

Na prawach rękopisu

INSTYTUT UKŁADÓW ELEKTROMASZYNOWYCH
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Raport z serii PRE nr 05/83

SYNTEZA PARAMETRÓW SILNIKA
ASYNCHRONICZNEGO ZASILANEGO
NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM
O REGULOWANEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Rozprawa doktorska

Czesław Kowalski

Promotor: doc. dr inż. Zbigniew Szmorliński

Słowa kluczowe: elektrotechnika, silnik asynchroniczny,
optymalne projektowanie, teoria planowania
eksperymentu, modelowanie matematyczne

Wrocław 1983

Mgr inż. Czesław Kowalski
Instytut Układów Elektromaszynowych
Politechniki Wrocławskiej
ul. Smoluchowskiego 19
50-372 Wrocław

Raport wpłynął 17.01.1983 r.

SPIS TREŚCI

Wykaz ważniejszych oznaczeń	5
1. WSTĘP	8
1.1. Wprowadzenie	8
1.2. Cel, zakres i teza pracy	10
1.3. Założenia wstępne do analizy i syntezy silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształco- nym o regulowanej częstotliwości	11
1.3.1. Ogólna charakterystyka układu napędowego..	11
1.3.2. Struktura układu napędowego	13
1.3.3. Zasada sterowania częstotliwościowego sil- nika asynchronicznego klatkowego	15
1.3.4. Harmoniczne czasowe napięcia wyjściowego statycznych przekształtników częstotliwość- ci	16
1.3.5. Analiza i synteza silnika asynchronicznego - podstawowe problemy metodyczne	23
2. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM O REGULOWANEJ CZĘSTOTLIWOŚCI..	27
2.1. Wprowadzenie	27
2.2. Model matematyczny do analizy stanów dynamicznych	28
2.3. Model matematyczny do analizy stanu quasiustalo- nego	31
3. ANALIZA WPŁYWU NAPIĘCIA ODKSZTAŁCONEGO O REGULOWANEJ CZĘSTOTLIWOŚCI NA WŁASNOŚCI SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO..	38
3.1. Uwagi wstępne	38
3.2. Analiza wpływu napięcia odkształconego o regulo- wanej częstotliwości na własności energetyczne i eksploatacyjne silnika asynchronicznego	39
3.2.1. Straty dodatkowe od wyższych harmonicznch czasowych napięcia zasilającego	39
3.2.2. Momenty elektromagnetyczne od wyższych harmonicznch czasowych napięcia	43
3.2.3. Prędkość obrotowa silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regu- lowanej częstotliwości	48
3.3. Analiza wpływu napięcia odkształconego o regulowa- nej częstotliwości na własności dynamiczne silnika	51

4. METODYKA SYNTEZY PARAMETRÓW SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM	58
4.1. Uwagi wstępne	58
4.2. Metodyka syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego przy wykorzystaniu metod planowania eksperymentu	61
4.2.1. Wprowadzenie	61
4.2.2. Algorytm przekształcania wyjściowego modelu matematycznego	62
4.2.2.1. Podstawowy aparat matematyczny teorii planowania eksperymentów	62
4.2.2.2. Uzasadnienie możliwości planowania eksperymentów symulacyjnych	66
4.2.2.3. Badania przekrojowe i przekształcenie zmiennych	69
4.2.2.4. Zagadnienie wyboru planu eksperymentu	73
4.2.3. Algorytm syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym	76
5. PRZYKŁAD SYNTEZY PARAMETRÓW SCHEMATU ZASTĘPCZEGO SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM	81
5.1. Badania przekrojowe	81
5.1.1. Uwagi wstępne	81
5.1.2. Wpływ parametrów na własności silnika w stanie quasiustalonym	82
5.1.3. Wpływ parametrów na własności dynamiczne silnika	90
5.1.4. Nieliniowe przekształcenie zmiennych niezależnych	93
5.2. Badania zasadnicze	94
5.2.1. Wyznaczenie wielomianów aproksymujących	94
5.2.2. Ocena wpływu parametrów	100
5.3. Synteza parametrów schematu zastępczego	101
6. UWAGI I WNIOSKI	107
LITERATURA	111
DODATEK 1	117
DODATEK 2	118

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

$[b]$	- macierz współczynników wielomianu aproksymującego
F	- statystyka F - Snedecora
$i_a^s \max$	- maksymalna wartość chwilowa prądu fazowego stojana przy rozruchu bezpośrednim silnika [p.u.]*)
$\underline{i}_s$	- wektor przestrzenny prądu stojana [p.u.]
$\underline{i}_r$	- wektor przestrzenny prądu wirnika [p.u.]
I_b	- wartość bazowa prądu silnika [A]
I_1^s	- wartość skuteczna podstawowej harmonicznej prądu stojana [A]
I_{har}^s	- wartość skuteczna prądu stojana od wyższych harmonicznych [A]
I_y^s	- wartość skuteczna γ -tej harmonicznej prądu stojana [A]
I_N^s	- wartość znamionowa prądu stojana [A]
$[I_o]$	- macierz kolumnowa prądów silnika dla składowej stałej [p.u.]
$[I_6]$	- macierz kolumnowa prądów silnika dla 6-tej harmonicznej [p.u.]
J	- moment bezwładności silnika [$Nm \cdot s^2$]
$\underline{k}$	- uogólniony wektor przestrzenny
L_b	- wartość bazowa indukcyjności silnika [H]
M_b	- wartość bazowa momentu silnika [Nm]
M_e	- moment elektromagnetyczny silnika [p.u.]
M_{ey}	- moment elektromagnetyczny γ -tej harmonicznej [p.u.]
M_k	- moment krytyczny silnika [p.u.]
M_N	- moment znamionowy silnika [Nm]
M_{max}	- wartość amplitudy udarowego przejściowego momentu elektromagnetycznego przy rozruchu bezpośrednim silnika [p.u.]
M_{e0}	- składowa stała momentu elektromagnetycznego silnika [p.u.]

*) W pracy, dla oznaczenia wielkości wyrażonych w jednostkach względnych (bezwymiarowych), stosuje się skrót [p.u.] (oznaczenie zaczerpnięte z literatury anglosaskiej "per unit").

M_{e6}	- moment elektromagnetyczny 6-tej harmonicznej [p.u.]
M_m	- moment obciążenia [p.u.]
p	- liczba par biegunów
P_b	- wartość bazowa mocy silnika [kW]
$\sum \Delta P_{har}$	- sumaryczne straty dodatkowe od wyższych harmonicznych [kW]
$\Delta P_{Cu}^s har$	- straty w uzwojeniu stojana od harmonicznych [kW]
$\Delta P_{Cu}^r har$	- straty w uzwojeniu wirnika od harmonicznych [kW]
$\Delta P_{Fe} har$	- straty w żelazie od harmonicznych [kW]
P_N	- moc znamionowa silnika [kW]
R_s	- rezystancja fazy stojana [p.u.]
R_r	- rezystancja fazy wirnika sprowadzona na stronę stojana [p.u.]
$[R_6]$	- macierz rezystancji silnika dla 6-tej harmonicznej [p.u.]
s	- poślizg
s_γ	- poślizg dla γ -tej harmonicznej
t	- statystyka t-Studenta
t_b	- czas bazowy [s]
t_{rs}	- czas rozruchu bezpośredniego silnika [s]
T_m	- elektromechaniczna stała czasowa silnika [s]
$\underline{u}_s$	- wektor przestrzenny napięcia stojana [p.u.]
$\underline{u}_r$	- wektor przestrzenny napięcia wirnika [p.u.]
U_b	- wartość bazowa napięcia silnika [V]
U_1^s	- wartość skuteczna podstawowej harmonicznej napięcia stojana [V]
U_γ^s	- wartość skuteczna γ -tej harmonicznej napięcia stojana [V]
U_N^s	- wartość znamionowa napięcia silnika [V]
$[U_0]$	- macierz kolumnowa napięć silnika dla składowej stałej [p.u.]
$[U_6]$	- macierz kolumnowa napięć silnika dla 6-tej harmonicznej [p.u.]
y	- poszukiwana funkcja celu
$\hat{y}$	- oszacowanie poszukiwanej funkcji celu (wielomian aproksymujący)
Z_b	- wartość bazowa impedancji silnika [Ω]
$[Z_0]$	- macierz impedancji silnika dla składowej stałej [p.u.]

$[X_6]$	- macierz reaktancji silnika dla 6-tej harmonicznej [p.u.]
X_b	- wartość bazowa impedancji silnika [Ω]
X_{6s}	- reaktancja rozproszenia stojana silnika [p.u.]
X_{6r}	- reaktancja rozproszenia wirnika sprowadzona na stronę stojana [p.u.]
X_m	- reaktancja magnesująca silnika [p.u.]
X_i	- zmienna niezależna projektowania [p.u.]
α	- względna częstotliwość napięcia zasilającego silnik [p.u.]
β	- poślizg bezwzględny [p.u.]
β_k	- krytyczny poślizg bezwzględny [p.u.]
γ	- względna amplituda napięcia zasilającego silnika [p.u.]
δ	- wartość przeregulowania prędkości kątowej silnika przy rozruchu bezpośrednim [%]
δ_i	- miara krzywizny średniego przekroju
η	- sprawność silnika
γ	- rząd harmonicznej napięcia zasilającego
ξ_i	- przekształcona zmienna niezależna projektowania [p.u.]
$\underline{\psi}_s$	- wektor przestrzenny strumienia skojarzonego stojana [p.u.]
$\underline{\psi}_r$	- wektor przestrzenny strumienia skojarzonego wirnika [p.u.]
ψ_b	- wartość bazowa strumienia skojarzonego silnika [Vs]
$\sigma^2\{y\}$	- wariancja eksperymentu
σ_R^2	- wariancja resztowa
ω	- prędkość kątowa wirnika [p.u.]
ω_b	- wartość bazowa prędkości kątowej [rad/s]
ω_e	- pulsacja napięcia zasilającego [rad/s]
ω_{eN}	- wartość znamionowa pulsacji napięcia zasilającego [rad/s]
$\left \frac{\omega_6^r}{\omega_e} \right $	- amplituda pulsacji prędkości kątowej silnika od 6-tej harmonicznej [p.u.].
ω^r	- prędkość kątowa wirnika [rad/s].

1. WSTĘP

1.1. Wprowadzenie

Elektryczne układy napędowe stosowane w nowoczesnych procesach technologicznych powinny posiadać bardzo dobre własności eksploatacyjne. Między innymi wymagana jest: duża dokładność w utrzymywaniu stałej prędkości obrotowej, momentu napędowego, przyspieszenia, płynna regulacja prędkości obrotowej itp.

Podstawowe znaczenie mają obecnie układy napędowe z silnikami asynchronicznymi klatkowymi sterowanymi częstotliwościowo. Związane jest to z szybkim rozwojem energoelektroniki oraz teorii sterowania i przetwarzania informacji. Układy elektromechaniczne z silnikami asynchronicznymi zasilanymi ze statycznych przekształtników częstotliwości (SPCz) projektuje się najczęściej dla konkretnych seryjnych silników na napięcie o częstotliwości 50 Hz, dobranych według ogólnych zasad napędowych [7,26].

Silnik asynchroniczny zasilany z SPCz pracuje w warunkach odmiennych od tych, na jakie został zaprojektowany. W szczególności przy projektowaniu silnika asynchronicznego nie uwzględnia się tego, że:

- napięcie zasilania jest odkształcone i zawiera dużą ilość harmonicznych czasowych,
- częstotliwość jest zmienna i regulowana w przedziale

$$f_{s \min} \leq f_s \leq f_{s \max}$$

Szczególnie istotne znaczenie mają harmoniczne czasowe, których ilość zależy od rodzaju zastosowanego przekształtnika. Wyższe harmoniczne czasowe są źródłem dodatkowych strat, pasożytniczych momentów, zwiększonego hałasu, nierównomierności wirowania. Poszukuje się więc sposobów zminimalizowania: albo zawartości harmonicznych w widmie napięć wyjściowych SPCz, albo ujemnych skutków ich występowania.

Pierwszy sposób dotyczy poszukiwań takiego rozwiązania konstrukcji SPCz lub metody sterowania, aby otrzymać napięcia wyjściowe o minimalnym stopniu odkształcenia [8,48,49]. Optymalizacja czasowego przebiegu napięcia wyjściowego SPCz polega na szukaniu kompromisu między prostotą, ceną i zaletami eksploatacyjnymi

układu przekształtnika, a stopniem zbliżenia krzywej napięcia do idealnego przebiegu nieodkształconego. Minimalizacja wpływu napięcia odkształconego na własności eksploatacyjne i energetyczne napędu poprzez komplikację układów sterowania SPCz jest obecnie sposobem najczęściej i najchętniej stosowanym [48]. Jest to jednak rozwiązanie skomplikowane, a przez to drogie i o stosunkowo niskiej niezawodności.

Wydaje się więc, że obecnie nie są w stopniu dostatecznym wykorzystywane takie sposoby, których celem jest zminimalizowanie ujemnych skutków występowania harmonicznych czasowych w widmie napięć wyjściowych SPCz. Szczególnie mało uwagi poświęca się problemom wpływu odkształceń napięcia na pracę silnika, określeniu zakresu prawidłowej pracy przy założonym przebiegu napięcia oraz opracowaniu takiej konstrukcji silnika asynchronicznego, aby obwody magnetyczne i uzwojenia były dostosowane do pracy przy napięciach odkształconych. Uwzględnienie, w trakcie projektowania silników asynchronicznych specjalnego przeznaczenia i seryjnych, wpływu odkształcenia napięcia, pozwoli zmniejszyć wymagania odnośnie SPCz i ich układów sterowania.

Niektórzy autorzy, np. J.P. Kopyłow, twierdzą, że znaczne korzyści ekonomiczne i eksploatacyjne daje projektowanie układów elektromechanicznych wraz z silnikiem elektrycznym lub projektowanie specjalnego silnika dla danego układu elektromechanicznego [2,3,29].

Układ elektromechaniczny z indywidualnie zaprojektowanym silnikiem (konstrukcja silnika zapewnia optymalne własności statyczne i dynamiczne przy zasilaniu z konkretnego rodzaju SPCz) lub z silnikiem dobranym z typoszeregu, zoptymalizowanym pod kątem współpracy z SPCz, będzie miał zbliżone własności jak układ elektromechaniczny z klasycznym silnikiem produkcji seryjnej oraz skomplikowanym SPCz i układem sterowania [29]. Dodatkowe korzyści to: mniejsze koszty inwestycyjne i eksploatacyjne, większa niezawodność, mniejsze gabaryty.

Dlatego też optymalizacja własności eksploatacyjnych i energetycznych układów napędowych, z silnikiem asynchronicznym sterowanym częstotliwościowo, powinna polegać na szukaniu kompromisu między złożonością układów sterowania a właściwym dostosowaniem konstrukcji silnika do źródła zasilania i charakterystyki obciążenia.

Z powyższego wynika, że w przypadkach kompleksowego projektowania układów elektromechanicznych, należy w pierwszym etapie zaprojektować maszynę elektryczną posiadającą odpowiednie (lub optymalne) własności statyczne i dynamiczne. Zagadnienie optymalizacji konstrukcji silników asynchronicznych sprowadza się więc do rozwiązania zadania syntezy silnika, tzn. znalezienia takich parametrów, dla których obiekt posiada optymalne (lub odpowiednie) własności energetyczne i eksploatacyjne.

Obecnie projektowanie optymalne maszyn elektrycznych jest wdrażane głównie przy projektowaniu serii silników asynchronicznych ogólnego przeznaczenia, wykorzystując kryteria ciężarowo-gabarytowe i ekonomiczne (minimalny ciężar, odpowiednie wymiary, minimalne koszty produkcji i eksploatacji) [3,10,38]. Natomiast w bardzo ograniczonym zakresie są prowadzone prace nad optymalizacją silników asynchronicznych zasilanych z SPCz [2,13,17]. Prowadzenie prac w tym kierunku wymaga na wstępie rozwiązania szeregu problemów metodycznych. Jednym z nich jest poszukiwanie metod syntezy silników asynchronicznych zasilanych napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości. Ponadto jest niezbędne określenie kryteriów optymalizacji i ograniczeń charakterystycznych dla syntezy takich silników asynchronicznych [16,32,55].

Niniejsza praca stanowi próbę analizy wpływu napięcia odkształconego na własności statyczne i dynamiczne oraz rozwiązanie zadania syntezy silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości. Do rozwiązania zadania syntezy została wykorzystana matematyczna teoria planowania eksperymentu. Na bazie teorii planowania eksperymentu opracowano ogólną metodykę syntezy własności statycznych i dynamicznych silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym.

1.2. Cel, zakres i teza pracy

Podstawowym celem pracy jest opracowanie metodyki syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym przy wykorzystaniu teorii planowania eksperymentu.

Do zrealizowania powyższego celu niezbędne było:

- opracowanie modeli matematycznych silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości,
- przeprowadzenie analizy własności statycznych i dynamicznych silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości przy wykorzystaniu eksperymentów symulacyjnych w maszynie cyfrowej i analogowej,
- dokonanie analizy wpływu parametrów schematu zastępczego na własności energetyczne i eksploatacyjne silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym,
- przystosowanie oraz sprawdzenie przydatności aparatu matematycznego teorii planowania eksperymentów do syntezy własności silnika asynchronicznego, w szczególności zasilanego napięciem odkształconym,
- dokonanie syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym.

W pracy postawiono tezę, że:

Połączenie metod modelowania matematycznego z metodami planowania eksperymentu jest efektywnym środkiem syntezy parametrów silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym, umożliwiającym otrzymanie prostych równań obliczeniowych, wiążących wskaźniki energetyczne i dynamiczne z parametrami schematu zastępczego, wystarczająco dokładne i wygodne do optymalnego projektowania.

1.3. Założenia wstępne do analizy i syntezy silników asynchronicznych zasilanych napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości

1.3.1. Ogólna charakterystyka układu napędowego

Aby przeprowadzić syntezę parametrów silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym, niezbędne jest na wstępie określenie wymagań odnośnie charakterystyk napędu i silnika asynchronicznego. Wymagania, jakie stawia się charakterystykom regulowanego napędu asynchronicznego, są konsekwencją wymagań technologicz-

nych stawianych maszynie roboczej. Wymagania te, w zależności od rodzaju zastosowań, są bardzo rozmaite. Można jednak wyodrębnić najbardziej ogólne cechy, występujące praktycznie zawsze. Zależą one przede wszystkim od rodzaju pracy napędu i charakteru jego obciążenia. Wszystkie asynchroniczne napędy elektryczne można, ze względu na rodzaj pracy, podzielić na dwie grupy:

1. Napędy elektryczne pracujące głównie w warunkach pracy długotrwałej, ze stałym lub mało zmieniającym się momentem obciążenia, ze stosunkowo nieczęstymi rozruchami i zatrzymaniami.

2. Napędy elektryczne pracujące głównie w warunkach okresowo zmiennych, z występującymi na przemian rozruchami, nawrotami, hamowaniami, przy czym moment obciążenia jest zmienny (w szczególności udarowy).

W napędach pierwszej grupy podstawowe wymagania odnoszą się do charakterystyk statycznych: zapewnienie niezbędnej, wysokiej sztywności charakterystyk mechanicznych (w całym zakresie regulacji prędkości obrotowej), zapewnienie stabilności prędkości obrotowej przy zmianach obciążenia i częstotliwości, niezbędna przeciążalność w całym zakresie regulacji. Podstawowe wymagania odnośnie własności dynamicznych, to: ograniczenie prądów i momentu udarowego w czasie procesów przejściowych, płynność rozruchu, minimalny czas rozruchu.

Napędy elektryczne drugiej grupy stawiają bardzo duże wymagania własnościom dynamicznym i jakości procesów przejściowych. W szczególności są wymagane:

- minimalny czas trwania procesów przejściowych,
- minimalne przeregulowania,
- minimalne oscylacje prędkości i momentu,
- szybkie eliminowanie skutków zakłóceń od strony obciążenia i zasilania.

W zależności od grupy napędu, silnik asynchroniczny powinien charakteryzować się odmiennymi własnościami, a więc i w konsekwencji innymi parametrami konstrukcyjnymi. Zaprojektowanie silnika asynchronicznego, optymalnego z punktu widzenia wymagań stawianych przez obie powyższe grupy, jest praktycznie niemożliwe [5,8].

Optymalny silnik asynchroniczny w napędzie grupy pierwszej spowoduje, że wymagania, odnośnie struktury i parametrów układu sterowania, będą minimalne. Natomiast w napędach drugiej grupy

charakter pracy silnika wymaga zawsze obecności złożonego, zamkniętego układu sterowania, bez którego nie jest w ogóle możliwe kształtowanie własności statycznych i dynamicznych. Dlatego w drugim przypadku korzyści z zainstalowania optymalnego silnika są znacznie mniejsze, chociaż nie bez znaczenia ("lepszy" silnik - mniejsze wymagania odnośnie parametrów układów sterowania).

W dalszych rozważaniach ograniczono się do rozpatrywania silników asynchronicznych przeznaczonych do pracy w napędach grupy pierwszej.

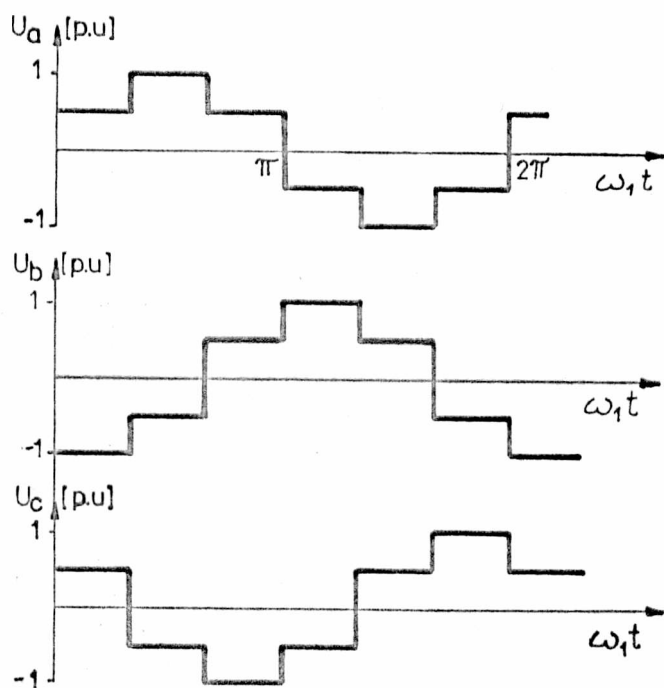
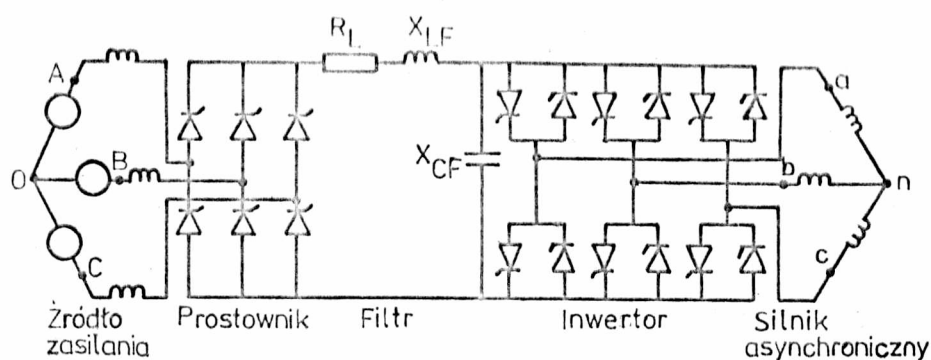
Wyszczególnione powyżej wymagania, stawiane napędom tego rodzaju, zostaną wykorzystane do formułowania funkcji celu i ograniczeń przy rozwiązywaniu zadania syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym.

1.3.2. Struktura układu napędowego

Przeprowadzenie szczegółowych analiz ilościowych wymaga, oprócz ograniczenia się do konkretnej grupy napędów, sprecyzowania struktury układu napędowego, a w szczególności określenia rodzaju statycznego źródła zasilania i związanego z nim kształtu napięcia. Przyjęto, że obiektem badań będzie silnik asynchroniczny zasilany z falownika napięciowego. Na rysunku 1.1a przedstawiono schemat ideowy układu. Układ składa się z 3-fazowego źródła mocy, 6-fazowego prostownika z odpowiednim filtrem RLC, 3-fazowego falownika i silnika asynchronicznego klatkowego. Układ pracuje jako otwarty, bez sprzężeń zwrotnych. Jest to tzw. układ ze sterowaniem zewnętrznym, w którym przekazywanie sygnałów sterujących, zadających częstotliwość napięcia wyjściowego SPCz, odbywa się poprzez urządzenia zewnętrzne, bez udziału samego silnika.

W powyższym układzie otrzymuje się na wyjściu falownika napięcie "schodkowe", przy czym ilość przełączeń ("schodków") zależy od ilości zastosowanych bloków inwertorowych. Kształt napięć zasilających fazy silnika, przyjęty do dalszych rozważań, przedstawiono na rysunku 1.1b.

Przyjęcie do dalszych rozważań układu napędowego o prostej strukturze jest uzasadnione tym, że:



Rys.1.1. Układ napędowy falownik napięciowy-silnik asynchroniczny klatkowy: a) schemat ideowy; b) przebieg napięć fazowych na wyjściu falownika napięciowego

- jest to układ tani i prosty w eksploatacji, przez co bardzo przydatny w zastosowaniach przemysłowych, wszędzie tam gdzie występują trudne warunki eksploatacji; szczególnie przydatny w napędach grupowych (włókiennictwo, obrabiarki, napęd anten radarowych itp.),

- zauważalne występowanie w nim niekorzystnych zjawisk związanych z odkształceniem napięcia zasilającego, może więc być przyjęty do rozważań jako przykładowy obiekt badań.

Omawiany układ napędowy był już przedmiotem badań wielu autorów, którzy analizowali podstawowe zjawiska w nim występujące.

Jednym z podstawowych problemów występujących w tym układzie jest jego niestabilność, występująca przy nieodpowiednio dobranych parametrach. Szczególnie silny wpływ na stabilność układu mają parametry filtra. Zagadnienie to szczegółowo omówiono w pracach [34,36].

Drugim podstawowym problemem w wyżej wymienionym układzie są pulsacje momentu i prędkości obrotowej silnika asynchronicznego w stanie ustalonym, wynikające z odkształcenia napięcia wyjściowego falownika. O ile problem niestabilności układu można wyeliminować przez odpowiedni dobór parametrów filtra, to pulsacje momentu i oscylacje prędkości są naturalną konsekwencją kształtu napięcia i nie można ich wyeliminować lecz jedynie zminimalizować. Podstawowe znaczenie w analizie tych zagadnień mają prace Krause i Lipo [35-37], którzy badali wpływ harmonicznych na pracę silnika asynchronicznego zasilanego z falownika napięciowego. W dalszych rozważaniach wykorzystano wyniki tych prac.

Założono, że układ jest w całym zakresie zmian częstotliwości stabilny i nie analizowano wpływu parametrów filtra na własności układu, gdyż zagadnienia te są omówione w [36].

Badano dwa typowe stany pracy: rozruch przez bezpośrednie załączenie na napięcie zasilające o zadanej, regulowanej częstotliwości oraz stan ustalony (quasiustalony) na danej częstotliwości. Wartość amplitudy napięcia jest określona z warunku stałości strumienia głównego. Układ jest obciążony stałym znamionowym momentem obciążenia.

Ograniczenie rozważań do układu o powyższej strukturze i ww stanów pracy, nie ogranicza od strony jakościowej ogólności otrzymanych wyników.

1.3.3. Zasada sterowania częstotliwościowego silnika asynchronicznego klatkowego

Zapewnienie podstawowych warunków statycznej pracy silnika asynchronicznego, w układzie przedstawionym na rys. 1.1, wymaga utrzymania stałej (znamionowej) wartości strumienia głównego lub strumienia całkowitego skojarzonego ze stojanem oraz ograniczenia poślizgu bezwzględne [53,56].

Najczęściej stosowane metody stabilizacji strumienia polegają na kształtowaniu charakterystyk napięcia zasilania w funkcji częstotliwości α i poślizgu β lub prądu stojana w funkcji poślizgu [8,56]. Są to metody pośrednie, według których stabilizowany jest w układzie otwartym moduł strumienia.

W dalszych rozważaniach ograniczono się do pierwszej metody stabilizacji.

Na podstawie równań opisujących działanie silnika w stanie ustalonym [53,56], można wyznaczyć amplitudę napięcia zasilającego jako

$$\gamma = \sqrt{\frac{(R_s R_r / w - \alpha \beta)^2 + (\alpha R_r X_s + \beta R_s X_r)^2 / w^2}{(R_r X_s / w)^2 + \beta^2}} \quad (1.1)$$

gdzie: $w = X_s X_r - X_m^2$.

Dla stałej wartości $|\psi_s| = \psi_{SN} = 1$, amplituda γ napięcia zasilającego jest funkcją częstotliwości α i poślizgu bezwzględnego β . Zależność $\gamma = f(\alpha, \beta)$, obliczoną na podstawie wzoru (1.1) dla silnika Sf-180-L-8 przedstawiono na rys. 1.2.

Regulacja amplitudy napięcia zasilającego silnik asynchroniczny według zasady (1.1) zapewnia, że charakterystyki mechaniczne silnika przy zmianie częstotliwości będą miały stałą sztywność i przeciążalność momentem.

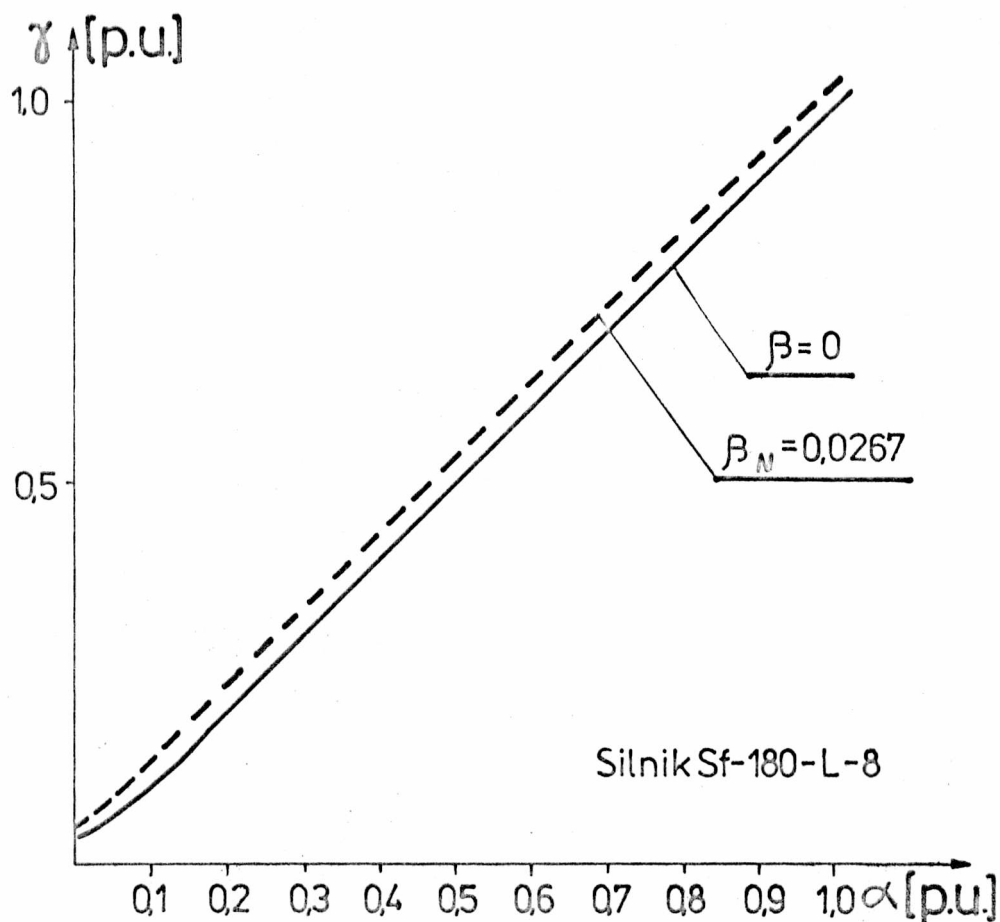
1.3.4. Harmoniczne czasowe napięcia wyjściowego statycznych przekształtników częstotliwości

W silniku asynchronicznym mogą występować dwa typy wyższych harmonicznych:

1) harmoniczne przestrzenne pola magnetycznego w szczelinie silnika, związane z rozłożeniem uzwojeń, obecnością żłobków oraz nasyceniem obwodu magnetycznego,

2) harmoniczne czasowe napięcia zasilającego.

Oba typy harmonicznych powodują powstawanie związanych z nimi prądów i składowych momentu obrotowego. Harmoniczne przestrzenne są szeroko omówione w literaturze, zwłaszcza w publikacjach poświęconych konstrukcji maszyn elektrycznych, jak np. [18, 38]. Znane są również sposoby eliminowania harmonicznych przestrzennych pola i zmniejszanie ich niepożądanego wpływu na charakterystyki silnika [13,18].



Rys.1.2. Zależność amplitudy napięcia zasilającego w funkcji częstotliwości i poślizgu przy sterowaniu według zasady $|\underline{\psi}_s|=1$ (dla silnika Sf-180-L-8)

Znacznie mniej publikacji poświęconych jest harmonicznemu czasowemu. Większość z nich pochodzi przeważnie z ostatnich lat [1,5,12,17,37]. Harmoniczne te mają istotne znaczenie dla napędów prądu przemiennego zasilanych ze statycznych przekształtników częstotliwości.

SPCz dają na wyjściu napięcie (lub prąd - w przypadku falowników prądowych) odbiegające kształtem od sinusoidalnego.

Wyższe harmoniczne czasowe, zawarte w napięciu zasilającym silnik asynchroniczny, są źródłem kilku niekorzystnych zjawisk, a przede wszystkim:

- dodatkowych strat mocy,
- pasożytniczych momentów obrotowych,
- nierównomierności wirowania wirnika.

Szczegółowa analiza ilościowa tych zjawisk będzie przeprowadzona w rozdziale 3.

Do analizy jakościowej zjawisk, związanych z występowaniem wyższych harmonicznym czasowych, stosuje się najczęściej zasadę superpozycji. Zakłada się, że maszyna jest nienasycona i pole w szczelinie powietrznej można traktować jako wynik nałożenia na siebie pól o różnych częstotliwościach. Niezbędne jest również przyjęcie, że pulsacje prędkości, wywołane wyższymi harmonicznymi, są pomijalnie małe. Według [53] zasadę superpozycji można zastosować w przypadkach, gdy pulsacje prędkości nie przekraczają 10% prędkości synchronicznej dla danej częstotliwości. Przyjęcie powyższych założeń pozwala rozpatrywać procesy w silniku oddzielnie dla każdej harmoniczej.

W ogólnym przypadku napięcie wyjściowe w półprzewodnikowych układach zasilania silników asynchronicznych spełnia warunki Dirichleta: a) liczba ekstremów występujących w okresie T jest ograniczona; b) w punktach nieciągłości x_n istnieje zarówno lewostronna granica funkcji $f(x_n-0)$, jak i prawostronna granica $f(x_n+0)$. Można więc zastosować w tym przypadku przekształcenie Fouriera i napięcie na uzwojeniu fazowym A silnika przedstawić następująco:

$$U_a = \sqrt{2} \sum_{\nu=1}^{\infty} U_{\nu} \sin(\omega_e \nu t - \varphi_{\nu}) \quad (1.2)$$

gdzie: $\nu=1,2,3,\dots$ - rząd harmoniczej napięcia.

Napięcia kolejnych wyższych harmonicznym tworzą w maszynie umowne wektory przestrzenne. Przy analizie wpływu odkształceń przebiegów napięciowych konieczne należy wyznaczyć kierunek wirowania tych wektorów.

Ujawianając kierunkowość wektorów przestrzennych poszczególnych harmonicznym napięcia można równanie (1.2) przedstawić w następującej postaci:

$$\begin{aligned} U_a = & \sum_{k=0}^{\infty} U_{(3k+1)} \sin[(3k+1)\omega_e t - \varphi_{(3k+1)}] + \\ & + \sum_{l=1}^{\infty} U_{(3l-1)} \sin[(3l-1)\omega_e t - \varphi_{(3l-1)}] + \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} U_{3m} \sin(3m\omega_e t - \varphi_{3m}). \end{aligned} \quad (1.3)$$

Poszczególne sumy we wzorze (1.3) odpowiadają składowym współbieżnym, przeciwbieżnym i zerowym. Wektory odpowiadające dwóm pierwszym sumom tworzą wypadkowy wektor przestrzenny, stosowany powszechnie do wektorowego opisu silników asynchronicznych [56].

Napięcie o kształcie przedstawionym na rys. 1.1 nie zawiera składowej zerowej, dlatego z równania (1.3) odpada trzeci człon.

