

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA  
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH  
W BYDGOSZCZY

**Rozprawy  
nr 83**

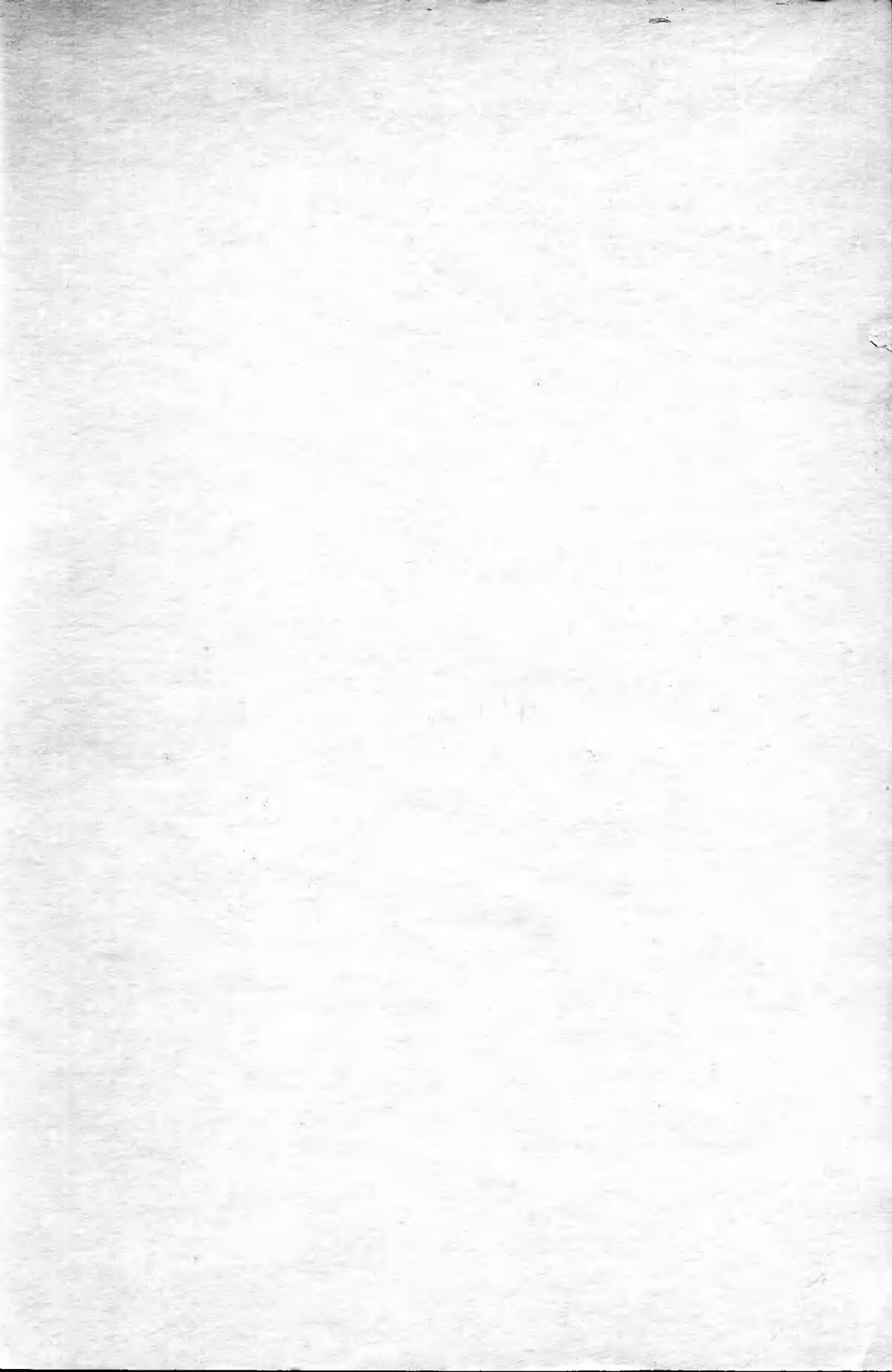
ZDZISŁAW GIENKOWSKI

AUTONOMICZNE PRĄDNICE INDUKCYJNE  
O WZBUDZENIU  
KONDENSATOROWYM I PRZEKSZTAŁTNIKOWYM

313

tkowski, Zdzisław.  
nomiczne prądnice ind

BYDGOSZCZ - 1997



021.313

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA  
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH  
W BYDGOSZCZY

**Rozprawy**  
**nr 83**

ZDZISŁAW GIENKOWSKI

AUTONOMICZNE PRĄDNICE INDUKCYJNE  
O WZBUDZENIU  
KONDENSATOROWYM I PRZEKSZTAŁTNIKOWYM

Biblioteka Główna ATR w Bydgoszczy



00000026365

BYDGOSZCZ - 1997

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO  
prof. dr hab. Ojcumiła Stefaniak

OPINIODAWCY

prof. zw. dr hab. inż. Włodzimierz Koczara  
dr hab. inż. Zbigniew Krzemiński, prof. nadzw. PG

REDAKTOR NAUKOWY

prof. dr hab. inż. Omelian Płachtyna

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE  
mgr Joanna Ekstowicz-Mąka, Zbigniew Gackowski



Wydano za zgodą Rektora  
Akademii Techniczno-Rolniczej  
w Bydgoszczy

80686

ISSN 0209-0597

WYDAWNICTWO UCZELNIANE  
AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ W BYDGOSZCZY

---

Wyd. I. Nakład 150 egz. Ark. aut. 8,40. Ark. druk. 8,50. Papier druk. kl. III.  
Oddano do druku w październiku 1997 r. Druk ukończono w listopadzie 1997 r.  
Uczelniany Zakład Małej Poligrafii ATR Bydgoszcz, ul. Ks. A. Kordeckiego 20  
Zamówienie nr 33/97

98 D1/48

## SPIS TREŚCI

1. WSTĘP.....	5
1.1. Ogólna charakterystyka autonomicznych prądnic indukcyjnych .....	5
1.2. Cel i zakres pracy .....	7
2. AUTONOMICZNE PRĄDNICE INDUKCYJNE O WZBUDZENIU KONDENSATOROWYM .....	11
2.1. Charakterystyka prądnic indukcyjnych o wzbudzeniu kondensatorowym .....	11
2.1.1. Stan pracy prądnicowej maszyny indukcyjnej .....	11
2.1.2. Warunki samowzbudzenia prądnicy i częstotliwość generowa- nego napięcia .....	12
2.1.3. Napięcie indukowane i przyczyny zmienności parametrów na- pięcia wyjściowego .....	15
2.1.4. Charakterystyki statyczne .....	15
2.2. Modelowanie matematyczne i analiza stanów dynamicznych prądnicy .....	20
2.2.1. Model matematyczny elektromagnetycznych procesów przejś- ciowych.....	22
2.2.2. Symulacja stanów dynamicznych .....	28
2.3. Prądnica indukcyjna o wzbudzeniu kondensatorowym z obciążeniem dołączonym przez prostownik .....	40
2.3.1. Ogólna charakterystyka pracy prądnicy indukcyjnej z obciąże- niem prostownikowym .....	40
2.3.2. Model matematyczny prądnicy indukcyjnej z obciążeniem pros- townikowym .....	41
2.3.3. Analiza procesów quasi-statycznych w prądnicy z obciążeniem prostownikowym .....	44
2.3.4. Wpływ obciążenia na proces komutacji zaworów prostownika .....	47
2.3.5. Analiza harmonicznych prądów i napięć w prądnicy z pros- townikiem wyjściowym.....	49
2.3.6. Charakterystyki energetyczne prostownika wyjściowego prąd- nicy .....	50
2.3.7. Charakterystyka zewnętrzna prądnicy z niesterowanym pros- townikiem wyjściowym .....	53
2.3.8. Określenie mocy obliczeniowej prądnicy z obciążeniem dołą- czonym przez prostownik niesterowany .....	55
2.3.9. Zjawiska rezonansowe w prądnicy z prostownikiem wyjścio- wym, spowodowane wyższymi harmonicznymi czasowymi .....	59
2.3.10. Podsumowanie uzyskanych wyników .....	60

2.4. Układy stabilizacji napięcia wyjściowego autonomicznych prądnic indukcyjnych o wzbudzeniu kondensatorowym .....	62
2.4.1. Łączniki półprzewodnikowe dla układów stabilizacji napięcia wyjściowego prądnic indukcyjnych .....	63
2.4.2. Układ stabilizacji napięcia wyjściowego prądnic z minimalną liczbą stopni kondensatorów regulacyjnych .....	64
2.4.3. Układy stabilizacji napięcia ze sprzężeniem zwrotnym działające na zasadzie modulacji czasu załączenia kondensatorów regulacyjnych .....	66
2.5. Polowo-obwodowa analiza zjawisk w autonomicznej prądnicie indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym .....	71
2.5.1. Polowo-obwodowy model matematyczny prądnic o wzbudzeniu kondensatorowym .....	72
2.5.2. Kształtowanie charakterystyk zewnętrznych prądnic zbudowanych z typowych silników indukcyjnych klatkowych poprzez zmianę wybranych parametrów konstrukcyjnych .....	82
2.5.3. Podsumowanie uzyskanych wyników .....	84
3. AUTONOMICZNA PRĄDNICA INDUKCYJNA O WZBUDZENIU PRZEKSZTAŁTNIKOWYM .....	86
3.1. Prądnica indukcyjna wzbudzona od tranzystorowego źródła mocy biernej o napięciu quasi-sinusoidalnym .....	87
3.1.1. Tranzystorowe źródło mocy biernej dla prądnic indukcyjnej .....	87
3.1.2. Własności prądnic indukcyjnej z tranzystorowym źródłem mocy biernej o napięciu quasi-sinusoidalnym .....	89
3.2. Podsumowanie uzyskanych wyników .....	96
4. UOGÓLNIONY MODEL MATEMATYCZNY AUTONOMICZNEJ PRĄDNICY INDUKCYJNEJ JAKO PRZEKSZTAŁTNIKOWEGO UKŁADU ELEKTROMASZYNOWEGO .....	98
4.1. Ogólne zasady tworzenia modeli strukturalnych przekształtnikowych układów elektromaszynowych .....	99
4.1.1. Obiekt badań i podstawowe określenia .....	99
4.1.2. Równania węzłowe równowagi elektrycznej .....	99
4.1.3. Ogólne zasady tworzenia modeli matematycznych elementów strukturalnych .....	102
4.2. Uogólniony model matematyczny autonomicznej prądnic indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym .....	104
4.3. Wykorzystanie uogólnionego modelu do symulacji wybranych stanów pracy API o wzbudzeniu kondensatorowym .....	115
4.4. Podsumowanie uzyskanych wyników .....	117
5. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE .....	119
LITERATURA .....	122
STRESZCZENIA .....	133

# 1. WSTĘP

## 1.1. Ogólna charakterystyka autonomicznych prądnic indukcyjnych

Zagadnienie wykorzystania maszyny indukcyjnej (MI) w stanie pracy prądnicowej w autonomicznych układach zasilania energią elektryczną od wielu dziesięcioleci przyciągało uwagę badaczy. Szczególnie dotyczyło to MI z wirnikiem klatkowym, z uwagi na jej powszechnie znane zalety konstrukcyjne, technologiczne, ekonomiczne i niezawodnościowe [128].

Głównym problemem, przez wiele lat skutecznie hamującym zastosowanie autonomicznych prądnic indukcyjnych (API), było skonstruowanie odpowiedniego źródła mocy biernej (ŻMB). W przypadku pracy równoległej prądnicy indukcyjnej z siecią, niezbędna do jej działania moc bierna indukcyjna jest pobierana z sieci, a do sieci oddawana jest moc czynna. W przypadku pracy autonomicznej do MI trzeba dołączyć regulowane ŻMB, zapewniające odpowiednią wartość tej mocy dla samej maszyny, jak również dla obciążenia.

Od dawna znana jest możliwość zapewnienia API odpowiedniej mocy biernej poprzez dołączenie do zacisków maszyny baterii kondensatorów. Mimo dość niekorzystnych wskaźników, takich jak masa i gabaryty oraz problemów z komutacją niezbędnych do stabilizacji napięcia wyjściowego baterii kondensatorów regulacyjnych, pojawiła się znaczna liczba rozwiązań konstrukcyjnych API o wzbudzeniu kondensatorowym. Porównanie API z analogicznymi prądnicami synchronicznymi pod pewnymi względami wskazuje na przewagę tych prądnic nad analogicznymi prądnicami synchronicznymi [68,131].

Istotną rolę w rozszerzaniu zastosowania API o wzbudzeniu kondensatorowym odegrało pojawienie się półprzewodnikowych elementów mocy (tyrystory, symistory), umożliwiających konstrukcję łączników bezstykowych, zapewniających szybkie i zsynchronizowane (bez udarów prądowych) przełączanie baterii kondensatorów. Spowodowało to zastosowanie tego typu prądnic w wielu dziedzinach, np. przemyśle lotniczym, chemicznym [146,119], tzw. małej energetyce wodnej i wiatrowej [63,83,126] i innych [111].

Badania, prowadzone początkowo dla małych mocy, rozszerzano stopniowo na prądnice indukcyjne średniej i dużej mocy. Celowość włączania turbogeneratorów indukcyjnych dużej mocy do systemów energetycznych wydaje się już dzisiaj bezsporna [31,96], chociaż istnieje jeszcze wiele problemów do rozwiązania w tej dziedzinie.

Nowe możliwości odnośnie zastosowania API stworzyła realizacja wzbudzenia takich prądnic za pomocą przekształtników półprzewodnikowych.

W ogólnym przypadku przekształtniki mogą być dołączane do MI wyłącznie od strony stojana, wyłącznie od strony wirnika oraz jednocześnie od strony stojana i wirnika. Dwa ostatnie przypadki dotyczą oczywiście maszyny z wirnikiem pierścieniowym. Obecność zespołów pierścieni - szczotka pogarsza niektóre wskaźniki MI z takimi wirnikami w porównaniu z MI z wirnikami klatkowymi. Obserwowany w pewnym okresie wzrost zainteresowania takimi prądnicami można wyjaśnić opracowaniem efektywnych

algorytmów sterowania bezpośrednimi przemiennikami częstotliwości [10,27,65,152], co przyczyniło się do opracowania szeregu rozwiązań odbioru mocy z wału o zmieniającej się w szerokich granicach prędkości obrotowej (np. na statkach) [6,158÷160].

Jednak najwięcej prac poświęcone jest API z wirnikiem klatkowym, w których przekształtnik podłączony jest do uzwojeń stojana. Tak duże zainteresowanie tą grupą API można wyjaśnić ich zmniejszoną masą i gabarytami, wysoką niezawodnością, oszczędnością materiałów, względną prostotą oraz osiągnięciami w teorii i praktyce konstruowania układów falownikowych, stosowanych do sterowania częstotliwościowego prędkością obrotową silników indukcyjnych. Stosunkowo jeszcze wysokie koszty układów przekształtnikowych, dzięki pojawieniu się nowych elementów półprzewodnikowych wysokiej skali integracji [34], stopniowo maleją, co dodatkowo preferuje tę grupę w badaniach naukowych.

Biorąc pod uwagę rodzaj oraz parametry energii elektrycznej, generowanej przez API, w rozpatrywanej grupie można wyróżnić dwie podgrupy. Pierwsza z nich charakteryzuje się tym, że przekształtnik dołączony do uzwojeń stojana stanowi na ogół niezależny falownik napięcia, stabilizowane jest napięcie stałe, a proces stabilizacji odbywa się na zasadzie częstotliwościowego sprzężenia zwrotnego [97,100]. Układ falownika realizuje trzy podstawowe funkcje: stanowi ŻMB dla prądnicy i obciążenia, jest regulatorem częstotliwości i mocy czynnej prądnicy oraz prostownikiem i stabilizatorem napięcia wyjściowego. W prądnicach tego typu wymagania odnośnie kształtu napięcia falownika współpracującego z MI nie są wysokie, a konstrukcje falowników są proste. Stosunkowo niskie są też koszty wytwarzania takich prądnic.

Drugą podgrupę API stanowią prądnice, w których napięciem wyjściowym jest napięcie przemiennie. W zależności od wymaganych parametrów energii elektrycznej w podgrupie tej praktyczne zastosowanie mogą znaleźć prądnice:

- ze stabilizowaną amplitudą i częstotliwością napięcia wyjściowego;
- ze stabilizowaną amplitudą i zmieniającą się częstotliwością (od synchronicznej do odpowiadającej poślizgowi znamionowemu).

W pierwszym przypadku API zawierają z reguły dwa przekształtniki, z których jeden stabilizuje napięcie stałe, a drugi częstotliwość. Może to być nawet jeden przekształtnik sterowany w odpowiedni sposób (np. połowo zorientowany). Prądnice takie cechuje znaczny stopień skomplikowania i dlatego są one coraz częściej sterowane mikroprocesorami [110,151], a moce przekształtników, dzięki dużym wartościom znamionowych prądów i napięć współczesnych elementów półprzewodnikowych mocy, osiągają setki kilowatów. Wysokie są też koszty wytwarzania takich prądnic.

W praktyce większość odbiorników energii elektrycznej pracuje poprawnie przy zmieniających się w niewielkich granicach parametrach energii. Dotyczy to zarówno napięcia jak i częstotliwości. W takich przypadkach perspektywiczne pod wieloma względami okazują się API, zawierające jedynie MI z wirnikiem klatkowym i jeden przekształtnik będący z reguły falownikiem napięcia. Prądnice takie zapewniają stabilizację (dyskretną lub ciągłą) amplitudy napięcia wyjściowego na zadanym poziomie przy zmieniającej się (w granicach poślizgów roboczych) częstotliwości. Przy wykorzystaniu MI konstruowanych do pracy silnikowej zmiana częstotliwości może wynosić od 3÷6 procent częstotliwości znamionowej.

Podsumowując powyższe należy stwierdzić, że API zarówno o wzbudzeniu kondensatorowym, jak i przekształtnikowym, stwarzają szerokie możliwości konstruowania autonomicznych źródeł zasilania energią elektryczną, będących w wielu przypadkach



konkurencyjnymi w stosunku do analogicznych źródeł z prądnicami synchronicznymi. Dotyczy to przede wszystkim prądnic z wirnikiem klatkowym, wzbudzanych od strony stojana. Stopień konkurencyjności API zależy przede wszystkim od wymagań stawianych parametrom uzyskiwanej energii elektrycznej, a co za tym idzie, dopasowania stopnia złożoności prądnic do tych wymagań. W wielu praktycznych przypadkach zastępując prądnice synchroniczne indukcyjnymi można uzyskać znaczące oszczędności kosztów wytwarzania, materiałów, energii itp. Stąd też wynika szerokie zainteresowanie w świecie tymi problemami.

Niestety, w kraju, jak dotychczas, praktycznie nie prowadzi się systematycznych badań nad API. Skutkiem tego jest znikoma liczba publikacji na ten temat w literaturze krajowej. Uzasadnia to celowość i aktualność badań prowadzonych przez autora, których wyniki będą przedstawione w następnych rozdziałach niniejszej rozprawy.

## 1.2. Cel i zakres pracy

W literaturze światowej można znaleźć znaczną liczbę API z różnymi układami stabilizacji napięcia wyjściowego. Jednak wiele rozwiązań straciło już aktualność. Dotyczy to przede wszystkim prądnic z układami stabilizacji napięcia zawierającymi elementy indukcyjne, których masa i gabaryty są porównywalne z masą użytej MI. Podobnie ma się rzecz z API z kompaudancyjnymi układami stabilizacji napięcia, w których pojemność baterii włączonej szeregowo stanowi  $1,2 \div 1,5$  pojemności, niezbędnej do wzbudzenia prądnicy w stanie jałowym [35,87].

Nie spełniły się także nadzieje, związane z API z układami stabilizacji napięcia zbudowanymi z wykorzystaniem segnetoceramicznych kondensatorów nieliniowych tzw. warikondów [8,125,157]. Elementy te pozwalały na konstruowanie elementarnie prostych układów stabilizacji napięcia prądnic, jednak małe pojemności, niskie napięcia oraz niestabilność termiczna uniemożliwiły ich szersze zastosowanie. Nie znalazły również zastosowania API, w których stabilizacja napięcia odbywała się na zasadzie podmagnesowania jarzma stojana [11,75].

Analiza literatury światowej w dziedzinie API oraz obserwowany w ostatnich latach postęp w energoelektronicznej technice przekształtnikowej pozwoliły autorowi na stwierdzenie, że w zakresie małych mocy (do kilkudziesięciu kilowatów) najbardziej perspektywiczne są prądnice zbudowane w oparciu o klasyczne maszyny indukcyjne z wirnikiem klatkowym. Dlatego też w badaniach nad API o wzbudzeniu kondensatorowym ograniczono się do układów mających szanse praktycznego zastosowania. Układy te charakteryzują się tym, że nie zawierają żadnych elementów indukcyjnych i składają się wyłącznie z typowej MI (silnik indukcyjny klatkowy), baterii kondensatorów, komutowanych za pomocą szybkich łączników półprzewodnikowych i układu regulacji (stabilizacji) napięcia wyjściowego. W odniesieniu do prądnic o wzbudzeniu przekształtnikowym w badaniach ograniczono się do API z wirnikiem klatkowym i jednym przekształtnikiem, dołączonym do uzwojeń stojana.

Badaniami nie objęto API zawierających MI z wirnikiem pierścieniowym ze względu na odrębną specyfikę zagadnień, która powoduje, że prądnice te stanowią odrębną problemowo grupę i, zdaniem autora, powinny być rozpartywane oddzielnie.

Zaobserwowana w procesie analizy literaturowej znaczna różnorodność w podejściu zarówno do procesów fizycznych, jak również ich opisów matematycznych skłoniły

autora do narzucenia sobie w badaniach zasady traktowania pracy prądnicowej MI jako jednego ze stanów pracy tej samej maszyny, która została już dobrze poznana i opisana jako silnik. Przyjęcie tej zasady pozwoliło, mimo pewnej specyfiki stanu pracy prądnicowej (różnej dla różnych rodzajów wzbudzenia), wykorzystać w znacznym stopniu teorię, aparat matematyczny oraz elementy programowania, stosowane przy projektowaniu i badaniu silników indukcyjnych, w tym również z przekształtnikami, np. silników klatkowych z częstotliwościową regulacją prędkości obrotowej.

Podejście takie umożliwia wyjaśnienie i interpretację zachodzących w API zjawisk z ujednoczonych pozycji oraz zapewnia porównywanie własności różnych wariantów prądnic w różnych warunkach pracy.

W związku z powyższym autor rozprawy postawił sobie następujące zadania badawcze:

1. Opracowanie metod analizy procesów elektromagnetycznych i elektromechanicznych w API o wzbudzeniu kondensatorowym w stanach statycznych i dynamicznych, bazujących na elementach teorii MI dla stanu pracy silnikowej, w tym również w API z obciążeniem dołączonym przez prostownik. Wytyczenie perspektywnego kierunku badań nad prądnicami o takim sposobie wzbudzenia.
2. Opracowanie metodyki projektowania i analizy zjawisk fizycznych w API o wzbudzeniu kondensatorowym, skonstruowanych z wykorzystaniem klasycznych silników indukcyjnych z wirnikiem klatkowym z niewielkimi zmianami konstrukcyjnymi, nie naruszającymi w istotny sposób procesu technologicznego (skrócenie pakietu blach wirnika, zmniejszenie liczby zwojów w uzwojeniach stojana) lecz polepszającymi charakterystyki tych prądnic oraz projektowanie MI klatkowych od początku przeznaczonych do pracy prądnicowej.
3. Opracowanie uogólnionej metodyki opisu matematycznego i analizy procesów elektromagnetycznych i elektromechanicznych w API zarówno o wzbudzeniu kondensatorowym jak i przekształtnikowym.
4. Zbadanie właściwości najbardziej perspektywnych wariantów API o wzbudzeniu kondensatorowym i przekształtnikowym w stanach statycznych i dynamicznych.

#### *Nowość naukowa pracy*

Wkład własny w badania nad autonomicznymi prądnicami indukcyjnymi (API) autor upatruje w:

1. Opracowaniu metod analizy procesów fizycznych w API o wzbudzeniu kondensatorowym, przy maksymalnym wykorzystaniu teorii maszyny indukcyjnej dla pracy silnikowej. Pozwoliło to w znacznym stopniu wyeliminować istniejącą dotychczas różnorodność teorii, modeli i metod analizy zjawisk fizycznych w tego rodzaju prądnicach.
2. Realizując to zadanie uzyskano szereg szczegółowych wyników noszących (zdaniem autora) znamiona oryginalności, do których można zaliczyć:
  - metodykę obliczania charakterystyk statycznych uwzględniającą wpływ zmian częstotliwości generowanego napięcia spowodowanego zmianami obciążenia;
  - połowo-obwodowy model matematyczny oraz program umożliwiający analizę procesów elektromagnetycznych w prądnicach zbudowanych z typowych silników indukcyjnych klatkowych, z silników o skróconym pakiecie

blach wirnika lub zmniejszonej liczbie zwojów uzwojeń stojana, a także projektowanie MI klatkowych od początku przeznaczonych do pracy prądnicowej;

- wyjaśnienie fizycznego mechanizmu generowania mocy biernej pojemnościowej w API z obciążeniem dołączonym przez prostownik niesterowany oraz określenie podstawowych zależności ilościowych dla takiej prądnicy;
3. Opracowaniu API o wzbudzeniu kondensatorowym z analogowo-cyfrowym układem stabilizacji napięcia wyjściowego z dwiema strefami regulacji i wagiwo dobieranymi pojemnościami stopni regulacyjnych oraz prądnic z układem stabilizacji napięcia, działającym na zasadzie modulacji czasu załączania kondensatorów regulacyjnych.

Szczegółowymi wynikami, noszącymi, zdaniem autora, znamiona oryginalności, dzięki któremu była możliwa realizacja powyższego zadania, są:

- nowy układ stabilizacji napięcia wyjściowego prądnicy, złożony z jednej baterii kondensatorów regulacyjnych z modulowanym czasem włączenia;
  - opracowanie nowej koncepcji sterowania łącznikami półprzewodnikowymi prądu przemiennego, umożliwiającymi szybką i bezударową komutację baterii kondensatorów regulacyjnych, w tym nierozładowanych.
4. Opracowanie API o wzbudzeniu przekształtnikowym, mającym postać sterowanego prądowo falownika napięcia na tranzystorach IGBT z rozdzielonymi kanałami regulacji składowej czynnej i biernej prądu. Prądnice takie są szczególnie predysponowane do stosowania w układach rezerwowego zasilania. Przekształtnik wzbudzający takiej prądnicy, oprócz swojej podstawowej funkcji, może spełniać również rolę natychmiastowego rezerwowego źródła mocy czynnej, a także kompensatora mocy biernej indukcyjnej lub mocy odkształcenia w podstawowej sieci zasilającej. Opracowany model API o takim wzbudzeniu wydaje się nie mieć odpowiednika w znanej autorowi literaturze krajowej i zagranicznej.
5. Opracowanie uogólnionej metodyki opisu matematycznego API o dowolnym wzbudzeniu, bazującej na, zdaniem autora, najbardziej uogólnionej metodzie opisu, polegającej na traktowaniu wszystkich elementów strukturalnych rozpatrywanego układu jako wielobiegunków. Metodykę opisu zaprezentowano na przykładzie API o wzbudzeniu kondensatorowym, a opracowany program symulacyjny potwierdził wysoką adekwatność wyników obliczeniowych i eksperymentalnych. Autorowi znana jest tylko jedna próba zastosowania podobnej metodyki do opisu przekształtnikowych układów napędowych [124].

Praca składa się z czterech głównych rozdziałów, z których pierwszy stanowi wstęp.

Drugi rozdział poświęcony jest API o wzbudzeniu kondensatorowym. W rozdziale tym przedstawiono model matematyczny prądnicy w osiach  $\alpha$ ,  $\beta$ , bazujący na teorii wektorów przestrzennych, lecz zmodyfikowany tak, aby uwzględniał nasycenie obwodu magnetycznego dla strumienia głównego. Przeanalizowano najistotniejsze symetryczne procesy przejściowe takiej prądnicy (samowzbudzenie, załączenie i wyłączenie obciążenia, zwarcie). Ponieważ badania eksperymentalne wykazały znaczne usztywnienie charakterystyki zewnętrznej prądnicy w przypadku dołączenia obciążenia przez prostownik niesterowany, świadczące o generowaniu przez taki układ dodatkowej mocy biernej pojemnościowej, opracowano analogiczny model matematyczny prądnicy z tak dołączy-

nym obciążeniem, wykorzystujący metodę funkcji przełączających, który posłużył do wyjaśniania następujących zagadnień:

- wpływu obciążenia na komutację zaworów;
- fizycznego mechanizmu generowania dodatkowej mocy biernej pojemnościowej;
- analizy harmonicznych prądów i napięć;
- zachowania się prądnicy w przypadku zastosowania prostownika sterowanego.

Omówiono problemy związane ze stabilizacją napięcia wyjściowego oraz przedstawiono wyniki badań najbardziej perspektywicznych układów stabilizacji (układ analogowo-cyfrowy z wagowo dobraćnymi pojemnościami stopni kondensatorów regulacyjnych i podwójną strefą regulacji napięcia oraz układ z modulacją czasu załączenia baterii kondensatorów regulacyjnych).

Zaproponowano także model polowo-obwodowy API, umożliwiający kształtowanie charakterystyk prądnicy poprzez wpływ na niektóre parametry konstrukcyjne MI, zaprojektowanej jako silnik lub projektowanej od początku do pracy prądnicowej. Wykazano możliwość uzyskania korzystnych charakterystyk zewnętrznych API o wzbudzeniu kondensatorowym poprzez skrócenie długości pakietu blach wirnika lub liczby zwojów uzwojenia stojana użytego do budowy prądnicy typowego silnika indukcyjnego klatkowego.

W rozdziale trzecim zaprezentowano nowy rodzaj API wzbudzanych od tranzystorowego falownika napięcia z rozdzielonymi kanałami regulacji składowej czynnej i biernej prądu oraz przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych takiej prądnicy.

W rozdziale czwartym przedstawiono, zdaniem autora, najbardziej uogólnioną teorię opisu zjawisk w API o dowolnym sposobie wzbudzenia, traktującą prądnicę wraz z układem stabilizacji napięcia jako przekształtnikowo-elektromaszynowy przetwornik energii, w którym wszystkie elementy strukturalne są przedstawione w postaci odpowiednio połączonych wielobiegunników. Zaprezentowano opracowany na bazie takiej teorii model matematyczny API o wzbudzeniu kondensatorowym z analogowo-cyfrowym układem stabilizacji napięcia oraz otrzymany w wyniku symulacji komputerowej przebiegi wybranych prądów i napięć.

Wyniki badań opublikowano dotychczas w 40 artykułach ściśle związanych z przedmiotową tematyką oraz jednej monografii (współautor). Część wyników badań, szczególnie dotyczących API o wzbudzeniu przekształtnikowym, nie została jeszcze opublikowana lub znajduje się w stadium publikowania.

## 2. AUTONOMICZNE PRĄDNICE INDUKCYJNE O WZBUDZENIU KONDENSATOROWYM

### 2.1. Charakterystyka prądnic indukcyjnych o wzbudzeniu kondensatorowym

#### 2.1.1. Stan pracy prądnicowej maszyny indukcyjnej

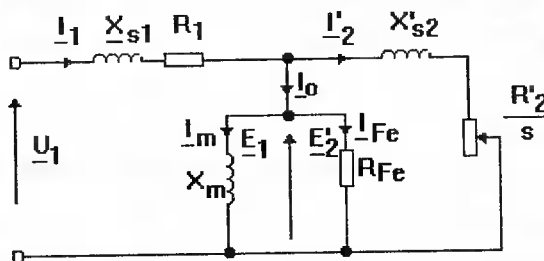
Stan pracy prądnicowej MI można prześledzić wykorzystując dobrze znane zależności dla pracy silnikowej.

Dla schematu zastępczego typu T maszyny indukcyjnej w stanie pracy silnikowej jak na rys.2.1, prąd wirnika można zapisać wyrażeniem:

$$\underline{I}'_2 = \frac{s\underline{E}'_2 R'_2}{(R'_2)^2 + (sX'_{s2})^2} - j \frac{s^2 \underline{E}'_2 X'_{s2}}{(R'_2)^2 + (sX'_{s2})^2} = I'_{2cz} + jI'_{2b}, \quad (2.1)$$

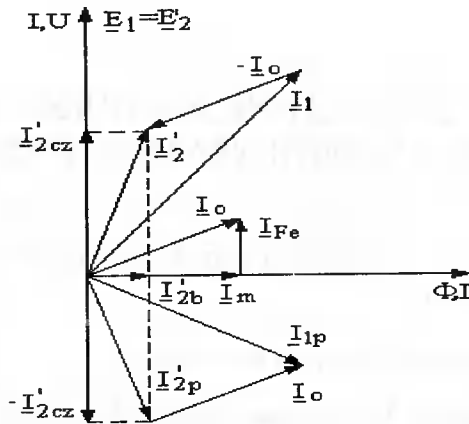
gdzie wszystkie oznaczenia jak na rys.2.1, a  $I'_{2cz}$  i  $I'_{2b}$  - składowa czynna i bierna prądu wirnika.

Z uwagi na to, że podczas pracy prądnicowej poślizg  $s$  jest ujemny, we wzorze na prąd wirnika (2.1) znak zmienia tylko składowa czynna  $I'_{2cz}$ , a składowa bierna  $I'_{2b}$  pozostaje bez zmian. Jest to równoznaczne z tym, że aby maszyna indukcyjna mogła pracować jako prądnica, należy dostarczyć jej moc bierną indukcyjną, niezbędną do wytworzenia pola wirującego, podobnie jak to ma miejsce w silniku.



Rys.2.1. Schemat zastępczy typu T maszyny indukcyjnej dla stanu pracy silnikowej

Sytuacji tej odpowiada wykres wskazowy, przedstawiony na rys.2.2.



Rys.2.2. Wykres wskazowy dla pracy silnikowej i prądnicowej MI ( $I_{1p}$  - wektor prądu stojana przy pracy prądnicowej)

Jeżeli maszyna indukcyjna współpracuje z siecią sztywną, wówczas moc bierna indukcyjna jest pobierana z sieci. Jeżeli natomiast maszyna pracuje autonomicznie, należy zapewnić jej moc bierną indukcyjną w inny sposób, np. przez równoważne obciążenie baterią kondensatorów.

### 2.1.2. Warunki samowzbudzenia prądnicy i częstotliwość generowanego napięcia

W chwili obecnej istnieje cały szereg modeli fizycznych i matematycznych procesu samowzbudzenia API. Szczegółowe rozważania na ten temat są zawarte w [36,37] oraz rozdziale 2.2.2 niniejszej pracy. Fizyczną stronę wzbudzenia najwygodniej wyjaśnić posługując się rezonansowym modelem prądnicy. W [36] wykazano, że przy stałej mechanicznej prędkości  $\Omega$  wirnika samowzbudzenie prądnicy jest możliwe jedynie dla pewnego zakresu pojemności wzbudzającej:

$$C_{\min} < C < C_{\max} \quad (2.2)$$

gdzie:

$C_{\min}, C_{\max}$  - graniczne wartości pojemności, przy których jeszcze nastąpi samowzbudzenie.

Minimalna wartość napięcia ustalonego w stanie jałowym jest określona styczną do charakterystyki magnesowania  $\alpha_0 = \arctg X_0$ , gdzie  $X_0$  jest reaktancją fazy prądnicy w stanie jałowym (patrz rys.2.3). Maksymalna wartość napięcia jest określona charakterystyką zwarciovą, nachyloną do osi odciętych pod kątem  $\alpha_k = \arctg X_k$ , gdzie  $X_k$  jest reaktancją fazy przy zwarcu.

W [35] wykazano także, że w ogólnym przypadku dla stałej wartości pojemności kondensatorów wzbudzających, spełniającej warunek (2.2), możliwe są dwie częstotliwości wzbudzenia prądnicy w stanie jałowym:

$$f_1 \approx \frac{1}{2\pi p \sqrt{L_1 C}} \quad (2.3a)$$

oraz

$$f_1' \approx \frac{1}{2\pi p \sqrt{k_\sigma L_1 C}}, \quad (2.3b)$$

gdzie:

$k_\sigma = 1 - \frac{L_m}{L_1 L_2}$  - współczynnik rozproszenia prądnicy,

$L_1 = L_{s1} + L_m$  - całkowita indukcyjność fazy stojana,

$L_2 = L_{s2} + L_m$  - całkowita indukcyjność fazy wirnika sprowadzona do częstotliwości stojana,

$p$  - liczba par biegunów prądnicy.

Częstotliwościom  $f$  i  $f'$  odpowiadają dwie mechaniczne prędkości kątowe:

$$\Omega = \frac{1}{p \sqrt{L_1 C}} \left( 1 + \frac{R_1 R_2' C}{L_1} \right) \quad (2.4a)$$

oraz

$$\Omega' = \frac{R_1 + R_2'}{p R_1} \sqrt{\frac{1}{k_\sigma L_1 C}} \quad (2.4b)$$

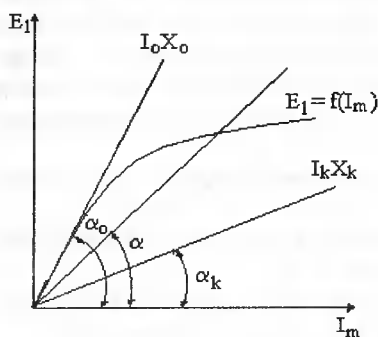
Z analizy wyrażeń (2.3b) oraz (2.4b) wynika, że w celu uzyskania częstotliwości napięcia  $f_1'$  wirnik maszyny należałoby napędzić z bardzo dużą prędkością kątową. Ponieważ prędkości wirowania typowych

maszyn indukcyjnych leżą najczęściej w granicach 500-3000 obr/min, w praktyce wykorzystuje się jedynie przypadek odpowiadający częstotliwości  $f_1$ . Wszystkie dalsze rozważania będą dotyczyły wyłącznie tego przypadku.

Związek między częstotliwością generowanego napięcia a mechaniczną prędkością wirowania wirnika jest określony zależnością:

$$f_1 \approx \frac{p \Omega}{2\pi(1-s)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} \cdot \quad (2.5)$$

Wynika z niej, że częstotliwość generowanego napięcia jest określona prędkością kątową  $\Omega$  wirnika oraz poślizgiem  $s$ . W stanie jałowym, kiedy poślizg  $s \approx 0$ , częstotliwość  $f_1$  jest wprost proporcjonalna do prędkości wirowania wirnika. Z drugiej strony częstotliwość ta jest określona parametrami prądnicy: indukcyjnością  $L_1$  i pojemnością kondensatorów wzbudających  $C$ . Pozwala to sformułować wniosek, że **częstotliwość  $f_1$  napięcia indukowanego w stanie jałowym w obwodzie stojana API o wzbudzeniu kon-**



Rys.2.3. Określenie zakresu samowzbudzenia API przy  $\Omega = \text{const}$  i  $C = \text{var}$

*densatorowym jest praktycznie określona prędkością wirowania wirnika, a indukcyjność obwodu rezonansowego automatycznie zmienia się tak, aby nastąpiło dostrojenie do tej częstotliwości.*

Znaczy to, że np. zmianie pojemności  $C$  przy  $\Omega = \text{const}$  towarzyszy odpowiednia zmiana indukcyjności  $L_1$  taka, aby iloczyn  $L_1 C$  pozostał stały i odwrotnie - zmianie  $\Omega$  przy  $C = \text{const}$  towarzyszy taka zmiana indukcyjności  $L_1$ , aby częstotliwość określona zależnością (2.3a) była równa częstotliwości wymuszonej przez prędkość wirowania wirnika. Zmiany indukcyjności  $L_1$  są spowodowane odpowiednimi zmianami stanu nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy. Na przykład dla przypadku,  $\Omega = \text{const}$ ,  $C = \text{var}$  zwiększenie pojemności powoduje zwiększenie prądu magnesującego maszyny, co powoduje zwiększenie nasycenia jej obwodu magnetycznego, a to z kolei odpowiednie zmiany indukcyjności  $L_1$  takie, aby iloczyn  $L_1 C = \text{const}$ . Analogiczne rozumowanie można przeprowadzić dla przypadku  $C = \text{const}$ ,  $\Omega = \text{var}$ .

W przypadku obciążenia prądnicy prąd uzwojenia wirnika wytwarza pole wirujące, które musi wyprzedzać pole stojana. Przy stałej prędkości wirowania wirnika prędkość wirowania pola stojana musi zmaleć w stosunku do prędkości przy biegu jałowym. Zmiana ta jest określona zależnością  $1/(1-s)$ . W tym też stosunku będzie malała częstotliwość napięcia w obwodzie stojana, co wynika bezpośrednio z zależności (2.5). Tak więc wzrostowi obciążenia prądnicy będzie towarzyszyło zwiększenie poślizgu, a to z kolei spowoduje pewne zmniejszenie częstotliwości generowanego napięcia. Biorąc pod uwagę fakt, że wartości poślizgu przy obciążeniu typowych maszyn indukcyjnych są niewielkie, niewielkie będą również zmiany częstotliwości generowanego napięcia przy obciążeniu.

W świetle powyższych rozważań ogólne warunki samowzbudzenia API o wzbudzeniu kondensatorowym są następujące:

- równoległe podłączenie do każdej z faz prądnicy kondensatorów o pojemności zapewniającej samowzbudzenie (patrz warunek (2.2));
- napędzenie wirnika z określoną prędkością obrotową, zależną od parametrów maszyny i pojemności kondensatorów wzbudzających (patrz wzór (2.4)).

Szczegółowe warunki samowzbudzenia oraz inne modele API o wzbudzeniu kondensatorowym przedstawiono w rozdziale 2.2.2 niniejszej pracy.

### 2.1.3. Napięcie indukowane i przyczyny zmienności parametrów napięcia wyjściowego

W rozważaniach dotyczących API o wzbudzeniu kondensatorowym celowe jest rozpatrzenie dwóch przypadków:

- prędkość wirowania wału prądnicy jest stała ( $\omega = p\Omega = \text{const}$ ), a częstotliwość generowanego napięcia zmienia się wraz z obciążeniem ( $f_1 = \text{var}$ );
- prędkość wirowania wału prądnicy zmienia się tak, aby utrzymać stałą częstotliwość napięcia ( $\omega = p\Omega = \text{var}$ ,  $f_1 = \text{const}$ ).

W obu przypadkach napięcie na zaciskach prądnicy jest określone zależnością:

$$\underline{U}_1 = \underline{E}_1 - I_1 \underline{Z}_1, \quad (2.6)$$

gdzie:

$\underline{Z}_1$  - impedancja uzwojenia stojana.



Z powyższej zależności wynika, że głównym czynnikiem określającym poziom napięcia wyjściowego, jest napięcie indukowane  $E_1$ . Można wykazać [146], że w obciążonej prądnicie indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym

$$E_1 = c \frac{pn}{1-s} \left( I_c - I_2'' \sin \varphi_2 \pm I \sin \varphi \right) \quad (2.7)$$

gdzie  $I_c = U_1 \omega_1 C$  jest prądem baterii kondensatorów,  $I_2'' \sin \varphi_2$  - prądem biernym prądnicy, (w schemacie zastępczym typu  $\Gamma$ ), a  $I \sin \varphi$  - prądem biernym obciążenia. Znak „+” w powyższym wzorze dotyczy obciążania o charakterze pojemnościowym.

Z wyrażenia (2.7) wynika, że napięcie  $E_1$ , indukowane w fazie API, przy zadanej prędkości obrotowej wału i pojemności kondensatorów wzbudzających, zależy od wielkości i charakteru obciążenia. Zwiększenie obciążenia prądnicy w warunkach  $f_1 = \text{const}$ ,  $C = \text{const}$ ,  $\cos \varphi = \text{const}$  ( $\varphi \geq 0$ ) powoduje obniżenie napięcia wyjściowego wskutek zmniejszania się  $E_1$  oraz zwiększania się wewnętrznego spadku napięcia  $I_1 Z_1$ . Zmniejszenie  $E_1$  jest spowodowane osłabieniem głównego strumienia magnetycznego.

Jeżeli prądnicą pracuje ze stabilizowaną prędkością wału ( $\omega = \text{const}$ ,  $f_1 = \text{var}$ ), to przy obciążeniu występuje dodatkowe zmniejszanie  $E_1$ , spowodowane zmniejszeniem się częstotliwości generowanego napięcia. Zgodnie z (2.7), zmniejszenie głównego strumienia magnetycznego jest spowodowane roz magnesowującym działaniem prądów wirnika, zwiększeniem się składowej biernej prądu obciążenia (przy  $\varphi > 0$ ) oraz zmniejszeniem wielkości prądu pojemnościowego. Ten ostatni przy  $f_1 = \text{const}$  zmniejsza się na skutek zmniejszenia napięcia, a przy  $\omega = \text{const}$  - na skutek zmniejszania napięcia i częstotliwości.

*W świetle powyższego można sformułować stwierdzenie, że przyczynami zmian napięcia wyjściowego autonomicznej prądnicy indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym przy zmianach obciążenia w warunkach  $f_1 = \text{const}$  są zmiany głównego strumienia magnetycznego i wewnętrznego spadku napięcia, zaś w warunkach  $\omega = \text{const}$ , oprócz w/w przyczyn, również zmiany częstotliwości.*

Przytoczone rozważania pozwalają określić możliwości stabilizacji napięcia autonomicznej prądnicy indukcyjnej przy zmieniającym się obciążeniu, ograniczające się zasadniczo do dwóch sposobów:

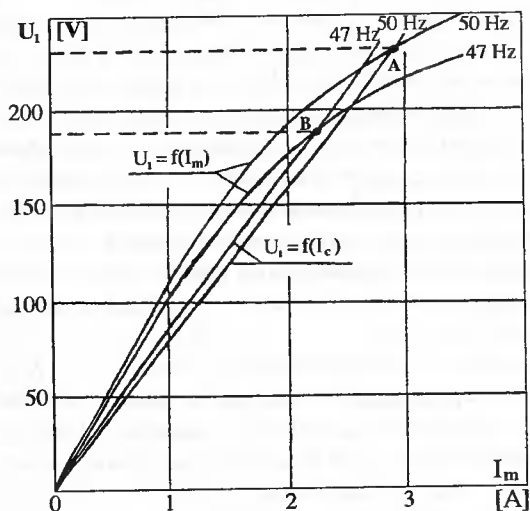
- poprzez regulację prędkości obrotowej napędu prądnicy w takt zmian wielkości i charakteru obciążenia;
- poprzez regulację głównego strumienia magnetycznego.

Z uwagi na zmienną częstotliwość oraz trudności i wysokie koszty realizacji technicznej pierwszego rodzaju układów, drugi rodzaj stabilizacji należy przyjąć jako podstawowy. Dlatego też wszystkie rozważania dotyczące stabilizacji napięcia API, przedstawione w dalszych rozdziałach niniejszej pracy, będą dotyczyły układów, działających na zasadzie oddziaływania na strumień główny maszyny.

#### 2.1.4. Charakterystyki statyczne

Zagadnienie obliczania charakterystyk statycznych API o wzbudzeniu kondensatorowym jest najlepiej poznanym zagadnieniem w teorii tych prądnic. Posiada to swoje odzwierciedlenie w bogatej literaturze na ten temat na przestrzeni kilku dziesięcioleci. W pierwszym etapie badań nad API tego typu najbardziej rozpowszechnionymi metodami obliczania charakterystyk statycznych były metody graficzne, oparte na wykresie

kołowym maszyny indukcyjnej [63,129,131,152]. W miarę rozwoju techniki obliczeniowej metody te były kolejno zastępowane metodami graficzno-analitycznymi [3,37,143] i analitycznymi [88,95,139,144,153]. Jednak znane z literatury metody obliczania charakterystyk statycznych API posiadają dwa podstawowe mankamenty, wynikające z przyjętych założeń upraszczających. W większości z wymienionych metod [88,94,95,107,108] przyjęto założenie, że prędkość obrotowa napędu prądnicy zmienia się tak, aby częstotliwość generowanego napięcia pozostawała stała i równa częstotliwości synchronicznej, niezależnie od wielkości i charakteru obciążenia. To teoretycznie poprawne założenie powoduje, że obliczane są charakterystyki dla warunków odbiegających od rzeczywistych. Stosowane napędy prądnic mają bowiem najczęściej stabilizowaną prędkość obrotową. Sterowanie tą prędkością w takt zmian wielkości i charakteru obciążenia w celu uzyskania stałej częstotliwości napięcia jest trudne w realizacji i całkowicie nieopłacalne.



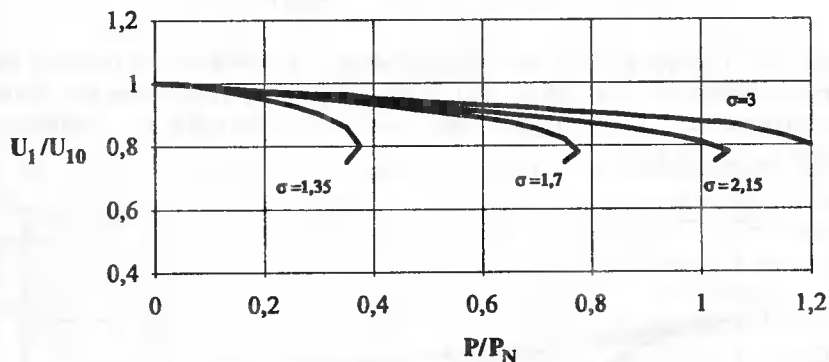
Rys.2.4. Wpływ częstotliwości generowanego napięcia na położenie punktu pracy prądnicy indukcyjnej, zbudowanej z silnika SZJe-24b o mocy  $P_N = 2,2\text{ kW}$  i poślizgu znamionowym  $s_N = 0,06$ ; A - dla częstotliwości synchronicznej  $f_N = 50\text{ Hz}$ , B - dla częstotliwości rzeczywistej przy obciążeniu znamionowym  $f = (1-s_N)f_N$  (prędkość kątowna wirnika  $\omega = 157\text{ rad/s} = \text{const.}$ )

W niektórych obliczeniach [109,139], szczególnie w przypadku dużych maszyn indukcyjnych, pomijano wpływ obciążenia na częstotliwość generowanego napięcia. Jak wykazały dokładniejsze badania, założenie takie jest możliwe do przyjęcia jedynie dla maszyn o poślizgu znamionowym rzędu 0,03. Dokładność obliczeń charakterystyk statycznych prądnic wynosi wtedy około 10%, (dotyczy seryjnie produkowanych maszyn indukcyjnych z wirnikiem klatkowym, przeznaczonych do pracy silnikowej).

W przypadku maszyn indukcyjnych o liczbie par biegunów  $p > 1$  i poślizgu znamionowym rzędu 0,05÷0,06, nie uwzględnienie wpływu obciążenia na częstotliwość napięcia prowadzi do znacznie większych błędów w obliczeniach charakterystyk statycznych prądnic. Ilustruje to rysunek 2.4, na którym pokazano wpływ częstotliwości napięcia na położenie punktu pracy na charakterystyce biegu jałowego prądnicy indukcyjnej o poślizgu znamionowym  $s_N = 0,06$ .

Projektowanie API z układami stabilizacji napięcia wymaga znajomości charakterystyk statycznych prądnic z uwzględnieniem zmian częstotliwości spowodowanych obciążeniem, a także zależności tych charakterystyk od parametrów prądnic. Zaistniała więc potrzeba opracowania metodyki obliczeń charakterystyk statycznych API, zapewniającej spełnienie wyżej wymienionych wymagań. Zadanie to zostało wykonane, a wyniki opublikowano w [38].

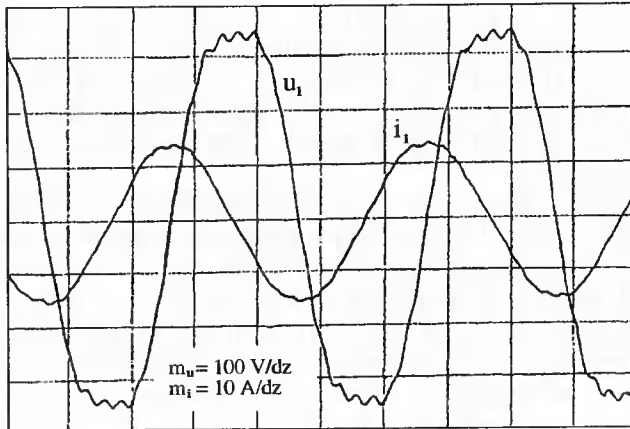
Przedstawioną w [38] metodykę obliczania charakterystyk statycznych wykorzystano do przeanalizowania wpływu niektórych parametrów maszyny (nasylenie obwodu magnetycznego, reaktancje rozproszenia) na przebieg tych charakterystyk. Na rys.2.5 przedstawiono charakterystyki zewnętrzne modelowej prądnicy o mocy 2,2 kW, otrzymane przy różnych współczynnikach nasycenia  $\sigma$  obwodu magnetycznego. Różny stopień nasycenia obwodu magnetycznego uzyskiwano poprzez zmianę wartości pojemności kondensatorów wzbudzających. Aby uzyskać porównywalność, charakterystyki te zostały przedstawione w wartościach względnych  $U_1/U_{10}$ ,  $P/P_N$  - gdzie  $U_{10}$  napięcie stanu jałowego (różne dla każdej pojemności).



Rys.2.5. Zależność charakterystyk prądnicy indukcyjnej od współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego

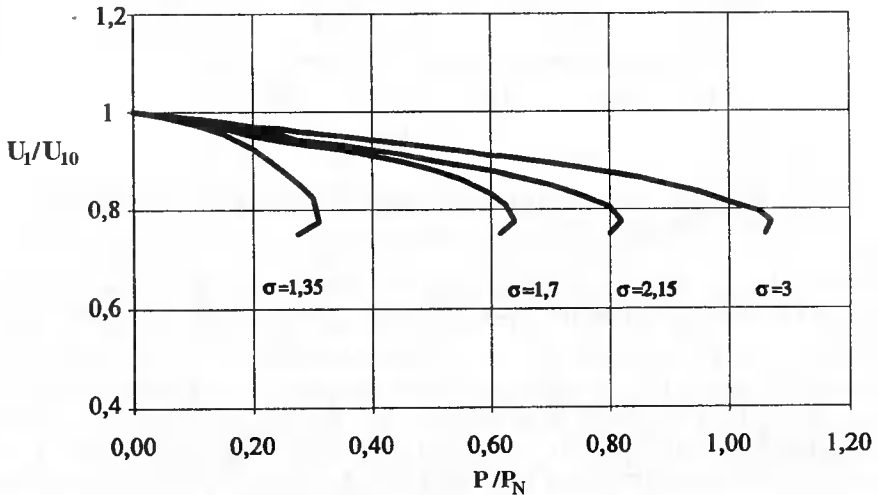
Z rysunku 2.5 wynika, że stabilna praca API, przy mającej praktyczne znaczenie zmienności obciążenia, jest możliwa jedynie przy znacznym nasyceniu obwodu magnetycznego. Ze wzrostem nasycenia rośnie przeciążalność prądnicy oraz zwiększa się sztywność charakterystyk. Przy współczynniku nasycenia  $\sigma = 1,35$ , odpowiadającym silnikowemu stanowi pracy maszyny indukcyjnej w warunkach znamionowych, przeciążalność prądnicy wynosi zaledwie 0,37, co przy założeniu 10% spadku napięcia wyjściowego umożliwi wykorzystanie prądnicy w 20% przy współczynniku mocy obciążenia  $\cos\varphi = 1$ , a jeszcze mniej - przy  $\cos\varphi_{ind} < 1$ . Zwiększenie współczynnika nasycenia do wartości  $\sigma = 3$  pozwala wykorzystać prądnicę przy analogicznych warunkach obciążenia, w znacznie większym stopniu.

Co prawda pogarszają się przy tym parametry energii elektrycznej, jednak w stopniu, który dla większości odbiorców nie stanowi ograniczenia w zastosowaniu PI. Potwierdza to rys.2.6, na którym przedstawiono przebiegi czasowe prądu i napięcia modelowej API o wzbudzeniu kondensatorowym o współczynniku nasycenia obwodu magnetycznego  $\sigma = 2,6$ .



