



AKADEMIA GÓRNICZO – HUTNICZA
IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

**WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI,
INFORMATYKI I ELEKTRONIKI**

mgr inż. Robert Jarocho

**Kaskadowy układ regulacji prędkości silnika indukcyjnego o
podwyższonych wskaźnikach energetycznych**

ROZPRAWA DOKTORSKA

Promotor:

dr hab. inż. Zbigniew Hanzelka, prof. AGH

Kraków 2006

*W tym miejscu pragnę podziękować mej
ukochanej żonie Danucie, za jej miłość,
wrozumiałość, wsparcie, poświęcenie,
cierpliwość, mądrość i zachętę w chwilach, gdy
pojawiało się zniechęcenie oraz w obliczu
wszelkiego rodzaju trudności.
Kochanie, bez Ciebie ta praca by nie powstała.*

Składam serdeczne podziękowania
Panu profesorowi Zbigniewowi Hanzelce
za pomoc merytoryczną konieczną do powstania
niniejszej pracy.

Składam również podziękowania kolegom z Katedry:
mgr inż. Józefowi Skotnicznemu,
mgr inż. Andrzejowi Firlitowi,
mgr inż. Januszowi Grzegorskiemu
dr inż. Andrzejowi Machowskiemu,
mgr inż. Władysławowi Łoziakowi,
mgr inż. Krzysztofowi Piątkowi,
za okazaną pomoc i wsparcie.

SPIS TREŚCI

Spis wybranych ważniejszych oznaczeń i symboli	5
1. Wprowadzenie	8
1.1. Wstęp	8
1.2. Teza i cel pracy	10
1.3. Struktura rozprawy	11
2. Kaskadowe układy napędowe silnika indukcyjnego	12
2.1. Podstawowy układ kaskady inwertorowej	12
2.2. Układy kaskadowe z przekształtnikami złożonymi	17
2.3. Układy kaskadowe z przekształtnikiem impulsowym i przekształtnikiem tyrystorowym	19
2.4. Układy kaskadowe z przekształtnikami PWM	21
2.5. Układ kaskady o podwyższonych wskaźnikach energetycznych	24
3. Modele matematyczne układów kaskadowych	25
3.1. Modele matematyczne silnika indukcyjnego	25
3.1.1. Model wektorowy	26
3.1.2. Model obwodowy	29
3.1.3. Identyfikacja parametrów modelu matematycznego maszyny prądu przemiennego	31
3.2. Model matematyczny podstawowego układu kaskady	36
3.2.1. Przegląd modeli dynamicznych kaskadowych układów napędowych	36
3.2.2. Obwodowy model matematyczny podstawowego układu kaskady	37
3.2.3. Pomiarowa weryfikacja modelu matematycznego podstawowego układu kaskady	41
3.3. Modele matematyczne zmodyfikowanych układów kaskadowych	52
3.3.1. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z tyrystorowym przekształtnikiem złożonym	52
3.3.2. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem impulsowym i przekształtnikiem tyrystorowym	56
3.3.3. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM	57
3.4. Analiza porównawcza oddziaływania kaskadowych układów napędowych na sieć zasilającą	61
3.4.1. Wartości skuteczne prądów	62
3.4.2. Moc czynna, moc bierna i współczynnik przesunięcia fazowego	64
3.4.3. Współczynniki odkształcenia prądów	68
3.5. Praca silnika indukcyjnego pierścieniowego z mostkiem diodowym w obwodzie wirnika	71
4. Kaskadowy układ napędowy z przekształtnikiem PWM	80

4.1.	Układ regulacji prędkości	81
4.1.1.	Dobór elementów przekształtnika impulsowego prądu stałego	85
4.2.	Układ sterowania przekształtnika sieciowego	86
4.2.1.	Dobór elementów układu przekształtnika PWM	89
4.3.	Badania symulacyjne kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM	91
4.3.1.	Synteza nastaw regulatorów układu sterowania i dynamika układu napędowego	92
4.3.2.	Wpływ dodatniego sprzężenia zwrotnego oraz układu korekcyjnego regulatora napięcia na pracę przekształtnika PWM	102
4.3.3.	Praca przekształtnika sieciowego i przekształtnika impulsowego w stanach ustalonych	105
5.	Laboratoryjny układ kaskady z przekształtnikiem PWM	111
5.1.	Opis stanowiska laboratoryjnego	111
5.2.	Wyniki badań laboratoryjnych układu kaskadowego	118
5.2.1.	Dynamika kaskadowego układu napędowego	118
5.2.2.	Praca układu napędowego w stanach ustalonych	120
5.3.	Ocena wskaźników energetycznych zmodyfikowanego układu kaskady	127
5.3.1.	Wartości skuteczne prądów układu	128
5.3.2.	Współczynniki odkształcenia prądów	131
5.3.3.	Bilans mocy układu i współczynnik przesunięcia fazowego	133
5.3.4.	Sprawność energetyczna	135
6.	Wnioski.....	141
	Literatura.....	144
	Załącznik 1. Pomiary identyfikacyjne parametrów schematu zastępczego	
	 maszyny prądu przemiennego.....	152
	Załącznik 2. Parametry modeli matematycznych kaskadowych układów napędowych	160
	Załącznik 3. Schematy elektryczne układu laboratoryjnego	163

SPIS WYBRANYCH WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SYMBOLI

abc	– naturalny, trójfazowy układ współrzędnych
f_1	– częstotliwość napięcia zasilającego
f_2	– częstotliwość przebiegów obwodu wirnika
f_{Td}	– częstotliwość przełączania tranzystora mocy przekształtnika impulsowego prądu stałego
f_f	– częstotliwość przełączania tranzystorów mocy przekształtnika sieciowego PWM
i_x	– wartość chwilowa prądu w punkcie x układu napędowego
n_m	– prędkość obrotowa napędu obr/min
u_x	– wartość chwilowa napięcia w punkcie x układu napędowego
s	– poślizg maszyny indukcyjnej; operator transformaty Laplace'a
t_e	– wartość chwilowa momentu elektromagnetycznego silnika napędowego
t_m	– wartość chwilowa momentu mechanicznego obciążającego silnik napędowy
ε_{Td}	– względny czas pracy łącznika przekształtnika prądu stałego
ω_m	– prędkość kątowna napędu rad/s
C	– pojemność kondensatora obwodu stałonapięciowego przekształtnika PWM
E_{20}	– wartość skuteczna napięcia indukowanego w obwodzie wirnika (SEM)
I_{fm}	– amplituda prądu referencyjnego dla prądu wyjściowego przekształtnika sieciowego
I_x	– wartość skuteczna prądu przemiennego w punkcie x układu napędowego lub wartość średnia prądu w obwodzie pośredniczącym
$I_{x(1)}$	– wartość skuteczna składowej podstawowej prądu przemiennego w punkcie x układu napędowego
J	– moment bezwładności zredukowany na wał silnika
K_u, T_u	– nastawy regulatora napięcia u_{dc}
K_w, T_w	– nastawy regulatora prędkości
L_{dr}	– indukcyjność dławika obwodu prądu wyprostowanego
L_f	– indukcyjność dławików sieciowych przekształtnika PWM
L_m	– indukcyjność magnesowania silnika indukcyjnego
L'_{lr}	– fazowa indukcyjność rozproszenia wirnika sprowadzona na stronę stojana silnika indukcyjnego
L_{ls}	– fazowa indukcyjność rozproszenia stojana silnika indukcyjnego
P_x	– moc czynna w punkcie x układu napędowego, wyznaczona w dziedzinie harmonicznej podstawowej napięcia zasilania
Q_x	– moc bierna w punkcie x układu napędowego, wyznaczona w dziedzinie harmonicznej podstawowej napięcia zasilania
RH_{Idr}	– regulator histerezowy prądu wyprostowanego I_{dr}
RH_{If}	– regulator histerezowy prądu wyjściowego przekształtnika sieciowego

R_s	– fazowa rezystancja uzwojeń stojana
R_r'	– fazowa rezystancja uzwojeń wirnika sprowadzona na stronę stojana
R_u	– regulator napięcia u_{dc} typu PI
R_w	– regulator prędkości obrotowej typu PI
T_m	– stały moment mechaniczny (moment obciążenia) silnika napędowego,
T_n	– moment nominalny silnika napędowego
T_e	– wartość średnia momentu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego
T_d	– łącznik półprzewodnikowy przekształtnika impulsowego prądu stałego
U_x	– wartość skuteczna napięcia fazowego w punkcie x lub wartość średnia napięcia obwodu pośredniczącego w punkcie x układu napędowego
ΔI_{dr}	– szerokość pętli histerezy regulatora histerezowego prądu obwodu wyprostowanego, wartość międzyszczytowa
ΔI_f	– szerokość pętli histerezy regulatorów histerezowych prądu wyjściowego falownika PWM, wartość międzyszczytowa
DPF	– współczynnik przesunięcia fazowego (ang. <i>displacement power factor</i>)
DSZ	– tor dodatniego sprzężenia zwrotnego układu sterowania przekształtnikiem PWM
PR	– przekształtnik w obwodzie wirnika zwany skrótowo "wirnikowy"
"PS	– przekształtnik od strony sieci zasilającej zwany skrótowo "sieciowy"
PUK	– podstawowy układ kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego z tyrystorowym falownikiem sieciowym
PWM	– przekształtnik sieciowy wykonany z elementów w pełni sterowalnych, sterowany wg metody modulacji szerokości impulsów (ang. <i>pulse width modulation</i>)
SA	– silnik indukcyjny pierścieniowy
SPS	– biblioteka SimPowerSystems®
THD	– współczynnik odkształcenia harmonicznego napięcia lub prądu (ang. <i>total harmonic distortion ratio</i>)
$TIHD$	– współczynnik odkształcenia interharmonicznego napięcia lub prądu (ang. <i>total interharmonic distortion ratio</i>)
$TTHD$	– całkowity współczynnik odkształcenia napięcia lub prądu (ang. <i>true total harmonic distortion ratio</i>)
TD	– transformator dopasowujący poziom napięcia zasilającego dla układu przekształtnika sieciowego
ZUK	– zmodyfikowany układ kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego z tranzystorowym falownikiem sieciowym PWM

Indeks dolny x oznacza następujące punkty napędowego układu kaskady:

- dc – obwód stałonapięciowy falownika sieciowego
- dr – obwód stałoprądowy przekształtnika wirnikowego
- k – punkt zasilania (punkt przyłączenia układu kaskady do sieci zasilającej)
- f – strona wtórna transformatora dopasowującego
- r – obwód wirnika silnika indukcyjnego
- s – obwód stojana silnika indukcyjnego
- t – strona pierwotna transformatora dopasowującego

1. WPROWADZENIE

1.1. Wstęp

Współczesne napędy elektryczne należą do tej grupy odbiorów energii elektrycznej, które z powodu obecności układów przekształtnikowych, stanowiących ich integralną część, są z jednej strony bardzo czułe na zaburzenia występujące w napięciu zasilającym, a z drugiej strony same mogą być źródłem niekorzystnych zjawisk takich jak, np.: odkształcenia prądu, które jest źródłem odkształcenia napięcia zasilania, czy też mogą stanowić dla systemu zasilającego znaczne obciążenie bierne, co skutkuje zwiększeniem wartości skutecznej prądu zasilającego układ napędowy i co prowadzi do dodatkowych strat mocy czynnej w transformatorach i linii przesyłowej. Z punktu widzenia norm i rozporządzeń dotyczących jakości napięcia zasilania np. [40, 45, 114] istotne jest eliminowanie lub ograniczenie do pożądanego poziomu negatywnego oddziaływania na sieć zasilającą związanego z pracą układów napędowych, w szczególności układów napędowych dużych mocy, gdyż oddziaływanie tych układów jest szczególnie znaczące.

W chwili obecnej, w takich gałęziach przemysłu jak energetyka, górnictwo czy też przemysł cementowy, istnieje ciągle zapotrzebowanie na napędy dużych mocy (powyżej MW), charakteryzujących się dużą niezawodnością pracy oraz wymagających nie zawsze dużego zakresu regulacji prędkości (w granicach około $0,8 \div 1 n_n$). Te wymagania spełniane są m.in. przez kaskadowe układy napędowe silnika indukcyjnego pierścieniowego z pośrednim przemiennikiem częstotliwości w obwodzie wirnika. Ten rodzaj napędu w szczególności znalazł zastosowanie w przypadku, gdy napędzane urządzenie charakteryzuje się wentylatorową charakterystyką mechaniczną (napędy pomp, wentylatorów) – w tym przypadku niewielka zmiana prędkości obrotowej powoduje znaczną zmianę mocy wyjściowej [39, 65, 80, 101, 108, 137]. Popularność i taniość tego rodzaju napędu sprawia, że jego praktyczne znaczenie jest nadal duże.

W kaskadowych układach napędowych układ przekształtnikowy przyłączony do obwodu wirnika silnika indukcyjnego pierścieniowego oraz transformator dopasowujący wymiarowane są na przenoszoną moc poślizgu, proporcjonalną do roboczego zakresu regulacji prędkości, z jakim pracuje napęd. Jeśli pożądaný zakres regulacji prędkości jest ograniczony to wymagana moc układu przekształtnikowego jest mniejsza od mocy samego silnika. W przypadku, gdy wymagana maksymalna wartość poślizgu s_{max} napędu nie przekracza 0,2 to moc każdego z przekształtników oraz moc transformatora w torze zwrotu energii nie przekracza około 25 % mocy samego silnika [65, 101]. Jest to duża zaleta układów kaskadowych, szczególnie przy mocach napędów powyżej 1 MW. Mniejsza wymagana moc przekształtników pociąga za sobą mniejsze koszty inwestycyjne oraz redukcję strat łączeniowych w zastosowanych elementach półprzewodnikowych.

Alternatywnym rozwiązaniem dla kaskadowych układów napędowych, mającym zastosowanie w wielu aplikacjach przemysłowych, są napędy silników indukcyjnych klatkowych o

regulacji częstotliwościowej. W tych przypadkach moc zastosowanego przemiennika częstotliwości musi być co najmniej równa mocy maszyny asynchronicznej, co w przypadku napędów średniego napięcia o dużej mocy znamionowej prowadzi do konieczności albo zainstalowania dodatkowych transformatorów dopasowujących poziomy napięć do parametrów dopuszczalnych elementów energoelektronicznych niskiego napięcia albo do budowy układu przemiennika z drogich elementów energoelektronicznych średniego napięcia [101, 131, 138, 139]. Ta kosztowna inwestycja nie jest w pełni wykorzystywana w przypadku ograniczonego zakresu regulacji prędkości.

W kaskadowych układach napędowych, w wyniku pozostawienia w obwodzie wirnika przekształtnika niesterowanego, regulacja prędkości obrotowej sprowadza się do sterowania wartością średnią napięcia dodatkowego, co przyczynia się do zastosowania znacznie prostszego układu sterowania falownikiem przemiennika częstotliwości. Prostota układu sterowania jest jedną z zalet kaskadowych układów napędowych. Natomiast zastąpienie przekształtnika niesterowanego przekształtnikiem w pełni sterowanym czyni z silnika pierścieniowego maszynę dwustronnie zasilaną, która w ostatnich latach jest coraz częściej stosowana w układach generatorowych [15, 16, 20, 23, 25, 46, 54, 57, 105]. W tym przypadku przekształtnik pracujący w obwodzie wirnika umożliwia dwukierunkowy przepływ mocy poślizgu, a regulację prędkości obrotowej silnika indukcyjnego realizuje się za pomocą dodatkowego napięcia o zmiennych parametrach (częstotliwość, amplituda i faza), wynikających z aktualnej prędkości napędu, co z kolei prowadzi do zastosowania dość złożonego układu sterowania.

Kolejną zaletą kaskadowych układów napędowych, wynikającą z istoty ich działania, jest możliwość oszczędności energii elektrycznej. W układach kaskadowych silnika pierścieniowego moc poślizgu zwracana jest do sieci zasilającej, co zmniejsza zużycie energii niezbędnej do realizacji procesu technologicznego oraz zwiększa sprawność układu napędowego. Fakt oszczędności energii w układach dużej mocy, szczególnie pracujących w ruchu ciągłym, jest ważnym czynnikiem ekonomicznym w ocenie i wyborze odpowiedniego układu elektromechanicznego przetwarzania energii spośród tych wszystkich wariantów układów napędowych, które spełniają wymagania stawiane przez maszynę roboczą. Przykładowo pomiary przeprowadzone przez Centrum Mechanizacji i Elektryfikacji Górnictwa w eksploatawanych napędach kaskadowych pozwoliły na wyznaczenie typowych wartości wskaźników określających dobowe zmniejszenie zużycia energii elektrycznej, wyrażone w kWh na 1 kW mocy zainstalowanej. Dla wentylatorów głównego przewietrzania kopalń wskaźnik ten wynosi około 8,5 kWh/kW/dobę, dla sprężarek zmienia się w granicach 11-14 kWh/kW/dobę, natomiast dla pompy wody obiegowej w elektrociepłowni zawiera się w przedziale 8,5-12 kWh/kW/dobę [109]. Alternatywnym rozwiązaniem dla kaskadowych układów napędowych, stosowanym w napędach pomp i wentylatorów, są m. in. układy napędowe silnika indukcyjnego klatkowego ze sprzęgłem hydrokinetycznym, w których moc poślizgu jest wytracana na sprzęgle w postaci ciepła [44, 101, 139].

Do innych zalet kaskadowych układów napędowych zalicza się także ich dużą niezawodność i wysoką sprawność [65, 87, 118].

Przy ocenie układu napędowego dużej mocy ważną rolę odgrywają wskaźniki energetyczne napędu. Do podstawowych i najbardziej wymiennych wskaźników energetycznych układów napędowych zalicza się: sprawność energetyczną, współczynnik przesunięcia fazowego oraz współczynnik zawartości wyższych harmonicznych w prądzie zasilającym [9, 39, 135, 136, 139].

Pracy klasycznego układu kaskadowego silnika indukcyjnego pierścieniowego towarzyszy negatywne oddziaływanie na sieć zasilającą, spowodowane obecnością pośredniego przemiennika częstotliwości w obwodzie wirnika [9, 10, 14, 29, 39, 49, 50, 65, 87, 101, 135]. Przekształtnik tyrystorowy sterowany fazowo jest źródłem harmonicznych w prądzie zasilającym układu oraz pobiera moc bierną o wartości zależnej od prędkości i obciążenia silnika. Z punktu widzenia warunków przyłączenia do sieci elektroenergetycznej współczynnik mocy układu klasycznego jest za mały, co wymusza konieczność stosowania układów kompensujących moc bierną. W przypadku klasycznych napędów kaskadowych zasilanych z sieci średniego napięcia o małej mocy zwarciowej, zmienne i duże obciążenia bierne mogą wywołać wahania napięcia, co może mieć negatywny wpływ na inne odbiorniki energii elektrycznej zasilane z tego samego punktu sieciowego.

Ponadto kaskadowe układy napędowe są źródłem interharmonicznych w prądzie układu. Częstotliwości tych składowych prądu kaskady zależne są od aktualnej prędkości napędu [10, 29, 42, 50, 112, 157].

W odpowiedzi na konkretne zapotrzebowanie przemysłu podjęto prace badawcze zmierzające do opracowania zmodyfikowanego kaskadowego układu napędowego, charakteryzującego się korzystniejszymi wskaźnikami energetycznymi w stosunku do istniejących już rozwiązań przemysłowych kaskadowych układów napędowych.

1.2. Teza i cel pracy

Teza pracy

Zachowując korzystne cechy funkcjonalne i zalety klasycznego układu kaskady silnika indukcyjnego pierścieniowego istnieje możliwość – w efekcie modyfikacji części energoelektronicznej i algorytmu sterowania – eliminacji podstawowych wad układu, tzn.:

- **zredukowania poziomu odkształcenia prądu zasilającego w wyniku pracy falownika z prawie sinusoidalnymi prądami wyjściowymi;**
- **zredukowania mocy biernej układu napędowego w wyniku pracy falownika z jednostkowym współczynnikiem mocy w żądanym zakresie regulacji prędkości;**
- **zmniejszenia wartości skutecznej prądu zasilającego.**

Celem pracy było skonstruowanie modelu fizycznego układu napędowego kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego z pośrednim przemiennikiem częstotliwości w obwodzie wirnika o cechach zgodnych z tezą pracy.

W ramach pracy autor postanowił skoncentrować się na następujących zadaniach szczegółowych:

- przeglądzie modeli matematycznych silników elektrycznych pod kątem ich współpracy z elementami energoelektronicznymi;
- pomiarowej weryfikacji modelu matematycznego klasycznego układu kaskady pod kątem oddziaływania napędu na sieć zasilającą;
- przeprowadzeniu analizy porównawczej modeli matematycznych zmodyfikowanych układów kaskadowych pod kątem ich przydatności do symulacyjnego badania oddziaływania układu napędowego na sieć zasilającą;
- zaprojektowaniu struktury układu energoelektronicznego oraz opracowaniu algorytmu sterowania przekształtnika sieciowego pracującego z jednostkowym współczynnikiem mocy i sinusoidalnym prądem wejściowym;
- wykonaniu modelu fizycznego kaskadowego układu napędowego o podwyższonych wskaźnikach energetycznych;
- przeprowadzeniu badań modelu laboratoryjnego i porównaniu uzyskanych wyników z wynikami symulacyjnymi;
- sformułowaniu wniosków końcowych.

1.3. Struktura rozprawy

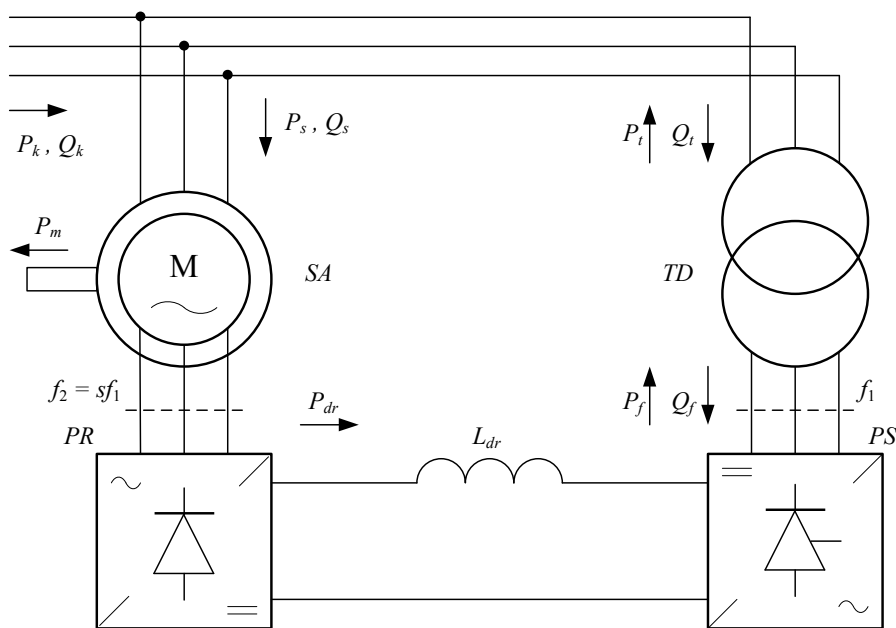
Niniejsza rozprawa doktorska została podzielona na 6 rozdziałów. W rozdziale 2 dokonano przeglądu kaskadowych układów napędowych pod kątem oddziaływania układu napędowego na sieć zasilającą. Rozdział 3 poświęcono przeglądowi modeli matematycznych silnika indukcyjnego, modeli matematycznych kaskadowych układów napędowych w wersji podstawowej i zmodyfikowanej, pomiarowej weryfikacji modelu matematycznego układu podstawowego oraz analizie porównawczej wyników symulacyjnych dotyczących oddziaływania kaskadowych układów napędowych na sieć zasilającą. Szczegółowy opis zaproponowanego rozwiązania kaskadowego układu napędowego o podwyższonych wskaźnikach energetycznych, zawierający sposób doboru parametrów obwodu głównego układu napędowego, wyniki badań symulacyjnych stanów dynamicznych i stanów ustalonych układu napędowego, zmieszczono w rozdziale 4. Rozdział 5 zawiera opis wykonanego stanowiska laboratoryjnego i wyniki przeprowadzonych badań eksperymentalnych. Wnioski z przeprowadzonych prac oraz kierunki dalszych działań przedstawiono w rozdziale 6. Zestawienie literatury oraz trzy załączniki stanowią ostatnią część pracy.

2. KASKADOWE UKŁADY NAPĘDOWE SILNIKA INDUKCYJNEGO

W niniejszym rozdziale omówiono podstawowy układ kaskady inwertorowej pod kątem jego negatywnego oddziaływania na sieć zasilającą. Przedstawiono również zmodyfikowane kaskadowe układy napędowe minimalizujące to oddziaływanie.

2.1. Podstawowy układ kaskady inwertorowej

Podstawowy układ kaskady składa się z silnika asynchronicznego pierścieniowego SA , przekształtnika niesterowanego PR pracującego w obwodzie wirnika, dławika wygładzającego L_{dr} , tyrystorowego przekształtnika PS oraz transformatora TD , dopasowującego napięcie sieci zasilającej do napięcia wirnika (Rys. 2.1). W niniejszej pracy przyjęto następujące określenia przekształtników pośredniego przemiennika częstotliwości: przekształtnik PR zasilany napięciem wirnika o zmiennej częstotliwości $f_2 = sf_1$ będzie określany jako przekształtnik wirnikowy, natomiast przekształtnik PS zasilany napięciem sieci zasilającej o stałej częstotliwości f_1 będzie określany jako przekształtnik sieciowy. Na Rys. 2.1 przedstawiono także bilans mocy czynnej i biernej w kaskadowym układzie napędowym.



Rys. 2.1. Podstawowy układ kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego

Źródłem napięcia dodatkowego wprowadzonego do obwodu wirnika jest sterowany fazowo przekształtnik PS , pracujący w zakresie pracy falownikowej. Regulacja prędkości kątowej silnika od prędkości minimalnej, określanej przez poślizg s_{max} , do prędkości nominalnej realizowana jest poprzez zmianę napięcia wyjściowego przekształtnika PS w wyniku zmiany jego kąta wysterowania od α_{max} do $\alpha = \pi/2$, zapewniającej bezpieczną pracę falownikową. W celu kompensacji spadków napięcia na

diodach przekształtnika PR oraz rezystancjach obwodu prądu stałego dopuszcza się pracę prostownikową przekształtnika PS w górnych zakresach regulacji [87, 101].

Pracy podstawowego układu kaskadowego towarzyszy zmienne obciążenie bierno powodowane przede wszystkim pracą przekształtnika PS . Oprócz przekształtnika PS obciążeniem biernym w układzie kaskady są obwody magnetyczne silnika SA oraz transformatora TD (Rys. 2.1). Dla podstawowego układu kaskady współczynnik przesunięcia pierwszej harmonicznej prądu liniowego falownika tyrystorowego DPF_f względem napięcia (dla sinusoidalnego napięcia zasilającego), przy prawidłowo dobranym napięciu transformatora dopasowującego, wynosi [80]:

$$DPF_f = \cos \varphi_f = \frac{\cos \alpha_{max} \cdot s}{s_{max}} = \frac{P_f}{\sqrt{P_f^2 + Q_f^2}} = \frac{P_f}{S_{f(1)}} \quad (2.1)$$

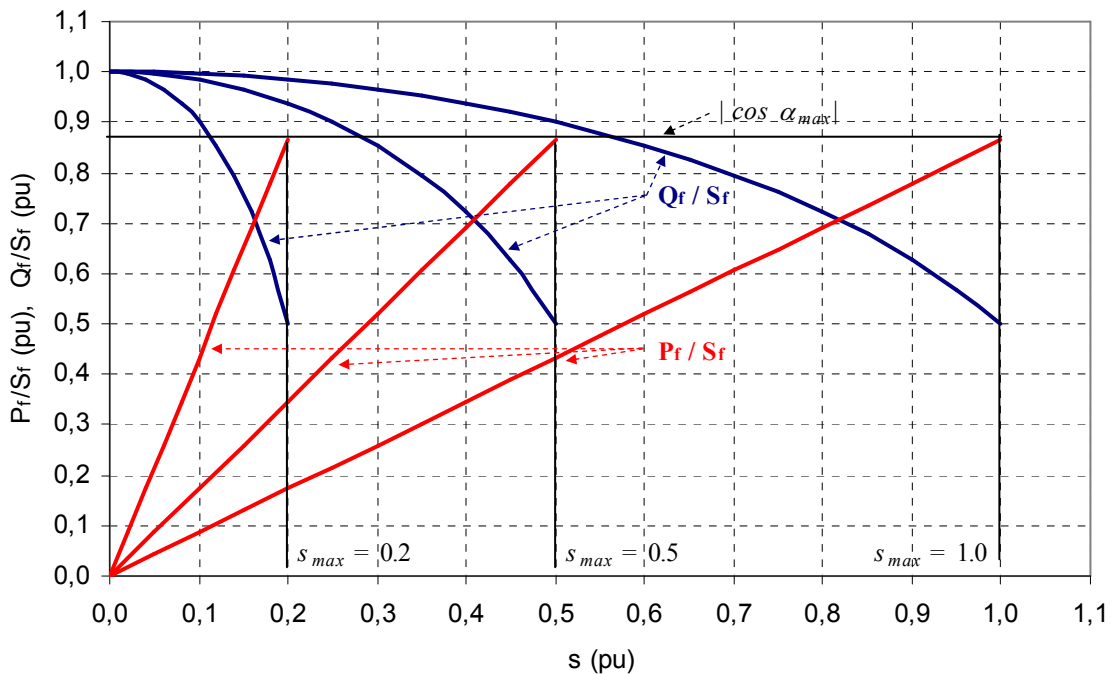
gdzie moc P_f jest mocą czynną falownika, moc Q_f – mocą bierną falownika a moc $S_{f(1)}$ – mocą pozorną dla podstawowej harmonicznej napięcia zasilającego i prądu liniowego falownika.

Wartość współczynnika DPF_f jest szczególnie niekorzystna przy dużych prędkościach napędu (Rys. 2.2) – wynika to z istoty sterowania fazowego przekształtnika PS oraz z zasady regulacji prędkości napędu kaskady. Moc czynna P_f oraz moc bierna Q_f falownika, wyznaczone dla pierwszej harmonicznej prądu, zależą od prędkości kątowej silnika, obciążenia napędu oraz kąta wysterowania falownika PS . Moment obciążenia determinuje wartość prądu płynącego zarówno w obwodzie wirnika jak i w obwodzie falownika – prądy te mają prawie tą samą wartość skuteczną [65, 101, 135]. Moc P_f , pomijając straty mechaniczne i straty mocy w obwodzie wirnika silnika, straty mocy w obwodzie pośredniczącym oraz straty na elementach półprzewodnikowych, równa jest mocy poślizgu P_{dr} zwracanej do sieci, którą określa zależność:

$$P_{dr} = P_{em} \cdot s \quad (2.2)$$

gdzie P_{em} jest mocą pola wirującego. W układach kaskadowych, obciążonych stałym momentem, maksymalna wartość P_{dr} wynika z wymaganego zakresu regulacji prędkości s_{max} . Na Rys. 2.2 przedstawiono charakterystyki mocy czynnej P_f oddawanej do sieci odniesionej do mocy obliczeniowej S_f (moc pozorna na którą wymiarowany jest przekształtnik) przekształtnika PS w funkcji poślizgu oraz mocy biernej Q_f pobieranej przez przekształtnik PS odniesionej do mocy S_f przekształtnika PS w funkcji poślizgu dla trzech różnych zakresów regulacji prędkości, przy obciążeniu silnika momentem nominalnym. Dla prędkości odpowiadającej poślizgowi s_{max} przez falownik, pracujący z kątem wysterowania α_{max} , przepływa maksymalna moc czynna oraz minimalna moc bierna. Przy prędkościach bliskich prędkości znamionowej przekształtnik PS pracuje z kątem wysterowania α bliskim $\pi/2$. Przepływający przez niego nominalny prąd wyprostowany wywołuje pobór maksymalnej mocy biernej, równej mocy S_f . Wielkość mocy S_f , na jaką projektowany jest przekształtnik PS , wynika zatem z przepływu maksymalnej mocy czynnej przy poślizgu s_{max} oraz

maksymalnej mocy biernej przy poślizgu $s \approx 0$. Z przedstawionych charakterystyk wynika, że niezależnie od wymaganego zakresu regulacji prędkości napędu, dla podstawowego układu kaskady jedynie przy końcach zakresu regulacji prędkości występuje korzystne zjawisko wzrostu wartości zwracanej mocy czynnej ponad wartość pobieranej mocy biernej. Przykładowo dla napędu o zakresie regulacji $s_{max} = 0,5$ zwracana moc czynna jest większa od pobieranej mocy biernej jedynie dla poślizgu z przedziału $0,408 < s \leq 0,5$. Powiększenie zakresu regulacji prowadzi do zwiększenia poboru mocy biernej – większej wartości s_{max} odpowiada większe napięcie strony wtórnej transformatora co przy stałej wartości skutecznej prądu wirnika i prądu strony wtórnej transformatora prowadzi do wzrostu wartości skutecznej prądu strony pierwotnej transformatora oraz wzrostu wartości maksymalnej mocy biernej przekształtnika *PS*. Pobór znacznej mocy biernej towarzyszący regulacji napięcia jest istotną wadą falowników o komutacji zewnętrznej i przyczynia się do zmniejszenia współczynnika mocy napędu, który ulega dodatkowemu zmniejszeniu wskutek zwrotu mocy czynnej.



Rys. 2.2. Charakterystyki $P_f/S_f = f(s)$, $Q_f/S_f = f(s)$ dla podstawowego układu kaskadowego pracującego ze stałym momentem obciążenia o różnych zakresach regulacji prędkości; założono maksymalny kąt wysterowania $\alpha_{max} = 150^\circ$

Pracy pośredniego przemiennika częstotliwości w podstawowym układzie kaskady towarzyszy generowanie harmonicznnych i interharmonicznnych w prądzie układu. Przekształtniki *PS* i *PR* zasilane są z obwodów o różnych częstotliwościach, co powoduje pojawienie się w prądzie obwodu pośredniczącego I_{dr} składowych o częstotliwościach równych odpowiednio określonej krotności częstotliwości sieci zasilającej f_1 oraz określonej krotności częstotliwości obwodu wirnika f_2 . W wyniku tego przekształtniki *PS* i *PR* mają po stronie prądu stałego składowe niecharakterystyczne, które pojawiają się jako harmoniczne niecharakterystyczne po stronie prądu przemiennego zarówno w obwodzie wirnika jak i w sieci zasilającej. Prąd I_{dr} zawiera składowe:

- pochodzące z obwodu wirnika (czyli z systemu o zmiennej częstotliwości f_2)

$$f_{d,PR} = np_{PR}f_2 = np_{PR}sf_1 \quad n = 0,1,2,\dots \quad (2.3)$$

- pochodzące z sieci zasilającej (czyli z systemu o stałej częstotliwości f_1)

$$f_{d,PS} = kp_{PS}f_1 \quad k = 0,1,2,\dots \quad (2.4)$$

gdzie p_{PS} i p_{PR} – liczba pulsów przekształtników PS i PR .

W prądzie transformatora I_t występują harmoniczne charakterystyczne $I_{t(v)}$ wywołane pracą przekształtnika PS o częstotliwościach:

$$f_{t(v)} = (kp_{PS} \pm 1)f_1 = vf_1 \quad k = 0,1,2,\dots \quad v = kp_{PS} \pm 1 \quad (2.5)$$

Obecność harmonicznych w prądzie liniowym transformatora, a zatem i w prądzie układu kaskady, może być przyczyną wielu niekorzystnych zjawisk, takich jak:

- zwiększenia wartości skutecznej prądu układu, pociągającego za sobą wzrost mocy pozornej układu i spadek wartości współczynnika mocy;
- odkształcenia napięcia zasilania w wyniku powstania spadków napięcia na impedancjach zastępczych systemu, wywołanych przepływem składowych harmonicznych;
- dodatkowych strat mocy czynnej w transformatorach i linii przesyłowej;
- przeciążenie baterii kondensatorów (jeżeli istnieją);
- możliwość wystąpienia w systemie energetycznym zjawisk rezonansowych.

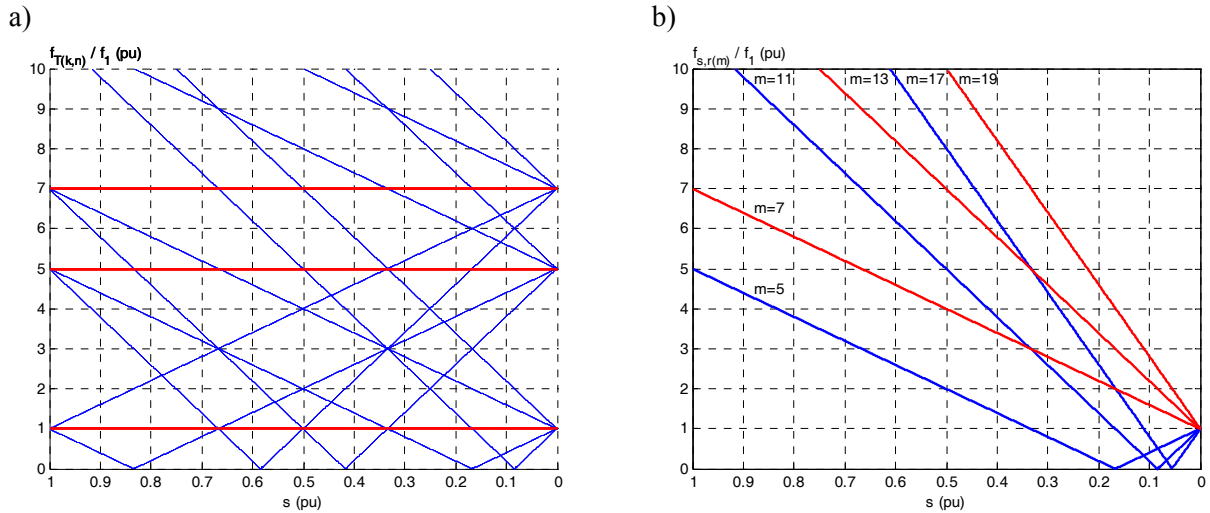
W prądzie transformatora, oprócz składowych charakterystycznych o częstotliwościach określonych zależnością (2.5), pojawiają się także składowe związane z pracą przekształtnika PR o częstotliwościach $f_{d,PR}$ zależnych od poślizgu, określonych zależnością (2.3). Całkowity zbiór częstotliwości składowych prądu przekształtnika PS przedstawia poniższa zależność:

$$f_{t(k,n)} = (kp_{PS} \pm 1)f_1 \pm np_{PR}sf_1 \quad k = 0,1,2,\dots; \quad n = 0,1,2,\dots \quad (2.6)$$

Analogicznie, całkowity zbiór częstotliwości składowych prądu wirnika wyraża się zależnością:

$$f_{r(n,k)} = (np_{PR} \pm 1)sf_1 \pm kp_{PS}f_1 \quad n = 0,1,2,\dots \text{ i } k = 0,1,2,\dots \quad (2.7)$$

Na podstawie (2.6), przyjmując $k = const$ i $n \neq 0$ uzyskuje się częstotliwości interharmonicznych prądu transformatora, tworzących pasma boczne wokół każdej harmonicznej charakterystycznej przekształtnika PS (Rys. 2.3.a). Wpływ na poziom interharmonicznych ma wartość indukcyjności dławika w obwodzie pośredniczącym – jej wzrost powoduje redukcję amplitud składowych niecharakterystycznych [32, 42, 157].



Rys. 2.3. Częstotliwości składowych prądów w podstawowym układzie kaskady odniesione do częstotliwości podstawowej napięcia f_1 w funkcji poślizgu napędu s dla sześciopulsowych przekształtników mostkowych PR i PS: a) częstotliwości składowych prądu transformatora; b) częstotliwości składowych prądu silnika, gdzie m – rząd harmonicznej prądu wirnika

Harmoniczne prądu wirnika są transformowane poprzez wirujące pole magnetyczne do obwodu stojana i pojawiają się w nim jako interharmoniczne o częstotliwościach $f_{s,r(m)}$ zależnych nie tylko od poślizgu silnika, ale i od tego, czy dana harmoniczna prądu wirnika rzędu m tworzy układ kolejności zgodnej czy układ kolejności przeciwnej [10, 48, 50, 112, 157]:

$$f_{s,r(m)} = \begin{cases} [1 - (m+1)s] f_1 & m = np_{PR} - 1 = 5, 11, \dots \\ [1 + (m-1)s] f_1 & m = np_{PR} + 1 = 7, 13, \dots \end{cases} \quad n = 1, 2, \dots; p_{PR} = 6 \quad (2.8)$$

Rys. 2.3.b przedstawia charakterystyki częstotliwości interharmonicznych prądów stojana odniesione do częstotliwości składowej podstawowej f_1 wyznaczone na podstawie (2.8), z których wynika że harmoniczne prądu wirnika rzędu m tworzące układ kolejności przeciwnej są źródłem subharmonicznych w prądzie stojana w granicach poślizgu $s \in <0; 2/(m+1)>$. Dla pozostałych wartości poślizgu harmoniczne te stają się po transformacji interharmonicznymi prądu stojana. Z kolei harmoniczne prądu wirnika rzędu m tworzące układ kolejności zgodnej są źródłem interharmonicznych prądu stojana w całym zakresie regulacji prędkości. Największe znaczenie ma 5. harmonicznej prądu wirnika, która po transformacji do obwodu stojana dla poślizgów bliskich $s = 1/6 \approx 0,167$ będzie powodować przepływ składowych prądu stojana o częstotliwościach $7 \div 10$ Hz, wywołujących „zdudnienia” prądu pobieranego z sieci [14]. Składowe te, zauważalne we wskazaniach amperomierzy, nie są niebezpieczne dla samego silnika, ale w przypadku napędów kaskadowych dużej mocy, zasilanych z sieci o małej mocy zwarciowej, mogą wywoływać niepożądane w systemie elektroenergetycznym wahania napięcia, objawiające się zjawiskiem migotania światła. W celu wyeliminowania 5. i 7. harmonicznej prądu wirnika i ograniczenia zjawiska wolnych oscylacji prądu stojana, wywołanych odkształconym prądem wirnika, w napędach dużej mocy spotykane są rozwiązania polegające na zastosowaniu w obwodzie wirnika dodatkowego transformatora

trójzwojeniowego i prostownika dwunastopulsowego, zamiast prostownika sześciopulsowego [66], lub silniki o specjalnej konstrukcji w których wirnik ma dwa osobne uzwojenia przesunięte względem siebie o 30° elektrycznych i wyprowadzone na 6 pierścieni zasilające prostownik dwunastopulsowy [155].

Prądy interharmoniczne, analogicznie jak prądy harmoniczne, powodują interharmoniczne odkształcenie napięcia zależne od wartości składowych prądu oraz od wartości impedancji sieci zasilającej dla rozważanej częstotliwości. Wraz ze wzrostem zakresu regulacji prędkości napędu kaskadowego, wzrasta przedział częstotliwości składowych niecharakterystycznych prądu w wyniku czego zwiększa się ryzyko wystąpienia niepożądanych zjawisk rezonansowych, mogących wzmocnić odkształcenia napięcia i powodować przeciążenia lub zaburzenia w pracy sprzętu i instalacji innych odbiorców. Do najpowszechniejszych skutków obecności interharmonicznych zalicza się [42]:

- zmiany wartości skutecznej napięcia wywołujące zjawisko migotania światła;
- zaburzenia w pracy lamp fluorescencyjnych i sprzętu elektronicznego;
- interferencje z sygnałami sterowania i zabezpieczeń, występującymi w liniach zasilających;
- przeciążenia pasywnych równoległych filtrów wyższych harmoniczných;
- zakłócenia akustyczne;
- nasycanie przekładników prądowych.

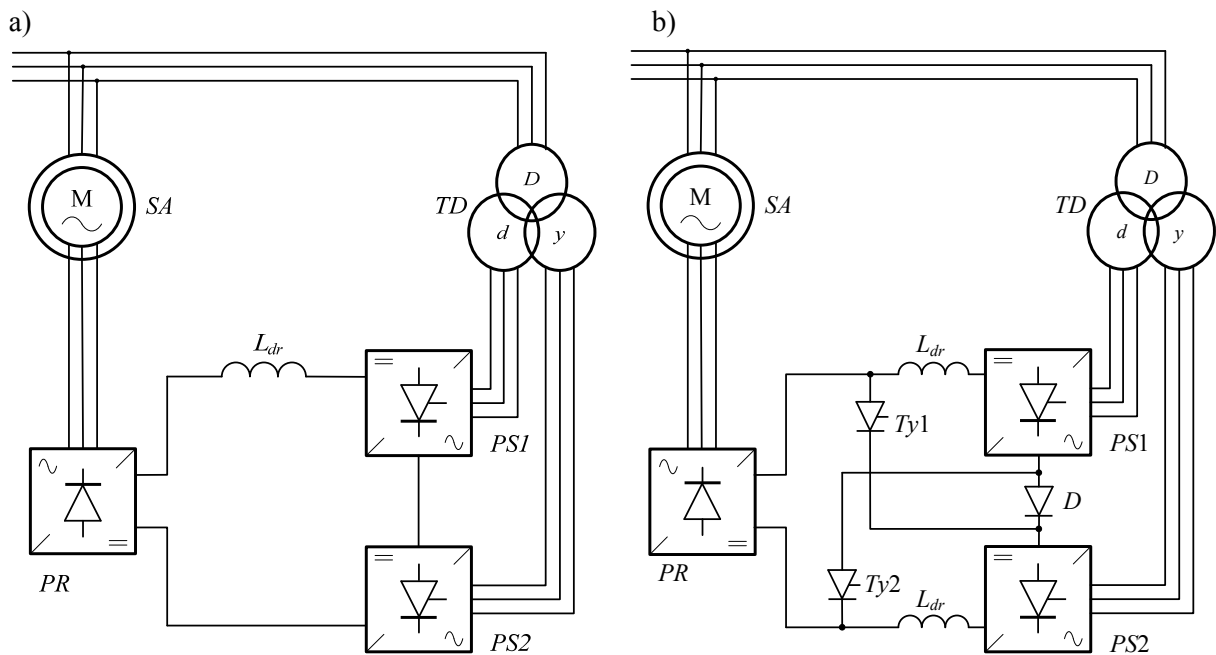
Podsumowując, negatywną właściwością podstawowego układu kaskady jest generowanie składowych prądu w postaci składowych harmoniczných i interharmonicznych oraz składowej biernej związanej z przesunięciem składowej podstawowej prądu w stosunku do podstawowej harmoniczných napięcia zasilającego. Podstawowy układ kaskady jest układem pobierającym znaczną moc bierną, której wartość dorównuje poziomowi mocy czynnej, a w przypadku dużego wymaganego zakresu regulacji prędkości – przewyższa go. Jest to przyczyną małego wypadkowego współczynnika mocy PF układu, co prowadzi niekiedy w napędach dużej mocy do konieczności stosowania układów kompensujących.