Wybrany do dalszych rozważań przebieg napięcia można przedstawić, po rozłożeniu w szereg Fouriera, w następującej postaci:

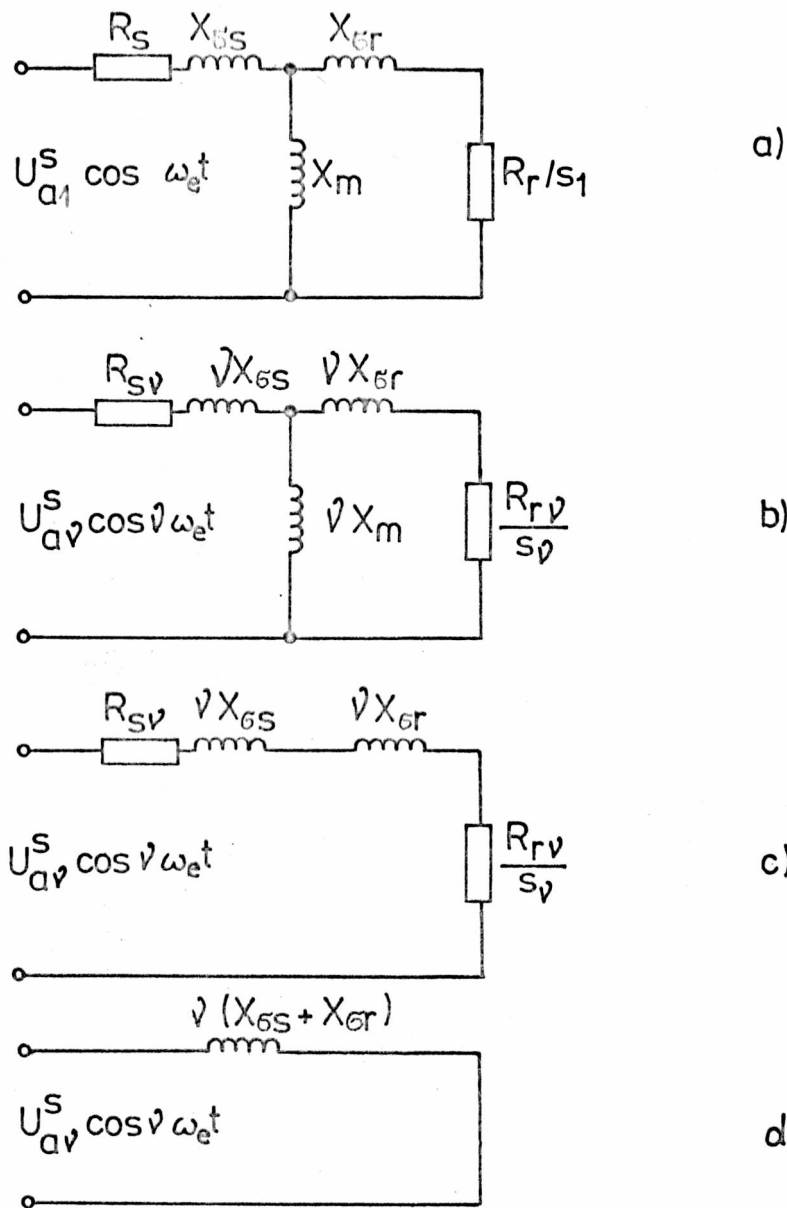
$$U_a = U_1 \cos \omega_e t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_e t - \frac{1}{7} \cos 7\omega_e t + \frac{1}{11} \cos 11\omega_e t + \dots \quad (1.4)$$

gdzie: U_1 - amplituda składowej podstawowej napięcia zasilającego równa amplitudzie napięcia sinusoidalnego.

Tak więc, w czasie normalnej pracy silnika, jego napięcie fazowe można traktować jako szereg układów 3-fazowych, formowanych przez składową podstawową i składowe harmoniczne rzędu $\nu = 6n \pm 1$ ($n=1,2,\dots$). Znak (+) dotyczy harmonicznych współbieżnych, a znak (-) dotyczy harmonicznych przeciwbieżnych. Amplituda poszczególnych harmonicznych jest odwrotnie proporcjonalna do rzędu harmonicznej.

W sytuacji, gdy silnik asynchroniczny jest zasilany napięciem odkształconym, klasyczny schemat zastępczy fazy silnika jest prawdziwy tylko dla składowej podstawowej (rys. 1.3a). Schemat ten można przystosować dla napięć i prądów ν -tej harmonicznej w sposób przedstawiony na rys. 1.3b. Wszystkie reaktancje są przemnożone przez ν , a rezystancje stojana i wirnika są zwiększone na skutek efektu wypierania prądu przy częstotliwości harmonicznej.

Wielu autorów zaleca stosowanie dla wyższych harmonicznych bardziej uproszczonego schematu zastępczego (rys. 1.3c), wychodząc z założenia, że rezystancje są pomijalnie małe, a poślizg dla tych harmonicznych jest w przybliżeniu równy 1 [23,27]. Przyjęcie powyższych uproszczeń jest możliwe tylko w przedziale 10-50 Hz i w przypadkach, gdy reaktancja magnesująca X_m jest znacznie większa od reaktancji rozproszenia wirnika i stojana. Poniżej 10 Hz należy stosować schemat zastępczy z rys. 1.3b.



Rys.1.3. Schemat zastępczy fazy silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym: a - dla składowej podstawowej napięcia zasilającego, b - dla wyższych harmonicznych z uwzględnieniem wypierania i nasycenia, c - dla wyższych harmonicznych z pominięciem gałęzi X_m , d - dla wyższych harmonicznych z pominięciem rezystancji

Poślizg wirnika w odniesieniu do harmonicznego pola stojana, o prędkości synchronicznej $\gamma \omega_e$ można przedstawić następująco:

$$s_\gamma = \frac{\gamma \omega_e \mp \omega_r}{\gamma \omega_e} = \frac{(\gamma \mp 1) \pm s_1}{\gamma}, \quad (1.5)$$

- (+) - dla harmoniczných współbieżnych,
 (-) - dla harmoniczných przeciwbieżnych.

Jeżeli prędkość silnika zmieni się od synchronicznej do zatrzymania się, to poślizg s_1 zmieni się od 0 do 1, a poślizg s_γ składowych harmoniczných zmieni się nieznacznie ($s_5 = 1.2-1$, $s_7 = 0.875-1$). Dla wyższych harmoniczných praktycznie można przyjąć, że $s_\gamma \approx 1$. Z zależności (1.5) oraz warunku $s_\gamma \approx 1$ wynika, że poślizg wirnika względem pól pochodzących od wyższych harmoniczných praktycznie nie zależy od obciążenia na wale silnika. W konsekwencji, amplitudy prądów harmoniczných praktycznie nie zależą od warunków pracy silnika i wielkości obciążenia.

Aby zbadać wpływ wyższych harmoniczných na własności energetyczne silnika została wykorzystana metoda omówiona szczegółowo w [1]. Polega ona na wyznaczeniu widm napięć zasilających silnik, prądów dla kolejnych harmoniczných oraz odpowiadających im strat.

Dodatkowe straty wywołane w silniku przez wyższe harmoniczne napięcia obejmują straty w miedzi uzwojeń stojana i wirnika oraz straty w rdzeniu.

Straty w miedzi stojana zależą od skutecznej wartości prądu, wyznaczonej przy uwzględnieniu odkształceń według wzoru:

$$I_{\text{wyp}}^s = \sqrt{(I_1^s)^2 + (I_{\text{har}}^s)^2} \quad (1.6)$$

gdzie: I_1^s - wartość skuteczna dla podstawowej harmonicznej, określona przez rodzaj pracy silnika, tzn. prąd biegu jałowego lub obciążenia,

I_{har}^s - wartość skuteczna wypadkowego prądu od wyższych harmoniczných obliczona wg zależności (1.7)

$$I_{\text{har}}^s = \sqrt{\sum_{\gamma=5}^{\gamma=6n \pm 1} (I_\gamma^s)^2} = \sqrt{(I_5^s)^2 + (I_7^s)^2 + (I_{11}^s)^2 + \dots + (I_\gamma^s)^2}, \quad (1.7)$$

($n = 2, 3, 4, \dots$).

Wykorzystując przybliżoną metodę, przedstawioną w [11], można określić kolejne prądy harmoniczne przybliżonymi zależnościami:

$$I_{\gamma}^s \approx I_{m\gamma} + I_{zw\gamma}^r, \quad (1.8)$$

$$I_{m\gamma} \approx I_{m1} \frac{U_{\gamma}^s}{U_1^s}, \quad (1.9)$$

$$I_{zw\gamma}^r = \frac{U_{\gamma}^s}{\sqrt{R_{zw\gamma}^2 + X_{zw\gamma}^2}}, \quad (1.10)$$

gdzie: I_{m1} - prąd magnesujący dla składowej podstawowej napięcia,

$I_{m\gamma}$ - prąd magnesujący dla wyższych harmonicznnych napięcia,

$I_{zw\gamma}^r$ - prąd zwarcia wirnika od wyższych harmonicznnych napięcia,

U_1^s - wartość skuteczna napięcia fazowego harmonicznej podstawowej,

U_{γ}^s - wartość skuteczna napięcia fazowego wyższych harmonicznnych.

Do obliczeń parametrów silnika wykorzystano schemat zastępczy z rys. 1.3b, z uwzględnieniem zmian parametrów na skutek wypierania prądów i nasycenia.

Do obliczenia strat dodatkowych od wyższych harmonicznnych wykorzystano następujące zależności (wg [11]):

$$\sum \Delta P_{har} = \sum_{\gamma} \Delta P_{Cu har}^s + \sum_{\gamma} \Delta P_{Cu har}^r + \sum_{\gamma} \Delta P_{Fe har} \quad (1.11)$$

$$\Delta P_{Cu har}^s = 3R_{s\gamma} (I_{har}^s)^2, \quad (1.12)$$

$$\Delta P_{Cu har}^r = 3R_{r\gamma} (I_{zw\gamma}^r)^2, \quad (1.13)$$

$$\Delta P_{Fe har} \approx \Delta P_{Fe1} \frac{(U_{\gamma}^s/U_1^s)^2}{\sqrt{\gamma}} \quad (1.14)$$

$$\gamma = 6n \pm 1, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

gdzie: ΔP_{Fe1} - sumaryczne straty w rdzeniu (od prądów wirowych i histerezy) dla podstawowej harmonicznej.

Zależności (1.5)-(1.14) zostały wykorzystane w algorytmie obliczeń strat dodatkowych od wyższych harmonicznych napięcia.

1.3.5. Analiza i synteza silnika asynchronicznego - - podstawowe problemy metodyczne

Dowolny układ elektromechaniczny można scharakteryzować za pomocą:

- zbioru cech fizycznych i konstrukcyjnych,
- zbioru parametrów wchodzących do równań statyki i dynamiki,
- charakterystyk, własności i wskaźników eksploatacyjnych.

Na przykład, każdy elektromechaniczny przetwornik energii można scharakteryzować za pomocą: wymiarów geometrycznych przetwornika lub jego podzespołów, parametrów elektromagnetycznych uzwojeń (rezystancje i reaktancje), charakterystyk statycznych i dynamicznych, wskaźników eksploatacyjnych (niezawodność, sprawność, współczynnik mocy, koszty eksploatacji i ciężar itp.) [20, 281].

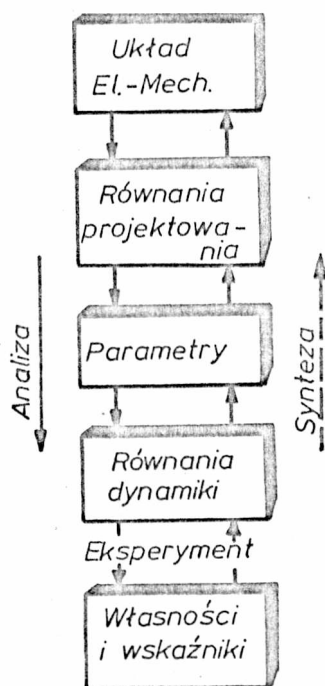
Związki między cechami konstrukcyjnymi i fizycznymi obiektu elektromechanicznego a jego parametrami, często umownie zwane "równaniami projektowania", odzwierciedlają działanie szeregu praw fizycznych. Z kolei parametry wchodzą do tzw. "równań dynamiki", rozwiązanie których pozwala otrzymać interesujące własności i wskaźniki.

Równania projektowania i dynamiki tworzą model matematyczny układu elektromechanicznego. Tak zdefiniowany model matematyczny, ma z reguły postać równań różniczkowych, całkowych, zestawów tabel, wykresów itp.

W badaniach modelowych układów elektromechanicznych występują dwie grupy zadań badawczych: analiza i synteza [20,461].

Rozwiązanie zadania analizy układu elektromechanicznego polega na określeniu wybranych własności lub wskaźników, charakteryzujących jednoznacznie obiekt, dla przyjętych wartości parametrów lub cech fizycznych i konstrukcyjnych. Na rys. 1.4 kierunek prowadzenia analizy został zaznaczony linią ciągłą.

Zadanie syntezy prostych i złożonych obiektów jest najpoważniejszym etapem w procesie ich konstruowania, umożliwiającym znalezienie projektu optymalnego.



Rys.1.4. Idea analizy i syntezy układów elektromechanicznych

Rozwiązanie zadania syntezy polega na określeniu takich wartości parametrów (lub cech fizycznych i konstrukcyjnych), dla których obiekt ma optymalne lub pożądane właściwości (wskaźniki). Na rys. 1.4 kierunek rozwiązywania syntezy został zaznaczony linią przerywaną.

Rozwiązanie zadania syntezy jest niewspółmiernie trudniejsze od zadania analizy, nawet w przypadkach, gdy struktura obiektu jest znana. Do jego rozwiązania niezbędne jest zastosowanie współczesnych metod matematycznych oraz cyfrowej techniki obliczeniowej.

Trudności z rozwiązaniem zadania syntezy są spowodowane faktem, że równania elektromechaniczne, wiążące własności z parametrami (równania dynamiki) i równania projektowania, wiążące parametry z cechami fizycznymi i konstrukcyjnymi, są nieliniowe i nie dają się w pełnej postaci rozwiązać analitycznie. Tej klasy modele matematyczne są z natury swojej przeznaczone do rozwiązywania zadań analizy i w takiej postaci nie nadają się do rozwiązywania zadań syntezy. Stąd też wynika problem sformułowania modeli matematycznych maksymalnie przystosowanych do rozwiązywania zadań syntezy.

Najkorzystniejsze są do tego celu modele w postaci wielomianu n -tego stopnia

$$y = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_s) \quad (1.15)$$

wiązące wielkości wyjściowe y (wielkości, które chce się optymalizować lub wielkości, na które są nałożone ograniczenia) z wielkościami x_i - zmiennymi niezależnymi podczas syntetyzowania.

Jako wielkości y mogą być przyjmowane wielkości i wskaźniki charakteryzujące własności energetyczne i eksploatacyjne maszyny w różnych stanach pracy. Jako wielkości x mogą być przyjmowane parametry elektryczne i mechaniczne układu, np. rezystancje i reaktancje maszyny.

W dalszym ciągu wyjściowy model matematyczny, przeznaczony do rozwiązywania zadań analizy, będzie określany jako dynamiczny model matematyczny. Natomiast model matematyczny w postaci wielo-

mianu (1.15), przystosowany do rozwiązywania zadań syntezy i otrzymany poprzez przekształcenie modelu dynamicznego, będzie określany jako statyczny model matematyczny.

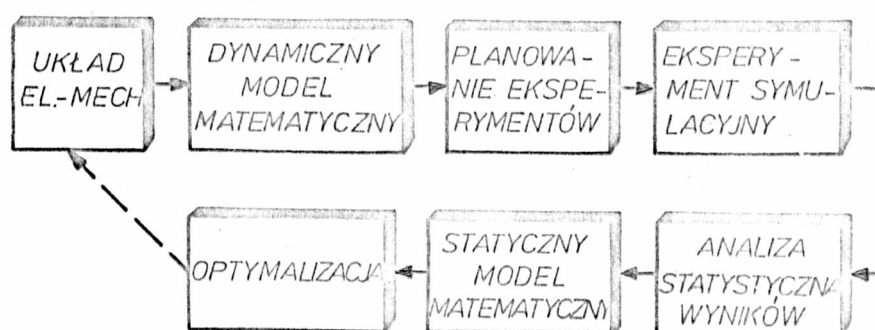
W procesie przekształcania modelu "dynamicznego" do "statycznego" część informacji zawartej w modelu wyjściowym jest tracona (np. wielkość czasu). W dalszym ciągu pod pojęciem przekształcania modelu matematycznego będzie rozumieć się procedurę przechodzenia od bardziej ogólnego i pełnego modelu (ale niedogodnego do zadań syntezy), do modeli cząstkowych, tzn. zawierających tylko część z informacji występującej w pełnym modelu.

Dysponując statycznym modelem matematycznym w postaci (1.15) można do rozwiązywania zadania syntezy wykorzystywać standardowe metody optymalizacji, np. mnożniki Lagrange'a, programowanie liniowe, metody gradientowe.

Modele matematyczne w postaci (1.15) umożliwiają rozwiązywanie następujących zadań:

- określenie wartości wskaźników przy zmianie parametrów w określonym zakresie wartości,
- określenie wartości parametrów, przy których wskaźnik spełnia przyjęte ograniczenia,
- określenie wartości parametrów, przy których wskaźnik ma wartość optymalną w określonym sensie.

Na rys. 1.5 przedstawiono schemat ideowy ilustrujący kolejne kroki postępowania przy tworzeniu statycznych modeli matematycznych przy wykorzystaniu matematycznej teorii planowania eksperymentu.



Rys.1.5. Schemat procedury tworzenia statycznych modeli matematycznych

Matematyczna teoria eksperymentu [24,39,45] umożliwia na podstawie zbioru wielkości x i y wyznaczenie modelu matematycznego w postaci wielomianu, będącego częścią rozwinięcia zależności (1.15) w szereg Taylora

$$\hat{y}_k = b_0 + \sum_{i=1}^s b_i x_i + \sum_{i=1}^s b_{ij} x_i x_j + \dots + \sum_{i=1}^s b_{ii} x_i^2 + \dots \quad (1.16)$$

gdzie: $\hat{y}_k$ - oszacowanie poszukiwanej funkcji $y_k(x_1, \dots, x_s)$,
 $b_0, b_i, b_{ij}, \dots$ - współczynniki wielomianu aproksymującego,

x_i, x_j, x_s - zmienne niezależne.

Model dynamiczny jest podstawą do serii eksperymentów symulacyjnych w maszynie cyfrowej lub analogowej, przy czym eksperymenty te różnią się tym od wykonywanych w zadaniach analizy, że są w specyficzny sposób zorganizowane (zaplanowane).

W literaturze można znaleźć szereg prób zastosowania teorii planowania eksperymentów do analizy i syntezy układów elektromechanicznych [3,4,21,25,31,38,40,43,44,50,54,57]. Istnieje jednak duża rozpiętość poglądów na temat zasadności stosowania metody planowania eksperymentów, gdy brak jest "szumu losowego" lub gdy wariancja wyników na modelu jest mała w stosunku do wariancji w układzie rzeczywistym [14,21,29,40].

W rozdziale 4 zostanie uzasadniona i szczegółowo omówiona metodyka wykorzystania teorii planowania eksperymentów do przekształcenia dynamicznego modelu matematycznego silnika asynchronicznego klatkowego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości.

2. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM O REGULOWANEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

2.1. Wprowadzenie

Odkształcenie napięcia zasilającego silnik asynchroniczny powoduje powstanie harmonicznych czasowych w polu maszyny. Analiza zjawisk wywołanych przez harmoniczne czasowe wymaga utworzenia odpowiedniego modelu matematycznego.

We wcześniejszych pracach stosowano różne podejścia do zagadnienia wyznaczania prądów, strat i pulsacji momentu elektromagnetycznego. Modelem powszechnie używanym do obliczeń wartości poszczególnych wskaźników w stanie ustalonym był 1-fazowy schemat zastępczy silnika asynchronicznego. Klingshirn i Jordan [27] podali metodę obliczania prądów, strat w stanie ustalonym używając 1-fazowego schematu zastępczego dla γ -tej harmonicznej napięcia. Pominęli problem pulsacji momentu oraz prędkości i obliczenia ograniczyli do częstotliwości rzędu 15 Hz. Jain [22], również, na podstawie 1-fazowego schematu zastępczego, wyznaczył ogólne równanie na przybliżoną (z pominięciem rezystancji stojana) wartość średnią momentu, uwzględniając wpływ wyższych harmonicznych napięcia. Ward, Kazi i Farkas [58] wyprowadzili wyrażenie dla chwilowej wartości momentu przez obliczenie 4 wartości własnych równania charakterystycznego układu. Sabbagh i Shewan [52] również wyznaczyli wyrażenie dla wartości chwilowej momentu z wykorzystaniem transformacji składowych symetrycznych.

Krause [34] za pomocą odpowiedniej transformacji zredukował obliczenia momentu chwilowego w stanie ustalonym do problemu algebraicznego. Równania opisujące działanie układu zostały zlinearyzowane przez przyjęcie stałej prędkości wirnika oraz stałego napięcia wejściowego falownika zasilającego silnik asynchroniczny. W rzeczywistym układzie ani prędkość wirnika, ani napięcie na zaciskach falownika nie są stałe. Momenty harmoniczne działające na wirnik silnika powodują oscylacje prędkości.

W pracy [35] podano metodę obliczania pulsacji momentu i prędkości przy zasilaniu silnika z falownika napięciowego napięciem o założonym kształcie. Metoda ta stała się w niniejszej

pracy punktem wyjścia do utworzenia modelu matematycznego umożliwiającego analizę pracy ustalonej (quasiustalonej) silnika zasilanego napięciem odkształconym.

2.2. Model matematyczny do analizy stanów dynamicznych

Jak zostało to już stwierdzone w rozdz. 1.3.4, poszczególne sumy we wzorze (1.3) odpowiadają składowym zgodnym, przeciwnym i zerowym. Wektory odpowiadające dwóm pierwszym sumom tworzą wypadkowy wektor przestrzenny stosowany powszechnie do wektorowego opisu silników asynchronicznych. Wprowadzenie wektorów przestrzennych, jednoznacznie przyporządkowanych wektorom fazowym (napięć, prądów, strumieni skojarzonych), zdefiniowanych jako:

$$\underline{k} = \frac{2}{3} (\underline{1}k_A + \underline{a}k_B + \underline{a}^2k_C), \quad (2.1)$$

gdzie:

$$\underline{a} = e^{j \frac{2\pi}{3}}; \quad \underline{a}^2 = e^{-j \frac{2\pi}{3}};$$

k_A, k_B, k_C - przebiegi chwilowe składowych fazowych
(np. napięć, prądów lub strumieni skojarzonych),

nie wprowadza żadnych ograniczeń do czasowych przebiegów wielkości fazowych. Dlatego model matematyczny otrzymany na podstawie wektorów przestrzennych można stosować do analizy dowolnych stanów przejściowych oraz przebiegów odkształconych. Jedynie w przypadku występowania składowych zerowych należy je dodatkowo uwzględnić, gdyż wektory przestrzenne ich nie obejmują [56].

Ponieważ tyrystorowe układy zasilające, brane pod uwagę w niniejszej pracy, ze szczególnym uwzględnieniem falowników napięciowych o schodkowym napięciu wyjściowym (rys. 1.1b) nie generują składowych zerowych, można zastosować opis matematyczny silnika asynchronicznego uzyskany za pomocą wektorów przestrzennych.

Model matematyczny maszyny asynchronicznej tworzy się przy następujących założeniach upraszczających [7,29,47]:

- rozłożone uzwojenia stojana i wirnika reprezentowane są przez parametry skupione,
- uzwojenia stojana i wirnika są symetryczne,

- szczelina powietrzna jest równomierna,
- uzwojenia maszyny są rozłożone sinusoidalnie (nie uwzględnia się harmoniczných przestrzenných),
- nie uwzględnia się nasycenia obwodu magnetycznego, prądów wirowych i histerezy.

Po wprowadzeniu uogólnionych wektorów przestrzenných napięć, prądów, strumieni skojarzonych, określonych w układzie współrzędnych prostokątných wirującym z prędkością ω_x :

$$\underline{k}_{\omega_x} = \underline{k} e^{-j\varphi_x}, \quad (2.2)$$

gdzie: $\underline{k}$ - wektor przestrzenny zapisany ogólnie za pomocą wzoru (2.1),

φ_x - kąt zawarty między wektorem $\underline{k}$ i osią układu współrzędnych prostokątných wirujących z prędkością ω_x .

model matematyczny silnika asynchronicznego można zapisać w następującej postaci (po sprowadzeniu wielkości wirnika do obwodu stojana i przyjęciu jednostek względnych):

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \underline{\psi}_s + j \underline{\psi}_s \omega_x \quad (2.3)$$

$$\underline{u}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \underline{\psi}_r + j \underline{\psi}_r (\omega_x - \omega) \quad (2.4)$$

$$\underline{\psi}_s = X_s \underline{i}_s + X_m \underline{i}_r \quad (2.5)$$

$$\underline{\psi}_r = X_r \underline{i}_r + X_m \underline{i}_s \quad (2.6)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{T_M} [I_m (\hat{\psi}_s \underline{i}_s) - M_o], \quad (2.7)$$

gdzie: $\hat{\psi}_s$ - sprzężony wektor strumienia skojarzonego stojana,

$$T_M = \frac{J \omega_b}{M_b} = \frac{J \omega_b^2}{\frac{3}{2} U_b I_b p^2},$$

$$X_s = X_{\sigma s} + X_m, \quad X_r = X_{\sigma r} + X_m.$$

Do analizy procesów dynamiczných silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym przyjmuje się model maszyny (2.3)-(2.7) zapisany w układzie współrzędnych (x y 0) wirujący

synchronicznie z prędkością kątową pola maszyny ($\omega_x = \omega_e$).
Równania te po rozłożeniu wektorów przestrzennych na dwie współrzędne prostokątne:

$$\underline{k} \omega_e = k_x + jk_y, \quad (2.8)$$

i wykonaniu pewnych przekształceń, przyjmują następującą postać:

$$[u] = [R][i] + [X] \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt}[i], \quad (2.9)$$

gdzie:

$$[u] = \text{col} (u_x^s, u_y^s, 0, 0); \quad (2.10)$$

$$[i] = \text{col} (i_x^s, i_y^s, i_x^r, i_y^r); \quad (2.11)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & -\alpha X_s & 0 & -\alpha X_m \\ \alpha X_s & R_s & \alpha X_m & 0 \\ 0 & -\alpha s X_m & R_r & -\alpha s X_r \\ \alpha s X_m & 0 & \alpha s X_m & R_r \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

$$[X] = \begin{bmatrix} X_s & 0 & X_m & 0 \\ 0 & X_s & 0 & X_m \\ X_m & 0 & X_r & 0 \\ 0 & X_m & 0 & X_r \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

gdzie: $s = \frac{\omega_e - \omega^r}{\omega_e}$ - poślizg względny,

$\alpha = \frac{\omega_e}{\omega_b}$ - częstotliwość względna napięcia zasilającego,

oraz

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{T_M} [X_m (i_y^s i_x^r - i_x^s i_y^r) - M_0]. \quad (2.14)$$

Napięcie schodkowe zasilające silnika (rys. 1.1b) można przedstawić w postaci szeregu Fouriera (wzór (1.4)).

W czasie normalnej pracy układu, napięcie fazowe stojana można traktować jako szereg 3-fazowych układów formowanych przez składową podstawową i składowe harmoniczne rzędu $(6n \pm 1)$ ($n=1, 2, \dots$).

Transformacja tego napięcia do układu osi wirujących synchronicznie z polem stojana powoduje, że napięcia i prądy po

transformacji zawierają składową stałą i harmoniczne rzędu $6n$.
Napięcia osiowe przyjmują postać:

$$u_x^s = \hat{u} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega_e t - \frac{2}{143} \cos 12\omega_e t + \dots \right) \quad (2.15)$$

$$u_y^s = -\hat{u} \left(\frac{12}{35} \sin 6\omega_e t - \frac{24}{143} \sin 12\omega_e t + \dots \right), \quad (2.16)$$

gdzie: $\hat{u}$ - wartość względna napięcia zasilającego, określona zależnością (1.1).

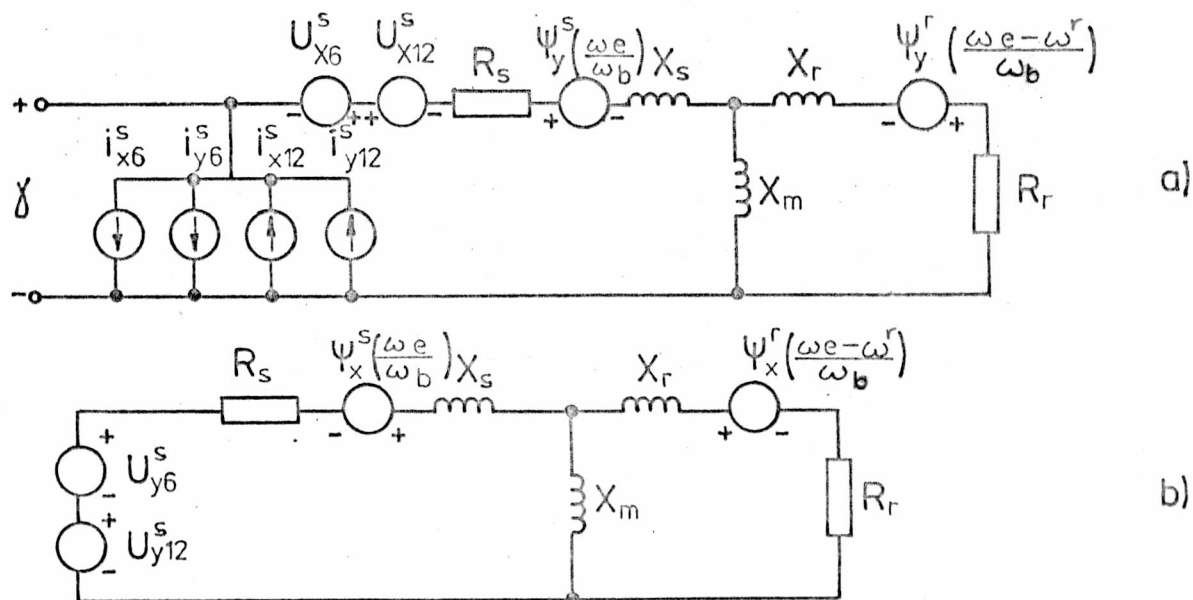
Równania (2.9)-(2.14) opisują zachowanie się silnika asynchronicznego przy zasilaniu napięciem odkształconym w dynamicznych stanach pracy. Jednakże, wskutek istnienia nieskończonych szeregów współczynników zmiennych w czasie w (2.15) i (2.16), pożądane jest uproszczenie tych równań do postaci, która dostatecznie dokładnie przybliży rzeczywistą odpowiedź układu. Jeśli częstotliwość nie jest bliska zeru, to dominują 5-ta i 7-ma harmoniczne, natomiast wpływ 11, 13 i wyższych można pominąć.

W układzie $(xy0)$ harmoniczne 5-ta i 7-ma są transformowane do 6-tej harmonicznej, 11-ta i 13-ta do 12-tej harmonicznej itd. Jeżeli zakłada się pominięcie wpływu 11, 13 i wyższych harmonicznych napięcia fazowego, to we wzorach (2.15) i (2.16) należy pominąć 12 i wyższe harmoniczne.

2.3. Model matematyczny do analizy stanów ustalonych (quasiustalonych)

Traktując stan ustalony jako przypadek szczególny stanu dynamicznego układu elektromechanicznego, dynamiczny model matematyczny przedstawiony w poprzednim punkcie może stanowić punkt wyjściowy do konstrukcji modelu do analizy stanu ustalonego (quasiustalonego) silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym, tj. do określenia wartości pulsacji momentu elektromagnetycznego i prędkości kątowej wirnika.

Jeżeli układ napędowy jest stabilny, to wszystkie zmienne w stanie ustalonym przetransformowane do układu osi $(xy0)$ (napięcia, prądy, moment, prędkość wirnika) będą zawierać składową stałą oraz 6-tą, 12-tą i wyższe harmoniczne o wielokrotności 6. Na rys. 2.1 przedstawiono schemat zastępczy silnika asynchronicznego w układzie współrzędnych $(xy0)$ zasilanego napięciem "schodkowym" z uwzględnieniem 6 i 12 harmonicznych.



Rys.2.1. Schemat zastępczy silnika asynchronicznego w układzie współrzędnych (xy0) zasilanego napięciem "schodkowym": a) dla osi x; b) dla osi y

Ponieważ przyjęto założenie, że wpływ 12-tej i wyższych harmonicznych jest pomijalny, to wszystkie zmienne można zapisać jako sumy składowych stałych i 6-tych harmonicznych:

$$u_x^s = u_{x0}^s + u_{x6}^s = u_{x0}^s + u_{xa}^s \cos 6\omega_e t + u_{xb}^s \sin 6\omega_e t \quad (2.17)$$

$$i_x^s = i_{x0}^s + i_{x6}^s = i_{x0}^s + i_{xa}^s \cos 6\omega_e t + i_{xb}^s \sin 6\omega_e t \quad (2.18)$$

$$M_e = M_{e0} + M_{e6} = M_{e0} + M_{ea} \cos 6\omega_e t + M_{eb} \sin 6\omega_e t \quad (2.19)$$

$$\omega^r = \omega_0^r + \omega_6^r = \omega_0^r + \omega_a^r \cos 6\omega_e t + \omega_b^r \sin 6\omega_e t \quad (2.20)$$

gdzie: $u_{x0}^s, i_{x0}^s, M_{e0}, \omega_0^r$ - odpowiednio składowe stałe napięcia i prądu osiowego stojana, momentu, prędkości kątowej,

$u_{xa}^s, i_{xa}^s, M_{ea}, \omega_a^r$ - odpowiednio składowe czynne 6-tej harmonicznej napięcia i prądu osiowego stojana, momentu, prędkości kątowej,

$u_{xb}^s, i_{xb}^s, M_{eb}, \omega_b^r$ - odpowiednio składowe bierne 6-tej harmonicznej,

i podobnie dla $u_y^s, i_y^s, u_y^r, i_y^r$. Podstawiając te zależności do (2.9)-(2.14) otrzymuje się układ równań zawierający tylko składowe stałe i 6-te harmoniczne poszczególnych zmiennych. Po uporządkowaniu składników o tej samej częstotliwości, powstają dwa układy równań: I - zawierający tylko składniki stałe; II - składniki 6-tej harmonicznej.

Układ równań dla składowej stałej ma postać następującą:

$$[U_o] = [Z_o][I_o] + \frac{1}{2\omega_b} [G][II], \quad (2.21)$$

$$\text{gdzie: } [U_o] = \text{col}(u_{xo}^s; u_{yo}^s; 0; 0); \quad (2.22)$$

$$[I_o] = \text{col}(i_{xo}^s; i_{yo}^s; i_{xo}^r; i_{yo}^r); \quad (2.23)$$

$$[II] = \text{col}(i_{xa}^s; i_{xb}^s; i_{ya}^s; i_{yb}^s; i_{xa}^r; i_{xb}^r; i_{ya}^r; i_{yb}^r); \quad (2.24)$$

$$[Z_o] = \begin{bmatrix} R_s & -\alpha X_s & 0 & -\alpha X_m \\ \alpha X_s & R_s & \alpha X_m & 0 \\ 0 & -\alpha s_o X_m & R_r & -\alpha s_o X_r \\ \alpha s_o X_m & 0 & \alpha s_o X_r & R_r \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_a^r X_m & -\omega_b^r X_m & 0 & 0 & -\omega_a^r X_r & -\omega_b^r X_r \\ \omega_a^r X_m & \omega_b^r X_m & 0 & 0 & \omega_a^r X_r & \omega_b^r X_r & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

oraz

$$M_{eo} = X_m [i_{yo}^s i_{xo}^r - i_{xo}^s i_{yo}^r + \frac{1}{2} (i_{ya}^s i_{xa}^r + i_{yb}^s i_{xb}^r - i_{xa}^s i_{ya}^r + i_{xb}^s i_{yb}^r)]; \quad (2.27)$$

$$M_{eo} - M_{mo} = 0 , \quad (2.28)$$

$$u_{xo}^s = u_{40} = \gamma , \quad (2.29)$$

$$u_{yo}^s = 0 , \quad (2.30)$$

$$s_o = (\omega_e - \omega_o^r) / \omega_e . \quad (2.31)$$

Wartości składowej zerowej wraz z wartościami 6-tej harmonicznej tworzą punkt pracy ustalonej. Jednakże, w czasie normalnej pracy układu, wartości składowych zerowych poszczególnych zmiennych są znacznie większe od wartości amplitud 6-tych harmonicznych, które w pomijalnym stopniu wpływają na wartości średnie poszczególnych zmiennych. Tak więc układ równań (2.21)-(2.31) można uprościć i zapisać w następujący sposób:

$$[U_o] = [Z_o][I_o] , \quad (2.32)$$

gdzie: $[U_o]$, $[I_o]$, $[Z_o]$ - jak (2.22), (2.23), (2.25),

$$M_{eo} = X_m(i_{yo}^s i_{xo}^r - i_{xo}^s i_{yo}^r) . \quad (2.33)$$

Zależności (2.32), (2.33) stanowią układ liniowych równań algebraicznych, które jednoznacznie określają wartości średnie wszystkich zmiennych.

Po uporządkowaniu składników dla 6-tej harmonicznej otrzymuje się następujący układ równań:

$$[U_6] = [R_6]' [I_6]' + \frac{p}{\omega_b} [X_6]' [I_6]' , \quad (2.34)$$

gdzie:

$$[U_6] = \text{col}(u_{x6}^s; u_{y6}^s; 0; 0) , \quad (2.35)$$

$$[I_6]' = \text{col}(i_{x6}^s; i_{y6}^s; i_{x6}^r; i_{y6}^r; \frac{\omega_6^r}{\omega_b}) , \quad (2.36)$$

$$[R_6]' = \begin{bmatrix} R_s & -\alpha X_s & 0 & -\alpha X_m & 0 \\ \alpha X_s & R_s & \alpha X_m & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_s X_m & R_r & -\alpha_s X_r & (X_m i_{yo}^s + X_r i_{yo}^r) \\ \alpha_s X_m & 0 & \alpha_s X_r & R_r & -(X_m i_{xo}^s + X_r i_{xo}^r) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$[X_6]' = \begin{bmatrix} X_s & 0 & X_m & 0 & 0 \\ 0 & X_s & 0 & X_m & 0 \\ X_m & 0 & X_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & & X_r & 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$M_{e6} = X_m (i_{y0}^s i_{x6}^r + i_{x0}^r i_{y6}^s - i_{x0}^s i_{y6}^r - i_{y0}^r i_{x6}^s) \quad (2.39)$$

$$\frac{\omega_6^r}{\omega_b} = \frac{1}{p T_M} M_{e6} \quad (2.40)$$

$$u_{x6}^s = \frac{2}{35} \gamma \cos 6\omega_e t \quad (2.41)$$

$$u_{y6}^s = -\frac{12}{35} \gamma \sin 6\omega_e t \quad (2.42)$$

$$p = \frac{d}{dt}.$$

Równania (2.34)-(2.42) stanowią układ pięciu równań z pięcioma niewiadomymi. W równaniach tych wielkości z indeksem "0" można traktować jako znane stałe, ponieważ wyznacza się je z (2.32), (2.33).

Funkcje wymuszające: $\frac{2}{35} \cos 6\omega_e t$, $-\frac{12}{35} \sin 6\omega_e t$, mają tę samą częstotliwość, więc wszystkie zmienne w stanie ustalonym również będą posiadały tę samą częstotliwość. W związku z tym można wprowadzić wektory wskazowe wirujące z prędkością $6\omega_e$.