Rys.2.6. Przebiegi czasowe napięcia i prądu PI przy współczynniku nasycenia obwodu magnetycznego  $\sigma = 2,6$

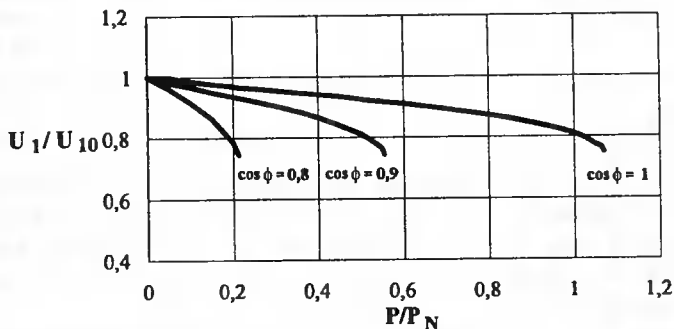
Na rys.2.7 przedstawiono zależność charakterystyk zewnętrznych prądnicy od parametrów rozproszenia, dla tych samych co poprzednio współczynników nasycenia obwodu magnetycznego. Charakterystyki obliczono dla zwiększonej o 50% reaktancji rozproszenia  $x_s = X_{s1} + X'_{s2}$ .



Rys.2.7. Charakterystyki zewnętrzne prądnicy przy obciążeniu rezystancyjnym i zwiększonej o 50% reaktancji rozproszenia  $X_s$

Jak wynika z rys.2.7, dwukrotne zwiększenie reaktancji rozproszenia maszyny prowadzi do zmniejszenia przeciążalności prądnicy rzędu 16÷25% w zależności od współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego. Zmniejszeniu ulega również sztywność charakterystyk.

Wpływ charakteru obciążenia na charakterystyki zewnętrzne prądnicy przedstawiono na rys.2.8. Jak widać, przy zmniejszającym się współczynniku mocy obciążenia o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym, silnie maleje przeciążalność prądnicy oraz zmniejsza się sztywność charakterystyk zewnętrznych.



Rys.2.8. Charakterystyki zewnętrzne prądnicy przy zmieniającym się współczynniku mocy obciążenia o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym (współczynnik nasycenia obwodu magnetycznego  $\sigma = 2,15$ )

Dla modelowej prądnicy (moc maszyny 2,2 kW) zmniejszenie współczynnika mocy obciążenia z  $\cos \phi = 1,0$  do  $\cos \phi_{ind} = 0,8$ , nawet przy znacznym nasyceniu obwodu magnetycznego ( $\sigma = 2,15$ ), powoduje aż pięciokrotne zmniejszenie przeciążalności. Uniemożliwia to praktycznie wykorzystanie prądnicy indukcyjnej bez układu stabilizacji napięcia do zasilania odbiorników o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym.

Przeprowadzone rozważania pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

1. Zwiększenie współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy zwiększa jej przeciążalność i sztywność charakterystyk zewnętrznych. Przy projektowaniu prądnic o wzbudzeniu kondensatorowym należy więc wybierać maszyny o możliwie dużym współczynniku nasycenia obwodu magnetycznego. Jeżeli maszyna indukcyjna jest od początku projektowana z przeznaczeniem do pracy prądnicowej, to jej parametry konstrukcyjne również powinny być wybierane pod kątem możliwie dużego współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego.

Należy mieć przy tym na uwadze, że wraz ze wzrostem nasycenia pogarszają się nieco parametry generowanej energii elektrycznej. Dlatego też współczynnik nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy powinien być wybierany w zależności od wymagań odbiorcy odnośnie jakości energii elektrycznej.

Biorąc pod uwagę zwiększające się wraz z nasyceniem obwodu magnetycznego straty w żelazie i związane z tym konsekwencje, wymagany współczynnik nasycenia maszyny należy zapewnić poprzez zwiększenie nasycenia części wirnikowej obwodu magnetycznego.

2. Zwiększenie parametrów rozproszenia prądnicy zmniejsza jej przeciążalność oraz sztywność charakterystyk zewnętrznych. Przy doborze i projektowaniu maszyn indukcyjnych do pracy prądnicowej należy dążyć do minimalizacji tych parametrów.
3. Prądnica indukcyjna o wzbudzeniu kondensatorowym nie może być efektywnie wykorzystana bez dodatkowych układów stabilizacji napięcia. Zwiększenie na-

sycenia obwodu magnetycznego maszyny może w istotny sposób zwiększyć wykorzystanie maszyny jedynie przy obciążeniu rezystancyjnym. Z uwagi na rezystancyjno-indukcyjny charakter większości odbiorników energii elektrycznej, pełne wykorzystanie maszyny jest możliwe jedynie przy zastosowaniu dodatkowych układów stabilizacji napięcia.

## 2.2. Modelowanie matematyczne i analiza stanów dynamicznych prądnicy

W literaturze krajowej liczba publikacji na temat procesów przejściowych w prądnicach indukcyjnych jest znikoma, a w stosunkowo bogatej literaturze światowej na ten temat, przeważająca liczba publikacji dotyczy procesu samowzbudzenia, natomiast inne procesy przejściowe (załączanie i wyłączanie obciążenia, zwarcie itp.) są potraktowane znacznie skromniej.

Ogólny opis procesów dynamicznych związanych z samowzbudzeniem maszyn indukcyjnych można znaleźć w literaturze, dotyczącej klasycznej teorii maszyn elektrycznych [32,70,82,121,127]. Nie rozpatruje się tam jednak z reguły fizycznego charakteru zjawiska, co ogranicza przydatność zawartych tam rozważań.

Jeżeli chodzi o fizyczną stronę zjawiska samowzbudzenia API, to śledząc literaturę na ten temat, można wyraźnie wyróżnić przynajmniej cztery teorie, stosowe dla wyjaśnienia tego zjawiska. W pierwszej grupie publikacji, szczególnie starszych [39÷41,155] dominuje pogląd, że samowzbudzenie jest inicjowane magnetyzmem szczątkowym wirnika, a następnie wzmacniane lawinowo narastającym pojemnościowym prądem stojąca. Badania eksperymentalne wykazały jednak, że nawet w prądnicach o znacznej wartości strumienia szczątkowego samowzbudzenie nie następuje, jeżeli nie są spełnione inne warunki samowzbudzenia, np. kiedy prędkość obrotowa wirnika jest mniejsza od krytycznej. Co więcej, przy zbliżaniu się od dołu do prędkości krytycznej obserwuje się znaczne zmniejszenie magnetyzmu szczątkowego przed rozpoczęciem procesu samowzbudzenia. Z drugiej strony, pewnie wzbudzają się prądnice ze starannie rozmagnesowanym obwodem magnetycznym, prądnice ekranowane od pola magnetycznego Ziemi, prądnice z masowym wirnikiem stalowym, a także prądnice z aluminium lub miedzianym wirnikiem kubkowym [113].

Autorzy drugiej grupy publikacji uważają, że proces samowzbudzenia PI jest skutkiem występowania zjawiska rezonansu parametrycznego. Zgodnie z teorią rezonansu parametrycznego [99], czynnikiem inicjującym wystąpienie oscylacji w PI mogą być dowolne fluktuacje, a mechanizm narastania oscylacji w procesie samowzbudzenia jest wyjaśniany wytworzeniem w procesie przejściowym narastania prądu tzw. "jawnobiegowości dynamicznej" [26,156].

Poglądowi temu zaprzeczają wyniki badań doświadczalnych z PI o gładkim niemagnetycznym wirniku oraz PI z masowym wirnikiem stalowym. W maszynach tych zmiany indukcyjności zastępczej przy zmianach położenia przestrzennego wirnika są wykluczone, a jednak prądnice takie wzbudzają się, przy czym w procesie samowzbudzenia nie obserwuje się ściśle wielokrotności częstotliwości drgań własnych obwodu i prędkości kątowej wirnika, która powinna wystąpić w przypadku rezonansu parametrycznego.

Trzecia grupa publikacji [71,74,115,142], stosunkowo nieliczna, proces samowzbudzenia wyjaśnia z punktu widzenia energetycznego. Autorzy tej grupy publikacji wyjaśniają proces samowzbudzenia spełnieniem warunku, aby ilość energii dostarczonej do obwodu drgającego była nie mniejsza niż ilość energii traconej w tym obwodzie. Mimo przekonywującej analizy ilościowej i poprawnego z fizycznego punktu widzenia podejścia, stronnicy tej teorii nie wyjaśniają, dlaczego oscylacje narastają i ustalają się właśnie w obwodzie zawierającym pojemność, ani w jaki sposób energia dostarczana jest do obwodu.

Wreszcie najliczniejsza grupa autorów publikacji [72,114,116÷118] rozpatruje proces samowzbudzenia jako zjawisko występujące w dowolnym układzie, w którym, jeśli spełnione będą pewne warunki, możliwe jest wystąpienie drgań niegasnących. Według [150] w dowolnym układzie mogą wystąpić niegasnące oscylacje bez zewnętrznego okresowego czynnika wymuszającego, jeżeli układ ten będzie zawierał: źródło energii, obwód oscylacyjny, zawór regulujący dostarczenie energii do obwodu oscylacyjnego okresowymi porcjami i sterujące zaworem sprzężenie zwrotne od strony obwodu oscylacyjnego. Drgania, występujące w takim układzie, będą niegasnące, jeżeli energia dostarczana do obwodu oscylacyjnego będzie nie mniejsza od energii traconej, a dostarczanie energii będzie odbywało się jednocześnie z jej rozpraszaniem. Ustalenie amplitudy drgań nastąpi w przypadku, gdy przynajmniej jeden z elementów członu oscylacyjnego będzie posiadał nieliniową charakterystykę.

Nietrudno zauważyć, że w prądniccy indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym można wydzielić wszystkie wyszczególnione wyżej elementy. Źródło energii stanowi silnik napędzający, zawór regulujący podawanie energii w takt z drganiami obwodu oscylacyjnego - obwód wirnika maszyny, a obwód oscylacyjny stanowią pojemności kondensatorów wzbudzających i indukcyjności maszyny. Sprzężenie zwrotne jest realizowane poprzez sprzężenia magnetyczne między obwodami stojana i wirnika oraz zależności indukcyjności  $L_m$  od strumienia magnetycznego.

W rozpatrywanym układzie nie ma żadnych wymagań odnośnie czynnika inicjującego oscylacje. Rolę tę może odegrać dowolnie małej wielkości impuls napięciowy, zaindukowany pod wpływem zewnętrznych pól elektromagnetycznych bądź też dowolna fluktuacja w samej prądniccy, przy czym jest obojętne, czy inicjacja drgań nastąpi od strony stojana czy wirnika.

Zatem samowzбудną prądnicę indukcyjną można traktować jako układ dynamicznie niestabilny w stanie spoczynku, nie wymagający do przejścia w stan generowania oscylacji sygnału wymuszającego o skończonej wielkości. Tłumaczy to znaczną liczbę publikacji, w których PI traktuje się jako układ automatycznej regulacji, a procesy dynamiczne analizuje się wykorzystując bogaty aparat matematyczny teorii automatycznej regulacji [72,116÷118,150].

W publikacjach ostatniego dziesięciolecia przeważają jednak publikacje [62,118,119], w których do opisu procesów dynamicznych w PI wykorzystywany jest aparat matematyczny, stosowany w analizie tego rodzaju procesów w stanie pracy silnikowej. Podjęto udaną próbę opisu zjawisk elektromagnetycznych w PI w oparciu o uogólnioną teorię przetwarzania energii elektrycznej [153].

Wśród stosunkowo nielicznych metod analizy procesów przejściowych w PI przy załączaniu i wyłączaniu obciążenia, na uwagę, ze względu na uniwersalność, zasługuje grupa metod analitycznych, przedstawiona np. w [88,144]. Prądnicca jest tam opisana liniowymi równaniami różniczkowymi, zapisanymi w układzie współrzędnych  $d, q$ , a na-

sycenie obwodu magnetycznego uwzględnia się stosując metodę funkcji opisującej, przy czym uwzględnia się tylko pierwszą harmoniczną strumienia magnetycznego.

Publikacje dotycząca procesów przejściowych, występujących przy zwarciu na zaciskach PI, są sporadyczne. Uzasadnieniem takiego stanu rzeczy może być fakt, że procesy te są krótkotrwałe, a ich skutki niegroźne dla prądnicy bez układu stabilizacji napięcia. Sytuacja jednak wygląda inaczej w prądnicach z układami stabilizacji napięcia wyjściowego, w których reakcją na obniżające się w trakcie zwarcia napięcie jest dołączenie przez układ regulacji napięcia baterii kondensatorów regulacyjnych o pojemności równej  $1=1,5$  pojemności kondensatorów wzbudzających w stanie jałowym. Udary prądowe, które wtedy występują, nie są obojętne dla prądnicy, a szczególnie dla jej układu stabilizacji, w którym członami wykonawczymi są najczęściej elementy półprzewodnikowe.

W analizie procesów dynamicznych przy symetrycznym zwarciu na zaciskach prądnicy [5,74] wykorzystano opis i metodologię, stosowaną w analizie procesów przejściowych przy załączaniu i wyłączaniu obciążenia (z nieistotnymi modyfikacjami), przy czym w [73] zastosowano analogię metody stosowanej do opisu analogicznych procesów w prądnicach synchronicznej oraz przedstawiono porównanie procesów zwarciovych w obu typach prądnic.

Nie można również pominąć licznej grupy publikacji [13,70,121,127], prezentujących modele matematyczne maszyny indukcyjnej z wykorzystaniem parametrów dynamicznych, opracowane do analizy stanów dynamicznych przy pracy silnikowej, które są na tyle ogólne, że po ich uzupełnieniu równaniami, opisującymi dołączone obwody zewnętrzne, mogą stanowić wygodne, chociaż skomplikowane, narzędzie do analizy procesów przejściowych również w PI.

Podsumowując, można powiedzieć, że istniejące sposoby analizy procesów przejściowych w API pozwalają, chociaż z różnych pozycji, rozpatrywać procesy przejściowe typu samowzbudzenie, załączenie i wyłączenie obciążenia i zwarcie w sposób dość pełny i z zadowalającą dokładnością. Jednak różnorodność modeli matematycznych oraz różna postać uzyskiwanych wyników utrudniają porównywanie tychże wyników i ich analizę. Poza tym, złożoność problemu modelowania procesów dynamicznych w API z uwzględnieniem nasycenia obwodu magnetycznego i innych czynników narzuca na wiele metod, szczególnie analitycznych, szereg ograniczeń, wyrażających się w przyjmowanych założeniach upraszczających, co w różnym stopniu wpływa na uzyskiwane wyniki, utrudniając ich interpretację.

### 2.2.1. Model matematyczny elektromagnetycznych procesów przejściowych

W świetle powyższych rozważań pojawia się zadanie opracowania jednolitej metody analizy procesów przejściowych w autonomicznej prądnicie indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym z obciążeniem rezystancyjnym lub rezystancyjno-indukcyjnym. Wskazane jest, by opracowana metoda umożliwiała analizę w/w procesów także w prądnicach z dołączonymi układami stabilizacji napięcia stojana, obejmując także przypadek prądnicy z prostownikiem na wyjściu.

Tworząc model matematyczny procesów dynamicznych w prądnicie indukcyjnej kierowano się zasadą, że ponieważ praca prądnicowa jest jednym ze stanów pracy maszyny indukcyjnej, zjawiska występujące w tym stanie pracy powinny być, w miarę możliwości, opisane przy maksymalnym wykorzystaniu tego samego aparatu matematycznego, który jest dobrze znany i szeroko stosowany w analizie zjawisk w stanie pracy



silnikowej. Pozwoliło to wyeliminować dotychczasową różnorodność w sposobie rozpatrywania zjawisk w rozważanej prądnicy oraz stworzyć uniwersalny model, opisujący zachowanie się prądnicy przy zmianie jej parametrów i warunków obciążenia.

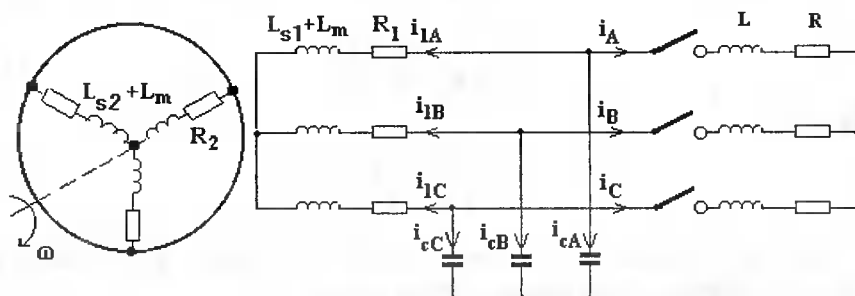
W opracowanym opisie matematycznym procesów dynamicznych w PI, oprócz klasycznych założeń [2,82,86,161], przyjęto następujące dodatkowe założenia:

- wielkość strumienia  $\Phi_m$  nie wpływa na reaktancje rozproszenia uzwojeń stojana i wirnika, które przyjęto jako stałe (wg [78] założenie takie zapewnia wystarczającą dla inżynierskich celów dokładność obliczeń, jeżeli prądy fazowe nie przekraczają 3÷4 krotnie prądów znamionowych, co, jak wykazały badania, w większości mających praktyczne znaczenie przypadków jest spełnione);
- nie uwzględnia się zjawiska histerezy obwodu magnetycznego maszyny, tj. zakłada się, że wektor strumienia  $\Phi_m$  i odpowiadający mu wektor strumienia sprzężonego  $\Psi_m$  są kolinearne względem wektora prądu magnesującego  $i_m$ ;
- obwód magnetyczny nasyca się równomiernie w całej objętości.

Spośród wielu możliwości opisu procesów dynamicznych a API wybrano często stosowaną do opisu procesów przejściowych w silnikach indukcyjnych metodę wektorów przestrzennych, którą zmodernizowano w taki sposób, aby można było uwzględnić nasycenie obwodu magnetycznego maszyny dla strumienia głównego. Podstawowymi argumentami, przemawiającymi za wyborem takiej metody, była prostota aparatu matematycznego przy jednoczesnym zapewnieniu wystarczającej dla realizacji zadania badawczego dokładności obliczeń oraz istnienie algorytmów obliczeniowych stosowanych do opisu analogicznych procesów w stanie pracy silnikowej.

Uwzględniając fakt, że wszystkie dodatkowe obwody są dołączone do zacisków uzwojeń stojana, oraz że model ma być wykorzystany również do analizy stanów dynamicznych w PI z prostownikiem wyjściowym, dołączonym do tych samych zacisków, równania wchodzące w skład modelu zapisano w nieruchomym układzie współrzędnych sztywno związanych ze stojanem, tj.  $\alpha, \beta$  [82]. W przytoczonych niżej rozważaniach założono, że w rozpatrywanym układzie składowe zerowe napięć i prądów nie występują, t.j. rozpatrywany jest układ bez przewodu zerowego. Analogiczny model matematyczny API lecz we współrzędnych fazowych, obejmujący również układ z przewodem zerowym, został opublikowany w [41].

Schemat zastępczy prądnicy, dla którego sporządzany jest model matematyczny, przedstawiono na rysunku 2.9.



Rys.2.9. Schemat zastępczy PI stosowany w obliczeniach stanów dynamicznych prądnicy

Wektorowe równania różniczkowe MI, zapisane w układzie współrzędnych  $\alpha, \beta$ , mają ogólną postać [82] (wszystkie wielkości strony wtórnej są przeliczone na stronę stojana):

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = u_1 - i_1 R_1 \quad (2.8)$$

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = u_2 - i_2 R_2 + j\omega\Psi_2$$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1 &= L_{s1} i_1 + \Psi_m \\ \Psi_2 &= L_{s2} i_2 + \Psi_m \end{aligned} \right\}, \quad (2.9)$$

gdzie:

- |  |  |
|--|--|
| $\omega$                                       | - prędkość kątowna wirnika,  |
| $\Psi_m = L_m i_m$                             | - wektor wypadkowego strumienia sprzężonego indukcyjności wzajemnej stojana i wirnika,                               |
| $i_m = i_1 + i_2 = i_{m\alpha} + j i_{m\beta}$ | - wektor przestrzenny prądu magnesującego,   |
| $L_{s1}, L_{s2} = \text{const}$                | - indukcyjności rozproszenia uzwojeń stojana i wirnika,  |
| $L_m = \text{var}$                             | - zastępcza indukcyjność wzajemna stojana i wirnika, określana z charakterystyki magnesowania maszyny $E = f(i_m)$ , |
| $R_1, R_2$                                     | - rezystancje uzwojeń stojana i wirnika.   |

Dla maszyny indukcyjnej z wirnikiem klatkowym powyższe równania napięć, prądów i strumieni, wyrażone w postaci składowych  $\alpha, \beta$ , przyjmują postaci:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} &= u_{1\alpha} - i_{1\alpha} R_1 & \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} &= -i_{2\alpha} R_2 - \omega\Psi_{2\beta} \\ \frac{d\Psi_{1\beta}}{dt} &= u_{1\beta} - i_{1\beta} R_1 & \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} &= -i_{2\beta} R_2 + \omega\Psi_{2\alpha} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Rozwiązując układ równań (2.9) względem prądów, otrzymuje się:

$$\begin{aligned} i_1 &= (\Psi_1 - \Psi_m) / L_{s1} \\ i_2 &= (\Psi_2 - \Psi_m) / L_{s2} \end{aligned}, \quad (2.11)$$

gdzie:

$$\Psi_m = \frac{\Psi_1 L_{s2} + \Psi_2 L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2} + L_{s1} L_{s2} / L_m} \quad (2.12)$$

Zapisując równania (2.11) w postaci rzutów na osie układu współrzędnych  $\alpha, \beta$ , otrzymuje się składowe prądu stojana i wirnika w postaci:

$$\begin{aligned} i_{1\alpha} &= (\Psi_{1\alpha} - \Psi_{m\alpha}) / L_{s1} & i_{2\alpha} &= (\Psi_{2\alpha} - \Psi_{m\alpha}) / L_{s2} \\ i_{1\beta} &= (\Psi_{1\beta} - \Psi_{m\beta}) / L_{s1} & i_{2\beta} &= (\Psi_{2\beta} - \Psi_{m\beta}) / L_{s2} \end{aligned}, \quad (2.13)$$

a sumując odpowiednio te składowe, otrzymuje się składowe prądu magnesującego w postaci:

$$\begin{aligned} i_{m\alpha} &= i_{1\alpha} + i_{2\alpha} = \left[ \Psi_{1\alpha} L_{s2} + \Psi_{2\alpha} L_{s1} - (L_{s1} + L_{s2}) \Psi_{m\alpha} \right] / L_{s1} L_{s2}, \\ i_{m\beta} &= i_{1\beta} + i_{2\beta} = \left[ \Psi_{1\beta} L_{s2} + \Psi_{2\beta} L_{s1} - (L_{s1} + L_{s2}) \Psi_{m\beta} \right] / L_{s1} L_{s2}, \end{aligned} \quad (2.14)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \Psi_{m\alpha} &= \frac{\Psi_{1\alpha} L_{s2} + \Psi_{2\alpha} L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2} + L_{s1} L_{s2} / L_m}, \\ \Psi_{m\beta} &= \frac{\Psi_{1\beta} L_{s2} + \Psi_{2\beta} L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2} + L_{s1} L_{s2} / L_m}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

W celu rozwiązania układu równań różniczkowych (2.8), prądy występujące w równaniach, należy wyrazić za pomocą strumieni sprzężonych. Przy uwzględnieniu nasycenia obwodu magnetycznego maszyny, zależności prądów od strumieni mają złożony nieliniowy charakter, związany z nieliniową zależnością zastępczej indukcyjności wzajemnej  $L_m$  od prądu magnesującego. Poszukiwane zależności prądów od strumieni sprzężonych mogą być wyrażone w sposób analityczny.

W tym celu pierwsze z równań (2.9) należy pomnożyć przez  $L_{s2}$ , drugie przez  $L_{s1}$  i dodać stronami. Uzyskuje się wtedy równanie

$$\Psi_1 L_{s2} + \Psi_2 L_{s1} = \Psi_m (L_{s1} + L_{s2}) + i_m L_{s1} L_{s2}. \quad (2.16)$$

Ponieważ wektory  $\Psi_m$  i  $i_m$  są z założenia kolinearne, to równanie (2.16) można zapisać w postaci:

$$\begin{aligned} |\Psi_m| (L_{s1} + L_{s2}) + |i_m| L_{s1} L_{s2} &= |\Psi_1 L_{s2} + \Psi_2 L_{s1}| = \\ &= \sqrt{(\Psi_{1\alpha} L_{s2} + \Psi_{2\alpha} L_{s1})^2 + (\Psi_{1\beta} L_{s2} + \Psi_{2\beta} L_{s1})^2}. \end{aligned}$$

Mnożąc obustronnie powyższe równanie przez  $\omega_1^2$  i rozwiązując je względem  $\omega_1 |\Psi_m| = E_1$  otrzymuje się:

$$E_1 = \frac{\omega_1 \sqrt{(\Psi_{1\alpha} X_{s2} + \Psi_{2\alpha} X_{s1})^2 + (\Psi_{1\beta} X_{s2} + \Psi_{2\beta} X_{s1})^2} - i_m X_{s1} X_{s2}}{X_{s1} + X_{s2}}, \quad (2.17)$$

gdzie:

$$E_1 = X_m i_m.$$

Równanie (2.17) wraz z charakterystyką magnesowania maszyny  $E_1 = X_m i_m$ , gdzie  $X_m = f(i_m)$ , pozwala określić stan magnetyczny maszyny w procesie obliczeń.

Jeżeli zapisać równanie (2.17) w postaci:

$$\begin{aligned} \omega_1 \sqrt{(\Psi_{1\alpha} X_{s2} + \Psi_{2\alpha} X_{s1})^2 + (\Psi_{1\beta} X_{s2} + \Psi_{2\beta} X_{s1})^2} = \\ = i_m [(X_{s1} + X_{s2}) X_m + X_{s1} X_{s2}] \end{aligned} \quad (2.18)$$

to, oznaczając lewą część tego równania przez  $Y$ , otrzymuje się zależność:

$$X_m = f(Y, i_m) = \frac{Y - i_m X_{s1} X_{s2}}{i_m (X_{s1} + X_{s2})} \quad (2.19)$$

W celu wyznaczenia tej zależności, należy dla szeregu wartości prądu magnesującego  $i_m$ , odczytać z charakterystyki magnesowania odpowiadające tym wartościom prądu wartości  $X_m$  i z równania (2.18) obliczyć poszukiwane  $Y$ . Algorytm określania  $k$ -tej wartości  $Y$  można zapisać w postaci:

$$i_{mk} \rightarrow X_{mk} \rightarrow Y_k = i_{mk} [(X_{s1} + X_{s2}) X_{mk} + X_{s1} X_{s2}] \quad (2.20)$$

Zależność  $X_m = f(Y, i_m)$ , dla modelowej prądnicy przedstawiono na rysunku 2.10b.

W obliczeniach symulacyjnych zależność  $X_m = f(Y, i_m)$  aproksymowano funkcjami sklejanymi trzeciego rzędu, a charakterystyka magnesowania maszyny była określana eksperymentalnie.

Przy badaniu procesów dynamicznych autonomicznej prądnicy indukcyjnej zwykle jako wielkość zadaną przyjmuje się prędkość kątową wirnika  $\omega$ , którą najczęściej przyjmuje się jako stałą. Odpowiada to założeniu nieskończenie dużej mocy silnika napędowego lub nieskończenie dużego momentu bezwładności wirujących mas. Krótkotrwałość procesów przejściowych w API powoduje, że nawet przy mocy silnika porównywalnej z mocą prądnicy i skończonej wartości momentu bezwładności wirujących mas, powyższe założenie nie powoduje istotnych błędów w obliczeniach.

Przy stałej wartości  $\omega$  częstotliwość napięć i prądów prądnicy będzie wielkością zmienną, zależną od obciążenia prądnicy. Pulsacja  $\omega_1$  napięć i prądów stojana API jest wtedy określona prędkością wirowania wypadkowego wektora przestrzennego strumienia sprzężonego  $\Psi_m$ . Związek między  $\omega_1$  a  $\omega$  jest określony zależnością:

$$\omega_1 = \omega(1-s) \quad (2.21)$$

Niech

$$\Psi_m = |\Psi_m| e^{j\Theta} \quad \text{gdzie } \Theta = \arctg \frac{\Psi_{m\beta}}{\Psi_{m\alpha}}$$

Wtedy

$$\omega_1 = \frac{d\Theta}{dt} = \frac{\Psi_{m\alpha} (d\Psi_{m\beta}/dt) - \Psi_{m\beta} (d\Psi_{m\alpha}/dt)}{\Psi_{m\alpha}^2 + \Psi_{m\beta}^2} \quad (2.22)$$

$$f = \frac{\omega_1}{2\pi} \quad i \quad s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \quad (2.23)$$

W przypadku gdy moc silnika napędowego jest porównywalna z mocą prądnicy i moment bezwładności wirujących mas jest niewielki, wskazane jest uzupełnić model prądnicy równaniem momentów w postaci:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_s - M_{em}, \quad (2.24)$$

gdzie:

- $M_s$  - moment silnika napędzającego,
- $J$  - moment bezwładności wirujących mas.

Moment elektromagnetyczny prądnicy jest określony zależnością:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p \frac{\Psi_{1\beta} \Psi_{2\alpha} - \Psi_{1\alpha} \Psi_{2\beta}}{L_{s1} + L_{s2} + L_{s1} L_{s2} / L_m}. \quad (2.25)$$

Sposób opisu matematycznego obwodów dołączonych do zacisków stojana w układzie współrzędnych  $\alpha, \beta$  zostanie przedstawiony dla prądnicy w układzie jak na rys.2.9, na przykładzie obciążenia rezystancyjno - indukcyjnego.

Na podstawie drugiego prawa Kirchhoffa równania dla wartości chwilowych napięć fazowych prądnicy można zapisać w postaci:

$$u_{1A} = L \frac{di_A}{dt} + Ri_A \quad u_{1B} = L \frac{di_B}{dt} + Ri_B \quad u_{1C} = L \frac{di_C}{dt} + Ri_C. \quad (2.26)$$

W celu zapisania powyższych równań w układzie współrzędnych stojana  $\alpha, \beta$  należy posłużyć się znanymi zależnościami, wiążącymi wartości chwilowe zapisane w układzie współrzędnych fazowych, z odpowiednimi wielkościami zapisanymi we współrzędnych  $\alpha, \beta$  [82,121]. Zależności te dla napięć, przy założeniu braku składowej zerowej, mają postać:

$$u_\alpha = u_A \quad u_\beta = \frac{u_B - u_C}{\sqrt{3}} \quad (2.27)$$

Po odpowiednich przekształceniach i uporządkowaniu równań (2.26) i (2.27), otrzymuje się ostateczną postać równań, opisujących dołączone obciążenie rezystancyjno-indukcyjne w nieruchomym układzie współrzędnych  $\alpha, \beta$ :

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} (u_{1\alpha} - i_\alpha R) \quad \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} (u_{1\beta} - i_\beta R), \quad (2.28)$$

gdzie:

- $i_\alpha, i_\beta$  - składowe wektora prądu obciążenia.

Analogiczne równania dla dołączonych do uzwojeń stojana kondensatorów wzbudających mają postać:

$$\frac{du_{1\alpha}}{dt} = \frac{1}{C} i_{c\alpha} \quad \frac{du_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{C} i_{c\beta} \quad (2.29)$$

Brakujące równania otrzymuje się z pierwszego prawa Kirchhoffa:

$$i_{c\alpha} = -i_{\alpha} - i_{1\alpha} \quad i_{c\beta} = -i_{\beta} - i_{1\beta}, \quad (2.30)$$

gdzie:

$i_{c\alpha}, i_{c\beta}$  - składowe wektora prądu kondensatorów wzbudzających.

W celu przejścia do wielkości rzeczywistych, model matematyczny prądnicy uzupełnia się zależnościami odwrotnymi do (2.27). Równania te mają postać:

– dla napięć:

$$\begin{aligned} u_{1A} &= u_{\alpha} \\ u_{1B} &= -\frac{1}{2}u_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta} \\ u_{1C} &= -\frac{1}{2}u_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta}, \end{aligned} \quad (2.31)$$

– dla prądów:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= i_{\alpha} \\ i_{1B} &= -\frac{1}{2}i_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\beta} \\ i_{1C} &= -\frac{1}{2}i_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\beta}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

Równania (2.10 ÷ 2.15), (2.18), (2.22 ÷ 2.25), (2.28 ÷ 2.32) wraz z krzywą  $X_m = f(Y, i_m)$  stanowią model matematyczny API o wzbudzeniu kondensatorowym, pracującej w układzie bez przewodu zerowego. Analogiczny model lecz zapisany we współrzędnych fazowych, obejmujący także pracę API z przewodem zerowym, został przedstawiony w [41].

Jak wykazały badania symulacyjne, których wyniki przedstawiono w następnych rozdziałach, wykorzystanie tego modelu pozwala analizować wszystkie, mające praktyczne znaczenie, procesy w API o wzbudzeniu kondensatorowym z wystarczającą dla potrzeb projektowania dokładnością. Zaproponowana metodyka uwzględnienia nieliniowości obwodu magnetycznego maszyny, w sposób istotny skraca czas obliczeń, pozwalając na szybką i wielowariantową analizę procesów w prądnicach o takim sposobie wzbudzenia.

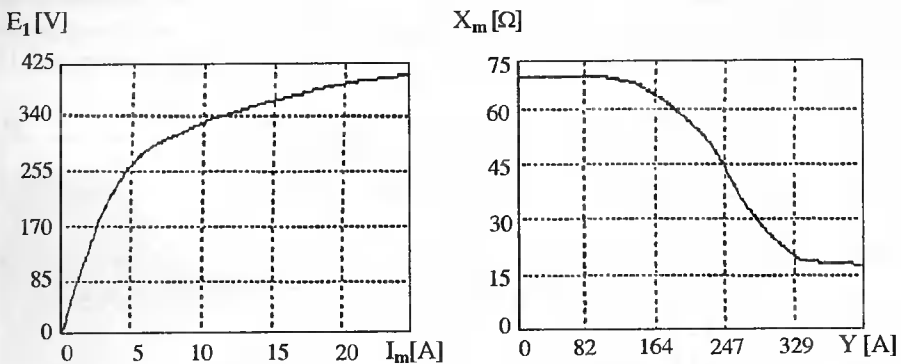
### 2.2.2. Symulacja stanów dynamicznych

#### *Proces samowzbudzenia*

Badania symulacyjne procesu samowzbudzenia API zostały przeprowadzone dla dwóch mających praktyczne znaczenie przypadków, odpowiadających następującym warunkom początkowym:

- istnienie magnetyzmu szczątkowego w wirniku prądnicy przy braku wstępnego ładunku w kondensatorach ( $U_{co} = 0$ );
- brak magnetyzmu szczątkowego, natomiast przynajmniej jeden z kondensatorów wzbudzących jest wstępnie naładowany do pewnego napięcia  $U_{co} \neq 0$ .

Do badań wykorzystano opracowany model matematyczny prądnicy. Symulację procesów dynamicznych oraz jej doświadczalną weryfikację przeprowadzono dla modelu API, zbudowanej z silnika indukcyjnego klatkowego typu Sg100L4B o następujących danych znamionowych:  $P_N = 3\text{kW}$ ,  $U_N = 220/380\text{V}$ ,  $I_N = 12/6,9\text{A}$ ,  $n_N = 1415\text{obr/min}$ . Krzywą magnesowania oraz parametry schematu zastępczego prądnicy wyznaczono doświadczalnie, a funkcję  $X_m = f(Y, i_m)$  obliczono wg algorytmu (2.22). Otrzymane zależności dla modelowej prądnicy ilustruje rys.2.10.



Rys.2.10. Krzywa magnesowania - a) oraz zależność  $X_m = f(Y, i_m)$  - b) modelowej prądnicy

Badania eksperymentalne wykazały, że proces samowzbudzenia prądnicy przy braku ładunku wstępnego w kondensatorach wzbudzących w znacznym stopniu zależy od stanu maszyny, poprzedzającego ten proces. W celu zbadania tego zjawiska nawinięto na podziałkę biegunowej stojana cewkę pomiarową i pomierzono napięcie indukowane w tej cewce magnetyzmem szczątkowym wirnika dla trzech najbardziej charakterystycznych przypadków:

- 1) po odłączeniu obciążenia z następującym po tym wyłączeniem napędu;
- 2) po odwzbudzeniu prądnicy na skutek przeciążenia;
- 3) po odwzbudzeniu prądnicy w wyniku zwarcia symetrycznego na zaciskach.

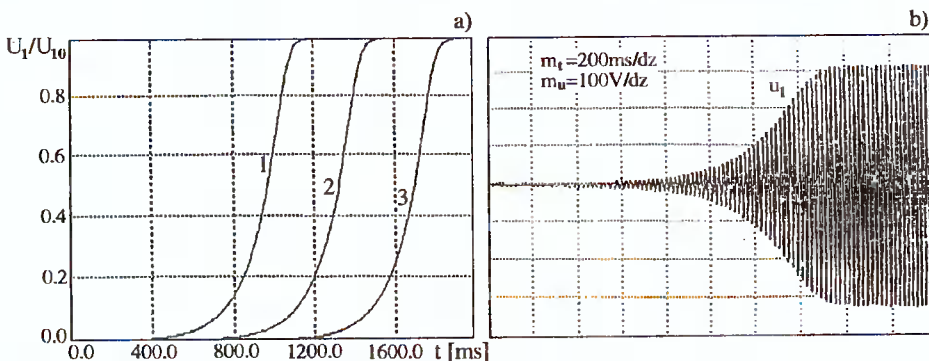
Z przeprowadzonych badań wynika, że najbardziej niekorzystnym ze względu na samowzbudzenie prądnicy jest przypadek, w którym proces samowzbudzenia poprzedzało odwzbudzenie prądnicy na skutek przeciążenia. Strumień szczątkowy jest w tym przypadku na tyle mały, że nie zawsze zapewnia ponowne samowzbudzenie prądnicy bez zastosowania dodatkowych środków (zwiększenie pojemności kondensatorów wzbudzących, zwiększenie prędkości obrotowej napędu).

Obliczone wartości strumienia szczątkowego zostały przedstawione w tabelicy 2.1.

Tablica 2.1. Zestawienie wyników badań strumienia szczątkowego w prądnicy indukcyjnej przy różnych sposobach odzwzudzenia

Lp.	Rodzaj odzwzudzenia	$\phi_{sz}/\phi_N$ [%]
1	Odlączenie obciążenia i napędu	1,1
2	Odwzudzenie przez zwarcie	0,08
3	Odwzudzenie przez przeciążenie	0,005

Wielkość strumienia szczątkowego wpływa również na przebieg procesu samowzudzenia. Wyniki badań symulacyjnych procesu samowzudzenia modelowej prądnicy o parametrach jak wyżej oraz ich doświadczalną weryfikację przedstawiono na rys.2.11.



Rys.2.11. Przebiegi napięcia fazowego prądnicy w procesie samowzudzenia: a) obliczone w wyniku symulacji (obwódnie) dla przypadków jak w tabelicy 2.1, b) - zdjęty doświadczalnie po poprzednim odzwzudzeniu prądnicy na skutek przeciążenia

Proces samowzudzenia badano dla pojemności, zapewniającej wzudzenie prądnicy w stanie jałowym do napięcia fazowego  $U_{10} = 230 \text{ V}$ , dla trzech przypadków, wymienionych w tabelicy 2.1.

W urządzeniach elektroenergetycznych z API, szczególnie zautomatyzowanych, na ogół stosuje się dodatkowe środki, zapewniające niezawodne samowzudzenie prądnicy. Najczęściej stosowanymi środkami są:

- spowodowanie krótkotrwałego przepływu prądu przez uzwojenia stojana nieruchomej maszyny przez dołączenie obcego źródła zasilania lub rozładowanie baterii naładowanych kondensatorów;
- dołączenie wstępnie naładowanych kondensatorów do uzwojeń stojana wirującej maszyny.

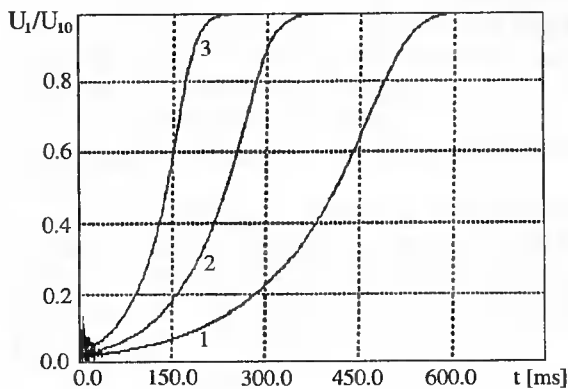
Tam gdzie z innych przyczyn konieczne jest zastosowanie obcego źródła zasilania (do zasilania elektronicznych układów sterowania napędem lub innych urządzeń elektrycznych), źródło to wykorzystuje się również do zapewnienia niezawodnego wzudzenia PI. W urządzeniach, w których jest brak źródeł zasilania np. baterii akumulatorów, niezawodne wzudzenie prądnicy zapewniają wstępnie naładowane kondensatory, które



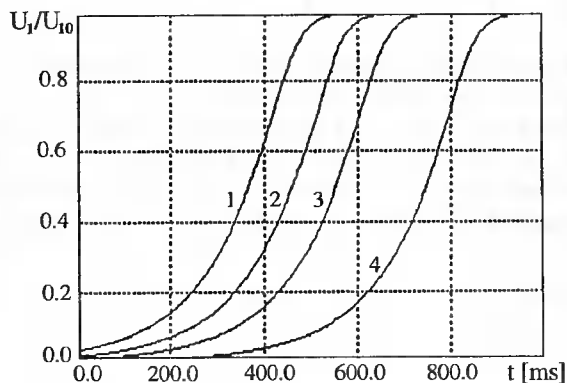
dołącza się do uzwojeń stojana wirującej lub nieruchomej (w wysokoobrotowych PI) prądnicy. W elektrowniach wiatrowych ładunek wstępny na kondensatorach zapewniają specjalne mikrogeneratory z magnesami trwałymi, umieszczone zazwyczaj na osi aerometru. Mikrogeneratory te ładują baterię kondensatorów wzbudzających, która przy prędkościach wiatru mniejszych od dolnej granicy prędkości roboczych turbiny jest odłączona od prądnicy. Jej załączenie następuje z chwilą, kiedy turbina wiatrowa osiągnie prędkość obrotową z przedziału prędkości roboczych.

Intensywność przebiegu procesu samowzbudzenia prądnicy zależy w tym przypadku od pojemności baterii kondensatorów wzbudzających, wielkości napięcia, do którego kondensatory te zostały wstępnie naładowane oraz od ilości wstępnie naładowanych kondensatorów (w jednej czy w kilku fazach).

W celu wyjaśnienia tych zależności przeprowadzono symulację procesu samowzbudzenia, wykorzystując opracowany model matematyczny prądnicy. Wyniki symulacji przedstawiono na rysunkach 2.12 i 2.13.



Rys.2.12. Przebiegi (obwiednie) napięcia fazowego prądnicy w procesie samowzbudzenia przy różnych pojemnościach kondensatorów wzbudzających (1 -  $75\mu\text{F}/\text{fazę}$ , 2 -  $95\mu\text{F}/\text{fazę}$ , 3 -  $125\mu\text{F}/\text{fazę}$ )



Rys.2.13. Przebiegi czasowe (obwiednie) napięcia fazowego prądnicy dla różnych wartości napięć wstępnie naładowanego kondensatora jednej z faz o pojemności  $75\mu\text{F}/\text{fazę}$ : 1 - 200V; 2 - 150V; 3 - 100V; 4 - 12V

Na rysunku 2.12 przedstawiono przebiegi czasowe (obwiednie) napięcia fazowego PI o mocy  $P_N = 3$  kW dla procesu samowzbudzenia przy trzech różnych wartościach pojemności kondensatorów wzbudzających. W celu wyeliminowania wpływu magnetyzmu szczątkowego, we wszystkich przypadkach proces samowzbudzenia inicjowany był przez dołączenie do wirującej maszyny kondensatorów wzbudzających w warunkach, kiedy kondensator jednej z faz był wstępnie naładowany do napięcia  $U_{c0} = 150$  V. Jak wynika z rysunku 2.12, zwiększenie pojemności kondensatorów wzbudzających zwiększa intensywność i skraca czas procesu samowzbudzenia.

Na rysunku 2.13 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych procesu samowzbudzenia modelowej prądnicy dla różnych wartości napięcia wstępnie naładowanego kondensatora jednej fazy.

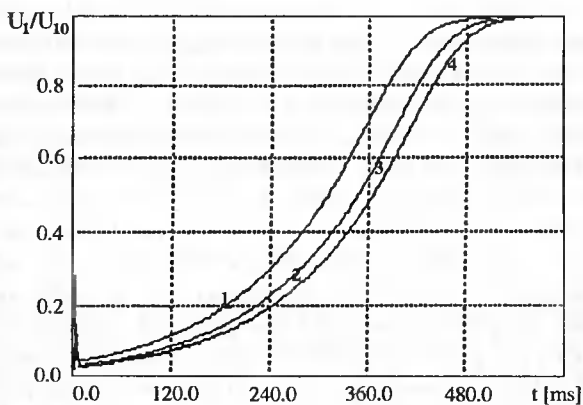
Wyniki symulacji wskazują na to, że im większe jest napięcie wstępnie naładowanego kondensatora, tym proces samowzbudzenia prądnicy przebiega intensywniej, a czas trwania procesu staje się krótszy.

W przedstawionych przypadkach badań symulacyjnych i eksperymentalnych procesu samowzbudzenia prądnicy, wstępnie ładowany był tylko kondensator jednej z faz. W ogólnym przypadku wstępnie ładowane mogą być dwa lub wszystkie trzy kondensatory. Różna także może być biegunowość ładowanych kondensatorów. W tabelicy 2.2 przedstawiono cztery różne przypadki wstępnego ładowania kondensatorów wzbudzających, a na rysunku 2.14 wyniki symulacji procesu samowzbudzenia dla tych przypadków.

Tablica 2.2. Różne przypadki warunków początkowych procesu samowzbudzenia PI, inicjowanego przez wstępnie naładowane kondensatory wzbudzające

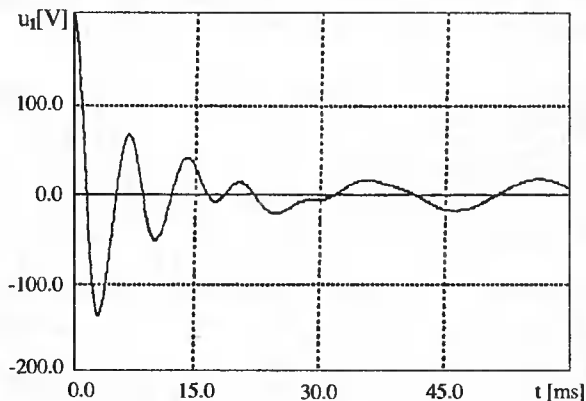
Lp.	Napięcia kondensatorów poszczególnych faz			Składowe wektora	
	$U_A$	$U_B$	$U_C$	$u_\alpha$	$u_\beta$
1	200	200	-200	200	$+400/\sqrt{3}$
2	200	0	-200	200	$+200/\sqrt{3}$
3	200	-200	0	200	$-200/\sqrt{3}$
4	200	0	0	200	0

Analizując wyniki symulacji można stwierdzić, że intensywność przebiegu procesu samowzbudzenia PI w niewielkim stopniu zależy od liczby faz i polaryzacji wstępnie ładowanych kondensatorów. Różnica w czasie trwania procesu samowzbudzenia prądnicy dla przypadków, kiedy wstępnie naładowano kondensatory wszystkich faz oraz tylko jednej fazy wynosi około 12%. Pozwala to ograniczyć moc dodatkowego źródła zasilania do wartości niezbędnej do wstępnego naładowania kondensatora tylko jednej z faz prądnicy.



Rys.2.14. Przebiegi czasowe (obwiednie) napięć fazowych w procesie samowzbudzenia modelowej prądnicy dla jednakowych napięć i różnej biegunowości wstępnie naładowanych kondensatorów wzbudzających dla przypadków jak w tabelicy 2.2 (pojemność kondensatorów wzbudzających  $75\mu\text{F}/\text{fazę}$ )

Badania eksperymentalne procesu samowzbudzenia API wykazały, że rozładowanie wstępnie naładowanych z obcego źródła zasilania kondensatorów wzbudzających stojana (przy założeniu braku magnetyzmu szczątkowego i prędkości kątovej wirnika  $\omega = \omega_1$ ) nie zawsze zapewnia pewne wzbudzenie prądnicy indukcyjnej. Dotyczy to głównie prądnic o dużej liczbie obrotów na minutę. Zjawisko to można wyjaśnić analizując początkową fazę procesu samowzbudzenia prądnicy ze wstępnie naładowanymi kondensatorami wzbudzającymi (rys.2.15).



Rys.2.15. Początkowa faza procesu samowzbudzenia modelowej PI ze wstępnie naładowanymi kondensatorem w jednej fazie (napięcie początkowe  $U_{c0} = 200\text{V}$ )

Jak wynika z rysunku 2.15, bezpośrednio po dołączeniu wstępnie naładowanego kondensatora następuje oscylacyjny proces jego rozładowania z częstotliwością, określoną pojemnościami i indukcyjnościami uzwojenia stojana. W prądnicach o obrotach

wirnika rzędu 500÷3000 obr/min w wyniku rozładowania kondensatora wirnik uzyskuje stan pewnego namagnesowania, dzięki któremu bezpośrednio po zakończeniu oscylacyjnego procesu rozładowania kondensatora, rozpoczyna się proces generowania narastających oscylacji o częstotliwości podstawowej, określonej prędkością wirowania wirnika.

W prądnicach szybkoobrotowych, w czasie trwania procesu rozładowania wstępnie naładowanych kondensatorów wirnik zdąży się wielokrotnie obrócić w polu magnetycznym stojana nie ulegając namagnesowaniu, bowiem okres obrotu wirnika prądnicy jest wielokrotnie krótszy od stałej czasowej obwodu rozładowania. Dlatego też w takich prądnicach, w celu zapewnienia niezawodnego samowzbudzenia, *należy spowodować rozładowanie wstępnie naładowanego kondensatora w obwodzie stojana przy nieruchomym wirniku, a dopiero potem uruchomić prądnicę*. Badania eksperymentalne wykazały, że w takich przypadkach niezawodne samowzbudzenie uzyskuje się, jeżeli przynajmniej jeden kondensator fazowy jest wstępnie naładowany do napięcia  $(0,5 \div 1,0)U_{1N}$ .

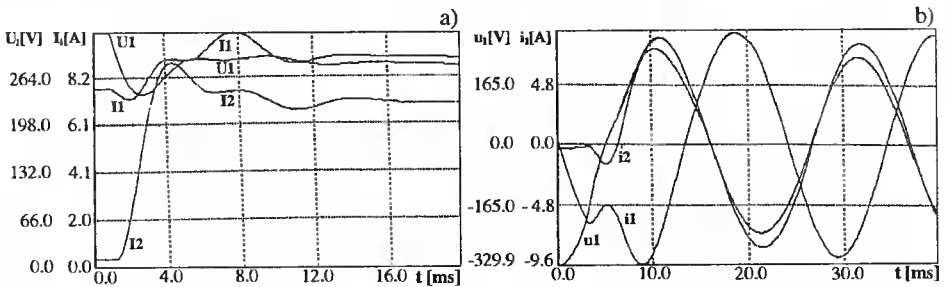
### Załączenie i wyłączenie obciążenia

Procesy przejściowe, występujące przy załączeniu i wyłączeniu obciążenia, analizowano na drodze symulacji komputerowej w oparciu o opracowany model matematyczny. Jako warunki początkowe przy rozwiązywaniu równań różniczkowych przyjęto ustalone wartości zmiennych, uzyskane w końcowej fazie symulacji procesu samowzbudzenia, tj.  $\Psi_{1\alpha 0}$ ,  $\Psi_{1\beta 0}$ ,  $\Psi_{2\alpha 0}$ ,  $\Psi_{2\beta 0}$ ,  $u_{1\alpha 0}$ ,  $u_{1\beta 0}$ .

Na rysunku 2.16a przedstawiono przebiegi czasowe amplitud wektorów przestrzennych

$$U_1 = \sqrt{u_{1\alpha}^2 + u_{1\beta}^2}, \quad I_1 = \sqrt{i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2}, \quad I_2 = \sqrt{i_{2\alpha}^2 + i_{2\beta}^2}$$

przy załączeniu obciążenia rezystancyjnego  $R = 45\Omega$ , a na rys.2.16b odpowiednie przebiegi dla wartości chwilowych. Pojemność kondensatorów wzbudzających zapewniała wzbudzenie prądnicy w stanie jałowym do napięcia  $U_{10} = 230V$ .



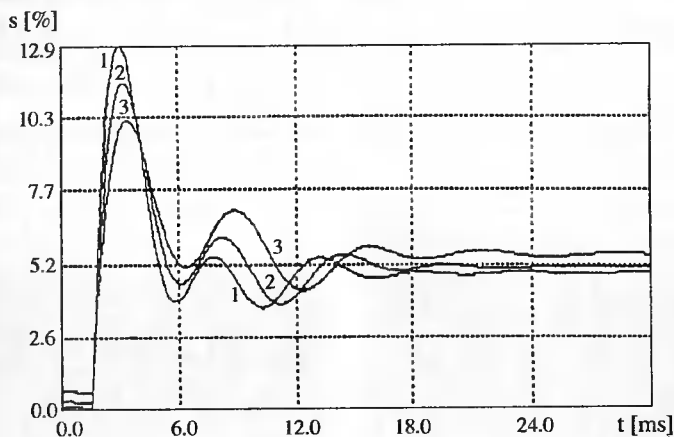
Rys.2.16. Przebiegi czasowe napięcia oraz prądu stojana i wirnika przy załączeniu obciążenia rezystancyjnego: a) dla wektorów przestrzennych, b) dla wartości chwilowych

Analizując wyniki obliczeń procesów przejściowych w PI przy załączeniu obciążenia rezystancyjnego można zauważyć, że przy każdej skokowej zmianie obciążenia w prądnicie powstają drgania tłumione wyższych niż podstawowa częstotliwości, wśród których najbardziej wyrażona jest składowa okresowa, w przybliżeniu określona parametrami obwodu rezonansowego, złożonego z pojemności wzbudzających  $C$  i sumarycznej indukcyjności rozproszenia prądnicy  $L_{s1} + L_{s2}$ . W odróżnieniu od składowej

okresowej prądu w analogicznym procesie przejściowym w prądnicie synchronicznej, której częstotliwość jest określona prędkością kątową wirnika, w PI częstotliwość składowych okresowych prądów w czasie procesu przejściowego nie zależy od prędkości wirowania wirnika i jest znacznie większa od częstotliwości, odpowiadającej prędkości kątowej wirnika. Tak np. dla procesu przejściowego jak na rys.2.16 częstotliwość składowej okresowej

$$f_1^* = 1/2\pi\sqrt{(L_{s1} + L'_{s2})C} \approx 150\text{Hz}.$$

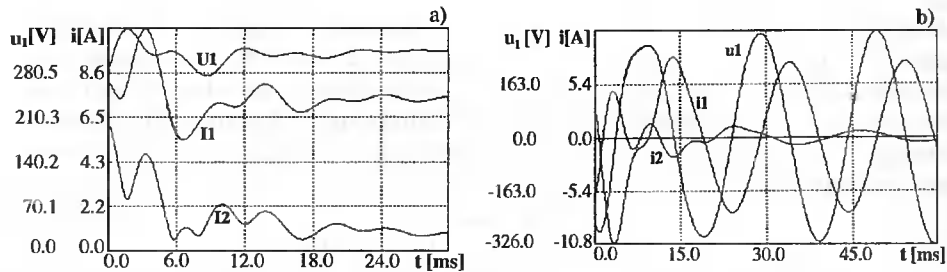
Wyższe harmoniczne prądu i napięcia stojana powodują odkształcenie sinusoidy prądu  $i_1$  i napięcia  $u_1$  prądnicy. Wyższe harmoniczne prądu stojana powodują gasnące oscylacje wypadkowego strumienia sprzężonego  $\Psi_m$  względem wirnika, wirującego ze stałą prędkością kątową  $\omega = \text{const.}$  To z kolei wpływa na charakter zmian poślizgu prądnicy w czasie trwania procesu przejściowego (patrz rys.2.17). Odpowiednio do zmian poślizgu zmienia się również prąd wirnika  $i_2$ .



