną M_{61} z zewojem (6-56'), którego obydwie boki leżą w tych samych żłobkach 2 i 19 (rys. 4.12). Stosunek indukcyjności wzajemnej M_{61} do indukcyjności własnej L_{6k}

$$\frac{M_{61}}{L_{6k}} = 0,93 \div 0,95$$

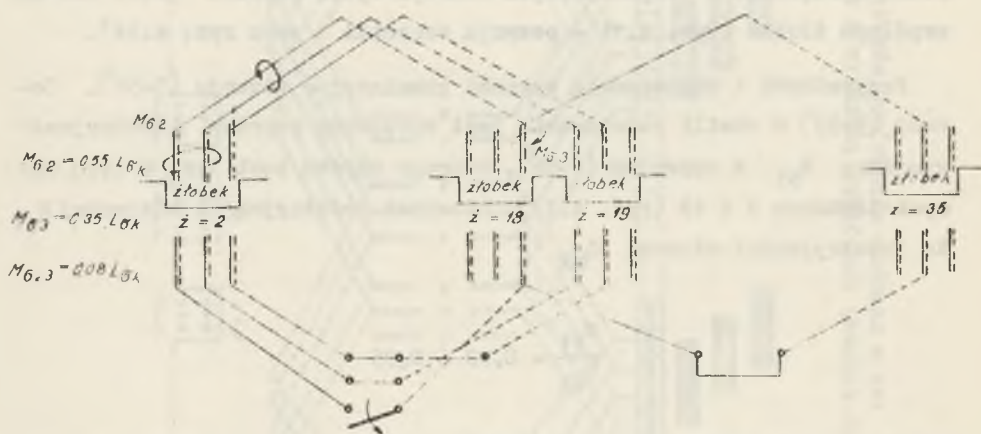
Współczynnik tłumienia zewoju 5-55'

$$G = 1 - \left(\frac{M_{61}}{L_{6k}}\right)^2 = 0,1 \div 0,15$$

Ten sam współczynnik tłumienia ma każdy co 3 zewój np. (8-58'), (11 - 61') itd.



Rys. 4.12. Najbardziej korzystne usytuowanie sprzężenia zezwoju kończącego komutację z innym zezwojem zwartym



Rys. 4.13. Pośrednie usytuowanie zezwoju komutującego w końcowym okresie komutacji

Inne zależności występują w pozostałych zezwojach kończących komutację. Zezwoje te w chwili rozwierania (zakończenia komutacji) mają mniejsze sprzężenia indukcyjne z pozostałymi zezwojami zwartymi przez szczotkę. Na przykład przypadkowi 2 odpowiadają warunki komutacyjne zezwoju (4-54') (rys. 4.13). Zezwój (4-54') leży w żłobkach 2 i 18, jest sprzężony w chwili rozwierania z dwoma obwodami zezwojów, z których jeden leży w żłobkach 2 i 19 a drugi w żłobkach 18 i 35. Indukcyjność wzajemna zezwoju kończącego komutację (4-54') z zezwojem zwartym (5-55')

$$\frac{M_{62}}{L_{6k}} \approx 0,55$$

górne boki zezwojów 4 i 5 leżą w jednym żłobku, a czoła tych zezwojów leżą obok siebie.

Indukcyjność wzajemna zezwoju (4-54') z drugim obwodem tłumiącym stworzonym przez zezwój (54-104')

$$\frac{M_{63}}{L_{6k}} \approx 0,35$$

zezwoje te leżą tylko jednym bokiem w tym samym żłobku 18 w różnych warstwach.