Po zastąpieniu $\cos 6\omega_e t$ przez 1, $\sin 6\omega_e t$ przez $(-j)$, (p/ω_b) przez $j6\alpha$, równania (2.34)-(2.42) można napisać w następującej postaci:

$$[\bar{U}_6] = [\bar{Z}_6][\bar{I}_6] \quad (2.43)$$

gdzie:

$$[\bar{U}_6] = \text{col}(\bar{u}_{x6}^s, \bar{u}_{y6}^s, 0, 0) \quad (2.44)$$

$$\bar{u}_{x6}^s = \frac{2}{35} \gamma, \quad (2.45)$$

$$\bar{u}_{y6}^s = \frac{12}{35} j \gamma, \quad (2.46)$$

$$[\bar{I}_6] = \text{col}(\bar{i}_{x6}^s, \bar{i}_{y6}^s, \bar{i}_{x6}^s, \bar{i}_{y6}^s), \quad (2.47)$$

$$[\bar{Z}_6] = [R_6] + j[X_6], \quad (2.48)$$

$$[R_6] = \begin{bmatrix} R_s & -\alpha X_s & 0 & -\alpha X_m \\ \alpha X_s & R_s & \alpha X_m & 0 \\ 0 & -\beta_o X_m & R_r & -\beta_o X_r \\ \beta_o X_m & 0 & \beta_o X_r & R_r \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$[X_6] = \begin{bmatrix} 6\alpha X_s & 0 & 6\alpha X_m & 0 \\ 0 & 6\alpha X_s & 0 & 6\alpha X_m \\ (K_T \psi_{yo}^r i_{yo}^r + 6\alpha X_m) & -K_T \psi_{yo}^r i_{xo}^r & (6\alpha X_r - K_T \psi_{yo}^r i_{yo}^s) & K_T \psi_{yo}^r i_{xo}^s \\ (K_T \psi_{xo}^r i_{yo}^r) & (6\alpha X_m + K_T \psi_{xo}^r i_{yo}^s) & K_T \psi_{xo}^r i_{yo}^s & (6\alpha X_r - K_T \psi_{xo}^r i_{xo}^s) \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

przy czym:

$$\psi_{x0}^r = X_m i_{x0}^s + X_r i_{x0}^r$$

$$\psi_{y0}^r = X_m i_{y0}^s + X_r i_{y0}^r$$

$$K_T = X_m / (6 \alpha \omega_b T_M)$$

$$\beta_0 = \alpha s_0$$

oraz

$$\bar{M}_{e6} = X_m [-i_{y0}^r, i_{x0}^r, i_{y0}^s, -i_{x0}^s] [\bar{I}_6] \quad (2.51)$$

$$\left| \frac{\bar{\omega}_6^r}{\omega_e} \right| = \frac{1}{6 \alpha^2 \omega_b T_M} \left| \bar{M}_{e6} \right| \quad (2.52)$$

$$\left| \bar{M}_{e6} \right| = \sqrt{[\operatorname{Re}(\bar{M}_{e6})]^2 + [\operatorname{Im}(\bar{M}_{e6})]^2} \quad (2.53)$$

$$\omega_e = \alpha \omega_b .$$

Na podstawie równań (2.9)-(2.16) oraz (2.32)-(2.53) opracowano programy na maszynę cyfrową symulujące pracę silnika asynchronicznego w stanach dynamicznym i quasiustalonym przy zasilaniu napięciem odkształconym o przyjętym kształcie.

3. ANALIZA WPŁYWU NAPIĘCIA ODKSZTAŁCONEGO O REGULOWANEJ CZĘSTOTLIWOŚCI NA WŁASNOŚCI SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO

3.1. Uwagi wstępne

W niniejszym rozdziale zostaną przedstawione wyniki badań własności silnika asynchronicznego w stanach quasiustalonym i dynamicznym przy zasilaniu napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości. W badaniach wykorzystano modele matematyczne przedstawione w rozdz. 2.

Do analizy wpływu wyższych harmoniczných napięcia na własności energetyczne wykorzystano metodę przedstawioną w [1] (zależności (1.11)-(1.14) z rozdz. 1.3.4).

Obliczenia własności silnika asynchronicznego w stanie quasiustalonym, przy różnych częstotliwościach napięcia odkształconego, zrealizowano w maszynie cyfrowej. Natomiast analizę własności dynamicznych (przy rozruchu bezpośrednim na różnych częstotliwościach napięcia zasilającego) przeprowadzono przy wykorzystaniu maszyny analogowej. Analizę przeprowadzono dla przedziału regulacji częstotliwości 5-50 Hz. Badane silniki asynchroniczne zasilano, zgodnie ze wcześniejszymi ustaleniami, napięciem "schodkowym" (rys. 1.1b) o amplitudzie podstawowej harmoniczných takiej jak dla napięcia sinusoidalnego, dobieranej wg zasady $|\underline{\Psi}^s| = 1$ zapewniającej stałość momentu krytycznego przy regulacji częstotliwości w przedziale 5-50 Hz.

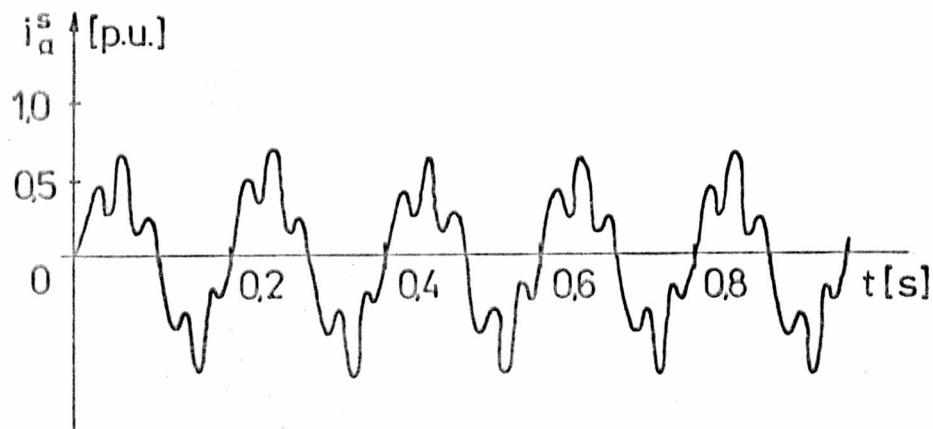
W obliczeniach uwzględniono tylko 5 i 7 harmoniczných, gdyż wpływ pozostałych jest pomijalnie mały.

Badania ilościowe przeprowadzono dla silników asynchronicznych klatkowych Sf-180-L-8 i SDChm180M, których parametry zostały zamieszczone w dodatku 2.

3.2. Analiza wpływu napięcia odkształconego o regulowanej częstotliwości na własności energetyczne i eksploatacyjne silnika asynchronicznego

3.2.1. Straty dodatkowe od wyższych harmonicznym czasowych napięcia zasilającego

Obliczono wartość skuteczną prądu wypadkowego stojana I_{wyp}^s i straty przy zasilaniu silników Sf-180-L-8 i SDChm180M napięciem o przyjętym do rozważań kształcie (rys. 1.1b). Wyniki obliczeń dla częstotliwości 5 i 50 Hz ($\alpha=0.1$ i 1.0) zamieszczono w tabelach 1 i 2, a na rys. 3.1 zamieszczono przebieg wartości chwilowej prądu stojana i_a^s .



Rys.3.1. Przebieg wartości chwilowej prądu fazowego przy zasilaniu napięciem "schodkowym" o częstotliwości 5 Hz (silnik Sf-180-L-8 nieobciążony)

Wartość skuteczna prądu I_{wyp}^s przy obciążeniu znamionowym wzrasta, w porównaniu do wartości przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym o około 10% dla silnika SDChm180M i około 12% dla silnika Sf-180-L-8. Wzrost wartości skutecznej prądu spowoduje wzrost strat oraz znacznie większe nagrzewanie się maszyny. Jest to szczególnie szkodliwe w obszarze niskich częstotliwości, gdzie znacznie pogarszają się warunki wentylacji maszyny ze względu na małą prędkość obrotową. Wzrost wartości prądu może spowodować w praktyce konieczność zastosowania niezależnego wentylatora (zasilanego z zewnętrznego źródła).

T a b e l a 1

Straty dodatkowe od wyższych harmoniczných czasowych w silniku
SDChm180M

Wielkość	Rząd harmonicznęj γ					Uwagi
	1	5	7	11	13	
U_A^s [V]	220 31.2	45.6 6.2	32.6 4.5	20.8 2.8	17.6 0.3	
I_{wyp}^s [A]	15.2 14.9					$I_N^s =$
$\Delta P_{Cu har}^s$ [W]	635.2 635.2	59.9 36.3	20.9 16.3	5.5 5.3	3.4 2.3	= 14.2 [A]
$\Delta P_{Cu har}^r$ [W]	546.7 12.6	46.9 19.3	13.3 8.2	2.5 2.3	1.3 1.4	
$\Delta P_{Fe har}^r$ [W]	340.6 21.8	6.09 0.4	2.6 0.2	0.8 0.1	0.6 0.05	50 Hz 5 Hz
$\sum \Delta P_{har}$ [W]	163.6 93.5					
$\sum \Delta P_{sin}$ [W]	1689.4 703.2					
η_{sin} [%]	76.5 46.2					
$\eta_{odksz.}$ [%]	74.8 43.1					

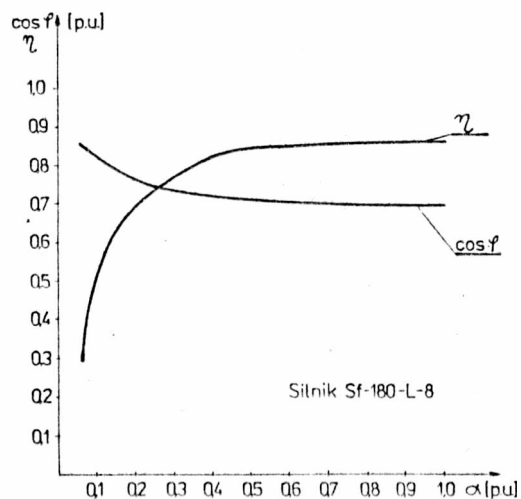
Przy zmianie częstotliwości napięcia zasilającego prąd stojana ulega nieznacznej zmianie. Zmieniają się również wartości współczynnika mocy $\cos \varphi$ i sprawności η (rys. 3.2) jako konsekwencje wzrostu wartości skutecznej prądu i strat.

Straty dodatkowe od wyższych harmoniczných w silniku SDChm180M stanowią (patrz tab. 1 i 2) około 10% strat pochodzących od podstawowej harmonicznęj przy 50 Hz, a przy 5 Hz wzrastają około dwukrotnie. Uwzględniając wzrost rezystancji wirnika na skutek wypierania, straty harmoniczne w miedzi stanowią około 14% strat podstawowych przy 50 Hz i około 16% przy 5 Hz.

T a b e l a 2

Straty dodatkowe od wyższych harmoniczných czasowych w silniku Sf-180-L-8

Wielkość	Rząd harmonicznęj ν					Uwagi
	1	5	7	11	13	
U_A^s [V]	380.0 49.7	76.0 9.9	54.3 71.0	34.6 4.5	29.2 3.8	$I_N^s =$ $= 14.4$ [A] 50 Hz 5 Hz
I_{wyp}^s [A]	16.1 15.6					
$\Delta P_{Cu har}^s$ [W]	680.9 680.9	113.3 72.5	39.4 30.4	10.0 9.3	6.14 6.0	
$\Delta P_{Cu har}^r$ [W]	310.8 5.5	89.5 45.6	30.1 19.7	6.8 5.9	3.9 3.7	
$\Delta P_{Fe har}$ [W]	398.5 25.5	7.12 0.46	3.1 0.2	1.0 0.06	0.65 0.04	
$\sum \Delta P_{har}$ [W]	311.1 193.8					
$\sum \Delta P_{sin}$ [W]	1507.7 776.1					
η_{sin} [%]	88.0 59.2					
$\eta_{odksz.}$ [%]	85.8 53.8					

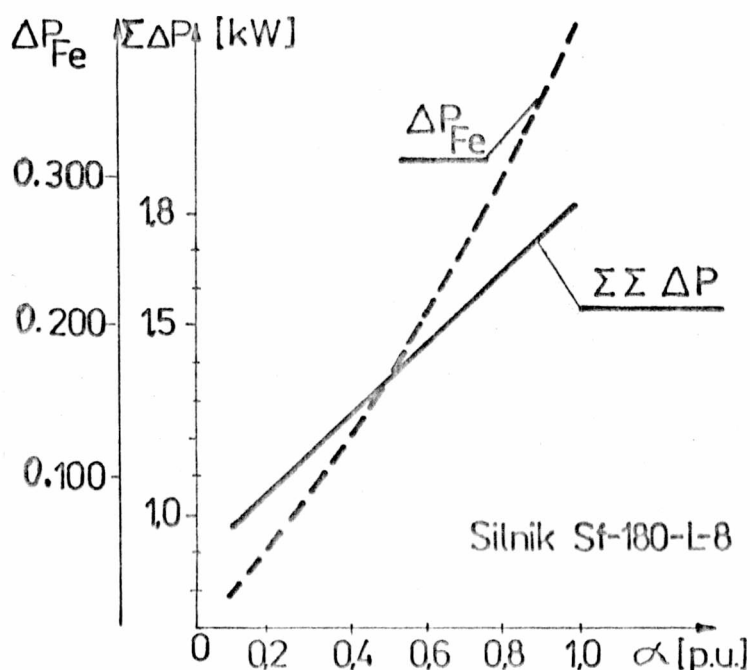


Rys.3.2. Zależność sprawności i współczynnika mocy od częstotliwości napięcia odkształconego

W silniku Sf-180-L-8 straty harmoniczne stanowią około 21% strat podstawowych przy 50 Hz i wzrastają do około 30% przy 5 Hz.

Wzrost strat całkowitych przy zasilaniu silników asynchronicznych klatkowych napięciem schodkowym wpływa nieznacznie na wartość sprawności. I tak dla silników SDChm180 i Sf-180-L-8, sprawność zmniejsza się o około 3% przy 50 Hz i około 5% przy 5 Hz.

Na rysunku 3.3 przedstawiono jak zmienia się wartość strat całkowitych przy regulacji częstotliwości napięcia zasilającego w przedziale 5-50 Hz (przy sterowaniu wg zasady $|\underline{\Psi}^s| = \text{const}$).



Rys.3.3. Zależność strat całkowitych oraz strat w żelazie od częstotliwości odkształconego napięcia zasilania

Wzrost strat w żelazie na skutek wyższych harmonicznych czasowych w napięciu zasilającym jest zdeterminowany przez materiały magnetyczne i konstrukcję maszyny [11,13]. Z tego też względu dokładne określenie wzrostu tych strat, przy założonym kształcie napięcia, jest trudne i wymaga zastosowania specjalnych metod obliczeniowych [13,27]. Oszacowując te straty za pomocą metody przedstawionej w [1] można zauważyć, że ich udział w odniesieniu do strat całkowitych w badanych maszynach nie przekracza 4% (przy 50 Hz) i silnie maleje w miarę obniżania częstotliwości (rys. 3.3).

Podsumowując można stwierdzić, że wpływ napięcia odkształconego o regulowanej częstotliwości na straty i sprawność, przy przyjętym kształcie napięcia, jest mały i można go nie uwzględniać.

3.2.2. Momenty elektromagnetyczne od wyższych harmonicznych czasowych napięcia

W silniku asynchronicznym zasilanym z falowników powstają w szczelinie powietrznej harmoniczne czasowe strumienia, które z kolei indukują prądy harmoniczne w wirniku. Prądy harmoniczne wirnika współdziałając z harmonicznymi strumieniami wytwarzają momenty harmoniczne. Można wyróżnić trzy rodzaje momentów powstających w wyniku tego współdziałania:

1^o momenty powstające w wyniku współdziałania harmonicznych tego samego rzędu;

2^o momenty powstające w wyniku oddziaływania harmonicznych różnych rzędów (za wyjątkiem podstawowej);

3^o momenty powstające w wyniku oddziaływania harmonicznej podstawowej z harmonicznymi wyższych rzędów.

Poniżej zostanie wykazane, że w silniku asynchronicznym zasilanym napięciem odkształconym praktyczne znaczenie mają tylko momenty pulsujące powstające w wyniku oddziaływania wyższych harmonicznych z harmoniczną podstawową (3^o).

Aby oszacować pierwszy rodzaj momentów (1^o) można wykorzystać podstawowy schemat zastępczy silnika asynchronicznego (rys. 1.3a) i wyrażenie na moment podstawowej harmonicznej

$$M_{e1} = \frac{3(I_1^r)^2 R_r/s_1}{\omega_e} . \quad (3.1)$$

W identyczny sposób γ -ta harmoniczna momentu może być oszacowana wyrażeniem

$$M_{e\gamma} = \frac{3(I_\gamma^r)^2 R_r\gamma/s_\gamma}{\gamma\omega_e} . \quad (3.2)$$

Upraszczając wyrażenie (1.5) na poślizg składowej harmonicznej s_γ (poślizg s_1 ma wartość bardzo małą w porównaniu z poślizgami harmonicznych) do postaci:

$$s_\gamma = \frac{\gamma \mp 1}{\gamma} \quad (3.3)$$

otrzymuje się

$$M_{e\gamma} = \pm \frac{3(I_{\gamma}^r)^2 R_{r\gamma}}{\omega_e (\gamma \mp 1)} , \quad (3.4)$$

gdzie moment od składowych harmonicznym współbieżnym jest dodatni, a przeciwbieżnym ujemny.

Moment γ -tej harmonicznym, odniesiony do momentu harmonicznym podstawowej, ma postać

$$\frac{M_{e\gamma}}{M_{e1}} = \pm \left(\frac{I_{\gamma}^r}{I_1^r} \right)^2 \left(\frac{R_{r\gamma}}{R_r} \right) \left(\frac{s_1}{\gamma \mp 1} \right) . \quad (3.5)$$

Przyjmując, że w badanych maszynach średnia wartość reaktancji rozproszenia jest około 0.15 (w jednostkach względnych) oraz, że z wystarczająco dokładnym przybliżeniem reaktancja rozproszenia równa się impedancji zahamowanego wirnika dla częstotliwości podstawowej, to można w konsekwencji przyjąć, że prąd zahamowanego wirnika wynosi $1/0.15$, tzn. 6.67 [p.u.]. Amplituda napięcia 5-tej harmonicznym stanowi $1/5$ składowej podstawowej, a harmonicznym reaktancja jest 5-tą wielokrotnością reaktancji podstawowej. Tak więc prąd 5-tej harmonicznym wyniesie $6.67/25$, tzn. 0.267 [p.u.].

Przyjmując, że prąd wirnika dla składowej podstawowej jest w przybliżeniu ≈ 1 , to $I_{\gamma}^r/I_1^r \approx 0.267$ oraz, że rezystancja wirnika wzrasta 2-krotnie na skutek wypierania $R_{r\gamma}/R_r \approx 2$ i $s_1 \approx 0.03$. Podstawiając powyższe wartości do (3.5) otrzymuje się:

$$\frac{M_{e5}}{M_{e1}} = -(0.267)^2 \cdot 2 \cdot \frac{0.03}{5-1} = -0.0011$$

Tak więc moment od piątej harmonicznym strumienia i prądu wirnika stanowi około 0.11% momentu podstawowego. Ten bardzo mały moment obliczeniowy, pochodzący od 5-tej harmonicznym przeciwbieżnym, jest równoważony przez nieco mniejszy moment składowej współbieżnym pochodzący od współdziałania 7 harmonicznym strumienia i prądu. Wypadkowy efekt działania 5 i 7 harmonicznym momentu elektromagnetycznym daje bardzo małe zmniejszenie wartości momentu ustalonego. Identyczne rozumowanie można przeprowadzić dla składowych harmonicznym 11 i 13. Również w tym przypadku wypadkowy efekt jest pomijalnie mały.

Tak więc momenty harmoniczne powstające w wyniku oddziaływania harmonicznych strumienia i prądu tego samego rzędu dają efekty pomijalnie małe.

W przypadku 2^o sumaryczny moment wynikający z oddziaływania wyższych harmonicznych prądu i strumienia równy jest zeru, gdyż np. $M_{e(5,7)} = -M_{e(7,5)}$, $M_{e(11,13)} = -M_{e(13,11)}$ itd.

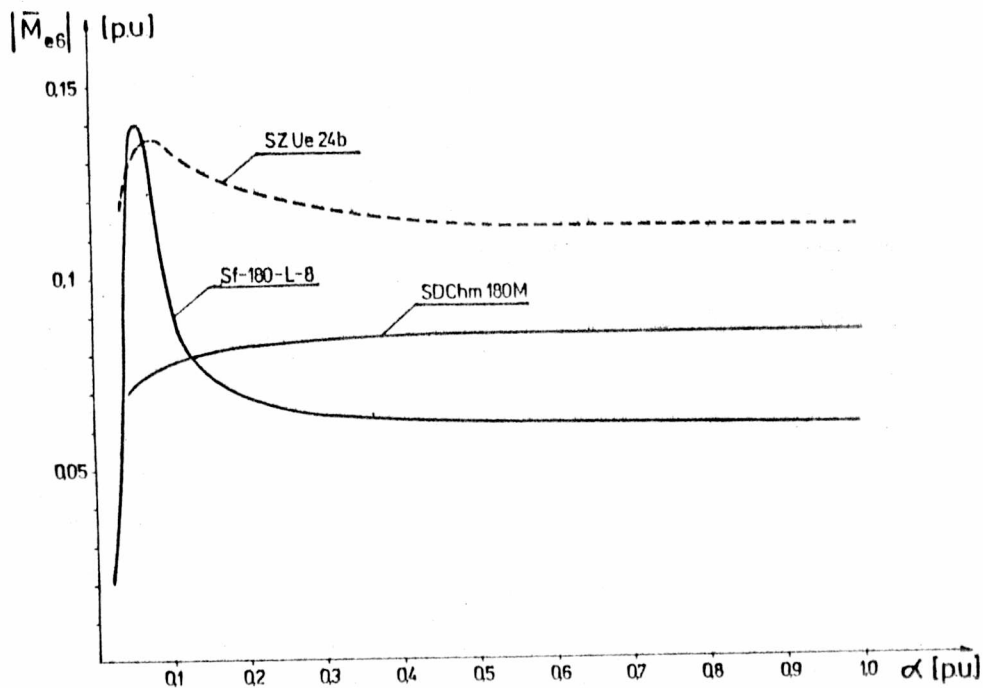
Istotne znaczenie mają więc jedynie momenty zakwalifikowane do grupy 3^o, zwane często w literaturze momentami pulsującymi [5,35,51]. Momenty te są wynikiem reakcji między strumieniem głównym w szczelinie a harmonicznymi prądami wirnika indukowanymi przez harmoniczne czasowe 5 i 7 strumienia w szczelinie. Prądy stojana 5-tej harmonicznej przeciwbieżnej wytwarzają w szczelinie powietrznnej strumień, który wiruje w kierunku przeciwnym do strumienia głównego z prędkością $5\omega_e$. Indukujący się prąd wirnika oddziałuje ze strumieniem głównym i wytwarza moment pulsujący o częstotliwości $6\omega_e$. Identycznie, strumień od 7 harmonicznej prądów stojana (współbieżny) indukuje prąd wirnika, który oddziałując ze strumieniem głównym wytwarza moment pulsujący o częstotliwości $6\omega_e$.

W identyczny sposób 11 i 13 harmoniczne w napięciu schodkowym powodują powstanie momentu pulsującego o częstotliwości $12\omega_e$. Amplituda 6 harmonicznej momentu jest z reguły około 10-krotnie większa od amplitudy 12 harmonicznej momentu [9,51].

Znaczenie 6 harmonicznej momentu pulsującego rośnie w miarę obniżania częstotliwości odkształconego napięcia zasilania. Duża wartość amplitudy momentu 6 harmonicznej powoduje, że przy niskich częstotliwościach napięcia zasilania, silnik nierównomiernie wiruje lub w krańcowym przypadku porusza się "krokowo".

Na rysunku 3.4 przedstawiono, jak zmienia się amplituda 6 harmonicznej momentu w zależności od częstotliwości napięcia zasilającego silnik, dla trzech typów silników asynchronicznych: Sf-180-L-8, SDChm 180M, SzUe 24b. Obliczenia wykonano na biegu jałowym ww maszyn. Z przedstawionych wykresów wynika, że każdy typ silnika ma inny przebieg zależności $|\bar{M}_{e6}| = f(\alpha)$ i ma to ścisły związek z parametrami konstrukcyjnymi maszyny.

W przypadku silnika Sf-180-L-8 i SzUe 24b w pobliżu częstotliwości 5 Hz ($\alpha = 0.1$) występuje wyraźne maksimum amplitudy pulsacji i od częstotliwości około 25 Hz ($\alpha = 0.5$) wartość amplitudy nie zależy od częstotliwości.



Rys.3.4. Zależność amplitudy momentu 6 harmonicznej od częstotliwości odkształconego napięcia zasilającego

W silniku SDChm 180M nie występuje maksimum amplitudy pulsacji momentu i ze wzrostem częstotliwości wzrasta jej wartość. Od częstotliwości około 25 Hz wartość amplitudy ustala się praktycznie na wartości stałej.

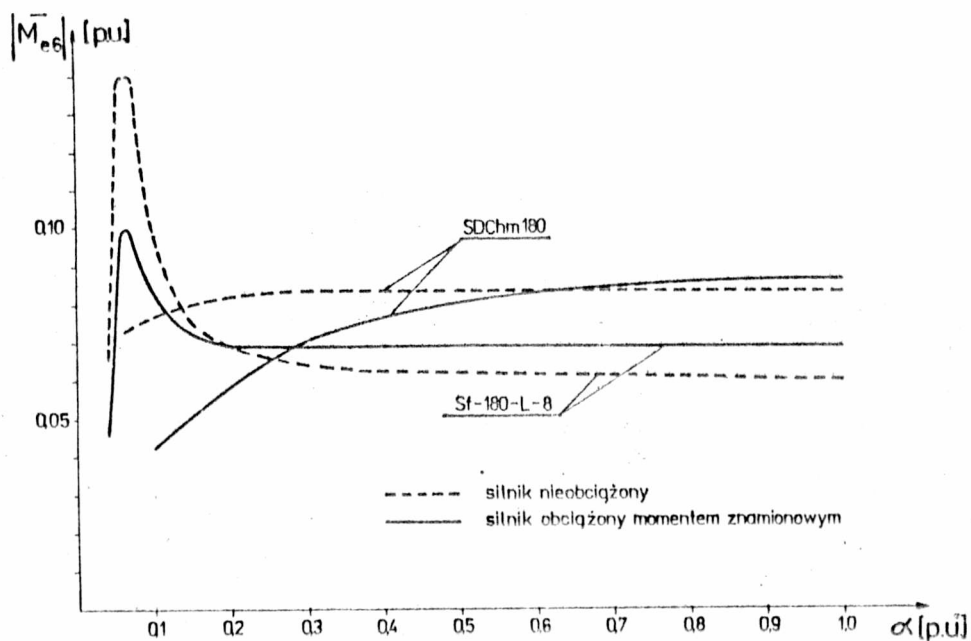
Z zależności $|\bar{M}_{e6}| = f(\alpha)$ wypływa ważne spostrzeżenie, że pulsacje momentu występują w całym zakresie regulacji częstotliwości, ich udział jest znaczny i nie można ich pomijać w analizie pracy napędu. Procentową wartość pulsacji momentu 6 harmonicznej w stosunku do momentu znamionowego dla nieobciążonych silników przedstawiono w tabeli 3.

T a b e l a 3

Wartości amplitudy pulsacji 6-tej harmonicznej momentu dla nieobciążonych maszyn asynchronicznych

Typ silnika	Moc [kW]	$\frac{ \bar{M}_{e6} _{\max}}{M_N}$ [%]	$\frac{ \bar{M}_{e6} _{\alpha=0.5}}{M_N}$ [%]
Sf-180-L-8	11	20.5	9.6
SDChm 180M	5.5	12.5	10.4
SzUe 24b	1.1	20.3	16.9

Obciążenie silnika momentem powoduje w dolnym zakresie regulacji częstotliwości zmniejszenie amplitudy pulsacji momentu o około 25% w porównaniu z amplitudą w silniku nieobciążonym. Natomiast w górnej części zakresu regulacji częstotliwości (dla silnika SDChm 180M powyżej 30 Hz, a dla silnika Sf-180-L-8 powyżej 10 Hz) następuje zwiększenie amplitudy pulsacji o około 8% w stosunku do amplitudy w silniku nieobciążonym (rys. 3.5).

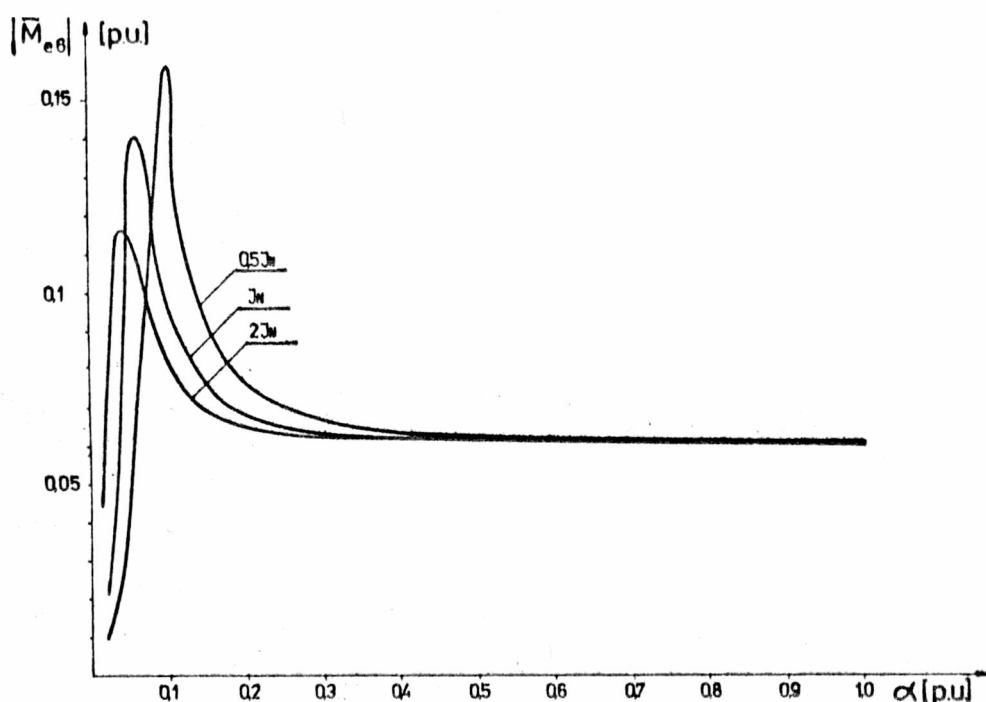


Rys.3.5. Zależność amplitudy momentu 6 harmonicznej od częstotliwości odkształconego napięcia zasilającego i momentu obciążenia silnika

Wpływ na amplitudę oscylacji momentu 6 harmonicznej ma również wartość momentu bezwładności J . Wpływ ten występuje jednak tylko dla niskich częstotliwości napięcia zasilania (dla silnika Sf-180-L-8 poniżej 25 Hz). Zwiększenie momentu bezwładności powoduje zmniejszenie amplitudy oscylacji w przypadku silnika Sf-180-L-8 o około 10% (rys. 3.6).

Podsumowując, można stwierdzić, że przy założonym kształcie napięcia zasilania w całym przedziale regulacji częstotliwości (5-50 Hz) występują silne pulsacje momentu elektromagnetycznego, w których dominuje 6 składowa harmoniczna.

Charakter zależności amplitudy oscylacji momentu od częstotliwości może być różny i jest złożoną funkcją parametrów konstrukcyjnych maszyny.



Rys.3.6. Zależność amplitudy momentu 6 harmonicznej od częstotliwości odkształconego napięcia zasilającego przy różnych wartościach momentu bezwładności (silnik Sf-180-L-8 nieobciążony)

3.2.3. Prędkość obrotowa silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości

Występowanie w momencie elektromagnetycznym pulsacji o dominującej częstotliwości 6α jest przyczyną nierównomiernego wirowania wału silnika. Nierównomierność wirowania silnika można ocenić ilościowo za pomocą wyrażenia $|\overline{\omega}_6^r / \omega_e|$, określającego wartość amplitudy oscylacji prędkości w stanie ustalonym (patrz rozdz. 2). Można również posłużyć się wielkością nierównomierności wirowania, określoną z przebiegów czasowych prędkości:

$$N = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\text{śr}}} 100\%$$

gdzie $\omega_{\max}$, $\omega_{\min}$, $\omega_{\text{śr}}$ - oznaczają odpowiednio największą, najmniejszą i średnią prędkość wirnika.

Jak wynika z wyrażenia (2.60), amplituda oscylacji prędkości jest wprost proporcjonalna do amplitudy pulsacji 6 harmonicznej momentu i odwrotnie proporcjonalna do kwadratu częstotliwości

α napięcia zasilającego i stałej elektromechanicznej T_M silnika. Na rys. 3.7 przedstawiono dla porównania zależność amplitudy pulsacji prędkości od częstotliwości napięcia zasilającego dla trzech typów silników asynchronicznych. Zależności te mają charakter hi-

perboliczny, co w konsekwencji powoduje, że przy niskich częstotliwościach nierównomierność wirowania osiąga bardzo duże wartości, powodując "krokowe" poruszanie się wirnika. Dla częstotliwości większych od 25 Hz ($\alpha = 0.5$) drgania prędkości posiadają tak małą amplitudę ($< 1\% \omega_e$), że praktycznie można je pomijać w analizie pracy napędu.

Na wartość nierównomierności wirowania istotny wpływ wywiera moment bezwładności. Zwiększenie momentu bezwładności powoduje oczywiście zmniejszenie nierównomierności wirowania. Jednakże nie można tą drogą radykalnie obniżyć nierównomierności wirowania. Potwierdzeniem tego jest przebieg zależności $|\bar{\omega}_6^r/\omega_e| = f(\alpha)$ przy różnych momentach bezwładności (rys. 3.8).

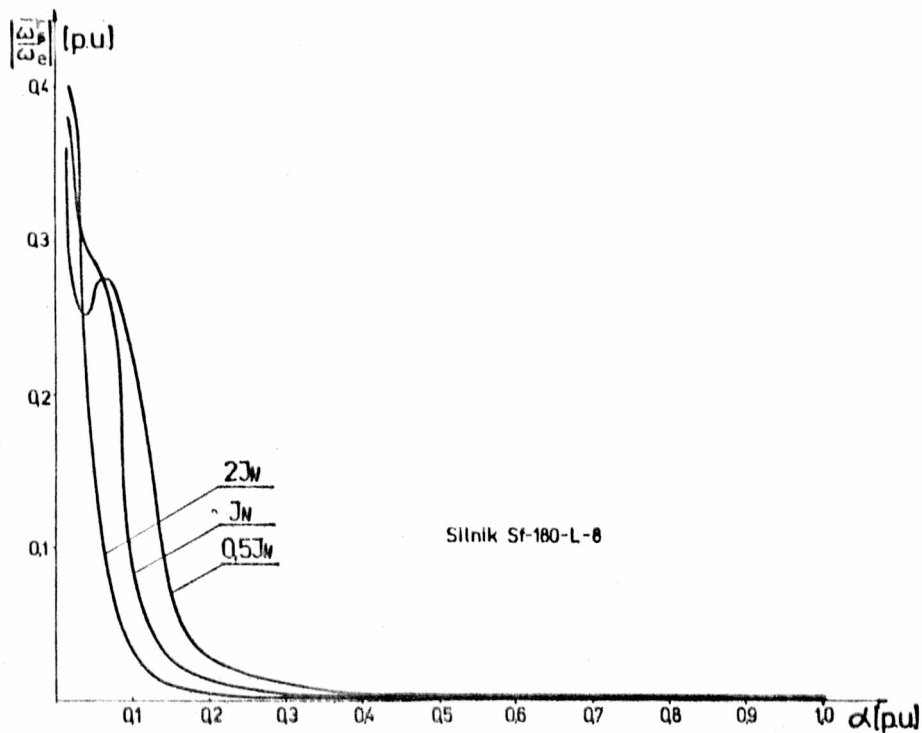
Rys.3.7. Zależność amplitudy oscylacji prędkości obrotowej od częstotliwości odkształconego napięcia zasilającego

W tabeli 4 przedstawiono porównanie wartości nierównomierności wirowania N dla trzech typów nieobciążonych maszyn, przy różnych częstotliwościach (nierównomierność wirowania wyrażona jest w % prędkości synchronicznej dla danej częstotliwości napięcia zasilania).

T a b e l a 4

Nierównomierność wirowania silników asynchronicznych (na przykładzie 3 typów nieobciążonych maszyn) przy różnych częstotliwościach napięcia zasilania

Typ silnika	N [%]			
	$\alpha = 1$	$\alpha = 0.5$	$\alpha = 0.1$	$\alpha = 0.05$
Sf-180-L-8	0.05	0.2	7.0	28.2
SDChm 180M	0.02	0.07	2.2	5.8
SzUe 24b	0.2	1.2	3.9	10.2



Rys.3.8. Zależność amplitudy oscylacji prędkości od częstotliwości napięcia zasilającego przy różnych momentach bezwładności

Obciążenie silnika momentem spowodowało w badanych maszynach zmniejszenie się amplitudy oscylacji średnio około 2% w dolnej części zakresu regulacji częstotliwości i bardzo mały wzrost - w górnej części zakresu regulacji. Dlatego można stwierdzić, że wpływ ten jest minimalny i można go nie uwzględniać.

Na podstawie przeprowadzonych badań można stwierdzić, że wielkość amplitudy oscylacji prędkości jest cechą charakterystyczną dla każdej konstrukcji maszyny i związane jest to ściśle z parametrami konstrukcyjnymi. W przypadkach, gdzie silnik będzie pracował w szerokim przedziale regulacji prędkości (częstotliwości), tzn. większym od 1:10, pomijanie wpływu napięcia odkształconego na prędkość obrotową nie jest możliwe. Szczególnie dotyczy to dolnego zakresu regulacji częstotliwości, gdzie wirnik silnika może poruszać się "krokowo".

3.3. Analiza wpływu napięcia odkształconego o regulowanej częstotliwości na własności dynamiczne silnika asynchronicznego

Analizę przeprowadzono tylko dla jednego stanu dynamicznego - rozruchu przez bezpośrednie załączenie na napięcie "schodkowe" (rys. 1.1b) o regulowanej częstotliwości. Celem badań była jakościowa analiza wpływu częstotliwości i kształtu napięcia na przebiegi prędkości obrotowej, momentu elektromagnetycznego oraz prądu fazowego. Badania przeprowadzono metodą modelowania matematycznego, symulując rozruchy w maszynie analogowej i cyfrowej. Dla każdej częstotliwości i momentu obciążenia przyjmowano amplitudę napięcia według zależności (1.1).