2.2. Układy kaskadowe z przekształtnikami złożonymi

Jedną z pierwszych metod zmniejszenia negatywnego oddziaływania napędu kaskadowego na sieć zasilającą było zastosowanie złożonych układów przekształtnikowych¹ w torze zwrotu energii, charakteryzujących się mniejszym poborem mocy biernej oraz mniejszym poziomem odkształcenia prądu. Wyróżnia się dwie grupy wielopulsowych układów przekształtnikowych stosowanych w napędach kaskadowych [39, 65, 66, 87]:

¹ W niniejszej rozprawie termin "przekształtniki złożone" odnosi się do tyrystorowych układów przekształtnikowych o liczbie pulsów większej od 6.

- **układy o stałej strukturze** – 6-pulsowy przekształtnik *PS* układu podstawowego zastąpiono przekształtnikiem 12-pulsowym o sterowaniu symetrycznym bądź sterowaniu kolejnościowym (Rys. 2.4.a);
- **układy o zmiennej strukturze** z tzw. przełączanymi przekształtnikami (w literaturze napędy te określa się też jako układy kaskadowe o przekształtnikach adaptacyjnych [87]) – przekształtnik *PS* układu podstawowego zastąpiono dwoma 6-pulsowymi przekształtnikami mostkowymi *PS1* i *PS2* (Rys. 2.4.b), przełączanymi w funkcji prędkości kątowej silnika do pracy równoległej lub szeregowej. Zarówno przy połączeniu szeregowym jak i równoległym układ przekształtników *PS1* i *PS2* jest układem 12-pulsowym o sterowaniu symetrycznym.



Rys. 2.4. Kaskadowe układy napędowe z układami złożonymi przekształtników: a) układ o stałej strukturze przekształtników *PS1* i *PS2*, b) układ z przełączanymi przekształtnikami *PS1* i *PS2* [39, 66, 87]

Zastosowanie przekształtnika 12-pulsowego o stałej strukturze i sterowaniu symetrycznym znacząco redukuje odkształcenie prądu falownika w porównaniu do układu podstawowego (w prądzie wyjściowym dominującymi harmonicznymi stają się harmoniczne rzędu 11 i 13), nie zmniejsza jednak mocy biernej związanej z pierwszą harmoniczną prądu. Zmiana metody sterowania układu 12-pulsowego ze sterowania symetrycznego na sterowanie kolejnościowe powoduje mniejszy pobór mocy biernej. W wyniku pracy jednego przekształtnika, np. *PS1*, ze stałym maksymalnym kątem wysterowania $\alpha_1 = \alpha_{max1}$ (kąt wysterowania drugiego przekształtnika *PS2* zmienia się w trakcie regulacji prędkości w zakresie $0 < \alpha_2 < \alpha_{max1}$) unika się pracy przy kącie wysterowania $\pi/2$, przy którym współczynnik mocy przekształtnika sterowanego fazowo jest bliski zero. Maksymalną prędkość silnika uzyskuje się przy zerowym napięciu wyjściowym przekształtnika, czyli przy kącie

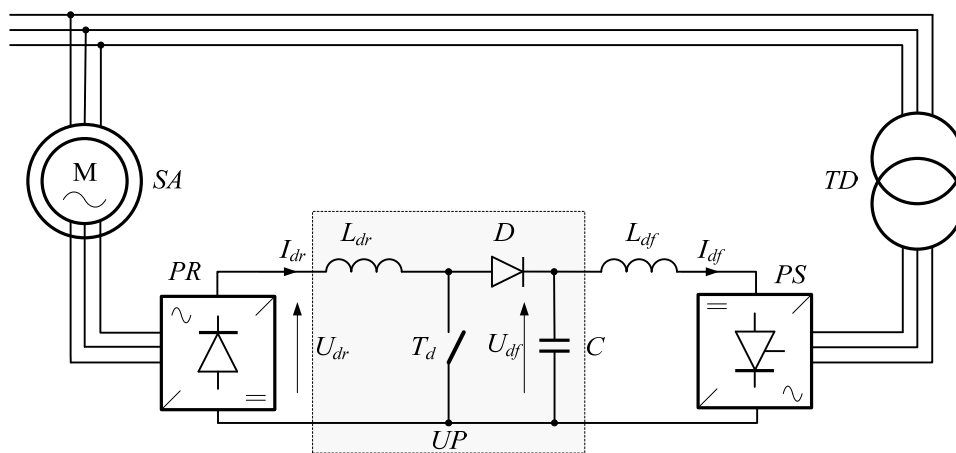
wysterowania $PS2$ $\alpha_2 = \pi - \alpha_{max1}$. Skuteczność tego sposobu sterowania jest w znacznym stopniu uzależniona od wartości kąta α_{max1} , wraz ze wzrostem tego kąta maleje moc bierna pobierana przez przekształtnik $PS1$, jednak wartość tego kąta nie może przekroczyć wartości zapewniającej bezpieczną pracę falownikową. Stosowanie sterowania kolejnościowego ogranicza pobór mocy biernej ale jednocześnie powoduje wzrost mocy związanej z odkształceniem prądu [32, 83, 90, 100, 130]. W zależności od kątów wysterowania przekształtników $PS1$ i $PS2$ w widmie prądu wyjściowego falownika tyrystorowego oprócz składowych charakterystycznych dla układu 12-pulsowego pojawiają się także składowe charakterystyczne dla układu 6-pulsowego. W kaskadowych układach napędowych o stałej strukturze i sterowaniu symetrycznym całkowita moc obliczeniowa przekształtników i transformatora zależy tylko od zakresu regulacji prędkości i jest taka sama jak dla podstawowego układu kaskady.

Kaskadowe układy napędowe z przełączanymi przekształtnikami znalazły zastosowanie przede wszystkim w napędach o wentylatorowej charakterystyce mechanicznej obciążenia [39, 66, 87]. W dolnym zakresie regulacji prędkości kątowej napięcie wirnika jest stosunkowo duże i przekształtniki są połączone szeregowo, przewodzą niewielki wyprostowany prąd wirnika, a ich napięcia sumują się. W górnym zakresie regulacji prędkości kątowej napięcie wirnika maleje, ale prąd wirnika rośnie – przekształtniki przełączane są do pracy równoległej i każdy z nich przewodzi połowę prądu wyprostowanego wirnika. Podczas pracy równoległej przekształtniki w kaskadzie o przekształtnikach adaptacyjnych pobierają dwa razy mniej mocy biernej niż przekształtnik PS w kaskadzie podstawowej o takim samym zakresie regulacji prędkości (przy pracy równoległej przekształtniki $PS1$ i $PS2$ pracują z większym kątem wysterowania niż przekształtnik PS w układzie podstawowym). W przypadku obciążenia napędu momentem o charakterze wentylatorowym uzyskuje się nie tylko mniejszy pobór mocy biernej ale i mniejszą moc obliczeniową przekształtników i transformatora S_{obl} . Jednak ta korzystna redukcja mocy obliczeniowej widoczna jest dopiero przy znacznym wzroście zakresu regulacji prędkości [39]: gdy s_{max} nie przekracza 0,3 – różnica między mocą S_{obl} dla układu o zmiennej konfiguracji i układu podstawowego jest niewielka; przy s_{max} równym 0,4 moc S_{obl} dla układu o zmiennej konfiguracji jest o ponad 30 % mniejsza niż dla układu podstawowego a przy s_{max} dochodzącym do 0,6 moc ta jest dwukrotnie mniejsza.

2.3. Układy kaskadowe z przekształtnikiem impulsowym i przekształtnikiem tyrystorowym

Inną metodą ograniczenia współczynnika mocy tyrystorowego przekształtnika sieciowego z komutacją naturalną, pracującego w kaskadowym układzie napędowym, jest przekształcanie parametrów prądu i napięcia w pośrednim obwodzie prądu stałego, co zaprezentowano m.in.: w pracach [33, 80, 137]. Rys. 2.5 przedstawia przykład takiego rozwiązania – przekształtnik tyrystorowy PS pracuje w całym zakresie regulacji prędkości ze stałym kątem wysterowania α_{max} , wynikającym z

niezawodnej pracy falownikowej. Układ oznaczony na Rys. 2.5 jako *UP* jest przekształtnikiem DC/DC podwyższającym napięcie. Przedstawiany kaskadowy układ napędowy w literaturze dotyczącej napędu elektrycznego jest określany także mianem układu kaskadowego o skompensowanym falowniku tyrystorowym [67, 80]. Regulację prędkości napędu uzyskuje się w wyniku modulacji względnego czasu pracy ε_{Td} łącznika T_d , pracującego ze stałą częstotliwością łączy. Funkcję łącznika T_d w latach osiemdziesiątych XX w. pełniły tyrystory SCR, wyposażone w układy komutacji wymuszonej; obecnie rolę tę pełnią tranzystory IGBT. Warunkiem koniecznym poprawnego działania napędu jest ciągłość prądu I_{dr} a minimalizacja oddziaływania na sieć zasilającą wymaga ciągłości prądu I_{df} . Spełnienie tych warunków zapewniają odpowiednio dobrane dławiki L_{dr} i L_{df} .



Rys. 2.5. Kaskadowy układ napędowy z przekształtnikiem impulsowym w obwodzie pośredniczącym

Ograniczenie mocy biernej falownika wynika nie tylko z pracy przekształtnika *PS* z maksymalnym kątem wysterowania ale i ze zmniejszenia wartości prądu wejściowego falownika I_{df} [67]. Przekształcenie wyprostowanego prądu wirnika I_{dr} do wartości I_{df} wynika z zasady zachowania mocy $U_{dr} I_{dr} = U_{df} I_{df}$. Przy założeniu, że napęd obciążony jest stałym momentem mechanicznym, prąd I_{dr} jest stały w całym zakresie regulacji prędkości. Wraz ze wzrostem prędkości silnika napięcie wyprostowane wirnika U_{dr} maleje co przy stałym napięciu U_{df} powoduje zmniejszenie wartości prądu I_{df} . Znaczne ograniczenie składowej biernej prądu falownika powoduje znaczne zmniejszenie wypadkowego prądu kaskady. Dla maksymalnej prędkości obrotowej moc przepływająca przez przekształtnik *PS* w napędzie z impulsową regulacją napięcia wirnika jest bliska zeru, stąd też i jego oddziaływanie na sieć jest do pominięcia, natomiast w układzie podstawowym przypadek pracy z największą prędkością jest najbardziej niekorzystny. Prąd wyjściowy falownika tyrystorowego w układzie z Rys. 2.5 pozostaje prądem odkształconym, jednak wraz ze wzrostem prędkości spadki napięcia na reaktancjach źródeł i sieci wywoływane przepływem wyższych harmonicznych prądu falownika będą coraz mniejsze. Ponieważ moc czynna oddawana przez wirnik silnika w dowolnym układzie kaskadowym nie zależy od układu przekształtnikowego pracującego w torze zwrotu energii

to znaczne ograniczenie poboru mocy biernej falownika, jakie ma miejsce w rozpatrywanym napędzie, sprawia że jego moc obliczeniowa jest znacznie mniejsza od mocy obliczeniowej falownika podstawowego układu kaskady. Korzyści wynikające z zastosowania układu z Rys. 2.5 są tym większe im układ napędowy budowany jest na większy zakres regulacji prędkości.

Koncepcję kaskadowego układu napędowego z łącznikiem impulsowym w obwodzie pośredniczącym ale z zastosowaniem falownika tyrystorowego o komutacji wymuszonej przedstawiono w pracy [137]. Ze względu na sposób sterowania falownikiem w układzie tym nie ma elementów zapewniających ciągłość prądu I_{df} czyli dławika L_{df} , diody D oraz kondensatora C . W wyniku pracy łącznika tyrystorowego, synchronizowanego z pracą przekształtnika PS , uzyskuje się zmianę wartości średniej prądu I_{df} , którego przebieg czasowy ma charakter impulsowy – amplituda impulsu prądu równa jest wartości wyprostowanego prądu wirnika I_{dr} a czas trwania impulsu zmienia się w przedziale $\langle 0^\circ, 60^\circ \rangle$ stopni elektrycznych. Z uwagi na charakter prądu I_{df} prąd liniowy falownika jest prądem nieciągłym, charakteryzującym się znacznie większym odkształceniem (znaczny wzrost piątej i siódmej harmonicznej prądu) w porównaniu do podstawowego układu kaskady. Zaletą tego rozwiązania jest sterowanie mocą czynną i bierną oddawaną przez przekształtnik PS w wyniku regulacji fazy impulsów prądu falownika względem napięcia zasilającego. Umożliwia to oddawanie mocy biernej kompensującej częściowo lub całkowicie moc bierną pobieraną przez silnik co w znacznym stopniu poprawia współczynnik mocy napędu kaskadowego i eliminuje niekiedy konieczność stosowania dodatkowych układów kompensujących.

2.4. Układy kaskadowe z przekształtnikami PWM

Rozwój energoelektroniki i powszechne zastosowanie elementów energoelektronicznych w pełni sterowalnych, rozwój metod sterowania układami energoelektronicznymi oraz techniki mikroprocesorowej przyczynił się do powstania impulsowych przekształtników z łącznikami w pełni sterowalnymi, sterowanymi przy zastosowaniu metod modulacji szerokości impulsów PWM (ang. *pulse width modulation*). Do podstawowych właściwości tych przekształtników, w przypadku odpowiedniej ich konfiguracji, zalicza się [11, 12, 21, 73, 74, 90, 146]:

- zdolność do dwukierunkowego przepływu energii elektrycznej,
- zdolność do wytwarzania sinusoidalnego kształtu prądów pobieranych lub oddawanych do sieci zasilającej,
- możliwość pracy bez poboru energii biernej, a nawet możliwość kompensacji mocy biernej innych odbiorników;
- możliwość pracy jako filtr aktywny – skompensowanie wyższych harmoniczných prądu pobieranego z sieci przez nieliniowe odbiorniki.

Metody sterowania przekształtnikiem sieciowym PWM są analogiczne do metod wykorzystywanych w sterowaniu częstotliwościowym silnikami indukcyjnymi, spośród których można wyróżnić:

- metody orientacji względem wektora napięcia sieci (ang. *Voltage Oriented Control – VOC*): sterowanie przekształtnika za pomocą odpowiedniego kształtowania amplitudy i położenia wektora prądu sieci względem wektora napięcia sieci [21, 22, 43, 61, 62, 73, 83, 89, 106, 113, 120, 141];
- metody polowo-zorientowane (ang. *Field Oriented Control – FOC*): sterowanie przekształtnika za pomocą odpowiedniego kształtowania amplitudy i położenia wektora prądu sieci względem wirtualnego wektora strumienia sieci [43, 61, 62, 73, 83, 89, 93, 105, 106, 113, 141, 154];
- metody bezpośredniego sterowania mocą (ang. *Direct Power Control – DPC*): sterowanie przekształtnika za pomocą estymacji mocy chwilowych, czynnej i biernej [25, 55, 57, 73, 88];
- metody bezpośredniego sterowania mocą i strumieniem (ang. *Virtual Flux Direct Power Control – VF-DPC*): sterowanie przekształtnika za pomocą odpowiedniego kształtowania amplitudy i wzajemnego położenia wirtualnego wektora strumienia przekształtnika względem wirtualnego wektora napięcia sieci [56, 73, 74];
- metody bezpośredniego kształtowania prądu w układzie nadążnym [26, 58, 61, 62, 89, 111].

Jako modulatory PWM znalazły zastosowanie, m.in.: układy sterowania wektorowego, układy sterowania predykcyjnego, regulatory histerezowe, regulatory neuronowe i regulatory rozmyte [12, 21, 43, 55, 58, 62, 90, 113, 120].

W pracy [29] zaproponowano kaskadowy układ napędowy w którym rolę przekształtnika sieciowego PS pełni falownik prądu, zbudowany z tranzystorów MOSFET, sterowany metodą sinusoidalnej modulacji szerokości impulsów SPWM, pracujący ze stałym jednostkowym współczynnikiem mocy. Przez zmianę współczynnika modulacji amplitudy uzyskuje się zmianę napięcia wyjściowego falownika, regulując przy tym prędkość obrotową silnika. Prąd wyjściowy falownika o charakterze impulsowym, oprócz składowej podstawowej zawiera składowe o wyższej częstotliwości, związane z częstotliwością pracy łączników, które są stosunkowo łatwe do odfiltrowania za pomocą filtrów pasywnych [12, 90]. W zaproponowanym układzie nie są kompensowane harmoniczne niecharakterystyczne prądu stojana.

W pracach [78, 79] wykazano ograniczenie stosowania falownika prądu PWM, pracującego w układzie kaskady, do kompensacji mocy biernej przesunięcia fazowego. Wielkość mocy biernej Q_f układu falownika prądu jest funkcją kąta przesunięcia fazowego pierwszej harmonicznej prądu falownika względem napięcia φ_f i wartości prądu obwodu pośredniczącego I_{dr} wynikającego z obciążenia napędu. Między mocą czynną P_f a mocą Q_f falownika w dziedzinie podstawowej harmonicznej zachodzi zależność:

$$Q_f = P_f \tan \varphi_f \quad (2.9)$$

Wartość mocy czynnej zwracanej przez falownik do sieci zasilającej zależy bezpośrednio od mocy poślizgu P_{dr} :

$$P_{dr} = U_{dr0} s I_{dr} \quad (2.10)$$

gdzie U_{dr0} jest wartością średnią wyprostowanego napięcia wirnika przy zahamowanym wirniku i zerowej wartości prądu wyprostowanego I_{dr} . Dla maksymalnej wartości kąta φ_{fmax} wartość mocy biernej falownika prądu PWM jest ograniczona przez moc poślizgu:

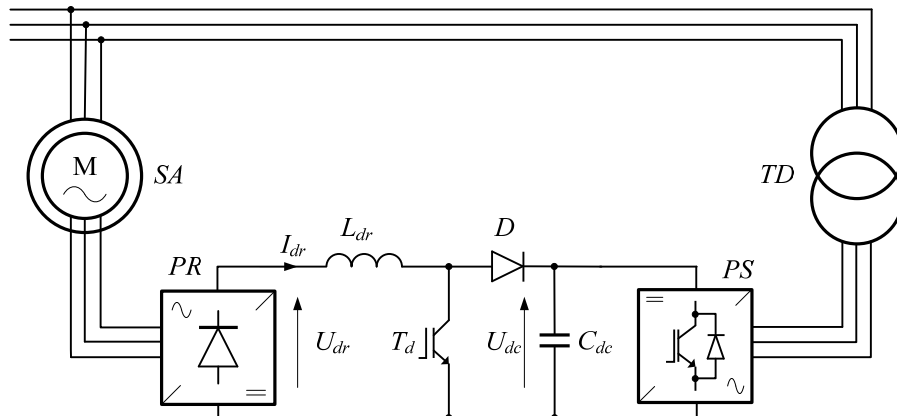
$$Q_f = U_{dr0} s I_{dr} \tan \varphi_{max} \quad (2.11)$$

W mocy biernej silnika pracującego w układzie kaskady można wyróżnić dwa składniki: stałą moc magnesowania Q_{so} , praktycznie zależną jedynie od prądu magnesującego, oraz składową zależną od obciążenia napędu, będącą kwadratową funkcją prądu wyprostowanego I_{dr} [65, 78, 79, 123, 135]:

$$Q_s = Q_{so} + k I_{dr}^2 \quad (2.12)$$

gdzie współczynnik k zależy od reaktancji rozproszenia stojana i wirnika. Z porównania zależności (2.11) i (2.12) wynika że moc bierna falownika prądowego PWM pracującego w układzie kaskady zależy od stanu pracy napędu i jej wartość jest ograniczona.

Zastosowanie falownika napięciowego PWM umożliwia kompensację całej mocy biernej silnika – wartość mocy biernej falownika nie zależy od stanu pracy napędu, a jej maksymalna wartość ograniczona jest mocą samego falownika [78, 79]. Kaskadowy układ napędowy z falownikiem napięcia PWM oraz przekształtnikiem impulsowym DC/DC podwyższającym napięcie przedstawiono na Rys. 2.6.



Rys. 2.6. Kaskadowy układ napędowy z przekształtnikiem impulsowym w obwodzie pośredniczącym i aktywnym przekształtnikiem sieciowym

Układ napędowy przedstawiony na Rys. 2.6 ma bardzo podobną strukturę do układu napędowego z Rys. 2.5 a różni się układem falownika sieciowego. Regulacja prędkości silnika w

rozpatrywanym napędzie realizowana jest poprzez odpowiednie sterowanie łącznika T_d i jest niezależna od pracy przekształtnika PS . Aktywny przekształtnik sieciowy PS umożliwia kształtowanie przebiegu czasowego prądu sieci zasilającej w zależności od wartości poślizgu silnika oraz zapewnia utrzymywanie napięcia obwodu pośredniczącego U_{dc} na stałym, zadanym poziomie. W pracach [78, 79] dla napędu kaskady o mocy 3,2 kW zaproponowano pracę falownika napięcia PS jako filtru aktywnego sterowanego metodą synchronicznej referencji prądów i_d - i_q przedstawionej w pracy [149]. W celu kompensacji mocy biernej przesunięcia fazowego silnika oraz kompensacji składowych nieaktywnych prądu stojana, o częstotliwościach zależnych od aktualnego poślizgu, prądy falownika są odkształcone i asymetryczne. W wyniku sumowania odkształconych prądów stojana i falownika uzyskuje się w punkcie zasilania sinusoidalne, współfazowe z napięciem zasilania, prądy układu kaskady.

2.5. Układ kaskady o podwyższonych wskaźnikach energetycznych

W zaproponowanym w niniejszej pracy kaskadowym układzie napędowym struktura układu jest podobna do struktury przedstawionej na Rys. 2.6. Przekształtnik tyrystorowy występujący w układzie podstawowym zastąpiono przekształtnikiem DC/DC i przekształtnikiem aktywnym DC/AC pracującym jako falownik z sinusoidalnymi prądami wyjściowymi i jednostkowym współczynnikiem mocy w całym zakresie regulacji prędkości.

Do sterowania przekształtnika aktywnego PWM, pracującego jako falownik z sinusoidalnymi prądami wyjściowymi i jednostkowym współczynnikiem mocy, zastosowano metodę bezpośredniego kształtowania prądu w układzie nadążnym, z regulatorami histerezowymi o stałej szerokości pętli histerezy. Zastosowana metoda sterowania falownikiem nie wymaga użycia transformacji z układu naturalnego do prostokątnego układu współrzędnych, co przyczynia się do prostoty układu sterowania przekształtnikiem PWM.

Eliminacja harmonicznych niskich rzędów w prądzie falownika sieciowego oraz mocy biernej przesunięcia fazowego inwertora przyczynia się do polepszenia wskaźników energetycznych kaskadowego układu napędowego w porównaniu do układu podstawowego.

3. MODELE MATEMATYCZNE UKŁADÓW KASKADOWYCH

W chwili obecnej programy symulacyjne są podstawowym narzędziem badawczym i inżynierskim w dziedzinie napędu elektrycznego i energoelektroniki. Na przestrzeni ostatnich dziesięciu lat pojawiło się wiele uniwersalnych pakietów symulacyjnych (np.: MATLAB/Simulink, TCad, Saber, PSPICE, PLECS), zawierających modele maszyn elektrycznych i elementów energoelektronicznych, znacznie przyspieszających i ułatwiających proces modelowania i symulacji złożonych układów napędowych, do których zaliczyć można kaskadowy układ napędowy. Literatura dotycząca metod modelowania napędów przekształtnikowych i stosowania określonych metod numerycznych, wynikających ze specyficznych właściwości systemów przekształtnikowych i właściwości maszyn elektrycznych (nieliniowe modele matematyczne maszyn elektrycznych i łączników półprzewodnikowych prowadzą do opisu przekształtnikowych układów napędowych przy pomocy sztywnych, nieliniowych równań różniczkowych [96, 133]) jest bardzo obszerna. Szczegółowe opisy metod analizy i symulacji napędów przekształtnikowych przedstawiono m. in.: w monografiach [35, 133] oraz artykułach [24, 132, 134]. Ze względu na zakres i cele niniejszej pracy oraz złożoność modelu matematycznego kaskadowego układu napędowego, biorąc pod uwagę wskazówki dotyczące wyboru programu symulacyjnego zawarte w [132], modelowanie układów kaskadowych w niniejszej pracy przeprowadzono w programie MATLAB/Simulink z wykorzystaniem bibliotek przybornika SimPowerSystems [122].

3.1. Modele matematyczne silnika indukcyjnego

W modelowaniu przekształtnikowych układów napędowych wyróżnia się dwa rodzaje modeli maszyn elektrycznych [72, 133]:

- **modele wektorowe** (modele zmiennych stanu) w których maszyna elektryczna opisana jest układem równań różniczkowych, poszczególne zmienne występujące w tym układzie traktowane są albo jako zmienne stanu układu dynamicznego albo jako składowe odpowiednich wektorów przestrzennych. Stosowanie modeli wektorowych maszyn elektrycznych utrudnia formułowanie równań zespołu maszyna-przekształtnik, a sama symulacja jest często ograniczona do jednego rodzaju przekształtnika połączonego z maszyną [35, 77, 82]. Przy symulacjach napędów przekształtnikowych często stosowane są modele funkcjonalne przekształtników, które pozwalają na znaczne skrócenie czasu obliczeń, kosztem utraty informacji o procesach zachodzących wewnątrz układu przekształtnikowego. Żmudne i czasochłonne przekształcenia symboliczne, wymagane przy przekształcaniach modeli układów napędowych, można usprawnić i przyspieszyć korzystając z pakietu obliczeń symbolicznych MAPLE V [29, 47, 116].

- **modele obwodowe** (modele zaciskowe, modele topologiczne) w których równania różniczkowe opisujące maszynę elektryczną odwzorowuje się wielowrotnikową siecią elektryczną (równoważnym elektrycznym schematem zastępczym, zawierającym standardowe elementy obwodowe RLC oraz nieliniowe źródła sterowane), która może być połączona bezpośrednio z zaciskami przekształtnika, dzięki czemu poszukiwane jest rozwiązanie numeryczne dla całego systemu. Stosowanie modeli obwodowych maszyn oraz układów przekształtnikowych przyczynia się do znacznego wzrostu czasu obliczeń wraz ze wzrostem złożoności modelu układu napędowego. Zaletą stosowania modeli obwodowych jest uniknięcie żmudnego i pracochłonnego przekształcania równań, związanego ze zmianami topologicznymi przekształtnikowego układu napędowego.

3.1.1. Model wektorowy

Model wektorowy silnika indukcyjnego znalazł powszechne zastosowanie do syntezy i analizy układów napędowych prądu przemiennego sterowanych metodami wektorowymi, połowo zorientowanymi oraz w układach z metodą bezpośredniego sterowania momentem [14, 60, 72, 87, 99, 133, 136, 144, 145, 152].

Wektory przestrzenne stanowią liniową transformację naturalnych wielkości chwilowych układu trójfazowego abc do sztucznego stacjonarnego układu współrzędnych $\alpha\beta 0$. W wyniku transformacji układ dowolnych, zmiennych w czasie, wielkości fazowych x_a, x_b, x_c jest zastąpiony przez jeden wypadkowy wektor przestrzenny o współrzędnych x_α, x_β, x_0 (symbol x oznacza napięcie, prąd lub strumień skojarzony):

$$\begin{bmatrix} x_\alpha & x_\beta & x_0 \end{bmatrix}^T = C_1 \cdot \begin{bmatrix} x_a & x_b & x_c \end{bmatrix}^T \quad (3.1)$$

gdzie macierz transformacji C_1 określona jest wzorem:

$$C_1 = k_c \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

W przypadku gdy wielkości fazowe x_a, x_b, x_c w układzie naturalnym abc spełniają w każdej chwili czasu warunek $x_a + x_b + x_c = 0$ to składowa x_0 wektora przestrzennego jest równa zero. Układ współrzędnych $\alpha\beta 0$ w tym przypadku staje się ortogonalnym, dwufazowym układem współrzędnych. W literaturze przedmiotu dotyczącej modelowania silników indukcyjnych współczynnik normujący k_c występujący w zależności (3.2) przyjmuje wartości:

$k_c = 2/3$ – amplituda wektora przestrzennego równa jest amplitudzie symetrycznych wielkości fazowych układu naturalnego abc ;

$k_c = \sqrt{2/3}$ – amplituda wektora przestrzennego równa jest 1,22 amplitudy symetrycznych wielkości fazowych układu naturalnego abc , dla tej wartości współczynnika k_c przy obliczaniu wartości chwilowej mocy czynnej w układzie $\alpha\beta 0$ nie jest potrzebne stosowanie dodatkowego współczynnika skalującego, zapewniającego niezmienniczość mocy.

We współczesnych metodach sterowania napędem elektrycznym często są stosowane transformacje wektorów przestrzennych z układu $\alpha\beta 0$ do różnych, prostokątnych układów współrzędnych xy , wirujących z prędkością kątową ω_a , w których realizowany jest określony algorytm sterowania. Zastosowanie transformacji do wirującego układu współrzędnych przyczynia się m.in.: do uproszczenia struktur układów regulacji.

Po przyjęciu stosownych założeń upraszczających tj. [96, 99, 145]:

- uzwojenia stojana i wirnika silnika są uzwojeniami trójfazowymi symetrycznymi,
- strumienie magnetyczne wytwarzane przez poszczególne uzwojenia fazowe stojana i wirnika mają przebieg sinusoidalny wzdłuż szczeliny powietrznej,
- wpływ histerezy i nasycenia obwodu magnetycznego oraz zjawiska wypierania prądu w przewodach uzwojeń są pomijane – odpowiada to przyjęciu stałych, niezależnych od prądów stojana i wirnika, wartości rezystancji i indukcyjności własnych i wzajemnych silnika,

silnik indukcyjny traktowany jest jako obiekt sterowania o stałych i skupionych parametrach zastępczych, co odpowiada jego opisowi w postaci nieliniowego układu równań różniczkowych zwyczajnych o stałych współczynnikach. Dla prostokątnego układu współrzędnych xy wirującego z dowolnie wybraną elektryczną prędkością kątową ω_a , wektorowy model matematyczny silnika indukcyjnego przyjmuje postać:

$$\frac{d\psi_{sx}}{dt} = u_{sx} - R_s i_{sx} + \omega_a \psi_{sy} \quad (3.3)$$

$$\frac{d\psi_{sy}}{dt} = u_{sy} - R_s i_{sy} - \omega_a \psi_{sx} \quad (3.4)$$

$$\frac{d\psi'_{rx}}{dt} = u'_{rx} - R'_r i'_{rx} + (\omega_a - p_b \omega_m) \psi'_{ry} \quad (3.5)$$

$$\frac{d\psi'_{ry}}{dt} = u'_{ry} - R'_r i'_{ry} - (\omega_a - p_b \omega_m) \psi'_{rx} \quad (3.6)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (t_e - t_m) = \frac{1}{J} \left(\frac{2p_b}{3k_c^2} [\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}] - t_m \right) \quad (3.7)$$

gdzie indeksy x i y oznaczają odpowiednie składowe wektorów przestrzennych w układzie współrzędnych xy , u_{sx} , u_{sy} , u'_{rx} , u'_{ry} – składowe wektora przestrzennego napięcia odpowiednio stojana i

wirnika, i_{sx} , i_{sy} , i'_{rx} , i'_{ry} – składowe wektora przestrzennego prądu odpowiednio stojana i wirnika, ψ_{sx} , ψ_{sy} , ψ'_{rx} , ψ'_{ry} – składowe wektora przestrzennego strumienia skojarzonego odpowiednio stojana i wirnika, R_s , R'_r – rezystancja uzwojeń odpowiednio fazy stojana i wirnika, ω_m – mechaniczna prędkość kątowa wirnika względem stojana, J – moment bezwładności zredukowany na wał silnika, p_b – liczba par biegunów, t_e – moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik, a t_m – moment obciążenia występujący na wale silnika. Wszystkie wielkości i parametry wirnika, występujące w równaniach (3.5)-(3.6), są sprowadzone na stronę stojana, co oznaczono za pomocą indeksu "'". Składowe wektorów przestrzennych można traktować jako zmienne stanu [96, 145].

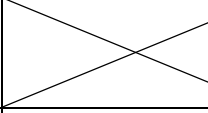
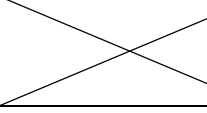
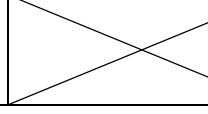
Model maszyny w postaci ogólnej (3.3)÷(3.7) nie jest wykorzystywany do syntezy układu regulacji, gdyż dla układu współrzędnych wirującego z dowolną prędkością ω_a przebiegi zmiennych w stanach ustalonych są sinusoidalnie zmienne, a teoria sterowania nie oferuje metod bezpośredniej syntezy sterowania dla układów o takich właściwościach [136, 144, 145]. W związku z tym układy sterowania maszyną asynchroniczną oparte są na wyborze takiego układu współrzędnych w którym zmienne określające dynamikę silnika mają w stanach ustalonych wartość stałą. W tabeli Tab. 3.1 zestawiono najczęściej spotykane w technice napędu elektrycznego oznaczenia układów współrzędnych oraz odpowiadające im wartości elektrycznej prędkości kątowej ω_a .

Tab. 3.1. Typowe układy współrzędnych występujące w modelach matematycznych silników prądu przemiennego

Układ współrzędnych	Oznaczenie układu	Wartość ω_a
stacjonarny – „stojanowy”	$\alpha\beta$	0
wirujący – „polowy”	dq	$2\pi f_s$
wirujący – „wirnikowy”	DQ	$p_b \omega_m$

Tab. 3.2 przedstawia nieliniowe macierze transformacji pozwalające na przekształcanie wektorów przestrzennych między układami ortogonalnymi wymienionymi w Tab. 3.1.

Tab. 3.2. Nieliniowe transformacje ortogonalnych układów współrzędnych

		układ przekształcony		
		$\alpha\beta$	dq	DQ
układ przekształcany	$\alpha\beta$		$\begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$
	dq	$\begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix}$
	DQ	$\begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix}$	
gdzie:		$\theta_s = 2\pi f_s t$,	$\theta_r = p_b \int_0^t \omega_m d\tau$	$\theta_e = \theta_s - \theta_r$

Między składowymi wektorów przestrzennych strumieni skojarzonych stojana i wirnika a składowymi wektorów przestrzennych prądów maszyny istnieją liniowe zależności, które w zapisie macierzowym mają postać:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \\ \psi'_{rx} \\ \psi'_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i'_{rx} \\ i'_{ry} \end{bmatrix} \quad L_s = L_{ls} + L_m \quad L'_r = L'_{lr} + L_m \quad (3.8)$$

gdzie L_{ls} , L'_{lr} są indukcyjnościami rozproszenia odpowiednio fazy stojana i wirnika, a L_m indukcyjnością magnesowania. Na podstawie (3.8) można wyeliminować dwie zmienne wektorowe z równań (3.3)-(3.7) w wyniku czego uzyskuje się ogólny model matematyczny maszyny indukcyjnej w postaci układu równań napięciowo-strumieniowych albo napięciowo-prądowych. Otrzymany nieliniowy układ równań różniczkowych rozwiązuje się metodami numerycznymi.

3.1.2. Model obwodowy

Przykładem modelu obwodowego jest model dwuosiowy dq maszyny prądu przemiennego, dostępny w bibliotece przybornika SimPowerSystems [122]. Zaproponowany model matematyczny składa się z dwóch części: elektrycznej i mechanicznej. Część elektryczna modelu reprezentowana jest w przestrzeni stanu przez układ dynamiczny czwartego rzędu. Układ ten, na podstawie równań elektromagnetycznych (3.3)-(3.6) oraz liniowych zależności (3.8), zamodelowano za pomocą elektrycznego schematu zastępczego, oddzielnie dla każdej z dwóch osi d i q (Rys. 3.1).

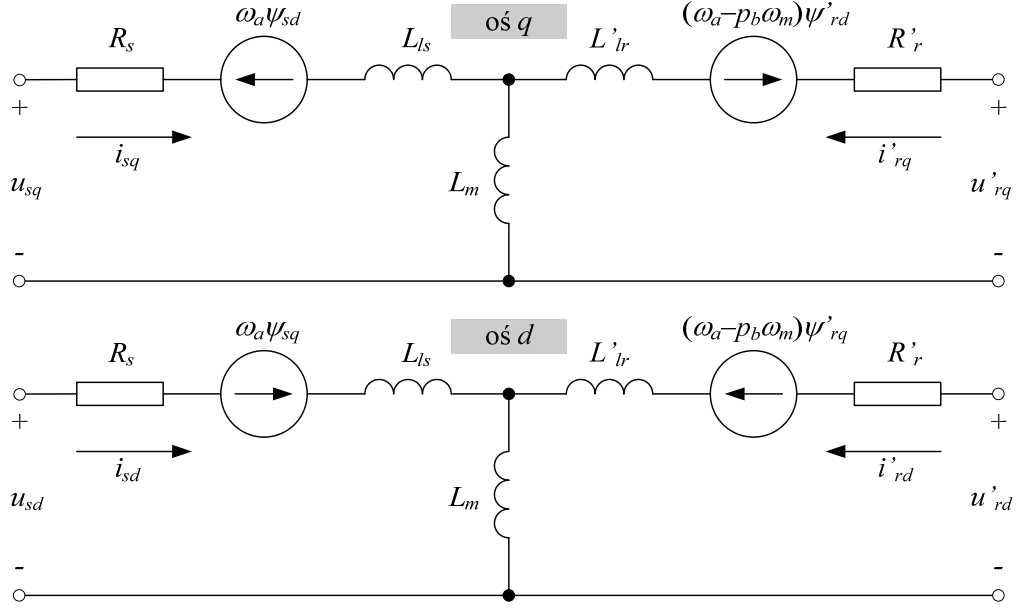
Część mechaniczna modelu obwodowego jest układem dynamicznym drugiego rzędu o postaci:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (t_e - F\omega_m - t_m) \quad (3.9)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (3.10)$$

gdzie F jest współczynnikiem tarcia, natomiast θ_m jest położeniem kątowym wału wirnika. Moment elektromagnetyczny t_e maszyny prądu przemiennego określony jest zależnością:

$$t_e = 1,5 p_b (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (3.11)$$



Rys. 3.1. Elektryczny schemat zastępczy części elektromagnetycznej dwuosiowego modelu obwodowego maszyny prądu przemiennego w programie SPS

W modelu obwodowym maszyny prądu przemiennego wielkościami wejściowymi (sterującymi) są składowe dq napięcia stojana i wirnika, uzyskane z dwóch napięć przewodowych obwodu stojana (u_{sab} , u_{sbc}) i obwodu wirnika (u'_{rab} , u'_{rbc}) układu naturalnego abc w wyniku zastosowania nieliniowej transformacji:

$$\begin{bmatrix} u_{sq} \\ u_{sd} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 \cos \theta & \cos \theta + \sqrt{3} \sin \theta \\ 2 \sin \theta & \sin \theta - \sqrt{3} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sab} \\ u_{sbc} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} u'_{rq} \\ u'_{rd} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 \cos \beta & \cos \beta + \sqrt{3} \sin \beta \\ 2 \sin \beta & \sin \beta - \sqrt{3} \cos \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_{rab} \\ u'_{rbc} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\beta = \theta - p_b \theta_m \quad (3.14)$$

gdzie θ jest elektrycznym położeniem kątowym układu współrzędnych, w którym opisywana jest dynamika maszyny. Wielkościami wyjściowymi modelu obwodowego są prądy stojana i wirnika w układzie dq . Rzeczywiste prądy fazowe w układzie naturalnym abc są wyznaczone na podstawie transformacji:

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 \cos \theta & 2 \sin \theta \\ \sqrt{3} \sin \theta - \cos \theta & -\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix}, \quad i_{sc} = -i_{sa} - i_{sb} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 \cos \beta & 2 \sin \beta \\ \sqrt{3} \sin \beta - \cos \beta & -\sqrt{3} \cos \beta - \sin \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{rq} \\ i'_{rd} \end{bmatrix}, \quad i'_{rc} = -i'_{ra} - i'_{rb} \quad (3.16)$$

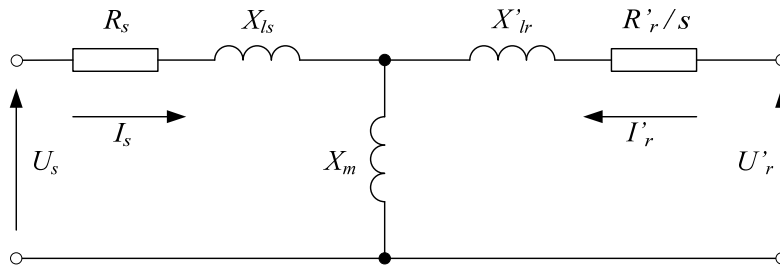
W programie Simulink w symulacjach napędów przekształtnikowych wpływ na czas trwania obliczeń ma, oprócz złożoności modelu matematycznego całego układu napędowego, także wybór układu współrzędnych modelu obwodowego maszyny prądu przemiennego [122]. Układ stacjonarny $\alpha\beta$ oraz wirujący z synchroniczną prędkością kątową układ dq są preferowane w przypadku, gdy wszystkie napięcia stojana i wirnika są symetryczne i ciągłe. Dla niesymetrycznego lub nieciągłego trójfazowego napięcia stojana, przy zachowaniu symetryczności napięć wirnika, zalecane jest zastosowanie stacjonarnego układu współrzędnych $\alpha\beta$. Natomiast wirujący synchronicznie z elektryczną prędkością kątową wirnika układ DQ jest dedykowany dla układów napędowych, w których trójfazowe napięcie wirnika jest niesymetryczne lub nieciągłe a trójfazowe napięcie stojana jest symetryczne. Wybór układu współrzędnych ma ponadto wpływ na wartości kątów θ i β występujące w zależnościach (3.12)-(3.16) – co przedstawiono w tabeli Tab. 3.3.

Tab. 3.3. Wartości kątów θ i β dla modelu obwodowego maszyny prądu przemiennego w zależności od wyboru układu współrzędnych

Układ współrzędnych	Wartość θ	Wartość β
$\alpha\beta$	0	$-p_b\theta_m$
dq	θ_s	$\theta_s - p_b\theta_m$
DQ	$p_b\theta_m$	0

3.1.3. Identyfikacja parametrów modelu matematycznego maszyny prądu przemiennego

W stanie pracy ustalonej układ równań różniczkowych opisujących dynamikę maszyny prądu przemiennego (3.3)-(3.8) staje się układem równań algebraicznych. W przypadku zasilania maszyny napięciem o stałej częstotliwości układ równań algebraicznych zastępuje się znanym i szeroko stosowanym w klasycznej teorii maszyn elektrycznych jednofazowym, transformatorowym, schematem zastępczym maszyny asynchronicznej [14, 87, 118, 136, 145] (Rys. 3.2). Zarówno model dynamiczny jak i schemat zastępczy nie uwzględnia strat w żelazie maszyny.



Rys. 3.2. Schemat zastępczy maszyny asynchronicznej dla pracy ustalonej

Parametry modelu matematycznego silnika indukcyjnego można wyznaczyć m.in. na podstawie danych katalogowych albo na podstawie eksperymentalnych charakterystyk biegu jałowego i stanu zwarcia [7, 14, 87, 103, 104, 145]. W dalszej części pracy metodę identyfikacji parametrów

modelu matematycznego silnika prądu przemiennego opartą na eksperymentalnym wyznaczaniu podstawowych charakterystyk silnika (charakterystyki biegu jałowego i stanu zwarcia) określono jako metodę klasyczną.

Klasyczna metoda identyfikacji jest stosowana głównie do wyznaczania parametrów maszyny zasilanej bezpośrednio z sieci trójfazowej i nie daje dobrych rezultatów w napędach prądu przemiennego zasilanych z przemienników częstotliwości, pracujących w zmiennych warunkach obciążenia i zasilania [129]. W tych układach napędowych zasadniczy wpływ na parametry silnika indukcyjnego ma temperatura uzwojeń oraz nasycenie obwodu magnetycznego. Dla bezczujnikowych napędów prądu przemiennego sterowanych częstotliwościowo, do zapewnienia wysokiej jakości sterowania w stanach dynamicznych konieczna jest aktualna i dokładna znajomość bieżących parametrów modelu matematycznego silnika [95].