Indukcyjność wzajemną zezwojów (5-55') i (54-104') można pominąć

$$\frac{M_{623}}{L_{6k}} = \frac{M_{632}}{L_{6k}} \approx 0$$

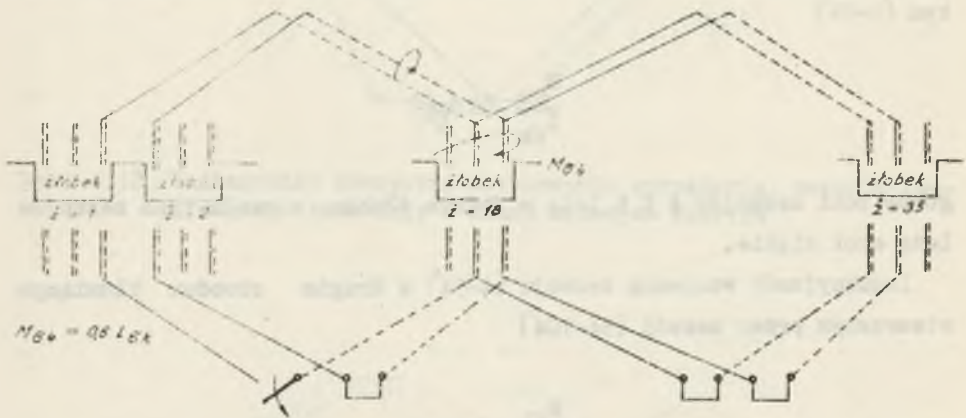
Współczynnik tłumienia zezwoju (4-54')

$$G \approx 0,6$$

Taki sam współczynnik tłumienia mają zezwoje (7-57'), (10-60') itd. Warunki tłumiące odpowiadające przypadkowi trzeciemu ma zezwój (3-53').

Zewwój (3-53') w chwili rozwierania jest sprzężony najsilniej z zewwojem (4-54'). Ich indukcyjność wzajemna

$$\frac{M_{54}}{L_{6k}} \approx 0,6$$



Rys. 4.14. Najbardziej niekorzystne usytuowanie zewwojów komutujących w końcowej fazie komutacji

dolne boki tych zewwojów leżą w jednym żłobku i czoła leżą obok siebie. Sprzężenie z innymi zewwojami jest bardzo małe i można je pominąć.

Współczynnik tłumienia zewwoju (3-53')

$$\sigma \approx 0,64$$

Taki sam współczynnik tłumienia posiadają zewwoje (6-56), (9-59) itd. Reasumując wyniki stwierdza się, że zewwój rozwierany (5 - 55') przekazuje około 90% swojej energii obwodom tłumiącym, zewwój (4-54') przekazuje 40%, a zewwój (3-53') tylko około 36%.

Dla każdego przypadku uzwojenia zezwój kończący komutację jako ostatni w żłobku (zezwój komutujący samodzielnie) posiada największą wartość współczynnika tłumienia G .

4.2.4. Uzwojenie o optymalnych właściwościach komutacyjnych

Badania wpływu rodzaju uzwojenia twornika na właściwości komutacyjne maszyn są prowadzone od kilkadziesiąt lat w wielu ośrodkach naukowo-badawczych. Przewodzą w tym względzie duże firmy i koncerny maszyn elektrycznych. Również w Instytucie Metrologii i Maszyn Elektrycznych Politechniki Śląskiej przy współpracy Zakładu DOLMEL w zakresie maszyn dużej mocy i Zakładu KOMEL w zakresie maszyn małej mocy, prowadzono badania wpływu parametrów konstrukcyjnych, w tym typu uzwojenia, na własności komutacyjne maszyn. W badaniach tych wykorzystano szeroko prowadzoną współpracę z użytkownikami maszyn - śląskim przemysłem węglowym i hutniczym, dla którego wykonywano szereg ekspertyz.

Podobne badania były prowadzone między innymi w Charkowie [32; 34] gdzie na gabarycie maszyny P-101 o mocy znamionowej 100 kW; 220 V, 1500 obr/min przebadano kilka (10) typów uzwojeń. Poszczególne typy rozwiązań konstrukcyjnych wirników różniły się nie tylko rodzajem uzwojenia, lecz także liczbą żłobków, liczbą działek komutatora, skrótem itp. Niezależnie od powyższych badań modelowych są prowadzone badania statystyczne wykorzystujące wyniki pomiarów obszarów ciennej komutacji wykonywanych na stacjach prób bądź w warunkach eksploatacyjnych [33]. W badaniach tych uwzględniono kilkaset maszyn o kilkadziesiąt różnych odmianach nawojowych.