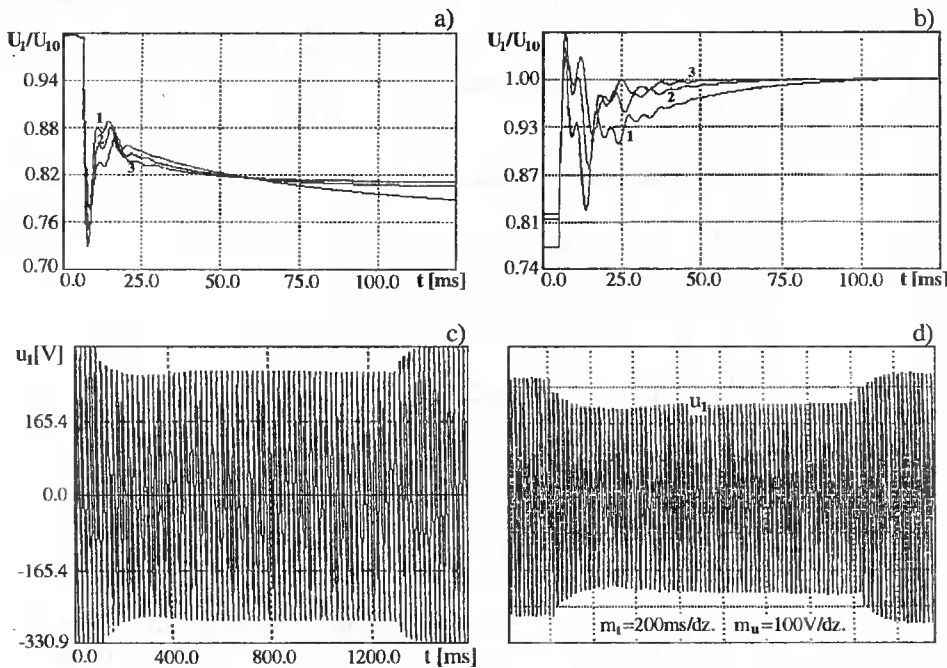
Rys.2.17. Zależność poślizgu prądnicy od czasu w procesie przejściowym, spowodowanym załączeniem obciążenia rezystancyjnego dla różnych współczynników nasycenia obwodu magnetycznego:  $\sigma = 1,65$  (krzywa 1);  $\sigma = 2,1$  (krzywa 2);  $\sigma = 2,7$  (krzywa 3)

Tłumienie składowych aperiodycznych prądu stojana i wirnika odbywa się z dekrementami, określonymi pełnymi indukcyjnościami faz stojana i wirnika oraz rezystancjami wirnika i obciążenia. Czas zaniku tych składowych trwa od kilku do kilkunastu okresów i jest zależny od stopnia nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy (patrz rys.2.19a).

Analogiczne badania symulacyjne przeprowadzono dla procesu przejściowego, wywołanego wyłączeniem obciążenia. Również w tym przypadku zaobserwowano analogiczne prawidłowości. Przykładowe przebiegi, charakteryzujące procesy przejściowe przy wyłączeniu, przedstawiono na rysunku 2.18 i 2.19b.



Rys.2.18. Przebiegi czasowe napięcia oraz prądu stojana i wirnika przy wyłączeniu obciążenia rezystancyjnego: a) dla wektorów przestrzennych, b) dla wartości chwilowych



Rys.2.19. Zmienność amplitudy napięcia fazowego PI w procesie przejściowym, spowodowanym załączeniem - a) i wyłączeniem - b) obciążenia rezystancyjnego ( $P/P_N=0,7$ ) dla różnych współczynników nasycenia obwodu magnetycznego:  $\sigma = 1,65$  - krzywa 1,  $\sigma = 2,1$  - krzywa 2,  $\sigma = 2,7$  - krzywa 3 oraz porównanie wyników symulacji tych procesów - c) z wynikami eksperymentalnymi - d) dla  $\sigma = 1,65$

Na rys.2.19 przedstawiono także porównanie wyników symulacji procesów załączania i wyłączania (rys.2.19c) z analogicznymi wynikami uzyskanymi drogą eksperymentalną (rys.2.19d). Jak widać, zbieżność tych wyników można uznać za zadowalającą.

Wyniki badań symulacyjnych procesu załączenia i wyłączania obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego wykazują analogię jakościową procesów przejściowych w stosunku do obciążenia czysto rezystancyjnego. W sensie ilościowym obserwuje się pewne różnice zarówno co do wielkości zmian napięcia jak i czasu trwania procesów przejściowych. Składowe harmoniczne napięcia wyjściowego mają znacznie mniejsze amplitudy, przy

czym amplitudy te zmniejszają się ze wzrostem nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy. Czas zaniku składowych harmonicznnych pozostaje w przybliżeniu ten sam. Zwiększa się natomiast czas występowania aperiodycznej składowej przejściowej (w rozpatrywanych warunkach około dwa razy). Można to wyjaśnić zmniejszeniem dekrementu tłumienia, spowodowanym zmianą parametrów obciążenia. Czas występowania składowej aperiodycznej również w znacznym stopniu zależy od stopnia nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy.

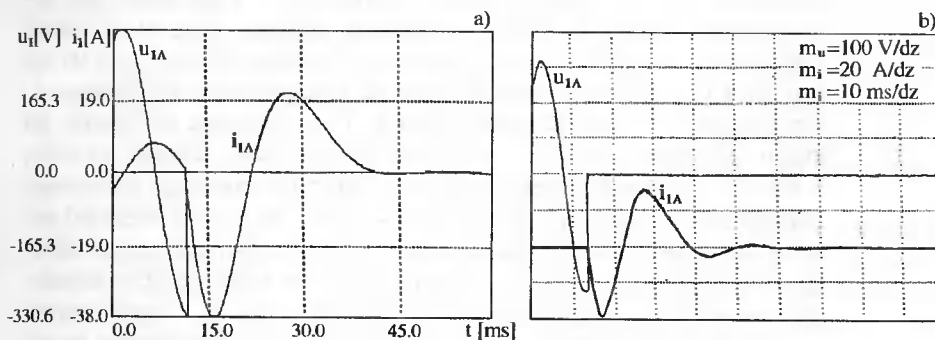
W przypadku odłączenia obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego obserwuje się także znaczne zmniejszenie amplitud składowych harmonicznnych, zależne od stopnia nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy. Nie obserwuje się w tym przypadku podskoku napięcia wyjściowego, towarzyszącego odłączeniu obciążenia tak, jak to miało miejsce w przypadku obciążenia czysto rezystancyjnego.

Oceniając procesy przejściowe, występujące przy załączaniu obciążenia o różnym charakterze należy stwierdzić, że API posiada korzystne własności dynamiczne. Towarzyszące załączaniu i wyłączaniu znacznych obciążeń procesy przejściowe są krótkotrwałe, zmiany napięcia wyjściowego są stosunkowo niewielkie, nie występują znaczące udary prądowe. Podobnie jak w przypadku charakterystyk statycznych, obserwuje się istotny wpływ nasycenia obwodu magnetycznego na przebieg procesów przejściowych, a zwiększenie współczynnika nasycenia wpływa korzystnie na własności dynamiczne prądnicy.

### ***Trójfazowe zwarcie symetryczne na zaciskach wyjściowych prądnicy***

Trójfazowe zwarcie symetryczne na zaciskach wyjściowych PI o wzbudzeniu kondensatorowym powoduje zwarcie baterii kondensatorów wzbudzających, wskutek czego prądnica zostaje pozbawiona mocy biernej i się odwzbudza. Procesowi zwarcia towarzyszy udar prądu stojana i szybki spadek napięcia wyjściowego.

Obliczenia wykonano posługując się opracowanym modelem matematycznym, w którym za rezystancję obciążenia  $R$  podstawiono wartość  $R_z = 0,02 \Omega$ . Przyjęto, że zwarcie na zaciskach prądnicy wystąpiło w stanie jałowym w chwili, kiedy napięcie chwilowe fazy A miało wartość amplitudową. Współczynnik nasycenia obwodu magnetycznego wynosił  $\sigma = 1,65$ . Wyniki symulacji oraz ich doświadczalną weryfikację przedstawiono na rysunku 2.20.



Rys.2.20. Przebiegi czasowe prądu i napięcia fazowego prądnicy w przypadku zwarcia symetrycznego na zaciskach wyjściowych: a) obliczone, b) zdjęte doświadczalnie

Z porównania wyników obliczeniowych z doświadczalnymi wynika, że uzyskana dokładność obliczeń jest nieco gorsza niż w przypadku obliczeń poprzednich procesów przejściowych. Wynika to z założeń upraszczających modelu matematycznego oraz pewnej niedokładności w określeniu momentu wystąpienia zwarcia przy pomiarze.

Przebieg procesu zwarciego jest określony ilością energii zmagazynowanej w obwodach maszyny i kondensatorach przed wystąpieniem zwarcia oraz parametrami maszyny. Kondensatory rozładują się przez rezystancję zwarciovą i napięcie na nich obniża się praktycznie do zera w ciągu około 10  $\mu$ s. Udar prądowy w fazie A, której amplituda w momencie wystąpienia zwarcia była maksymalna, osiąga prawie czterokrotną wartość prądu znamionowego maszyny. Przedstawione wyżej wyniki są także zgodne z danymi, przedstawionymi w [5] dla prądnicy o zbliżonych parametrach.

Przeprowadzone badania procesów przejściowych w API pozwalają sformułować następujące wnioski:

1. Opracowany model matematyczny, w którym wykorzystano stosowany do analizy zjawisk w stanie pracy silnikowej maszyny indukcyjnej aparat matematyczny, poprawnie odwzorowuje procesy fizyczne w API z wystarczającą dla potrzeb projektowania dokładnością, a wprowadzenie pomocniczej funkcji nieliniowej  $X_m = f(Y, i_m)$ , zamiast typowej charakterystyki magnesowania maszyny  $E_1 = f(i_m)$ , pozwala uprościć algorytm i skrócić czas obliczeń.
2. Badania symulacyjne procesu samowzbudzenia API z wirnikiem klatkowym pozwoliły przeanalizować ten proces przy różnych warunkach i parametrach oraz sformułować wnioski dotyczące zapewnienia niezawodnego wzbudzenia prądnicy, a mianowicie:
  - Przy braku dodatkowych środków, zapewniających pewne samowzbudzenie prądnicy, podstawowym czynnikiem warunkującym inicjację procesu oraz w sposób istotny wpływającym na jego przebieg jest strumień szczątkowy. W normalnych stanach pracy (brak przeciążeń i zwań) wystarczająca do ponownego samowzbudzenia prądnicy wartość strumienia szczątkowego zostanie zachowana zawsze, jeżeli najpierw będzie odłączane obciążenie a potem wyłączany napęd. W przypadku stanów awaryjnych (odwzbudzenie na skutek przeciążenia lub zwarcia) magnetyzm szczątkowy ulega wielokrotnemu zmniejszeniu, przy czym najbardziej niekorzystnym przypadkiem jest odwzbudzenie prądnicy na skutek przeciążenia. Prądnica ulega wtedy prawie całkowitemu rozmagnesowaniu i jej ponowne samowzbudzenie, przy tej samej prędkości kątowej wirnika i pojemności kondensatorów wzbudzających, jest na ogół niemożliwe. Korzystniejszym pod tym względem jest zwarcie, po którym wprawdzie strumień szczątkowy maleje około dwudziestokrotnie, w większości przypadków jest jednak wystarczający do ponownego wzbudzenia.
  - Intensywność procesu samowzbudzenia w znacznym stopniu zależy od pojemności kondensatorów wzbudzających. W celu zapewnienia niezawodnego wzbudzenia prądnicy, przy założeniu chociażby bardzo małego strumienia magnetyzmu szczątkowego, celowe jest dołączenie do uzwojeń stojana na czas trwania procesu samowzbudzenia zarówno kondensatorów wzbudzających prądnicę do napięcia znamionowego w stanie biegu jałowego, jak i kondensatorów regulacyjnych. Te ostatnie należy odłączyć, kiedy napięcie wyjściowe prądnicy zbliży się do wartości znamionowej.



- Niezawodne samowzbudzenie prądnicy, niezależnie od jej stanu magnetycznego, zapewnia wstępne naładowanie z obcego źródła przynajmniej jednego z kondensatorów fazowych odłączonej baterii kondensatorów wzbudzających, z następującym po tym dołączeniem całej baterii do uzwojeń stojana przy wirującym wirniku. Intensywność samowzbudzenia zależy także od ilości wstępnie naładowanych kondensatorów oraz wartości napięcia, do którego zostały naładowane. W prądnicach o prędkościach obrotowych wirnika 1500÷3000 obr/min pewne wzbudzenie, niezależnie od warunków poprzedzających proces samowzbudzenia, uzyskuje się już przy napięciach początkowych na kondensatorach rzędu 10% napięcia biegu jałowego. Intensywność procesu samowzbudzenia prądnicy tylko w niewielkim stopniu zależy od sposobu połączenia i biegunowości wstępnie naładowanych kondensatorów wzbudzających. Zadowolające wyniki uzyskuje się przy wstępnym naładowaniu kondensatorów tylko w jednej fazie. Ogranicza to moc obcego źródła, służącego do wstępnego ładowania tych kondensatorów.

W prądnicach szybkoobrotowych (5.000 obr/min i więcej) opisany sposób może okazać się nieskuteczny z wyżej opisanych przyczyn. W takich prądnicach pozytywny efekt w sensie samowzbudzenia uzyskuje się poprzez rozładowanie przez uzwojenie stojana wstępnie naładowanych do napięcia  $(0,5 \div 1,0)U_N$  kondensatorów wzbudzających przy *nieruchomym* wirniku, z następującym po tym uruchomieniem napędu.

3. Procesy przejściowe, występujące przy załączeniu i wyłączeniu obciążenia PI, charakteryzują się pojawieniem zanikających przejściowych składowych okresowych prądów, których częstotliwość nie zależy od prędkości obrotowej wirnika, lecz jest określona parametrami obwodu rezonansowego, utworzonego przez pojemności baterii kondensatorów wzbudzających C i indukcyjności rozproszenia  $L_{s1} + L'_{s2}$ . Częstotliwość tych składowych jest znacznie większa od częstotliwości podstawowej, określonej prędkością wirowania wirnika. Okresowe składowe przejściowe prądów wyższych częstotliwości powodują oscylacje czasowe wypadkowego wektora przestrzennego strumienia sprzężonego  $\Psi_m$  względem wirnika, wirującego z prędkością synchroniczną, co z kolei prowadzi do oscylacyjnych zmian poślizgu w czasie trwania procesu przejściowego.

Procesy przejściowe, związane z załączeniem i wyłączeniem obciążenia, są procesami krótkotrwałymi i w znacznym stopniu zależą od współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy. Dla typowej maszyny indukcyjnej (seria "g"), zaprojektowanej jako silnik o znamionowym napięciu fazowym  $U_N = 220V$ , wzbudzonej do napięcia  $U_N = 230V$ , czasy te są rzędu kilku okresów. Przy stałym współczynniku nasyceniu obwodu magnetycznego czasy te zależą również od wielkości i charakteru obciążenia.

Z uwagi na złożony charakter zmian amplitudy wektora przestrzennego napięcia w czasie trwania procesu przejściowego załączenia obciążenia oraz krótkotrwałość tego procesu, dla oceny obniżenia napięcia na obciążeniu (dla podstawowej harmonicznej napięcia) celowe jest przyjęcie jako miary średniej wartości napięcia w okresie następującym bezpośrednio po załączeniu obciążenia. Wykonane badania wykazały, że obniżenia napięcia, towarzyszące załączaniu obciążenia, zależą przede wszystkim od współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy i w mniejszym stopniu od parametrów prądnicy.

Zwiększenie współczynnika nasycenia prądnicy, zwiększające sztywność charakterystyki zewnętrznej prądnicy w stanach statycznych, wpływa korzystnie również na jej charakterystyki dynamiczne, ograniczając zmiany napięcia w stanach niustalonych przy załączaniu i wyłączeniu obciążenia.

Charakterystyczną cechą procesu przejściowego przy załączeniu obciążenia API jest brak znaczących udarów prądowych, niezależnie od początkowego położenia wektora wypadkowego strumienia sprzężonego  $\Psi_m$  względem osi fazy w momencie załączenia obciążenia.

4. Stan trójfazowego zwarcia symetrycznego na zaciskach prądnicy nie stanowi dla niej zagrożenia, bowiem prądy zwarciove zanikają bardzo szybko (1,5÷2 okresy).

### 2.3. Prądnica indukcyjna o wzbudzeniu kondensatorowym z obciążeniem dołączonym przez prostownik

W wielu autonomicznych urządzeniach energetycznych prądnice prądu przemiennego pracują na statyczny przetwornik częstotliwości lub prostownik półprzewodnikowy, który może być członem pośredniczącym między maszyną a innym przekształtnikiem, ale w pewnych warunkach może też być stosowany jako samodzielny blok. W wielu urządzeniach, np. w małych elektrowniach wodnych lub wiatrowych, otrzymywana energia elektryczna jest często zamieniana na ciepło, a rodzaj energii elektrycznej (prąd stały czy przemienny) jest obojętny. W takich przypadkach zastosowanie prostownika niesterowanego na wyjściu PI zmniejsza koszt niezbędnych kondensatorów (obecność prostownika na wyjściu prądnicy usztywnia jej charakterystykę zewnętrzną). Wyjaśnienie procesów fizycznych oraz zależności ilościowych w takich prądnicach jest przedmiotem rozważań, przedstawionych w niniejszym rozdziale.

#### 2.3.1. Ogólna charakterystyka pracy prądnicy indukcyjnej z obciążeniem prostownikowym

Z analizy materiałów literaturowych wynika, że mimo istnienia dość dobrze zbudowanej teorii prądnic indukcyjnych, zagadnieniom związanym z pracą API z obciążeniem dołączonym przez prostownik nie udzielono dotychczas należytej uwagi. Stosunkowo skąpe dane na ten temat cechuje różnorodność podejść do opisów matematycznych zachodzących w takim układzie procesów oraz niepełność wyników.

Początkowo [74,129] prostownik współpracujący z PI przedstawiono błędnie jako pewną zastępczą rezystancję widzianą od strony wejścia, obliczoną dla połączenia faz prądnicy w gwiazdę. Formułowano ogólne uwagi o odkształceniu krzywej prądu PI oraz występowania dodatkowych strat, wywoływanych wyższymi harmonicznymi przepływu stojana. Niekiedy [14,15] cały układ prądnica-bateria kondensatorów-prostownik-obciążenie zastępowano czwórnikiem o odpowiednich współczynnikach przenoszenia dla prądu i napięcia. Procesy analizowano rozpatrując wyłącznie pierwsze harmoniczne wielkości elektrycznych. Prace nie zawierały danych o składzie harmonicznym prądów i napięć oraz dodatkowych stratach w prądnicach.

W nowszych publikacjach współpraca PI z prostownikiem rozpatrywana jest już w szerszym aspekcie. Wiele z nich jest jednak poświęcone szczegółowym zagadnieniom. Tak na przykład publikacje [61,135] są poświęcone wyłącznie zagadnieniom komutacyj-

nym, występującym w prostowniku wyjściowym PI, [135,154] - harmonicznym wnoszonym do układu przez ten prostownik, a [29] problemom stabilności takiego układu. Dość liczna grupa publikacji traktujących o współpracy PI z prostownikiem dotyczy przypadków, w których prostownik występuje jako element układu stabilizacji napięcia przemiennego. Prostownik sterowany jest w tych układach obciążony indukcyjnością i pełni rolę regulatora mocy biernej indukcyjnej, kompensującej nadmiar mocy biernej pojemnościowej baterii kondensatorów przy zmieniającej się wielkości i charakterze obciążenia [42].

Ciekawe rozważania odnośnie zagadnienia dotyczącego współpracy PI z prostownikiem na wyjściu można również znaleźć w [91], jednak rozważania tam zawarte dotyczą szybkoobrotowej maszyny indukcyjnej w wykonaniu specjalnym (masywny wirnik ferromagnetyczny) projektowanej od samego początku z przeznaczeniem głównie do pracy silnikowej. Dlatego też wiele zagadnień istotnych z punktu widzenia współpracy takiej prądnicy z prostownikiem jest jedynie zasygnalizowanych.

Istnieje także pewna liczba publikacji [122,136,162] i inne poświęconych współpracy generatorów synchronicznych z prostownikami, w których generator jest zastąpiony przez nieodkształcone napięcia fazowe, działające za tzw. reaktancjami komutacyjnymi i rezystancjami faz. Nasuwające się przez analogię zastosowania stosowanych tam metod analizy procesów elektromagnetycznych dla PI może prowadzić do niedopuszczalnego zniekształcenia fizycznego obrazu zachodzących procesów. Przyczyną takiego stanu rzeczy jest obecność baterii kondensatorów na wejściu prostownika, powodująca istotne zmiany w przebiegu procesów komutacji zaworów (zmiana kąta komutacji w zależności od wielkości obciążenia prądnicy, skokowe zmiany prądu pojemnościowego baterii kondensatorów i prądu na wejściu prostownika, silna zależność parametrów prądnicy i jego napięć fazowych od zmieniającego się w szerokich granicach obciążenia). Dlatego też analogia w sposobie podejścia do analizy procesów w układzie prądnica synchroniczna-prostownik może być zastosowana do analogicznego układu z API jedynie w szczególnych przypadkach.

Nie wyjaśniony pozostaje także fizyczny mechanizm, powodujący usztywnienie charakterystyki zewnętrznej API z prostownikiem wyjściowym.

Z przedstawionych rozważań wynika, że aktualnie brak jest opracowań, które w sposób pełny i z wystarczającą dokładnością pozwoliłyby analizować procesy fizyczne zachodzące w API o wzbudzeniu kondensatorowym z dołączonym przez prostownik obciążeniem. Wypełnienie tej luki stanowi treść niniejszego podrozdziału.

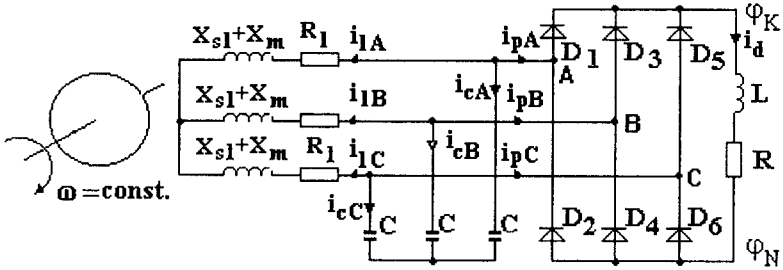
### 2.3.2. Model matematyczny prądnicy indukcyjnej z obciążeniem prostownikowym

W chwili obecnej istnieje znaczna liczba metod modelowania układów z przekształtnikami. Metody te różnią się od siebie wyborem modelu zaworu półprzewodnikowego, sposobem tworzenia układów równań różniczkowych i sposobami ich rozwiązywania oraz różnymi sposobami programowania [12,78,84,89].

Uwzględniając specyfikę pracy prostownika w układzie prądnica-prostownik-obciążenie oraz kierując się właściwościami stanów ustalonych i przejściowych uzyskanych doświadczalnie i znanych z literatury [28,29,43,44], przy modelowaniu prostownika zdecydowano zastosować znaną metodę funkcji przełączających. Istotną rolę odegrał tu także fakt uprzedniego opracowania modelu matematycznego API. Uzupełnienie mo-

delu prądnicy o model prostownika, zamiast tworzenia nowego modelu API z prostownikiem, dało efekt w postaci jednego modelu o znacznym stopniu uniwersalności.

Przedstawiony niżej model matematyczny prostownika dotyczy niesterowanego sześciopulsowego prostownika mostkowego zasilanego i obciążonego jak na rysunku 2.21.



Rys.2.21. Schemat ideowy prądnicy indukcyjnej z niesterowanym prostownikiem mostkowym na wyjściu

Sposób określania funkcji przełączających został szczegółowo opisany w [43], a rozszerzenie modelu na przypadek mostka sterowanego w [45]. Z uwagi na ograniczone możliwości zastosowania prostownika sterowanego w API, przypadek ten nie będzie w dalszych rozważaniach uwzględniany.

Wstępne badania eksperymentalne prostownika jak na rys.2.21 wykazały, że w zakresie małych obciążeń w przedziałach międzykomutacyjnych przewodzą tylko dwie diody (po jednej z każdej grupy), a komutacja ma charakter natychmiastowy. Przy większych obciążeniach, w przedziałach międzykomutacyjnych przewodzą dwie diody, natomiast podczas komutacji - trzy. Pozostałe stany pracy prostownika nie są w modelu uwzględnione, znajdują się one bowiem poza granicą stabilności API.

Przy takich ograniczeniach pełny model matematyczny API z obciążeniem typu R-L dołączonym przez prostownik niesterowany stanowi następujący układ równań różniczkowo-algebraicznych:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} &= u_{1\alpha} - i_{1\alpha} R_1 & \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} &= -i_{2\alpha} R_2 - \omega\Psi_{2\beta} \\
 \frac{d\Psi_{1\beta}}{dt} &= u_{1\beta} - i_{1\beta} R_1 & \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} &= -i_{2\beta} R_2 + \omega\Psi_{2\alpha} \\
 \frac{du_{1\alpha}}{dt} &= i_{c\alpha} / C \\
 \frac{du_{1\beta}}{dt} &= i_{c\beta} / C \\
 \frac{di_d}{dt} &= (\phi_K - \phi_N - i_d R) / L
 \end{aligned}
 \tag{2.33}$$

$$\begin{aligned}
 i_{1\alpha} &= (\Psi_{1\alpha} - \Psi_{m\alpha}) / L_{s1} \\
 i_{1\beta} &= (\Psi_{1\beta} - \Psi_{m\beta}) / L_{s1} \\
 i_{2\alpha} &= (\Psi_{2\alpha} - \Psi_{m\alpha}) / L_{s2} \\
 i_{2\beta} &= (\Psi_{2\beta} - \Psi_{m\beta}) / L_{s2}
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

$$\begin{aligned}
 \Psi_{m\alpha} &= \frac{\Psi_{1\alpha} L_{s2} + \Psi_{2\alpha} L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2} + L_{s1} L_{s2} / L_m} \\
 \Psi_{m\beta} &= \frac{\Psi_{1\beta} L_{s2} + \Psi_{2\beta} L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2} + L_{s1} L_{s2} / L_m},
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

$$\begin{aligned}
 \varphi_K &= \frac{\varphi_A F_1 + \varphi_B F_3 + \varphi_C F_5}{F_1 + F_3 + F_5} \\
 \varphi_N &= \frac{\varphi_A F_2 + \varphi_B F_4 + \varphi_C F_6}{F_2 + F_4 + F_6}
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

$$Y = \omega_1 \sqrt{(\Psi_{1\alpha} X_{s2} + \Psi_{2\alpha} X_{s1})^2 + (\Psi_{1\beta} X_{s2} + \Psi_{2\beta} X_{s1})^2} \tag{2.37}$$

$$\varphi_A = u_{1\alpha} \quad \varphi_B = -0,5u_{1\alpha} + (\sqrt{3}/2)u_{1\beta} \quad \varphi_C = -0,5u_{1\alpha} - (\sqrt{3}/2)u_{1\beta} \tag{2.38}$$

$$\omega_1 = \frac{\Psi_{m\alpha} (d\Psi_{m\beta} / dt) - \Psi_{m\beta} (d\Psi_{m\alpha} / dt)}{\Psi_{m\alpha}^2 + \Psi_{m\beta}^2} \tag{2.39}$$

$$i_{c\alpha} = i_{cA} \quad i_{c\beta} = (i_{cB} - i_{cC}) / \sqrt{3} \tag{2.40}$$

$$X_m = f(Y, i_m) \tag{2.41}$$

$$s = (\omega_1 - \omega) \omega_1, \tag{2.42}$$

w którym prądy  $i_{cA}, i_{cB}, i_{cC}$  w przedziałach międzykomutacyjnych są obliczane z równań:

$$\begin{aligned}
 i_{cA} &= -i_{1A} - i_{pA} = -i_{1A} - i_d (F_1 - F_2), \\
 i_{cB} &= -i_{1B} - i_{pB} = -i_{1B} - i_d (F_3 - F_4), \\
 i_{cC} &= -i_{1C} - i_{pC} = -i_{1C} - i_d (F_5 - F_6),
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

a w przedziałach komutacyjnych - z równań:

$$\begin{aligned}
 i_{cA} &= \frac{-i_{1A} - i_{1B}(F_1F_3 + F_2F_4) - i_{1C}(F_1F_5 + F_2F_6) + i_d(F_2 - F_1)}{1 + F_1(F_3 + F_5) + F_2(F_4 + F_6)}, \\
 i_{cB} &= \frac{-i_{1A}(F_1F_3 + F_2F_4) - i_{1B} - i_{1C}(F_3F_5 + F_4F_6) + i_d(F_4 - F_3)}{1 + F_3(F_1 + F_5) + F_4(F_2 + F_6)}, \\
 i_{cC} &= \frac{-i_{1A}(F_1F_5 + F_2F_6) - i_{1B}(F_3F_5 + F_4F_6) - i_{1C} + i_d(F_6 - F_5)}{1 + F_5(F_1 + F_3) + F_6(F_2 + F_4)}.
 \end{aligned} \quad (2.44)$$

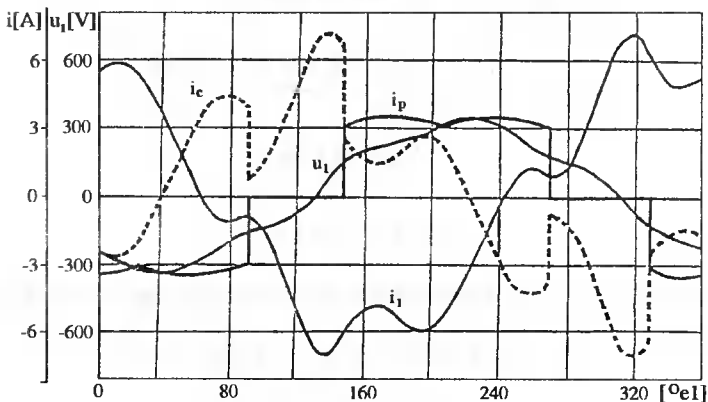
W układzie równań (2.33)-(2.44)  $\varphi_K$ ,  $\varphi_N$  są potencjałami katody i anody prostownika mostkowego, a prąd  $i_d$  jest prądem stałym obciążenia. Oznaczenia literowe  $F_1 \div F_6$  są funkcjami przełączającymi odpowiednich zaworów przyjmujących wartości 1 dla przewodzących diod i 0 dla nieprzewodzących. Pozostałe oznaczenia wielkości występujących w tym układzie równań są takie same jak w równaniach (2.8-2.32).

### 2.3.3. Analiza procesów quasi-statycznych w prądnicy z obciążeniem prostownikowym

Badania symulacyjne przeprowadzono dla modelowej prądnicy o mocy  $P_N = 3\text{kW}$  i pozostałych danych jak w p.2.2, napędzanej z prędkością synchroniczną.

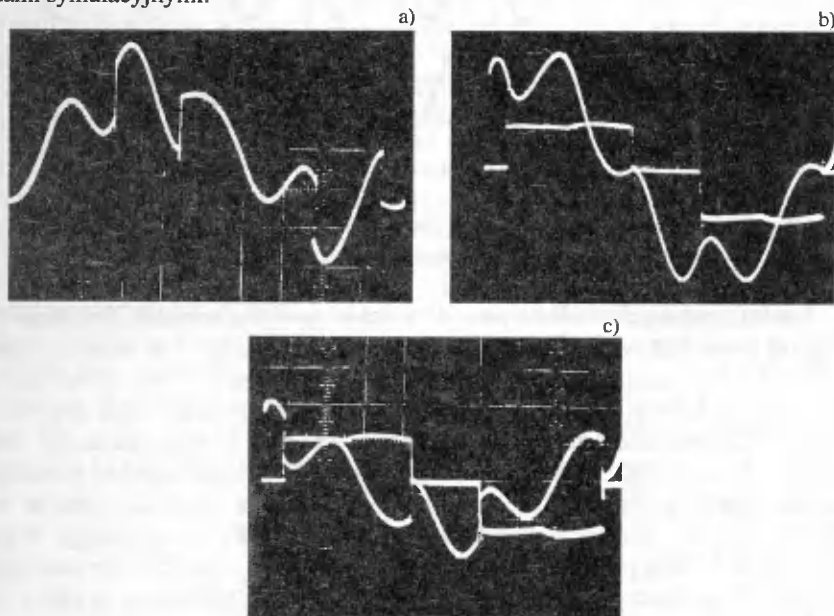
Kierując się zaleceniami, wynikającymi z obliczeń charakterystyk statycznych (rozdział 3), badania przeprowadzono dla prądnicy o zwiększonym współczynniku nasycenia obwodu magnetycznego ( $\sigma = 2,1$ ). Współczynnik ten uzyskano przez dobór odpowiedniej pojemności kondensatorów wzbudzających.

Na rysunku 2.22 przedstawiono przebiegi czasowe prądu fazowego na wejściu prostownika  $i_p$ , prądu fazowego baterii kondensatorów wzbudzających  $i_c$ , prądu fazowego prądnicy  $i_1$  i napięcia fazowego prądnicy  $u_1$  dla obciążenia  $P_d = 0,5P_N$ . Z krzywej prądu  $i_p$  wynika, że przy takim obciążeniu, komutacja zaworów w mostkowym prostowniku półprzewodnikowym ma charakter natychmiastowy, a prąd  $i_c$  posiada charakterystyczne skokowe zmiany wartości, związane z komutacją zaworów.



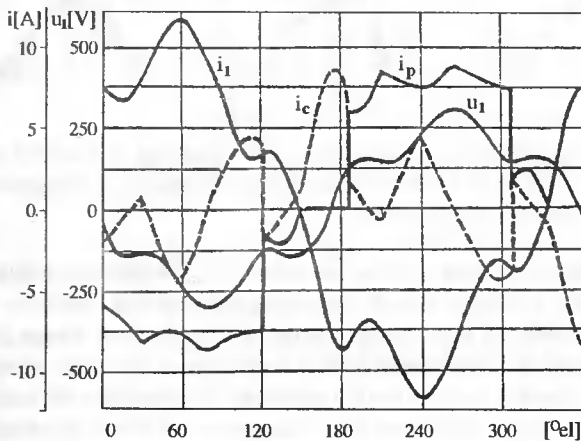
Rys.2.22. Przebiegi czasowe napięcia fazowego  $u_1$  i prądu fazowego  $i_1$  prądnicy oraz prądu na wejściu prostownika  $i_p$  i prądu kondensatora  $i_c$  dla obciążenia rezystancyjnego ( $P_d = 0,5P_N$ )

Na rysunku 2.23 przedstawiono oscylogramy analogicznych przebiegów wykonane dla warunków obciążenia modelowej prądnicy jak na rys.2.22. Zbieżność wyników obliczeń z wynikami eksperymentalnymi uprawnia do przeprowadzenia dalszych badań metodami symulacyjnymi.

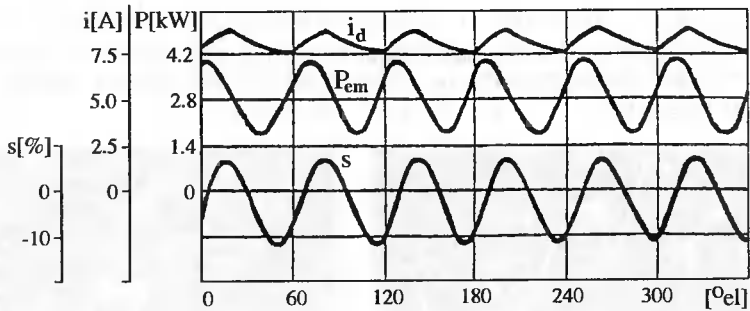


Rys.2.23. Oscylogramy quasi-statycznego stanu pracy API z niesterowanym prostownikiem wyjściowym przy obciążeniu rezystancyjnym mocą  $P_d = 0,5P_N$ : a) prąd kondensatora  $i_c$ ; b) prąd fazowy  $i_1$  prądnicy i prąd  $i_p$  na wejściu prostownika; c) prądy  $i_c$  i  $i_p$

Na rys. 2.24 przedstawiono analogiczne przebiegi jak na rys.2.22, lecz dla obciążenia  $P_d = 0,9P_N$ , a na rys.2.25 przebieg mocy chwilowej  $p = u_{1A}i_{1A} + u_{1B}i_{1B} + u_{1C}i_{1C}$ , poślizgu  $s$  oraz prądu  $i_d$  za prostownikiem dla tego samego obciążenia.

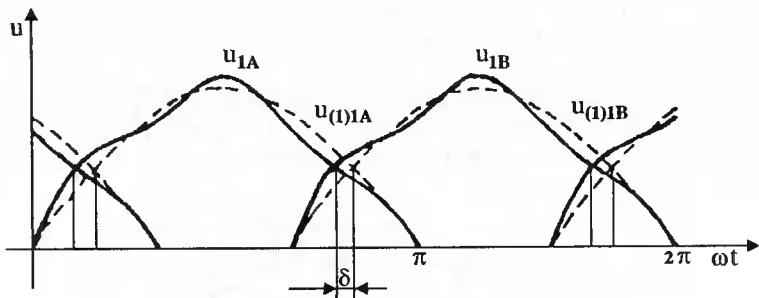


Rys.2.24. Przebiegi czasowe napięcia fazowego  $u_1$  i prądu fazowego  $i_1$  prądnicy oraz prądu na wejściu prostownika  $i_p$  i prądu kondensatora  $i_c$  dla obciążenia rezystancyjnego ( $P_d = 0,9P_N$ )



Rys.2.25. Przebiegi czasowe mocy chwilowej  $p$ , poślizgu  $s$  oraz wyprostowanego prądu  $i_d$  dla obciążenia rezystancyjnego ( $P_d = 0,9P_N$ )

Analiza uzyskanych wyników pozwala wyjaśnić specyfikę procesów fizycznych w API obciążonej prostownikiem, spowodowaną obecnością kondensatorów na wejściu prostownika. W API o wzbudzeniu kondensatorowym cały prąd kondensatora, zawierający dużą ilość wyższych harmonicznych, jest jednocześnie prądem magnesującym prądnicy. Powoduje to odkształcenie generowanego napięcia. Zjawisko to potęguje jeszcze znaczne nasycenie obwodu magnetycznego prądnicy. Wymienione wyżej zjawiska powodują, że generowane przez prądnicę napięcie nie jest sinusoidalne, a komutacja zaworów występuje wcześniej, niż miałyby to miejsce w przypadku napięcia sinusoidalnego. Wyjaśnia to rys.2.26, na którym przedstawiono przebieg czasowy rzeczywistego napięcia prądnicy i jego pierwszej harmonicznej, dla warunków obciążenia modelowej prądnicy jak na rys.2.22.



Rys.2.26. Przemieszczenie punktu komutacji naturalnej w kierunku przyspieszenia w API o wzbudzeniu kondensatorowym z obciążeniem dołączonym przez prostownik

Z powyższego rysunku wynika, że wskutek odkształcenia napięć (podniesione zbocze narastające i obniżone zbocze opadające), komutacja zaworów nastąpi wcześniej, niż miałyby to miejsce w przypadku napięć sinusoidalnych. Zatem pierwsza harmoniczna prądu na wejściu prostownika będzie wyprzedzała pierwszą harmoniczną napięcia prądnicy. W wyniku powyższego, obciążenie prostownikowe będzie „widziane” przez prądnicę jako obciążenie rezystancyjno-pojemnościowe. Wywiera to korzystny wpływ na charakterystykę zewnętrzną prądnicy (patrz rozdział 2.3.7).

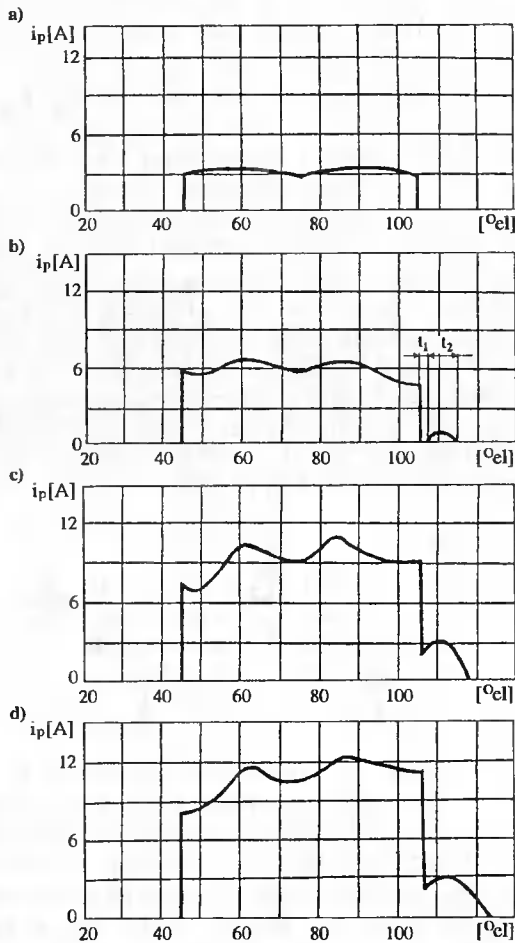


### 2.3.4. Wpływ obciążenia na proces komutacji zaworów prostownika

Badania eksperymentalne wykazały, że w API z prostownikiem na wyjściu wielkość obciążenia w istotny sposób wpływa na parametry wzbudzenia oraz wskaźniki energetyczne. W celu przeanalizowania tego wpływu przeprowadzono symulację komputerową stanów quasi-stacyjnych w modelowej prądnicy przy różnych wielkościach obciążenia: a)  $P_d = 0,5P_N$ ; b)  $P_d = 0,7P_N$ ; c)  $P_d = 0,9P_N$ ; d)  $P_d = 1,15P_N$ .

Na rysunku 2.27 przedstawiono przebiegi prądu na wejściu prostownika (prąd jednej z diod) dla wyżej wymienionych przypadków obciążenia.

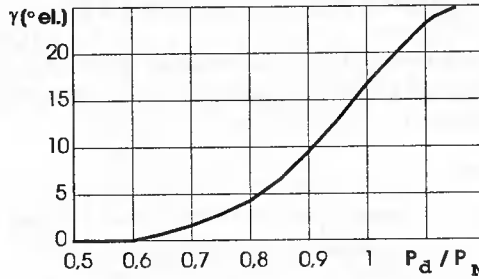
Jak wynika z przedstawionych na rysunku wyników, przy niewielkich obciążeniach prądnicy ( $P_d \leq 0,5P_N$ ) komutacja prądów w zaworach ma charakter natychmiastowy, co odpowiada przewodzeniu zaworów po dwa (rys.2.27a). Przy zwiększeniu obciążenia do  $0,7 P_N$  po kilku stopniach elektrycznych od momentu wystąpienia komutacji natychmiastowej (przedział  $t_1$ ) następuje ponowne załączenie zaworu, którego komutacja właśnie się zakończyła. Czas ponownego przewodzenia tych samych dwóch zaworów wynosi  $t_2$  (rys.2.27b).



Rys.2.27. Przebiegi czasowe prądu na wejściu prostownika : a)  $P_d = 0,5P_N$ ; b)  $P_d = 0,7P_N$ ; c)  $P_d = 0,9P_N$ ; d)  $P_d = 1,15P_N$

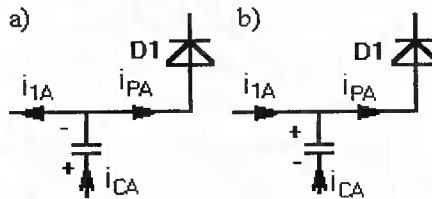
Przy dalszym zwiększeniu obciążenia przedział czasowy  $t_1$  zmniejsza się, a  $t_2$  rośnie, aż do całkowitego zaniku  $t_1$  (rys.2.27c). Następuje przedłużenie przewodzenia zaworów o pewien kąt  $\gamma$ . Poczynając od obciążenia rzędu  $0,9 P_N$  i aż do granicy stabilności statycznej prądnicy, prostownik pracuje w stanie, charakteryzującym się przewodzeniem zaworów grupami dwa-trzy.

Przebieg zmienności kąta  $\gamma$  przedstawiono na rysunku 2.28. Przebieg ten posiada swoje fizyczne uzasadnienie. Przy małych obciążeniach prądnicy prąd fazowy (np. fazy A) posiada w momencie komutacji kierunek, przedstawiony na rysunku 2.29a. Prąd kondensatora  $i_{cA}$  jest równy sumie prądu prądnicy  $i_{1A}$  i prądu wejściowego prostownika  $i_{pA}$ .



Rys.2.28. Przebieg zmienności kąta  $\gamma$  w funkcji obciążenia po stronie prądu wyprostowanego

W przypadku komutacji natychmiastowej zawór prąd  $i_{pA}$  spada do zera, co powoduje skok prądu kondensatora  $i_{cA}$  do wartości  $i_{cA} = i_{1A}$ , ponieważ prąd prądnicy nie może się zmieniać skokowo. Prąd ten powoduje skok napięcia na kondensatorze, który powoduje intensywniejsze zatykanie zaworu, którego komutacja przed chwilą się zakończyła. Ze wzrostem obciążenia  $P_d$  składowa czynna prądu  $i_{1A}$  prądnicy zwiększa się, co odpowiada zwiększeniu  $\cos\varphi$  prądnicy i zmniejszeniu przesunięcia fazowego prądu  $i_{1A}$  o pewien kąt w stronę napięcia. Powoduje to, że prąd  $i_{1A}$  prądnicy będzie miał w momencie komutacji kierunek przeciwny w stosunku do kierunku, jaki posiadał przy mniejszym obciążeniu (porównaj rys.2.22, 2.24 i 2.29b).



Rys.2.29. Schematy wyjaśniające komutację zaworów prostownika: a) przy małych obciążeniach, b) przy dużych obciążeniach

W tym przypadku prąd kondensatora  $i_{cA}$  zmieniając w momencie komutacji swoją wartość tak, aby  $i_{cA} = i_{1A}$ , powoduje podskok napięcia na kondensatorze o biegunowości jak na rys.2.29. Powoduje to ponowne otwarcie zaworu, którego komutacja właśnie się zakończyła. Czas ponownego przewodzenia zaworu zależy od wartości prądu w momencie komutacji i zwiększa się wraz ze wzrostem obciążenia prądnicy.

Opisane wyżej zjawisko przedłużenia przewodzenia zaworów prostownika ze wzrostem obciążenia, powoduje pewne opóźnienie pierwszej harmonicznej prądu względem pierwszej harmonicznej napięcia, co wiąże się z pobieraniem pewnej mocy biernej indukcyjnej. Jednak ze względu na stosunkowo małe wartości prądów w przedziale kąta  $\gamma$  przesunięcie to jest niewielkie i charakter pierwszej harmonicznej prądu wejściowego prostownika pozostaje pojemnościowy. Ze wzrostem obciążenia zmniejsza się jedynie nieznacznie kąt przesunięcia fazowego  $\Delta\varphi$  między pierwszymi harmonicznymi prądu a napięcia, co wyjaśnia przebieg zależności  $\Delta\varphi = f(P/P_N)$  na rys.2.32.

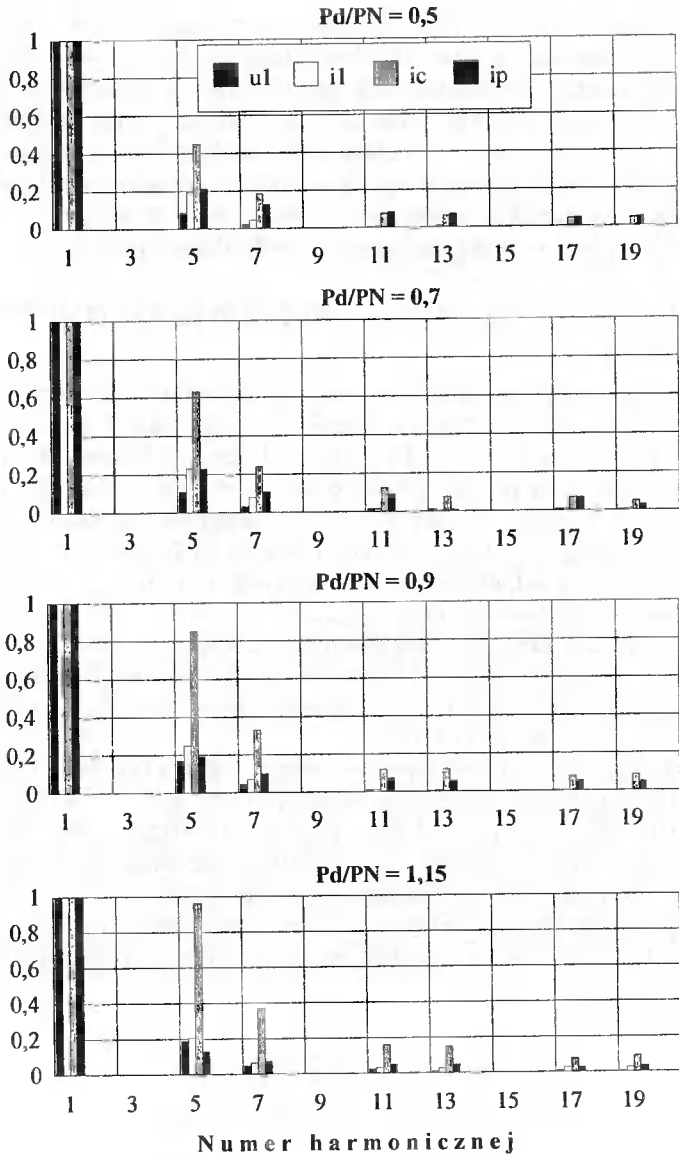
### 2.3.5. Analiza harmoniczných prądów i napięć w prądniczy z prostownikiem wyjściowym

Opracowany model matematyczny pozwala przeprowadzić szczegółową analizę wyższych harmoniczných prądów i napięć PI z prostownikiem wyjściowym, poprzez rozłożenie ich w szereg Fourier'a. Pozwala to obliczyć dodatkowe straty w prądniczy, spowodowane wyższymi harmonicznymi prądu i napięcia stojana, straty w bateriach kondensatorów wzbudzających, określić wartości skuteczne pierwszych harmoniczných napięcia i prądów prądniczy, biorących udział w przekształcaniu i przepływie energii od źródła do użytkownika, współczynnik mocy prądniczy i prostownika itp.

Z krzywych, przedstawionych na rys.2.22 i 2.24 wynika, że rozkładane w szereg Fourier'a funkcje są symetryczne względem osi odciętych, co znaczy, że w rozkładzie nie wystąpią harmoniczne parzyste i składowa stała. Ponieważ uzwojenia faz stojana prądniczy i kondensatorów wzbudzających są połączone w gwiazdę, w rozkładzie nie wystąpi trzecia harmoniczna i jej krotności.

Wyniki analizy harmoniczných prądów i napięć prądniczy przedstawiono na rys.2.30.

Jak widać, najsilniej wyrażonymi harmonicznymi są 5 i 7, a najbardziej niekorzystny zestaw harmoniczných wykazuje prąd baterii kondensatorów wzbudzających. Amplituda piątej harmonicznej prądu kondensatora silnie zależy od obciążenia i wzrasta do 96% amplitudy pierwszej harmonicznej przy obciążeniu  $P_d = 1,15P_N$ . Zwiększa się również amplituda najbardziej znaczącej 5 harmonicznej prądu wejściowego prostownika, jednak w znacznie mniejszym stopniu, niż ma to miejsce w prądzie kondensatora.

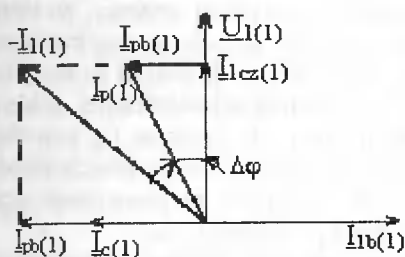


Rys.2.30. Wyniki analizy harmonicznych w napięciu i prądach PI z niesterywanym prostownikiem wyjściowym ( $\sigma = 2,65$ )

### 2.3.6. Charakterystyki energetyczne prostownika wyjściowego prądu

W procesie analizy ustalono, że przy dowolnym obciążeniu prądu w granicach stabilności statycznej, pierwsza harmoniczna prądu wejściowego  $i_p$  wyprzedza pierwszą harmoniczną napięcia wejściowego  $u_1$  mostka o pewien kąt  $\Delta\varphi$ , zależny od wielkości obciążenia. Wynika stąd wniosek, że prostownik z obciążeniem rezystancyjnym przy

zasilaniu go z PI o wzbudzeniu kondensatorowym jest dla prądnicy obciążeniem rezystancyjno-pojemnościowym, co korzystnie wpływa na jej charakterystyki robocze.



Rys.2.31. Przykładowy wykres wektorowy dla pierwszych harmonicznych napięcia i prądów PI z prostownikiem wyjściowym

Na rysunku 2.31 przedstawiono przykładowy wykres wektorowy dla stanu ustalonego PI. Z wykresu wynika, że wektor prądu  $I_{p(1)}$  wyprzedza wektor napięcia  $U_{I(1)}$  o pewien kąt  $\Delta\phi$ , a składowa bierna prądu fazowego prądnicy  $I_{lb(1)}$  jest kompensowana przez sumę prądu baterii kondensatorów wzbudzających  $I_{c(1)}$  i składowej biernej pojemnościowej prądu  $I_{pb(1)}$ .

Bilans mocy biernej dla pierwszych harmonicznych można więc zapisać w postaci:

$$Q_p = Q_c + Q_d, \quad (2.45)$$

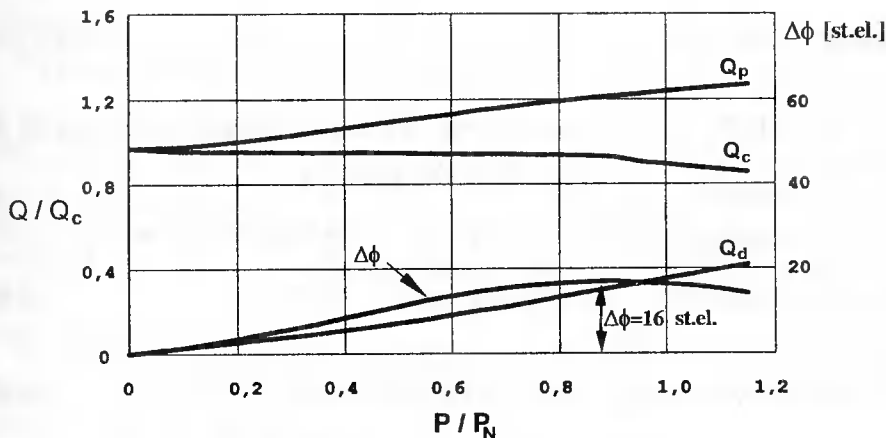
gdzie:

$$Q_p = 3U_{I(1)}I_{Ib(1)} \quad \text{- moc bierna prądnicy,}$$

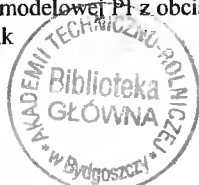
$$Q_c = 3I_{c(1)}^2 X_{c(1)} \quad \text{- moc bierna generowana przez baterię kondensatorów wzbudzających,}$$

$$Q_d = 3U_{I(1)}I_{pb(1)} \quad \text{- dodatkowa moc bierna wnoszona przez obciążenie, dołączone przez prostownik.}$$

Na rysunku 2.32 pokazano zależność mocy biernych  $Q_p$ ,  $Q_c$ ,  $Q_d$  (bilans) oraz  $\Delta\phi$  od obciążenia. Z przedstawionych danych wynika, że kąt  $\Delta\phi$  ze wzrostem obciążenia najpierw rośnie, osiągając maksimum wynoszące około 16 stopni elektrycznych, a następnie maleje.