Identyfikację parametrów modelu matematycznego silnika indukcyjnego pracującego w laboratoryjnym kaskadowym układzie napędowym, zasilanego bezpośrednio z symetrycznej trójfazowej sieci niskiego napięcia 400 V, przeprowadzono metodą klasyczną oraz metodą aproksymacji zależności impedancji zastępczej silnika od poślizgu, szczegółowo opisaną w [125]. Badano silnik indukcyjny o następujących danych znamionowych: $P_n = 7 \text{ kW}$, $U_{sn} = 230/400 \text{ V}$, $I_{sn} = 14,8 \text{ A}$, $\cos \varphi_n = 0,84$, $E_{20} = 165 \text{ V}$, $I_{rn} = 28 \text{ A}$.

Pierwszy etap identyfikacji przeprowadzono za pomocą metody klasycznej, zgodnie z wymogami norm [103, 104] i wytycznymi zawartymi w [7, 125]. Pomiar rezystancji uzwojeń R_s i R_r wykonano metodami technicznymi. Na podstawie pomiarów przekładni silnika ν_s wyznaczono straty w żelazie stojana i wirnika ΔP_{fe} . W trakcie wyznaczania charakterystyk biegu jałowego wyliczono straty mechaniczne ΔP_m oraz indukcyjność magnesowania silnika L_m , natomiast indukcyjności rozproszenia uzwojenia fazy stojana L_s i fazy wirnika L'_r obliczono na podstawie charakterystyk stanu zwarcia. Moment bezwładności silnika J wyznaczono metodą wolnego wybiegu. Uzyskane w trakcie pomiarów charakterystyki biegu jałowego oraz stanu zwarcia zawarto w Załączniku 1. Wyznaczone na ich podstawie parametry schematu zastępczego z rysunku Rys. 3.2. zestawiono w tabeli Tab. 3.4. Badany silnik charakteryzuje się stosunkowo dużymi stratami stałymi, będącymi sumą strat ΔP_{fe} i ΔP_m . Wynoszą one 710 W, co stanowi 10 % mocy znamionowej silnika.

W kolejnym etapie identyfikacji, parametry badanej maszyny estymowano poprzez aproksymację zależności impedancji zastępczej od poślizgu metodą najmniejszych kwadratów wprowadzając funkcje celu minimalizujące błąd średniokwadratowy. Na podstawie schematu zastępczego silnika (Rys. 3.2) zależność impedancji zastępczej silnika od poślizgu w stanie ustalonym, przy symetrycznym trójfazowym zasilaniu, można przedstawić następująco [125]:

$$Z(s) = R_s + ja \cdot \frac{1 + jb \cdot s}{1 + jc \cdot s} \quad (3.17)$$

gdzie parametry a , b , c związane są z poszukiwanymi parametrami schematu zastępczego silnika następującymi zależnościami:

$$a = X_{ls} + X_m \quad b = \frac{(X_{ls} + X_m)X'_{lr} + X_{ls}X_m}{R'_r(X_{ls} + X_m)} \quad c = \frac{X'_{lr} + X_m}{R'_r} \quad (3.18)$$

Znajomość impedancji zastępczej, przy znanym napięciu zasilania i poślizgu maszyny, pozwala na obliczenie wskaźników energetycznych silnika zasilanego bezpośrednio z sieci zasilającej takich jak: wartość skuteczną prądu stojana I_s , moc czynną P_s i bierną Q_s pobieraną przez silnik oraz współczynnik mocy PF_s . Wskaźniki te są bardzo istotne przy ocenie oddziaływania kaskadowego układu napędowego na sieć zasilania. Identyfikacja parametrów schematu zastępczego silnika przez aproksymację polega na doborze wektora parametrów $\mathbf{e} = [a, b, c]$ funkcji aproksymującej $y_m(s_i, \mathbf{e})$ tak, aby różnica pomiędzy punktami pomiarowymi $y_p(s_i)$ dla poślizgów s_i a punktami charakterystyki modelu silnika $y_m(s_i, \mathbf{e})$ była jak najmniejsza. Funkcja aproksymująca punkty pomiarowe minimalizuje funkcję celu, którą sformułowano w postaci błędu średniokwadratowego:

$$\min J_y = \sum_{i=1}^N [y_p(s_i) - y_m(s_i, \mathbf{e})]^2 \quad (3.19)$$

Wykorzystanie wzoru (3.17) jako modelu matematycznego silnika wymagało wcześniejszego określenia wartości R_s (z pomiarów rezystancji metodą techniczną) oraz określenia relacji między reaktancjami X_{ls} a X'_{lr} (przyjęto równość reaktancji $X_{ls} = X'_{lr}$). Aproksymację charakterystyk modelu silnika $y_m(s_i, \mathbf{e})$ do punktów pomiarowych sprowadzono do wyznaczenia trzech wielkości a, b, c przy trzech poszukiwanych parametrach modelu X_{ls} (X'_{lr}), X_m oraz R'_r . Zadanie znalezienia minimum funkcji J_y wielu zmiennych rozwiązano za pomocą pakietu *Optimization Toolbox* programu MATLAB, wykorzystując algorytm sympleksu Neldera-Meada zaimplementowany w instrukcji `fminsearch` [19]. W wyniku minimalizacji funkcji celu J_y uzyskano wartości trzech współczynników funkcji aproksymującej a_e, b_e, c_e , które pozwalają na wyznaczenie X'_{lr} z równania kwadratowego o postaci [125]:

$$X'^2_{lr} - 2a_e X'_{lr} + a_e b_e / c_e = 0 \quad (3.20)$$

Następnie na podstawie zależności (3.18) wyznaczono wartość reaktancji X_m i rezystancji R'_r . Powyższą procedurę identyfikacji parametrów modelu silnika zastosowano do aproksymacji następujących naturalnych charakterystyk pomiarowych: $I_s = f(s)$, $P_s = f(s)$, $Q_s = f(s)$, $PF_s = f(s)$. Charakterystyki te zarejestrowano przy obciążeniu silnika w zakresie $0 \div 1,1 T_{mn}$ i zasilaniu napięciem znamionowym 400 V. Zastosowano funkcję celu J_y w postaci:

$$\min J_{I_s} = \sum_{i=1}^N [I_{s_p}(s_i) - I_{s_m}(s_i, \mathbf{e})]^2 \quad (3.21)$$

$$\min J_{P_s} = \sum_{i=1}^N \left[P_{s_p}(s_i) - P_{s_m}(s_i, \mathbf{e}) \right]^2 \quad (3.22)$$

$$\min J_{Q_s} = \sum_{i=1}^N \left[Q_{s_p}(s_i) - Q_{s_m}(s_i, \mathbf{e}) \right]^2 \quad (3.23)$$

$$\min J_{P_s, Q_s} = \sum_{i=1}^N \left[|P_{s_p}(s_i) - P_{s_m}(s_i, \mathbf{e})| + |Q_{s_p}(s_i) - Q_{s_m}(s_i, \mathbf{e})| \right]^2 \quad (3.24)$$

W zależności od przyjętego kryterium J_y (3.21)-(3.24) otrzymuje się zbiór parametrów schematu zastępczego silnika, kształtujący charakterystyki statyczne modelu maszyny. Uzyskane wyniki zebrano w tabeli Tab. 3.4. Parametrami wejściowymi procedury optymalizacyjnej dla każdego kryterium J_y były parametry maszyny otrzymane metodą klasyczną. Wybór danego kryterium J_y sprowadza się do żądania aby określona charakterystyka modelu $y = f(s)$ jak najlepiej dopasowała się w sensie minimalizacji błędu średniokwadratowego do punktów pomiarowych. Tak zdefiniowana funkcja celu powoduje że dla uzyskanego zbioru parametrów część charakterystyk modelu lepiej aproksymuje punkty pomiarowe przy jednoczesnym większym odchyleniu pozostałych charakterystyk modelu od danych eksperymentalnych.

Analizę jakości aproksymacji przedstawiono w tabeli Tab. 3.5 w której podano wartości błędu średniokwadratowego (3.19), będącego miarą odległości charakterystyk modelu matematycznego od punktów pomiarowych w zależności od parametrów schematu zastępczego. Najgorsze efekty w sensie minimalizacji średniokwadratowego wskaźnika jakości przynoszą jednokryterialne funkcje J_{P_s} i J_{Q_s} , które zapewniają dobrą aproksymację jedynie dla pojedynczych charakterystyk, odpowiednio dla $P_s = f(s)$ i $Q_s = f(s)$. Wyznaczone przez minimalizację funkcji J_{P_s} i J_{Q_s} wartości parametrów schematu zastępczego znacznie odbiegają od wartości wyznaczonych na podstawie pomiarów biegu jałowego i biegu zwarcia. Najmniejsze wartości błędu średniokwadratowego dla większości charakterystyk zapewniają parametry schematu zastępczego uzyskane poprzez minimalizację dwukryterialnej funkcji celu J_{P_s, Q_s} . Uzyskane tą drogą parametry modelu matematycznego silnika przyjęto do modeli symulacyjnych kaskadowych układów napędowych.

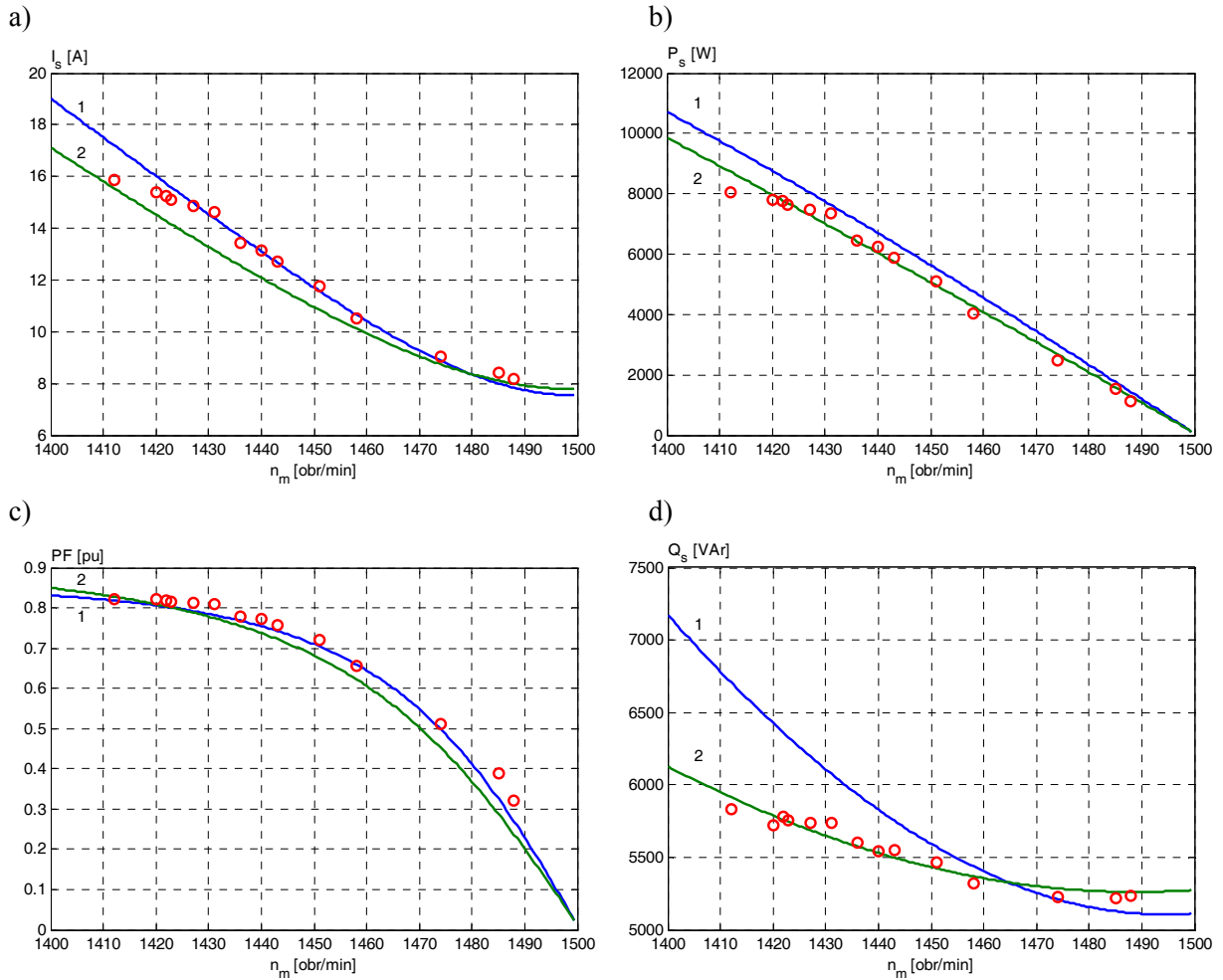
Tab. 3.4. Wartości estymowanych parametrów modelu matematycznego silnika indukcyjnego, pracującego w kaskadowym układzie napędowym

metoda identyfikacji		parametry schematu zastępczego				J	v_s
		R_s	$X_{ls} = X'_{lr}$	X_m	R'_r		
		Ω	Ω	Ω	Ω	kg m ²	—
klasyczna		0,375	1,4081	28,4225	0,7344	0,19438	2,401
funkcja celu	J_{Is}	0,375	4,2510	24,8702	0,7445	nie dotyczy	
	J_{Ps}	0,375	2,6069	557,3908	0,9273		
	J_{Qs}	0,375	14,2511	15,3393	1,6478		
	$J_{Ps,Qs}$	0,375	0,8358	28,2054	0,9505		

Tab. 3.5. Zestawienie wartości błędów średniokwadratowych w zależności od parametrów modelu matematycznego

wartość błędu średniokwadratowego		charakterystyka silnika			
		$I_s = f(s)$	$P_s = f(s)$	$Q_s = f(s)$	$PF_s = f(s)$
metoda klasyczna		3,10	6 349 031	2 534 063	0,050
funkcja celu	J_{Is}	0,65	20 732 978	49 904 903	0,215
	J_{Ps}	235,85	678 898	219 447 050	2,137
	J_{Qs}	351,74	397 557 090	20 856	3,599
	$J_{Ps,Qs}$	10,49	902 314	39 554	0,026

Na rysunku Rys. 3.3 przedstawiono porównanie poszczególnych charakterystyk eksperymentalnych badanego silnika z charakterystykami modelu matematycznego uzyskanymi dla dwóch zbiorów parametrów schematu zastępczego. Pierwszy zbiór stanowią parametry wyznaczone z pomiarów biegu jałowego i biegu zwarcia, drugi zbiór to parametry obliczone w wyniku minimalizacji funkcji $J_{Ps,Qs}$. Parametry modelu matematycznego uzyskane metodą klasyczną zapewniają lepszą aproksymację punktów pomiarowych, w sensie minimalizacji błędu średniokwadratowego, jedynie w przypadku charakterystyki wartości skutecznej prądu stojana w funkcji poślizgu. W przypadku pozostałych charakterystyk silnika lepszą aproksymację zapewniają parametry otrzymane metodą optymalizacyjną.



Rys. 3.3. Charakterystyki modelu matematycznego na tle punktów pomiarowych: 1 – parametry modelu uzyskane metodą klasyczną; 2 – parametry modelu uzyskane w wyniku minimalizacji funkcji celu J_{P_s, Q_s} ; a) charakterystyka $I_s = f(s)$, b) charakterystyka $P_s = f(s)$, c) charakterystyka $PF_s = f(s)$, d) charakterystyka $Q_s = f(s)$

3.2. Model matematyczny podstawowego układu kaskady

3.2.1. Przegląd modeli dynamicznych kaskadowych układów napędowych

W literaturze dotyczącej modelowania kaskadowych układów napędowych przedstawiono liczne modele matematyczne podstawowego układu kaskady (PUK), które znalazły zastosowanie do ściśle określonych celów. W pracach [8, 63] zaprezentowano model dq PUK przy szeregu założeniach upraszczających (m. in.: pominięto wpływ komutacji w mostku diodowym pracującym w obwodzie wirnika na rozwijany przez silnik moment elektromagnetyczny). Dynamikę silnika asynchronicznego przedstawiono w wirującym z prędkością synchroniczną, prostokątnym układzie współrzędnych dq , natomiast układ pośredniego przemiennika częstotliwości (przekształtniki PR i PS) aproksymowano członami bezinercyjnymi o określonych charakterystykach zewnętrznych. Zaproponowany model znalazł zastosowanie do analizy PUK w ustalonym punkcie pracy, nie jest natomiast użyteczny do badania oddziaływania układu kaskadowego na sieć zasilającą.

W pracach [1]-[6] zaproponowano model matematyczny *PUK* w postaci zbioru równań różniczkowych modyfikowanego w procesie obliczeń przez program symulacyjny na podstawie informacji o stanie przewodzenia diod przekształtnika wirnikowego (metoda zmiennej struktury). Dynamikę silnika indukcyjnego przedstawiono w tzw. układzie hybrydowym $DQabc$ (równania strony stojana przedstawiono w prostokątnym układzie współrzędnych DQ wirującym synchronicznie z wirnikiem, a równania strony wirnika pozostawiono w układzie naturalnym abc). Przekształtnik tyrystorowy aproksymowano funkcjami sklejanymi. Ten model matematyczny *PUK* charakteryzuje się utrudnionym formułowaniem równań zespołu przekształtnik-maszyna. Układ równań jest prawdziwy dla określonego, jednego rodzaju układu przekształtnikowego połączonego z silnikiem. Zmiana struktury przekształtnika wymaga żmudnych przekształceń symbolicznych modelu matematycznego całego układu. Modele hybrydowe *PUK* znalazły zastosowanie nie tylko do badania stanów dynamicznych napędu, ale także do analizy widmowej prądów układu [10, 29, 112].

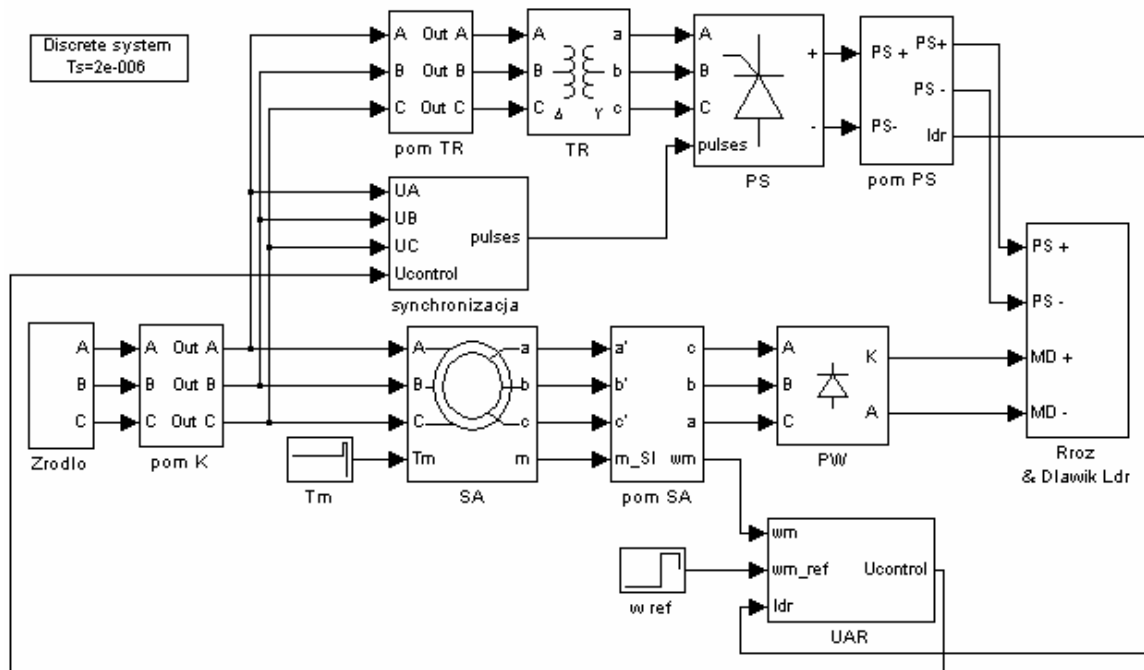
W pracach [34]-[38] przedstawiono model matematyczny *PUK* w postaci zbioru równań różniczkowych o stałej strukturze. Elementy półprzewodnikowe zamodelowano jako rezystancje o zmiennej wartości, zależnej od wartości prądu, napięcia i sygnału sterującego. Przy takim podejściu parametry modelu matematycznego układu napędowego zmieniają się w zależności od stanu elementów półprzewodnikowych, a struktura modelu pozostaje stała. Otrzymane równania modelu matematycznego są sztywnymi nieliniowymi równaniami różniczkowymi [35, 133]. Zaproponowany model znalazł zastosowania do badania stanów awaryjnych *PUK* i do badania wrażliwości parametrycznej układu napędowego.

W pracy [77] przedstawiono uproszczony model matematyczny *PUK*, zbudowany w oparciu o standardowe bloki programu Simulink. Dynamikę silnika prądu przemiennego wraz z przekształtnikiem w wirniku przedstawiono w jednym wspólnym prostokątnym układzie współrzędnych DQ , wirującym synchronicznie z elektryczną prędkością kątową wirnika. Obwód pośredniczący i przekształtnik diodowy są równoważne nieliniowemu odbiornikowi połączonemu z obwodem wirnika. Mostek diodowy zamodelowano w postaci idealnych łączników, których stan zależy od wartości prądów fazowych wirnika w układzie naturalnym abc . Model ten nie uwzględnia modelu dynamicznego falownika tyrystorowego, który został zastąpiony źródłem napięcia DC. Zaproponowany model charakteryzuje się bardzo krótkim czasem obliczeń i ma zastosowanie do analizy widmowej prądów silnika pracującego z elementami półprzewodnikowymi w obwodzie wirnika.

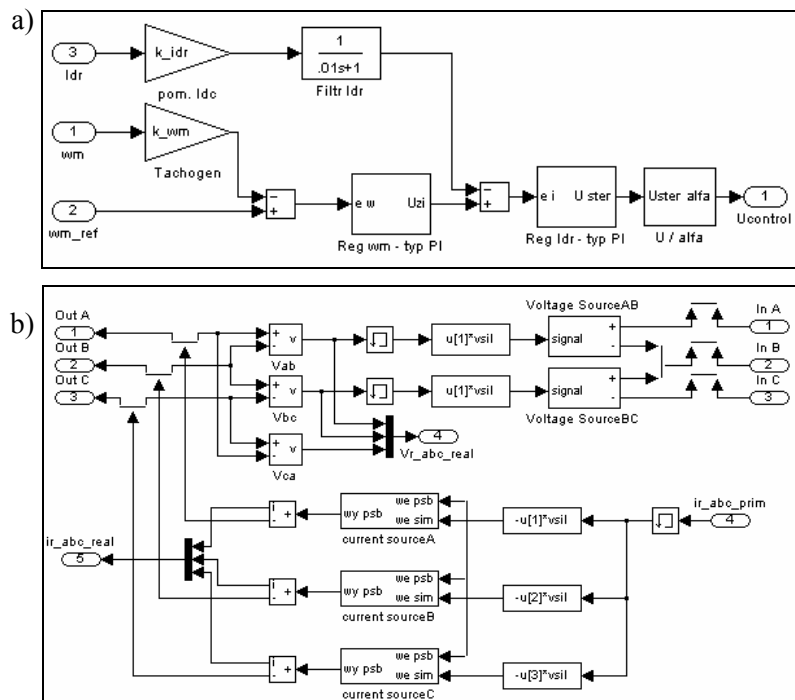
3.2.2. Obwodowy model matematyczny podstawowego układu kaskady

Na podstawie dostępnych elementów z biblioteki SimPowerSystems (SPS) programu MATLAB/Simulink zbudowano model zamkniętego układu regulacji prędkości *PUK* (Rys. 3.4). Parametrami modelu matematycznego silnika *SA*, transformatora dopasowującego *TR* oraz dławika L_{dr} są parametry fizycznego, laboratoryjnego układu *PUK* – wszystkie parametry zestawiono w

Załączniku 2. Układ sterowania przekształtnikiem tyrystorowym *PS* synchronizowany jest napięciem zasilania względem punktów naturalnej komutacji.



Rys. 3.4. Model dynamiczny podstawowego układu kaskady w programie MATLAB/Simulink z wykorzystaniem elementów biblioteki SimPowerSystems



Rys. 3.5. Bloki modelu matematycznego PUK: a) układ automatycznej regulacji prędkości; b) transformacja wielkości wirnika do układu naturalnego

W celu zapewnienia odpowiedniej jakości przebiegów przejściowych, tzn.:

- braku podatności prędkości obrotowej na zmianę obciążenia,

- krótkiego czasu regulacji,
- przeregulowania prędkości nie przekraczającego 5 % wartości zadanej,

układ *PUK* pracuje w zamkniętym układzie regulacji z dwoma pętlami sprzężenia zwrotnego, od prądu wyprostowanego i od prędkości kątowej (Rys. 3.5.a). Zastosowane regulatory typu *PI* zapewniają astatyzm regulacji. Regulator prądu wyprostowanego R_{Idr} , poprzez ograniczenie swego sygnału wyjściowego, zapewnia pracę przekształtnika *PS* w żądanym zakresie kątów wysterowania α , tj. w granicach $90^\circ \div 150^\circ$. Sygnał wyjściowy regulatora prędkości R_ω jest sygnałem referencyjnym dla regulatora R_{Idr} a jego ograniczenie związane jest z maksymalnym momentem dynamicznym, jaki może rozwijać silnik przy wzroście prędkości zadanej. Syntezę zamkniętego układu regulacji prędkości *PUK* przeprowadzono w oparciu o powszechnie stosowane w technice napędu elektrycznego kryteria Kesslera [87, 90, 145]. Nastawy regulatora R_{Idr} wyznaczono na podstawie zmodyfikowanego kryterium modułowego a nastawy regulatora R_ω – wg zmodyfikowanego kryterium symetrycznego. Procedura obliczeń dla *PUK* została szczegółowo przedstawiona w [135].

W pakiecie *SPS* w modelu matematycznym *SA* wszystkie zmienne elektryczne wirnika sprowadzono na stronę stojana [122]. W oparciu o sterowane źródła napięciowe i sterowane źródła prądowe zbudowano własny blok użytkownika w celu uzyskania przebiegów czasowych obwodu wirnika w układzie naturalnym (Rys. 3.5.b)². Ma to istotne znaczenie z punktu widzenia modelowania układów przekształtnikowych, pracujących w torze zwrotu energii.

Przeprowadzono badania symulacyjne modelu matematycznego *PUK*. W czasie $t = 0 \div 1$ s zamodelowano rezystancyjny rozruch układu *PUK* (Rys. 3.6.a). Wykonano symulację typowych stanów pracy napędu: zmiany zadanej prędkości obrotowej silnika $n_{m\ ref}$ przy stałym momencie obciążenia T_m oraz zmiany momentu T_m przy niezmienniej wartości $n_{m\ ref}$. Symulacje te przeprowadzono dla następujących wartości sygnałów $n_{m\ ref}$ (wartościom prędkości obrotowej $n_{m\ ref}$ odpowiadają wartości prędkości kątowej $\omega_{m\ ref}$) i T_m :

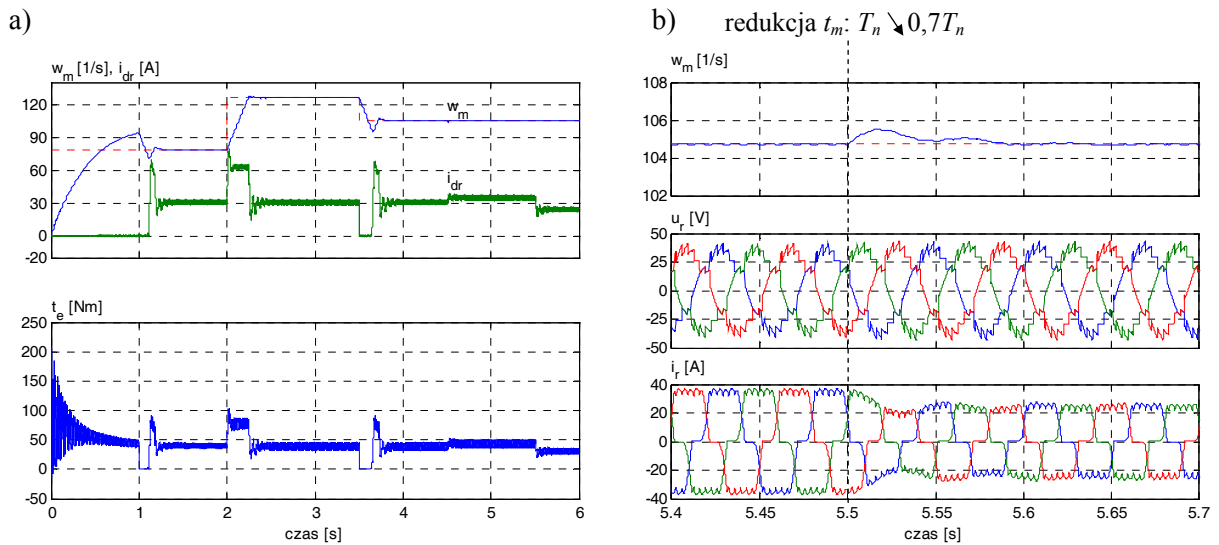
$$n_{m\ ref} = \begin{cases} 750 \text{ obr/min} & t \in [0;2) \\ 1\ 200 \text{ obr/min} & t \in [2;3,5) \\ 1\ 000 \text{ obr/min} & t \in [3,5;6] \end{cases} \quad \left(\omega_{m\ ref} = \begin{cases} 78,541 \text{ 1/s} & t \in [0;2) \\ 125,66 \text{ 1/s} & t \in [2;3,5) \\ 104,72 \text{ 1/s} & t \in [3,5;6] \end{cases} \right) \quad T_m = \begin{cases} 40 \text{ Nm} & t \in [0;4,5) \\ 46 \text{ Nm} & t \in [4,5;5,5) \\ 32 \text{ Nm} & t \in [5,5;6] \end{cases}$$

Na rysunkach (Rys. 3.6) – (Rys. 3.7) przedstawiono wyniki symulacji stanów dynamicznych *PUK*³. Zamknięty układ regulacji zapewnia odtworzenie zadanej trajektorii prędkości kątowej $\omega_{m\ ref}$ i jej stabilizację na żądanym poziomie przy zmianach momentu obciążenia T_m . Prąd wyprostowany w obwodzie pośredniczącym i_{dr} jest miarą momentu elektromagnetycznego rozwijanego przez silnik t_e

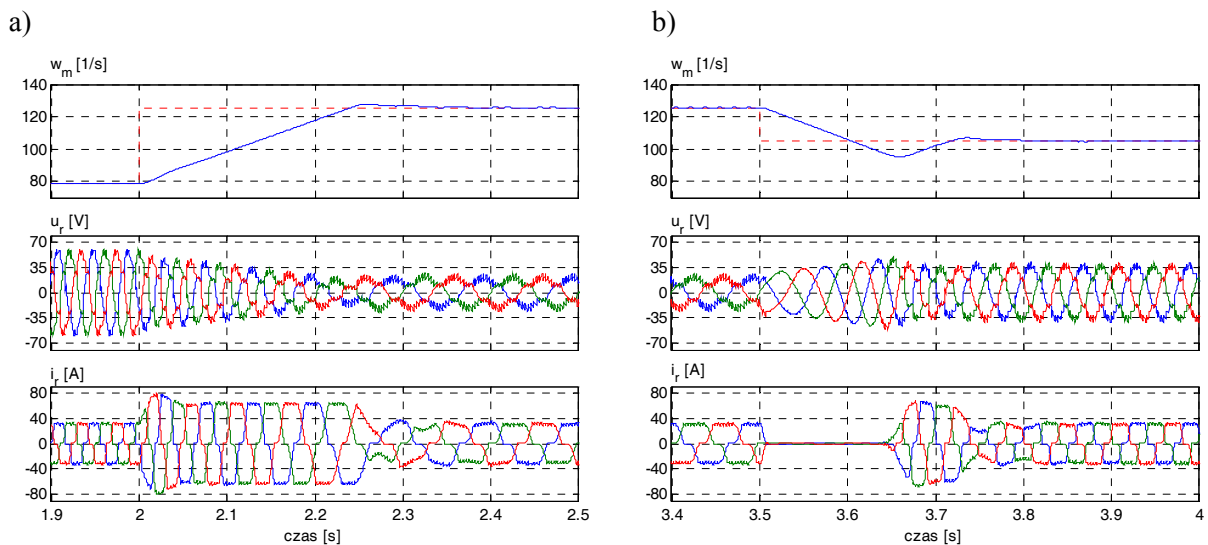
² W trakcie opracowywania ww. bloku użytkownika wykryto błędy w opisach sygnałów wyjściowych modelu matematycznego silnika – zastosowanie połączeń bloków zgodnie z opisem zawartym w instrukcji [122] prowadziło do niestabilności numerycznej modelu.

³ Wymagania stawiane kaskadowym układom napędowym odnośnie dynamiki nie są czynnikiem decydującym przy ocenie układu (co ma związek przede wszystkim z wymaganiami aplikacji); przy ocenie napędu kaskadowego większe znaczenie mają wskaźniki energetyczne układu.

(Rys. 3.6.a). Zmniejszenie prędkości w układzie PUK następuje na drodze wolnego wybiegu silnika – prąd i_{dr} oraz moment t_e mają wówczas wartość zero. Wzrost prędkości mechanicznej następuje pod wpływem momentu dynamicznego. Przy zmniejszeniu obciążenia silnika i zachowaniu stałej wartości $n_{m\ ref}$ częstotliwość napięć fazowych u_r i prądów fazowych wirnika i_r nie ulega zmianie, amplituda u_r pozostaje także stała, natomiast zmniejsza się amplituda prądów i_r (Rys. 3.6.b). Zmiana wartości $n_{m\ ref}$, przy zachowaniu stałego momentu T_m , powoduje zmianę częstotliwości napięcia i prądu wirnika oraz amplitudy napięcia, natomiast amplituda prądu fazowego w stanach ustalonych pozostaje bez zmian (Rys. 3.7). Układ regulacji prędkości zapewnia osiągnięcie wyższej prędkości zadanej z przeregulowaniem o wartości 1,8 %, natomiast mniejszą prędkość zadaną napęd osiąga z przeregulowaniem rzędu 9 %.



Rys. 3.6. Wyniki symulacji dynamiki PUK: a) rozruch rezystancyjny oraz praca PUK w typowych stanach dynamicznych układu: przebiegi czasowe prędkości kątowej ω_m , prądu wyprostowanego i_{dr} , momentu elektromagnetycznego silnika t_e ; b) przebiegi czasowe ω_m , u_r i i_r przy stałej wartości $\omega_{m\ ref}$ i zmniejszeniu momentu obciążenia w chwili $t = 5,5$ s z wartości T_n do wartości $0,7 T_n$



Rys. 3.7. Dynamika PUK – przebiegi czasowe prędkości ω_m , napięć u_r i prądów i_r wirnika przy stałym momencie $T_m = 0,87 T_n$ i zmianie wartości $\omega_{m\ ref}$: a) wzrost $\omega_{m\ ref}$ z 78,5 1/s na 125,6 1/s, b) zmniejszenie $\omega_{m\ ref}$ z 125,6 1/s na 104,7 1/s

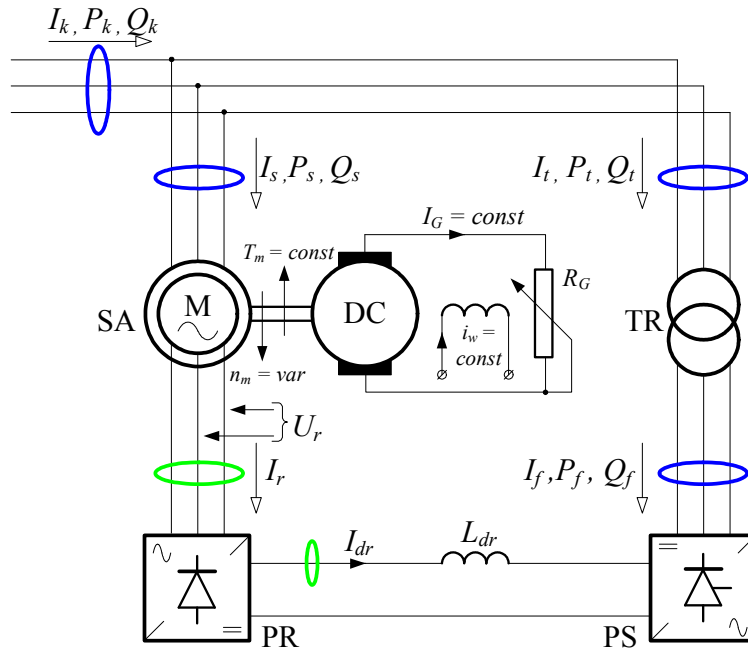
3.2.3. Pomiarowa weryfikacja modelu matematycznego podstawowego układu kaskady

Model matematyczny PUK został pomiarowo zweryfikowany na stanowisku laboratoryjnym podsynchronicznej kaskady inwerterowej na stały moment, znajdującym się w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH. Schemat blokowy układu napędowego wraz z oznaczonymi wielkościami pomiarowymi przedstawiono na Rys. 3.8. Obciążeniem silnika indukcyjnego jest silnik obcowzbudny prądu stałego DC , pracujący jako generator. Pomiary oddziaływania układu napędowego na sieć zasilającą przeprowadzono dla kilku wybranych, ustalonych punktów pracy napędu, przy stałym momencie obciążenia T_m . Stałość momentu T_m , przy stałym prądzie wzbudzenia i_w i zmiennej prędkości obrotowej n_m , uzyskano stabilizując wartość prądu twornika I_G poprzez zmianę wartości rezystancji R_G . Celem pomiarów było porównanie wskaźników energetycznych modelu matematycznego i modelu fizycznego napędu. Jako kryterium porównania przyjęto:

- wartości skuteczne prądów układu I_x ;
- wartość średnią prądu wyprostowanego I_{dr} ;
- wartości współczynników odkształcenia prądów $TTHD_{Ix}$, THD_{Ix} , $TIHD_{Ix}$;
- wartości mocy czynnej P_x i mocy biernej Q_x w dziedzinie harmonicznej podstawowej;
- wartość współczynników przesunięcia DPF_x ;

gdzie indeks x oznacza jeden z punktów pomiarowych: k – kaskada, s – silnik, t – transformator, f – falownik, r – wirnik.

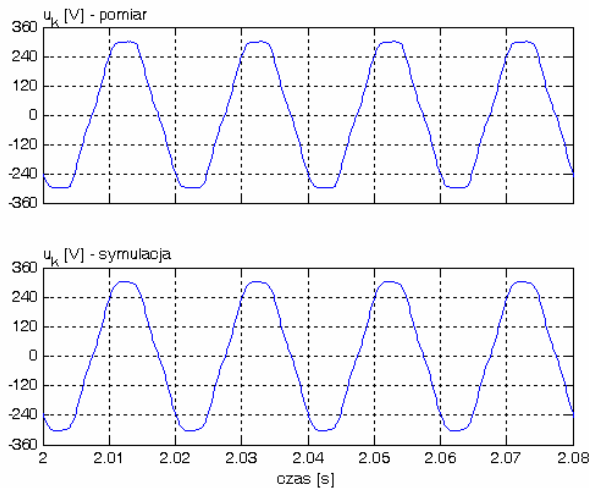
Rejestrację wielkości energetycznych układu przeprowadzono przy użyciu 8-kanalowego analizatora jakości zasilania TOPAS 1000 firmy LEMNorma (punkty pomiarowe na Rys. 3.8 oznaczone kolorem niebieskim), pracującego ze stałą częstotliwością próbkowania równą 6,4 kHz [143]. Układ kaskady jest odbiornikiem symetrycznym, z tego względu pomiary w punkcie zasilania oraz po stronie stojana i stronie transformatora wykonano dla jednej, tej samej, fazy. Wielkości obwodu wirnika i obwodu pośredniczącego prądu stałego obserwowano za pomocą 4-kanalowego oscyloskopu cyfrowego Agilent 54621A (punkty pomiarowe na Rys. 3.8 oznaczone kolorem zielonym).



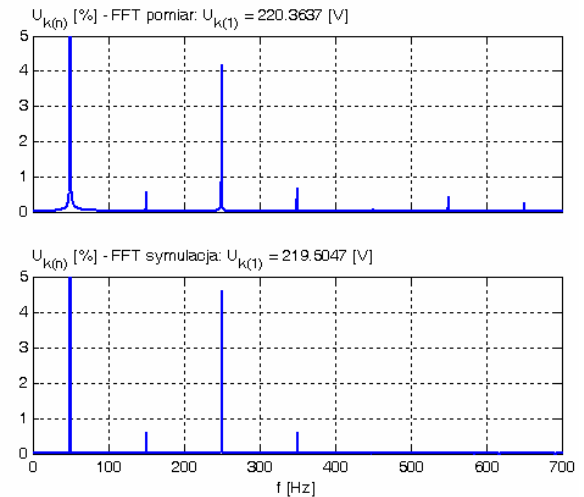
Rys. 3.8. Schemat laboratoryjnego układu PUK wraz z punktami pomiarowymi i rejestrowanymi wielkościami

Pomiary przeprowadzono w warunkach odkształconego napięcia zasilania – współczynnik odkształcenia napięcia zasilania THD_U w trakcie pomiarów zmieniał się w granicach 4÷5,2 %. Badania symulacyjne przeprowadzono dla odkształconego napięcia zasilania – wartość współczynnika odkształcenia THD_U w tym przypadku była stała i wynosiła 4,6 % (Rys. 3.9).

a)



b)

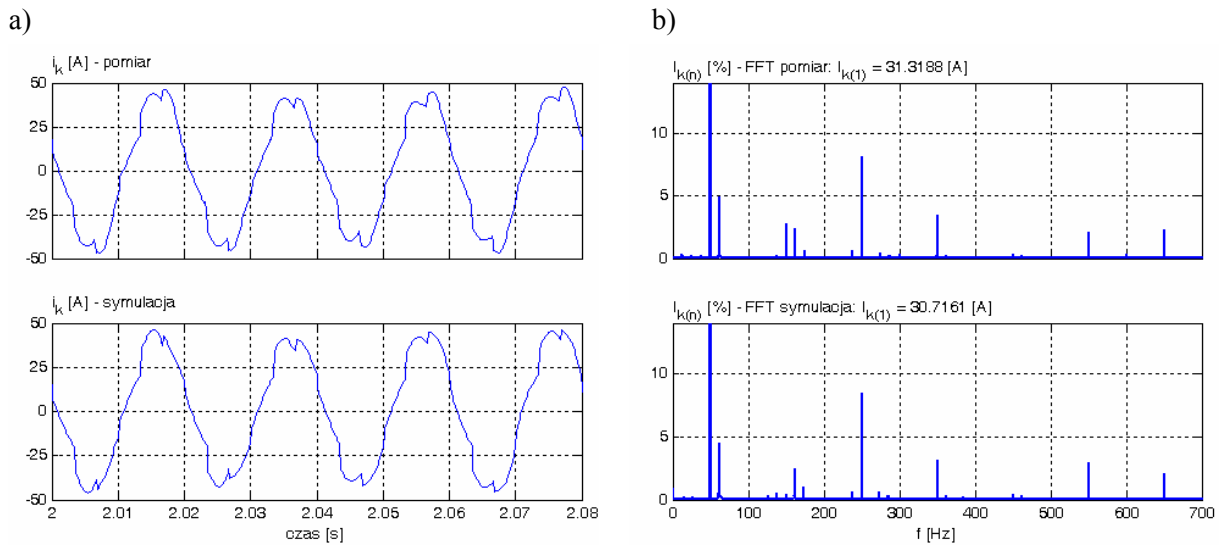


Rys. 3.9. Napięcie zasilania PUK (górny rząd – wyniki pomiarów, dolny rząd – wyniki symulacji): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa napięcia

Na rysunkach (Rys. 3.10) ÷ (Rys. 3.15) przedstawiono porównanie przebiegów czasowych oraz analizę widmową prądów układu rzeczywistego i modelu matematycznego dla ustalonego punktu pracy ($n_m = 941$ obr/min., $T_m = T_n = 46$ Nm) w poszczególnych punktach pomiarowych układu. Uzyskane wyniki symulacyjne pod względem jakościowym i ilościowym są zbieżne z wynikami

pomiarowymi, co świadczy o poprawności modelu matematycznego PUK. Analizę widmową, zarówno w układzie rzeczywistym jak i w układzie matematycznym, przeprowadzono dla prostokątnego okna pomiarowego o czasie trwania $T_w = 5,12$ s. Wykorzystując dyskretną transformację Fouriera *DFT* uzyskano spektrum o rozdzielczości 0,195 Hz [42, 45, 143, 157]⁴.

Prąd zasilania układu kaskady i_k jest prądem odkształconym (Rys. 3.10). W widmie prądu i_k występują harmoniczne charakterystyczne dla 6-pulsowego przekształtnika tyrystorowego oraz interharmoniczne, związane z harmonicznymi prądu wirnika transformowanymi do obrotu stojana, o częstotliwościach zależnych od aktualnej prędkości napędu. Skutkiem obecności interharmonicznych w prądach układu zauważalna jest modulacja w przebiegach czasowych prądu i_k (Rys. 3.10) i prądu silnika i_s (Rys. 3.11) – amplituda przebiegów oraz ich kształt zmienia się z okresu na okres.



