

INSTYTUT UKŁADÓW ELEKTROMASZYNOWYCH
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

C₃
Komunikat nr 83

ANALIZA UKŁADU NAPĘDOWEGO
DUŻYCH PRZENOŚNIKÓW TAŚMOWYCH
Z SILNIKAMI ASYNCHRONICZNYMI
O OBNIŻONEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Rozprawa doktorska
Teresa Orłowska-Kowalska

Promotor:

prof. dr inż. Feliks Andrzejewski

Słowa kluczowe: elektrotechnika, napęd elektryczny, silniki
asynchroniczne wolnoobrotowe, przemienniki
częstotliwości, rozruch częstotliwościowy

nr 3048

Wrocław 1976

mgr inż. Teresa Orłowska-Kowalska
Instytut Układów Elektromaszynowych
Politechniki Wrocławskiej
ul. Smoluchowskiego 19
50-373 W r o c ł a w

Komunikat wpłynął 17.02.1976 r.

SPIS TREŚCI

	Strona
Wykaz przyjętych oznaczeń	5
1. Wstęp	8
1.1. Wprowadzenie	8
1.2. Teza pracy	9
1.3. Cel i zakres pracy	10
2. Bezprzekładniowy napęd przenośników taśmowych z silnikami asynchronicznymi wolnoobrotowymi	11
2.1. Wprowadzenie	11
2.2. Wybór częstotliwości zasilania silników asynchronicznych wolnoobrotowych	14
2.2.1. Określenie częstotliwości z punktu widzenia parametrów konstrukcyjnych silnika asynchronicznego	14
2.2.1.1. Zależności podstawowe	14
2.2.1.2. Wpływ częstotliwości na parametry konstrukcyjne i wskaźniki energetyczne silnika	15
2.2.1.2.1. Geometryczne wymiary maszyny	15
2.2.1.2.2. Rezystancje i reaktancje	16
2.2.1.2.3. Podstawowe wskaźniki eksploatacyjne	18
2.2.1.2.4. Częstotliwość napięcia zasilania przy zadanej synchronicznej prędkości obrotowej	23
2.2.1.3. Analiza wyników obliczeń i wnioski dotyczące przyjęcia częstotliwości znamionowej silnika wolnoobrotowego z punktu widzenia jego parametrów konstrukcyjnych	25
2.2.2. Określenie częstotliwości zasilania silnika asynchronicznego z punktu widzenia źródła zasilania	38
2.2.2.1. Wybór typu źródła zasilania	38
2.2.2.2. Analiza harmoniczna napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości	41
2.2.2.3. Dyskusja wyników i wybór znamionowej częstotliwości silnika wolnoobrotowego	49
3. Matematyczny opis systemu elektromechanicznego przemiennika częstotliwości-silnik asynchroniczny-przenośnik taśmowy	57
3.1. Wprowadzenie	57

3.2. Model matematyczny bezpośredniego przemiennika częstotliwości	58
3.2.1. Opis struktury i sposobu sterowania przemien- nikiem	58
3.2.2. Sformułowanie macierzy przewodzenia przemien- nika częstotliwości	60
3.3. Model matematyczny silnika asynchronicznego zasi- lanego z przemiennika częstotliwości	64
3.3.1. Uwagi wstępne	64
3.3.2. Transformacja równań fazowych silnika asynchro- nicznego	65
3.3.3. Model silnika asynchronicznego z dodatkowymi wiązaniami narzuconymi na prądy fazowe stojana.	77
3.3.4. Równania różniczkowe silnika asynchronicznego wyrażone w jednostkach względnych	82
3.4. Model matematyczny przenośnika taśmowego	85
4. Analiza rozruchu częstotliwościowego bezpośredniego układu napędowego przenośnika taśmowego	88
4.1. Wprowadzenie	88
4.2. Mechaniczne procesy przejściowe przy rozruchu częstotliwościowym	88
4.3. Symulacja cyfrowa programowanego rozruchu często- tliwościowego z uwzględnieniem procesów elektro- magnetycznych	101
5. Uwagi i wnioski	111
6. Literatura	113
7. Dodatki	118
7.1. Dodatek 1	118
7.2. Dodatek 2	
7.3. Dodatek 3	
7.4. Dodatek 4	
7.5. Dodatek 5	
7.6. Dodatek 6	

WYKAZ PRZYJĘTYCH OZNACZEŃ

A	- okład prądowy [A/cm],
B	- indukcja magnetyczna [Wb/m ²],
B	- macierz transformacji,
D	- średnica wewnętrzna stojana [cm],
D _z	- średnica zewnętrzna stojana [cm],
f _{1n}	- znamionowa częstotliwość napięcia zasilającego silnik [Hz],
f ₂	- częstotliwość prądu wirnika [Hz],
G _{Cu1}	- masa uzwojenia stojana [kg],
G _{Cu2}	- masa uzwojenia wirnika [kg],
G _{Fej}	- masa jarzma stojana [kg],
G _{Fez}	- masa zębów stojana [kg],
G _b	- masa osłon bocznych [kg],
G _{cz}	- masa części czynnej [kg],
G _k	- masa korpusu [kg],
h _{j1}	- wysokość jarzma stojana [cm],
h _{z1}	- wysokość zębów stojana [cm],
$\vec{i}$	- wektor prądów silnika,
$\vec{i}_r$	- zastępczy wektor prądu wirnika,
I _μ	- prąd magnesujący [A],
J	- moment bezwładności układu napędowego [kgm ²],
k _{max}	- współczynnik przeciążalności momentem silnika,
L	- macierz indukcyjności silnika,
L ₁ , L ₂	- indukcyjność rozproszenia stojana i wirnika [H],
L ₀₁ , L ₀₂	- indukcyjność rozproszenia stojana i wirnika dla prądu kolejności zerowej [H],
L _m	- indukcyjność magnesująca [H],
L _s , L _r	- indukcyjność własna fazy stojana i wirnika [H],
L _{sm} , L _{rm}	- indukcyjność wzajemna między uzwojeniami stojana oraz wirnika [H],
L _{sr}	- maksymalna wartość indukcyjności wzajemnej między uzwojeniami stojana i wirnika [H],
l	- długość pakietu stojana [cm],
M _k	- moment krytyczny silnika przy regulacji częstotliwościowej [Nm],
M _n	- moment znamionowy silnika [Nm],

- M_s - chwilowa wartość momentu elektromagnetycznego silnika [Nm],
- M_{PT} - moment oporowy przenośnika taśmowego [Nm],
- n - prędkość obrotowa [obr/min],
- P_s - moc pozorna [kVA],
- P_{Cu1} - straty w uzwojeniu stojana [kW],
- P_{Cu2} - straty w uzwojeniu wirnika [kW],
- P_{Fej} - straty w jarzmie stojana [kW],
- P_{Fesz} - straty w zębach stojana [kW],
- P_{dod} - straty dodatkowe [kW],
- P_{mech} - straty mechaniczne [kW],
- $\underline{P}$ - macierz przewodzenia przemiennika częstotliwości,
- p - liczba par biegunów,
- $\underline{R}$ - macierz rezystancji silnika,
- $R_1=R_s$ - rezystancja stojana [Ω],
- $R_2=R_r$ - rezystancje wirnika [Ω],
- s - poślizg,
- T_M - elektromechaniczna stała czasowa układu napędowego [s],
- t_{rcz} - czas rozruchu częstotliwościowego [s],
- t - czas [s],
- $U_{1(1)}$ - wartość skuteczna podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego przemiennika [V],
- U_n - napięcie znamionowe silnika [V],
- $\underline{U}$ - wektor napięć silnika,
- v - prędkość taśmy przenośnika [m/s],
- $\underline{W}$ - macierz więzów,
- z_1 - liczba zwojów uzwojenia stojana,
- X_1 - reaktancja stojana [Ω],
- X_2 - reaktancja wirnika [Ω],
- α - względna częstotliwość napięcia zasilającego silnik,
- α^* - kąt załączania tyrystorów,
- β - poślizg bezwzględny,
- β_k - krytyczny poślizg bezwzględny,
- γ - względna amplituda napięcia zasilającego silnik,
- ε - tempo narastania częstotliwości napięcia zasilającego silnik,
- η - sprawność,
- θ_1 - kąt przełączania grupy tyrystorów przemiennika [rad.el.],
- θ_2 - kąt przewodzenia grupy tyrystorów przemiennika [rad.el.],

- K_v - współczynnik zniekształcenia napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości,
- λ_n - kąt przewodzenia tyrystorów w n-tym wycinku sinusoïdy napięcia wyjściowego przemiennika częstotliwości [rad.el.],
- μ_s - moment elektromagnetyczny silnika w jednostkach względnych,
- μ_{PT} - moment oporowy przenośnika w jednostkach względnych,
- ν - stosunek częstotliwości wejściowej do wyjściowej bezpośredniego przemiennika częstotliwości,
- ξ - współczynnik głębokości modulacji,
- τ - czas w jednostkach względnych,
- γ - przesunięcie fazowe między stojanem a wirnikiem [rad],
- ϕ - strumień magnetyczny [Wb],
- ψ - wektor strumienia magnetycznego silnika,
- ω_1 - prędkość kątowna pola wirującego stojana [rad/s],
- ω - prędkość kątowna wirnika [rad/s],
- Ω - prędkość kątowna wirnika w jednostkach względnych.

1. WSTĘP

1.1. Wprowadzenie

W miarę rozwoju górnictwa odkrywkowego i związanego z nim transportu taśmowego, poszukuje się nowych rozwiązań napędów długich przenośników taśmowych, które zwiększyłyby niezawodność pracy, zmniejszyłyby zużycie taśmy, były trwalsze i tańsze, umożliwiły wprowadzenie automatyzacji oraz miały lepsze parametry niż stosowane obecnie układy. Do chwili obecnej nie ma układu napędowego, który w zadowalającym stopniu spełniałby wszystkie powyższe wymagania. Jak wynika z wstępnej analizy [1,5], żądania te może spełnić napęd wolnoobrotowy dużej mocy, z silnikami asynchronicznymi klatkowymi o obniżonej częstotliwości zasilania, bezpośrednio sprzęgniętymi z bębnem napędowym przenośnika taśmowego.

Idea wykorzystania silników klatkowych w napędach głównych przenośników znana jest od dawna, ale dotychczas przeprowadzone próby obejmowały tylko silniki szybkoobrotowe o częstotliwości zasilania 50 Hz, z rozruchem bezpośrednim [10,46-49]. Ze względu na to, że w takich rozwiązaniach nie zostały wyeliminowane podstawowe wady układów tradycyjnych, nie znalazły one szerszego zastosowania.

Możliwość pełnego wykorzystania własności silników klatkowych dużej mocy w napędzie przenośników taśmowych stwarza dopiero koncepcja napędu wolnoobrotowego. Koncepcja ta stała się możliwa do zrealizowania z chwilą pojawienia się tyrystorowych przetworników częstotliwości o dużej mocy. Wstępna analiza takiego rozwiązania napędu została przeprowadzona w [5]. Brak jest jednak opracowania, które w pełniejszy sposób omawiałoby całokształt problemów związanych z takim układem napędowym.

Na zagadnienie bezpośredniego napędu wolnoobrotowego z silnikami klatkowymi o obniżonej znamionowej częstotliwości zasilania składa się szereg istotnych problemów, a między innymi:

- określenie najkorzystniejszej częstotliwości znamionowej silnika i wybór odpowiedniego źródła zasilania o regulowanej częstotliwości;

- analiza układu napędowego w stanach przejściowych.

Jedynie szczegółowa analiza jakościowa i ilościowa powyższych problemów umożliwi pełną ocenę proponowanego rozwiązania układu napędowego; dlatego też zostały one kolejno omówione w niniejszej pracy.

Pierwsza grupa problemów wiąże się z badaniem wpływu częstotliwości zasilania silnika na jego parametry konstrukcyjne i eksploatacyjne oraz na kształt krzywej napięcia wyjściowego tyrystorowego przetwornika częstotliwości. Przeprowadzenie tych badań wymaga opracowania odpowiednich ogólnych metod analizy oraz zastosowania elektronicznej techniki obliczeniowej.

Otrzymane wyniki umożliwiają jakościowe i ilościowe określenie zjawisk zachodzących w czasie rozruchu konkretnego układu napędowego.

Analiza zjawisk zachodzących w czasie rozruchu częstotliwościowego wymaga zastosowania metody badań modelowych i wiąże się z koniecznością opracowania odpowiednich modeli matematycznych poszczególnych obiektów układu napędowego. Taki sposób postępowania jest coraz powszechniej stosowany przy projektowaniu nowych układów napędowych [6, 21, 27, 34, 37].

Procesy przejściowe zachodzące w czasie rozruchu częstotliwościowego są mało zbadane, a przypadek obciążenia typu przenośnik taśmowy, w ogóle nie jest spotykany w literaturze. Złożoność zjawisk zachodzących w czasie rozruchu częstotliwościowego układów napędowych powoduje, że do ich analizy konieczne jest stosowanie maszyn matematycznych, w których może być symulowane działanie rzeczywistych układów napędowych. Dokładność otrzymanych wyników jest adekwatna do przyjętych modeli matematycznych obiektów układu napędowego. Współczesne środki obliczeniowe umożliwiają przeprowadzenie symulacji bardzo złożonych modeli; wiąże się to jednak z bardzo wysokimi kosztami badań.

1.2. Teza pracy

Ze względu na dotychczasowy stan zagadnienia w zakresie rozwiązań napędów przenośników taśmowych, sformułowano następującą tezę pracy:

Zastosowanie bezpośredniego wolnoobrotowego napędu asynchronicznego, o obniżonej częstotliwości znamionowej, zasilanego z przemiennika częstotliwości, pozwala na wyeliminowanie przekładni mechanicznej oraz na programowanie charakteru rozruchu przenośników taśmowych w określonym racjonalnym zakresie częstotliwości zasilania.

1.3. Cel i zakres pracy

Celem pracy jest:

- podanie metody wyznaczania wpływu częstotliwości napięcia zasilającego na parametry konstrukcyjne i energetyczne silnika asynchronicznego wolnoobrotowego,
- przeprowadzenie analizy harmonicznego i określenie stopnia zniekształcenia napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości w układzie mostkowym z modulacją sinusoidalną, w celu wyznaczenia maksymalnej częstotliwości znamionowej silnika asynchronicznego zasilanego z takiego przemiennika,
- opracowanie programów obliczeniowych na maszynę cyfrową, pozwalających na przeprowadzenie analizy ilościowej i wybór znamionowej częstotliwości zasilania silnika wolnoobrotowego, najbardziej korzystnej z punktu widzenia jego parametrów i kształtu napięcia zasilającego,
- sformułowanie dynamicznych modeli matematycznych obiektów systemu elektromechanicznego: bezpośredni przemiennik częstotliwości - silnik asynchroniczny wolnoobrotowy - przenośnik taśmowy, umożliwiające modelowanie na maszynie cyfrowej procesów przejściowych przy sterowaniu częstotliwościowym,
- wyznaczenie algorytmu rozruchu częstotliwościowego układu napędowego przenośnika taśmowego na podstawie analizy procesów mechanicznych,
- opracowanie i sprawdzenie programu symulującego w maszynie cyfrowej rozruch częstotliwościowy układu napędowego, dla uproszczonego modelu matematycznego tego układu.

2. BEZPRZEKŁADNIOWY NAPĘD PRZENOŚNIKÓW TAŚMOWYCH Z SILNIKAMI ASYNCHRONICZNYMI WOLNOOBROTOWYMI

2.1. Wprowadzenie

Obecnym kierunkiem rozwoju w masowym transporcie ciągłym w dużych kopalniach odkrywkowych jest budowa przenośników taśmowych o dużej wydajności do 35000 t/h (ponad 20000 m³/h) i długości do 4500 m, przy czym długość całych taśmociągów ma sięgać wielu dziesiątków kilometrów. Wzrost wydajności wiąże się z koniecznością zwiększenia prędkości taśmy (do 7,5 m/s), a zwiększenie długości poszczególnych odcinków pociąga za sobą wzrost mocy jednostkowej silników do rzędu 1,5 MW [1,16].

Jednakże wydłużaniu przenośników towarzyszy szereg zjawisk utrudniających eksploatację całych ciągów technologicznych.

Zjawiska te zostały już opisane w licznych opracowaniach [1,2,12,51,52]. Również dość liczne są pozycje literatury dotyczące samego napędu elektrycznego przenośników [1,10,11,31,33,35,46-49,52] jednak zagadnienia te nie zostały dotychczas wystarczająco rozwiązane.

Przenośnik taśmowy stawia określone wymagania napędowi elektrycznemu. Realizacja tych wymagań, przy obecnych długościach oraz mocach przenośników napotyka na szereg trudności, które potęgują się w miarę zwiększania długości i prędkości przenośnika.

Wymagania, które powinien spełniać napęd przenośników o dużych długościach i wydajnościach są następujące:

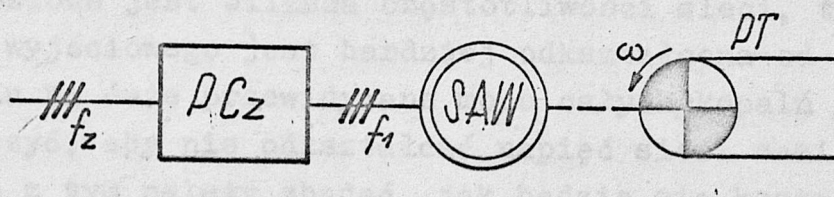
- zapewnić żądane parametry dynamiczne, szczególnie w czasie rozruchu;
- umożliwić płynną regulację prędkości i pozwolić na łatwą automatyzację całego układu KTZ;
- wyeliminować z układu napędowego przekładnię mechaniczną.

Wymienione żądania może spełnić bezpośredni napęd wolnoobrotowymi silnikami klatkowymi, o obniżonej znamionowej częstotliwości zasilania; ich znamionowa prędkość obrotowa jest dostosowana do wymaganej prędkości obrotowej bębna napędowego. Silnik jest zasilany z przemiennika częstotliwości

obniżającego sieciową częstotliwość 50 Hz do żądanej wartości częstotliwości znamionowej, na którą silnik został obliczony.

Zastosowanie tyrystorowego przemiennika częstotliwości umożliwia przeprowadzenie rozruchu od częstotliwości prawie równej zero, do wartości znamionowej, a tym samym uzyskanie wymaganych parametrów dynamicznych w tym stanie pracy układu. Ponadto za pomocą tego samego układu zasilającego można regulować prędkość taśmy przenośnika, czego w ogóle nie zapewniają istniejące obecnie układy napędowe.

Na rysunku 1 przedstawiono ideowy schemat bezprzekładniowego układu napędowego.



Rys.1. Ideowy schemat bezprzekładniowego układu napędowego przenośnika taśmowego: PCz - przemiennik częstotliwości; SAW - silnik asynchroniczny wolnoobrotowy; PT - przenośnik taśmowy

Powyższy układ napędowy umożliwia sterowanie pracą przenośnika w sposób ciągły, w zależności od określonych warunków pracy. Możliwość takiego sterowania pozwala na wprowadzenie automatyzacji kompleksowej całego procesu technologicznego.

Zagadnienie napędu bezprzekładniowego wiąże się z bardzo istotną sprawą, jaką jest wybór znamionowej częstotliwości silników napędowych, albowiem od tego zależą:

- parametry konstrukcyjne i energetyczne silnika;
- wybór źródła zasilania silników asynchronicznych wolnoobrotowych;

- parametry statyczne i dynamiczne napędu.

W zasadzie dla każdej częstotliwości można zbudować silnik asynchroniczny o żądanej prędkości obrotowej. Istnieje jednak pewna częstotliwość "graniczna", poniżej której rosną znacznie gabaryty i ciężar silnika. Pożądanym byłoby, aby ciężar bezpośredniego układu napędowego nie przewyższał ciężaru układów konwencjonalnych, a więc ciężaru silnika szybkoobrotowego wraz z przekładnią mechaniczną. Można określić

częstotliwość znamionową (zależną od żądanej prędkości obrotowej silnika) dla pewnych optymalnych ciężarów i wskaźników energetycznych oraz parametrów konstrukcyjnych.

Z drugiej jednak strony, wartość częstotliwości znamionowej jest określona przez źródło zasilania, którym w tym przypadku jest tyrystorowy przemiennik częstotliwości.

Nie wnikając w szczegóły budowy i różnice charakterystyk przekształtników tyrystorowych, co wykracza poza zakres pracy, do zasilania silników przyjmuje się bezpośrednio przemienniki częstotliwości, czyli tzw. cyklokonwertory. Cechą charakterystyczną tych układów jest to, że im ich częstotliwość wyjściowa jest bliższa częstotliwości sieci, tym krzywa napięcia wyjściowego jest bardziej odkształcona od sinusoidy. Ze względu na duże przewidywane moce całych kopalń należy się z tym liczyć, aby nie odkształcać napięć sieci zasilających. W związku z tym należy zbadać, jak będzie się kształtowała zawartość wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym cyklokonwertora w zależności od wartości jego częstotliwości wyjściowej.

Praktycznie uzyskiwana maksymalna częstotliwość cyklokonwertora w układzie mostkowym wynosi 25 Hz, ale stopień zniekształcenia tego napięcia jest dość znaczny, co istotnie wpływa na pracę i kształt charakterystyk silnika asynchronicznego zasilanego z takiego przetwornika.

A zatem na wartość częstotliwości znamionowej będą miały wpływ zarówno wspomniane wyżej parametry konstrukcyjne silnika, jak i jakość napięcia wyjściowego cyklokonwertora.

Tak więc wybór częstotliwości zasilania silnika powinien być kompromisem między najważniejszym przedziałem częstotliwości pracy przemiennika, a częstotliwością pracy silnika asynchronicznego wolnoobrotowego, wynikającą z analizy wpływu tej częstotliwości na jego parametry konstrukcyjne i energetyczne.

2.2. Wybór częstotliwości zasilania silników asynchronicznych wolnoobrotowych

2.2.1. Określenie częstotliwości z punktu widzenia parametrów konstrukcyjnych silnika asynchronicznego

2.2.1.1. Zależności podstawowe

Przyjmuje się, że silnik asynchroniczny wolnoobrotowy o obniżonej częstotliwości zasilania ma posiadać taką samą moc znamionową jak silniki szybkoobrotowe oraz ma rozwijać prędkość obrotową wynikającą z żądanej prędkości taśmy przenośnika.

Jako silnik "odniesienia", do którego będą odnoszone poszczególne parametry silnika o obniżonej częstotliwości (indeks f), przyjmuje się silnik o częstotliwości zasilania sieci (indeks 50), o prędkości wirowania równej prędkości silnika wolnoobrotowego czyli $n_{50} = n_f$.

Ponadto przyjmuje się warunek równości mocy

$$P_f = P_{50} \quad (1)$$

i warunek równych wartości przeciążalności momentem

$$k_{\max}(f) = \frac{M_{\max}(f)}{M_n(f)} = \frac{M_{\max}(50)}{M_n(50)} = k_{\max}(50) \quad (2)$$

Przyjmując dla maszyn o tych samych mocach i prędkościach obrotowych wartość indukcji w szczelinie powietrznej

$$B_f = B_{50} \quad (3)$$

i okładów prądowych

$$A_f = A_{50} \quad (4)$$

zależności zmian wymiarów głównych D i l , można przedstawić w postaci ogólnych funkcji częstotliwości, liczby par biegunów i innych parametrów silnika:

$$\frac{D_f}{D_{50}} = \varphi\left(\frac{f}{50}, x, y, z, \dots\right) \varphi_1\left(\frac{p_f}{p_{50}}, x, y, z, \dots\right), \quad (5)$$

$$\frac{l_s(f)}{l_s(50)} = \varphi_2\left(\frac{f}{50}, x, y, z, \dots\right) \varphi_3\left(\frac{p_f}{p_{50}}, x, y, z, \dots\right). \quad (6)$$

Funkcje $\varphi, \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ mogą być określone z warunków stałości $P, n, k_{\max}$; x, y, z - parametry maszyny, które zmieniają się przy zmianie częstotliwości lub liczby par biegunów.

Wprowadza się oznaczenia:

$$\begin{aligned} \log_{f_*} \varphi(f_*, x, y, z, \dots) &= -\zeta, \\ \log_{p_*} \varphi_1(p_*, x, y, z, \dots) &= -\zeta_1, \\ \log_{f_*} \varphi_2(f_*, x, y, z, \dots) &= \psi, \\ \log_{p_*} \varphi_3(p_*, x, y, z, \dots) &= \psi_1, \end{aligned}$$

gdzie $f_* = \frac{f}{50}$; $p_* = \frac{p_f}{p_{50}}$

i wtedy zależności (5) i (6) przyjmują postać

$$\frac{D_f}{D_{50}} = D_* = f_*^{-\zeta} p_*^{-\zeta_1}, \quad (7)$$

$$\frac{l_s(f)}{l_s(50)} = l_s = f_*^{\psi} p_*^{\psi_1}. \quad (8)$$

2.2.1.2. Wpływ częstotliwości na parametry konstrukcyjne i wskaźniki energetyczne silnika

2.2.1.2.1. Geometryczne wymiary maszyny

Moc pozorną silnika asynchronicznego, wyrażoną wzorem

$$P_s = \left(\frac{10^{-3}}{8,6}\right) B A D^2 l_s n,$$

po uwzględnieniu (1), (3) i (4), można przedstawić

$$P_{s*} = \frac{P_f}{P_{50}} = f_*^{(\psi - 2\zeta + 1)} p_*^{(\psi_1 - 2\zeta_1 - 1)}. \quad (9)$$

Podziałka biegunowa

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} ; \quad \tau_* = \frac{\tau_f}{\tau_{50}} = f_*^{-\zeta} p_*^{(-\zeta_1-1)}, \quad (10)$$

strumień magnetyczny silnika

$$\phi = \alpha_i B_{l\delta} \tau ; \quad \phi_* = \frac{\phi_f}{\phi_{50}} = f_*^{(\psi-\zeta)} p_*^{(\psi_1-\zeta_1-1)}, \quad (11)$$

liczba zwojów uzwojenia stojana

$$z_1 = \frac{E_1}{4,44 k_{\mu 1} f \phi} ; \quad z_{1*} = \frac{z_1(f)}{z_1(50)} = f_*^{(\zeta-\psi-1)} p_*^{(\zeta_1-\psi_1+1)}. \quad (12)$$

Wysokość jarzma stojana

$$h_{j1} = \frac{\alpha_i}{2k_i} \left(\frac{B}{B_{j1}} \right) \tau ,$$

gdzie: B_{j1} - indukcja w jarzmie stojana; $\left(\frac{B}{B_{j1}} \right) = a$,

$$h_{j1*} = \frac{h_{j1}(f)}{h_{j1}(50)} = f_*^{-\zeta} p_*^{(-\zeta_1-1)}. \quad (13)$$

Podziałka żłobkowa stojana

$$t_{z1} = \frac{\pi D}{Z_1} ; \quad t_{z1*} = \frac{t_{z1}(f)}{t_{z1}(50)} = f_*^{-\zeta} p_*^{(-\zeta_1-1)} / q_{1*}, \quad (14)$$

gdzie q_1 - liczba żłobków na biegun i fazę.

Wysokość zębów stojana

$$h_{z1} = \frac{k_1 z_1}{t_{z1} Z_1} ; \quad h_{z1*} = \frac{h_{z1}(f)}{h_{z1}(50)} = f_*^{(2\zeta-\psi-1)} p_*^{(2\zeta_1-\psi_1+1)}. \quad (15)$$

2.2.1.2.2. Rezystancje i reaktancje

Rezystancja uzwojenia stojana określona jest wzorem

$$R_1 = \zeta_1 \frac{l_{sr1} z_1}{S_1},$$

gdzie: $l_{sr1} = 2l_f + 2l_{s1}$ - średnia długość przewodu,
 $l_{s1} = k_3 \tilde{\tau}$ - długość czołowej części przewodu,
 ζ_1 - rezystywność właściwa materiału uzwojenia.

A więc

$$R_1 = k_2 z_1 (l_f + k_3 \tilde{\tau}) = k_2 z_1 l_f (1 + k_3 \frac{\tilde{\tau}}{l_f}).$$

Wprowadzając oznaczenie

$$\beta_1 = \frac{l_{s1}(50)}{l_f(50)} = k_3 \frac{\tilde{\tau}_{50}}{l_f(50)},$$

otrzymuje się

$$R_{1*} = \frac{R_1(f)}{R_1(50)} = \frac{f_*^{(\zeta_1-1)} p_*^{(\zeta_1+1)} + \beta_1 f_*^{(-\nu-1)} p_*^{-\nu}}{1 + \beta_1}. \quad (16)$$

Sprowadzona rezystancja uzwojenia wirnika klatkowego jest określona zależnością:

$$R'_2 = k_5 z_1 l_f + k_6 z_1 \tilde{\tau} = k_5 z_1 l_f (1 + \frac{k_6}{k_5} \tilde{\tau}).$$

Oznaczając

$$\beta_2 = \frac{k_6}{k_5} \frac{\tilde{\tau}_{50}}{l_f(50)},$$

będzie

$$R'_{2*} = \frac{R'_2(f)}{R'_2(50)} = \frac{f_*^{(\zeta_1-1)} p_*^{(\zeta_1+1)} + \beta_2 f_*^{(-\nu-1)} p_*^{-\nu}}{1 + \beta_2}. \quad (17)$$

Całkowita reaktancja ^{rozproszenia} silnika klatkowego wynosi

$$X_Z = X_1 + X_2' = k_7 \frac{l_{\sigma} z_1^2 f}{p} \sum \lambda',$$

$$X_{Z*} = \frac{X_Z(f)}{X_Z(50)} = f_*^{(2\zeta_1 - \nu_1 - 1)} p_*^{(2\zeta_1 - \nu_1 + 1)}. \quad (18)$$

Wyprowadzenie wzorów (17) i (18) znajduje się w Dodatku 1.

2.2.1.2.3. Podstawowe wskaźniki eksploatacyjne

Masa uzwojenia stojana [36,44]

$$G_{Cu1} = m_1 z_1 l_{sr1} S_1 \gamma_{Cu} \cdot 10^{-3},$$

gdzie γ_{Cu} - masa właściwa miedzi z izolacją,

$$G_{Cu1*} = \frac{G_{Cu1}(f)}{G_{Cu1}(50)} = l_{sr1*} z_{1*} \equiv R_{1*}. \quad (19)$$

Straty w uzwojeniu stojana

$$P_{Cu1} = m_1 I_1^2 R_1; \quad P_{Cu1*} = \frac{P_{Cu1}(f)}{P_{Cu1}(50)} = R_{1*}. \quad (20)$$

Podobnie masa i straty w uzwojeniu wirnika są proporcjonalne do rezystancji wirnika

$$G_{Cu2*} \equiv P_{Cu2*} = R_{2*}. \quad (21)$$

Straty w żelazie stojana określa się na podstawie wzoru [44]

$$P_{Fe} = k_{14} B^2 f^{\beta} G; \quad P_{Fe*} = \frac{P_{Fe}(f)}{P_{Fe}(50)} = \Delta p_* B_*^2 f_*^{\beta} G_*,$$

gdzie: G - masa żelaza; $\beta = 1, 2 \dots 1,5$ w zależności od rodzaju żelaza; Δp_* - względne straty jednostkowe.

Masa jarzma stojana

$$G_{Fej} = \pi(D + 2h_{z1} + h_{j1}) h_{j1} l_s k_i \gamma_{Fe} \cdot 10^{-3},$$

gdzie: $D + 2h_{z1} + h_{j1} = D_z - h_{j1}$;
 D_z - średnica zewnętrzna stojana,

$$G_{Fej*} = \frac{G_{Fej}(f)}{G_{Fej}(50)} = \frac{D_z(f) - h_{j1}(f)}{D_z(50) - h_{j1}(50)} \cdot \frac{h_{j1}(f)}{h_{j1}(50)} \cdot \frac{l_s(f)}{l_s(50)}.$$

Wprowadzając oznaczenia:

$$a_1 = \frac{D_{50}}{D_z(50) - h_{j1}(50)} ; \quad b_1 = \frac{h_{j1}(50)}{D_z(50) - h_{j1}(50)} ;$$

$$c_1 = \frac{2h_{z1}(50)}{D_z(50) - h_{j1}(50)} ; \quad a_1 + b_1 + c_1 = 1 ,$$

otrzymuje się zależność

$$G_{Fej*} = a_1 f_*^{\psi-2\zeta} p_*^{\psi_1-2\zeta_1-1} + b_1 f_*^{\psi-2\zeta} p_*^{\psi_1-2\zeta_1-2} + c_1 f_*^{\zeta-1} p_*^{\zeta_1} \quad (22)$$

Straty w jarzmie stojana ($\beta = 1,5$)

$$P_{Fej*} = a_1 f_*^{\psi-2\zeta+1,5} p_*^{\psi_1-2\zeta_1-1} + b_1 f_*^{\psi-2\zeta+1,5} p_*^{\psi_1-2\zeta_1-2} + c_1 f_*^{\zeta+0,5} p_*^{\zeta_1} \quad (23)$$

Masa zębów stojana

$$G_{Fez} = \pi b_{z1} h_{z1} l_s k_i \gamma_{Fe} \cdot 10^{-3} ; \quad G_{Fez*} = \frac{G_{Fez}(f)}{G_{Fez}(50)} = f_*^{\zeta-1} p_*^{\zeta_1+1} \quad (24)$$

Straty w zębach stojana ($\beta = 1,5$)

$$P_{Fez*} = \frac{P_{Fez}(f)}{P_{Fez}(50)} = f_*^{(\zeta+0,5)} p_*^{(\zeta_1+1)} . \quad (25)$$

Masa części czynnej maszyny [36]

$$G_{cz} = k_{15} D_z^2 l_\delta ,$$

a po wprowadzeniu oznaczeń:

$$a_2 = \frac{D(50)}{D_z(50)} ; \quad b_2 = \frac{2h_{j1}(50)}{D_z(50)} ; \quad c_2 = \frac{2h_{z1}(50)}{D_z(50)} ;$$

$$a_2 + b_2 + c_2 = 1 ,$$

będzie

$$G_{cz*} = \frac{G_{cz}(f)}{G_{cz}(50)} = \left[a_2 f_*^{\left(\frac{\nu}{2} - \zeta\right)} p_*^{\left(\frac{\nu_1}{2} - \zeta_1\right)} + b_2 f_*^{\left(\frac{\nu}{2} - \zeta\right)} p_*^{\left(\frac{\nu_1}{2} - \zeta_1 - 1\right)} + c_2 f_*^{\left(2\zeta - \frac{\nu}{2} - 1\right)} p_*^{\left(2\zeta_1 - \frac{\nu_1}{2} + 1\right)} \right] 2 . \quad (26)$$

Wielkość ta w znacznym stopniu charakteryzuje masę silnika. Aby określić całkowitą masę silnika, należy określić jeszcze masę obudowy i osłon bocznych.

Przyjmując, że grubość obudowy i osłon bocznych jest proporcjonalna do $\sqrt{D_z}$ [36], masa obudowy

$$G_k = D_z^{1,5} l_c ,$$

gdzie: $l_c = l_\delta + 2l_z + 2l_k$ - całkowita długość obudowy silnika; $l_z = k_{16} \bar{l}$; $l_k \approx \text{const.}$

Oznaczając

$$\beta_3 = \frac{2k_{16} \bar{l}(50)}{l_\delta(50)} ; \quad \beta_4 = \frac{2l_k(50)}{l_\delta(50)} ,$$

będzie

$$G_{k*} = \frac{G_k(f)}{G_k(50)} = \left[a_2 f_*^{-\zeta} p_*^{-\zeta_1} + b_2 f_*^{-\zeta} p_*^{-\zeta_1-1} + c_2 f_*^{(2\zeta-\zeta_1-1)} p_*^{(2\zeta_1-\zeta_1+1)} \right]^{1,5} \cdot \frac{f_*^{\beta_3} p_*^{\beta_4} + \beta_3 f_*^{-\zeta} p_*^{-\zeta_1-1} + \beta_4}{1 + \beta_3 + \beta_4} \quad (27)$$

Masa osłon bocznych [36]

$$G_b \equiv D_z^{2,5} ;$$

$$G_{b*} = \frac{G_b(f)}{G_b(50)} = \left[a_2 f_*^{-\zeta} p_*^{-\zeta_1} + b_2 f_*^{-\zeta} p_*^{-\zeta_1-1} + c_2 f_*^{(2\zeta-\zeta_1-1)} p_*^{(2\zeta_1-\zeta_1+1)} \right]^{2,5} \quad (28)$$

Całkowita masa silnika

$$\sum G_* = \frac{\sum G_f}{\sum G_{50}} = \frac{G_{cz}(f) + G_k(f) + G_b(f)}{G_{cz}(50) + G_k(50) + G_b(50)} \quad (29)$$

Straty sumaryczne

$$\sum P = P_{Cu1} + P_{Cu2} + P_{Fej} + P_{Fez} + P_{dod} + P_{mech} , \quad (30)$$

gdzie straty mechaniczne określono ze wzoru [44]

$$P_{mech} \equiv n^{1,6} D^{2,7} . \quad (31)$$

Podstawiając w (30) wyrażenia (20), (21), (23), (25), (31) i oznaczając:

$$a_3 = \frac{P_{Cu1}(50) + P_{Cu2}(50)}{\sum P_{50}} ; \quad b_3 = \frac{P_{Fej}(50)}{\sum P_{50}} ;$$

$$c_3 = \frac{P_{Fez}(50)}{\sum P_{50}} ; \quad d_3 = \frac{P_{mech}(50)}{\sum P_{50}} ;$$

$$\beta_5 = \frac{\sum P_{cz}(50)}{\sum P_z(50)} ; \quad a_3 + b_3 + c_3 + d_3 = 1 ,$$

gdzie: $\sum P_{cz}(50)$ - suma strat w czołowych częściach uzwojeń stojana i wirnika,

$\sum P_z(50)$ - suma strat w żłobkowych częściach stojana i wirnika,

otrzymuje się sumaryczne straty

$$\begin{aligned} \sum P_* = \frac{\sum P_f}{\sum P_{50}} = \frac{a_3}{1+\beta_5} & \left[f_*^{(\zeta-1)} p_*^{(\zeta_1+1)} + \beta_5 f_*^{(-\psi-1)} p_*^{-\psi} \right] + \\ & + b_3 \left[a_1 f_*^{(\psi+1,5-2\zeta)} p_*^{(\psi_1-1-2\zeta_1)} \right] + \\ & + b_1 f_*^{(\psi+1,5-2\zeta)} p_*^{(\psi_1-2-2\zeta_1)} + c_1 f_*^{(\zeta+0,5)} p_*^{\zeta_1} \Big] + \\ & + c_3 f_*^{(\zeta+0,5)} p_*^{(\zeta_1+1)} + d_3 f_*^{(1,6-2,7\zeta)} p_*^{(-1,6-2,7\zeta_1)} . \quad (32) \end{aligned}$$

Moment maksymalny silnika można określić ze wzoru [39]:

$$M_{\max} = \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f [R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_Z^2}] ,}$$

a moment znamionowy

$$M_n = k_{17} \frac{P_{2p}}{f} .$$

W silnikach wolnoobrotowych o częstotliwości znamionowej 50 Hz $X_Z \gg R_1$ [39], dlatego zmiany R_1 w porównaniu z X_Z można pominąć.

Uwzględniając powyższe wzory i warunek (2), przeciążalność

$$k_{\max} \approx \frac{1}{X_{Z*}} = 1 .$$

Tak więc, aby otrzymać współczynnik przeciążalności momentem w silnikach o obniżonej częstotliwości taki sam, jak w silnikach o częstotliwości 50 Hz, należy utrzymywać stałą

wartość X_z .

Ze wzoru (18) przy $X_{z*} = 1$ otrzymuje się

$$\frac{(\psi+1-2\zeta)}{f_*} \frac{(\psi_1-1-2\zeta_1)}{p_*} = 1. \quad (33)$$

Prąd magnesujący

$$I_\mu = \frac{1,6 k_c \delta Bp}{2,7 k_{\mu 1} z_1}; \quad I_{\mu*} = \frac{I_\mu(f)}{I_\mu(50)} = \frac{(\psi-2\zeta+1)}{f_*} \frac{(\psi_1-\zeta_1)}{p_*}, \quad (34)$$

przy założeniu $\delta_f = \delta_{50}$.

Przyjmuje się $l_g/\tau \cong \text{const}$, skąd

$$\frac{(\psi+\zeta)}{f_*} \frac{(\psi_1+\zeta_1+1)}{p_*} = 1. \quad (35)$$

W wyniku przeprowadzonej analizy otrzymano równania wiążące masę i straty silnika asynchronicznego z częstotliwością, prędkością obrotową i parametrami maszyny ($D, l_g, h_{j1}, k_{z1}, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5$). Równania te można stosować do określania najbardziej korzystnych częstotliwości znamionowych, wstępnej masy i strat silnika przy dowolnych częstotliwościach, jak również do analizy wpływu każdego parametru na częstotliwość znamionową, straty i masę silnika. Aby to uzyskać, konieczne jest wyznaczenie wykładników potęg w wyrażeniach (29) i (32). Do tego celu posłużą w dalszych rozważaniach równania (33) i (35).

2.1.2.2.4. Częstotliwość napięcia zasilania przy zadanej synchronicznej prędkości obrotowej

Po rozwiązaniu układu równań (33) i (35) dla przypadku

$$n_f = n_{50} = \text{const}, \quad \text{czyli} \quad n_* = \frac{f_*}{p_*} = 1,$$

otrzymuje się

$$\zeta_2 = -\frac{1}{3}; \quad \psi_2 = -\frac{2}{3},$$

gdzie: $\zeta_2 = \zeta + \zeta_1$; $\psi_2 = \psi + \psi_1$.

Podstawiając te wartości do głównych równań określających poszczególne wymiary i wskaźniki energetyczne silnika, otrzymuje się zależności określające te wielkości w przypadku, gdy silnik o obniżonej znamionowej częstotliwości zasilania ma posiadać moc, prędkość i współczynnik przeciążalności takie same jak silnik o częstotliwości znamionowej 50 Hz.

Wymiary główne silnika

$$D_* = f_*^{-\frac{1}{3}}, \quad (36)$$

$$l_{d*} = f_*^{-\frac{2}{3}}. \quad (37)$$

Podziałka biegunowa i wysokość jarzma stojana

$$\tau_* = h_{j1*} = f_*^{-\frac{2}{3}}, \quad (38)$$

liczba zwojów uzwojenia stojana

$$z_{1*} = f_*^{-\frac{1}{3}}, \quad (39)$$

strumień magnetyczny

$$\phi_* = f_*^{-\frac{4}{3}}, \quad (40)$$

rezystancje uzwojeń stojana i wirnika

$$R_{1*} = R_{2*}' = f_*^{-\frac{1}{3}}, \quad (41)$$

prąd magnesujący

$$I_{\mu*} = f_*^{-\frac{2}{3}}. \quad (42)$$

Masy:

$$G_{cz*} = (a_2 + b_2 f_*^{-1} + c_2 f_*^{-\frac{1}{3}})^2, \quad (43)$$

$$G_{k*} = (a_2 f_*^{\frac{1}{3}} + b_2 f_*^{-\frac{2}{3}} + c_2)^{1,5} \cdot \frac{f_*^{-\frac{2}{3}(1+\beta_3)+\beta_4}}{1 + \beta_3 + \beta_4}, \quad (44)$$

$$G_{b*} = (a_2 f_*^{\frac{1}{3}} + b_2 f_*^{-\frac{2}{3}} + c_2)^{2,5} \quad (45)$$

Sumaryczne straty w silniku

$$\sum P_* = a_3 f_*^{-\frac{1}{3}} + b_3 (a_1 f_*^{\frac{1}{2}} + b_1 f_*^{-\frac{1}{2}} + c_1 f_*^{\frac{1}{6}}) + c_3 f_*^{\frac{7}{6}} + d_3 f_*^{0,9} \quad (46)$$

Na podstawie [36,44] zostały przyjęte następujące związki zachodzące między parametrami silników asynchronicznych o częstotliwości znamionowej 50 Hz:

$$\begin{aligned} D &= (0,4-0,8)D_z; \quad 2h_{z1} = (0,1-0,3)D_z; \quad 2h_j = (0,1-0,4)D_z; \\ \beta_3 &= 0,25-3,5; \quad \beta_4 = 0,1-0,2; \quad \beta_5 = 0,25-5; \quad a_3 = 0,4-0,8; \\ b_3 &= 0,1-0,4; \quad c_3 = 0,1-0,3. \end{aligned}$$

Ponieważ główne parametry i wskaźniki energetyczne silnika określone są za pomocą kombinacji tych parametrów, należy rozpatrzyć wszystkie możliwe warianty zmian tych wielkości w podanych przedziałach.

W tym celu został opracowany program dla maszyny cyfrowej, który umożliwia, po wykonaniu koniecznych obliczeń, wybór najkorzystniejszej częstotliwości znamionowej silnika.

Funkcje (29) i (32), według których można byłoby określić f_{opt} prowadzą do równań algebraicznych wyższych rzędów, które można rozwiązać tylko metodami przybliżonymi. Prowadziłoby to do znacznego skomplikowania programu obliczeniowego, jak i do zwiększenia liczby danych wejściowych i wyjściowych maszyny cyfrowej, które i tak są bardzo liczne. Dlatego do określenia najkorzystniejszej częstotliwości znamionowej silnika asynchronicznego wolnoobrotowego celowe było napisanie takiego programu obliczeniowego na maszynę cyfrową, który eliminowałby powyższą niedogodność. W Dodatku 2 został zamieszczony schemat blokowy takiego programu oraz jego opis, tabulogram i przykładowe wydruki wyników obliczeń.

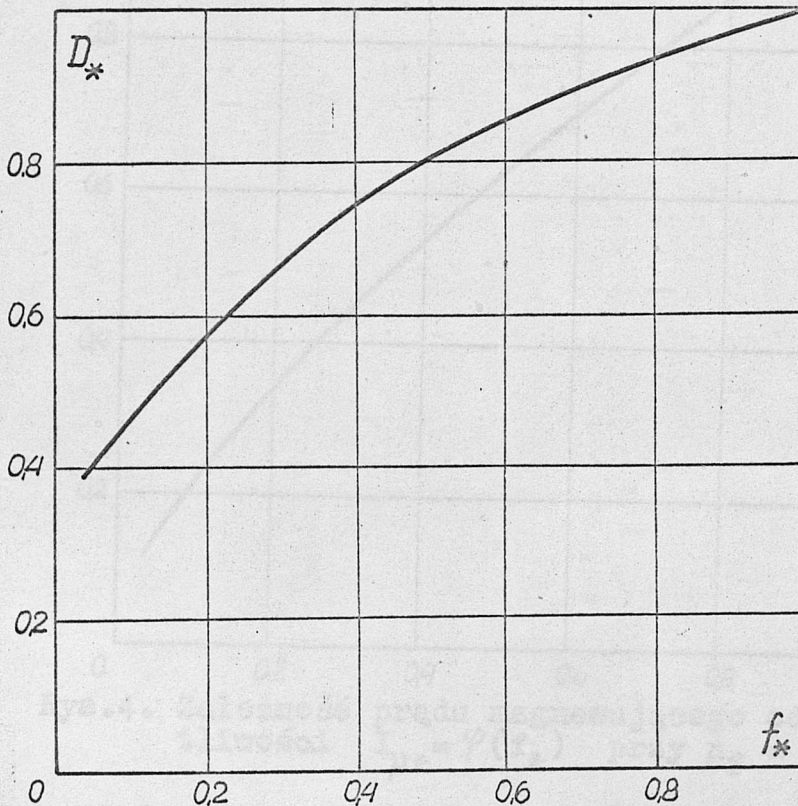
2.2.1.3. Analiza wyników obliczeń i wnioski dotyczące przyjęcia częstotliwości znamionowej silnika wolnoobrotowego z punktu widzenia jego parametrów konstrukcyjnych

W oparciu o przytoczone w punkcie 2.2.1.2 rozważania jakościowe została przeprowadzona analiza ilościowa wpływu

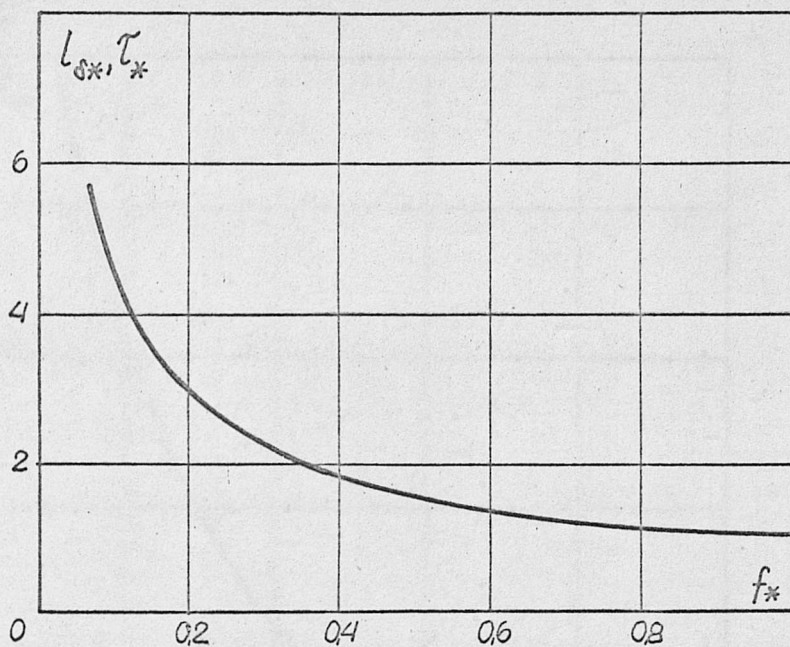
częstotliwości zasilania na podstawowe parametry silnika asynchronicznego wolnoobrotowego. Dokonano tego w taki sposób, aby można było określić i ocenić poszczególne parametry maszyny w odniesieniu do maszyny o częstotliwości znamionowej 50 Hz. Częstotliwość zasilania silników zmieniała się od 0,1 do 1,0 - w liczbach względnych (1,0 - odpowiadało 50 Hz).