Do scharakteryzowania jakości procesu przejściowego, przy załączaniu silnika na napięcie odkształcone o częstotliwości z przedziału 5-50 Hz, wykorzystano następujące wielkości:

$M_{\max}$ - amplituda udarowego przejściowego momentu elektromagnetycznego [p.u.];

$i_{a \max}^s$ - maksymalna wartość chwilowa prądu fazowego stojana [p.u.];

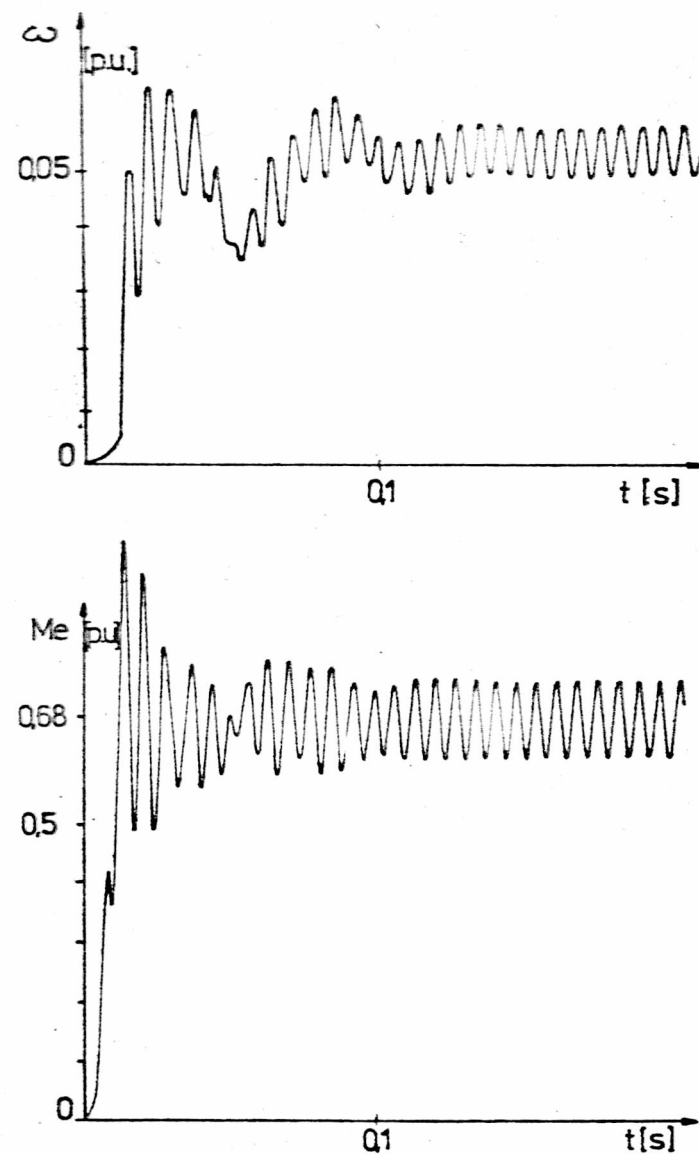
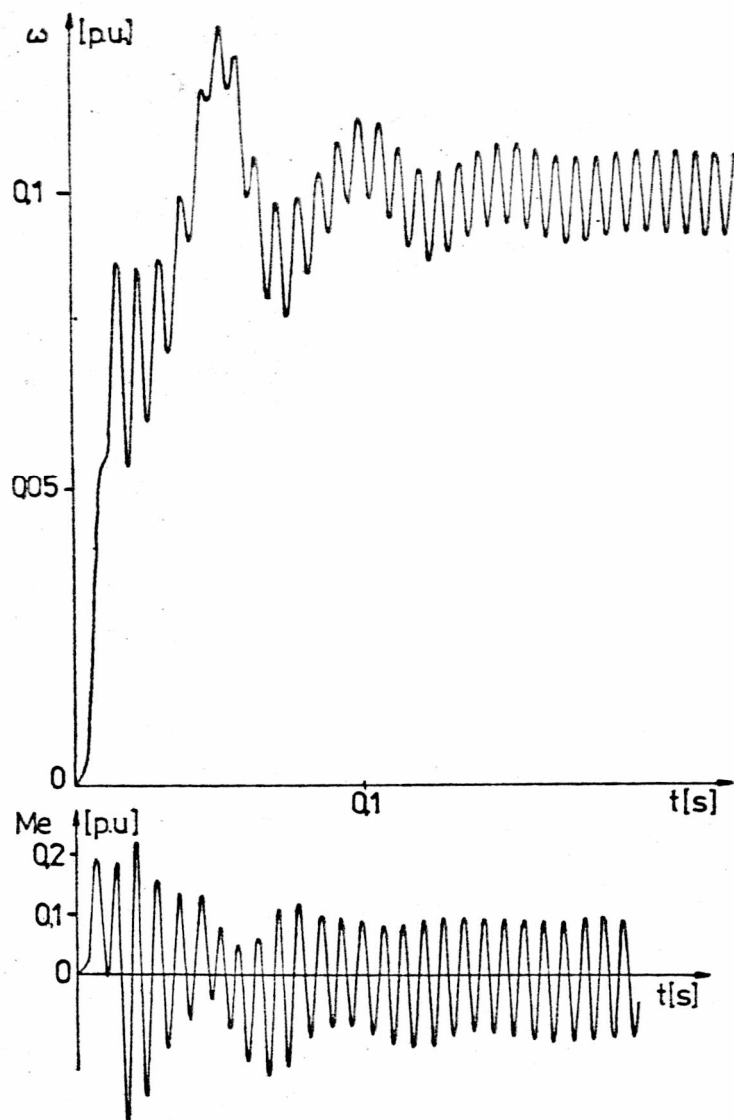
t_{rs} - czas pierwszego osiągnięcia prędkości znamionowej [s];

$\delta = (\Delta\omega/\omega_e) \cdot 100\%$ - przeregulowanie prędkości kątowej.

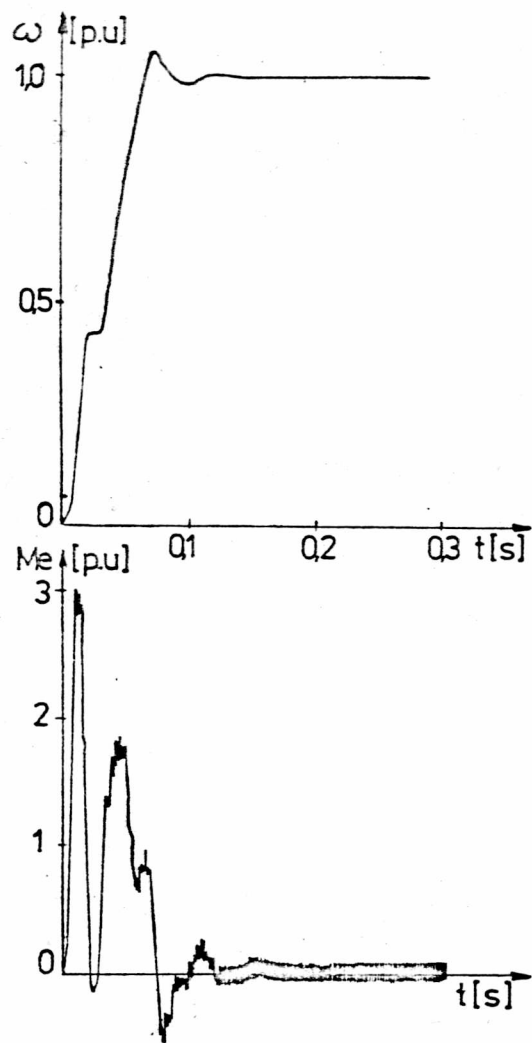
Na rysunkach 3.9 i 3.10 przedstawiono wyniki symulacji rozruchu bezpośredniego silnika Sf-180-L-8 przy częstotliwościach 5 i 50 Hz, na biegu jałowym i obciążeniu znamionowym. Dla porównania na rys. 3.11 przedstawiono przebiegi przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym o częstotliwości 5 Hz.

W miarę obniżania częstotliwości napięcia zasilającego zmniejsza się amplituda pierwszego maksimum momentu i chwilowego prądu fazowego. Na rysunkach 3.12-3.14 przedstawiono zależność $M_{\max}$, $i_{a \max}^s$, δ od częstotliwości, dla silników Sf-180-L-8 i SDChm 180M.

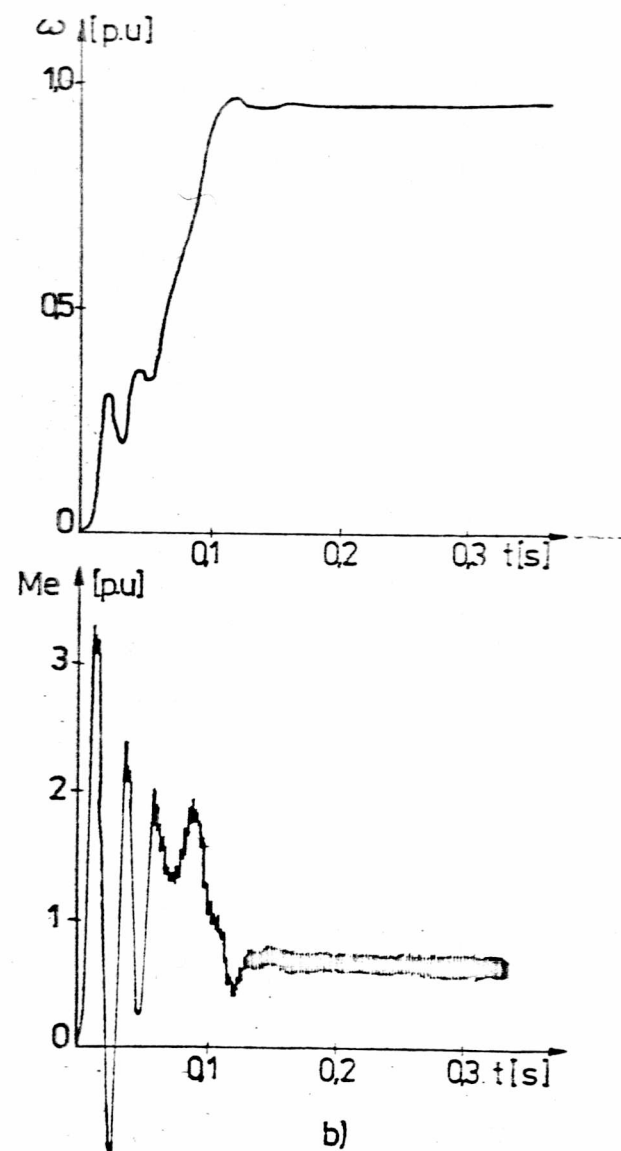
Z przeprowadzonych badań symulacyjnych przy zasilaniu napięciem odkształconym i sinusoidalnym wynika, że w pierwszym przypadku wartości maksymalne momentu i prądu oraz przeregulowania są większe. Jest to zauważalne szczególnie w dolnej części zakresu regulacji częstotliwości, gdzie wzrost $M_{\max}$ przeciętnie jest około 10%, a $i_{a \max}^s$ o około 5%.



Rys.3.9. Przebiegi obliczeniowe prędkości i momentu przy rozruchu bezpośrednim silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym $f=5$ Hz: a) bieg jałowy, b) obciążenie znamionowe

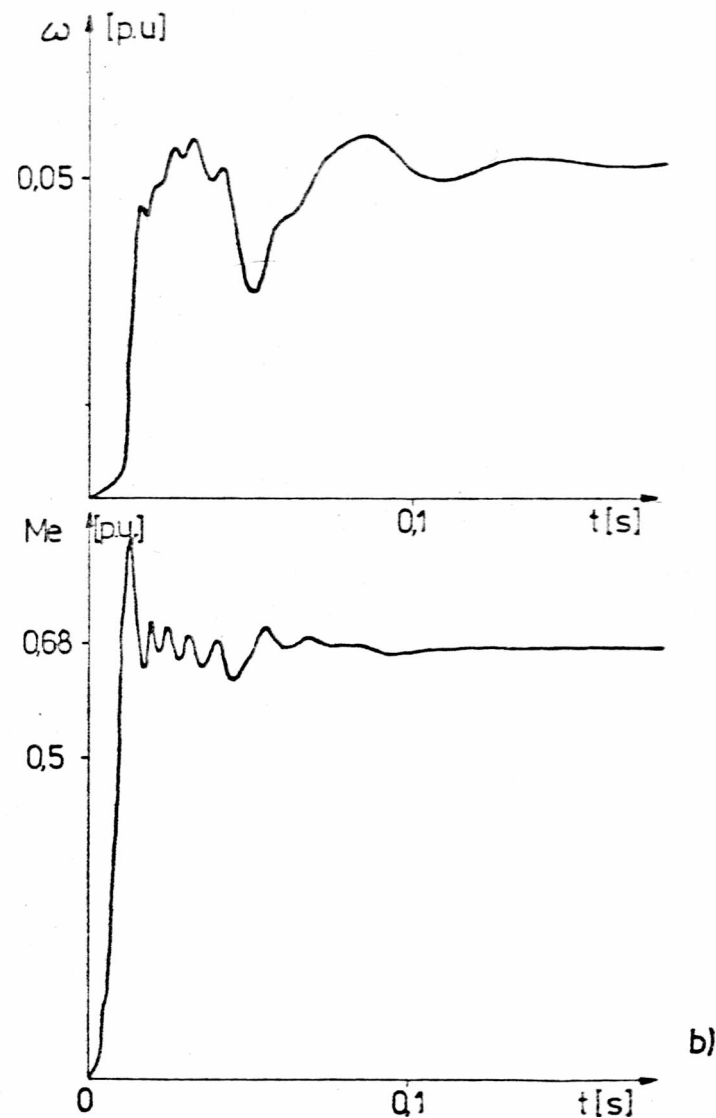
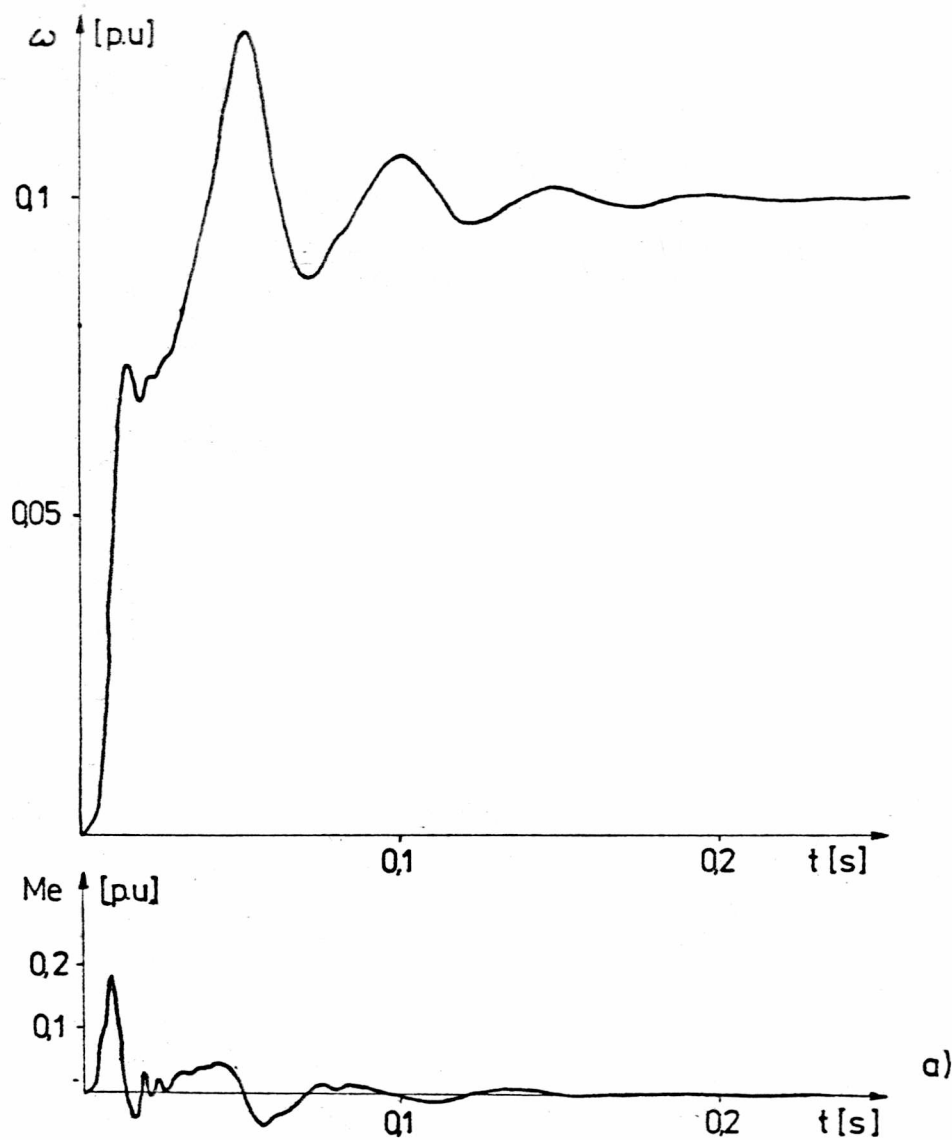


a)

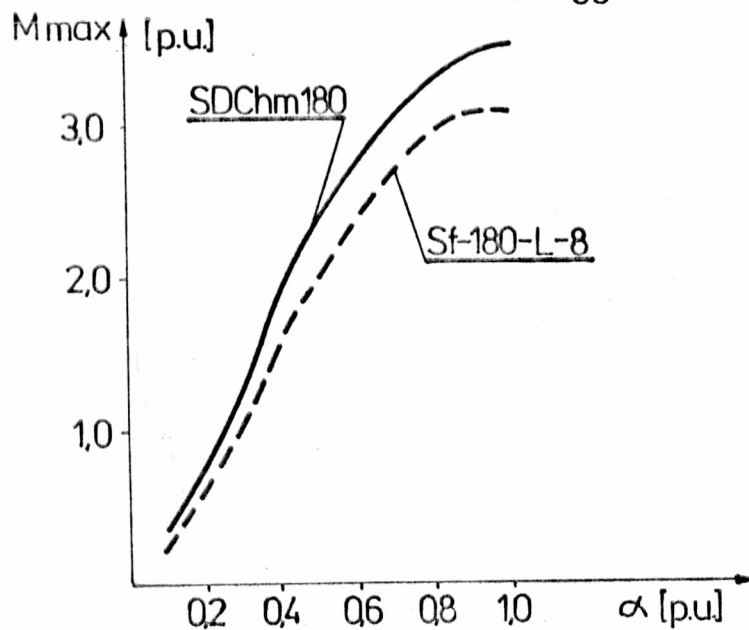


b)

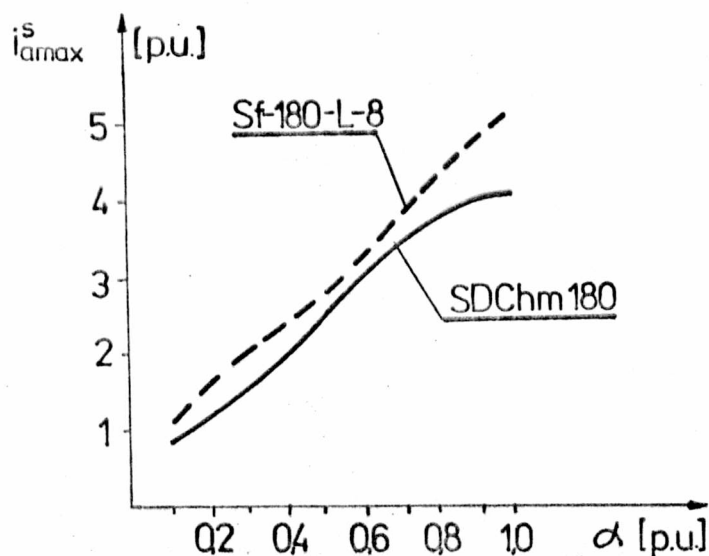
Rys.3.10. Przebiegi obliczeniowe prędkości i momentu przy rozruchu bezpośrednim silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym $f=50$ Hz: a) bieg jałowy, b) obciążenie znamionowe



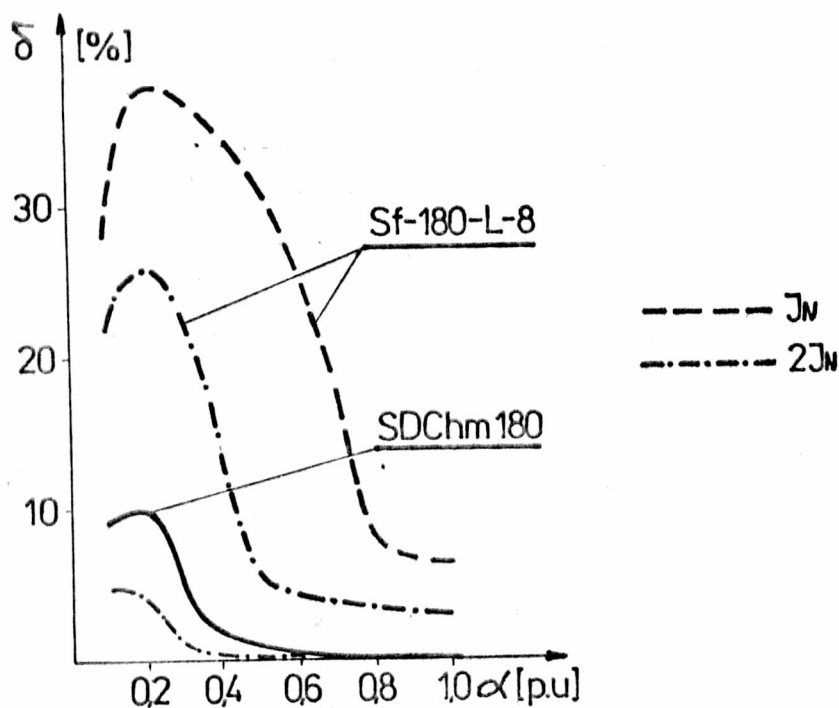
Rys.3.11. Przebiegi obliczeniowe prędkości i momentu przy rozruchu bezpośrednim silnika asynchronicznego zasilanego napięciem sinusoidalnym $f=5$ Hz: a) bieg jałowy, b) obciążenie znamionowe



Rys.3.12. Zależność amplitudy uderowego momentu maksymalnego od częstotliwości przy rozruchu bezpośrednim silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym

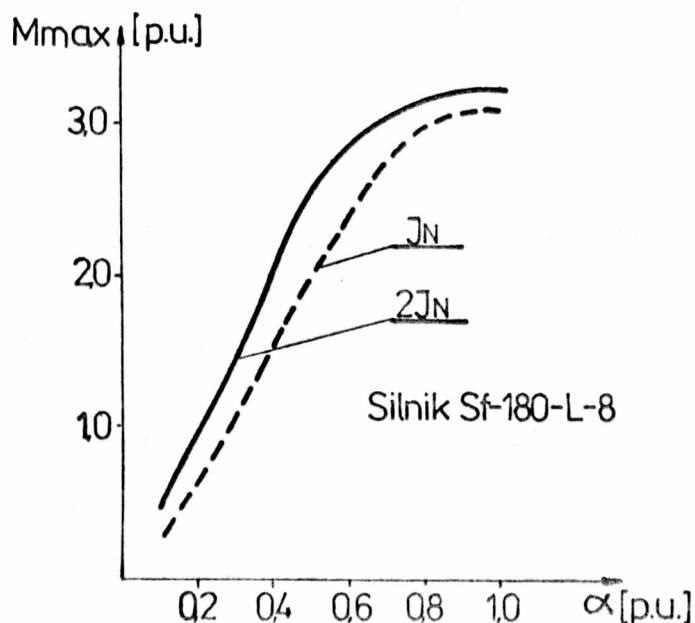


Rys.3.13. Zależność maksymalnej wartości chwilowej prądu stojana i_{amax}^s od częstotliwości odkształconego napięcia zasilania przy rozruchu bezpośrednim



Rys.3.14. Zależność przeregulowania prędkości kątowej od częstotliwości odkształconego napięcia przy rozruchu bezpośrednim

Zwiększenie momentu bezwładności prowadzi do wzrostu amplitudy momentu uderowego. Szczególnie silnie występuje to w przedziale częstotliwości 15-30 Hz (rys. 3.15). Przy częstotliwościach bliskich znamionowej



Rys.3.15. Zależność amplitudy uderowego momentu maksymalnego od częstotliwości odkształconego napięcia i momentu bezwładności

wzrost momentu bezwładności pogarsza własności tłumiące silnika (zwiększa się liczba oscylacji momentu oraz ich amplitudy). Natomiast w przedziale częstotliwości 15-30 Hz, gdzie silnik asynchroniczny normalnego wykonania ma własności oscylacyjne wzrost momentu bezwładności wpływa korzystnie na proces przejściowy, gdyż zmniejsza liczbę oscylacji momentu i prędkości.

Podobny wpływ na procesy przejściowe przy rozruchu bezpośrednim na różnych częstotliwościach ma moment ob-

ciążenia. W pobliżu częstotliwości znamionowej wzrost momentu obciążenia powoduje wzrost oscylacji i amplitudy momentu elektromagnetycznego. Natomiast w obszarze niskich częstotliwości wzrost momentu obciążenia powoduje wzrost M_{max} oraz tłumi oscylacje momentu i prędkości.

Jak wynika z powyższego omówienia rezultatów badań modelowych, odkształcenie napięcia wpływa w znacznej części zakresu regulacji częstotliwości w małym stopniu na amplitudę momentu maksymalnego. Jednak poniżej pewnej częstotliwości granicznej, charakterystycznej dla każdego typu silnika (poniżej której występuje silny wzrost pulsacji prędkości w stanie ustalonym), wpływ odkształcenia na procesy przejściowe przy rozruchu jest istotny i nie można go pominąć. Przejawia się to przede wszystkim w zależności amplitudy momentu maksymalnego od fazy włączenia napięcia. W praktyce najczęściej nie występuje moment rozruchowy w chwili załączenia napięcia - pojawi się on dopiero przy następnej komutacji inwertera. Może to spowodować, że przy "krokowym" wirowaniu wirnika

nie wystąpi w pierwszym okresie obrót albo, gdy moment będzie miał znak ujemny, nastąpi obrót w kierunku przeciwnym do zadanego, do czasu następnej komutacji inwertora.

Drugą cechą charakterystyczną rozruchów bezpośrednich, przy obniżonej częstotliwości napięcia zasilającego, jest występowanie "obszaru rezonansowego". Obszar ten charakteryzuje się przebiegami i tłumionymi oscylacjami prędkości obrotowej.

Podsumowując, można stwierdzić, że amplitudy udarowego momentu maksymalnego i chwilowego prądu fazowego przy rozruchu bezpośrednim maleją wraz z częstotliwością. Przyczyną tego zjawiska jest zmniejszenie się względnej prędkości przecinania linii pola przez uzwojenia wirnika, zmniejszenie się przyspieszenia pola, wzrost przyspieszenia wirnika. W efekcie, jak wynika to z przedstawionych wyników badań, rozruchy bezpośrednie na obniżonej częstotliwości (poniżej 10 Hz) nie są niebezpieczne dla napędu. Dlatego przy optymalizacji silnika asynchronicznego, pod kątem otrzymania odpowiednich właściwości dynamicznych, należy wziąć pod uwagę wartości wskaźników dynamicznych przy dużych częstotliwościach. W omawianym przypadku odnosi się to do częstotliwości znamionowej 50 Hz ($\alpha = 1.0$).

4. METODYKA SYNTEZY PARAMETRÓW SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM

4.1. Uwagi wstępne

Przed sformułowaniem szczegółowej metodyki syntezy parametrów silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym celowe jest zdefiniowanie bardziej ogólnego problemu syntezy silnika asynchronicznego jako obiektu projektowania i następnie umiejscowienie w tym problemie wyżej wymienionej metodyki.

W rozdziale 1.3.5 zdefiniowano jedynie ogólne pojęcie zadania syntezy układu elektromechanicznego i podano ideę szukania rozwiązania tego zadania. W niniejszym rozdziale zagadnienia te zostaną uszczegółowione.

Zadanie syntezy, lub inaczej mówiąc zadanie optymalnego projektowania silnika asynchronicznego można przedstawić jako ogólne zadanie nieliniowego programowania matematycznego.

Należy znaleźć maksimum lub minimum funkcji celu $F(\underline{X})$:

$$F(\underline{X}) = \text{extremum} \quad (4.1)$$

przy ograniczeniach:

$$a_i \leq (X_i) \leq b_i \quad \text{oraz} \quad A_i \leq G_i(\underline{X}) \leq B_i, \quad (4.1a)$$

gdzie: $\underline{X} = [X_1, X_2, X_3, \dots, X_s]^T$ - zmienne niezależne projektowania (parametry fizyczne lub konstrukcyjne silnika, wybrane przez projektanta maszyny);

G_i - ograniczenia w postaci funkcji parametrów, określające wymagania techniczne, konstrukcyjne i technologiczne stawiane projektowi silnika asynchronicznego;

a_i, b_i - granice dolna i górna obszaru dopuszczalnych zmian parametrów silnika;

A_i, B_i - granice dolna i górna obszaru dopuszczalnych zmian ograniczeń.

Podstawą projektowania, rozumianego jako rozwiązywanie zadania syntezy z zadanymi ograniczeniami, jest model matematyczny obiektu projektowania (równania projektowania i równania dynamiki, funkcje celu i ograniczenia). W większości stosowanych obecnie metodyk projektowania maszyn elektrycznych, modele matematyczne

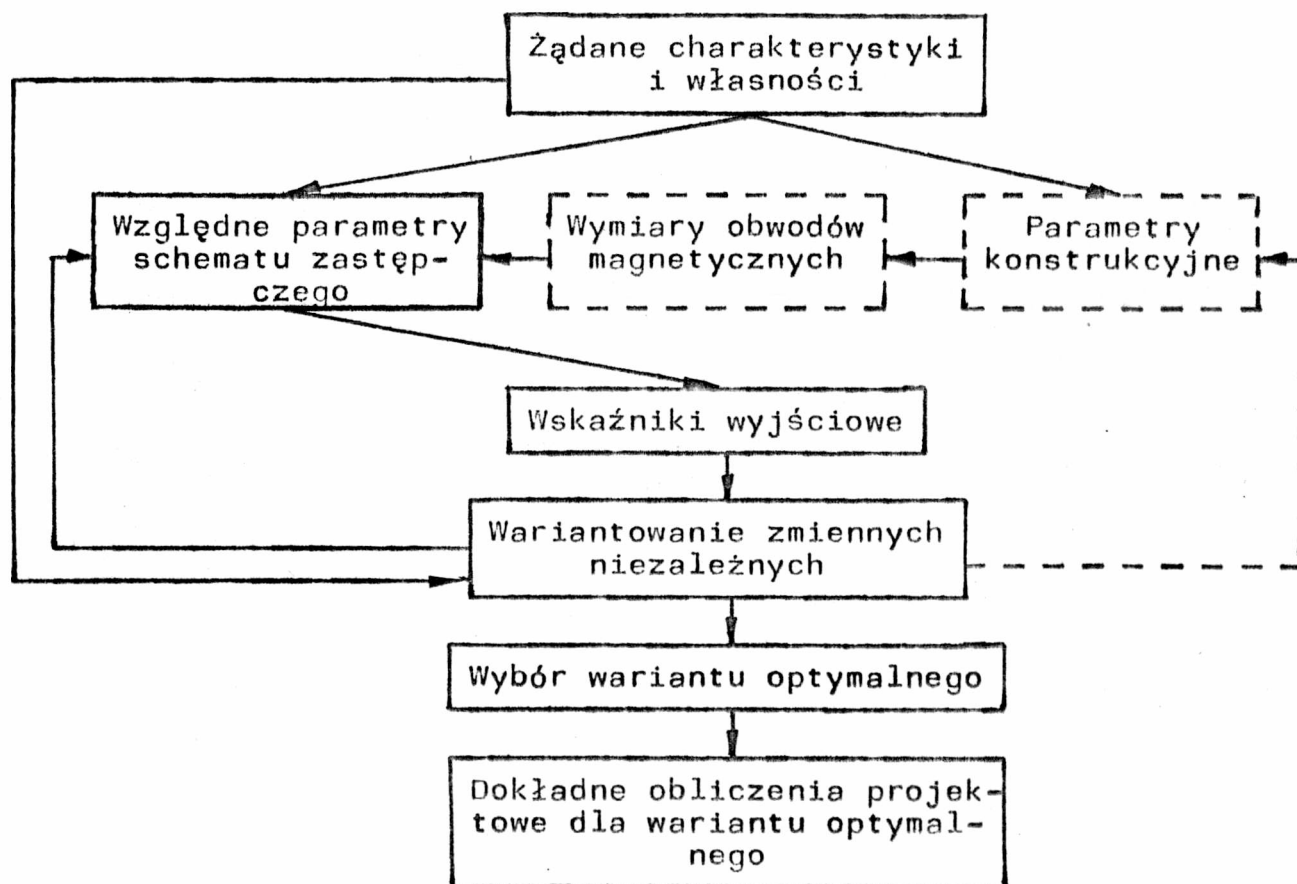
projektowania mają postać uwikłaną, wyrażoną za pomocą równań, wzorów i współczynników empirycznych, tabel i wykresów. Rozwiązanie zadania optymalnego projektowania na takim modelu matematycznym jest bardzo trudne i w wielu przypadkach zależy od stopnia i charakteru nieliniowości funkcji $F(\underline{X})$ i $G_i(\underline{X})$.

Tym niemniej obserwuje się w ostatnich latach szybki postęp w dziedzinie optymalnego projektowania serii silników asynchronicznych ogólnego przeznaczenia zasilanych napięciem sinusoidalnym o częstotliwości 50 Hz [2,3,10,38,42,55]. Najczęściej jednak realizuje się to na bazie klasycznych metod obliczania silników asynchronicznych, wykorzystując kryteria ekonomiczne i ciężarowo-gabarytowe [3,38]. Obecnie, dzięki maszynom cyfrowym i systemom komputerowego wspomagania projektowania silników asynchronicznych, zauważa się daleko posuniętą algorytmizację obliczeń elektromagnetycznych, cieplno-wentylacyjnych, akustycznych oraz wytrzymałościowych [38]. Próby przekazania maszynie cyfrowej wszystkich wielokrotnie powtarzanych operacji obliczeniowych, zmierzających do znalezienia optimum, często kończą się jednak niepowodzeniem i rozczarowaniem, głównie dlatego, że:

- posiadane modele matematyczne nie są przystosowane do rozwiązywania zadań syntezy,
- metoda obliczeń silnika utrudnia algorytmizację procesu projektowania,
- wyniki końcowe są trudne do przewidzenia i podczas projektowania brak jest informacji co do jakości otrzymanych rezultatów [2,3,4,13,55].

Duże możliwości daje rozwijana obecnie tzw. parametryczna metoda obliczania silnika asynchronicznego [38]. Nazwa metody związana jest z tym, że w początkowym etapie projektowania wybiera się względne parametry schematu zastępczego silnika, zapewniające otrzymanie zadanych własności i charakterystyk. Oczywiście, parametryczną metodę obliczeń można rozszerzyć, wybierając jako zmienne niezależne projektowania parametry konstrukcyjne.

Na rysunku 4.1 przedstawiono schemat ideowy obliczeń projektowych silnika asynchronicznego metodą parametryczną. Wynika z niego, że do projektowania silnika asynchronicznego poprzez rozwiązanie zadania syntezy i przy zastosowaniu parametrycznej metody obliczeń niezbędne są dwie grupy zależności:



Rys.4.1. Schemat ideowy obliczeń projektowych silnika asynchronicznego metodą parametryczną

- wskaźników wyjściowych w funkcji względnych parametrów schematu zastępczego,

- względnych parametrów schematu zastępczego w funkcji głównych wymiarów, parametrów konstrukcyjnych, własności zastosowanych materiałów, typów uzwojeń.

W zagadnieniach omawianych w niniejszej pracy ograniczono się tylko do pierwszej grupy zależności, tzn. związków między wskaźnikami wyjściowymi a parametrami schematu zastępczego silnika asynchronicznego.

Drugim ważnym ograniczeniem jest przyjęcie jako wskaźników wyjściowych tylko tych, które związane są z odkształceniem napięcia (wpływem harmonicznych czasowych).

Należy jednak podkreślić, że wyżej wymienione ograniczenia w niczym nie naruszają ogólności metodyki syntezy zaproponowanej w dalszych punktach rozdziału, gdyż jej nadrzędnym zadaniem jest przekształcenie dostępnego wyjściowego modelu projektowania do

postaci dogodnej do projektowania, na drodze rozwiązywania zadania syntezy.

Zagadnienia związane z odkształceniem napięcia zasilającego silnik stanowią więc uzupełnienie ogólnej metodyki syntezy parametrów schematu zastępczego, dopasowujące ją do projektowania optymalnego silników asynchronicznych zasilanych z SPCz.

4.2. Metodyka syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego przy wykorzystaniu metod planowanego eksperymentu

4.2.1. Wprowadzenie

Celem syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego, zasilanego napięciem odkształconym o przyjętym kształcie, jest znalezienie takich wartości parametrów, dla których zminimalizowane zostaną efekty związane z odkształceniem napięcia. Parametry schematu zastępczego, optymalne ze względu na minimum skutków występowania harmonicznych czasowych, będą dla konstruktora maszyn zasilanych z SPCz, punktem wyjściowym do projektowania obwodów magnetycznych i uzwojeń, dostosowanych do pracy przy napięciach odkształconych.

Poniżej przedstawiono algorytm realizacji zadania syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości. Do realizacji tego algorytmu niezbędne są trzy podstawowe elementy składowe:

- modele matematyczne do symulacji procesów przejściowych i stanu quasiustalonego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o zadanym kształcie i regulowanej częstotliwości,
- algorytm przekształcenia powyższych modeli matematycznych do postaci dogodnej do rozwiązywania zadania syntezy (tworzenie tzw. statycznych modeli matematycznych) przy wykorzystaniu metod teorii planowania eksperymentu,
- algorytm poszukiwania rozwiązania optymalnego.

Pierwszy element został szczegółowo przedstawiony w rozdziale 2. Poniżej zostaną szczegółowo scharakteryzowane kolejno dwa następne elementy.

4.2.2. Algorytm przekształcania wyjściowego modelu matematycznego

4.2.2.1. Podstawowy aparat matematyczny teorii planowania eksperymentów

Przedstawiona w rozdziale 1.3.5 ogólna procedura tworzenia tzw. statycznych modeli matematycznych w postaci wielomianów (1.16) jest punktem wyjściowym do zbudowania szczegółowego algorytmu przekształcania wyjściowego modelu matematycznego do postaci maksymalnie przystosowanej do rozwiązywania zadania syntezy. Należy podkreślić, że algorytm ten ma charakter ogólny i może być zastosowany do rozwiązywania zadań syntezy innych układów elektro-mechanicznych.