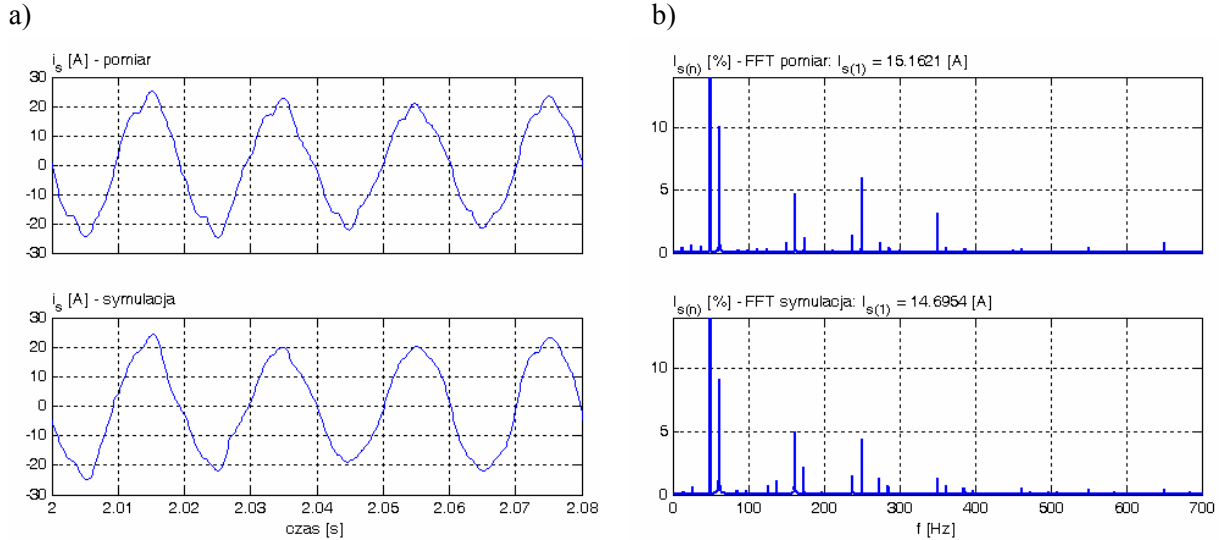
Rys. 3.10. Prąd kaskady w stanie ustalonym dla $n_m = 941$ obr/min. i $T_m = T_n$ (górny rząd – wyniki pomiarów, dolny rząd – wyniki symulacji): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądu

W badanym układzie zwraca uwagę wysoka wartość skuteczna podstawowej harmonicznej prądu kaskady $I_{k(1)}$ w stosunku do prądu nominalnego silnika (Rys. 3.10.b)-(Rys. 3.11.b). Wartość ta, przy obciążeniu nominalnym, jest około dwukrotnie większa od wartości skutecznej składowej podstawowej prądu silnika $I_{s(1)}$, co jest niekorzystne z punktu widzenia oddziaływania PUK na sieć zasilającą. Przyczyną tego stanu w rozpatrywanym układzie jest duża wartość prądu transformatora i_t (Rys. 3.12), w którym można wyróżnić dwie składowe:

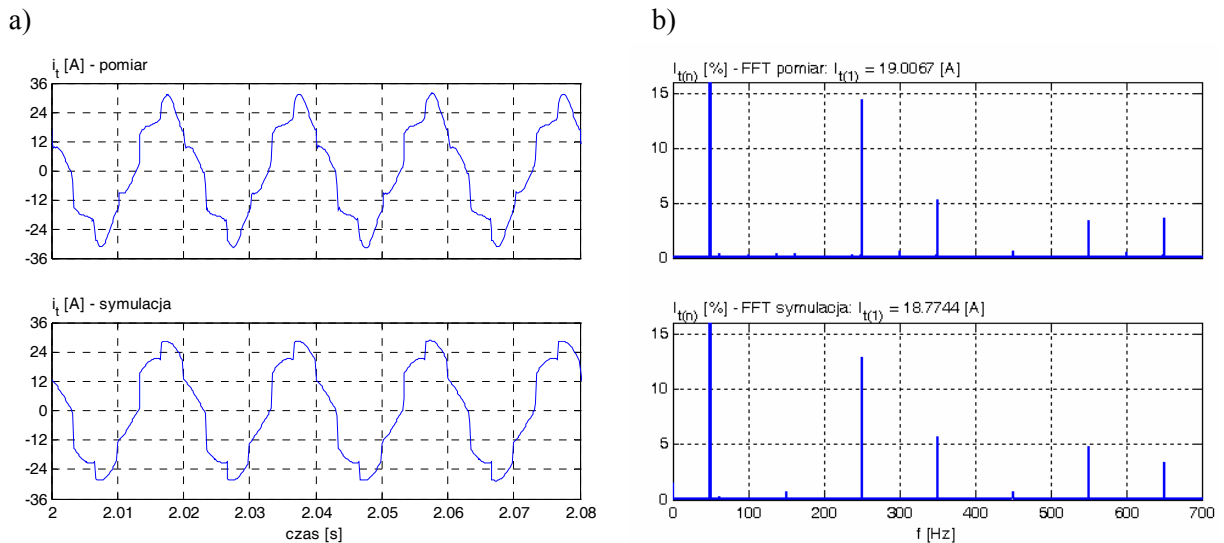
- składową związaną z transformowanym prądem wyjściowym falownika i_f ,

⁴ Ze względu na sprzętowe i softwarowe ograniczenia liczba próbek M analizowanego sygnału w rejestratorze TOPAS nie może być większa niż ustalona wartość maksymalna $M_{max} = 2^{16}$. Ponadto zastosowany w przyrządzie algorytm FFT wymaga do analizy użycia ściśle określonej liczby próbek sygnału $M = 2^i$, $i = 7, 8, \dots, 16$. W konsekwencji użytkownik dysponuje oknami pomiarowymi o ograniczonym czasie trwania [143]. W programie MATLAB w instrukcji `fft` zaimplementowano algorytm DFT, w którym domyślnie nie nałożono ograniczeń na liczbę próbek – użytkownik może poddać analizie sygnał spróbkowany, którego liczba próbek nie spełnia warunku $M = 2^i$ [19].

- składową związaną z prądem magnesującym transformatora. W układzie laboratoryjnym zainstalowano transformator dopasowujący o mocy 50 kVA (znaczące przewymiarowanie mocy transformatora w stosunku do mocy silnika), którego prąd biegu jałowego wynosi 9,2 A, co stanowi 62 % prądu nominalnego silnika.



Rys. 3.11. Prąd silnika w stanie ustalonym dla $n_m = 941$ obr/min. i $T_m = T_n$ (górny rząd – wyniki pomiarów, dolny rząd – wyniki symulacji): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądu



Rys. 3.12. Prąd strony pierwotnej transformatora w stanie ustalonym dla $n_m = 941$ obr/min. i $T_m = T_n$ (górny rząd – wyniki pomiarów, dolny rząd – wyniki symulacji): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądu

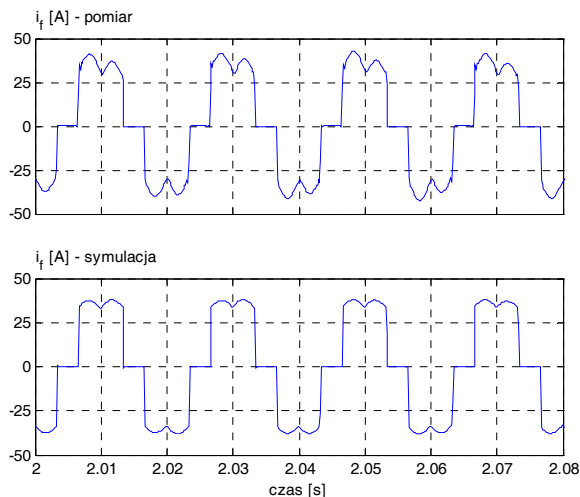
W widmie prądu stojana i_s można wyróżnić składowe o częstotliwościach związanych z harmonicznymi napięcia zasilania (5h i 7h) oraz intraharmoniczne o częstotliwościach zależnych od poślizgu (Rys. 3.11.b). Częstotliwości harmonicznego prądu wirnika $f_{r(m)}$ oraz odpowiadające im częstotliwości interharmonicznego prądu stojana $f_{s,r(m)}$ w rozpatrywanym punkcie pracy napędu, wyznaczone na podstawie zależności (2.7) i (2.8), zestawiono w Tab.3.6. Wyniki obliczeń teoretycznych są zgodne z wynikami pomiarowymi. Dominującymi interharmonicznymi prądu i_s są składowe związane z harmonicznymi prądu wirnika rzędu 5 i 7.

Tab. 3.6. Częstotliwości składowych prądu wirnika i prądu stojana układu PUK przy prędkości napędu $n_m = 941$ obr/min.

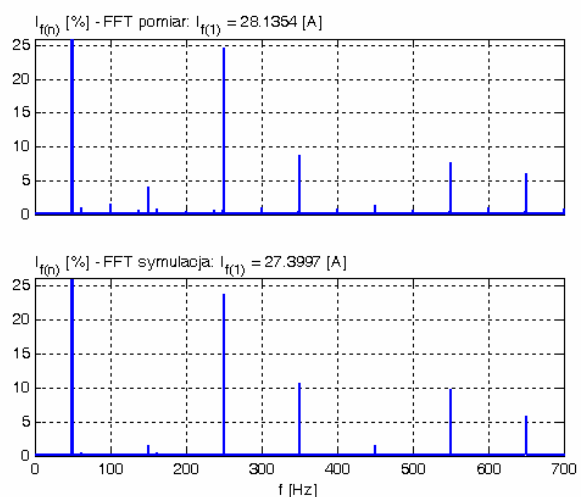
Rząd harmonicznej prądu wirnika względem częstotliwości podstawowej wirnika m	Częstotliwości harmonicznych prądu wirnika $f_{r(m)}$	Częstotliwość interharmonicznej prądu stojana $f_{s,r(m)}$
–	Hz	Hz
1	18,63	–
5	93,17	61,8
7	130,43	161,8
11	204,96	173,6
13	242,23	273,6
17	316,76	285,4
19	354,03	385,4

Przebieg czasowy prądu wyjściowego falownika sieciowego i_f jest typowym przebiegiem prądu 6-pulsowego mostkowego przekształtnika tyrystorowego, w którego widmie częstotliwościowym dominującymi harmonicznymi są harmoniczne charakterystyczne rzędu 5 i 7 (Rys. 3.13). Pomiar nie wykazał obecności interharmonicznych w widmie prądu i_f , a tym samym i prądu i_r . Zatem źródłem interharmonicznych w prądzie źródła zasilania i_k badanego układu PUK jest mostek diodowy pracujący w obwodzie wirnika.

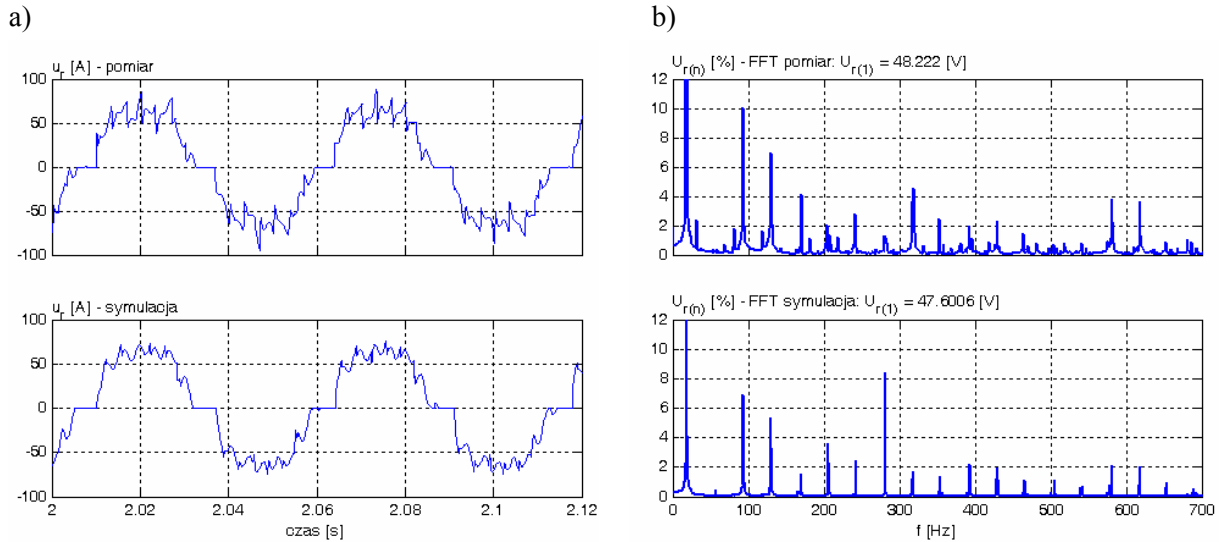
a)



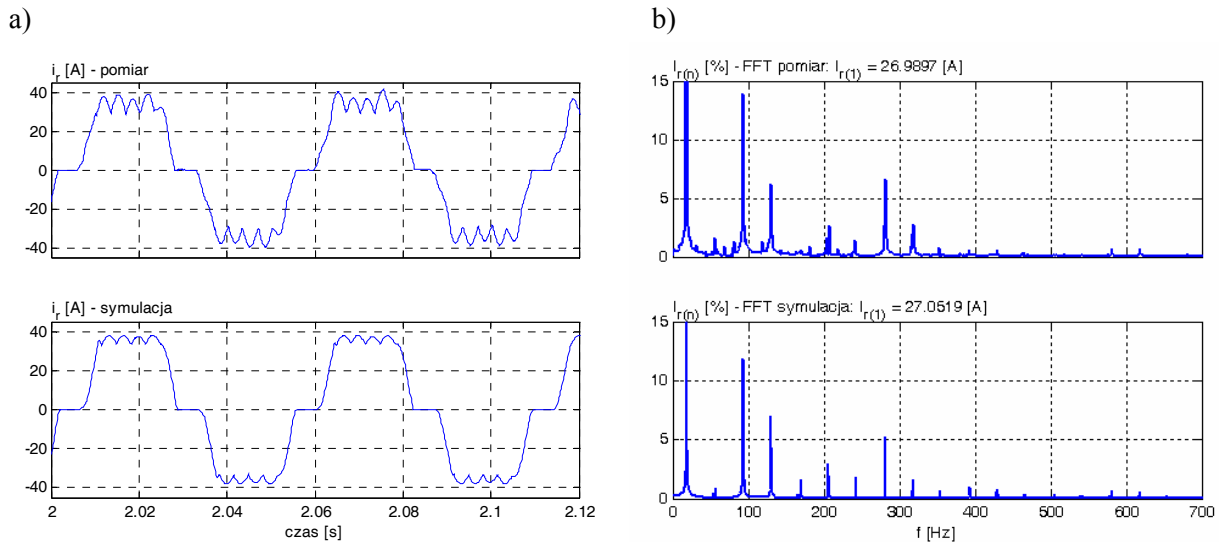
b)

Rys. 3.13. Prąd falownika tyrystorowego w stanie ustalonym dla $n_m = 941$ obr/min. i $T_m = T_n$ (górny rząd – wyniki pomiarów, dolny rząd – wyniki symulacji): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądu

Na rysunkach (Rys. 3.14)-(Rys. 3.15) przedstawiano przebiegi czasowe i analizę widmową wielkości elektrycznych obwodu wirnika. Z uwagi na zmienną częstotliwość tych przebiegów, czas trwania prostokątnego okna pomiarowego, związanego z analizą FFT, ulega zmianie. Czas ten był dostosowywany do całkowitej wielokrotności okresu podstawowego napięcia wirnika.



Rys. 3.14. Napiecie przewodowe obwodu wirnika w stanie ustalonym dla $n_m = 941$ obr/min. i $T_m = T_n$ (górny rząd – wyniki pomiarów, dolny rząd – wyniki symulacji): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa napiecia



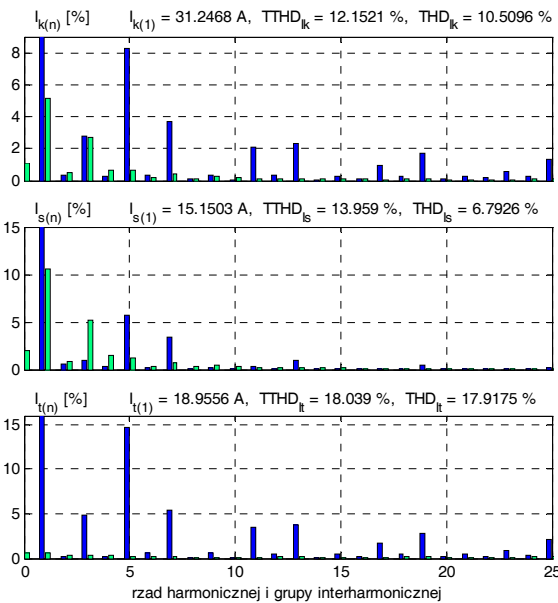
Rys. 3.15. Prąd liniowy obwodu wirnika w stanie ustalonym dla $n_m = 941$ obr/min. i $T_m = T_n$ (górny rząd – wyniki pomiarów, dolny rząd – wyniki symulacji): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądu

W celu dokładnej oceny wartości i częstotliwości interharmonicznych prądów układu *PUK* przedstawiona powyżej analiza widmowa została przeprowadzona dla okien pomiarowych o długim czasie trwania, co zapewnia niską podstawową częstotliwość Fouriera⁵ i umożliwia detekcję składowych widma o nieznanych z góry częstotliwościach. Uzyskane na drodze pomiarowej i symulacyjnej rezultaty analizy FFT porównano ze znormalizowaną metodą pomiaru interharmonicznych, przedstawioną w normie [45], która proponuje pomiar interharmonicznych metodą opartą na koncepcji tzw. grupowania. W tym przypadku analizę FFT przeprowadzono w oknie

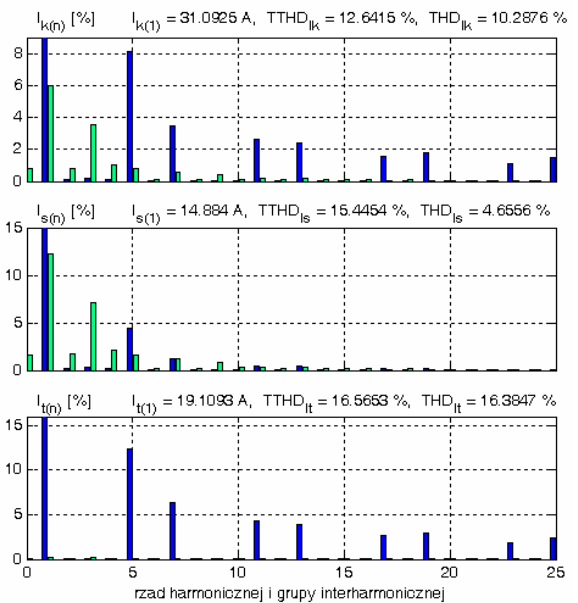
⁵ Podstawowa częstotliwość Fouriera jest odwrotnością czasu trwania okna pomiarowego T_w i jest największym wspólnym podzielnikiem dla wszystkich składowych częstotliwości występujących w sygnale. Zatem zwiększenie T_w zapewnia większą rozdzielczość widma analizowanego sygnału.

czasowym równym 16 okresom częstotliwości podstawowej napięcia zasilania (50 Hz)⁶. Otrzymane w ten sposób indywidualne 3,125 Hz prążki widma przekształcono w grupy interharmonicznych [48]. Grupę interharmonicznych stanowią wszystkie składowe interharmoniczne w przedziale pomiędzy dwoma kolejnymi częstotliwościami harmonicznymi. Dla każdej grupy interharmonicznej wyznaczono wartość skuteczną, równą sumie geometrycznej wartości skutecznych wszystkich składowych interharmonicznych, która jest miarą energii tworzących ją prążków. Obliczone harmoniczne i grupy interharmonicznych dla ustalonego punktu pracy napędu, odniesione do składowej podstawowej prądu, przedstawiono na (Rys. 3.16). Uzyskane wyniki potwierdzają wcześniejsze rozważania dotyczące analizy widmowej prądów układu PUK – w widmie prądu I_t nie występują grupy interharmonicznych. Obecność grup interharmonicznych rzędu 1 i rzędu 3 w widmach prądów I_k i I_s ma uzasadnienie w częstotliwościach $f_{s,r(m)}$ interharmonicznych prądów stojana (Tab. 3.6). Dla innych prędkości silnika uzyskano podobny poziom zbieżności wyników symulacji i pomiarów.

a)



b)



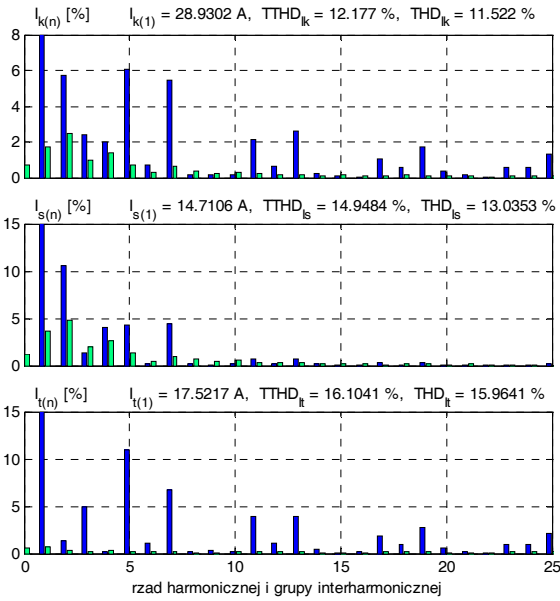
Rys. 3.16. Harmoniczne (kolor niebieski) i grupy interharmonicznych (kolor zielony) prądów PUK w stanie ustalonym dla $n_m = 941$ obr/min. i $T_m = T_n$, wyznaczone zgodnie z [45] dla okna $T_w = 320$ ms, (rzęd górny – prąd kaskady, rzęd środkowy – prąd silnika, rzęd dolny – prąd transformatora): a) wyniki pomiarów, b) wyniki symulacji

Wraz ze zmianą prędkości napędu zmieniają się częstotliwości dominujących harmonicznymi wirnika transformowanych do obwodu stojana $f_{s,r(m)}$, co pociąga za sobą zmianę wartości skutecznych poszczególnych grup interharmonicznych. Dla prędkości $n_m = 745$ obr/min., co odpowiada poślizgowi s bliskiemu 0,5, dominujące harmoniczne prądu wirnika po transformacji do

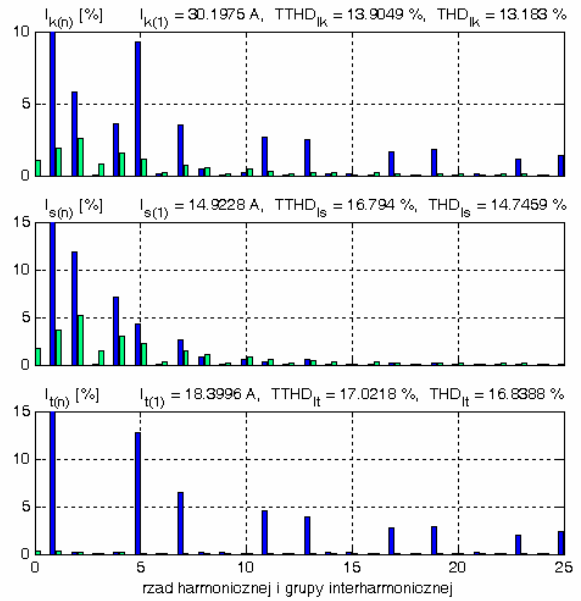
⁶ Zgodnie z wymogami normy [45] podstawowym oknem pomiarowym jest okno prostokątne o czasie trwania 200ms, w wyniku czego uzyskuje się widmo o rozdzielczości 5Hz. Norma ta dopuszcza także stosowanie okna 320ms, które było oknem podstawowym w pierwszej wersji normy. Rejestrator TOPAS 1000 dokonuje analizy widmowej na podstawie okna 320ms.

obwodu stojana mają częstotliwości równe 101 Hz i 201 Hz (2.8). To skutkuje wzrostem harmonicznym i grup interharmonicznym rzędu 2 i 4 w widmie prądów I_k i I_s (Rys. 3.17).

a)



b)



Rys. 3.17. Harmoniczne (kolor niebieski) i grupy interharmonicznym (kolor zielony) prądów PUK w stanie ustalonym dla $n_m = 745$ obr/min. i $T_m = T_n$, wyznaczone zgodnie z [45] dla okna $T_w = 320$ ms, (rzęd górny – prąd kaskady, rzęd środkowy – prąd silnika, rzęd dolny – prąd transformatora): a) wyniki pomiarów, b) wyniki symulacji

W dalszej części pracy jako znormalizowane wskaźniki zawartości harmonicznym i interharmonicznym prądu (napięcia), przy założeniu że składowe o częstotliwościach powyżej 2,5 kHz są pomijalnie małe, przyjęto następujące wielkości [32, 41, 42, 45, 90]:

- całkowity współczynnik odkształcenia:

$$TTHD_I = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \cdot 100\% \quad (3.25)$$

- całkowity współczynnik odkształcenia harmonicznego:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} I_n^2}}{I_1} \cdot 100\% \quad (3.26)$$

- całkowity współczynnik odkształcenia interharmonicznego (zdefiniowany poniżej współczynnik niesie informacje o wartości skutecznej wszystkich składowych, których częstotliwości nie są całkowitą wielokrotnością częstotliwości podstawowej; norma [45] dopuszcza stosowanie oddzielnego współczynnika jako wskaźnika odkształcenia subharmonicznego; autor w dalszej części pracy zrezygnował z terminu „subharmoniczna”, który nie ma oficjalnej definicji i jest szczególnym przypadkiem interharmonicznym):

$$TIHD_I = \frac{\sqrt{I^2 - \sum_{n=1}^{50} I_n^2}}{I_1} \cdot 100\% \quad (3.27)$$

gdzie I_1 – jest wartością skuteczną podstawowej harmonicznej prądu, I_n – wartością skuteczną harmonicznej prądu n -tego rzędu, I – wartością skuteczną prądu.

Na podstawie zależności (3.25) związek między wartością skuteczną prądu a wartością skuteczną składowej podstawowej oraz całkowitym współczynnikiem odkształcenia wyraża wzór:

$$I = I_1 \cdot \sqrt{1 + TTHD_I^2} \quad (3.28)$$

Na podstawie pomiarów współczynników $TTHD$ i THD oraz uwzględniając zależności (3.26) i (3.27) poziom zawartości interharmonicznych opisuje zależność:

$$TIHD_I = \sqrt{TTHD_I^2 - THD_I^2} \quad (3.29)$$

W Tab. 3.7 zestawiono wskaźniki energetyczne PUK uzyskane w wyniku pomiarów i symulacji dla czterech różnych stanów ustalonych, przy stałym, nominalnym momencie obciążenia silnika. Czas trwania rejestracji wskaźników energetycznych w układzie laboratoryjnym, dla danego punktu pracy, wynosił 5 min. Wartości skuteczne prądów oraz wartości współczynników $TTHD$, THD i $TIHD$ wyznaczono na podstawie prostokątnych okien pomiarowych o czasie trwania $T_w = 320$ ms. Wartość mocy czynnej P , mocy biernej Q oraz wartość współczynnika przesunięcia fazowego DPF w poszczególnych punktach pomiarowych układu jest wartością średnią ze zbioru wartości średnich 1sekundowych z czasu trwania rejestracji. W modelu matematycznym, ze względu na czas trwania symulacji oraz wielkość zbioru wynikowego, przyjęto czas trwania stanu ustalonego równy 1,28 s. Obliczone wartości P , Q i DPF są wartością średnią z 64 wartości 20 ms.

Uzyskane wyniki potwierdzają opisane wcześniej własności kaskadowego układu napędowego. Pracy PUK ze stałym momentem towarzyszy niska wartość współczynnika przesunięcia fazowego DPF_k , wysoka wartość skuteczna prądu zasilania I_k w stosunku do wartości skutecznej prądu silnika I_s oraz wysoka wartość współczynnika odkształcenia prądu kaskady THD_{Ik} . Źródłem zmiennego obciążenia biernego oraz źródłem harmonicznym prądu kaskady jest głównie falownik tyrystorowy. Ponieważ napęd pracuje ze stałym momentem mechanicznym to poziom wartości współczynnika THD_{It} nie ulega zmianie w funkcji prędkości. Skutkiem zwrotu mocy poślizgu do sieci zasilającej jest zmniejszenie wartości mocy czynnej pobieranej przez napęd P_k wraz ze zmniejszeniem prędkości obrotowej. Badany układ charakteryzuje się ponadto wysoką wartością mocy biernej transformatora Q_t związaną z dużą, w stosunku do prądu silnika, wartością prądu magnesującego.

Znaczny, ponad dwukrotny, wzrost wartości THD_{Is} obserwowany dla prędkości $n_m = 745$ obr/min., wywołany jest transformacją harmonicznym prądu wirnika do obwodu stojana –

dla tej prędkości napędu składowe prądu stojana mają częstotliwość równą częstotliwości harmonicznych.

Podsumowując, analiza porównawcza uzyskanych wyników wykazuje dużą zgodność modelu matematycznego z modelem fizycznym *PUK*, co sprawia, że zaproponowany model matematyczny ma zastosowanie do symulacyjnego badania oddziaływania *PUK* na sieć zasilającą.

Tab. 3.7. Wyniki badań eksperymentalnych i symulacyjnych w określonych punktach pomiarowych PUK przy obciążeniu silnika stałym momentem znamionowym

Wielkość		$n_m = 1\,295$ obr/min		$n_m = 1\,022$ obr/min		$n_m = 941$ obr/min		$n_m = 745$ obr/min	
		pomiar	symulacja	pomiar	symulacja	pomiar	symulacja	pomiar	symulacja
I_k	A	31,89	32,02	31,70	31,35	31,48	31,34	29,14	30,49
$I_{k(l)}$	A	31,65	31,82	31,46	31,11	31,25	31,09	28,93	30,20
$TTHD_{I_k}$	%	12,34	11,15	12,25	12,23	12,15	12,64	12,18	13,90
THD_{I_k}	%	11,02	8,87	10,69	10,13	10,51	10,29	11,52	13,18
$TIHD_{I_k}$	%	5,53	6,76	5,98	6,86	6,10	7,35	3,94	4,42
P_k	W	9 210	9 306	8 061	7 941	7 627	7 776	6 491	6 629
Q_k	VAr	19 094	19 480	19 296	19 392	19 061	19 457	18 269	18 935
DPF_k	–	0,434	0,431	0,385	0,379	0,372	0,371	0,335	0,330
I_s	A	14,72	14,52	15,37	14,72	15,30	15,06	14,87	15,13
$I_{s(l)}$	A	14,61	14,37	15,23	14,56	15,15	14,88	14,71	14,92
$TTHD_{I_s}$	%	12,41	14,36	13,64	14,70	13,96	15,45	14,95	16,79
THD_{I_s}	%	7,25	5,48	7,05	5,03	6,79	4,66	13,04	14,75
$TIHD_{I_s}$	%	9,97	13,28	11,67	13,81	12,19	14,73	7,32	8,03
P_s	W	7 559	7 331	7 651	7 304	7 615	7 474	7 398	7 315
Q_s	VAr	6 330	6 513	6 573	6 571	6 555	6 643	6 523	6 654
DPF_s	–	0,767	0,747	0,759	0,741	0,758	0,745	0,750	0,740
U_r	V	17,49	13,80	42,95	41,23	49,47	48,71	68,66	67,98
I_r	A	26,69	27,75	27,25	27,67	27,58	28,60	26,82	28,32
I_{dr}	A	36,61	35,26	36,21	35,06	36,40	36,21	36,04	35,75
I_t	A	19,56	19,80	19,32	19,36	19,26	19,37	17,75	18,66
$I_{t(l)}$	A	19,17	19,57	18,99	19,13	18,96	19,11	17,52	18,40
$TTHD_{I_t}$	%	20,49	15,36	18,85	15,43	18,04	16,57	16,10	17,02
THD_{I_t}	%	20,33	14,97	18,75	15,22	17,92	16,38	15,96	16,84
$TIHD_{I_t}$	%	2,59	3,44	2,00	2,53	2,09	2,44	2,11	2,49
P_t	W	1 897	1 975	636	636	302	301	-677	-688
Q_t	VAr	12 579	12 962	12 575	12 815	12 443	12 809	11 641	12 275
DPF_t	–	0,149	0,151	0,051	0,050	0,024	0,023	0,058	-0,056
I_f	A	29,22	28,75	29,09	28,58	29,40	29,52	28,90	29,14
THD_{I_f}	%	30,00	30,18	30,12	30,07	30,09	30,08	29,43	30,23
P_f	W	77	102	-1 165	-1 370	-1 471	-1 756	-2 323	-2 641
Q_f	VAr	6 419	6 423	6 351	6 256	6 324	6 332	5 955	5 887
DPF_f	–	0,012	0,015	-0,180	-0,213	-0,227	-0,266	-0,363	-0,408

3.3. Modele matematyczne zmodyfikowanych układów kaskadowych

Na podstawie modelu matematycznego *PUK*, przedstawionego w poprzednim podrozdziale, opracowano modele matematyczne kaskadowych układów napędowych silnika indukcyjnego o różnych topologiach układu przekształtnikowego w torze zwrotu energii. W środowisku MATLAB/Simulink, z wykorzystaniem elementów bibliotecznych pakietu *SPS*, utworzono modele matematyczne następujących układów kaskadowych:

- kaskadowego układu napędowego z 12-pulsowym przekształtnikiem sieciowym,
- kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem impulsowym w pośredniczącym obwodzie prądu stałego i sieciowym falownikiem tyrystorowym,
- kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem impulsowym w pośredniczącym obwodzie prądu stałego i sieciowym falownikiem PWM.

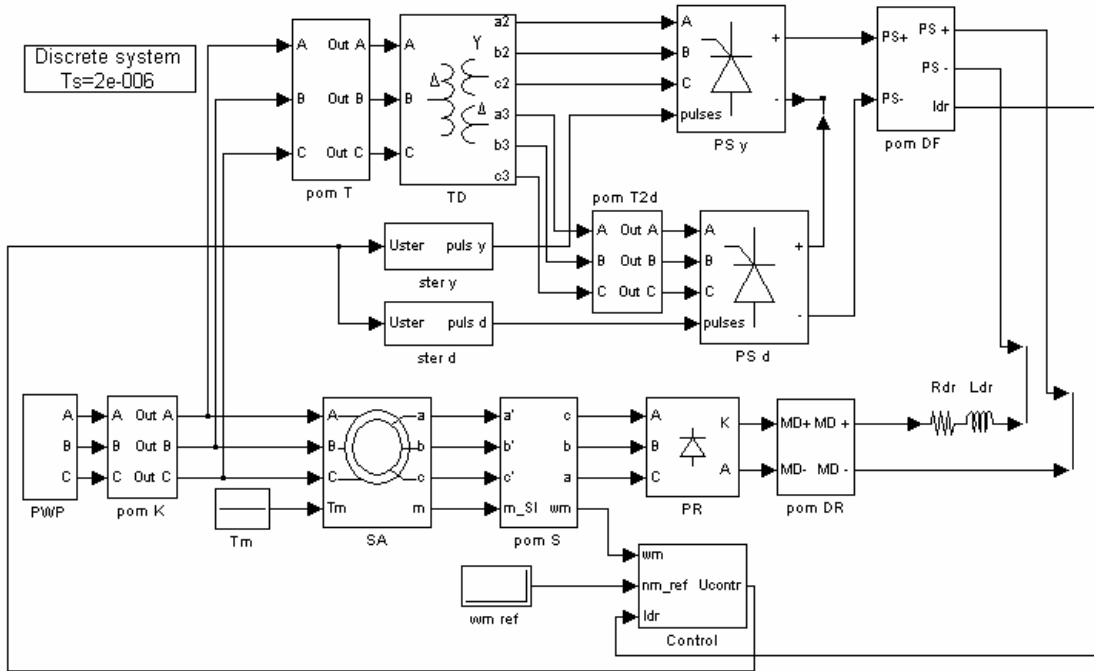
W wyżej wymienionych modelach matematycznych układów napędowych, w celu zapewnienia stabilizacji prędkości na zadanym poziomie, zastosowano zamknięty układ regulacji prędkości, z nadrzędnym regulatorem prędkości typu PI. Opracowane modele matematyczne pozwalają na przeprowadzenie badań symulacyjnych pod kątem oddziaływania układów napędowych na sieć zasilającą. Parametry prezentowanych w niniejszym podrozdziale modeli matematycznych układów kaskadowych zawarto w Załączniku 2.

3.3.1. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z tyrystorowym przekształtnikiem złożonym

Na Rys. 3.18 przedstawiono model matematyczny kaskadowego układu napędowego z 12-pulsowym tyrystorowym przekształtnikiem sieciowym, składającym się z dwóch szeregowo połączonych 6-pulsowych przekształtników tyrystorowych. W modelu tym zastosowano trójzwojenny model transformatora trójfazowego o grupie połączeń Dyd. Przy sterowaniu symetrycznym układ sterowania przekształtnikiem 12-pulsowym zapewnia pracę mostków tyrystorowych z kątem wysterowania w granicach $90^\circ \div 150^\circ$. W przypadku sterowania kolejnościowego jeden z mostków pracuje ze stałym kątem wysterowania równym 150° .

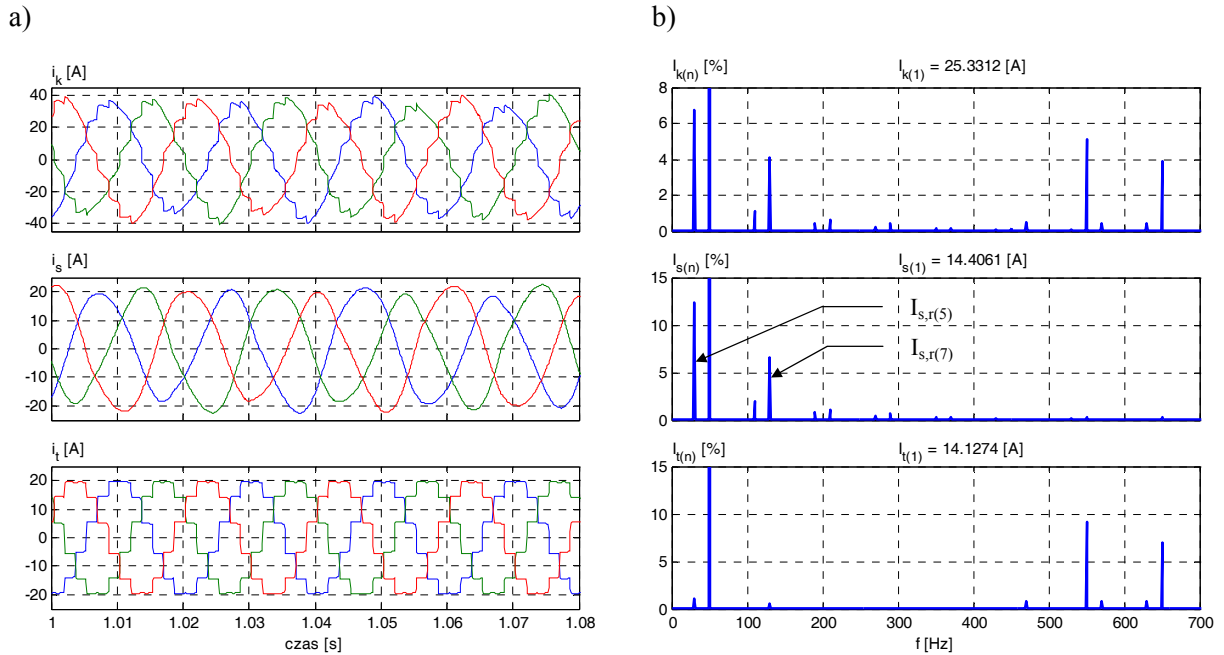
Przebiegi czasowe prądu kaskady i_k , prądu silnika i_s , prądu transformatora i_t oraz ich analizę widmową w wybranym, ustalonym punkcie pracy napędu kaskadowego przedstawiono na rysunkach Rys. 3.19. ÷ Rys. 3.21. Zastosowanie 1. sekundowego prostokątnego okna pomiarowego DFT zapewnia otrzymanie widma sygnałów o rozdzielczości 1 Hz. Przebiegi czasowe prądów są przebiegami odkształconymi. W przypadku zastosowania sterowania symetrycznego prąd i_t ma kształt typowy dla układu 12-pulsowego (Rys. 3.19.), w wyniku czego w jego widmie występują harmoniczne o częstotliwościach rzędu $12k \pm 1$. Eliminacja harmonicznych prądu falownika tyrystorowego i_f niższych rzędów przyczynia się do znacznej redukcji odkształcenia prądu kaskady w stosunku do układu podstawowego. Sterowanie symetryczne nie redukuje poziomu mocy biernej

pobieranej przez przekształtnik sieciowy, w wyniku czego wartość skuteczna prądu $I_{k(1)}$, będąca sumą geometryczną wartości skutecznych prądów $I_{s(1)}$ i $I_{t(1)}$, jest znacznie większa od wartości skutecznej $I_{s(1)}$.



Rys. 3.18. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z 12-pulsowym falownikiem tyrystorowym sterowanym symetrycznie w zamkniętym układzie regulacji prędkości

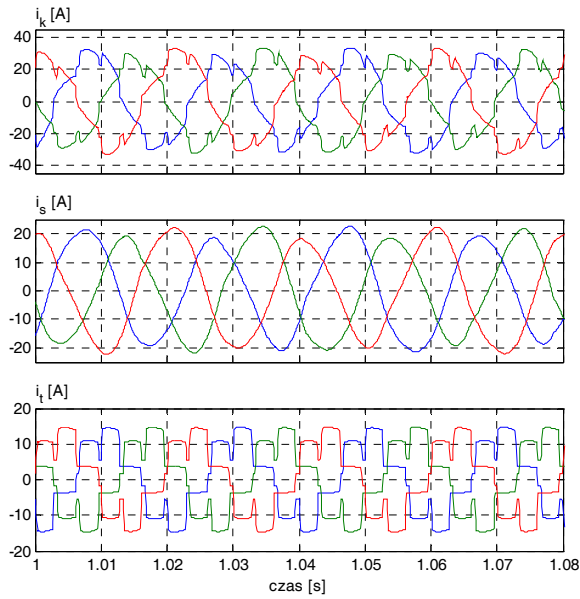
W widmie prądu I_k występują harmoniczne charakterystyczne układu 12-pulsowego oraz interharmoniczne prądu silnika, wywołane pracą mostka diodowego w obwodzie wirnika. Ponieważ źródłem interharmonicznych prądu I_k jest przekształtnik niesterowany to częstotliwości tych interharmonicznych wynikają z aktualnej prędkości napędu, a nie zależą od sposobu sterowania układem 12-pulsowym (Rys. 3.19.b, Rys. 3.20.b, Rys. 3.21.b). W widmie prądu I_s dominują interharmoniczne związane z 5. i 7. harmoniczną prądu wirnika I_r . Zgodnie z zależnością (2.8) harmoniczna $I_{r(5)}$ wywołuje przepływ interharmonicznej prądu silnika o częstotliwości $f_{s,r(5)}$ równej 30 Hz, dla prędkości $n_m = 1100$ obr/min. (Rys. 3.19.b, Rys. 3.20.b), oraz 80 Hz, dla prędkości $n_m = 850$ obr/min. (Rys. 3.21.b). Z kolei harmoniczna $I_{r(7)}$ wywołuje przepływ interharmonicznych prądu silnika o częstotliwościach $f_{s,r(7)}$ równych odpowiednio 130 Hz, dla prędkości $n_m = 1100$ obr/min. (Rys. 3.19.b, Rys. 3.20.b), oraz 180 Hz, dla prędkości $n_m = 850$ obr/min. (Rys. 3.21.b). Ponieważ w modelu matematycznym silnik napędowy pracuje ze stałym momentem obciążenia to amplitudy interharmonicznych prądu I_s są niezależne od rozwijanej prędkości obrotowej.