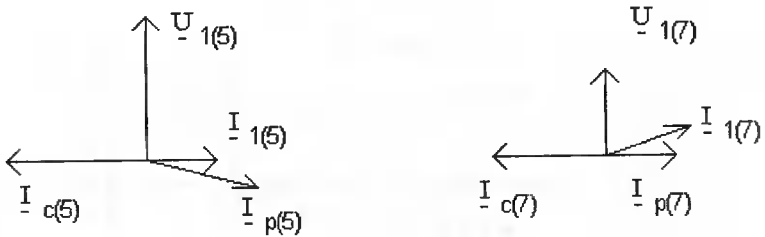


Rys.2.32. Bilans mocy biernych w modelowej PI z obciążeniem rezystancyjnym, dołączonym do prądnicy przez prostownik



Zjawisko to można wyjaśnić tym, że ze wzrostem obciążenia zmienia się charakter procesu komutacyjnego, a zatem i zestaw harmoniczných  $u_1$  oraz  $i_p$ , co prowadzi do pewnego zmniejszenia  $\Delta\varphi$ . Jednak dodatkowa moc bierna  $Q_d$  wskutek wzrostu prądu obciążenia w dalszym ciągu rośnie, aż do granicy stabilności statycznej prądnicy, po której przekroczeniu napięcie wyjściowe prądnicy maleje do zera. Dodatkowa moc bierna pojemnościowa wytworzona przez prostownik jest dość istotnym dodatkiem do mocy baterii kondensatorów i może dochodzić do 25% mocy biernej pojemnościowej, pobieranej przez prądnicę w znamionowych warunkach pracy. Zwiększenie  $Q_d$  powoduje usztywnienie charakterystyki zewnętrznej prądnicy oraz zwiększenie jej przeciążalności (rys.2.34) w porównaniu z analogicznymi warunkami obciążenia rezystancyjnego, połączonego bezpośrednio na zaciski prądnicy (nie przez prostownik).

Na rysunku 2.33 przedstawiono wykresy wskazowe dla najbardziej znaczących 5 i 7 harmoniczných prądu i napięcia prądnicy przy obciążeniu  $P_d = 0,7P_N$ . Prądy  $i_{p(5)}$  oraz  $i_{1(5)}$  są przesunięte względem odpowiadających im napięć prawie o  $90^\circ$ el. Świadczy to o tym, że dla 5 i 7 harmoniczných zarówno prądnica, jak i prostownik są odbiornikami mocy biernej, wytworzonej przez baterię kondensatorów.



Rys.2.33. Wykresy wskazowe dla najbardziej znaczących harmoniczných prądu i napięcia prądnicy

Współczynnik mocy prostownika najczęściej [149,162] określa się jako:

$$\lambda = P_1/S_1, \quad (2.46)$$

gdzie:

$P_1 = 3U_{1(1)}I_{1(1)} \cos \varphi$  - moc czynna, pobierana przez prostownik,

$S_1 = 3U_1I_p$  - moc pozorna, pobierana z sieci prądu przemiennego (w danym przypadku z prądnicy).

Uwzględniając wyższe harmoniczne prądu i napięcia można napisać:

$$I_p = \sqrt{I_{p(1)}^2 + I_{p(5)}^2 + I_{p(7)}^2 + \dots + I_{p(v)}^2}, \quad (2.47)$$

$$U_1 = \sqrt{U_{1(1)}^2 + U_{1(5)}^2 + U_{1(7)}^2 + \dots + U_{1(v)}^2}. \quad (2.48)$$

Jeżeli nie uwzględniać strat w prostowniku, moc czynna pobrana przez prostownik jest równa mocy oddawanej do obciążenia, t.j.  $P_1 = U_d \cdot I_d$ . Stąd wyrażenie na  $\lambda$ ,

z uwzględnieniem faktu, że w API z prostownikiem pierwsza harmoniczna prądu  $I_{p(1)}$  wyprzedza pierwszą harmoniczną napięcia  $U_{1(1)}$  o pewien kąt  $\Delta\varphi$ , przyjmuje postać:

$$\lambda = \frac{U_{1(1)} \cdot I_{1(1)} \cos \Delta\varphi}{\sqrt{U_{p(1)}^2 + U_{p(5)}^2 + U_{p(7)}^2 + \dots + U_{1(v)}^2} \cdot \sqrt{I_{p(1)}^2 + I_{p(5)}^2 + I_{p(7)}^2 + \dots + I_{p(v)}^2}} =$$

$$= K_u \cdot K_i \cos \Delta\varphi, \quad (2.49)$$

gdzie:

- $K_u$  - współczynnik odkształcenia krzywej napięcia (napięcie fazowe PI),
- $K_i$  - współczynnik odkształcenia krzywej pobieranego prądu,
- $\cos \Delta\varphi$  - współczynnik przesunięcia fazowego między pierwszą harmoniczną prądu  $I_{p(1)}$  a pierwszą harmoniczną napięcia  $U_{1(1)}$  na wejściu mostka.

Obliczone w ten sposób na podstawie analizy harmonicznych wartości skuteczne  $I_{pr}$ ,  $U_{1r}$  (w jednostkach względnych) oraz  $K_u$ ,  $K_i$  i  $\lambda$  dla kilku wartości obciążenia rezystancyjnego  $P_d$  przedstawiono w tabelicy 2.3.

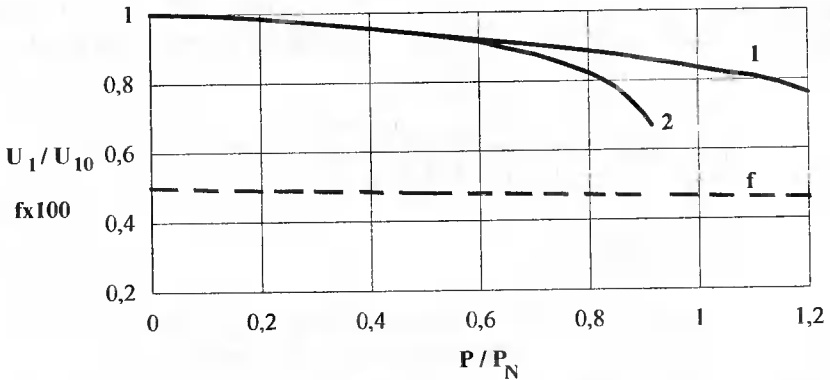
Tablica 2.3. Zależność wielkości charakteryzujących pracę prostownika wyjściowego prądnicy od obciążenia

$P_d$	$I_{pr}$	$U_{1r}$	$\cos \Delta\varphi$	$K_u$	$K_i$	$\lambda$
0,5 $P_N$	1.038	1.004	0,99	0,996	0,963	0,949
0,7 $P_N$	1.039	1.007	0,98	0,993	0,962	0,936
0,9 $P_N$	1.010	1.015	0,967	0,985	0,970	0,924
1,15 $P_N$	1.014	1.019	0,971	0,981	0,986	0,939

### 2.3.7. Charakterystyka zewnętrzna prądnicy z niesterowanym prostownikiem wyjściowym

Na rys.2.34 przedstawiono obliczoną charakterystykę zewnętrzną prądnicy  $U_1/U_{10} = f(P_d/P_N)$  dla pracy z prostownikiem niesterowanym (krzywa 1) oraz dla pracy bez prostownika przy obciążeniu rezystancyjnym (krzywa 2). Charakterystykę zewnętrzną PI bez prostownika obliczono wg metodyki przedstawionej w p.2.1.4, dla modelowej prądnicy o mocy  $P_N = 3\text{kW}$  dla współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego  $\sigma = 2,1$ . Weryfikacja doświadczalna uzyskanych wyników wykazała rozbieżności nie przekraczające 4,5%.

Jak wynika z rys.2.34, obecność prostownika niesterowanego na wyjściu prądnicy powoduje znaczne usztywnienie charakterystyki zewnętrznej oraz zwiększenie przeciążalności ( $P_{\max \text{ z prost.}} / P_{\max} \approx 1,5$ ).



Rys.2.34. Charakterystyki zewnętrzne PI z obciążeniem rezystancyjnym: 1 - przy pracy z prostownikiem niesterowanym; 2 - przy pracy bez prostownika

Zjawisko to stanowi specyfikę pracy PI z niesterowanym prostownikiem wyjściowym. Na tym samym rysunku przedstawiono zależność częstotliwości generowanego przez prądnicę napięcia od obciążenia, przy założeniu, że prędkość wirowania wirnika jest stała. Obliczenia wykazały, że przy dowolnym stałym obciążeniu prądnicy poślizg wirnika względem pola stojana nie jest stały, lecz waha się wokół średniej wartości. Zmienność poślizgu prądnicy i jej mocy chwilowej  $p_1 = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C$  przy stałym obciążeniu  $P_1 = 0,9P_N$  przedstawiono na rys.2.25. Średnia wartość poślizgu za okres wynosi 7,75%, co odpowiada częstotliwości prądu i napięcia stojana  $f_1 = 47,1$  Hz. Składowa zmienna poślizgu posiada amplitudę 9% i częstotliwość 300 Hz. Ta częstotliwość drgań wektora wypadkowego pola stojana względem wirnika odpowiada pulsowości mostka prostowniczego i jest określona wielkością piątej i siódmej harmonicznej napięcia stojana. Wiadomo, że wymienione harmoniczne wytwarzają w szczeliny powietrznej prądnicy wirujące pola, przy czym pole 5 harmonicznej wiruje przeciwnie, a 7 zgodnie. Ta para harmonicznych pola indukuje w wirniku prądy o pulsacjach  $\omega_{2v}$ , przy czym każda z harmonicznych posiada własny zastępczy poślizg  $s_{2v}$ , przy którego określaniu uwzględnia się zarówno wirowanie amplitudy samej harmonicznej, jak i wirowania wirnika, tj:

$$\omega_{2v} = \omega_1 \cdot s_{2v}, \quad (2.50)$$

gdzie:

$$s_{z \text{ przec.}} = 1 + 1/v_{\text{przec.}}; \quad s_{z \text{ zg.}} = 1 - 1/v_{\text{zg.}},$$

$v_{\text{zg.}}, v_{\text{przec.}}$  - numery harmonicznych pola wirujących zgodnie i przeciwnie;  
 $\omega_1$  - pulsacja pierwszej harmonicznej pola.

$$s_{z(5)} = f_{2(5)} / f_{1(5)} = 1,2, \text{ bowiem } f_{2(5)} = f_{1(5)} s_{z \text{ przec.}} = f_1 (v_{\text{przec.}} + 1) = 300 \text{ Hz};$$

$$s_{z(7)} = f_{2(7)} / f_{1(7)} = 0,86, \text{ bowiem } f_{2(7)} = f_{1(7)} s_{z \text{ zg.}} = f_1 (v_{\text{zg.}} - 1) = 300 \text{ Hz};$$

$f_1, f_2$  - częstotliwości napięć i prądów indukowanych przez poszczególne harmoniczne pola odpowiednio w stojanie i wirniku.



Z powyższego wynika, że 5 i 7 harmoniczne, będące najbardziej znaczącymi harmonicznymi w widmie, wytwarzają w wirniku prądy o częstotliwości zmian składowej zmiennej poślizgu prądnicy (rys.2.25).

Przy  $s_{sl} \neq 0$  okresy prądów i napięć są zawsze większe od wielkości, odpowiadającej prędkości synchronicznej, a pulsacja elektryczna jest mniejsza od pulsacji, odpowiadającej prędkości wirowania wirnika.

W związku z tym, że poślizgi zastępcze piątej i siódmej harmonicznej oraz harmonicznymi wyższego rzędu są bliskie jedności, wytwarzane przez nie pola magnetyczne nie mogą wpływać na pole główne, wytwarzane przez pierwszą harmoniczną, wzmacniać je lub osłabiać. Ich działanie będzie wpływało przede wszystkim na wielkości strat dodatkowych oraz stan cieplny prądnicy.

### 2.3.8. Określenie mocy obliczeniowej prądnicy z obciążeniem dołączonym przez prostownik niesterowany

Jak wiadomo, przy pracy na prostownik, w uzwojeniach prądnicy płyną prądy niesinusoidalne, które wywołują dodatkowe straty i nagrzewanie prądnicy. Odształcenie prądu powoduje wzrost strat wskutek zwiększenia wartości skutecznej prądu stojana oraz strat, spowodowanych wypieraniem prądu w przewodach uzwojenia stojana i wirnika. Dlatego też PI współpracująca z prostownikiem, wskutek dodatkowych strat spowodowanych wyższymi harmonicznymi czasowymi, w celu zachowania niezmiennych warunków cieplnych, powinna być mniej obciążona niż taka sama prądnica, przy obciążeniu, dołączonym bezpośrednio do zacisków (bez prostownika).

W przypadku seryjnych prądnic synchronicznych wiadomo [30], że w przypadku ich obciążenia prostownikiem mostkowym, moc dobieranych prądnic powinna być większa o:

- dla stojana 10-15%;
- dla wirnika 1-1,3 raza dla maszyn z biegunami wydatnymi i 2,2-2,5 raza dla maszyn z wirnikiem cylindrycznym.

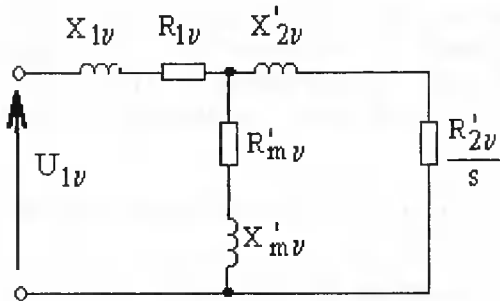
W cytowanej literaturze zaleca się dobierać maszynę ze względu na najbardziej obciążony cieplnie element, tj. wirnik, przy czym nie uwzględnia się wzajemnego oddziaływania stojana i wirnika, traktując to jak pewien zapas, niwelujący ewentualne niedokładności w obliczeniach.

Autorowi nie są znane publikacje, oceniające dodatkowe straty w PI o wzbudzeniu kondensatorowym obciążonej przekształtnikiem statycznym, w tym prostownikiem. Sygnalizuje się [14,28,154], że straty dodatkowe występują i że w przypadku obciążenia prądnicy prostownikiem należy zastosować bardziej intensywne chłodzenie lub zmniejszyć obciążenia elektromagnetyczne poprzez zmniejszenie mocy obliczeniowej prądnicy z prostownikiem w stosunku do prądnicy bez prostownika.

Niżej przedstawiono ocenę dodatkowych strat w prądnicy, spowodowanych zastosowaniem prostownika wyjściowego i związanej z tym konieczności zmniejszenia mocy obliczeniowej maszyny. W rozważaniach zastosowano powszechnie przyjmowane założenie [154,165], polegające na tym, że w przypadku występowania w prądzie stojana wyższych harmonicznymi czasowych, prądnica dla tych harmonicznymi znajduje się w stanie zwarcia. Zastępczy poślizg tych harmonicznymi znajduje się w granicach 0,67-1,33, a jego wartość średnią można przyjąć jako  $s_v \approx 1$ . Schemat zastępczy prądnicy dla wyższych harmonicznymi czasowych przedstawiono na rys.2.35.

Zwykle impedancja gałęzi magnesowania jest kilkadziesiąt razy większa od impedancji stojana i wirnika, dlatego w schemacie zastępczym dla wyższych harmonicznych czasowych można uważać ją za nieskończenie dużą.

W dalszych rozważaniach przyjęto, że w obwodzie wirnika płyną te same harmoniczne co i w stojanie. Wartości wyższych harmonicznych prądów  $I_{1v}$  otrzymano w wyniku analizy harmonicznych, której



Rys.2.35. Schemat zastępczy PI z prostownikiem w stojanie (wirnika) jak rzeczywistym wyjściowym dla wyższych harmonicznych czasowych

wyniki przedstawiono na rys.2.30. Założono również, że zjawisko wypierania prądu w prętach klatki pakietowanego wirnika jest wyraźne,  $R_{kv} = R_k \sqrt{v}$  [128]. Moc obliczeniową stojana (wirnika) określono przy założeniu, że wartości obliczeniowe sinusoidalnego prądu i napięcia powodują takie same straty jak rzeczywiste napięcie prądniczy. Zgodnie z tym, dla stojana można napisać, że:

$$I_{lob}^2 R_1 = I_{1(1)}^2 R_1 + \Delta P_{Cu1v}, \quad (2.51)$$

gdzie:

$I_{lob}$  - prąd obliczeniowy stojana,

$I_{1(1)}$  - pierwsza harmoniczna niesinusoidalnego prądu stojana,

$\Delta P_{Cu1v}$  - straty dodatkowe w uzwojeniu stojana, spowodowane wyższymi harmonicznymi czasowymi prądu  $\Delta P_{Cu1v} = \sum_1^n I_{1v}^2 R_{1v}$  gdzie  $I_{1v}$  - wartość skuteczna  $v$ -tej harmonicznej prądu stojana;  $R_{1v}$  - rezystancja uzwojenia stojana dla  $v$ -tej harmonicznej.

Jeżeli uzwojenie stojana jest wykonane tak, że rezystancja stojana nie zależy od częstotliwości ( $R_{1v} = R_1$ ), to:

$$I_{lob}^2 R_1 = I_{1(1)}^2 R_1 + \sum_1^n I_{1v}^2 R_1.$$

Z wyrażenia (2.51) można obliczyć krotność zwiększenia prądu obliczeniowego stojana:

$$K_{li} = \frac{I_{lob}}{I_{1(1)}} = \sqrt{1 + \frac{\Delta P_{Cu1v}}{I_{1(1)}^2 R_1}} = \sqrt{1 + \frac{\sum_1^n I_{1v}^2 R_{1v}}{I_{1(1)}^2 R_1}}, \quad (2.52)$$

a z uwzględnieniem, że  $R_v = K_{Rv} \cdot R_1$ , otrzymuje się:

$$K_{li} = \sqrt{1 + \frac{\sum_1^n I_{1v}^2 K_{Rv}}{I_{1(1)}^2}} = \sqrt{1 + \sum_1^n I_{1v}^{*2} K_{R1v}}, \quad (2.53)$$

gdzie:

$I_{1v}^* = I_{1v}/I_{1(1)}$  - wartość względna  $v$ -tej harmonicznej prądu stojana.

Rezystancja uzwojenia dla  $v$ -tej harmonicznej prądu stojana zwykle jednak zależy od częstotliwości i może być określone z wykorzystaniem istniejących metod [17,137]. Dla uzwojeń wstawianych, wykonanych z przewodu o przekroju kołowym, dla półzamkniętych żłobków współczynnik zwiększenia rezystancji uzwojenia wynosi [137]:

$$K_{Rv} = 1 + (0,03 + 0,05)\sqrt{v}.$$

Analogicznie można postąpić w przypadku określania krotności zwiększenia prądu obliczeniowego wirnika. W wyniku takiego postępowania otrzymuje się:

$$K_{2i} = \sqrt{1 + \sum_1^n I_{2v}^{*2} K_{R2v}}, \quad (2.54)$$

gdzie:

$I_{2v}^*$  - analogicznie jak w (2.53), a  $K_{R2vr} = \sqrt{v}$ .

Wychodząc z założenia, że wartość obliczeniowa napięcia sinusoidalnego powoduje takie same straty w żelazie stojana jak napięcie rzeczywiste, można określić krotność zwiększenia napięcia obliczeniowego prądnicy jako:

$$K_{lu} = \sqrt{1 + \frac{\Delta P_{Felv}}{P_{Fel(1)}}}, \quad (2.55)$$

gdzie:

$\Delta P_{Felv}$  - straty dodatkowe w żelazie stojana, spowodowane wyższymi harmonicznymi pola,

$P_{Fel(1)}$  - straty w żelazie stojana, spowodowane pierwszą harmoniczną pola.

Straty dodatkowe w żelazie stojana, spowodowane wyższymi harmonicznymi pola, oszacowano jako sumę strat, spowodowanych przez każdą z harmoniczych:

$$\Delta P_{Felv} = \sum_1^n P_{Felv}. \quad (2.56)$$

Straty dodatkowe w żelazie wirnika, spowodowane wyższymi harmonicznymi pola, można bez popełniania znaczącego błędu pominąć, wychodząc z założenia, że zwarta klatka praktycznie całkowicie tłumi strumienie wyższych harmoniczych wirnika [33]. Jak wiadomo [128], stratność blach elektrotechnicznych jest określona wyrażeniem:

$$P \cong P_{10/50} \left( \frac{B}{10000} \right)^2 \left( \frac{f}{50} \right)^{1,3} [W/kg] .$$

Uwzględniając powyższą zależność strat w żelazie od indukcji magnetycznej i częstotliwości pola, określono stosunek strat w żelazie dla  $\nu$ -tej harmonicznej do strat w żelazie dla pierwszej harmonicznej:

$$\frac{B_{1\nu}}{B_{1(1)}} = \frac{E_{1\nu}}{E_{1(1)}} \cdot \frac{f_1}{f_{1\nu}} = E_{1\nu}^* ,$$

gdzie:

$E_{1\nu}^* = E_{1\nu}/E_{1(1)}$  - wartość względna  $\nu$ -tej harmonicznej indukowanego napięcia.

Wtedy:

$$\frac{P_{\text{Fel}\nu}}{P_{\text{Fel}(1)}} = \left( \frac{B_{1\nu}}{B_{1(1)}} \right) \left( \frac{f_{1\nu}}{f_1} \right) = \left( \frac{E_{1\nu}^*}{\nu} \right)^2 \cdot \nu^{1,3} = \frac{E_{1\nu}^{*2}}{\nu^{0,7}} . \quad (2.57)$$

Wyrażenie (2.55) można więc zapisać w ostatecznej postaci:

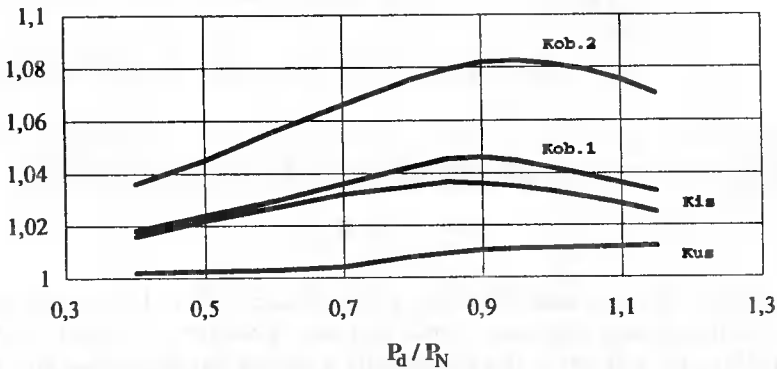
$$K_{1u} = \sqrt{1 + \frac{\sum_1^n P_{\text{Fel}\nu}}{P_{\text{Fel}(1)}}} = \sqrt{1 + \sum_1^n \frac{E_{1\nu}^{*2}}{\nu^{0,7}}} . \quad (2.58)$$

Krotność zwiększenia mocy obliczeniowej prądnicy ze względu na stojan można określić współczynnikiem:

$$K_{\text{ob},1} = K_{1u} \cdot K_{1i} , \quad (2.59)$$

a ze względu na wirnik współczynnikiem  $K_{\text{ob},2i} = K_{2i}$ , obliczonym z zależności (2.54).

Wyniki obliczeń stopnia zwiększenia mocy obliczeniowej prądnicy z niesterowanym prostownikiem wyjściowym przedstawiono na rysunku 2.36.

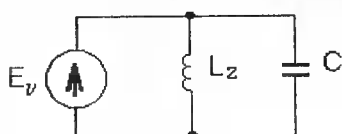


Rys.2.36. Zależność współczynników zwiększenia mocy obliczeniowej prądnicy z niesterowanym prostownikiem wyjściowym od obciążenia

Z przedstawionego rysunku wynika, że współczynniki zwiększenia mocy obliczeniowej prądnicy z niesterowanym prostownikiem wyjściowym nie pozostają stałe, lecz zmieniają się wraz z obciążeniem, co można wyjaśnić zmieniającym się składem harmonicznym prądu i napięcia prądnicy. W prądnicy z wirnikiem klatkowym i wsypywanym uzwojeniem stojana (taki był badany model prądnicy) zwiększenie mocy obliczeniowej prądnicy dla stojana wynosi około 4,5%, dla wirnika około 8,5%.

### 2.3.9. Zjawiska rezonansowe w prądnicy z prostownikiem wyjściowym, spowodowane wyższymi harmonicznymi czasowymi

Ważnym, z punktu widzenia warunków pracy baterii kondensatorów wzbudzających, jest problem, związany z możliwością wystąpienia zjawisk rezonansowych. Jak wiadomo, prostownik półprzewodnikowy jest źródłem wyższych harmonicznymi, które mogą powodować rezonanse w obwodach L-C, utworzonych przez fazy prądnicy i kondensatory wzbudzające.



Rys.2.37. Schemat zastępczy prądnicy dla oceny możliwości wystąpienia zjawisk rezonansowych

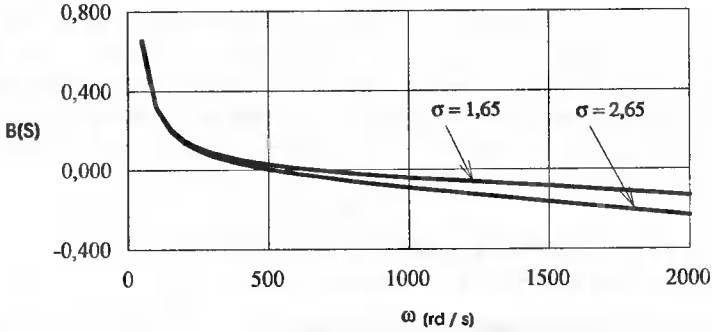
Jest zupełnie możliwe, że dla pewnych wartości tych parametrów w prądnicy o wzbudzeniu równoległym wystąpi rezonans prądów. Dla oceny możliwości wystąpienia zjawisk rezonansowych dla wyższych harmonicznymi należy sporządzić charakterystykę częstotliwościową układu maszyna indukcyjna - bateria kondensatorów wzbudzających. Charakterystykę tę określa się dla schematu zastępczego, przedstawionego na rysunku 2.37.

Zastępcza indukcyjność  $L_z = \frac{L'_{s2} \cdot L_m}{L'_{s2} + L_m} + L_{s1} \approx L_{s1} + L'_{s2}$ , bowiem dla wyższych harmonicznymi

$s_{vz} \approx 1$  i  $X'_{vz}/s = X'_{s2v}$ .

Na rys.2.38 przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe  $B = \left(1/\omega L_z\right) - \omega C$  modelowej prądnicy o mocy (maszyny)  $P_N = 3\text{kW}$  dla dwóch wartości współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego:  $\sigma = 1,65$  - odpowiadającego stanowi jałowemu prądnicy dla napięcia  $U_{10} = 230\text{V}$ ;  $\sigma = 2,65$  - odpowiadającego końcowej wartości przedziału zalecanych nasycień (prąd biegu jałowemu stanowi około 95% prądu znamionowego prądnicy).

Powstanie rezonansu prądów jest możliwe dla częstotliwości, odpowiadających punktom przecięcia charakterystyk częstotliwościowych z osią odciętych. Jak wynika z rysunku 2.38, dla rozpatrzonego zakresu nasycień rezonans prądów jest możliwy dla drugiej harmonicznymi, która nie występuje w widmie (patrz rys.2.30). Przy mniejszych współczynnikach nasycenia obwodu magnetycznego punkt przecięcia się charakterystyki częstotliwościowej z osią odciętych przemieszcza się w kierunku wyższych częstotliwości, jednak dla mających sens wartości  $\sigma$ , punkt ten leży daleko od częstotliwości najbliższej znaczącej harmonicznymi (piątej).



Rys.2.38. Charakterystyki częstotliwościowe PI dla różnych współczynników nasycenia obwodu magnetycznego

Przeprowadzone badania eksperymentalne potwierdziły słuszność powyższych rozważań. W obserwowanych przebiegach nie zaobserwowano zjawisk, charakterystycznych dla rezonansu (patrz rys. 2.23).

### 2.3.10. Podsumowanie uzyskanych wyników

Podsumowując uzyskane w niniejszym rozdziale wyniki można sformułować następujące wnioski:

1. Przedstawiony w rozdziale 2.3.2 model matematyczny API o wzbudzeniu kondensatorowym z obciążeniem dołączonym przez prostownik, zawierający równania różniczkowe opisujące prądnicę z uwzględnieniem nasycenia obwodu magnetycznego dla strumienia głównego w osiach  $\alpha, \beta$  w połączeniu z funkcjami przełączającymi, pozwala badać dynamiczne, quasi-statyczne i statyczne stany pracy oraz analizować zależności energetyczne w prądniczy i baterii kondensatorów. Zapewnia zadowalającą dokładność obliczeń i zbieżność wyników obliczeń z danymi eksperymentalnymi.
2. Prądnicza indukcyjna o wzbudzeniu kondensatorowym z obciążeniem dołączonym przez prostownik posiada szereg specyficznych, dotychczas nie do końca zbadanych cech, których wyjaśnienie było możliwe dzięki badaniom symulacyjnym z wykorzystaniem opracowanego modelu matematycznego. W oparciu o te badania i ich doświadczalną weryfikację można stwierdzić, że:
  - a) obecność pojemności na wejściu prostownika w sposób istotny wpływa na komutację zaworów półprzewodnikowych. Dla obciążeń mniejszych od  $0,6 P_N$  komutacja ma charakter natychmiastowy. Przy dalszym wzroście obciążeń kąt komutacji zwiększa się do około  $30^\circ \text{el.}$ . Znaczy to, że w granicach stabilności statycznej prądnicy ma miejsce wyłącznie pierwszy rodzaj pracy prostownika, tj. przewodzenie po jednym zaworze z każdej grupy w przedziałach międzykomutacyjnych i przewodzenie 2-3 zawory w przedziałach komutacji;
  - b) wielofazowy niesterowany prostownik, zasilany z PI o wzbudzeniu kondensatorowym, stanowi dla prądnicy obciążenie rezystancyjno-pojemnościowe. Kąt przesunięcia fazowego między pierwszymi harmonicznymi prądu i napięcia na wejściu prostownika może dochodzić do  $\Delta\varphi = 13-16^\circ \text{el.}$  Powo-

- duje to wytwarzanie przez prostownik mocy biernej pojemnościowej, której wartość, w zależności od współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego i obciążenia, może dochodzić do 30% mocy biernej baterii kondensatorów wzbudzących. Powoduje to usztywnienie charakterystyki zewnętrznej oraz zwiększenie przeciążalności prądnicy;
- c) dla oceny wskaźników energetycznych prostownika, zasilanego z PI o wzbudzeniu kondensatorowym, najbardziej celowe jest wykorzystać współczynnik przesunięcia fazowego między pierwszymi harmonicznymi napięcia i prądu na wejściu prostownika, ponieważ współczynnik mocy prostownika, określaną zazwyczaj jako iloczyn współczynnika przesunięcia fazowego i współczynnika odkształcenia, nie odzwierciedla specyfiki pracy układu z przesunięciem fazowym o charakterze pojemnościowym i nie pozwala poprawnie obliczyć bilansu energetycznego prądnicy;
- d) powtarzające się okresowo zwieranie dwóch kolejnych faz prądnicy w procesie komutacji prowadzi do tego, że pole prądnicy jest okresowo przyspieszane i przyhamowywane w stosunku do wirnika, wirującego ze stałą prędkością obrotową  $\omega$ . Prowadzi to do wahań poślizgu prądnicy o częstotliwości, odpowiadającej pulsowości prostownika, a średnia (za okres) wartość częstotliwości charakteryzuje moc czynną, oddawaną przez prądnicę do obciążenia;
- e) wytwarzana w prądnicie z prostownikiem niesterowanym dodatkowa moc bierna pojemnościowa wpływa na skrócenie czasu trwania procesów przejściowych w porównaniu z prądnicą bez prostownika dla porównywalnych obciążeń.
3. Wykorzystanie API z prostownikiem sterowanym [45] może znaleźć jedynie ograniczone zastosowanie do stabilizacji napięcia wyjściowego. Wynika to z faktu, że prostownik sterowany jest źródłem mocy biernej indukcyjnej, które pogarsza bilans mocy biernych prądnicy, powodując szybkie zmniejszanie sztywności charakterystyki zewnętrznej i przeciążalności.
  4. Przy pracy API z prostownikiem wyjściowym następuje odkształcenie prądów i napięć prądnicy i baterii kondensatorów. Skład harmonicznym zależy od wielkości obciążenia, jednak we wszystkich przypadkach najbardziej znaczącymi są harmoniczne 5 i 7 (patrz rys.2.30). Najmocniej wyrażonymi są wyższe harmoniczne prądu baterii kondensatorów. Amplituda piątej harmonicznnej prądu kondensatorów dochodzi do około 100%, a siódmej do 40% amplitudy pierwszej harmonicznnej. Pogarsza to warunki pracy baterii kondensatorów wzbudzących, zwiększając wydzielające się w nich straty. W trakcie badania modelowych prądnic ustalono, że straty te nie powodują nagrzewania się kondensatorów wzbudzących powyżej dopuszczalnej temperatury (krajowe kondensatory energetyczne typu CLMD produkcji "Elektromontażu" Bydgoszcz na licencji firmy ABB [69]).
  5. Dodatkowe straty, spowodowane wyższymi harmonicznymi czasowymi wnoszonymi przez prostownik i obciążającymi prądnicę i kondensatory, powodują konieczność zmniejszenia obciążeń elektromagnetycznych lub zwiększenia mocy obliczeniowej prądnicy. W prądnicach z wirnikiem klatkowym i wsypanym uzwojeniem stojana dominującymi są straty, spowodowane wypieraniem prądu w uzwojeniu wirnika. Dlatego też zmianę mocy obliczeniowej prądnicy należy oceniać oddzielnie dla stojana i wirnika z tym, aby w końcowym etapie

określić typową moc maszyny ze względu na najbardziej obciążoną jej część. Na podstawie analizy harmonicznych dla kilku wariantów prądnic, pracujących w różnych warunkach obciążenia, ustalono, że przy pracy PI z obciążeniem dołączonym przez niesterowany prostownik, obciążenie prądnicy powinno być zmniejszone o 8,5% (w stosunku do mocy prądnicy bez prostownika) i tak zmniejszoną moc należy uważać jako znamionową dla takiej prądnicy. W przypadku projektowania maszyny indukcyjnej od początku z przeznaczeniem do pracy prądnicowej z prostownikiem należy przewidzieć zapasy ze względu na prąd dla stojana 5,5%, a dla wirnika 8,5%. Stosunkowo niewielkie w porównaniu z prądnicami synchronicznymi obniżenie typowej mocy PI przy pracy na prostownik należy wyjaśnić filtrującym działaniem baterii kondensatorów wzbudzających.

6. Rozważania teoretyczne, obliczenia i badania eksperymentalne wskazują na nie występowanie rezonansu prądów dla żadnej z harmonicznych, generowanych przez prostownik. Przy zmniejszaniu nasycenia obwodu magnetycznego teoretycznie możliwa częstotliwość rezonansowa przemieszcza się w kierunku 5 harmonicznej, jednak ewentualny rezonans dla tej harmonicznej mógłby wystąpić jedynie dla tak małych współczynników nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy, które nie miałyby fizycznego sensu w realnych maszynach.

#### 2.4. Układy stabilizacji napięcia wyjściowego autonomicznych prądnic indukcyjnych o wzbudzeniu kondensatorowym

Z rozważań przedstawionych w rozdziale 2.1 wynika, że API z wirnikiem klatkowym pracują najczęściej przy stabilizowanej z określoną dokładnością prędkości obrotowej wału. Dlatego też niżej rozpatrzono tylko układy stabilizacji napięcia stosowane w prądnicach ze stałą prędkością obrotową wirnika  $\omega = \text{const}$ .

Istniejące układy stabilizacji napięcia wyjściowego API można podzielić na kilka grup w zależności od sposobu oddziaływania na strumień główny, technicznej realizacji oraz użytych do tego celu elementów [6]. W niżej zamieszczonych rozważaniach pominięto układy stabilizacji, które w chwili obecnej nie znajdują już zastosowania, np. układy z autotransformatorem i dławikami nasycanymi, podmagnesowaniem jarzma stojana, układy z regulatorami mocy biernej indukcyjnej [42,80], układy kompaudancyjne [35], układy z kondensatorami nieliniowymi [8,125,157] oraz dyskretne układy stabilizacji w ich konwencjonalnym wykonaniu [7,145]. Ograniczono się jedynie do układów, które, zdaniem autora, są perspektywiczne i mogą zdecydować o szerszym zastosowaniu API o wzbudzeniu kondensatorowym. Do takich układów autor zalicza opracowane przez siebie układy stabilizacji napięcia z wagowo dobieraną liczbą stopni kondensatorów regulacyjnych i regulatorem o podwójnej strefie histerezy oraz układy stabilizacji napięcia działające na zasadzie modulacji czasu załączenia kondensatorów regulacyjnych.



### 2.4.1. Łączniki półprzewodnikowe dla układów stabilizacji napięcia wyjściowego prądu indukcyjnych

Wszystkie znane z literatury krajowej łączniki półprzewodnikowe prądu przemiennego zostały opracowane dla potrzeb statycznych kompensatorów mocy biernej, służących do poprawy współczynnika mocy. Dotyczy to zarówno łączników diodowo-tyrystorowych, dwutyristorowych i symistorowych [149], jak i nieco nowszych konstrukcji łączników z dwuetapowym załączaniem [141].

Warunki pracy łączników półprzewodnikowych w układach stabilizacji napięcia PI różnią się od warunków w statycznych kompensatorach mocy biernej. Do najistotniejszych różnic należy zaliczyć konieczność komutowania nierozładowanych kondensatorów, zmieniającą się wraz z obciążeniem częstotliwość oraz częste przełączanie.

Tak więc, w przypadku układów stabilizacji napięcia PI o wzbudzeniu kondensatorowym z dyskretnym sposobem stabilizacji napięcia, jako aktualne zadanie, pojawia się opracowanie łącznika, który będzie spełniał stawiane mu przez te układy wymagania.

Przeprowadzona przez autora próba zastosowania istniejących rozwiązań łączników w układach stabilizacji napięcia PI o wzbudzeniu kondensatorowym wykazała małą ich przydatność. Generalną wadą tych łączników były zbyt długie czasy komutacji, uniemożliwiające uzyskanie poprawnych charakterystyk dynamicznych API, trudności z synchronizacją w stanach dynamicznych oraz konieczność stosowania rezystorów rozładowniczych. Nie znaleziono również potrzebnego rozwiązania łącznika w stosunkowo skąpej literaturze światowej na ten temat. W tej sytuacji zaszła konieczność opracowania łącznika półprzewodnikowego specjalnie pod kątem wymagań układów stabilizacji napięcia API.

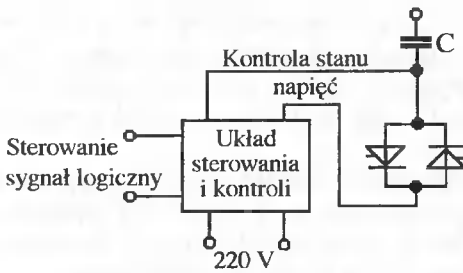
#### *Uniwersalny łącznik półprzewodnikowy dla układów stabilizacji napięcia wyjściowego API*

Dla potrzeb API opracowano uniwersalny moduł łącznika półprzewodnikowego, umożliwiający tworzenie różnych konfiguracji łączników (diodowo-tyrystorowe, dwutyristorowe) zarówno na napięcie fazowe, jak i międzyfazowe, pozwalający na bezударową komutację stopni kondensatorów regulacyjnych, połączonych w gwiazdę bądź w trójkąt. Schemat funkcjonalny wariantu dwutyristorowego opracowanego łącznika przedstawiono na rys. 2.39.

Najistotniejszą cechą, odróżniającą ten łącznik od istniejących rozwiązań łączników, jest samokontrola napięcia na łączniku i załączanie kondensatora w najbliższym momencie czasowym, w którym możliwe jest jego bezударowe załączenie. Warunki załączania łącznika są następujące:

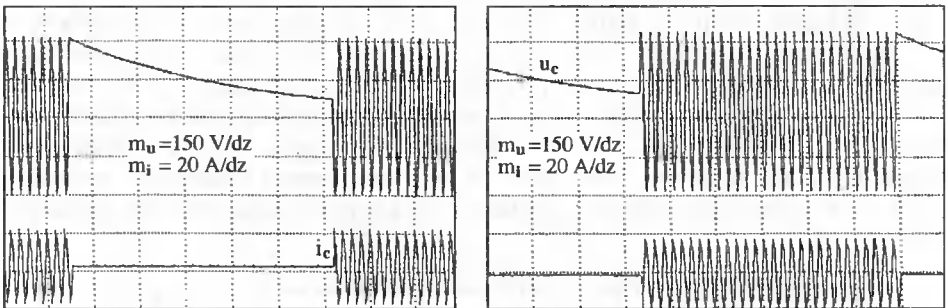
- istnienie napięcia zasilania łącznika,
- występowanie sygnału zezwolenia załączania z regulatora,
- wypadkowe napięcie na łączniku (wartość chwilowa) bliskie zeru (przyjęto  $\leq 5V$ ).

Tak skonstruowany łącznik umożliwia załączanie nierozładowanych kondensatorów, przy czym maksymalny czas odpowiedzi na sygnał sterujący wynosi pół okresu. Całkowity



Rys.2.39. Schemat funkcjonalny uniwersalnego łącznika półprzewodnikowego dla układów stabilizacji API

czas załączania trójfazowego stopnia kondensatorów regulacyjnych nie przekracza 25-30 milisekund, a maksymalny udar prądowy przy załączaniu nie przekracza wartości ustalonej prądu kondensatora. Potwierdza to rys.2.40. Jak widać, załączanie kondensatora może następować w dowolnej chwili, w której spełnione są warunki bezударowego załączania, niezależnie od stopnia naładowania kondensatora, wartości napięcia zasilającego i częstotliwości.

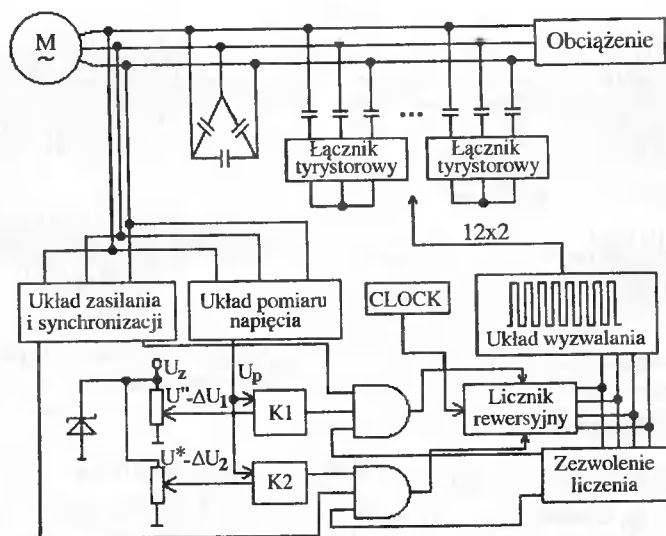


Rys.2.40. Oscylogramy napięcia i prądu kondensatora o pojemności 200 µF dla dwóch różnych chwil załączania (napięcie fazowe 220 V)

Opracowany łącznik posiada prosty układ sterowania i jest pozbawiony praktycznie wszystkich wad poprzednio omówionych łączników, co szczególnie predysponuje go do stosowania w układach stabilizacji napięcia PI. Ponadto łącznik ten może być stosowany we wszystkich innych układach w tym również w układach zasilanych napięciem odkształconym.

#### 2.4.2. Układ stabilizacji napięcia wyjściowego prądnic z minimalną liczbą stopni kondensatorów regulacyjnych

Opracowany przez autora opisany niżej układ stabilizacji napięcia PI należy do grupy tzw. układów minimalnych, tj. takich, które składają się tylko z maszyny indukcyjnej i kondensatorów o pojemności, wynikającej z założonej wielkości i charakteru obciążenia. Kondensatory są pogrupowane w stopnie, a pojemności tych stopni dobrane tak, aby otrzymać założoną dokładność stabilizacji napięcia prądnicy przy minimalnej liczbie stopni. Minimalną liczbę łączników osiąga się poprzez odpowiednie ich pogrupowanie i sterowanie. Schemat blokowy PI z analogowo-cyfrowym układem stabilizacji napięcia oraz minimalną liczbę stopni kondensatorów regulacyjnych przedstawiono na rys.2.41.



Rys.2.41. Schemat blokowy PI z analogowo-cyfrowym układem stabilizacji napięcia

Zasada działania układu stabilizacji oraz parametry i charakterystyki API z takimi układami zostały opisane w [46,47,102]. Pojemności  $k$ -tego stopnia określono z zależności:

$$C_{rk} = \Delta C \cdot 2^k \quad (k=0,1,2,3), \quad (2.60)$$

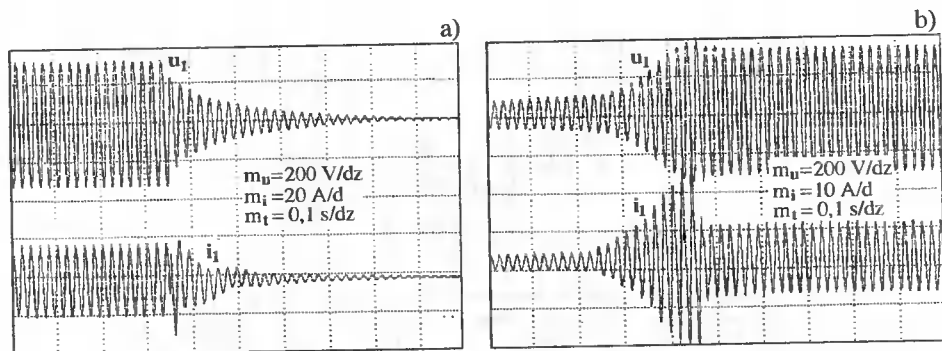
gdzie:

- $\Delta C = C_r / (2^n - 1)$  - pojemność najmniejszego stopnia regulacyjnego, określona założoną tolerancją stabilizowanego napięcia;  
 $n$  - liczba stopni;  
 $C_r$  - pojemność wszystkich kondensatorów regulacyjnych w jednej fazie.

Niekiedy autonomicznym układom zasilania energią elektryczną stawia się wymagania, aby umożliwiały one bezpośredni rozruch silnika indukcyjnego klatkowego o mocy równej 30% mocy znamionowej źródła. API z opisanym wyżej układem stabilizacji napięcia nie spełniała tego wymagania, co ilustruje rysunek 2.42.

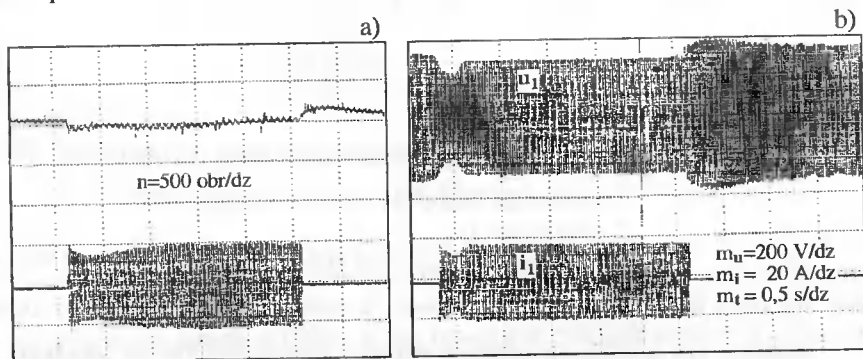
Z przebiegów przedstawionych na tym rysunku wynika, że napięcie prądnicy obniża się szybciej, niż następuje dołączanie stopni kondensatorów regulacyjnych. Podobnie rzecz ma się w przypadku ponownego wzbudzenia prądnicy (rys.2.42b), lecz w tym przypadku stopnie kondensatorowe odłączane są zbyt wolno, powodując znaczny udar prądu magnesującego.

Problem ten został rozwiązany przez wprowadzenie dodatkowego komparatora o szerszej strefie histerezy, powodującego natychmiastowe załączenie lub wyłączenie *wszystkich* stopni kondensatorów regulacyjnych przy gwałtownych i dużych zmianach napięcia wyjściowego prądnicy, np. przy bezpośrednim rozruchu silnika indukcyjnego klatkowego.



Rys.2.42. Przebiegi czasowe napięcia i prądu fazowego PI: a) przy próbie bezpośredniego rozruchu silnika indukcyjnego klatkowego o mocy równej ok. 30% mocy prądnicy; b) po odłączeniu silnika indukcyjnego

Zbudowany z silnika indukcyjnego klatkowego typu IS9-160L-6 o mocy  $P_N = 11\text{ kW}$  prototyp API zapewniał z opisanym układem stabilizacji napięcia parametry energii elektrycznej, satysfakcjonujące większość odbiorców. Po zoptymalizowaniu nastaw układu stabilizacji napięcia za pomocą modelu matematycznego i programu symulacyjnego, opisanych w rozdziale 4, prądnica ta zapewniała dokładność stabilizacji napięcia w statyce  $\pm 4,5\%$   $U_N$ , posiadała własności dynamiczne jak na rys.2.43 oraz zapewniała rozruch bezpośredni silnika indukcyjnego klatkowego o mocy  $0,3P_N$ .



Rys.2.43. Charakterystyki dynamiczne prądnicy przy załączeniu i odłączeniu znamionowego obciążenia rezystancyjnego: a) zmienność prędkości obrotowej napędu; b) przebiegi czasowe napięcia fazowego prądnicy i prądu obciążenia

Widoczne na rysunku 2.43 stosunkowo duże zmiany napięcia, towarzyszące załączeniu i odłączeniu znamionowego obciążenia rezystancyjnego są w znacznym stopniu spowodowane zmianami prędkości obrotowej napędu, którego moc w warunkach laboratoryjnych była porównywalna z mocą prądnicy.

#### 2.4.3. Układy stabilizacji napięcia ze sprzężeniem zwrotnym działające na zasadzie modulacji czasu załączenia kondensatorów regulacyjnych

Prądnice indukcyjne z tego typu układami stabilizacji napięcia stanowią najnowsze, dotychczas niepublikowane rozwiązanie, nie mające odzwierciedlenia w przedmio-

towej literaturze. Rozwiązanie to zapewnia minimalne koszty wytwarzania PI z takimi układami stabilizacji napięcia oraz zapewnia wyjątkową prostotę tych układów.

Prądnica indukcyjna składa się w tym przypadku z maszyny indukcyjnej klatkowej (silnika), baterii kondensatorów wzbudzających dołączonych do zacisków prądnicy na stałe, jednej baterii kondensatorów regulacyjnych dołączonych do zacisków prądnicy poprzez jeden trójfazowy łącznik półprzewodnikowy (lub dwa jednofazowe), regulatora oraz układu sterowania łącznikiem.

Wzbudzenie prądnicy w stanie jałowym zapewnia dołączona na stałe bateria kondensatorów wzbudzających, a stabilizacja napięcia wyjściowego odbywa się poprzez odpowiednie załączanie i wyłączenie baterii kondensatorów regulacyjnych.

Badaniami objęto dwa warianty układu stabilizacji napięcia PI:

- układ z komparatorem napięcia o zmiennej częstotliwości załączenia kondensatorów regulacyjnych  $f = \text{var}$ ;
- układ z regulatorem proporcjonalno-całkującym z modulacją czasu załączenia kondensatorów regulacyjnych o stałej częstotliwości  $f = \text{const}$ .

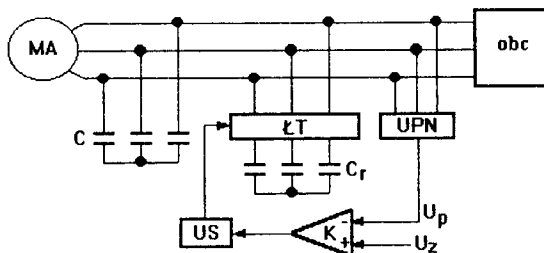
Jako elementy wykonawcze w obu układach zastosowano opracowany specjalnie dla układów stabilizacji napięcia uniwersalny łącznik tyrystorowy.

Wyniki badań (w większości eksperymentalnych) dla obu w/w wariantów układu stabilizacji napięcia PI będą przedmiotem dalszej części niniejszego rozdziału.

#### *Układ stabilizacji napięcia PI o zmiennej częstotliwości ( $f = \text{var}$ )*

Schemat blokowy takiego układu stabilizacji napięcia PI przedstawiono na rys.2.44.

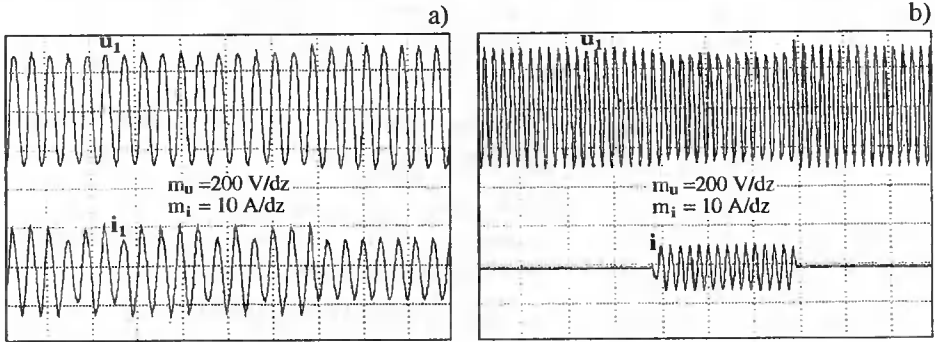
Napięcie  $U_p$ , proporcjonalne do napięcia prądnicy, jest podawane na węzeł sumacyjny komparatora K, na który jednocześnie jest podawane napięcie  $U_z$ , proporcjonalne do wartości zadanej napięcia prądnicy. Przy obniżeniu napięcia prądnicy poniżej dolnej granicy strefy histerezy na wyjściu komparatora pojawia się sygnał, zezwalający na załączenie baterii kondensatorów regulacyjnych, które następuje w najbliższej chwili czasowej, zapewniającej bezударowe załączenie baterii. Następuje proces narastania amplitudy generowanego napięcia. Po przekroczeniu górnej granicy strefy histerezy następuje odłączenie baterii kondensatorów regulacyjnych i zmniejszenie amplitudy napięcia. Przy stałym obciążeniu występuje więc powtarzający się proces narastania i opadania amplitudy generowanego napięcia prądnicy, przy czym częstotliwość powtarzania tego procesu jest zmienna.



Rys.2.44. Schemat blokowy układu stabilizacji napięcia PI z modulacją czasu załączenia kondensatorów regulacyjnych o zmiennej częstotliwości: UPN - układ pomiaru napięcia; K - komparator, US - układ sterowania łącznikami; LT - łącznik tyrystorowy

Badania wykonano dla obciążeń, przy których prąd stojana  $I_1$  był mniejszy lub równy prądowi znamionowemu maszyny  $I_N$ . Równość prądów  $I_1 = I_N$  odpowiada około

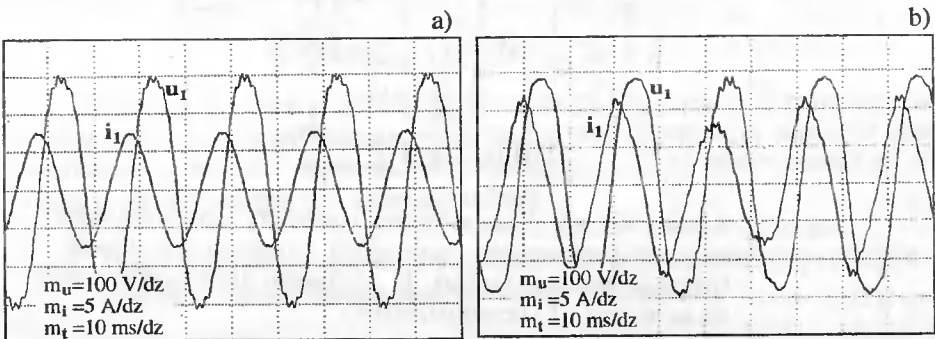
66% mocy znamionowej maszyny. Wynika to ze zwiększonych strat, spowodowanych znaczną ilością komutacji baterii kondensatorów regulacyjnych, w czasie których pole magnetyczne w maszynie nie jest kołowe oraz wyższymi harmonicznymi napięcia i prądu stojana występującymi w momentach komutacji kondensatorów. Przykładowe przebiegi czasowe napięcia i prądu prądnicy w stanie ustalonym przedstawiono na rys.2.45a, a w stanach niestabilnych na rys.2.45b. W obu przypadkach obciążenie prądnicy było takie, że  $I_1 = I_N$ . Pojemność baterii kondensatorów regulacyjnych była dobrana w ten sposób, aby przy obciążeniu rezystancyjnym, odpowiadającym mocy znamionowej maszyny, bateria pozostawała w stanie ciągłego załączenia.