Matematyczna teoria planowania eksperymentu wypracowała zasady takiego przeprowadzania eksperymentu, aby przy minimalnej liczbie eksperymentów czynnych uzyskać maksimum informacji o badanym obiekcie.

W sytuacji, gdy eksperyment realizowany jest w warunkach losowych, równanie hiperpowierzchni (1.16), aproksymujące hiperpowierzchnię (1.15), jest tzw. równaniem regresji, obciążonym błędem przypadkowym $\varepsilon = y - \hat{y}$. Kryterium bliskości powierzchni aproksymującej $\hat{y}$ i aproksymowanej y jest minimum sumy kwadratów odchyleń pomiędzy wartościami y w punktach przestrzeni, dla których przeprowadzono eksperyment, a wartościami $\hat{y}$ wyliczonymi dla tych punktów według równania (1.16):

$$\sum_{n=1}^N (y_n - \hat{y}_n)^2 = \min. \quad (4.2)$$

Rozwiązanie zadania minimalizacji sumy kwadratów odchyleń (4.2), przy wykorzystaniu twierdzeń granicznych rachunku prawdopodobieństwa, umożliwia obliczenie współczynników b_i [39,45]. W zapisie macierzowym, współczynniki równania regresji (1.16) można wyznaczyć z wyrażenia:

$$[b] = \{ [X]^T [X] \}^{-1} [X]^T [y]. \quad (4.3)$$

Poszczególne macierze równania (4.3) mają następującą postać:

$[b] = [b_0, b_1, b_2, \dots, b_s]^T$ - macierz współczynników równania (1.16)

$$[X] = \begin{bmatrix} x_{10}, x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1s} \\ x_{20}, x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2s} \\ \vdots \\ x_{N0}, x_{N1}, x_{N2}, \dots, x_{Ns} \end{bmatrix} \quad - \text{macierz obserwacji wejść,}$$

$[y] = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ - macierz obserwacji wyników eksperymentu, przy czym:

x_{ns} - wartość wejścia x_s w chwili n ,

y_n - wartość wyjścia y w chwili n ,

$x_{10} = x_{20} = \dots = x_{N0} \equiv 1$ - elementy fikcyjne.

Poszukiwanie modelu (1.16) można znacznie uprościć prowadząc eksperymenty zaplanowane. Najprostsze, a najczęściej spełniające wiele kryteriów optymalności, jest planowanie ortogonalne [24,25].

Jeżeli macierz planu $\{[X]^T[X]\}$ spełnia warunki:

$$\sum_{n=1}^N x_{ni} x_{nj} = 0; \quad i, j = 0, 1, 2, \dots, s, i \neq j \quad (4.4)$$

$$\sum_{n=1}^N x_{ni}^2 = 0; \quad i=1, 2, \dots, s \quad (4.5)$$

$$\sum_{n=1}^N x_{ni} = 0; \quad i=1, 2, \dots, s \quad (4.6)$$

to planowanie jest ortogonalne. Dzięki temu macierz kowariancyjna $\{[X]^T[X]\}^{-1}$ jest diagonalna i podstawowy wzór analizy regresji w postaci (4.3) przyjmuje postać:

$$b_i = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{ni} y_n, \quad i=0, 1, \dots, s. \quad (4.7)$$

Analiza statystyczna wielomianu (1.16) pozwala ocenić istotność współczynników b_i i sprawdzić adekwatność przedstawienia powierzchni y za pomocą tego wielomianu. W szczególności pozwala ustalić przedziały ufności dla współczynników b_i i dla wielkości $\hat{y}$. Punktem wyjścia do analizy statystycznej jest wariancja $\sigma^2\{y\}$, charakteryzująca błąd eksperymentu. Na jej podstawie, za pomocą wzorów odpowiednich do zastosowanego rodzaju planu

eksperymentu, oblicza się wariancję $\sigma^2\{b_i\}$ z jaką wyznaczono współczynniki równania (1.16) oraz ich przedziały ufności $\Delta b_{\max}$.

W przypadku planowania całkowitego i ułamkowego [39,45], wariancja współczynników jest jednakowa i minimalna:

$$\sigma^2\{b_i\} = \frac{\sigma^2\{y\}}{N} . \quad (4.8)$$

Wartość przedziału ufności $\Delta b_{\max}$ znajduje się za pomocą tablic kryterium t-Studenta [39]

$$\Delta b_{\max} = t_{kr} \sqrt{\sigma^2\{b_i\}} , \quad (4.9)$$

gdzie: t_{kr} - tablicowa wartość kryterium t-Studenta przy poziomie ufności $P=0.95$ i takiej liczbie stopni swobody f_y z jaką określono $\sigma^2\{y\}$.

Dla planów całkowitego i ułamkowego wyrażenie (4.9) można przedstawić w postaci:

$$\Delta b_{\max} = t_{kr} \sqrt{\frac{\sigma^2\{y\}}{N}} . \quad (4.10)$$

Po określeniu wartości przedziału ufności, można rozwiązać problem istotności każdego współczynnika b_i , tzn. ocenić czy udział wnoszony przez dany składnik sumy (1.16) nie przekracza błędu określenia wielkości y . Jeżeli:

$$|b| > \Delta b_{\max} , \quad (4.11)$$

to współczynnik uznaje się za istotny, w przeciwnym przypadku należy przyjąć, że współczynnik b różni się od zera przypadkowo (czyli jest nieistotny, a w konsekwencji $b=0$).

Adekwatność otrzymanego modelu sprawdza się przyrównując wariancję resztową σ_R^2 i wariancję eksperymentu $\sigma^2\{y\}$ za pomocą kryterium F-Snedecora [39]. Wariancję resztową oblicza się z wzoru:

$$\sigma_R^2 = \frac{S_R}{f_R} , \quad (4.12)$$

gdzie: S_R - suma kwadratów odchyłeń wyrażona wzorem (4.2),
 $f_R = (N-1)$ - liczba stopni swobody związana z tą wariancją,

N - liczba eksperymentów,

l - liczba istotnych współczynników w równaniu regresji.

Równanie (1.16) adekwatnie opisuje aproksymowaną powierzchnię, gdy wartość obliczeniowa kryterium F-Snedecora jest nie większa od wartości tablicowej:

$$F = \frac{G_R^2}{G^2\{y\}} \leq F_{\text{tabl}} \quad (4.13)$$

Spełnienie zależności (4.13) oznacza, że różnicę $(y - \hat{y})$ można wytłumaczyć tylko błędami eksperymentu, a nie złym modelem aproksymującym (nieadekwatnym modelem). Dla adekwatnych opisów zachodzi więc (z prawdopodobieństwem jakie przyjęto przy zastosowaniu kryterium F-Snedecora) zależność:

$$|y - \hat{y}| \leq \Delta y_{\max}, \quad (4.14)$$

gdzie: $\Delta y_{\max} = t_{kr} \sqrt{G^2\{y\}}$.

Powyższa analiza statystyczna oparta jest na następujących założeniach [39,45]:

- losowy charakter i rozkład normalny wielkości y w punktach eksperymentowania,
- jednorodność wariancji $G^2\{y\}$,
- wzajemna niezależność zmiennych niezależnych X_s ,
- pomijalnie mały błąd w określeniu X_s .

W celu uproszczenia obliczeń i interpretacji modeli, wszystkie zmienne niezależne sprowadza się do wielkości bezwymiarowych, przyjmujących dla całego zakresu zmian czynników wartości od -1 do +1. Realizuje się to za pomocą tzw. standaryzacji zmiennych:

$$x_i = \frac{X_i - X_i^0}{\Delta X_i}, \quad i=1,2,\dots,s, \quad (4.15)$$

gdzie: x_i - zmienna w postaci standaryzowanej,

X_i - zmienna w postaci naturalnej,

$\Delta X_i = X_{i\max} - X_{i\min}$ - wartość bezwzględna kroku wzdłuż osi X_i ,

$X_i^0 = \frac{X_{i\max} + X_{i\min}}{2}$ - punkt bazowy (początek układu współrzędnych standaryzowanych).

Model otrzymany w wyniku zastosowania metody planowania eksperymentu jest słuszny dla fragmentu przestrzeni określonej zakresem zmian zmiennych niezależnych.

Przy zastosowaniu metod planowania eksperymentu w warunkach zakłóceń losowych, można wyróżnić trzy etapy:

- 1 - zbieranie informacji wstępnych o przebiegu powierzchni aproksymującej,
- 2 - właściwe planowanie, przeprowadzenie eksperymentów i wyznaczenie istotnych współczynników równania regresji,
- 3 - ocena adekwatności otrzymanego modelu.

W dalszym ciągu, na bazie wyżej przedstawionego aparatu matematycznego metod planowania eksperymentu zostanie zaproponowana metodyka przekształcania modelu wyjściowego. Metodyka jest próbą formalnego dopasowania i wykorzystania aparatu teorii planowania eksperymentu w warunkach zdeterminowanych, gdy dysponuje się modelem matematycznym badanego obiektu rozwiązywanym w komputerze cyfrowym lub analogowym.

4.2.2.2. Uzasadnienie możliwości planowania eksperymentów symulacyjnych

Metody planowania eksperymentu zostały opracowane dla zagadnień identyfikacji złożonych obiektów i procesów technologicznych, w których, oprócz działania podstawowych czynników fizycznych, występuje szereg wielkości przypadkowych.

Wykorzystanie metod planowania eksperymentu w przypadkach, gdy dysponuje się modelem matematycznym obiektu wymaga realizacji tzw. eksperymentu symulacyjnego.

Pod pojęciem "eksperyment symulacyjny" rozumie się zbiór obliczeń w maszynie cyfrowej lub analogowej dających jednoznaczne rozwiązanie dla poszukiwanej funkcji celu y_k .

W takim przypadku nie występuje wariancja wielkości wejściowych i wyjściowych. Wartość funkcji celu określa się praktycznie bez błędu (lub z bardzo małym błędem). Powyższy fakt jest podstawową cechą charakterystyczną dla planowania eksperymentów symulacyjnych, realizowanych w komputerach.

Brak pola szumów (zakłóceń losowych) powoduje więc jawne naruszenie założeń analizy regresji. Wobec powyższego, zadanie przekształcania modelu wyjściowego za pomocą metod planowania eksperymentu staje się klasycznym zadaniem interpolacji, po

rozwiązaniu którego otrzymuje się algebraiczną aproksymację złożonych wielowymiarowych zależności, z dokładnością wystarczającą w praktycznych zastosowaniach. W takich przypadkach, zamiast statystycznych procedur sprawdzania istotności współczynników i adekwatności równania regresji, należy ustalić dopuszczalny błąd aproksymacji.

Jednakże zwykłe metody interpolacji, zalecane w metodach numerycznych, nie nadają się do funkcji wielowymiarowych. Natomiast bez większych trudności i z reguły z powodzeniem może być wykorzystany do tych zagadnień aparat matematyczny związany z metodami aproksymacji interpolacyjnej [24].

Na podstawie wniosków wynikających z metod aproksymacji interpolacyjnej i najmniejszych kwadratów można eksperyment symulacyjny odpowiednio organizować (planować), dążąc przy tym (identycznie jak w warunkach losowych) do uzyskania maksimum informacji o badanym obiekcie przy minimalnej liczbie eksperymentów. Ponadto proces wyznaczania modelu aproksymującego powinien być tak zorganizowany, aby w efekcie uzyskać jak najmniejszy błąd w porównaniu z modelem wyjściowym. Pogodzenie dwóch powyższych warunków przy zastosowaniu metody najmniejszych kwadratów jest trudne, gdyż brak jest obiektywnej miary dokładności aproksymacji dla funkcji wielowymiarowych [24]. Najczęściej jako miarę przybliżenia funkcji y aproksymowanej modelem $\hat{y}$ wykorzystuje się tzw. metrykę Czebyszewa

$$\varrho(y, \hat{y}) = \max_{x \in X^*} |y - \hat{y}\{[x], [b]\}| \quad (4.16)$$

gdzie: $y, \hat{y}$ są funkcjami ciągłymi ($y, \hat{y} \in C(X^*)$).

Z punktu widzenia analizy regresji brak wariancji eksperymentu nie pozwala dokonać analizy statystycznej według 4.2.1.1. Nie można więc otrzymać wielomianu aproksymującego o ograniczonej liczbie członów i oceniać jego adekwatności za pomocą wariancji resztowej.

Poszukuje się jednak formalnych sposobów wykorzystania aparatu matematycznego analizy regresji do oceny otrzymanych wielomianów aproksymujących. Jak wynika z badań nad praktycznym wykorzystaniem metod planowania eksperymentów symulacyjnych w projektowaniu optymalnym układów elektromechanicznych [21,33,40], praktyczny sens ma zastosowanie nieco zmienionych statystycznych procedur, przy czym należy bardziej szczegółowo spojrzeć na

zachowanie się badanego układu w realnych warunkach i nieco inaczej interpretować dostępną informację eksperymentalną.

Można wyszczególnić dwa podstawowe sposoby interpretowania powyższego problemu:

1 - podejście zgodne z formalizmem matematycznym teorii aproksymacji, tzn. że ze względu na zdeterminowany charakter funkcji celu y , do oceny otrzymanych wielomianów aproksymujących $\hat{y}$ stosuje się tylko miarę przybliżenia, np. w sensie metryki Czebyszewa $g(y, \hat{y})$;

2 - podejście (niezgodne z formalizmem matematycznym analizy regresji) zakładające, że wyjściowy model matematyczny w pełni odzwierciedla zachowanie się rzeczywistego obiektu (model idealny), wobec czego wyniki uzyskane w trakcie zaplanowanych eksperymentów symulacyjnych można traktować jako konkretne (jedne z wielu możliwych) wartości wielkości losowych, uzyskane w trakcie badania rzeczywistego obiektu; rozumowanie to jest uzasadnieniem dla stosowania standardowych procedur statystycznych z wariancją eksperymentu odpowiednią dla obiektu rzeczywistego.

W przypadkach 1 należy realizować eksperyment symulacyjny zaplanowany oraz w punktach dodatkowych (poza planem) i określać w nich wielkości $|y - \hat{y}|$. Wielkość tej różnicy może służyć jako kryterium do odrzucania członów wielomianu aproksymującego o nieistotnych współczynnikach, tzn. tak małych, że po ich odrzuceniu wartość $|y - \hat{y}|$ zmieni się nieznacznie.

Do oceny adekwatności wielomianów aproksymujących można wykorzystać metrykę Czebyszewa (4.16). Wartość jej może stanowić ocenę "klasy dokładności" otrzymanego wielomianu $\hat{y}$.

W przypadkach 2 możliwe są dwa rozwiązania: wariancja eksperymentu na rzeczywistym obiekcie jest a priori znana (w takim przypadku liczba stopni swobody $f_y = \infty$), albo określa się ją w specjalnej serii k eksperymentów (wówczas liczba stopni swobody $f_y = k - 1$). Wartość wariancji $\sigma^2\{y\}$ przy $f_y = \infty$ można również określić na podstawie dokładności z jaką wyznacza się wielkość y na rzeczywistym obiekcie (lub wymaganej dokładności z jaką powinna być zbierana informacja pomiarowa). W praktyce zakłada się, że wymagana jest dokładność A [%] od określonej wartości wielkości y_0 . Traktując A [%] jako przedział ufności odpowiadający 95% poziomowi ufności, wariancję eksperymentu można określić następująco [21]:

$$\sigma^2\{y\} = \frac{y_0^2 A^2}{4 \cdot 10^4} . \quad (4.17)$$

Realizując k dodatkowych eksperymentów poza planem i traktując otrzymane wartości y_k jako jedne z wielu możliwych w rzeczywistym obiekcie, to wariancję eksperymentu określa się następująco

$$\sigma^2\{y\} = \frac{\sum_{i=1}^k |y_i - \hat{y}_i|^2}{k-1} . \quad (4.18)$$

Dysponując wariancją określoną za pomocą wyrażeń (4.17) lub (4.18) można zastosować wcześniej omówione procedury statystyczne (punkt 4.2.1.1) do oceny istotności współczynników i sprawdzenia istotności wielomianu aproksymującego. Należy przy tym pamiętać o określonej "sztuczności" wyżej przedstawionego podejścia 2 i związanej z tym możliwości pewnego zaniżenia istotności współczynników i stopnia adekwatności wielomianu aproksymującego.

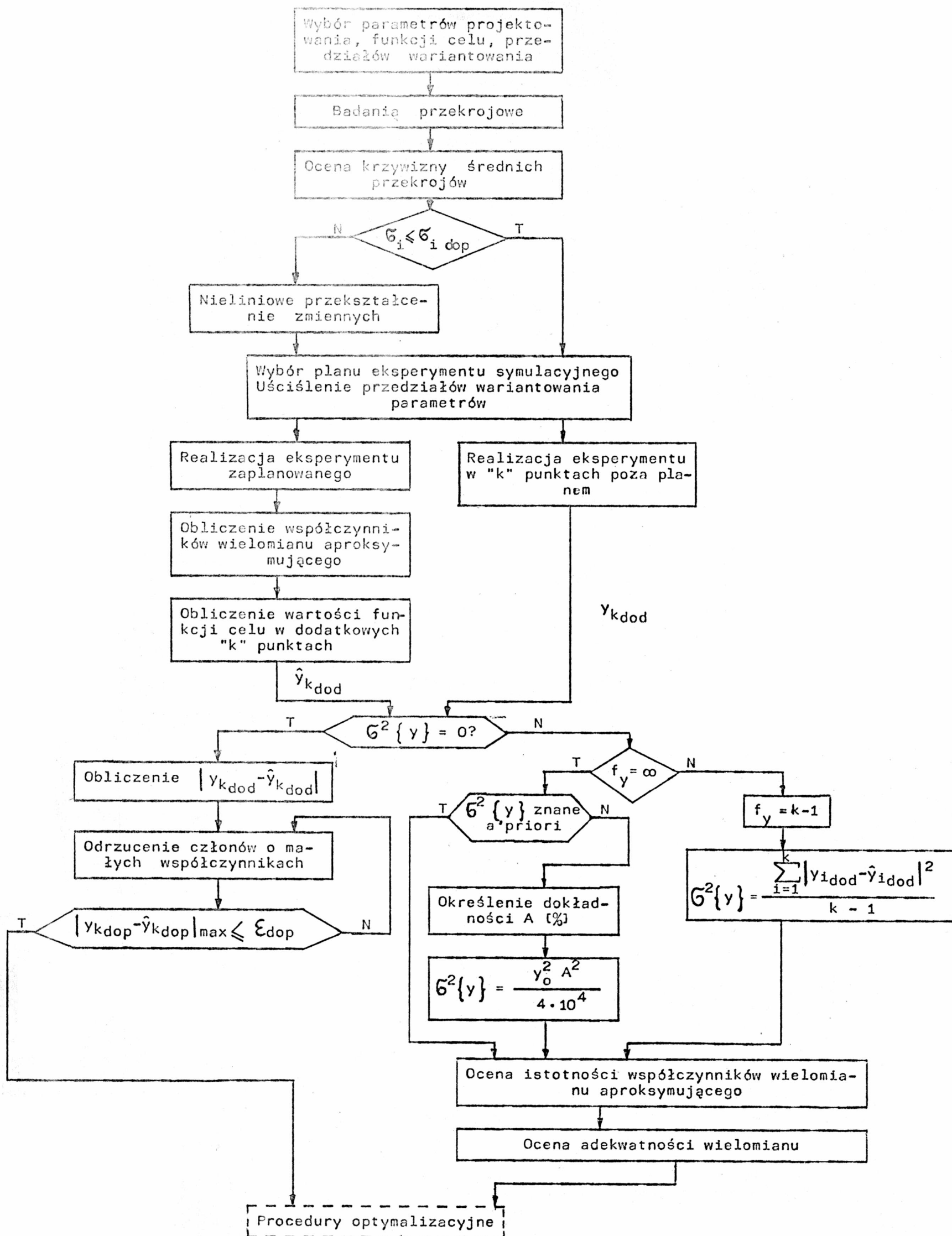
Podejścia 1 i 2 zostały włączone do algorytmu przekształcania modelu wyjściowego w ogólnej metodyce syntezy z wykorzystaniem teorii planowanego eksperymentu. W zależności od posiadanych informacji wstępnych przyjmuje się określony sposób oceny wyników aproksymacji wielomianowej.

Szczegółowy schemat postępowania przedstawiony jest na rysunku 4.2.

4.2.2.3. Badanie przekrojowe i przekształcenie zmiennych

Aby wybrać prawidłowo plan eksperymentu, należy przeprowadzić pewną liczbę obliczeń w celu otrzymania informacji o charakterze badanej funkcji. W celu otrzymania średnich przekrojów badanych hiperpowierzchni należy przeprowadzić $(4n+1)$ eksperymentów symulacyjnych realizowanych na modelu wyjściowym (n - liczba zmiennych niezależnych projektowania). Średnie przekroje hiperpowierzchni umożliwiają ocenę charakteru wpływu każdej zmiennej niezależnej na wybrane funkcje celu.

Każdy przekrój buduje się przy zmianie jednej zmiennej w wybranym przedziale oraz $(n-1)$ pozostałych zmiennych niezależnych ustalonych na poziomie średnim.



Rys.4.2. Schemat blokowy algorytmu przekształcania modelu dynamicznego przy wykorzystaniu metod teorii planowania eksperymentu

Średnie przekroje należy realizować w zmiennych wejściowych standaryzowanych przy rzeczywistych wartościach funkcji celu.

Analizę wpływu wszystkich zmiennych niezależnych na funkcję celu dogodnie jest przeprowadzać na zbiorczym wykresie, na którym zebrane są wszystkie przekroje dla jednej funkcji celu. Punkt bazowy czyli początek układu zmiennych standaryzowanych będzie wspólnym punktem dla wszystkich przekrojów przy $x_1 = x_2 = \dots = x_s = 0$.

Analiza porównawcza przekrojów daje możliwość określenia charakteru wpływu poszczególnych zmiennych niezależnych na poszukiwane funkcje celu. Ponadto daje informacje przydatne przy wyborze najbardziej odpowiedniego planu obliczeń symulacyjnych.

Jeżeli przekroje są liniami prostymi to należy stosować plany pierwszego rzędu (całkowite lub ułamkowe).

Jeżeli przekroje posiadają punkty ekstremalne to planowanie pierwszego rzędu nie daje zadowalających wyników i należy stosować plany drugiego rzędu.

Jeżeli w przekrojach występują nieciągłości poszukiwanej funkcji celu np. skokowa zmiana wartości, dla określonego przedziału zmian wartości zmiennej niezależnej, to należy przedział ten podzielić na m podprzedziałów, w których nie występują nieciągłości i przeprowadzić serię obliczeń m razy powtarzając ten sam plan.

Jeżeli natomiast część przekrojów jest prostymi, a część ma charakter funkcji parabolicznej, logarytmicznej lub hiperbolicznej, to należy stosować plany pierwszego rzędu ze zmianą zmiennych niezależnych X_i na nowe $\xi_i = f(X_i)$. Zalecane są następujące rodzaje przekształceń układu współrzędnych:

$$\xi_i = X_i^{\alpha_i} \quad (\alpha_i \neq 0), \quad \xi_i = \ln X_i \quad (\alpha_i = 0), \quad (4.19)$$

gdzie: ξ_i - przekształcona zmienna niezależna.

Zamiana zmiennych niezależnych za pomocą (4.19) jest równoznaczna nieliniowemu przekształceniu układu współrzędnych. Współczynniki wielomianów, wyestymowane dla standaryzowanych zmiennych x_i pozostają wówczas takie same.

W [19] opisana jest prosta metoda określenia wykładnika α_1 dla powyższego nieliniowego przekształcenia na podstawie trzech punktów o współrzędnych $(x_1 = -1, y_1)$, $(x_2 = +1, y_2)$, $(x_3 = 0, y_3)$. Włączenie do omawianej metodyki powyższego sposobu zamiany metryki przestrzeni zmiennych niezależnych daje dobre wyniki, ponieważ pozwala bez większych trudności i straty czasu otrzymać adekwatny opis poszukiwanych funkcji celu za pomocą wielomianów niskiego stopnia dla przekształconych zmiennych niezależnych.

Aby stosować zamianę układu współrzędnych należy powiązać żadaną dokładność wielomianowych aproksymacji funkcji celu z dokładnością interpolacji każdego przekroju.

Jako miarę krzywizny średniego przekroju można przyjąć następującą wielkość:

$$\delta_i = \frac{y_0 - y_3}{y_3} 100\% \quad (4.20)$$

gdzie: $y_0 = \frac{y_1 + y_2}{2}$;

przyjmuje się, że dopuszczalny błąd względny wielkości wyjściowej w centrum planu wynosi $\delta_{i \text{ dop}} = A\%$. Dopuszczalny błąd w przekrojach, zgodnie z zasadami określania błędów względnych dla funkcji typu niepełnego wielomianu kwadratowego [19,24], wynosi

$$\delta_{i \text{ dop}} = \frac{A}{m} \% \quad (4.21)$$

gdzie: m - zakładana, maksymalna liczba czynników interakcji w poszukiwanym wielomianie interpolacyjnym ($m \leq s$).

Przekroje, których krzywizna

$$\delta_i \leq \delta_{i \text{ dop}}$$

należy traktować jako prostoliniowe, natomiast w przekrojach, w których

$$\delta_i > \delta_{i \text{ dop}}$$

należy dokonać zmiany metryki przestrzeni zmiennych niezależnych.

Tak więc przy interpolacji funkcji celu niepełnymi wielomianami kwadratowymi, przyjmuje się za linie proste średnie przekroje, zbudowane dla zmiennych standaryzowanych x powiązanych z wartościami rzeczywistymi następująco:

$$x_i = \frac{x_i - x_i^0}{\Delta x_i} \quad \text{przy } \delta_i \leq \delta_i \text{ dop}$$

$$x_i = \frac{\xi_i - \xi_i^0}{\Delta \xi_i}, \quad \xi_i = \xi(x) \quad \text{przy } \delta_i > \delta_i \text{ dop.}$$

Warunek (4.20) wiąże więc w określony sposób zmienne niezależne i w pewnym sensie mówi o ich "skorelowaniu". Oszacowania tej korelacji można dokonać drogą obliczeniową poprzez obliczenie i porównanie w wybranych k punktach wartości funkcji celu określonej za pomocą modelu matematycznego wyjściowego y_k oraz za pomocą niepełnego wielomianu aproksymującego $\hat{y}_k$ z uwzględnieniem wszystkich jego współczynników.

Wyboru współrzędnych k punktów kontrolnych można dokonać za pomocą tablic liczb losowych. Szczególnie zaleca się wybierać punkt centralny planu eksperymentu.

Różnica $|y_k - \hat{y}_k|$ jest podstawą do określenia dokładności otrzymanego wielomianu aproksymującego i może służyć do oceny istotności poszczególnych współczynników wielomianu (patrz rozdział 4.2.2.2).

4.2.2.4. Zagadnienie wyboru planu eksperymentu

Szybkie otrzymanie nowego modelu matematycznego adekwatnego do modelu wyjściowego zależy w znacznym stopniu od wyboru planu obliczeń. Należy wybierać tylko takie plany, które zapewniają wygodę obliczeń współczynników wielomianów.

Najbardziej dogodne są plany eksperymentu pierwszego rzędu [39,45]. Ponieważ są to plany ortogonalne, dlatego wyznaczenie współczynników wielomianu jest proste. Wariantowanie zmiennych niezależnych przeprowadza się na dwóch poziomach. Za pomocą takich planów można otrzymać model składający się z niepełnych wielomianów kwadratowych, zawierających człony: $b_i x_i$, $b_{ij} x_i x_j$, $b_{ijk} x_i x_j x_k$ itp. Spośród planów I rzędu największą rolę odgrywają plany całkowite typu 2^n i ich powtórzenia ułamkowe 2^{n-p} .

Podstawowymi zaletami tych planów są:

- minimalna liczba poziomów parametrów w planie wynosząca 2;
- stosunkowo niewielka liczba wymaganych eksperymentów;
- ortogonalność i rotatabilność;
- minimalna (i jednakowa) wariancja oceny wszystkich współczynników wielomianu, która jest N razy mniejsza od wariancji eksperymentu;
- proste macierze planowania eksperymentu, odpowiadające rozmieszczeniu punktów eksperymentu w wierzchołkach hipersześcianu (n) lub $(n-p)$ wymiarowego;
- prostota obliczeń związanych z wyznaczeniem współczynników równania aproksymującego i ich wariancji.

W eksperymentcie całkowitym, dla liniowego wzrostu liczby zmiennych następuje wykładniczy wzrost liczby eksperymentów. Z tego też powodu powyżej $n=4$ stosuje się najczęściej powtórzenia ułamkowe, które pozwalają znacznie zmniejszyć liczbę pomiarów przy nieznacznym tylko zmniejszeniu informacji o obiekcie.

U podstaw stosowania powtórzeń ułamkowych typu 2^{n-p} leży hipoteza o małym wpływie niektórych współdziałań na wskaźnik wyjściowy; tak małym, że można go oceniać łącznie z efektami liniowymi lub efektami innych współdziałań. W szczególności w powtarzaniu 2^{n-p} p efektów liniowych przyrównuje się do efektów współdziałań.

System ocen łącznych i zdolności rozdzielczej powtarzania ułamkowego zależy od realcji generujących, czyli od wyjściowych relacji przyrównujących p efektów liniowych do współdziałań. Istnieje duża ilość możliwych zestawów relacji generujących. Wybrany zestaw nie powinien mieszać ze sobą istotnych efektów. Wszystkie efekty współdziałań powyżej II rzędu można prawie zawsze pominąć. Ze współdziałań II rzędu tylko mała ilość przekracza próg istotności. Relacje generujące muszą być zatem tak dobrane, aby rozdzielały w ocenach możliwie najwięcej efektów liniowych i współdziałań I rzędu.

Wybór relacji generującej zależy w dużej mierze od intuicji, gdyż z góry nie wiadomo, które współdziałania są istotne. Jedyłą pomocą są informacje wstępne o wpływie parametrów na wskaźnik, znane a priori i uzyskane w trakcie badań przekrojowych.

Jeżeli zastosowanie planów I rzędu, z ewentualnym nielinowym przekształceniem zmiennych, nie daje pożądanej dokładności,

należy zastosować plany eksperymentu wyższych rzędów (np. II i III rzędu). Plany II rzędu są mniej wygodne do obliczania współczynników. Otrzymanie modelu zawierającego człony trzeciego stopnia jest znacznie utrudnione i w praktyce rzadko stosowane [21, 241.

Macierze planu eksperymentu tworzy się zgodnie z zasadami wybranego typu planu eksperymentu, przy uwzględnieniu liczby zmiennych niezależnych, funkcji celu, ilości eksperymentów, relacji generującej. W literaturze np. [21,24,39,45] znajduje się wiele przykładów planów I, II, III rzędu oraz są podane szczegółowe zasady ich tworzenia. Natomiast z przeglądu literatury dotyczącej zastosowań metod planowania eksperymentu w badaniach układów elektromechanicznych, np. [4,19,20,21,25,31,38,40,43,44,54,57], wynika powszechność stosowania planów I rzędu (całkowitych i ułamkowych), a w przypadkach szczególnej nieliniowości przekrojów średnich, planów II rzędu.

Na rysunku 4.2 przedstawiono schemat blokowy algorytmu przekształcania modelu dynamicznego do postaci maksymalnie przystosowanej do realizacji zadań syntezy. W schemacie tym wyodrębniono podstawowe kroki algorytmu, realizowane w praktyce w maszynie cyfrowej jako określone podprogramy, np. badania i oceny przekrojów średnich, nieliniowe przekształcenie zmiennych, obliczanie współczynników wielomianów aproksymujących, ocena otrzymanych wielomianów.

Przedstawione w powyższym rozdziale problemy metodyczne i metodologiczne oraz wynikający z nich algorytm przekształcania modelu wyjściowego za pomocą aparatu matematycznego teorii planowania eksperymentów, stanowią niezależny element w algorytmie syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym. Tak więc może on być włączony do innych algorytmów syntezy układów elektromechanicznych.

4.2.3. Algorytm syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym

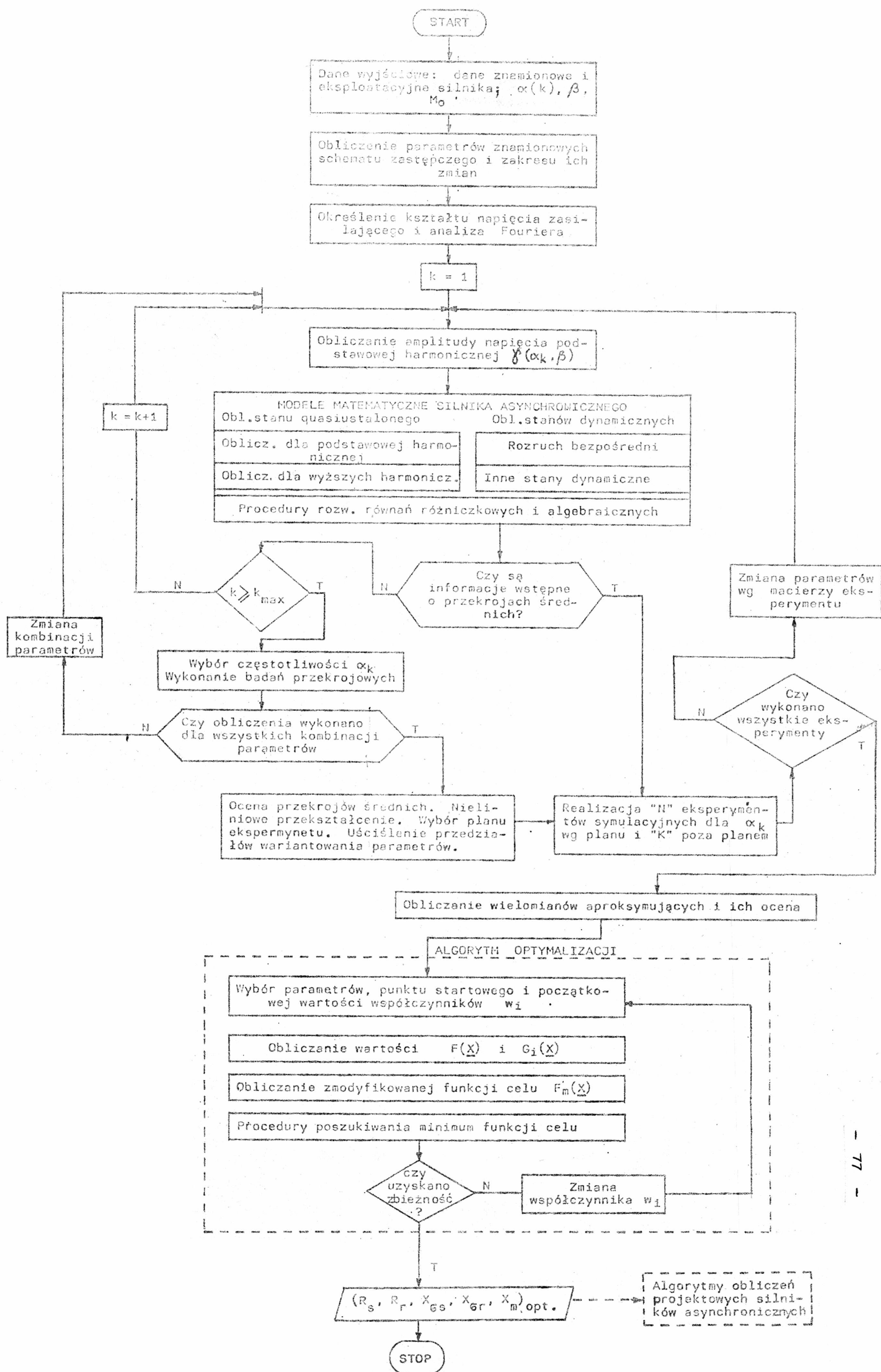
Pełny algorytm syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym przedstawiono na rys. 4.3. W przypadku, gdy jest on w całości realizowany w maszynie cyfrowej jest to pakiet powiązanych ze sobą programów i podprogramów obliczeniowych, tworzących w całości system automatycznej syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości.

Schemat blokowy przedstawiony na rys. 4.3 jest prawdziwy dla różnych kształtów napięć zasilających (generowanych przez SPCz) i dowolnie przyjętego zakresu zmian częstotliwości. W zależności od przyjętego zakresu zmian parametrów schematu zastępczego można go wykorzystać przy projektowaniu silników asynchronicznych specjalnych lub serii silników przeznaczonych do współpracy z SPCz. Stanowi on niezależną całość przeznaczoną w obecnej postaci tylko do wyznaczania optymalnych wartości parametrów schematu zastępczego. Parametry te mogą stanowić dodatkową informację wyjściową dla projektanta posługującego się klasyczną metodyką obliczania konstrukcji obwodów elektromagnetycznych silnika.

Jednakże bez większych trudności można powyższy algorytm włączyć do bardziej ogólnego schematu obliczeń projektowych silnika asynchronicznego np. metodą parametryczną (rozdz. 4.1, rys. 4.1), adaptując go tym samym do obliczeń silnika zasilanego napięciem odkształconym. Można również go zmieniać lub rozbudowywać w części dotyczącej:

- dynamicznego modelu matematycznego (np. uwzględnienie większej liczby harmonicznych czasowych, rozpatrywanie innych stanów dynamicznych, stosowanie innych procedur rozwiązywania układów równań różniczkowych i algebraicznych),
- procedury przekształcania modelu wyjściowego (np. zmiana funkcji celu, dołączanie dodatkowych ograniczeń),
- procedury optymalizacji (np. zmiana zmodyfikowanej funkcji celu, zmiana procedury szukania rozwiązania optymalnego).

Powyższe zmiany będą związane jedynie z modyfikacją określonego podprogramu bez konieczności zmiany struktury algorytmu syntezy.



Rys.4.3. Schemat blokowy algorytmu syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego o regulowanej częstotliwości

W opracowanym algorytmie syntezy parametrów schematu zastępczego są wyznaczane w postaci wielomianów (1.16) następujące wielkości i wskaźniki:

- 1) amplituda 6-tej harmonicznej momentu $|\bar{M}_{e6}| = f(\underline{X})$,
- 2) amplituda oscylacji prędkości $|\bar{\omega}_6^r / \omega_e| = f(\underline{X})$,
- 3) względny moment krytyczny $M_k = f(\underline{X})$,
- 4) bezwzględny poślizg krytyczny $\beta_k = f(\underline{X})$,
- 5) prąd fazowy stojana $I_a^s = f(\underline{X})$,
- 6) współczynnik mocy $\cos \varphi = f(\underline{X})$,
- 7) sprawność $\eta = f(\underline{X})$,
- 8) maksymalny moment uderowy $M_{\max} = f(\underline{X})$,
- 9) maksymalny chwilowy prąd fazowy stojana $i_a^s = f(\underline{X})$,
- 10) czas rozruchu silnika $t_{rs} = f(\underline{X})$,

($\underline{X}$ - wektor parametrów schematu zastępczego).