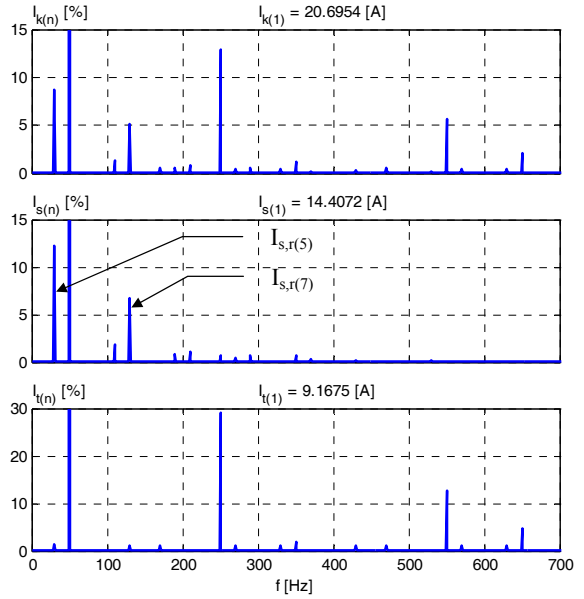
Rys. 3.19. Prądy w układzie kaskady z 12-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym sterowanym symetrycznie w stanie ustalonym ($n_m = 1100$ obr/min, $T_m = T_n$): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądów

Zastosowanie sterowania kolejnościowego przyczynia się do ograniczenia mocy biernej związanej z pracą przekształtnika 12-pulsowego [32, 64, 66, 90, 100, 146]. Wynikiem mniejszego poboru mocy biernej przez falownik tyrystorowy jest zmniejszenie wartości skutecznej prądu transformatora $I_{t(1)}$ w stosunku do wartości skutecznej prądu przy sterowaniu symetrycznym przekształtnika, uzyskanym przy tej samej prędkości obrotowej i tym samym obciążeniu silnika. Zmniejszenie wartości $I_{t(1)}$ w konsekwencji prowadzi do zmniejszenia wartości skutecznej prądu zasilania $I_{k(1)}$ (Rys. 3.19.b i Rys. 3.20.b). Sterowanie kolejnościowe przekształtnika przyczynia się jednak do większego w stosunku do sterowania symetrycznego odkształcenia prądu układu. Znajduje to potwierdzenie w analizie widmowej prądów układu kaskady przedstawionej na rysunkach Rys. 3.20.b. i Rys. 3.21.b. W zależności od prędkości silnika w widmie prądu I_t oprócz harmonicznym charakterystycznych dla układu 12-pulsowego pojawiają się harmoniczne charakterystyczne dla układu 6-pulsowego. W przypadku gdy silnik pracuje z prędkością $n_m = 1100$ obr/min. w widmie prądu falownika tyrystorowego dominującymi harmonicznymi są harmoniczne rzędu 5, 11 i 13, natomiast nie występuje harmoniczna rzędu 7. Dla prędkości $n_m = 850$ obr/min. w widmie prądu falownika dominującymi harmonicznymi są harmoniczne rzędu 5, 7 i 13, natomiast harmoniczna rzędu 11 ma bardzo małą wartość. Zatem amplituda harmonicznym prądu falownika, przy pracy napędu ze stałym momentem obciążenia, jest funkcją prędkości silnika, natomiast przy sterowaniu symetrycznym amplituda harmonicznym prądu I_f , podobnie jak dla układu podstawowego [10, 29, 50, 51], jest stała w funkcji prędkości a ich poziom zależy od momentu obciążenia.

a)

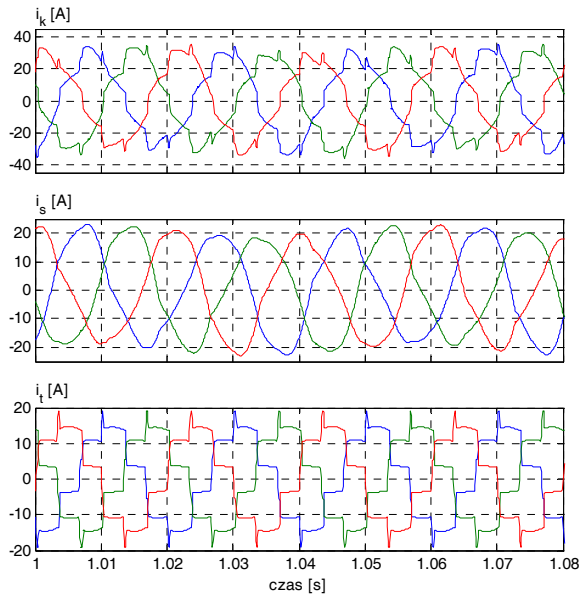


b)

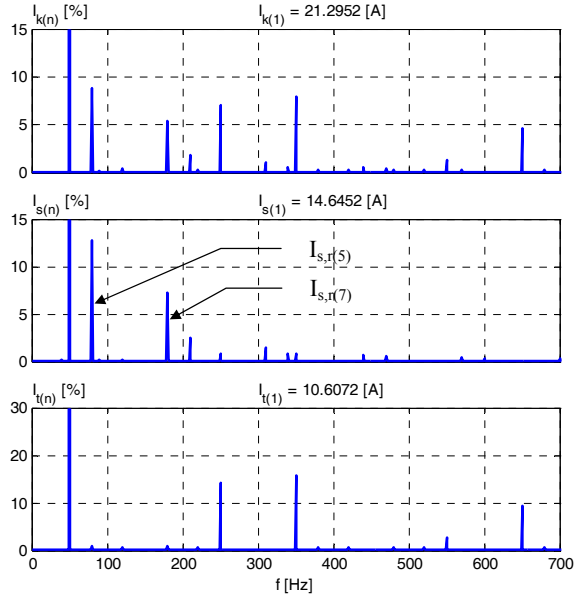


Rys. 3.20. Prądy w układzie kaskady z 12-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym sterowanym kolejnościowo w stanie ustalonym ($n_m = 1100$ obr/min, $T_m = T_n$): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądów

a)



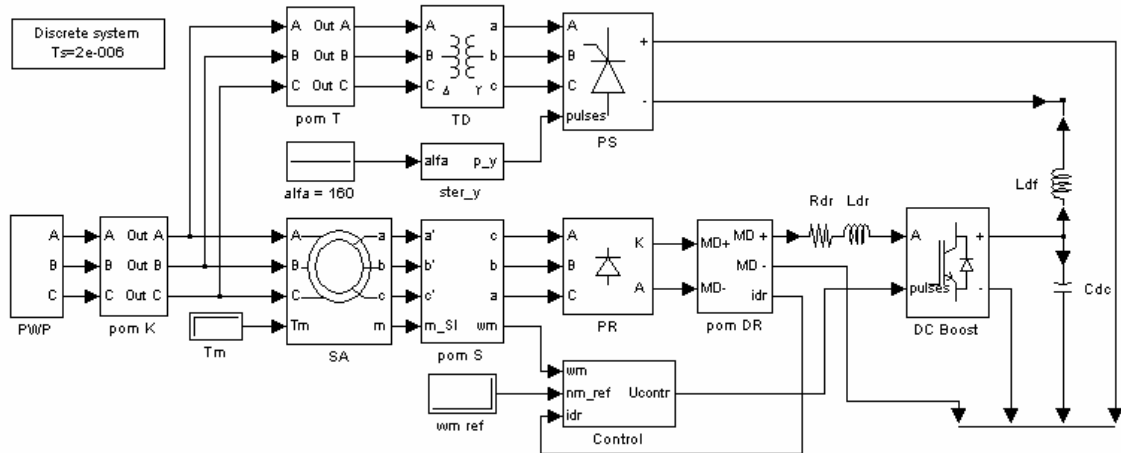
b)



Rys. 3.21. Prądy w układzie kaskady z 12-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym sterowanym kolejnościowo w stanie ustalonym ($n_m = 850$ obr/min, $T_m = T_n$): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądów

3.3.2. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem impulsowym i przekształtnikiem tyrystorowym

Na rysunku Rys. 3.22 przedstawiono model matematyczny napędu kaskadowego z przekształtnikiem DC/DC podwyższającym napięcie (ang. *DC Boost converter*) w pośredniczącym obwodzie prądu stałego oraz 6-pulsowym tyrystorowym przekształtnikiem sieciowym, pracującym ze stałym kątem wysterowania równym 160° , zapewniającym bezpieczną pracę falownikową. Przekształtnik impulsowy, który zamodelowano w oparciu o model tranzystora IGBT, pracuje ze stałą częstotliwością łączeń równą 2,5 kHz. Regulację prędkości silnika zrealizowano poprzez modulację szerokości impulsu klucza tranzystorowego [33, 39, 65, 87].

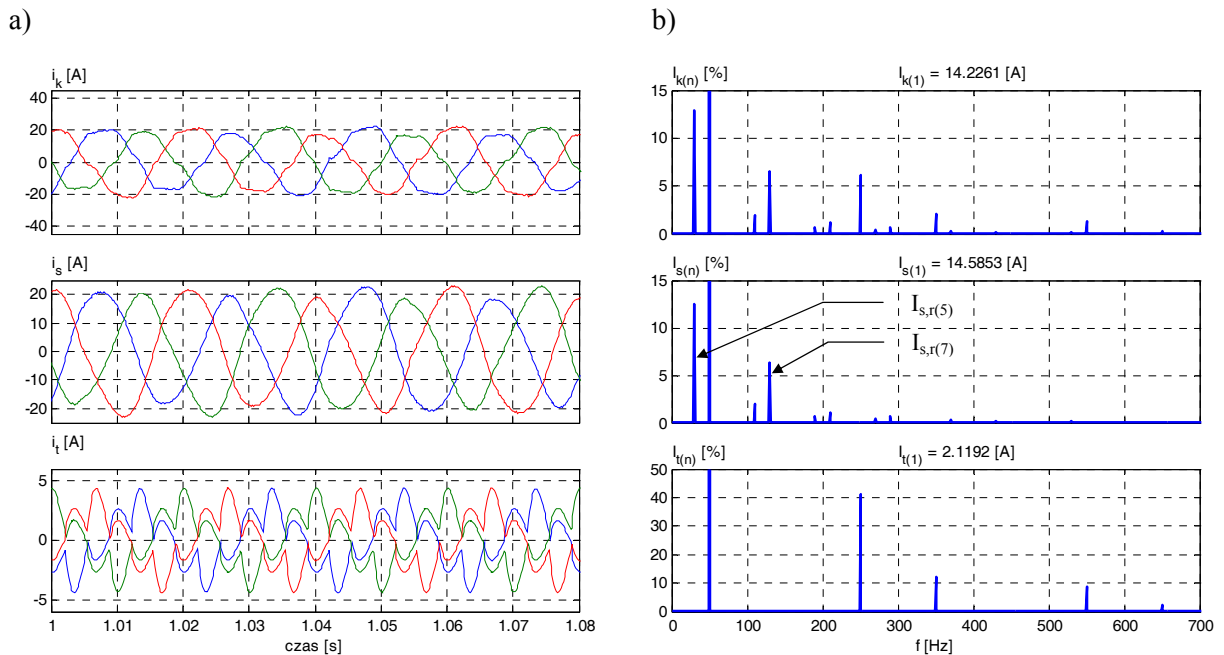


Rys. 3.22. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z sieciowym falownikiem tyrystorowym i przekształtnikiem impulsowym w obwodzie pośredniczącym prądu stałego

W celu minimalizacji oddziaływania falownika tyrystorowego na sieć zasilającą wymagana jest ciągłość jego prądu wejściowego w pożądanym zakresie regulacji prędkości napędu. To sprowadza się do odpowiedniego doboru dławika L_{df} co szczegółowo przedstawiono w pracy [39]. Praca przekształtnika sieciowego w zakresie prądów przerywanych charakteryzuje się dużym odkształceniem prądów liniowych przekształtnika ze względu na ich impulsowy charakter [32, 90, 100, 130, 146]. Przy dużych prędkościach napędu, bliskich prędkości nominalnej, ze względu na niewielką zwracaną moc czynną, dławik L_{df} nie zapewnia ciągłości prądu wejściowego falownika [39]. Prąd wyjściowy falownika staje się wtedy prądem przerywanym, jednak jego niewielka wartość (w stosunku do prądu silnika) nie powoduje dużych spadków napięć na reaktancjach sieci, zatem oddziaływanie falownika tyrystorowego na kształt napięcia zasilającego nie jest znaczące. Tak jak wspomniano w podrozdziale 2.3 niniejszej pracy zasadniczą zaletą tego układu jest znaczne ograniczenie mocy biernej pobieranej przez tyrystorowy falownik sieciowy sterowany fazowo. W wyniku redukcji mocy biernej uzyskuje się znaczne zmniejszenie wartości skutecznej wypadkowego prądu kaskady, co zmniejsza negatywne oddziaływanie układu napędowego na sieć zasilającą.

W celu porównania układu kaskady z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i przekształtnikiem tyrystorowym oraz układu kaskady z przekształtnikiem 12-pulsowym o sterowaniu

symetrycznym i kolejnościowym na rysunku Rys. 3.23 przedstawiono przebiegi czasowe prądów układu kaskady i ich analizę widmową dla tego samego stanu pracy napędu – silnik obciążony znamionowym momentem mechanicznym rozwija prędkość obrotową równą $n_m = 1100$ obr/min. Na skutek redukcji składowej biernej prądu falownika oraz zwrotu mocy czynnej do sieci zasilającej wartość skuteczna prądu kaskady $I_{k(1)}$ jest mniejsza od wartości skutecznej prądu silnika $I_{s(1)}$, która wynika z obciążenia napędu. Prąd transformatora I_t jest prądem odkształconym i w jego widmie występują harmoniczne charakterystyczne dla układu 6-pulsowego. Widmo prądu silnika $I_{s(n)}$ przedstawione na (Rys. 3.23.b) jest zbieżne z widmem prądu $I_{s(n)}$ dla układu kaskady z przekształtnikami 12-pulsowymi pokazanymi na (Rys. 3.19.b) i (Rys. 3.20.b), zarówno co do amplitudy składowych prądu jak i co do ich częstotliwości. Zbieżność ta jest wynikiem pracy 6-pulsowego mostka diodowego w obwodzie wirnika w porównywanych układach napędowych.

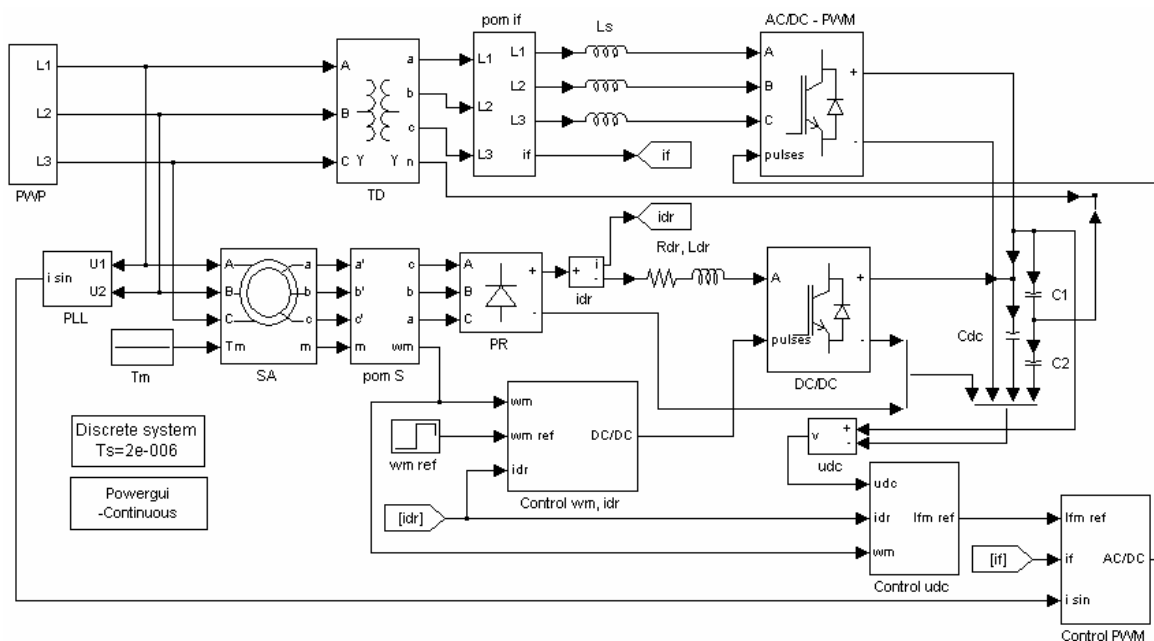


Rys. 3.23. Prądy w układzie kaskady z sieciowym falownikiem tyrystorowym i przekształtnikiem impulsowym w obwodzie pośredniczącym prądu stałego w stanie ustalonym ($n_m = 1100$ obr/min, $T_m = T_n$): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądów

3.3.3. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM

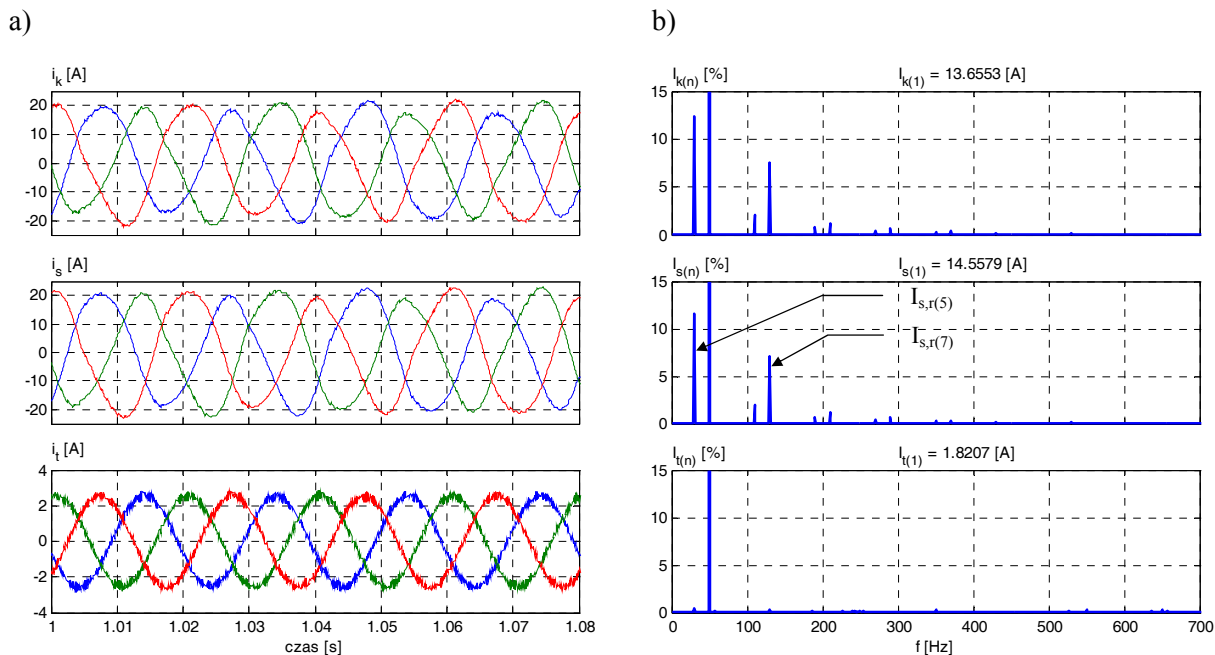
Na rysunku Rys. 3.24 przedstawiono model matematyczny kaskadowego układu napędowego z impulsową regulacją napięcia w obwodzie wirnika oraz napięciowym falownikiem PWM. Układ sterowania falownika zapewnia pracę przekształtnika PWM z jednostkowym współczynnikiem mocy oraz z sinusoidalnymi prądami wyjściowymi w całym zakresie regulowanej prędkości. W wyniku tego układ falownika nie pobiera mocy biernej i zapewnia zwrot mocy czynnej z obwodu wirnika do sieci zasilającej nie wprowadzając dodatkowego odkształcenia w prądzie zasilania. Jedynym źródłem odkształcenia prądu kaskady pozostaje mostek diodowy pracujący w obwodzie wirnika.

Szczegółowy opis tego układu zostanie przedstawiony w następnym rozdziale niniejszej pracy, natomiast w tym miejscu zostaną zaprezentowane wyniki symulacji wybranego stanu ustalonego.



Rys. 3.24. Model matematyczny kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM z zamkniętym układem regulacji prędkości

Podobnie jak w dwóch poprzednich podrozdziałach na rysunku Rys. 3.25 przedstawiono przebiegi czasowe prądów układu i ich analizę widmową dla tego samego, ustalonego stanu pracy napędu.

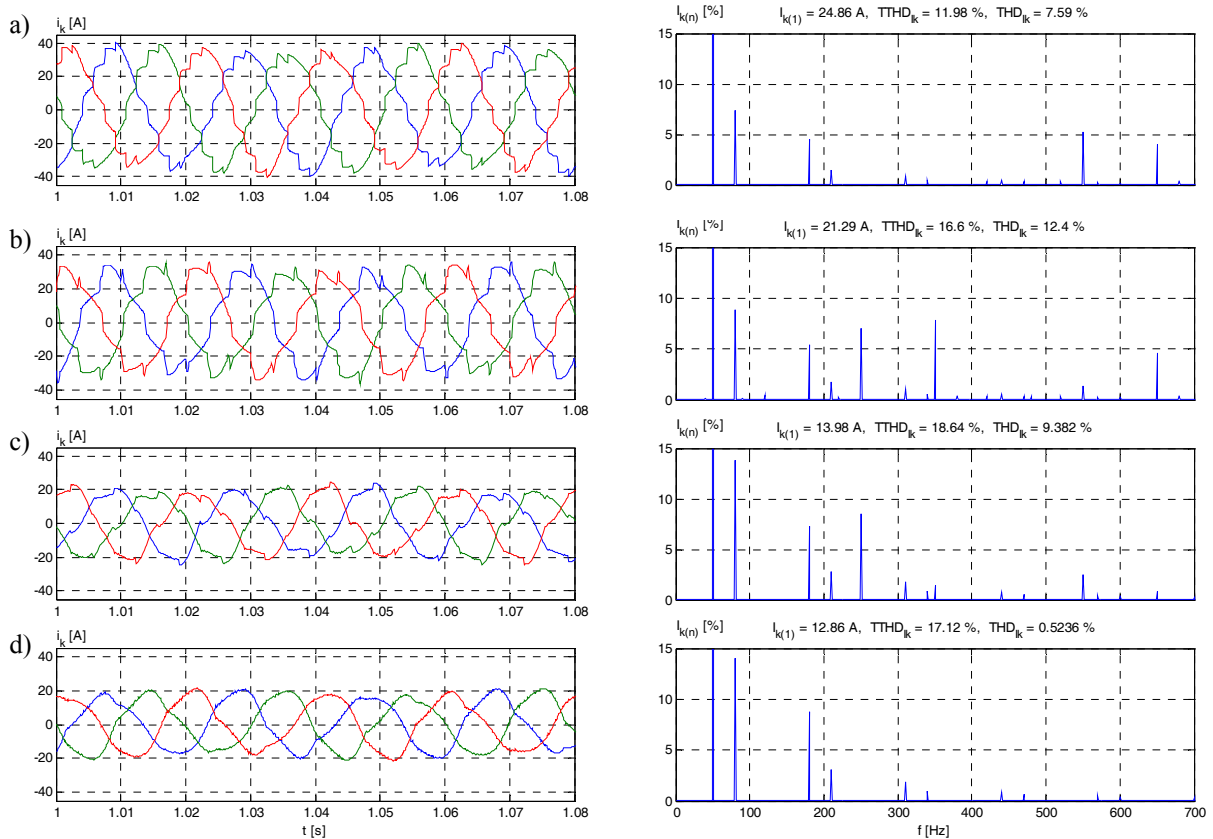


Rys. 3.25. Prądy w układzie kaskady z sieciowym falownikiem napięcia PWM w stanie ustalonym ($n_m = 1\,100$ obr/min, $T_m = T_n$): a) przebiegi czasowe, b) analiza widmowa prądów

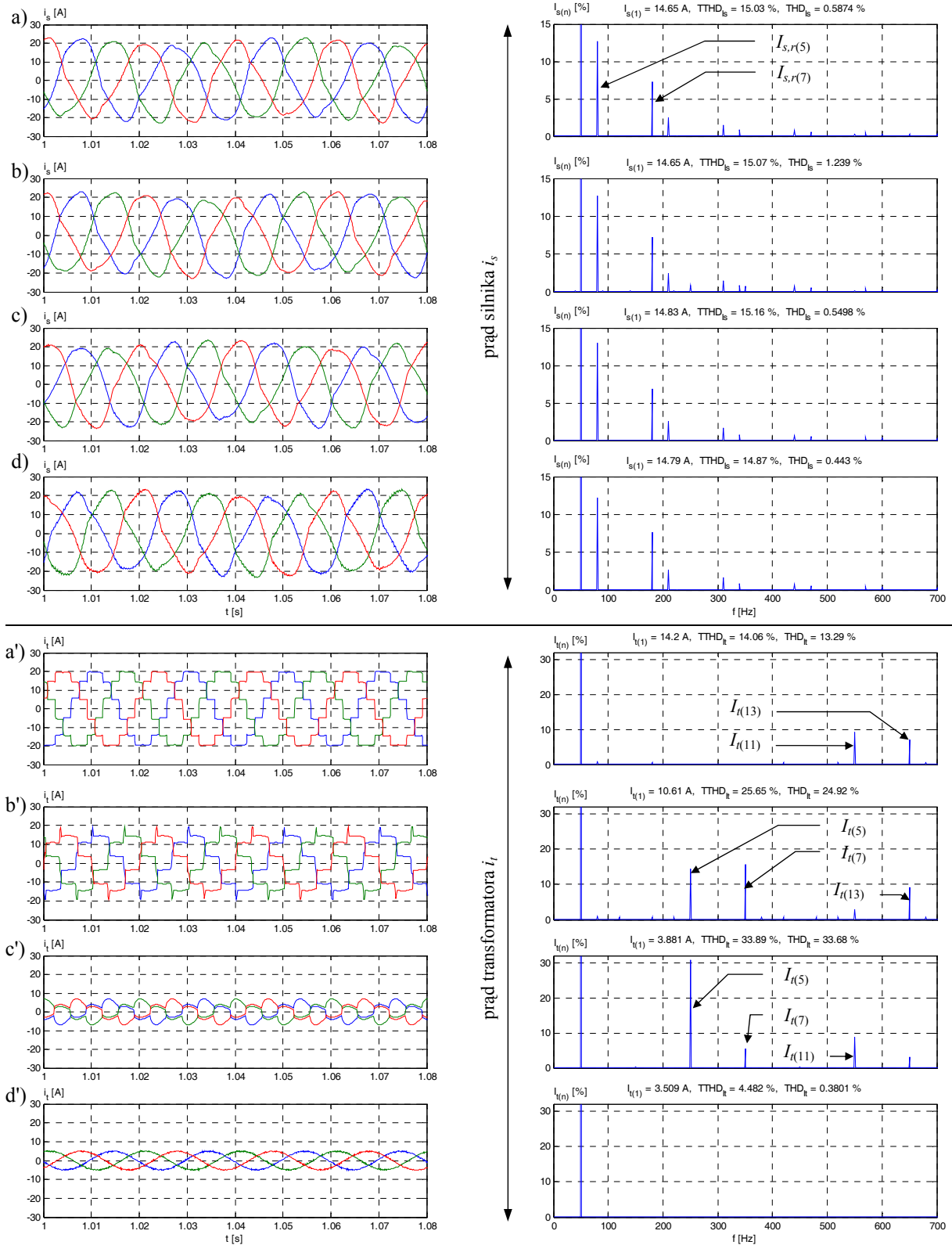
Prąd transformatora i_t jest prądem prawie sinusoidalnym (widoczna składowa zmienna w prądzie i_t wynika z pracy łączników falownika PWM) o charakterze czynnym (Rys. 3.25.b) – niewielka składowa bierna związana jest z jego prądem magnesującym. Amplituda prądu i_t zależy od wielkości zwracanej mocy poślizgu i maleje wraz ze wzrostem prędkości [51, 52, 53]. Brak poboru mocy biernej przez falownik i zwrot mocy czynnej do sieci zasilającej powoduje zmniejszenie wartości skutecznej prądu kaskady $I_{k(1)}$ w stosunku do wartości skutecznej prądu silnika $I_{s(1)}$. W widmie prądu zasilania $I_{k(n)}$, poza składową podstawową, pojawiają się składowe związane jedynie z odkształconym prądem silnika i_s . Dominującymi składowymi w widmie prądu $I_{s(n)}$, podobnie jak i w układach napędowych z przekształtnikami 12-pulsowymi oraz w układzie z przekształtnikiem dc/dc i 6-pulsowym falownikiem tyrystorowym, są interharmoniczne $I_{s,r(5)}$ i $I_{s,r(7)}$, o częstotliwościach równych odpowiednio 30 Hz i 130 Hz (Rys. 3.25.b).

Podsumowanie

W celu zilustrowania wpływu konfiguracji pośredniego przemiennika częstotliwości pracującego w kaskadowym układzie napędowym na przebiegi czasowe prądów układu oraz na widma *FFT* tych prądów na rysunkach Rys. 3.26. i Rys. 3.27. przedstawiono zbiorcze charakterystyki czasowe i częstotliwościowe prądu zasilania i_k , prądu silnika i_s i prądu transformatora i_t dla innego ustalonego stanu pracy napędu – $n_m = 850$ obr/min. i $T_m = T_n$. Uzyskane wyniki potwierdzają wnioski wynikające z analizy matematycznej modeli kaskadowych układów napędowych, przedstawione w niniejszym podrozdziale.



Rys. 3.26. Przebiegi czasowe (lewa kolumna) i widmo *FFT* (prawa kolumna) prądu zasilania i_k w stanie ustalonym dla $n_m = 850$ obr/min. i $T_m = T_n$ w kaskadowych układach napędowych (wyniki symulacji): a) układ z 12-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym *PS* sterowanym symetrycznie, b) układ z 12-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym *PS* sterowanym kolejnościowo, c) układ z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i 6-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym *PS*, pracującym ze stałym kątem wysterowania, d) układ z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i przekształtnikiem w pełni sterowalnym *PS*, pracującym z jednostkowym współczynnikiem mocy i sinusoidalnymi prądami wyjściowymi



Rys. 3.27. Przebiegi czasowe (lewa kolumna) i widmo FFT (prawa kolumna) prądu silnika i_s a)-d) i prądu transformatora i_t a')-d') w stanie ustalonym dla $n_m = 850$ obr/min. i $T_m = T_n$ w kaskadowych układach napędowych (wyniki symulacji): a-a') układ z 12-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym PS sterowanym symetrycznie, b-b') układ z 12-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym PS sterowanym kolejnościami, c-c') układ z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i 6-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym PS, pracującym ze stałym kątem wysterowania, d-d') układ z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i przekształtnikiem w pełni sterowalnym PS, pracującym z jednostkowym współczynnikiem mocy i sinusoidalnymi prądami wyjściowymi

3.4. Analiza porównawcza oddziaływania kaskadowych układów napędowych na sieć zasilającą

Przedstawione w poprzednim podrozdziale modele matematyczne zmodyfikowanych układów kaskadowych pozwalają na przeprowadzenie badań symulacyjnych w zakresie oddziaływania układów napędowych na sieć zasilającą. Porównawcze badania symulacyjne przeprowadzono dla trójfazowego sinusoidalnego, symetrycznego napięcia zasilania; przy stałym nominalnym, momencie obciążenia; w szerokim zakresie regulacji prędkości⁷ zawartym w przedziale $n_m = 150 \div 1350$ obr/min.

Jako kryteria porównania przyjęto:

- wartości skuteczne prądów układu,
- wartości mocy czynnej i biernej,
- wartości współczynnika przesunięcia fazowego DPF ,
- wartości współczynników odkształcenia prądu $TTHD_I$ i THD_I .

Powyższe wskaźniki kryterialne układów kaskadowych dla poszczególnych punktów pomiarowych układu obliczano każdorazowo dla stanu ustalonego o czasie trwania 1 s. Wartości skuteczne poszczególnych wielkości obliczono jako wartość średnią z 50 wartości okresowych, natomiast współczynniki odkształcenia prądów obliczono dla pojedynczego prostokątnego okna pomiarowego o czasie trwania $T_w = 1$ s.

Analizę porównawczą przeprowadzono dla następujących układów kaskadowych:

- uk 1* – podstawowy układ kaskady z 6-pulsowym tyrystorowym przekształtnikiem sieciowym,
- uk 2* – układ kaskady z 12-pulsowym tyrystorowym przekształtnikiem sieciowym sterowanym symetrycznie,
- uk 3* – układ kaskady z 12-pulsowym tyrystorowym przekształtnikiem sieciowym sterowanym kolejnościowo,
- uk 4* – układ kaskady z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i tyrystorowym falownikiem sieciowym, pracującym ze stałym kątem wysterowania,
- uk 5* – układ kaskady z przekształtnikiem impulsowym i falownikiem PWM pracującym z jednostkowym współczynnikiem mocy i sinusoidalnymi prądami wyjściowymi.

Biorąc pod uwagę wymagany czas symulacji (minimalny czas trwania stanu ustalonego) oraz złożoność modeli matematycznych istotnymi parametrami symulacji było określenie maksymalnego kroku całkowania numerycznego T_{max} oraz wybór metody całkowania numerycznego. Wybór ten ma wpływ na stabilność i dokładność rozwiązania numerycznego oraz na czas trwania

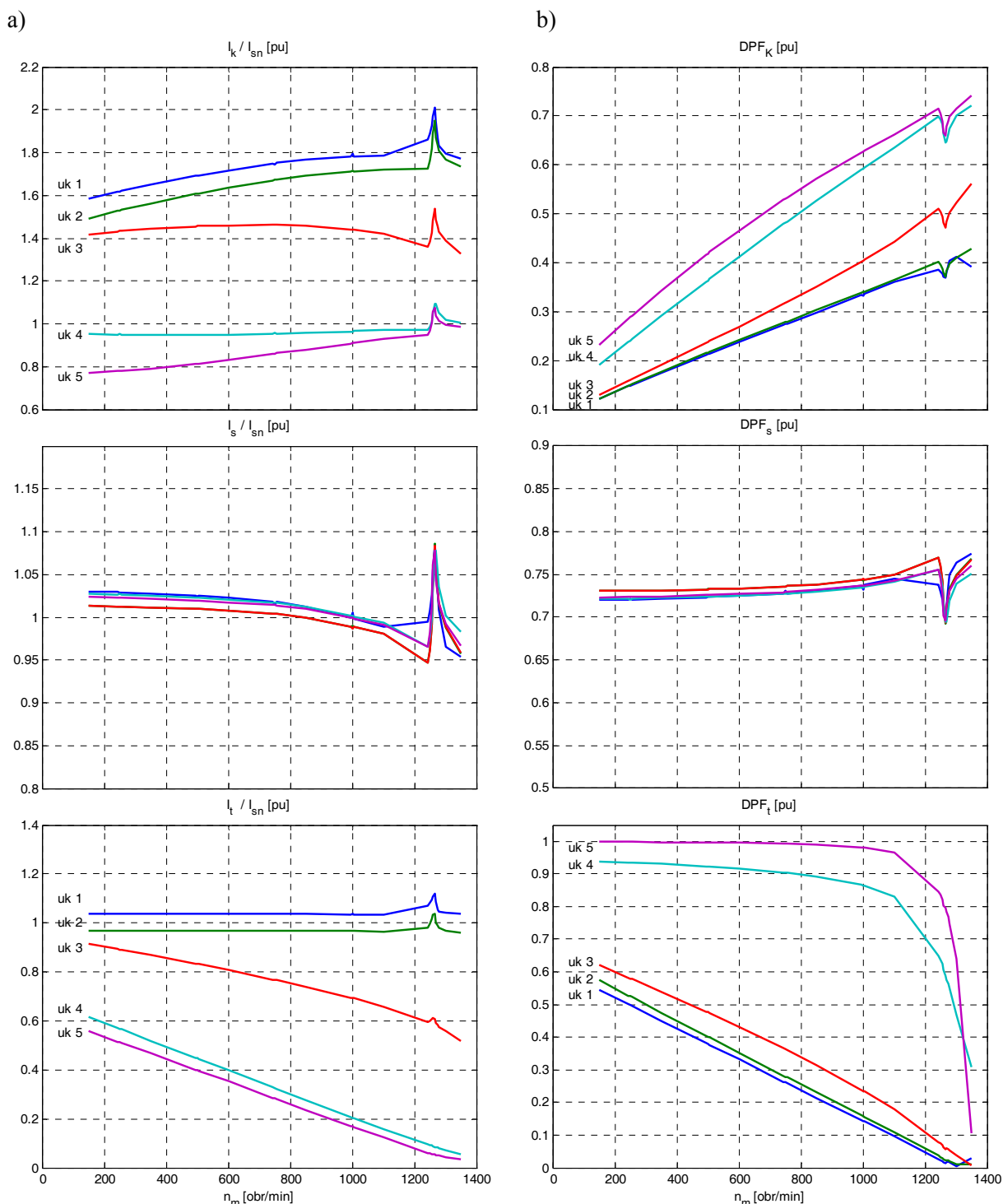
⁷ Prędkość nominalna badanego silnika, zmierzona w trakcie badań identyfikacyjnych, wynosi 1422 obr/min., prędkość nominalna silnika indukcyjnego pracującego ze zwartym mostkiem diodowym w obwodzie wirnika wynosi 1415 obr/min., prędkość nominalna silnika pracującego z mostkiem diodowym zwartym przez dławik L_{dr} wynosi 1388 obr/min.

obliczeń [35, 122, 132, 133, 134]. Badania symulacyjne przeprowadzono z czasem T_{max} równym 2 μs . Użycie bloku *Discret system* z biblioteki *SPS* umożliwiło dyskretyzację ciągłych modeli matematycznych układów kaskadowych, co pozwoliło na zastosowanie stałokrokowej metody całkowania numerycznego *ode5*, charakteryzującej się krótszym czasem trwania obliczeń od dowolnej metody zmiennokrokowej, dostępnej w środowisku Simulink.

3.4.1. Wartości skuteczne prądów

Uzyskane w trakcie badań symulacyjnych charakterystyki wartości skutecznych prądu kaskady I_k , prądu silnika I_s oraz prądu strony pierwotnej transformatora I_t w funkcji prędkości obrotowej, odniesione do prądu nominalnego silnika I_{sn} , przedstawiono na Rys. 3.28.a. Wartość skuteczna I_t , po uwzględnieniu przekładni transformatora, jest miarą wartości skutecznej prądu wyjściowego falownika I_f .

Układ falownika sieciowego i zastosowana do jego pracy metoda sterowania ma zasadniczy wpływ na wypadkowy prąd układu. Dla układów *uk 1* i *uk 2* wartość skuteczna prądu wyjściowego falownika I_f jest stała w funkcji prędkości obrotowej – wynika to z faktu, że prąd w obwodzie wirnika, obwodzie pośredniczącym i obwodzie przekształtnika sieciowego nie podlega żadnym przekształceniom (jest tym samym prądem). W układach tych, w wyniku zastosowania sterowania fazowego przekształtnika, zmienia się w przeciwnych kierunkach relacja pomiędzy składową czynną a składową bierną prądu I_f (wraz ze wzrostem prędkości maleje składowa czynna prądu I_f , związana z mocą poślizgu, i rośnie składowa bierna prądu I_f , praca układów *uk 1* i *uk 2* z dużą prędkością obrotową wymaga wprowadzenia do obwodu pośredniczącego napięcia dodatkowego o niewielkiej amplitudzie, co odpowiada pracy przekształtników z kątem wysterowania bliskim $\pi/2$).



Rys. 3.28. Analiza porównawcza kaskadowych układów napędowych dla obciążenia znamionowego: a) charakterystyki wartości skutecznych prądów układu względem nominalnego prądu silnika, b) charakterystyki współczynnika przesunięcia fazowego

Zwrot mocy czynnej i pobór stosunkowo dużej mocy biernej przez układ falownika powoduje, że wartość skuteczna prądu kaskady I_k dla układów *uk 1* i *uk 2* jest 1,5÷1,8 razy większa od prądu silnika, czyli dostarczenie do urządzenia wymaganej mocy czynnej powoduje przepływ znacznie większej mocy pozornej.

W układach napędowych *uk 3* i *uk 4* ograniczono pobór mocy biernej falownika sieciowego, co skutkuje zmianą charakterystyki $I_t = f(n_m)$. Zastosowanie sterowania kolejnościowego w układzie *uk 3* zmniejszyło wprawdzie wartość skuteczną prądu I_k w stosunku do układów *uk 1* i *uk 2*, ale dalej jego wartość jest większa od wartości prądu I_s . Dopiero przekształcanie prądu wyprostowanego I_{dr} w obwodzie pośredniczącym układu *uk 4* (przez układ przekształtnika sieciowego przepływa tylko część prądu I_{dr} wynikająca z bilansu mocy czynnej w obwodzie pośredniczącym) prowadzi do znacznej redukcji prądu I_f a zatem i prądu I_k [64, 80].

Zastosowanie układu przekształtnika PWM z jednostkowym współczynnikiem mocy w układzie *uk 5* prowadzi do eliminacji składowej biernej w prądzie I_f , co ma korzystny wpływ na wartość skuteczną prądu I_k . Wartość skuteczna prądu I_f jest funkcją zwracanej mocy poślizgu (zależy od prędkości obrotowej napędu i momentu obciążenia). Dla szerokiego zakresu regulacji prędkości wartość I_k jest mniejsza od wartości I_s i dopiero przy dużych prędkościach napędu, na skutek zmniejszania się zwracanej mocy poślizgu, staje się równa wartości I_s . Oznacza to, że dostarczeniu określonej mocy czynnej do odbiornika towarzyszy, w porównaniu do układów *uk 1÷uk 4*, najmniejsza wartość przesyłanej mocy pozornej.

Z pośród badanych układów, z punktu widzenia wartości skutecznej prądu zasilania I_k , najkorzystniejszym układem jest układ *uk 5*.

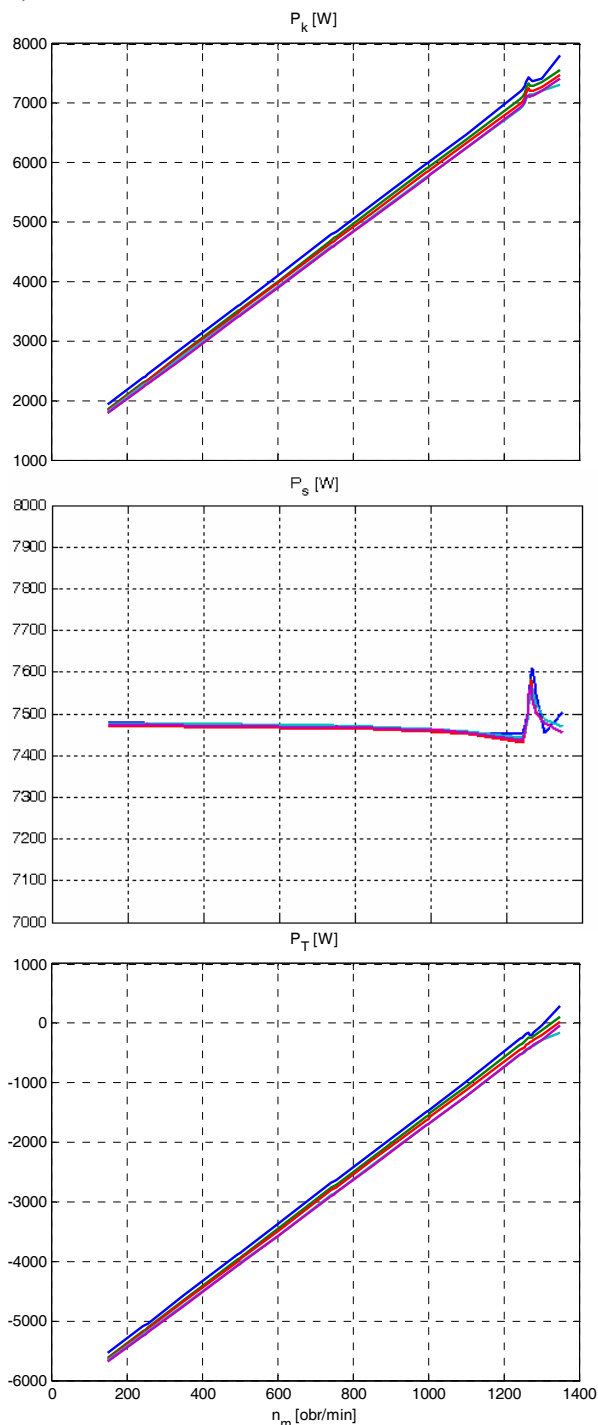
3.4.2. Moc czynna, moc bierna i współczynnik przesunięcia fazowego

Przepływ mocy czynnej w kaskadowych układach napędowych silnika indukcyjnego nie zależy od topologii układu przekształtnikowego w obwodzie wirnika [64, 65, 80] (Rys. 3.29.a). Charakterystyki mocy czynnej w punkcie zasilania P_k , mocy czynnej silnika P_s , mocy czynnej po stronie pierwotnej transformatora P_t , pokrywają się dla wszystkich układów napędowych. Ujemna moc P_t jest równa mocy poślizgu zwracanej do sieci zasilającej, pomniejszonej o straty mocy w torze zwrotu energii (straty łączeniowe w układach energoelektronicznych i straty w transformatorze). Układy kaskadowe silnika indukcyjnego pierścieniowego charakteryzują się zatem dużą sprawnością i dużą oszczędnością energii – z sieci zasilającej pobierana jest jedynie moc czynna P_k wynikająca z różnicy mocy zapotrzebowanej przez odbiór P_s i zwracanej mocy poślizgu P_t .