Analiza ilościowa została przeprowadzona pod kątem uzyskania takich informacji, które umożliwiłyby określenie najkorzystniejszej częstotliwości znamionowej silnika czyli takiej, przy której wartości żądanych parametrów konstrukcyjnych i ruchowych będą spełniały określone wymagania. Takie podejście jest uzasadnione tym, że zależności niemal wszystkich parametrów silnika od częstotliwości nie posiadają ekstremum w zakresie częstotliwości od 0 do 50 Hz, które umożliwiłoby jednoznaczny wybór częstotliwości optymalnej (rys. 2 do 12).

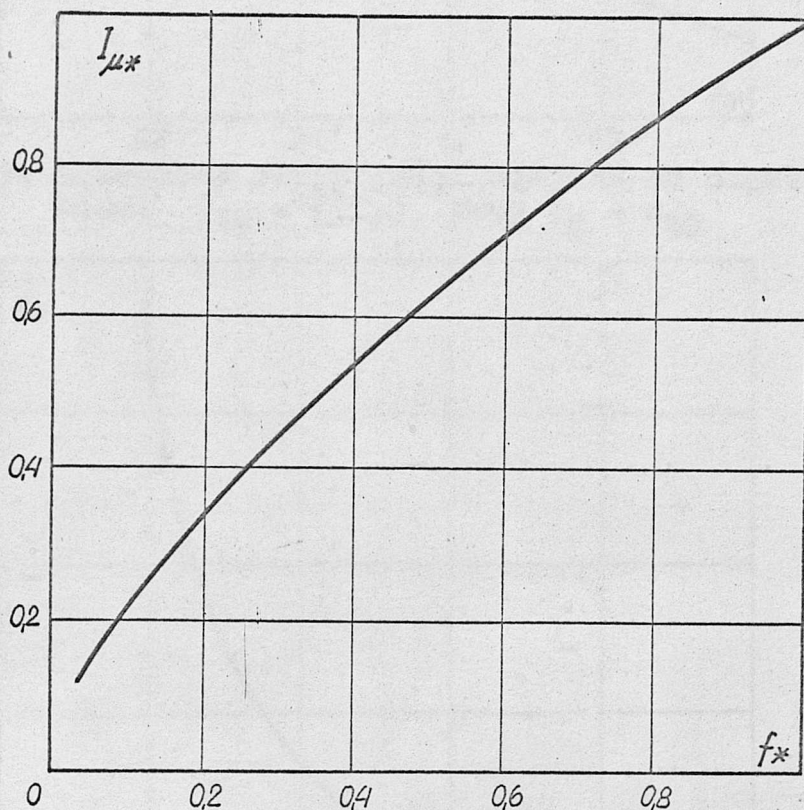
Wynikiem analizy przeprowadzonej w punktach 2.2.1.1 i 2.2.1.2 są otrzymane zależności na D , l_s , T , I_μ , R_1 , ϕ , przedstawione odpowiednio na rysunkach 2 do 6.



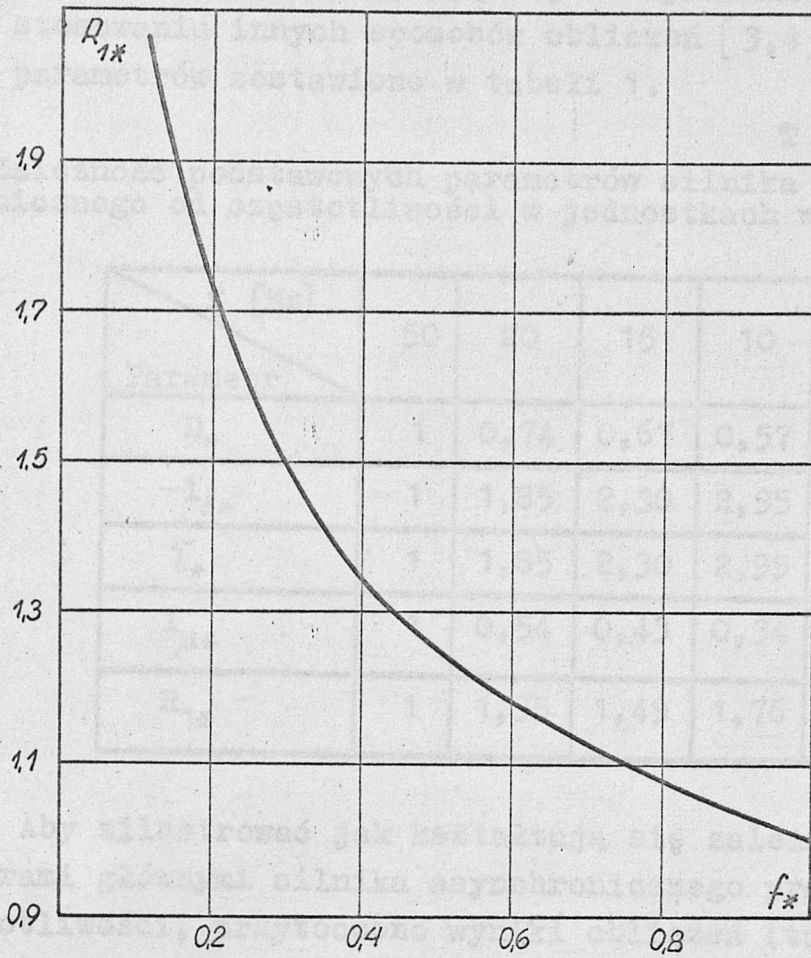
Rys.2. Zależność średnicy od częstotliwości
 $D_* = \varphi(f_*)$ przy $n_f = n_{50}$



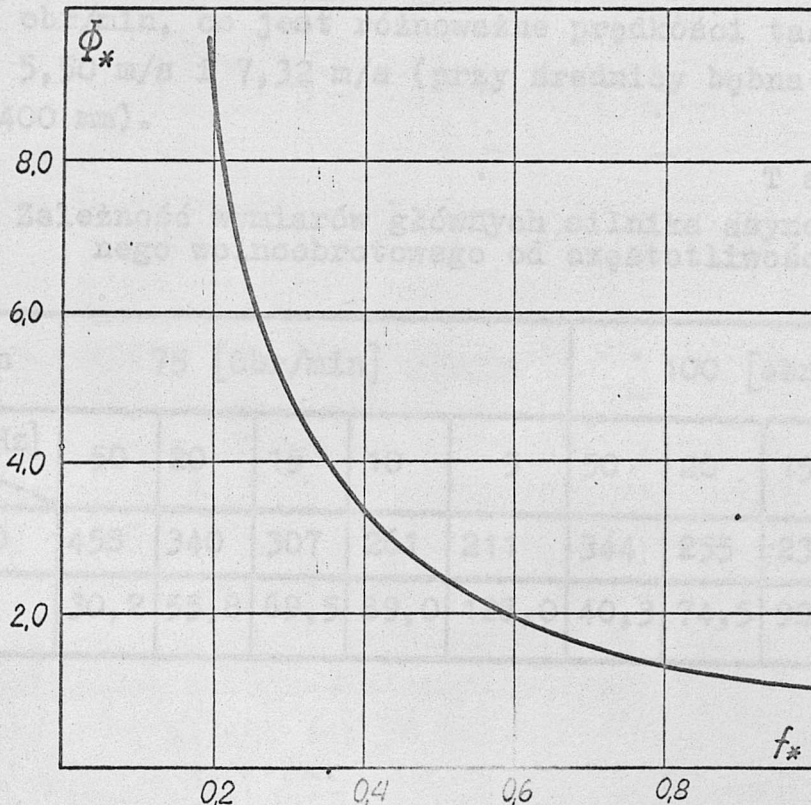
Rys.3. Zależność długości i podziałki biegunowej od częstotliwości: $l_{\delta*} = \varphi(f_*)$, $\tau_* = \varphi_1(f_*)$ przy $n_f = n_{50}$



Rys.4. Zależność prądu magnesującego od częstotliwości $I_{\mu*} = \varphi(f_*)$ przy $n_f = n_{50}$



Rys.5. Zależność rezystancji stojana od częstotliwości $R_{1*} = \varphi(f_*)$ przy $n_f = n_{50}$



Rys.6. Zależność strumienia magnetycznego od częstotliwości $\Phi_* = \varphi(f_*)$ przy $n_f = n_{50}$

Zależności te pokrywają się z wynikami otrzymanymi przy stosowaniu innych sposobów obliczeń [3,4]. Wartości tych parametrów zestawiono w tabeli 1.

T a b e l a 1

Zależność podstawowych parametrów silnika asynchronicznego od częstotliwości w jednostkach względnych

f [Hz]	50	20	15	10	5
Parametr					
D_*	1	0,74	0,67	0,57	0,46
$l_{\delta*}$	1	1,85	2,30	2,95	4,24
τ_*	1	1,85	2,30	2,95	4,24
$I_{\mu*}$	1	0,54	0,43	0,34	0,22
R_{1*}	1	1,35	1,49	1,76	2,15

Aby zilustrować jak kształtują się zależności między wymiarami głównymi silnika asynchronicznego przy obniżaniu częstotliwości, przytoczono wyniki obliczeń (tabela 2) dla maszyny o mocy $P_n = 1600$ kW ($\eta = 0,93$; $\cos \varphi = 0,78$) przy dwóch różnych prędkościach bębna napędowego: 75 obr/min i 100 obr/min, co jest równoważne prędkości taśmy odpowiednio: 5,50 m/s i 7,32 m/s (przy średnicy bębna napędowego $B = 1400$ mm).

T a b e l a 2

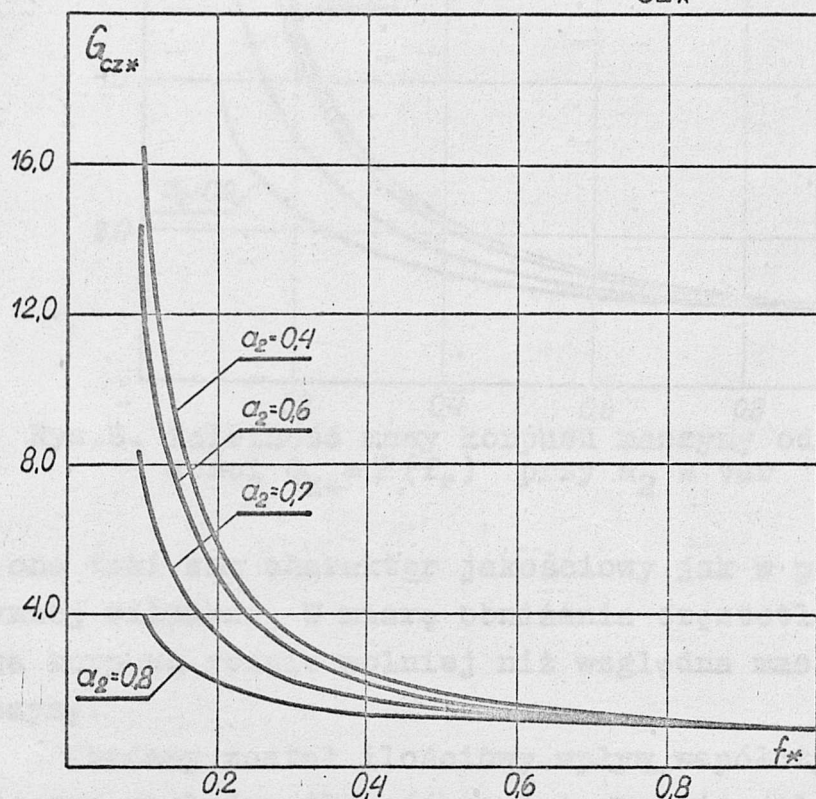
Zależność wymiarów głównych silnika asynchronicznego wolnoobrotowego od częstotliwości

n	75 [Obr/min]					100 [obr/min]				
f [Hz]	50	20	15	10	5	50	20	15	10	5
D	458	340	307	261	211	344	255	230	196	158
l_{δ}	30,2	55,8	69,5	89,0	128,0	40,3	74,5	92,7	149,0	171,0

Jak wynika z tabeli 2, proporcje geometryczne silnika wolnoobrotowego o tak dużej mocy są korzystniejsze dla częstotliwości rzędu 10-15 Hz niż dla częstotliwości przemysłowej 50 Hz. Ponadto można zauważyć, że w miarę zwiększania prędkości taśmy przenośnika proporcje te będą się polepszać; będzie istotnie malała średnica maszyny przy jednoczesnym wzroście jej długości.

W pracy przeanalizowano również wpływ częstotliwości zasilania i innych parametrów na masy i straty maszyny.

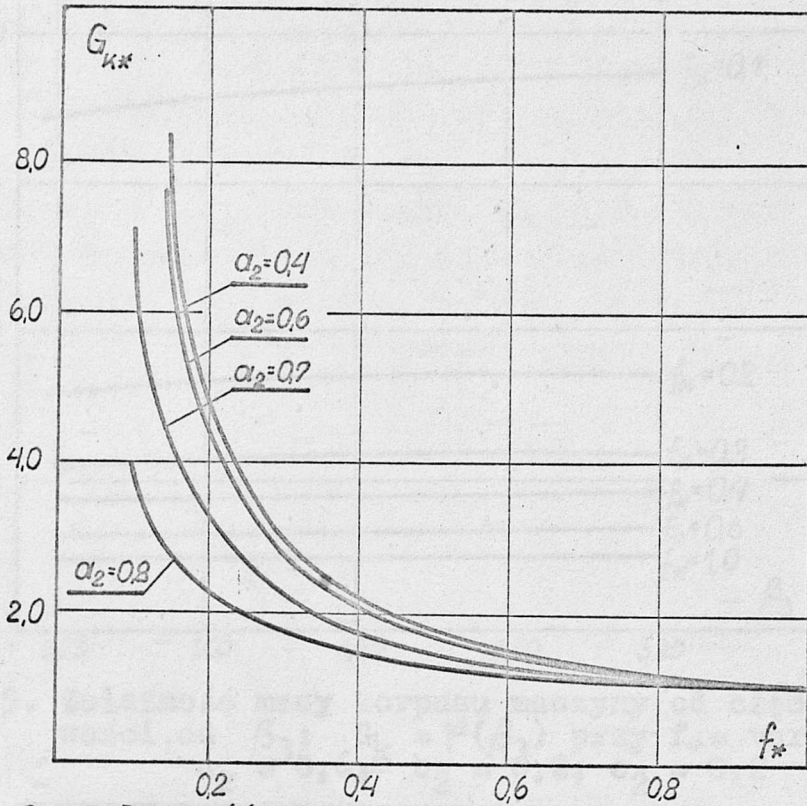
Na rysunku 7 podano zależności $G_{cz*} = \varphi(f_*)$.



Rys.7. Zależność masy czynnej maszyny od częstotliwości $G_{cz*} = \varphi(f_*)$ przy $a_2 = \text{var}$

Masa części czynnej istotnie zależy od wartości współczynnika a_2 , określającego stosunek średnicy wewnętrznej do zewnętrznej maszyny. Jak widać z wykresu, wpływ współczynnika a_2 w przedziale 0,4-0,6 jest minimalny, natomiast w przedziale 0,7-0,8 współczynnik ten istotnie wpływa na obniżenie masy w zakresie niskich częstotliwości zasilania. Tak więc, dobierając odpowiednio duży współczynnik a_2 , można dla niskich częstotliwości osiągnąć stosunkowo mały wzrost masy ($\sim 50\%$ więcej dla 15 Hz niż dla 50 Hz).

Zależność masy korpusu od częstotliwości przy różnych współczynnikach a_2 przedstawia rysunek 8.

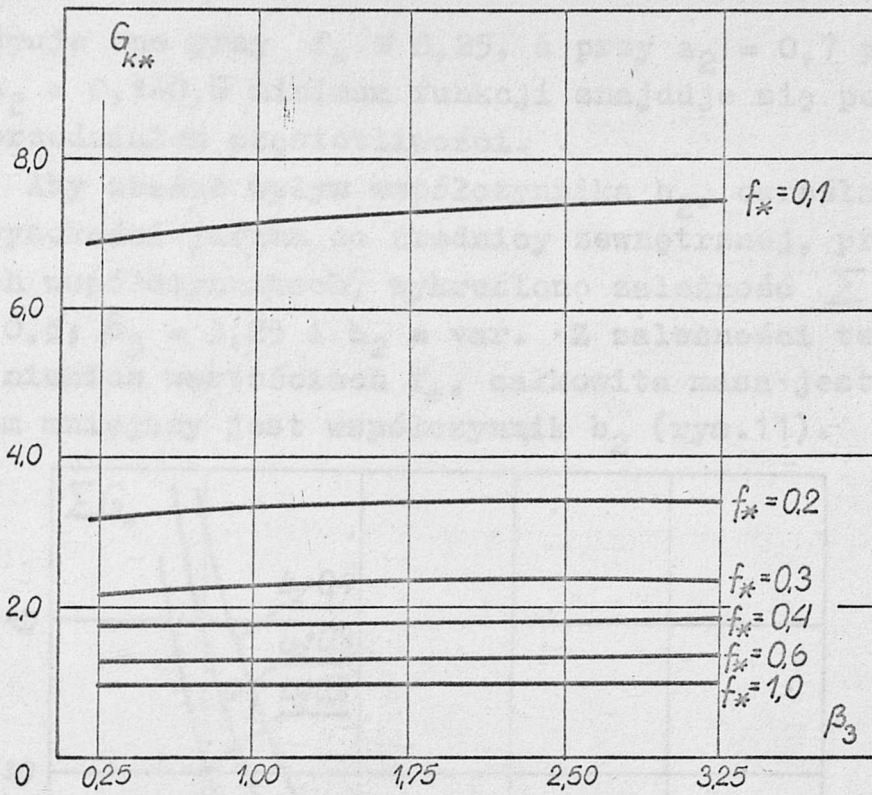


Rys.8. Zależność masy korpusu maszyny od częstotliwości $G_{k*} = \varphi(f_*)$ przy $a_2 = \text{var}$

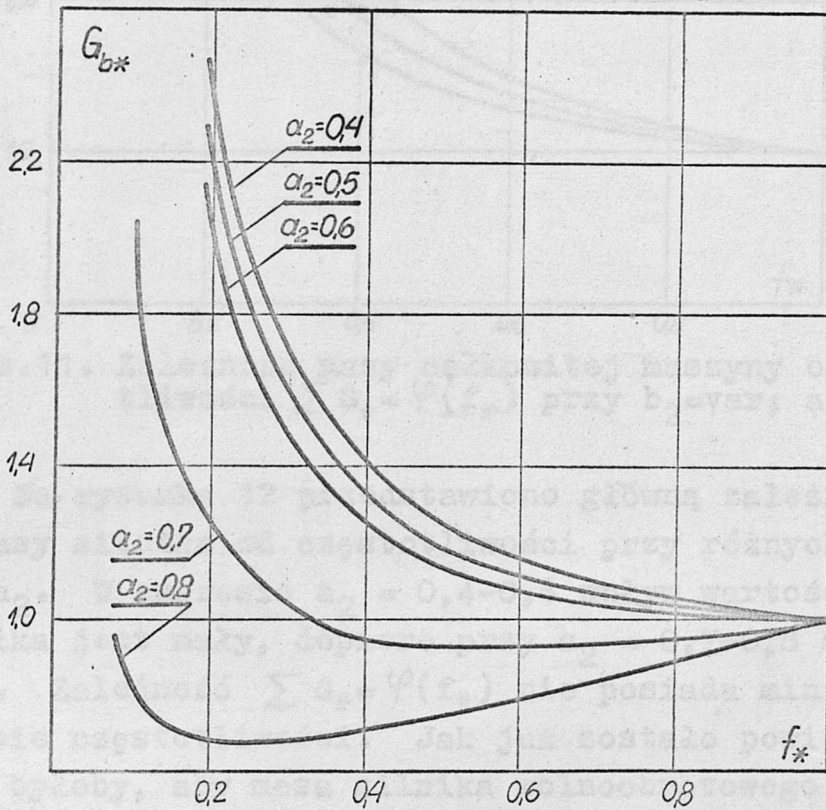
Ma ona taki sam charakter jakościowy jak w przypadku masy czynnej silnika. W miarę obniżania częstotliwości, względna masa korpusu rośnie wolniej niż względna masa części czynnej maszyny.

Zbadany został ilościowy wpływ współczynnika β_3 , określającego względną długość części zezwoju położonego za żłobkiem, na masę korpusu przy różnych częstotliwościach. Jak widać z rysunku 9 wpływ ten dla ustalonej częstotliwości jest minimalny i daje się zauważyć dopiero przy niskich częstotliwościach $f_* = 0,1-0,3$. Ogólnie, ze wzrostem β_3 , dla ustalonej częstotliwości, rośnie masa korpusu, lecz wzrost ten jest nieznaczny.

Z wykresu $G_{b*} = \varphi(f_*)$ podanego na rysunku 10 wynika, że w zależności od wartości współczynnika a_2 , charakter funkcji może się zmieniać. Przy dużych wartościach a_2 (0,7-0,8), funkcja w badanym zakresie częstotliwości (0,1-1,0) posiada wyraźne minimum. Ze wzrostem współczynnika a_2 minimum występuje przy niższych częstotliwościach (np. dla $a_2 = 0,8$



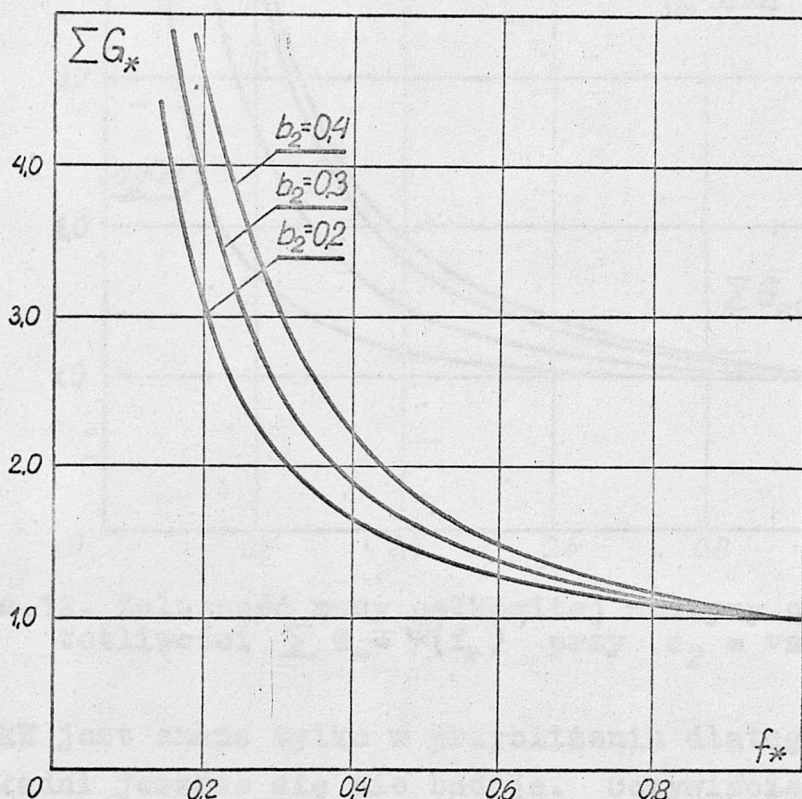
Rys.9. Zależność masy korpusu maszyny od częstotliwości, od β_3 : $G_k = \varphi(\beta_3)$ przy $f_* = \text{var}$; $a_2 = 0,6$; $b_2 = 0,2$; $c_2 = 0,2$



Rys.10. Zależność masy osłon bocznych od częstotliwości $G_{bk} = \varphi(f_*)$ przy $a_2 = \text{var}$

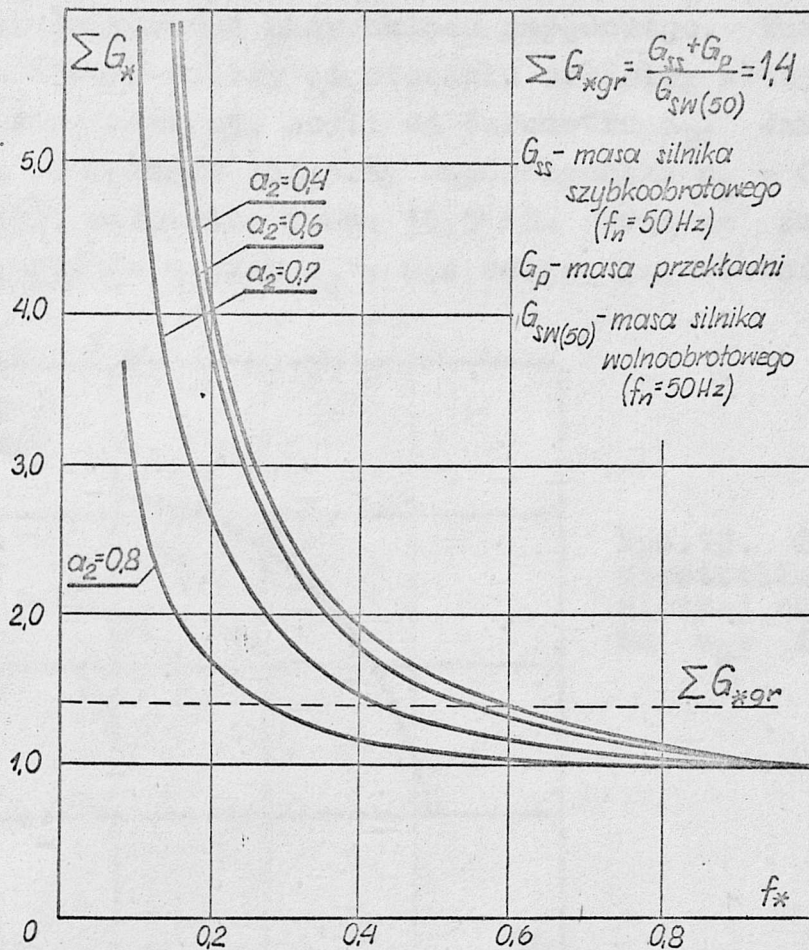
występuje ono przy $f_* \approx 0,25$, a przy $a_2 = 0,7$ przy $f_* \approx 0,5$). Dla $a_2 = 0,1-0,6$ minimum funkcji znajduje się poza interesującym przedziałem częstotliwości.

Aby zbadać wpływ współczynnika b_2 , określającego stosunek wysokości jarzma do średnicy zewnętrznej, przy ustalonych innych współczynnikach, wykreślono zależność $\sum G_*(f_*)$ przy $a_2 = 0,5$; $\beta_3 = 3,25$ i $b_2 = \text{var}$. Z zależności tej wynika, że przy niskich wartościach f_* , całkowita masa jest tym mniejsza im mniejszy jest współczynnik b_2 (rys.11).



Rys.11. Zależność masy całkowitej maszyny od częstotliwości $\sum G_* = \varphi(f_*)$ przy $b_2 = \text{var}$; $a_2 = 0,5$

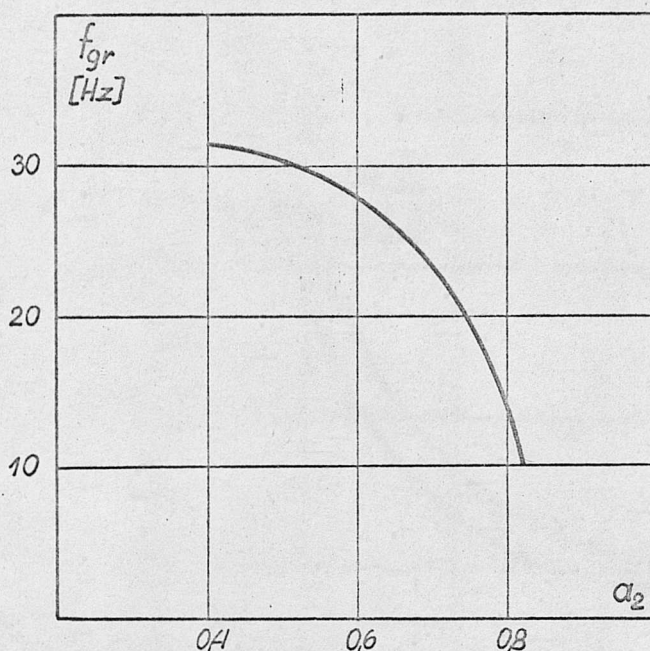
Na rysunku 12 przedstawiono główną zależność całkowitej masy silnika od częstotliwości przy różnych współczynnikach a_2 . W zakresie $a_2 = 0,4-0,6$ wpływ wartości tego współczynnika jest mały, dopiero przy $a_2 = 0,7-0,8$ staje się istotny. Zależność $\sum G_* = \varphi(f_*)$ nie posiada minimum w badanym zakresie częstotliwości. Jak już zostało powiedziane, pożądanym byłoby, aby masa silnika wolnoobrotowego nie przewyższała masy silnika szybkoobrotowego wraz z przekładnią mechaniczną. Masa tego ostatniego układu jest znana przy obecnych mocach. Natomiast masa przekładni o mocy rzędu



Rys.12. Zależność masy całkowitej maszyny od częstotliwości $\Sigma G_* = \varphi(f_*)$ przy $a_2 = \text{var}$

1000 kW jest znana tylko w przybliżeniu dlatego, że takich przekładni jeszcze się nie buduje. Oczywiście przekładnię należy wyeliminować nawet wówczas, gdy masa silnika wolnoobrotowego będzie większa niż układu dotychczasowego. Tym niemniej, aby określić najniższą możliwą częstotliwość zasilania silnika wolnoobrotowego, celowe jest porównanie masy takiego silnika z przybliżoną wartością masy konwencjonalnego układu napędowego. Biorąc pod uwagę masę takiego układu napędowego i odnosząc go do masy silnika wolnoobrotowego o częstotliwości znamionowej 50 Hz, uzyskuje się przybliżoną wartość graniczną masy bezprzekładniowego układu napędowego wynoszącą w jednostkach względnych $\Sigma G_* = 1,4$ (obliczono w oparciu o [4] i dane uzyskane w COBPGO "Poltegor"). Porównując tę wartość z masami silników asynchronicznych wolnoobrotowych o obniżonej częstotliwości znamionowej, otrzymuje się graniczną wartość częstotliwości, do której można obniżyć

częstotliwość zasilania silnika nie przekraczając obliczonej wartości granicznej masy układu napędowego. Wartość f_{gr} w istotny sposób zależy od stosunku średnicy wewnętrznej do zewnętrznej maszyny, czyli od parametru a_2 . Jak wynika z wykresu na rysunku 13, przy współczynniku $a_2 = 0,8$ f_{gr} osiąga wartość minimalną równą 14,5 Hz. Wraz ze zmniejszaniem a_2 , f_{gr} rośnie i przy $a_2 = 0,4$ osiąga już wartość 31 Hz.



Rys.13. Zależność częstotliwości granicznej od parametru a_2 : $f_{gr} = \gamma(a_2)$

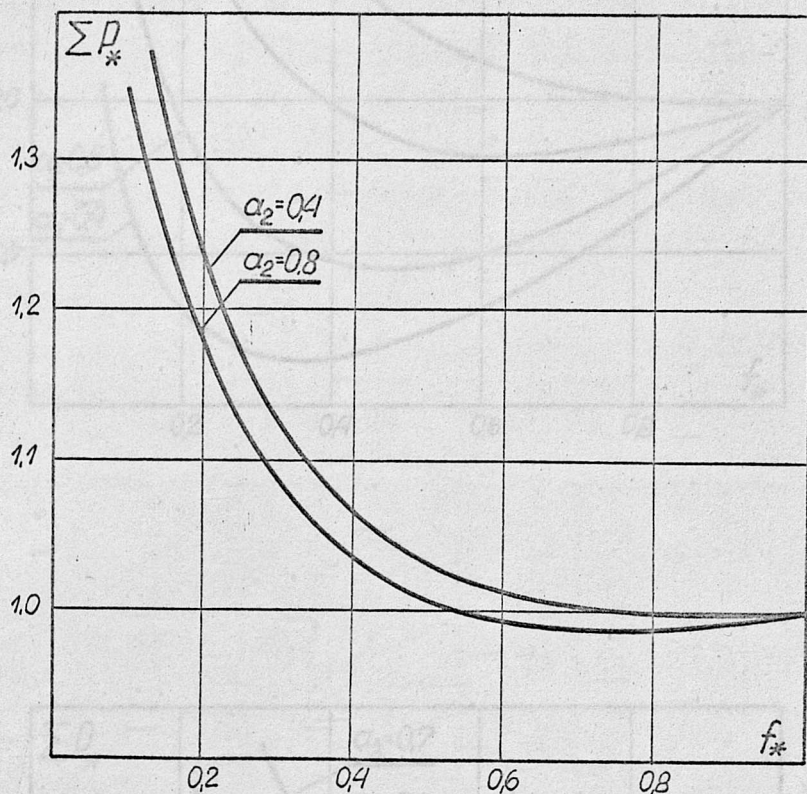
W tabeli 3 przedstawiono względne wartości poszczególnych wielkości: D_* , $l_{\delta*}$, $I_{\mu*}$, G_{cz*} , G_{b*} , G_{k*} , $\sum G_*$, $\sum P_*$, dla najniższej częstotliwości dopuszczalnej 14,5 Hz (wartości te są odniesione do parametrów maszyny wolnoobrotowej o częstotliwości przemysłowej).

T a b e l a 3

Wartości względne parametrów silnika wolnoobrotowego o częstotliwości 14,5 Hz

f [Hz]	D_*	$l_{\delta*}$	$I_{\mu*}$	G_{cz*}	G_{k*}	G_{b*}	$\sum G_*$	$\sum P_*$
				$a_2 = 0,8$			$a_2=0,8; a_3=0,5$	
14,5	0,66	2,35	0,43	1,62	1,80	0,67	1,4	0,921
50	1	1	1	1	1	1	1	1

Następnym bardzo ważnym parametrem, który należy brać pod uwagę przy określaniu częstotliwości zasilania silnika wolnoobrotowego, są straty sumaryczne (46). Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że funkcja $\sum P_* = (f_*)$ (rys. 14, 15) ma różny charakter w zależności od wartości współczynnika a_3 , który mówi o udziale strat w miedzi maszyny w stratach całkowitych (przy ustalonej wartości parametru a_2).



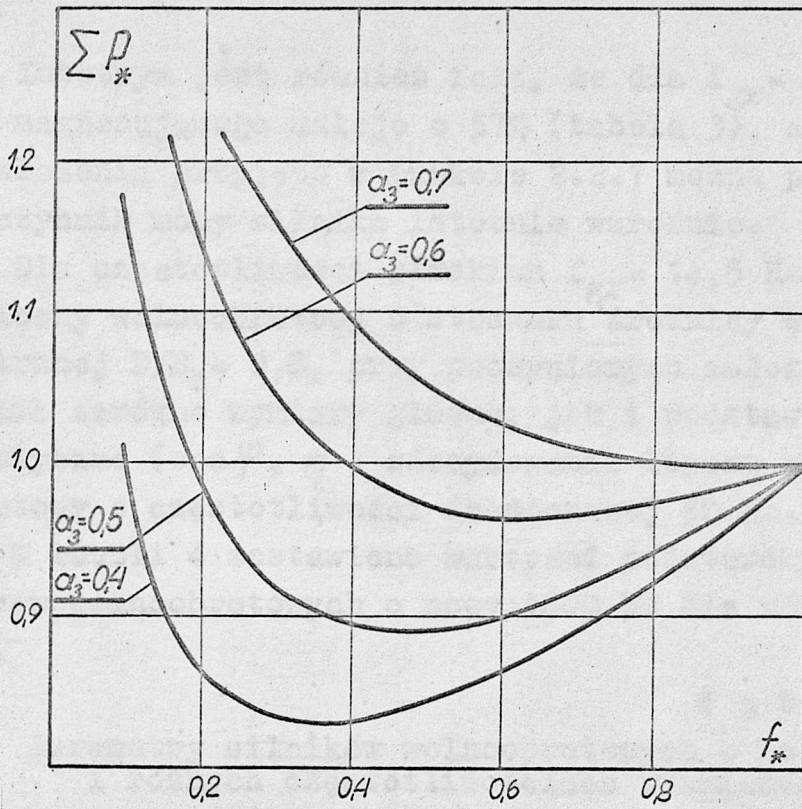
Rys.14. Zależność strat całkowitych od częstotliwości $\sum P_* = \varphi(f_*)$ przy $a_2 = \text{var}$; $a_3 = 0,6$; $b_3 = 0,2$; $c_3 = 0,1$; $d_3 = 0,1$

Dla maksymalnej wartości $a_2 = 0,8$ i minimalnego $a_3 = 0,4$, minimum strat występuje przy częstotliwości około 17 Hz, a straty sumaryczne przy tej częstotliwości są o około 17% niższe niż w silniku o częstotliwości znamionowej 50 Hz (rys.15a).

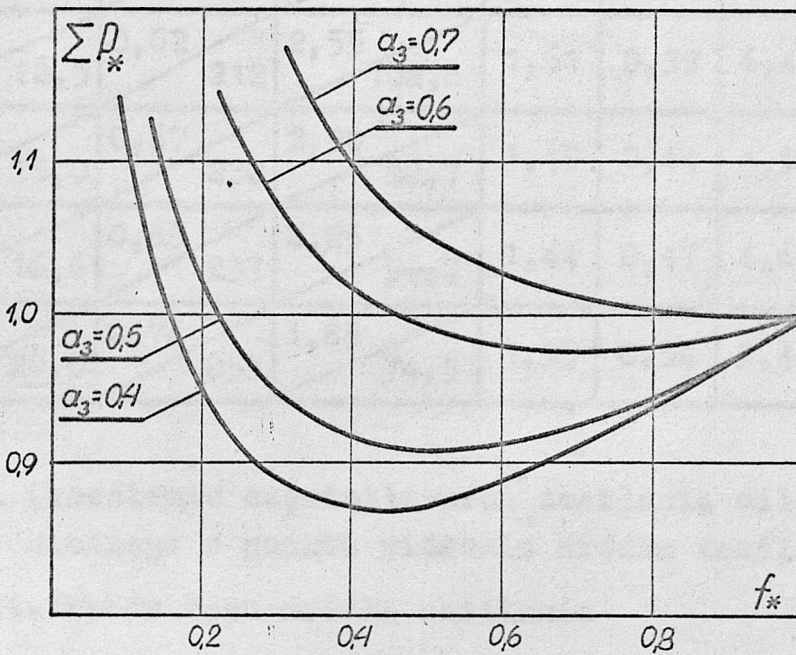
Dla minimalnego $a_2 = 0,4$ i minimalnego $a_3 = 0,4$, minimum strat występuje przy częstotliwości 21,5 Hz i są one niższe o około 13% niż w silniku wolnoobrotowym o częstotliwości zasilania 50 Hz (rys. 15b).

Dla częstotliwości dopuszczalnej $f_{gr} = 14,5$ Hz, zarówno w jednym, jak i w drugim przypadku straty sumaryczne są mniejsze o ponad 10% w stosunku do strat w silniku o częstotliwości przemysłowej.

a)



b)



Rys.15. Zależność strat całkowitych od częstotliwości $\Sigma P_* = \varphi(f_*)$ przy $\alpha_3 = \text{var}$; $a - a_2 = 0,8$; $b_2 = 0,1$; $c_2 = 0,1$; $b - a_2 = 0,4$; $b_2 = 0,2$; $c_2 = 0,2$

Istotnym jest również fakt, że dla $f_{gr} = 14,5$ Hz wartość prądu magnesującego maleje o 57% (tabela 3), a więc uwzględniając założenia przyjęte w punkcie 2.2.1 można przypuszczać, że współczynnik mocy silnika istotnie wzrośnie.

Dla częstotliwości bliskich $f_{gr} = 14,5$ Hz, silnik asynchroniczny wolnoobrotowy o stosunku średnicy wewnętrznej do zewnętrznej $D/D_z = 0,8$, przy poczynionych założeniach, będzie posiadał zarówno wymiary główne, jak i podstawowe wskaźniki energetyczne ($\cos \varphi$, η) zdecydowanie lepsze niż silnik wolnoobrotowy o częstotliwości znamionowej 50 Hz.

W tabeli 4 zestawiono wartości podstawowych parametrów silników wolnoobrotowych o mocy 1600 kW dla różnych częstotliwości.

T a b e l a 4

Parametry silników wolnoobrotowych o mocy 1600 kW i różnych częstotliwościach znamionowych

f_* f [Hz]	D_* D [cm]	l_* l_s [cm]	R_{l*}	$I_{\mu*}$	ϕ_*	$\sum G_*$	$\sum P_*$
0,20 10,0	0,57 196	2,95 119,0	1,76	0,34	8,80	1,70	1,138
0,25 12,5	0,62 212	2,55 102,8	1,61	0,39	6,45	1,48	1,084
0,30 15,0	0,67 230	2,30 92,7	1,49	0,44	4,95	1,35	1,044
0,33 16,6	0,69 237	2,25 90,7	1,44	0,47	4,60	1,32	1,026
0,40 20,0	0,74 255	1,85 74,5	1,35	0,54	3,40	1,22	0,998

2.2.2. Określenie częstotliwości zasilania silnika asynchronicznego z punktu widzenia źródła zasilania

2.2.2.1. Wybór typu źródła zasilania

Do zasilania silników asynchronicznych wolnoobrotowych najlepiej nadają się bezpośrednie przemienniki częstotliwości, które mają takie zalety, jak [7,8,17,18,40,41,50]:

- jednokrotna przemiana energii,
- naturalna komutacja prądu w tyrystorach przemiennika,
- możliwość dwustronnej wymiany mocy: z sieci zasilającej do obwodu obciążenia i odwrotnie,
- możliwość płynnej regulacji amplitudy i częstotliwości napięcia na wyjściu przemiennika poczynając od wartości bliskich zeru,
- możliwość otrzymania na wyjściu napięcia zbliżonego kształtem do sinusoidy, co jest szczególnie ważne przy współpracy przemiennika z silnikiem asynchronicznym.

W przypadku przemieników bezpośrednich z wejściem i wyjściem trójfazowym, wyróżnia się dwa typy układów mocy:

- układ gwiazdowy składający się z 18 tyrystorów (rys. 16a),
- układ mostkowy składający się z 36 tyrystorów (rys. 16b).

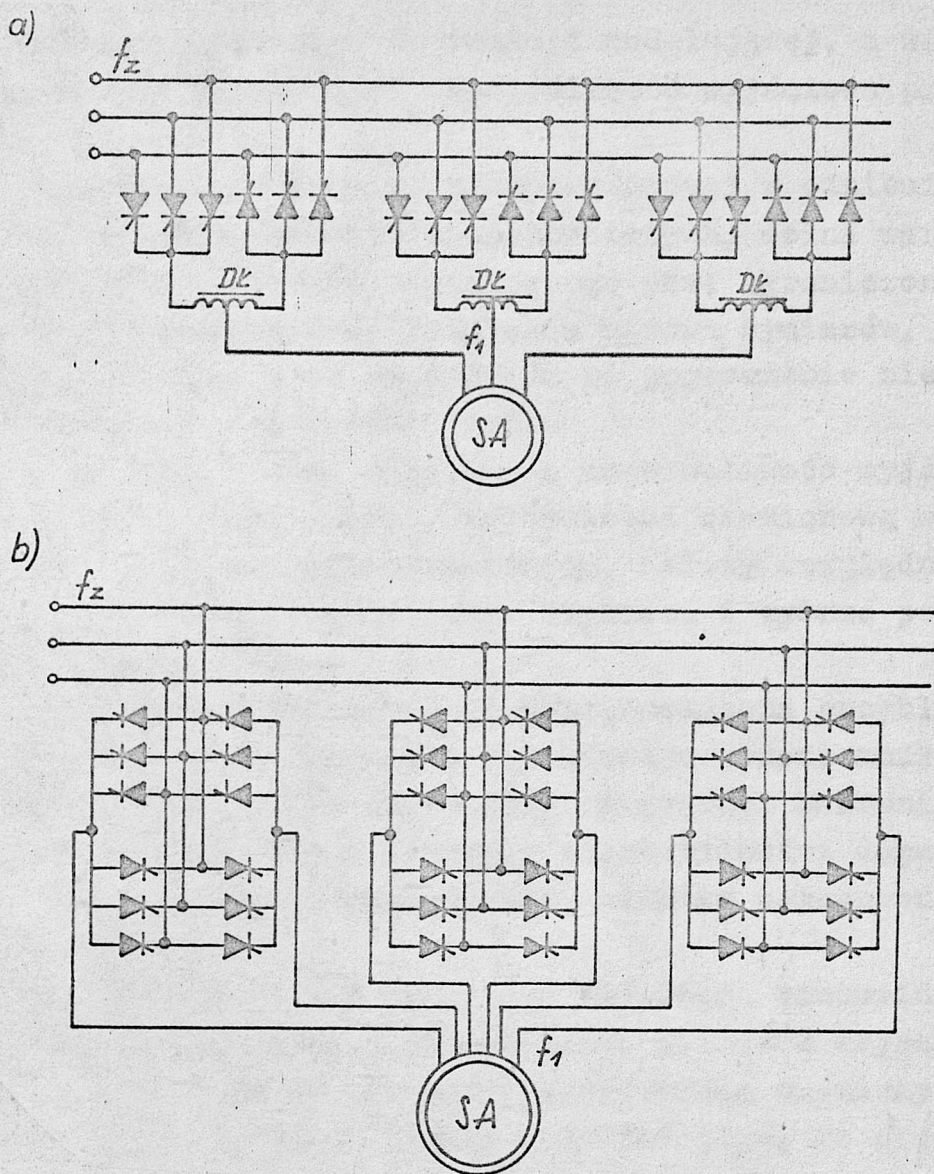
Wadą układu gwiazdowego jest konieczność stosowania dławików do ograniczania prądów wyrównawczych oraz duża zawartość harmoniczných w napięciu wyjściowym. Ponadto, w układzie takim można otrzymać maksymalną częstotliwość $f_{1\max} \approx 0,3 f_z$ (gdzie f_z - częstotliwość źródła zasilania), co znacznie ogranicza zakres jego stosowania [7,8,17,18,40].