Wielkość $|\bar{M}_{e6}|$ została przyjęta jako funkcja celu, gdyż pulsacje momentu są najbardziej charakterystycznym i szkodliwym efektem występowania harmonicznym czasowym w widmie napięć zasilających silnik. Natomiast wielkości i wskaźniki 2-10 stanowią ograniczenia w postaci funkcji parametrów.

Z powyższego zestawienia widać, że do klasycznych wielkości charakteryzujących pracę silnika, dołączono wskaźniki charakteryzujące dynamikę silnika. W tradycyjnym podejściu do obliczeń projektowych silnika asynchronicznego nie uwzględnia się własności silnika w stanach dynamicznych. Jest to związane z brakiem zależności matematycznych na wskaźniki charakteryzujące dynamikę. Zastosowanie metod planowania eksperymentów symulacyjnych umożliwia przedstawienie wybranych wskaźników w postaci funkcji parametrów schematu zastępczego. Można więc je wprowadzić do zadania syntezy jako ograniczenia obszaru poszukiwań rozwiązań optymalnych. Dodanie takich ograniczeń jest szczególnie istotne w przypadkach projektowania silników przeznaczonych do pracy w szerokim przedziale zmian częstotliwości [16,40].

W przypadku, gdy podstawowym procesem przejściowym jest rozruch bezpośredni na określonej częstotliwości, można ograniczyć się do wskaźników 8-10 (rozdz. 3.3).

Zadanie syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym można więc zdefiniować następująco:

należy znaleźć minimum funkcji celu $|\bar{M}_{e6}|$

$$|\bar{M}_{e6}| = f(R_s, R_r, X_{6s}, X_{6r}, X_m) = \min \quad (4.22)$$

przy następujących ograniczeniach

$$\begin{aligned} a_1 &\leq R_s \leq b_1, \\ a_2 &\leq R_r \leq b_2, \\ a_3 &\leq X_{6s} \leq b_3, \\ a_4 &\leq X_{6r} \leq b_4, \\ a_5 &\leq X_m \leq b_5, \\ M_k &\geq M_k(50), \\ \beta_k &\leq \beta_k(50), \\ I_a^s &\leq I_a^s(50), \\ \cos \varphi &\geq \cos \varphi(50), \\ \eta &\geq \eta(50), \\ M_{\max} &\leq M_{\max}(50), \\ i_{a \max}^s &\leq i_{a \max}^s(50), \\ t_{rs} &\leq t_{rs}(50), \end{aligned} \quad (4.23)$$

gdzie: a_i, b_i - wartości ograniczające przedział zmian parametrów od dołu i od góry,

indeks (50) przy wielkościach i wskaźnikach oznacza, że są to wartości w silniku zaprojektowanym na częstotliwość 50 Hz i napięcie sinusoidalne.

Zadanie syntezy parametrów schematu zastępczego rozwiązuje się dla określonej wartości częstotliwości napięcia zasilającego, wyznaczonej na podstawie analizy zachowania się silnika przy różnych częstotliwościach (rozdz. 3).

Przystępując do realizacji algorytmu optymalizacji należy określić punkt startowy należący do obszaru rozwiązań dopuszczalnych. Aby uniemożliwić przejście do obszaru rozwiązań niedopuszczalnych stosuje się różne metody poszukiwania rozwiązań optymalnych [10,15]. Jedną z nich polega na modyfikacji funkcji celu za pomocą wyrażenia reprezentującego karę za przekroczenie ogra-

niczeń. Zmodyfikowana funkcja celu $F_m(\underline{X})$ przyjmuje ogólną postać

$$F_m(\underline{X}) = F(\underline{X}) + \sum_{i=1}^n w_i G_i(\underline{X}) , \quad (4.24)$$

gdzie: $F(\underline{X})$ - funkcja celu (np. $|\bar{M}_{e6}|$),

$G_i(\underline{X})$ - funkcje ograniczeń,

w_i - współczynnik wagowy.

W zależności od zastosowanej procedury poszukiwania minimum postać zmodyfikowanej funkcji celu może ulegać zmianie [15]. Należy stosować takie procedury, aby możliwie szybko (przy małej ilości iteracji) osiągnąć zbieżność do poszukiwanego minimum [3,15].

Omówiony powyżej algorytm syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym został wykorzystany do syntezy parametrów seryjnego silnika typu Sf-180-L-8. Wyniki syntezy zostaną przedstawione w rozdziale 5.

5. PRZYKŁAD SYNTEZY PARAMETRÓW SCHEMATU ZASTĘPCZEGO SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM

5.1. Badania przekrojowe

5.1.1. Uwagi wstępne

Przed przystąpieniem do badań, według metodyki przedstawionej w rozdziale 4, znane już były z literatury pewne informacje o zależności wielkości energetycznych i wskaźników dynamicznych od niektórych parametrów silnika asynchronicznego [3,17,29,54]. Jednak jest to zbyt mała ilość informacji, aby na jej podstawie można było planować eksperymenty symulacyjne, tym bardziej, że o wpływie parametrów na niektóre wskaźniki brakuje w ogóle informacji.

Dlatego też zdecydowano się na przeprowadzenie badań, mających na celu określenie wpływu parametrów schematu zastępczego R_s , R_r , X_{6s} , X_{6r} , X_m na następujące wielkości charakteryzujące stan ustalony i dynamiczny: amplituda momentu 6 harmonicznej, nierównomierność wirowania, współczynnik mocy, sprawność, wartość skuteczna prądu fazowego, moment krytyczny, poślizg krytyczny, moment maksymalny i prąd maksymalny przy rozruchu, czas rozruchu silnika.

Badania przeprowadzono dla szerokiego przedziału regulacji częstotliwości (5-50 Hz) i przedziału zmiany parametrów $\pm 50\%$ wartości znamionowych (zaczepniętych z dokumentacji konstrukcyjnej lub określonych na drodze pomiarowej). Przedział zmian parametrów ustalono arbitralnie, kierując się przede wszystkim chęcią wyeliminowania takich kombinacji parametrów, przy których silnik jest nierealizowalny z technicznego punktu widzenia. Przyjęty przedział zapewnia spełnienie powyższego założenia.

W trakcie badań parametry schematu zastępczego były zmieniane po kolei, przy równoczesnym utrzymywaniu pozostałych na poziomie wartości znamionowych. Badania porównawcze wykonano dla dwóch typów silników (parametry w dodatku 2), przy czym poniżej zostaną przedstawione wnioski ogólne o charakterze jakościowym, a rysunki ilustrujące otrzymane wyniki będą dotyczyły silnika Sf-180-L-8.

Na wykresach zastosowano zmienne niezależne standaryzowane (wg wzoru (4.15)). Dla silnika Sf-180-L-8, przy założonym przedziale zmian względnych parametrów schematu zastępczego, standaryzowane parametry mają następującą postać:

$$r_s = \frac{R_s - 0.03247}{0.01624}, \quad (5.1)$$

$$r_r = \frac{R_r - 0.03228}{0.01614}, \quad (5.2)$$

$$x_{6s} = \frac{X_{6s} - 0.0988}{0.0494}, \quad (5.3)$$

$$x_{6r} = \frac{X_{6r} - 0.193}{0.0965}, \quad (5.4)$$

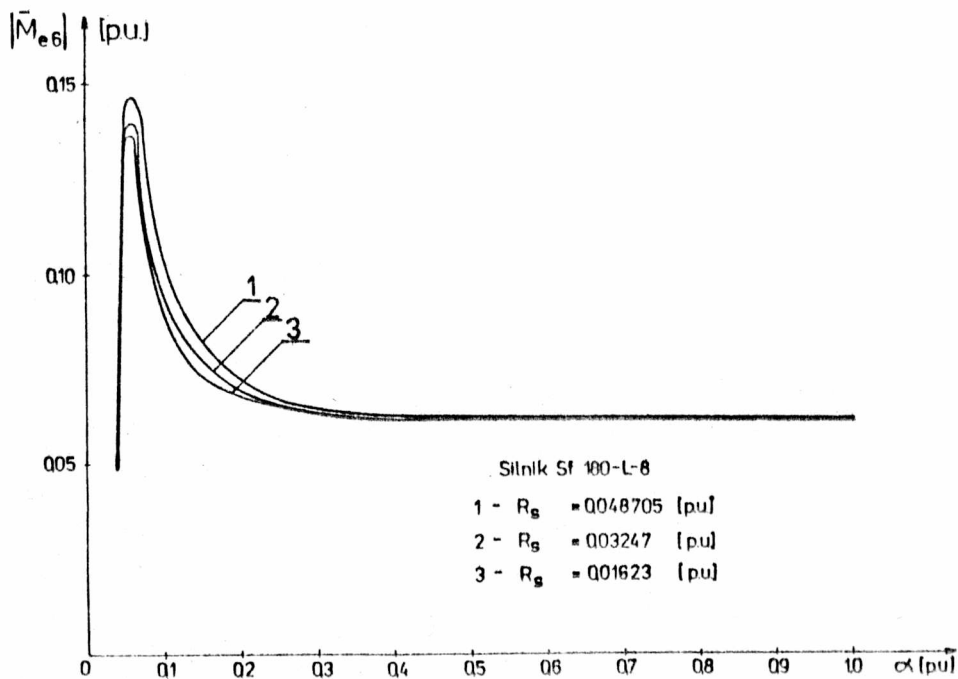
$$x_m = \frac{X_m - 1.7132}{0.8566}. \quad (5.5)$$

Na podstawie wyników badań, przeprowadzonych dla całego przedziału zmian częstotliwości i parametrów, określono najbardziej niekorzystny obszar pracy i dla niego wykonano badania przekrojowe.

5.1.2. Wpływ parametrów na własności silnika w stanie quasiustalonym

Wpływ rezystancji stojana R_s na amplitudę pulsacji momentu 6 harmonicznej i nierównomierność wirowania jest mały w całym przedziale zmian częstotliwości; w dolnej części zakresu regulacji częstotliwości (poniżej 15 Hz), ze wzrostem rezystancji wzrasta wartość amplitudy pulsacji momentu i nierównomierność wirowania wirnika (rys. 5.1). Powyżej 15 Hz wpływ zmiany R_s jest pomijalnie mały.

Sprawność η silnika ze wzrostem R_s maleje, a współczynnik mocy $\cos \varphi$ rośnie. Zmiana R_s nie wpływa na wartość skuteczną prądu biegu jałowego, moment krytyczny i poślizg krytyczny (rys. 5.6-5.12).

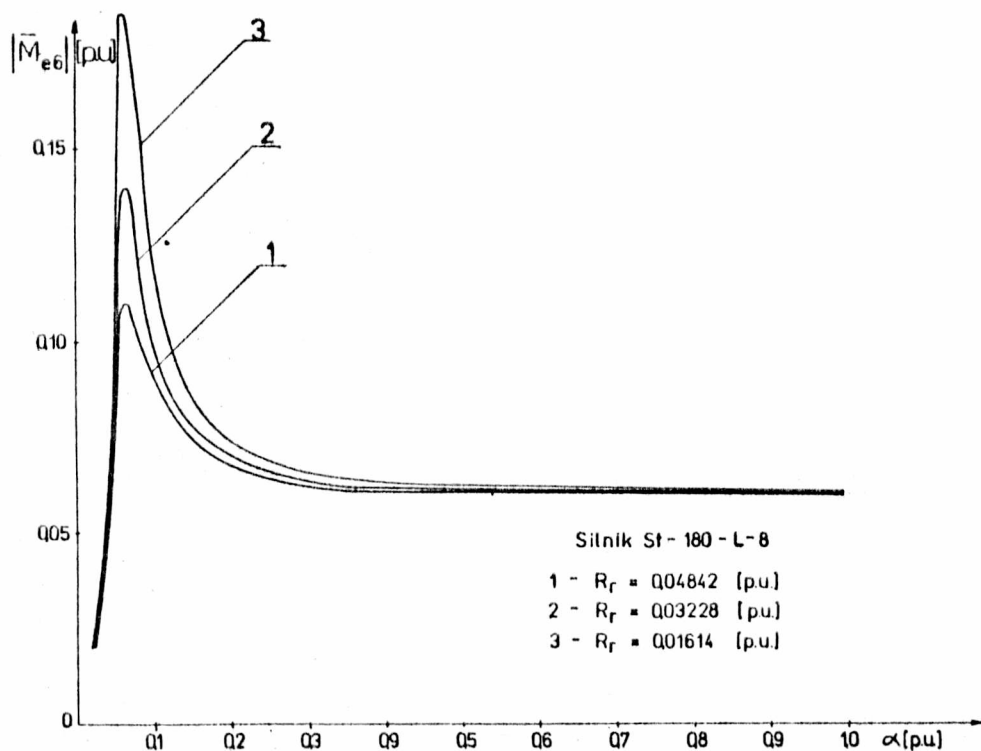


Rys.5.1. Zależność amplitudy pulsacji 6 harmonicznej momentu od częstotliwości przy różnych wartościach rezystancji stojana R_s (silnik Sf-180-L-8)

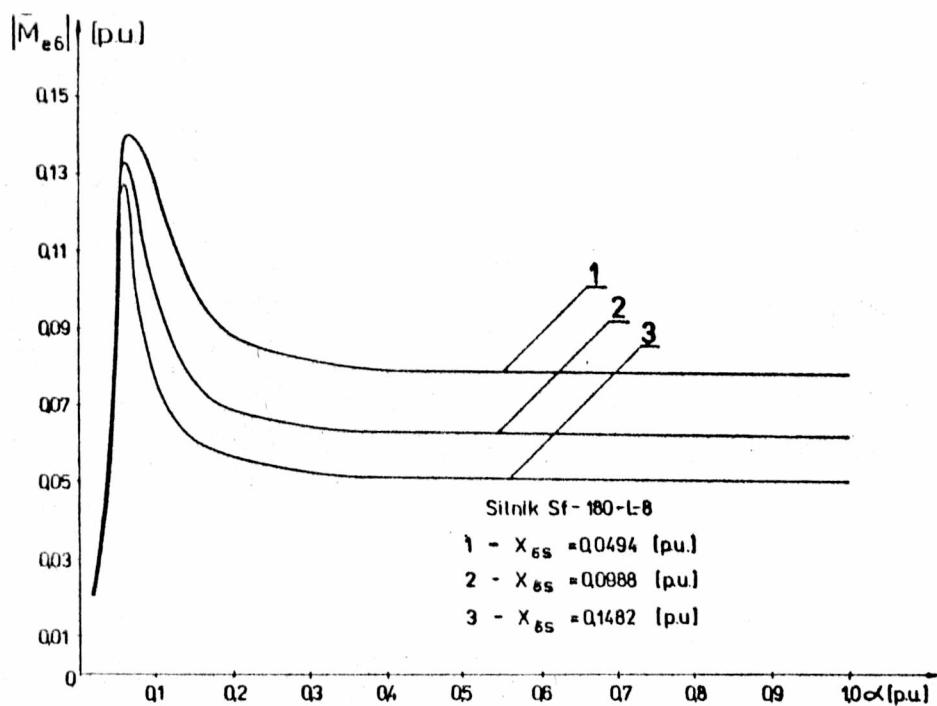
Wpływ rezystancji wirnika R_r na własności energetyczne silnika jest bardzo mały w większej części zakresu regulacji częstotliwości. Natomiast poniżej 10 Hz wpływ ten się zwiększa. Ze wzrostem R_r maleje wartość amplitudy pulsacji momentu 6 harmonicznej, nierównomierność wirowania wirnika. Wzrasta natomiast istotnie poślizg krytyczny oraz nieznacznie sprawność silnika (rys. 5.6-5.12). Na rysunku 5.2 przedstawiono wpływ rezystancji wirnika R_r na amplitudę pulsacji momentu w całym zakresie zmian częstotliwości.

Wpływ reaktancji rozproszenia stojana $X_{\sigma s}$ na pulsacje momentu i nierównomierność wirowania jest bardzo duży w całym przedziale regulacji częstotliwości. Zwiększenie reaktancji powoduje istotne zmniejszenie amplitudy ($\sim 30\%$) pulsacji momentu i prędkości (rys. 5.3), zmniejszenie się momentu i poślizgu krytycznego. Natomiast wpływ $X_{\sigma s}$ na własności energetyczne jest bardzo mały - ze wzrostem $X_{\sigma s}$ nieznacznie maleje prąd fazowy i współczynnik mocy (rys. 5.6-5.12).

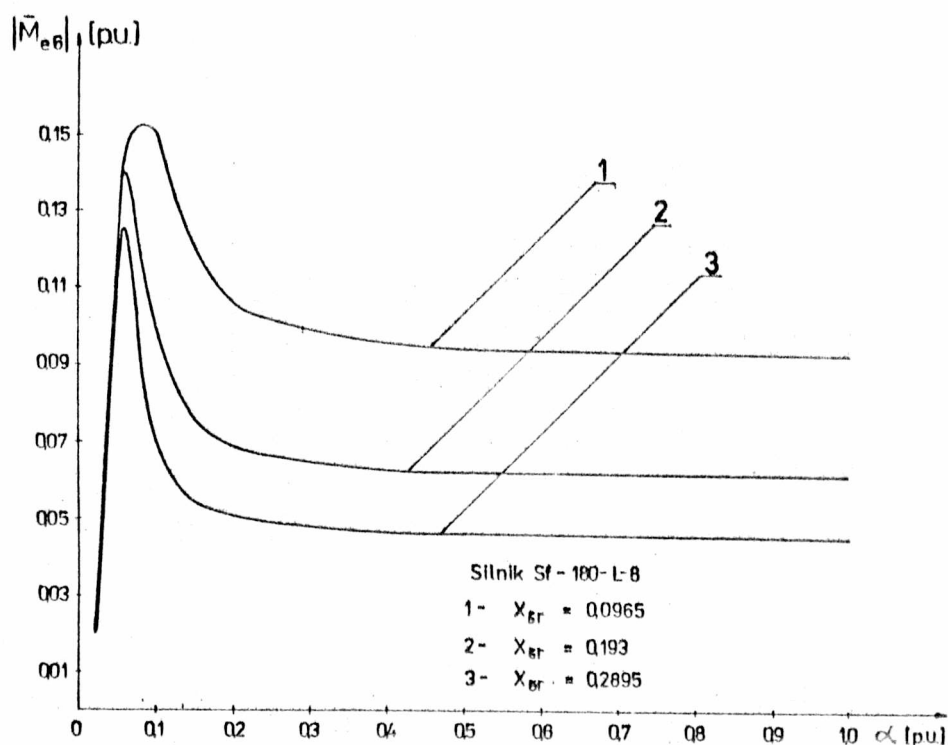
Wpływ reaktancji rozproszenia wirnika $X_{\sigma r}$ jest identyczny jak $X_{\sigma s}$ (rys. 5.4 i 5.6-5.12).



Rys.5.2. Zależność amplitudy 6 harmonicznej momentu od częstotliwości przy różnych wartościach rezystancji wirnika R_r (silnik Sf-180-L-8)



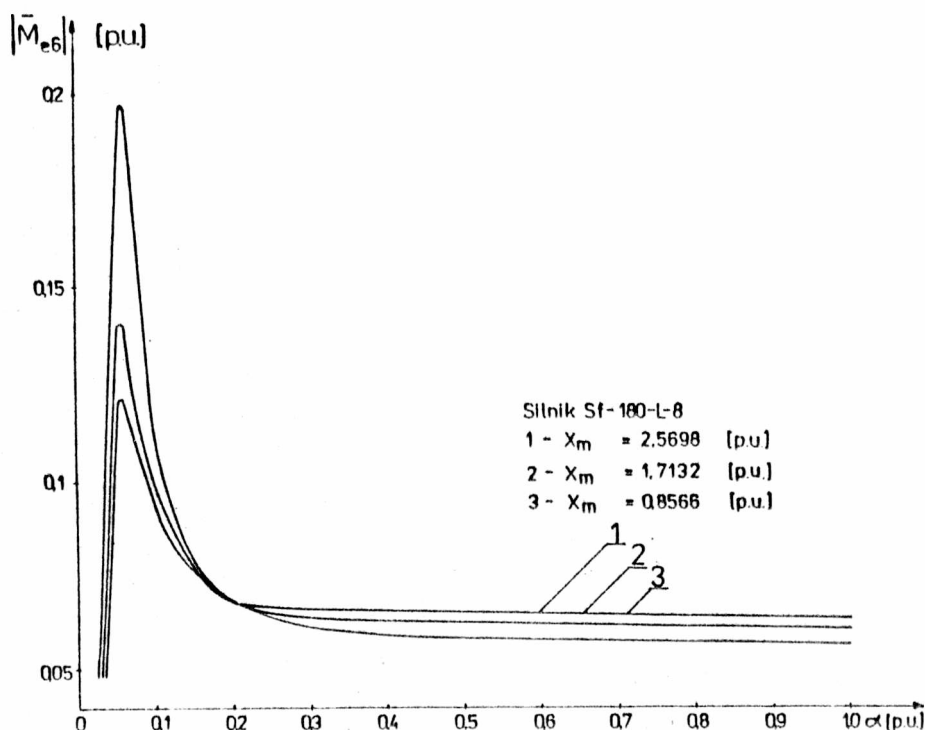
Rys.5.3. Zależność amplitudy 6 harmonicznej momentu od częstotliwości przy różnych wartościach reaktancji stojana X_{6s} (silnik Sf-180-L-8)



Rys.5.4. Zależność amplitudy 6 harmonicznej momentu od częstotliwości przy różnych wartościach reaktancji wirnika X_{br} (silnik Sf-180-L-8)

Wpływ reaktancji magnesującej jest zmienny w omawianym przedziale regulacji częstotliwości. Od górnej granicy przedziału regulacji częstotliwości do częstotliwości 20-15 Hz (każdy typ silnika ma swoją charakterystyczną wartość częstotliwości) wpływ reaktancji X_m jest bardzo mały - ze wzrostem X_m rośnie amplituda pulsacji momentu i prędkości. Natomiast poniżej charakterystycznej częstotliwości wzrost X_m silnie wpływa na pulsacje momentu i prędkości, ale w przeciwnym kierunku - wzrost X_m powoduje ich wytłumienie (rys. 5.5). Wartość reaktancji X_m istotnie wpływa na wartość fazowego prądu biegu jałowego i współczynnika mocy, momentu krytycznego i poślizgu krytycznego - ze wzrostem X_m silnie zmniejszają się. Wpływ na sprawność jest przeciwny - ze wzrostem X_m sprawność rośnie.

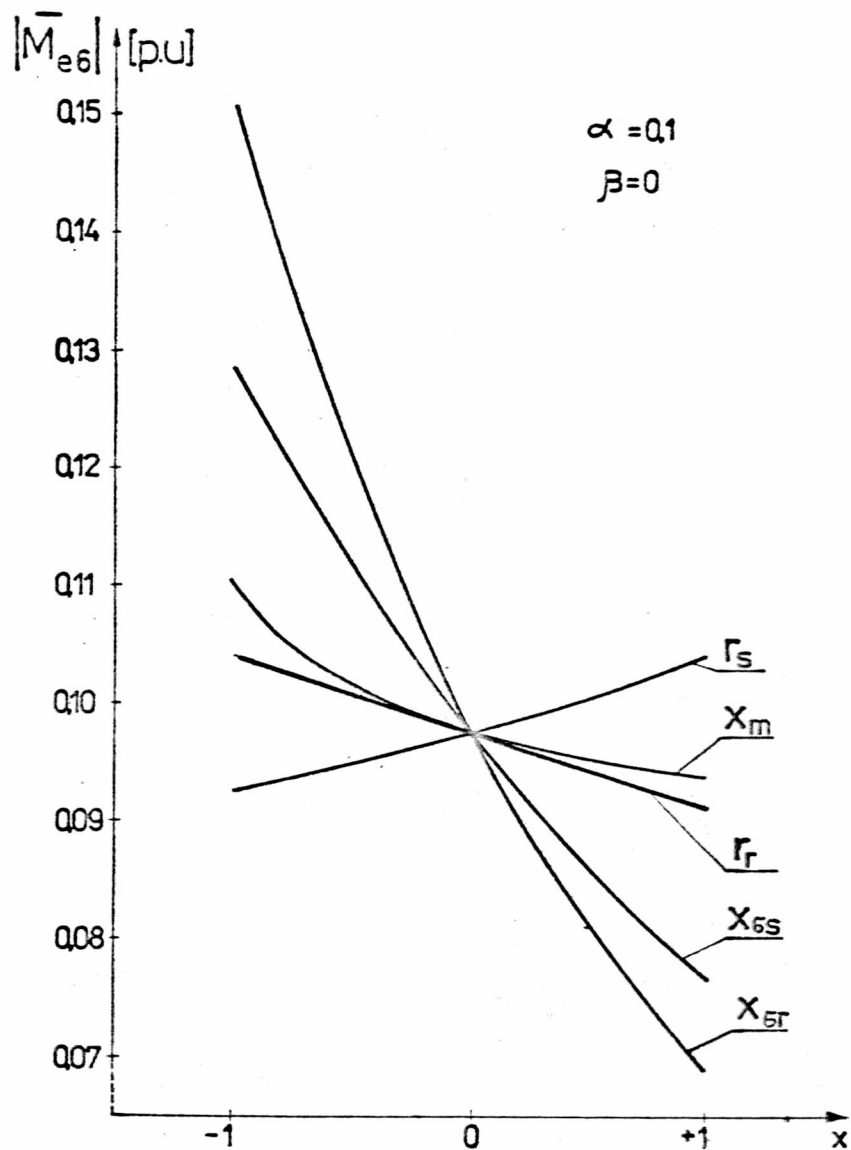
Z powyższej analizy wpływu parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego na jego własności eksploatacyjne wynika, że najbardziej znaczący wpływ mają reaktancje rozproszenia silnika. Można znaleźć takie wartości tych parametrów, przy których interesujące wskaźniki eksploatacyjne mają wartości zadowalające przy jednocześnie zminimalizowanej amplitudzie pulsacji momentu i prędkości.



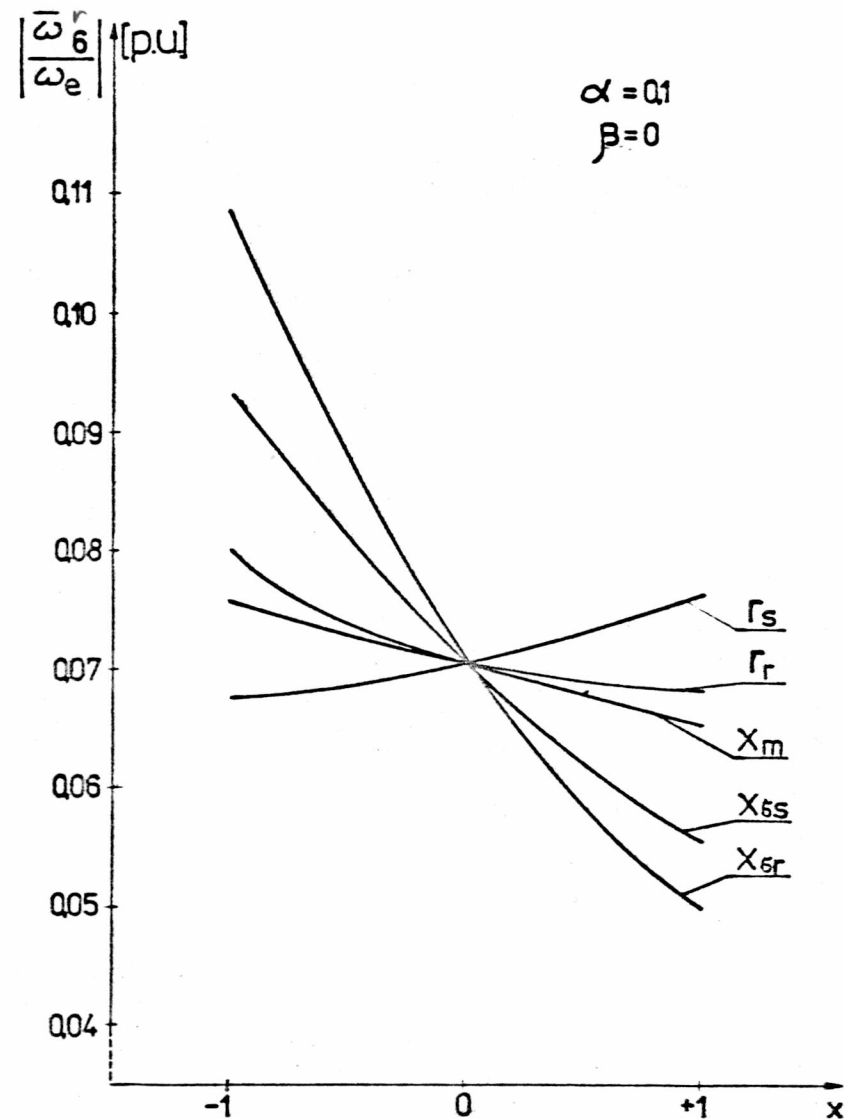
Rys.5.5. Zależność amplitudy 6 harmonicznej momentu od częstotliwości przy różnych wartościach reaktancji magnesującej X_m (silnik Sf-180-L-8)

Z zamieszczonych rysunków wynika, że najmniej korzystnym obszarem pracy układu jest dolna część zakresu regulacji częstotliwości. Tutaj też wpływ zmiany parametrów jest dostatecznie duży. Zminimalizowanie szkodliwych zjawisk w obszarze niskich częstotliwości daje również korzyści w górnej części zakresu regulacji. Dlatego też zdecydowano, że badania przekrojowe zostaną wykonane dla częstotliwości niskich, np. dla Sf-180-L-8 - 5 Hz ($\alpha = 0.1$), dla SDChm 180M - 8 Hz ($\alpha = 0.16$). Na rysunkach 5.6-5.12 przedstawiono przekroje dla silnika Sf-180-L-8, pozwalające ocenić wpływ poszczególnych parametrów na wybrane wskaźniki i dobrać odpowiedni plan obliczeń.

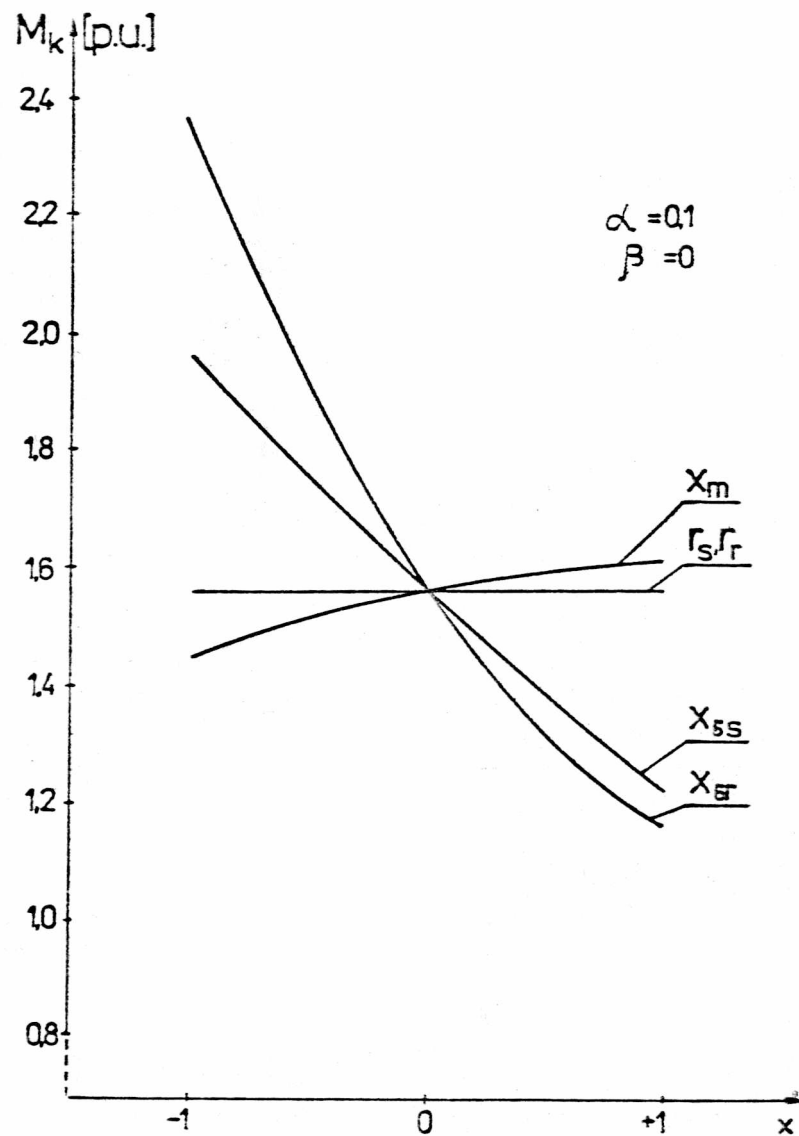
Wykorzystując metodykę, omówioną w rozdziale 4 i zakładając $\delta_{i \text{ dop}} = 1\%$ (dopuszczalny błąd w środku przekroju $A = 10\%$), dokonano oceny krzywizny przekrojów. Z oceny tej wynika, że wpływ reaktancji X_{6s} , X_{6r} , X_m na amplitudę pulsacji momentu 6 harmonicznej, nierównomierność wirowania, prąd fazowy i współczynnik mocy jest nieliniowy. W związku z tym niezbędne jest dokonanie nieliniowego przekształcenia zmiennych (zgodnie z metodyką omówioną w rozdz. 4).