Na podstawie powyższego materiału można stwierdzić:

1. Współczynnik tłumienia ostatniego zezwoju w żłobku (zezwój komutujący samodzielnie) wynosi:
dla uzwojenia średniego ($\xi = 0$)

$$G \approx 1,0$$

uzwojenia pętlicowego i falistego skróconego $0 < \xi < u$

$$G \approx 0,8$$

uzwojenia pętlicowego i falistego skróconego $\xi > u > \beta$

$$G \approx 0,9$$

uzwojenia schodkowego

$$G \approx 0,65$$

W maszynach małej mocy o zwojności zezwoju $z_z > 1$ ostatni zezwój w żłobku posiada czasem zmniejszoną liczbę zwojów. Pozwala to poprawić właściwości komutacyjne ostatniego zezwoju, ponieważ zmniejsza się indukcyjność własna zezwoju.

2. Indukcyjność własna zezwojów związana ze strumieniami rozproszenia nie zależy praktycznie od rodzaju uzwojenia.

3. Właściwości komutacyjne maszyny zależą w dużym stopniu od sem rotacji. Jeśli $E_r > 7 V$ to maszyna może wykazywać trudne warunki komutacji.

4. Uzwojenie schodkowe jest lepsze od uzwojenia równomiernego, gdyż posiada mniejszy współczynnik tłumienia zezwoju komutującego samodzielnie.

5. Najlepsze właściwości komutacyjne posiada uzwojenie o parametrach $u = 2$ lub $u = 3$; $\frac{z}{p} = \ln$; o skrócie ξ o pół żłobka ($\xi = \frac{u}{2} = 1$ lub $\xi = 1,5$); przy pokryciu szczotki $\beta = 3 \div 4,2$.

LITERATURA

- [1] Appleton A.D.: Motor generators and flux pumps. "Cryogenics" 1969 9. Nr 3.
- [2] British superconducting motor. "Cryogenics" 1968, Nr 1.
- [3] Superconducting motors. "Engineer" Engl. 1968, Nr 5846.
- [4] Nauczno-technическая конференция по униполярным электрическим машинам. IWUŻ Elektromechanika 1969 Nr 7.
- [5] Kubek J., Glinka T.: Uniwersalny silnik komutatorowy małej mocy z gładkim wirnikiem. Zesz. Nauk. Pol. Śl. ELEKTRYKA 1973 Nr 38.
- [6] Paszek W., Szczucki F.: Łącznik tyrystorowy w zastosowaniu do sterowania napędów elektrycznych dołowych. Zesz. Nauk. Pol. Śl. ELEKTRYKA 1973, Nr 38.
- [7] Britschgi J.: Elektronisch stufenlos geregelte Gleichstrommotoren. Elektrische Maschinen 1972, Nr 6.
- [8] Paszek W.: Zastosowanie wzmacniaczy magnetycznych do układów regulacji napięcia. PWN 1967.
- [9] Robinson C.E.: Redesign of the motors for application with thyristor power supplies. IEEE Trans. Ind. and Gen. Applie 1968, 4, Nr 5.
- [10] Paszek Wł.: Wpływ obwodów tłumiących na własności dynamiczne wzmacniacza elektromaszynowego. Zesz. Nauk. Pol. Śl. ELEKTRYKA Nr 9, 1961.
- [11] Glinka T.: Charakterystyki częstotliwości obwodu wzbudzenia maszyn prądu stałego. Przegląd Elektrot. 1970, z. 5.
- [12] Nejman L.R.: Powierzchnostnyj efekt w ferromagnitnych tieżkach. Gosenergoizdat, Moskwa 1949.
- [13] Paszek Wł., Glinka T.: Wyznaczenie dynamicznej strefy beziskrowej komutacji maszyn prądu stałego na podstawie charakterystyki częstotliwości. Archiwum Elektrotechniki 1970, zesz. 1.
- [14] Glinka T.: Analiza własności dynamicznych maszyn prądu stałego przy zmiennym obciążeniu. Praca doktorska. Pol. Śl. Gliwice 1968.