Układy mostkowe mają wiele zalet w stosunku do układów gwiazdowych; do najważniejszych należą [7,17,18,40]:

- dwukrotnie mniejsze napięcie strony wtórnej transformatora, a więc wymagane niższe napięcie zaporowe stosowanych tyrystorów,
- brak składowej stałej w prądzie strony wtórnej transformatora,
- możliwość uzyskania szerszego zakresu częstotliwości wyjściowej przemiennika $f_{1\max} \approx 0,5 f_z$,
- mniejsza zawartość harmoniczných w napięciu przetworzonym, a co za tym idzie, lepsze warunki pracy zasilanych silników.

Wadą tych układów jest podwójna liczba tyrystorów w stosunku do układów gwiazdowych.

Po przeanalizowaniu zalet i wad obydwu typów układów, przyjmuje się przemiennik z prostownikami w układzie mostkowym odwrotnierównoległym jako rozwiązanie korzystniejsze



Rys.16. Układy mocy bezpośrednich przemienników częstotliwości: a - układ gwiazdowy, b - układ mostkowy

w zastosowaniu do zasilania wolnoobrotowych silników asynchronicznych.

Bezpośredni przemiennik częstotliwości daje na wyjściu napięcie odkształcone o pewnej zawartości harmonicznych. Stopień odkształcenia tego napięcia w stosunku do sinusoidy podstawowej jest zależny od wielu czynników, między innymi od liczby faz źródła zasilającego, stosunku częstotliwości wejściowej do wyjściowej przemiennika, od sposobu sterowania kątem załączania tyrystorów.

Jeżeli stosuje się sinusoidalną modulację kąta załączania tyrystorów, to kształt napięcia wyjściowego tym bardziej

jest zbliżony kształtem do funkcji modulującej, a więc do sinusoidy, im niższa jest częstotliwość wyjściowa przemiennika.

Jak wynika z analizy przeprowadzonej w odniesieniu do silników asynchronicznych wolnoobrotowych, dolna wartość częstotliwości napięcia zasilającego jest ograniczona ze względu na niemożliwy do przyjęcia wzrost wymiarów, a więc i ciężaru silnika oraz ze względu na pogorszenie niektórych jego parametrów eksploatacyjnych.

W związku z tym, wybierając częstotliwość wyjściową przemiennika, a tym samym częstotliwość znamionową wolnoobrotowego silnika asynchronicznego, należy uwzględnić wyżej wymienione, przeciwstawne sobie czynniki i wybrać pewne rozwiązanie kompromisowe.

W dalszym ciągu zostanie przeprowadzona przybliżona analiza harmoniczna napięcia wyjściowego przemiennika. Celem tej analizy będzie określenie zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym w zakresie częstotliwości dopuszczalnych z punktu widzenia konstrukcji silnika asynchronicznego wolnoobrotowego.

Zostanie omówiony przypadek modulacji sinusoidalnej, jako najkorzystniejszy przy zasilaniu silników asynchronicznych. Nie jest on do tej pory dostatecznie omówiony w literaturze, co jest między innymi wynikiem tego, że analityczne rozwiązanie tego problemu nie jest możliwe, nawet w przypadku przyjęcia założeń upraszczających. W pewnym stadium obliczeń wymagane jest numeryczne rozwiązanie zagadnienia, z wykorzystaniem cyfrowej techniki obliczeniowej.

2.2.2.2. Analiza harmoniczna napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości

Krzywa napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości ma złożoną postać, zależną od liczby faz źródła zasilającego, od rodzaju i głębokości modulacji, kąta załączania tyrystorów, stosunku częstotliwości wejściowej do wyjściowej przemiennika, liczby taktów prostowania, od charakteru i współczynnika mocy obciążenia.

W konkretnym rozwiązaniu technicznym przemiennika liczba faz źródła zasilającego, rodzaj funkcji modulującej

i charakter obciążenia są z góry zadane, zmienia się natomiast stosunek częstotliwości wejściowej do wyjściowej γ , współczynnik głębokości modulacji ξ i współczynnik mocy obciążenia.

Krzywą napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości można zapisać analitycznie przy następujących założeniach upraszczających [13,14,17]:

- tyrystory są idealne,
- komutacja jest natychmiastowa,
- półokres napięcia wyjściowego składa się z całkowitej liczby wycinków sinusoid napięcia modulowanego,
- kształt krzywej nie zależy od charakteru obciążenia,
- prąd obciążenia jest ciągły.

Półokres napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości tworzony jest w wyniku sinusoidalnej modulacji sinusoidalnego napięcia modulowanego (rys. 17).

Napięcie modulowane grupy anodowej tyrystorów służące do formowania sygnałów sterujących można zapisać w następującej postaci:

$$u_{MA} = - \sum_{n=0}^{N-1} U_{Mn} \cos (x - n\tau) , \quad (47)$$

gdzie: $\tau = \frac{2\pi}{m}$; $m = m_z$ dla układu gwiazdowego,

$m = 2m_z$ dla układu mostkowego,

m_z - liczba faz źródła zasilającego,

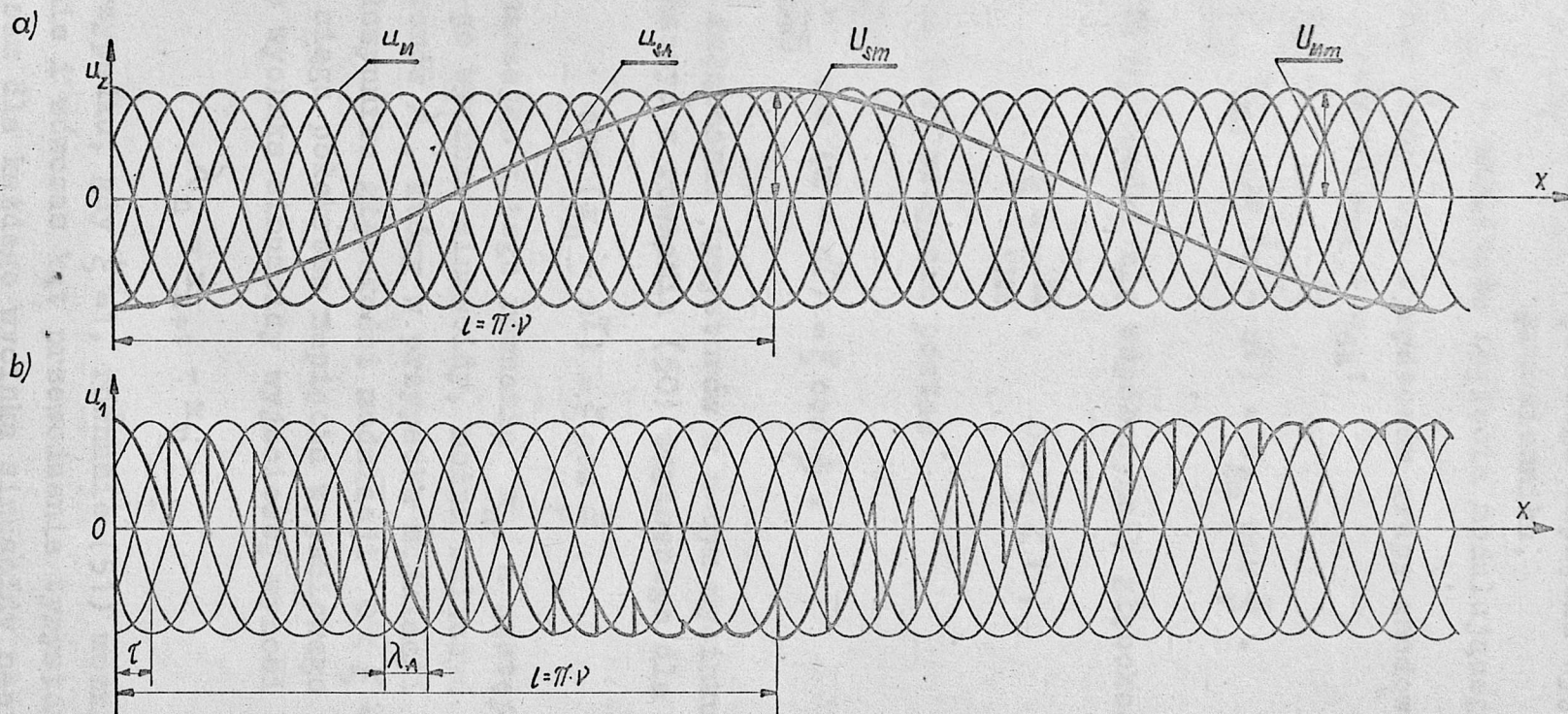
N - liczba wycinków sinusoid napięcia modulowanego w półokresie napięcia wyjściowego przemiennika,

U_{Mn} - amplituda napięcia modulowanego,

$x = \omega_z t$, ω_z - pulsacja napięcia zasilającego (f_z - częstotliwość wejściowa) przemiennika; $n\tau \leq x \leq (n+1)\tau$.

Napięcie modulujące wytwarzane przez generator i podawane do układu sterowania tyrystorami grupy anodowej, będzie miało postać (rys.17a)

$$u_{SA} = - U_{Sm} \cos \frac{x}{\gamma} , \quad (48)$$



Rys.17. Formowanie napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości: a - przebieg napięć modulowanego i modulującego; b - przebieg napięcia wyjściowego grupy anodowej tyrystorów

gdzie: $\nu = \frac{\omega_z}{\omega_1}$; ω_1 - pulsacja napięcia wyjściowego
przeziennika,

U_{Sm} - amplituda napięcia modulującego (sterującego).

Chwile komutacji tyrystorów grupy anodowej A określa się z warunku równości u_{MA} i u_{SA} :

$$- \sum_{n=0}^{N-1} U_{Mm} \cos(x - n\tau) = U_{Sm} \cos \frac{x}{\nu}. \quad (49)$$

Jeśli wprowadzi się współczynnik głębokości modulacji

$$\xi = \frac{U_{Sm}}{U_{Mm}}; \quad 0 \leq \xi \leq 1,$$

to równanie (49) przyjmie postać

$$\sum_{n=0}^{N-1} \cos(x - n\tau) = \xi \cos \frac{x}{\nu}. \quad (50)$$

Kąt załączania tyrystorów w n-tym wycinku sinusoidy można wyznaczyć z równania (50) zapisanego dla n-tego wycinka

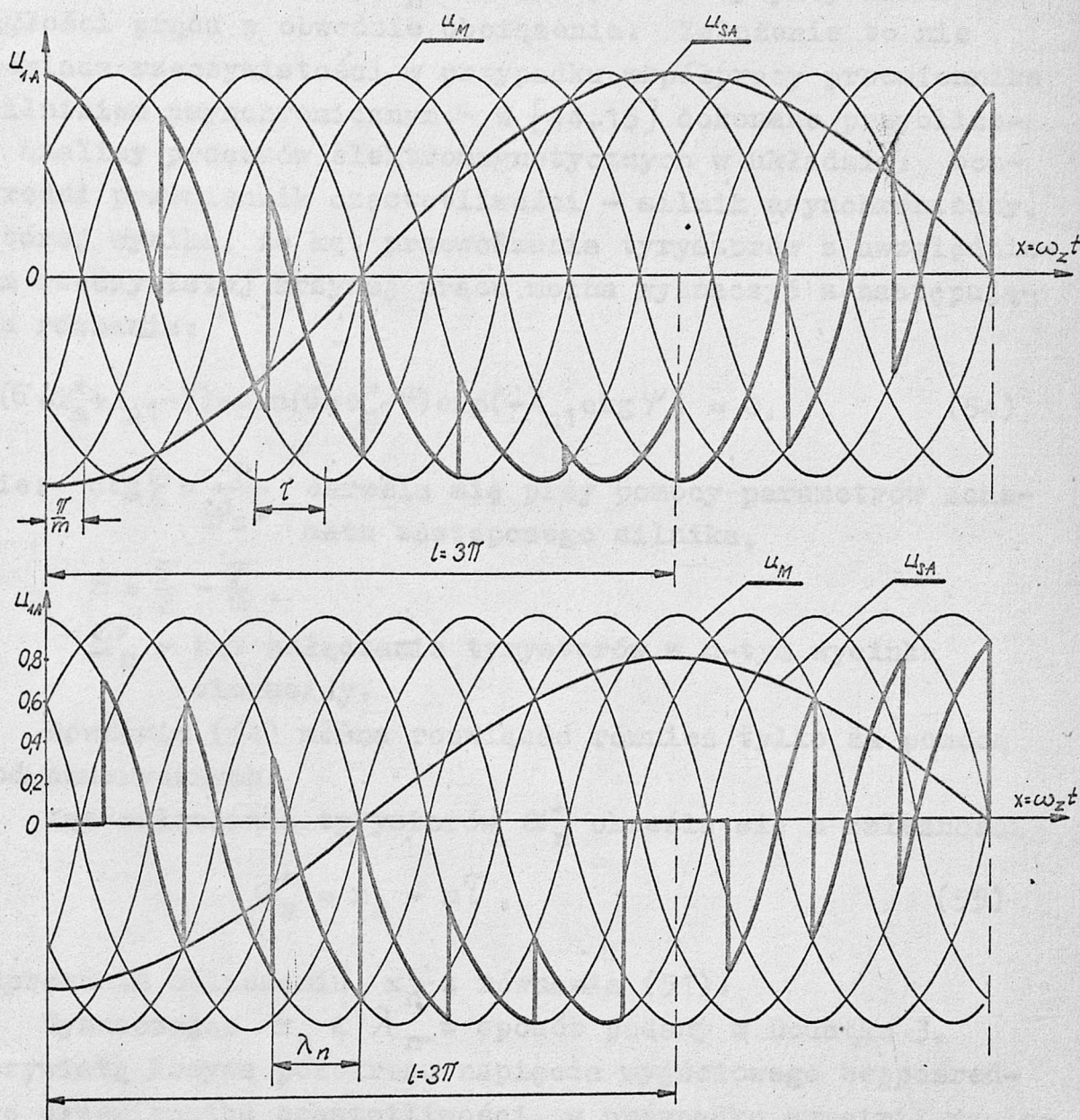
$$\cos(x_n - n\tau) = \xi \cos \frac{x}{\nu}. \quad (51)$$

Wyznaczając z tego równania x_n , a następnie x_{n+1} dla (n+1)-go wycinka sinusoidy, można obliczyć kąt przewodzenia tyrystorów λ , który w przypadku modulacji sinusoidalnej, przy współczynniku głębokości modulacji $0 < \xi < 1$, ulega zmianom w ciągu półokresu napięcia wyjściowego (rys. 18) i dla n-tego wycinka sinusoidy wyjściowej wynosi

$$\lambda_n = x_{n+1} - x_n. \quad (52)$$

W przypadku, gdy $\xi = 1$, równanie (51) można rozwiązać analitycznie i wówczas kąt przewodzenia tyrystorów grupy A jest taki sam dla każdego wycinka sinusoidy napięcia wyjściowego

$$\lambda_A = \frac{\nu\tau}{\nu-1}. \quad (53)$$



Rys.18. Kształt napięcia wyjściowego bezpośredniego
przebiegu częstotliwości przy różnych
współczynnikach głębokości modulacji;
 $\gamma = 3$; a - $\xi = 1$; b - $\xi = 0,8$

Jeżeli współczynnik głębokości modulacji $0 < \xi < 1$, równanie (51) jest przestępne i można je rozwiązać tylko za pomocą metod analizy numerycznej.

Kąt przewodzenia λ_n został wyznaczony przy założeniu ciągłości prądu w obwodzie obciążenia. Założenie to nie odpowiada rzeczywistości w przypadku współpracy przemiennika z silnikiem asynchronicznym. W [14,15] dokonano przybliżonej analizy procesów elektromagnetycznych w układzie: bezpośredni przemiennik częstotliwości - silnik asynchroniczny, z której wynika, że kąt przewodzenia tyrystorów z uwzględnieniem rzeczywistej krzywej prądu można wyznaczyć z następującego równania:

$$\sin(\sigma + \alpha_n^* + \lambda_{n1} - \psi) - \sin(\sigma + \alpha_n^* - \psi) \exp(-\lambda_{n1} \operatorname{ctg} \psi) = 0, \quad (54)$$

gdzie: $\operatorname{ctg} \psi = \frac{R}{\omega_z L}$ określa się przy pomocy parametrów schematu zastępczego silnika,

$$\sigma = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m},$$

α_n^* - kąt załączania tyrystorów w n -tym wycinku sinusoidy.

Równanie (54) można rozwiązać również tylko za pomocą metod numerycznych.

Kąt załączania tyrystorów α_n^* określa się z zależności

$$\alpha_n^* = x_n - n\tau, \quad (55)$$

po uprzednim obliczeniu x_n z równania (51).

Wyznaczając x_n i λ_n w sposób podany w Dodatku 3, rzeczywistą krzywą półokresu napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości, w przypadku symetrii względem osi odciętych, można zapisać w następujący sposób:

$$\left. \begin{aligned} F(x) &= \frac{u_1}{U_{zm}} = \sum_{n=0}^{N-1} \sin(\sigma + x - n\tau); \quad x \in \langle \alpha_n^* + n\tau, \alpha_n^* + \lambda_n + n\tau \rangle, \\ F(x) &= 0; \quad x \in \langle 0, \alpha_n^* + n\tau \rangle \wedge x \in (\alpha_n^* + \lambda_n + n\tau, +\infty), \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

gdzie: $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$; $N = \frac{m(\nu-1)}{2}$.

W rozwinięciu tej krzywej w szereg Fouriera będą występowały nieparzyste sinusy i kosinusy, a więc

$$F(x) = \sum_{n=0}^{N-1} C_k \sin\left(\frac{k}{\gamma} x + \delta_k\right), \quad (57)$$

gdzie:

$$C_k = \frac{U_{km}}{U_{zm}} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad (58)$$

$$\delta_k = \arctg \frac{a_k}{b_k}, \quad (59)$$

$$a_k = \frac{2}{1} \int_0^1 F(x) \cos \frac{k\pi}{1} x dx, \quad (60)$$

$$b_k = \frac{2}{1} \int_0^1 F(x) \sin \frac{k\pi}{1} x dx, \quad (61)$$

U_{km} - amplituda k-tej harmonicznej,

k - rząd harmonicznej,

$1 = \pi\gamma$.

Zależności (60) i (61) można przedstawić w następującej postaci:

$$a_k = \frac{2}{1} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{x_1}^{x_2} F_n(x) \cos \frac{k\pi}{1} x dx,$$

$$b_k = \frac{2}{1} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{x_1}^{x_n} F_n(x) \sin \frac{k\pi}{1} x dx,$$

gdzie: $x_1 = \alpha_n^* + n\tau$; $x_2 = \alpha_n^* + \lambda_n + n\tau$; $F_n(x) = \sin(\sigma + x_n - n\tau)$,

a po wykonaniu całkowania otrzymuje się wzory określające współczynniki rozkładu harmonicznego funkcji (56):

$$a_k = \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{N-1} [A(\cos D - \cos F) + B(\cos H - \cos M)] ; \quad (62)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{N-1} [A(\sin F - \sin D) - B(\sin M - \sin H)] , \quad (63)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{\gamma - k} ; & B &= \frac{1}{\gamma + k} ; & D &= \sigma - n\tau \frac{k}{\gamma} + \frac{\alpha_n^*}{A\gamma} ; \\ F &= D + \frac{\lambda_n}{A\gamma} ; & H &= \sigma + n\tau \frac{k}{\gamma} + \frac{\alpha_n^*}{B\gamma} ; & M &= H + \frac{\lambda_n}{B\gamma} . \end{aligned} \quad (64)$$

Wartość skuteczna podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego

$$U_{1(1)} = \sqrt{\frac{1}{1} \int_0^1 u_{1(1)}^2(x) dx} = \frac{U_{zm} C_1}{\sqrt{2}} . \quad (65)$$

Aby określić stopień zniekształcenia napięcia wyjściowego, wprowadza się współczynnik

$$H_v = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} U_k}{U_{1(1)}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} C_k^2}}{C_1} . \quad (66)$$

Współczynnik ten istotnie zależy od stosunku częstotliwości wejściowej do wyjściowej przemiennika.

Aby uzyskać dane ilościowe o zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym bezpośredniego przemiennika częstotliwości, opracowano program obliczeniowy na maszynę cyfrową. Schemat blokowy, opis, tabulogram i przykładowe wydruki wyników obliczeń przedstawiono w Dodatku 3.

2.2.2.3. Dyskusja wyników i wybór znamionowej częstotliwości silnika wolnoobrotowego

W oparciu o obliczenia wykonane na maszynie cyfrowej, została przeprowadzona analiza ilościowa napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości z sinusoidalną modulacją kąta załączania tyrystorów. Analizę przeprowadzono w taki sposób, aby można było ocenić kształt tego napięcia w całym zakresie pracy przemiennika, tj. od częstotliwości bliskich zeru, do maksymalnej wartości równej 25 Hz.

W tabeli 5 zostały przytoczone wartości współczynników szeregu Fouriera krzywej napięcia wyjściowego w przypadku, gdy amplitudy napięć modulowanego i modulującego są sobie równe, tj. $\xi = 1$.

T a b e l a 5

Wartości współczynników szeregu Fouriera krzywej napięcia wyjściowego przy $m=6$ i $\xi=1$

γ k	2	3	4	5	7	10	11	15
1	0.9549	0.9549	0.9549	0.9549	0.9549	0.9549	0.9549	0.9549
3	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
5	0.1364	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0	0
7	0.1910	0.0000	0	0	0	0	0	0
9	0.0000	0.0000	0	0	0	0	0	0
11	0.0735	0.1364	0	0	0	0	0	0
13	0.0868	0.1910	0	0	0	0	0	0
15	0.0000	0.0000	0.0000	0	0	0	0	0
17	0.0503	0.0000	0.1364	0	0	0	0	0
19	0.0562	0.0000	0.1910	0	0	0	0	0
21	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0	0	0	0
23	0.0382	0.0735	0	0.1364	0	0	0	0
25	0.0415	0.0868	0	0.1910	0	0	0	0
27	0.0000	0.0000	0	0.0000	0	0	0	0
29	0.0308	0.0000	0	0	0	0	0	0
31	0.0329	0.0000	0	0	0	0	0	0
33	0.0000	0.0000	0.0000	0	0	0	0	0
35	0.0258	0.0503	0.0735	0	0.1364	0	0	0
37	0.0273	0.0562	0.0868	0	0.1910	0	0	0
39	0.0000	0.0000	0.0000	0	0.0000	0	0	0
41	0.0222	0.0000	0	0	0	0	0	0
43	0.0233	0.0000	0	0	0	0	0	0
45	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000

Jak widać, zawartość harmonicznych jest tym większa, im mniejsze jest γ , czyli im wyższa jest częstotliwość napięcia wyjściowego przemiennika. Dla najmniejszej wartości γ , tj.

dla $\nu = 2$, w krzywej napięcia wyjściowego występują wszystkie harmonicznej nieparzyste, z wyjątkiem tych, których rząd jest krotnością liczby 3. W miarę zwiększania ν , współczynniki wyższych harmonicznych, pozostając stałe co do wartości, przesuwają się w stronę wyższych rzędów.

Dla współczynnika głębokości modulacji $\xi \neq 1$ (wykresy na rys. 19 i 20) pojawiają się harmoniczne krotności 3, a więc w krzywej napięcia wyjściowego występują wszystkie harmoniczne rzędów nieparzystych.

W widmie harmonicznych można zauważyć harmoniczne dominujące, których wartości dla $\xi = 1$ nie ulegają zmianie (tabela 5) a dla $\xi \neq 1$ maleją w miarę zwiększania ξ .

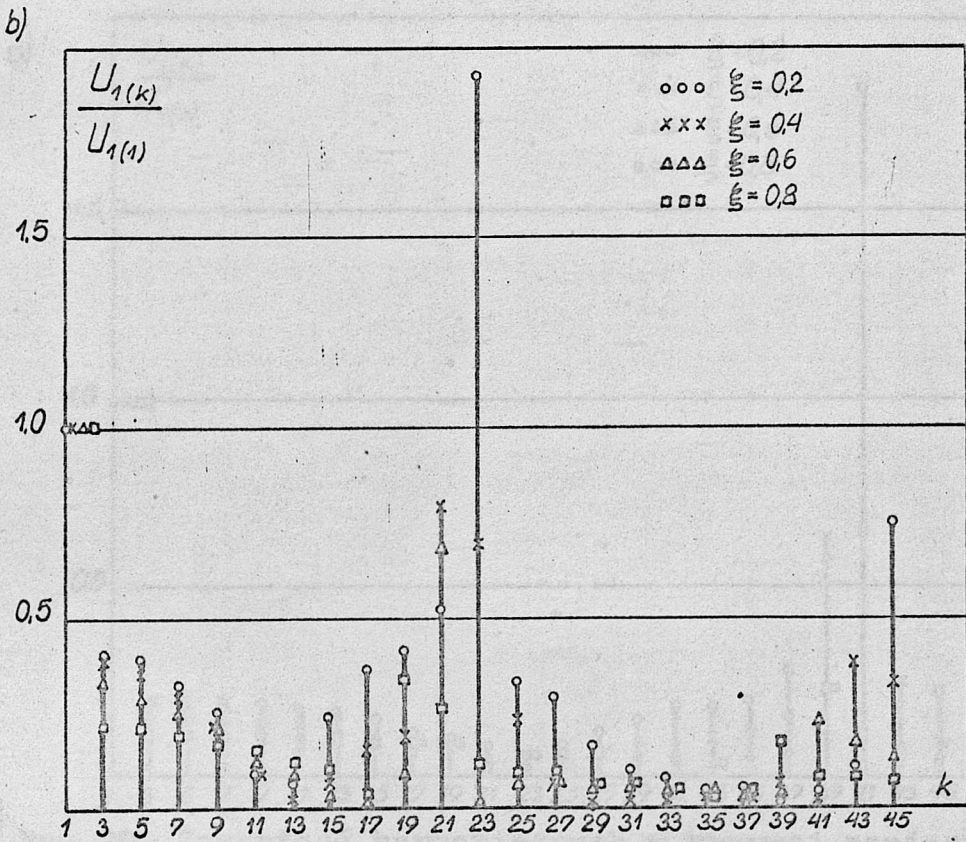
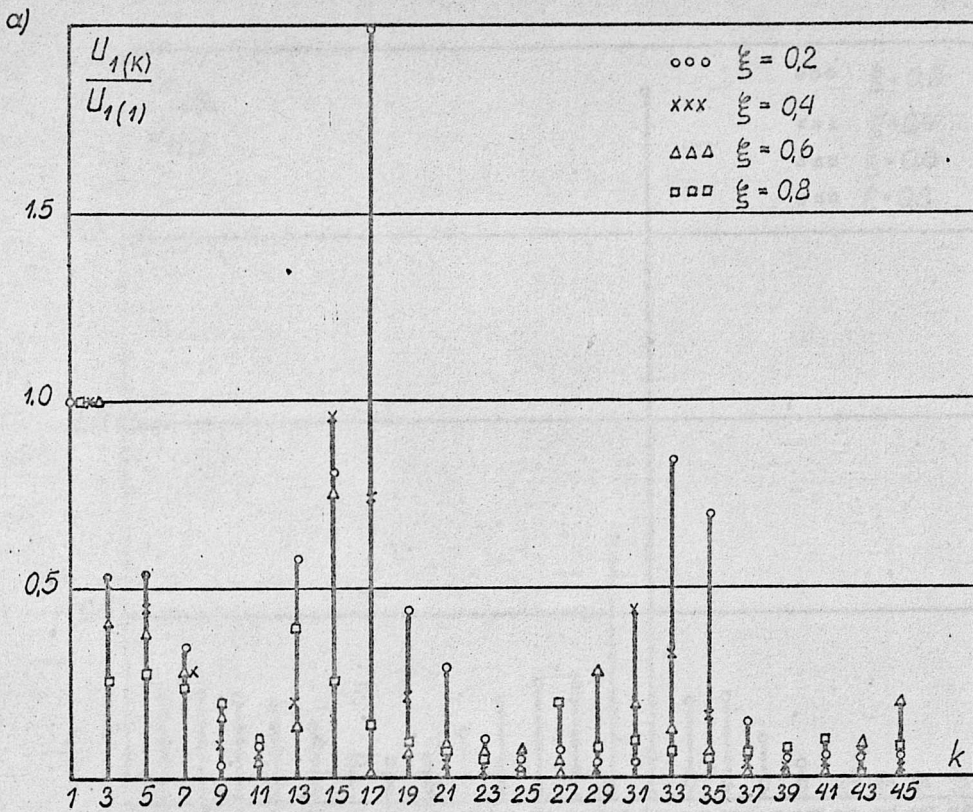
Rząd harmonicznych dominujących, w miarę wzrostu ξ , przesuwa się w stronę niższych wartości k (rys. 19, 20, tabela 5) i tak dla:

$$\begin{aligned} \xi \in \langle 0,1; 0,2 \rangle & \quad k = m(\nu-1)+5 ; \\ \xi \in \langle 0,3; 0,6 \rangle & \quad k = m(\nu-1)+3 ; \\ \xi \in \langle 0,7; 1,0 \rangle & \quad k = m(\nu-1)+1 . \end{aligned}$$

Wartości harmonicznych dominujących są tym większe im mniejsze wartości ξ i dla małych ξ przewyższają wartość harmonicznej podstawowej. Dla $\xi = 1$, dominująca harmoniczna, niezależnie od ν , nie przekracza 20% wartości podstawowej harmonicznej.

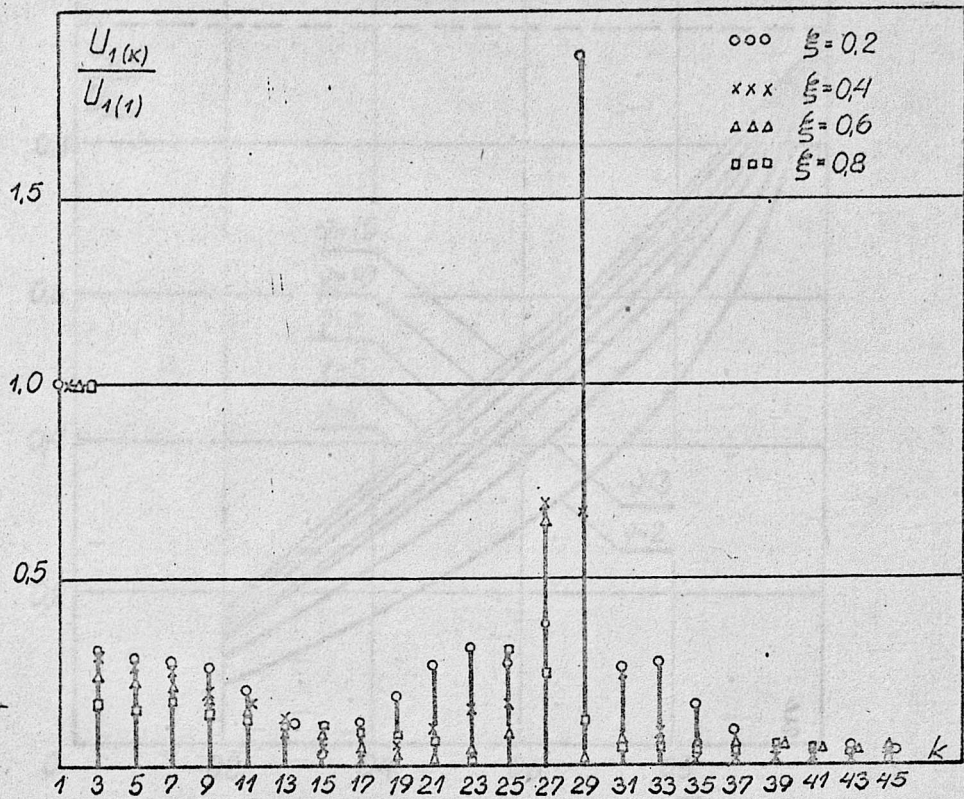
Na rysunku 21 przedstawiono zależność wartości skutecznej podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego od współczynnika głębokości modulacji. Harmoniczna podstawowa osiąga wartość maksymalną równą $0,9549 U_{zm}$ dla współczynnika $\xi = 1$, tj. gdy kąt załączania tyrystorów $\alpha_{min}^* = 0$, a jego przedział zmienności jest $\langle 0, \pi \rangle$. Wartość ta nie ulega zmianie dla całego zakresu częstotliwości wyjściowej przemiennika.

Natomiast w miarę zmniejszania amplitudy napięcia modulującego, tj. dla $\xi < 1$, maleje wartość podstawowej harmonicznej i dla ustalonego ξ osiąga wartość tym mniejszą im wyższa jest częstotliwość napięcia wyjściowego przemiennika czyli im mniejsza jest wartość stosunku częstotliwości wejściowej do wyjściowej (rys. 21, 22). Zmniejszenie wartości

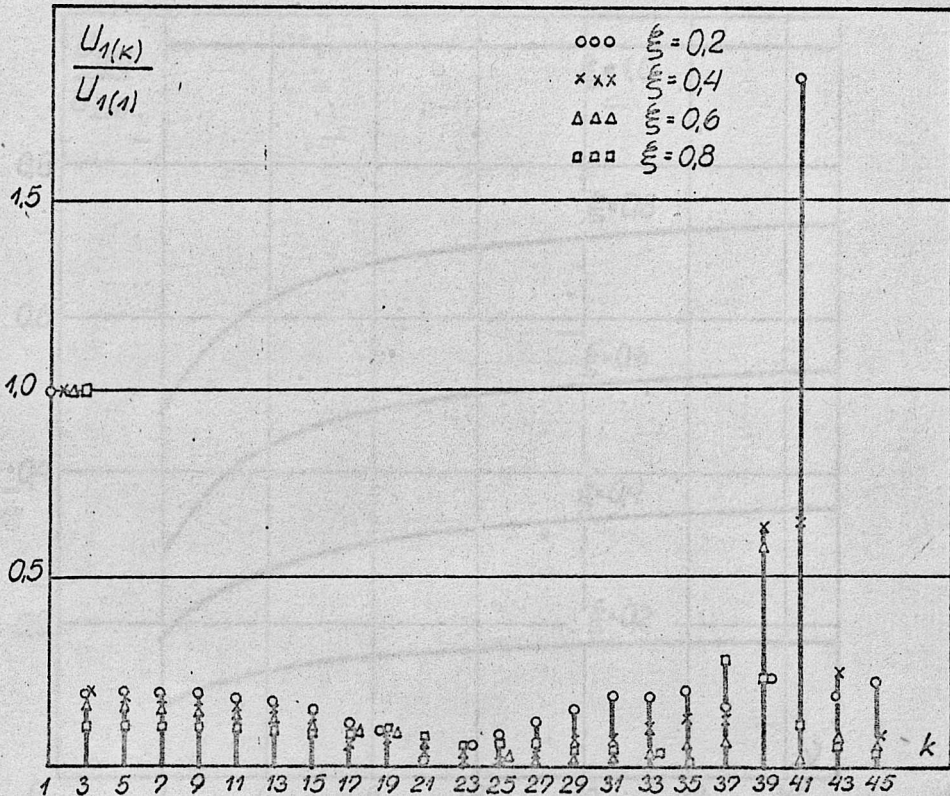


Rys.19. Zawartość harmoniczných w krzywej napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości z modulacją sinusoidalną:
 $a-\nu=3$; $b-\nu=4$

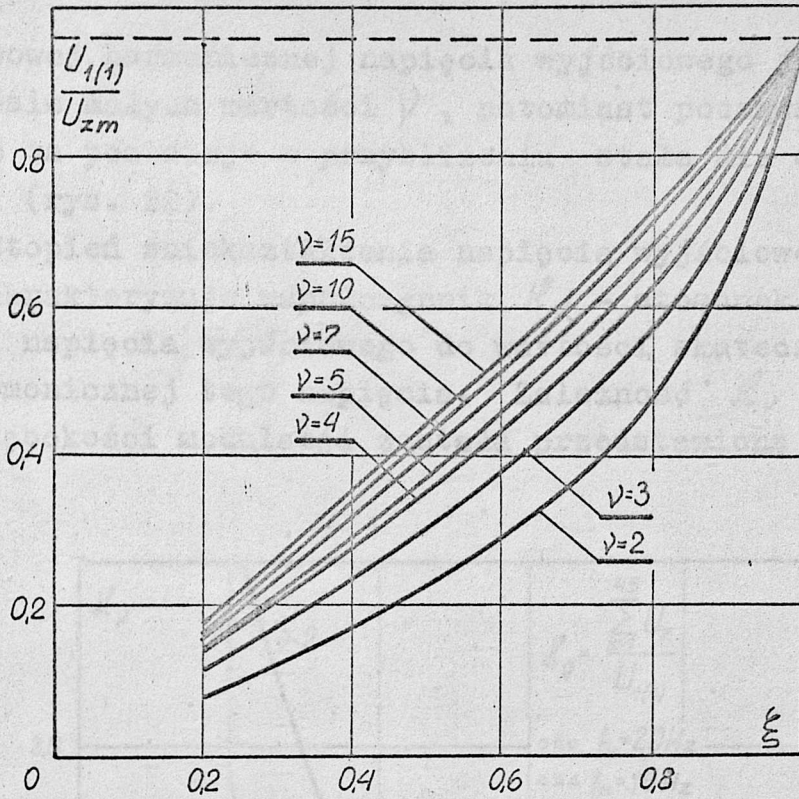
a)



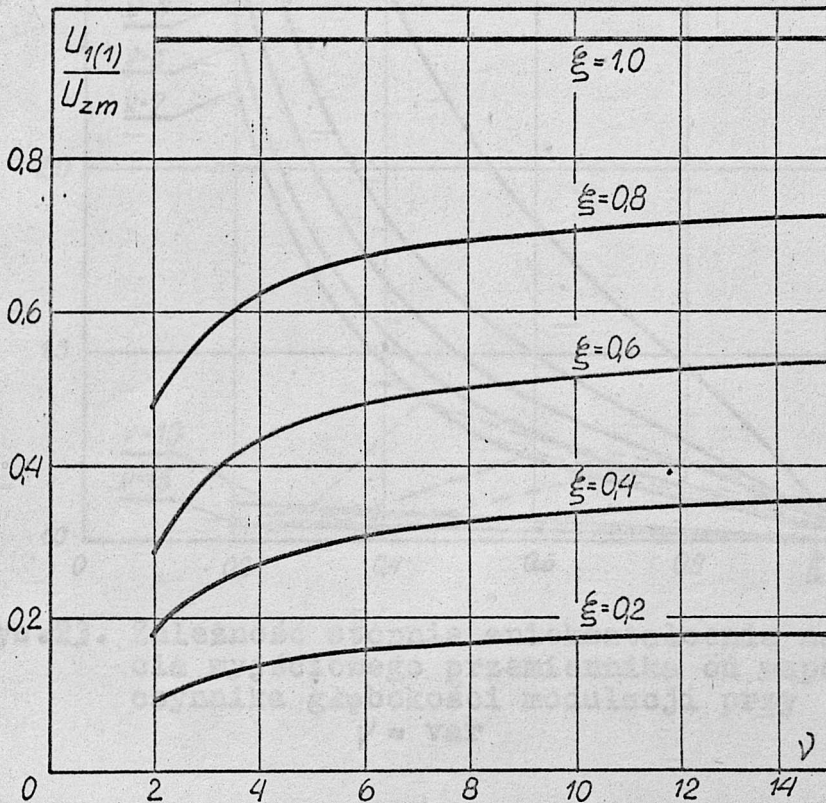
b)



Rys. 20. Zawartość harmonicznych w krzywej napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości z modulacją sinusoidalną:
a- $\gamma=5$; b- $\gamma=7$



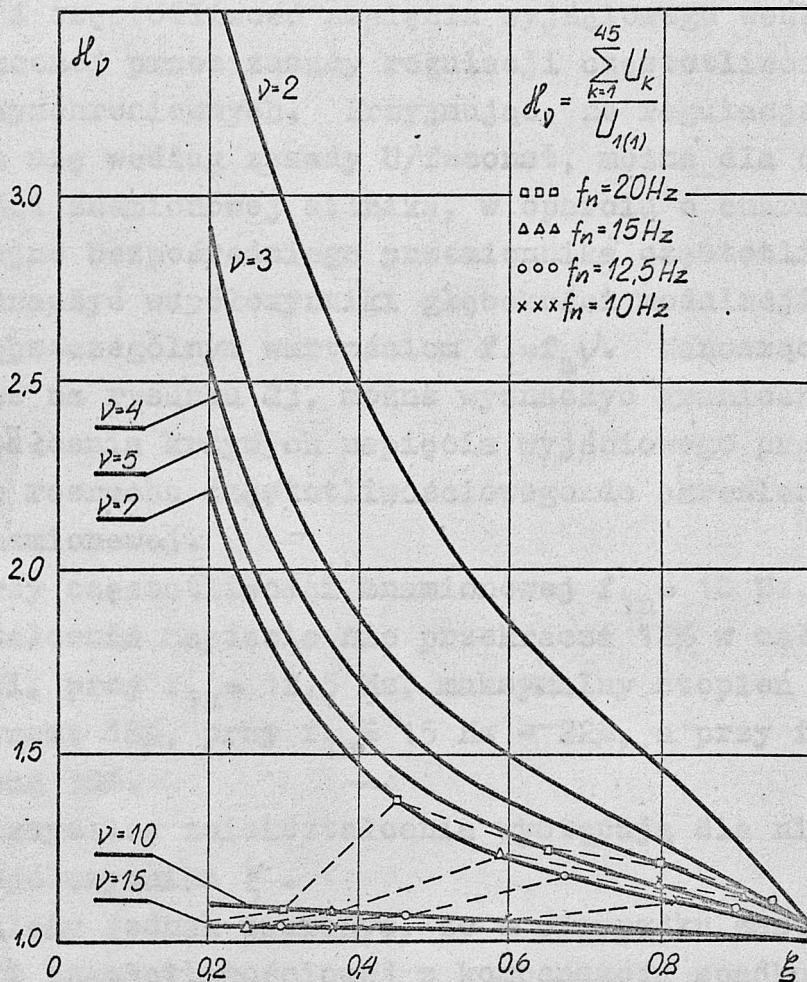
Rys.21. Zależność wartości skutecznej podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego przemiennika od współczynnika głębokości modulacji przy $\gamma = \text{var}$



Rys.22. Zależność wartości skutecznej podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego od częstotliwości wyjściowej przemiennika przy $\xi = \text{var}$

podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego jest znaczne w zakresie małych wartości ν , natomiast począwszy od $\nu = 10$, wartość ta pozostaje w przybliżeniu stała dla danego ustalonego ξ (rys. 22).

Stopień zniekształcenia napięcia wyjściowego przemienika charakteryzuje współczynnik $\mathcal{H}_\nu$ - stosunek wartości skutecznej napięcia wyjściowego do wartości skutecznej podstawowej harmonicznej tego napięcia. Zależność $\mathcal{H}_\nu$ od współczynnika głębokości modulacji została przedstawiona na rysunku 23.



Rys. 23. Zależność stopnia zniekształcenia napięcia wyjściowego przemienika od współczynnika głębokości modulacji przy $\nu = \text{var}$

Zależy on istotnie od stosunku częstotliwości wyjściowej do wyjściowej przemiennika i dla $\gamma > 10$ nie przekracza 10% w całym zakresie zmian ξ . Natomiast dla małych wartości γ , bardzo silnie zależy od współczynnika głębokości modulacji. Dla $\xi = 1$, dla całego zakresu częstotliwości wyjściowej, stopień zniekształcenia napięcia wyjściowego nie przekracza 4%, lecz w miarę zmniejszania ξ , zniekształcenia rosną tym bardziej, im wyższa jest częstotliwość wyjściowa przemiennika.

Ponieważ przemiennik ten ma być stosowany do zasilania silników asynchronicznych, w których będzie przeprowadzany rozruch częstotliwościowy, trzeba zmieniać zarówno amplitudę, jak i częstotliwość napięcia wyjściowego według zależności narzuconej przez zasady regulacji częstotliwościowej silników asynchronicznych. Przyjmując, że regulacja będzie odbywała się według zasady $U/f = \text{const}$, można dla danej częstotliwości znamionowej silnika, w oparciu o charakterystyki regulacyjne bezpośredniego przemiennika częstotliwości (rys. 21), wyznaczyć współczynniki głębokości modulacji ξ odpowiadające poszczególnym wartościom $f_1 = f_2 \gamma$. Nanosząc te punkty na krzywe na rysunku 23, można wyznaczyć graniczny stopień zniekształcenia krzywych napięcia wyjściowego przemiennika w czasie rozruchu częstotliwościowego do określonej częstotliwości znamionowej.

Przy częstotliwości znamionowej $f_{1n} = 10$ Hz, stopień zniekształcenia napięcia nie przekracza 12% w całym zakresie regulacji, przy $f_{1n} = 12,5$ Hz, maksymalny stopień zniekształcenia wynosi 18%, przy $f_{1n} = 15$ Hz - 22%, a przy $f_{1n} = 20$ Hz przekracza 38%.

Maksymalne zniekształcenia występują dla niskich wartości współczynnika ξ .

Należy jednak zauważyć, że w przypadku zastosowania regulacji częstotliwościowej z kompensacją spadku napięcia w obwodzie stojana, danej częstotliwości wyjściowej przemiennika będzie odpowiadało wyższe napięcie (a więc i wyższe ξ), niż w przypadku regulacji według zasady $U/f = \text{const}$. A więc obszary zniekształceń wyznaczone na rysunku 23, przesuną się w stronę wyższych wartości ξ , co spowoduje obniżenie poziomu zniekształceń w napięciu wyjściowym.

Jak wynika z tabeli 5, dla znamionowych warunków pracy

($\xi=1$), dla $f_1 \leq 16,6$ Hz ($\sqrt{\nu} \geq 3$), występują już tylko harmoniczne rzędów większych niż 9, co daje stopień zniekształceń napięcia wyjściowego mniejszy niż 5%. Pozwala to w praktyce przyjąć, że silnik jest wówczas zasilany napięciem nieodkształconym.

Na podstawie analizy wpływu częstotliwości na parametry silnika wolnoobrotowego (tabela 4) i przybliżonej analizy harmonicznej napięcia wyjściowego przemiennika stwierdzono, że najbardziej właściwą częstotliwością zasilania jest $f_{1n} \approx 15$ Hz.

W Dodatku 5 (tabela I) przedstawiono parametry silnika klatkowego obliczonego dla częstotliwości znamionowej 15 Hz.

3. MATEMATYCZNY OPIS SYSTEMU ELEKTROMECHANICZNEGO PRZEMIENNIK CZĘSTOTLIWOŚCI-SILNIK ASYNCHRONICZNY- -PRZENOŚNIK TAŚMOWY

3.1. Wprowadzenie

W sytuacjach kiedy celem badań jest określenie własności systemu elektromechanicznego zanim zostanie on szczegółowo zaprojektowany i zbudowany stosuje się zwykle tzw. badania modelowe systemu. W badaniach tych system (obiekty systemu) zostaje zastąpiony swoim modelem (najczęściej matematycznym).

Na model matematyczny systemu, będącego przedmiotem rozważań w niniejszej pracy, składają się modele jego obiektów, tzn. przemiennika częstotliwości, silnika napędowego i przenośnika taśmowego.

Aby możliwe było badanie procesów przejściowych i quasi-ustalonych zachodzących w tym systemie, niezbędne jest opracowanie odpowiednich modeli matematycznych. W następnych punktach niniejszego rozdziału zostanie określona struktura każdego obiektu, przy przyjęciu a priori określonych założeń upraszczających oraz podane sformalizowane opisy obiektów.