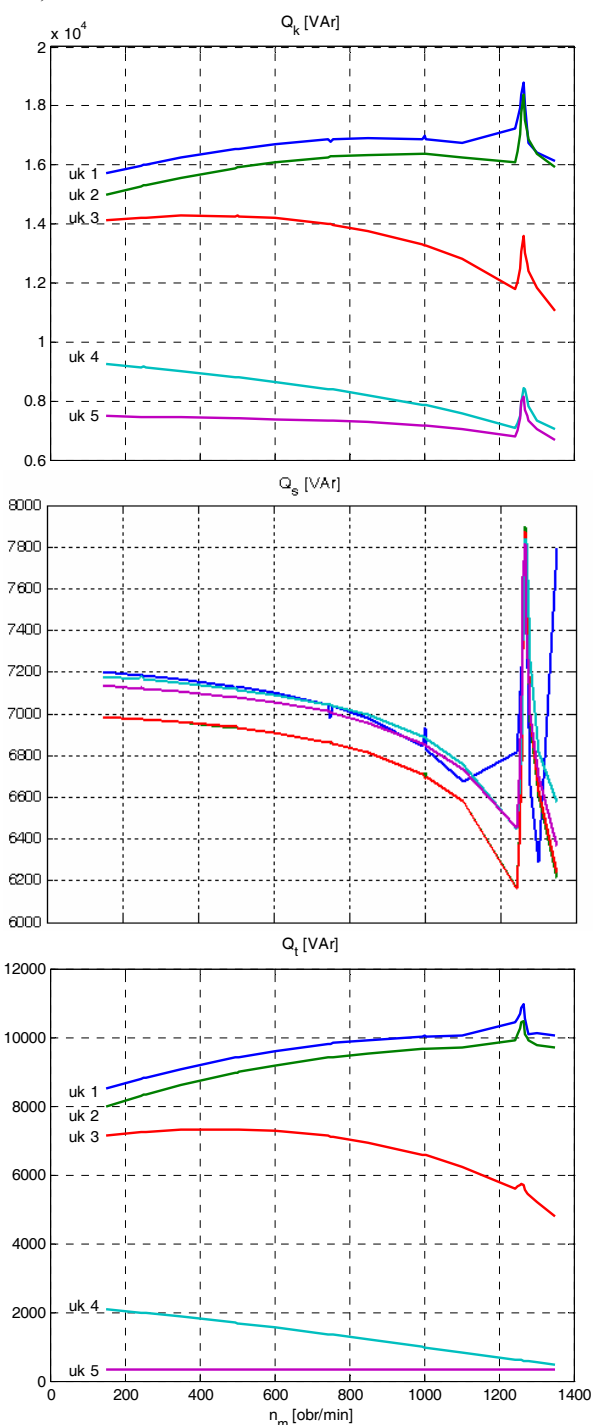
Silnik indukcyjny zasilany bezpośrednio z sieci zasilającej, obciążony stałym momentem mechanicznym, pracujący w kaskadowym układzie napędowym w szerokim zakresie zmian prędkości, pobiera prawie stałą moc czynną P_s oraz zmieniającą się w niewielkich granicach moc bierną Q_s (Rys. 3.29.b). Moc bierna w punkcie zasilania układu Q_k jest sumą mocy biernej silnika Q_s , mocy biernej transformatora Q_{TD} oraz mocy biernej pobieranej przez falownik sieciowy Q_f , przy czym $Q_t = Q_{TD} + Q_f$. Sterowanie symetryczne 6-pulsowym przekształtnikiem tyrystorowym w układzie *uk 1* i 12-pulsowym – w układzie *uk 2* prowadzi do znacznego poboru mocy biernej Q_t przez układ falownika sieciowego. Największą wartość mocy Q_t w tych układach falownik pobiera przy dużych

prędkościach napędu, bliskich prędkości nominalnej (w zakresie prędkości najczęściej stosowanych w praktyce).

a)



b)



Rys. 3.29. Analiza porównawcza kaskadowych układów napędowych – bilans mocy w poszczególnych punktach układu (obciążenie znamionowe): a) charakterystyki mocy czynnej, b) charakterystyki mocy biernej

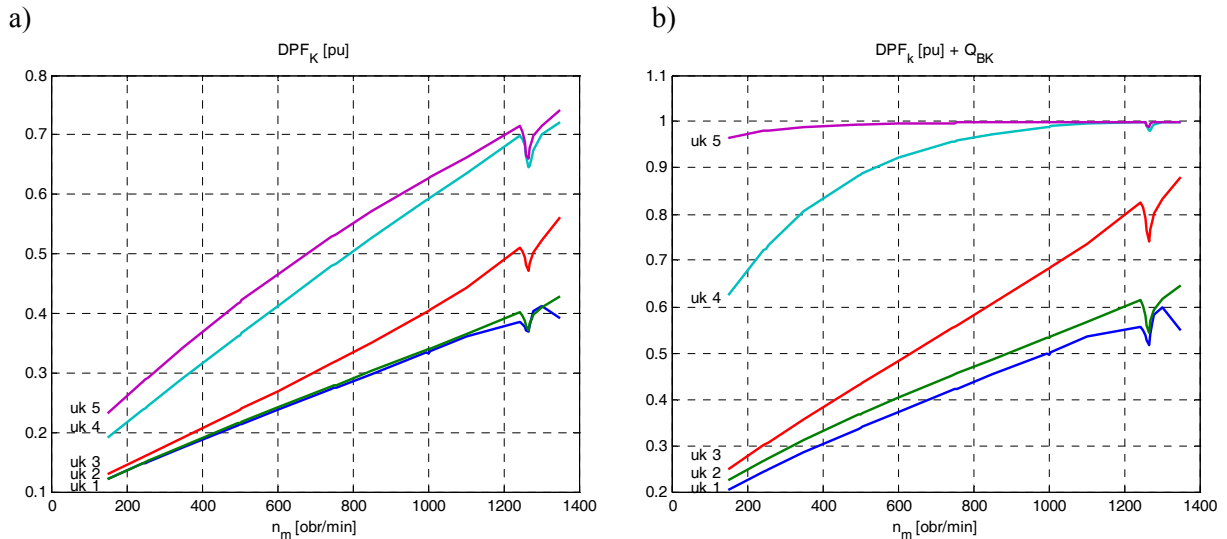
Zastosowanie sterowania kolejnościowego dla 12-pulsowego przekształtnika tyrystorowego w *uk 3* dla dużych prędkości obrotowych (bliskich prędkości nominalnej) prowadzi do znaczącej redukcji mocy biernej Q_t w stosunku do układów *uk 1* i *uk 2*. Większą redukcję mocy biernej Q_t zapewnia zastosowanie układu z falownikiem skompensowanym *uk 4*, natomiast zastosowanie układu

falownika PWM pracującego z jednostkowym współczynnikiem mocy $uk\ 5$ prowadzi praktycznie do całkowitego wyeliminowania poboru mocy biernej przez tor zwrotu energii. Eliminacja mocy biernej Q_t w układzie $uk\ 5$ nie prowadzi jednak do pełnej kompensacji układu napędowego od strony zasilania. Układ kaskady pobiera w tym przypadku moc bierną Q_k równą sumie mocy biernej silnika Q_s i mocy biernej transformatora, związanej z jego prądem magnesującym.

Zwrot mocy czynnej do sieci zasilającej i pobór mocy biernej przez kaskadowe układy napędowe silnika indukcyjnego są przyczyną małej wartości współczynnika przesunięcia fazowego w punkcie zasilania DPF_k , zdefiniowanego następująco:

$$DPF_k = \frac{P_k}{\sqrt{P_k^2 + Q_k^2}} = \frac{P_s - P_t}{\sqrt{(P_s - P_t)^2 + (Q_s + Q_{TD} + Q_f)^2}} \quad (3.30)$$

Mała wartość DPF_k jest szczególnie niekorzystna w kaskadowych układach napędowych dla małych prędkości obrotowych (Rys. 3.30.a). Eliminacja mocy biernej falownika sieciowego w $uk\ 5$ nie poprawia znacząco wartość DPF_k dla dużych poślizgów napędu. Dla dużych prędkości obrotowych wartość DPF_k dla $uk\ 5$ jest ograniczona przez wartość współczynnika przesunięcia silnika DPF_s , która dla badanego silnika wynosi 0,75 (Rys. 3.28.b).



Rys. 3.30. Analiza porównawcza współczynnika przesunięcia fazowego kaskadowych układów napędowych w punkcie zasilania układu DPF_k , charakterystyki: a) bez baterii kondensatorów, b) ze stałą baterią kondensatorów o mocy $Q_{bk} = 6,5$ kVar

Poprawę wartości współczynnika DPF_k można w układzie $uk\ 5$ uzyskać poprzez m. in.:

- dołączenie do punktu zasilania stałej baterii kondensatorów o mocy $Q_{bk} = 6,5$ kVar,
- zmianę układu sterowania falownika PWM, tak aby pracował on z regulowanym współczynnikiem mocy i z sinusoidalnymi prądami wyjściowymi; wówczas falownik oprócz zwrotu mocy czynnej z obwodu wirnika, będzie kompensował także moc bierną silnika w dziedzinie harmonicznej podstawowej [102, 130].

Przyłączenie stałej baterii kondensatorów o mocy Q_{bk} , równej mocy biernej silnika Q_s bezpośrednio zasilanego z sieci zasilającej sprawia, że wartość współczynnika DPF_k dla układu *uk 5* jest równa jedności w prawie całym zakresie regulacji prędkości (Rys. 3.30.b). Podobny efekt uzyska się dla układu *uk 4* w górnym przedziale prędkości. Zastosowanie baterii kondensatorów o tej samej mocy nie powoduje znacznej poprawy wartości współczynnika DPF_k dla układów *uk 1÷uk 3*, co wynika z zastosowania sterowania fazowego w tyrystorowych falownikach sieciowych.

Podstawową rolą przekształtnika PWM w układzie *uk 5* jest przekazywanie mocy czynnej z obwodu wirnika do sieci zasilającej. Moc pozorna przekształtnika sieciowego PWM S_f , który pracowałby w układzie kaskady dodatkowo jako kompensator mocy biernej, zależy od:

- wymaganego zakresu regulacji prędkości, określanego przez s_{max} ,
- maksymalnej mocy poślizgu zwracanej do sieci: $P_{dr\ max} = s_{max} \omega_{os} T_m$,
- wartości mocy biernej Q_f o charakterze pojemnościowym, którą można wyrazić jako część mocy biernej silnika Q_s .

Przykładowe charakterystyki dla układu kaskady z przekształtnikiem PWM z funkcją kompensacji mocy biernej przedstawiono na Rys. 3.31. Charakterystyki wykonano przy następujących założeniach:

- współczynnik przesunięcia fazowego silnika $DPF_s = \cos \varphi_{sn} = 0,8$;
- pominięto straty mocy w silniku i w torze zwrotu energii;
- napęd pracuje przy stałym, znamionowym momencie obciążenia mechanicznego w całym zakresie regulacji prędkości;
- wartość skuteczna napięcia przewodowego zasilającego falownik wynosi $U_f = 100\text{ V}$ ⁸.

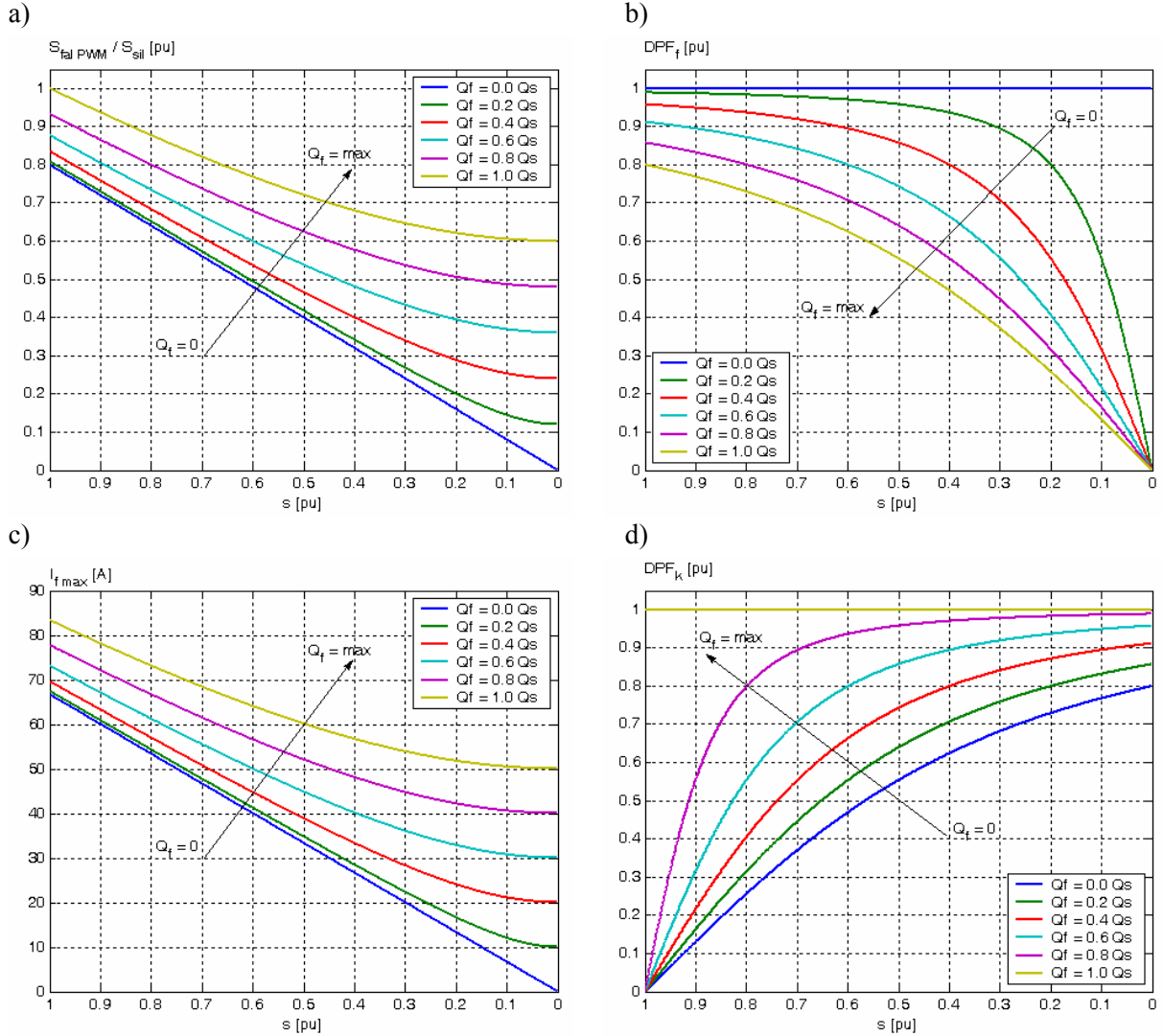
Z charakterystyk zamieszczonych na Rys. 3.31.a wynika że w sytuacji, gdy układ kaskady z przekształtnikiem PWM ma pracować np.: w zakresie prędkości s_{max} równym 0,3 to jego moc pozorna S_f powinna być równa:

- 25 % mocy pozornej silnika S_{sn} w przypadku, gdy falownik ma pracować z jednostkowym współczynnikiem DPF_f (dla tego przypadku wartość mocy biernej falownika $Q_f = 0$),
- 65 % mocy pozornej silnika S_{sn} w przypadku, gdy falownik ma pracować z regulowanym współczynnikiem DPF_f i w pełni kompensować moc bierną silnika Q_s (wartość mocy biernej falownika Q_f w tym przypadku jest maksymalna i jest równa $Q_{f\ max} = Q_s$).

Wzrost mocy S_f przy stałym napięciu zasilania falownika, pociąga za sobą wzrost amplitudy prądu wyjściowego przekształtnika PWM (Rys. 3.31.c), co ma wpływ na dobór elementów energoelektronicznych o odpowiednich parametrach napięciowo-prądowych. Wraz ze wzrostem prędkości napędu maleje zwracana moc poślizgu, co sprawia że prąd wyjściowy falownika będzie miał charakter bierny. Charakterystyka $DPF_f = f(s)$ przedstawia z jakim współczynnikiem DPF_f

⁸ Wartość ta odpowiada wartości U_f w fizycznym układzie kaskady z przekształtnikiem PWM – rozdział 5.

powinien pracować falownik sieciowy aby skompensować określoną część mocy bierniej Q_s . Natomiast z charakterystyki współczynnika $DPF_k = f(s)$ wynika, np.: że przy wymaganym zakresie regulacji $s_{max} = 0,3$ współczynnik przesunięcia fazowego większy od 0,93 (co odpowiada wartości $tg\varphi = 0,4$) w punkcie zasilania układu uzyska się przy kompensacji minimum 60 % mocy Q_s .



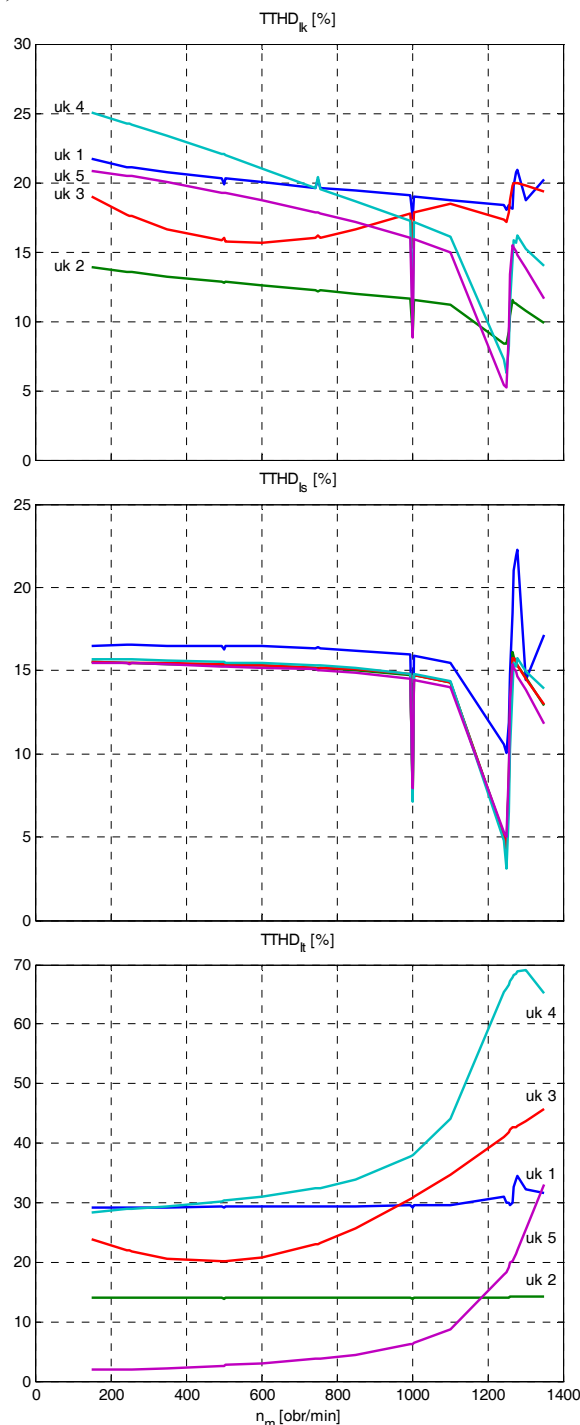
Rys. 3.31. Charakterystyki falownika PWM, pracującego jako kompensator mocy bierniej, w funkcji poślizgu: a) moc pozorna S_f odniesiona do mocy pozornej silnika S_{sn} , b) współczynnik DPF_f , c) wartość maksymalna prądu wyjściowego falownika PWM I_{fmax} , d) współczynnik DPF_k

3.4.3. Współczynniki odkształcenia prądów

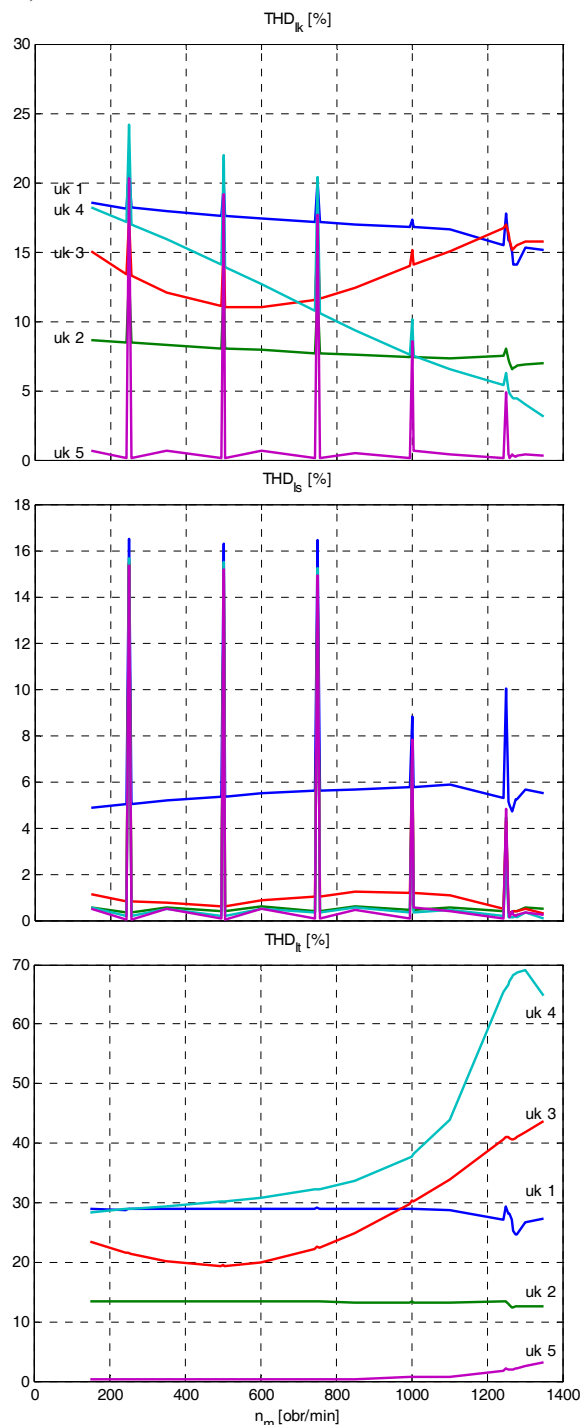
Charakterystyki współczynników odkształcenia prądów $TTHD_I$ i THD_I w funkcji prędkości dla badanych kaskadowych układów napędowych przedstawiono na Rys. 3.32. Współczynnik $TTHD_I$ (3.25) niesie informacje o całkowitym odkształceniu prądu a współczynnik THD_I (3.26) – o odkształceniu harmonicznym prądu. Porównując wartości tych współczynników w poszczególnych punktach układu można ocenić czy w odkształceniu prądu większy udział mają prądy harmonicznych czy też prądy interharmonicznych – im większa jest różnica między wartościami tych dwóch

współczynników tym większy udział w odkształceniu prądu mają składowe o częstotliwościach interharmonicznych.

a)



b)



Rys. 3.32. Analiza porównawcza kaskadowych układów napędowych – charakterystyki współczynników odkształcenia prądów (obciążenie znamionowe): a) współczynnik $TTHD_I$, b) współczynnik THD_I

Niezależnie od rodzaju kaskadowego układu napędowego charakterystyki współczynników odkształcenia prądu silnika $TTHD_{Is}$ i THD_{Is} pokrywają się w całym zakresie regulowanej prędkości (jedynie współczynniki odkształcenia dla układu *uk 1* mają większą wartość od współczynników odkształcenia pozostałych układów). Współczynnik THD_{Is} , przy sinusoidalnym napięciu zasilania, nie

przekracza 1,5 % dla całego zakresu regulacji prędkości poza 5 przypadkami (dla prędkości n_m równych 250, 500, 750, 1000, 1250 obr/min), dla których składowe prądu silnika, powstałe wskutek oddziaływania odkształconego prądu wirnika, mają częstotliwości harmonicznych (2.8). Duże różnice między wartościami THD_{Is} a $TTHD_{Is}$ potwierdzają fakt, że silnik z mostkiem diodowym w obwodzie wirnika jest źródłem interharmonicznych w prądzie zasilania.

Charakterystyki współczynników odkształcenia prądu transformatora $TTHD_{It}$ i THD_{It} , dla poszczególnych układów kaskadowych, mają podobny kształt i prawie tą samą wartość w funkcji prędkości obrotowej, co oznacza, że układ falownika w torze zwrotu energii jest źródłem harmonicznych w prądzie kaskady. Współczynnik $TTHD_{It}$ prądu tyrystorowego falownika 12-pulsowego sterowanego symetrycznie (*uk 2*) jest dwukrotnie mniejszy od współczynnika $TTHD_{It}$ układu podstawowego (*uk 1*). Układ 12-pulsowego falownika tyrystorowego o sterowaniu kolejnościowym (*uk 3*) nie redukuje odkształcenia prądu I_t w stosunku do układów *uk 1* i *uk 2*. Bardzo duży wzrost współczynników $TTHD_{It}$ i THD_{It} układu *uk 4* wynika z faktu pracy 6-pulsowego tyrystorowego falownika skompensowanego z prądami przerywanymi dla prędkości bliskich prędkości znamionowej napędu [80].

Wzrost wartości współczynnika $TTHD_{It}$ układu *uk 5* dla dużych prędkości spowodowany jest wzrostem udziału składowych zmiennych w prądzie wyjściowym falownika w stosunku do składowej podstawowej, proporcjonalnej do przekazywanej mocy poślizgu (klucze przekształtnika PWM pracują ze zmienną częstotliwością łączy). Ponieważ przy wysokich prędkościach napędu w układzie *uk 5* niewielką wartość ma zarówno harmoniczna podstawowa prądu I_t jak i składowe o zmiennej częstotliwości (amplituda składowych zmiennych wynika ze stałej szerokości pętli histerezy regulatorów prądu falownika oraz z przekładni transformatora) to wzrost współczynnika $TTHD_{It}$ nie powoduje wzrostu współczynnika odkształcenia prądu zasilania $TTHD_{Ik}$.

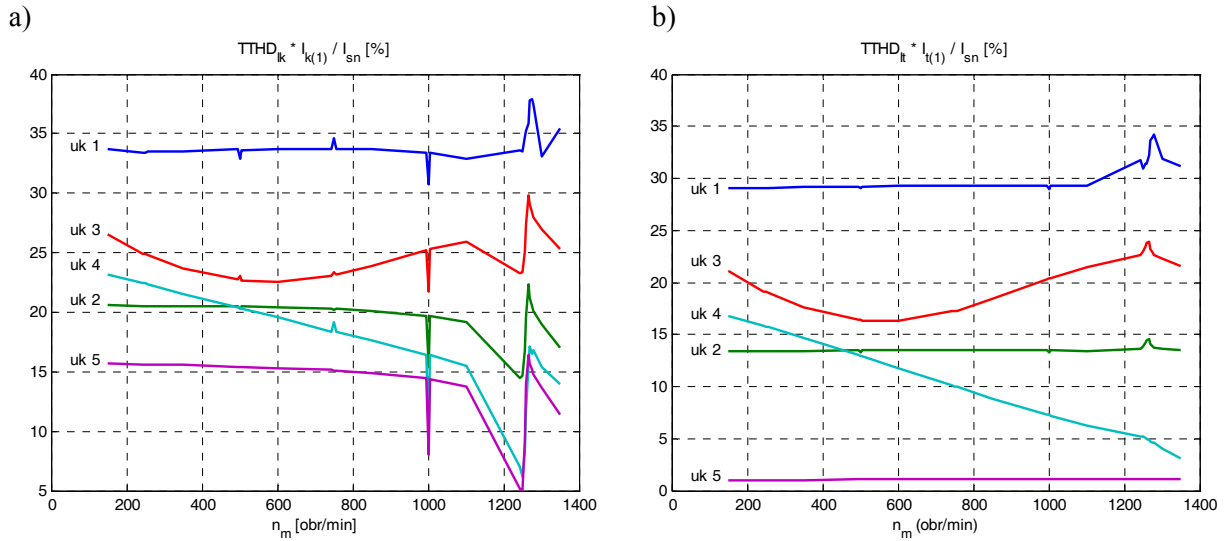
Z punktu widzenia odkształcenia harmonicznego prądu kaskady najmniejszą wartością współczynnika THD_{Ik} charakteryzuje się układ *uk 5*, co spowodowane jest pracą przekształtnika PWM z sinusoidalnymi prądami wyjściowymi. Biorąc pod uwagę całkowity współczynnik odkształcenia prądu kaskady $TTHD_{Ik}$ najkorzystniejszym układem jest układ *uk 2*. Układy kaskadowe z falownikami skompensowanymi *uk 4* i *uk 5* cechują się dużymi wartościami współczynnika $TTHD_{Ik}$ dla niskich prędkości obrotowych w porównaniu do układów *uk 1* ÷ *uk 3*. Przyczyną tego jest sposób obliczania – zgodnie z zależnością (3.25) współczynnik $TTHD_{Ik}$ oblicza się względem wartości skutecznej harmonicznej podstawowej prądu $I_{k(1)}$, która w zależności od rodzaju układu napędowego ma inną wartość przy określonym poślizgu i tym samym T_m (Rys. 3.28.a)⁹.

⁹ W prądzie silnika pracującego w układzie kaskady można wyodrębnić składową, związaną z odkształceniem intraharmonicznym, o wartości skutecznej niezależnej od układu falownika sieciowego. Wartość skuteczna tej składowej odniesiona do mniejszej wartości $I_{k(1)}$ w efekcie powoduje większą wartość współczynnika $TTHD_{Ik}$.

Innym sposobem oceny całkowitego odkształcenia prądu zasilania i prądu transformatora kaskadowych układów napędowych jest odniesienie wartości skutecznej $\sqrt{I^2 - I_{(1)}^2}$ do tej samej wielkości bazowej, równej znamionowemu prądowi silnika [64]:

$$TTHD_{I_x, I_{sn}} = TTHD_{I_x} \cdot I_{x(1)} / I_{sn} \quad x = k, t \quad (3.31)$$

Charakterystyki współczynników odkształcenia $TTHD_I$ prądu zasilania i prądu transformatora, obliczone na podstawie (3.31), przedstawiono na Rys. 3.33 – najmniejsze wartości współczynników całkowitego odkształcenia uzyskuje się dla prądów układu *uk 5*.



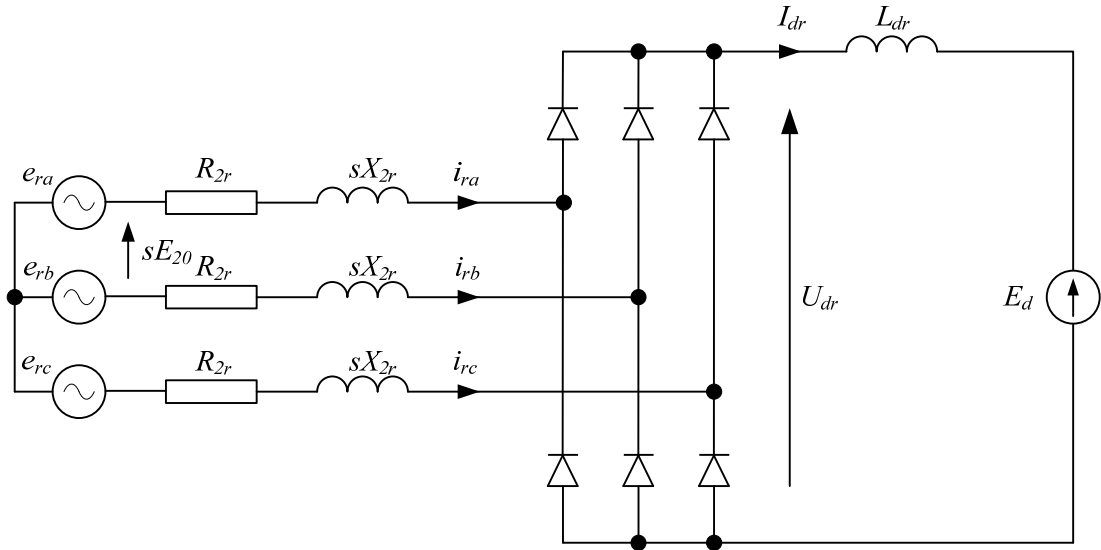
Rys. 3.33. Współczynniki całkowitego odkształcenia prądu $TTHD_I$ obliczone na podstawie (3.31): a) prąd zasilania układu, b) prąd transformatora

3.5. Praca silnika indukcyjnego pierścieniowego z mostkiem diodowym w obwodzie wirnika

W rozdziale 3.4 wykazano praktyczną niezależność¹⁰ wskaźników energetycznych silnika indukcyjnego pierścieniowego, pracującego w kaskadowym układzie napędowym, od topologii falownika sieciowego. W niniejszym rozdziale zostanie omówiony wpływ prostownika diodowego na pracę silnika w kaskadowym układzie napędowym. Schemat zastępczy obwodu wirnika z mostkiem diodowym i dodatkowym źródłem napięcia E_d przedstawiono na rysunku Rys. 3.34.

Parametry silnika R_s , R_r , X_{ls} i X_{lr} sprowadzono do obwodu wirnika. Na rysunku Rys. 3.34 jako R_{2r} i X_{2r} oznaczono:

¹⁰ Praktyczna niezależność wskaźników energetycznych silnika indukcyjnego pracującego w układzie kaskady od topologii falownika sieciowego występuje w przypadku gdy wartość indukcyjności L_{dr} będzie dostatecznie duża.



Rys. 3.34. Schemat zastępczy obwodu wirnika z dodatkowym źródłem napięcia w pośredniczącym obwodzie prądu stałego

$$R_{2r} = R'_s s + R_r, \quad X_{2r} = X'_{ls} + X_{lr} \quad (3.32)$$

Wartość maksymalna prądu zwarcia dwufazowego, wyrażona zależnością [9, 13, 65, 135]:

$$I_{z2} = \frac{\sqrt{2}E_{20}}{2X_{2r}} \text{ przy czym } R_{2r} \ll X_{2r} \quad (3.33)$$

odpowiada w przybliżeniu stanowi początkowemu bezpośredniego rozruchu silnika i jest 5÷7 krotnie większa od wartości skutecznej prądu nominalnego wirnika I_m . W przypadku badanego silnika, dla $E_{20} = 165 \text{ V}$ i $X_{2r} = 572 \text{ m}\Omega$, wartość I_{z2} wynosi 407,8 A.

W silniku indukcyjnym pierścieniowym pracującym w układzie kaskady, wzrost prądu wirnika pociąga za sobą wzrost prądu I_{dr} . Wartość średnia prądu wyprostowanego I_{dr} jest miarą średniego momentu elektromagnetycznego T_e rozwijanego przez silnik. Wprowadzając względny prąd obciążenia $\underline{i}_{dr}$ jako:

$$\underline{i}_{dr} = \frac{I_{dr}}{I_{z2}} \quad (3.34)$$

w przekształtniku mostkowym diodowym, pracującym w układzie kaskady wyróżnia się dwa zakresy pracy w zależności od wartości prądu $\underline{i}_{dr}$ i związanej z nim wartości kąta komutacji γ_r [9, 13, 32, 65, 90, 100, 135, 146]¹¹.

¹¹ Rozważania przeprowadzono zgodnie z uproszczoną teorią komutacji, wg której pomija się wpływ rezystancji R_{2r} na procesy komutacyjne ($R_{2r} \ll X_{2r}$). Trzeci zakres pracy mostka odpowiadałby obciążeniu $0,866 \leq \underline{i}_{dr} \leq 1,154$. W czasie normalnej pracy kaskady zaworowej prąd $\underline{i}_{dr}$ nie osiąga na ogół takich wartości, ponieważ zakłada się, że maksymalna wielkość prądu I_{dr} w stanach dynamicznych nie powinna przekraczać wartości wynikającej z przeciążalności silnika. Kąt komutacji dla większości silników produkowanych seryjnie przy nominalnych obciążeniach wynosi $35^\circ \div 45^\circ$ [9].

W pierwszym zakresie pracy (obszar komutacji prostej) występują przedziały komutacyjne (przewodzą 3 fazy) na przemian z przedziałami pozakomutacyjnymi (przewodzą 2 fazy). W tym zakresie pracy kąt komutacji γ_r zmienia się w granicach $0^\circ \leq \gamma_r \leq 60^\circ$ co odpowiada obciążeniu $0 \leq \underline{i}_{dr} \leq 0,5$. Między wartościami γ_r a $\underline{i}_{dr}$ zachodzi związek [30, 65, 80]:

$$\gamma_r = \arccos(1 - \underline{i}_{dr}) = \arccos\left(1 - \frac{I_{dr}}{I_{z2}}\right) \quad (3.35)$$

Wartość średnia momentu T_e w pierwszym zakresie pracy prostownika wynosi [30, 65, 80]:

$$T_e = \frac{3\sqrt{2} E_{20}}{\pi \omega_{os}} I_{dr} \left(1 - \frac{I_{dr}}{2I_{z2}}\right) = k_a I_{dr} (1 - 0,5 \underline{i}_{dr}) \quad (3.36)$$

Drugi zakres pracy (obszar komutacji złożonej), w którym cały czas trwa proces komutacyjny, odpowiada obciążeniom prądem $0,5 \leq \underline{i}_{dr} \leq 0,866$. Przy tym obciążeniu kąt komutacji γ_r pozostaje stały i wynosi 60° . W miarę zwiększania się prądu $\underline{i}_{dr}$ powstaje kąt α_r opóźnienia włączenia zaworów prostownika, zmieniający się w zakresie $0^\circ \leq \alpha_r \leq 30^\circ$ [32, 90, 100, 146]. Kąty komutacji γ_r i opóźnienia α_r są związane z względnym prądem obciążenia zależnością:

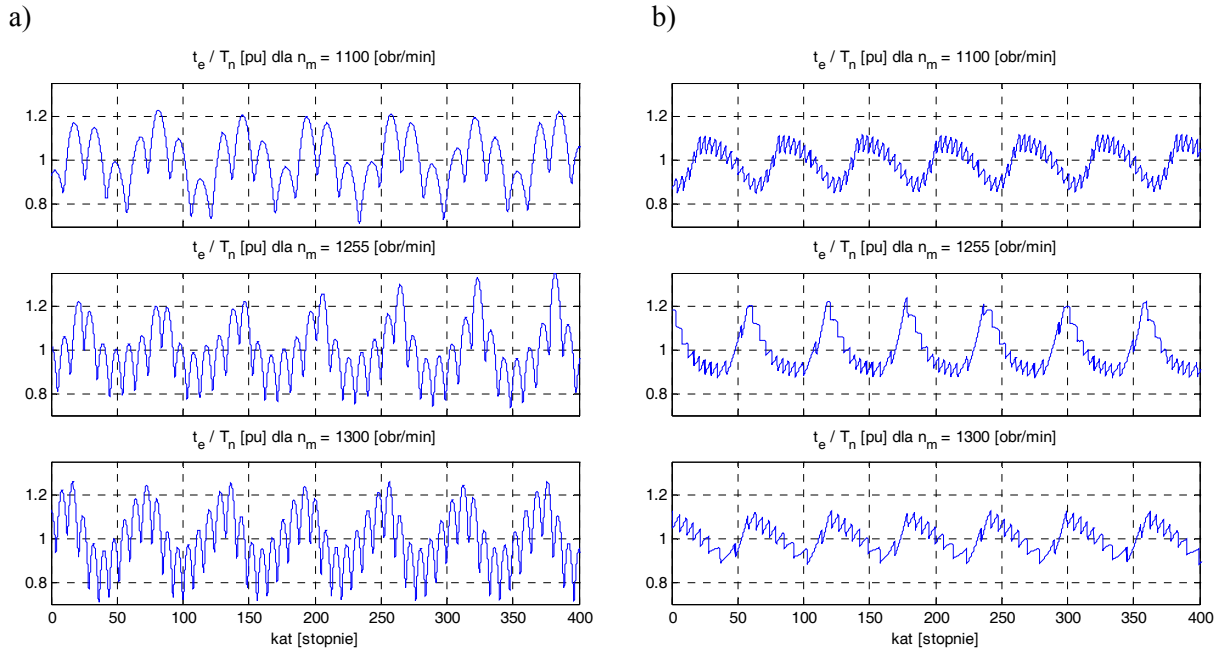
$$\alpha_r = \frac{\pi}{3} - \arccos \underline{i}_{dr} \quad (3.37)$$

Wartość średnia momentu T_e w drugim zakresie pracy prostownika wynosi [30, 65, 80]:

$$T_e = \frac{\sqrt{3}}{2} k_a I_{dr} \sqrt{1 - \underline{i}_{dr}^2} \quad (3.38)$$

Skutkiem pracy prostownika diodowego w obwodzie wirnika jest:

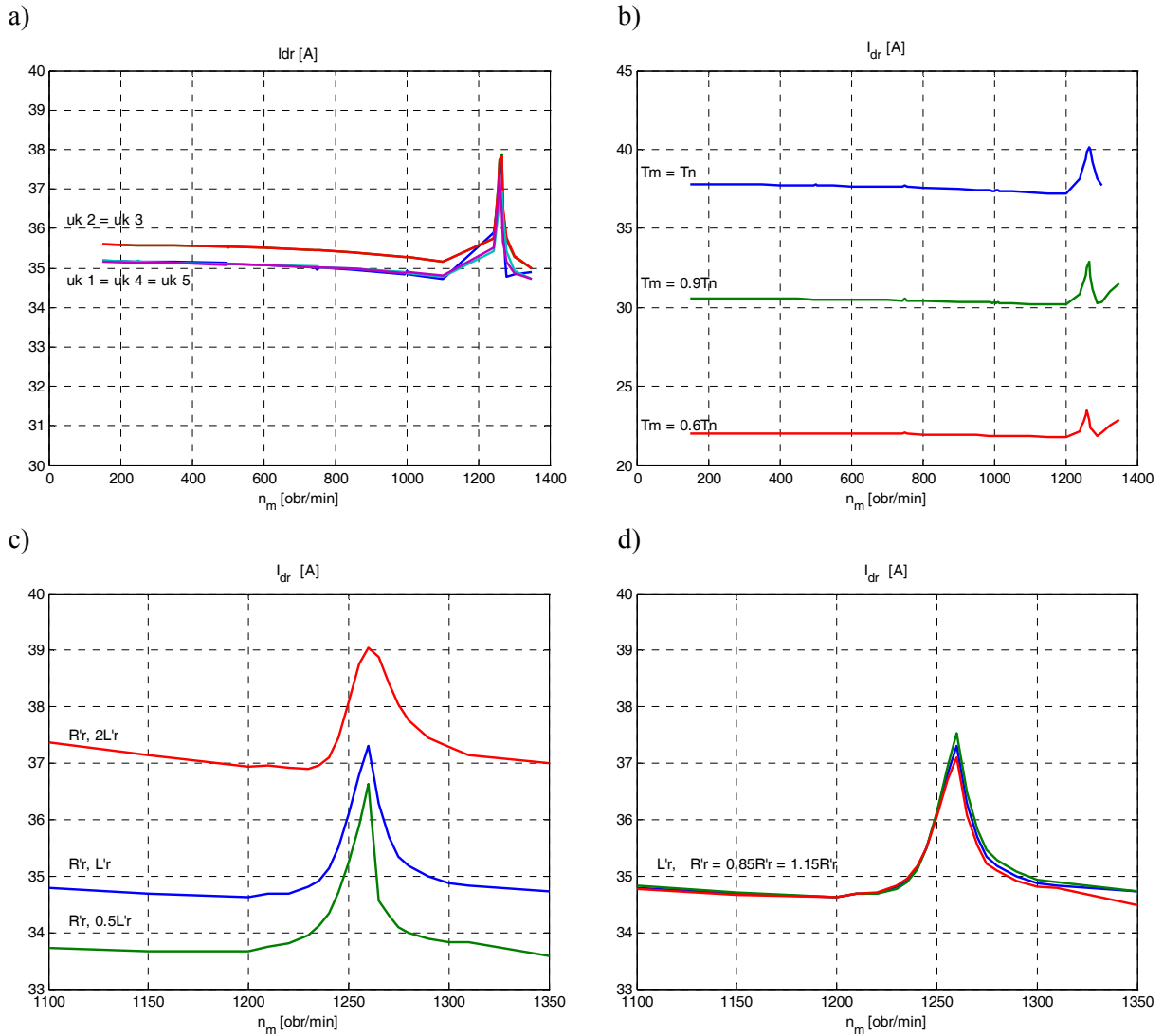
- odkształcenie prądów liniowych wirnika, silnik wraz z mostkiem diodowym staje się źródłem interharmonicznych prądu zasilania w układzie kaskady o częstotliwościach zależnych od aktualnego poślizgu;
- tętnienie wartości chwilowej momentu elektromagnetycznego silnika t_e , oprócz składowej stałej w przebiegu czasowym momentu można wyróżnić składowe zmienne o częstotliwości równej sześciokrotnej częstotliwości napięcia wirnika oraz częstotliwości wynikającej z częstotliwości pracy łączników przekształtnika będącego źródłem napięcia dodatkowego E_d . Amplituda zmian momentu odniesiona do wartości T_n osiąga 20 % (Rys. 3.35). Tętnienia t_e , z uwagi na duży moment bezwładności napędu, nie powodują negatywnych skutków w pracy silnika napędowego [54, 65].



Rys. 3.35. Wartości chwilowe momentu elektromagnetycznego silnika t_e obciążonego momentem nominalnym T_n dla 3 różnych prędkości obrotowych (wyniki symulacji): a) podstawowy układ kaskady – uk 1, b) układ kaskady z przekształtnikiem PWM – uk 5

Podczas badań symulacyjnych kaskadowych układów napędowych, pracujących ze stałym momentem mechanicznym w funkcji prędkości, zarejestrowano załamania charakterystyk wskaźników energetycznych silnika dla prędkości w przedziale $n_m = 1245 \div 1275$ obr/min (co odpowiada poślizgowi silnika $s = 0,15 \div 0,17$). Stałemu momentowi mechanicznemu T_n i zmianie prędkości w ww. granicach towarzyszy wzrost wartości skutecznej prądu I_s (Rys. 3.28.a), co powoduje wzrost wartości mocy czynnej P_s (Rys. 3.29.a) i mocy biernej Q_s (Rys. 3.29.b). W konsekwencji wszystkie charakterystyki wskaźników energetycznych układów kaskadowych ulegają załamaniom dla tego przedziału n_m . Przepływowi większej mocy P_s przez silnik i prostownik diodowy towarzyszy 10 % wzrost wartości średniej prądu wyprostowanego I_{dr} , co przedstawiono na charakterystykach (Rys. 3.36). Z charakterystyk tych wynika, że wzrost prądu I_{dr} w rozpatrywanym przedziale zmian prędkości nie zależy od:

- topologii układu falownika sieciowego (Rys. 3.36.a),
- wielkości momentu obciążenia T_m (Rys. 3.36.b),
- parametrów obwodu wirnika silnika R'_r i L'_r , mających wpływ na kąt komutacji prostownika diodowego (Rys. 3.36.c-d).