Rys.2.45. Przebiegi czasowe napięć i prądów fazowych PI przy obciążeniu rezystancyjnym układu  $f = \text{var}$ : a) w stanie ustalonym dla obciążenia, przy którym  $I_1 = I_N$  z następującym odłączeniem obciążenia; b) w stanie dynamicznym (załączenie i odłączenie obciążenia jak wyżej)

Z przedstawionych oscylogramów wynika, że w stanie ustalonym napięcie wyjściowe PI z układem stabilizacji  $f = \text{var}$  przy obciążeniu rezystancyjnym w warunkach  $I_1 = I_N$  pozostaje praktycznie stałe. Obniżenia napięcia w momentach odłączenia kondensatorów regulacyjnych wynoszą około  $3,5\% U_N$ . W stanach dynamicznych w warunkach obciążenia jak wyżej, odchyłki napięcia od zadanej wartości wynoszą ok.  $8\% U_N$ .

Jakość generowanej przez takie API energii elektrycznej charakteryzuje rys.2.46. Rys.2.46a odnosi się do ustalonego stanu pracy prądnicy obciążonej prądem znamionowym (bateria kondensatorów regulacyjnych załączona), a rys.2.46b do stanu ustalonego tejże prądnicy lecz przy zmniejszonym obciążeniu (widoczne wyłączenie i załączenie baterii kondensatorów regulacyjnych).

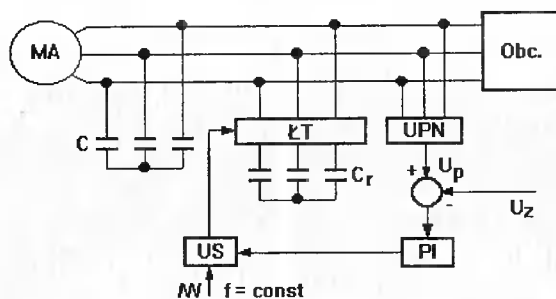


Rys.2.46. Oscylogramy prądu i napięcia fazowego prądnicy w stanie ustalonym przy obciążeniu rezystancyjnym: a) przy obciążeniu  $I_1 = I_N$ , b) przy obciążeniu  $I_1 < I_N$

Cechą negatywną PI z układami stabilizacji  $f = \text{var}$  jest znaczne zmniejszenie mocy znamionowej maszyny w stanie pracy prądnicowej w stosunku do mocy znamionowej w stanie pracy silnikowej.

**Układ stabilizacji napięcia PI o stałej częstotliwości załączania kondensatorów regulacyjnych ( $f = \text{const}$ )**

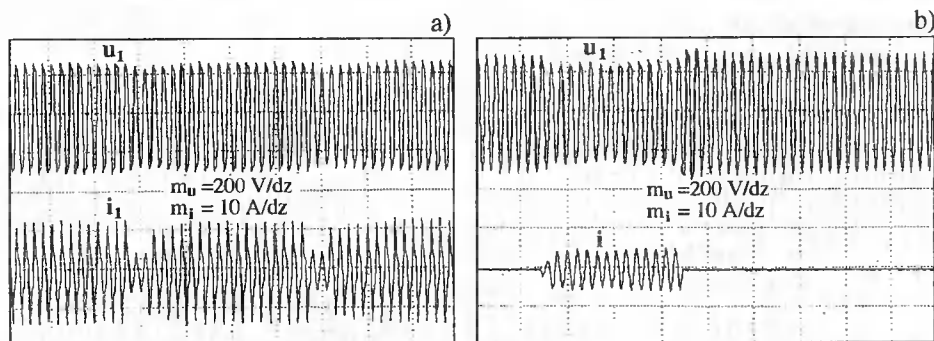
Schemat blokowy PI z takim układem stabilizacji napięcia przedstawiono na rys.2.47.



Rys.2.47. Schemat blokowy PI z układem stabilizacji napięcia  $f = \text{const}$ : UPN - układ pomiaru napięcia; PI - regulator proporcjonalno-całkujący; US - układ sterujący łącznikami, ŁT - łącznik tyrystorowy

W przedstawionym układzie częstotliwość załączania baterii kondensatorów regulacyjnych jest zadawana częstotliwością generatora  $f$ , a uchyb regulacji określa czas załączenia tych kondensatorów w przedziale czasu, określonym tą częstotliwością (np. na rys.2.48a kondensatory regulacyjne są załączone przez 18 okresów z 20 możliwych).

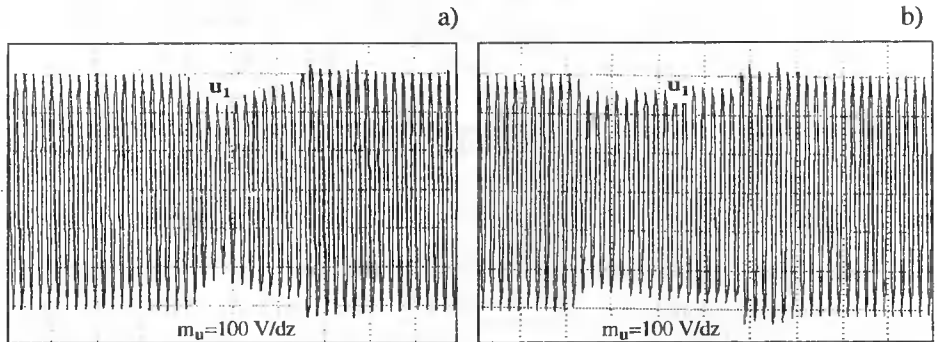
Przykładowe przebiegi czasowe dla układu o częstotliwości  $f = 5\text{Hz}$  przy obciążeniu rezystancyjnym, dla którego  $I_1 = I_N$ , przedstawiono na rys.2.48. Jak wynika z rys.2.48a, wahania napięcia prądnic w stanie ustalonym nie przekraczają 7%, a w stanie nieustalonym załączenia i wyłączenia obciążenia rezystancyjnego o wielkości jak wyżej - rzędu 16%.



Rys.2.48. Przebiegi czasowe napięcia i prądów fazowych PI z układem stabilizacji napięcia  $f = 5\text{Hz}$  przy obciążeniu rezystancyjnym, przy którym  $I_1 = I_N$ : a) napięcie i prąd prądnic w stanie ustalonym. b) napięcie prądnic i prąd obciążenia w stanie nieustalonym załączenia i wyłączenia obciążenia

Dalsze badania PI z układem regulacji  $f = \text{const}$  wykazały, że napięcie wyjściowe prądnicy zależy od charakteru obciążenia oraz od częstotliwości generatora napięcia piłokształtnego. W przypadku obciążenia typu R-L  $\cos\varphi 0,8_{\text{ind}}$  ( $I_1 = I_N$ ) obniżenie napięcia w stanie ustalonym wynosiło 4%, a w stanie niestabilnym 15%.

Wpływ częstotliwości generatora napięcia piłokształtnego układu stabilizacji napięcia na napięcie wyjściowe prądnicy ilustruje rys.2.49.

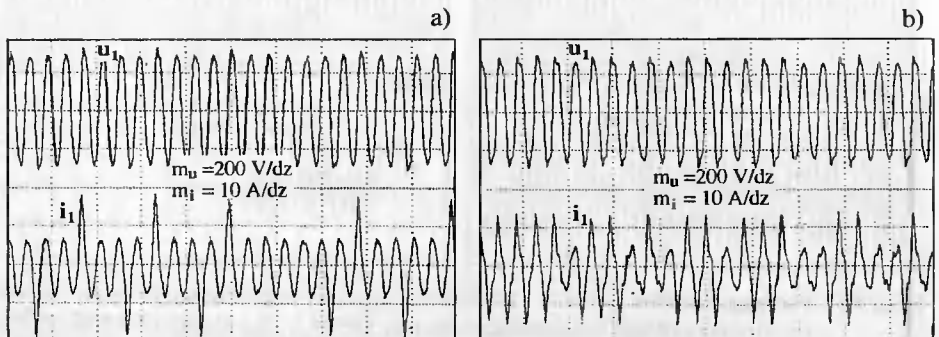


Rys.2.49. Przebiegi napięcia wyjściowego PI przy dwóch częstotliwościach układu stabilizacji napięcia: a) przy częstotliwości  $f = 5\text{Hz}$ , b) przy częstotliwości  $f = 10\text{Hz}$ . Załączenie i wyłączenie obciążenia typu R-L o  $\cos\varphi = 0,8_{\text{ind}}$  ( $I_1 = I_N$ )

Analiza uzyskanych wyników wykazała, że niezbędna jest optymalizacja parametrów obu wariantów układu stabilizacji napięcia PI zarówno co do częstotliwości załączania baterii kondensatorów regulacyjnych, jak i szerokości strefy histerezy.

W tym celu został opracowany model matematyczny PI analogiczny do modelu opisanego w p.2.2.1, lecz we współrzędnych fazowych.

Na rys.2.50 przedstawiono oscylogramy napięcia i prądu fazowego prądnicy dla wariantu układu  $f = \text{var}$  z nastawami uzyskanymi w wyniku obliczeń optymalizacyjnych, przy czym kryterium optymalizacji było uzyskanie minimalnych odchyłek napięcia w stanie ustalonym przy różnych rodzajach obciążenia. Pojemność baterii kondensatorów regulacyjnych została dobrana tak, aby przy załączonym obciążeniu typu R-L o  $\cos\varphi = 0,65_{\text{ind}}$  bateria ta była załączona na stałe.



Rys.2.50. Przebiegi czasowe prądu i napięcia fazowego PI z układem stabilizacji napięcia  $f = \text{var}$ : a) przy obciążeniu rezystancyjnym ( $I_1 = I_N$ ); b) przy obciążeniu typu R-L o  $\cos\varphi = 0,8_{\text{ind}}$  ( $I_1 = I_N$ )



Tak zaprojektowana prądnica przy obciążeniu rezystancyjnym ( $I_1 = I_N$ ) zapewnia w stanie ustalonym zmienność napięcia rzędu  $5\% U_N$ , a przy obciążeniu typu R-L -  $7\% U_N$ .

Oceniając wyniki badań należy stwierdzić, że opracowane układy stabilizacji napięcia PI z modulacją pojemności z jedną tylko baterią kondensatorów regulacyjnych stanowią nową klasę układów stabilizacji PI. Układy te cechuje maksymalna prostota powodująca zmniejszenie do minimum kosztów wytwarzania PI o wzbudzeniu kondensatorowym.

Z przeprowadzonych dotychczas badań wynika, że przy obciążeniu rezystancyjnym prądnice z układami stabilizacji napięcia  $f = \text{var}$  zapewniają stabilność napięcia wyjściowego w stanie ustalonym przy obciążeniu znamionowym nie gorszą niż  $\pm 4\% U_N$ , a w stanach nieustalonych rzędu  $\pm 10\% U_N$ . Parametry te są na ogół wystarczające dla przypadków PI z obciążeniem rezystancyjnym. Analogiczne parametry przy znamionowym obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym o  $\cos\varphi_{\text{ind}} = 0,8_{\text{ind}}$  wynoszą  $\pm 7\% U_N$  i  $\pm 15\% U_N$ .

Lepsze parametry stabilizacji napięcia PI uzyskuje się w przypadkach układów stabilizacji  $f = \text{const}$ . Układy te wymagają jednak dalszych prac, głównie optymalizacyjnych, przy czym jako kryterium optymalizacji należy przyjąć nie tylko dokładność stabilizacji napięcia prądnicy ale również stopień zmniejszenia mocy w stosunku do mocy znamionowej przy pracy silnikowej.

Konieczność zmniejszenia mocy znamionowej maszyny indukcyjnej w stanie pracy prądnicowej w tym przypadku jest spowodowana przede wszystkim dużą liczbą łączy baterii kondensatorów regulacyjnych. Przy synchronizowanym załączaniu i wyłączeniu baterii kondensatorów występują stany niesymetryczne, charakteryzujące się tym, że w pewnych przedziałach czasowych do maszyny dołączona jest tylko jedna lub dwie fazy tej baterii. W polu magnetycznym pojawia się wtedy składowa przeciwna pola, w stosunku do której maszyna znajduje się w stanie pracy hamulcowej. Konsekwencją jest zwiększenie strat mocy w wirniku i konieczność ograniczenia mocy prądnicy w stosunku do mocy znamionowej maszyny pracującej jako silnik. Zwiększenie strat powoduje także obecność wyższych harmonicznnych prądów i napięć.

Dalsza poprawa stabilizacji napięcia w PI z omówionymi układami stabilizacji napięcia jest możliwa poprzez podzielenie baterii kondensatorów regulacyjnych na dwie części, z których jedna będzie pracowała z modulacją pojemności, a druga bez niej. Druga część tej baterii będzie automatycznie dołączona lub odłączona od prądnicy po wykorystaniu możliwości modulacji pojemności pierwszej części baterii kondensatorów regulacyjnych.

Wadą prądnic z omówionymi układami stabilizacji napięcia jest zmniejszenie mocy znamionowej prądnicy w porównaniu do mocy przy pracy silnikowej. Określenie nowej mocy znamionowej maszyny indukcyjnej (silnika) w stanie pracy prądnicowej dla każdego z wymienionych wariantów układu stabilizacji napięcia prądnicy stanowi kolejny problem, nad którym należy się skupić przy kontynuacji badań.

## 2.5. Polowo-obwodowa analiza zjawisk w autonomicznej prądnicy indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym

Własności prądnicy indukcyjnej w znacznym stopniu zależą od parametrów maszyny, które mogą decydować o wskaźnikach konstrukcyjnych i eksploatacyjnych tego typu prądnic, a także o celowości ich stosowania oraz konkurencyjności w stosunku do analo-

gicznych prądnic synchronicznych. W zależności od rodzaju wzbudzenia (kondensatorowe, przekształtnikowe) wymagania odnośnie parametrów maszyny mogą być różne, a niekiedy wręcz przeciwstawne.

W przypadku prądnic o wzbudzeniu kondensatorowym, szczególnie w przypadku, kiedy obciążenie podłączone jest przez prostownik, wskazany jest wybór maszyny indukcyjnej o dużym współczynniku nasycenia obwodu magnetycznego. W prądnicach o wzbudzeniu przekształtnikowym odwrotnie.

W praktyce na ogół nie wykonuje się maszyn indukcyjnych z przeznaczeniem do pracy prądnicowej. W układach generowania energii elektrycznej z prądnicami indukcyjnymi wykorzystuje się zwykle maszyny zaprojektowane z myślą o pracy silnikowej. Pojawia się więc problem przystosowania maszyny zaprojektowanej jako silnik do pracy jako prądnicza tak, aby uzyskać korzystne charakterystyki prądnicy przy minimalnych zmianach konstrukcyjnych silnika. Przeprowadzone badania wykazały, że podstawowym zadaniem działań przystosowawczych jest zapewnienie odpowiedniego współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego maszyny indukcyjnej. Nasuwają się tu dwa sposoby oddziaływania na wartość współczynnika nasycenia obwodu magnetycznego maszyny przy zachowaniu minimalnych zmian konstrukcyjnych:

- poprzez zmianę liczby zwojów uzwojenia stojana;
- poprzez zmianę długości pakietu blach wirnika.

Do zbadania wpływu wymienionych zmian konstrukcyjnych na charakterystyki statyczne i dynamiczne prądnicy, niezbędny jest model matematyczny i program narzędziowy, pozwalający analizować własności statyczne i dynamiczne prądnicy na etapie projektowania tych zmian. Biorąc powyższe pod uwagę, opracowano i wdrożono polowo-obwodowy model prądnicy indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym. Wybierając model polowo-obwodowy wzięto pod uwagę następujące aspekty:

- coraz częstsze stosowanie ujęcia polowo-obwodowego w algorytmach projektowania silników indukcyjnych;
- istnienie algorytmów i programów obliczeniowych do polowo-obwodowej symulacji stanów pracy silników indukcyjnych [1,19];
- przydatność programu do analizy zjawisk w prądnicie indukcyjnej z maszyną projektowaną od początku z przeznaczeniem do pracy prądnicowej.

### **2.5.1. Polowo-obwodowy model matematyczny prądnicy indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym**

Opracowany model matematyczny [20,48] zawiera równania, opisujące rozptyły strumienia w prądnicie i równania, które językiem teorii obwodów opisują strukturę połączeń uzwojeń i dołączonych zewnętrznych elementów o parametrach skupionych [21, 112,147].

#### ***Równania opisujące rozkład pola magnetycznego***

Rozpatrywana jest maszyna indukcyjna o strukturze walcowej. Przyjęto, że oś wału maszyny pokrywa się z osią z kartezjańskiego układu współrzędnych. Jeśli nie uwzględnić zjawisk związanych ze skosem żłobków, to symulując stany pracy maszyny można przyjąć, że występujące w niej pole elektromagnetyczne charakteryzuje się symetrią płaszczyznową i wielkości polowe nie zależą od współrzędnej  $z$ . W rozpatrywanym układzie wektorowy potencjał magnetyczny wyraża się zatem za pomocą składowej  $A_z = A_z(x,y,t)$ .

Przy tworzeniu polowo-obwodowego modelu stanów pracy maszyny indukcyjnej wygodnie jest wprowadzić pojęcie zmodyfikowanego potencjału magnetycznego  $\phi(x, y, t)$ . Potencjał ten definiuje się jako iloczyn składowej  $A_z(x, y, t)$  i mierzonej w kierunku osi z długości  $l = l(x, y)$  magnetowodu maszyny.

Zmodyfikowany potencjał  $\phi$  odpowiada strumieniowi magnetycznemu, przenikającemu na długości  $l$  pomiędzy prostą  $x = \text{const}$ ,  $y = \text{const}$  a zewnętrzną powierzchnią  $S$  jarzma stojana. Rozkład potencjału  $\phi$  wyznacza się metodami polegającymi na dyskretyzacji przestrzeni. Rozpatrywany obszar w płaszczyźnie  $x, y$  dzieli się na elementy i poszukuje się funkcji  $\phi$ , opisujących przebiegi czasowe potencjału  $\phi$  w narożach  $Q_i = Q(x_i, y_i)$  tych elementów, tj. funkcji określających zmiany w czasie strumienia przenikającego na długości  $l_i$  przez powierzchnie zawarte pomiędzy prostymi  $L_i = L(x = x_i, y = y_i, z)$  a powierzchnią  $S_{zj}$ . Relacje pomiędzy potencjałami naroży otrzymuje się ekstremalizując funkcjonal opisujący koenergię układu. W rezultacie dochodzi się do zależności, które są różnicową formą zapisu prawa przepływu dla podobszarów przyporządkowanych narożom siatki dyskretyzującej. Układ różnicowych równań przepływu można zapisać w następującej formie macierzowej:

$$[S_\mu] [\phi] = [\Theta], \quad (2.61)$$

gdzie:

$[S_\mu]$  - macierz reluktancji,

$[\phi]$  - wektor potencjałów  $\phi_i$ ,

$[\Theta]$  - wektor przepływów  $\Theta_i$  w obszarach  $S_i$  przyporządkowanych węzłom siatki dyskretyzującej.

Przepływy  $\Theta_i$  wyraża się za pomocą gęstości prądu przewodnictwa. Wyodrębnia się przy tym dwa układy różniące się proporcjami wymiarów pola powierzchni obszaru  $S_i$  i pola powierzchni przekroju przewodów: (a) - układ z cienkimi przewodami o polu powierzchni przekroju  $S_p$  przewodu mniejszym lub równym polu powierzchni  $S_{ei}$  obszaru  $S_i$ , tj.  $S_p \leq S_{ei}$ ; (b) - układ z masywnymi elementami przewodzącymi o polu powierzchni przekroju  $S_p$  większym od pola powierzchni obszaru  $S_i$ , tj.  $S_p > S_{ei}$ .

W układzie z cienkimi przewodami przepływ  $\Theta_i$  jest sumą prądów w przewodach przyporządkowanych obszarowi  $S_i$  [25]. W układzie z masywnymi przewodami przepływ  $\Theta_i$  jest częścią całkowitego prądu, a obszar  $S_i$  obejmuje przyporządkowane węzłowi  $Q_i$  "elementarne" i-te włókno przewodzące.

#### **Równania napięciowe uzwojeń**

Przyjęto, że zarówno uzwojenie o cienkich przewodach, jak i uzwojenia prętowe są złożone z elementarnych włókien przewodzących. W przypadku cienkich przewodów włókno reprezentuje bok zwoju. Masywne przewody złożone są zaś z równoległe połączonych włókien przyporządkowanych węzłom [22]. Jeśli uwzględnić, że z  $i$ -tym elementarnym włóknom przewodzącym skojarzony jest strumień  $\phi_i$ , to wektor  $[u_i]$  napięć na włóknach można wyrazić następująco:

$$[u_i] = [R_i] [i_i] + p[\phi], \quad (2.62)$$

przy czym:

$[R_i]$  - diagonalna macierz rezystancji włókien,

$[i_i]$  - wektor prądów włókien,  $p = d/dt$ .

Napięcia  $u$  na włóknach leżących w obrębie masywnego przewodu są jednakowe i równe napięciu  $u$  na przewodzie, co w odniesieniu do wszystkich przewodów można zapisać następująco:

$$[u_i] = [k_b][u_p], \quad (2.63)$$

gdzie:

$[u_p]$  - wektor napięć na przewodach;

$[k_b]$  - macierz przejścia od wektora napięć na przewodach do wektora napięć na włóknach.

Całkowity prąd  $i_p$  w masywnym przewodzie otrzymuje się sumując prądy w włóknach. Operację sumowania można wyrazić poprzez iloczyn macierzy transponowanej do  $[k_b]$  i wektora  $[i_i]$  prądów włókien:

$$[i_p] = [k_b]^T [i_i]. \quad (2.64)$$

Wykorzystując zależności (2.62÷2.64) wyznaczyć można równanie napięciowe dla prętów:

$$[u_p] = [R_p][i_p] + [k_s]^T p[\phi], \quad (2.65)$$

w którym:

$[R_p] = \{[k_b]^T [R_i]^{-1} [k_b]\}^{-1}$  - diagonalna macierz rezystancji prętów;

$[k_s] = \{[R_i]^{-1} [k_b] [R_p]\}^T$  - macierz przejścia od wektora strumieni skojarzonych z włóknami (wektora  $[\phi]$ ) do wektora strumieni skojarzonych z prętami.

W równaniu (2.65) pominięto napięcia  $[u_e]$  na wystających poza rdzeń częściach pręta. Części te można potraktować jako elementy skupione o zadanej rezystancji  $R_e$  i indukcyjności  $L_e$ . W rezultacie wektor  $[u_u]$  napięć na prętach wyraża się następująco:

$$[u_u] = [u_p] + [u_e] = \{[R] + p[L_e]\} [i_p] + [k_s]^T p[\phi]. \quad (2.66)$$

Z przedstawionych zależności wyznaczyć można wyrażenie opisujące występujący w równaniu (2.61) wektor przepływów. W układzie z masywnymi przewodami wektor ten odpowiada wektorowi  $[i_i]$  prądów włókien. Wykorzystując zależność (2.62) oraz uwzględniając wyrażenia (2.63) i (2.65) otrzymuje się:

$$[\Theta] = [i_i] = [k_s][i_p] + [k_s][R_p]^{-1}[k_s]^T p[\phi_i] - [R_i]^{-1} p[\phi]. \quad (2.67)$$

Rozpatrując struktury o cienkich przewodach ograniczono się do najbardziej typowych układów, w których uzwojenie złożone jest z szeregowo połączonych zwojów. W takim przypadku przepływ  $\Theta$ , znajduje się mnożąc prąd  $i_q$   $q$ -tego uzwojenia przez liczbę  $z_{iq}$  boków zwojów tego uzwojenia leżących w otoczeniu węzła  $Q_i$ ; liczba  $z$  ma znak dodatni, jeśli w obszarze  $S_i$  leżą prawe boki uzwojenia i ujemny - jeśli lewe boki. Oznaczając przez  $[z]$  macierz liczb  $\pm z_{iq}$ , a przez  $[i_u]$  prądy w uzwojeniach, wektor  $[\Theta]$  można więc wyrazić następująco:

$$[\Theta] = [z][i_u]. \quad (2.68)$$

Mnożąc macierz transponowaną względem  $[z]$  przez wektor  $[\phi]$  otrzymuje się wektor strumieni skojarzonych z uzwojeniami. Równania napięciowe dla uzwojeń złożonych z szeregowo połączonych cienkich przewodów można więc zapisać następująco:

$$[u_u] = \{[R] + p[L_e]\}[i_u] + p[z]^T[\phi], \quad (2.69)$$

gdzie:

$[R]$  - macierz rezystancji uzwojeń;

$[L_e]$  - macierz indukcyjności połączeń czołowych.

Jeśli każdy pręt klatki potraktować jako pojedyncze uzwojenie, to wykorzystując przedstawione wyżej zależności, można utworzyć jednolity - odnoszący się zarówno do uzwojenia wirnika, jak i uzwojenia stojana - zespół równań, zawierający równania pola (różnicowe równania przepływu) i równania napięciowe uzwojeń. Podstawiając wyrażenia (2.67), (2.68) do równania (2.61) i wykorzystując zależności (2.66), (2.69) otrzymuje się:

$$\begin{bmatrix} [S_m] + p[G] & -[k_s] \\ p[k_s]^T & [R] + p[L_e] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [f] \\ [i_u] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [u_u] \end{bmatrix}, \quad (2.70)$$

przy czym dla uzwojenia:

- stojana  $[k_s] = [z]$ ;

- wirnika  $[k_s] = [R_i]^{-1}[k_b][R_p]$ ;

- stojana  $[G] = [0]$ ;

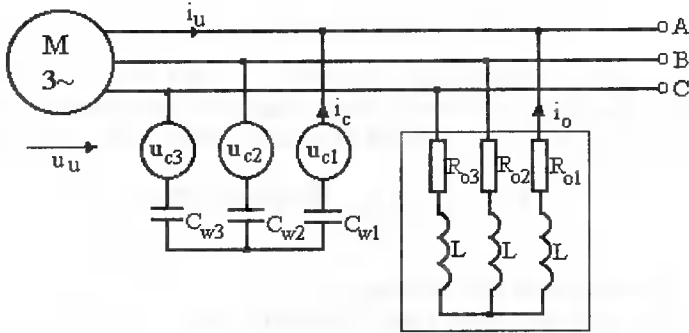
- wirnika  $[G] = [R_i]^{-1}[k_b][R_p][k_b]^T [R_i]^{-1} - [R_i]^{-1}$ .

Występująca w równaniu (2.70) macierz  $[R]$  opisuje rezystancje uzwojenia stojana i rezystancje prętów wirnika łącznie z rezystancją  $R_e$  ich części wystających poza rdzeń. Macierz  $[L_e]$  jest macierzą indukcyjności połączeń czołowych uzwojenia stojana i indukcyjności wystających poza rdzeń końców prętów klatki.

Wektor  $[u_u]$  opisuje napięcia zasilające uzwojenia stojana i napięcia na prętach klatki, a  $[i_u]$  jest wektorem prądów uzwojeń stojana i prętów uzwojenia wirnika. Podane równania dotyczą także obszaru obejmującego wał maszyny. Wał traktuje się jako pojedynczy pręt, w którym całkowity prąd jest równy zeru.

### *Odwzorowanie połączeń uzwojeń*

Tworząc polowo-obwodowy model stanów pracy prądnicy indukcyjnej, równania (2.70) uzupełnia się zależnościami, opisującymi strukturę połączeń prętów wirnika i połączeń uzwojeń stojana z elementami obwodu zewnętrznego. Przy formułowaniu tych zależności uzwojenia stojana i pręty wirnika traktuje się jako gałęzie obwodu elektrycznego, a strukturę połączeń uzwojeń opisuje się za pomocą macierzy przejścia od prądów oczkowych do prądów gałęziowych. W obwodzie stojana poza uzwojeniami występują gałęzie z pojemnościami i gałęzie z elementami reprezentującymi obciążenie. W niniejszym rozdziale rozpatrzono przede wszystkim układy o połączeniu jak na rys. 2.51.



Rys.2.51. Schemat prądnicy indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym

W przedstawionym układzie wektor  $[i_g]$  prądów gałęziowych składa się z podwektora  $[i_u]$  prądów fazowych uzwojenia stojana, podwektora  $[i_o]$  prądów obciążenia i podwektora  $[i_c]$  prądów gałęzi z pojemnościami. Wektor  $[i]$  prądów oczkowych wyrażono za pomocą podwektora  $[i_{mc}]$  z prądami  $i_{ch}$ ,  $i_{cc}$  oraz podwektora  $[i_{mo}]$  z prądami  $i_{ob}$ ,  $i_{oc}$ . Relacja pomiędzy prądami gałęziowymi a tak określonymi prądami oczkowymi jest następująca:

$$[i_g] = \begin{bmatrix} [i_u] \\ [i_o] \\ [i_c] \end{bmatrix} = [k_s] [i] = \begin{bmatrix} -[k] & -[k] \\ [0] & [k] \\ [k] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{mc}] \\ [i_{mo}] \end{bmatrix}, \quad (2.71)$$

gdzie:

$$[k] = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Równania napięciowe dla gałęzi obciążenia i gałęzi z pojemnościami można zapisać w postaci:

$$[u_o] = [Z_o] \cdot [i_o]; \quad [u_c] = [Z_c] \cdot [i_c], \quad (2.72a,b)$$

przy czym:  $[Z_o]$ ,  $[Z_c]$  są macierzami diagonalnymi, których elementy  $Z_{ou}$ ,  $Z_{cu}$  wyrażają się następująco  $Z_u = R_u + pL_u$  i  $Z_{cu} = 1/(pC_u)$ , ( $u = a, b, c$ ).

Jeśli uwzględnić, że w rozpatrywanym układzie wektor napięć oczkowych jest równy zeru, a więc:

$$[k_s]^T \begin{bmatrix} [u_u] \\ [u_o] \\ [u_c] \end{bmatrix} = [0], \quad (2.73)$$

to z zależności (2.70÷2.72) po przekształceniach dochodzi się do następującego układu równań:

$$\begin{bmatrix} [S_\mu] & [z][k] & [z][k] \\ -p[k]^T[z]^T & [k]^T\{[R]+p[L_e]+[Z_c]\}[k] & [k]^T\{[R]+p[L_e]\}[k] \\ -p[k]^T[z]^T & [k]^T\{[R]+p[L_e]\}[k] & [k]^T\{[R]+p[L_e]+[Z_o]\}[k] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi \\ [i_{mc}] \\ [i_{mo}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [0] \\ [0] \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

opisującego rozkład pola w obszarze uzwojeń stojana i rozptyw prądów w oczkach obwodu związanego z tymi uzwojeniami.

W obwodzie uzwojenia wirnika gałęziami są pręty klatki i wycinki pierścieni zwierających, przyjmuje się przy tym, że wycinki pierścieni zwierających są elementami skupionymi o zadanej indukcyjności  $L_{ij}$  i rezystancji  $R_{ij}$  ( $j=1,2,\dots,Z_2$ ;  $Z_2$  - liczba prętów klatki).

Wektor prądów wycinków pierścieni zwierających można wyrazić za pomocą dwóch podwektorów: podwektora  $[i_{rp}]$  opisującego prądy w wycinkach po jednej stronie wirnika i wektora prądów  $[i_{rl}]$  w wycinkach po stronie przeciwnej. Podobnie wyodrębniono dwa podwektory  $[u_{rp}]$ ,  $[u_{rl}]$  napięć na wycinkach, a indukcyjności  $L_{ij}$  i rezystancje  $R_{ij}$  zapisano w formie macierzy  $[L_{rp}]$ ,  $[L_{rl}]$  i  $[R_{rp}]$ ,  $[R_{rl}]$ .

Wykorzystując te oznaczenia, równania napięciowe dla wycinków pierścieni zwierających można przedstawić w następującej, skróconej postaci:

$$\begin{bmatrix} [u_{rp}] \\ [u_{rl}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{rp}] + p[L_{rp}] & [0] \\ [0] & [R_{rl}] + p[L_{rp}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{rp}] \\ [i_{rl}] \end{bmatrix}. \quad (2.75)$$

W przypadku uzwojenia klatkowego najdogodniej jest przyjąć, że prądami oczkowymi są prądy  $[i_{rp}]$  w wycinkach pierścienia zwierającego pręty z jednej strony czołowej i jeden prąd obwodowy „i” - z drugiej strony czołowej. Jeśli wycinki pierścieni zwierających są jednakowe, a więc jeśli można przyjąć, że  $L_{ij} = L_{ij+1} = L_r$ ,  $R_{ij} = R_{ij+1} = R_r$ , to prąd obwodowy „i” jest równy zeru i rozptyw prądu w oczkach uzwojenia klatkowego opisuje się tylko za pomocą prądów  $[i_{rp}]$  w wycinkach pierścienia zwierającego pręty po jednej stronie czołowej. W takim przypadku wektor  $[i_g]$  prądów gałęziowych uzwojenia klatkowego wyraża się następująco:

$$[i_g] = \begin{bmatrix} [i_u] \\ [i_{rp}] \\ [i_{rl}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [k_k] \\ [1] \\ [1] \end{bmatrix} [i_{rp}], \quad (2.76)$$

przy czym  $[i_{rp}]$  jest występującym w równaniu (10) wektorem prądów w prętach, a macierz  $[k_k]$  jest operatorem przejścia od wektora prądów w wycinkach pierścieni do wektora prądów w prętach, tj.:

$$[k_k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.77)$$

Wykorzystując te zależności i uwzględniając, że:

$$[k_k]^T [u_u] + [u_{rp}] + [u_{rl}] = [k_k]^T [u_u] + 2(R_r + pL_r)[i_{rp}] = [0] \quad (2.78)$$

z równania (2.70) otrzymuje się:

$$\begin{bmatrix} [S_\mu] + p[G] & -[k_s][k_k] \\ p[k_k]^T [k_s]^T & [k_k]^T \{ [R] + p[L_e] \} [k_k] + 2\{ R_r + pL_r \} [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\phi] \\ [i_{rp}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [0] \end{bmatrix}. \quad (2.79)$$

Przedstawione równanie opisuje rozptyw strumienia w obrębie uzwojenia klatkowego i rozptyw prądów w wycinkach pierścieni zwierających.

Strukturę uzyskanych równań można przedstawić na siatce rezystancyjno-pojemnościowej [23]. Przewodności rezystorów występujących w płaszczyźnie  $S_a$  są równe wyrazom macierzy reluktancji, a potencjały węzłów tej płaszczyzny odpowiadają potencjałom  $\phi$ .

Relacje pomiędzy pozostałymi rezystancjami i pojemnościami modelu a składnikami przedstawionych wyżej równań są następujące:

$$R_{rm} = 2L_r; \quad R_{em} = L_e; \quad C_e = 1/R_e; \quad C_r = 0,5/R_r; \quad C_i = 1/R_i.$$

Wyznaczając rozkład pola w obszarze z uzwojeniem klatkowym należy dodatkowo, poza równaniami opisującymi potencjały  $\phi$ , uwzględnić  $\dot{Z}$  równań napięciowych. Macierz współczynników równań napięciowych jest bardzo gęsta, co w znaczym stopniu wydłuża obliczenia. Czasochłonność obliczeń można zmniejszyć odwzorowując połączenia czołowe klatki w uproszczony sposób. Przyjmuje się, że rezystancje  $R_e$ ,  $R_r$  i indukcyjności  $L_e$ ,  $L_r$  uzwojenia klatkowego są równe zeru, koryguje się zaś rezystancje  $R_i$  włókien prętów przyjmując, że w szereg z rezystancjami  $R_i$  włączone są indukcyjności  $L_{ci}$ , reprezentujące "sprowadzone do włókien" indukcyjności  $L_r$ ,  $L_e$ . Relacje pomiędzy skorygowaną rezystancją  $R_{zi}$  włókna a rezystancją rzeczywistą  $R_i$  wyznacza się postępując podobnie jak przy wyznaczaniu zastępczej rezystancji uzwojenia klatkowego. W rezultacie otrzymuje się:

$$R_{zi} = R_i \left[ R_p + R_e + 0,5R_r / (\sin p\pi/\dot{Z}_2)^2 \right] / R_p, \quad (2.80)$$

gdzie:

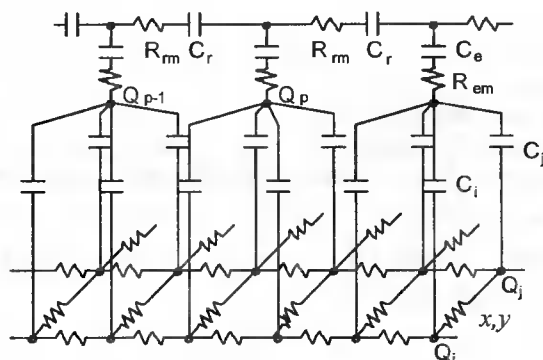
$p$  - liczba par biegunów maszyny.

Reprezentującą połączenia czołowe indukcyjność  $L_{ci}$  wyznacza się zaś z następującej zależności:

$$L_{ci} = R_i \left[ L_e + 0,5L_r / (\sin p\pi/\dot{Z}_2)^2 \right] / R_p. \quad (2.81)$$

Stosując podane uproszczenie otrzymuje się siatkę przedstawioną na rysunku 2.52, w której węzły  $Q_p$  są zwarte, a pojemności  $C_i$  mają skorygowane wartości ( $C_i = 1/R_{zi}$ ) i w szereg z tymi pojemnościami włączone są rezystancje, reprezentujące indukcyjności  $L_{ci}$ . Uproszczony model ma tylko jeden węzeł odwzorowujący połączenia czołowe.





Rys.2.52. Siatka modeli RC, odpowiadająca fragmentowi uzwojenia klatkowego

Można wykazać, że jeśli w całym obszarze spełnione są równania przepływu i całkowity przepływ uzwojenia stojana jest równy zero, to spełnione jest także równanie uproszczonego modelu połączeń czołowych klatki wirnika. Posługując się uproszczonym modelem uzwojenia klatkowego i stosując odpowiedni algorytm obliczeniowy, można zatem uniknąć rozwiązywania równań połączeń czołowych.

#### ***Odwzorowanie skosu żłobków***

Dokładna analiza rozkładu pola w układach ze skoszonymi żłobkami możliwa jest tylko w ujęciu trójwymiarowym. Przedstawiony dwuwymiarowy model polowo-obwodowy pozwala jedynie na uproszczone odwzorowanie skosu żłobków.

Rozpatrywany obwód magnetyczny dzieli się na  $N$  warstw płaszczyznami prostopadłymi do osi  $z$  i przyjmuje się, że w każdej warstwie pole jest dwuwymiarowe [24, 122]. Skoszone "płynnie" żłobki zastępuje się przy tym żłobkami skoszonym "schodkowo". Każdą warstwę dyskretyzuje się niezależnie i dla każdej  $j$ -tej warstwy wyznacza się macierz  $[S_{\mu j}]$  reluktancji oraz macierz  $[R_{ij}]$  rezystancji włókien przewodzących. Uwzględnia się przy tym, że długości  $l_{ij}$  poszczególnych warstw są częścią całkowitych długości  $l_j$ . W rezultacie tworzy się model wielowarstwowy [24]. Równania napięciowe i różnicowe równania przepływu dla tego modelu można wyrazić w formie podobnej do równania (2.70).

Poszukiwany wektor  $[\phi]$  składa się z  $N$  podwektorów  $[\phi_j]$  potencjałów warstw, wektory  $[i_{uj}]$ ,  $[u_{uj}]$  zawierają podwektory  $[i_{uj}]$ ,  $[u_{uj}]$  prądów i napięć uzwojeń warstw, a występujące w równaniu (2.70) macierze zbudowane są z diagonalnie rozmieszczonych podmacierzy dla warstw, np.:

$$[S_{\mu}] = \begin{bmatrix} [S_{\mu 1}] & [0] & \dots & [0] \\ [0] & [S_{\mu 2}] & \dots & [0] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ [0] & [0] & \dots & [S_{\mu N}] \end{bmatrix}; \quad [k_s] = \begin{bmatrix} [k_{s1}] & [0] & \dots & [0] \\ [0] & [k_{s2}] & \dots & [0] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ [0] & [0] & \dots & [k_{sN}] \end{bmatrix}. \quad (2.82a,b)$$

Indukcyjności połączeń czołowych i wystających poza rdzeń części prętów przypisuje się warstwom skrajnym.

Równania połowo-obwodowe dla warstw uzupełnia się równaniami połączeń podzielonych uzwojeń. Uwzględnia się więc, że ze względu na szeregowo połączenie warstw podwektory  $[i_{uj}]$  są jednakowe, a wektor napięć wypadkowych jest równy sumie podwektorów  $[u_{uj}]$ . W rezultacie dochodzi się do zależności o postaci podobnej do równań (2.74) i (2.79). Występującą w równaniu (2.74) macierz  $[k]^T$  zastępuje się przy tym następująco opisaną macierzą  $[k_w]^T$ :

$$[k_w]^T = \left[ [k_1]^T [k_2]^T \dots [k_N]^T \right]. \quad (2.83)$$

Podmacierze  $[k_j]$  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) tej macierzy odpowiadają występującej w równaniu (2.72) macierzy  $[k]$ , a więc macierzy opisującej połączenia gałęzi obwodu dla modelu jednowarstwowego. Podobnie w równaniu (2.79) macierz  $[k_k]^T$  zastępuje się macierzą  $[k_{kw}]^T$  złożoną z podmacierzy  $[k_{kj}]$ , odpowiadających - wyrażonej zależnością (2.78) - macierzy przejścia od prądów wycinków pierścieni do prądów prętów.

Stosując ujęcie wielowarstwowe można - podobnie jak w modelu jednowarstwowym - połączenia czołowe odwzorowywać w sposób uproszczony.

Uproszczone odwzorowanie połączeń czołowych ma jednak w tym przypadku bardzo niewielki wpływ na czasochłonność obliczeń.

### *Symulacja ruchu wirnika*

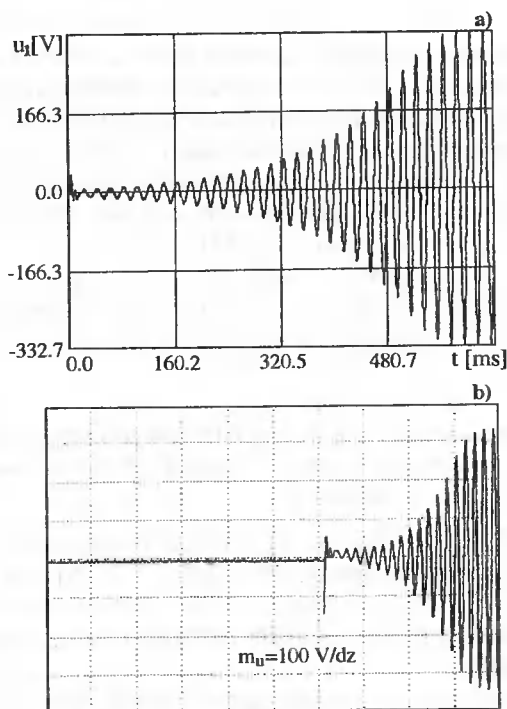
Wyodrębnić można dwie grupy metod symulacji ruchu w połowo-obwodowym modelu stanów pracy maszyn elektrycznych: a) - metody z przemieszczającą się siatką dyskretyzującą [23,25], b) - metody z nieruchomą siatką dyskretyzującą [16,134].

W przeprowadzonych obliczeniach przyjęto, że ruch wirnika odbywa się skokowo, a długość skoku równa się podziałce żłbkowej wirnika. W położeniach pośrednich wirnika obliczane wielkości były uśredniane. Takie podejście powoduje nieuwzględnienie harmonicznych żłbkowych pola. ma jednak tę dobrą stroną, że nie zamazuje wpływu nieliniowości na obliczane wielkości.

### *Testowanie modelu*

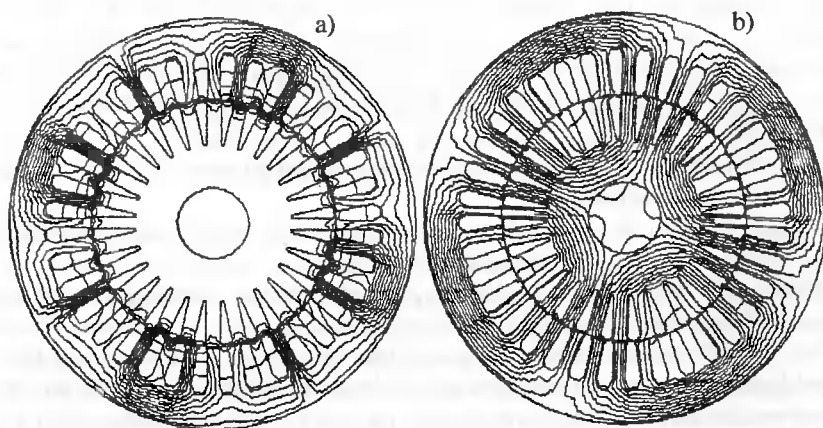
Program obliczeniowy przetestowano symulując proces samowzbudzenia modelowej prądnicy o mocy  $P_N = 3\text{kW}$ , stosowanej w poprzednich badaniach, przy naładowanych wstępnie do napięcia  $U_{c0} = 150\text{V}$  kondensatorach.

Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 2.53 i 2.54.



Rys.2.53. Przebieg czasowy napięcia fazowego prądnicy w procesie samowzbudzenia ( $U_{co} = 150V$ ):  
a) obliczony, b) pomierzony

Wyniki obliczeniowe innych badań prądnicy za pomocą opracowanego programu oraz ich doświadczalne weryfikacje zostały przedstawione w pracach [20,48].



Rys.2.54. Rozkład pola magnetycznego w prądnicy: a) tuż po dołączeniu kondensatorów; b) po upływie czasu  $t = 20T = 0,4s$

Rozbieżności w uzyskanych wynikach dotyczą głównie początkowej fazy procesu samowzbudzenia. Można to wyjaśnić przyjętymi założeniami upraszczającymi w zastosowanym modelu matematycznym, głównie nieuwzględnieniem strat oraz początkowego stanu magnetycznego prądnicy. Mimo to wyniki obliczeń z wykorzystaniem modelu polowo-obwodowego są znacznie dokładniejsze jeżeli chodzi o czas trwania i przebieg procesu samowzbudzenia niż w przypadku modelu obwodowego. Uzyskuje się to dzięki wierniejszemu odtworzeniu w modelu polowym rozkładu strumienia magnetycznego w początkowej fazie tego procesu (patrz rys.2.54).

Z porównania przedstawionych rezultatów obliczeń i pomiarów wynika, że program z wystarczającą dokładnością odzwierciedla procesy fizyczne, zachodzące w badanej prądnicy i może być przydatny do wykorzystania przy projektowaniu prądnic o zadanych parametrach.

### **2.5.2. Kształtowanie charakterystyk zewnętrznych prądnic zbudowanych z typowych silników indukcyjnych klatkowych poprzez zmianę wybranych parametrów konstrukcyjnych**

W rozdziałach 2.1 i 2.2 wykazano, że w celu uzyskania sztywnych charakterystyk zewnętrznych i odpowiedniej przeciążalności prądnic indukcyjnych o wzbudzeniu kondensatorowym należy zwiększyć nasycenie obwodu magnetycznego maszyny dla strumienia głównego. Polepsza to również parametry dynamiczne prądnicy oraz upraszcza układ stabilizacji napięcia.

Ponieważ projektowanie i wykonanie maszyn indukcyjnych z przeznaczeniem do pracy prądnicowej nie zawsze może być opłacalne (np. krótka seria), pojawia się problem przystosowania typowych silników indukcyjnych klatkowych do pracy prądnicowej przy możliwie małej ingerencji w ich konstrukcję.

W przedstawionej pracy przydatność opracowanego programu, bazującego na modelu polowo-obwodowym prądnicy, pokazano na przykładzie kształtowania charakterystyk statycznych API o wzbudzeniu kondensatorowym, zbudowanej z seryjnego silnika indukcyjnego klatkowego, tego samego, którego użyto do wcześniejszych badań. Kształtowanie tych charakterystyk odbywało się poprzez wpływ na stopień nasycenia obwodu magnetycznego dla strumienia głównego. Działania zmierzały w kierunku usztywnienia charakterystyk zewnętrznych (zwiększenie nasycenia) przy minimalnych zmianach konstrukcji seryjnie produkowanej maszyny indukcyjnej (silnika). Rozpatrywano dwa przypadki:

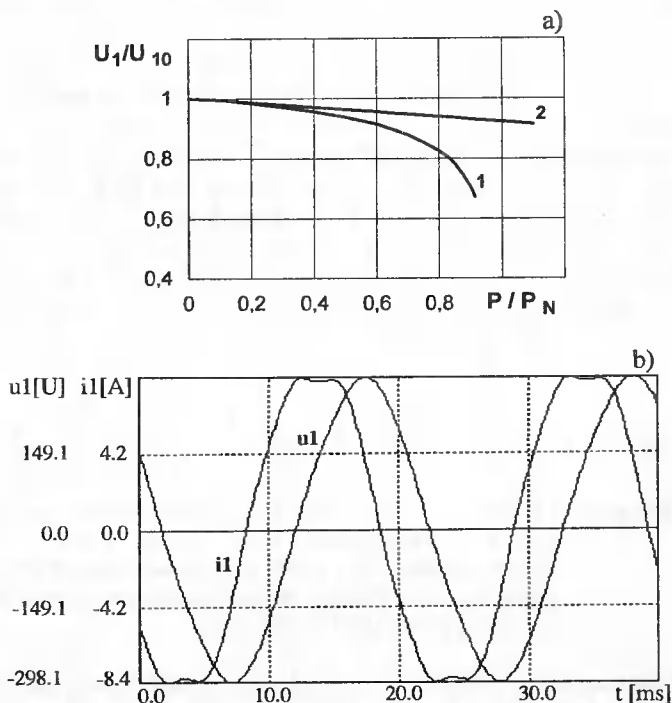
- zwiększenie nasycenia obwodu magnetycznego poprzez skrócenie długości pakietu blach wirnika;
- zwiększenie nasycenia obwodu magnetycznego poprzez zmniejszenie liczby zwojów w uzwojeniu każdej z faz stojana.

Pojemności wzbudzające w obu przypadkach dobrano w ten sposób, aby uzyskać te same napięcia biegu jałowego.

Na rys.2.55a przedstawiono charakterystykę zewnętrzną modelowej prądnicy z pakietem blach wirnika skróconym o 8% przy obciążeniu rezystancyjnym (krzywa 2) oraz, dla porównania, charakterystykę zewnętrzną tej samej prądnicy o niezmienionej długości pakietu blach wirnika (krzywa 1).

Jak widać, zwiększenie nasycenia obwodu magnetycznego prądnicy dla strumienia głównego poprzez stosunkowo proste i niewielkie skrócenie długości pakietu blach wir-

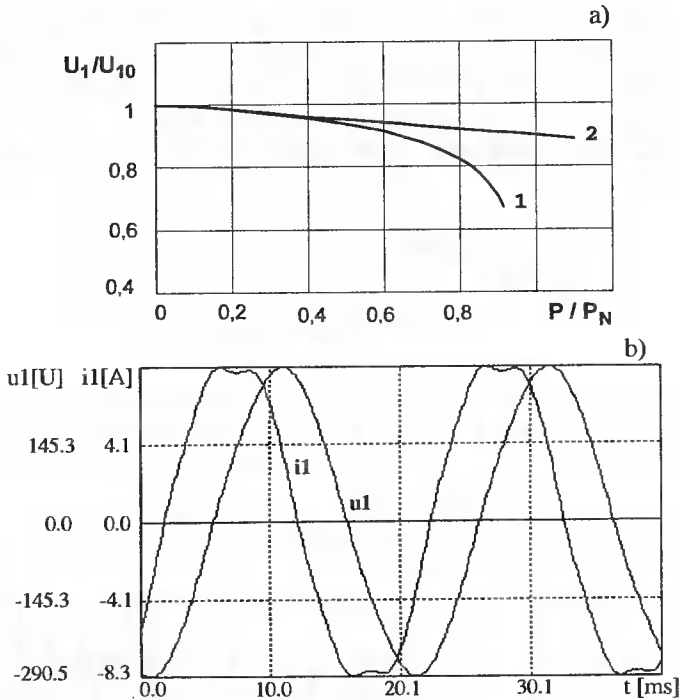
nika pozwala uzyskać sztywną charakterystykę zewnętrzną. Przy znamionowym obciążeniu typu rezystancyjnego, obniżenie napięcia wyjściowego wynosi zaledwie 8% w stosunku do wartości napięcia przy biegu jałowym. Prądy fazowe prądnicy przy obciążeniu rezystancyjnym równym  $1,1 P_N$  nie przekraczają znamionowej wartości i są odkształcone w niewielkim stopniu. Napięcia fazowe prądnicy są praktycznie sinusoidalne (patrz rys. 2.55b).



Rys.2.55. Charakterystyki API o skróconej długości pakietu blach wirnika: a) charakterystyki zewnętrzne: krzywa 1 pakiet nieskrócony, krzywa 2 - pakiet skrócony o 8%; b) przebiegi czasowe prądu i napięcia fazowego prądnicy o skróconym j.w. pakiecie blach wirnika (wyniki symulacji)

Analogiczne wyniki uzyskano zwiększając nasycenie obwodu magnetycznego prądnicy dla strumienia głównego poprzez zmniejszenie liczby zwojów w uzwojeniach fazowych z jednoczesnym zwiększeniem pojemności wzbudzających tak, aby uzyskać zbliżone (w stosunku do poprzedniego przypadku) napięcia biegu jałowego (patrz rysunek 2.56).

Oczywiście w obu przypadkach zwiększą się straty mocy w maszynie, co spowoduje konieczność pewnego zmniejszenia mocy znamionowej maszyny pracującej w stanie pracy prądnicowej w stosunku do mocy znamionowej tej samej maszyny, pracującej jako silnik. Zagadnienie to stanowi oddzielny problem i nie jest celem rozważań niniejszego rozdziału.



Rys.2.56. Charakterystyki modelowej API: a) charakterystyki zewnętrzne: krzywa 1 - niezmnieszona liczba zwojów, krzywa 2 - liczba zwojów zmniejszona o 3,3%; b) przebiegi czasowe prądu i napięcia fazowego prądnicy o zmniejszonej j.w. liczbie zwojów uzwojenia stojana (wyniki symulacji)

Należy zaznaczyć, że przedstawione możliwości kształtowania charakterystyk zewnętrznych API o wzbudzeniu kondensatorowym poprzez ingerencję (w miarę możliwości minimalną) w konstrukcję typowej maszyny indukcyjnej, zaprojektowanej jako silnik, stanowią tutaj tylko przykład możliwości wykorzystania opracowanego modelu matematycznego i programu. Program może być wykorzystany także do obliczeń optymalizacyjnych, realizujących wybraną funkcję celu oraz do projektowania maszyn indukcyjnych od początku przeznaczonych do pracy prądnicowej.

### 2.5.3. Podsumowanie uzyskanych wyników

1. Opracowany polowo-obwodowy model matematyczny API o wzbudzeniu kondensatorowym oraz wdrożony program obliczeniowy z wystarczającą dla obliczeń projektowych dokładnością odzwierciedlają procesy elektromagnetyczne, zachodzące w prądnicach o tym sposobie wzbudzenia. Model i program bazują na wcześniej opracowanych i sprawdzonych rozwiązaniach teoretycznych dla silników indukcyjnych. Przedstawiona wersja modelu i programu, zgodnie z wcześniej przyjętą linią postępowania przy opisie API, pozwalają na ujednocnione podejście do maszyny indukcyjnej zarówno w stanie pracy silnikowej, jak i prądnicowej.