Przy tworzeniu modeli zwrócono szczególną uwagę na:

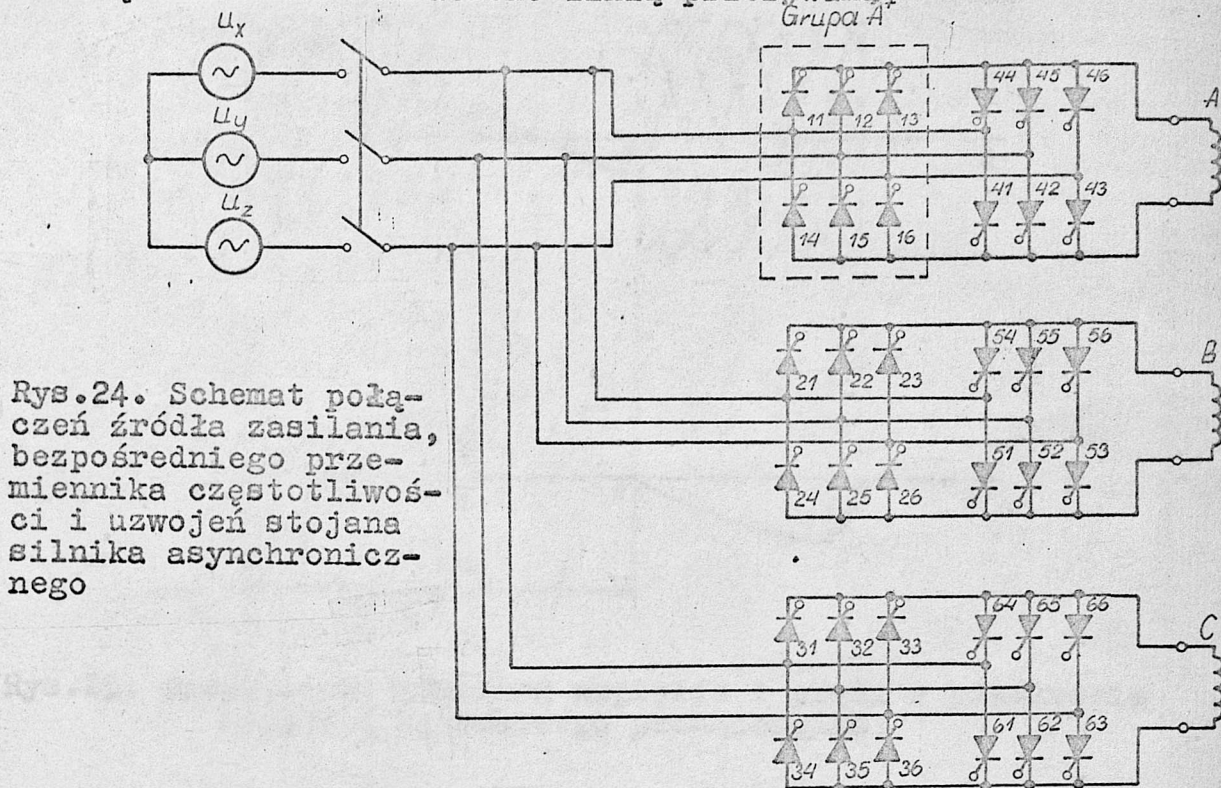
- uwzględnienie w modelach wszystkich możliwych przypadków współdziałania obiektów; dotyczy to szczególnie przemiennika częstotliwości i silnika;
- możliwość wykorzystania modeli przy sterowaniu częstotliwościowym;
- możliwość wykorzystania ich do cyfrowej symulacji pracy sytemu.

3.2. Model matematyczny bezpośredniego przemien- nika częstotliwości

3.2.1. Opis struktury i sposobu sterowania przemiennikiem

Bezpośredni przemiennik częstotliwości posiada w każdej fazie dwa sterowane prostowniki mostkowe połączone odwrotnie-równolegle. Każdy z nich, w zależności od tego, w którym kierunku przewodzi prąd, stanowi tzw. dodatnią lub ujemną

grupę tyrystorów. Na rysunku 24 dodatnią grupę połączoną z fazą A silnika zaznaczono linią przerywaną.



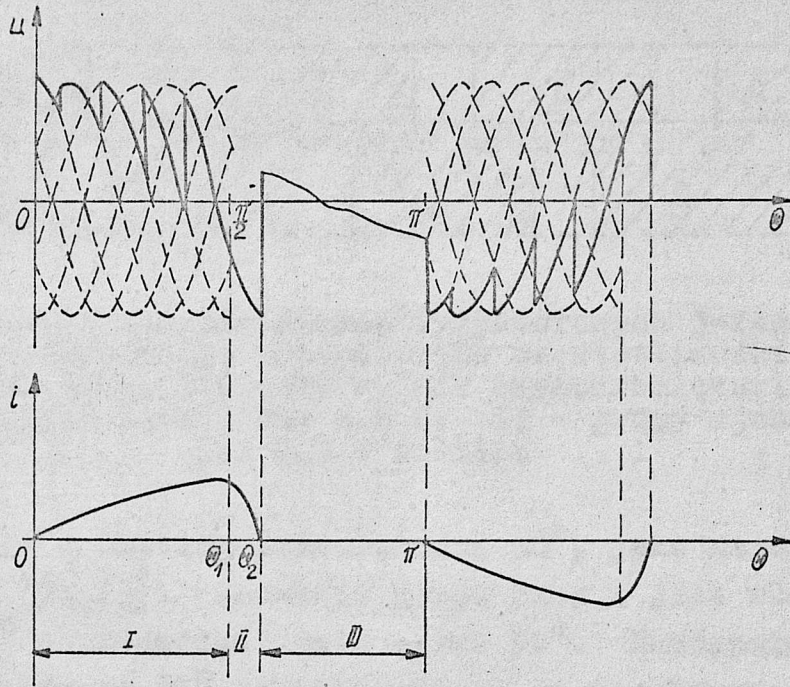
Rys.24. Schemat połączeń źródła zasilania, bezpośredniego prze-miennika częstotliwości i uzwojeń stojana silnika asynchronicznego

W chwili obecnej najczęściej jest stosowane rozdzielne sterowanie grupami tyrystorowymi [17,34,37,45,50]. Sterowanie to polega na tym, że przez równe okresy czasu są załączane tyrystory jednej grupy; w tym samym czasie tyrystory drugiej grupy nie przewodzą prądu. Poprzez przemienne przełączanie kolejnych grup jest wytwarzany prąd przemienny. Początek pracy danej grupy, określany przez układ sterowania, następuje dopiero po zakończeniu przewodzenia prądu przez grupę aktualnie pracującą. Zaletą rozdzielnego sterowania grupami tyrystorów jest niewystępowanie prądów wyrównawczych.

Jeśli kąt, przy którym następuje przełączenie danej grupy tyrystorów oznaczyć przez θ_1 , to półokres napięcia i prądu można podzielić na trzy zakresy (rys. 25):

I- $\theta \in (0, \theta_1)$ - sygnały sterujące są podawane na tyrystory odpowiedniej grupy; na wyjściu prze-miennika pojawia się napięcie składające się z wycinków sinusoid źródła zasilania. Kąt θ_1 nazywany będzie kątem przełączania;

II- $\theta \in (\theta_1, \theta_2)$ - przy kącie $\theta = \theta_1$ sygnały sterujące zostają zdjęte z danej grupy; ostatnie dwa tyrystory w grupie, które przewodziły w chwili θ_1 , będą przewodzić w dalszym ciągu, dopóki prąd w fazie silnika nie spadnie do zera - $\theta = \theta_2$. W tej chwili na wyjściu prze-miennika pojawia się



Rys.25. Przybliżony przebieg napięcia i prądu w półokresie napięcia wyjściowego przemiennika

międzyfazowe napięcie źródła zasilania. Długość zakresu II zależy od czasu, który jest potrzebny na to, aby prąd spadł do zera. Kąt θ_2 jest nazywany kątem przewodzenia grupy;

III- $\theta \in (\theta_2, \pi)$ - w tej części półokresu napięcia wyjściowego prąd w danej fazie silnika jest równy zero, a napięcie indukuje się wskutek przepływu prądu w pozostałych fazach stojana i wirnika.

Kształt krzywej napięcia wyjściowego w zakresie I zależy od sposobu sterowania kątami załączania tyrystorów danej grupy. Jeśli stosuje się modulację sinusoidalną kąta załączania tyrystorów

$$\alpha^* = \arccos(\gamma \sin \theta), \quad (67)$$

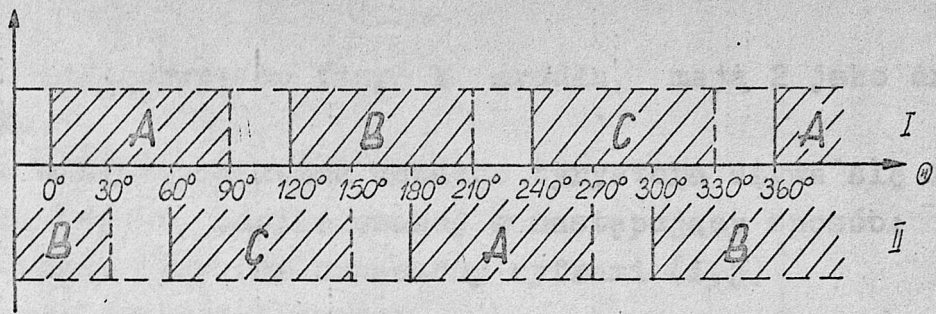
gdzie: $\gamma = \frac{U_{1m}}{U_{nm}}$ - względna amplituda napięcia wyjściowego;

U_{nm} - maksymalna wartość napięcia wyjściowego (przy $\alpha^* = 0$);

$$\theta = \omega_1 t,$$

to napięcie ma kształt zbliżony do wykresu na rysunku 25.

Na rysunku 26 przedstawiono schemat włączania grup



Rys.26. Schemat włączania grup tyrystorowych 3-fazowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości zasilającego 3-fazowy silnik asynchroniczny: I - grupy dodatnie faz A,B,C; II - grupy ujemne faz A,B,C silnika

przemiennika z okresem przewodzenia 90° , jako najczęściej stosowanym [34,45]. Dodatnia grupa fazy A jest włączana przy $\theta = 0^\circ$ i przewodzi przez okres 90° . Następnie jest przerwa wynosząca 90° , wystarczająca na to aby prąd w fazie spadł do zera przed włączeniem ujemnej grupy tej fazy itd. Momenty włączania i wyłączania poszczególnych grup faz B i C są przesunięte w stosunku do grup fazy A odpowiednio o 120° i 240° .

3.2.2. Sformułowanie macierzy przewodzenia przemiennika częstotliwości

W rozważaniach przyjmuje się [34,37]:

- spadek napięcia na tyrystorach jest równy zeru,
- przemiennik pracuje bez strat.

W każdej chwili napięcie wyjściowe przemiennika jest algebraiczną sumą napięć wejściowych, która ulega zmianie, gdy są załączane lub wyłączane poszczególne tyrystory. Model matematyczny takiego przemiennika powinien więc w każdej chwili wyrażać zależności między napięciami i prądami wejściowymi i wyjściowymi przemiennika.

Na rysunku 24, do oznaczenia każdego tyrystora użyto dwóch cyfr. Pierwsza cyfra jest jednakowa dla wszystkich tyrystorów należących do danej grupy, np.: dla grupy A^+ jest cyfra 1, dla grupy A^- - cyfra 4. Druga cyfra jest taka sama dla tyrystorów podłączonych do tej samej fazy źródła zasilania i przewodzących prąd w tym samym kierunku. I tak np.: tyrystory, których anody podłączone są do fazy X źródła zasilania mają 1 jako drugą cyfrę; tyrystory, których

anody są podłączone do fazy Y źródła, mają 2 jako drugą cyfrę itd.

Do oznaczenia stanu każdego tyrystora używa się zmiennej logicznej t zdefiniowanej w następujący sposób:

$$\left. \begin{array}{l} t_{ij}=0 - \text{kiedy tyrystor oznaczony cyframi } (i,j) \\ \quad \text{nie przewodzi prądu;} \\ t_{ij}=1 - \text{kiedy tyrystor oznaczony cyframi } (i,j) \\ \quad \text{przewodzi prąd.} \end{array} \right\} \quad (68)$$

Za pomocą tych zmiennych można utworzyć macierz przewodzenia P . W przypadku omawianego 36-tyrystorowego przełącznika, będzie to macierz $[6 \times 6]$, z elementami t_{ij} :

$$P = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} & t_{14} & t_{15} & t_{16} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} & t_{24} & t_{25} & t_{26} \\ t_{31} & t_{32} & t_{33} & t_{34} & t_{35} & t_{36} \\ t_{41} & t_{42} & t_{43} & t_{44} & t_{45} & t_{46} \\ t_{51} & t_{52} & t_{53} & t_{54} & t_{55} & t_{56} \\ t_{61} & t_{62} & t_{63} & t_{64} & t_{65} & t_{66} \end{bmatrix} \quad (69)$$

Jeżeli tyrystor oznaczony na rysunku 24 cyframi (1,2) przewodzi, to element macierzy P w pierwszym wierszu i drugiej kolumnie $t_{12} = 1$.

Każdy z tyrystorów będzie przewodził w określonej chwili czasowej θ_n , jeżeli będą spełnione następujące warunki:

1 - sygnał sterujący jest podawany na bramkę tyrystora oraz równocześnie

2 - potencjał anody tego tyrystora jest dodatni w stosunku do jego katody;

3 - jeśli dany tyrystor przewodził w poprzedniej chwili θ_{n-1} , a w chwili θ_n nie jest włączany żaden inny tyrystor.

Ponieważ muszą być spełnione 3 warunki, to macierz przewodzenia P można określić jako kombinację trzech nowych macierzy $[6 \times 6]$: P_1 , P_2 i P_3 :

$$P = P_1 \times P_2 + P_3 \quad (70)$$

Kolejne elementy macierzy ($P_1 \times P_2$) powstają przez pomnożenie elementu macierzy P_1 przez odpowiedni element macierzy P_2 . Jeśli elementy macierzy P_1 oznaczyć przez a_{ij} , a elementy macierzy P_2 przez b_{ij} , to c_{ij} element iloczynu tych macierzy powstaje w następujący sposób:

$$c_{ij} = a_{ij} \cdot b_{ij},$$

czyli np.: $c_{11} = a_{11} \cdot b_{11}$, $c_{12} = a_{12} \cdot b_{12}$ itd.

Wyrażenie (70) przedstawia iloczyn i sumę logiczną.

Każda z macierzy P_1 , P_2 i P_3 posiada elementy odpowiadające poszczególnym tyrystorom i przyjmujące wartość 1 wówczas, gdy warunki 1-3 są spełnione.

Macierz P_1 opisuje sposób przełączania grup tyrystorowych. Ponieważ tyrystory w danej grupie przewodzą w okresie od $\theta = 2\pi n$ do $\theta = \theta_1 + 2\pi n$ ($n = 0, 1, \dots$), to P_1 jest funkcją tylko czasu. Jeśli przełączanie grup tyrystorowych przemiennika odbywa się w sposób pokazany na rysunku 25, to dla kątów $2\pi n \leq \theta \leq \pi/2 + 2\pi n$ elementy w pierwszym wierszu macierzy P_1 są równe 1, czyli $a_{11} - a_{16} = 1$ - odpowiada to podawaniu sygnałów sterujących na tyrystory dodatniej grupy fazy A. Podobnie dla $(2n+1)\pi \leq \theta \leq 3\pi/2 + 2\pi n$ wszystkie elementy w czwartym wierszu macierzy P_1 są równe 1, czyli $a_{41} - a_{46} = 1$ - sygnały sterujące zostały podane na tyrystory ujemnej grupy fazy A. Takie same zależności są prawdziwe dla faz B i C, czyli dla wierszy 2, 5 i 3, 6 macierzy P_1 , tylko przesunięte odpowiednio o 120° i 240° . W chwili braku sygnału sterującego, odpowiednie elementy macierzy P_1 stają się ponownie zerami.

Stan macierzy P_2 zależy od przebiegu napięć źródła zasilającego. Ponieważ napięcie zasilające przemiennik jest sinusoidalne, to w danej chwili będą przewodzić tylko dwa tyrystory w fazie:

- tyrystor, którego anoda jest przyłączona do napięcia fazowego źródła zasilania o najwyższym dodatnim potencjale,

- tyrystor, którego katoda jest przyłączona do napięcia fazowego źródła zasilania o najniższym ujemnym potencjale.

A więc macierz P_2 będzie ulegać zmianie co 60° w

mierze katowej $\theta_z = \omega_z t$. Jeśli np.: $\nu = \omega_z / \omega_1 = 3$, to w jednym okresie napięcia wyjściowego o częstotliwości ω_1 , macierz P_2 ulegnie zmianie 18 razy.

Macierz P_3 jest wykorzystana do symulacji drugiego zakresu półokresu napięcia wyjściowego przemiennika (rys. 25). Informację o tym, która para tyrystorów przewodziła w chwili $\theta = \theta_1$ jest uzyskiwana przez przyrównanie P_3 do P . Tyrystory te będą przewodzić prąd, dopóki nie osiągnie on wartości równej zeru. W chwili $\theta = \theta_2$ wszystkie elementy macierzy P_3 staną się zerami.

Po utworzeniu macierzy P , dla danej chwili, na podstawie jej elementów t_{ij} , można utworzyć macierz więzów nakładanych na prądy fazowe silnika asynchronicznego.

Jeżeli $\vec{i}$ będzie wektorem prądów stojana silnika, a $\vec{i}_z$ - wektorem prądów źródła zasilającego, to wyznaczając macierz więzów W , zależność między tymi prądami przyjmie następującą postać:

$$\vec{i}_z = W \vec{i}, \quad (71)$$

gdzie:

$$W = \begin{bmatrix} t_{11} - t_{14} - t_{41} + t_{44} & t_{21} - t_{24} - t_{51} + t_{54} & t_{31} - t_{34} - t_{61} + t_{64} \\ t_{12} - t_{15} - t_{42} + t_{45} & t_{22} - t_{25} - t_{52} + t_{55} & t_{32} - t_{35} - t_{62} + t_{65} \\ t_{13} - t_{16} - t_{43} + t_{46} & t_{23} - t_{26} - t_{53} + t_{56} & t_{33} - t_{36} - t_{63} + t_{66} \end{bmatrix}. \quad (72)$$

Zależność między wektorami napięć jest następująca:

$$U = W^T U_z, \quad (73)$$

gdzie:

$$U = \begin{bmatrix} U_{as} \\ U_{bs} \\ U_{cs} \end{bmatrix} \quad - \text{wektor napięć stojana;}$$

$$U_z = \begin{bmatrix} U_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} \quad - \text{wektor napięć źródła zasilania.}$$

Wyznaczając napięcia fazowe przemiennika w opisany sposób, otrzymuje się w zakresie I (rys. 24) tylko wyprostowane napięcie źródła zasilania. Chcąc uwzględnić zmianę amplitudy tego napięcia dla danej częstotliwości wyjściowej przemiennika, należy uwzględnić sposób modulacji kąta załączania tyrystorów w grupie. Ponieważ składowe wektora $\mathcal{U}$ wyznaczone według (73) są kombinacją napięć fazowych źródła, to uwzględniając w tych napięciach zmianę kąta załączania tyrystorów (67), otrzyma się przebieg napięcia przemiennika z modulacją sinusoidalną.

Przedstawiony powyżej opis matematyczny przemiennika można wykorzystać do badania jego współpracy z silnikiem asynchronicznym. W każdej chwili czasu można wyznaczyć macierz więzów nakładanych na prądy stojana, a następnie, rozwiązując układ równań elektromagnetycznych, wyznaczyć jego prądy oraz moment.

3.3. Model matematyczny silnika asynchronicznego zasilanego z przemiennika częstotliwości

3.3.1. Uwagi wstępne

W stanie ustalonym układ przemiennik częstotliwości - silnik asynchroniczny może być analizowany przy pomocy metody składowych symetrycznych [43], liniowej transformacji dwuosiowej d-q równań maszyny [23,24,28] oraz metod analizy Fouriera [20,26]. Analiza takich układów znacznie komplikuje się, gdy zachodzi konieczność badania własności dynamicznych napędu w zmiennych warunkach granicznych. Zachodzi wówczas potrzeba wykorzystania maszyn matematycznych. Jednak zarówno przy użyciu maszyn analogowych [21,23-29,34], jak i cyfrowych [6,20,22,32,37,38] należy w odpowiedni sposób wybierać modele układu i metody obliczania w celu optymalizacji toku obliczeń.

Ogólnie używana transformacja równań silnika asynchronicznego do konwencjonalnych współrzędnych dwuosiowych d-q, zastępuje fizyczne zmienne stojana i wirnika nowym układem zmiennych. Zasada tej transformacji, przedstawionej szczegółowo w [23,24,28] i stosowanej przez wielu autorów [22,23,25-27,29,32] jest fakt, że równania maszyny po dokonaniu

transformacji eliminują zależność indukcyjności maszyny od czasu lub położenia wirnika, a tym samym są bardziej odpowiednie do celów obliczeniowych. Jednak, aby można było w prosty sposób zastosować stransformowane równania, konieczna jest dokładna znajomość napięć zasilających (lub prądów) w każdej chwili czasu. W przypadku kiedy w układzie występują zarówno więzy napięciowe, jak i prądowe, proces translacji do układu dwuosiowego znacznie się komplikuje i musi być przeprowadzany oddzielnie dla każdego możliwego układu warunków. W takim przypadku wygodniejsze jest zastosowanie bezpośredniego trójfazowego modelu silnika, który pozwalając rozwiązywać szerszą klasę zagadnień, stwarza jednak wiele problemów obliczeniowych [6,19,30]:

- zależność macierzy indukcyjności silnika od położenia wirnika wymaga inwersji tej macierzy w każdym kroku obliczeniowym;

- chwilowa wartość macierzy indukcyjności może się stać źle uwarunkowaną dla pewnych położenia wirnika;

- zwiększa się znacznie ilość działań numerycznych i wydłuża się czas wykonywania obliczeń.

Problemów tych można uniknąć, stosując taką transformację równań silnika, która eliminując zależność macierzy indukcyjności od czasu lub położenia wirnika, pozostawi w stojanie zmienne fazowe, co pozwoli na bezpośrednie uwzględnienie macierzy więzów.

Wybierając bramy odniesienia stojana i wirnika stacjonarne względem siebie można uniezależnić od czasu zmienną indukcyjność wzajemną między stojanem i wirnikiem.

Ponieważ zamiana zmiennych fazowych stojana nie jest celowa, wielkości wirnika powinny zostać przetransformowane do stacjonarnych bram odniesienia.

W dalszym ciągu zostanie przedstawiona istota takiej transformacji oraz wykazane jej zalety.

3.3.2. Transformacja równań fazowych silnika asynchronicznego

Równania różniczkowe silnika asynchronicznego wyprowadza się zazwyczaj przy następujących założeniach [6,23,24,28,

38]:

- uzwojenia stojana i wirnika są symetryczne;
- rozłożone uzwojenia maszyny są reprezentowane przez parametry skupione;
- rozłożone uzwojenia maszyny wytwarzają sinusoidalny rozkład pola;
- nie uwzględnia się wpływu nasycenia obwodu magnetycznego, prądów wirowych i histerezy;
- szczelina powietrzna jest równomierna.

Zgodnie z powyższymi założeniami, napięcia i prądy w sześciu uzwojeniach silnika są określone za pomocą równania (74):

$$\begin{bmatrix} u_{abc}^s \\ u_{abc}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{abc}^s + pL_{abc}^s & ; & pL_{abc}^{sr} \\ pL_{abc}^{rs} & ; & R_{abc}^r + pL_{abc}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc}^s \\ i_{abc}^r \end{bmatrix}, \quad (74)$$

gdzie: $u_{abc}^s = [u_{as}; u_{bs}; u_{cs}]^T$;

$u_{abc}^r = [u_{ar}; u_{br}; u_{cr}]^T$;

$i_{abc}^s = [i_{as}; i_{bs}; i_{cs}]^T$;

$i_{abc}^r = [i_{ar}; i_{br}; i_{cr}]^T$;

$R_{abc}^s = \text{diag} [R_s; R_s; R_s]$;

$R_{abc}^r = \text{diag} [R_r; R_r; R_r]$;

gdzie: $R_s = R_1$; $R_r = R_2'$;

$$L_{abc}^s = \begin{bmatrix} L_s & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_s & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_s \end{bmatrix} ; \quad L_{abc}^r = \begin{bmatrix} L_r & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_r & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_r \end{bmatrix} ;$$

$$\underline{L}_{abc}^{sr} = \underline{L}_{sr} \begin{bmatrix} \cos(p\varphi) & ; & \cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; & \cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; & \cos(p\varphi) & ; & \cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; & \cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; & \cos(p\varphi) \end{bmatrix} ;$$

$$\underline{L}_{abc}^{rs} = [\underline{L}_{abc}^{sr}]^T .$$

W równaniu (74) przyjęto następujące oznaczenia:

- R_s, R_r - rezystancja fazy stojana i wirnika;
- L_s, L_r - indukcyjność własna fazy stojana i wirnika;
- L_{sm}, L_{rm} - indukcyjność wzajemna między uzwojeniami stojana oraz wirnika;
- L_{sr} - maksymalna wartość indukcyjności wzajemnej między uzwojeniami stojana a wirnika;
- φ - przesunięcie katowe między stojanem a wirnikiem;
- p - liczba par biegunów;
- p - operator (d/dt).

Wartości indukcyjności, występujących w równaniu (74) można otrzymać z układu zastępczego silnika asynchronicznego. Jeżeli oznaczyć:

- L_m - indukcyjność magnesująca;
- L_1, L_2 - indukcyjność rozproszenia stojana i wirnika (zredukowana);
- L_{o1}, L_{o2} - indukcyjność rozproszenia stojana i wirnika dla prądu kolejności zerowej,

to [38]:

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \frac{1}{3} (2L_1 + 2L_m + L_{o1}) , \\ L_{sm} &= -\frac{1}{3} (L_1 + L_m - L_{o1}) , \\ L_r &= \frac{1}{3} (2L_2 + 2L_m + L_{o2}) , \\ L_{rm} &= -\frac{1}{3} (L_2 + L_m - L_{o2}) , \\ L_{sr} &= \frac{2}{3} L_m . \end{aligned} \right\} \quad (75)$$

W silniku asynchronicznym klatkowym nie płyną w wirniku prądy kolejności zerowej, a więc $L_{02} = 0$. Ponieważ rozważa się przypadek zasilania silnika klatkowego z 36-tyrystorowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości, więc w stojanie płyną prądy kolejności zerowej i należy uwzględnić L_{01} ; zazwyczaj przyjmuje się, że $L_{01} = L_1$.

Przy powyższych założeniach, zależności (75) przyjmą następującą postać:

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \frac{1}{3} (3L_1 + 2L_m) , \\ L_{sm} &= -\frac{1}{3} L_m , \\ L_r &= \frac{2}{3} (L_2 + L_m) , \\ L_{rm} &= -\frac{1}{3} (L_2 + L_m) , \\ L_{sr} &= \frac{2}{3} L_m . \end{aligned} \right\} \quad (76)$$

Równania (74) są wyrażone w zmiennych fazowych i mogą być użyte do sformułowania matematycznego modelu silnika. Aby móc je rozwiązać za pomocą metod numerycznych, należy je przedstawić w następującej postaci:

$$u_F = R_F i_F + L_F p i_F , \quad (77)$$

$$\text{skąd } p i_F = L_F^{-1} u_F - L_F^{-1} R_F i_F , \quad (78)$$

gdzie indeks "F" oznacza zmienne fazowe, a R_F i L_F , macierze (79) i (80).

Zależność macierzy L_F od położenia wirnika w równaniu (77) powoduje, że przy całkowaniu równania (78) trzeba w każdym kroku obliczeniowym dokonywać inwersji macierzy L_F . Chcąc tego uniknąć, trzeba stransformować równanie (74) w taki sposób, aby w macierzy indukcyjności wyeliminować zależność od czasu.

Jak zostało powiedziane w punkcie 3.3.1, wielkości fazowe stojana nie ulegną zmianie, natomiast wielkości wirnika zostaną przetransformowane do stacjonarnych bram odniesienia.

$$R_F = \begin{bmatrix} R_S & ; 0 & ; 0 & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & ; R_S & ; 0 & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & ; 0 & ; R_S & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi) \\ -\omega L_{sr} \sin(p\varphi) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; R_r & ; 0 & ; 0 \\ -\omega L_{sr} \sin(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; 0 & ; R_r & ; 0 \\ -\omega L_{sr} \sin(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; -\omega L_{sr} \sin(p\varphi) & ; 0 & ; 0 & ; R_r \end{bmatrix}$$

(79)

$$\underline{L}_F = \begin{bmatrix} L_s & ; & L_{sm} & ; & L_{sm} & ; & L_{sr}\cos(p\varphi) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sm} & ; & L_s & ; & L_{sm} & ; & L_{sr}\cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sm} & ; & L_{sm} & ; & L_s & ; & L_{sr}\cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi) \\ L_{sr}\cos(p\varphi) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; & L_r & ; & L_{rm} & ; & L_{rm} \\ L_{sr}\cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{rm} & ; & L_r & ; & L_{rm} \\ L_{sr}\cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}) & ; & L_{sr}\cos(p\varphi) & ; & L_{rm} & ; & L_{rm} & ; & L_r \end{bmatrix}$$

(80)

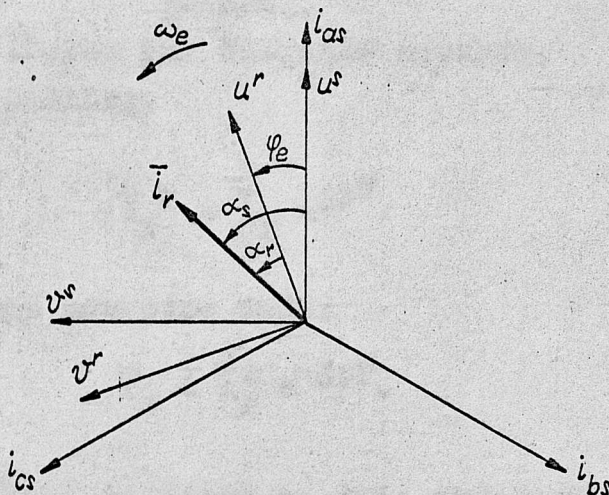
Wprowadza się zastępczy wektor prądu $\bar{i}_r$ trzech faz wirnika:

$$\bar{i}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{ar} + a i_{br} + a^2 i_{cr}) , \quad (81)$$

gdzie: $a = e^{j \frac{2\pi}{3}}, \quad a^2 = e^{-j \frac{2\pi}{3}}.$

Przez wprowadzenia współczynnika $\sqrt{\frac{2}{3}}$ we wzorze (81) uzyskuje się niezmienniczość mocy podczas transformacji napięć i prądów do nowego układu współrzędnych (w tym przypadku do układu współrzędnych stojana).

Na rysunku 27 przedstawiono układ współrzędnych stojana i wirnika.



Rys.27. Układ współrzędnych stojana i wirnika

Wprowadza się następujące oznaczenia, które zostaną wykorzystane do wyznaczenia modelu silnika:

$\bar{i}_r^s$ - wektor prądu wirnika w układzie współrzędnych stojana,

$\bar{i}_r$ - wektor prądu wirnika w układzie współrzędnych wirnika.

Z rysunku 27 wynika, że:

$$\bar{i}_r^s = i_{rm} e^{j\alpha_s} , \quad (82)$$

$$\alpha_s = \alpha_r + \varphi_e , \quad (83)$$

$$\varphi_e = \int_0^t \omega_e(t) dt, \quad (84)$$

gdzie:

- i_{rm} - moduł zastępczego wektora prądu wirnika,
- α_s - przesunięcie katowe wektora prądu wirnika względem układu współrzędnych stojana,
- α_r - przesunięcie katowe wektora prądu wirnika względem układu współrzędnych wirnika,
- $\varphi_e = p\varphi$ - przesunięcie katowe układów współrzędnych stojana i wirnika (w stopniach elektrycznych),
- $\omega_e = p\omega_1(1-s)$ - prędkość katowa wirnika [rad el./s],
- $\omega_1 = 2\pi f_1/p$ - prędkość katowa pola wirującego [rad/s],
- p - liczba par biegunów maszyny,
- s - poślizg.

A więc

$$\bar{i}_r^s = \bar{i}_r e^{jp\varphi}. \quad (85)$$

Przekształcenie odwrotne daje:

$$\bar{i}_r = \bar{i}_r^s e^{-jp\varphi}. \quad (86)$$

Wektor $\bar{i}_r^s$ można rozłożyć na dwie składowe w osiach U, V (zwykle w układzie współrzędnych stacjonarnych stosuje się oznaczenie osi $\alpha-\beta$; w niniejszym przypadku jest to nieogodnie ze względu na oznaczenia parametrów występujących w regulacji częstotliwościowej):

$$\bar{i}_r^s = i_u + j i_v. \quad (87)$$

Uwzględniając (81) i (85), otrzymuje się:

$$\begin{aligned} i_u &= \operatorname{Re} \left\{ \bar{i}_r e^{jp\varphi} \right\}, \\ i_v &= \operatorname{Im} \left\{ \bar{i}_r e^{jp\varphi} \right\}, \end{aligned} \quad (88)$$

czyli

$$\dot{i}_r = B_r \dot{i}_{Fr}, \quad (89)$$

przy czym

$$\dot{i}_r = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_o \end{bmatrix}; \quad \dot{i}_{Fr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; \quad (90)$$

$$B_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos p\varphi; & \cos(p\varphi + \frac{2\pi}{3}); & \cos(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin p\varphi; & \sin(p\varphi + \frac{2\pi}{3}); & \sin(p\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (91)$$

gdzie i_o - składowa kolejności zerowej prądu wirnika, równa zero w przypadku, gdy silnik asynchroniczny posiada wirnik klatkowy.

Macierz transformacji układu równań (74) będzie więc miała postać następującą:

$$B = \begin{bmatrix} 1 & \\ & B_r \end{bmatrix}, \quad (92)$$

gdzie 1 jest macierzą jednostkową.

Współczynniki w trzecim wierszu macierzy (91) są tak dobrane, aby otrzymana macierz B_r była ortogonalna, co gwarantuje niezmienniczość mocy podczas transformacji napięć i prądów wirnika z układu współrzędnych fazowych (a,b,c) do nowego układu współrzędnych (u,v,0) (Dodatek 4).

Dla napięć i strumieni można napisać zależności podobne do (89):

$$u_r = B_r u_{Fr}, \quad (93)$$

$$\psi_r = B_r \psi_{Fr}. \quad (94)$$

Z własności ortogonalności macierzy B wynika, że

$$B_r^{-1} = B_r^T. \quad (95)$$

Uwzględniając ten fakt, przekształcenie odwrotne do (89), (93) i (94), będzie miało postać:

$$\dot{i}_{Fr} = B_r^T \dot{i}_r, \quad (96)$$

$$u_{Fr} = B_r^T u_r, \quad (97)$$

$$\psi_{Fr} = B_r^T \psi_r. \quad (98)$$

Stosując transformację opisaną zależnościami (90), (93), i (94) do trójfazowych równań różniczkowych silnika klatkowego, otrzymuje się następujący układ równań transformowanych:

$$u = R \dot{i} + L p \dot{i}, \quad (99)$$

gdzie:

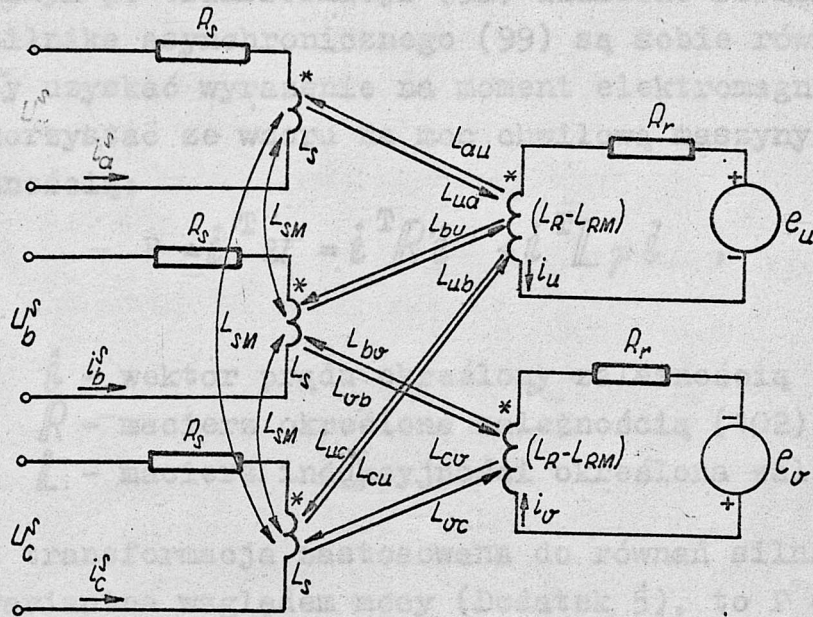
$$u = [u_{as}; u_{bs}; u_{cs}; 0; 0]^T, \quad (100)$$

$$\dot{i} = [i_{as}; i_{bs}; i_{cs}; i_u; i_v]^T, \quad (101)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_s & ; 0 & ; 0 & ; 0 & ; 0 \\ 0 & ; R_s & ; 0 & ; 0 & ; 0 \\ 0 & ; 0 & ; R_s & ; 0 & ; 0 \\ 0 & ; \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} \omega_p & ; -\frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} \omega_p & ; R_r & ; (L_r - L_{rm}) \omega_p \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{sr} \omega_p & ; \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} \omega_p & ; \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} \omega_p & ; (L_{rm} - L_r) \omega_p & ; R_r \end{bmatrix} \quad (102)$$

$$\underline{L} = \begin{bmatrix} L_s & ; & L_{sm} & ; & L_{sm} & ; & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} & ; & 0 \\ L_{sm} & ; & L_s & ; & L_{sm} & ; & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} & ; & \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} \\ L_{sm} & ; & L_{sm} & ; & L_s & ; & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} & ; & -\frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} & ; & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} & ; & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} & ; & (L_r - L_{rm}) & ; & 0 \\ 0 & ; & \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} & ; & -\frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} & ; & 0 & ; & (L_r - L_{rm}) \end{bmatrix} \quad (103)$$

Równaniom (99)-(103) odpowiada schemat zastępczy przedstawiony na rysunku 28.



Rys.28. Schemat zastępczy silnika asynchronicznego

Na rysunku 28 zostały wprowadzone następujące oznaczenia:

$e_u = p\omega\psi_v$ - siła elektromotoryczna rotacji fazy U,

$e_v = p\omega\psi_u$ - siła elektromotoryczna rotacji fazy V,

$$\begin{aligned}
 L_{au} &= \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} ; & L_{ua} &= \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} = L_{au} ; \\
 L_{bu} &= -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} ; & L_{ub} &= -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} = L_{bu} ; \\
 L_{cu} &= -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} ; & L_{uc} &= -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} = L_{cu} ; \\
 L_{av} &= 0 ; & L_{va} &= 0 = L_{av} ; \\
 L_{bv} &= \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} ; & L_{vb} &= \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} = L_{bv} ; \\
 L_{cv} &= -\frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} ; & L_{vc} &= -\frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} = L_{cv} ;
 \end{aligned} \tag{104}$$

Jak widać, indukcyjności wzajemne uzwojeń stojana i wirnika w otrzymanym po transformacji (92) układzie równań różniczkowych silnika asynchronicznego (99) są sobie równe.

Aby uzyskać wyrażenie na moment elektromagnetyczny, można skorzystać ze wzoru na moc chwilową maszyny, określonej zależnością:

$$P = \dot{i}^T u = \dot{i}^T R \dot{i} + \dot{i}^T \underline{L} p \dot{i} , \tag{105}$$

gdzie:

- $\dot{i}$ - wektor prądu określony zależnością (101),
- R - macierz określona zależnością (102),
- $\underline{L}$ - macierz indukcyjności określona zależnością (104)

Ponieważ transformacja zastosowana do równań silnika (74) jest inwariantna względem mocy (Dodatek 5), to P określone wzorem (105) rzeczywiście daje moc wejściową silnika w każdej chwili czasu.

W rozwinięciu członu $\dot{i}^T R \dot{i}$ we wzorze (105), występują wyrazy składające się z iloczynu dwóch prądów i rezystancji maszyny. Wszystkie te wielkości reprezentują straty elektryczne w maszynie.

Ponieważ macierz indukcyjności $\underline{L}$ określona wzorem (103) nie zależy od czasu i położenia wirnika, to nie istnieje wielkość $d\underline{L}/d\varphi$ i nie istnieje moc mechaniczna ani moment

skojarzony z tą macierzą.

Tak więc moc mechaniczna P_m jest wytwarzana tylko przez nierezystancyjne wielkości macierzy R w iloczynie $i^T R i$. Na podstawie (101) i (102) otrzymuje się (106).

Moment elektromagnetyczny silnika określony jest wzorem:

$$M_s = \frac{P_m}{\omega} = \sqrt{\frac{3}{2}} L_{srp} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_u (i_{bs} - i_{cs}) - i_v (i_{as} - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs}) \right]. \quad (107)$$

Przedstawiona powyżej transformacja równań trójfazowych silnika asynchronicznego umożliwiła pozostawienie bez zmian wielkości fazowych stojana oraz przekształcenie wielkości fazowych wirnika do układu współrzędnych $(u, v, 0)$, stacjonarnego w stosunku do stojana. Zaletą tej transformacji jest to, że nie zmieniając wielkości fazowych stojana, eliminuje jednocześnie zależność indukcyjności silnika od czasu i położenia wirnika.

W przypadku zasilania silnika asynchronicznego ze statycznego przemiennika częstotliwości, transformacja ta umożliwia połączenie wyjściowych warunków brzegowych przemiennika z wejściowymi warunkami brzegowymi stojana silnika, dla każdego możliwego układu tych warunków.

3.3.3. Model silnika asynchronicznego z dodatkowymi więzami narzuconymi na prądy fazowe stojana

Przy zasilaniu silnika asynchronicznego z bezpośredniego przemiennika częstotliwości, warunki zasilania będą ulegać zmianie w każdej chwili, w zależności od stanu pracy poszczególnych grup tyrystorowych. Może wystąpić osiem przypadków różnych warunków brzegowych:

- 1 - napięcie przyłożone do wszystkich trzech faz stojana,
- 2 - faza A stojana otwarta; napięcie przyłożone do pozostałych faz,
- 3 - faza B stojana otwarta; napięcie przyłożone do pozostałych faz,
- 4 - faza C stojana otwarta; napięcie przyłożone do pozostałych faz,

$$\begin{aligned}
 P_m &= \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} & i_u & i_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & ; 0 & ; 0 & ; 0 & ; 0 \\ 0 & ; 0 & ; 0 & ; 0 & ; 0 \\ 0 & ; 0 & ; 0 & ; 0 & ; 0 \\ 0 & ; \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} \omega_p & ; -\frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr} \omega_p & ; 0 & ; (L_r - L_{rm}) \omega_p \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \omega_p & ; \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} \omega_p & ; \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr} \omega_p & ; (L_{rm} - L_r) \omega_p & ; 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_u \\ i_v \end{bmatrix} \\
 &= \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr} \omega_p \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_u (i_{bs} - i_{cs}) - i_v (i_a - \frac{1}{2} i_{bs} - \frac{1}{2} i_{cs}) \right]. \quad (106)
 \end{aligned}$$

5 - fazy A i B stojana otwarte; napięcie przyłożone do fazy C,

6 - fazy B i C stojana otwarte; napięcie przyłożone do fazy A,

7 - fazy C i A stojana otwarte; napięcie przyłożone do fazy B,

8 - fazy A, B i C stojana otwarte.

Poza warunkiem pierwszym, wszystkie pozostałe przedstawiają pewne więzy nałożone na prądy fazowe stojana. A więc w przypadku zaistnienia każdego z warunków 2-8, trzeba zmieniać strukturę układu równań maszyny.

Do równań fazowych maszyny zapisanych w postaci (77) została zastosowana transformacja B określona według (92), dla której są słuszne związki definicyjne:

$$u \stackrel{\text{df}}{=} B u_F, \quad (108)$$

$$i \stackrel{\text{df}}{=} B i_F, \quad (109)$$

$$\psi \stackrel{\text{df}}{=} B \psi_F, \quad (110)$$

przy czym
$$\psi_F = L_F i_F. \quad (111)$$

Podstawiając zależności (109)-(111) do równań fazowych maszyny i po przekształceniach otrzymuje się:

$$u = R_1 i + L \dot{\varphi} i - \dot{\varphi} \frac{\partial B}{\partial \varphi} B^T L i, \quad (112)$$

gdzie:

$$R_1 = B R_F B^T, \quad (113)$$

$$L = B L_F B^T. \quad (114)$$

Ponieważ wyrażenie $\dot{\varphi} \frac{\partial B}{\partial \varphi} B^T L$ nie zależy od czasu, to wprowadzając oznaczenie

$$R_1 - \dot{\varphi} \frac{\partial B}{\partial \varphi} B^T L = R, \quad (115)$$

równanie (112) może być napisane w postaci

$$u = R \dot{i} + L_p \ddot{i} . \quad (116)$$

Równocześnie prawdziwa jest następująca zależność dla strumienia magnetycznego maszyny:

$$\Psi = L \dot{i} . \quad (117)$$

Ponieważ transformacja B zmienia tylko wielkości fazowe wirnika, a wielkości fazowe stojana pozostają niezmiennione, to więzy narzucone na prądy stojana mogą zostać wprowadzone zarówno przed, jak i po transformacji równań fazowych silnika.

Więzy przekształcają prądy i napięcia w ten sposób, że

$$\dot{i} = W \dot{i}_w , \quad (118)$$

oraz

$$u_w = W^T u , \quad (119)$$

gdzie:

$\dot{i}, u$ - wektory prądów i napięć przed narzuceniem więzów,

$\dot{i}_w, u_w$ - wektory prądów i napięć po narzuceniu więzów,

W - macierz więzów narzuconych na prądy fazowe stojana.

Po zastosowaniu zależności (118) i (119) do równań (116) i (117), otrzymuje się równania maszyny z uwzględnieniem więzów narzuconych na prądy fazowe stojana:

$$u_w = R_w \dot{i}_w + L_w p \dot{i}_w , \quad (120)$$

oraz

$$\Psi_w = L_w \dot{i}_w , \quad (121)$$

gdzie:

$$R_w = W^T R W , \quad (122)$$

$$L_w = W^T L W . \quad (123)$$

W układzie składającym się z przemiennika częstotliwości i silnika asynchronicznego występują cykliczne zmiany strukturalne zależne od liczby więzów nałożonych na ten układ.