- [15] Paszek Wł., Glinka T.: Zastosowanie maszyny analogowej do określenia obszaru beziskrowej komutacji maszyn prądu stałego ze wzbudzeniem obcym przy nieustalonym prądzie twornika. Archiwum Elektryki 1970, z. 4.
- [16] Paszek Wł., Glinka T.: Isledowanije kommutacjonnych swojstw maszin postojannogo toka pri izmeniajuszczimsja toke nagruzki. Elektricitetstwo 1974, Nr 3.
- [17] Skobelew B.E.: Dwigateli pulsirujuszczego toka. Energetyka, Leningrad 1968.
- [18] Walther H.: Skuntierungsverfahren fur Mischstrommotoren. Elektrische 1969, Nr 8.
- [19] Glinka T.: Uzwojenie wzbudzenia szeregowej maszyny prądu stałego. Patent Nr 145455 z dnia 2.I.71.
- [20] Glinka T.: Własności komutacyjne silnika szeregowego prądu stałego z bibilarnym uzwojeniem wzbudzenia. Zesz. Nauk. Pol. Śl. ELEKTRYKA 1973, Nr 38.
- [21] Woods J.V.: New d.c. motors for thyristor supplies. Electr. Rev. 1969, Nr 25.
- [22] Bill H.R., Hein W., Stark P.: Probleme beim Bau moderner Gleichstrommaschinen für industrielle Anwendungen. Brown Boveri Mitteilungen 1968, Nr 10-11.
- [23] Prus Żukowski W.W.: Urawnienija komutacji maszin postojannogo toka pri ucetije konturow obmotek statora i wihrewych tokow. Sb. Elektriceskije masziny. Izd. Nauka 1965.
- [24] Dubicki B.: Maszyny elektryczne tom, I. Maszyny prądu stałego. PWN 1958.
- [25] Prus Żukowski W.W.: O pribliżernom opisani beziskrowych zon maszin postojannogo toka. Elektricitetstwo 1972, Nr 10.
- [26] Moser R.: Das Verhalten geblechter Kollektor-Bahnmotoren bei Speisung über Stromrichter oder Gleichstromsteller. Bulletin Oerlikon 1970, Nr 392-393.
- [27] D.C. motor designed for thyristor control. Elec. Times 1970, Nr 5.
- [28] Henning Ch.: Gleichstrommaschinen von heute. Elektrodienst 1972, Nr 6.
- [29] Paszek Wł., Glinka T.: Wpływ litych stalowych elementów obwodu magnetycznego na właściwości maszyn prądu stałego. Materiały V Krajowej Konferencji Automatyki, Gdańsk 1971, sekcja 5.
- [30] Kubek J.: Wpływ nieliniowości charakterystyki szczotek na warunki beziskrowej komutacji. Praca doktorska. Pol. Śl. Gliwice 1964.
- [31] Dreyfus L.: Neure Gesichtspunkte zur Theorie der Kommutierung. Elektrotechnik u. Maschinenbau 1926, nr 14.