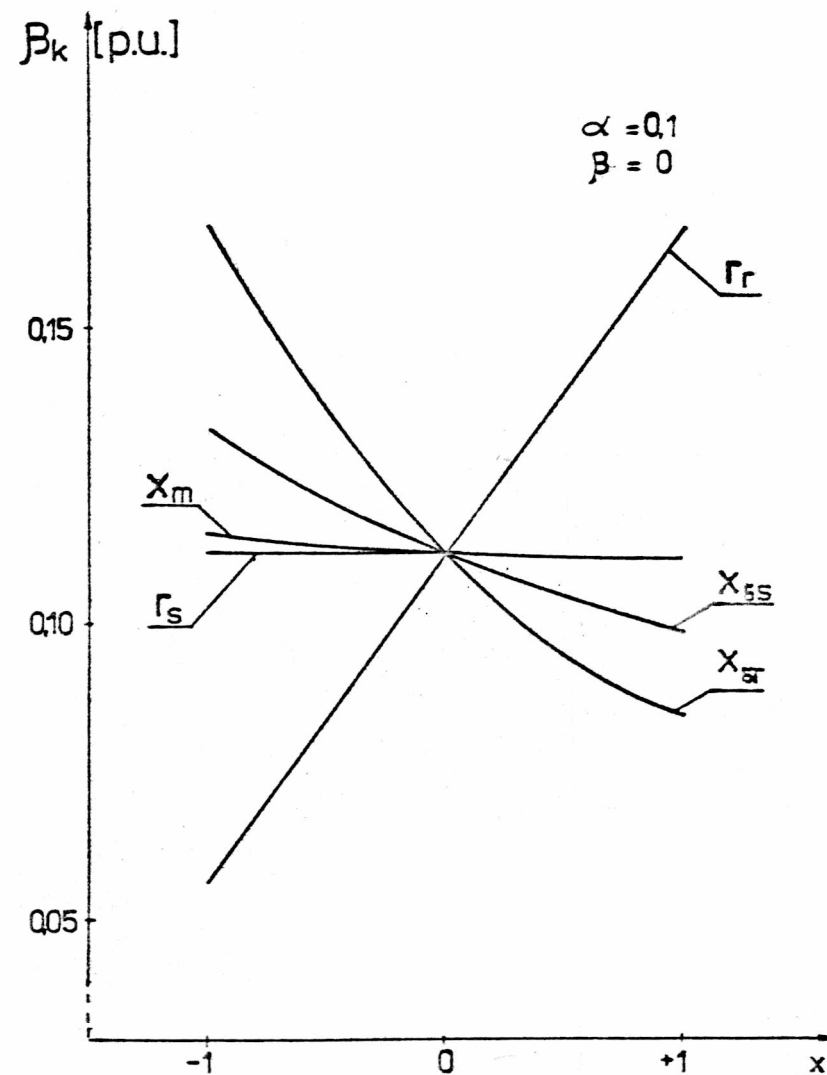
Rys.5.6. Wpływ parametrów schematu zastępczego na amplitudę 6-tej harmonicznej momentu - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8



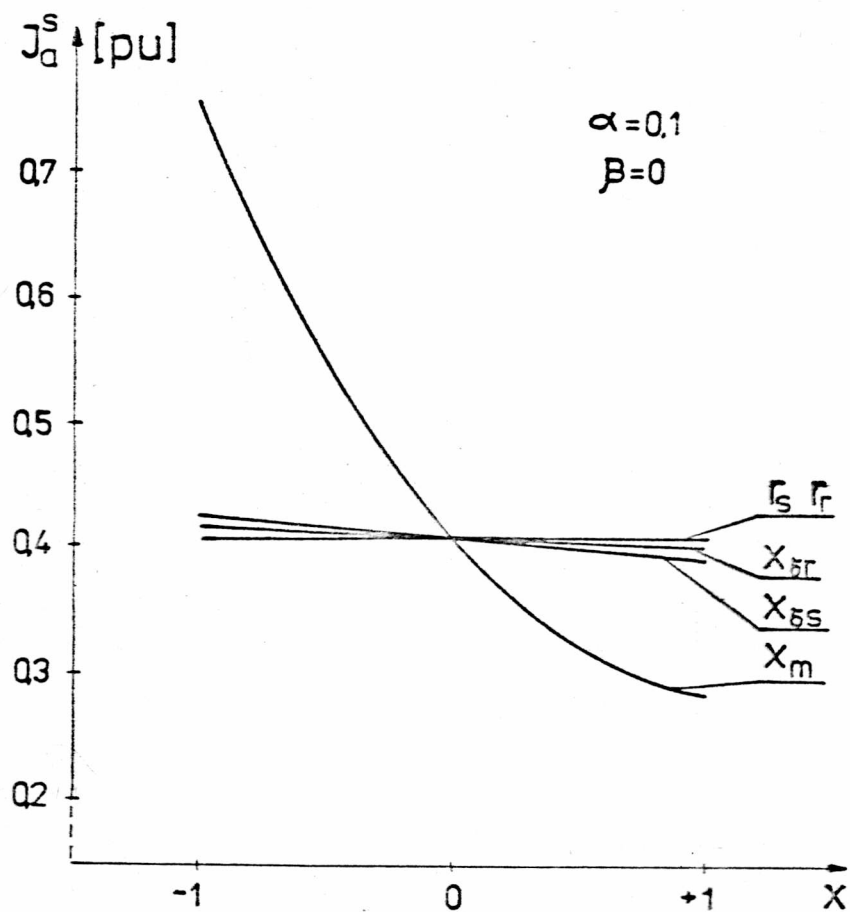
Rys.5.7. Wpływ parametrów schematu zastępczego na amplitudę pulsacji prędkości - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8



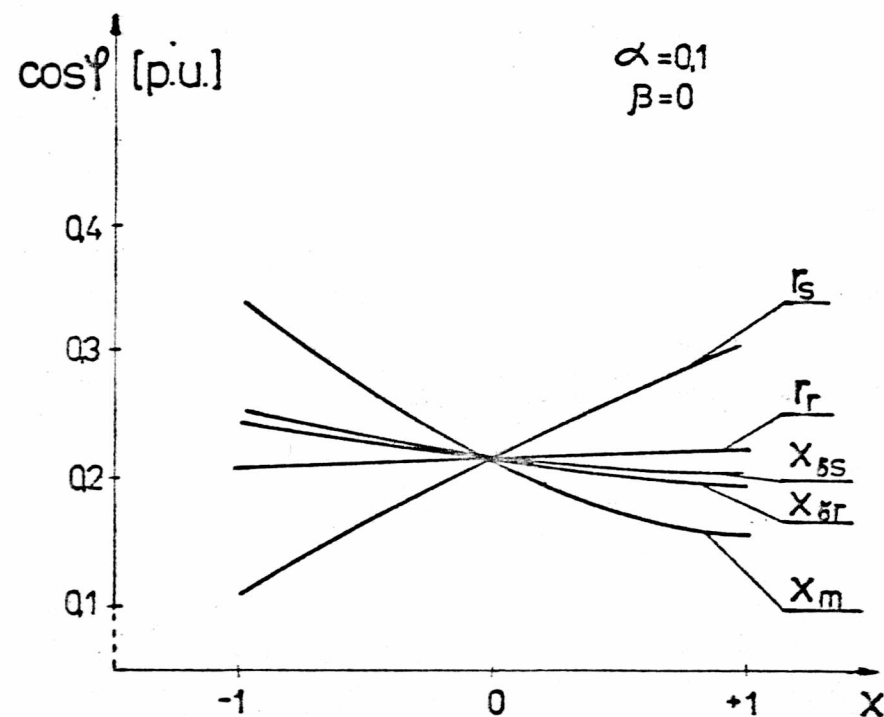
Rys.5.8. Wpływ parametrów schematu zastępczego na względny moment krytyczny - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8



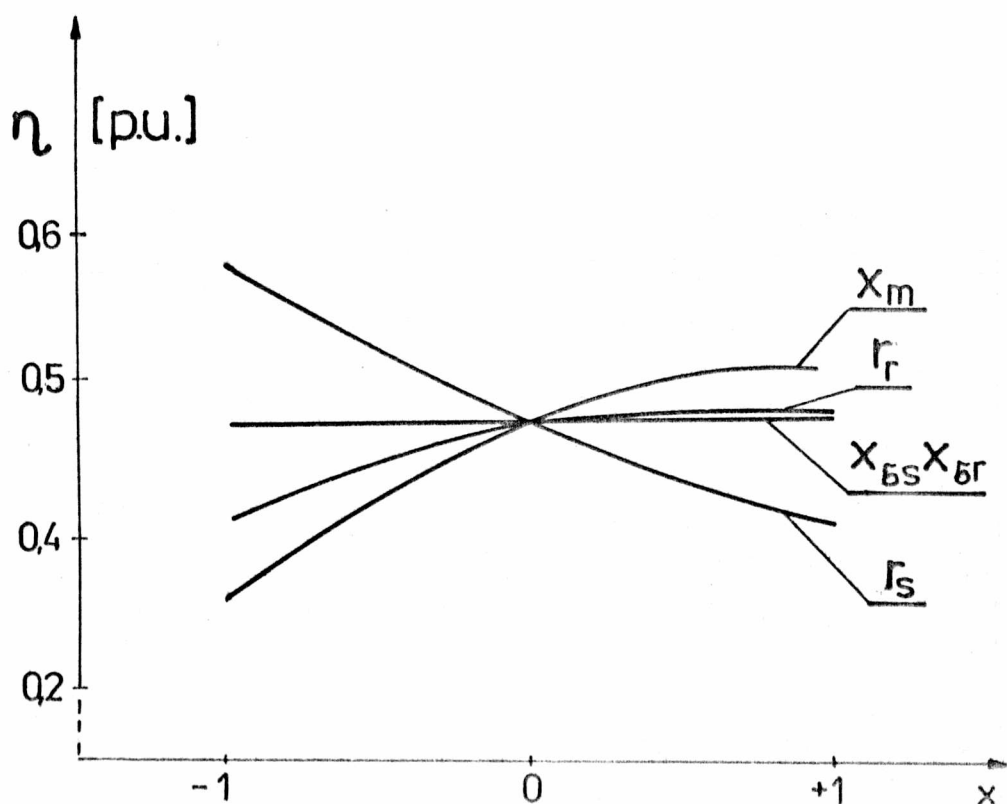
Rys.5.9. Wpływ parametrów schematu zastępczego na poślizg krytyczny - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8



Rys.5.10. Wpływ parametrów schematu zastępczego na prąd biegu jałowego stojana - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8



Rys.5.11. Wpływ parametrów schematu zastępczego na współczynnik mocy - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8

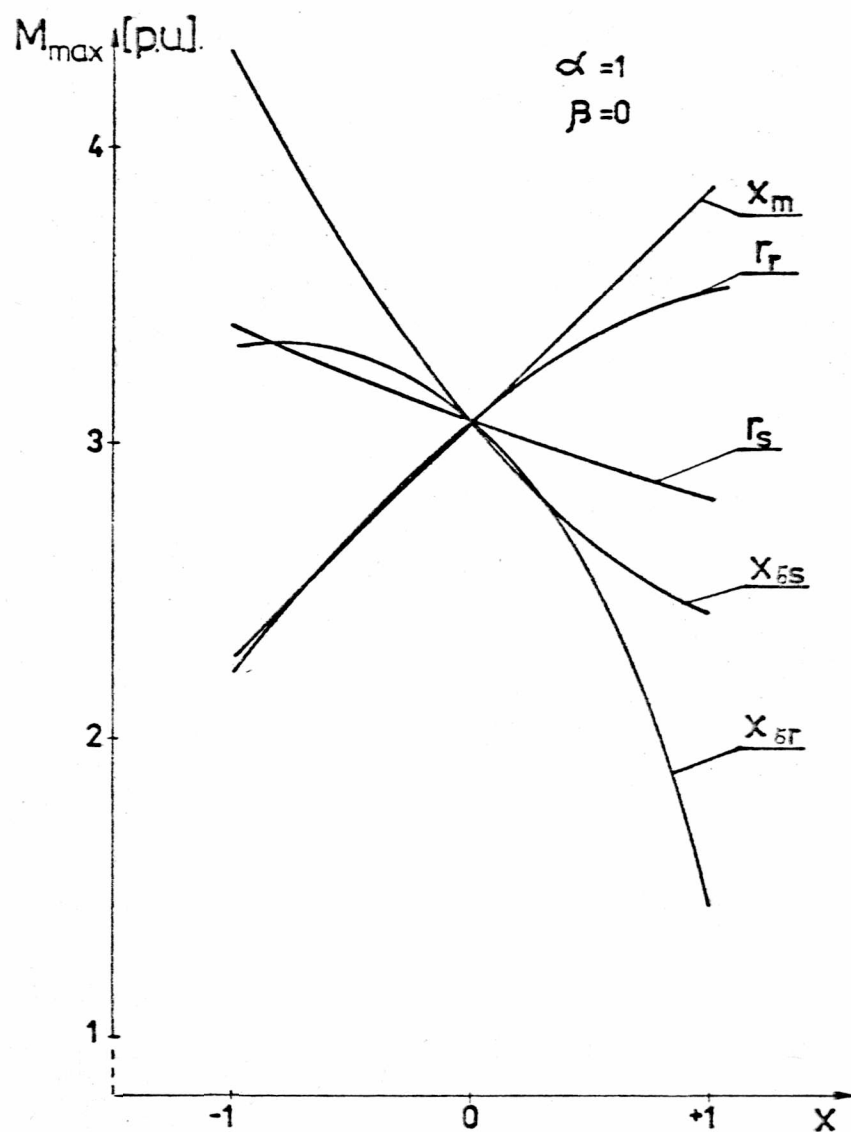


Rys.5.12. Wpływ parametrów schematu zastępczego na sprawność - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8

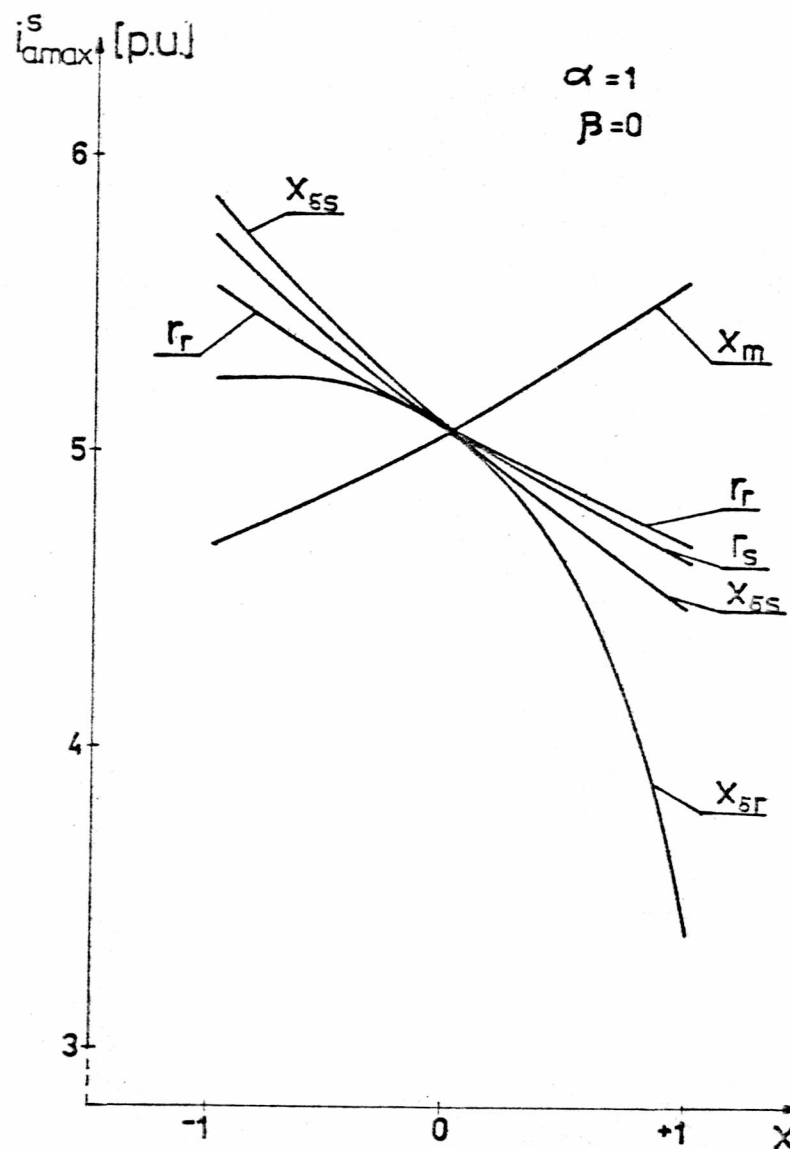
5.1.3. Wpływ parametrów na własności dynamiczne silnika

Zbadano wpływ parametrów schematu zastępczego na następujące wskaźniki charakteryzujące proces przejściowy: $M_{\max}$ - amplituda pierwszego maksimum momentu elektromagnetycznego; $i_{a \max}^s$ - maksymalna amplituda prądu fazowego; t_{rs} - czas pierwszego zrównania się prędkości silnika z wartością ustaloną. Wyniki badań przedstawiono od razu w postaci przekrojów dla poszczególnych wskaźników i zmiennych niezależnych. Przekroje zostały dokonane dla najbardziej niekorzystnej, z punktu widzenia dynamiki, częstotliwości 50 Hz ($\alpha=1$) - występują wówczas maksymalne udary momentu i prądu (rys. 5.13-5.15).

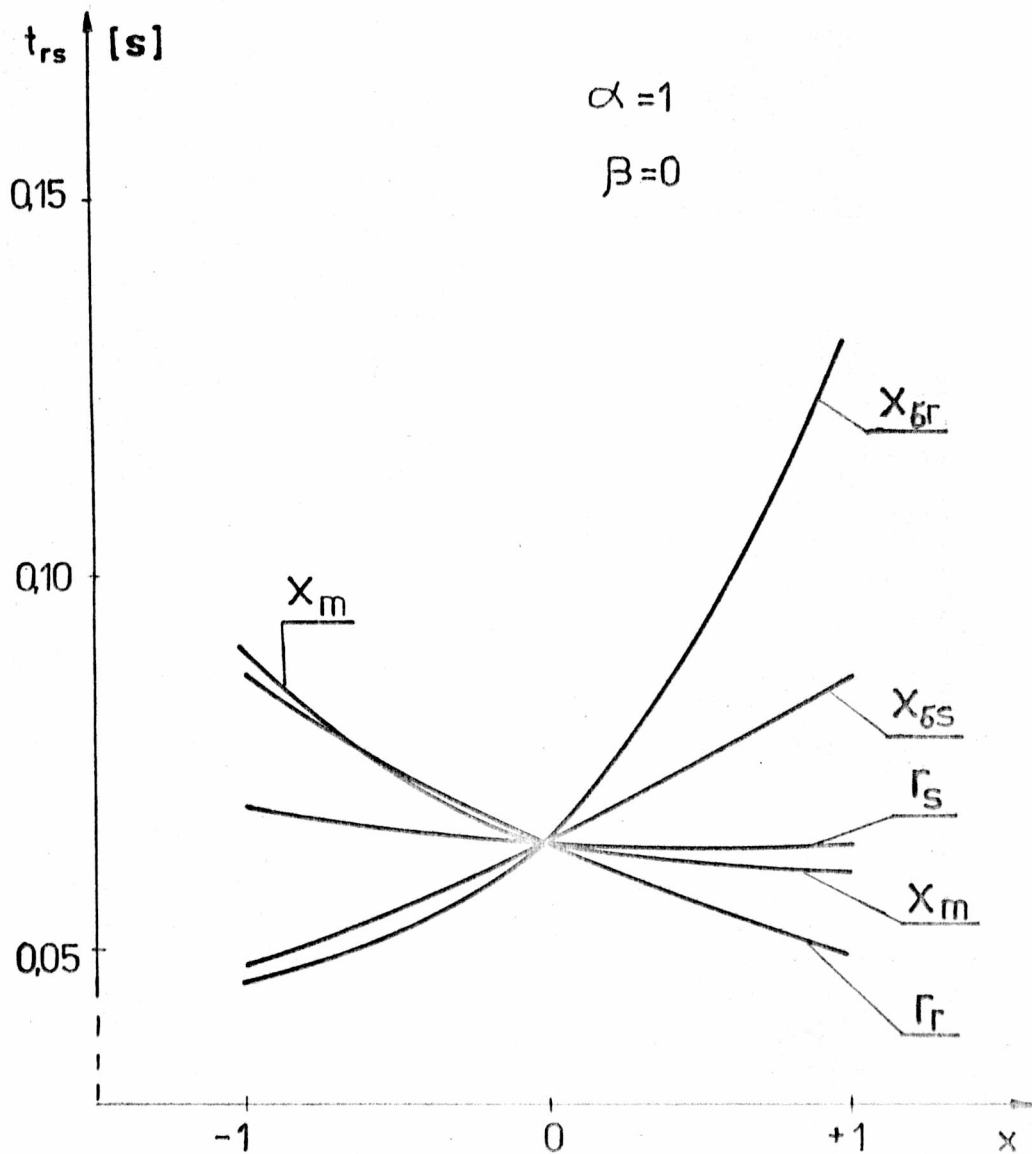
Zwiększenie rezystancji stojana R_s powoduje zmniejszenie $M_{\max}$ i $i_{a \max}^s$ oraz minimalnie wpływa na zmniejszenie t_{rs} . Zwiększenie rezystancji wirnika R_r prowadzi do zmniejszania $i_{a \max}^s$ i t_{rs} oraz zwiększania się $M_{\max}$.



Rys.5.13. Wpływ parametrów schematu zastępczego na wartość maksymalnego momentu udarowego - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8



Rys.5.14. Wpływ parametrów schematu zastępczego na wartość maksymalną chwilowego prądu stojana - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8



Rys.5.15. Wpływ parametrów schematu zastępczego na czas rozruchu - badania przekrojowe dla silnika Sf-180-L-8

Reaktancje rozproszenia stojana i wirnika oddziałują w podobny sposób - zwiększanie ich wartości powoduje zmniejszanie się $M_{\max}$ i $i_{a \max}^s$ oraz wydłużanie się t_{rs} . Wpływ X_{ss} jest w przybliżeniu prostoliniowy, natomiast wpływ X_{sr} jest silnie nieliniowy (rys. 5.13-5.15).

Zwiększanie reaktancji magnesującej X_m powoduje zwiększanie się $M_{\max}$ i $i_{a \max}^s$ oraz zmniejszanie t_{rs} (rys. 5.13-5.15).

Z badań przekrojowych wynika, że niezbędne jest nieliniowe przekształcenie zmiennych (szczególnie dotyczy to $M_{\max} = f(X_{sr})$,

$i_{a \max}^s = f(X_{\sigma r})$, $t_{rs} = f(R_r)$, $t_{rs} = f(X_{\sigma r})$, gdyż ich średnie przekroje mają charakter nieliniowy.

5.1.4. Nieliniowe przekształcenie zmiennych niezależnych

Z badań przekrojowych, wykonanych dla silnika asynchronicznego Sf-180-L-8, wynika konieczność przekształcenia niektórych zmiennych niezależnych.

Wykorzystując metodykę przedstawioną w rozdziale 4 oraz metodę opisaną w [19,21] dobrano funkcje przekształcające zmienne niezależne we wzorach na: $|\bar{M}_{e6}|$, $|\bar{\omega}_6^r/\omega_e|$, β_k , I_a^s , $\cos \varphi$, η , M_k , $M_{\max}$, $i_{a \max}^s$, t_{rs} .

W tabeli 5 zestawiono funkcje przekształcające parametry schematu zastępczego dla wyżej wyszczególnionych funkcji celu. Wzory te zostaną następnie wykorzystane do przekształcenia wielomianów aproksymujących, wiążących funkcje celu z parametrami schematu zastępczego silnika.

T a b e l a 5

Zestawienie nieliniowych przekształceń zmiennych niezależnych

Oznaczenie funkcji	Przekształcenie parametru				
	R_s	R_r	$X_{\sigma s}$	$X_{\sigma r}$	X_m
$ \bar{M}_{e6} $	-	-	$X_{\sigma s}^{0.25}$	$X_{\sigma r}^{-0.13}$	$X_m^{-1.5}$
M_k	-	-	$X_{\sigma s}^{2.73}$	$X_{\sigma r}^{-0.29}$	$X_m^{4.34}$
β_k	-	-	$X_{\sigma s}^{0.26}$	$X_{\sigma r}^{-0.27}$	X_m^{-1}
$\cos \varphi$	-	-	-	$X_{\sigma r}^{-0.43}$	$X_m^{-0.3}$
I_a^s	-	-	-	-	$X_m^{-0.86}$
$ \bar{\omega}_6^r/\omega_e $	$R_s^{2.13}$	-	$X_{\sigma s}^{0.2}$	$X_{\sigma r}^{-0.16}$	$X_m^{-1.5}$
η	$R_s^{0.34}$	$R_r^{-2.38}$	-	-	$X_m^{-1.3}$
$M_{\max}$	-	$R_r^{-0.26}$	$X_{\sigma s}^{-0.19}$	$X_{\sigma r}^{4.81}$	-
$i_{a \max}^s$	$R_s^{0.25}$	-	$X_{\sigma s}^{0.46}$	$X_{\sigma r}^{6.45}$	$X_m^{1.57}$
t_{rs}	-	$R_r^{0.2}$	$X_{\sigma s}^{1.71}$	$X_{\sigma r}^{3.7}$	$X_m^{-2.31}$

5.2. Badania zasadnicze

5.2.1. Wyznaczenie wielomianów aproksymujących

Na podstawie wyników badań przekrojowych można założyć, że po zastosowaniu nieliniowego przekształcenia zmiennych (pkt 5.1.4) otrzyma się adekwatne wielomiany aproksymując wykorzystując plany eksperymentu I rzędu. Wybrano plan ułamkowy typu 2^{5-1} i relację generującą

$$x_m = r_s r_r x_{6s} x_{6r}, \quad (5.6)$$

gdzie: $x_m, r_s, r_r, x_{6s}, x_{6r}$ - standaryzowane parametry schematu zastępczego.

Mnożąc obustronnie relację generującą (5.6) przez czynnik x_m , występujący po lewej stronie, otrzymuje się kontrast określający

$$1 = r_s r_r x_{6s} x_{6r} x_m. \quad (5.7)$$

Powyższy kontrast określający oraz plan eksperymentu ułamkowego typu 2^{5-1} umożliwiają dokonanie rozdzielnej oceny oddziaływań liniowych i interakcji I rzędu. Oddziaływania potrójne (interakcje II rzędu) i wyższe zostały pominięte ze względu na bardzo małe wartości.

Macierz planowania, utworzoną zgodnie z zasadami teorii planowania eksperymentu i wykorzystaniem kontrastu określającego (5.7), przedstawiono w tabeli 6. W tabeli 6 zamieszczono również wartości amplitudy momentu 6-tej harmonicznego obliczone w kolejnych eksperymentach symulacyjnych. W macierzy planowania eksperymentu znak (+) oznacza, że zmienna niezależna standaryzowana przyjmuje wartość +1, natomiast znak (-) - wartość -1; znak "0" oznacza, że parametr ma wartość ze środka przedziału wariantowania.

Eksperymenty symulacyjne zrealizowano w maszynie cyfrowej wykorzystując modele matematyczne przedstawione w rozdziale 2. Badania wykonano dla nieobciążonego silnika Sf-180-L-8, zasilanego napięciem o częstotliwości 5 Hz ($\alpha = 0.1$).

Na podstawie wyników z eksperymentów symulacyjnych obliczono współczynniki wielomianów aproksymujących (tab. 7).

T a b e l a 6

Plan eksperymentu ułamkowego typu 2^{5-1}

$\begin{matrix} s \\ N \end{matrix}$	x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_1x_2	x_1x_3	x_1x_4	x_1x_5	x_2x_3	x_2x_4	x_2x_5	x_3x_4	x_3x_5	x_4x_5	$ \bar{M}_{e6} $
1	+	-	-	-	-	+	+	+	+	-	+	+	-	+	-	-	0.3098
2	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+	0.3198
3	+	-	+	-	-	-	-	+	+	+	-	-	-	+	+	+	0.1779
4	+	+	+	-	-	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-	-	0.1264
5	+	-	-	+	-	-	+	-	+	+	-	+	+	-	+	+	0.1119
6	+	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	-	-	-	0.1219
7	+	-	+	+	-	+	-	-	+	-	+	-	+	-	-	-	0.1055
8	+	+	+	+	-	-	+	+	-	-	+	-	-	-	+	+	0.1316
9	+	-	-	-	+	-	+	+	-	+	+	-	+	-	-	-	0.0862
10	+	+	-	-	+	+	-	-	+	+	+	-	-	-	+	+	0.0890
11	+	-	+	-	+	+	-	+	-	-	-	+	+	-	+	+	0.0774
12	+	+	+	-	+	-	+	-	+	-	-	+	-	-	-	-	0.1236
13	+	-	-	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	+	+	+	0.0546
14	+	+	-	+	+	-	-	+	+	-	-	-	+	+	-	-	0.0766
15	+	-	+	+	+	-	-	-	-	+	+	+	-	+	-	-	0.0466
16	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	0.0563
17	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.0973
18	+	0	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.0940
19	+	0	0	0	0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1105
20	+	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1043
21	+	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.0929
22	+	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.0904
23	+	0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1039
24	+	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.0763
25	+	0	0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1284
26	+	0	0	0	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.0904
27	+	0	0	0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1039

T a b e l a 7

Współczynniki wielomianów aproksymujących dla $|\bar{M}_{e6}|, M_k, \beta_k, I_a^s, \cos \varphi,$
 $M_{\max}, i_{a \max}^s, t_{rs}$

Oznaczenie funkcji	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_{12}	b_{13}	b_{14}	b_{15}	b_{23}	b_{24}	b_{25}	b_{34}	b_{35}	b_{45}
$ \bar{M}_{e6} $	0.12591 [*]	0.0047 [*]	-0.0203 [*]	-0.0378 [*]	-0.0497 [*]	-0.0083 [*]	-0.0009	0.0038 [*]	0.0054 [*]	-0.0239 [*]	0.0172 [*]	0.0199 [*]	-0.0059 [*]	0.020 [*]	0.0048 [*]	0.0014
M_k	1.828 [*]	-0.0007	0.00003	-0.469 [*]	-0.661 [*]	0.0898 [*]	0.0016	0.0006	0.0007	0.00003	-0.00002	-0.00002	-0.0006	0.2597 [*]	0.0164 [*]	-0.0245 [*]
β_k	0.1318 [*]	-0.0015 [*]	0.0559 [*]	-0.0243 [*]	-0.0463 [*]	-0.0022 [*]	-0.0004	0.0016 [*]	0.0009	0.0075 [*]	-0.0123 [*]	-0.0232 [*]	-0.0018	0.0148 [*]	-0.0003	-0.0015
I_a^s	0.527 [*]	-0.003	-0.004	-0.030 [*]	-0.012	-0.229 [*]	0.002	0.003	0.003	-0.004	0.004	0.004	-0.003	0.006	0.014	-0.005
$\cos \varphi$	0.254 [*]	0.108 [*]	0.007 [*]	-0.023 [*]	-0.025 [*]	-0.076 [*]	0.0003	-0.005 [*]	-0.002	-0.041 [*]	-0.0003	0.0004	0.003	0.009 [*]	0.003	-0.008 [*]
$M_{\max}$	3.73 [*]	-0.08	-0.14	-0.39 [*]	-0.98 [*]	0.29 [*]	-0.37 [*]	0.74 [*]	0.74 [*]	-0.76 [*]	-0.18	-0.14	0.22	0.77 [*]	-0.58 [*]	-0.72 [*]
$i_{a \max}^s$	5.52 [*]	-0.49 [*]	-0.63 [*]	-0.88 [*]	-1.29 [*]	0.55 [*]	0.13	0.19	0.22	-0.23	0.29 [*]	0.48 [*]	-0.17	0.25	-0.15	-0.33 [*]
t_{rs}	0.109 [*]	-0.015 [*]	-0.025 [*]	0.030 [*]	0.05 [*]	-0.02	-0.006	0.003	-0.008	-0.006	-0.016 [*]	-0.032 [*]	0.003	0.017 [*]	0.003	-0.005

UWAGA: * - oznacza współczynniki istotne.

Oceny istotności współczynników dokonano w dwojaki sposób:

a) wykonano $k=11$ dodatkowych eksperymentów i na podstawie otrzymanych wyników określono wariancję eksperymentu, wykorzystując zależność (4.18);

b) założono wymaganą dokładność A ($A=10\%$ wartości funkcji celu dla znamionowych wartości parametrów schematu zastępczego) i określono wariancję eksperymentu wykorzystując zależność (4.17).

Po określeniu wariancji dalszy tok postępowania był zgodny z algorytmem przedstawionym w 4.2.2.

Z porównania wyników otrzymanych po zastosowaniu obu sposobów wynika, że w pierwszym przypadku, przy przyjętej liczbie $k=11$ eksperymentów, otrzymuje się zaniżoną istotność niektórych współczynników wielomianów. Powoduje to, że w niektórych punktach przestrzeni eksperymentu występuje przekroczenie maksymalnego dopuszczalnego błędu ($g(y, \hat{y}) > 10\%$) na skutek odrzucenia zbyt wielu członów w wielomianach aproksymujących. Dlatego też w dalszych badaniach wykorzystano wielomiany ze współczynnikami istotnymi wyznaczonymi zgodnie z punktem b.

Aby zilustrować dokładność wielomianów aproksymujących (po dokonaniu nieliniowego przekształcenia zmiennych niezależnych), w tabeli 8 zamieszczono procentowe wartości odchyłek otrzymanych z porównania wartości wskaźników z wielomianów i eksperymentów symulacyjnych wykonanych poza planem (eksperymenty nr 17-27). Ponieważ wartości odchyłek nie przekraczają założonego błędu ($(\Delta y/y) \cdot 100\% \leq 10\%$) można uznać, że otrzymane wielomiany są adekwatnymi modelami poszukiwanych zależności.

Po wykonaniu przekształceń nieliniowych zmiennych niezależnych oraz przeliczając parametry standaryzowane na względne otrzymuje się następujące adekwatne wielomiany aproksymujące:

- amplituda momentu 6-tej harmonicznej:

$$\begin{aligned} |\bar{M}_{e6}| = & - 2.698 + 1.0508 R_s + 7.7564 R_r + 2.7908 x_{6s}^{0.25} + \\ & + 2.7369 x_{6r}^{-0.13} - 0.0318 x_m^{-1.5} + 3.116 R_s x_{6s}^{0.25} + \\ & - 3.6659 R_s x_{6r}^{-0.13} + 2.892 R_s x_m^{-1.5} + 14.2629 R_r x_{6s}^{0.25} + \\ & - 13.7104 R_r x_{6r}^{-0.13} + 0.7226 R_r x_m^{-1.5} + 0.7226 R_r x_m^{-1.5} + \\ & - 2.9762 x_{6s}^{0.25} x_{6r}^{-0.13} - 0.1265 x_{6s}^{0.25} x_m^{-1.5} \end{aligned}$$

(5.8)

T a b e l a 8

Ocena dokładności wielomianów aproksymujących

Numer eksperymentu	$\Delta y = \frac{ y_k - \hat{y}_k }{y_k} \cdot 100 \quad [\%]$							Uwagi
	$ \bar{M}_{e6} $	M_k	β_k	I_a^s	$\cos \varphi$	$M_{\max}$	t_{rs}	
17	2.61	0.7	1.1	3.0	8.6	9.6	5.2	środek planu eksperymentu
18	3.1	0.49	0.3	3.2	4.4	6.6	8.6	eksperymenty dodatkowe poza planem wg tabeli 6
19	1.1	1.4	1.3	2.2	5.9	3.8	5.8	
20	10.2	0.7	0.7	3.2	8.4	8.2	6.2	
21	5.4	0.7	1.8	2.8	10.1	3.4	3.1	
22	5.6	0.7	0.8	3.3	8.4	2.8	1.7	
23	10.1	0.6	1.8	2.7	8.3	4.3	1.9	
24	0.37	1.5	0.3	0.8	7.3	5.9	3.5	
25	4.9	2.9	2.6	5.8	8.5	9.7	6.7	
26	1.4	0.8	0.01	4.6	1.5	8.1	2.2	
27	5.8	2.3	2.1	0.3	1.7	6.3	3.4	

- bezwzględny poślizg krytyczny:

$$\begin{aligned}
 \beta_k = & - 0.5283 - 1.5918 R_s - 1.1107 R_r + 1.2084 X_{\text{Gs}}^{0.32} + \\
 & + 0.3518 X_{\text{Gr}}^{-0.27} - 0.0157 X_m + 1.2399 R_s X_{\text{Gs}}^{0.32} + \\
 & + 0.5363 R_s X_m - 9.3726 R_r X_{\text{Gs}}^{0.32} + 5.9521 R_r X_{\text{Gr}}^{-0.27} + \\
 & - 0.1309 R_r X_m - 0.7614 X_{\text{Gs}}^{0.32} X_{\text{Gr}}^{-0.27}
 \end{aligned} \quad (5.9)$$

- względny moment krytyczny:

$$\begin{aligned}
 M_k = & - 9.4534 + 14.63 X_{\text{Gs}}^{0.3} + 8.1519 X_{\text{Gr}}^{-0.3} + 0.4677 X_m^{-0.84} + \\
 & - 11.5853 X_{\text{Gs}}^{0.3} X_{\text{Gr}}^{-0.3} - 0.6018 X_{\text{Gs}}^{0.3} X_m^{-0.84} + \\
 & - 0.2525 X_{\text{Gr}}^{-0.3} X_m^{-0.84}
 \end{aligned} \quad (5.10)$$

- współczynnik mocy:

$$\begin{aligned} \cos \varphi = & - 0.2845 - 8.13 R_s + 0.4213 R_r + 0.5047 X_{\sigma s} + \\ & + 0.1787 X_{\sigma r}^{-0.43} + 0.1964 X_m^{-0.3} - 6.461 R_s X_{\sigma s} + \\ & + 17.136 R_s X_m^{-0.3} - 0.3419 X_{\sigma s} X_{\sigma r}^{-0.43} - 0.107 X_{\sigma r}^{-0.43} X_m^{-0.3} \end{aligned} \quad (5.11)$$

- wartość skuteczna prądu fazowego I_a^s (na biegu jałowym):

$$I_a^s = 0.0646 - 0.607 X_{\sigma s} + 0.659 X_m^{-0.86} \quad (5.12)$$

- sprawność:

$$\begin{aligned} \eta = & - 0.1076 + 1.573 R_s^{0.34} - 0.0000026 R_r^{-2.38} + \\ & + 0.0757 X_m^{-1.3} - 0.0000062 R_s^{-2.38} X_m^{-1.3} \end{aligned} \quad (5.13)$$

- maksymalny moment udarowy:

$$\begin{aligned} M_{\max} = & - 13.49 + 430.98 R_s + 9.01 X_{\sigma s}^{-0.19} + 82768.53 X_{\sigma r}^{4.8} + \\ & - 3.49 X_m - 273.56 R_s X_{\sigma s}^{-0.19} + 511349.5 R_s X_{\sigma r}^{4.8} + \\ & - 54.77 R_s X_m - 51906.6 X_{\sigma s}^{-0.19} X_{\sigma r}^{4.8} + 4.03 X_{\sigma s}^{-0.19} X_m + \\ & - 9401.9 X_{\sigma r}^{4.8} X_m \end{aligned} \quad (5.14)$$

- maksymalny chwilowy prąd fazy stojana:

$$\begin{aligned} i_{a \max}^s = & - 4.71 + 8.72 R_s^{0.25} + 33.78 R_r + 17.82 X_{\sigma s}^{0.46} + \\ & + 16301.99 X_{\sigma r}^{6.45} - 0.126 X_m^{1.57} - 116.04 R_r X_{\sigma s}^{0.46} + \\ & - 93766.06 R_r X_{\sigma r}^{6.45} - 1089.5 X_{\sigma r}^{6.45} X_m^{1.57} \end{aligned} \quad (5.15)$$

- czas rozruchu bezpośredniego:

$$\begin{aligned}
 t_{rs} = & - 0.1983 - 0.9513 R_s + 0.4709 R_r^{0.2} + 9.7585 X_{6s}^{1.7} + \\
 & + 492.23 X_{6r}^{3.7} + 0.025 X_m^{-2.31} - 16.057 R_r^{0.2} X_{6s}^{1.7} + \\
 & - 808.66 R_r^{0.2} X_{6r}^{3.7} + 1693.66 X_{6s}^{1.7} X_{6r}^{3.7}
 \end{aligned}
 \tag{5.16}$$

5.2.2. Ocena wpływu parametrów

Współczynniki wielomianów (przed zastosowaniem przekształcenia zmiennych) mają określoną interpretację. Współczynnik stały określa w przybliżeniu wartość średnią wskaźnika w całym obszarze zmian parametrów. Współczynniki przy wyrazach liniowych wyrażają nachylenie wszystkich przekrojów powierzchni odpowiedzi w kierunku wyznaczonym osią danego parametru. Dzieląc przyrost wskaźnika, przy zmianie parametru o 1, przez wartość wskaźnika w środku eksperymentu, otrzymuje się względny wpływ parametru na wskaźnik.

W tabeli 9 przedstawiono procentowy wpływ parametrów na wartość interesujących wskaźników. Jak wynika z zestawienia, największy wpływ na wartość amplitudy momentu 6 harmonicznej w silniku Sf-180-L-8 mają: rezystancja wirnika (16%) oraz reaktancja rozproszenia stojana (30%) i wirnika (39%).

Współczynniki przy interakcjach I rzędu określają wartość zmiany nachylenia przekroju powierzchni odpowiedzi wzdłuż osi jednego parametru, przy przesunięciu wzdłuż osi drugiego parametru od środka eksperymentu do granicy obszaru zmian. Dzieląc tę wartość zmiany nachylenia przez wartość wskaźnika w środku eksperymentu otrzymuje się względny wpływ interakcji parametrów. W tabeli 10 zestawiono procentowe wartości wpływu współdziałań I rzędu na interesujące wskaźniki. W przypadku amplitudy momentu 6-tej harmonicznej $|\bar{M}_{e6}|$ największy wpływ ma interakcja $R_s X_m$ (19%) i $X_{6s} X_{6r}$ (15.9%).

Wpływ współdziałań II rzędu jest pomijalnie mały na wszystkie wskaźniki (poniżej 0.5%).

T a b e l a 9

Procentowy wpływ parametrów schematu zastępczego na własności i wskaźniki

Wskaźnik \ Parametr	R_s	R_r	X_s	X_r	X_m
$ \bar{M}_{e6} $	3.73	-16.11	-30.03	-39.42	-6.61
M_k	-0.04	0.002	-25.68	-36.16	4.91
β_k	-1.23	50.01	-18.41	-35.13	-1.64
$\cos \varphi$	41.00	2.58	-8.67	-9.53	-28.71
I_a^s	-0.57	-0.86	-5.71	-2.26	-43.62
η	-20.62	4.21	1.42	-0.25	15.01
M_{max}	-2.49	-3.68	-10.55	-26.37	7.79
$i_{a\ max}^s$	-8.92	-11.51	-16.03	-23.54	10.16
t_{rs}	-14.09	-23.70	28.31	45.76	-15.10

(-) oznaczają, że ze wzrostem wartości parametru wartość wskaźnika maleje.