Powyżej zostały określone równania obowiązujące dla struktury bez więzów i struktury z nałożonymi więzami. Należy określić zależności między końcowymi wartościami zmiennych w poprzedniej strukturze i początkowymi wartościami zmiennych w strukturze następnej. Punktem wyjścia do określenia tych relacji jest prawo ciągłości strumienia magnetycznego całego systemu:

$$\psi_F(0_-) = \psi_F(0_+) . \quad (124)$$

Przy przejściu od struktury o mniejszej liczbie więzów do struktury o większej liczbie więzów, będą istniały następujące związki:

$$\psi_F(0_-) = B^T \psi(0_-) , \quad (125)$$

$$\psi_F(0_+) = B^T W \psi_w(0_+) , \quad (126)$$

skąd

$$B^T \psi(0_-) = B^T W \psi_w(0_+) ,$$

czyli

$$\psi_w(0_+) = W^T \psi(0_-) \quad (127)$$

oraz

$$\dot{i}_w(0_+) = L_w^{-1} W^T L \dot{i}(0_-) . \quad (128)$$

Ponieważ ze (123) wynika, że

$$L = W L_w W^T ,$$

to:

$$\dot{i}_w(0_+) = W^T \dot{i}(0_-) . \quad (129)$$

Przy przejściu ze struktury o większej liczbie więzów do struktury o mniejszej liczbie więzów, będą zachodziły następujące zależności:

$$\psi_F(0_-) = B^T W \psi_w(0_-) , \quad (130)$$

$$\psi_F(o_+) = B^T \psi(o_+) , \quad (131)$$

skąd

$$B^T W \psi_w(o_-) = B^T \psi(o_+) ,$$

czyli

$$\psi(o_+) = W \psi_w(o_-) , \quad (132)$$

oraz

$$\dot{i}(o_+) = L^{-1} W L_w \dot{i}_w(o_-) . \quad (133)$$

Wykorzystując zależność (123), otrzymuje się

$$\dot{i}(o_+) = W \dot{i}_w(o_-) . \quad (134)$$

W ogólnym przypadku analizy procesów przejściowych silnika asynchronicznego, dla każdej chwili czasowej jest badany układ równań różniczkowych (99). Jeżeli dla chwili $t=t_1$ zostanie wyliczony wektor prądów $\dot{i}$ silnika asynchronicznego, a w chwili $t_2 > t_1$ zachodzi zmiana struktury układu polegająca na nałożeniu więzów na prądy fazowe stojana, to dla $t=t_2$ według (129) są wyliczane warunki początkowe dla układu równań różniczkowych, a następnie z ich uwzględnieniem jest ponownie rozwiązany układ równań (99). Jeżeli dla $t_3 > t_2$ następuje zmniejszenie liczby więzów prądowych silnika, to według zależności (134) są wyliczane warunki początkowe dla $t=t_3$. Proces ten powtarza się w każdym przypadku zmiany struktury układu, powodowanej przez nieciągłe działanie przemiennika częstotliwości.

3.3.4. Równania różniczkowe silnika asynchronicznego / wyrażone w jednostkach względnych

W celu uzyskania wniosków ogólnych i ułatwienia modelowania procesów przejściowych na maszynie cyfrowej zostaną wprowadzone wielkości względne, odniesione odpowiednio do:

$$\begin{aligned}
 U_o &= U_{fn \max} & - \text{napięcia,} \\
 I_o &= I_{1n \max} & - \text{prądu,} \\
 Z_o &= U_o / I_o & - \text{impedancji,} \\
 L_o &= Z_o / \omega_o & - \text{indukcyjności,} \\
 \omega_o &= \omega_{1n} = 2\pi f_{1n} / p & - \text{prędkości kątownej,} \\
 M_o &= P_o / \omega_o & - \text{momentu,} \\
 t_o &= 1 / \omega_o & - \text{czasu.}
 \end{aligned} \tag{135}$$

Po uwzględnieniu powyższych zależności będzie:

$$\begin{aligned}
 u^* &= \frac{u}{U_o} ; \quad i^* = \frac{i}{I_o} ; \quad R^* = \frac{R}{Z_o} ; \quad L^* = \frac{L}{L_o} ; \\
 \mu_s &= \frac{M_s}{M_o} ; \quad \Omega = \frac{\omega}{\omega_o} ; \quad \tau = \frac{t}{t_o} = t \omega_o .
 \end{aligned} \tag{136}$$

Układ równań różniczkowych (99) silnika, z uwzględnieniem (136), można zapisać:

$$u^* = R^* \dot{i}^* + L^* p i^* , \tag{137}$$

gdzie:

$$\begin{aligned}
 u^* &= [u_{as}^* ; u_{bs}^* ; u_{cs}^* ; 0 ; 0]^T , \\
 u_{as}^* &= \gamma \sin \alpha_p \tau , \\
 u_{bs}^* &= \gamma \sin (\alpha_p \tau - \frac{2\pi}{3}) , \\
 u_{cs}^* &= \gamma \sin (\alpha_p \tau + \frac{2\pi}{3}) ,
 \end{aligned} \tag{138}$$

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \frac{U_{f \max}}{U_{fn \max}} & - \text{amplituda napięcia fazowego przy regulacji} \\
 & & \text{częstotliwościowej,} \\
 \alpha &= \frac{f_1}{f_{1n}} & - \text{częstotliwość napięcia przy regulacji} \\
 & & \text{częstotliwościowej,}
 \end{aligned}$$

$$i^* = [i_{as}^* ; i_{bs}^* ; i_{cs}^* ; i_u^* ; i_v^*]^T , \tag{139}$$

$$R^* = \begin{bmatrix} R_s^* & ; & 0 & ; & 0 & ; & 0 & ; & 0 \\ 0 & ; & R_s^* & ; & 0 & ; & 0 & ; & 0 \\ 0 & ; & 0 & ; & R_s^* & ; & 0 & ; & 0 \\ 0 & ; & \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* \Omega_p & ; & \frac{-3}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* \Omega_p & ; & R_r^* & ; & (L_r^* - L_{rm}^*) \Omega_p \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr}^* \Omega_p & ; & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* \Omega_p & ; & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* \Omega_p & ; & (L_{rm}^* - L_r^*) \Omega_p & ; & R_r^* \end{bmatrix} \quad (140)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_s^* & ; & L_{sm}^* & ; & L_{sm}^* & ; & \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr}^* & ; & 0 \\ L_{sm}^* & ; & L_s^* & ; & L_{sm}^* & ; & \frac{-\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* & ; & \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* \\ L_{sm}^* & ; & L_{sm}^* & ; & L_s^* & ; & \frac{-\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* & ; & \frac{-3}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* \\ \sqrt{\frac{3}{2}} L_{sr}^* & ; & \frac{-\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* & ; & \frac{-\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* & ; & (L_r^* - L_{rm}^*) & ; & 0 \\ 0 & ; & \frac{3}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* & ; & \frac{-3}{2\sqrt{2}} L_{sr}^* & ; & 0 & ; & (L_r^* - L_{rm}^*) \end{bmatrix} \quad (141)$$

Moment elektromagnetyczny silnika w jednostkach względnych ma postać:

$$\mu_s = \sqrt{\frac{3}{2}} p L_{sr}^* \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_u^* (i_{bs}^* - i_{cs}^*) - i_v^* (i_{as}^* - \frac{1}{2} i_{bs}^* - \frac{1}{2} i_{cs}^*) \right], \quad (142)$$

zaś równanie ruchu

$$\frac{d\Omega}{d\tau} = \frac{1}{T_M \omega_{1n}} (\mu_s - \mu_{obc}), \quad (143)$$

gdzie:

$$T_M = \frac{J \omega_{1n}}{M_n} - \text{elektromechaniczna stała czasowa układu napędowego,}$$

M_n, J - moment znamionowy i moment bezwładności napędu.

3.4. Model matematyczny przenośnika taśmowego

W przypadku przenośników taśmowych możliwe jest zastosowanie dwojakiego rodzaju podejścia do opisu własności statycznych i dynamicznych:

1 - opis przy pomocy modelu matematycznego uwzględniającego własności sprężyste taśmy, układu napinającego oraz układu napędowego,

2 - opis przy pomocy charakterystyki mechanicznej.

W przypadku pierwszym układ napędowy jest traktowany jako źródło momentu napędowego i do analizy przyjmuje się tylko charakterystykę mechaniczną silnika napędowego, zaś przenośnik opisuje się przy pomocy cząstkowych równań różniczkowych [51]. Model ten nadaje się przede wszystkim do analizy zjawisk zachodzących w taśmie przenośnika.

W drugim przypadku przyjmuje się, że przenośnik jest źródłem efektywnego momentu oporowego i do analizy pracy układu napędowego wykorzystuje się charakterystykę mechaniczną przenośnika. Układ napędowy jest traktowany jako złożony obiekt elektromechaniczny i opisywany przy pomocy układu równań różniczkowych.

Tak więc, w zależności od przeznaczenia modelu stosuje się odpowiednie uproszczenia ułatwiające analizę całego systemu elektromechanicznego: silnik napędowy - przenośnik taśmowy.

Jak wynika z [12,35], drugie podejście jest zwykle stosowane w symulacji układów napędowych z silnikami asynchronicznymi.

Przenośniki taśmowe stanowią tego typu obiekty napędzane, w których trudno jest jednoznacznie określić charakterystykę mechaniczną ze względu na:

- skomplikowaną zależność oporów ruchu przenośnika od wielu zmiennych czynników (prędkość taśmy, siła naciągu wstępnego, stopień załadowania taśmy, warunki atmosferyczne, rodzaj nosiwa itp.),
- elastyczność taśmy,
- występowanie tłumionych drgań wzdłużnych w taśmie,
- skokową zmianę charakteru tarcia ze spoczynkowego na ruchowe.

Wpływ elastyczności taśmy daje się szczególnie odczuć w długich przenośnikach, gdzie w początkowej fazie rozruchu, na skutek elastyczności taśmy, poszczególne jej odcinki, a z nią i elementy przenośnika, wchodzi kolejno do ruchu. Dlatego też w pierwszym okresie rozruchu, moment oporowy zależy nie tylko od prędkości, ale również od przyspieszenia, własności sprężystych taśmy, prędkości rozchodzenia się fali wzdłużnej w taśmie, naciągu wstępnego itp. Stąd też w całkowitej charakterystyce mechanicznej przenośnika, w ogólnym przypadku, można wyróżnić dwie części [12]:

1 - dynamiczną, określającą przebieg momentu w stanie nieustalonym, kiedy sprężystość taśmy wpływa na wielkość momentu oporowego,

2 - statyczną, określającą stan, w którym wpływ sprężystości taśmy jest pomijalnie mały.

Statyczna część charakterystyki mechanicznej, rozpoczynająca się od chwili, gdy cała taśma znajdzie się w ruchu, zależy tylko od prędkości obrotowej i stopnia załadowania przenośnika.

Udział części dynamicznej w charakterystyce mechanicznej przenośnika istotnie zależy od rodzaju taśmy i będzie on tym większy im taśma będzie bardziej elastyczna. W przypadku taśm z linkami stalowymi, które charakteryzują się znacznie mniejszymi wydłużeniami i większymi prędkościami rozchodzenia się fali wzdłużnej niż taśmy tekstylne, czas trwania dynamicznej części charakterystyki mechanicznej jest krótszy [46,53].

Ponieważ w pracy rozpatruje się przenośniki dużych mocy, więc taśmy będą z linkami stalowymi, toteż można przyjąć do rozważań tylko quasi-ustaloną część charakterystyki mechanicznej.

Przy powyższych założeniach oraz dodatkowym uzupełniającym założeniu, że przenośnik taśmowy wyposażony jest w odpowiedni układ napinający, można przyjąć do opisu działania przenośnika model matematyczny, wyrażony charakterystyką mechaniczną $M_{PT} = \varphi(\omega)$, uwzględniającą tylko jej statyczną część.

Do dalszych badań przyjęto następującą zależność określającą charakterystykę mechaniczną przenośnika taśmowego [12,35]

$$M_{PT} = M_{PT1} + (M_{PT0} - M_{PT1}) \frac{\omega}{\omega_1}, \quad (144)$$

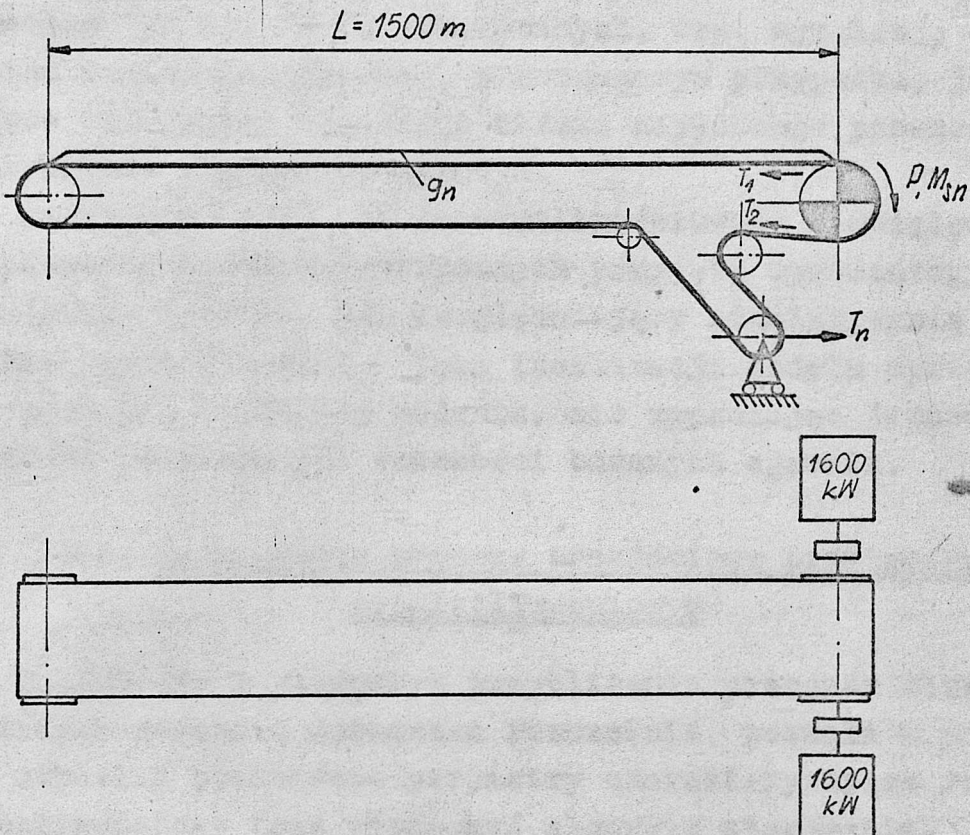
lub

$$M_{PT} = M_{PT1} + (M_{PT0} - M_{PT1}) (1-s), \quad (144a)$$

gdzie:

- M_{PT} - moment oporowy przenośnika taśmowego,
- M_{PT1} - moment oporowy przenośnika przy poślizgu $s = 1$ ($\omega = 0$),
- M_{PT0} - obliczeniowy moment oporowy,
- ω - prędkość kątowna bębna napędowego (równa w przypadku napędu bezpośredniego prędkości wirnika silnika napędzającego),
- ω_1 - prędkość pola wirującego stojana,
- s - poślizg.

Aby było możliwe przeprowadzenie jakościowej i ilościowej analizy układu napędowego, przyjęto przenośnik o konkretnej długości (rys. 29), którego parametry podano w Dodatku 4.



Rys.29. Schemat przenośnika taśmowego z napędem czołowym

4. ANALIZA ROZRUCHU CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO BEZPOŚREDNIEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO PRZENOŚNIKA TAŚMOWEGO

4.1. Wprowadzenie

Dokładna analiza własności dynamicznych układu napędowego przenośnika w czasie rozruchu wymaga uwzględnienia oprócz procesów mechanicznych również zjawisk elektromagnetycznych. Nieuwzględnienie tych zjawisk powoduje błędne oszacowanie wartości momentu elektromagnetycznego oraz naprężeń mechanicznych powstających w układzie napędowym.

W przypadku rozruchu częstotliwościowego, praktycznie niemożliwe jest analityczne badanie równań opisujących zachowanie się układu napędowego przy zmieniającej się w czasie częstotliwości zasilania. Jeśli ponadto nie istnieje możliwość zrealizowania rzeczywistego eksperymentu, to analizę układu można przeprowadzić tylko w oparciu o tzw. modelowanie matematyczne.

Poniżej do rozwiązania dynamicznych modeli systemu wykorzystano jedną z metod numerycznych, tzw. symulację cyfrową. Zadaniem symulacji cyfrowej, w rozważanym przypadku, jest jakościowe określenie własności układu napędowego przenośnika przy rozruchu częstotliwościowym.

Do analizy rozruchu częstotliwościowego z uwzględnieniem procesów elektromagnetycznych przyjęto uproszczony model matematyczny systemu, nie uwzględniający oddziaływania przemiennika częstotliwości. Taka idealizacja modelu systemu pozwala uprościć i skrócić badania, nie wypaczając jednocześnie jakościowo podstawowych własności badanych zjawisk.

4.2. Mechaniczne procesy przejściowe przy rozruchu częstotliwościowym

Pominięcie w pierwszym przybliżeniu procesów elektromagnetycznych znacznie upraszcza rozważania, pozwala w przybliżeniu określić podstawowe parametry charakteryzujące rozruch częstotliwościowy oraz wyznaczyć algorytm sterowania. Wyniki tej analizy zostaną wykorzystane w dalszej części pracy do

symulacji cyfrowej rozruchu częstotliwościowego układu napędowego przenośnika z uwzględnieniem procesów elektromagnetycznych.

Procesy mechaniczne przy rozruchu częstotliwościowym silnika asynchronicznego napędzającego przenośnik taśmowy można opisać następującymi równaniami:

$$\begin{aligned}\mu_s &= \varphi(\alpha, \beta), \\ \mu_{PT} &= \varphi_1(\alpha, \beta), \\ \alpha &= \varphi_2(t), \\ \beta &= \varphi_3(t),\end{aligned}\tag{145}$$

gdzie:

$$\begin{aligned}\mu_s &= \frac{M_s}{M_n} - \text{moment napędu asynchronicznego w jednostkach względnych,} \\ \mu_{PT} &= \frac{M_{PT}}{M_n} - \text{moment przenośnika taśmowego odniesiony do znamionowego momentu układu napędowego,} \\ \alpha &= \frac{f_1}{f_{1n}} - \text{częstotliwość napięcia stojana w jednostkach względnych,} \\ \beta = s\alpha &= \frac{f_2}{f_{1n}} - \text{częstotliwość napięcia wirnika i wielkość bezwzględnej poślizgu wirnika.}\end{aligned}$$

Moment obciążenia przenośnika taśmowego wyrażony jest wzorem (144a), który w jednostkach względnych przyjmuje postać

$$\mu_{PT} = \mu_1 + \mu_P \frac{\alpha - \beta}{\alpha},\tag{146}$$

gdzie:

$$\begin{aligned}\mu_1 &= \frac{M_{PT1}}{M_n} - \text{moment obciążenia przy poślizgu } s=1, \\ \mu_P &= \frac{M_{PT0} - M_{PT1}}{M_n} - \text{stała wartość momentu przenośnika zależna od jego długości, rodzaju, szerokości i prędkości taśmy.}\end{aligned}$$

Moment silnika w ogólnym przypadku regulacji częstotliwościowej wyrażony jest następującą zależnością [9,42]:

$$M_s = 2M_{k\alpha} \frac{1 + q(\alpha) \beta_{k\alpha}}{\frac{\beta}{\beta_{k\alpha}} + \frac{\beta_{k\alpha}}{\beta} + 2q(\alpha) \beta_{k\alpha}}, \quad (147)$$

gdzie:

- $M_{k\alpha}$ - moment krytyczny silnika zależny od częstotliwości,
- $\beta_{k\alpha}$ - poślizg krytyczny zależny od częstotliwości,
- $q(\alpha)$ - współczynnik uwzględniający wpływ rezystancji stojana na moment silnika.

Przy regulacji częstotliwościowej z kompensacją spadku napięcia na rezystancji stojana według zasady [9,42]

$$\gamma = \sqrt{\frac{2R_1 \frac{R_2'}{\beta} \alpha + (b^2 + c^2 \alpha^2) + (d^2 + e^2 \alpha^2) \frac{R_2'^2}{\beta^2}}{2R_1 \frac{R_2'}{\beta} + (b^2 + c^2) + (d^2 + e^2) \frac{R_2'^2}{\beta^2}}}, \quad (148)$$

strumień magnetyczny silnika nie ulega zmianie wraz z częstotliwością, a więc moment krytyczny, przeciążalność i poślizg krytyczny pozostają stałe w całym zakresie zmian częstotliwości:

$$M_k = \frac{m_1 U_n^2}{2\omega_{1n}} \frac{1}{R_1 + \sqrt{(b^2 + c^2)(d^2 + e^2)}}, \quad (149)$$

$$\beta_k = R_2' \sqrt{\frac{d^2 + e^2}{b^2 + c^2}}, \quad (150)$$

gdzie:

$$b = R_1(1 + \tau_2),$$

$$c = X_m \tau,$$

$$d = R_1 / X_m,$$

$$e = 1 + \tau_1,$$

$$\tau_1 = X_1 / X_m, \quad \tau_2 = X_2' / X_m, \quad \tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2,$$

$R_1, R_2', X_1, X_2', X_m$ - parametry schematu zastępczego silnika asynchronicznego.

Przy regulacji amplitudy napięcia zasilającego silnik według zasady (148), współczynnik $q(\alpha)$ we wzorze (147) nie zależy od częstotliwości i posiada bardzo małą wartość [9,42]. Przyjmując więc $q(\alpha) \approx 0$ i $\beta/\beta_k = 0$, wzór (147) można zapisać:

$$\mu_s = 2 \frac{M_k}{M_n} \cdot \frac{\beta}{\beta_k} = \frac{2 k_{\max}}{\beta_k} \beta, \quad (151)$$

gdzie M_k i β_k są określone odpowiednio według (149) i (150), $k_{\max}$ - współczynnik przeciążalności momentem silnika.

Podane wyżej zależności są słuszne, gdy moment obciążenia silnika $M_{\text{obc}} = M_n = \text{const.}$ Ponieważ jednak moment oporowy przenośnika zmienia się w funkcji prędkości, to przy sterowaniu napięciem według (148) nie zostanie zachowana stałość przeciążalności i poślizgu krytycznego silnika. Wprowadzając regulację napięcia proporcjonalnie do $\sqrt{\mu_{\text{PT}}}$ jako dopełnienie (148), zapewnia się zmianę momentu silnika w czasie rozruchu odpowiednio do zmian momentu obciążenia, dzięki czemu wartość momentu dynamicznego w całym zakresie regulacji będzie stała. Wynikiem tego jest ograniczenie przyspieszeń w czasie rozruchu, co stanowi jedno z podstawowych wymagań stawianych układowi napędowemu przez przenośnik taśmowy (punkt 2.1).

Przy regulacji napięcia według zależności

$$\gamma = \psi(\alpha, \beta) \sqrt{\mu_{\text{PT}}}, \quad (152)$$

gdzie $\psi(\alpha, \beta)$ jest określone wzorem (148), moment silnika będzie wprost proporcjonalny do momentu obciążenia, czyli

$$\mu_s = \frac{2 k_{\max}}{\beta_k} \left(\mu_1 + \mu_P \frac{\alpha - \beta}{\alpha} \right) \beta. \quad (153)$$

Podstawowe równanie równowagi momentów ma postać:

$$\mu_s = \mu_{\text{PT}} + \frac{J \omega_{1n}}{M_n} \frac{d\omega}{dt}, \quad (154)$$

a po uwzględnieniu (146) i (153) oraz, że

$$\Omega = \alpha - \beta$$

będzie

$$\frac{2 k_{\max}}{\beta_k} (\mu_1 + \mu_P \frac{\alpha - \beta}{\alpha}) \beta = \mu_1 + \mu_P \frac{\alpha - \beta}{\alpha} + T_M \frac{d\alpha}{dt} - T_M \frac{d\beta}{dt}, \quad (155)$$

gdzie:

$$T_M = \frac{J \omega_{1n}}{M_n} \quad - \text{elektromechaniczna stała czasowa,}$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \xi \quad - \text{przyspieszenie pola wirującego stojana} \\ \text{(tempo narastania częstotliwości napię-} \\ \text{cia zasilającego).}$$

Od stosunku przyspieszeń pola ($d\alpha/dt$) i wirnika ($d\Omega/dt$) zależy charakter przebiegu rozruchu częstotliwościowego. Przy równości tych parametrów, bezwzględny poślizg silnika β pozostaje stały. Jeśli ponadto

$$\beta < \beta_k \quad (156)$$

w czasie rozruchu, to taki rozruch nazywa się miękkim i charakteryzuje się małymi momentami rozruchowymi, a więc małymi prądami i stratami podczas rozruchu. Tylko taki rozruch jest korzystny dla omawianego układu napędowego, ze względu na wymagania dotyczące parametrów dynamicznych (punkt 2.1).

Równanie (155) z uwzględnieniem warunku

$$\beta_k > \beta_1 = \text{const},$$

przyjmie postać:

$$\frac{2 k_{\max}}{\beta_k} (\mu_1 + \mu_P \frac{\alpha - \beta_1}{\alpha}) \beta_1 = \mu_1 + \mu_P \frac{\alpha - \beta_1}{\alpha} + T_M \frac{d\alpha}{dt}. \quad (157)$$

Równanie (157) opisuje dynamikę układu napędowego przy miękkim rozruchu częstotliwościowym w zakresie zmian częstotliwości od jej wartości początkowej α_0 do wartości końcowej α_k . Można je zapisać:

$$\frac{1}{T_M} dt = \frac{\alpha d\alpha}{(\mu_1 + \mu_P)(2k_{\max} \frac{\beta_1}{\beta_k} - 1)\alpha - \mu_P \beta_1 (2k_{\max} \frac{\beta_1}{\beta_k} - 1)}. \quad (158)$$

Po scałkowaniu (158) w przedziale częstotliwości $\langle \alpha_0, \alpha_k \rangle$, otrzymuje się

$$\frac{t_{r \text{ cz}}}{T_M} = \frac{\alpha_k - \alpha_0}{A} + \frac{B}{A^2} \ln \frac{A\alpha_k - B}{A\alpha_0 - B}, \quad (159)$$

gdzie:

$$A = (\mu_1 + \mu_P) \left(2 k_{\max} \frac{\beta_1}{\beta_k} - 1 \right),$$

$$B = \mu_P \beta_1 \left(2 k_{\max} \frac{\beta_1}{\beta_k} - 1 \right),$$

$t_{r \text{ cz}}$ - czas trwania rozruchu częstotliwościowego, przy założeniu $\beta_1 = \text{const.}$

Z zależności (159) wynika, że poślizg, przy którym będzie się odbywał miękki rozruch częstotliwościowy powinien spełniać warunek

$$\beta_1 > \frac{\beta_k}{2 k_{\max}}.$$

Jeśli częstotliwość końcowa ma być równa częstotliwości znamionowej, czyli $\alpha_k = 1$, to zależność (159) przyjmie następującą postać:

$$\frac{t_{r \text{ cz}}}{T_M} = \frac{1 - \alpha_0}{A} + \frac{B}{A^2} \ln \frac{C}{A\alpha_0 - B}, \quad (160)$$

gdzie:

$$C = \left(2 k_{\max} \frac{\beta_1}{\beta_k} - 1 \right) [\mu_1 + \mu_P (1 - \beta_1)].$$

Ponieważ w przemiennikach częstotliwości nie można otrzymać częstotliwości o wartości równej zero, rozruch silnika asynchronicznego musi się zaczynać od pewnej minimalnej częstotliwości α_0 poprzez bezpośrednie włączenie albo płynne zwiększanie napięcia zasilającego od zera. Przy rozruchu przenośników taśmowych niedopuszczalne są duże wartości początkowe przyspieszeń; dlatego rozruch należy przeprowadzić według drugiego sposobu. W takim przypadku moment silnika w początkowej fazie rozruchu przy $\alpha_0 = \text{const}$ i $\gamma = \text{var}$, będzie płynnie wzrastał. W chwili kiedy napięcie zasilania osiągnie wartość odpowiadającą częstotliwości α_0 , wyznaczoną

przez podstawienie we wzorze (152) $\alpha = \alpha_0$ i $\beta = \beta_1$, a więc:

$$\gamma_0 = \psi(\alpha_0, \beta_1) \sqrt{\mu_{PT}(\alpha_0, \beta_1)}, \quad (161)$$

rozpocznie się właściwy rozruch częstotliwościowy opisany zależnościami (157) i (160).

Czas trwania początkowego etapu rozruchu t_{rp} będzie zależał od wartości tempa narastania napięcia zasilającego

$$\delta = \frac{d\gamma}{dt}, \quad (162)$$

przy zmianie γ od zera do γ_0 określonego ze wzoru (161). Przyjmując $\delta = \text{const}$, będzie

$$\gamma = \delta \cdot t \quad (163)$$

i wtedy

$$t_{rp} = \frac{\gamma_0(\alpha_0, \beta_1)}{\delta}. \quad (164)$$

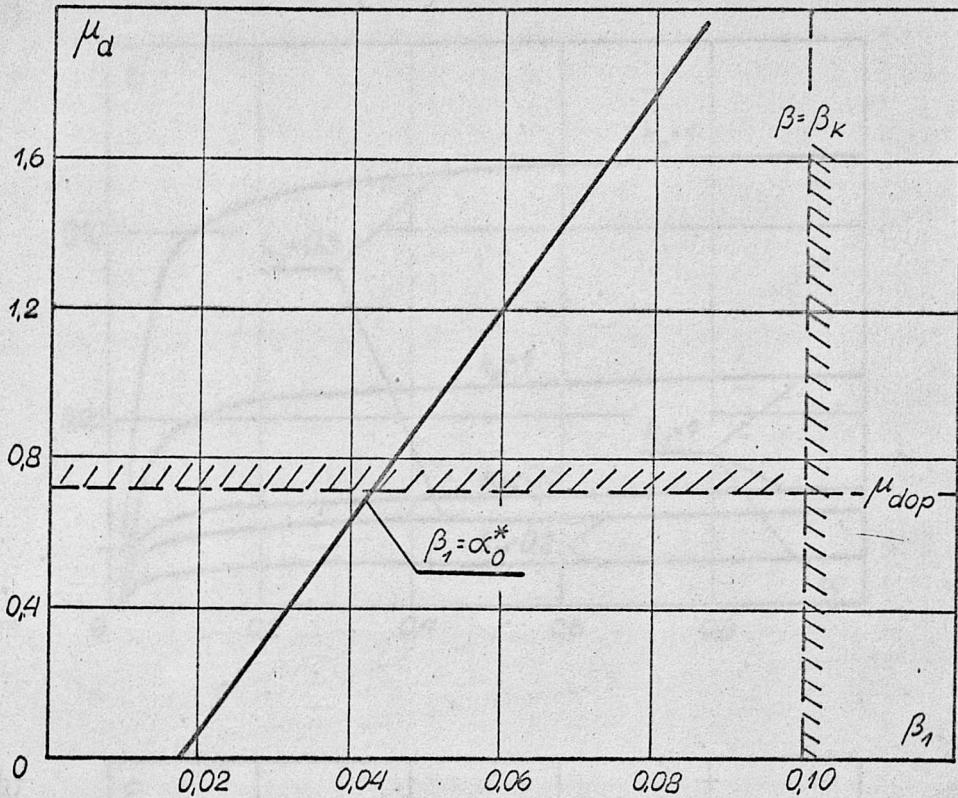
Ponieważ w chwili rozpoczęcia rozruchu $\alpha = \beta$, to częstotliwość początkową α_0 należy wybrać tak, aby było $\alpha_0 = \beta_1$. Wartość ta jest ograniczona dopuszczalnym momentem dynamicznym napędu i związanym z nim przyspieszeniem liniowym taśmy przenośnika (Dodatek 5). Na rysunku 30 przedstawiona zależność początkowego momentu dynamicznego $\mu_d = M_d/M_n$ od poślizgu bezwzględного, wyznaczoną z równania (157) przez podstawienie $\alpha_0 = \beta_1$. Punkt przecięcia prostej $\mu_d = f(\beta_1)$ z prostą μ_{dop} określającą wartość graniczną momentu dynamicznego, wyznacza dopuszczalną wartość częstotliwości początkowej α_0 , a tym samym wartość poślizgu β_1 , umożliwiającą zrealizowanie miękkiego rozruchu częstotliwościowego.

Wyznaczona wartość β_1 spełnia nierówność (156), która jest dostatecznym warunkiem miękkiego rozruchu; warunkiem koniecznym jest

$$\varepsilon < \varepsilon_k, \quad (165)$$

gdzie ε_k jest wartością tempa narastania częstotliwości napięcia zasilającego, odpowiadającą rozruchowi krytycznemu.

Charakter zmian ε w czasie trwania rozruchu częstotliwościowego można określić z równania (157):



Rys.30. Zależność momentu dynamicznego przy $s=1$ od wartości początkowego poślizgu bezwzględego β_1

$$\xi = \frac{d\alpha}{dt} = \left(2 \frac{k_{\max}}{\beta_k} \beta_1 - 1 \right) \frac{(\mu_1 + \mu_P)\alpha - \mu_P \beta_1}{T_M \alpha}. \quad (166)$$

Przyjmując, że w ogólnym przypadku częstotliwość będzie się zmieniała w funkcji czasu

$$\alpha(t) = \alpha_0 + \xi(t) t,$$

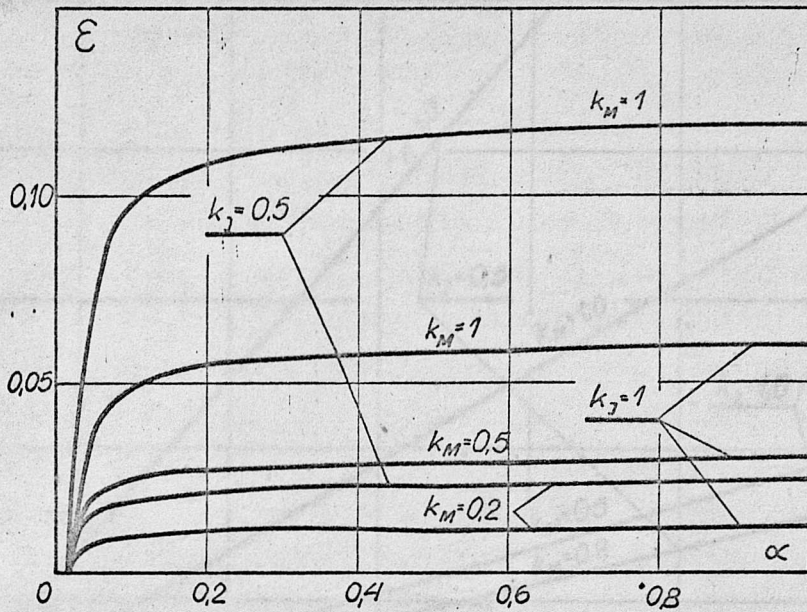
to z uwzględnieniem (166) będzie:

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} \left[\alpha_0 + \frac{A}{T_M} t + \sqrt{\left(\alpha_0 + \frac{A}{T_M} t \right)^2 - 4 \frac{B}{T_M} t} \right], \quad (167)$$

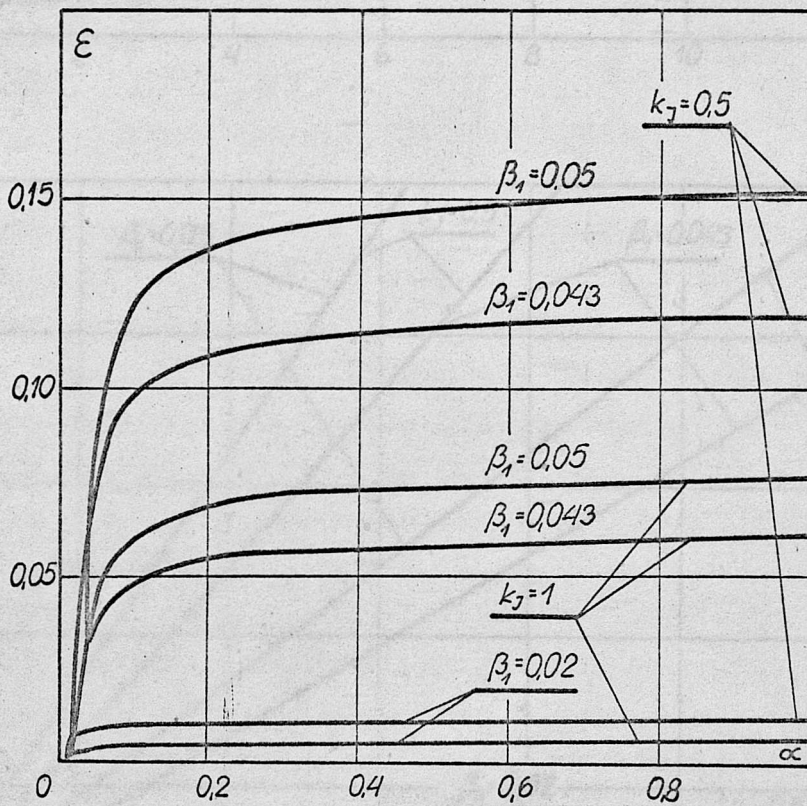
gdzie A i B - określone tak jak we wzorze (159).

Na rysunkach 31 i 32 przedstawiono odpowiednio zależności $\xi = f(\alpha)$ wyznaczone ze (166) i $\alpha = f(t)$ wyznaczone ze (167). Przyjmując, że k_J jest współczynnikiem charakteryzującym wartość momentu bezwładności układu, tzn. $J = k_J J_n$ oraz że k_M jest

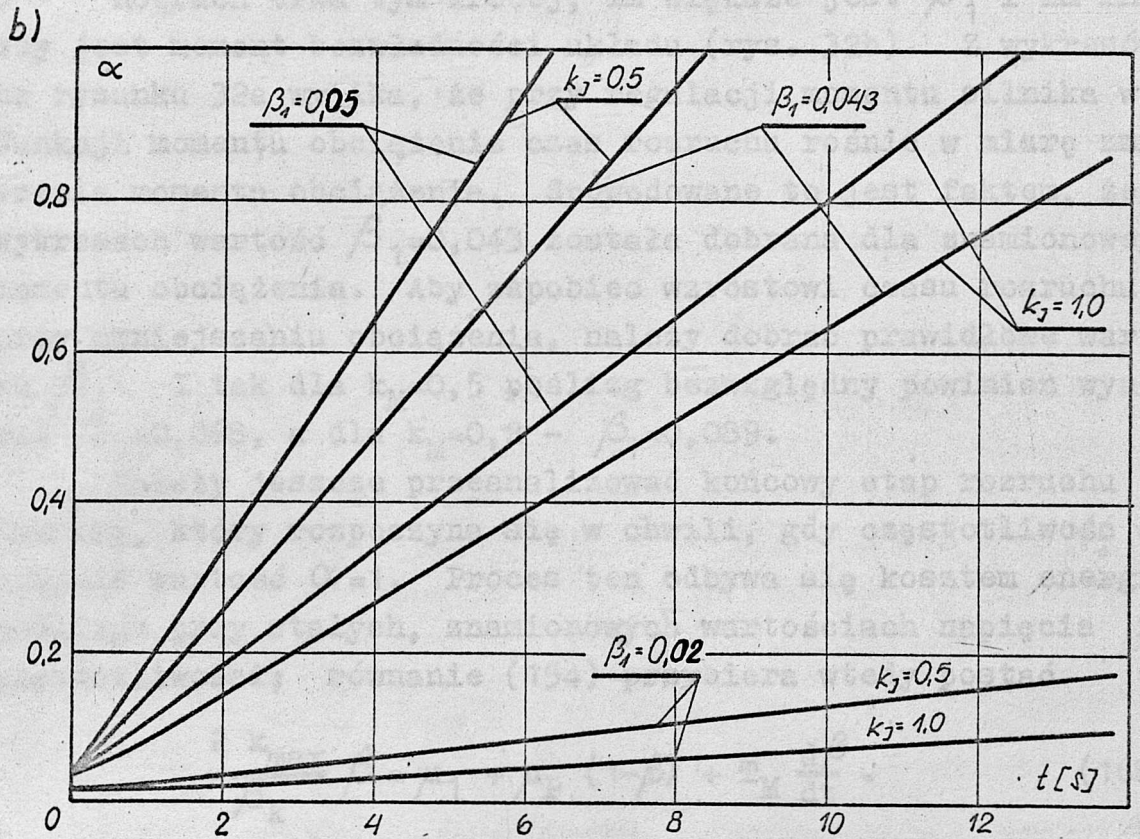
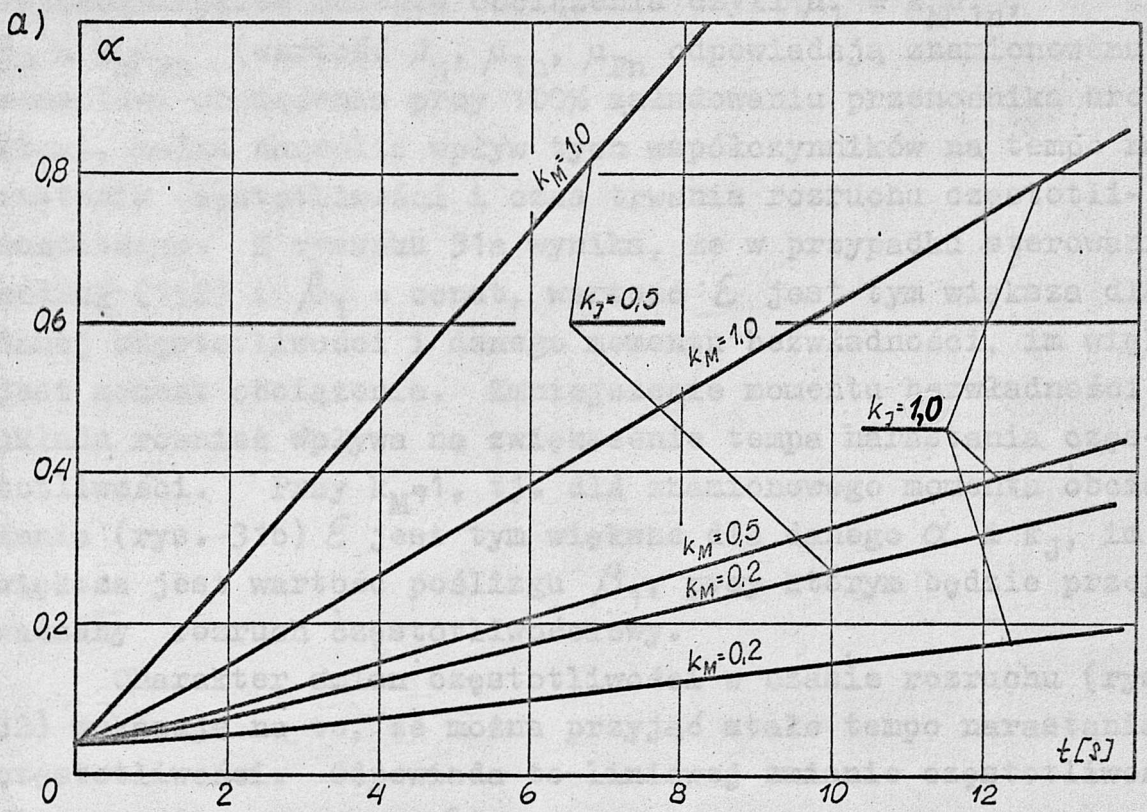
a)



b)



Rys.31. Zależność tempa narastania częstotliwości $\varepsilon=f(\alpha)$;
 a - przy $\beta_1=0,043$; $k_M=\text{par}$; $k_J=\text{par}$; b - przy $k_M=1$;
 $\beta_1=\text{par}$; $k_J=\text{par}$



Rys.32. Charakter zmian częstotliwości w czasie rozruchu:
 a - przy $\beta_1 = 0,043$; $k_M = \text{par}$; $k_J = \text{par}$; b - przy $k_M = 1$;
 $k_J = \text{par}$; $\beta_1 = \text{par}$

współczynnikiem momentu obciążenia czyli $\mu_1 = k_M \mu_{1n}$,
 $\mu_P = k_M \mu_{Pn}$ (wartość J_n , μ_{1n} , μ_{Pn} odpowiadają znamionowemu momentowi obciążenia przy 100% załadunku przenośnika urobkiem), można określić wpływ tych współczynników na tempo narastania częstotliwości i czas trwania rozruchu częstotliwościowego. Z rysunku 31a wynika, że w przypadku sterowania według (152) i $\beta_1 = \text{const}$, wartość ε jest tym większa dla danej częstotliwości i danego momentu bezwładności, im większy jest moment obciążenia. Zmniejszenie momentu bezwładności układu również wpływa na zwiększenie tempa narastania częstotliwości. Przy $k_M=1$, tj. dla znamionowego momentu obciążenia (rys. 31b) ε jest tym większe dla danego α i k_J , im większa jest wartość poślizgu β_1 , przy którym będzie przeprowadzany rozruch częstotliwościowy.

Charakter zmian częstotliwości w czasie rozruchu (rys. 32) wskazuje na to, że można przyjąć stałe tempo narastania częstotliwości. Odpowiada to liniowej zmianie częstotliwości w czasie: $\alpha = \alpha_0 + \varepsilon t$.

Rozruch trwa tym krócej, im większe jest β_1 i im mniejszy jest moment bezwładności układu (rys. 32b). Z wykresów na rysunku 32a wynika, że przy regulacji momentu silnika w funkcji momentu obciążenia czas rozruchu rośnie w miarę zmniejszania momentu obciążenia. Spowodowane to jest faktem, że na wykresach wartość $\beta_1=0,043$ została dobrana dla znamionowego momentu obciążenia. Aby zapobiec wzrostowi czasu rozruchu przy zmniejszaniu obciążenia, należy dobrać prawidłowe wartości β_1 . I tak dla $k_M=0,5$ poślizg bezwzględny powinien wynosić $\beta_1=0,068$, a dla $k_M=0,2$ - $\beta_1=0,089$.

Należy jeszcze przeanalizować końcowy etap rozruchu silnika, który rozpoczyna się w chwili, gdy częstotliwość osiągnie wartość $\alpha=1$. Proces ten odbywa się kosztem energii poślizgu przy stałych, znamionowych wartościach napięcia i częstotliwości; równanie (154) przybiera wtedy postać

$$\frac{2 k_{\max}}{\beta_k} \beta = \mu_1 + \mu_P (1-\beta) + T_M \frac{d\beta}{dt} . \quad (168)$$

Znak (+) przed momentem dynamicznym występuje dlatego, że poślizg maleje i $d\beta/dt$ ma ujemny znak; poślizg zmienia się

od $\beta = \beta_1$ do $\beta = \beta_n$. Ponieważ przy częstotliwości znamionowej $\alpha = 1$:

$$\beta = s,$$

to równanie (168) można zapisać w postaci:

$$\frac{2 k_{\max}}{s_k} s = \mu_1 + \mu_P (1-s) + T_M \frac{ds}{dt}. \quad (169)$$

Po rozdzieleniu zmiennych w równaniu (169) i scałkowaniu w granicach od s_1 do s_n , będzie

$$\frac{t_{rk}}{T_M} = \frac{1}{D} \ln \frac{s_1 - G}{s_n - G}, \quad (170)$$

gdzie:

$$D = \frac{2 k_{\max}}{s_k} + \mu_P,$$

$$G = \frac{\mu_1 + \mu_P}{D}.$$

Całkowity czas rozruchu jest sumą $t_r = t_{rp} + t_{rcz} + t_{rk}$, czyli:

$$\frac{t_r}{T_M} = \frac{f_0(\alpha_0, \beta_1)}{T_M} + \frac{1 - \alpha_0}{A} + \frac{B}{A^2} \ln \frac{C}{A\alpha_0 - B} + \frac{1}{D} \ln \frac{s_1 - G}{s_n - G}. \quad (171)$$

Powyższe rozważania pozwoliły sformułować algorytm rozruchu częstotliwościowego, umożliwiający programowanie sygnałów wyjściowych układu napędowego, tj. momentu silnika, poślizgu, prędkości, przyspieszenia. Układ sterujący realizujący ten algorytm powinien zapewnić odpowiedni charakter zmian sygnałów wejściowych ($\gamma(t)$, $\alpha(t)$), w zależności od etapu rozruchu. I tak:

etap I $\alpha(t) = \alpha_0 = \text{const},$

$$\gamma(t) = \delta \cdot t \in \langle 0, \gamma_0 \rangle,$$

gdzie γ_0 określone jest według zależności (161);

w chwili gdy γ osiągnie wartość γ_0 , rozpoczyna się

etap II $\alpha(t) = \alpha_0 + \xi(t-t_{rp}) \in (\alpha_0, 1)$,

gdzie t_{rp} określone jest według (164) oraz $\xi = \text{const}$,

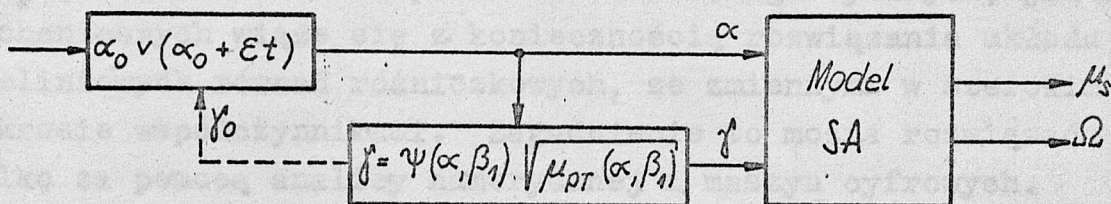
$$\gamma(t) = \Psi[\alpha(t), \beta_1] \sqrt{\mu_1 + \mu_P \frac{\alpha(t) - \beta_1}{\alpha(t)}} \in (\gamma_0, \gamma_1),$$

gdzie $\gamma_1 = \Psi(\alpha=1, \beta_1) \sqrt{\mu_1 + \mu_P(1-\beta_1)}$, $\Psi(\alpha, \beta_1)$ określone jest wzorem (148);

w chwili, gdy α osiągnie wartość znamionową, rozpoczyna się

etap III $\alpha(t) = \gamma(t) = 1.$

Na rysunku 33 przedstawiono schemat ideowy układu sterującego realizującego powyższy algorytm.