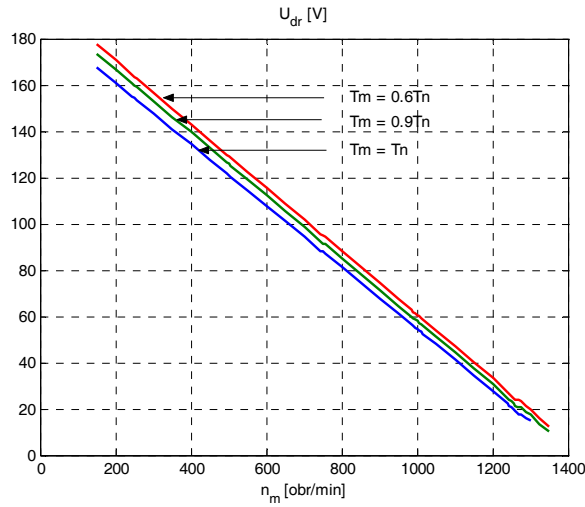


Rys. 3.36. Charakterystyki prądu wyprostowanego I_{dr} w funkcji prędkości: a) $I_{dr} = f(n_m)$ dla kaskadowych układów napędowych $uk\ 1 \div uk\ 5$ obciążonych stałym momentem T_m , b) $I_{dr} = f(n_m)$ układu $uk\ 1$ dla różnych wartości T_m , c) $I_{dr} = f(n_m)$ układu $uk\ 5$ obciążonego $T_m = const$ dla stałej wartości rezystancji R'_r i różnych wartości indukcyjności L'_r , d) $I_{dr} = f(n_m)$ układu $uk\ 5$ obciążonego $T_m = const$ dla stałej wartości indukcyjności L'_r i różnych wartości rezystancji R'_r

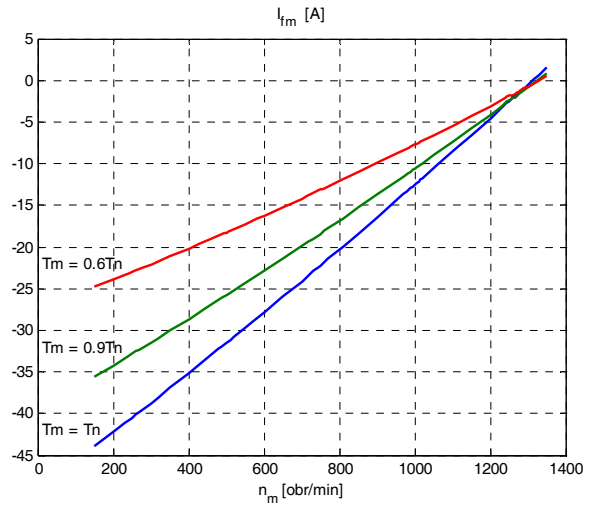
W przypadku kaskadowego układu napędowego $uk\ 5$ konsekwencją wzrostu wartości prądu I_{dr} i załamania się charakterystyk $I_{dr} = f(n_m)$ dla różnych wartości momentu T_m (Rys. 3.36.b) jest przecinanie się liniowych charakterystyk mocy wyjściowej falownika PWM $P_f = f(n_m)$ i amplitudy prądu wyjściowego falownika $I_{fm} = f(n_m)$ w rozpatrywanym przedziale zmian prędkości (Rys. 3.37). Charakterystyki napięcia wyprostowanego $U_{dr} = f(n_m)$ dla różnych wartości T_m są liniowe i nie przecinają się (Rys. 3.37.a). Na podstawie (Rys. 3.37.b) można stwierdzić, że w przypadku układu $uk\ 5$, dla dowolnej ustalonej prędkości napędu, niższej od 1250 obr/min, wzrostowi obciążenia T_m towarzyszy wzrost amplitudy prądu I_{fm} (wzrost T_m przy stałej prędkości obrotowej oznacza wzrost mocy poślizgu P_{dr} i wzrost mocy czynnej zwracanej przez falownik PWM). Natomiast dla prędkości większej od 1250 obr/min zachodzi zjawisko odmienne – wzrostowi obciążenia T_m towarzyszy

zmniejszenie amplitudy prądu I_{fm} . Ujemny znak amplitudy na przedstawionych charakterystykach $I_{fm} = f(n_m)$ podkreśla pracę falownikową przekształtnika PWM.

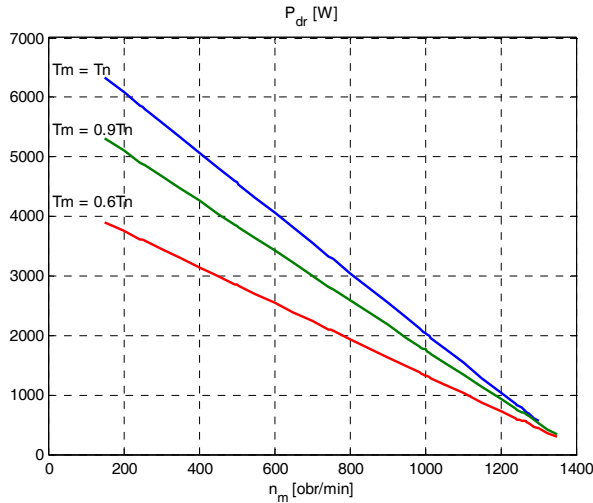
a)



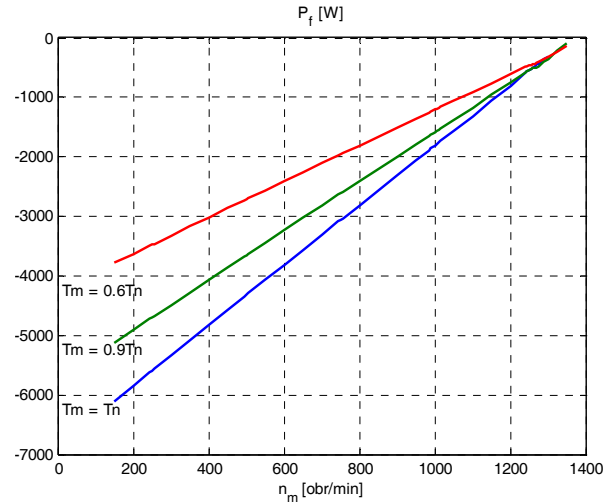
b)



c)



d)



Rys. 3.37. Charakterystyki kaskadowego układu napędowego *uk5* dla różnych wartości momentu obciążenia T_m : a) napięcie wyprostowane $U_{dr} = f(n_m)$, b) amplituda prądu wyjściowego falownika $I_{fm} = f(n_m)$, c) moc poślizgu $P_{dr} = f(n_m)$, d) moc falownika PWM $P_f = f(n_m)$

Miedzy wartością skuteczną prądu wirnika I_r a wartością średnią prądu wyprostowanego I_{dr} , przy założeniu trapezowego kształtu prądu liniowego wirnika i_r , zachodzi zależność [9, 65, 135]:

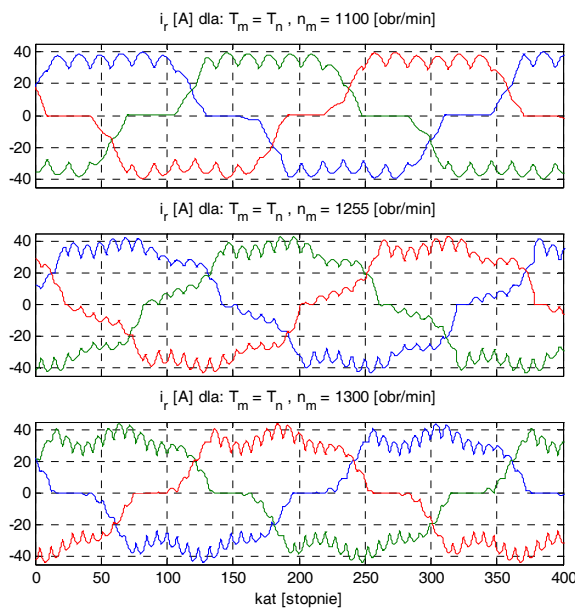
$$I_r = \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\gamma_r}{3\pi}} I_{dr} \quad (3.39)$$

Dla pierwszego zakresu pracy mostka diodowego, gdy kąt komutacji γ_r zmienia się w przedziale $0 \div \pi/3$, wartość I_r zmienia się w granicach $0,816 \div 0,745 I_{dr}$.

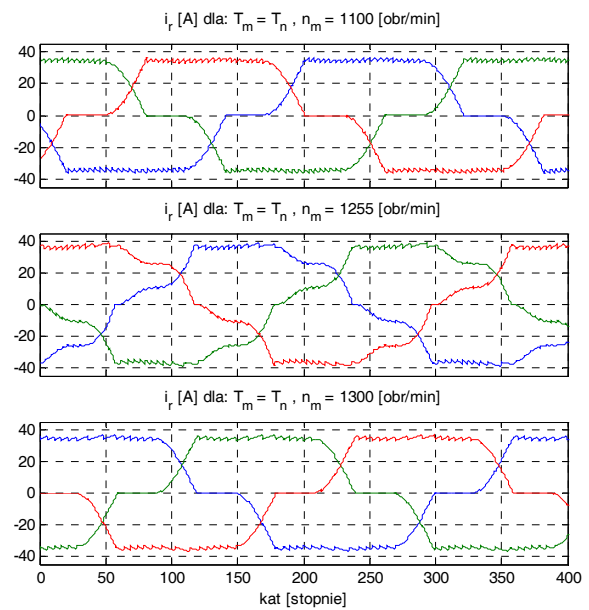
Wzrostowi prądu I_{dr} towarzyszą także określone zjawiska komutacyjne w przekształtniku wirnika. Dla obciążenia nominalnego T_n prąd w obwodzie wyprostowanym I_{dr} wynosi 35 A, co odpowiada kątowi komutacji γ_r o wartości $23^\circ 54'$ (3.35). Wartość kąta γ_r , przy stałej wartości T_n ,

utrzymuje się na stałym poziomie w szerokim zakresie regulacji prędkości, niezależnie od kaskadowego układu napędowego (Rys. 3.38 – rząd górny). Gdy wartość prędkości n_m zbliża się do rozpatrywanego przedziału zmian, obserwuje się nagły wzrost kąta komutacji do wartości bliskich $\pi/3$ – prostownik diodowy rozpoczyna pracę w drugim zakresie komutacji, mimo że wartość momentu mechanicznego nie ulega zmianie (Rys. 3.38 – rząd środkowy). Dla prędkości wyższych od 1275 obr/min wartość kąta γ_r powraca do wartości wynikającej z obciążenia napędu (Rys. 3.38 – rząd dolny). Zaprezentowane na rysunku (Rys. 3.38) wyniki symulacji uzyskano przy zasilaniu układów napędowych napięciem sinusoidalnym.

a)



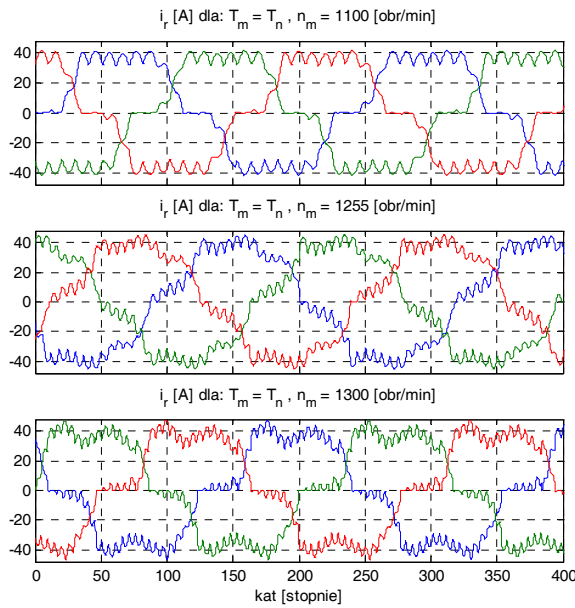
b)



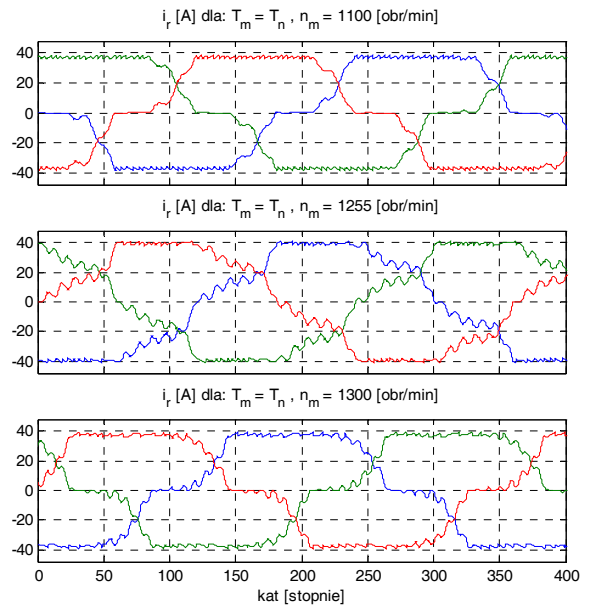
Rys. 3.38. Komutacja w prostowniku diodowym obwodu wirnika w kaskadowych układach napędowych obciążonych momentem znamionowym, zasilanych napięciem sinusoidalnym, dla różnych prędkości obrotowych: a) prądy fazowe wirnika i_r w układzie uk 1, b) prądy fazowe wirnika i_r w układzie uk 5

Odształcenie napięcia zasilania ma wpływ na zjawisko komutacji w prostowniku diodowym dla prędkości większych od 1275 obr/min (Rys. 3.39). W górnym zakresie regulacji prędkości wartość kąta γ_r nie zmniejsza się do wartości wynikającej z obciążenia układu i dalej pozostaje bliska wartości $\pi/3$ (Rys. 3.39 – rysunek dolny). Dla prędkości mniejszych od 1275 obr/min komutacja zachodząca w przekształtniku niesterowanym przebiega podobnie jak w przypadku zasilania układu kaskady napięciem sinusoidalnym (Rys. 3.39 – rysunek górny i środkowy).

a)



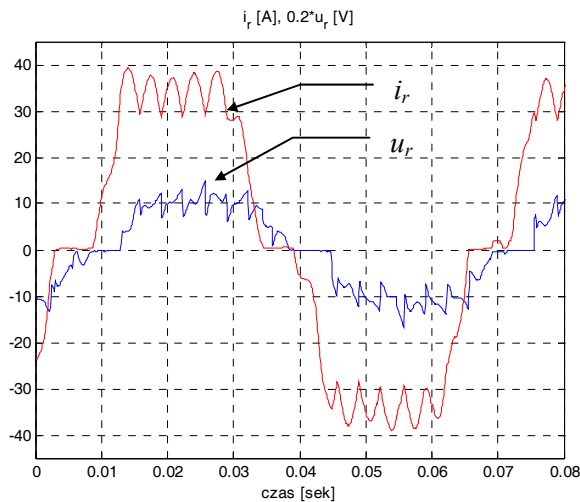
b)



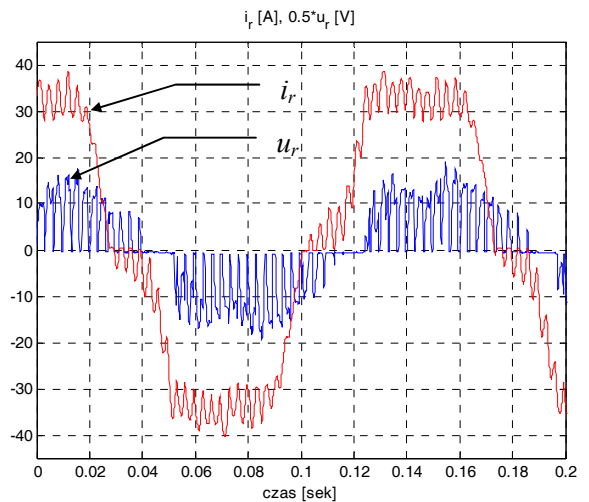
Rys. 3.39. Komutacja w prostowniku diodowym obwodu wirnika w kaskadowych układach napędowych obciążonych momentem znamionowym, zasilanych napięciem odkształconym $THD_U = 4\%$, dla różnych prędkości obrotowych: a) prądy fazowe wirnika i_r w układzie *uk 1*, b) prądy fazowe wirnika i_r w układzie *uk 5*

Wyniki symulacyjne zweryfikowano pomiarowo na stanowiskach laboratoryjnych podstawowego układu kaskady (Rys. 3.40) i układu kaskady z przekształtnikiem PWM (Rys. 3.41), zasilanych napięciem odkształconym $THD_U = 4\%$. Uzyskane rezultaty eksperymentalne potwierdzają wyniki rozważań teoretycznych – dla prędkości większych od 1250 obr/min w prostowniku diodowym, niezależnie od obciążenia układu, występuje komutacja złożona.

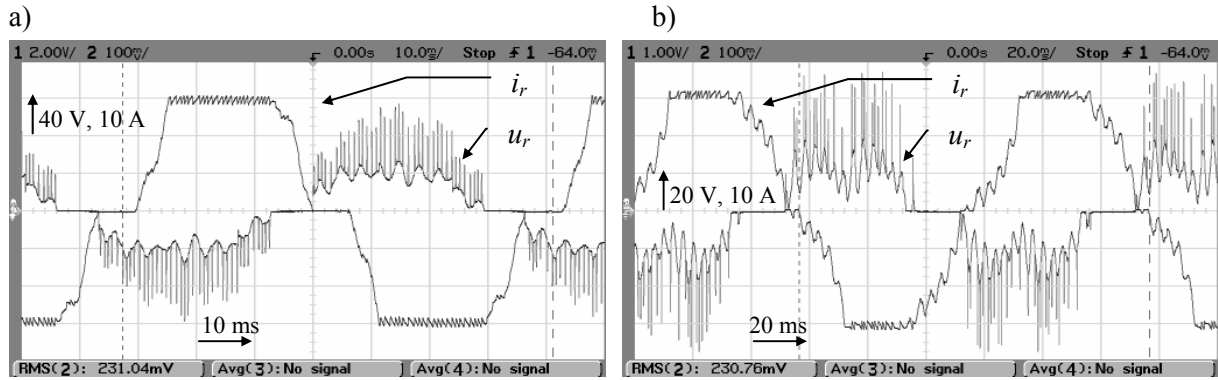
a)



b)



Rys. 3.40. Prąd liniowy i_r i napięcie przewodowe u_r wirnika w laboratoryjnym układzie kaskady *uk 1*, obciążonym stałym momentem T_n dla różnych prędkości: a) prędkość obrotowa $n_m = 1022$ obr/min, b) prędkość obrotowa $n_m = 1295$ obr/min.



Rys. 3.41. Prąd liniowy i_r i napięcie przewodowe u_r wirnika w laboratoryjnym układzie kaskady uk 5, obciążonym stałym momentem $0,85 T_n$ dla różnych prędkości: a) prędkość obrotowa $n_m = 1089$ obr/min, b) prędkość obrotowa $n_m = 1252$ obr/min.

Podsumowanie

Otrzymane charakterystyki wskaźników energetycznych silnika pracującego w układzie kaskady:

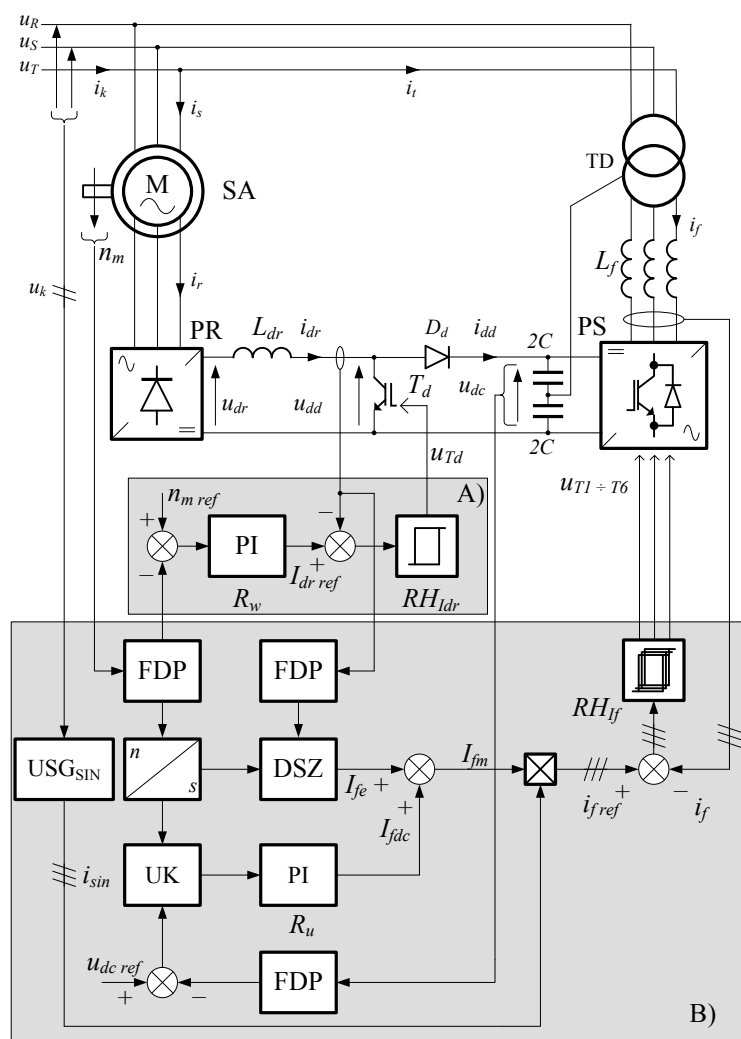
- wartości skutecznej prądu silnika $I_s = f(n_m)$ (Rys. 3.28.a),
- wartości mocy czynnej i biernej silnika $P_s = f(n_m)$, $Q_s = f(n_m)$ (Rys. 3.29),
- wartości współczynnika przesunięcia fazowego $DPF_s = f(n_m)$ (Rys. 3.28.b),
- wartości współczynników odkształcenia prądu silnika $TTHD_{I_s} = f(n_m)$ (Rys. 3.32.b) i $THD_{I_s} = f(n_m)$ (Rys. 3.32.b),

dla wszystkich układów kaskadowych mają podobny kształt i dla danego wskaźnika energetycznego pokrywają się w całym zakresie regulacji prędkości. Załamaniom charakterystyk wskaźników energetycznych silnika towarzyszy w pracy przekształtnika wirnikowego przejście z komutacji prostej do komutacji złożonej. Właściwości silnika indukcyjnego pierścieniowego zasilanego bezpośrednio z sieci zasilającej, pracującego z mostkiem diodowym w obwodzie wirnika, nie zależą od układu przekształtnika sieciowego w torze zwrotu energii [39, 46, 51, 54, 64, 65, 66, 80, 108, 137]. Wynika to z małej pulsacji prądu wyprostowanego I_{dr} , co odpowiada dużej wartości indukcyjności dławika L_{dr} w obwodzie wyprostowanym [65].

Układ napędowy kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego z impulsową regulacją napięcia w obwodzie wirnika i przekształtnikiem sieciowym PWM pracującym z jednostkowym współczynnikiem mocy oraz sinusoidalnymi prądami wyjściowymi charakteryzuje się najlepszymi wskaźnikami energetycznymi z punktu widzenia oddziaływania układu napędowego na sieć zasilającą. Układ ten będzie przedmiotem dalszych rozważań zawartych w kolejnych rozdziałach.

4. KASKADOWY UKŁAD NAPĘDOWY Z PRZEKSZTAŁTNIKIEM PWM

W rozdziale 3.3 zaprezentowano model matematyczny kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM wraz z przykładowymi przebiegami prądów układu w stanie ustalonym. W rozdziale 3.4 wykazano, że układ kaskady z przekształtnikiem PWM charakteryzuje się podwyższonymi wskaźnikami energetycznymi w stosunku do układu podstawowego i układów zmodyfikowanych przedstawionych w rozdziale 2. W niniejszym rozdziale zostanie szczegółowo przedstawiony układ kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego z impulsową regulacją napięcia dodatkowego i sieciowym przekształtnikiem PWM wraz z układem sterowania. Schemat układu napędowego i strukturę zamkniętego układu regulacji przedstawiono na Rys. 4.1.



Rys. 4.1. Kaskadowy układ napędowy z przekształtnikiem PWM wraz z układem sterowania: FDP – filtr dolnoprzepustowy, UK – układ korekcyjny, DSZ – dodatnie sprzężenie zwrotne, PI – regulator proporcjonalno-całkujący, RH – regulator histerezowy, USG_{SIN} – układ synchronizacji i generacji prądu referencyjnego, A – układ regulacji prędkości i regulator przekształtnika impulsowego prądu stałego, B – układ sterowania przekształtnika sieciowego PWM

Zaproponowana zmodyfikowana struktura układu pośredniego przemiennika częstotliwości w obwodzie wirnika charakteryzuje się odsprężonymi torami sterowania. Każdy z przekształtników, niezależnie od siebie, realizuje ściśle określone funkcje [51, 52, 53]:

- przekształtnik impulsowy prądu stałego w układzie kaskady odpowiedzialny jest za sterowanie prędkością obrotową napędu poprzez zmianę wartości średniej napięcia dodatkowego U_{dd} , wprowadzonego do obwodu wyprostowanego prądu stałego. Przekształtnik ten jest klasycznym przekształtnikiem prądu stałego podwyższającym napięcie (ang. *boost converter*) [83, 90, 100, 146].
- przekształtnik sieciowy PWM pracuje jako falownik z jednostkowym współczynnikiem przesunięcia fazowego i prawie sinusoidalnymi prądami wyjściowymi. Przekształtnik PWM umożliwia przekazywanie mocy czynnej (zależnej od wartości poślizgu silnika i wartości obciążenia napędu) z obwodu prądu stałego do sieci zasilającej oraz zapewnia utrzymywanie napięcia kondensatora C na stałym zadanym poziomie U_{dc} , wynikającym z warunków kształtowania prądów wyjściowych przekształtnika PWM i z zakresu regulacji prędkości silnika.

4.1. Układ regulacji prędkości

W rozpatrywanym układzie kaskady przekształtnik impulsowy prądu stałego, pracujący w obwodzie pośredniczącym, jest źródłem napięcia dodatkowego o regulowanej wartości średniej U_{dd} i umożliwia przepływ energii wyłącznie z obwodu wirnika do obwodu przekształtnika PWM (Rys. 4.2). W klasycznych zastosowaniach przekształtnik impulsowy prądu stałego zasilany jest stałym napięciem wejściowym U_{dr} , natomiast regulowana jest wartość średnia napięcia wyjściowego U_{dc} albo poprzez zmianę czasu przewodzenia T_1 łącznika T_d przy stałej jego częstotliwości pracy, albo poprzez zmianę jego częstotliwości pracy przy stałym czasie T_1 [90, 100, 106, 146]. W układzie kaskady zachodzi odmienna sytuacja – wartość średnia napięcia wejściowego U_{dr} zdeterminowana jest przez poślizg silnika i maleje wraz ze wzrostem prędkości, natomiast wartość średnia napięcia wyjściowego U_{dc} przekształtnika impulsowego utrzymywana jest na stałym poziomie poprzez układ sterowania przekształtnika PWM. W zmodyfikowanym układzie kaskady pojemność C jest elementem wspólnym dla układu przekształtnika impulsowego i układu przekształtnika PWM.

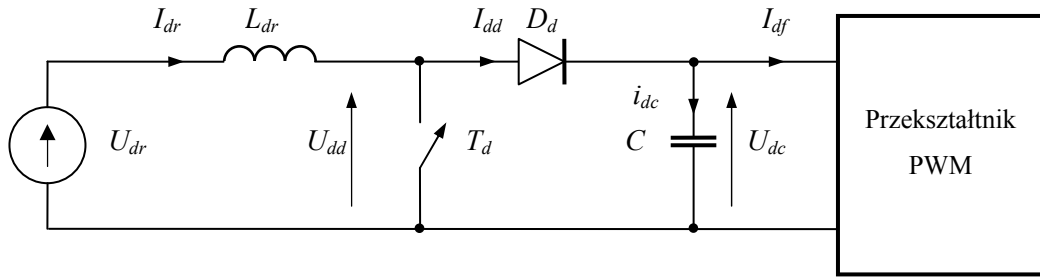
W ustalonym stanie pracy napędu, przy pomijalnie małej zmienności napięcia wyjściowego u_{dc} oraz przy założeniu równości mocy dostarczonej do układu P_{dr} i mocy odebranej z układu P_{dc} przekształtnika impulsowego:

$$P_{dr} = P_{dc} \Rightarrow U_{dr} I_{dr} = U_{dc} I_{dd} \quad (4.1)$$

między wartościami średnimi napięć U_{dr} i U_{dc} oraz pomiędzy wartościami średnimi prądów I_{dr} i I_{dd} układu z Rys. 4.2. zachodzą zależności [83, 90, 100, 146]:

$$U_{dr} = U_{dc} (1 - \varepsilon_{Td}) \quad (4.2)$$

$$I_{dd} = I_{dr} (1 - \varepsilon_{Td}) \quad (4.3)$$



Rys. 4.2. Układ przekształtnika impulsowego prądu stałego podwyższającego napięcie pracujący w zmodyfikowanym kaskadowym układzie napędowym

Współczynnik ε_{Td} jest nazywany współczynnikiem wypełnienia impulsów lub względnym czasem pracy łącznika T_d , zdefiniowanym jako:

$$\varepsilon_{Td} = \frac{T_1}{T} \quad (4.4)$$

gdzie T jest okresem pracy łącznika T_d . Współczynnik ε_{Td} , poprzez przekształcenie równań (4.2) i (4.3), można wyrazić w funkcji napięć lub prądów przekształtnika impulsowego jako:

$$\varepsilon_{Td} = 1 - \frac{U_{dr}}{U_{dc}} = 1 - \frac{I_{dd}}{I_{dr}} \quad (4.5)$$

W ustalonym stanie pracy napędu, dla określonego poślizgu oraz obciążenia, średnia wartość napięcia na indukcyjności L_{dr} jest równa zero, zatem średnia wartość napięcia U_{dr} jest równa średniej wartości napięcia U_{dd} na łączniku T_d . Wartość prądu I_{dr} , zgodnie z zależnością (3.36), zdeterminowana jest przez moment obciążenia T_m i nie zależy od prędkości obrotowej. Na podstawie (4.2) regulację prędkości silnika uzyskuje się w wyniku zmiany wartości współczynnika ε_{Td} , co prowadzi do zmiany wartości średniej napięcia U_{dr} , związanego z poślizgiem maszyny zależnością (przy pominięciu komutacji):

$$U_{dr} = 1,35 E_{20} s \quad (4.6)$$

W przypadku, gdy silnik pracuje ze stałym momentem mechanicznym T_m , wzrost prędkości obrotowej odpowiada zmniejszeniu wartości poślizgu silnika i napięcia U_{dr} (4.6), co uzyskuje się poprzez wzrost wartości współczynnika ε_{Td} (4.2). W rezultacie, przy stałej wartości I_{dr} , wartość prądu I_{dd} ulega zmniejszeniu (4.3). W przypadku, gdy prędkość napędu stabilizowana jest na stałym poziomie, czemu odpowiada stała wartość współczynnika ε_{Td} (4.2) i napięcia U_{dr} (4.6), wzrost obciążenia T_m wywołuje odpowiednio proporcjonalny wzrost prądu zarówno I_{dr} jak i prądu I_{dd} .

Pracujący w ten sposób układ przekształtnika impulsowego prądu stałego ma takie same własności jak transformator w systemach jednofazowych prądu przemiennego o zmiennej przekładni ε_{Td} [80, 100]. Z równań (4.2) i (4.3) wynika, że wielkościami zależnymi od wartości współczynnika ε_{Td} , są napięcie wejściowe U_{dr} i prąd I_{dd} przekształtnika impulsowego, natomiast wielkościami niezależnymi od pracy łącznika T_d są napięcie kondensatora U_{dc} oraz prąd wyprostowany I_{dr} .

Regulację prędkości w zmodyfikowanym układzie kaskady zapewnia układ regulatorów oznaczony literą A na Rys. 4.1. Układ ten składa się z:

- regulatora prędkości R_w typu PI ,
- regulatora histerezy RH_{Idr} prądu wyprostowanego I_{dr} o stałej szerokości pętli histerezy ΔI_{dr} , pracujący ze zmienną częstotliwością łączy f_{Td} .

Zastosowanie regulatora R_w typu PI przyczynia się do wyeliminowania uchybu prędkości w stanach ustalonych. Regulator R_w jest członem nieliniowym – sygnał wyjściowy tego regulatora ma wartość ograniczoną wynikającą z maksymalnej wartości prądu łącznika tranzystorowego T_d . Ograniczenie to, niezbędne z powodu ochrony łącznika T_d przed przeciążeniem prądowym, ma wpływ na wartość maksymalną momentu elektromagnetycznego silnika w stanach dynamicznych, co przyczynia się do wydłużenia stanów przejściowych związanych ze wzrostem prędkości obrotowej. Część liniową regulatora R_w opisuje transmitancja operatorowa $G_{Rw}(s)$ w postaci:

$$G_{Rw}(s) = K_w + \frac{1}{T_w s} \quad (4.7)$$

gdzie K_w i T_w są odpowiednio współczynnikiem wzmocnienia i czasem zdwojenia regulatora R_w . Wartości nastaw regulatora R_w dobrano na drodze badań symulacyjnych modelu matematycznego układu kaskady, co zostanie przedstawione w rozdziale 4.3.1 niniejszej pracy.

Sygnał wyjściowy $I_{dr\ ref}$ regulatora R_w jest sygnałem referencyjnym dla regulatora histerezy RH_{Idr} prądu wyprostowanego I_{dr} , sterującego pracą łącznika tranzystorowego T_d . Regulator RH_{Idr} sterując wartością średnią prądu I_{dr} reguluje wartość średnią momentu elektromagnetycznego silnika T_e . Stan łącznika T_d (stan przewodzenia lub stan wyłączenia) zależy od różnicy między wartością zadaną $I_{dr\ ref}$ a wartością chwilową prądu i_{dr} . Po przekroczeniu przez prąd i_{dr} wielkości zadanej, powiększonej o wartość połowy szerokości pętli histerezy ΔI_{dr} , następuje wyłączenie łącznika T_d . Po zmniejszeniu się prądu i_{dr} do wartości zadanej, pomniejszonej o połowę wartości histerezy, następuje załączenie łącznika T_d , tak by prąd i_{dr} znów narastał. Szybkość narastania i zmniejszania prądu i_{dr} jest proporcjonalna do chwilowej różnicy napięć u_{dr} (wartość tego napięcia zależy od wartości prędkości) i u_{dd} (napięcie o charakterze impulsowym, w czasie $(T - T_l)$ otwarcia łącznika T_d , o wartości napięcia kondensatora U_{dc} i o względnym czasie trwania równym $(1 - \varepsilon_{Td})$) występującej na dławiku L_{dr} , oraz odwrotnie proporcjonalna do indukcyjności L_{dr} . Czas, w którym prąd i_{dr} osiąga wartości $I_{dr\ ref} \pm 0,5\Delta I_{dr}$, wpływa na wartość częstotliwości pracy łącznika f_{Td} i na

wartość współczynnika ε_{Td} w wyniku czego pośrednio uzyskuje się regulację wartości średniej napięcia dodatkowego U_{dd} , co prowadzi do regulacji prędkości obrotowej.

Istotną zaletą regulatora histerezy, oprócz prostoty układu wynikającej z tego, że regulator zawiera w sobie funkcję modulatora formującego sygnał logiczny określający stan łącznika T_d , jest jego dobra dynamika [89, 90]. W przypadku, gdy wartość $I_{dr\ ref}$ znajdzie się poza strefą histerezy (np. na skutek skokowej zmiany prędkości zadanej n_{ref} lub skokowej zmiany momentu obciążenia T_m), regulator RH_{Idr} utrzymuje łącznik T_d w takim stanie, w którym prąd i_{dr} z maksymalną szybkością zmierza do wartości zadanej $I_{dr\ ref}$. Nie obserwuje się w tym przypadku zjawiska przeregulowania. Dokładność śledzenia prądu zależy od wartości pętli histerezy ΔI_{dr} , przy czym wraz ze zmniejszaniem wartości ΔI_{dr} następuje wzrost częstotliwości łączeń klucza T_d , co powoduje wzrost strat łączeniowych. Wadą regulatora RH_{Idr} , wynikającą z istoty jego działania, jest to, że łącznik T_d pracuje ze zmienną częstotliwością, zależną od prędkości napędu.

W regulatorze RH_{Idr} zastosowano stałą szerokość pętli histerezy ΔI_{dr} . W wyniku tego składowa zmienna prądu wyprostowanego, związana z pracą łącznika T_d , ma stałą amplitudę, niezależną od prędkości napędu, o wartości równej $0,5\Delta I_{dr}$, natomiast częstotliwość pracy f_{Td} łącznika T_d jest zmienna w szerokich granicach. W ustalonym stanie pracy napędu (dla określonej prędkości obrotowej) w układzie przekształtnika impulsowego prądu stałego między wartością międzyszczytową ΔI_{dr} składowej zmiennej prądu I_{dr} a częstotliwością pracy f_{Td} klucza T_d , indukcyjnością dławika L_{dr} oraz wartościami średnimi napięcia U_{dr} i U_{dc} zachodzi relacja [30, 83, 90, 100]:

$$\Delta I_{dr} \cong \frac{(U_{dc} - U_{dr})U_{dr}}{U_{dc}L_{dr}f_{Td}} \quad (4.8)$$

Na podstawie (4.8), uwzględniając równania (4.2) i (4.6), zmienną częstotliwość pracy f_{Td} łącznika przekształtnika impulsowego można wyrazić albo w funkcji współczynnika ε_{Td} :

$$f_{Td} = \frac{U_{dc}}{L_{dr}\Delta I_{dr}} \varepsilon_{Td} (1 - \varepsilon_{Td}) \quad (4.9)$$

albo w funkcji poślizgu s napędu:

$$f_{Td} = \frac{1,35U_{dc}E_{20}s - 1,82E_{20}^2s^2}{U_{dc}L_{dr}\Delta I_{dr}} \quad (4.10)$$

Z analizy równania (4.9) wynika, że największa częstotliwość pracy $f_{Td\ max}$ łącznika tranzystorowego wystąpi dla współczynnika ε_{Td} równego 0,5 i wynosi:

$$f_{Td\ max} = \frac{U_{dc}}{4L_{dr}\Delta I_{dr}} \quad (4.11)$$

Z (4.5), (4.6) i (4.10) wynika, że wartość $f_{Td \max}$ występuje dla poślizgu $s_{fd \max}$ równego:

$$s_{fd \max} = \frac{U_{dc}}{2 \cdot 1,35 E_{20}} \quad (4.12)$$

Dla poślizgów mniejszych od $s_{fd \max}$, co odpowiada wzrostowi prędkości obrotowej, częstotliwość f_d pracy klucza T_d maleje. Częstotliwość f_d jest kwadratową funkcją poślizgu silnika (4.10), natomiast współczynnik ε_{Td} jest liniową funkcją poślizgu:

$$\varepsilon_{Td} = 1 - \frac{1,35 E_{20}}{U_{dc}} s \quad (4.13)$$

4.1.1. Dobór elementów przekształtnika impulsowego prądu stałego

W impulsowych przekształtnikach prądu stałego indukcyjność L_{dr} ma za zadanie minimalizować amplitudę składowej zmiennej prądu wyprostowanego ($0,5\Delta I_{dr}$) [83, 90, 100, 106, 146]. Z zależności (4.8) wynika, że zmniejszenie tętnienia prądu uzyskuje się przez zwiększenie indukcyjności L_{dr} lub przez zwiększenie częstotliwości przełączeń f_{Td} .

W proponowanym układzie kaskady łącznik T_d przekształtnika impulsowego pracuje ze stałą szerokością pętli histerezy ΔI_{dr} . Na podstawie zależności (4.11) indukcyjność L_{dr} można dobrać pod kątem maksymalnej dopuszczalnej częstotliwości pracy f_{max} łącznika T_d (ograniczenie częstotliwości pracy związane jest z ograniczeniem strat łączeniowych oraz parametrami technicznymi łącznika), zakładając wartość ΔI_{dr} oraz wartość napięcia wyjściowego U_{dc} ¹²:

$$L_{dr} \geq \frac{U_{dc}}{4 f_{Td \max} \Delta I_{dr}} \quad (4.14)$$

Dla założonych wartości $U_{dc} = 300$ V, $\Delta I_{dr} = 2,4$ A, $f_{Td \max} = 3,5$ kHz minimalna indukcyjność dławika L_{dr} wynosi 8,93 mH. Do badań symulacyjnych i dla układu fizycznego zastosowano dławik L_{dr} o indukcyjności 10 mH.

Przebieg czasowy prądu wyjściowego przekształtnika i_{dd} ma kształt impulsów o wartości $I_{dr} + 0,5\Delta I_{dr}$ i czasie trwania wynikającym z aktualnej częstotliwości pracy f_{Td} łącznika i wartości współczynnika ε_{Td} tj.: $(1 - \varepsilon_{Td})/f_{Td}$. Prąd ten wywołuje pulsacje napięcia Δu_{dc} na kondensatorze C . Największe pulsacje napięcia Δu_{dc} wystąpią w przypadku, gdy $\varepsilon_{Td} = 0,5$ [80, 90, 146]. Pojemność C kondensatora dobrano dla przyjętych dopuszczalnych pulsacji Δu_{dc} , jakie mogą powstać przy przepływie maksymalnego prądu $I_{dr \max}$ przy zadanej maksymalnej częstotliwości przełączeń $f_{Td \max}$, na podstawie uproszczonej zależności [80, 90, 100, 146]:

¹² Kryterium doboru wartości napięcia U_{dc} przedstawiono w podrozdziale 4.2.1.

$$C = \frac{I_{dr\ max}}{4 f_{Td\ max} \Delta u_{dc}} \quad (4.15)$$

Dla wartości $I_{dr\ max} = 45$ A i założonych wartości $\Delta u_{dc} = 0,5$ V (co odpowiada 0,2 % wartości U_{dc}) oraz $f_{Td\ max} = 3,5$ kHz minimalna pojemność kondensatora C wynosi 6,43 mF. Do badań symulacyjnych i dla układu fizycznego zastosowano kondensator C o pojemności 6,6 mF.

4.2. Układ sterowania przekształtnika sieciowego

Przekształtnik sieciowy, pracujący w kaskadowym układzie napędowym jako falownik, odpowiedzialny jest za przekazywanie energii z obwodu wirnika silnika do sieci zasilającej oraz stabilizację napięcia na kondensatorze C . Kondensator C jest źródłem napięcia stałego dla układu przekształtnika sieciowego i układu przekształtnika impulsowego prądu stałego. W proponowanym rozwiązaniu w celu kształtowania prawie sinusoidalnego prądu wyjściowego falownika, którego podstawowa harmoniczna jest współfazowa z podstawową harmoniczną napięcia zasilania, do sterowania przekształtnika PWM zastosowano metodę bezpośrednią kształtowania prądu w układzie nadążnym [26, 61, 62, 89, 83, 90, 100, 106, 146]. Metoda ta znalazła zastosowanie także w sterowaniu silników prądu przemiennego metodami polowo-zorientowanymi [87, 89, 90, 100, 145] oraz w sterowaniu przekształtnikami pracującymi jako filtr aktywny [21, 100, 102, 130].

Układ sterowania przekształtnika PWM, oznaczony literą B na Rys. 4.1, składa się z:

- regulatorów histerezowych RH_{If} prądu falownika i_f , o stałej szerokości pętli histerezy ΔI_f ,
- układu synchronizacji i generacji sinusoidalnych prądów referencyjnych $i_{sin} = \sin \omega t$ 1(t) – układ USG_{SIN} ,
- regulatora R_u typu PI napięcia kondensatora U_{dc} wraz z układem korekcyjnym UK ,
- toru dodatniego sprzężenia zwrotnego (DSZ),
- filtrów dolnoprzepustowych (FDP), filtrujących określone sygnały pomiarowe.