- [32] Tołkunow B.P.: Issledowanije obmotok jakorja maszin postojannogo toka z celju powyszenija kaczestwa ich raboty. Doktorskaja dissertacija Charkowskogo politechniczeskogo instituta, 1968.
- [33] Perspektiwy issledowanija kommutaczi metodami matematicheskoj statistiki i teorii wierojatnostej. Wiestnik Ch.P.I. 1967, Nr 20.
- [34] Zorochowicz A.E.: Eksperimentalnoje issledowanije raboty krupnoj masziny postojannogo toka pri pitanii ot tiristornogo preobrazowatelja. IWUZ Elektromechanika 1973, Nr 5.
- [35] Paszek Wł., Glinka T.: Modelnyje issledowanija wlijanija popjerecznoj magnitnoj cepi maszin postojannogo toka na ich kommutacjonnyje swojstwa pri izmjeniajuszczemsia tokje jakorja. Elektrotehnika 1974.
- [36] Paszek Wł.: Wzmacniacze elektromaszynowe i transduktorowe w przemysle ciężkim. Wydawnictwo SLASK 1971.
- [37] Arnold la Cour: Gleichstrommaschine B.I. - Theorie und Untersuchung. Berlin 1927.
- [38] Sequenz H.: Die wicklungen elektrischer Maschinen. Band II - Wen derwicklungen. Wien 1954.
- [39] Richter R.: Elektrische Maschinen B.I. Basel 1951.
- [40] Bühler H.: Einführung in die Theorie geregelter Gleichstromantriebe. Basel-Stuttgart 1962. Birkhäuser Verlag.
- [41] Paszek Wł.: Analiza i pomiary oddziaływania podłużnego zezwojów komutujących twornika w maszynie prądu stałego w szczególności w amplidyne. Arch. Automatyki i Telemekhaniki 1957, z. 1-2.
- [42] Popow Ju.W.: O dopustimoi wjeliczinje pulsaczi toka pri pitanii dwigatelja ot tiristornogo praobrazowatelja. Insd. Leningr. elektrotechn. instituta 1969, wyp. 81.
- [43] Popow Ju.W.: Wlijanije czastoty pulsaczi toka na kommutaczu dwigatelja nezawisimogo wozbuźdenija. IWUZ Elektromechanika 1969, Nr 10.
- [44] Nuove serie di macchine a corrente continua compensate con sopporti a scudo. Rassegna tech. T.I.B.B. 1968, 29 Nr 4.
- [45] Roszczyk St.: Fizyczne zjawiska występujące w maszynach prądu stałego przy zwarcjach udarowych. Budownictwo Okrętowe 1958 Nr 8.
- [46] Tołkunow W.P., Biełoszenko W.I.: Zakonomiernosti wzaimnogo dempfirowanija kommutirujuszczich sekczi jakorja maszin postojannogo toka. Wiestnik Ch.P.I. 1968, Nr 29.
- [47] Reier E.: Einfluss der Glättungsinduktivität auf Kommutierung und Leistung thyristor gespeister Gleichstrom-Nebenschlussmotoren. Siemens Zeitschrift 42, 1968 h. 10.
- [48] Philipps W.: Kommutierungsprobleme bei stromrichter gespeisten Gleichstrommotoren mit massiven Ständerjoch. ETZ 1969 A90 Nr 5.

- [49] Paszek Wł., Glinka T., Hickiewicz J., Duda F., Mizis W. - Nowe opracowania konstrukcji maszyn elektrycznych. Zesz. Nauk. Pol. Sl. ELEKTRYKA 1970, z. 27.
- [50] Paszek Wł., Glinka T., Rut R., Rozewicz Z., Janson Z. - Badanie charakterystyk maszyn elektrycznych. Zesz. Nauk. Pol. Sl. ELEKTRYKA 1970, z. 27.
- [51] Fietisow W.W., Sidelnikow N.A., Malyszewicz N.A. - Schemy zamieszczeniija popierecznoj cepi maszin postojannogo toka i rasczet pierechodnych processow. IWUZ Elektromechanika 1972, Nr 6.
- [52] Rogaczewska G.S.: Rasczet peremiennych sostawljajuszczich potokow w maszinach postojannogo toka pri pitanii ich pulsirujuszczim napriazheniem. Elektrichestwo 1973, Nr 1.
- [53] Prus Żukowskij W.W., Rogaczewska G.S.: Rasczet parametrov jakornoj cepi i dopożnitelnych potier maszin postojannogo toka pri pitanii ich pulsirujuszczim napriazheniem. Elektrichestwo 1973, Nr 1.
- [54] Kolka J.: Parametry obwodu wzbudzenia silnika prądu stałego zasilanego napięciem pulsującym. Praca doktorska. Pol.Gdańska 1965.
- [55] Siła elektromotoryczna silnika prądu stałego zasilanego napięciem tętniącym. Arch. Elektrotechniki 1969, z. 4.
- [56] Paszek Wł., Glinka T.: Badanie wpływu konstrukcji poprzecznego obwodu magnetycznego na dynamiczne własności komutacyjne maszyn prądu stałego dużej mocy. Archiwum Elektrotechniki 1972, z. 3. Referatiwnyj żurnal "Elektriczieskie masziny i apparaty" 1973, Nr 3.
- [57] Małoiniercionnyje eljktrodwigatieli s pieczatnym cilindriczeskim jakoriem i sistemi ich upravlienija. Trudy nauczno-issledowatielskoj laboratorii eliektriczieskich maszin s pieczatnymi obmotkami NETI Nowosybirsk 1970 r.