Rys.33. Schemat blokowy układu sterowania częstotliwościowego

Jest to układ bez sprzężeń zwrotnych, który do zrealizowania kompensacji spadku napięcia na rezystancji stojana, uwzględnienia wpływu zmiennego momentu obciążenia na moment silnika oraz utrzymania stałego poślizgu, wymaga podania informacji dotyczących takich parametrów jak:

- wartości częstotliwości początkowej α_0 i poślizgu β_1 ,
- tempo narastania napięcia w I etapie rpzruchu, gdy $\alpha = \alpha_0$,
- tempo narastania częstotliwości ξ zapewniające miękki rozruch częstotliwościowy.

4.3. Symulacja cyfrowa programowanego rozruchu częstotliwościowego z uwzględnieniem pro- cesów elektromagnetycznych

W przeciwieństwie do omawianych w wielu opracowaniach [11,12,49,51-53] zależności określających warunki pracy układów napędowych przenośników taśmowych bez uwzględniania elektromagnetycznych procesów przejściowych, tylko sporadycznie zajmowano się pełną analizą zjawisk występujących w tych układach w stanach nieustalowych [35]. Określenie charakteru zjawisk elektromagnetycznych występujących w czasie rozruchu układu napędowego ma duże znaczenie w praktyce. Ich wpływ na charakterystyki dynamiczne napędu zależy od sposobu przeprowadzenia rozruchu, a więc od zasad zmian sygnałów sterujących oddziałujących na silnik asynchroniczny.

Analiza rozruchu częstotliwościowego układu napędowego, z uwzględnieniem zarówno procesów elektromagnetycznych, jak i mechanicznych wiąże się z koniecznością rozwiązania układu nieliniowych równań różniczkowych, ze zmiennymi w szerokim zakresie współczynnikami. Zagadnienie to można rozwiązać tylko za pomocą analizy numerycznej i maszyn cyfrowych.

Do badania procesów przejściowych w napędzie przenośników taśmowych z regulacją częstotliwościową została zastosowana metoda symulacji cyfrowej, polegająca na badaniu modelu matematycznego układu napędowego z wykorzystaniem maszyny cyfrowej.

W oparciu o algorytm rozruchu częstotliwościowego przedstawiony w punkcie 4.2 i modele matematyczne silnika asynchronicznego i przenośnika taśmowego (punkt 3.3 i 3.4) został opracowany program symulujący rozruch układu napędowego. W programie przyjęto idealne źródło zasilające silnik asynchroniczny, tzn. symetryczne napięcie sinusoidalne o zmiennej amplitudzie i częstotliwości.

Program ten ma charakter uniwersalny, ze względu na to, że:

- umożliwia wykonanie obliczeń dla dowolnych parametrów silnika napędowego i przenośnika;
- w przypadku opracowania innego modelu przenośnika taśmowego wystarczy wprowadzić aktualnie interesującą zależność

na moment oporowy (ewentualnie układ równań umożliwiający określenie tego momentu);

- ma możliwość współpracy z różnymi podprogramami symulującymi działanie przemiennika częstotliwości.

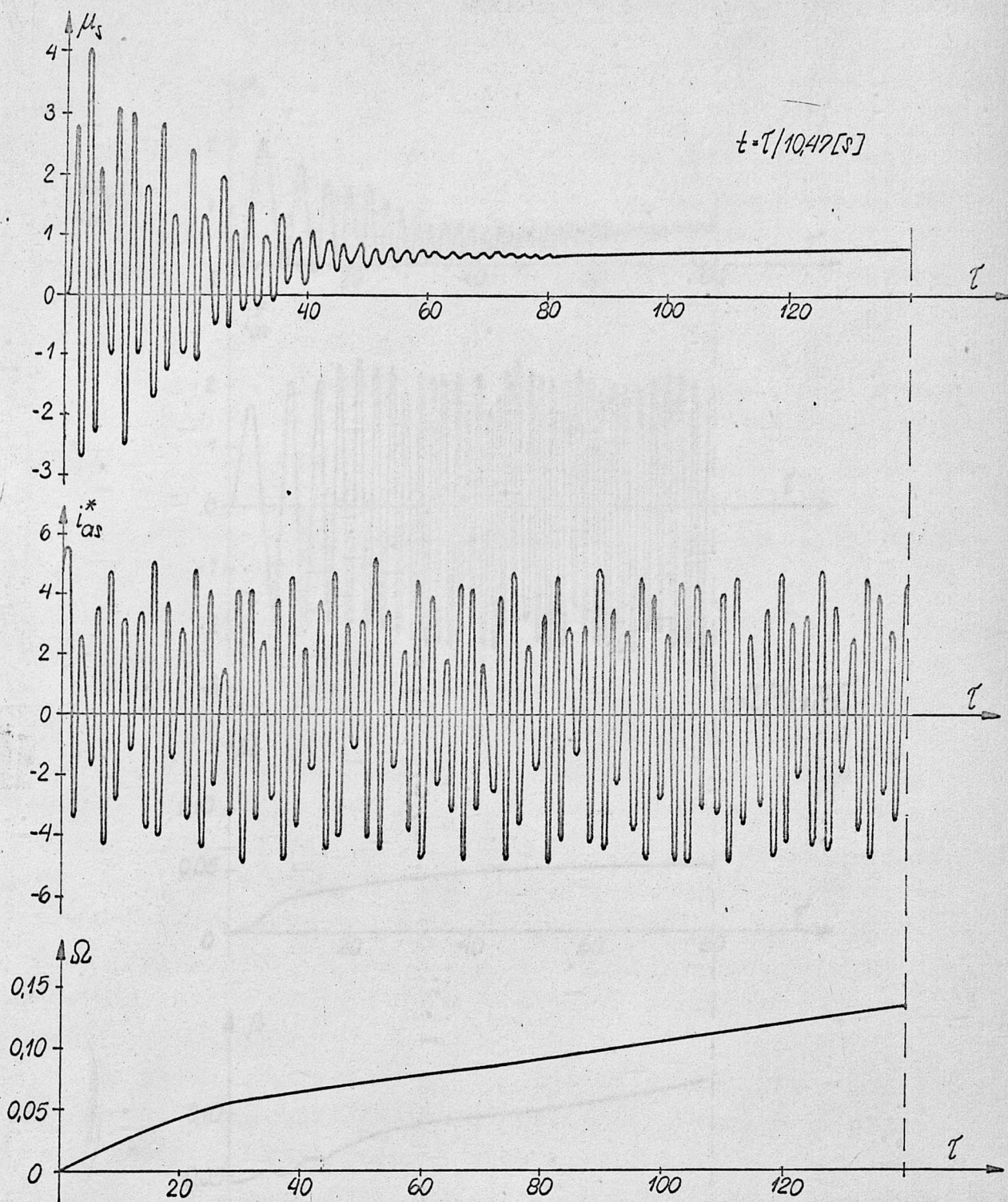
W Dodatku 6 przedstawiono schemat blokowy i opis działania wyżej omówionego programu, jego tabulogram i przykładowe wydruki wyników obliczeń.

Ponadto, aby możliwe było porównanie charakteru rozruchu częstotliwościowego z rozruchem bezpośrednim, został opracowany program symulujący rozruch bezpośredni omawianego układu napędowego przenośnika. Program ten umożliwił również sprawdzenie poprawności opracowanego modelu matematycznego silnika. Ze względu na to, że najbardziej istotna była ocena wpływu zjawisk elektromagnetycznych na charakter rozruchu, ograniczono się do wykonania obliczeń tylko jego początkowej części, tj. do chwili zaniknięcia elektromagnetycznych stanów nieustalonych.

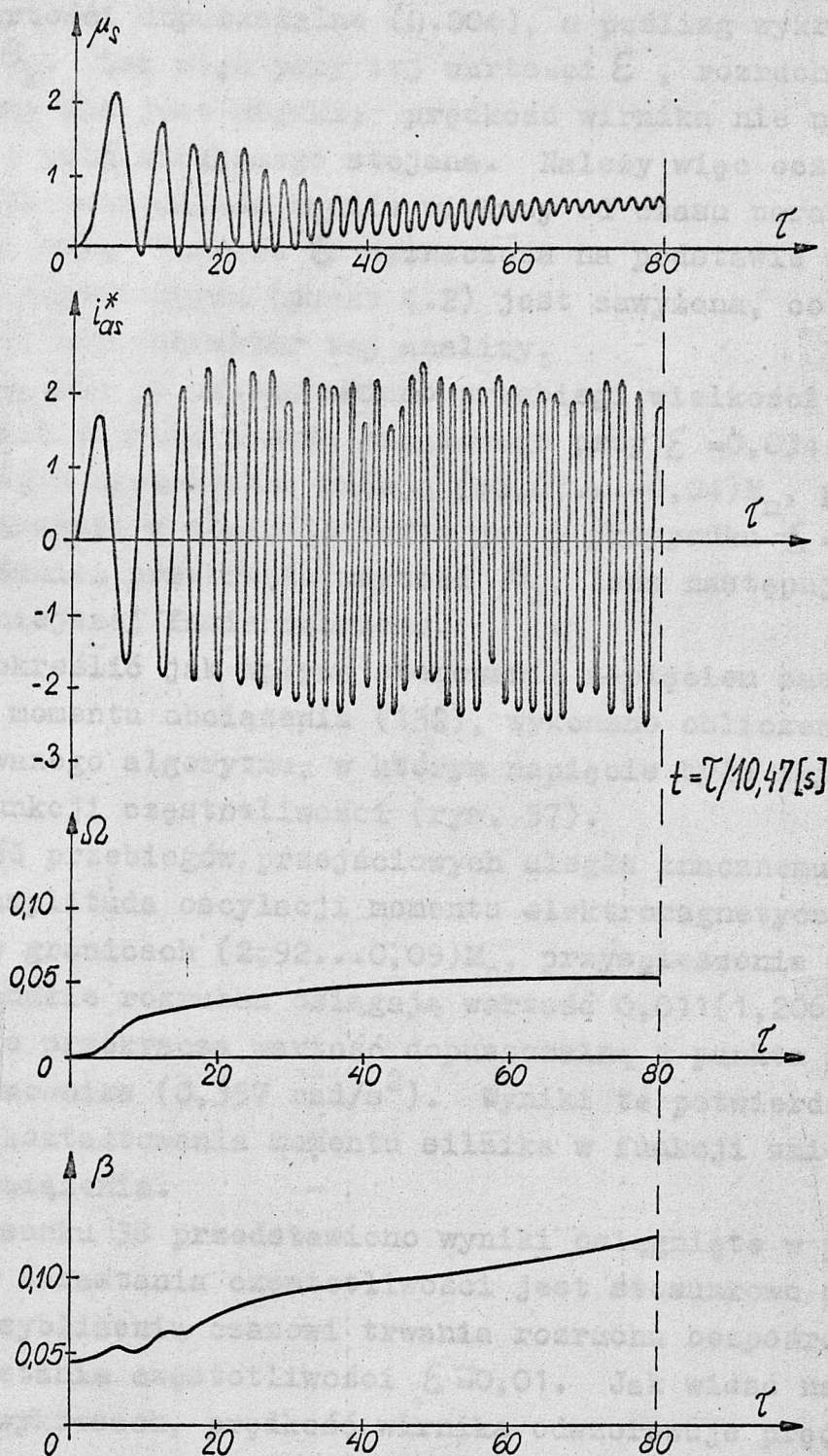
Wykresy na rysunku 34 ilustrują charakter zmian momentu, prądu, prędkości kątowej w czasie rozruchu bezpośredniego. Elektromagnetyczny proces przejściowy zanika po upływie około 6 s. Przyspieszenia znacznie przekraczają wartości dopuszczalne (Dodatek 6), chwilowa wartość momentu zmienia się w granicach $(+4,0 \dots -2,8)M_n$, a prądy fazowe stojana osiągają wartości $(+5,6 \dots -4,8)I_n$. Na podstawie tempa zmian prędkości układu napędowego określono czas trwania rozruchu bezpośredniego, który w przybliżeniu wynosi ~ 100 s.

Aby zbadać charakter procesów przejściowych przy programowanym rozruchu częstotliwościowym układu napędowego przenośnika, wykonano szereg obliczeń na maszynie cyfrowej. Głównym celem tych badań było sprawdzenie możliwości realizacji miękkiego rozruchu częstotliwościowego w otwartym układzie sterowania oraz analiza wpływu tempa narastania częstotliwości ε na przebieg procesów przejściowych.

Na rysunku 35 przedstawiono wykresy momentu, prądów, prędkości i poślizgu przy rozruchu częstotliwościowym z $\varepsilon = 0,046$ wyznaczonym na podstawie analizy przeprowadzonej w punkcie 4.2. Przy tej wartości tempa narastania częstotliwości rozruch charakteryzuje się znacznymi oscylacjami momentu elektromagnetycznego, w początkowej fazie - znakoprzebiegowymi, których



Rys.34. Przebiegi momentu, prądu i prędkości kątowej w czasie bezpośredniego rozruchu układu napędowego przenośnika



Rys.35. Przebiegi momentu, prądu, prędkości i poślizgu w czasie rozruchu częstotliwościowego przy $\xi = 0,046$

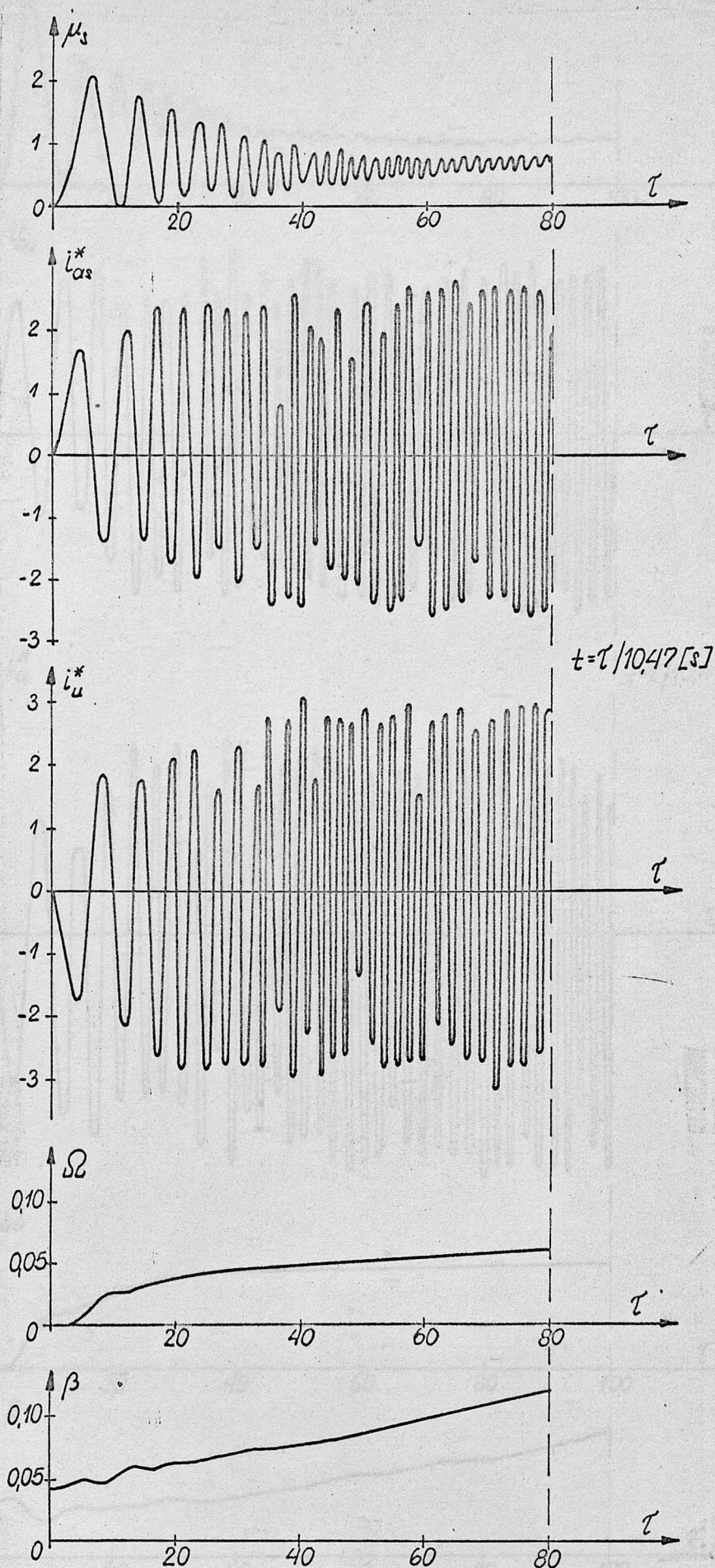
amplituda waha się w granicach $(+2,11 \dots -0,11)$. Przyspieszenia osiągają wartość $0,007(0,767 \text{ rad/s}^2)$, która znacznie przewyższa wartości dopuszczalne ($0,004$), a poślizg wykracza poza wartość β_k . Tak więc przy tej wartości ξ , rozruch częstotliwościowy nie jest miękki; prędkość wirnika nie nadąża za prędkością pola wirującego stojana. Należy więc oczekiwać, że czas rozruchu układu będzie większy od czasu narastania częstotliwości. Wartość ξ wyznaczona na podstawie analizy procesów mechanicznych (punkt 4.2) jest zawyżona, co potwierdza przybliżony charakter tej analizy.

Na rysunku 36 przedstawiono przebiegi wielkości charakteryzujących rozruch układu napędowego przy $\xi = 0,034$. Oscylacje momentu nieznacznie maleją $(+2,07 \dots -0,04)M_n$, przyspieszenia pozostają w zasadzie takie jak w przypadku $\xi = 0,046$. Poślizg również przekracza wartość β_k , lecz następuje to w nieco późniejszej fazie rozruchu.

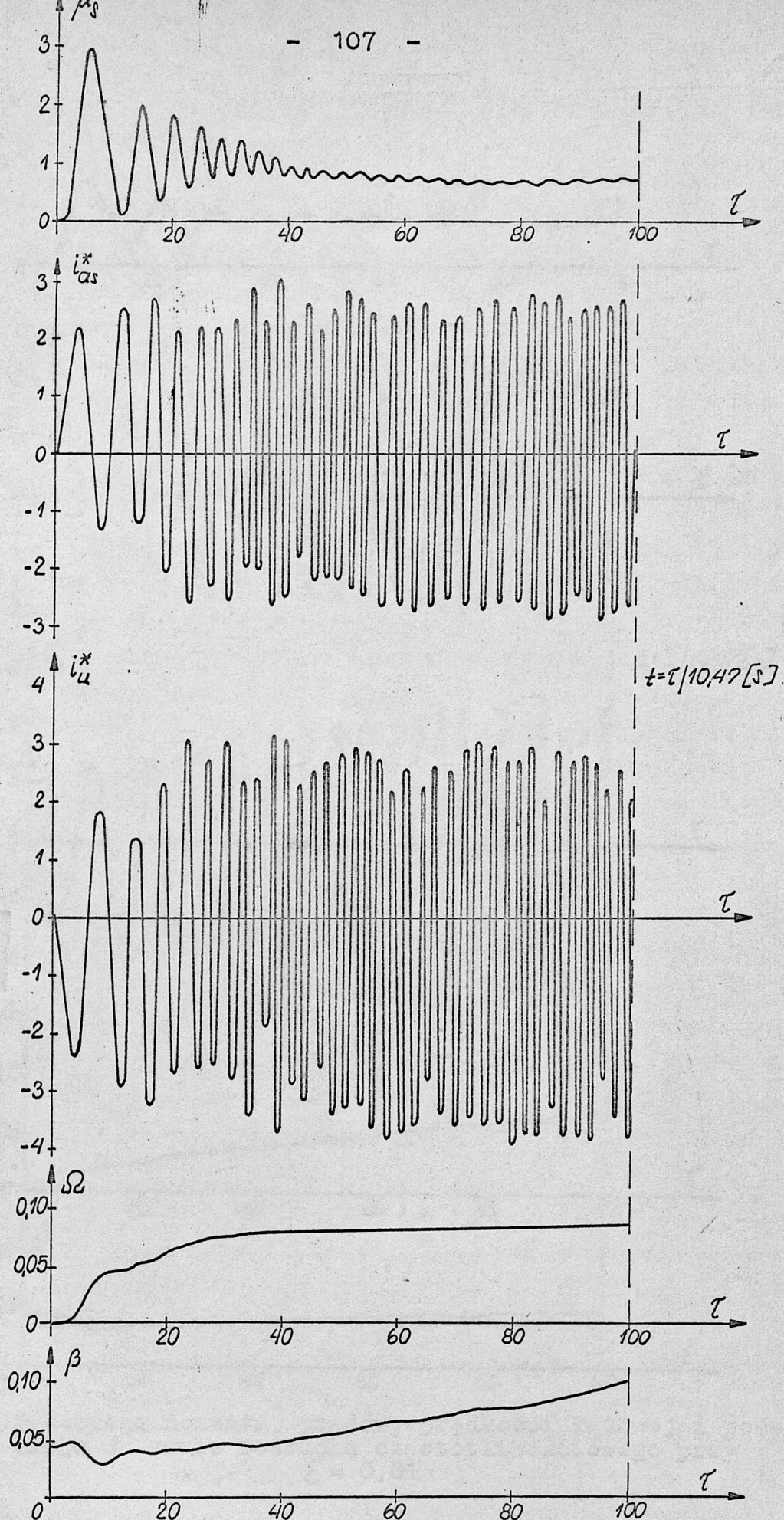
Aby określić jak wpływa sterowanie napięciem zasilania w funkcji momentu obciążenia (152), wykonano obliczenia dla zmodyfikowanego algorytmu, w którym napięcie było zmieniane tylko w funkcji częstotliwości (rys. 37).

Jakość przebiegów przejściowych uległa znacznemu pogorszeniu: amplituda oscylacji momentu elektromagnetycznego waha się w granicach $(2,92 \dots 0,09)M_n$, przyspieszenia w pierwszej sekundzie rozruchu osiągają wartość $0,011(1,206 \text{ rad/s}^2)$, co znacznie przekracza wartość dopuszczalną z punktu widzenia taśmy przenośnika ($0,357 \text{ rad/s}^2$). Wyniki te potwierdzają konieczność kształtowania momentu silnika w funkcji zmiennego momentu obciążenia.

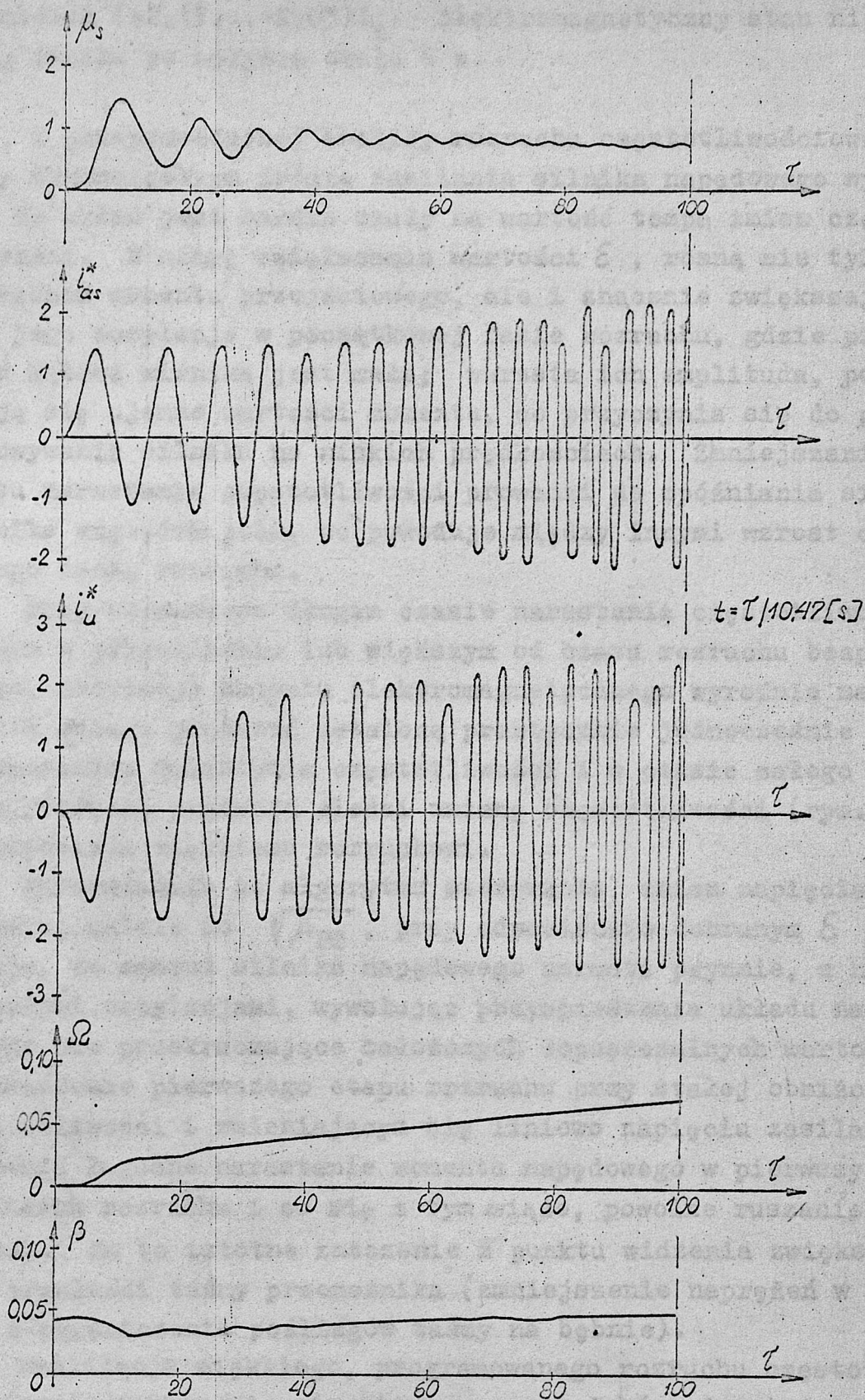
Na rysunku 38 przedstawiono wyniki osiągnięte w przypadku, kiedy czas narastania częstotliwości jest stosunkowo długi, równy w przybliżeniu czasowi trwania rozruchu bezpośredniego. Tempo narastania częstotliwości $\xi = 0,01$. Jak widać na przytoczonych wykresach, prędkość wirnika odwzorowuje prędkość pola wirującego stojana. Poślizg bezwzględny pozostaje w przybliżeniu stały i przyjmuje wartości gwarantujące miękki rozruch częstotliwościowy. Przyspieszenie $d\Omega/d\tau$ nie przekracza wartości dopuszczalnej; amplituda oscylacji momentu jest mała i wynosi $(1,5 \dots 0,39)M_n$; prądy fazowe stojana oscylują w



Rys.36. Przebiegi momentu, prądów, prędkości kątowej i poślizgu w czasie rozruchu częstotliwościowego przy $\varepsilon = 0,034$



Rys.37. Przebiegi momentu, prądów, prędkości kątowej i poślizgu w czasie rozruchu częstotliwościowego przy $\xi = 0,034$ i $\gamma = \gamma(\alpha, \beta_1)$



Rys.38. Przebiegi momentu, prądów, prędkości katowej i poślizgu w czasie rozruchu częstotliwościowego przy $\xi = 0,01$

granicach $(+2,17...-2,05)I_n$. Elektromagnetyczny stan nieustalony zanika po upływie około 6 s.

Z przeprowadzonej analizy rozruchu częstotliwościowego przy sinusoidalnym źródle zasilania silnika napędowego wynika, że układ jest bardzo czuły na wartość tempa zmian częstotliwości. W miarę zwiększania wartości ξ , rosną nie tylko uderzenia momentu przejściowego, ale i znacznie zwiększają się jego oscylacje w początkowej fazie rozruchu, gdzie prędkość kątowna wirnika jest mała; wzrasta ich amplituda, pojawiają się ujemne wartości momentu, co przyczynia się do przyhamowywania silnika na niskich prędkościach. Zmniejszanie czasu narastania częstotliwości prowadzi do opóźniania się wirnika względem pola, co powoduje między innymi wzrost całkowitego czasu rozruchu.

Przy stosunkowo długim czasie narastania częstotliwości, równym w przybliżeniu lub większym od czasu rozruchu bezpośredniego, oscylacje momentu elektromagnetycznego wyraźnie maleją; wirnik osiąga prędkość ustaloną praktycznie jednocześnie z zakończeniem narastania częstotliwości i w czasie całego procesu rozruchu prędkość śledzi zmianę częstotliwości (rys. 38), co odpowiada miękkiemu rozruchowi.

Wprowadzenie do algorytmu sterowania zmian napięcia proporcjonalnie do $\sqrt{\mu_{PT}}$, przy odpowiednio dobranym ξ powoduje, że moment silnika napędowego narasta płynnie, z nieznacznymi oscylacjami, wywołując przyspieszenia układu napędowego nie przekraczające założonych dopuszczalnych wartości. Wprowadzenie pierwszego etapu rozruchu przy stałej obniżonej częstotliwości i zmieniającym się liniowo napięciu zasilania zapewnia łagodne narastanie momentu napędowego w pierwszych sekundach rozruchu i co się z tym wiąże, powolne ruszanie układu. Ma to istotne znaczenie z punktu widzenia zwiększenia trwałości taśmy przenośnika (zmniejszenie naprężeń w taśmie i ograniczenie poślizgów taśmy na bębnie).

Realizacja miękkiego, programowanego rozruchu częstotliwościowego w układzie otwartym, poprzez dobór odpowiedniego tempa narastania częstotliwości, w przypadku obciążenia zmieniającego w funkcji prędkości kątownej, jest trudna, a w niektórych przypadkach może być wręcz niemożliwa. W związku z tym

należy przewidzieć zamknięte układy sterowania, utrzymujące poślizg na stałym poziomie i automatycznie dobierające tempo zmian częstotliwości.

5. UWAGI I WNIOSKI

Przeprowadzona w pracy analiza bezpośredniego wolnoobrotowego napędu asynchronicznego o obniżonej częstotliwości znamionowej, przeznaczonego dla długich przenośników taśmowych, pozwala na sformułowanie następujących wniosków:

1. Bezpośrednie sprzęgnięcie silników wolnoobrotowych z bębnami napędowymi umożliwia wyeliminowanie z układu ciężkiej i drogiej przekładni mechanicznej, stanowiącej w tradycyjnych rozwiązaniach napędu najbardziej niekorzystny element (ze względu na szybkie zużywanie się i częste uszkodzenia).

2. Wartość częstotliwości znamionowej silnika asynchronicznego wolnoobrotowego w istotny sposób wpływa na jego parametry konstrukcyjno-eksploatacyjne.

Istnieje racjonalny przedział częstotliwości znamionowej silnika asynchronicznego wolnoobrotowego, ograniczony od góry jakością napięcia wyjściowego przemiennika częstotliwości, a od dołu wartościami parametrów konstrukcyjno-eksploatacyjnych (wymiary główne, masa, straty). Przedział ten zawiera się w granicach 10...15 Hz. Silnik asynchroniczny wolnoobrotowy o częstotliwości znamionowej 15 Hz posiada zdecydowanie lepsze parametry konstrukcyjne i eksploatacyjne niż silnik wolnoobrotowy o częstotliwości znamionowej 50 Hz.

3. Do zasilania silników asynchronicznych wolnoobrotowych dużej mocy o obniżonej częstotliwości znamionowej najlepiej nadają się bezpośrednie przemienniki częstotliwości. W zależności od przyjętego układu mocy i sposobu sterowania otrzymuje się napięcie wyjściowe o różnej zawartości składowych harmoniczných. Przemienniki bezpośrednie w układzie mostkowym z sinusoidalną modulacją zapewniają najmniejsze zniekształcenie krzywej napięcia wyjściowego.

4. Zaproponowane modele matematyczne obiektów systemu elektromechanicznego: bezpośredni przemiennik częstotliwości

- silnik asynchroniczny wolnoobrotowy - przenośnik taśmowy umożliwiające badanie w maszynie cyfrowej częstotliwościowych procesów przejściowych metodą symulacji cyfrowej. Opracowany model matematyczny silnika asynchronicznego umożliwia badanie współpracy silnika z różnymi typami przemienników częstotliwości.

5. Zastosowanie silników wolnoobrotowych o obniżonej częstotliwości znamionowej, zasilanych z bezpośredniego przemiennika częstotliwości, umożliwia przeprowadzenie rozruchu częstotliwościowego napędu długiego przenośnika taśmowego oraz wprowadzanie automatyzacji całych ciągów technologicznych.

Rozruch częstotliwościowy ze sterowaniem napięcia w funkcji momentu oporowego przenośnika taśmowego oraz zmianą częstotliwości z odpowiednio dobranym tempem jej narastania, zapewnia zmianę momentu napędowego odpowiednio do zmian momentu obciążenia, powolne narastanie prędkości kątowej bębna napędowego i małe przyspieszenia w początkowej fazie rozruchu. Ponadto bardzo korzystnie na przebieg rozruchu w początkowej jego fazie wpływa zastąpienie bezpośredniego włączenia silnika na częstotliwość początkową α_0 i odpowiadające jej napięcie γ_0 , rozruchem przy stałej częstotliwości α_0 i liniowo zmieniającym się napięciu zasilania.

Wyniki uzyskane z analizy teoretycznej i obliczeń pozwalają stwierdzić, że napęd wolnoobrotowy z silnikiem asynchronicznym o częstotliwości znamionowej 15 Hz, zasilanym z bezpośredniego przemiennika częstotliwości, spełnia wszystkie wymagania stawiane mu przez przenośnik taśmowy.

Przedmiotem dalszych badań w zakresie bezpośrednich napędów z silnikami asynchronicznymi o obniżonej częstotliwości znamionowej będą:

- analiza układu napędowego przeprowadzona w oparciu o szczegółowy model matematyczny, uwzględniający rzeczywisty kształt krzywej napięcia otrzymywanego z przemiennika częstotliwości,

- analiza układu napędowego przy innych algorytmach sterowania częstotliwościowego realizowanego w układach otwartym i zamkniętym,

- optymalizacja układu napędowego i sterującego pod kątem wymagań sterowania cyfrowego i automatyzacji kompleksowej.

6. LITERATURA

- [1] A n d r z e j e w s k i F., Analiza napędu przenośników taśmowych w górnictwie odkrywkowym węgla brunatnego. Automatyzacja i kompleksowe modelowanie procesów technologicznych w górnictwie. Zakopane, grudzień 1973, Komitet Górnictwa PAN, Sekcja Cybernetyki w Górnictwie. Z-d Konstr. Mechan. Przemysłu Węglowego. Konferencja.
- [2] A n d r z e j e w s k i F., Analiza układu silnik-przekładnia w dużych przenośnikach taśmowych. Prace Naukowe IUE Politechniki Wrocławskiej 1973, s. Konferencje nr 14.
- [3] A n d r z e j e w s k i F., Zasady obliczania silników asynchronicznych o obniżonej znamionowej częstotliwości zasilania. Prace Naukowe IUE Politechniki Wrocławskiej 1973, s. Konferencje nr 14.
- [4] A n d r z e j e w s k i F., K ę d z i o r W., Ilościowa analiza parametrów silników asynchronicznych o obniżonej znamionowej częstotliwości zasilania. Prace Naukowe IUE Politechniki Wrocławskiej 1973, s. Konferencje nr 14.
- [5] A n d r z e j e w s k i F., K ę d z i o r W. i inni, Analiza techniczno-ekonomiczna z wyborem koncepcji silnika wolnobieżnego do napędu przenośników taśmowych i koła czerpakowego koparek typu SchRS-1200. Opracow. IUE Politechniki Wrocławskiej, 1972.
- [6] B e r g G.J., D e S a r k a r A.K., Digital simulation of three-phase induction motors. IEEE Trans. Pow. App.Syst., vol. PAS-88, July/August 1970.
- [7] B e r n š t e j n I.J., Tiristornye preobrazovateli častoty bez zvena postojannogo toka. Moskva 1968.
- [8] B e r n š t e j n I.J., Sovremennoe sostojanie i perspektivy, rozvitja elektropřivodov peremennogo toka s preobrazovateljami častoty s neposredstvennoj svjazju. Električestvo 1973, nr 11.
- [9] B u l g a k o v A.A., Častotnoe upravlenie asinchronnymi elektrodvigateljami. Izd.Nauka, Moskva 1966.
- [10] C z a j k o w s k i Z., Dyskusja o wyborze silników do napędu przenośników taśmowych. Górnictwo Odkrywkowe 1973, nr 3.
- [11] C z a j k o w s k i Z., Możliwości skrócenia czasu rozruchu przenośników taśmowych napędzanych silnikami pierścienio-

wymi z rozrusznikami oporowo-stycznikowymi. Węgiel Brunatny 1968.nr 1.

- [12] D r o z d o w s k i Z., M a j c h e r k i e w i c z J., Charakterystyka mechaniczna przenośników taśmowych. Práce Naukowe IUE Politechniki Wrocławskiej, s. Studia i Materiały 1969, nr 1.
- [13] F i r a g o B.J., Garmoničeskij analiz krivoj naprjaženija preobrazovatelja častoty bez zvena postojanno o toka. SSSR Ėnergetika, 1972 nr 3.
- [14] F i r a g o B.J., P a v l o v i č S.N., Vychodnoe naprjaženie i tok neposredstvennogo preobrazovatelja častoty. IzVUZ SSSR Ėnergetika, 1972 nr 3.
- [15] F i r a g o B.J., P a v l o v i č S.N., Issledovanie èlektromagnitnogo momenta asinchronnogo dvigatelja pitae-mogo ot NPČ. IzVUZ SSSR, Ėnergetika, 1974 nr 9.
- [16] G e n d e k Z., Transport taśmowy w górnictwie odkrywko-wym. Górnictwo Odkrywkowe 1971 nr 2.
- [17] G o t o v s k i j B.S., L i s s Z.A., F i r a g o B.J., Tiristornye cyklokonvertory. Izd. Nauka i Technika, Moskva 1973.
- [18] I n ' k o v J.M., Tiristornyj preobrazovatel' častoty s estestvennoj kommutacej toka dla ponižennoj častoty. Sb. Silovye poluprovodnikovye preobrazovateli častoty bez zvena postojannogo toka, Avtomatizirovannyj èlektro-privod, Moskva 1964.
- [19] I l l a n g o B., R a m a m o t r y M., Steady state analysis of thyristor controlled three phase induction mo-tors using state space techniques. IEEE Conf. Rec. 8th Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., Milwaukee, Wisc., 1973, New York, N.Y. 1973.
- [20] J a c o v i d e s L.J., Analysis of induction motor drive with a non-sinusoidal supply voltage using Fourier Analysis. IGA Fifth Annual Meeting, 1970.
- [21] J o r d a n H.E., Analysis of induction machines in dyna-mic systems. IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-84, November 1965.
- [22] J o r d a n H.E., Digital computer analysis of induction machines in dynamic systems. IEEE Trans. Pow. App. Syst., vol. PAS-86, June 1967.

- [23] K r a u s e P.C., Simulation of unsymmetrical 2-phase induction machines. IEEE Trans. Pow. App.Syst., vol. PAS-84, November 1965.
- [24] K r a u s e P.C., Method of multiple reference frames applied to the analysis of symmetrical induction machines. IEEE Trans. Pow.App.Syst., vol. PAS-87, January 1968.
- [25] K r a u s e P.C., Discussion of 21, IEEE Trans. Pow. App.Syst., vol. PAS-88, November 1965.
- [26] K r a u s e P.C., L i p o T.A., Analysis and simplified representation of a rectifier - inverter induction motor drive. IEEE Trans. Pow.App.Syst., vol. PAS-88, May 1969.
- [27] K r a u s e P.C., W o l o s z y k L.T., Comparision of computer and test results of a static ac drive system. IEEE Trans. Ind.Gen.Appl., vol. IGA-4, November/December 1968.
- [28] K r a u s e P.C., T h o m a s C.H., Simulation of symmetrical induction machinery. IEEE Trans.Pow.App.Syst., vol. PAS-84, November 1965.
- [29] K r a u s e P.C., L i p o T.A., J o r d a n H.E., Harmonic torque and speed pulsations in a rectifier-inverter induction motor drive. IEEE Trans.Pow.App.Syst., vol. PAS-88, May 1969.
- [30] K o o p m a n R.J.W., T r u t t F.C., Direct simulation of ac machinery including third harmonic effects. IEEE Trans.Pow.App.Syst., vol. PAS-88, April 1969.
- [31] K ę d z i o r W., B r o n i s z M., Rozruszniki indukcyjne w napędach głównych przenośników taśmowych. Prace Naukowe IUE Politechniki Wrocławskiej 1973 s. Konferencje, nr 14.
- [32] L i p o T.A., An analysis of induction motors with voltage control by symmetrically triggered thyristors. IEEE Trans. Pow.App.Syst., vol. PAS-88, April 1969.
- [33] M a l i s z e w s k i W., Analiza możliwości stosowania silników o wirnikach klatkowych w napędach przenośników. Opracow. COBPGO Poltegor, 1974.
- [34] N e l s o n R.H., Power circuit analysis of cycloconverter-induction motor drive system. IEEE Power Process and Elec.Specialists Conf.Rec.Atlantic City, N.Y. 1972.
- [35] N e s s e l H., Procesy przejściowe w wielosilnikowym asynchronicznym napędzie elektrycznym. Rozprawa doktorska, Wrocław 1975.

- [36] P o s t n i k o v I.M., Proektirovanie òlektričeskich mašin. Gosizdat tech.lit. USSR, Kiev 1960.
- [37] R a j a n S.D., J a c o v i d e s L.J., L e w i s W.A., Digital simulation of a high-performance AC drive system. IEEE Trans. Ind. Appl. 1974, nr 3.
- [38] R o b e r t s o n S.D.T., H e b b a r K.M., A digital model of three-phase induction machines. IEEE Trans. Pow. App.Syst., vol. PAS-88, November 1969.
- [39] R o s z c z y k S., M a n i t i u s Z. i in., Silniki indukcyjne asynchroniczne, PWN Warszawa 1956.
- [40] R o v i n s k i j P.A., Primenenie tiristornych preobrazovatelej častoty s neposredstvennoj svjazju v regulirujemych òlektromašinoventil'nych sistemach. IzVUZ Energetika, 1974 nr 4.
- [41] S a m i r K. D a t a , A static variable-frequency three-phase source using the cycloconverter principle for the speed control of an induction motor. IEEE Trans.Ind. Appl., vol. IA-8, 1972 nr 5.
- [42] S a n d l e r A.S., S a r a b a t o v R.S., Častotnoe upravlenie asinchronnymi dvigateljami. Izd. Ènergija, M.-L. 1966.
- [43] S a b b a g h E.M., S h e w a n W., Characteristics of an adjustable speed polyphase induction machine. IEEE Trans. Pow.App.Syst., vol. PAS-87, March 1968.
- [44] S e r g e e v P.S., V i n o g r a d o v N.V., Proektirovanie òlektričeskich mašin. Izd.Ènergija, Moskva 1969.
- [45] S l a b i a k W., L a w s o n L.J., Precise control of a three-phase squirrel-cage induction motor using practical cycloconwerter. IEEE Trans.Ind.Gen.Appl., vol. IGA-2, 1966.
- [46] W i e c z o r e k J., M a c i e j e w s k i J. i in., Wyniki porównawczych badań napędów przenośników taśmowych z linkami stalowymi z dwubębnowym napędem czołowym i zwrotnym z zastosowaniem silników klatkowych i pierścieniowych o mocy 320 kW. Opracow. ZNB-COBPGO Poltegor, 1970.
- [47] W i e c z o r e k J., Wyniki badań doświadczalnych silników klatkowych o mocy 630 kW. Opracow. ZNB-COBPGO Poltegor 1969.
- [48] W i e c z o r e k J., Wyniki badań napędów przenośników

taśmowych z dwubębnowym napędem czołowym z zastosowaniem silników klatkowych o mocy 630 kW. Opracow. ZNB-COBPGO Poltegor 1972.

- [49] W i e c z o r e k J., Wyniki badań specjalnych silników klatkowych w napędach przenośników taśmowych o dużej wydajności. Górnictwo Odkrywkowe 1969, nr 2.
- [50] W i l s o n R.R., Thyristor cycloconverters for steel-works roller table drives. LSE Eng. Bull., 1973 nr 3.
- [51] W o j n i c k i R., S i k o r a R., Analiza modelowa dynamiki przenośnika taśmowego. Górnictwo Odkrywkowe, Konf. Cybernetyka w Górnictwie Odkrywkowym, Wrocław 1972.
- [52] Ż u r T., Napęd dwubębnowy w przenośnikach dużej mocy. Przegląd Górniczy 1961 nr 7-8.
- [53] Ż u r T., Urządzenia transportowe w górnictwie odkrywkowym, cz. II Transport taśmowy 1974.

7. DODATKI

7.1. DODATEK 1

Zależność rezystancji i reaktancji silnika klatkowego
od częstotliwości i liczby par biegunów

Do wyznaczenia rezystancji uzwojenia wirnika silnika klatkowego przyjmuje się założenie stałej gęstości prądu w prętach

$$\frac{I'_2}{S_{pr}} = \text{const} ,$$

gdzie S_{pr} - przekrój pręta uzwojenia wirnika.

Prąd stojana, zgodnie z założeniem stałości mocy (1) nie ulega zmianie w silnikach o różnych częstotliwościach znamionowych. Jeśli przyjąć dodatkowo, że współczynnik mocy $\cos \varphi$ też ma być stały, to prąd biegu jałowego praktycznie nie ulega zmianie i wówczas $I'_2 = \text{const}$ oraz

$$S_{pr} \equiv \frac{z_1}{z_2} \equiv \frac{z_1}{Z_2} , \quad (\text{I})$$

gdzie Z_2 - liczba żłobków wirnika.

Rezystancja pręta

$$R_{pr} \equiv \varrho_2 \frac{l_s}{S_{pr}} \equiv \varrho_2 \frac{l_s Z_2}{z_1}$$

sprowadzona do obwodu stojana [36]

$$R'_{pr} = k_4 \frac{z_1^2}{Z_2} R_{pr} = k_5 z_1 l_s . \quad (\text{II})$$

Rezystancja pierścienia zwierającego, sprowadzona do prądu pręta jest równa [36]:

$$R_{pz} = \varrho_2 \frac{\pi D_{pz}}{Z_2 S_{pz} \gamma^2} ,$$

gdzie: D_{pz} - średnia wartość średnicy pierścienia zwierającego,

S_{pz} - powierzchnia przekroju pierścienia zwierającego,
 γ - współczynnik umożliwiający sprowadzenie prądu pierścienia do prądu pręta.