5.3. Synteza parametrów schematu zastępczego

Zgodnie z definicją zadania syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym (zależności (4.22) i (4.23)), wykorzystując otrzymane wielomiany aproksymujące (5.8)-(5.16), problem poszukiwania parametrów minimalizujących amplitudę momentu 6-tej harmonicznej $|\bar{M}_{e6}|$ dla silnika Sf-180-L-8 można zapisać następująco:

Kryterium optymalizacji

$$|\bar{M}_{e6}| = f(R_s, R_r, X_{6s}^{0.25}, X_{6r}^{-0.13}, X_m^{-1.5}) = \min, \quad (5.17)$$

T a b e l a 10

Procentowy wpływ interakcji I rzędu

Interakcja Wskaźnik	$R_s R_r$	$R_s X_{6s}$	$R_s X_{6r}$	$R_s X_m$	$R_r X_{6s}$	$R_r X_{6r}$	$R_r X_m$	$X_{6s} X_{6r}$	$X_{6s} X_m$	$X_{6r} X_m$
$ \bar{M}_{e6} $	-0.72	2.99	4.26	-19.0	13.62	15.85	-4.72	15.92	3.81	1.09
M_k	0.09	0.03	0.04	0	0	0	-0.03	14.21	0.89	-1.34
β_k	-0.33	1.23	0.73	5.66	-9.23	-17.58	-1.37	11.2	-0.22	1.17
$\cos \psi$	0.12	-1.96	-0.92	-15.48	-0.11	0.17	1.20	3.29	1.01	-3.05
I_a^s	0.45	0.55	0.59	-0.80	0.75	0.81	-0.57	1.05	2.57	-0.97
η	1.66	-0.43	-0.34	1.83	0.39	2.19	5.83	0.45	0.04	1.31
$M_{\max}$	-10.06	19.86	19.92	-20.43	-4.86	-3.90	5.84	20.77	-15.43	-19.32
$i_{a \max}^s$	2.31	3.53	4.07	-4.24	5.30	8.73	-3.20	4.65	-2.78	-6.00
t_{rs}	5.78	-2.90	-7.57	-5.56	-14.51	-29.22	3.59	16.18	2.90	-4.97

(-) oznacza, że ze wzrostem wartości parametrów wartość wskaźnika maleje.

Ograniczenia

$$\left. \begin{aligned} 0.01623 &\leq R_s \leq 0.04871 \\ 0.01614 &\leq R_r \leq 0.04842 \\ 0.0494 &\leq X_{\text{cs}} \leq 0.1482 \\ 0.0965 &\leq X_{\text{cr}} \leq 0.2895 \\ 0.8566 &\leq X_m \leq 2.5698 \end{aligned} \right\} (5.18)$$

$$\left. \begin{aligned} M_k(X_{\text{cs}}^{0.3}, X_{\text{cr}}^{-0.3}, X_m^{-0.84}) &\geq 1.57 \\ \beta_k(R_s, R_r, X_{\text{cs}}^{0.32}, X_{\text{cr}}^{-0.27}, X_m) &\leq 0.113 \\ \cos \varphi_0(R_s, R_r, X_{\text{cs}}, X_{\text{cr}}^{-0.43}, X_m^{-0.3}) &\geq 0.23 \\ I_{\text{ao}}^s(X_{\text{cs}}, X_m^{-0.86}) &\leq 0.42 \\ \eta(R_s^{0.34}, R_r^{-2.38}, X_m^{-1.3}) &\geq 0.48 \\ M_{\text{max}}(R_s, X_{\text{cs}}^{-0.19}, X_{\text{cr}}^{4.8}, X_m) &\leq 3.1 \\ i_{\text{a max}}^s(R_s^{0.25}, X_{\text{cs}}^{0.46}, X_{\text{cr}}^{6.45}, X_m^{1.57}) &\leq 5.1 \\ t_{\text{rs}}(R_s, R_s^{0.2}, X_{\text{cs}}^{1.7}, X_{\text{cr}}^{3.7}, X_m^{-2.3}) &\leq 0.06 \end{aligned} \right\} (5.19)$$

Aby znaleźć minimum funkcji celu (5.17), przy ograniczeniach (5.18) i (5.19), zastosowano kombinację metod Rosenbrocka i Carrolla [15]. Metoda Carrolla modyfikuje funkcję celu do postaci:

$$F_m(\underline{X}, w_k) = F(\underline{X}) + w_k \sum_i (-G_i^{-1}(\underline{X})) \quad (5.20)$$

gdzie: $F(\underline{X})$ - funkcja celu (5.17),
 $G_i(\underline{X})$ - ograniczenia (5.19); $i=1, \dots, 8$,
 $a_k \leq X_k \leq b_k$ - ograniczenia (5.18),
 $k = 1, \dots, 5$,

a następnie wykonuje ciąg kolejnych minimalizacji dla odpowiadającego malejącego ciągu wartości w_k

$$\lim_{w_k \rightarrow 0} [\min F_m(\underline{X}, w_k)] = \min_{\underline{X} \in X_0^*} F(\underline{X})$$

gdzie: X_0^* - zbiór X spełniających ograniczenia.

Poszukiwania minimum zmodyfikowanej funkcji celu (5.20) wykonano metodą Rosenbrocka [15].

W tabeli 11 zestawiono wyniki syntezy parametrów schematu zastępczego silnika Sf-180-L-8. Na pozycji nr 1 przedstawiono parametry i wartości wskaźników silnika wyjściowego. Natomiast na pozycji nr 2 przedstawiono parametry i wskaźniki obliczone w wyniku rozwiązania zadania syntezy, zdefiniowanego zależnościami (5.17)-(5.19). Z porównania wartości wyjściowych parametrów znamionowych i optymalnych wynika, że zmieniając odpowiednio parametry schematu zastępczego, a mianowicie: zwiększając rezystancję stojana R_s o $\sim 50\%$, zmniejszając rezystancję wirnika o $\sim 5\%$ i zwiększając impedancje rozproszenia stojana o $\sim 5\%$, rozproszenia wirnika o $\sim 2\%$ oraz magnesując o $\sim 50\%$, uzyska się zmniejszenie amplitudy pulsacji momentu 6-tej harmoniczej $|\bar{M}_{e6}|$ około 20%, zachowując pozostałe wskaźniki na poziomie wartości takich, jak w silniku normalnym lub nieco polepszonych. Dalsze zminimalizowanie amplitudy pulsacji $|\bar{M}_{e6}|$ przy jednoczesnym spełnieniu ograniczeń (5.19) jest niemożliwe.

Z porównania na rysunku 5.16 przebiegów $|\bar{M}_{e6}|$, $\cos\varphi$, η , M_k w funkcji częstotliwości dla silnika normalnego i optymalnego wynika, że pomimo ograniczenia się do rozwiązania zadania syntezy tylko dla częstotliwości 5 Hz ($\alpha=0.1$), silnik optymalny ma polepszone charakterystyki w całym przedziale regulacji częstotliwości. Na rysunku 5.16 przebieg $|\bar{M}_{e6}|=f(\alpha)$ dotyczy pracy silnika nieobciążonego, natomiast $\cos\varphi=f(\alpha)$ i $\eta=f(\alpha)$ - silnika obciążonego momentem znamionowym.

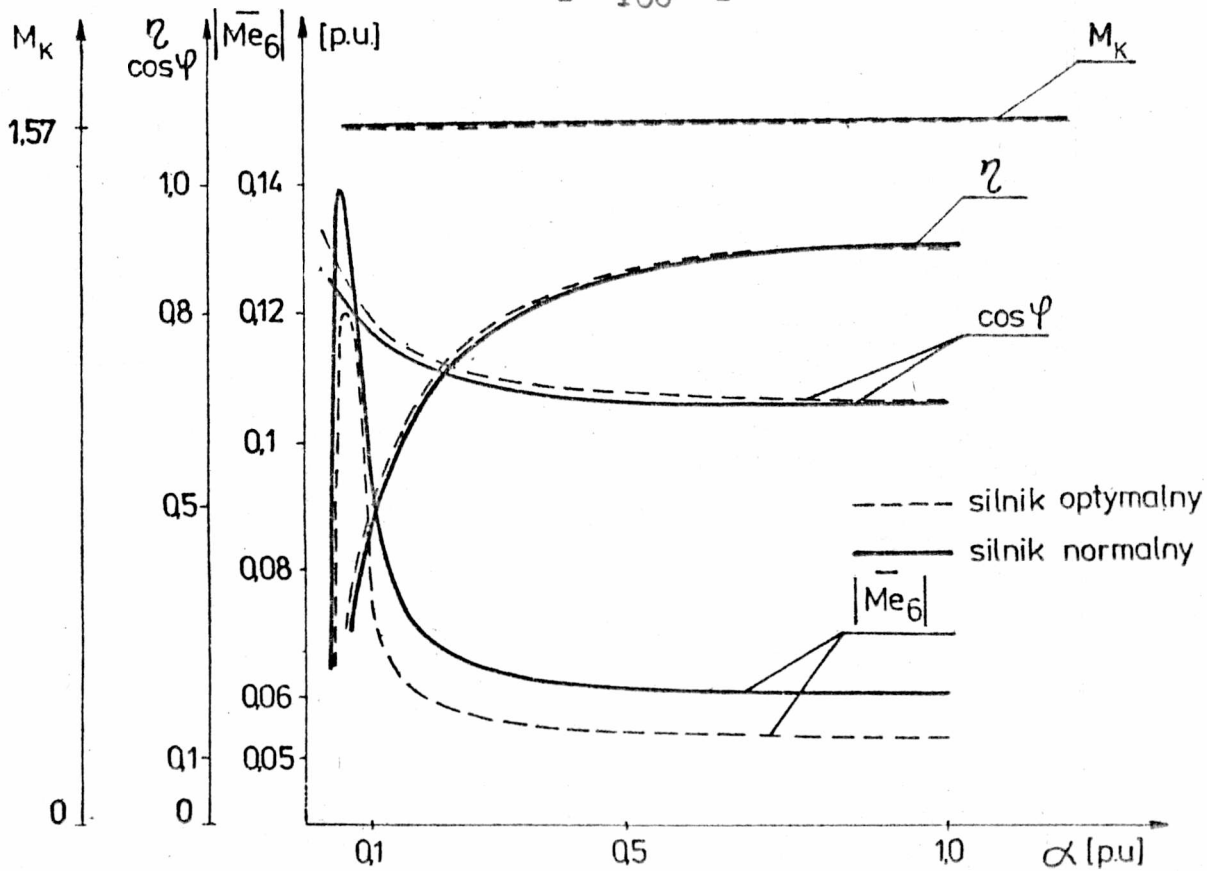
W wyniku rozwiązania zadania syntezy bez ograniczeń (5.19) uzyskano dalsze zmniejszenie amplitudy pulsacji momentu 6-tej harmoniczej (pozycja nr 3 i 4 w tab. 11). Zmniejszenie amplitudy pulsacji momentu 6-tej harmoniczej $|\bar{M}_{e6}|$ osiąga się przede wszystkim poprzez zwiększanie wartości reaktancji rozproszenia stojana i wirnika i magnesującej, ale odbywa się to kosztem momentu maksymalnego i poślizgu krytycznego (następuje ich zmniejszanie).

Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że nie istnieje minimum globalne, a otrzymane minimum znajduje się na skraju obszaru rozwiązań dopuszczalnych, wyznaczonego przez przedziały zmian parametrów. Dzięki wielomianiowej postaci funkcji celu i ograniczeń,

T a b e l a 11

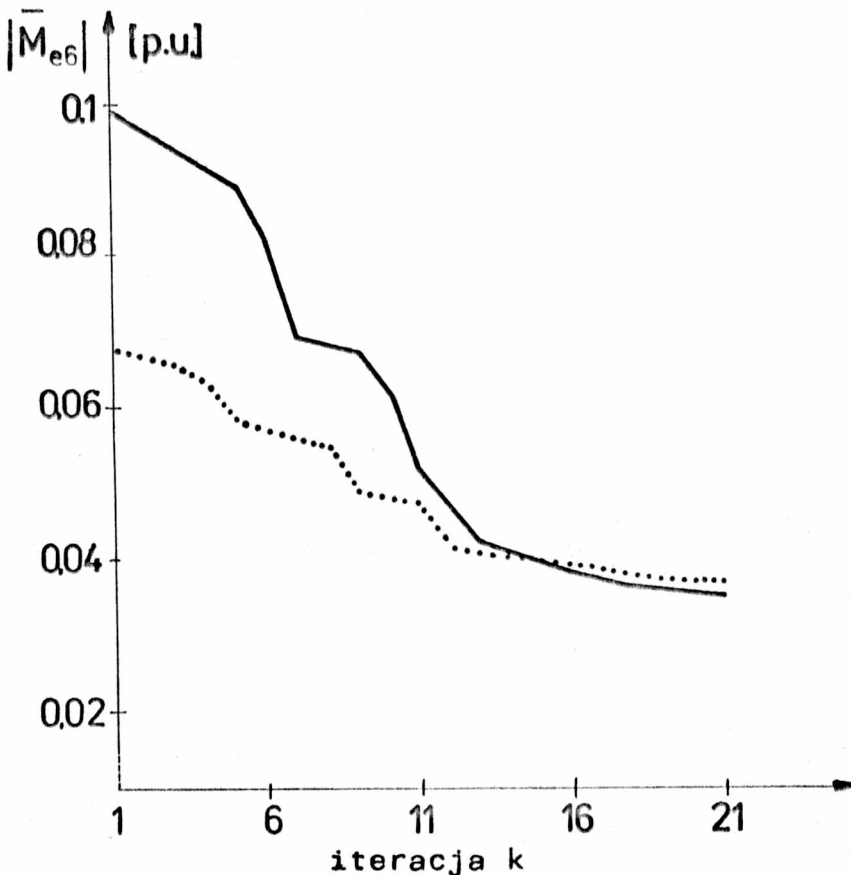
Wyniki syntezy parametrów schematu zastępczego silnika Sf-180-L-8

Parametry schematu zastępczego [p.u.]	Wskaźniki stanu quasiustalonego i dynamicznego [p.u.]							
	$ \bar{M}_{e6} $	M_k	β_k	$\cos\varphi_0$	I_{a0}^s	$M_{\max}$	$i_{a\max}^s$	t_{rs}
$R_s = 0.03247;$ $R_r = 0.03228$ $X_{\sigma s} = 0.0988;$ $X_{\sigma r} = 0.1930$ $X_m = 1.7132$	0.0973	1.57	0.113	0.23	0.42	3.1	5.1	0.064
$R_s = 0.0486;$ $R_r = 0.0308$ $X_{\sigma s} = 0.1031;$ $X_{\sigma r} = 0.1965$ $X_m = 2.5452$	0.078	1.573	0.113	0.257	0.298	1.13	3.66	0.062
$R_s = 0.0325;$ $R_r = 0.0444$ $X_{\sigma s} = 0.1231;$ $X_{\sigma r} = 0.2659$ $X_m = 1.7132$	0.0696	1.14	0.113	0.239	0.405	2.3	3.9	0.095
$R_s = 0.0476;$ $R_r = 0.0164$ $X_{\sigma s} = 0.1457;$ $X_{\sigma r} = 0.2887$ $X_m = 2.4587$	0.0359	1.04	0.052	0.218	0.28	1.14	3.8	0.15



Rys.5.16. Zależność wybranych wskaźników silnika asynchronicznego Sf-180-L-8 od częstotliwości napięcia zasilającego dla parametrów znamionowych i optymalnych

rozwiązanie zadania programowania nieliniowego nie wymagało zastosowania skomplikowanej metody. Na rysunku 5.17 przedstawiono



przykładowo krzywe zbieżności przy poszukiwaniu minimum $|M_{e6}|$ bez ograniczeń (5.19) dla dwóch różnych punktów startowych. Do znalezienia minimum niezbędne było około 20 iteracji.

Rys.5.17. Krzywe zbieżności funkcji celu $|M_{e6}|$

6. UWAGI I WNIOSKI

Przeprowadzona w pracy analiza pracy silnika asynchronicznego zasilanego z SPCz wykazała, że ze względu na odkształcenie napięcia i szeroki przedział regulacji częstotliwości, silnik pracuje w warunkach odmiennych od tych, na jakie został zaprojektowany. Niezbędne więc jest opracowanie takiej konstrukcji silnika, aby obwody magnetyczne i uzwojenia były dostosowane do pracy przy napięciach odkształconych generowanych przez SPCz.

Współczesne tendencje w zakresie projektowania silników asynchronicznych ukierunkowane są na systemowe ujęcie zagadnienia, czyli projektowanie poprzez rozwiązywanie zadania syntezy. Do realizacji tego trudnego zadania niezbędne są odpowiednie modele matematyczne oraz metodyki obliczeń umożliwiające zastosowanie systemów komputerowych. W praktyce duże znaczenie mają tzw. optymalizacje cząstkowe, polegające na rozwiązywaniu zadania syntezy dla problemów cząstkowych. Celem takiego zadania jest "naprowadzenie na cel" projektanta, czyli szukanie pierwszego przybliżenia rozwiązania problemu cząstkowego.

Celem niniejszej pracy było opracowanie metodyki realizacji jednego z takich zadań cząstkowych, tzn. syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości przy wykorzystaniu metod teorii planowania eksperymentu.

Cel ten został osiągnięty, gdyż wykonane badania potwierdziły prawidłowość opracowanej metodyki i wykazały jej przydatność.

Opracowana metodyka syntezy parametrów schematu zastępczego wykorzystuje aparat matematyczny teorii planowania eksperymentów i przystosowuje go do zagadnień zdeterminowanych związanych z odkształceniem napięcia zasilającego. Struktura jej jest maksymalnie przystosowana do realizacji za pomocą maszyny cyfrowej, a wszystkie jej składniki, tzn. modele matematyczne, algorytm przekształcania tych modeli oraz algorytm optymalizacji mają przeznaczenie szersze od zaprezentowanego w pracy. Można ją wykorzystywać niezależnie do określania optymalnych parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego, minimalizujących amplitudę momentu 6-tej harmonicznej, a jednocześnie zapewniających

odpowiednie charakterystyki statyczne i dynamiczne. Po zmianach programowych można ją włączyć do bardziej ogólnego schematu obliczeń projektowych silnika asynchronicznego.

Na podstawie przeprowadzonych badań z wykorzystaniem opracowanej metodyki syntezy parametrów schematu zastępczego, można sformułować następujące ogólne wnioski:

1. Zastosowanie metod teorii planowania eksperymentów do eksperymentów symulacyjnych, realizowanych w komputerze, umożliwia otrzymanie prostych zależności wielomianowych na wskaźniki charakteryzujące pracę silnika asynchronicznego w stanach ustalonym (quasiustalonym) i dynamicznym, przy zasilaniu napięciem odkształconym. Zastosowany sposób adaptacji metod planowania eksperymentów do zagadnień zdeterminowanych umożliwia otrzymanie uproszczonych wielomianów, zapewniających jednak założoną dokładność aproksymacji. Dokładność aproksymacji można zwiększać stosując nieliniowe przekształcenie zmiennych, plany wyższego rzędu, zawężenie przedziału wariantowania parametrów.

2. Wielomianowa postać wskaźników, charakteryzujących stan ustalony i dynamikę silnika, umożliwia dokonanie ilościowej oceny wpływu parametrów schematu zastępczego oraz ich interakcji na wartość wskaźników.

Ma to szczególnie istotne znaczenie w odniesieniu do tych wskaźników, dla których brak jest ścisłych analitycznych zależności matematycznych. Szczególnie odnosi się to do wskaźników charakteryzujących stany dynamiczne i quasiustalony.

3. Wyrażenie wskaźników w postaci wielomianów n -tego stopnia jest szczególnie korzystne na etapie poszukiwania rozwiązania optymalnego, kiedy zachodzi potrzeba wielokrotnego obliczania wskaźników w pętlach iteracyjnych.

W trakcie rozwiązywania zadania syntezy ujawnia się wyraźna wyższość przekształconego modelu w postaci wielomianowej nad modelem w postaci równań różniczkowych i algebraicznych. Nowy model daje duże oszczędności czasowe i pozwala na przyjęcie prostszej strategii poszukiwania rozwiązania optymalnego.

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń można również sformułować szereg wniosków szczegółowych:

1) W całym zakresie regulacji częstotliwości występują silne pulsacje momentu elektromagnetycznego wywołane przede wszystkim przez 5 i 7 harmoniczne występujące w widmie napięcia zasilającego. Charakter zależności amplitudy pulsacji od częstotliwości może być różny i jest złożoną funkcją parametrów silnika. Maksymalna wartość amplitudy pulsacji momentu przekracza w niektórych silnikach 30% wartości momentu znamionowego. Wpływ pulsacji momentu jest szczególnie istotny przy pracy silnika na częstotliwości poniżej 10 Hz.

2) Nierównomierność wirowania wirnika silnika rośnie hiperbolicznie w miarę obniżania częstotliwości napięcia zasilającego i jest wprost proporcjonalna do amplitudy 6-tej harmonicznej momentu.

3) Odkształcenie napięcia zasilającego powoduje zwiększenie wartości maksymalnych momentu i prądu udarowego oraz przeregulowania prędkości obrotowej, przy rozruchu bezpośrednim, w całym przedziale regulacji częstotliwości.

4) Przy założonym kształcie napięcia zasilającego wpływ harmonicznych czasowych na straty i sprawność jest mały (w silniku Sf-180-L-8 następuje obniżenie η o $\sim 5\%$).

5) Przy założonej dokładności aproksymacji można ograniczyć się do stosowania planów ułamkowych. Niezbędne jednak jest dokonanie nieliniowego przekształcenia zmiennych.

6) Z badań przekrojowych oraz wielomianu aproksymującego wynika, że największy wpływ na amplitudę momentu 6-tej harmonicznej $|\bar{M}_{e6}|$ mają reaktancje rozproszenia stojana i wirnika oraz rezystancja wirnika (w przypadku silnika Sf-180-L-8 wynoszą one kolejno: 30%, 39%, 16%).

7) Przy przyjętych wartościach ograniczeń istnieje możliwość określenia takich wartości parametrów, przy których zostaje zminimalizowana amplituda pulsacji momentu 6-tej harmonicznej $|\bar{M}_{e6}|$ (w przypadku silnika Sf-180-L-8 o $\sim 20\%$).

8) Otrzymane wielomiany aproksymujące są prawdziwe dla określonego przedziału zmian parametrów, z którym można z kolei powiązać odpowiedni przedział mocy silników. Formułując zatem odpowiednie wartości ograniczeń, charakterystyczne dla silnika o określonej mocy, można za pomocą wielomianów wstępnie określić parametry schematu zastępczego minimalizujące amplitudę momentu 6-tej harmonicznej.

Powyższe wnioski ogólne i szczegółowe potwierdzają, zdaniem autora, postawioną na wstępie pracy tezę, że połączenie metod modelowania matematycznego z metodami planowania eksperymentów jest efektywnym środkiem syntezy parametrów schematu zastępczego silnika asynchronicznego zasilanego napięciem odkształconym o regulowanej częstotliwości.

Autor, zdając sobie sprawę z dokonanych uproszczeń oraz pominięcia szeregu zagadnień, jak np.:

- uproszczony model matematyczny badanego obiektu,
- nieuwzględnienie zjawisk cieplnych związanych z warunkami pracy silnika przy obniżonej częstotliwości,
- nieuwzględnienia wpływu harmonicznym przestrzennym,
- nieuwzględnienie innych stanów dynamicznych,

zamierza, oprócz uwzględnienia powyższych pominiętych problemów, w dalszych badaniach:

- kontynuować prace nad systemowym ujęciem zagadnienia projektowania silników asynchronicznych zasilanych ze statycznych przekształtników częstotliwości, z wykorzystaniem metod teorii planowania eksperymentów,
- zastosować opracowaną metodykę do określenia zależności wybranych wskaźników od parametrów konstrukcyjnych,
- włączyć zaproponowaną metodykę do ogólnego schematu obliczeń projektowych silnika asynchronicznego metodą parametryczną.

LITERATURA

- [11] A l e k s a n d r o w N.A., M o r d w i n o w J.W., F i e d o r o w a G.A., Rasčiot charakteristik asinchronowo dwigatiela pri pitani jewo ot istočnika s niesinusoidalnoj formoj kriwoj naprjaženija, W: Trudy VNI Elektrotech. 1976, v. 45, s. 135-140.
- [12] A r t e m i e w A., Poiskowyj metod rasčota optimalnych elektromagnitnych wieličin asynchronnych dwigatielej powysennoj častoty, W: Elektroustanowki powysennoj častoty, Kisinev 1979, s. 113-120.
- [13] A w i e t i s j a n D.A. i in., Optimalnoe projektirowanije električeskich mašin, Energija, Moskva 1976.
- [14] A w i e t i s j a n D.A., G u r o w S.B., S o k o ł o w W.S., Sintez statističeskich urawnienij dla rasčota dinamičeskich pokazatielej sinchronnych generatorow na stadii projektirowanija, Izwestja Akademii Nauk SSSR, Energetika i Transport, 3, 1973.
- [15] A v a d h a n l u T.V., S a x e n a R.B., Torque pulsation minimization in a variable speed inverter-fed induction motor drive system, W: IEEE Trans. on Power Appar. and Syst., vol. PAS-98, Jan./Feb. 1979.
- [16] B e n d l J., S c h r e i e r L., Kyvani rotoru asynchronniho motoru napajeneho stupnovitym napetím, W: Elektrotechn. obz., čis. 6, 1972.
- [17] B i e l a w s k i S., Teoria napędu elektrycznego, WNT, Warszawa 1978.
- [18] B e r n s t e i n A.J., G u s j a c k i j W. i in., Tiristornyje preobrazowatieli častoty w elektropriwode, Energija, Moskva 1980.
- [19] B e r n a t F., Kolisani otaček střidačově napajeneho indukčniho motoru, W: Elektrotech. Obz., čis. 7, 1973.
- [10] B h a r a d w a j D.G., V e n k a t e s a n K., S a x e n a R.B., Nonlinear programming approach for optimum cost induction motors - sumt algorithm, W: Comput and Elect. Eng., Vol. 6, p. 199-204.

- [111] C h a l m e r s B.J., S a r k a r B.R., Induction-motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms, W: Proc. IEE, vol. 115, No 12, December 1968.
- [121] C r e i g h t o n G.K., Current-source inverter-fed induction motor torque pulsations, W: IEEE Proc., vol. 127, Pt. B, No 4, July 1980.
- [131] D e J o n g, A.C. motor design with conventional and converter supplies, Clarendon Press Oxford, 1976.
- [141] F i l a r e t o v G.F., O tak nazywajemom planirowaniu raščotow, Tezisy dokładow IV Vsesojuznoj konferencji po planirowanii i awtomatizacji eksperimenta w naučnych issledowanijach, č. I, Moskva 1973.
- [151] F i n d e i s e n W., S z y m a n o w s k i J., W i e r z b i c k i A., Teoria i metody obliczeniowe optymalizacji, PWN, Warszawa 1977.
- [161] G a l u s j a n K.M., Wybor ograničenij pri projektirowanii asinchronnych dwigatielej s zadanyimi dinamičeskimi pokazatelami, W: Elektrotechnika Nr 5, 1980.
- [171] G a r g O.P., S a x e n a R.B., Performance of inverter fed induction motor with various system parameters, W: IE(I) Journal-EL, vol. 58, August 1977.
- [181] H e l l e r B., H a m a t a V., Harmonic field effects in induction machine, Academy Sciences, Prague 1977.
- [191] I l i n s k i j N. i in., Problema nieadekwatnosti i preobrazowanie niezawisimych pieremiennych w matematičeskich modeliach elektromechaničeskich sistem, Trudy NEI 1971, wyp. 86/1.
- [201] I l i n s k i j N. i in., Modeli elektromechaničeskich ustrojstw i sistem w zadačach sintezy, W: Električestvo 3/73.
- [211] I w o b o t i e n k o B.A. i in., Planirowanie eksperimenta w elektromechanike, Energija, Moskva 1975.
- [221] J a i n G.C., The effect of voltage waveshape on the performance of a 3-phase induction motor, W: IEEE Trans. Power Appar. and Syst., vol. PAS-84, June 1964.
- [231] J a c o v i d e s L.J., Analysis of induction motor drives with a nonsinusoidal supply voltage using Fourier Analysis, W: IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-9, No 6, November/December 1973.

- [24] K a c p r z y ń s k i B., Planowanie eksperymentów. Podstawy matematyczne, WNT, Warszawa 1974.
- [25] K a z a k o w W.W., S z u t k o W.F., Primienienije metoda planirowanija eksperimenta k zadačam projektirowanija sistiem wozbuždienija sinchronnych mašin, Elektroenergetika i awtomatizacija promyšlennych ustanowok, Donieck 1974.
- [26] K ę d z i o r W., Podstawy napędu elektrycznego, Politechnika Wrocławska, Wrocław 1980.
- [27] K l i n g s h i r n E.A., J o r d a n H.E., Polyphase induction motor performance and losses on nonsinusoidal voltage sources, W: IEEE Trans. Power Appar. and Syst., vol. PAS-87, March 1968.
- [28] K o ł e k W., K o r d e c k i A., Parametry maszyny jako konsekwencja modelu układu elektromechanicznego. Parametry układów elektromechanicznych - obliczanie i identyfikacja. Prace Nauk. Inst. Ukł. Elektromasz. PWr, seria: Konferencje, Wrocław 1977.
- [29] K o p y ł o w J.P., Elektromechaniczne przetworniki energii, PWN, Warszawa 1978.
- [30] K o p y ł o w J.P., Sozdanije awtomatizirowannoj sistiemy projektirowanija električeskich mašin, W: Elektrotechnika nr 11, 1975, s. 1-4.
- [31] K o w a l s k i Cz., Synteza własności dynamicznych układów elektromechanicznych metodami planowanego eksperymentu, Materiały Sympozjum Metody Matematyczne w Elektrotechnice MME-7, Otmuchów 1978.
- [32] K o w a l s k i Cz., O r ł o w s k a - K o w a l s k a T., S z m o r l i ń s k i Z., Problemy optymalnego projektowania silników asynchronicznych zasilanych napięciem odkształconym, Zeszyty Naukowe WSI w Opolu, Nr 71, Elektryka, z. 14, Metody Matematyczne w Elektrotechnice MME-9, Opole 1981.
- [33] K o w a l o w s k i H., M a r e c k i F., S o b i e ń J., Osobliwości badania układów dynamicznych metodą modelowania cyfrowego w zastosowaniu do automatyzacji prac projektowo-konstrukcyjnych, Prace VI Krajowej Konferencji Automatyki 1974.

- [34] K r a u s e P.G., L i p o T.A., Analysis and simplified representations of a rectifier inverter induction motor drive, IEEE Trans. Power Appar. and Syst., vol. PAS-88, pp. 588-596, May 1969.
- [35] L i p o T.A., K r a u s e P.G., J o r d a n H., Harmonic torque and speed pulsations in a rectifier inverter induction motor drives, W: IEEE Trans. Power Appar. and Syst., vol. PAS-88, May 1969, pp. 579-583.
- [36] L i p o T.A., K r a u s e P.G., Stability analysis of a rectifier inverter induction motor drive, W: IEEE Trans. Power Appar. and Syst., vol. PAS-88, pp. 55-66, January 1969.
- [37] L i p o T.A., T u r n b u l l F., Analysis and comparison of two types of square-wave inverter drives, W: IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-11, No 2, March/ /April 1975.
- [38] Ł o p u c h i n a E.M., S e m e n ċ u k o w G.A., Projektowanie asynchronnych mikrodwigatielej s primieniem EWM, Wyśšaia škola, Moskwa 1980.
- [39] M a ĩ c z a k K., Technika planowania eksperymentu, WNT, Warszawa 1976.
- [40] M a r e c k i F., Metodyka syntezy dynamiki dwufazowego holonomicznego silnika indukcyjnego, Praca doktorska, Politechnika Ślaska 1975.
- [41] M a t s u s e K., N i s h i y a m a S., T a k a g i K , Effect of harmonic voltage on the starting transient characteristics of three-phase induction motor, Electrical Engineering in Japan, vol. 91, No 4, 1971.
- [42] M e n z i e s R.W., Practical nonlinear optimization of induction motors, International Electrical, Electronics Conference, 1979 New York, S1.
- [43] M i c h a l s k i R., Próba wykorzystania metody planowania doświadczeń ekstremalnych przy projektowaniu silników dwufazowych, XIII Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Kazimierz Dolny 1977.
- [44] M u s z y ĩ s k i R., Zastosowanie metody planowania eksperymentów w elektromechanice, Zeszyty Naukowe WSI w Opolu, Nr 61, Elektryka z. 8, Metody Matematyczne w Elektrotechnice, MME-8, Opole 1979.

- [45] N a l i m o w W., C z e r n o w a N., Statystyczne metody planowania doświadczeń ekstremalnych, WNT, Warszawa 1967.
- [46] O r ł o w s k a - K o w a l s k a T., K o w a l s k i Cz., Dynamika układów elektromechanicznych, Politechnika Wrocławska, Wrocław 1979.
- [47] P u c h a ł a A., Dynamika maszyn i układów elektromechanicznych, PWN, Warszawa 1977.
- [48] P a t e l H.S., H o f t R., Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters, Part I - Harmonic elimination, W: IEEE Trans. on Ind Appl., No 3, May/June 1973.
- [49] P a t e l H.S., H o f t R., Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters, Part II - Voltage control techniques, W: IEEE Trans. on Ind. Appl., No 5, Sept./Oct. 1974.
- [50] P u g o W.I., S y r o m i a t n i k o w S.J., Primienienie metoda faktornogo planirowanija eksperimentow dla ocenki wlijanija prognoznostiej na rezultaty matematičeskowo modelirowanija, W: Električestvo, Nr 7, 1977.
- [51] R o b e r t s o n S.O., H e b b a r K.M., Torque pulsations in induction motors with inverter drives, W: IEEE Trans, Ind. Gen. Appl. IGA-7, 1971, pp. 521-532.
- [52] S a b b a g h E.M., S h e w a n W., Characteristics of an adjustable speed polyphase induction machine, W: IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., vol. IGA-87, March 1968, pp. 613-624.
- [53] S a n d l e r A.S., S a r b a t o w R.S., Awtomatičeskoje častotnoje uprawlenie asinchronnymi dwigatielami, Energija, Moskva 1974.
- [54] S m i t h I.R., H a m i l B., Effect of parameter variations on induction motor transients, W: Proc. IEE, vol. 120, No 12, December 1973.
- [55] T i n d a l l C.A., C a l v e r t P.A., Computer-aided synthesis and optimization of induction motor design, W: IEEE Trans. on Manufac. Techn., vol. MFT-6, No 2, June 1977.
- [56] T u n i a H., K a ź m i e r k o w s k i M.P., Podstawy napędu elektrycznego, PWN, Warszawa-Poznań 1978.

- [57] V a l o u c h V., Analýza dynamických dějů u střidačivého pohonu s využitím metod plánování experimentů, W: Elektrotechn. obzor, 69, 1980.
- [58] W a r d E.E., K a z i A., F a r k a s R., Time domain analysis of the inverter-fed induction machine, W: Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 114, Mar. 1967.

D O D A T E K 1

Jednostki względne w modelu matematycznym silnika
asynchronicznego

W celu uzyskania wniosków ogólnych i ułatwienia modelowania procesów przejściowych w maszynie cyfrowej zostały wprowadzone jednostki względne. Jako jednostki bazowe przyjęto następujące wielkości:

1. Znamionową wartość amplitudy napięcia fazowego stojana

$$U_b = U_{fN \max}^s = \sqrt{2} U_{fN}^s.$$

2. Znamionową wartość amplitudy prądu fazowego stojana

$$I_b = I_{fN \max}^s = \sqrt{2} I_{fN}^s.$$

3. Zastępczą impedancję

$$Z_b = X_b = R_b = \frac{U_b}{I_b}.$$

4. Zastępczą moc silnika

$$P_b = \frac{3}{2} U_b I_b = 3 U_{fN}^s I_{fN}^s.$$

5. Synchroniczną prędkość kątową

$$\omega_b = \omega_{eN} = 2\pi f_N.$$

6. Strumień sprzężony

$$\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_b}.$$

7. Zastępczy moment elektromagnetyczny

$$M_b = \frac{P_b p}{\omega_b}.$$

8. Czas, w którym wirnik przy znamionowej synchronicznej prędkości kątowej obróci się o 1 rad el.

$$t_b = \frac{1}{\omega_{eN}}.$$

D O D A T E K 2

Parametry badanych silników asynchronicznych

SILNIK Sf-180-L-8

Dane znamionowe: $P_N = 11 \text{ kW}$, $U_N = 380 \text{ V}$, $I_N = 25 \text{ A}$,
 $n_N = 750 \text{ obr/min}$, $\eta = 0.88$, $\cos \varphi = 0.76$,
 $M_{\max}/M_N = 2.2$

Parametry schematu zastępczego:

Parametry Poślizg	R_s	R_r	$X_{\sigma s}$	$X_{\sigma r}$	X_m	[]
$s = s_N = 0.0267$	0.855	0.85	2.6	5.08	45.1	Ω
	0.03247	0.0323	0.0988	0.193	1.713	p.u.
$s = 1$	0.855	1.61	2.6	2.95	45.1	Ω
	0.03247	0.0612	0.0988	0.112	1.713	p.u.

Wartości odniesienia

U_b	I_b	Z_b	ω_b	P_b	M_b	ψ_b
[V]	[A]	[Ω]	[rad/s]	[VA]	[Nm]	[Vs]
537.4	20.35	26.3	314	16404	209.6	1.71

SILNIK SDChm 180M

Dane znamionowe: $P_N = 5.5 \text{ kW}$, $U_N = 220 \text{ V}$, $I_N = 14.2 \text{ A}$,
 $n_N = 910 \text{ obr/min}$, $\eta = 0.74$, $\cos \varphi = 0.73$,
 $M_{\max}/M_N = 2.1$

Parametry schematu zastępczego

Parametry Poślizg	R_s	R_r	$X_{\sigma s}$	$X_{\sigma r}$	X_m	[]
$s = s_N = 0.09$	0.826	1.578	1.143	4.53	24.85	Ω
	0.0512	0.0968	0.0701	0.2779	1.5249	p.u.
$s = 1$	0.826	1.682	2.017	1.37	24.85	Ω
	0.0512	0.1032	0.1238	0.0841	1.5249	p.u.

Wartości odniesienia

U_b	I_b	Z_b	ω_b	P_b	M_b	ψ_b
[V]	[A]	[Ω]	[rad/s]	[VA]	[Nm]	[Vs]
311.2	19.09	16.3	314	8820.4	84.85	0.981

ODBIORCY:

1. Promotor	1 egz
2. Recenzenci	2 egz
3. Biblioteka Główna i OINT PWr	1 egz
4. OINT i BI-29	1 egz
5. Autor	2 egz
6. Redakcja I-29	1 egz