S t r e s z c z e n i e

W pracy przeprowadzono analizę warunków komutacji pulsującego bądź szybko zmieniającego się prądu twornika z uwzględnieniem inercji elektromagnetycznej obwodu magnetycznego w osi poprzecznej oraz w silnikach o wzbudzeniu szeregowym siły elektromotorycznej transformacji indukowanej w zezwoju komutującym przez pulsujący strumień wzbudzenia.

Zaproponowano scharakteryzowanie właściwości komutacyjnych maszyn za pomocą wykresów $I_m = f(I_0)$ - rys. 3.12 i $S = f(I)$ - rys. 3.14 odpowiednio dla pulsującego, bądź szybko zmieniającego się prądu twornika. Powierzchnie pod tymi krzywymi określają obszary komutacji beziskrowej maszyny dla prądu pulsującego bądź prądu liniowo zmiennego. Przedstawiono metodykę wyznaczania obszarów $I_m = f(I_0)$ i $S = f(I)$ drogą pomiarową względnie grafo-analitycznie.

Wyzyskując transmitancję poprzecznego obwodu magnetycznego, opracowano metodykę pomiaru strumienia składowego w strefie komutacyjnej, wytwarzanego przez prądy wirowe. Ten strumień składowy stanowi podstawę oceny inercji obwodu.

Sprawdzono wpływ technologii wykonania obwodu (pakietowania jarzma i biegunów pomocniczych, grubości blach, izolacji blach i nitów) na inercję obwodu zarówno na modelu fizycznym obwodu magnetycznego maszyny dużej mocy jak i na maszynach produkcji seryjnej. Dla silników o wzbudzeniu szeregowym przeanalizowano możliwość ograniczenia pulsacji strumienia wzbudzenia. Uwzględniono wpływ własności tłumiących u-zwojenia twornika na komutację maszyny.

КОММУТАЦИОННЫЕ СВОЙСТВА МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ ПУЛЬСИРУЮЩИМ ЛИБО БЫСТРОИЗМЕНЯЮЩЕМСЯ ТОКЕ ЯКОРЯ

Р е з ю м е

В работе проведен анализ условий коммутации пульсирующего либо быстроизменяющегося тока якоря. При анализе учтена электромагнитная инерция поперечной магнитной цепи. В машинах с последовательным возбуждением учтена также электродвижущая сила трансформации индуктируемая в коммутационных витках пульсирующим потоком возбуждения.

В работе предложено списание коммутационных свойств машин при помощи графиков $I_m = f(I_o)$ - рис 3.12 и $S = f(I)$ - рис. 3.14 - соответственно для пульсирующего и быстроизменяющегося тока якоря. Кривые эти ограничивают области безыскровой коммутации для тока пульсирующего либо быстроизменяющегося. Представлена методика позволяющая определить области $I_m = f(I_o)$ и $S = f(I)$ экспериментально, либо графоаналитически. Используя уравнение передаточной функции поперечной магнитной цепи разработан метод измерения магнитного потока вихревых токов в коммутационной зоне. Поток этот является основой для оценки инерции цепи. На физической модели магнитной цепи машины большой мощности а также на серийных машинах проверено влияние технологии исполнения магнитной цепи (шихтование ярма и дополнительных полюсов, толщины листа, изоляции листа и заклёпок) на инерцию цепи. Для двигателей с последовательным возбуждением проанализована возможность ограничения пульсации потока возбуждения. В работе представлен метод учтения демфирующих свойств обмотки якоря на коммутацию машин.

THE COMMUTATION PROPERTIES OF DC MACHINES WITH
PULSATING OR HIGH-SPEED VARIABLE ARMATURE CURRENT

S u m m a r y

The commutation properties of pulsating or high-speed variable armature current are analysed. The analysis takes into consideration the magnetic inertia of quadrature magnetic circuit of the machine and the voltage induced in commutating winding by the pulsating main pole flux in the dc series motors. The commutation properties of d.c. machines are characterised on graphs $I_m = (I_0)$ fig. 3.12 and $s = f(I)$ fig. 3.14 respectively high speed variable for pulsating and armature current. The areas under the curves correspond with zones of sparkless commutation for pulsating or linearly variable current.