2. Opracowany model matematyczny oraz wdrożony program komputerowy pozwalają analizować wpływ parametrów konstrukcyjnych maszyny na własności API o wzbudzeniu kondensatorowym zarówno w stanach statycznych, jak i dynamicznych. Mogą być również zastosowane (po niewielkiej modyfikacji) do obliczeń optymalizacyjnych tego typu prądnic.
3. Opisany model polowo-obwodowy i program symulacyjny API o wzbudzeniu kondensatorowym umożliwiają projektowanie maszyn indukcyjnych przeznaczonych od początku do pracy prądnicowej. Umożliwiają także odpowiedni dobór seryjnie produkowanych silników indukcyjnych do pracy prądnicowej oraz ich prostą adaptację konstrukcyjną poprzez skrócenie pakietu blach wirnika lub zmniejszenie liczby zwojów uzwojeń stojana w celu uzyskania wymaganych własności prądnic, uproszczenia układów stabilizacji napięcia oraz zmniejszenia kosztów wytwarzania prądnic. Adaptacja silników indukcyjnych klatkowych do pracy prądnicowej pozwala wykorzystać szeroką gamę typów produkowanych seryjnie silników do budowy API o różnych mocach, prędkościach obrotowych, wykonaniach itp. przy stosunkowo niskich nakładach, z zachowaniem zalet maszyny indukcyjnej z wirnikiem klatkowym.

### 3. AUTONOMICZNE PRĄDNICE INDUKCYJNE O WZBUDZENIU PRZEKSZTAŁTNIKOWYM

Pierwszą API z wirnikiem klatkowym, wzbudzoną za pomocą przekształtnika półprzewodnikowego, była prądnica wyprodukowana w 1969 roku przez firmę Simens AG [100]. Była to prądnica ze stabilizowanym napięciem wyjściowym, przeznaczona do zasilania silników lokomotyw. Wzbudzenie prądnicy odbywało się od przekształtnika, mającego typową strukturę mostkowego falownika napięcia.

W 1972 roku firma Westinghouse Electric Corporation po raz pierwszy zaproponowała API, w której ŻMB był bezpośredni przemiennik częstotliwości [60].

Od tego czasu obserwuje się znaczny wzrost zainteresowania takimi prądnicami, przy czym dominującą grupą są API o wzbudzeniu od falownika napięciowego. Dotyczy to zarówno prądnic z wyjściem stałonapięciowym, jak i przemiennonapięciowym  $f = \text{const}$ . W pierwszym przypadku obwód prądu stałego jest zamknięty przez kondensator, a do stabilizacji napięcia zastosowano częstotliwościowe sprzężenie zwrotne [76]. W drugim - w celu uzyskania stałej częstotliwości - stosowany był drugi identyczny falownik napięciowy. Układy falownikowe jako ŻMB znalazły swoje zastosowanie przede wszystkim w API z wirnikiem klatkowym, zapewniając stosunkowo dobre parametry generowanej przez prądnicę energii elektrycznej zarówno przy stałej, jak i zmieniającej się prędkości obrotowej napędu.

API z bezpośrednimi przemiennikami częstotliwości znalazły szersze zastosowanie dopiero w ostatnich latach i to przede wszystkim w prądnicach z wirnikiem pierścieniowym [6,157]. Związane jest to z opracowaniem udoskonalonych algorytmów sterowania przemiennikami [27] oraz pojawieniem się nowoczesnych elementów półprzewodnikowych. Prądnice z przemiennikami częstotliwości były wzbudzane zazwyczaj od strony wirnika, co umożliwiało uzyskanie stabilnej częstotliwości przy zmieniającej się w szerokich granicach prędkości obrotowej wirnika. Dlatego też znajdowały one zastosowanie głównie na statkach jako tzw. generatory wałowe. API wzbudzane od przemienników częstotliwości są jednak skomplikowanymi urządzeniami, wymagającymi na ogół sterowania mikroprocesorowego i ich stosowanie nie zawsze jest opłacalne. W ostatnich latach obserwuje się jednak zmniejszenie zainteresowania takimi prądnicami na korzyść API z wirnikiem klatkowym, wzbudzanych od półprzewodnikowych falowników napięcia [85].

W tej sytuacji jako najbardziej perspektywiczne autor uznał badania nad API z wirnikiem klatkowym, wzbudzane od falownika napięcia o możliwie prostej konstrukcji i układzie sterowania. Odnosi się to przede wszystkim do prądnic małej mocy, które w takim wykonaniu mogą być konkurencyjne w stosunku do analogicznych prądnic synchronicznych.

Istniejąca dość bogata literatura na temat API wzbudzanych od przekształtników półprzewodnikowych, w znacznej części dotyczy przekształtników budowanych przy użyciu klasycznych tyrystorów. Przez wiele lat brak było jednak jednolitego podejścia do zagadnień związanych ze wzbudzeniem przekształtnikowym. Historycznie rzecz biorąc, poszukiwano analogii do wzbudzenia kondensatorowego, traktując przekształtnik jako zastępczy kondensator [106] lub przypisując kondensatorowi filtru rolę ele-



mentu wzbudzającego. Wiele pozycji literaturowych [106,139] dotyczyło jedynie wyjaśnienia strony jakościowej zachodzących w takich prądnicach procesów. Sytuacja taka spowodowała, że pod koniec lat osiemdziesiątych autor zajmował się API, wzbudzanyymi od tyrystorowego falownika napięcia.

Postęp w konstrukcji i technologii współczesnych półprzewodnikowych elementów energoelektronicznych oraz dostępność tych elementów spowodowały pojawienie się zupełnie nowych możliwości w dziedzinie prądnic indukcyjnych o wzbudzeniu przekształtnikowym. Dlatego też, wykorzystując wnioski wynikające z badań tego okresu, autor uznał za celowe zaniechanie prowadzenie dalszych badań nad API o wzbudzeniu przekształtnikowym z wykorzystaniem klasycznych tyrystorów i zajęcie się PI, wzbudzanyymi od przekształtników, zbudowanych na tranzystorach IGBT lub tyrystorach GTO.

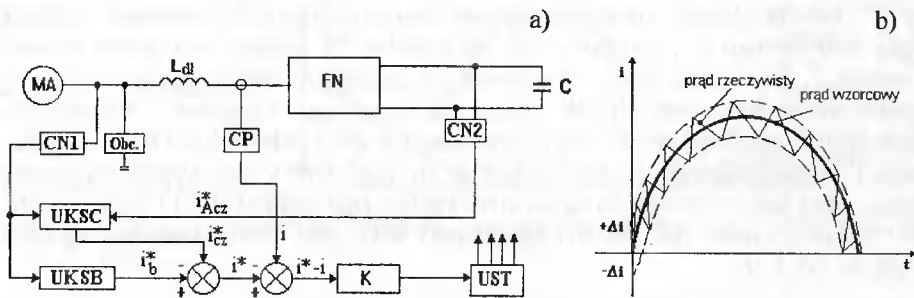
### 3.1. Prądnicza indukcyjna wzbudzona od tranzystorowego źródła mocy biernej o napięciu quasi-sinusoidalnym

Jak już wyżej wspomniano, pojawienie się i dostępność nowej generacji półprzewodnikowych elementów mocy, opracowanie nowych technik przełączania oraz układów sterowania i zabezpieczenia tych elementów, stworzyło jakościowo nowe możliwości w konstruowaniu nowej generacji przekształtnikowych układów wzbudzenia PI. Dzięki znacznym częstotliwościom przełączania tych elementów, w chwili obecnej możliwe jest konstruowanie układów wzbudzenia PI o praktycznie sinusoidalnym napięciu i prądzie. Jedną z możliwości przedstawiono w dalszej części niniejszego rozdziału.

#### 3.1.1. Tranzystorowe źródło mocy biernej dla autonomicznej prądnicy indukcyjnej

Opracowane przy współudziale autora modelowe ŻMB na tranzystorach IGBT dla API zostało szczegółowo opisane w [56,103]. Niżej zostaną przedstawione jedynie zagadnienia, dotyczące zasady działania i podstawowych własności takiego ŻMB.

Schemat blokowy API z tranzystorowym ŻMB, wyjaśniający jego zasadę działania, przedstawiono na rys.3.1.



Rys.3.1. Prądnicza indukcyjna z tranzystorowym ŻMB: a) schemat blokowy, b) zasada kształtowania prądu wyjściowego przekształtnika

Układ składa się z maszyny indukcyjnej z wirnikiem klatkowym, do której zacisków, poprzez indukcyjność  $L_{dl}$ , dołączony jest obwód mocy, typowy dla tranzystorowych falowników napięcia.

Specyfika sterowania tranzystorami polega na rozdzielnym kształtowaniu składowej czynnej i biernej prądu falownika. Układ kształtowania składowej czynnej (UKSC) prądu wzorcowego generuje sygnał sinusoidalny, będący w fazie z napięciem falownika, a jego amplituda zależy od bilansu mocy czynnych w układzie prądnic-falownik, którego miarą jest napięcie stałe na kondensatorze C.

Układ kształtowania składowej biernej (UKSB) prądu wzorcowego generuje sygnał sinusoidalny, który wyprzedza napięcie o  $90^\circ$ , a jego amplituda jest określona bilansem mocy biernych w układzie prądnic-falownik, którego miarą jest przemienne napięcie wyjściowe prądnicy.

Suma składowej czynnej i biernej prądu wzorcowego daje w wyniku sygnał, proporcjonalny do prądu wzorcowego i falownika, który jest porównywany z sygnałem, proporcjonalnym do prądu rzeczywistego falownika i. Różnica tych sygnałów jest podawana na komparator K, którego sygnał wyjściowy jest podawany na układ sterowania tranzystorami (UST). Prąd wyjściowy falownika jest kształtowany w sposób nadążny tak, jak to przedstawiono na rys.3.1b.

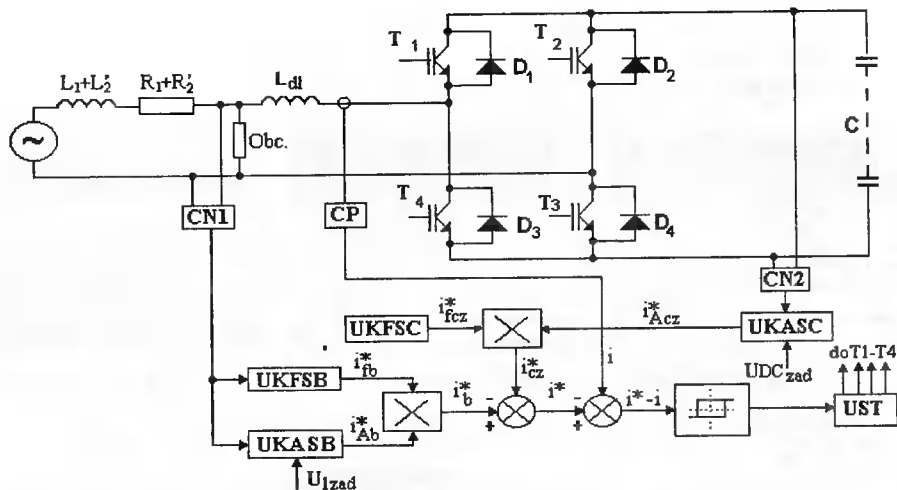
Na rys 3.2 przedstawiono schemat blokowy jednej fazy układu sterowania falownikiem.

Czujnik napięcia (CN1) generuje sygnał, proporcjonalny do napięcia na zaciskach prądnicy. Sygnał ten jest podawany do układu kształtowania fazy składowej biernej (UKFSB) i układu kształtowania amplitudy tej składowej (UKASB). Sygnały wyjściowe UKFSB i UKASB są podawane na układ mnożący, na którego wyjściu generowany jest sygnał, proporcjonalny do składowej biernej prądu wzorcowego  $i_b$ .

W analogiczny sposób jest kształtowany sygnał proporcjonalny do składowej czynnej prądu wzorcowego falownika  $i_{cz}^*$ . Napięcie stałe z kondensatora C jest podawane na czujnik napięcia CN2, będący przetwornikiem DC/DC, na którego wyjściu powstaje sygnał, proporcjonalny do napięcia członu pośredniczącego falownika.

Sygnał ten jest podawany na układ kształtowania fazy składowej czynnej (UKFSC), składający się z sumatora i regulatora, w którym jest porównywany z sygnałem, proporcjonalnym do zadanej wartości napięcia na kondensatorze filtra. Wypadkowy sygnał jest podawany na regulator i dalej na układ mnożący, gdzie jest mnożony przez sygnał sinusoidalny, będący w fazie z napięciem prądnicy.

Z wyjścia układu mnożącego sygnał, proporcjonalny do składowej czynnej prądu wzorcowego  $i_{cz}^*$ , jest podawany na sumator. W wyniku sumowania sygnału  $i_b$  oraz  $i_{cz}^*$ , na wyjściu sumatora pojawia się sygnał proporcjonalny do składowej czynnej prądu wzorcowego  $i^*$ . W następnym sumatorze od sygnału  $i^*$  jest odejmowany sygnał, proporcjonalny do rzeczywistego prądu i falownika. Wynik odejmowania  $i^* - i$  jest podawany na komparator ze strefą histerezy  $\pm \Delta i$ . Sygnał wyjściowy komparatora jest podawany na układ sterowania tranzystorami (UST), który przełącza tranzystory mocy tak, aby był zapewniony wymagany prąd falownika, wg zasady jak na rys.3.1b.



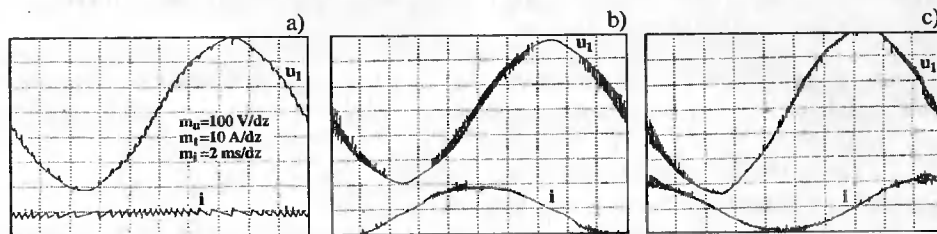
Rys.3.2. Schemat blokowy jednej fazy układu sterowania falownikiem

Na rys.3.3 przedstawiono będące wynikiem badań eksperymentalnych przebiegi czasowe prądu falownika i napięcia fazowego prądnicy.

Rys.3.3a dotyczy przypadku, gdy napięcie przemienne prądnicy jest równe zademu (220V). Prąd falownika zawiera tylko niewielką składową czynną, niezbędną do pokrycia strat w obwodzie mocy.

Rys.3.3b dotyczy przypadku, kiedy napięcie przemienne prądnicy jest mniejsze od wartości zadanej. Prąd falownika ma charakter pojemnościowy, a niewielka składowa czynna jest związana z pokryciem strat w obwodzie mocy i podtrzymaniem zadanego napięcia na członie pośredniczącym.

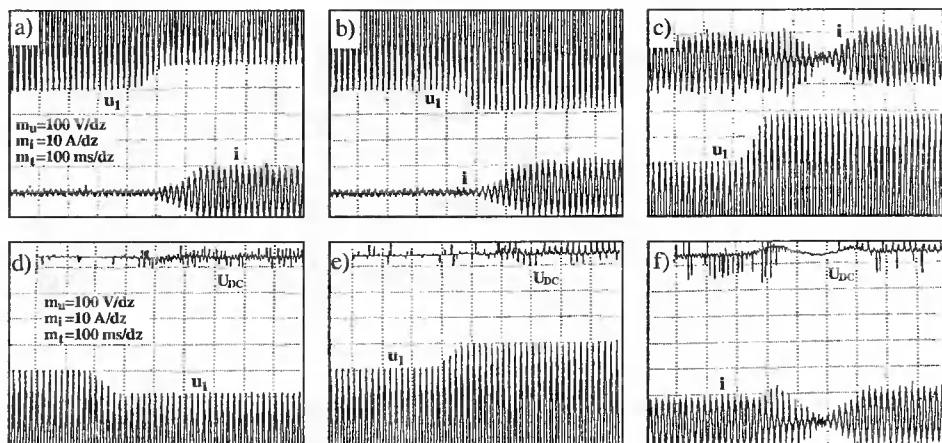
Rys.3.3c dotyczy przypadku, kiedy napięcie przemienne prądnicy jest większe od zadanej wartości. Prąd falownika ma charakter indukcyjny, a niewielka składowa czynna, tak jak poprzednio, jest związana z pokryciem strat w obwodzie mocy i podtrzymaniem zadanego napięcia na członie pośredniczącym.



Rys.3.3. Przebiegi czasowe prądu falownika i napięcia fazowego prądnicy w stanie biegu jałowego

Na rys.3.4 przedstawiono oscylogramy napięć i prądów, charakteryzujące działanie kanału stabilizacji napięcia przemiennego (rys.3.4a÷c) i kanału stabilizacji napięcia stałego (rys.3.4d÷f) falownika w stanach dynamicznych, dla trzech przypadków zmiany napięcia przemiennego:

- obniżenie napięcia od  $U_N$  do  $0,75 U_N$  (rys.3.4a i d);
- wzrost napięcia od  $U_N$  do  $1,25 U_N$  (rys.3.4b i e);
- zmiana napięcia od  $0,75 U_N$  do  $1,25 U_N$  (rys.3.4c i f).



Rys.3.4. Przebiegi czasowe napięcia fazowego prądnicy i prądu falownika, charakteryzujące działanie kanału stabilizacji napięcia przemiennego - (a,b,c) i kanału napięcia stałego (d,e,f) tranzystorowego ŻMB (stan biegu jałowego)

W pierwszym przypadku zmniejszenie napięcia przemiennego prądnicy powoduje generowanie prądu o charakterze pojemnościowym, w drugim takiego samego prądu o charakterze indukcyjnym, a w trzecim generowany przez falownik prąd zmniejsza się do zera, po czym narasta do wartości początkowej, zmieniając swój charakter z pojemnościowego na indukcyjny.

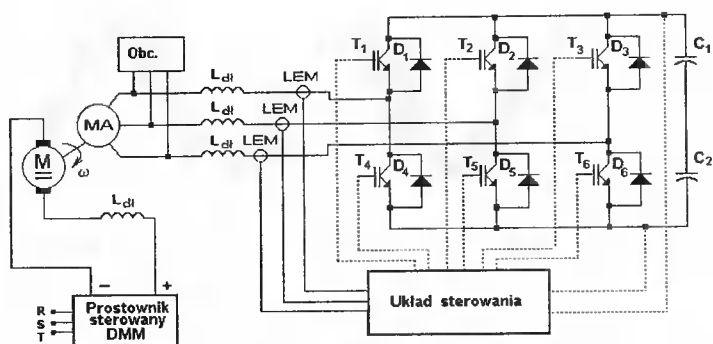
Napięcie stałe członu pośredniczącego falownika (wartość średnia) w pierwszych dwóch przypadkach pozostaje praktycznie na tym samym poziomie, a w trzecim przypadku nieznacznie się zmienia.

### 3.1.2. Własności prądnicy indukcyjnej z tranzystorowym źródłem mocy biernej o napięciu quasi-sinusoidalnym

W oparciu o opracowane tranzystorowe ŻMB zostały zbudowane i przebadane dwa modelowe warianty PI: jednofazowy o mocy 1,1 kW - opisany szczegółowo w [57], oraz trójfazowy o mocy 2,2 kW - opisany w [58].

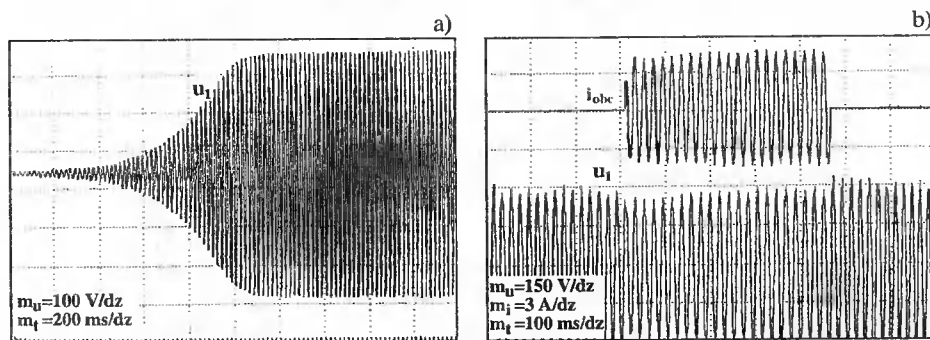
Schemat ideowy trójfazowego modelu prądnicy przedstawiono na rys.3.5, a schemat blokowy układu sterowania (jedna faza) na rys.3.2.

Przeprowadzone badania wykazały możliwość stabilnej pracy API z opracowanym ŻMB zarówno w przypadku stabilizacji napięcia przemiennego, jak i stałego przy wszystkich rodzajach obciążenia. Charakterystyki zewnętrzne takich prądnic są gładkie i bardzo sztywne. Parametry dynamiczne również odpowiadają wymaganiom większości odbiorców energii elektrycznej.



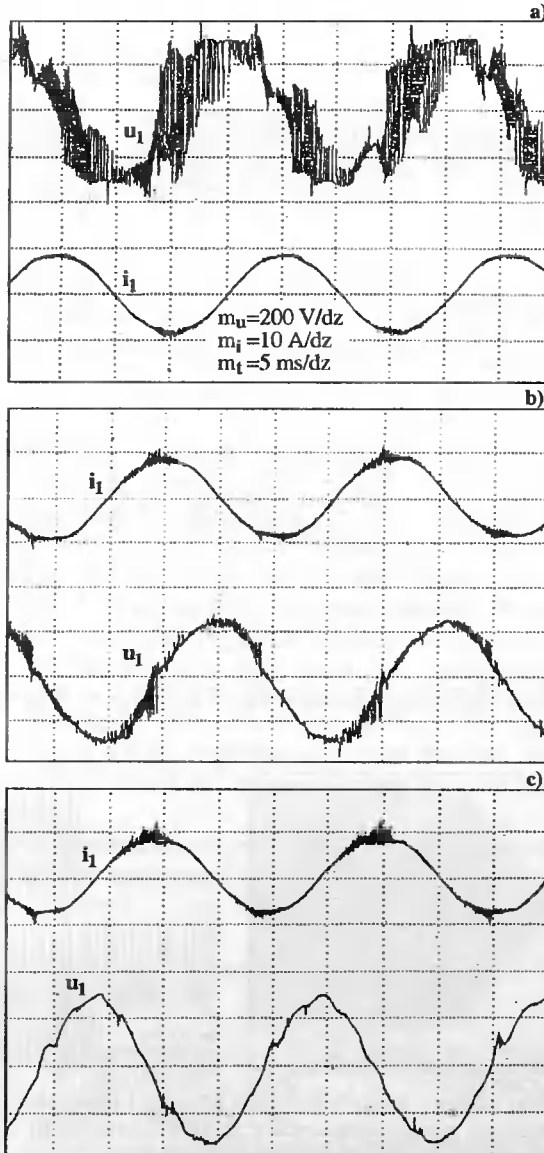
Rys.3.5. Schemat ideowy prądnicy z tranzystorowym źródłem mocy bierniej

Na rys.3.6 przedstawiono przykładowe przebiegi, charakteryzujące zachowanie się trójfazowej modelowej PI w stanach dynamicznych. Na rys.3.6a przedstawiono przebieg czasowy napięcia fazowego prądnicy w procesie wzbudzenia. Obwody sterowania zasilono z obcego źródła, a proces wzbudzenia był inicjowany przez wstępnie naładowany kondensator filtra falownika (zagadnienie samowzbudzenia nie było na tym etapie badań rozpatrywane). Na rys.3.6b przedstawiono przebiegi czasowe prądu obciążenia i napięcia prądnicy w procesie przejściowym, odpowiadającym załączeniu i odłączeniu znamionowego obciążenia rezystancyjnego. Jak widać, procesy przejściowe są krótkotrwałe (5-6 okresów), a maksymalne obniżenie napięcia, trwające dwa okresy, nie przekracza 18%.



Rys.3.6. Przebiegi czasowe napięcia fazowego prądnicy i prądu obciążenia w stanach dynamicznych: a) proces wzbudzenia przekształtnikowego, b) załączenie i odłączenie znamionowego obciążenia rezystancyjnego

Na rys. 3.7 przedstawiono przebiegi czasowe napięcia i prądu fazowego prądnicy, charakteryzujące jakość generowanej energii elektrycznej dla stanu jałowego. Z rys.3.7a wynika, że napięcie fazowe prądnicy w stanie jałowym zawiera znaczną ilość harmonicznych wysokiego rzędu, określonych częstotliwością komutacji tranzystorów falownika. Zawartość tych harmonicznych maleje wraz z obciążeniem (patrz rys.3.7b). Dodatkowe zmniejszenie zawartości harmonicznych można osiągnąć stosując kondensatory w obwodach prądu przemiennego (patrz rys.3.7c).



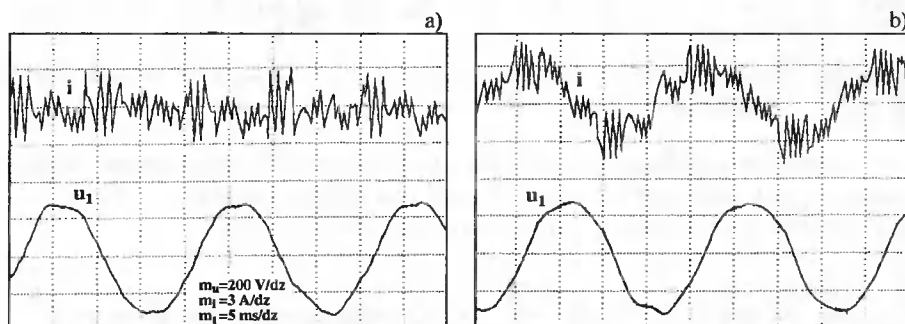
Rys.3.7. Przebiegi czasowe prądu i napięcia fazowego prądnicy: a) w stanie jałowym bez kondensatorów filtrujących w obwodach prądu przemiennego, b) przy obciążeniu rezystancyjnym mocą  $P = 0,5P_N$  bez kondensatorów, c) przy obciążeniu jak na rys. 3.7b lecz z kondensatorami filtrującymi o pojemności  $10 \mu\text{F}$

W API wzbudzanych od przekształtnika półprzewodnikowego, z uwagi na brak czynnika inicjującego proces wzbudzenia oraz źródła zasilania obwodów sterowania, konieczne jest stosowanie dodatkowych środków, zapewniających wzbudzenie takiej prądnicy. Jak już wyżej wspomniano, samowzbudzenie rozpatrywanej PI można osiągnąć zasilając układ sterowania z obcego źródła, a w roli czynnika inicjującego ten pro-

ces wykorzystać wstępnie naładowany kondensator filtru falownika. Prądnica taka nie jest więc urządzeniem w pełni autonomicznym, co może ograniczać zakres jej stosowania.

Problem pełnej autonomiczności PI o wzbudzeniu od tranzystorowego ŻMB rozwiązano stosując wzbudzenie kondensatorowo-przekształtnikowe, w którym rolę kondensatorów wzбудzających odgrywają kondensatory filtru harmonicznych napięcia wyjściowego prądnicy. Pojemności tych kondensatorów dobiera się wtedy tak, aby zapewnić moc bierną pojemnościową, niezbędną do wzbudzenia kondensatorowego prądnicy w stanie jałowym do napięcia znamionowego. Zasilony napięciem prądnicy przekształtnik generuje wtedy tylko moc bierną pojemnościową, określoną wielkością i charakterem dołączonego obciążenia.

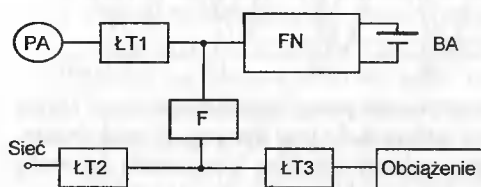
Zaproponowane rozwiązanie zapewnia pełną autonomiczność prądnicy, a płynna regulacja mocy biernej pojemnościowej powoduje, że charakterystyka zewnętrzna takiej prądnicy jest gładka i bardzo sztywna, a napięcie wyjściowe jest praktycznie sinusoidalne. Ilustruje to rys.3.8, na którym przedstawiono przebiegi czasowe prądu falownika i napięcia fazowego prądnicy w stanie jałowym (rys.3.8a) i przy znamionowym obciążeniu rezystancyjnym (rys.3.8b).



Rys.3.8. Przebiegi czasowe prądu falownika i napięcia fazowego PI o wzbudzeniu kondensatorowo-przekształtnikowym: a) w stanie jałowym, b) przy znamionowym obciążeniu rezystancyjnym

Widoczne na rysunku odkształcenia napięcia prądnicy wynikają z niewielkiej niesymetrii układów mnożących modelowego układu przekształtnika. Stosunkowo duże pulsacje można ograniczyć zmniejszając strefę histerezy komparatora, zwiększając tym samym częstotliwość pracy tranzystorów mocy.

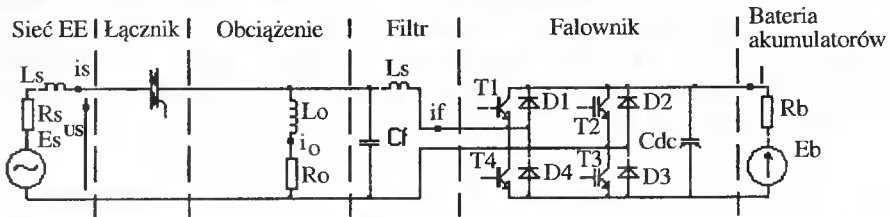
Prądnica indukcyjna z tranzystorowym ŻMB z rozdzielonymi kanałami kształtowania składowej czynnej i biernej prądu stanowi bardzo korzystne pod względem kosztów i realizowanych funkcji źródło rezerwowego zasilania. Przykładowy układ rezerwowania zasilania z taką prądnicą przedstawiono na rys.3.9.



Rys.3.9. Schemat blokowy rezerwy zasilania z przekształtnikową PI: ŁT1...ŁT3 - łączniki tyristorowe, F - filtr, FN - falownik napięcia, PI - prądnica indukcyjna, BA - bateria akumulatorów

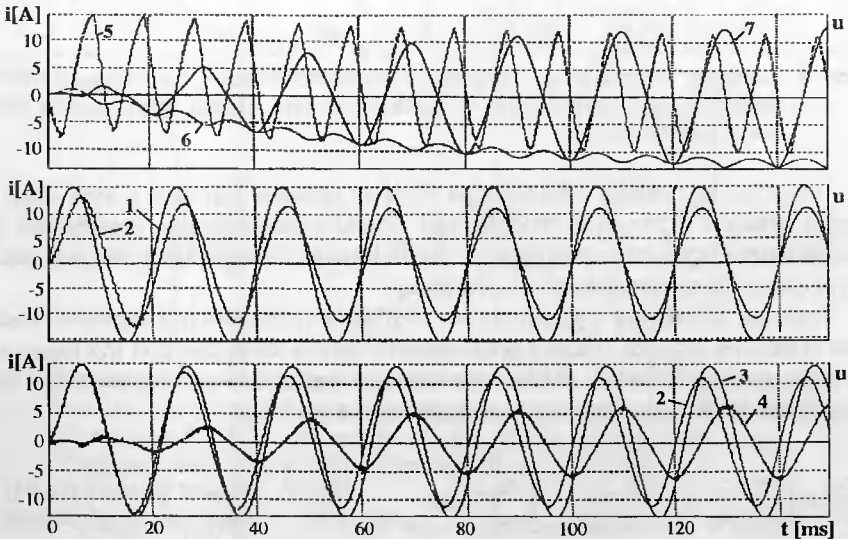
Falownik napięcia, stanowiący ŻMB dla prądnicy, w przypadku normalnego zasilania obciążenia (z sieci), może spełniać rolę kompensatora mocy biernej indukcyjnej oraz prostownika, doładowującego baterię akumulatorów. W przypadku zaniku napięcia w sieci falownik, praktycznie bezprzerwowo, zaczyna generować moc czynną trójfazowego prądu przemiennego do zasilania odbiorników, wymagających natychmiastowej rezerwy zasilania. Jeżeli przerwa w zasilaniu trwa dłużej, falownik zasila maszynę indukcyjną, która pracując jako silnik, dokonuje rozruchu silnika spalinowego, po czym przechodzi w stan pracy prądnicowej, a falownik generuje niezbędną dla prądnicy moc bierną.

W celu zbadania zachowania się opracowanego falownika w układzie rezerwowego zasilania, przeprowadzono symulację komputerową takiego układu dla wariantu jednofazowego jak na rys 3.10.



Rys.3.10. Schemat ideowy układu rezerwowego zasilania z falownikiem napięcia (wariant jednofazowy)

Na rys.3.11 przedstawiono przebiegi czasowe prądów i napięć, będące wynikiem symulacji pracy falownika jako kompensatora mocy biernej indukcyjnej w sieci zasilającej. Symulację przeprowadzono przy następujących założeniach:



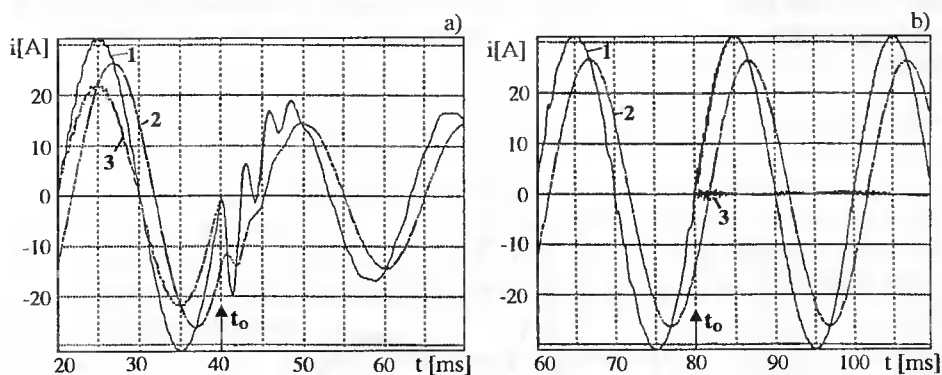
Rys.3.11. Przebiegi prądów i napięć charakteryzujące proces kompensacji mocy biernej (wyniki symulacji): 1 - napięcie sieci zasilającej, 2 - prąd sieciowy, 3 - prąd obciążenia, 4 - prąd falownika, 5 - sygnał zadający składową bierną prądu falownika (wartość średnia), 6 - amplituda zadanego prądu biernego, 7 - zadany prąd bierny



- wartość zadana składowej czynnej prądu falownika jest równa zero (bateria akumulatorów naładowana),
- wartość zadaną składowej bierniej prądu falownika wytwarza układ sterowania falownika (w chwili załączenia wartość początkowa amplitudy składowej bierniej falownika jest równa zero),
- parametry układu z rys.3.17:  $L_s = L_f = 1 \text{ mH}$ ,  $R_o = 10 \Omega$ ,  $L_o = 20 \text{ mH}$ ,  $C_f = 10 \mu\text{F}$ , strefa histerezy komparatora  $\Delta i = 0,5 \text{ A}$ .

Przedstawione przebiegi ilustrują proces dochodzenia do stanu pełnej kompensacji mocy bierniej indukcyjnej w sieci zasilającej i nie wymagają komentarza. Bardziej szczegółowe informacje na ten temat opublikowano w [105].

Na rys.3.12a przedstawiono wyniki symulacji procesu przejściowego przy przełączaniu zasilania obciążenia z sieci na falownik, a na rys.3.12b z falownika na sieć. Do chwili przełączenia ( $t_0$ ) falownik pracował jako kompensator mocy bierniej indukcyjnej sieci. Z rys.3.12a wynika, że przy przełączaniu zasilania z sieci na falownik powstaje oscylacyjny proces przejściowy, związany ze zjawiskami rezonansowymi w obwodzie  $L_o$ -  $R_o$ -  $C_f$ , mogący powodować przebiecia na obciążeniu.



Rys.3.12. Wyniki symulacji pracy falownika jako źródła rezerwowego zasilania: a) przełączenie zasilania z sieci na falownik, b) przełączenie zasilania z falownika na sieć (1 - napięcie na obciążeniu, 2 - prąd obciążenia, 3 - prąd sieci)

Przy odwrotnym przełączeniu proces przejściowy jest praktycznie niezauważalny. Po przełączeniu falownik oddaje moc czynną i bierną, a napięcie na obciążeniu (wartość chwilowa) jest równe napięciu sieci.

Oprócz tego przebadano symulacyjnie następujące sytuacje (wyniki dotychczas nie publikowane):

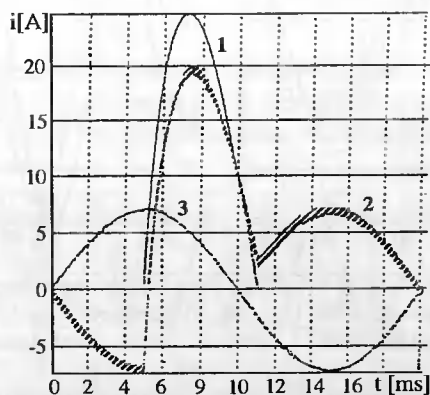
- Przełączenie zasilania z sieciowego na falownikowe, następujące w wyniku zmiany parametrów napięcia sieciowego (zmniejszenie napięcia sieciowego więcej niż o 10% w stosunku do wartości znamionowej);
- Przełączenie zasilania z sieciowego na falownikowe, następujące wskutek powstania przerwy w zasilaniu sieciowym (np. zerwanie przewodów). W tym przypadku ma miejsce skokowy zanik prądu zasilania odbiornika od strony sieci. Ponieważ falownik pracował uprzednio jako kompensator mocy bierniej, to generował on tylko składową bierną prądu. W chwili wystąpienia przerwy następuje okresowe zmniejszenie napięcia na odbiorniku. Czas narastania napięcia

na odbiorniku do zadanej wartości zależy od parametrów kanału regulacji składowej czynnej prądu falownika i od chwili wystąpienia przerwy w zasilaniu.

- Przelączenie zasilania z sieciowego na falownikowe, następujące wskutek wystąpienia zwarcia między przewodami sieci zasilającej. W tym przypadku obserwuje się skokowe zmniejszenie napięcia na odbiorniku przy zachowaniu przepływu prądu od strony sieci.

Odnosnie wpływu parametrów na procesy, występujące w układzie rezerwowego zasilania z rozpatrywanym falownikiem wyjaśniono, że amplitudy wyższych harmonicznych, wnoszonych przez falownik do sieci, tylko w niewielkim stopniu zależą od pojemności filtra, co pozwala wybierać małe wartości  $C_f$  w celu skrócenia czasu trwania procesów przejściowych przy przelączaniu stanów pracy falownika. Mało również wpływa na amplitudy wnoszonych przez falownik wyższych harmonicznych prądu strefa histerezy komparatora  $\Delta i$ . Zwiększając strefę histerezy, można ograniczyć straty mocy w układzie rezerwowego zasilania. Zawartość wyższych harmonicznych, wnoszonych do sieci przez falownik, pracujący w układzie rezerwowego zasilania, nie przekracza 2%.

Rozpatrywany falownik może także pracować jako kompensator mocy odkształcenia. Ilustruje to rys.3.13, na którym przedstawiono przebiegi czasowe prądu falownika, prądu sieciowego oraz prądu obciążenia nieliniowego, którym w tym przypadku jest dioda.



Rys.3.13. Kompensacja mocy odkształcenia dla nieliniowego obciążenia (wyniki symulacji): 1 - prąd obciążenia, 2 - prąd falownika, 3 - prąd sieci zasilającej

Jak wynika z powyższego rysunku, prąd pobierany z sieci jest prądem sinusoidalnym.

### 3.2. Podsumowanie wyników badań

Przedstawione w rozdziale 3 wyniki badań pozwalają sformułować następujące wnioski:

1. Opracowano i przebadano nowy rodzaj PI z tranzystorowym źródłem mocy biernej pojemnościowej o napięciu quasi-sinusoidalnym w postaci falownika napięcia z rozdzielonymi kanałami kształtowania składowej czynnej i biernej prądu. Prądnica taka zapewnia stabilizowane z wysoką dokładnością napięcie stałe, a także napięcie sinusoidalne o częstotliwości zmieniającym się w niewielkim zakresie wg zależności  $f_1 = f_s(1-s)$ , gdzie  $0 < s < s_N$ . Wykazano, że prądnica taka doskonale nadaje się do zastosowania w układach rezerwowego zasilania, bowiem tak sterowany falownik napięcia, oprócz swojej podstawowej funkcji, może dodatkowo pełnić rolę natychmiastowej rezerwy zasilania mocą czynną, kompensatora mocy biernej indukcyjnej, a także kompensatora mocy odkształcenia.
2. W API z prezentowanym źródłem mocy biernej nie występują żadne ograniczenia jeżeli chodzi o warunki samowzbudzenia. W celu uzyskania pełnej autonomiczności prądnicy niezbędny jest jedynie początkowy zapas energii elektrycznej lub magnetycznej, zapewniający pokrycie strat w obwodach mocy w początkowej fazie procesu samowzbudzenia. Jak wykazały przeprowadzone badania, można to uzyskać stosując wzbudzenie mieszane takich prądnic, przy czym rolę kondensatorów wzbudzających pełnią kondensatory filtru, włączone po stronie prądu przemiennego w celu wyeliminowania wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym.
3. Uzyskane wyniki badań nad API, wzbudzanymi od falownika napięcia o quasi-sinusoidalnym prądzie i napięciu, pozwoliły określić kierunki dalszych badań nad takimi prądnicami zarówno przy stałej ( $\omega = \text{const}$ ), jak i zmieniającej się w szerokich granicach ( $\omega = \text{var}$ ) prędkości kątowej wirnika. Ze względu na interesujące własności opracowanego źródła mocy biernej, celowe są dalsze badania nad API o wzbudzeniu falownikowym, pracującymi w układach rezerwowego zasilania.

#### 4. UOGÓLNIONY MODEL MATEMATYCZNY AUTONOMICZNEJ PRĄDNICY INDUKCYJNEJ JAKO PRZEKSZTAŁTNIKOWEGO UKŁADU ELEKTROMASZYNOWEGO

Intensywny rozwój techniki półprzewodnikowej, jaki obserwuje się w ostatnich kilkunastu latach, zapewniający możliwość budowy ekonomicznych sterowanych przekształtników o wysokim poziomie niezawodności, stał się stymulem do coraz powszechniejszego stosowania w przemyśle i transporcie szerokiej gamy regulowanych napędów przekształtnikowych prądu stałego i przemiennego, a także innych układów złożonych z maszyn elektrycznych i przekształtników półprzewodnikowych.

W takich układach procesy przekształcania energii w poszczególnych elementach są ściśle ze sobą powiązane. Wymaga to takiego podejścia do projektowania przekształtnikowych układów elektromaszynowych (PUEM), które dawało by możliwość uwzględnienia wzajemnych oddziaływań, tj. rozpatrywać takie układy jako jedną całość.

W bogatej literaturze światowej na temat modelowania PUEM najbardziej uogólnioną i perspektywiczną wydaje się być metoda, polegająca na traktowaniu poszczególnych elementów składowych PUEM jako wielobiegunników, które łączone w odpowiedni sposób umożliwiają tworzenie modeli układów o różnych konfiguracjach. Autorowi znany jest tylko jeden przypadek zastosowania analogicznej metody w odniesieniu do układów napędowych prądu przemiennego [123]. Brak jest natomiast danych o zastosowaniu tego rodzaju metod do autonomicznych prądnic indukcyjnych.

Opracowanie takiego modelu umożliwiało by projektowanie i badanie API niezależnie od sposobu wzbudzenia i miejsca podłączenia przekształtnika (stojan, wirnik). Komutowane za pomocą łączników półprzewodnikowych baterie kondensatorów wzbudzających w prądnicach o wzbudzeniu kondensatorowym również były by traktowane jako swojego rodzaju przekształtnik. Pozwoliło by to zastąpić wielość modeli matematycznych poszczególnych rodzajów API jednym oraz wykorzystać osiągnięcia w tej dziedzinie, uzyskane w pracach nad przekształtnikowymi układami napędowymi. Dążenie do takiego uogólnienia zagadnień związanych z API jest dodatkowo uzasadnione tym, że przy współczesnych środkach techniki komputerowej czas niezbędny na wykonanie, występujących w takich modelach, dużej ilości obliczeń skraca się do rozsądnych wymiarów, nawet przy wykorzystaniu komputerów klasy PC. Uzyskuje się za to pełen obraz zjawisk, występujących w badanym obiekcie, oraz możliwości ich wszechstronnej analizy.

## 4.1. Ogólne zasady tworzenia modeli strukturalnych przekształtnikowych układów elektromaszynowych

### 4.1.1. Obiekt badań i podstawowe określenia

Pod pojęciem obiektu badań należy rozumieć układy elektromaszynowe, składające się z maszyn elektrycznych, przekształtników półprzewodnikowych i regulatorów. Maszyny elektryczne są najczęściej opisywane we współrzędnych fazowych, ale mogą być opisane również w innych układach współrzędnych. Przekształtniki natomiast opisuje się zazwyczaj we współrzędnych prądów gałęziowych obwodów mocy, które przez analogię również można nazwać fazowymi.

Maszyny elektryczne, przekształtniki półprzewodnikowe oraz regulatory stanowią tzw. elementy strukturalne PUEM. Elementy strukturalne PUEM są rozpatrywane jako wielobiegunniki, w których wszystkie procesy mogą być opisane układem równań różniczkowych, algebraicznych lub jednych i drugich pod warunkiem, że zadane są wszystkie działające na nie wymuszenia.

Biegunami wielobiegunników są zewnętrzne węzły układów elektrycznych elementów strukturalnych. Są to miejsca, do których mogą być dołączone gałęzie innych elementów, tj. miejsca możliwych połączeń elementów strukturalnych między sobą, a dla maszyn elektrycznych także ich wały.

Wymuszeniami są napięcia, przyłożone do węzłów zewnętrznych, a w przypadku maszyn elektrycznych również momenty mechaniczne działające z zewnątrz na ich wały. Wymuszenia te można podzielić na trzy grupy.

Do pierwszej grupy zalicza się napięcia, przyłożone do zewnętrznych węzłów obwodów mocy elementów strukturalnych. Napięcia te rozpatruje się zazwyczaj jako wynik działania źródeł napięciowych o ograniczonej mocy. W celu określenia wymuszeń zaliczanych do tej grupy, konieczne jest rozwiązywanie na każdym kroku całkowania układu równań, w którym, w ogólnym przypadku, występują zmienne wszystkich wielobiegunników. Są to równania algebraiczne.

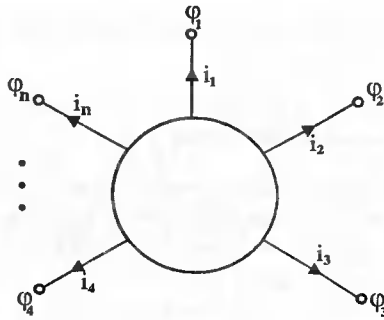
Do drugiej grupy zalicza się napięcia sterujące przekształtników, które zazwyczaj traktuje się jako wynik działania sterowanych źródeł napięciowych o nieskończonej mocy. Wielkości tej grupy są określane na każdym kroku całkowania numerycznego równań różniczkowych, opisujących układy automatycznej regulacji.

Do trzeciej grupy zalicza się momenty mechaniczne, przyłożone z zewnątrz do wałów maszyn elektrycznych. Zależą one tylko od parametrów urządzeń lub środowisk, będących ich źródłem. Wymuszenia tej grupy określa się także na każdym kroku całkowania układu równań różniczkowych, opisujących źródła momentów.

Ponieważ najwygodniejsze do rozwiązywania są równania wyrażone przez potencjały węzłów, tj. punktów połączeń elementów strukturalnych między sobą, zwane dalej równaniami węzłowymi równowagi elektrycznej, wszystkie dalsze rozważania są oparte o takie właśnie równania.

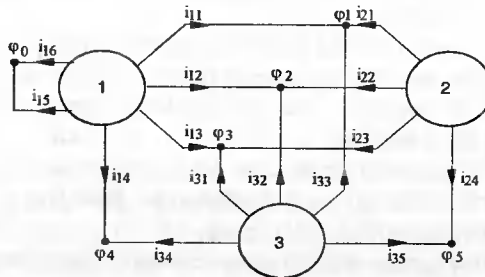
### 4.1.2. Równania węzłowe równowagi elektrycznej

Obwody elektryczne elementów strukturalnych PUEM, dla ogólności rozważań, rozpatrywane są jako wielobiegunniki (rys.4.1). Ich biegunami są wyprowadzenia.



Rys.4.1. Schemat wielobiegunnika

W przypadku ogólnym PUEM stanowią odpowiednie połączenie wielobiegunników, tak jak to zostało przedstawione na rys.4.2.



Rys.4.2. Przykładowe połączenie wielobiegunników (elementów strukturalnych)

Wielobiegunnik elektryczny można opisać następującym zewnętrznym równaniem wektorowym:

$$p[i] + [\Gamma][\varphi] + [C] = 0, \quad (4.1)$$

gdzie:

- $[i] = [i_1, \dots, i_n]^T$  - wektor prądów zewnętrznych gałęzi wielobiegunnika,
- $[\varphi] = [\varphi_1, \dots, \varphi_n]$  - wektor potencjałów zewnętrznych węzłów wielobiegunnika,
- $[\Gamma], [C]$  - macierz i wektor o wymiarach  $n \times n$  i  $n$  odpowiednio, określone parametrami elementu strukturalnego,
- $n$  - liczba biegunów wielobiegunnika,
- $p$  - operator różniczkowania względem czasu ( $d/dt$ ).

Przedstawioną postać równania wektorowego (4.1) można znaleźć zawsze, jeżeli gałęzie układu elektrycznego elementu strukturalnego zawierają indukcyjności. Równanie takie dalej będzie zwane równaniem zewnętrznym elementu strukturalnego lub wielobiegunnika elektrycznego.

W PUEM gałęzie zewnętrzne wielobiegunników elektrycznych łączą się ze sobą w punktach zwanych węzłami połączeń elementów strukturalnych lub węzłami PUEM. Zatem węzły zewnętrzne elementów strukturalnych układów elektrycznych należą do odpowiednich węzłów PUEM. W ten sposób potencjały węzłów zewnętrznych elemen-

tów strukturalnych mogą być określone potencjałami węzłów PUEM. Związek między tymi węzłami można opisać równaniem:

$$[\varphi_j] = [\Pi_{\varphi_j}] [\varphi^p] \quad (j=1, \dots, m), \quad (4.2)$$

gdzie:

- m - liczba elementów strukturalnych, wchodzących w skład PUEM,
- $[\varphi^p] = [\varphi_1, \dots, \varphi_k]^T$  - wektor potencjałów węzłów PUEM,
- $[\Pi_{\varphi_j}]$  - macierze określające związki matematyczne między potencjałami węzłów zewnętrznych j-tych elementów strukturalnych i potencjałami węzłów PUEM ( $j = 1, \dots, m$ ),
- k - liczba niezależnych węzłów PUEM, tj. punktów połączeń elementów strukturalnych w PUEM.

Dla niezależnych węzłów PUEM, zgodnie z pierwszym prawem Kirchoffa, można napisać:

$$\sum_{j=1}^m [\Pi_j] [i_j] = 0, \quad (4.3)$$

gdzie:

- $[\Pi_j]$  - macierze określające związki matematyczne między prądami zewnętrznymi elementów strukturalnych PUEM zgodnie ze schematem połączeń między sobą gałęzi zewnętrznych tych elementów.

Liczba wierszy macierzy  $[\Pi_j]$  jest równa liczbie niezależnych węzłów PUEM, a liczba kolumn równa liczbie gałęzi zewnętrznych j-tego elementu strukturalnego. Element macierzy, leżący na przecięciu danego wiersza i kolumny, jest równy jedności, jeżeli do węzła, odpowiadającego wierszowi, jest przyłączona gałąź, odpowiadająca kolumnie. We wszystkich innych przypadkach elementy macierzy są równe zero. Liczba niezależnych węzłów jest o jeden mniejsza od liczby wszystkich węzłów, gdyż jeden z potencjałów przyjmuje się jako równy zero. Przykładowa macierz  $[\Pi_j]$  dla elementu strukturalnego, oznaczonego „1” (patrz rys.4.2) ma postać ( $j = 1$ ):

$$[\Pi_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Macierze  $[\Pi_{\varphi_j}]$  są macierzami transponowanymi względem macierzy  $[\Pi_j]$  i są otrzymywane poprzez zamianę miejscami wierszy i kolumn.

Po różniczkowaniu równania wektorowego (4.3) otrzymuje się:

$$\sum_{j=1}^m [\Pi_j] [p_{i_j}] = 0, \quad (4.4)$$

a po podstawieniu do równania wektorowego (4.4) zamiast  $[p_i]$  wyrażeń określonych z zewnętrznych równań wektorowych (4.1) z uwzględnieniem (4.2) otrzymuje się równanie wektorowe równowagi elektrycznej dla węzłów PUEM w postaci:

$$\left( \sum_{j=1}^m [\Pi_j] [\Gamma_j] [\Pi_{\phi_j}] \right) [\varphi^p] + \sum_{j=1}^m [\Pi_j] [C_j] = 0 . \quad (4.5)$$

Równanie to posiada względem wektora  $[\varphi^p]$  tylko jedno rozwiązanie. Oznaczając w (4.5)

$$[\Gamma^p] = \sum_{j=1}^m [\Pi_j] [\Gamma_j] [\Pi_{\phi_j}]; \quad [C^p] = \sum_{j=1}^m [\Pi_j] [C_j] , \quad (4.6)$$

otrzymuje się ostateczną postać równania:

$$[\Gamma^p] [\varphi^p] + [C^p] = 0 , \quad (4.7)$$

gdzie:

$[\Gamma^p]$ ,  $[C^p]$  - odpowiednio macierz i wektor równania wektorowego dla węzłów, określone z zależności (4.6).

Przedstawiona metodyka opisu PUEM wymaga stworzenia modelu matematycznego oddzielnie dla każdego elementu strukturalnego. Pełny model matematyczny PUEM jest tworzony jako pewien zestaw (w dowolnej kolejności) modeli matematycznych elementów strukturalnych. Model ten uzupełniony modelem matematycznym dla określenia pierwszej grupy wymuszeń elementów strukturalnych umożliwia analizę PUEM dowolnej konfiguracji.

#### 4.1.3. Ogólne zasady tworzenia modeli matematycznych elementów strukturalnych

Opisu matematycznego elementów strukturalnych PUEM dokonuje się na podstawie analizy zachodzących w nich zjawisk fizycznych i założeń upraszczających.

Równania wektorowe, opisujące elementy strukturalne zawsze można sprowadzić do postaci:

$$f([i],[p_i],[\varphi],[y],[py],[y'']) = 0 . \quad (4.8)$$

Elementami wektora  $[y']$  są te zmienne, których pochodne występują w układzie równań (oprócz prądów gałęzi zewnętrznych, stanowiących elementy wektora  $[i]$ ). Pochodne tych zmiennych są elementami wektora  $[py']$ . Elementami wektora  $[y']$  są prądy gałęzi wewnętrznych wielobiegunnika stanowiącego element strukturalny, zmienne charakteryzujące wzajemne położenie obwodów, napięcia na kondensatorach, indukcje i strumienie magnetyczne, prędkości obrotowe itp.

Elementami wektora  $[y'']$  są te zmienne, których pochodne nie występują w układzie równań (oprócz potencjałów węzłów zewnętrznych), stanowiących elementy wektora  $[\varphi]$ .

Z układu równań (4.8), drogą odpowiednich przekształceń, otrzymuje się równanie wektorowe typu (1), będące zewnętrznym równaniem wektorowym wielobiegunnika



elektrycznego, odpowiadającego schematowi elektrycznemu elementu strukturalnego oraz równania, pozwalające określić wektory  $[py']$  i  $[y'']$

$$\begin{aligned} [py'] &= f_1([i], [pi], [y']) \\ [y''] &= f_2([i], [pi], [y']) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Macierz  $[\Gamma]$  i wektor  $[C]$ , w ogólnym przypadku, są funkcjami wektorów  $[i]$ ,  $[y']$ ,  $[y'']$ , jako że zostały otrzymane na drodze przekształceń algebraicznych równania wektorowego (4.8).

Równania wektorowe (4.1) i (4.9) stanowią uogólniony model matematyczny elementu strukturalnego PUEM. Mogą to być równania równowagi elektrycznej i mechanicznej, stanu magnetycznego itp. Równania te zależą od sposobu opisu obiektu, w związku z czym jeden i ten sam obiekt może mieć wiele modeli matematycznych, jednak muszą one być zapisane w wyżej przedstawionej postaci.