Przyjmując stałą gęstość prądu w pierścieniu i podstawiając (I) oraz zależność na D_{pz} , sprowadzona rezystancja pierścienia wynosi

$$R'_{pz} = k_6 z_1 \tau . \quad (III)$$

A więc sprowadzona rezystancja uzwojenia wirnika klatkowego będzie równa

$$R'_2 = k_5 z_1 l_\delta + k_6 z_1 \tau = k_5 z_1 l_\delta (1 + \frac{k_6}{k_5} \tau) . \quad (IV)$$

Oznaczając

$$\beta_2 = \frac{k_6}{k_5} \frac{\tau_{50}}{l_\delta(50)} ,$$

będzie

$$R'_{2*} = \frac{R'_2(f)}{R'_2(50)} = \frac{f_*^{(\xi-1)} p_*^{(\xi_1+1)} + \beta_2 f_*^{(-\nu-1)} p_*^{-\nu_1}}{1 + \beta_2} . \quad (V)$$

rozproszenia
 Reaktancja stojana

$$X_1 = k_7 \frac{l_\delta z_1^2 f}{p q_1} (\lambda_{z1} + \lambda_{d1} + \lambda_{cz1}) ,$$

gdzie: $\lambda_{z1}, \lambda_{d1}, \lambda_{cz1}$ - przewodności magnetyczne właściwe dla strumieni rozproszenia żłobkowego, między główkami zębów, połączeń czołowych.

Przewodności rozproszenia są odpowiednio równe [36]

$$\lambda_{z1} = \lambda'_{z1} + \lambda''_{z1} ,$$

$$\lambda'_{z1} = h_{z1}/t_{z1}; \quad \lambda''_{z1} = h_{w1}/b_{w1} \equiv h_{z1}/b_{w1};$$

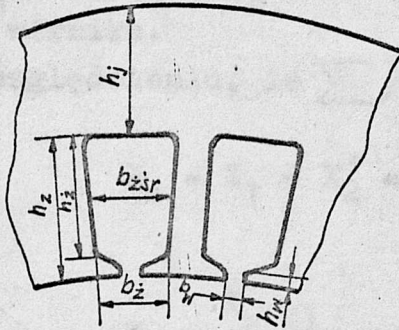
$$\lambda_{d1} \equiv t_{z1} \xi' ;$$

$$\lambda_{cz1} \equiv q_1 \tau / l_\delta ,$$

gdzie h_{z1} , b_{w1} , h_{w1} - rysunek DI, $\xi' = \text{const}$,

a więc

$$\lambda_1 = k_8 \frac{h_{z1}}{\tau} + k_9 \frac{h_{z1}}{q_1} + k_{10} \frac{t_{z1}}{q_1} + k_{11} \frac{\tau}{l_\delta} \quad (\text{VI})$$



Rys.DI. Żłobek stojana

Zredukowana reaktancja ^{rozproszenia} wirnika klatkowego

$$X_2' = X_1 \frac{\lambda_2'}{\lambda_1},$$

gdzie: $\lambda_2' = k_{12} \lambda_2 \frac{z_1}{z_2},$

$$\lambda_2 = \lambda_{z2} + \lambda_{d2} + \lambda_{cz2} + \lambda_{sk},$$

λ_{sk} - przewodność magnetyczna właściwa dla strumienia rozproszenia skosu żłobków,

$$\frac{z_1}{z_2} = \frac{q_1}{q_2}, \quad \lambda_{sk} \equiv \lambda_{d2}.$$

Uwzględniając powyższe zależności, całkowita reaktancja ^{rozproszenia} silnika klatkowego

$$X_1 + X_2' = k_7 \frac{l_\delta z_1^{2f}}{p} \left(\frac{\lambda_1}{q_1} + k_{12} \frac{\lambda_2'}{q_2} \right) = k_7 \frac{l_\delta z_1^{2f}}{p} \sum \lambda'. \quad (\text{VII})$$

Z analizy wyrażenia (VI) wynika, że przy stałej wartości τ , wartość λ_1 zmienia się na skutek zmian l_δ , h_{z1} i q . W silnikach asynchronicznych pierwsze trzy składniki wyrażenia (VI) są zazwyczaj znacznie większe niż ostatni, a w wirnikach klatkowych wartość λ_{cz2} przedstawia jeszcze mniejszy procent sumarycznej przewodności magnetycznej [36]. Tak więc, chcąc

utrzymywać wartość przewodności magnetycznej w silnikach o obniżonej częstotliwości znamionowej taką samą jak w silnikach o częstotliwości równej 50 Hz, należy odpowiednio dobierać wartości q_1 i q_2 oraz wymiary geometryczne żłobków stojana i wirnika.

Po uwzględnieniu, że $\sum \lambda' = \text{const}$, będzie

$$X_z = X_1 + X_2' = k_{13} \frac{l_s z_1^2 f}{p}$$

oraz

$$X_{z*} = \frac{X_z(f)}{X_z(50)} = f_*^{\frac{(2\zeta-1)}{p_*}} \cdot \frac{(2\zeta_1-1)}{p_*} \cdot \frac{(2\zeta_1+1)}{p_*} \quad (\text{VIII})$$

7.2. DODATEK 2

Program #EFDOP1

Uniwersalny program obliczania wpływu częstotliwości
zasilania na parametry silnika asynchronicznego

Język programowania FORTRAN

Kompilator #XFAT

7.2.1. Funkcja programu

Program realizuje obliczenia parametrów silnika takich jak: średnica wewnętrzna stojana D_* , długość pakietu stojana $l_{\delta*}$, rezystancja stojana R_{1*} , strumień magnetyczny Φ_* , prąd magnesujący $I_{\mu*}$, masa części czynnej G_{cz*} , masa osłon bocznych G_{b*} , masa korpusu G_{k*} , masa całkowita $\sum G_*$, straty całkowite $\sum P_*$, w zależności od częstotliwości napięcia zasilającego i parametrów konstrukcyjnych silnika:

$$a_2 = \frac{D(50)}{D_z(50)} ; \quad b_2 = \frac{2h_j(50)}{D_z(50)} ; \quad c_2 = \frac{2h_{z1}(50)}{D_z(50)} ;$$

$$a_3 = \frac{P_{Cu1}(50) + P_{Cu2}(50)}{\sum P(50)} ; \quad b_3 = \frac{P_{Fej}(50)}{\sum P(50)} ; \quad c_3 = \frac{P_{Fez}(50)}{\sum P(50)} ;$$

$$d_3 = \frac{P_{mech}(50)}{\sum P(50)} ; \quad \beta_3 = \frac{2k_{16} \tau(50)}{l_{\delta}(50)} ; \quad \beta_4 = \frac{2l_k(50)}{l_{\delta}(50)} ;$$

$$\beta_5 = \frac{\sum P_{cz}(50)}{\sum P_z(50)} .$$

7.2.2. Wykorzystanie pamięci i urządzeń zewnętrznych

Program zajmuje 4280 słów maszynowych pamięci operacyjnej. Wymagane są następujące urządzenia zewnętrzne:

- 1 czytnik taśmy papierowej (TR),
- 1 drukarka wierszowa (LP).

7.2.3. Opis programu

W programie zostały określone dwa warianty obliczeń (rys. DII): w I wariacie przyjęte zostały stałe współczynniki a_3, b_3, c_3, d_3 , a współczynniki a_2, b_2, c_2 były zmieniające w kolejnych pętlach programu; w II wariacie - przy stałych wartościach a_2, b_2, c_2 , zmieniały się a_3, b_3, c_3, d_3 . Dla obydwu przypadków zostały obliczone wartości $D_*, l_{\delta*} = \tilde{l}_*, R_{1*}, \Phi_*, I_{\mu*}, G_{cz*}, G_{b*}, G_{k*}, \sum G_*$ i $\sum P_*$ dla całego zakresu zmian częstotliwości $f_* = 0,1 \dots 1$ co $0,1$. Dla każdej wybranej częstotliwości iterowane były z odpowiednim krokiem współczynniki $\beta_3, \beta_4, i \beta_5$.

7.2.4. Dane wejściowe

Dane wejściowe należy przygotować osobno dla dwóch wariantów. Dla identyfikacji wariantów, została wprowadzona zmienna pomocnicza PAR, która w przypadku wariantu I przyjmuje wartość $PAR=1$, a w przypadku wariantu II - $PAR=2$. Program wymaga dwóch zestawów danych:

- I - $PAR=1; a_3, b_3, c_3, d_3;$
- II - $PAR=2; a_2, b_2, c_2.$

7.2.5. Opis zmiennych wykorzystanych w programie

FF, BB3, BB4, BB5, ROB, ROB1 - zmienne pomocnicze,

GC - G_{cz*} , masa części czynnej maszyny,

GB - G_{b*} , masa osłon bocznych,

GK - G_{k*} , masa korpusu,

SIGMAG - $\sum G_*$, masa całkowita,

SIGMAP - $\sum P_*$, straty sumaryczne,

D - D_* , średnica wewnętrzna stojana,

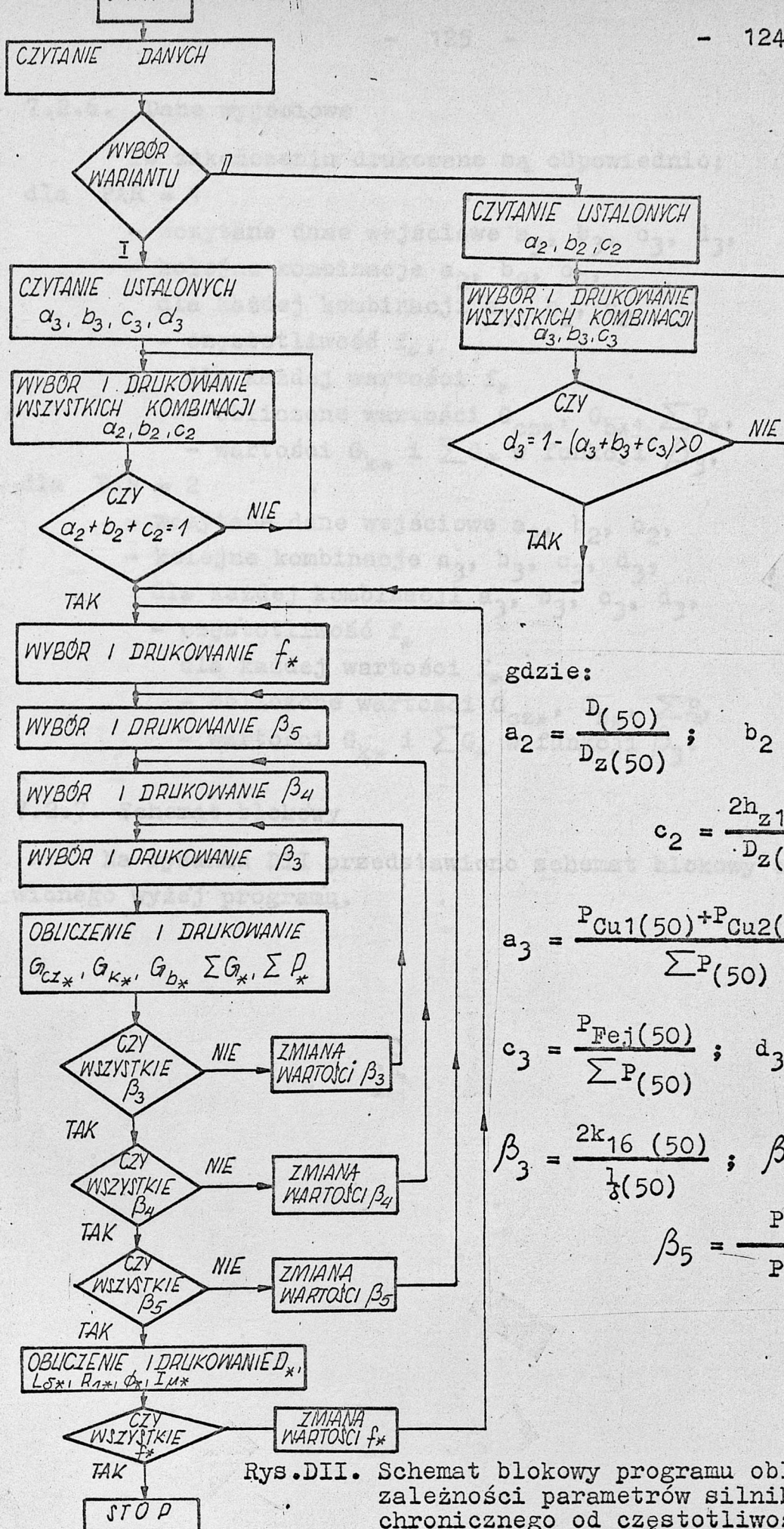
DL - $l_{\delta*}$, długość pakietu stojana,

FI - Φ_* , strumień magnetyczny,

R1 - R_{1*} , rezystancja stojana,

PIM - $I_{\mu*}$, prąd magnesujący,

BT3 - β_3 .



gdzie:

$$a_2 = \frac{D_{(50)}}{D_z(50)} ; \quad b_2 = \frac{2h_{j1}(50)}{D_z(50)} ;$$

$$c_2 = \frac{2h_{z1}(50)}{D_z(50)} ;$$

$$a_3 = \frac{P_{Cu1}(50) + P_{Cu2}(50)}{\sum P(50)} ;$$

$$c_3 = \frac{P_{Fej}(50)}{\sum P(50)} ; \quad d_3 = \frac{P_{mech}(50)}{\sum P(50)}$$

$$\beta_3 = \frac{2k_{16}(50)}{l_3(50)} ; \quad \beta_4 = \frac{2l_{k}(50)}{l_8(50)}$$

$$\beta_5 = \frac{P_{cz}(50)}{P_z(50)} .$$

Rys.DII. Schemat blokowy programu obliczania zależności parametrów silnika asynchronicznego od częstotliwości

7.2.6. Dane wyjściowe

Po zakończeniu drukowane są odpowiednio:

dla $PAR = 1$

- wczytane dane wejściowe a_3, b_3, c_3, d_3 ,
- kolejne kombinacje a_2, b_2, c_2 ,
dla każdej kombinacji a_2, b_2, c_2
- częstotliwość f_* ,
dla każdej wartości f_*
- obliczone wartości $G_{cz*}, G_{b*}, \sum P_*$,
- wartości G_{k*} i $\sum G_*$ w funkcji β_3 ,

dla $PAR = 2$

- wczytane dane wejściowe a_2, b_2, c_2 ,
- kolejne kombinacje a_3, b_3, c_3, d_3 ,
dla każdej kombinacji a_3, b_3, c_3, d_3 ,
- częstotliwość f_* ,
dla każdej wartości f_*
- obliczone wartości $G_{cz*}, G_{b*}, \sum P_*$,
- wartości G_{k*} i $\sum G_*$ w funkcji β_3 .

7.2.7. Schemat blokowy

Na rysunku DII przedstawiono schemat blokowy omówionego wyżej programu.

7.2.8. Przykład obliczeń

UNIWERSALNY PROGRAM OBLICZANIA WPLYWU CZESTOTLIWOSCI
ZASILANIA NA PARAMETRY SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO

A3= 0.6000 B3= 0.2000 C3= 0.1000 D3= 0.1000

A2= 0.4000 B2= 0.3000 C2= 0.3000

F= 0.1000

BETA4= 0.2000

GC=16.3728

GB= 4.8341

SIGMAP= 1.5015

BETA3= 0.2500 GK=10.6542 SIGMAG=10.6204

BETA3= 1.0000 GK=11.0949 SIGMAG=10.7673

BETA3= 1.7500 GK=11.3115 SIGMAG=10.8298

BETA3= 2.5000 GK=11.4403 SIGMAG=10.8824

BETA3= 3.2500 GK=11.5257 SIGMAG=10.9109

D= 0.4637 L= 4.6228 FI=12.7573

R1= 2.1502 IM= 0.2189

F= 0.2000

BETA4= 0.2000

GC= 5.8225

GB= 2.3655

SIGMAP= 1.2398

BETA3= 0.2500 GK= 4.4566 SIGMAG= 4.2149

BETA3= 1.0000 GK= 4.6083 SIGMAG= 4.2654

BETA3= 1.7500 GK= 4.6828 SIGMAG= 4.2903

BETA3= 2.5000 GK= 4.7272 SIGMAG= 4.3050

BETA3= 3.2500 GK= 4.7565 SIGMAG= 4.3148

D= 0.5698 L= 2.9256 FI= 8.7764

R1= 1.7586 IM= 0.3397

F= 0.3000

BETA4= 0.2000

GC= 3.4156

GB= 1.7026

SIGMAP= 1.1284

BETA3= 0.2500 GK= 2.8370 SIGMAG= 2.6517

BETA3= 1.0000 GK= 2.9167 SIGMAG= 2.6783

BETA3= 1.7500 GK= 2.9559 SIGMAG= 2.6914

BETA3= 2.5000 GK= 2.9792 SIGMAG= 2.6991

BETA3= 3.2500 GK= 2.9946 SIGMAG= 2.7043

D= 6.6879 L= 2.2347 FI= 4.9521

R1= 1.4865 IM= 0.4298

7.2.9. Treść programu

```
LIST
PROGRAM(EFDOP1)
INPUT1=TR0
OUTPUT2=LP0
TRACE2
END

MASTER TABL
INTEGER PAR,FF,BB5,BB4,BB3
12 FORMAT(/2X,'UNIWERSALNY PROGRAM OBLICZANIA WPLYWU
1 CZESTOTLIWOSCI ZASILANIA NA PARAMETRY SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO
2 ',//)
WRITE(2,12)
14 FORMAT(I0)
READ(1,14) PAR
IF(PAR-1) 0,0,16
15 FORMAT(4E0.0)
READ(1,15) A3,B3,C3,D3
WRITE(2,21) A3,B3,C3,D3
21 FORMAT(/8X,'A3= ',F6.4,3X,'B3= ',F6.4,3X,'C3= ',F6.4,3X,'D3= ',
1 F6.4)
GO TO 33
16 READ(1,15) A2,B2,C2
WRITE(2,31) A2,B2,C2
31 FORMAT(/10X,'A2= ',F6.4,3X,'B2= ',F6.4,3X,'C2= ',F6.4)
33. CONTINUE
DO 10 I=4,8,1
DO 10 J=10,40,10
DO 10 K=10,30,10
IF(PAR-1) 0,0,18
IF(I/10.0+J/100.0+K/100.0-1.0) 1,0,1
A2=I/10.0
B2=J/100.0
C2=K/100.0
WRITE(2,22) A2,B2,C2
22 FORMAT(/2X,'A2= ',F6.4,/2X,'B2= ',F6.4,3X,'C2= ',F6.4)
GO TO 17
18 IF(1.0-(I/10.0+J/100.0+K/100.0)) 1,1,7
7 A3=I/10.0
B3=J/100.0
C3=K/100.0
D3=1.0-(A3+B3+C3)
WRITE(2,32) A3,B3,C3,D3
32 FORMAT(/2X,'A3= ',F6.4,/2X,'B3= ',F6.4,3X,'C3= ',F6.4,3X,'D3= ',F6
17 CONTINUE
DO 100 FF=1,10,1
F=FF/10.0
BT4=0.2
A1=2.0*A2/(2.0-B2)
B1=B2/(2.0-O2)
C1=2.0*C2/(2.0-B2)
ROB=A2+B2/F+C2/F**(1.0/3.0)
GC=ROB*ROB
ROB=1.0/(F**(2.0/3.0))
```



```
ROB1=F**(1.0/3.0)
GB=(A2*ROB1+B2*ROB+C2)**(0.0/2.0)
SIGMAP=A3*1.0/ROB1+B3*(A1*SQRT(F)+B1/SQRT(F)+C1*F**(1.0/6.0))
1+C3*F**(7.0/6.0)+D3*F**(9.0/10.0)
WRITE(2,23) F,BT4,GC,GB,SIGMAP
23 FORMAT(/20X, 'F= ',F6.4,/8X, 'BETA4= ',F6.4,/8X, 'GC= ',F6.4,/8X, '
1GB= ',F6.4,/8X, 'SIGMAP= ',F6.4)
DO 101 BB3=25,325,75
BT3=BB3/100.0
GK=(A2*ROB1+B2*ROB+C2)**(3.0/2.0)*(ROB+BT3* ROB+BT4)/(1.0+
1BT3+BT4)
SIGMAG=(GC+GK+GB)/3.0
WRITE(2,24) BT3,GK,SIGMAG
24 FORMAT(/2X, 'BETA3= ',F6.4,3X, 'GK= ',F6.4,3X, 'SIGMAG= ',F6.4)
101 CONTINUE
D=ROB1
DL=ROB
FI=ROB*ROB
R1=1/ROB1
PIM=1/ROB
WRITE(2,25) D,DL,FI,R1,PIM
25 FORMAT(/OX, 'D= ',F6.4,3X, 'L= ',F6.4,3X, 'FI= ',F6.4,/2X, 'R1= ',F6.4,
13X, 'IM= ',F6.4)
100 CONTINUE
1 CONTINUE
10 CONTINUE
PAUSE
END
FINISH
```

7.3. DODATEK 3

Program #EFDOP2

Obliczanie zawartości harmonicznych w napięciu
wyjściowym cyklokonwertora

Język programowania FORTRAN

Kompilator #XFAT

7.3.1 Funkcja programu

Program realizuje obliczanie współczynników szeregu Fouriera krzywej napięcia wyjściowego cyklokonwertora według wzorów (62)-(64) (punkt 2.2.2.2) w zależności od wartości stosunku częstotliwości wejściowej do częstotliwości wyjściowej przemiennika γ i od wartości współczynnika głębokości modulacji ξ .

7.3.2. Wykorzystanie pamięci i urządzeń zewnętrznych

Program zajmuje 6504 słów maszynowych pamięci operacyjnej.

Wymagane są następujące urządzenia zewnętrzne:

- 1 czytnik taśmy papierowej (TR),
- 1 drukarka wierszowa (LP).

7.3.3. Opis programu

W programie istnieje możliwość obliczenia zawartości harmonicznych dla całego zakresu częstotliwości wyjściowych przemiennika: 3,3 Hz-25 Hz. Obliczenia zostały wykonane dla wartości $\gamma = 2, 3, 4, 5, 7, 10, 11, 15$, przy różnych współczynnikach głębokości modulacji $\xi = 0, 0,2-1, 0$ co 0,2, dla harmonicznych rzędu od 1 do 45 włącznie. Program zawiera dwa podprogramy numerycznego obliczania kąta załączania tyrystorów α_n^* i kąta przewodzenia tyrystorów λ_{n1} (z uwzględnieniem oddziaływania silnika - zależność (54), punkt 2.2.2.2).

7.3.3.1. Obliczanie kąta załączania tyrystorów α_n^*

Kąt załączania tyrystorów w n-tym wycinku sinusoidy wyjściowej można wyznaczyć z równania (51) (punkt 2.2.2.2)

przekształconego do postaci

$$\cos(x_n - n\tau) - \xi \cos \frac{x}{\gamma} = 0. \quad (\text{IX})$$

Ponieważ równanie (IX) dla $\xi < 1$ jest przestępne, to jego pierwiastek x_n można obliczyć tylko metodami analizy numerycznej.

Przyjęto metodę badania znaku funkcji w dowolnym przedziale jej zmienności.

Dane jest równanie nieliniowe

$$f(z) = 0, \quad (\text{X})$$

którego lewa strona jest funkcją jednej zmiennej rzeczywistej z . Należy wyznaczyć wszystkie jej pierwiastki w przedziale $\langle a, b \rangle$. Badanie funkcji w tym przedziale będzie odbywało się z krokiem h .

Wylicza się wartość funkcji w punkcie $z - f(z)$ i w punkcie $(z+h) - f(z+h)$, przy czym badanie rozpoczyna się od $z=a$. Jeśli iloczyn wartości funkcji w tych punktach

$$f(z) \cdot f(z+h) \quad (\text{XI})$$

spełnia warunek:

$$f(z) \cdot f(z+h) > 0,$$

to należy dokonać ponownego badania znaku funkcji (X) w punktach $(z+h)$ i $(z+2h)$.

Jeśli iloczyn (XI) spełnia warunek

$$f(z) \cdot f(z+h) < 0,$$

to należy zmniejszyć krok (np.: $h_1 = h/2$) i ponownie badać znak iloczynu funkcji w sąsiednich punktach.

Jeśli iloczyn (XI) spełnia warunek

$$f(z) \cdot f(z+h) = 0,$$

to znaczy, że punkt z lub $(z+h)$ jest pierwiastkiem równania (X). Aby określić, który z punktów jest pierwiastkiem, sprawdza się znak funkcji $f(z)$. Jeśli jest ona $\neq 0$, to punkt $(z+h)$ jest pierwiastkiem i odwrotnie.

Po wyznaczeniu pierwszego pierwiastka z_1 funkcji (X), szukanie następnego odbywa się w przedziale $\langle a+z_1, b \rangle$, w sposób opisany powyżej.

W programie przyjęto, że pierwiastki będą wyznaczone z dokładnością do 0,001.

7.3.3.2. Obliczanie kąta przewodzenia tyrystorów λ_{n1}

Kąt przewodzenia tyrystorów λ_{n1} z uwzględnieniem oddziaływania silnika na przemiennik częstotliwości wyznacza się z równania (54) (punkt 2.2.2.2) przy użyciu metody numerycznej opisanej w punkcie 7.3.3.1.

7.3.4. Dane wejściowe

Program wymaga wczytania następujących danych wejściowych:

- m - liczba faz źródła zasilania,
- R_1, R_2 - rezystancja uzwojenia stojana i wirnika,
- X_1, X_2, X_m - reaktancja stojana, wirnika i gałęzi magnesującej,
- k_m - maksymalny rząd harmonicznych.

7.3.5. Opis zmiennych wykorzystanych w programie

- V - γ , stosunek częstotliwości wejściowej do wyjściowej przemiennika,
- ZM - ξ , współczynnik głębokości modulacji,
- MM - m, liczba faz źródła zasilania,
- R1 - R_1 , rezystancja uzwojenia stojana,
- R2 - R_2 , rezystancja uzwojenia wirnika,
- X1 - X_1 , reaktancja stojana,
- X2 - X_2 , reaktancja wirnika,
- XM - X_m , reaktancja magnesująca,
- KA - k_m , maksymalny rząd harmonicznych,
- B1 - σ
- T - τ } określone w punkcie (2.2.2.2),
- PSI - ψ , we wzorze (54),
- LA - λ_n , określone wzorem (53),
- LA1 - λ_{n1} , wyznaczone z równania (54),
- AF - α_n^* , kąt załączania tyrystorów,

AA(K) - a_k
BB(K) - b_k
CC(K) - c_k
DELTA(K) - δ_k } współczynniki szeregu Fouriera,
H2 - $\mathcal{H}_\nu$, współczynnik określający stopień zniekształce-
nia napięcia wyjściowego,
R(K) - R_k , względna wartość amplitudy k-tej harmonicznej,
VV, POM, POM 1, POM 2, ZM1, P, PO, POCZ, ROB, ROB1 - zmienne
pomocnicze.

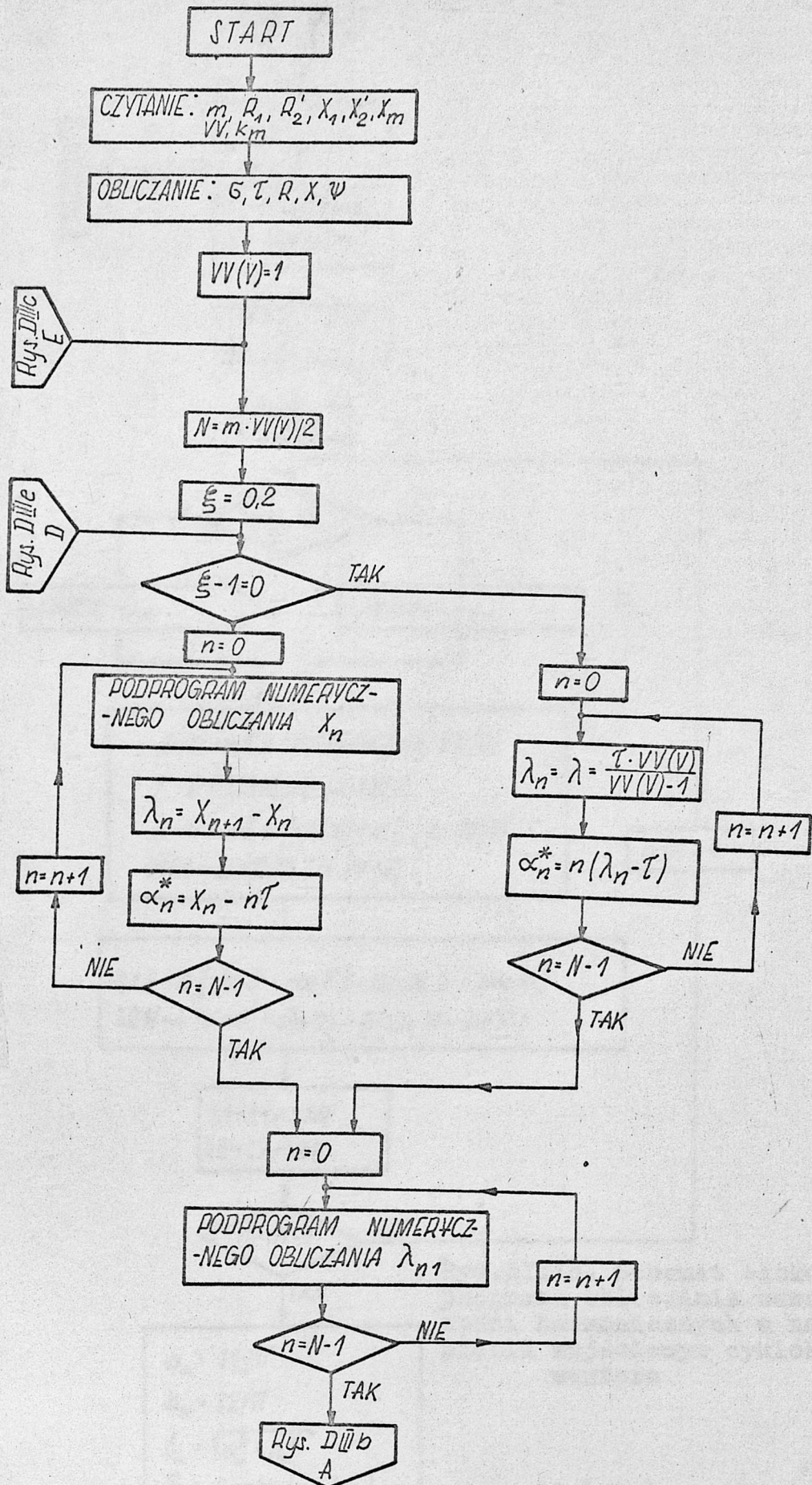
7.3.6. Dane wyjściowe

Po zakończeniu obliczeń drukowane są kolejno:

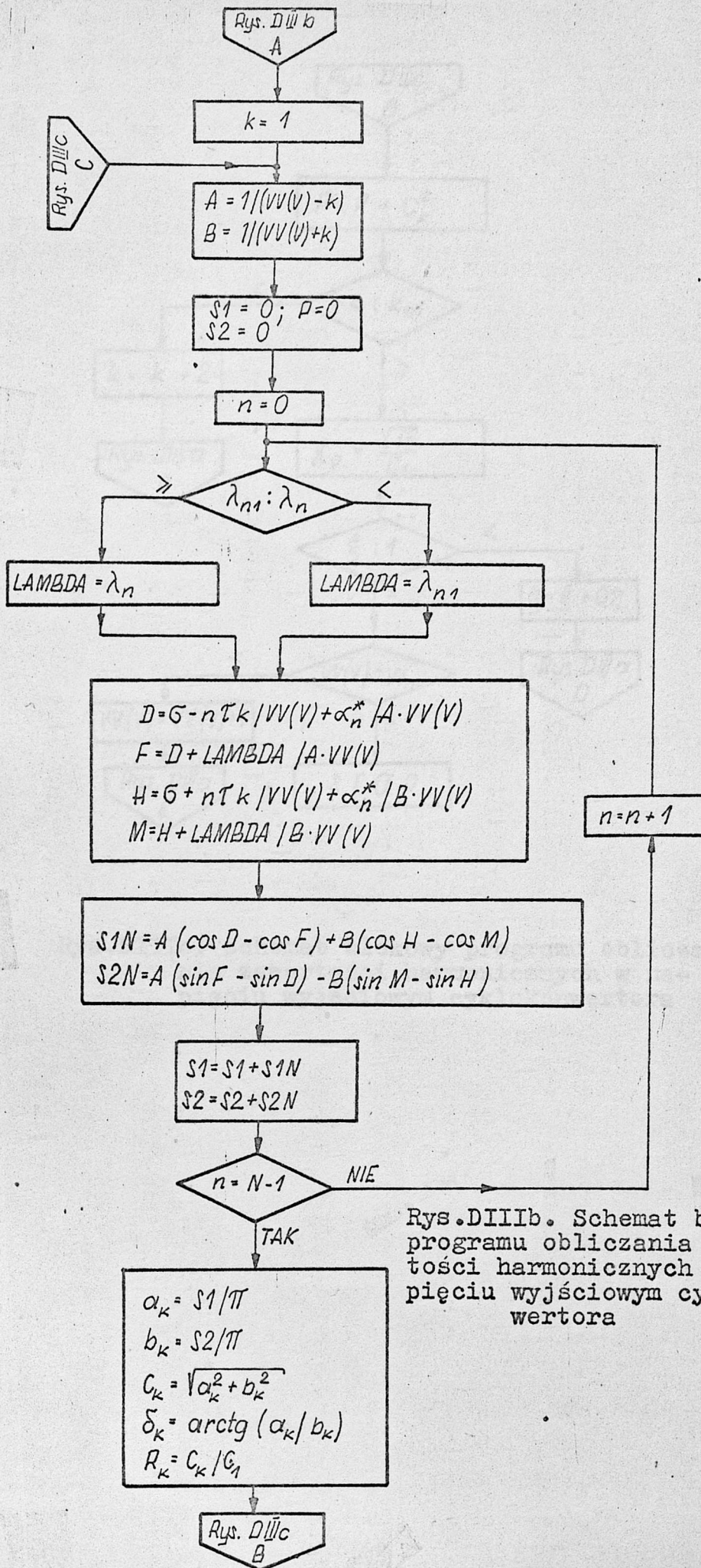
- m, σ, τ ,
- wybrana wartość ν i obliczone dla niej N,
dla każdej wartości ν
- kolejna iterowana wartość ξ ,
dla każdej wartości ξ
 - obliczone dla kolejnych k, wartości $a_k, b_k,$
 c_k, δ_k, R_k ,
 - wartość $\mathcal{H}_\nu$.

7.3.7. Schemat blokowy

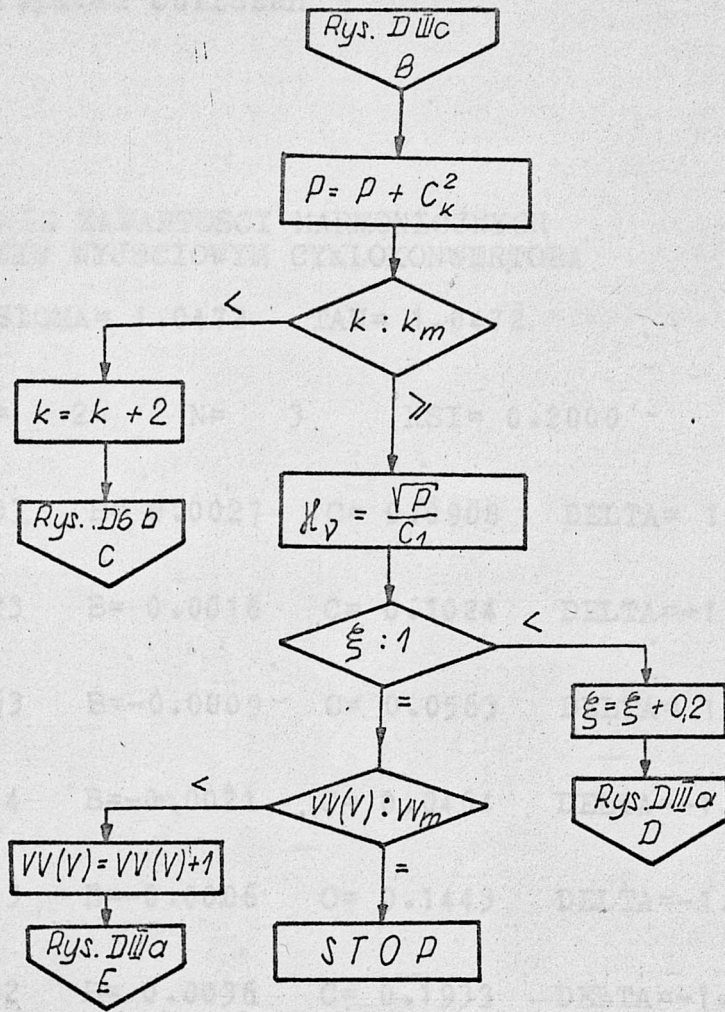
Na rysunku DIII przedstawiono schemat blokowy omó-
wionego wyżej programu.



Rys.DIIIa. Schemat blokowy programu obliczania zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym cyklokonwertora



Rys.DIIIb. Schemat blokowy programu obliczania zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym cyklokonwertora



Rys.DIIIc. Schemat blokowy programu obliczania zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym cyklokonwertora

7.3.8. Przykład obliczeń

OBLICZANIE ZAWARTOSCI HARMONICZNYCH
W NAPIECIU WYJSCIOWYM CYKLOKONWERTORA

M= 6 SIGMA= 1.0472 TAU= 1.0472

V= 2 N= 3 KSI= 0.2000

K= 1	A= 0.0907	B= 0.0027	C= 0.0908	DELTA= 1.5412	R= 1.0000
K= 3	A=-0.1023	B= 0.0016	C= 0.1024	DELTA=-1.5553	R= 1.1278
K= 5	A=-0.0563	B=-0.0009	C= 0.0563	DELTA= 1.5548	R= 0.6201
K= 7	A= 0.0464	B=-0.0021	C= 0.0464	DELTA=-1.5255	R= 0.5115
K= 9	A= 0.1443	B=-0.0006	C= 0.1443	DELTA=-1.5664	R= 1.5897
K= 11	A=-0.1932	B= 0.0036	C= 0.1933	DELTA=-1.5520	R= 2.1296
K= 13	A= 0.0563	B=-0.0003	C= 0.0563	DELTA=-1.5663	R= 0.6198
K= 15	A= 0.0160	B=-0.0021	C= 0.0161	DELTA=-1.4407	R= 0.1777
K= 17	A= 0.0140	B=-0.0011	C= 0.0140	DELTA=-1.4923	R= 0.1547
K= 19	A= 0.0186	B= 0.0013	C= 0.0187	DELTA= 1.5000	R= 0.2059
K= 21	A=-0.0913	B= 0.0029	C= 0.0913	DELTA=-1.5386	R= 1.0063
K= 23	A= 0.0677	B=-0.0024	C= 0.0677	DELTA=-1.5356	R= 0.7465
K= 25	A= 0.0012	B=-0.0018	C= 0.0022	DELTA=-0.5913	R= 0.0241
K= 27	A=-0.0040	B= 0.0007	C= 0.0041	DELTA=-1.4027	R= 0.0453
K= 29	A=-0.0045	B= 0.0021	C= 0.0050	DELTA=-1.1413	R= 0.0549

K= 31	A=-0.0402	B= 0.0010	C= 0.0402	DELTA=-1.5457	R= 0.4434
K= 33	A= 0.0616	B=-0.0036	C= 0.0617	DELTA=-1.5127	R= 0.6803
K= 35	A=-0.0182	B=-0.0001	C= 0.0182	DELTA= 1.5639	R= 0.2001
K= 37	A=-0.0090	B= 0.0020	C= 0.0093	DELTA=-1.3488	R= 0.1022
K= 39	A=-0.0034	B= 0.0013	C= 0.0036	DELTA=-1.2083	R= 0.0397
K= 41	A=-0.0116	B=-0.0010	C= 0.0117	DELTA= 1.4825	R= 0.1286
K= 43	A= 0.0452	B=-0.0032	C= 0.0453	DELTA=-1.0011	R= 0.4989
K= 45	A=-0.3220	B= 0.0021	C= 0.0320	DELTA=-1.5066	R= 0.3528

Q= 0.3290 H1= 3.4842 H2= 3.6248

X[0]= 1.4100

X[1]= 2.5600

X[2]= 3.7200

X[3]= 4.8600

V= 2 N= 3 KSI= 0.4000.

K= 1	A= 0.1678	B= 0.0058	C= 0.1679	DELTA= 1.5364	R= 1.0000
K= 3	A=-0.1723	B= 0.0007	C= 0.1723	DELTA=-1.5665	R= 1.0257
K= 5	A=-0.0865	B=-0.0001	C= 0.0865	DELTA= 1.5694	R= 0.5153
K= 7	A= 0.0008	B=-0.0002	C= 0.0009	DELTA=-1.3454	R= 0.0052
K= 9	A= 0.2342	B=-0.0062	C= 0.2343	DELTA=-1.5445	R= 1.3952
K= 11	A=-0.1399	B= 0.0053	C= 0.1400	DELTA=-1.5330	R= 0.8338
K= 13	A=-0.0309	B= 0.0013	C= 0.0309	DELTA=-1.5290	R= 0.1842

7.3.9. Treść programu

```
LIST
PROGRAM(EFDOP2)
INPUT1=TR0
OUTPUT2=LP0
TRACE2
END

MASTER CYKLON
INTEGER V,VV(8),ZM1
REAL M,LA,LA1,LAMBDA
READ(1,31) MM,R1,R2,X1,X2,XM,KA
31 FORMAT(I2,4F4.2,I3)
VV(1)=2
VV(2)=3
VV(3)=4
VV(4)=5
VV(5)=7
VV(6)=10
VV(7)=11
VV(8)=15
B1=3.141592/2.0-3.141592/MM
T=2*3.141592/MM
WRITE(2,32)
32 FORMAT(///2X,'OBLICZANIE ZAWARTOSCI HARMONICZNYCH
1W NAPIECIU WYJSCIOWYM CYKLOKONWERTORA ')
WRITE(2,33) MM,B1,T
33 FORMAT(/2X,'M=',I2,3X,'SIGMA=',F6.4,3X,'TAU=',F6.4)
POM=R2*R2
X2M=X2+XM
POM1=X2M*X2M
POM2=POM+POM1
R=R1+R2*POM1/POM2
X=X1+XM*(POM+X2M*X2)/POM2
Z=R/X
PSI=ACOT(Z)
DO 7 V=1,8,1
N=MM*VV(V)/2.0
DO 9 ZM1=2,10,2
ZM=ZM1/10.0
WRITE(2,34) VV(V),N,ZM
34 FORMAT(//8X,'V=',I3,5X,'N=',I3,5X,'KSI=',F6.4)
NP=N+1
IF(ZM-1.0) 11,0,11
LA=T*VV(V)/(VV(V)-1.0)
DO 12 N1=1,N,1
N11=N1-1
AF(N1)=N11*(LA-T)
12 LA(N1)=LA
GO TO 100
11 PO=0.0
DO 16 I=1,NP,1
CALL OBLXN(PO,I,ZM,MM,VV(V),WYNIK)
PO=WYNIK
16 X(I)=WYNIK
```

```

DO 17 NN=1,N,1
AF(NN)=X(NN)-(NN-1)*T
LA(NN)=X(NN+1)-X(NN)
17 CONTINUE
GO TO 100
100 POCZ=0.0
DO 13 I1=1,N,1
CALL OBLLA1(POCZ,I1,B1,AF(I1),PSI,Z,WYNIK)
POCZ=WYNIK
13 LA1(I1)=WYNIK
P=0.0
DO 14 K=1,KA,2
IF(VV(V)-K) 0,61,0
A=1.0/(VV(V)-K)
GO TO 62
61 A=1.0
62 B=1.0/(VV(V)+K)
S1=0.0
S2=0.0
DO 15 I=1,N,1
IF(LA1(I)-LA(I))0,0,63
LAMBDA=LA1(I)
63 LAMBDA=LA(I)
D=B1-(I-1)*T*K/VV(V)+AF(I)*(VV(V)-K)/VV(V)
F=D+LAMBDA*(VV(V)-K)/VV(V)
H=B1+(I-1)*T*K/VV(V)+AF(I)/(B*VV(V))
M=H+LAMBDA/(B*VV(V))
S1N=A*(COS(D)-COS(F))+B*(COS(H)-COS(M))
S2N=A*(SIN(F)-SIN(D))-B*(SIN(M)-SIN(H))
S1=S1+S1N
15 S2=S2+S2N
AA(K)=S1/3.141592
BB(K)=S2/3.141592
CC(K)=SQRT(AA(K)*AA(K)+BB(K)*BB(K))
DELTA(K)=ATAN(AA(K)/BB(K))
R(K)=CC(K)/CC(1)
WRITE(2,35) K,AA(K),BB(K),CC(K),DELTA(K),R(K)
35 FORMAT(/2X,'K=',I3,/2X,'A=',F6.4,3X,'B=',F6.4,3X,'C=',
1F6.4,3X,'DELTA=',F6.4,3X,'R=',F6.4)
14 P=P+CC(K)*CC(K)
Q=SQRT(P)
H1=SQRT(P/(CC(1)*CC(1))-1.0)
H2=Q/CC(1)
WRITE(2,36) Q,H1,H2
36 FORMAT(/2X,'Q=',F6.4,3X,'H1=',F6.4,3X,'H2=',F6.4)
DO 64 I=1,NP,1
III=I-1
64 WRITE(2,37) III,X(I)
37 FORMAT(/2X,'X[',I2,']= ',F7.4)
9 CONTINUE
7 CONTINUE
PAUSE
END

SUBROUTINE OBLXN(PO,I,ZM,MM,VV,WYNIK)
INTEGER VV
REAL KROK
KROK=0.1
ROB=PO

```



```
4 ROB1=ROB+KROK
  F1=COS(ROB-(I-1)*2.0*3.141592/MM)-ZM*COS(ROB/VV)
  F2=COS(ROB1-(I-1)*2.0*3.141592/MM)-ZM*COS(ROB1/VV)
  IF(F1*F2) 0,3,2
  KROK=KROK/10.0
  IF(KROK-0.001) 7,7,0
  GO TO 4
3 IF(F1) 0,6,0
  WYNIK=ROB1
  GO TO 5
6 WYNIK=ROB
  GO TO 5
2 ROB=ROB1
  GO TO 4
7 WYNIK=ROB
5 CONTINUE
  RETURN
  END
```

```
      SUBROUTINE OBLA1(POCZ,I1,B1,AF,PSI,Z,WYNIK)
      SKOK=0.1
      ROB=POCZ
40  ROB=ROB+SKOK
      F1=SIN(B1+AF+ROB-PSI)-SIN(B1+AF-PSI)*EXP(-ROB*Z)
      F2=SIN(B1+AF+ROB1-PSI)-SIN(B1+AF-PSI)*EXP(-ROB1*Z)
      IF(F1*F2) 0,30,20
      SKOK=SKOK/10.0
      IF(SKOK-0.001) 70,70,0
      GO TO 40
30 IF(F1) 0,60,0
      WYNIK=ROB1
      GO TO 50
60 WYNIK=ROB
      GO TO 50
20 ROB=ROB1
      GO TO 40
70 WYNIK=ROB
50 CONTINUE
      RETURN
      END
      FINISH
```

7.4. DODATEK 4

Inwariantność transformacji (92) względem mocy

Ponieważ zmienne trójfazowe silnika asynchronicznego zostały przetransformowane do nowego układu współrzędnych, zostanie wykazane, że zastosowana transformacja (92) zapewnia niezmienniczość mocy w układzie.

Jeżeli układ równań

$$u = Z \dot{i},$$

zostanie przetransformowany do postaci:

$$u' = Z' \dot{i}',$$

gdzie: $\dot{i}$, $\dot{i}'$ - stare i nowe zmienne prądowe, oraz nowe i stare zmienne prądowe związane są macierzą transformacji A w ten sposób, że:

$$\dot{i}' = A \dot{i},$$

to wówczas

$$u = A^T u',$$

$$Z' = A Z A^T,$$

przy czym transformacja A musi spełniać warunek ortogonalności:

$$A^T A = 1.$$

W takim przypadku moc skojarzona z obydwoma układami jest taka sama:

$$P = \dot{i}^T u = [\dot{i}']^T u'.$$

Ponieważ macierz B określona wzorem (92) jest ortogonalna, czyli

$$B^{-1} = B^T,$$

to transformacja ta jest inwariantna względem mocy.