The analytical and experimental methods of determining diagrams $I_w = f(I_0)$ and $s = f(I)$ are discussed. The elaborated method of measurement of commutating pole flux generated by eddy currents in commutating zone takes into account the transmittance form of the quadrature magnetic circuit transmittance. The commutating pole flux gives the basis for estimation of the circuit inertia. The influence of technology (sheets stacks of yoke and commutation poles thickness of the sheets, insulation of the sheets and rivets) on circuit inertia was examined on the physical model of magnetic circuit of high-power machine as well as on machines being actually manufactured. The possibility of limiting of pulsating component of main pole flux for d.c. series motors is discussed. The influence of damping properties of the armature winding during commutation was taken into consideration.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

ukazują się w następujących seriach:

- A. AUTOMATYKA
- B. BUDOWNICTWO
- Ch. CHEMIA
- E. ELEKTRYKA
- En. ENERGETYKA
- G. GÓRNICTWO
- H. HUTNICTWO
- IS. INŻYNIERIA SANITARNA
- JO. JEZYKI OBCE
- MF. MATEMATYKA-FIZYKA
- M. MECHANIKA
- NS. NAUKI SPOŁECZNE
- O. ORGANIZACJA

Dotychczas ukazały się zeszyty
serii E.

Elektryka z. 1, 1954 r., s. 76, zł 9,10	Elektryka z. 23, 1968 r., s. 113, zł 7,—
Elektryka z. 2, 1956 r., s. 82, zł 11,—	Elektryka z. 24, 1969 r., s. 184, zł 10,—
Elektryka z. 3, 1956 r., s. 102, zł 14,50	Elektryka z. 25, 1969 r., s. 134, zł 8,—
Elektryka z. 4, 1957 r., s. 113, zł 21,75	Elektryka z. 26, 1969 r., s. 82, zł 5,—
Elektryka z. 5, 1959 r., s. 152, zł 20,—	Elektryka z. 27, 1970 r., s. 341, zł 19,—
Elektryka z. 6, 1960 r., s. 131, zł 23,45	Elektryka z. 28, 1970 r., s. 303, zł 16,50
Elektryka z. 7, 1961 r., s. 42, zł 3,40	Elektryka z. 29, 1971 r., s. 150, zł 8,50
Elektryka z. 8, 1961 r., s. 147, zł 11,30	Elektryka z. 30, 1971 r., s. 110, zł 7,50
Elektryka z. 9, 1961 r., s. 128, zł 26,25	Elektryka z. 31, 1971 r., s. 380, zł 23,50
Elektryka z. 10, 1961 r., s. 52, zł 3,90	Elektryka z. 32, 1972 r., s. 111, zł 8,—
Elektryka z. 11, 1961 r., s. 128, zł 22,80	Elektryka z. 33, 1972 r., s. 146, zł 10,—
Elektryka z. 12, 1962 r., s. 162, zł 12,20	Elektryka z. 34, 1972 r., s. 58, zł 5,—
Elektryka z. 13, 1962 r., s. 127, zł 9,80	Elektryka z. 35, 1972 r., s. 150, zł 10,—
Elektryka z. 14, 1963 r., s. 157, zł 9,40	Elektryka z. 36, 1973 r., s. 136, zł 8,—
Elektryka z. 15, 1963 r., s. 58, zł 3,50	Elektryka z. 37, 1973 r., s. 299, zł 21,—
Elektryka z. 16, 1963 r., s. 219, zł 11,40	Elektryka z. 38, 1973 r., s. 377, zł 25,—
Elektryka z. 17, 1964 r., s. 272, zł 15,60	Elektryka z. 39, 1973 r., s. 376, zł 25,—
Elektryka z. 18, 1964 r., s. 161, zł 8,30	Elektryka z. 40, 1974 r., s. 98, zł 6,—
Elektryka z. 19, 1964 r., s. 119, zł 6,50	Elektryka z. 41, 1973 r., s. 64, zł 5,—
Elektryka z. 20, 1966 r., s. 184, zł 13,—	Elektryka z. 42, 1974 r., s. 148, zł 9,—
Elektryka z. 21, 1966 r., s. 263, zł 16,—	Elektryka z. 43, 1974 r., s. 74, zł 6,—
Elektryka z. 22, 1967 r., s. 114, zł 7,—	

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej

P 3347 | 74