Równania (4.1) i (4.9) są równaniami różniczkowymi z reguły nieliniowymi i dlatego są rozwiązywane metodami numerycznymi. W procesie rozwiązywania tych równań konieczne jest określenie na każdym kroku całkowania wektora:

$$[py] = [[pi], [py']]^T \quad (4.10)$$

zwanego wektorem całkowania elementu strukturalnego.

Całkując wektor  $[py]$  można określić wektor  $[y]$  w postaci:

$$[y] = [[i], [y']]^T \quad (4.11)$$

Wektor ten zgodnie z terminologią cytowanej wyżej literatury nazywa się wektorem zmiennych całkowych elementu strukturalnego. Jego elementami są prądy gałęzi zewnętrznych i zmienne, wchodzące w skład wektora  $[y']$ .

Wektor  $[y]$  określa się w procesie całkowania numerycznego wektora  $[py]$ , a na początku modelowania zadaje się go jako warunki początkowe.

Z przedstawionych rozważań wynika, że rozwiązaniem równań różniczkowych (4.1), (4.9) są wartości liczbowe wektora  $[y]$ , tj.  $[y] = [y(t)]$ .

Algorytm określania tej zależności jest następujący:

1. Określenie na podstawie danych wyjściowych stałych, stanowiących informację wejściową.
2. Cyklicznego procesu całkowania równań różniczkowych.
3. Obliczenie współczynników równania wektorowego dla węzłów zewnętrznych, tj. macierzy  $[\Gamma]$  i wektora  $[C]$ .
4. Dla znanych wartości potencjałów węzłów zewnętrznych określenie wektora  $[pi]$  wg (4.1).
5. Określenie wektorów  $[py']$ ,  $[y'']$  na podstawie równań wektorowych (4.9) i określenie wektora całkowania elementu strukturalnego  $[py]$ .
6. Poprzez całkowanie numeryczne równań różniczkowych obliczenie przyrostu wektora  $[y]$ , odpowiadające przyrostowi czasu, oraz jego nowej wartości, stanowiącej warunek początkowy dla wykonania obliczeń w kolejnym kroku całkowania.

Punkty 2-5 algorytmu są w procesie obliczeń powtarzane cyklicznie, jednak w kolejnych cyklach oprócz pierwszego zachodzi konieczność określania potencjałów wę-

złów zewnętrznych elementów strukturalnych. Wykonuje się to za pomocą wzoru (4.2) na podstawie potencjałów węzłów PUEM, obliczonych uprzednio poprzez całkowanie numeryczne równania wektorowego (4.7).

#### 4.2. Uogólniony model matematyczny autonomicznej prądnicy indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym

Przedstawiona wyżej uogólniona metodyka opisu matematycznego PUEM zostanie wykorzystana do opisu API o wzbudzeniu kondensatorowym. Wybór jest uzasadniony tym, że w chwili obecnej istnieje bogata literatura dotycząca przekształtników, mogących stanowić źródło mocy biernej dla API (głównie falowników napięcia), a wykorzystywanych w przekształtnikowych układach napędowych z maszyną indukcyjną. Sporo materiału, dotyczącego takich układów, można też znaleźć w szczególności w [123], gdzie przedstawiono opis matematyczny podstawowych elementów strukturalnych przekształtnikowych układów napędowych z zastosowaniem opisanej wyżej uogólnionej metodyki.

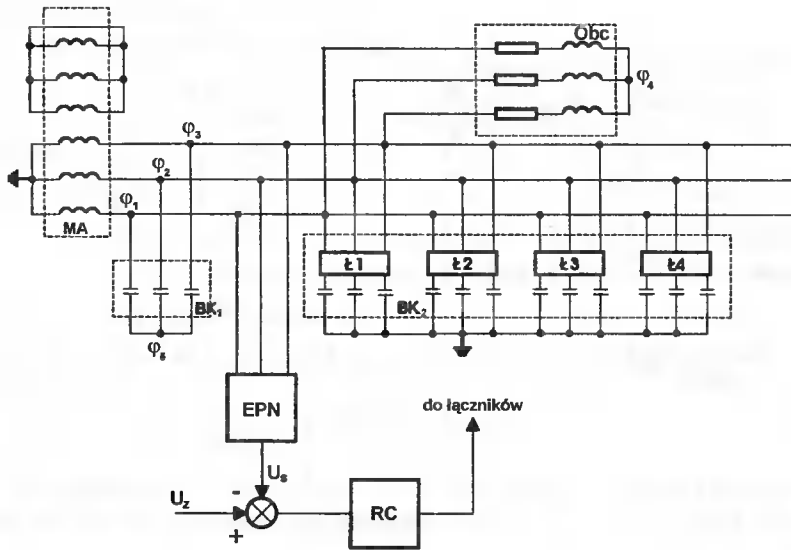
Stworzenie modelu matematycznego API o wzbudzeniu kondensatorowym, oparte na zaprezentowanej uogólnionej metodyce opisu PUEM, umożliwi analizę procesów elektromagnetycznych i elektromechanicznych w takich prądnicach w najbardziej uogólniony sposób przy wykorzystaniu aparatu matematycznego i materiału programowego, który został opracowany i zweryfikowany dla układów napędowych.

Schemat ideowy API o wzbudzeniu kondensatorowym wraz z układem stabilizacji napięcia przedstawiono na rys.4.3.

Układ elektryczny prądnicy składa się z pięciu elementów strukturalnych: maszyny indukcyjnej z wirnikiem klatkowym (MI), obciążenia (O), baterii kondensatorów wzbudzających przyłączonych do uzwojenia stojana na stałe (BK1), baterii kondensatorów regulacyjnych (BK2) oraz układu regulacji (element pomiaru napięcia-EPN, sumator oraz regulator cyfrowy RC). Pierwsze cztery elementy strukturalne wchodzi w skład obwodu mocy prądnicy, a ostatni stanowi układ sterowania.

Obwody mocy opisuje się za pomocą równań różniczkowych, a obwody sterowania - równaniami różniczkowymi i równaniami algebry logiki.

Niżej zostanie przedstawiony sposób opisu matematycznego poszczególnych elementów strukturalnych rozpatrywanej prądnicy wraz z układem stabilizacji napięcia rys.4.3.



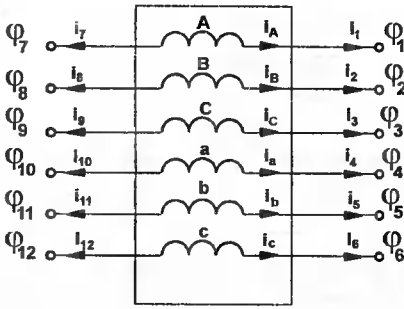
Rys.4.3. Schemat ideowy API o wzbudzeniu kondensatorowym z analogowo-cyfrowym stabilizatorem napięcia i obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym: MI-maszyna indukcyjna, O-obciążenie, BK1-bateria kondensatorów nieregulowanych, BK2-bateria kondensatorów regulacyjnych,  $\lambda 1$ - $\lambda 4$ -łączniki półprzewodnikowe, EPN-element pomiaru napięcia, RC-regulator cyfrowy

### Model maszyny indukcyjnej

Model matematyczny maszyny indukcyjnej (MI) zostanie sporządzony przy następujących założeniach upraszczających :

1. Straty w żelazie obwodu magnetycznego są równe zero.
2. Pole magnetyczne w maszynie składa się z dwóch składowych: pola głównego i pole rozproszenia, przy czym brak jest wzajemnego oddziaływania na siebie tych składowych. W wyniku tego strumienie sprzężone uzwojeń stojana i wirnika są sumami strumieni głównych i strumieni rozproszenia. Strumienie rozproszenia uzwojeń stojana zależą tylko od prądów w stojanie, a analogiczne strumienie uzwojeń wirnika tylko od prądów w wirniku.
3. Główne pole magnetyczne przyjmuje się jako płasko-równoległe.
4. Powierzchnie żłobkowe stojana i wirnika zastępuje się gładkimi, a spowodowane żłobkami zwiększenie szczeliny powietrznej uwzględnia się za pomocą współczynnika Cartera.
5. Uzwojenia stojana i wirnika są symetryczne i sinusoidalnie rozłożone w postaci cienkiej warstwy odpowiednio na wewnętrznej powierzchni stojana i zewnętrznej powierzchni wirnika.

Przy powyższych założeniach MI może być traktowana jako dwunastobiegunnik, przedstawiony na rys.4.4.



Rys.4.4 Maszyna indukcyjna jako dwunastobiegunnik

Wyjściowy układ równań, opisujący taki dwunastobiegunnik, ma postać:

$$\begin{aligned}
 p\Psi_A + R_A i_A + \phi_1 - \phi_7 &= 0 \\
 p\Psi_B + R_B i_B + \phi_2 - \phi_8 &= 0 \\
 p\Psi_C + R_C i_C + \phi_3 - \phi_9 &= 0 \\
 p\Psi_a + R_a i_a + \phi_4 - \phi_{10} &= 0 \\
 p\Psi_b + R_b i_b + \phi_5 - \phi_{11} &= 0 \\
 p\Psi_c + R_c i_c + \phi_6 - \phi_{12} &= 0
 \end{aligned}
 \quad (4.12)$$

lub w zapisie wektorowym:

$$p[\Psi] + [R][i] + [\phi'] - [\phi''] = 0 \quad (4.13)$$

gdzie:

$$[R] = \text{diag}[R_A, R_B, R_C, R_a, R_b, R_c].$$

Wektor  $[\Psi]$  jest funkcją zarówno wektora prądu  $[i]$ , jak i elektrycznego kąta obrotu wirnika  $\gamma$  ( $\gamma = p_b \omega$ , gdzie  $p_b$  - liczba par biegunów maszyny, a  $\omega$  - prędkość kątowna wirnika):

$$[\Psi] = \Psi([i], \gamma). \quad (4.14)$$

Zatem pochodną wektora strumienia sprzężonego można zapisać w postaci:

$$p[\Psi] = \frac{\partial[\Psi]}{\partial[i]} p[i] + \frac{\partial[\Psi]}{\partial[\gamma]} p\gamma \quad (4.15)$$

lub

$$p[\Psi] = [L_\partial] p[i] + [\Psi^\gamma] p\gamma, \quad (4.16)$$

gdzie:

$$[L_\partial] = \begin{bmatrix}
 L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\
 L_{BA} & L_{BB} & L_{CC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\
 L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\
 L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\
 L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\
 L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc}
 \end{bmatrix}, \quad (4.17a)$$

- macierz indukcyjności dynamicznych, której elementami są pochodne cząstkowe pełnych strumieni sprzężonych względem prądu, przy czym:

$$\begin{aligned}
 [L_\partial] &= [L_m] + [L_s] = \\
 &= \begin{bmatrix}
 L_{mAA} & L_{mAB} & L_{mAC} & L_{mAa} & L_{mAb} & L_{mAc} \\
 L_{mBA} & L_{mBB} & L_{mCC} & L_{mBa} & L_{mBb} & L_{mBc} \\
 L_{mCA} & L_{mCB} & L_{mCC} & L_{mCa} & L_{mCb} & L_{mCc} \\
 L_{maA} & L_{maB} & L_{maC} & L_{maa} & L_{mab} & L_{mac} \\
 L_{mbA} & L_{mbB} & L_{mbC} & L_{mba} & L_{mbb} & L_{mbc} \\
 L_{mcA} & L_{mcB} & L_{mcC} & L_{mca} & L_{mcb} & L_{mcc}
 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix}
 L_{sAA}^s & L_{sAB}^s & L_{sAC}^s & 0 & 0 & 0 \\
 L_{sBA}^s & L_{sBB}^s & L_{sBC}^s & 0 & 0 & 0 \\
 L_{sCA}^s & L_{sCB}^s & L_{sCC}^s & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & L_{saa}^r & L_{sab}^r & L_{sac}^r \\
 0 & 0 & 0 & L_{sba}^r & L_{sbb}^r & L_{sbc}^r \\
 0 & 0 & 0 & L_{sca}^r & L_{scb}^r & L_{scc}^r
 \end{bmatrix}, \quad (4.17b)
 \end{aligned}$$

gdzie:

$L_{sAA}^s, \dots, L_{sCC}^s$  - wzajemne indukcyjności rozproszenia uzwojeń stojana,  
 $L_{saa}^r, \dots, L_{scc}^r$  - wzajemne indukcyjności rozproszenia uzwojeń wirnika,

$$[\Psi^Y] = [\Psi_A^Y, \Psi_B^Y, \Psi_C^Y, \Psi_a^Y, \Psi_b^Y, \Psi_c^Y]^T \quad (4.18)$$

- wektor współczynników napięć rotacji, którego elementami są pochodne cząstkowe strumieni sprzężonych względem kąta obrotu wirnika.

Uwzględniając (4.16) ÷ (4.18) równanie (4.13) można zapisać w postaci:

$$[L_\partial]p[i] + [R][i] + [\Psi^Y]p\gamma + [\varphi'] - [\varphi''] = 0 \quad (4.19)$$

Ponieważ prądy  $i_1$  do  $i_6$  są równe prądom fazowym, a prądy  $i_7$  do  $i_{12}$  są przeciwnie skierowane, równanie (4.19) można napisać w postaci:

$$[L_\partial]p[i'] + [R][i'] + [\Psi^Y]p\gamma + [\varphi'] - [\varphi''] = 0 \quad (4.20)$$

$$-[L_\partial]p[i''] - [R][i''] + [\Psi^Y]p\gamma + [\varphi'] - [\varphi''] = 0,$$

gdzie:

$$[i'] = [i_1, \dots, i_6]; \quad [i''] = [i_7, \dots, i_{12}]$$

$$[\varphi'] = [\varphi_1, \dots, \varphi_6] \quad [\varphi''] = [\varphi_7, \dots, \varphi_{12}] \quad (4.21)$$

Rozwiązując (20) względem  $p[i']$ ,  $p[i'']$  otrzymuje się:

$$p[i'] + [L_\partial]^{-1}[R][i'] + [L_\partial]^{-1}p_b\omega[\Psi^Y] + [L_\partial]^{-1}[\varphi'] - [L_\partial]^{-1}[\varphi''] = 0 \quad (4.22)$$

$$p[i''] + [L_\partial]^{-1}[R][i''] - [L_\partial]^{-1}p_b\omega[\Psi^Y] - [L_\partial]^{-1}[\varphi'] + [L_\partial]^{-1}[\varphi''] = 0$$

lub

$$p[i^M] + [G^M][\varphi^M] + [C^M] = 0 \quad (4.23)$$

Jest to równanie maszyny indukcyjnej przedstawionej w postaci dwunastobiegunnika, w którym:

$$[i^M] = [i_1, \dots, i_{12}]; \quad [\varphi^M] = [\varphi_1, \dots, \varphi_{12}]$$

$$[G^M] = \begin{bmatrix} [L_\partial]^{-1} & -[L_\partial]^{-1} \\ -[L_\partial]^{-1} & [L_\partial]^{-1} \end{bmatrix}; \quad [C^M] = \begin{bmatrix} [L_\partial]^{-1} \\ -[L_\partial]^{-1} \end{bmatrix} \cdot [R][i] + p_b\omega[\Psi^Y] \quad (4.24)$$

Otrzymany model matematyczny maszyny indukcyjnej może być włączony do modelu matematycznego dowolnego układu na podstawie równania (4.23) oraz macierzy połączeń, która dla rozpatrywanego modelu maszyny przyjmuje postać:

$$[\Pi^M] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że model maszyny indukcyjnej będzie pełen, jeżeli określi się macierz indukcyjności dynamicznych  $[L_a]$  oraz wypadkowy wektor strumienia sprzężonego  $[\Psi]$ .

Zgodnie z założeniem o niezależności głównego pola magnetycznego i pól rozproszenia dalej przyjmuje się, że wektor całkowitego strumienia sprzężonego  $[\Psi]$  jest równy sumie wektora strumienia magnesującego  $[\Psi_m]$  i wektora strumienia rozproszenia  $[\Psi_s]$ . Indukcyjności rozproszenia będą w tym przypadku stałe, a indukcyjności magnesowania będą zależały od prądów, zgodnie z charakterystyką magnesowania. W związku z powyższym można zapisać:

$$[\Psi] = [\Psi_m] + [\Psi_s] = [\Psi_m] + [L_s][i]. \quad (4.26)$$

W zależności tej:

$$[\Psi_m] = \begin{bmatrix} \Psi_{mA} \\ \Psi_{mB} \\ \Psi_{mC} \\ \Psi_{ma} \\ \Psi_{mb} \\ \Psi_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_m \cos \gamma_{mA} \\ \Psi_m \cos \gamma_{mB} \\ \Psi_m \cos \gamma_{mC} \\ \Psi_m \cos \gamma_{ma} \\ \Psi_m \cos \gamma_{mb} \\ \Psi_m \cos \gamma_{mc} \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

gdzie:

$\Psi_m = f(i_m)$  - moduł wypadkowego wektora strumienia magnesującego, będącego funkcją modułu wektora prądu magnesującego  $i_m$ ,

$\gamma_{mA}, \dots, \gamma_{mc}$  - kąty między wypadkowymi wektorami prądu magnesującego i osiami poszczególnych faz stojana i wirnika

$$\begin{aligned} \cos \gamma_{mA} &= \frac{i_{mA}}{i_m}; & \cos \gamma_{ma} &= \frac{i_{ma}}{i_m} \\ \cos \gamma_{mB} &= \frac{i_{mB}}{i_m}; & \cos \gamma_{mb} &= \frac{i_{mb}}{i_m} \\ \cos \gamma_{mC} &= \frac{i_{mC}}{i_m}; & \cos \gamma_{mc} &= \frac{i_{mc}}{i_m} \end{aligned} \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned}
i_{mA} &= \frac{2}{3} \left[ i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C + i_a \cos \gamma + i_b \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
i_{mB} &= \frac{2}{3} \left[ i_B - \frac{1}{2} i_C - \frac{1}{2} i_A + i_b \cos \gamma + i_c \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_a \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
i_{mC} &= \frac{2}{3} \left[ i_C - \frac{1}{2} i_A - \frac{1}{2} i_B + i_c \cos \gamma + i_a \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_b \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
i_{ma} &= \frac{2}{3} \left[ i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c + i_A \cos \gamma + i_B \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_C \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (4.29) \\
i_{mb} &= \frac{2}{3} \left[ i_b - \frac{1}{2} i_c - \frac{1}{2} i_a + i_B \cos \gamma + i_C \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_A \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
i_{mc} &= \frac{2}{3} \left[ i_c - \frac{1}{2} i_a - \frac{1}{2} i_b + i_C \cos \gamma + i_A \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_B \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
i_m^2 &= \frac{2}{3} (i_{mA}^2 + i_{mB}^2 + i_{mC}^2)
\end{aligned}$$

Zgodnie z założeniem o niezależności strumieni również pochodną wypadkowego wektora strumienia sprzężonego można zapisać jako sumę pochodnych

$$p[\Psi] = p[\Psi_m] + p[\Psi_s] = p[\Psi_m] + [L_s]p[i] \quad (4.30)$$

Pochodną wektora strumienia magnesującego  $[\Psi_m]$  można wyrazić w postaci

$$p[\Psi_m] = \begin{bmatrix} p\Psi_{mA} \\ p\Psi_{mB} \\ p\Psi_{mC} \\ p\Psi_{ma} \\ p\Psi_{mb} \\ p\Psi_{mc} \end{bmatrix} = p\Psi_m \begin{bmatrix} \cos \gamma_{mA} \\ \cos \gamma_{mB} \\ \cos \gamma_{mC} \\ \cos \gamma_{ma} \\ \cos \gamma_{mb} \\ \cos \gamma_{mc} \end{bmatrix} + \Psi_m \begin{bmatrix} p \cos \gamma_{mA} \\ p \cos \gamma_{mB} \\ p \cos \gamma_{mC} \\ p \cos \gamma_{ma} \\ p \cos \gamma_{mb} \\ p \cos \gamma_{mc} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Na podstawie (4.31) można napisać  $p\Psi_m = \frac{d\Psi_m}{di_m} pi_m$ , a z zależności (4.28) okreś-

lić:

$$\begin{aligned}
p \cos \gamma_{mA} &= \frac{i_m pi_{mA} - i_{mA} pi_m}{i_m^2}, & p \cos \gamma_{mB} &= \frac{i_m pi_{mB} - i_{mB} pi_m}{i_m^2}, \\
p \cos \gamma_{mC} &= \frac{i_m pi_{mC} - i_{mC} pi_m}{i_m^2}, & p \cos \gamma_{ma} &= \frac{i_m pi_{ma} - i_{ma} pi_m}{i_m^2}, \\
p \cos \gamma_{mb} &= \frac{i_m pi_{mb} - i_{mb} pi_m}{i_m^2}, & p \cos \gamma_{mc} &= \frac{i_m pi_{mc} - i_{mc} pi_m}{i_m^2}.
\end{aligned} \quad (4.32)$$

Na podstawie (4.28) pochodne prądów magnesujących w poszczególnych osiach oraz wypadkowego prądu magnesującego wyniosą:

$$\begin{aligned}
 i_{m_A} &= \frac{2}{3} \left[ i_{A'} - \frac{1}{2} i_{B'} - \frac{1}{2} i_{C'} + i_{A'} \cos \gamma + i_{B'} \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{C'} \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) - p_b \omega \left( i_a \sin \gamma + i_b \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] \\
 i_{m_B} &= \frac{2}{3} \left[ i_{B'} - \frac{1}{2} i_{A'} - \frac{1}{2} i_{C'} + i_{B'} \cos \gamma + i_{C'} \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{A'} \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) - p_b \omega \left( i_b \sin \gamma + i_c \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_a \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] \\
 i_{m_C} &= \frac{2}{3} \left[ i_{C'} - \frac{1}{2} i_{A'} - \frac{1}{2} i_{B'} + i_{C'} \cos \gamma + i_{A'} \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{B'} \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) - p_b \omega \left( i_c \sin \gamma + i_a \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_b \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] \\
 i_{m_a} &= \frac{2}{3} \left[ i_{a'} - \frac{1}{2} i_{b'} - \frac{1}{2} i_{c'} + i_{A'} \cos \gamma + i_{B'} \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{C'} \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) - p_b \omega \left( i_A \sin \gamma + i_B \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_C \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] \\
 i_{m_b} &= \frac{2}{3} \left[ i_{b'} - \frac{1}{2} i_{a'} - \frac{1}{2} i_{c'} + i_{B'} \cos \gamma + i_{C'} \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{A'} \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) - p_b \omega \left( i_B \sin \gamma + i_C \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_A \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] \\
 i_{m_c} &= \frac{2}{3} \left[ i_{c'} - \frac{1}{2} i_{a'} - \frac{1}{2} i_{b'} + i_{C'} \cos \gamma + i_{A'} \cos \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{B'} \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) - p_b \omega \left( i_C \sin \gamma + i_A \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_B \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right] \\
 i_m &= \frac{2(i_{m_A} i_{m_A} + i_{m_B} i_{m_B} + i_{m_C} i_{m_C})}{3i_m} . \tag{4.33}
 \end{aligned}$$

Po podstawieniu (4.32), (4.33) do (4.31) otrzymuje się wyrażenia, określające elementy macierzy  $[L_m]$

$$L_{mj,k} = \frac{L_{m\tau} \cos \gamma_{j,k} + (L_{mp} - L_{m\tau}) i_{mj} i_{mk}}{i_m^2}, \tag{4.34a}$$

gdzie:

$$L_{mp} = \frac{d\Psi}{di_m} = f_1(i_m); \quad L_{m\tau} = \frac{\Psi_m}{i_m} = f_2(i_m) \tag{4.34b}$$

$j, k = A, B, C, a, b, c$ , oraz elementy wektora  $[\Psi']$ ,

$$\Psi_j^\gamma = L_{m\tau} \frac{\partial i_{mj}}{\partial \gamma} + \frac{i_{mj}}{i_m} (L_{mp} - L_{m\tau}) \frac{\partial i_m}{\partial \gamma} \tag{4.34c}$$

$j = A, B, C, a, b, c$ , a z zależności (4.29):



$$\begin{aligned}
\frac{\partial i_{mA}}{\partial \gamma} &= -\frac{2}{3} \left[ i_a \sin \gamma + i_b \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\frac{\partial i_{mB}}{\partial \gamma} &= -\frac{2}{3} \left[ i_b \sin \gamma + i_c \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_a \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\frac{\partial i_{mC}}{\partial \gamma} &= -\frac{2}{3} \left[ i_c \sin \gamma + i_a \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + i_b \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\frac{\partial i_{ma}}{\partial \gamma} &= -\frac{2}{3} \left[ i_A \sin \gamma + i_B \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_C \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\frac{\partial i_{mb}}{\partial \gamma} &= -\frac{2}{3} \left[ i_B \sin \gamma + i_C \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_A \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\frac{\partial i_{mc}}{\partial \gamma} &= -\frac{2}{3} \left[ i_C \sin \gamma + i_A \sin \left( \gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + i_B \sin \left( \gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\frac{\partial i_m}{\partial \gamma} &= \frac{2}{3} \left( i_{mA} \frac{\partial i_{mA}}{\partial \gamma} + i_{mB} \frac{\partial i_{mB}}{\partial \gamma} + i_{mC} \frac{\partial i_{mC}}{\partial \gamma} \right)
\end{aligned} \tag{4.35}$$

Na podstawie powyższych rozważań można określić algorytm wyznaczania parametrów modelu matematycznego maszyny indukcyjnej, potraktowanej jako dwunastobiegownik.

1. Na podstawie (4.29) określa się prądy magnesujące w poszczególnych osiach  $i_{mA}$ ,  $i_{mB}$ ,  $i_{mC}$ ,  $i_{ma}$ ,  $i_{mb}$ ,  $i_{mc}$ , oraz moduł wektora prądu magnesującego  $i_m$ .
2. Na podstawie (4.34b) i (4.35) określa się  $L_{mp}$  i  $L_{mr}$  oraz  $\frac{\partial i_{mA}}{\partial \gamma}$ , ...,  $\frac{\partial i_{mc}}{\partial \gamma}$ .
3. Na podstawie (4.34a) i (4.34c) określa się parametry maszyny indukcyjnej.
4. Na podstawie (4.17a) określa się macierz (4.17b) i wektor (4.18), po czym, po określeniu (4.24), formułuje się równanie (4.23).

#### **Model baterii kondensatorów regulacyjnych z łącznikami półprzewodnikowymi**

Baterię kondensatorów regulacyjnych z łącznikami półprzewodnikowymi można przedstawić również jako wielobiegownik tak, jak zrobiono to na rys.4.5. Łączniki półprzewodnikowe zostały tu przedstawione w postaci szeregowo połączonych rezystancji i indukcyjności, które przyjmują małe wartości w stanie przewodzenia i duże wartości w stanie blokowania.

Równania stanu, sporządzone na podstawie metody potencjałów węzłowych mają postać:

$$\begin{aligned}
 p i_1 + \left( \frac{1}{L_{1A}} + \frac{1}{L_{2A}} + \frac{1}{L_{3A}} + \frac{1}{L_{4A}} \right) \varphi_1 - \left( \frac{1}{L_{1A}} + \frac{1}{L_{2A}} + \frac{1}{L_{3A}} + \frac{1}{L_{4A}} \right) \varphi_4 + \\
 + \frac{R_{1A} i_{1A} + u_{c1A}}{L_{1A}} + \frac{R_{2A} i_{2A} + u_{c2A}}{L_{2A}} + \frac{R_{3A} i_{3A} + u_{c3A}}{L_{3A}} + \frac{R_{4A} i_{4A} + u_{c4A}}{L_{4A}} = 0 \\
 p i_2 + \left( \frac{1}{L_{1B}} + \frac{1}{L_{2B}} + \frac{1}{L_{3B}} + \frac{1}{L_{4B}} \right) \varphi_2 - \left( \frac{1}{L_{1B}} + \frac{1}{L_{2B}} + \frac{1}{L_{3B}} + \frac{1}{L_{4B}} \right) \varphi_4 + \\
 + \frac{R_{1B} i_{1B} + u_{c1B}}{L_{1B}} + \frac{R_{2B} i_{2B} + u_{c2B}}{L_{2B}} + \frac{R_{3B} i_{3B} + u_{c3B}}{L_{3B}} + \frac{R_{4B} i_{4B} + u_{c4B}}{L_{4B}} = 0 \\
 p i_3 + \left( \frac{1}{L_{1C}} + \frac{1}{L_{2C}} + \frac{1}{L_{3C}} + \frac{1}{L_{4C}} \right) \varphi_3 - \left( \frac{1}{L_{1C}} + \frac{1}{L_{2C}} + \frac{1}{L_{3C}} + \frac{1}{L_{4C}} \right) \varphi_4 + \\
 + \frac{R_{1C} i_{1C} + u_{c1C}}{L_{1C}} + \frac{R_{2C} i_{2C} + u_{c2C}}{L_{2C}} + \frac{R_{3C} i_{3C} + u_{c3C}}{L_{3C}} + \frac{R_{4C} i_{4C} + u_{c4C}}{L_{4C}} = 0 \\
 p i_4 - \left( \frac{1}{L_{1A}} + \frac{1}{L_{2A}} + \frac{1}{L_{3A}} + \frac{1}{L_{4A}} \right) \varphi_1 - \left( \frac{1}{L_{1B}} + \frac{1}{L_{2B}} + \frac{1}{L_{3B}} + \frac{1}{L_{4B}} \right) \varphi_2 - \\
 - \left( \frac{1}{L_{1C}} + \frac{1}{L_{2C}} + \frac{1}{L_{3C}} + \frac{1}{L_{4C}} \right) \varphi_3 + \sum_{j=1A}^{4C} \frac{1}{L_j} \varphi_4 - \sum_{j=1A}^{4C} \frac{R_j i_j + u_{c_j}}{L_j} = 0 \quad (4.36)
 \end{aligned}$$

W postaci wektorowej równania te można zapisać w sposób następujący:

$$p [i^{kr}] + [G^{kr}] [\varphi^{kr}] + [C^{kr}] = 0 \quad , \quad (4.37)$$

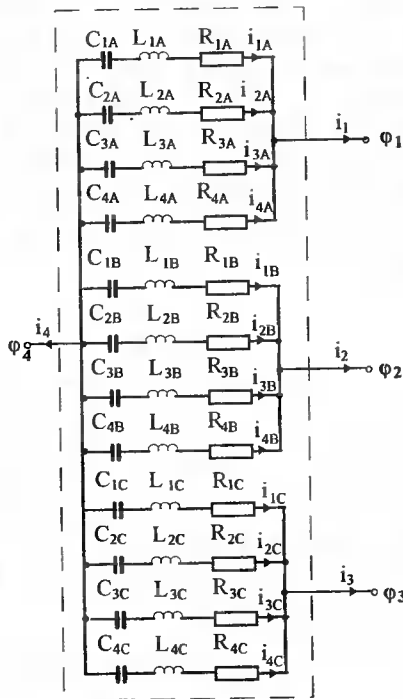
gdzie:

$$[i^{kr}] = [i_1, \dots, i_4]; [\varphi^{kr}] = [\varphi_1, \dots, \varphi_4] \quad (4.38)$$

$[G^{kr}] =$

$$\begin{bmatrix}
 \frac{1}{L_{1A}} + \frac{1}{L_{2A}} + \frac{1}{L_{3A}} + \frac{1}{L_{4A}} & 0 & 0 & -\left( \frac{1}{L_{1A}} + \frac{1}{L_{2A}} + \frac{1}{L_{3A}} + \frac{1}{L_{4A}} \right) \\
 0 & \frac{1}{L_{1B}} + \frac{1}{L_{2B}} + \frac{1}{L_{3B}} + \frac{1}{L_{4B}} & 0 & -\left( \frac{1}{L_{1B}} + \frac{1}{L_{2B}} + \frac{1}{L_{3B}} + \frac{1}{L_{4B}} \right) \\
 0 & 0 & \frac{1}{L_{1C}} + \frac{1}{L_{2C}} + \frac{1}{L_{3C}} + \frac{1}{L_{4C}} & -\left( \frac{1}{L_{1C}} + \frac{1}{L_{2C}} + \frac{1}{L_{3C}} + \frac{1}{L_{4C}} \right) \\
 -\left( \frac{1}{L_{1A}} + \frac{1}{L_{2A}} + \frac{1}{L_{3A}} + \frac{1}{L_{4A}} \right) & -\left( \frac{1}{L_{1B}} + \frac{1}{L_{2B}} + \frac{1}{L_{3B}} + \frac{1}{L_{4B}} \right) & -\left( \frac{1}{L_{1C}} + \frac{1}{L_{2C}} + \frac{1}{L_{3C}} + \frac{1}{L_{4C}} \right) & \sum_{j=1A}^{4C} \frac{1}{L_j}
 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

$$[C^{kr}] = \begin{bmatrix} \frac{R_{1A}i_{1A} + u_{c1A}}{L_{1A}} + \frac{R_{2A}i_{2A} + u_{c2A}}{L_{2A}} + \frac{R_{3A}i_{3A} + u_{c3A}}{L_{3A}} + \frac{R_{4A}i_{4A} + u_{c4A}}{L_{4A}} \\ \frac{R_{1B}i_{1B} + u_{c1B}}{L_{1B}} + \frac{R_{2B}i_{2B} + u_{c2B}}{L_{2B}} + \frac{R_{3B}i_{3B} + u_{c3B}}{L_{3B}} + \frac{R_{4B}i_{4B} + u_{c4B}}{L_{4B}} \\ \frac{R_{1C}i_{1C} + u_{c1C}}{L_{1C}} + \frac{R_{2C}i_{2C} + u_{c2C}}{L_{2C}} + \frac{R_{3C}i_{3C} + u_{c3C}}{L_{3C}} + \frac{R_{4C}i_{4C} + u_{c4C}}{L_{4C}} \\ - \sum_{j=1A}^{4C} \frac{R_j i_j + u_{cj}}{L_j} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$



Rys.4.5. Bateria kondensatorów regulacyjnych z łącznikami półprzewodnikowymi jako wielobiegownik

Algorytm rozwiązania równania zewnętrznego wielobiegownika sprowadza się do określenia macierzy (4.39) i wektora (4.40).

Macierz połączeń rozpatrywanego elementu strukturalnego (baterie kondensatorów regulacyjnych) ma w tym przypadku postać

$$[\Pi^k] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

**Bateria kondensatorów wzbudzających podłączonych na stałe do uzwojenia stojana**

Baterię tę można przedstawić w postaci wielobiegownika (czwórnika), analogicznie jak na rys.4.5 i opisać równaniem zewnętrznym o postaci:

$$p[\mathbf{i}^{kw}] + [\mathbf{G}^{kw}][\boldsymbol{\varphi}^{kw}] + [\mathbf{C}^{kw}] = 0, \quad (4.42)$$

gdzie:

$$[\mathbf{i}^{kw}] = [i_1, \dots, i_4]; \quad [\boldsymbol{\varphi}^{kw}] = [\varphi_1, \dots, \varphi_4].$$

Macierz  $[\mathbf{G}^{kw}]$  i wektor  $[\mathbf{C}^{kw}]$  mają postaci podobne do (4.39) i (4.40), w których uwzględniono jedynie jedną gałąź w każdej fazie. Ponieważ w poszczególnych gałęziach rozpatrywanej baterii kondensatorów brak jest łączników w macierzach  $[\mathbf{G}^{kw}]$  i  $[\mathbf{C}^{kw}]$  w zasadzie nie powinny występować elementy R i L, reprezentujące łączniki półprzewodnikowe. Jednak z uwagi na to, że w wyrażeniach, określających wyrazy tych macierzy, indukcyjności gałęzi występują w mianownikach to, w celu wyeliminowania dzielenia przez zero, w gałęzi rozpatrywanego czwórnika wprowadza się niewielkie indukcyjności, nie wpływające na charakter zjawisk fizycznych.

Macierz połączeń dla elementu strukturalnego, jakim jest rozpatrywana bateria kondensatorów, ma postać:

$$[\boldsymbol{\Pi}^{kw}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

**Obciążenie rezystancyjno-indukcyjne**

Obciążenie rezystancyjno-indukcyjne, jako kolejny element strukturalny, można przedstawić w postaci wielobiegownika, jak na rys.4.6.

Równanie zewnętrzne tego wielobiegownika ma postać:

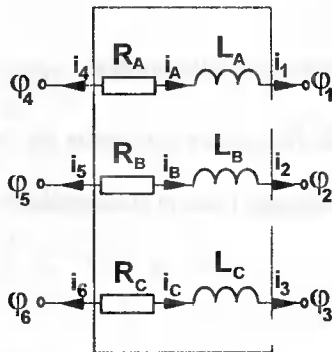
$$p[\mathbf{i}^o] + [\mathbf{G}^o][\boldsymbol{\varphi}^o] + [\mathbf{C}^o] = 0, \quad (4.44)$$

gdzie:

$$[\mathbf{i}^o] = [i_1, \dots, i_6]; \quad [\boldsymbol{\varphi}^o] = [\varphi_1, \dots, \varphi_6].$$

Macierz  $[\mathbf{G}^o]$  i wektor  $[\mathbf{C}^o]$  mają postać:

$$[\mathbf{G}^o] = \begin{bmatrix} [\mathbf{L}]^{-1} & -[\mathbf{L}]^{-1} \\ -[\mathbf{L}]^{-1} & [\mathbf{L}]^{-1} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{C}^o] = \begin{bmatrix} [\mathbf{L}]^{-1} \\ -[\mathbf{L}]^{-1} \end{bmatrix} \cdot [\mathbf{E}], \quad (4.45)$$



Rys.4.6. Obciążenie rezystancyjno-indukcyjne jako wielobiegownik

a podmacierze  $[\mathbf{L}]^{-1}$  i macierz  $[\mathbf{E}]$  są równe:

$$[L]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_A} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_B} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_C} \end{bmatrix}; \quad [E] = \begin{bmatrix} R_A i_A \\ R_B i_B \\ R_C i_C \end{bmatrix}. \quad (4.46)$$

Macierz połączeń dla elementu strukturalnego, jakim jest obciążenie, ma postać:

$$[\Gamma^o] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.47)$$

#### **Układ stabilizacji napięcia**

Układ stabilizacji napięcia, składający się z elementu pomiaru napięcia (EPN), sumatora i regulatora cyfrowego (patrz rys.4.3) jest opisany równaniem różniczkowym o postaci:

$$pU_s = \frac{(U_z - U_s)}{T}, \quad (4.48)$$

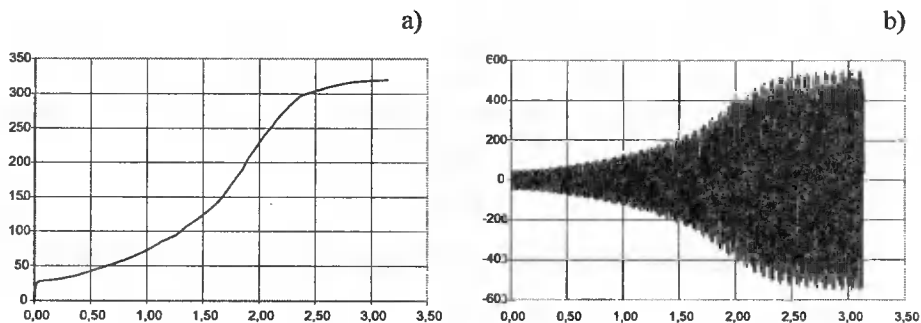
w którym  $U_z$  - zadana wartość modułu napięcia fazowego prądnicy,  $U_s$  - napięcie na wyjściu elementu pomiaru napięcia, proporcjonalne do bieżącej wartości modułu napięcia prądnicy,  $T$  - stała czasowa EPN oraz równaniami algebry logiki, opisującymi warunki załączania i wyłączania łączników półprzewodnikowych. Wyłączanie łączników odbywa się w momentach przechodzenia prądów kondensatorów przez zero.

### 4.3. Przykład wykorzystania uogólnionego modelu API

W rozdziale 2.4, program oparty o opracowany model matematyczny został wykorzystany przede wszystkim do optymalizacji nastaw układu stabilizacji napięcia wyjściowego prądnicy. Niżej przedstawiono wyniki symulacji do badania szybkich procesów przejściowych w elementach układu przekształtnikowego, jakim w tym przypadku są załączane przez łączniki półprzewodnikowe baterie kondensatorów regulacyjnych.

Na rys.4.7a,b przedstawiono przebiegi czasowe napięcia międzyfazowego prądnicy uzyskane dla układu jak na rys.4.3 przy założeniu, że wzbudzenie jest inicjowane magnetyzmem szczytkowym (rys.4.7a) i wstępnie naładowanym kondensatorem jednej z faz (rys.4.7b). Przebiegi badano dla prądnicy z łącznikami diodowo-tyrystorowymi.

Porównując analogiczne przebiegi z rozdziału 2.2.2 należy zwrócić uwagę na znaczne wydłużenie procesu samowzbudzenia, spowodowane traceniem energii w początkowej fazie procesu samowzbudzenia na ładowanie wszystkich kondensatorów (w tym i regulacyjnych poprzez diody łączników).



Rys.4.7. Przebiegi czasowe napięć międzyfazowych w procesie samowzbudzenia prądnicy: a) - przy założeniu istnienia magnetyzmu szczątkowego; b) - przy naładowanym wstępnie do napięcia 150V kondensatorze jednej fazy

Opracowany wg opisanej metodyki program symulacyjny pozwala szczegółowo badać procesy, zachodzące w samej prądnicy, jak i jej poszczególnych elementach. Dla przykładu niżej przedstawiono wyniki symulacji procesu stabilizacji napięcia w prototypowej prądnicy w chwili odpowiadającej zmianie kombinacji załączenia kondensatorów regulacyjnych z  $n = 7$  na  $n = 6$  (łączniki diodowo-tyrystorowe, obciążenie rezystancyjne). Jak wynika z tablicy 4.1, powyższej zmianie kombinacji odpowiada zmiana stanów logicznych licznika na dwóch jego ostatnich wyjściach. Stany logiczne dwóch pierwszych wyjść zostaną bez zmian.

Tablica 4.1. Stany logiczne wyjść licznika rewersyjnego odpowiadające zmianie kombinacji załączonych kondensatorów z  $n = 6$  na  $n = 7$

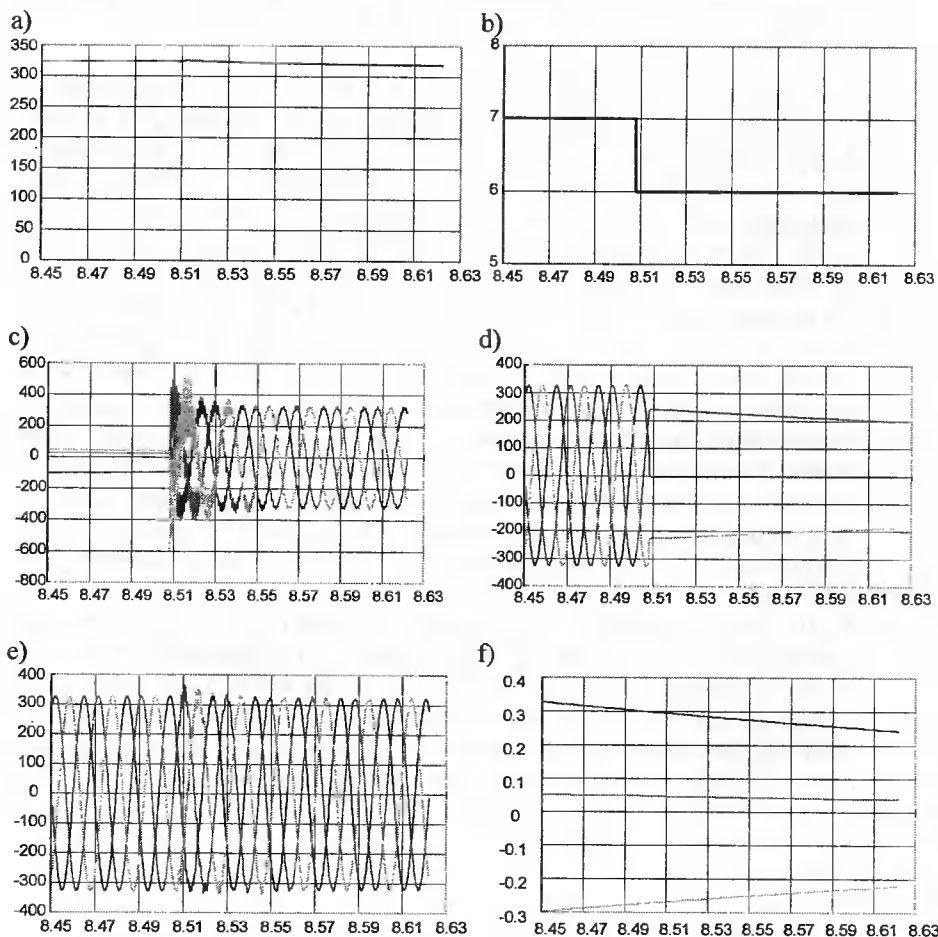
Nr komb.	Stany logiczne wyjść			
	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$
6	0	1	0	1
7	0	1	1	0

Znaczy to, że nastąpi załączenie ostatniego łącznika, komutującego baterię kondensatorów regulacyjnych o najmniejszej pojemności ( $\Delta C \cdot 2^0$ ) oraz wyłączenie przedostatniego łącznika, komutującego baterię kondensatorów regulacyjnych o pojemności  $\Delta C \cdot 2^1$ . Bateria kondensatorów, której łącznik jest sterowany wyjściem logicznym licznika  $2^2$  pozostaje załączona, a bateria, której łącznik jest sterowany wyjściem logicznym licznika  $2^3$ , pozostaje niezłączona.

Opisany proces doskonale ilustruje rysunek 4.8a÷f. Na rys.4.8a przedstawiono sygnał na wyjściu elementu pomiarowego napięcia (EPE) prądnicy, którego zmiana powoduje zmianę stanu wyjść logicznych licznika w układzie sterowania, prowadzącą do zmiany kombinacji z 7 na 6 (patrz rys.4.8b i tablica 4.1). Na rys.4.8c przedstawiony jest proces załączania ostatniego stopnia kondensatorów regulacyjnych o pojemności  $\Delta C \cdot 2^0$ , a na rys.4.8d proces wyłączania stopnia o pojemności  $\Delta C \cdot 2^1$  (rys.4.8e). Stopnie o pojemności  $\Delta C \cdot 2^2$  i  $\Delta C \cdot 2^3$  (rys.4.8e,f) zachowują swoje stany odpowiednio załączenia i wyłączenia.

Na uwagę zasługuje wzajemne oddziaływanie komutowanych stopni kondensatorowych na te, które nie zmieniają swojego stanu. Powstające oscylacje można wyjaśnić przepływem energii między indukcyjnościami maszyny a włączonymi pojemnościami baterii kondensatorów. Wpływa to na napięcie wyjściowe PI, powodując oscylacje prądu prądnicy i prądu obciążenia.

Otrzymane przebiegi stanowią także informację o występujących w układzie przebiegach, co umożliwia odpowiedni dobór elementów układu:



Rys.4.8. Przebiegi czasowe napięć fazowych przy komutacji jednego ze stopni kondensatorów regulacyjnych: a) sygnał z EPE; b) przebieg sygnału zmieniającego kombinację załączanych stopni baterii kondensatorów; c) przebieg napięcia na stopniu o pojemności  $\Delta C-2^0$ ; d) przebiegi napięć na stopniu o pojemności  $\Delta C-2^1$ , e) przebiegi napięć na stopniu o pojemności  $\Delta C-2^2$ , f) przebieg napięcia na stopniu o pojemności  $\Delta C-2^3$

#### 4.4. Podsumowanie uzyskanych wyników

1. Przedstawiona metodyka opisu zjawisk w API oraz opracowany uogólniony model matematyczny pozwalają analizować procesy dynamiczne praktycznie we wszystkich rodzajach prądnic indukcyjnych z ich układami stabilizacji. Dzięki ogólnemu potraktowaniu elementów układu przy tworzeniu modelu matematycznego (wielobiegunniki) każdy wariant prądnicy może być rozpatrywany jako układ prądnica-przekształtnik-układ sterowania, przy czym na rodzaj przekształtnika nie narzuca się żadnych ograniczeń.
2. Uwzględnienie indukcyjności dynamicznych w modelu matematycznym maszyny umożliwia analizę procesów elektromagnetycznych, zachodzących w obwodach o małych stałych czasowych, np. obwody komutacji stopni kondensatorowych, obwody zawierające elementy półprzewodnikowe itp. z dokładnością, wystarczającą do projektowania takich układów oraz optymalizacji ich parametrów wg wybranego kryterium. Możliwe jest też uwzględnienie indukcyjności dynamicznych dla strumieni rozproszenia tam, gdzie ma to istotny sens.
3. Opracowany model matematyczny i program symulacyjny w znacznym stopniu bazują na istniejącym modelu i programie, służącym do analizy przekształtnikowych układów napędowych prądu przemiennego. Korzystając z ogólnych zasad tworzenia takich modeli [123], stworzono model API o wzbudzeniu kondensatorowym, uwzględniający specyfikę takiego stanu pracy maszyny indukcyjnej. Stworzenie modelu matematycznego API o wzbudzeniu czysto przekształtnikowym jest zadaniem o wiele prostszym, jako że w modelu takim wystąpi szereg elementów, występujących w układach silnik+przekształtnik, szeroko opisanych w cytowanej literaturze. Modele takie będą przedmiotem dalszych badań.
4. Wykorzystanie optymalnych lub bliskich optymalnych algorytmów obliczeń numerycznych, opracowanych dla przekształtnikowych układów napędowych pozwoliło stworzyć narzędzie, umożliwiające jego wykorzystanie również do analizy prądnic, przy czym realny czas niezbędnych obliczeń na komputerze klasy PC (przy braku zagadnień połowych) wynosi od kilku do kilkudziesięciu minut, w zależności od stopnia złożoności modelowanego układu.



## 5. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE

Najistotniejszym osiągnięciem w badaniach nad autonomicznymi prądnicami indukcyjnymi o wzbudzeniu kondensatorowym i przekształtnikowym jest, zdaniem autora, stworzenie po raz pierwszy jednolitej teorii wyjaśniającej wszystkie mające praktyczne znaczenie procesy elektromagnetyczne i elektromechaniczne, występujące w tego typu prądnicach. Teorię tę opracowano przy założeniu, że praca prądnicowa jako jeden ze stanów pracy maszyny indukcyjnej, mimo pewnej specyfiki, musi być możliwa do opisanego, za pomocą elementów szeroko rozwiniętej teorii tej maszyny dla stanu pracy silnikowej. Istotną zaletą takiego podejścia jest możliwość wykorzystania znanego aparatu matematycznego oraz bazy programowej, a w przypadku PI o wzbudzeniu przekształtnikowej również metod analizy i syntezy przekształtnikowych układów napędowych prądu przemiennego głównie z silnikiem indukcyjnym.

W oparciu o ujednoczoną teorię prądnic indukcyjnych przeprowadzono ich szerokie badania symulacyjne i eksperymentalne zarówno dla wzbudzenia kondensatorowego, jak i przekształtnikowego, a w szczególności:

1. Opracowano modele matematyczne o różnym stopniu złożoności, umożliwiające badania symulacyjne z wykorzystaniem techniki komputerowej. Złożoność tych modeli oraz ich wykorzystanie było określone głównie zakresem i celem badań oraz wymaganą dokładnością uzyskiwanych wyników. I tak:
  - modele obwodowe trójfazowych PI we współrzędnych  $\alpha, \beta$  oraz fazowych, uwzględniające nasycenie obwodu magnetycznego prądnicy dla strumienia głównego, zapewniają wystarczającą dla obliczeń inżynierskich dokładność przy analizie stanów statycznych i dynamicznych PI z baterią kondensatorów podłączoną do uzwojeń stojana na stałe (samowzbudzenie, załączenie i wyłączenie obciążenia, zwarcie) oraz PI z obciążeniem dołączonym przez prostownik niesterowany lub sterowany;
  - model obwodowy wielouzwojeniowych PI we współrzędnych prostokątnych, wirujących z dowolną prędkością kątową, uwzględniający nasycenie obwodu magnetycznego prądnicy dla strumienia głównego oraz wypieranie prądu w masywnych przewodach, szczególnie przydatny do analizy procesów fizycznych w PI z więcej niż jednym uzwojeniem na stojanie. Dwa warianty tego modelu przedstawione w [55], preferują go do zastosowania przy badaniu PI o wzbudzeniu przekształtnikowym, z przekształtnikiem dołączonym do uzwojenia stojana lub wirnika;
  - model połowo-obwodowy do analizy procesów w PI o wzbudzeniu kondensatorowym, umożliwiający kształtowanie korzystnych charakterystyk statycznych i dynamicznych takich prądnic, zbudowanych z typowych silników indukcyjnych klatkowych poprzez niewielką ingerencję w ich konstrukcję (skrócenie długości pakietu blach wirnika, zmniejszenie liczby zwojów stojana) lub projektowanie maszyn indukcyjnych od początku przeznaczonych do pracy prądnicowej. Model zapewnia wysoką dokładność wyników obliczeniowych. Rozbieżność obliczeń i pomiarów nie przekracza  $\pm 5\%$ ;

- uogólniony model PI o wysokim stopniu uogólnienia do analizy procesów fizycznych w prądnicach o dowolnym sposobie wzbudzenia, dowolnym miejscu podłączenia przekształtnika i dowolnym obciążeniu symetrycznym i niesymetrycznym. W opracowanym modelu elementy strukturalne prądnic są traktowane jako wielobiegownicy, które opisane wg określonych reguł i odpowiedni sposób połączone, umożliwiają tworzenie i analizę różnorodnych układów przekształtnikowo - elektromaszynowych. W modelu uwzględniono indukcyjności dynamiczne dla strumienia głównego, co zapewniło dokładność odwzorowania procesów szybkozmiennych, związanych z komutacją elementów półprzewodnikowych rzędu  $\pm 6\%$ . Dokładność odwzorowania pozostałych procesów, przy starannym określeniu parametrów prądnicy, jest rzędu  $2\div 3\%$ . Możliwe jest również uwzględnienie w modelu (wtedy gdy jest to uzasadnione) indukcyjności dynamicznych dla strumieni rozproszenia.
2. Przeprowadzono szeroką analizę stanów statycznych i dynamicznych opracowanych najbardziej perspektywicznych układów prądnic indukcyjnych o wzbudzeniu kondensatorowym, której wyniki łącznie z modelami matematycznymi i pakietami programów symulacyjnych, stanowią podstawę do opracowania metodyki syntezy i optymalizacji takich prądnic. W oparciu o uzyskane w wyniku badań informacje opracowano:
- prototyp prądnicy indukcyjnej z analogowo-cyfrowym stabilizatorem napięcia, zapewniający, mimo dyskretnego sposobu działania, dokładność stabilizacji napięcia  $\pm 5\% U_N$  przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym o  $0,6 \leq \cos\varphi \leq 1$  oraz bezpośredni rozruch silnika indukcyjnego klatkowego o mocy równej 30% mocy znamionowej prądnicy. Prądnica taka należy do tzw. układów „minimalnych”, tj. takich, które składają się wyłącznie z maszyny indukcyjnej, baterii kondensatorów, łączników półprzewodnikowych i prostego regulatora. Opracowanie takich prądnic oraz zapewnienie odpowiednich własności dynamicznych wymagało opracowania nowego typu szybkiego łącznika półprzewodnikowego prądu przemiennego, umożliwiającego, komutację nierozładowanych kondensatorów. Łącznik taki został opracowany i wdrożony. Uniwersalna konstrukcja łącznika zapewnia możliwość jego zastosowania w układach jedno i wielofazowych, połączonych w gwiazdę lub trójkąt, na napięcie fazowe i przewodowe. Samokontrola napięcia, zapewniająca załączenie łącznika w chwilach, kiedy napięcie na nim jest bliskie zeru, powoduje, że łączniki takie mogą być stosowane również w układach o odkształconych przebiegach napięć;
  - nową grupę prądnic indukcyjnych, działających na zasadzie modulacji czasu załączenia kondensatorów regulacyjnych, nie mającą odpowiednika w przedmiotowej literaturze. Prądnice tego typu posiadają tylko jedną grupę kondensatorów regulacyjnych, która może być dołączana lub odłączana ze stałą lub zmienną częstotliwością. Powoduje to, że prądnica znajduje się w ciągłym procesie przejściowym narastania i opadania amplitudy generowanego napięcia, jednak w takich granicach, że zapewniona jest satysfakcjonująca wielu odbiorców dokładność stabilizacji napięcia. Zbudowany dwuwariantowy model takiej prądnicy o mocy (maszyny)  $P_N = 3\text{kW}$  został przebadany eksperymentalnie, a uzyskane najważniejsze wyniki są po raz pierwszy opublikowane w niniejszej pracy. Prace nad w/w prądnicami są nadal kontynuowane.
  - prądnice indukcyjne z obciążeniem dołączonym przez prostownik, którego obecność powoduje usztywnienie charakterystyki zewnętrznej i zwiększenie przeciążalności. Bazując na opracowanym modelu matematycznym prądnic z prostownikiem

na wyjściu oraz pakiecie programów symulacyjnych, przeprowadzono szeroką analizę zachodzących w nich zjawisk, a mianowicie:

- po raz pierwszy wyjaśniono mechanizm generowania przez prostownik dodatkowej mocy bierniej pojemnościowej, powodującej usztywnienie charakterystyki zewnętrznej oraz określono zależności ilościowe;
- określono skład i zawartość wyższych harmonicznych czasowych w napięciach i prądach, powodujących zmniejszenie mocy prądnicy w układzie z prostownikiem oraz zwiększenie strat w kondensatorach wzbudzających;
- określono wskaźniki energetyczne prostownika, podłączony do wyjścia prądnicy indukcyjnej i wykazano, że różnią się one od ich odpowiedników w innych układach;
- określono moc prądnicy z prostownikiem na wyjściu wykazując, o ile powinna być ona zmniejszona w stosunku do pracy prądnicy bez prostownika;
- dokonano oceny możliwości występowania zjawisk rezonansowych na częstotliwościach, określonych wyższymi harmonicznymi czasowymi, wnoszonymi przez prostownik.