7.5. DODATEK 5

Parametry silnika wolnoobrotowego i przenośnika taśmowego

Do analizy rozruchu częstotliwościowego układu napędowego przenośnika taśmowego przyjęto silnik klatkowy wolnoobrotowy o parametrach przedstawionych w tabeli I.

T a b e l a I

Parametry asynchronicznego silnika wolnoobrotowego
o częstotliwości znamionowej $f_{1n}=15$ Hz

P	U	f_{1n}	η	$\cos\varphi_1$	I_1	R_1	X_1	R'_2	X'_2	X_m
kW	kV	Hz	-	-	A	Ω	Ω	Ω	Ω	Ω
1600	6	15	0,93	0,875	217	0,25	1,84	0,32	1,38	53

I_μ	D	l_δ	s_n	n_s	p
A	cm	cm	%	obr/ min	-
~ 73	230	91	2	100	9

W tabeli II przedstawiono wartości względne parametrów silnika wykorzystywanych w równaniach (137)-(141).

T a b e l a II

U_o	I_o	ω_o	Z_o	R_s^*	R_r^*	L_s^*	L_{sm}^*	L_r^*	L_{rm}^*	L_{sr}^*	Ω_n
kV	A	rd/s	Ω	-	-	-	-	-	-	-	-
$\sqrt{\frac{2}{3}}6$	2·217	10,47	16	0,0156	0,02	0,258	-0,123	0,252	-0,126	0,245	0,98

Parametry przenośnika, obliczone według [35,53], przedstawiono w tabeli III.

T a b e l a III

Parametr	Symbol	Wymiar	Wartość
Wydajność teoretyczna	Q_T	m^3/h	~11000
Szerokość taśmy	B	mm	1800
Prędkość taśmy	v	m/s	7,32
Długość przenośnika	L	m	1500
Średnica bębna napędowego	D	mm	1400
Moc napędu	P_n	kW	2x1600
Taśma z linkami stalowymi St 3150	E	kN/m	348000
Siła obwodowa na bębnie napędowym	T_n	N	381280
Moc zapotrzebowana	P	kW	~3000
Obliczeniowy moment oporowy	M_{PT0}	Nm	287000
Moment oporowy przenośnika przy $s=1$	M_{PT1}	Nm	165000
Moment znamionowy napędu	M_n	Nm	330000
Moment bezwładności całego układu	J	Nms^2	~660000
Dopuszczalne przyspieszenie taśmy:			
liniowe	a_v	m/s^2	0,25
kątowe	a_ω	rad/s^2	0,357

7.6. DODATEK 6

Program ~~#~~ SIML

Rozruch częstotliwościowy układu: silnik asynchroniczny
wolnoobrotowy - przenośnik taśmowy

Język programowania ALGOL

7.6.1. Funkcja programu

Program realizuje symulację rozruchu częstotliwościowego asynchronicznego układu napędowego przenośnika taśmowego według algorytmu przedstawionego w punkcie 4.3 przy założeniu idealnego sinusoidalnego źródła zasilającego. Wynikiem obliczeń są wartości chwilowe napięć i prądów silnika, momentu elektromagnetycznego i prędkości kątowej układu napędowego.

7.6.2. Wykorzystanie pamięci i urządzeń zewnętrznych

Program zajmuje słów $\sim 10K$ słów maszynowych.

Wymagane są następujące urządzenia zewnętrzne:

- 1 czytnik taśmy papierowej (TR),
- 1 drukarka wierszowa (LP).

7.6.3. Opis programu

Strukturę działania programu SIML przedstawiono na rysunku DVI. Po wprowadzeniu niezbędnych danych i wydrukowaniu tytułu programu oraz parametrów znamionowych napędu, program realizuje obliczanie wartości elementów macierzy R^* i L^* układu równań różniczkowych silnika (137). Następnie, przy wykorzystaniu bibliotecznej procedury numerycznego odwracania macierzy, program oblicza elementy macierzy odwrotnej L^{*-1} . W dalszym ciągu programu jest realizowany 3-etapowy algorytm rozruchu częstotliwościowego silnika asynchronicznego przedstawiony w punkcie 4.3. W każdym etapie i w każdej chwili czasowej τ jest rozwiązany układ równań różniczkowych silnika i równanie ruchu napędu. Do tego celu jest wykorzystywany

podprogram biblioteczny numerycznego rozwiązywania układu równań różniczkowych zwyczajnych - procedura Runge Kutta 4. Po każdorazowym rozwiązaniu układu 6 równań różniczkowych, wartości zmiennych są wyprowadzane na drukarkę wierszową.

7.6.4. Dane wejściowe

Dane wejściowe należy przygotować w kolejności zgodnej z kolejnością wczytywania. Są to dane znamionowe silnika i obciążenia, parametry dotyczące rozruchu częstotliwościowego oraz dane organizacyjne do programu:

- mah - najmniejsza dopuszczalna wartość bezwzględna kroku h używanego przy rozwiązywaniu układu równań,
- eps, eta - wielkości charakteryzujące dokładność rozwiązań; krok h wybiera się w ten sposób, żeby wartości $y_k^*(x)$ i $y_k^{**}(x)$ rozwiązania $y_k(x)$ przy kroku h i $(1/2)h$ spełniały nierówności:

$$\frac{|y_k^*(x) - y_k^{**}(x)|}{\max \{|y_k^*(x)|, \eta |y_k^{**}(x)|\}} \leq \varepsilon \quad (k=1, 2, \dots, n).$$

- mahkontr - wielkość kontrolna, dla której rozwiązuje się układ równań, gdy mah jest $>$ mahkontr,
- taupocz - τ_{pocz} , warunek początkowy zmiennej niezależnej w układzie równań różniczkowych,
- ipr[1:6] - warunki początkowe dla prądów i prędkości,
- licznik - wskaźnik określający maksymalną ilość kroków obliczeniowych,
- ettau, etroz, ustal, wyskok - etykiety.

7.6.5. Opis zmiennych wykorzystanych w programie

- first - zmienna logiczna wykorzystywana w procedurze Runge Kutta 4,
- gamrob - wartość chwilowa amplitudy napięcia zasilającego δ ,
- alfa0 - α_0 , wartość początkowa częstotliwości napięcia zasilającego,
- beta1 - β_1 , wartość poślizgu w procesie rozruchu,
- beta2 - β_k , wartość poślizgu krytycznego,
- epsilon - ε , tempo narastania częstotliwości,

ω_{1n} - ω_{1n} , pulsacja znamionowa napięcia zasilającego,
 Ω_n - Ω_n , prędkość kątowna wirnika w jednostkach
 względnych,
 $d\Omega/dt$ - $d\Omega/dt$, przyspieszenie kątowe wirnika,
 μ_s - μ_s , moment silnika w jednostkach względnych,
 μ_{PT} - μ_{PT} , moment obciążenia w jednostkach względnych,
 μ_p - μ_p , określone w punkcie 4.2,
 μ_1 - μ_1 , określone w punkcie 4.2,
 τ - τ , czas w jednostkach względnych,
 $\Delta\tau$ - $\Delta\tau$, przyrost czas w trakcie obliczeń,
 $(\tau - \Delta\tau)$,
 k_{max} - k_{max} , współczynnik przeciążalności momentem
 silnika,
 $u[1]...u[5]$ - odpowiednio: u_{as}^* , u_{bs}^* , u_{cs}^* , u_u^* , u_v^* ,
 $ipr[1]...ipr[6]$ - odpowiednio: i_{as}^* , i_{bs}^* , i_{cs}^* , i_u^* , i_v^* ,
 Lod - macierz L^{-1} ,
 $upom$, $Rpom$, Sum - macierze pomocnicze,
 Ω - Ω , chwilowa wartość prędkości wirnika,
 $\Omega(\tau - \Delta\tau)$,
 $pom...pom23$ - zmienne pomocnicze.

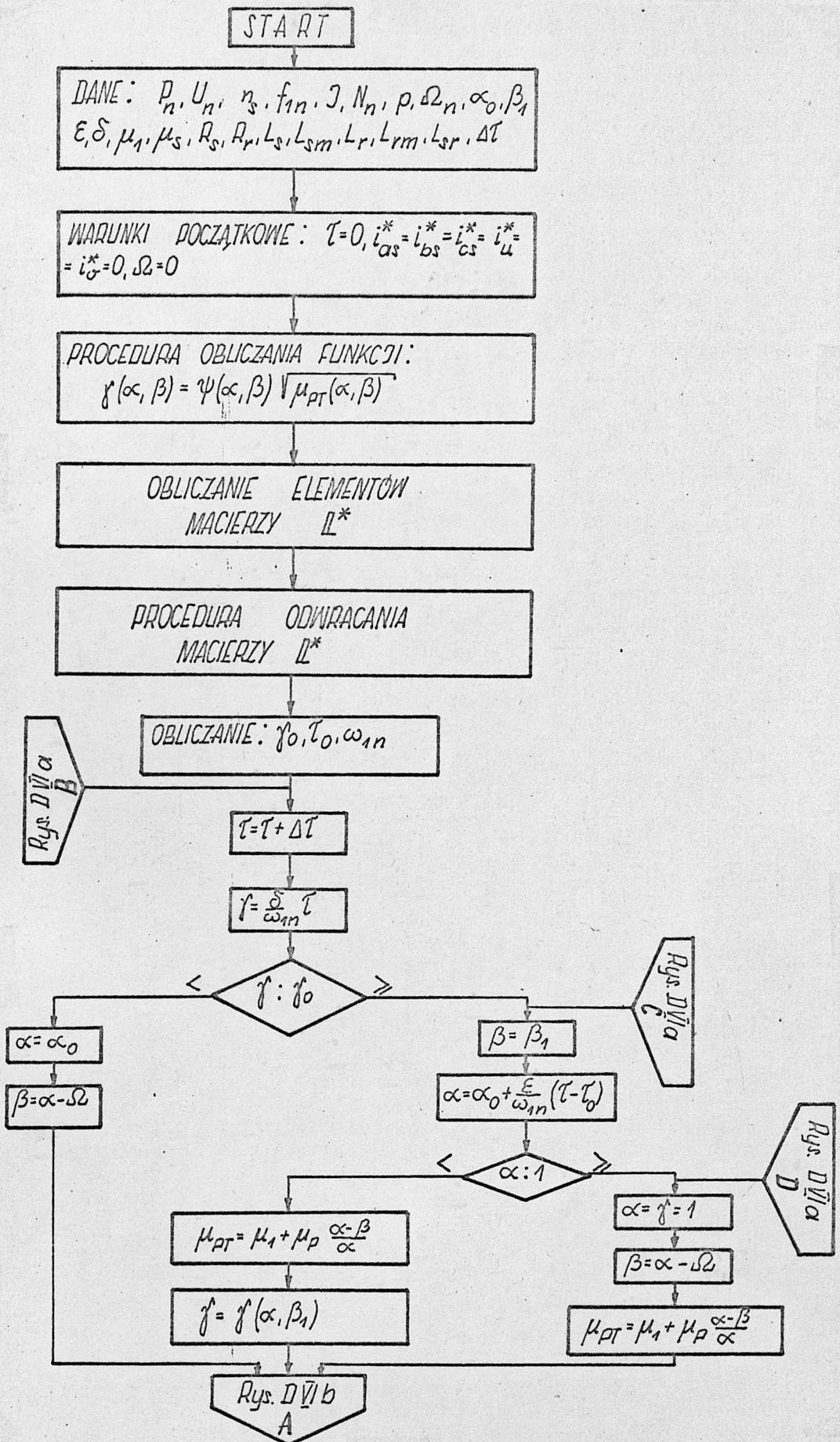
7.6.6. Dane wyjściowe

Po zakończeniu obliczeń, wyniki drukowane są kolejno w dwóch wierszach:

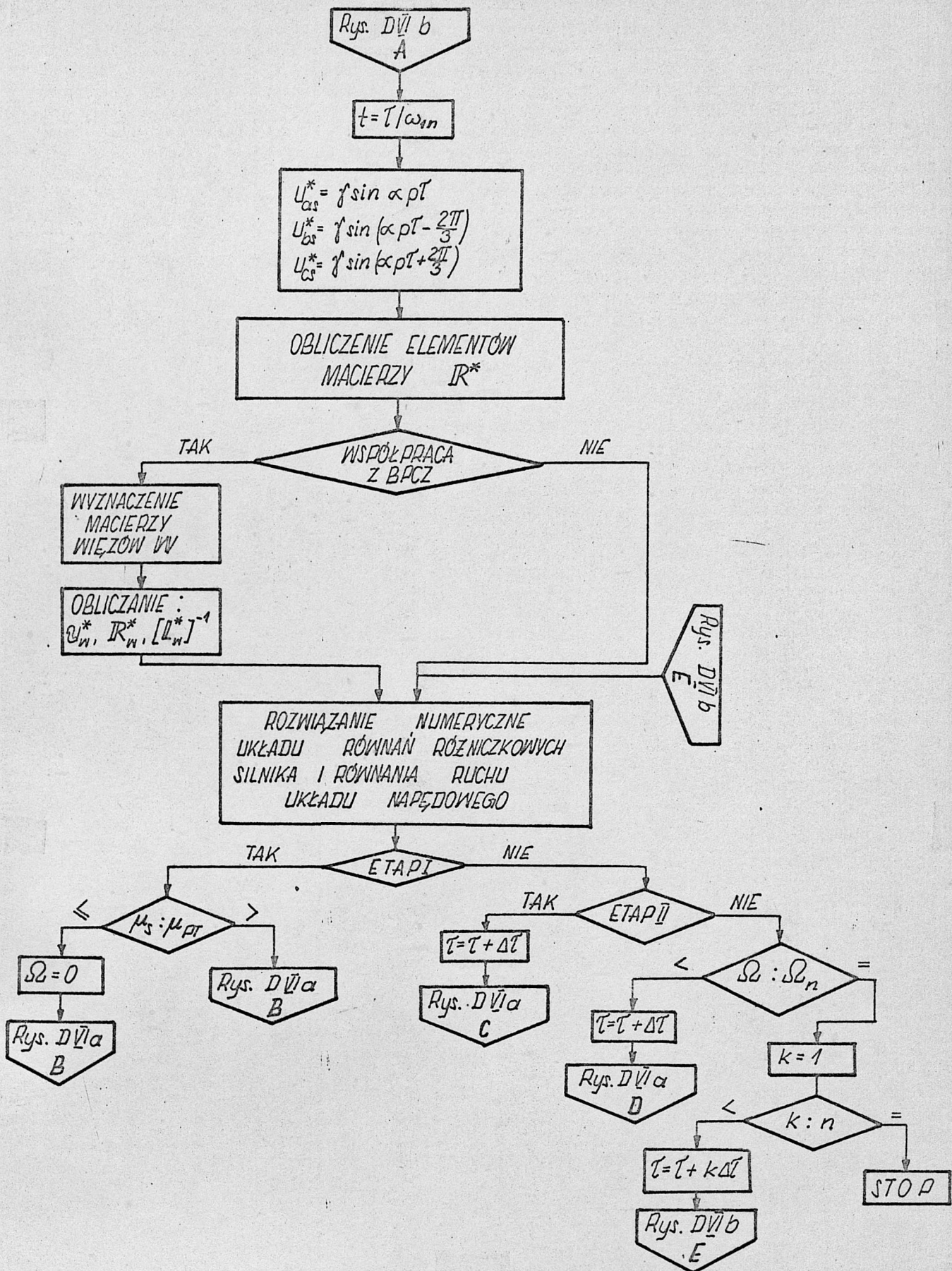
τ , t , α , δ , β , u_{as}^* , u_{bs}^* , u_{cs}^* ,
 i_{as}^* , i_{bs}^* , i_{cs}^* , i_u^* , i_v^* , Ω , $d\Omega/dt$, μ_s .

7.6.7. Schemat blokowy

Na rysunku DVI przedstawiono schemat blokowy omówionego wyżej programu.



Rys. DVIIa. Schemat blokowy programu symulującego rozruch częstotliwościowy układu napędowego przenośnika taśmowego



Rys. DVib. Schemat blokowy programu symulującego rozruch częstotliwościowego układu napędowego przenośnika taśmowego

7.6.8. Przykład obliczeń

PROGRAM SIML 2

ROZRUCH BEZPOSREDNI UKŁADU : SILNIK ASYNCHRONICZNY
WOLNOOBROTOWY - PRZENOSNIK TASMOWY

SILNIK

PN = 1600.0 KW UN = 6000.0 V NS = 100.0 OBR/MIN

PRZENOSNIK TASMOWY

PN = 2* 1600.0 KW L = 1500.0 M V = 7.32 M/S

DANE

MN = 330000.0 NM J = 660000.0 KGM² FN = 15.0 HZ P = 9.0
MI1 = .50 MIP = .37 ALFA = 1.00 SN = .020 DT = 1.0

WYNIKI SA DRUKOWANE W NASTEPUJACEJ KOLEJNOSCI

T[J.W]	T[SEK]	S	IAS	IBS	OMEGA	DOMEGA	MIS
1.0	.10	1.000	5.6369	-3.7407	.0000	.00	.2174
2.0	.19	1.000	-3.3239	4.2350	.0069	.01	2.8537
3.0	.29	.993	2.2324	-4.8528	.0069	.00	-2.7174
4.0	.38	.993	-.0569	3.9856	.0122	.02	3.9841
5.0	.48	.988	-1.6633	-3.0959	.0122	.00	-2.3317
6.0	.57	.988	3.5398	.8703	.0158	.01	2.0898
7.0	.67	.984	-4.2931	.6293	.0158	.00	.4807
8.0	.76	.984	4.8359	-2.9598	.0158	.00	-.9975
9.0	.86	.984	-3.9179	3.8094	.0212	.01	3.0105
10.0	.95	.979	2.9698	-4.9504	.0212	.00	-2.4522
11.0	1.05	.979	-.7366	4.1901	.0249	.01	2.9928
12.0	1.15	.975	-.7635	-3.7538	.0249	.00	-.9888
13.0	1.24	.975	3.0906	1.5738	.0276	.00	.5471
14.0	1.34	.972	-3.8187	-.1674	.0326	.01	1.7376
15.0	1.43	.967	5.0213	-2.2897	.0326	.00	-1.7124
16.0	1.53	.967	-4.0718	3.3641	.0361	.01	2.8149
17.0	1.62	.964	3.7353	-4.7198	.0361	.00	-1.2992
18.0	1.72	.964	-1.3652	4.4997	.0384	.00	1.1888
19.0	1.81	.962	.1153	-4.0445	.0426	.00	1.0185
20.0	1.91	.957	2.4851	2.5033	.0426	.00	-.9936
21.0	2.01	.957	-3.3766	-.6726	.0456	.01	2.3632
22.0	2.10	.954	4.8176	-1.1997	.0456	.00	-1.0262
23.0	2.20	.954	-4.4196	3.1700	.0475	.00	1.2659
24.0	2.29	.952	4.0175	-4.0477	.0509	.00	.8066
25.0	2.39	.949	-2.3477	4.9367	.0509	.00	-.5213

26.0	2.48	.949	.5741	-4.0477	.0533	.01	1.9505
27.0	2.58	.947	1.3623	3.4668	.0533	.00	-.5806
28.0	2.67	.947	-3.2401	-1.1716	.0548	.00	1.0969
29.0	2.77	.945	4.1385	-.2193	.0574	.00	.8393
30.0	2.86	.943	-4.8954	2.6474	.0574	.00	-.2254
31.0	2.96	.943	4.0396	-3.6125	.0592	.00	1.6091
32.0	3.06	.941	-3.3080	4.7957	.0592	.00	-.1445
33.0	3.15	.941	1.1036	-4.4367	.0604	.00	.8737
34.0	3.25	.940	.4232	3.7872	.0624	.00	.9190
35.0	3.34	.938	-2.6902	-2.1687	.0624	.00	-.0078
36.0	3.44	.938	3.7616	.2636	.0637	.00	1.3174
37.0	3.53	.936	-4.7498	1.6034	.0637	.00	.2124
38.0	3.63	.936	4.4631	-3.4276	.0646	.00	.6916
39.0	3.72	.935	-3.6515	4.2785	.0661	.00	.9554
40.0	3.82	.934	2.0831	-4.8180	.0661	.00	.1808
41.0	3.92	.934	-.1060	4.0072	.0670	.00	1.0732
42.0	4.01	.933	-1.7259	-2.9846	.0670	.00	.4675
43.0	4.11	.933	3.5123	.9606	.0677	.00	.5842
44.0	4.20	.932	-4.3485	.8211	.0688	.00	.9340
45.0	4.30	.931	4.7712	-2.7911	.0688	.00	.3477
46.0	4.39	.931	-3.9832	4.0213	.0695	.00	.8860
47.0	4.49	.930	2.8271	-4.6858	.0705	.00	.6245
48.0	4.58	.929	-.8734	4.4604	.0711	.00	.5463
49.0	4.68	.929	-.9993	-3.4174	.0719	.00	.8769
50.0	4.77	.928	2.8621	1.8610	.0719	.00	.4864
51.0	4.87	.928	-4.1200	.1710	.0725	.00	.7572
52.0	4.97	.928	4.6745	-1.9965	.0733	.00	.7069
53.0	5.06	.927	-4.4284	3.6553	.0739	.00	.5559
54.0	5.16	.926	3.3184	-4.4809	.0746	.00	.8073
55.0	5.25	.925	-1.7293	4.6755	.0753	.00	.5893
56.0	5.35	.925	-.2965	-3.9033	.0759	.00	.6836
57.0	5.44	.924	2.1352	2.5379	.0767	.00	.7349
58.0	5.54	.923	-3.7213	-.6596	.0773	.00	.5910
59.0	5.63	.923	4.5365	-1.3112	.0779	.00	.7455
60.0	5.73	.922	-4.6314	3.0404	.0787	.00	.6558
61.0	5.83	.921	3.8451	-4.2645	.0793	.00	.6535
62.0	5.92	.921	-2.4060	4.6771	.0800	.00	.7302
63.0	6.02	.920	.5348	-4.3227	.0807	.00	.6319
64.0	6.11	.919	1.4482	3.1339	.0813	.00	.7026
65.0	6.21	.919	-3.1412	-1.4501	.0821	.00	.6890

PROGRAM SIML 1

ROZRUCH CZESTOTLIWOSCIOWY UKLADU : SILNIK ASYNCHRONICZNY
WOLNOOBROTOWY - PRZENOSNIK TASMOWY

SILNIK

PN = 1600.0 KW UN = 6000.0 V NS = 100.0 OBR/MIN

PRZENOSNIK TASMOWY

PN = 2* 1600.0 KW L = 1500.0 M V = 7.32 M/S

DANE

MN = 330000.0 NM J = 660000.0 KGM² FN = 15.0 HZ P = 9.0

MI1 = .50 MIP = .57

ALFA0 = .04 BETA1 = .043 E = .010 DELTA = .12 DT = 1.00

WYNIKI SA DRUKOWANE W DWOCH WIERSZACH

W NASTEPUJACEJ KOLEJNOSCI

T[J.W]	T[SEK]	ALFA	GAMMA	BETA	UAS	UBS	UCS
IAS	IBS	ICS	IU	IV	OMEGA	DOMEGA	MIS
1.0	.095	.0430	.0115	.043	.004	-.011	.007
.0607	-.2465	.1857	-.0709	.2874	.0000	.000	.0008
2.0	.191	.0430	.0229	.043	.016	-.022	.006
.3157	-.5723	.2566	-.3627	.5356	.0000	.000	.0159
3.0	.286	.0430	.0344	.043	.032	-.028	-.004
.7327	-.8277	.0950	-.8262	.5682	.0000	.000	.0844
4.0	.382	.0430	.0458	.043	.046	-.024	-.022
1.2012	-.8807	-.3205	-1.3246	.2941	.0000	.000	.2658
5.0	.477	.0437	.0498	.044	.046	-.006	-.040
1.4030	-.5611	-.8419	-1.4883	-.2846	.0000	.000	.5595
6.0	.573	.0446	.0508	.045	.034	.016	-.050
1.2720	-.0138	-1.2582	-1.2580	-.9135	.0011	.002	.9143
7.0	.668	.0456	.0518	.044	.014	.036	-.050
.8671	.5705	-1.4375	-.7223	-1.3703	.0038	.003	1.2419
8.0	.764	.0465	.0530	.043	-.011	.050	-.039
.2794	1.0250	-1.3044	-.0066	-1.4971	.0076	.004	1.4493
9.0	.859	.0475	.0540	.040	-.035	.053	-.018
-.3425	1.2138	-.8713	.7002	-1.2283	.0118	.004	1.4952
10.0	.955	.0485	.0550	.037	-.052	.042	.009
-.8282	1.0721	-.2440	1.1952	-.6188	.0158	.004	1.4011

11.0	1.050	.0494	.0557	.034	-.055	.019	.036
-1.0414	.6284	.4130	1.3318	.1726	.0190	.003	1.2229
12.0	1.146	.0504	.0565	.031	-.042	-.011	.054
-.9170	-.0093	.9262	1.0623	.9380	.0211	.002	1.0136
13.0	1.241	.0513	.0572	.030	-.016	-.040	.056
-.4710	-.6813	1.1522	.4409	1.4738	.0222	.001	.8051
14.0	1.337	.0523	.0581	.030	.017	-.057	.039
.1974	-1.2018	1.0044	-.3872	1.6175	.0222	.000	.6158
15.0	1.432	.0532	.0592	.031	.046	-.055	.009
.9080	-1.3920	.4840	-1.1984	1.2843	.0222	.000	.4670
16.0	1.528	.0542	.0602	.032	.060	-.033	-.027
1.4166	-1.1319	-.2847	-1.7160	.5142	.0222	.000	.3926
17.0	1.623	.0551	.0613	.033	.051	.004	-.055
1.4957	-.4581	-1.0376	-1.7030	-.4614	.0222	.000	.4260
18.0	1.719	.0561	.0623	.034	.021	.041	-.061
1.0553	.4104	-1.4657	-1.0973	-1.2793	.0222	.000	.5713
19.0	1.814	.0570	.0633	.035	-.021	.062	-.042
.2203	1.1269	-1.3472	-.0861	-1.5768	.0225	.001	.7941
20.0	1.910	.0580	.0643	.036	-.055	.057	-.002
-.6688	1.3455	-.6767	.9104	-1.1606	.0237	.002	1.0146
21.0	2.005	.0590	.0652	.035	-.065	.024	.041
-1.1809	.9168	.2640	1.3976	-.1724	.0257	.002	1.1438
22.0	2.101	.0599	.0660	.034	-.043	-.022	.065
-1.0324	.0225	1.0098	1.0891	.9136	.0279	.002	1.1413
23.0	2.196	.0609	.0668	.033	.002	-.059	.057
-.2689	-.8900	1.1589	.1021	1.5263	.0298	.002	1.0253
24.0	2.292	.0618	.0676	.032	.048	-.065	.017
.7340	-1.3317	.5977	-1.0760	1.3067	.0309	.001	.8475
25.0	2.387	.0628	.0685	.032	.068	-.035	-.034
1.4419	-1.0245	-.4173	-1.8183	.3114	.0309	.000	.6674
26.0	2.483	.0637	.0695	.033	.050	.017	-.067
1.4226	-.0718	-1.3508	-1.6695	-.9749	.0309	.000	.5454
27.0	2.578	.0647	.0706	.034	-.001	.062	-.061
.6016	1.0281	-1.6297	-.6171	-1.8246	.0309	.000	.5342
28.0	2.674	.0656	.0716	.035	-.053	.068	-.015
-.5875	1.5953	-1.0077	.7729	-1.6647	.0309	.000	.6499
29.0	2.769	.0666	.0726	.036	-.072	.030	.043
-1.4008	1.2099	.1909	1.6267	-.5127	.0312	.001	.8457
30.0	2.865	.0676	.0736	.036	-.042	-.031	.073
-1.2498	.0642	1.1857	1.3159	.9123	.0324	.002	1.0206
31.0	2.960	.0685	.0745	.036	.019	-.072	.053

- .1874	-1.0578	1.2452	-.0058	1.5896	.0342	.002	1.0820
32.0	3.056	.0695	.0753	.035	.069	-.061	-.008
1.0318	-1.3104	.2786	-1.3940	.9635	.0358	.001	1.0083
33.0	3.151	.0704	.0761	.035	.067	-.002	-.065
1.4710	-.4502	-1.0208	-1.7754	-.5606	.0367	.001	.8492
34.0	3.247	.0714	.0770	.035	.012	.060	-.072
.7279	.9162	-1.6441	-.7767	-1.8451	.0367	.000	.6900
35.0	3.342	.0723	.0780	.036	-.056	.075	-.020
-.6915	1.7194	-1.0279	.9109	-1.8379	.0367	.000	.6158
36.0	3.438	.0733	.0790	.037	-.078	.026	.051
-1.6545	1.2319	.4226	1.9432	-.4339	.0367	.000	.6728
37.0	3.533	.0742	.0800	.038	-.032	-.048	.080
-1.2893	-.2237	1.5130	1.3822	1.2568	.0370	.001	.8305
38.0	3.629	.0752	.0810	.038	.045	-.081	.036
.1584	-1.3977	1.2393	-.3626	1.7306	.0380	.001	.9844
39.0	3.724	.0761	.0819	.038	.082	-.039	-.043
1.3831	-1.1750	-.2081	-1.7082	.4791	.0395	.002	1.0303
40.0	3.820	.0771	.0828	.038	.041	.042	-.083
1.1814	.2911	-1.4725	-1.3178	-1.3619	.0407	.001	.9458
41.0	3.915	.0781	.0836	.037	-.042	.084	-.041
-.3217	1.5969	-1.2752	.5202	-1.9810	.0414	.000	.7975
42.0	4.011	.0790	.0846	.038	-.085	.041	.044
-1.6701	1.3916	.2786	2.0285	-.6637	.0414	.000	.6904
43.0	4.106	.0800	.0856	.039	-.039	-.047	.085
-1.4398	-.2195	1.6593	1.6164	1.3555	.0414	.000	.7018
44.0	4.202	.0809	.0866	.040	.051	-.086	.035
.2287	-1.6018	1.3731	-.3970	1.9658	.0416	.001	.8227
45.0	4.297	.0819	.0875	.040	.086	-.030	-.056
1.5673	-1.2150	-.3523	-1.8697	.4224	.0425	.001	.9533
46.0	4.393	.0828	.0884	.040	.023	.062	-.085
1.0302	.5728	-1.6030	-1.0889	-1.5980	.0437	.001	.9857
47.0	4.488	.0838	.0893	.040	-.069	.084	-.014
-.8257	1.7031	-.8774	1.1231	-1.7187	.0447	.001	.9000
48.0	4.584	.0847	.0902	.040	-.080	.004	.076
-1.8085	.7652	1.0432	2.1547	.3124	.0452	.000	.7759
49.0	4.679	.0857	.0911	.041	.009	-.083	.074
-.6440	-1.2004	1.8444	.6583	2.1133	.0453	.000	.7217
50.0	4.775	.0867	.0921	.041	.089	-.066	-.023
1.3234	-1.7691	.4457	-1.6270	1.4048	.0454	.000	.7833
51.0	4.870	.0876	.0931	.042	.055	.038	-.093
1.5911	-.1363	-1.4548	-1.7922	-1.0170	.0460	.001	.8984
52.0	4.966	.0886	.0940	.043	-.054	.094	-.040
-.2627	1.6133	-1.3506	.4638	-1.9971	.0470	.001	.9527

7.6.9. Treść programu

```

BEGIN
-----
INTEGER I,J,LICZNIK,LICZNIKROB,WSKETAP2,WSKETAP3,WSKUSTAL,LICZUSTAL;
-----
REAL PN,UN,NS,PNP,LP,V,F1N,PI,T,P,MN,J,RS,RR,LS,LSM,LR,LRM,LSR,MI1,MIP,
----- P U P L M J R R I L L L L L
ALFA0,BETA1,EPSILON,DELTA,B,C,D,E,OMEGA1N,TM,OMEGAN,DOMEGA,ALFA,BE
TA,GAMROB,GAMMA0,MIS,MIPT,POM,POM1,POM2,POM3,POM4,POM5,POM6,POM7,POM8
POM9,POM10,POM11,POM12,POM13,POM14,POM15,DELTAU,TAU,TAUP,TAUPOCZ,
D
POM16,POMOMEGA,
MAH,EPS,ETA,PRH,MAHKONTR;
ARRAY R,L,LOD[1:5,1:5],UPOM,U[1:5],IPR[1:6],D1[1:6];
----- R L L
BOOLEAN FIRST;
-----
PROCEDURE F(X,N,Y,D);
-----
VALUE X,N;
-----
INTEGER N;
-----
REAL X;
-----
ARRAY Y,D;
-----
BEGIN
-----
INTEGER I,J,K;
-----
REAL SUM,Y6;
-----
ARRAY RPOM[1:5,1:5];
----- R
Y6:=Y[6];
R[4,2]:=POM9*Y6;
R
R[4,3]:=-R[4,2];
R
R[4,5]:=-POM11*Y6;
R
R[5,1]:=-POM8*Y6;
R
R[5,2]:=R[5,3]:=POM10*Y6;
R
R[5,4]:=-R[4,5];
R
POM14:=POM16*X;
U[1]:=GAMROB*SIN(POM14);
U[2]:=GAMROB*SIN(POM14-POM15);
U[3]:=GAMROB*SIN(POM14+POM15);
FOR I:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
-----
BEGIN
-----
POM14:=0;
FOR J:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
-----
POM14:=POM14+LOD[I,J]*U[J];
UPOM[I]:=POM14;
END J;
-----
FOR I:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
-----
FOR J:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
-----

```

```

BEGIN
-----
SUM:=0.0;

FOR K:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
-----
SUM:=SUM+LOD[I,K]*R[K,J];
      L      R
RPOM[I,J]:=SUM;
R
END;
-----
FOR I:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
-----
BEGIN
-----
SUM:=0.0;

FOR J:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
-----
SUM:=SUM+RPOM[I,J]*Y[J];
      R
D[I]:=UPOM[I]-SUM;

END I;
-----
MIS:=POM12*(SQRT(3)*0.5*Y[4]*(Y[2]-Y[3])-Y[5]*(Y[1]-(Y[2]+
Y[3])*0.5));

IF MIS<MIPT THEN
-----
D[6]:=0 ELSE
-----
D[6]:=POM13*(MIS-MIPT);

DOMEGA:=D[6];
O
END F;
-----
REAL PROCEDURE GAMMA(ALFA,BETA);
-----
VALUE ALFA,BETA;
-----
REAL ALFA,BETA;
-----
BEGIN
-----
REAL POM8,POM9,POM10;
-----
POM8:=POM/BETA;

POM10:=ALFA*ALFA;

POM9:=POM7/(BETA*BETA);

GAMMA:=SQRT((POM8*ALFA+POM1+POM2*POM10+(POM4+POM5*POM10)*POM9)/(POM8+
POM3+POM6*POM9))*SQRT(MIPT);

END GAMMA;
-----
?
COMMENT WCZYTAC PROCEDURY RUNGEKUTTA4,DZIAL D2,MATRINVRA DZIAL F1;
-----
      R      K      DZIAL D      DZIAL F
READ(PN,UN,NS,PNP,LP,V,I,F1N,P,J,MN,M11,MIP,ALFA0,BETA1,EPSILON,DELTA,
      P      U      P      L      J      M
      RS,RR,LS,LSM,LR,LRM,LSR,B,C,D,E,OMEGAN,DELTAU,MAH,EPS,ETA,MAHKONTR
      R      R      L      L      L      L      O      D
      ,TAUPOCZ,IPR,LICZNIK);

LINE(3);

SPACE(16);

PRINT('PROGRAM SIML 1??');
      PROGRAM-SIML-
SPACE(12);

PRINT('ROZRUCH CZESTOTLIWOSCIOWY UKLADU : SILNIK ASYNCHRONICZNY');
      ROZRUCH-CZESTOTLIWOSCIOWY-UKLADU- -SILNIK-ASYNCHRONICZNY
LINE(2);

```



```

SPACE(12);
PRINT('WOLNOOBROTOWY - PRZENOSNIK TASMOWY??');
WOLNOOBROTOWY- -PRZENOSNIK-TASMOWY
SPACE(29);
PRINT('SILNIK');
SILNIK
FORMAT('?? PN =-1234.1 KW UN =-1234.1 V NS =-1234.1 OBR/MIN
-----PN- -KW--UN- -V--NS- -OBR MIN
??");
PRINT(PN,UN,NS);
P U
SPACE(22);
PRINT('PRZENOSNIK TASMOWY');
PRZENOSNIK-TASMOWY
FORMAT('?? PN =-1* 1234.1 KW L =-1234.1 M V =-1.12 M/S??");
-----PN- -KW--L- -M--V- -M S
PRINT(I,PNP,LP,V);
P L
SPACE(12);
PRINT('DANE?');
DANE
SPACE(46);
PRINT('2?');
SPACE(12);
FORMAT('MN =-123456.7 NM J =-123456.1 KGM FN =-12.1 HZ P =-12.1??");
MN- -NM--J- -KGM---FN- -HZ--P-
PRINT(MN,J,F1N,P);
M J
SPACE(12);
FORMAT('1.12 MIP =-1.12??");
--MIP-
PRINT('MI1 ="',MI1,MIP);
MI -
SPACE(12);
FORMAT('ALFA0 =-1.12 BETA1 =-1.123 E =-1.123 DELTA =-1.12 DT =-1.12");
ALFA0- --BETA1- --E- --DELTA- --DT-
PRINT(ALFA0,BETA1,EPSILON,DELTA,DELTAU);
D
LINE(3);
SPACE(12);
PRINT('WYNIKI SA DRUKOWANE W DWOCH WIERSZACH??');
WYNIKI-SA-DRUKOWANE-W-DWOCH-WIERSZACH
SPACE(12);
PRINT('W NASTEPUJACEJ KOLEJNOSCI ??");
W-NASTEPUJACEJ-KOLEJNOSCI-
SPACE(12);
PRINT('T[J.W] T[SEK] ALFA GAMMA BETA UAS UBS UCS??");
T J W --T SEK ---ALFA---GAMMA---BETA---UAS---UBS---UCS
SPACE(13);
PRINT('IAS IBS ICS IU IV OMEGA DOMEGA MIS");
IAS-----IBS-----ICS-----IU-----IV-----OMEGA---DOMEGA---MIS
FIRST:=TRUE;
PI:=3.141592;
OMEGA1N:=2*PI*F1N/P;
DELTA:=DELTA/OMEGA1N;
EPSILON:=EPSILON/OMEGA1N;
TM:=J*OMEGA1N/MN;
T J M
POM12:=SQRT(1.5)*P*LSR;
POM13:=1/(TM*OMEGA1N);
L
POM15:=2.0*PI/3.0;

```

```

WSKETAP2:=WSKETAP3:=WSKUSTAL:=0;
POM:=2*RS*RR;
      R   R
POM1:=B*B;
POM2:=C*C;
POM3:=POM1+POM2;
POM4:=D*D;
POM5:=E*E;
POM6:=POM4+POM5;
POM7:=RR*RR;
      R   R
POM8:=SQRT(1.5)*LSR;
POM9:=1.5/SQRT(2)*LSR;
      L
POM10:=0.5*POM8;
POM11:=LRM-LR;
      L   L
LICZNIKROB:=LICZUSTAL:=0;
FOR I:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
  FOR J:=1 STEP 1 UNTIL 5 DO
    R[I,J]:=0.0;
    R
    R[1,1]:=R[2,2]:=R[3,3]:=RS;
    R   R   R   R
    R[4,4]:=R[5,5]:=RR;
    R   R   R
    L[1,1]:=L[2,2]:=L[3,3]:=LS;
    L   L   L   L
    L[4,4]:=L[5,5]:=-POM11;
    L   L   L   L
    L[1,5]:=L[4,5]:=L[5,1]:=L[5,4]:=0.0;
    L   L   L   L   L
    L[1,2]:=L[1,3]:=L[2,1]:=L[2,3]:=L[3,1]:=L[3,2]:=LSM;
    L   L   L   L   L   L   L
    L[1,4]:=L[4,1]:=POM8;
    L   L   L   L
    L[2,4]:=L[3,4]:=L[4,2]:=L[4,3]:=-POM10;
    L   L   L   L   L
    L[2,5]:=L[5,2]:=POM9;
    L   L   L   L
    L[3,5]:=L[5,3]:=-POM9;
    L   L   L   L
    U[4]:=U[5]:=0.0;
    P
    POM8:=POM8*P;
    POM9:=POM9*P;
    POM10:=POM10*P;
    POM11:=POM11*P;
    MATRINVRA(5,L,LOD,WYSKOK);
      L   L
    POMOMEGA:=IPR[6];
    ALFA:=ALFA0;
    TAU:=TAUPOCZ;
    ETtau:TAU:=TAU+DELTAU;
      D
    TAUp:=TAU-DELTAU;
      D
    LICZNIKROB:=LICZNIKROB+1;
    IF LICZNIKROB>LICZNIK THEN GO TO WYSKOK;
    --

```



```

IF WSKETAP2=1 THEN GO TO ETAP2;
IF WSKETAP3=1 THEN GO TO ETAP3;
IF WSKUSTAL=1 THEN GO TO USTAL;
GAMROB:=DELTA*TAU;
BETA:=ALFA-IPR[6];
MIPT:=MI1+MIP*(ALFA-BETA)/ALFA;
GAMMA0:=GAMMA(ALFA0,BETA1);
IF GAMROB>GAMMA0 THEN GO TO ETAP2;
ETROZ:POM16:=ALFA*P;
RET:RUNGEKUTTA4(TAUP,6,IPR,TAU,MAH,EPS,ETA,NA);
MIS:=POM12*(SQRT(3)*0.5*IPR[4]*(IPR[2]-IPR[3])-IPR[5]*(IPR[1]-
(IPR[2]+IPR[3])*0.5));
IF MIS<MIPT THEN IPR[6]:=POMOMEGA;
POMOMEGA:=IPR[6];
LINE(2);
SPACE(11);
FORMAT(' -1234.1 12.123 1.1234 1.1234 1.123 -1.123 -1.123 -1.1
?");
PRINT(TAU,TAU/OMEGA1N,ALFA,GAMROB,BETA,U[1],U[2],U[3]);
SPACE(11);
FORMAT(' -1.1234 ");
PRINT(IPR);
FORMAT(' -1.123 ");
PRINT(DOMEGA);
FORMAT(' -1.1234");
PRINT(MIS);
IF TAU>10.0 THEN DELTAU:=1.0;
GO TO ETAP2;
NA:MAH:=0.5*MAH;
IF MAH>MAHKONTR THEN GO TO RET;
PRINT('??NIE MOZNA OSIAGNAC ZADANEJ DOKLADNOSCI W ROZWIAZANIU UKLADU
NIE-MOZNA-OSIAGNAC-ZADANEJ-DOKLADNOSCI-W-ROZWIAZANIU-UKLADU-
WNAN ROZNICZKOWYCH");
WNAN-ROZNICZKOWYCH
GO TO WYSKOK;
ETAP2: ALFA:=ALFA0+EPSILON*(TAU-GAMMA0/DELTA);
BETA:=ALFA-IPR[6];
IF ALFA>1.0 THEN GO TO ETAP3;
MIPT:=MI1+MIP*(ALFA-BETA1)/ALFA;
GAMROB:=GAMMA(ALFA,BETA1);
WSKETAP2:=1;
GO TO ETROZ;

```

```
ETAP3:ALFA:=GAMROB:=1.0;  
BETA:=ALFA-IPR[6];  
MIPT:=MI1+MIP*IPR[6];  
WSKETAP2:=0;  
WSKETAP3:=1;  
IF BETA<0.02 THEN GO TO USTAL;  
GO TO ETROZ;  
USTAL:WSKUSTAL:=1;  
WSKETAP3:=0;  
ALFA:=GAMROB:=1.0;  
BETA:=0.02;  
MIPT:=MI1+MIP*(ALFA-BETA);  
LICZUSTAL:=LICZUSTAL+1;  
IF LICZUSTAL=200 THEN GO TO WYSKOK;  
GO TO ETROZ;  
WYSKOK:END?
```


ODBIORCY

1. Promotor	1 egz
2. Recenzenci	3 egz
3. Biblioteka Główna i OINT PWr	1 egz
4. Biblioteka I-29	1 egz
5. Redakcja I-29	1 egz
6. Autor	1 egz

62-83.Napęd elektryczny

Symbol UKD Słowny odpowiednik symbolu UKD:

621.318.333.Silniki asynchroniczne
621.867.2. Przenośniki taśmowe

Symbol identyfikacji pracy:

76: Inst.U.El.,PWr

MNSzWiT

Dyscyplina naukowa:

Ø5	Elektrotechnika i elektroenergetyka
----	-------------------------------------

Specjalność:

Ø6	Napęd elektryczny	R	I-29
----	-------------------	---	------

Autor: Orłowska-Kowalska Teresa

T Tytuł pracy: Analiza układu napędowego dużych przenośników taśmowych z silnikami asynchronicznymi o obniżonej częstotliwości. Komunikaty Inst.Ukł.Elektromasz. PWr 1976 nr 83.

:

--	--	--

ss. 160 rys. 16 tabl. 8 wykr. 26 poz. bibliogr. 53

(w przypadku pracy opublikowanej podać pełny opis bibliograficzny publikacji).

Data zgłoszenia pracy w Urzędzie Patentowym PRL:

Nr tematu	Nr zlecenia	Nr archiwum	APW	CINTE
: 18402/19	-	I-29/K-83/76	tak	tak

Rodzaj pracy: komunikat, doktorska, rozwojowa

Data rozpoczęcia pracy: 11.74

Data zakończenia pracy: 02.76

Promotor (tytuł, nazwisko, imię):

prof.dr inż. F.Andrzejewski

Wyniki badań (zastosowane w praktyce – gdzie; przekazane do zastosowania – komu; nadają się do przekazania – komu; stanowią podstawę do dalszych badań; jeśli praca była zamówiona, podać przez kogo):

na odwrocie analiza (zachować układ pionowy)

Nazwa modelu (prototypu) urządzenia:

Główne parametry techniczne:

W pracy przedstawiono koncepcję bezprzekładniowego napędu długich przenośników taśmowych z wolnoobrotowym silnikiem asynchronicznym o obniżonej częstotliwości znamionowej, który sprzężony jest bezpośrednio z bęb-
nem napędowym oraz zasilany z cyklokonwertora.

Na podstawie analizy wpływu częstotliwości na parametry konstrukcyjno-eksploatacyjne oraz na jakość krzywej napięcia źródła zasilania, określono racjonalny zakres częstotliwości znamionowej silnika wolnoobrotowego.

Zaproponowano sposób sformalizowanego opisu układu: cyklokonwertor-silnik asynchroniczny wolnoobrotowy-przenośnik taśmowy, umożliwiający badania układu metodą symulacji w maszynie cyfrowej. Przeprowadzono analizę rozruchu częstotliwościowego napędu realizowanego według przyjętego algorytmu sterowania.

Wyniki uzyskane z analizy teoretycznej i obliczeń pozwalają stwierdzić, że napęd wolnoobrotowy z silnikiem asynchronicznym o częstotliwości znamionowej 15 Hz zasilanym z cyklokonwertora, spełnia wszystkie wymagania stawiane mu przez przenośnik taśmowy, tj.: zmianę mo-

mentu napędowego odpowiednio do zmian momentu obciążenia, powolne narastanie prędkości kątowej bębna napędowego i małe przyspieszenia w początkowej fazie rozruchu.



: słowa kluczowe:

elektrotechnika, napęd elektryczny, silniki asynchroniczne wolnoobrotowe, przemienniki częstotliwości, rozruch częstotliwościowy