3. W oparciu o opracowany w [55] model matematyczny i wyniki badań nad PI o wzbudzeniu falownikowym o niskich częstotliwościach przełączania zaworów opracowano i przebadano jednofazowy i trójfazowy wariant prądnicy indukcyjnej, wzbudzonej od tranzystorowego (IGBT) falownika napięcia o kształcie quasi sinusoidalnym, z rozdzielonymi kanałami kształtowania składowej biernej i czynnej prądu.

Prądnica indukcyjna, wzbudzana od tak sterowanego falownika napięcia, jest opracowaniem nowatorskim, nie mającym odpowiedników w skali krajowej. Brak też danych literaturowych o istnieniu podobnych rozwiązań w świecie.

Prądnice indukcyjne tego typu zapewniają stabilizowane z wysoką dokładnością ( $\pm 0,5\% U_N$ ) napięcie stałe lub przemienne praktycznie sinusoidalne o częstotliwości zmieniającej się w granicach określonych zakresem poślizgów roboczych.

Prądnice te są szczególnie predysponowane do zastosowania w układach rezerwy zasilania, z uwagi na wielofunkcyjność falownika wzbudzającego. Falownik ten, oprócz podstawowej funkcji jaką jest generowanie mocy bierniej pojemnościowej dla prądnicy, w przypadku obecności zasilania podstawowego może pełnić rolę kompensatora mocy bierniej indukcyjnej lub mocy odkształcenia. Przy krótkotrwałych przerwach w zasilaniu podstawowym może również pełnić rolę natychmiastowej rezerwy zasilania mocą czynną. W chwili obecnej są prowadzone prace nad takim właśnie wykorzystaniem prądnic indukcyjnych z tranzystorowym falownikiem napięcia.

Pewną wadą takich prądnic jest stosunkowo wysoka cena, uwarunkowana przede wszystkim ceną współczesnych elementów półprzewodnikowych. Jest ona porównywalna z nowoczesnymi napędami falownikowymi prądu przemiennego.

- 4 W wyniku przeprowadzonych badań określono najbardziej perspektywiczne układy prądnic indukcyjnych o wzbudzeniu kondensatorowym i przekształtnikowym oraz wytyczono kierunki dalszych badań poszczególnych rodzajów prądnic. Stworzono wszystkie niezbędne narzędzia do badania i projektowania prądnic, zarówno w oparciu o szeroką gamę typowych silników indukcyjnych klatkowych, jak i od początku przeznaczonych do konkretnego rodzaju pracy prądnicowej.



## LITERATURA

- [1] Arkkio A.: Time stepping finite element analysis of induction motors. ICEM-88, 1988, s.275-280.
- [2] Bajorek Z.: Maszyny elektryczne. WNT, Warszawa, 1980, s.468.
- [3] Bałagurow W.A., Kiecaris A.A.: Postrojenije wniesznych charakteristik asinchronnogo gienieratora. Elektrotechnika, 1974, Nr 2, s.24-26.
- [4] Bałagurow W.A.: Projektowanije spiecjalnych elektriczeskich maszin pieriemnogo toka. Moskwa, Wysszaja Szkoła, 1982, s.270.
- [5] Bochjan S.K.: Wniezapnoje simmietricznoje korotkoje zamykanije samowozbudajuszczegosia indukcionnogo gienieratora. Trudy WNIKE, t.4, Jeriewan', 1971, s.54-60.
- [6] Bogalecka E., Wierzejski M.: Okrętowy generator wałowy z maszyną indukcyjną pierścieniową - zagadnienia sterowania. Semin. n.t. Przetwarzanie energii mechanicznej wału o zmieniającej się prędkości obrotowej w energię elektryczną prądu trójfazowego, Inst. Elektrot., Gdańsk, 1994, s.30-35.
- [7] Bojar-Sozonowicz S.P., Wiszniewski L.W.: Awtonomnyj asinchronnyj gienierator s cifrowym regulatorom naprjażenija. Izw. AN SSSR Energietika i Transport, 1988, Nr 5, s.156-161.
- [8] Bojar-Sozonowicz S.P., Wołoszin W.W.: Rasczot warikondnogo zwiena w cepi wozbudienija samowozbudajuszczegosia asinchronnogo gienieratora. Energietika, 1982, Nr 2, s.31-36.
- [9] Bose B.K.: Modern power electronics evolution technology and application. IEEE Press, New York, 1992.
- [10] Braun N., Hasse K.: A direct frequency changer with control of input reactive power. Proc. IFAC Contr. in Power Electronics and Electrical Drive, 1983, p.187-194.
- [11] Casel J. Knitterscheidt H.: Asynchrongeneratoren fur Stromerzeugungs Agregate und Netzersatzanlagen der Zukunft. ETZ, Bd. 102, Heft 3, 1981, s.139-141.
- [12] Chua.O., Pen-Min-Lin.: Komputerowa analiza układów elektronicznych. WNT, Warszawa, 1981, s.700.
- [13] Czaban W.I.: Osnowy teorii pieriechodnych processow elektromaszynnych sistem. Lwow, Wyszczja Szkoła, 1980, s.196.
- [14] Czizenko I.M., Gołubcow W.N.: Rabota asinchronnogo gienieratora na wypriami-tielnuju nagruzku. W kn. Optimizacija priebrazowatielej elektriczieskoj enierгии, Kijew, Naukowa Dumka, 1976, s.106-112.
- [15] Czizenko I.M., Wydołow Ju.F.: Charakteristiki mostowego wypriami-tiela, pita-jemogo ot asinchronnogo gienieratora. Probl. Tiechn. Elektrodinamiki, 1975, Nr 50, s.50-53.
- [16] Davot B., Ren Z. Lajoie-Mazenc M.: The movement in field modeling. IEEE Trans. on Mag., 1985, Vol.21, s.2296-2298.

- [17] Dąbrowski M.: Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego. WNT, Warszawa, 1988, s.286.
- [18] Dąbrowski M., Demenko A.: Hybrid method for analysis of eddy-current loss in electrical machine winding caused by the main flux. IEEE Trans. on Mag., 1988, vol.24, s.479-483.
- [19] Demenko A.: Hybrid analysis of transient states in electromagnetic field of electromechanical converters. Electromagnetic Fields in Electrical Engineering. Pergamon Press, 1989, s.657-660.
- [20] Demenko A., Gientkowski Z., Płachta B.: Finite element analysis of self-excitation proces in induction generator. Proc.13. Symp. on Electromagnetic Phenomena in Nolinear Circuits, Poznań, Maj 1994, p.25-30.
- [21] Demenko A.: Modelowanie rozkładu pola elektromagnetycznego w magnetowodach maszyn elektrycznych z uzwojeniem klatkowym. Rozprawy Elektrotechniczne, z. 3-4, 1987, s.799-822.
- [22] Demenko A., Nowak L., Płachta B.: Finite element analysis of induction generator transients. COMPEL, The International Journal for Computation and Mathematics in Electronic Engineering, v.13, Nr 1, 1994, s.113-116.
- [23] Demenko A.: Equivalent RC networks with mutual capacitances for electromagnetic field simulation of electrical machine transients. IEEE Trans. Magn., vol.28, 1992, s.1406-1410.
- [24] Demenko A., Nowak L.: Numerical calculation of eddy-currents in hollow conductors of electrical machine winding. Proceedings of 4-th International IGTE Symposium and European TEAM Workshop, Graz, 1990, s.64÷70.
- [25] Demenko A., Nowak L., Szelaż W.: FE analysis of electromechanical converter dynamics, Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, Elektryka, Nr 43, 1994, s.97-109.
- [26] Dołginow A.I.: Riezonans w elektricznych cepiach i sistemach. GEI, Moskwa, 1957, s.280.
- [27] Domino A., Winiarski B.: Nowy algorytm sterowania bezpośrednich przemienników częstotliwości. Semin. n.t. Przetwarzanie energii mechanicznej wału o zmieniającej się prędkości obrotowej w energię elektryczną prądu trójfazowego, Inst. Elektrot., Gdańsk, 1994, s.36-64.
- [28] Doncer R., Geysen W.: A three phase self-excitation generator loaded by controlled rectifier bridge. Part 1, Proc. J., IEE (IPEC), Tokyo, 1983, Nr 183, p.643-649.
- [29] Doncer R., Geysen W.: A three phase self-excitation generator loaded by controlled rectifier bridge. Part 2. Stability analysis. Publ. by Inst. of Electr. Ing. of Japan, v. 2, Tokyo, 1983, p.1262-1265.
- [30] Ettinger U.L., Sakajew F.Sz.: Opriedielenije tipowej moszcznosti synchronnych gienieratorow, rabotajuszczich na wientilnyje priobrazowatieli. Elektropriwod, 1978, wyp. 1 (18), s.3-15.
- [31] Fazyłow Ch.F., Alejew K.R.: Asinchronnyje gienieratory so statornym wozbuzdzeniem i perspektiwy ich primienienija. Izw. AN SSSR Energijetika, 1985, Nr 2, s.12-18.

- [32] Filc R.W.: Matematyčeskije osnovy teoriji elektromechaničeskich priobrazowatelej. Kijew, Naukowa Dumka, 1979, s.205.
- [33] Gaincew Ju.W.: Dobawocznyje potieri w asinchronnych dwigatielach. Moskwa, Eniergia, 1981, s.184.
- [34] Gientkowski Z.: Sowriemiennyje siłowyje połuprowodnikowyje pribory. Tiehničeskaja Elektrodinamika, NAN Ukrainy, Kijew, Nr 3/4, s.36-41.
- [35] Gientkowski Z.: Optymalizacija kompauđancyjnogo układu stabilizacji napięcia generatora asinchronicznego. Mat. konf. Zastosowanie Mikrokomputerów w Analizie i Projektowaniu Układów Elektromechanicznych, Duszniki Zdrój, 1986, s.34-47.
- [36] Gientkowski Z.: Samowzbudny generator indukcyjny o wzbudzeniu kondensatorowym. Zesz. Nauk. ATR Bydgoszcz - Elektrotechnika, Nr 6 (130), 1986, s.5-16.
- [37] Gientkowski Z., Zech W.: Właściwości samowzbudnego generatora indukcyjnego. Zesz. Nauk. ATR Bydgoszcz - Elektrotechnika, Nr 6 (130), 1986, s.17-27.
- [38] Gientkowski Z., Płachta B.: Obliczanie charakterystyk statycznych prądniczki asinchronicznej o wzbudzeniu pojemnościowym. Zesz. Nauk. Politechn. Poznańskiej - Elektryka, № 43, 1994, s.137-49.
- [39] Gientkowski Z.: Analyse des Selbsterregungs vorganges eines Asynchrongenerators mit vorgeladenen Kondensatoren. 6. Symposium Maritime Elektronik, Rostock, 1986, s.25-27.
- [40] Gientkowski Z.: Matematyčeskoje modelirowanije elektromagnitnych processow w asinchronnom gienieratorie s ułuczszennymi paramietrami wychodnoj enierгии. Proc. of Forth International Scietific Conferens - Integrated Problems of Industrial Control, Kiev, 1990, p.176-184.
- [41] Gientkowski Z.: Model matematyczny elektromagnetycznych procesów przejściowych w generatorze asinchronicznym. Mat. 6. Sympozjum Symulacja Procesów Dynamicznych, Zakopane, 1990, s.79-86.
- [42] Gientkowski Z., Płachtyna E., Borowski R.: Stabilizacja napięcia prądniczki asinchronicznej o wzbudzeniu kondensatorowym z tyrystorowym regulatorem mocy biernej indukcyjnej. Metoda analizy i wyniki badań. Proc. of the conf. Unconventional Electrotechnical and Electromechanical Systems, Szczecin-Poland, 1996, vol.2, p.569-574
- [43] Gientkowski Z.: Zagadnienia komutacyjne w prostowniku wyjściowym autonomicznego generatora asinchronicznego. Mat. 4. Krajowej Konf. Energoelektroniki PAN, Warszawa, 1990, s.121-131.
- [44] Gientkowski Z.: Określanie momentów komutacji zaworów prostownika wyjściowego prądniczki asinchronicznej. Zeszyty Naukowe ATR - Elektrotechnika, 1995, Nr 11, s.31-39.
- [45] Gientkowski Z.: Awtonomnyj asinchronnyj gienierator s upravłajemym wychodnym wypriamitelem. Trudy n.-t. konf. s międzynarodnym uczestijem, Krym, Ałusztą, 1995, s.229-232.
- [46] Gientkowski Z., Mućko J.: Prądniczka asinchroniczna o wzbudzeniu kondensatorowym ze stabilizatorem napięcia o działaniu dyskretnym. Przegląd Elektrotechniczny, 1992, Nr 2, s.247-249.

- [47] Gientkowski Z.: Diskrietnyj satabilizator napriazhenija dla asinchronnogo gienieratora. Miezd. n.-t. konf. Aktualnyje Problemy Elektronnoego Priborostrojenija, Nowosibirsk, 1992, s. 67-71.
- [48] Gientkowski Z., Demenko A., Plachta B.: Schiemno-polewaja modiel elektromagnitnych processow w awtonomnom asinchronnom gienieratorie s kondensatornym wobuzdzeniem. Tiechniczeskaja Elektrodinamika, NAN Ukrainy, Kijew, 1995, Nr 1/2, s.37-46.
- [49] Gientkowski Z., Greczko E.: Siłowyje tranzistory, siłowyje intiegralnyje schiemy i intelligientnyje moduli w elektropriwodie. W kn. Riegunirujemyje asinchronnyje dwigatieli, Inst. Elektrodinamiki NAN Ukrainy, Kijew, 1994, s.162-174.
- [50] Gientkowski Z.: Obnowlenije elementnoj bazy siłowej połuprowodnikowej tiechniki - put' k nowomu kaczestwu elektroenergieticzeskich ustrojstw. Sbornik naučných trudow Modieli i algoritmy uprawlenija riegunalnymi ekołogo-ekonomiczeskimi sistiemami. Institut Kibiernietiki NAN Ukrainy, Kijew, 1994, s.142-150.
- [51] Gientkowski Z., Mućko J.: Przekształtnikowe samowzbudzenie prądniczy asynchronicznej. Mat. konf. Nowoczesne Metody Sterowania w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym. Łódź-Dobieszków, 1993, s.151-158.
- [52] Gientkowski Z.: O samowzbudzeniu prądniczy indukcyjnej z półprzewodnikowym falownikiem napięcia jako źródłem mocy biernej. 5. Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Gliwice-Ustroń, 1993, s.532-539.
- [53] Gientkowski Z.: Prądnicza asynchroniczna o wzbudzeniu falownikowym z częstotliwościową stabilizacją napięcia wyjściowego. Konf. Nowoczesne Metody Sterowania w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź-Dobieszków, 1993, s.143-151.
- [54] Gientkowski Z.: Analiza stanów dynamicznych autonomicznej prądniczy asynchronicznej o wzbudzeniu przekształtnikowym. Zeszyty Naukowe ATR - Elektrotechnika, 1997, Nr 12 (w druku).
- [55] Gientkowski Z., Cieślik S.: Modele matematyczne wielouzujojeniowej prądniczy indukcyjnej. Zeszyty Naukowe ATR Elektrotechnika, 1997, Nr 12 (w druku).
- [56] Gientkowski Z., Mućko J.: The voltage source inverter applied as reactive power source in voltage stabilization circuit for the asynchronous generator. Conf. Power Electronics, Motion Control, Warsaw, 20-22 Sept. 1994, p.1206-1209.
- [57] Gientkowski Z., Mućko J.: Odnofaznyj asinchronnyj gienierator s połuprowodnikowym istoczniem rieaktiwnoj moszczności na tranzistorach IGBT. Proc. of conf. Automated Electric Drive Problems, Ukraine, Kharkov, 1994, p.177-179.
- [58] Gientkowski Z.: Triochfaznyj asinchronnyj gienierator s tranzystornym istoczniem rieaktiwnoj moszczności. Tiechniczeskaja Elektrodinamika, NAN Ukrainy, Kijew, 1996, s.31-35.
- [59] Gientkowski Z.: Tranzystornyj asinchronnyj gienierator w sistiemie garantirowannogo pitaniija. Tiechniczeskaja Elektrodinamika, NAN Ukrainy, Kijew, 1996, s.49-55.
- [60] Guiqui L.: Electrical power generating arrangement and method utilizing in induction generator. Patent USA Nr 3832625, (336140), 1974.

- [61] Hayashi Y., Sato N.: Extension of commutating range of converter for induction generator. Conf. rec. IEEE ind. Appl., Toronto, 1985, p.621-626.
- [62] Hellenius K., Vas P., Brown J.: The analysis of a saturated self-excited asynchronous generator. IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 6, n. 2, 1991, p.336-345.
- [63] Hingraroni N.G., Slapp J.: Application of induction generators and DC transmission to small hydroelectric power plants. Proc. of. Symp on HV: DC Power Transmission, Phoenix, 1980, p.273-281.
- [64] Howeck P., Leistikov J.: Drive control of GTO puls width inverter for vehicles with  $\mu$ P puls pattern generators. EPE, 1989, Aachen, p.83-87.
- [65] Ishiguro A. at all.: A novel controll method for foprced commutated cycloconvertors using instantaneous values of input line-to-line voltages. IEEE Trans on Ind. Electr. v. 7, 1991, Nr 3.
- [66] Iwanow A.A.: Asinchronnyje gienieratory dla gidroelektriczeskich stancij niebol-szoj moszcznosti. Gosenergoizdat, 1948, s.139.
- [67] Januszewski S.: Współczesne dyskretne przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone mocy. V. symp. Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Gliwice-Ustroń, 1993, s.46-59.
- [68] John R., Parsons J.R.: Cogeneration application of induction generators. IEEE Trans. on Ind. App., v. IA-20, Nr 3, 1984, p.497-503.
- [69] Katalog kondensatorów energetycznych typu CLMD (na lic. firmy ABB). "Elektromontaż", Bydgoszcz, 1994.
- [70] Kazowskij E.Ja.: Pieriechodnyje processy w maszinach pieriemienno go toka. Moskwa-Leningrad, Izd. AN SSSR, 1962, s.624.
- [71] Kicis S.I.: K analizu processow samowozbuźdzenija asinchronno go gienieratora. Izw. WUZ-ow Elektromiechanika, 1977, Nr 5, s.506-511.
- [72] Kicis S.I.: Ob odnoj formie zapisi urawnienij asinchronnoj masziny s parallelno wkluczonnymi kondensatorami. Izw. WUZ-ow Elektromiechanika, 1981, Nr 2, s.35-41.
- [73] Kicis S.I.: Matematyczeskaja model asinchronno go gienieratora s niezatuchszim magnitnym polem. Izw. WUZ-ow Eniergiatika i Transport, 1981, Nr 6, s.41-53.
- [74] Kicis S.I.: Pieriechodnyje processy w asinchronnom samowozbuźdajuszczem sia gienieratorie pri wniezapnom korotkom zamykanii. Elektrizestwo, 1960, Nr 10, s.23-29.
- [75] Kicis S.I.: Rasczet stacionarnych riezimow asinchronno go gienieratora s obmotkoj podmagnicziwanija, prisojediniennoj k zazimam obmotki statora. Elektrizestwo, 1978, Nr 5, s.28-31.
- [76] Kiuriegian S.G., Tkaczenko A.M.: Rasczet raboczich charakteristik awtonomno go asinchronno go gienieratora. Elektrotiechnika, 1966, Nr 11, s.20-22.
- [77] Kopyłow I.P., Filc R.W., Jaworski Ja.Ja.: Ob urawnienijach asinchronnoj masziny w razlicznych sistiemach koordinat. Izw. WUZ-ow Elektromiechanika, 1966, Nr 11, s.22-33.
- [78] Korotkow B.A.: Matematyczeskije modelirowanije mostowych prieobrazowatielnej. Izw. AN SSSR Eniergiatika i Transport, 1977, Nr 2, s.76-84.



- [79] Kostyriew M.L.: Asinchronnyj wientilnyj gienierator. Patent SSSR Nr 558359, (20821144/07), 1977.
- [80] Kostyriew M.L., Sztanow A.N.: Matematyckeskoje modielirowanije asinchronnogo gienieratora s tiristornym riegulirowanijem napriazhenija. Elektrichestwo, Nr 2, 1992, s.45-48.
- [81] Kostyriew M.L.: Matematyckeskie modeli asinchronnych gienieratorow s wientilnym wozbuźdienijem. Izw. AN SSSR Energetika i Transport, 1981, Nr 2, s.82-90.
- [82] Kowacz K., Rac P.: Pieriechodnyje processy w maszinach pieriemennogo toka. M.-L., Gosenergoizdat, 1963, s.774.
- [83] Krishnau K.R.: Small scale home cogeneration - is it economical? Energy, v. 5, Nr 5, Stamford, 1983, p.23-24
- [84] Krupowicz A.: Metody numeryczne zagadnień początkowych równań różniczkowych zwyczajnych. PWN, Warszawa, 1980, s.292
- [85] Kuge R., Kasuto D.: Constant frequency and constant voltage control of induction generator. Elec. Ing. in Japan, vol. 112, Nr 3, 1992, p.912-916
- [86] Latek W.: Zarys maszyn elektrycznych. WNT, Warszawa, 1974, s.602
- [87] Liszczenko A.I., Lesnik W.A.: Optimizacija paramietrow i charakteristik kompandirowanogo asinchronnogo gienieratora. Tiejnyczeskaja Elektrodinamika, Kijew, 1983, Nr 3, s.53-58.
- [88] Liszczenko A.I., Lesnik W.A., Farieniuk W.A.: Issledowanije pabocznych charakteristik asinchronnogo gienieratora s jomkostnym wozbuźdienijem. Tiejnyczeskaja Elektrodinamika, Kijew, 1983, Nr 5, s.62-68.
- [89] Liszczenko A.I., Lesnik W.A.: Metody cifrowogo modielirowanija pieriechodnych processow w biezkontaknyh sistiemach wozbuźdienija moszcznych turbogienieratorow. W kn. Problemy powysienija kaczestwa i nadioźnosti moszcznych turbogienieratorow. Kijew, Naukowa Dumka, 1979, s.70-77.
- [90] Liszczenko A.I., Lesnik W.A.: Sistiemy wozbuźdienija i awtomatyczeskogo riegulirowanija napriazhenija asinchronnogo gienieratora. Prieprint Nr 429, NAN Ukrainy, Kijew, 1985, s.52.
- [91] Liszczenko A.I., Lesnik W.A.: Asinchronnyje masziny s massiwnym fierromagnitnym rotorom. Kijew, Naukowa Dumka, 1984, s.168.
- [92] Majewski O.A.: Energetyckeskie pokazateli wientilnych prieobrazowatielej. Moskwa, Energija, 1978, s.320.
- [93] Majewski O.A.: Metody opriedielenija rieaktywnych moszcznostiej nieliniejnych elektryczeskich cepiej s pomoszczju cikliczeskich wolt-ampierynych charakteristik. Wiestnik ChPI Nr 45 (93), Prieobrazowatielnaja tiechnika, wyp. 4, 1980, s.48.
- [94] Marphy B.E., Nagarai M.: Design-based computational procedure performance prediction and analysis of self-excited induction generators. IEE Proc., v. 135, Pt. B, Nr 1, 1988, p.8-16.
- [95] McPeterson, Quazene L.: Analysis of the isolated induction generator. IEEE Trans. on Power Appar. and Syst., v. PAS-102, Nr 8, 1983, p.2793-98.

- [96] Mc Quin N.P., Williams P.N.: Transient electrical and mechanical behaviour or large induction generator installations. 4. Intern. Conf. on Electr. Mach. and Drives, IEEE Conf. Publ., Nr 310, 1989, p.251-255.
- [97] Melkebeek J.A., Novotny D.M.: Small signal dynamic analysis of regeneration and self excitation in induction machines. El. Mach. and Pow. Sys., PAS-102, 1988, p.259-280.
- [98] Melkebeek J.A., Novotny D.M.: Steady state modeling of regeneration and self-excitation in induction machines. IEEE Trans on Appar. and Syst., v. 8, 1988 p.2725-2733.
- [99] Meunier G., Shen D., Coulomb J.L.: Modelization of 2D and axisymmetrical magnetodynamic domain by the finite element method. IEEE Trans. Magn., vol.24, 1988, s.166-169, 1988.
- [100] Meyer M.: Anordnung zur Steuerung der Drehzahl über einem Gleichrichter an einem Drehstrom Asynchrongenerator mit Kurzschlußlaufer angeschlossenen Gleichstrommotors. Patent NRF Nr 1288670, p. 1288670-3-32 (996186), 1965.
- [101] Miendielsztam W.S., Papaleksi I.D.: O parametriczeskom wozbuzhdenii elektricheskikh kolebanij. Teoreticheskaja Fizika, 1934, t.4, wyp.1, s.5-29.
- [102] Mućko J., Gientkowski Z., Kaczmarek Z.: Induction generator with capacitive stabilizing voltage network. XII Symposium on Phenomena in Nonlinear Circuits, Poznań, 1991, p.299-304.
- [103] Mućko J., Gientkowski Z.: Falownik napięcia jako źródło mocy biernej do stabilizacji napięcia prądnicy asynchronicznej. Gospodarka Paliwami i Energią, Nr 8, 1995, s.13-14.
- [104] Mućko J., Gientkowski Z.: Asymetryczny układ odciążający w tranzystorowym falowniku napięciowym. 5. Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Gliwice-Ustroń, 1993, s.131-138.
- [105] Mućko J., Borowski R., Gientkowski Z.: Common circuit for uninterruptible power supply and reactive power compensation. Proc. of the 7th International Power Electronics & Motion Control Conference, Exhibition, Tutorials. Budapest - Hungary, 1996, v. 3, p.490-495.
- [106] Muljadi E., Lippo T.A., Novotny D.W.: Power factor enhancement of induction machines by means of solid-state excitation. Intern. conf. Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino, Italy, 1986, p.424-430.
- [107] Murthy S.S., Malik O.P.: Analysis of self-excited induction generators. IEE Proc. C, v.129, 1982, Nr 6, p.260-265.
- [108] Murthy S.S., Nagamani C.: Studies on the use of conventional induction motors as self-excited induction generators. IEEE Trans. on En. Conv., v. 3, Nr 4, 1988, p.842-848.
- [109] Murthy S.S., Singh B.P.: Suitability of using normally-designed induction motor as a capacitor self-excited induction generator. Proc. of the Intern. Conf. on Electrical Machines, Switzerland, 1984, p.1173-76.

- [110] Naganathan G., Sharaf A.M.: Microprocessor control of wind driven squirrel cage induction generator. *Europ. Conf. on Power Electronics and Appl.*, v.1, Brussels, 1985, p.2.7-2.12.
- [111] Nailen R.L.: Spooks on the power line? - induction generators and the public utility. *Petrol. and Chemic. Ind. Conf., IEEE IAS Ann. Meeting, N.Y.*, 1983, p.192-200.
- [112] Nakata T, Takahashi N.: Direct finite element analysis of flux and current distributions under specified conditions. *IEEE Trans. Magn.*, vol.18, 1982, s.325-330.
- [113] Nietuszył A.W., Bojar-Sozonowicz S.P.: Samowozbudzienie asinchronnego gienieratora. *Izw. WUZ-ow Elektromiechanika*, 1981, Nr 6, s.618-621.
- [114] Nietuszył A.W., Listwin W.S.: Awtonomnyj asinchronnyj gienierator kak nie-liniejnaja awtokolebatielnaja sistiema. *Izw. WUZ-ow Elektromiechanika*, 1977, Nr 5, s.500-505.
- [115] Nowikow A.W., Kiuriegian S.G.: Jomkostnoje samowozbudzienie asinchron-nogo gienieratora. *Izw. WUZ-ow Elektromiechanika*, 1979, Nr 2, s.173-179.
- [116] Osadczyj Ju. M., Kaplenko W.K.: Samowozbudzienie asinchronnego gieniera-tora so stabilizirujuszczim ustrojstwom. *Elektriczestwo*, 1979, Nr 2, s.45-48.
- [117] Osadczyj Ju. M.: Samowozbudzienie asinchronnego gienieratora s priwodnym dwigatielem ograniczennoj moszcznosti. *Elektriczestwo*, 1981, Nr 5, s.62-64.
- [118] Osadczyj Ju. M.: Issledowanije riezima raboty asinchronnego gienieratora mie-todom garmoniczeskogo bałłansa. *Izw. WUZ-ow Elektromiechanika*, 1977, Nr 7, s.612-619.
- [119] Owen E.,L., Griffith G.R.: Induction generator applications for petroleum and chemical plants. *Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Meeting, N.Y.*, 1983, p.192-200.
- [120] Panfilow N.A.: O pasczotie ekwiwalentnoj induktiwnosti sinchronnego gieniera-tora biez uspokoiitelnoj obmotki pri rabote na wypriamiteliuju nagruzku. *Elektrotiechnika*, 1973, Nr 8, s.12-15.
- [121] Paszek W.: Stany nieustalone maszyn prądu przemiennego. *WNT, Warszawa*, 1986, s. 600.
- [122] Piriou F., Razek A.: Numerical simulation of non-conventional alternator con-nected to a rectifier. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol.5, 1990, s.512-518.
- [123] Płachta B.: Polowo-obwodowe modelowanie zjawisk elektromagnetycznych w autonomicznej prądniczy indukcyjnej o wzbudzeniu kondensatorowym. *Praca doktorska (w druku)*.
- [124] Płachtyna E.G.: Matematyckeskoje modielirowanije elektromaszynno-wientilnych sistiem. *Lwow, Wiszcza Szkoła*, 1986, s.164.
- [125] Popow A.I.: Awtonomnyj asinchronnyj gienierator s wozbudzieniem ot wari-kondow. *Elektrotiechnika*, 1964, Nr 11, s.41-44.
- [126] Porro E., Serra G.: Employing the asynchronous machine in non-conventional mo-des. *Fimet Motori and Riduttori SPA Viale Rimembrance, Italy*, 1982, s.28-34.
- [127] Postnikow I.M.: Obobszczonnaja teorija i pieriechodnyje processy elektriczesz-kich maszyn pieriemennogo toka. *Moskwa*, 1975, s.320.

- [128] Projektirowanije elektriceskich maszin. Pod. ried. Kopyłowa I.P., Moskwa, Energija, 1980, s. 496.
- [129] Radin W.I., Winokurow W.A.: Primienienije asinchronnych gienieratorow kak awtonomnych istocznikow pieriemennogo toka. Elektrotechnika, 1967, Nr 8, s.17-20.
- [130] Radin W.I., Zagorskij A.E.: Upravljajemyje elektriceskije gienieratory pri pieriemiennoj czastotie. Moskwa, Energija, 1988, s.149.
- [131] Richard L., Nailen P. E.: Haw induction generator work. Electr. Applic., 1980, p.51-58.
- [132] Rischmuller K.G.: Smartpower quo vadis? EPE-MADEP, Firenze-Italy, 1991, p.40-43.
- [133] Runge W., Steimel A.: Some aspect of the circuit design of high power GTO converters. EPE, 1989, Aachen, p.1555-1560.
- [134] Sadowski N., Lefevre Y., Lajoie-Mazenc M., Cros J.: Finite element torque calculation in electrical machines while considering the movement. IEEE Trans. Magn., vol.28, 1992, s.1410-1423.
- [135] Salameh Z.M., Kazda L.F.: Analysis of a double output induction generator using direct three-phase model - I. Comutation angle analysis. IEEE Trans. Energy Convers., v. EC - 2, Nr 2, 1987, p.175-181.
- [136] Salak I.I., Skokluk N.I.: Opriedielenije paramietrow jawno polusnogo sinchronnogo gienieratora pri pabotie na wypriamiteliuju nagruzku soizmierimoj moszcznosti. Elektriczesstwo, 1981, Nr 2, s.36-38.
- [137] Siergiejew P.S., Winogradow N.W.: Projektirowanije elektriceskich maszin. Moskwa, Energija, 1981, s.632.
- [138] Singh S.P., Jain M.P.: Steady-state analysis of a self-excited induction generator with AC/DC conversion scheme for small scale generation. El. Pow. Sys. Reserch, v. 20, Nr 2, 1991, p.95-104.
- [139] Singh S.P., Jain M.P.: Performance characteristics and optimum utilization of a cage machine induction generator. IEEE Trans. on En. Conv., v. 5, Nr 4, 1990, p.679-85.
- [140] Stiepanow A.D., Andiers W.I.: Analiz raboty asinchronnogo gienieratora s inwertorom w reżimie samowozbuźdienija. Elektriczesstwo, 1986, s.28-33.
- [141] Supronowicz. H., Kozłowski J.: Łącznik baterii kondensatorów połączonych w trójkąt. Patent PL 156942 B1, WUP 04/1992.
- [142] Szczedrin N.N.: K woprosu o jomkostnom wozbuźdzenii sinchronnych i asinchronnych maszin. Tr. In-ta Energietiki i Awtomatiki, Taszkient, 1978, wyp.2, s.5-46.
- [143] Szumow Ju. N.: K rasczotu wniesznich charakteristik awtonomnogo asinchronnogo gienieratora. Izw. WUZ-ow Elektromiechanika, 1978, Nr 7, s.787-789.
- [144] Tandon A.K., Berg G.J.: Steady state analysis of capacitor self-excited induction generators. IEEE Trans. on Pow. App. and Sys., v. PAS-103, Nr 3, 1984, p.612-618.

- [145] Thode H.W., Azbill D.C.: Typical application of induction generators and control system considerations. IEEE Trans. on Ind. Appl., v.IA-20, Nr 6, 1984, p.1418-1423.
- [146] Toropcew N.D.: Awiacionnyje asinchronnyje gienieratory. Moskwa, Transport, 1980, s.204.
- [147] Trieszczow I.I.: Metody issledowanija elektromagnitnych processow w maszynach pieriemennogo toka. Leningrad, Energijskaja, 1969, s.196.
- [148] Tsukerman I.A., Konrad A., Mounier G., Sabonnadiere J.C: Coupled field-circuit problems: trends and accomplishment. IEEE Trans. on Mag., 1993, vol. 29, s.1701-1704.
- [149] Tunia H. i in.: Układy ergoelektroniczne. Obliczanie, modelowanie, projektowanie. WNT, Warszawa, 1982, s.724.
- [150] Ueda R., Sonoda T., Koga K.: Investigations of self-excitation conditions in self-excited type induction generator. Conf. Rec.-IEEE/IAS Annual Meeting, 1986, p.889-895.
- [151] Van wyk J.D., Enslin J.H.: A study of a wind power converter with microcomputer based maximal power control utilising an oversynchronous electronic Scherbius cascade. IPEC, Tokio, 1983, p.766-777.
- [152] Venturini M.: A new sin wawe in, sin wawe out, conversion technique eliminates reactive elements. Proc. Pow. Conf., 1980, p.E3.1-E3.15.
- [153] Warzecha Z.: Analiza szczególnego przypadku maszyny asynchronicznej samowzbudnej. Rozprawa doktorska, AGH, Kraków, 1987, s.121.
- [154] Watson D.B., Duke R.M.: Response of a self-excited induction generator to rectifier harmonics. Intern. Journal of Electr. Eng. Education, v. 25, Nr 1, 1988, p.15-25.
- [155] Węglarz J.: Badania nad prądnicą asynchroniczną wzbudzoną przy pomocy kondensatorów. Zesz. Nauk. Politechn. Poznańskiej - Elektryka, № 1, 1956, s.129-48.
- [156] Wienikow W.A., Anisimowa N.D.: Samowozbuzdzenije i samoraskacziwanije w elektryczeskich sistiemach. Moskwa, Wysszaja Szkoła, s.264.
- [157] Wierbickaja T.N.: Elektryczeskije swojstwa siegnetokieramiki i warikonow i ich primienienije. Elektryczestwo, 1960, Nr 8, s.16-18.
- [158] Wierzejski M.: Systemy elektromaszynowe odbioru mocy z wału o zmiennej prędkości kątowej. Semin. n.t. Przetwarzanie energii mechanicznej wału o zmniejszającej się prędkości obrotowej w energię elektryczną prądu trójfazowego, Inst. Elektrot., Gdańsk, 1994, s.1-23.
- [159] Wiszniewskij L.W.: Issledowanije i razrabotka sistiemy awtomatycznej stabilizacji napriazhenija i czastoty sudowogo asinchronnogo gienieratora dwójnogo wraszczienija. Awtorief. dokt. dissert., Odiessa, 1982, s.22.
- [160] Wiszniewskij L.W.: Statycznyj rasczot sistiemy awtomatycznej stabilizacji napriazhenija i czastoty sudowogo asinchronnogo gienieratora. Rukopis' diep. w CBNTC MMF, 1979, Nr 35, s.20.
- [161] Woldiek A.I.: Elektryczeskije maszyny. Leningrad, Energijskaja, 1974, s.840.

- [162] Zabrodin Ju.S.: Promyszlennaja elektronika. Moskwa, Wysszaja Szkoła, 1982, s.495.
- [163] Zozulin Ju.W.: Raszczot tokow i napriazienij mnogofaznych sinchronnych gieniatorow, nagrażennych na mostowoj wypriamitel. Elektrotehnika, 1980, Nr 5, s.10-13.
- [164] Zubkow Ju.D.: Asinchronnyje gienieratory s kondensatornym wozbużdienijem. AN Kaz. SSR, Ałma-Ata, 1949, s.112.
- [165] Žeżelenko I.W.: Wysszije garmoniki w sistiemach snabženija priedpriyatij. Moskwa, Energiija, 1994, s.184.

# AUTONOMICZNE PRĄDNICE INDUKCYJNE O WZBUDZENIU KONDENSATOROWYM I PRZEKSZTAŁNIKOWYM

## Streszczenie

Praca jest poświęcona zagadnieniom analizy i syntezy autonomicznych prądnic indukcyjnych (API) o wzbudzeniu kondensatorowym i przekształtnikowym. Wykazano, że wszystkie mające istotne znaczenie procesy fizyczne w tego typu prądnicach można analizować w oparciu o teorię i metody stosowane w analizie i syntezie układów z silnikami indukcyjnymi, poprzez ich rozszerzenie, modyfikację lub uogólnienie.

W grupie API o wzbudzeniu kondensatorowym zaproponowano metodykę obliczania charakterystyk statycznych, uwzględniającą zmiany częstotliwości spowodowane obciążeniem. Do analizy procesów dynamicznych zaproponowano model matematyczny, sporządzony w oparciu o teorię wektorów przestrzennych (we współrzędnych  $\alpha, \beta$ ), uwzględniający nasycenie obwodu magnetycznego dla strumienia głównego. Przeanalizowano procesy: samowzbudzenia, załączenia i wyłączenia obciążenia oraz zwarcia symetrycznego.

Zaproponowany model wykorzystano do analizy procesów elektromagnetycznych w API z obciążeniem dołączonym przez prostownik niesterowany, zamodelowany z wykorzystaniem metody funkcji przełączających. Wykazano, że w takim układzie generowana jest dodatkowa moc bierna pojemnościowa. Wyjaśniono mechanizm fizyczny generowania tej mocy oraz określono zależności ilościowe. Przeanalizowano wpływ obciążenia na proces komutacji zaworów, skład harmonicznych prądów i napięć oraz możliwość występowania zjawisk rezonansowych. Określono moc obliczeniową prądnicy z obciążeniem prostownikowym.

Przedstawiono model połowo-obwodowy API o wzbudzeniu kondensatorowym, umożliwiający konstruowanie takich prądnic z typowych silników indukcyjnych klatkowych. Wykazano, że stosując niewielkie zmiany konstrukcyjne w silnikach można uzyskać prądnice o korzystnych charakterystykach. Model umożliwia również projektowanie API od początku przeznaczonych do pracy prądnicowej.

Zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych dwóch modeli API z najbardziej (zdaniem autora) perspektywicznymi układami stabilizacji napięcia, w których wykorzystano specjalnie do tego celu skonstruowany uniwersalny szybki półprzewodnikowy łącznik prądu przemiennego.

Przedstawiono oryginalny układ API o wzbudzeniu przekształtnikowym. Jako przekształtnik wzbudzający zastosowano tranzystorowy (IGBT) falownik napięcia z rozdzielonymi kanałami kształtowania składowej czynnej i biernej prądu. Zamieszczono wyniki badań eksperymentalnych modelu takiej prądnicy.

W końcowej części pracy przedstawiono uogólnioną metodykę opisu i modelowania procesów fizycznych w API o dowolnym sposobie wzbudzenia. Istotą zaproponowanej metodyki jest przedstawienie maszyny oraz elementów układu stabilizacji napięcia w postaci odpowiednio połączonych wielobiegunków. Zastosowanie metodyki przedstawiono na przykładzie API o wzbudzeniu kondensatorowym. Zamieszczono wyniki symulacji wybranych procesów i porównano z wynikami badań eksperymentalnych.

# AUTONOMOUS INDUCTION GENERATORS WITH CAPACITOR AND CONVERTER EXCITATION

## Summary

Present work is dedicated to problems of analysis and synthesis of the autonomous induction generators (AIG) with capacitor and converter excitation. It has been shown, that all physical problems having a substantial importance in the generators of this type, could be analysed based on a theory and methods used for analysis and synthesis of circuits with induction motors, through their extending, modification or generalisation.

In the AIG group with capacitor excitation a calculation method of a static characteristic has been proposed, which takes into consideration a frequency changes caused by a load. For analysis of dynamic processes a mathematical model has been proposed, based on a space vectors theory (in  $\alpha, \beta$  coordinates), taking into consideration a saturation of a magnetic circuit for a main flux. Analysis of processes: self excitation, load switching on and off as well as symmetrical short circuiting have been made.

Proposed model has been used for analysis of electromagnetic processes in AIG with the load connected through a non controlled rectifier, modelled using switching functions method. It was shown, that in such a circuit - a passive, capacitive power is generated. A physical action of this power generation has been explained and quantity relations have been determined. An influence of the load on a valve commutation process, a composition of harmonic currents and voltages as well as possibility of resonance phenomena occurrence have been analysed. Calculated power of the generator with the rectifier load has been determined.

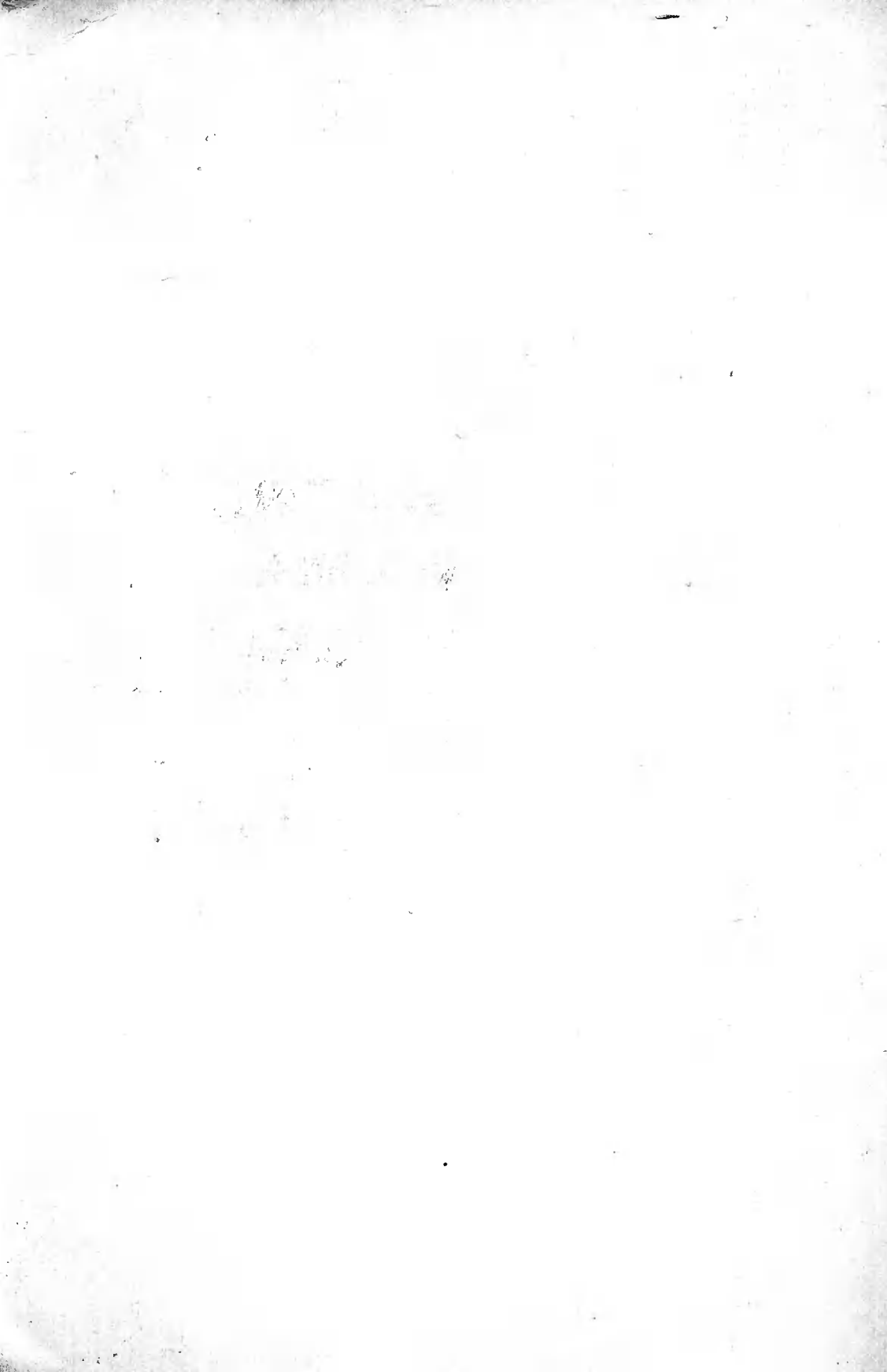
A field-circuit model of AIG with the capacitor excitation, making possible design of such generators from typical squirrel-cage motors has been presented. It has been shown that, by introducing small design changes into motors, the generators with good characteristics can be received. This model makes, also, possible design of AIG for generator application.

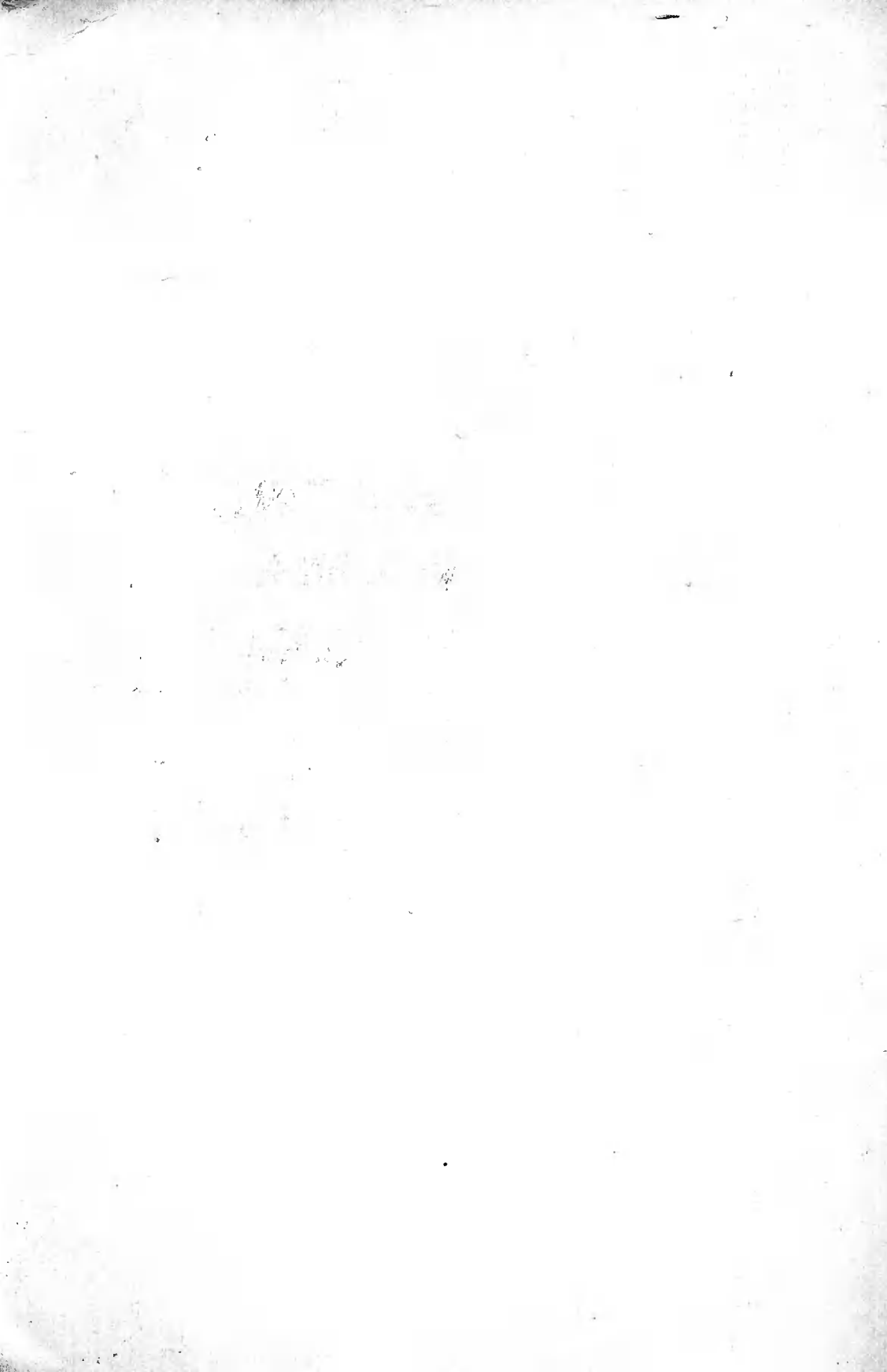
Experimental test results of the two models of AIG with the most perspective (according to the author's opinion) voltage stabilising circuits have been presented. In these circuits a specially designed universal, fast, semiconductor AC switch has been used.

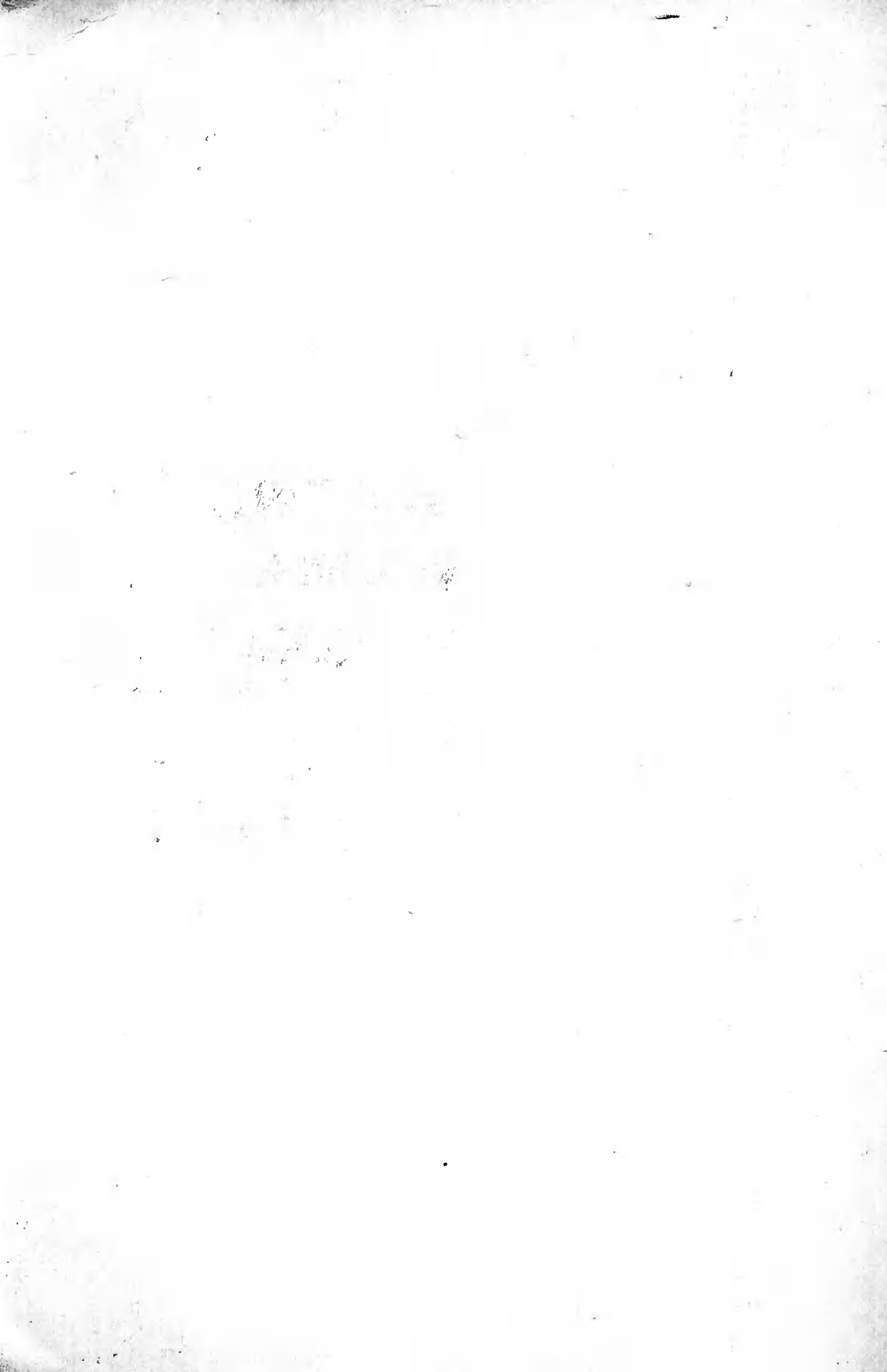
An original AIG circuit with converter excitation has been presented. As an exciting converter a transistorised (IGBT) voltage sourced inverter with separated channels of an active and a passive current component forming has been used. The experimental test results of the such a generator model are included.

The generalised method of the physical processes in AIG, with an optional method of excitation, description and modelling is presented in the final part of the work. The essence of the proposed method is to present the machine and elements of the voltage stabilising circuit in the form of suitably connected multipoles. Application of the method is described based on the example of AIG with the capacitor excitation. The simulation of selected processes and their comparison with experimental test results have been included.









80686

**Biblioteka Główna ATR  
w Bydgoszczy**

80686

ISSN 0209-0597