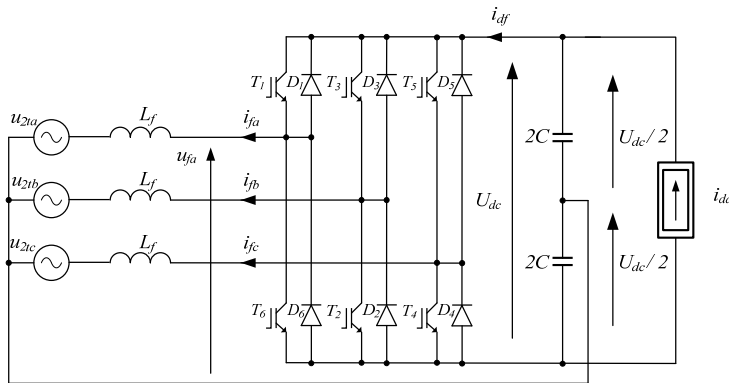
W układzie USG_{SIN} , na podstawie pomiaru dwóch napięć fazowych, generowane są trzy sygnały sinusoidalne i_{sin} . Każdy z tych sygnałów jest współfazowy z podstawową harmoniczną napięcia zasilającego danej fazy. W wyniku mnożenia sygnałów i_{sin} przez wartość amplitudy I_{fm} uzyskuje się dla każdej fazy prąd referencyjny falownika i_{fref} . Sygnał I_{fm} jest sumą sygnału wyjściowego I_{fdc} regulatora napięcia na kondensatorze R_u oraz sygnału I_{fe} z toru dodatniego sprzężenia zwrotnego DSZ . Wartość amplitudy sinusoidy prądu referencyjnego I_{fm} wynika z wartości mocy czynnej przekazywanej z obwodu wirnika do sieci zasilającej i jest funkcją aktualnego obciążenia i aktualnej prędkości napędu. Z sygnałami prądów referencyjnych i_{fref} porównywane są odpowiednie prądy wyjściowe falownika i_f . Powstające w wyniku porównania sygnały uchybu przekazywane są do regulatorów histerezowych RH_{If} sterujących łącznikami przekształtnika sieciowego tak, aby prądy i_f śledziły prądy referencyjne i_{fref} ze ściśle określoną dokładnością, wynikającą ze stałej szerokości pętli histerezy ΔI_f regulatorów RH_{If} .

$$i_{fref} - 0,5\Delta I_f \leq i_f \leq i_{fref} + 0,5\Delta I_f \quad (4.16)$$

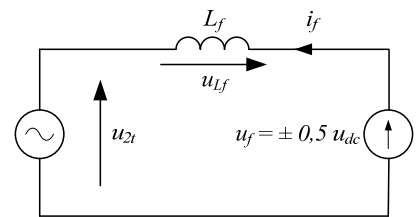
Kształtowanie prądów i_f jest możliwe pod warunkiem, że dla każdej chwili czasu wartość chwilowa napięcia fazowego zasilającego przekształtnik u_f jest mniejsza od wartości napięcia $0,5 U_{dc}$ na kondensatorze C . Dokładność śledzenia prądu referencyjnego zależy od szerokości pętli histerezy ΔI_f . Jednak wraz ze zmniejszeniem szerokości pętli histerezy rośnie częstotliwość łączenia łączników przekształtnika sieciowego, co powoduje że szerokość pętli nie może być dowolnie mała.

W proponowanym układzie napędowym zastosowano falownik sieciowy z dzieloną pojemnością, co czyni z trójfazowego przekształtnika PWM układ trzech falowników jednofazowych [90, 100, 146] (Rys. 4.3.a). Przekształtnik impulsowy prądu stałego dla układu falownika sieciowego stanowi źródło prądowe i_{dd} , gdzie prąd i_{dd} jest prądem wyjściowym przekształtnika impulsowego, który został przedstawiony na Rys. 4.2. Dla układu falownika jednofazowego półmostkowego amplituda napięcia wyjściowego falownika u_f jest równa połowie wartości napięcia źródła napięcia stałego U_{dc} (Rys. 4.3.b) – znak napięcia zależy od tego który z łączników, łącznik grupy anodowej czy łącznik grupy katodowej danej fazy, jest załączony.

a)



b)



Rys. 4.3. Układ przekształtnika sieciowego PWM pracującego w kaskadowym układzie napędowym: a) schemat ideowy, b) 1-fazowy schemat zastępczy; u_{2i} – napięcie fazowe strony wtórnej transformatora, L_f – indukcyjność dławika sieciowego i/lub indukcyjność zastępcza transformatora, C – pojemność kondensatora obwodu pośredniczącego, i_{dd} – źródło prądowe zastępujące przekształtnik impulsowy prądu stałego, i_f – prąd wyjściowy falownika dla faz a, b, c

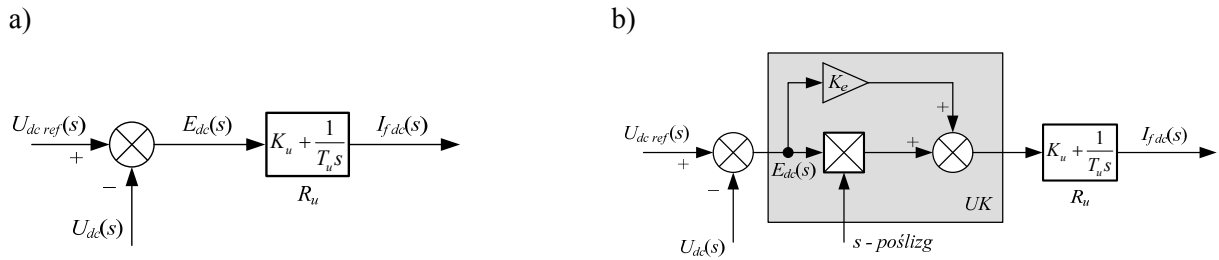
Częstotliwość przełączeń łączników $T_1 \div T_6$ jest zmienna i przy ustalonej szerokości pętli histerezy ΔI_f zależy od chwilowej różnicy napięcia wyjściowego falownika u_f i napięcia zasilania u_{2i} oraz od wartości indukcyjności L_f .

Wartość skuteczną prądu wyjściowego falownika I_f w funkcji poślizgu s i obciążenia napędu T_m można określić na podstawie bilansu mocy czynnej. Pomijając straty mocy czynnej w obwodzie wirnika i w obwodzie prądu wyprostowanego oraz straty łączeniowe przekształtnika impulsowego i przekształtnika sieciowego, między mocą czynną w obwodzie wirnika P_r a mocą czynną falownika P_f zachodzi zależność:

$$P_r = P_f \Rightarrow s\omega_o T_m = 3U_{2t} I_f \Rightarrow I_f = \frac{\omega_o}{3U_{2t}} s T_m \quad (4.17)$$

gdzie: U_{2t} – wartość skuteczna napięcia fazowego zasilającego falownik, ω_o – synchroniczna prędkość kątowna. Z zależności (4.17) wynika, że w kaskadowym układzie napędowym, pracującym ze stałym momentem obciążenia, wartość skuteczna prądu falownika I_f będzie malała wraz ze wzrostem prędkości obrotowej.

W układzie sterowania przekształtnikiem PWM zasadniczą rolę odgrywa układ stabilizacji napięcia na kondensatorze C , składający się z regulatora napięcia R_u typu PI oraz z układu korekcyjnego UK (Rys. 4.4). Układ regulacji napięcia zabezpiecza kondensator C przed wzrostem napięcia U_{dc} powyżej wartości referencyjnej $U_{dc\ ref}$, w przypadku skokowego wzrostu obciążenia lub skokowego zmniejszenia prędkości zadanej, oraz przed zmniejszeniem napięcia U_{dc} poniżej wartości $U_{dc\ ref}$, w przypadku skokowego zmniejszenia obciążenia lub skokowego wzrostu prędkości zadanej. Regulator napięcia R_u , na podstawie różnicy sygnałów pomiędzy wartością zadaną $U_{dc\ ref}$ a wartością rzeczywistą U_{dc} napięcia na kondensatorze C , wypracowuje wartość prądu I_{fdc} , który jest pierwszym składnikiem amplitudy prądu referencyjnego I_{fm} falownika.



Rys. 4.4. Układ regulacji napięcia U_{dc} : a) regulator R_u typu PI, b) regulator R_u typu PI wraz z układem korekcyjnym UK; $E_{dc}(s)$ – sygnał uchybu napięcia; K_e – wzmacnienie członu korekcyjnego; K_u , T_u – nastawy regulatora R_u

Obecność układu korekcyjnego (UK) w układzie regulacji napięcia U_{dc} (Rys. 4.4.b) wynika z potrzeby ograniczenia wpływu na kształtowanie prądów wyjściowych falownika PWM składowej zmiennej o niskiej częstotliwości występującej w napięciu wyprostowanym u_{dr} . Składowa ta ma zmienną częstotliwość, będącą funkcją prędkości obrotowej – częstotliwość tej składowej wynosi $6sf_1$. Składowa niskoczęstotliwościowa napięcia u_{dr} jest źródłem składowej niskoczęstotliwościowej w prądzie i_{dr} , która wraz ze wzrostem wzmacnienia K_w regulatora prędkości R_w , ma rosnący udział w prądzie i_{dr} i wywołuje tętnienia napięcia u_{dc} , które poprzez regulator napięcia R_u wywołują tętnienia składowej prądu I_{fdc} . Tętnienia składowej I_{fdc} , proporcjonalne do wzmacnienia K_u regulatora R_u , wywołują tętnienia prądu referencyjnego $i_{f\ ref}$. Dla dużych prędkości bliskich prędkości znamionowej tętnienia składowej I_{fdc} mają bardzo małą częstotliwość oraz stosunkowo dużą amplitudę względem amplitudy prądu wyjściowego falownika I_{fm} , którego wartość skuteczna określa zależność (4.17). Zjawisko to wpływa niekorzystnie na kształt prądu wyjściowego falownika, odkształcając go od sinusoidy i wprowadzając niepożądane niskoczęstotliwościowe składowe w widmie tego prądu. Dla średnich i małych prędkości silnika częstotliwość składowej zmiennej prądu I_{fdc} rośnie a amplituda tej

składowej względem amplitudy prądu wyjściowego falownika I_{fm} znacznie maleje, w wyniku czego udział składowej zmiennej I_{fdc} w procesie kształtowania prądu staje się pomijalnie mały. Użycie filtra dolnoprzepustowego o dużej stałej czasowej na wejściu lub wyjściu regulatora R_u , w celu wyeliminowania z sygnału I_{fdc} składowej o niskiej częstotliwości, znacznie pogorszyłoby dynamikę napięcia u_{dc} na kondensatorze C . W celu osłabienia tego zjawiska dla dużych prędkości napędu, w układzie korekcyjnym UK sygnał uchybu napięcia $e_{dc} = u_{dc\ ref} - u_{dc}$ mnożony jest przez poślizg napędu oraz przez stałą $K_e < 1$ i po sumowaniu w sumatorze podawany jest na wejście regulatora R_u typu PI (Rys. 4.4.b). Skuteczność tak przeprowadzonej korekcji w kształtowaniu prądu wyjściowego falownika zostanie przedstawiona w rozdziale 4.3.2.

Wprowadzenie dodatniego sprzężenia zwrotnego (DSZ) wnosi do układu sterowania falownika natychmiastową informację bądź o zmianie obciążenia, bądź o zmianie prędkości napędu, co wpływa korzystnie na dynamikę napięcia u_{dc} [119, 120]. W wyniku zastosowania DSZ układ przekształtnika sieciowego charakteryzuje się mniejszymi uchybami napięcia u_{dc} w stanach dynamicznych napędu, co także zostanie przedstawione w rozdziale 4.3.2. Sygnałami wejściowymi dla toru DSZ są odfiltrowane sygnały prędkości n_m i prądu I_{dr} (Rys. 4.1). Charakterystykę zewnętrzną przekształtnika niesterowanego pracującego w obwodzie wirnika opisuje zależność [14, 65, 135]:

$$U_{dr} = 1,35 E_{20} s - 2 R_r I_{dr} - \left(2 R'_s + \frac{3(X_r + X'_s)}{\pi} \right) s I_{dr} - 2 \Delta U_d \quad (4.18)$$

gdzie R_r , X_r – rezystancja i reaktancja wirnika; R'_s , X'_s – rezystancja i reaktancja stojana sprowadzona na stronę wirnika, ΔU_d – spadek napięcia na elementach półprzewodnikowych mostka.

Na podstawie dwóch pierwszych składników równania (4.18) oraz na podstawie bilansu mocy w obwodzie pośredniczącym:

$$U_{dr} I_{dr} = 3 U_{2t} I_{fe} \quad (4.19)$$

w torze DSZ odtworzono wartość I_{fe} , drugiego składnika amplitudy prądu wyjściowego falownika I_{fm} :

$$I_{fe} = \frac{(1,35 E_{20} s - 2 R_r I_{dr}) I_{dr}}{3 U_{2t}} \quad (4.20)$$

4.2.1. Dobór elementów układu przekształtnika PWM

Poprawna praca przekształtnika sieciowego w kaskadowym układzie napędowym, tzn. kształtowanie prawie sinusoidalnego prądu wyjściowego falownika, zależy od wzajemnej relacji napięcia zasilania i napięcia stałego na wejściu falownika oraz od indukcyjności dławików sieciowych L_f [21, 43, 61, 62, 73, 83, 84, 90, 100, 106, 119].

W literaturze powszechnie przyjmuje się, że wartość napięcia stałego U_{dc} przekształtnika PWM musi być większa od maksymalnej wartości międzyfazowego napięcia sieci w celu pełnej

kontroli procesu kształtowania prądu przekształtnika. W proponowanym układzie kaskady warunek ten sprowadza się do następującej zależności:

$$0,5U_{dc} > \sqrt{2}U_{2t} \quad (4.21)$$

W rozpatrywanym układzie napędowym poziom napięcia U_{dc} w obwodzie pośredniczącym uzależniony jest dodatkowo od wymaganego zakresu regulacji prędkości napędu, któremu odpowiada poślizg maksymalny s_{max} . Aby w układzie przekształtnika impulsowego prądu stałego była możliwa regulacja prądu wyprostowanego I_{dr} , będącego miarą momentu obciążenia, od 0 do wartości dopuszczalnej $I_{dr max}$ w całym zakresie regulacji prędkości obrotowej, musi być spełniona relacja (4.22) między maksymalną chwilową wartością napięcia wyprostowanego $u_{dr max}$ a wartością średnią napięcia U_{dc} na kondensatorze C :

$$u_{dr max} = \sqrt{2}E_{20}s_{max} < U_{dc} \quad (4.22)$$

Dla przyjętego zakresu regulacji prędkości $s_{max} = 1$ oraz dla $E_{20} = 165$ V wartość $u_{dr max}$ wynosi 233 V. W układzie laboratoryjnym zastosowano transformator dopasowujący 7 kVA o skojarzeniu Y_{yn} i o przekładni napięciowej 400/100, zatem z warunku (4.21) otrzymuje się $U_{dc min} > 2\sqrt{2}U_{2t} = 163,3$ V. Biorąc pod uwagę warunki (4.21) i (4.22) w zmodyfikowanym układzie kaskady poziom napięcia U_{dc} przyjęto równy 300 V.

Minimalną wartość pojemności kondensatora C przekształtnika sieciowego PWM umożliwiającego przepływ zmiennej mocy czynnej w zakresie wartości od 0 do P_{max} , przy napięciu referencyjnym U_{dc} i dopuszczalnej minimalnej wartości napięcia $U_{dc min}$ wynikającej z warunku (4.21) można wyznaczyć z uproszczonej zależności [84, 100]:

$$C \geq \frac{2P_{max}}{f_1(U_{dc}^2 - U_{dc min}^2)} \quad (4.23)$$

Dla $P_{max} = 7$ kW, $U_{dc} = 300$ V, $U_{dc min} = 163$ V minimalna wartość pojemności kondensatora C wynosi 4,4 mF i jest mniejsza od wartości wynikającej z warunku (4.15), wyznaczonego dla układu przekształtnika impulsowego prądu stałego.

Wartość indukcyjności dławika sieciowego L_f wpływa na stromość narastania prądu wyjściowego falownika i_f [84, 100]. Z Rys. 4.3.b wynika, że:

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{\sigma u_f - u_{2t}}{L_f} \quad (4.24)$$

gdzie σ jest znakiem napięcia wyjściowego falownika, wynikającym z aktualnie załączonego łącznika przekształtnika PWM dla danej fazy. Regulator histerezowy RH_f o szerokości pętli histerezy ΔI_f wywołuje załączenie łącznika danej fazy na czas t_z :

$$t_z \approx \frac{\Delta I_f}{\left| \frac{di_f}{dt} \right|} = \frac{L_f \Delta I_f}{|\sigma u_f - u_{2t}|} \quad (4.25)$$

Załączeniu łącznika z grupy katodowej określonej fazy odpowiada zmniejszanie prądu i_f w tej fazie o wartości ΔI_f pod wpływem różnicy napięć $|u_f - u_{2t}|$ w czasie t_{z1} , natomiast załączeniu łącznika z grupy anodowej określonej fazy odpowiada narastanie prądu i_f w tej fazie o wartości ΔI_f pod wpływem różnicy napięć $| - u_f - u_{2t}|$ w czasie t_{z2} . Stąd na podstawie (4.25) aktualna częstotliwość przełączeń łączników przekształtnika PWM f_f wynosi:

$$f_f = \frac{1}{t_{z1} + t_{z2}} = \frac{1}{\frac{L_f \Delta I_f}{u_f - u_{2t}} + \frac{L_f \Delta I_f}{u_f + u_{2t}}} = \frac{u_f^2 - u_{2t}^2}{2 L_f \Delta I_f u_f} \quad (4.26)$$

Dla $u_f = 0,5 U_{dc}$ maksymalną częstotliwość przełączeń f_{fmax} uzyskuje się dla $u_{2t} = 0$:

$$f_{fmax} = \frac{U_{dc}}{4 \Delta I_f L_f} \quad (4.27)$$

Na podstawie (4.27) można wyznaczyć minimalną wartość indukcyjności dławika L_{fmin} dla założonej, maksymalnej częstotliwości pracy f_{fmax} łączników przekształtnika PWM:

$$L_{fmin} = \frac{U_{dc}}{4 \Delta I_f f_{fmax}} \quad (4.28)$$

Dla $U_{dc} = 300$ V oraz założonej wartości $\Delta I_f = 2$ A i założonej maksymalnej częstotliwości pracy tranzystorów $f_{fmax} = 7,5$ kHz uzyskano wartość indukcyjności L_f równą 5 mH.

4.3. Badania symulacyjne kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM

W rozdziale 3.3 przedstawiono model matematyczny kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM, utworzony w środowisku MATLAB/Simulink, z wykorzystaniem elementów biblioteki SimPowerSystems wersji 2.3 (Rys. 3.24) wraz z przykładowymi przebiegami czasowymi prądów układu dla wybranego stanu ustalonego. W niniejszym podrozdziale zostaną przedstawione wyniki badań symulacyjnych modelu matematycznego kaskadowego układu napędowego dotyczące:

- syntezy układu regulacji prędkości obrotowej i napięcia u_{dc} na kondensatorze C przekształtnika PWM;
- dynamiki układu napędowego przy skokowych zmianach prędkości zadanej i momentu obciążenia;

- wpływu toru DSZ oraz układu korekcyjnego regulatora R_u na przebiegi przejściowe prędkości obrotowej i napięcia u_{dc} oraz na proces kształtowania prądów wyjściowych falownika i_f .

Ponadto zostaną przedstawione przebiegi czasowe napięć i prądów w obwodzie wyprostowanym prądu stałego oraz przebiegi czasowe prądów wyjściowych falownika i_f wraz z analizą widmową w stanach ustalonych napędu. Parametry elementów układu przekształtnika impulsowego prądu stałego i układu przekształtnika sieciowego PWM w modelu matematycznym przyjęto zgodnie z warunkami (4.14), (4.15), (4.21), (4.22) i (4.28). Pozostałe parametry modelu matematycznego układu kaskadowego zawarto w Załączniku 2.

4.3.1. Synteza nastaw regulatorów układu sterowania i dynamika układu napędowego

Rolą zamkniętego układu regulacji prędkości jest:

- stabilizacja prędkości obrotowej n_m na zadanym poziomie w obecności zakłócenia (zmiany momentu obciążenia T_m) – optymalizacja statyczna;
- zapewnienie odpowiednich przebiegów przejściowych prędkości obrotowej przy zmianach prędkości zadanej $n_{m\ ref}$. Przebiegi przejściowe prędkości obrotowej powinny charakteryzować się krótkim czasem odpowiedzi i niewielkim przeregulowaniem (zgodnym z wymogami realizowanego procesu technologicznego), nie przekraczającym 5 % – optymalizacja dynamiczna.

Rolą układu regulacji napięcia u_{dc} kondensatora C jest stabilizacja tego napięcia przy zmianach prędkości zadanej lub zmianach obciążenia napędu. Zmiany te powodują zmiany wartości mocy czynnej P_{dr} zwracanej z obwodu wirnika do sieci zasilającej. Przesyłaniu mocy czynnej P_{dr} powinny towarzyszyć jak najmniejsze zmiany energii zgromadzonej w kondensatorze.

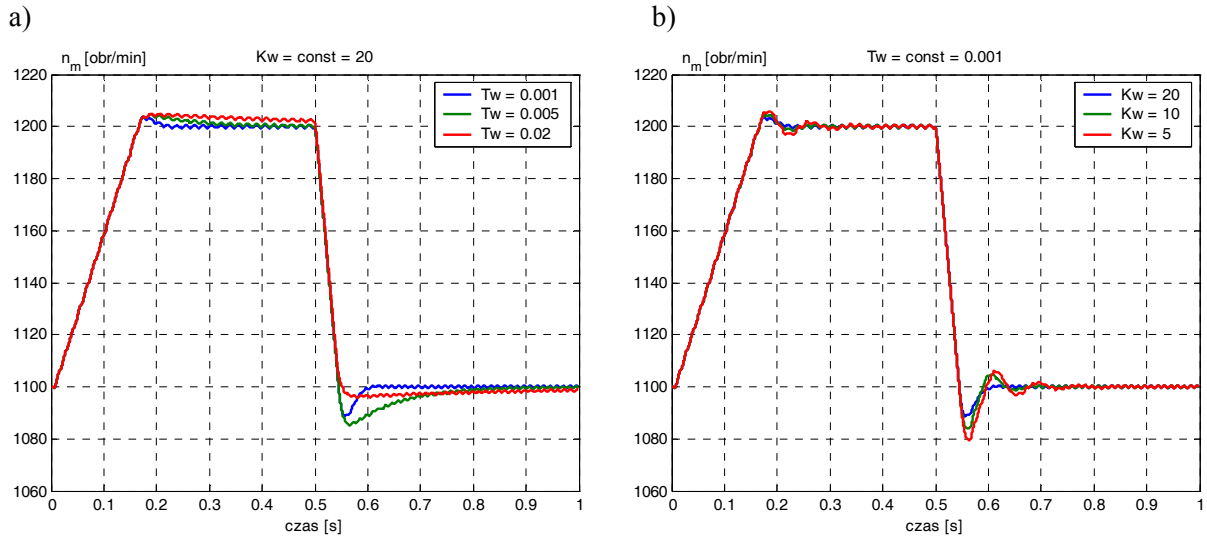
Zastosowanie w układach sterowania prędkością obrotową i napięcia u_{dc} regulatorów typu PI zapewnia uzyskanie astatycznych układów regulacji względem sygnałów sterujących (prędkości zadanej $n_{m\ ref}$ i napięcia zadanego $u_{dc\ ref}$) i sygnału zakłócającego (momentu obciążenia) [14, 71, 87, 99, 135, 136, 144]. Nastawy regulatorów R_w i R_u mają zasadniczy wpływ na parametry charakterystyk dynamicznych (przeregulowanie i czas odpowiedzi) układu napędowego.

Nastawy regulatorów R_w i R_u modelu matematycznego kaskadowego układu napędowego dobrano na podstawie badań symulacyjnych. Napęd obciążono stałym, nominalnym momentem mechanicznym T_n . Napięcie u_{dc} na kondensatorze C stabilizowano na stałym poziomie, równym 300 V. Przy tych warunkach dokonywano skokowych zmian prędkości zadanej $n_{m\ ref}$. Najpierw założono wzrost wartości $n_{m\ ref}$ z 1100 obr/min do 1200 obr/min, a następnie zmniejszenie $n_{m\ ref}$ do wartości 1100 obr/min. Na przebieg przejściowy n_m nałożono ograniczenie, aby przy skokowych zmianach $n_{m\ ref}$, przeregulowanie prędkości nie przekraczało 5 %. Jako kryterium porównawcze przyjęto wartość przeregulowania oraz czas regulacji.

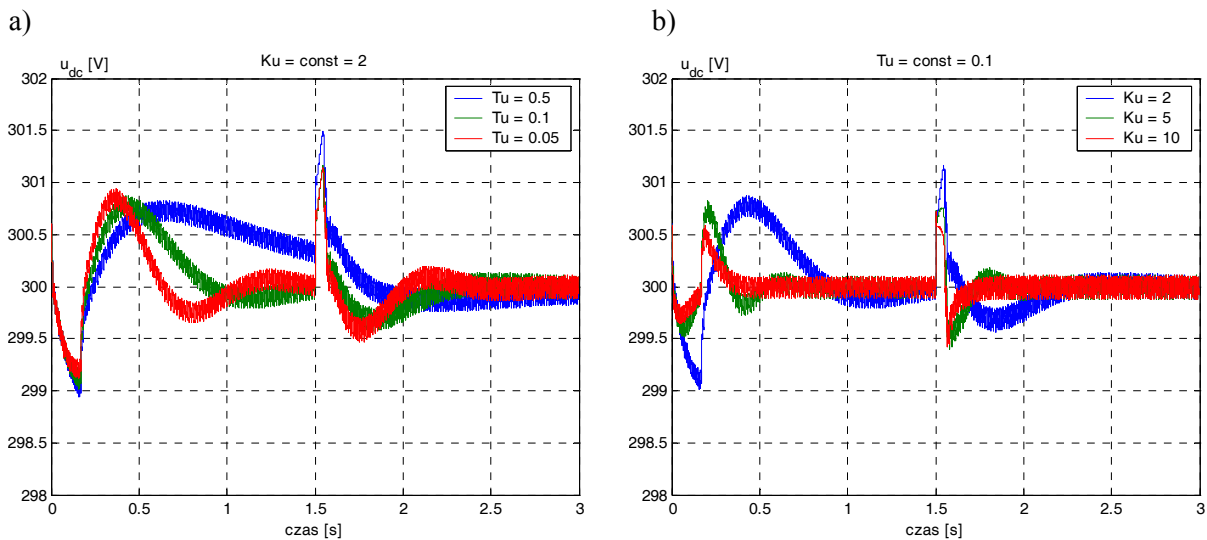
Wyniki badań symulacyjnych, ilustrujące wpływ wartości współczynników wzmocnienia K_w , K_u i czasu zdwojenia T_w , T_u regulatorów R_w i R_u na przebiegi przejściowe prędkości obrotowej n_m i napięcia u_{dc} , przy skokowych zmianach $n_{m\ ref}$ i stałym momencie obciążenia, przedstawiono na charakterystykach czasowych na Rys. 4.5 i na Rys. 4.6.

Wzrost wartości czasu zdwojenia T_w regulatora prędkości R_w , przy stałej wartości współczynnika wzmocnienia K_w tego regulatora, powoduje wydłużenie czasu regulacji prędkości obrotowej oraz wzrost przeregulowania (Rys. 4.5.a). W modelu matematycznym, dla $K_w = 20$ i zmiennej wartości T_w uzyskano przeregulowanie prędkości w granicach 3÷5 %, w przypadku wzrostu prędkości zadanej, oraz przeregulowanie w granicach 4÷11 %, w przypadku skokowego zmniejszenia $n_{m\ ref}$. Natomiast przy zachowaniu stałej wartości T_w regulatora R_w zwiększenie wartości K_w powoduje zmniejszenie przeregulowania i zmniejszenie oscylacyjności przebiegu przejściowego prędkości oraz skrócenie czasu regulacji (Rys. 4.5.b). Dla $T_w = 0,001$ s i zmiennej wartości K_w uzyskano, w porównaniu do przypadku gdy wartość K_w była stała, przeregulowanie prędkości w tych samych granicach, dla wzrostu prędkości zadanej, oraz przeregulowanie w granicach 10÷20 %, dla skokowego zmniejszenia $n_{m\ ref}$.

W przypadku regulatora R_u napięcia u_{dc} , przy skokowych zmianach $n_{m\ ref}$, dla stałej wartości współczynnika wzmocnienia $K_u = 2$, wzrostowi czasu zdwojenia T_u odpowiada dłuższy czas regulacji i mniejsza oscylacyjność przebiegu przejściowego napięcia u_{dc} (Rys. 4.6.a). Maksymalna wartość uchybu napięcia u_{dc} praktycznie nie zależy od wartości T_u i przy skokowych zmianach $n_{m\ ref}$ nie przekracza 1,5 V. Wartość uchybu napięcia u_{dc} przy skokowych zmianach $n_{m\ ref}$ można zmniejszyć do 0,5 V zwiększając wartość wzmocnienia K_u regulatora R_u , przy utrzymaniu stałej wartości nastawy T_u regulatora R_u (Rys. 4.6.b). Ponadto wzrost wartości K_u przyczynia się do skrócenia czasu regulacji i zmniejszenia oscylacyjności przebiegów przejściowych napięcia u_{dc} . Dla nastaw $K_u = 10$ i $T_u = 0,1$ s przebiegi przejściowe napięcia u_{dc} kondensatora C mają charakter aperiodyczny o najmniejszej wartości uchybu, z pośród analizowanych przypadków.



Rys. 4.5. Wpływ nastaw regulatora prędkości R_w na przebiegi przejściowe prędkości obrotowej n_m przy skokowych zmianach prędkości zadanej $n_{m ref}$, dla kaskadowego układu napędowego obciążonego stałym, nominalnym momentem mechanicznym T_n : a) zmiany wartości czasu zdwojenia T_w regulatora R_w , b) zmiany wartości współczynnika wzmocnienia K_w regulatora R_w



Rys. 4.6. Wpływ nastaw regulatora napięcia R_u na przebiegi przejściowe napięcia obwodu pośredniczącego przy skokowych zmianach prędkości zadanej $n_{m ref}$, dla kaskadowego układu napędowego obciążonego stałym, nominalnym momentem mechanicznym T_n : a) zmiany wartości czasu zdwojenia T_u regulatora R_u , b) zmiany wartości współczynnika wzmocnienia K_u regulatora R_u

Dopuszczenie przeregulowania w przebiegu przejściowym prędkości obrotowej przy skokowych zmianach $n_{m ref}$ prowadzi do tego, że czas odpowiedzi prędkości obrotowej n_m na zmianę sygnału zadającego $n_{m ref}$ jest niezależny od nastaw regulatora R_w (Rys. 4.5). Z równania (3.9) modelu matematycznego silnika wynika, że czas tej odpowiedzi jest odwrotnie proporcjonalny do momentu dynamicznego T_{dyn} , jaki rozwija silnik obciążony momentem T_m , oraz jest wprost proporcjonalny do zadanego przyrostu prędkości kątowej $\Delta\omega$:

$$\Delta t = \frac{J}{T_{dyn}} \Delta\omega = \frac{J \Delta\omega}{T_{emax} - T_m} \quad (4.29)$$

Na podstawie (4.29) można stwierdzić, że w stanach dynamicznych związanych ze skokową zmianą $n_{m\ ref}$ przy stałym momencie obciążenia T_m , czas odpowiedzi prędkości obrotowej będzie najkrótszy wtedy, gdy silnik będzie rozwijać maksymalny moment elektromagnetyczny $T_{e\ max}$ w ciągu całego czasu trwania okresu przejściowego. Momentowi $T_{e\ max}$ odpowiada przepływ maksymalnego prądu w obwodzie wyprostowanym $I_{dr\ max}$. Dla małych wartości uchybu prędkości prąd I_{dr} w obwodzie wyprostowanym będzie miał wartość $I_{dr\ max}$ tylko wtedy, gdy wartość wzmocnienia K_w regulatora R_w będzie odpowiednio duża. Z kolei duża wartość wzmocnienia K_w wywoła przeregulowania prędkości obrotowej, zatem minimalizacja czasu odpowiedzi prędkości obrotowej na skokową zmianę $n_{m\ ref}$ prowadzi do przeregulowania prędkości obrotowej.

W kaskadowym układzie napędowym ze względu na dopuszczalne wartości prądu tranzystora T_d pracującego w układzie przekształtnika impulsowego prądu stałego ustawiono ograniczenie na wartość chwilową prądu i_{dr} na poziomie odpowiadającym $1,3 I_{drn}$. Ograniczenie to powoduje wydłużenie czasu odpowiedzi prędkości obrotowej na zmiany $n_{m\ ref}$.

Na rysunkach Rys. 4.7. ÷ Rys. 4.10. przedstawiono wyniki symulacji typowych stanów dynamicznych układu napędowego dla dwóch różnych nastaw regulatora prędkości R_w :

- przypadek I – nastawy regulatora R_w o wartościach $K_w = 2$, $T_w = 0,5$ s zapewniają przebiegi przejściowe prędkości obrotowej o charakterze aperiodycznym przy skokowych zmianach prędkości zadanej $n_{m\ ref}$,
- przypadek II – nastawy regulatora R_w o wartościach $K_w = 20$, $T_w = 0,001$ s zapewniają przebiegi przejściowe prędkości obrotowej o najkrótszym czasie odpowiedzi z 5 % przeregulowaniem przy skokowych zmianach prędkości zadanej $n_{m\ ref}$.

W każdym z tych przypadków nastawy regulatora R_u napięcia u_{dc} miały jednakową, stałą wartość $K_u = 10$ i $T_u = 0,1$ s, zapewniające najmniejsze uchyby napięcia u_{dc} w stanach dynamicznych.

Dla powyższych nastaw regulatorów R_w i R_u przeprowadzono symulacje skokowych zmian prędkości obrotowej $n_{m\ ref}$ przy stałym nominalnym momencie obciążenia T_n (Rys. 4.7 – Rys. 4.8) oraz skokowych zmian momentu T_m przy niezmienniej wartości $n_{m\ ref}$ (Rys. 4.9 – Rys. 4.10). Badania symulacyjne stanów dynamicznych kaskadowego układu napędowego przeprowadzono przy sinusoidalnym napięciu zasilania. Na rysunkach Rys. 4.7 ÷ Rys. 4.10 w stanach dynamicznych napędu, oprócz przebiegów przejściowych prędkości obrotowej n_m i napięcia u_{dc} , przedstawiono przebiegi czasowe prądu wyprostowanego i_{dr} , prądu wyjściowego falownika PWM i_f , prądu wirnika i_r , momentu elektrycznego silnika t_e odniesionego do momentu znamionowego T_n , oraz prądu kaskady i_k i prądu silnika i_s na tle fazowego napięcia zasilania dla jednej wybranej fazy.

Żądanie aperiodyczności przebiegu przejściowego prędkości obrotowej przy skokowych zmianach $n_{m\ ref}$ sprowadza się do zmniejszenia wartości współczynnika wzmocnienia K_w i wydłużenia czasu zdwojenia T_w regulatora prędkości R_w . Wartości nastaw regulatora R_w w przypadku I sprawiają, że przy skokowym wzroście $n_{m\ ref}$ wartość prądu I_{dr} równa jest wartości prądu $I_{dr\ max}$ jedynie w początkowym etapie stanu przejściowego, co prowadzi do wydłużenia czasu regulacji prędkości

obrotowej. Wartości nastaw regulatora R_w w przypadku II powodują natomiast utrzymanie wartości prądu I_{dr} na poziomie $I_{dr\max}$ przez cały czas trwania stanu przejściowego, co przyczynia się do krótszego czasu odpowiedzi prędkości obrotowej na skokowy wzrost $n_{m\text{ref}}$ (Rys. 4.7.a-b).

Silnik pierścieniowy pracujący w układzie kaskady podsynchronicznej nie może rozwijać momentu elektrycznego $T_{e\max}$ z przeciwnym znakiem z powodu obecności mostka diodowego w obwodzie wirnika – prąd i_{dr} w obwodzie wyprostowanym może płynąć tylko w jednym kierunku. Przy skokowym obniżeniu prędkości $n_{m\text{ref}}$ największa wartość momentu dynamicznego, zgodnie z zależnością (4.29), wystąpi wówczas, gdy silnik będzie obciążony w tym stanie jedynie momentem obciążenia, co oznacza, że najszybsze osiągnięcie niższej prędkości realizowane jest na drodze wybiegu. Czas odpowiedzi układu napędowego na skokowe obniżenie prędkości zadanej jest odwrotnie proporcjonalny do momentu obciążenia. Dowolna wartość momentu elektrycznego t_e większa od zera, jaka jest rozwijana przez silnik w trakcie obniżania prędkości, zmniejsza wartość momentu dynamicznego i wydłuża procesy przejściowe. Zatem z punktu widzenia szybkości odpowiedzi układu napędowego w trakcie obniżania prędkości prąd i_{dr} w obwodzie pośredniczącym powinien zmaleć do zera – to zapewniają nastawy regulatora dla przypadku II (Rys. 4.8.a-b,i). Zanik prądu i_{dr} w obwodzie wyprostowanym powoduje chwilowy zanik prądu wyjściowego falownika i_f (Rys. 4.8.b,d) – prąd kaskady i_k staje się wówczas prądem silnika i_s .

Z punktu widzenia układu regulacji prędkości moment obciążenia jest sygnałem zakłócającym. Sygnałem referencyjnym dla regulatora histerezy $RH_{I_{dr}}$ prądu wyprostowanego jest sygnał wyjściowy regulatora R_w i nastawy regulatora R_w mają decydujący wpływ na stabilizację prędkości obrotowej przy skokowych zmianach momentu obciążenia (Rys. 4.9 – Rys. 4.10). Mały współczynnik wzmocnienia K_w regulatora R_w , korzystny z punktu widzenia kształtowania charakterystyk dynamicznych prędkości obrotowej przy skokowych zmianach prędkości zadanej napędu obciążonego stałym momentem mechanicznym, prowadzi do dużych uchybów prędkości o długim czasie trwania w przypadku skokowych zmian momentu obciążenia przy stabilizacji prędkości obrotowej na zadanym poziomie. Skokowym zmianom momentu obciążenia rzędu 20 % towarzyszy powstawanie uchybu rzędu 3 % o czasie trwania 3 s (Rys. 4.9.a, b, i – Rys. 4.10.a, b, i). Wzrost współczynnika wzmocnienia K_w regulatora R_w powoduje znaczną redukcję uchybu i czasu trwania stanu przejściowego. Przy dziesięciokrotnym wzroście K_w dla 20 % zmian momentu T_m uzyskuje się uchyby prędkości nieprzekraczające 0,3 % o czasie trwania 0,05 s.

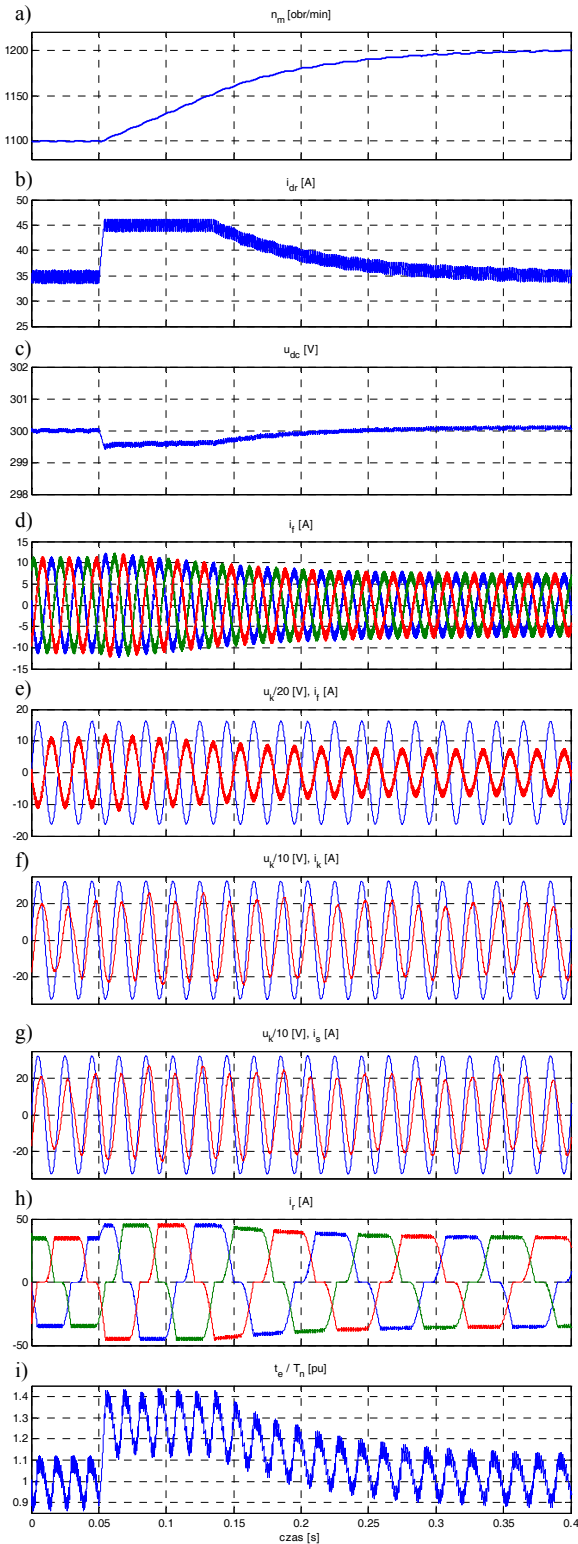
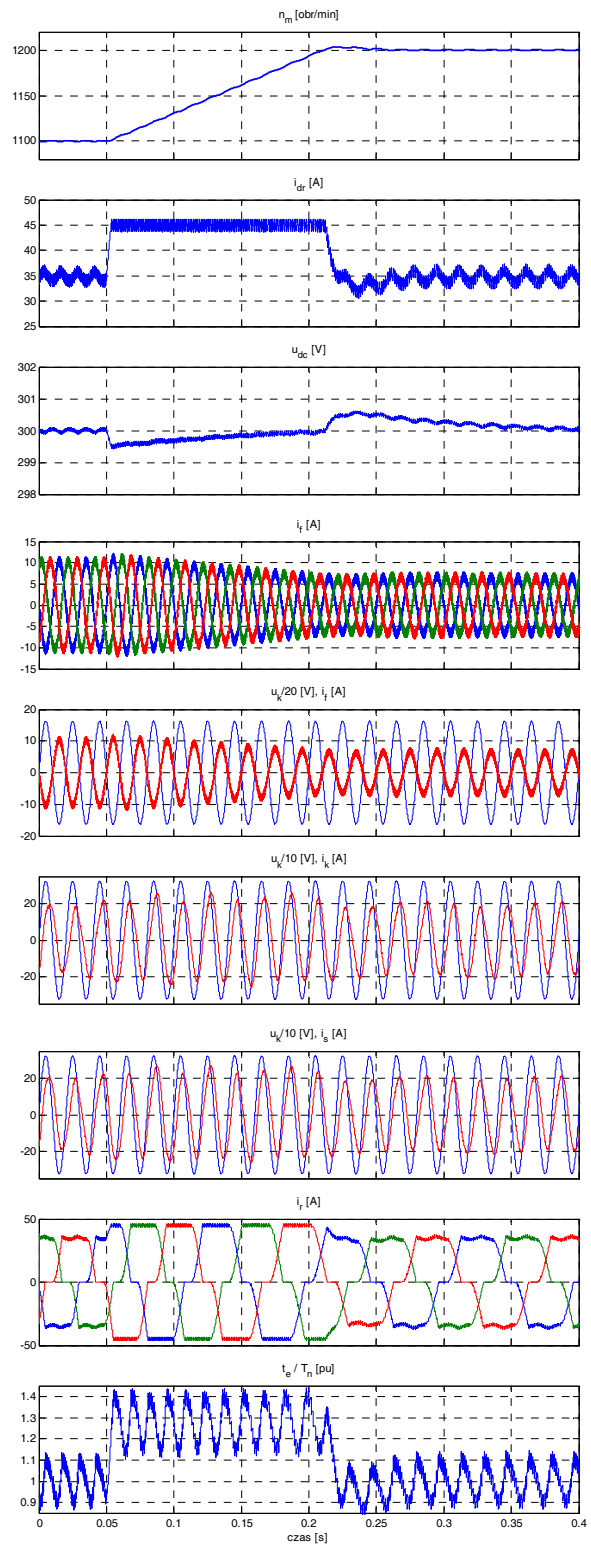
Wraz ze wzrostem współczynnika wzmocnienia K_w regulatora R_w w przebiegach czasowych prądu wyprostowanego i_{dr} i napięcia kondensatora u_{dc} uwidacznia się składowa zmienna o częstotliwości $6sf_1$ – rola tej składowej zostanie szerzej omówiona w następnym podrozdziale (Rys. 4.7.b-c – Rys. 4.10.b-c). Nastawy regulatora R_w nie wpływają na wartość uchybu napięcia u_{dc} w dowolnym stanie dynamicznym (Rys. 4.7.c – Rys. 4.10.c) – za stabilizację napięcia u_{dc} na poziomie 300 V odpowiedzialny jest regulator napięcia R_u , który nie dopuszcza do powstawania uchybów większych od 1 V (co stanowi 0,3 % $U_{dc\text{ref}}$).

Dla dowolnych stanów dynamicznych kaskadowego układu napędowego układ sterowania falownika PWM zapewnia prawie sinusoidalne przebiegi prądów wyjściowych i_f przekształtnika sieciowego oraz współzawołność ich podstawowej harmonicznej z podstawową harmoniczną napięcia zasilania u_k (Rys. 4.7.d-e – Rys. 4.10.d-e). Przesunięcie fazowe o 180° między prądem i_f a napięciem u_k danej fazy świadczy o zwrocie mocy czynnej P_{dr} do sieci zasilającej.

Przebiegi prądu zasilania i_k w stanach ustalonych (Rys. 4.7.f – Rys. 4.10.f) są odkształcone ze względu na odkształcenie prądu stojana i_s (Rys. 4.7.g – Rys. 4.10.g). Odkształcony prąd i_s jest wynikiem odkształconego prądu wirnika i_r . Źródłem tego odkształcenia jest praca mostka diodowego w obwodzie wirnika. Częstotliwość prądu i_r zmienia się w funkcji prędkości obrotowej, natomiast jego amplituda zmienia się wraz ze zmianą wartości T_m (Rys. 4.7.h – Rys. 4.10.h). Trapezowy kształt prądu i_r powoduje tętnienia wartości chwilowej momentu elektrycznego t_e silnika (Rys. 4.7.i – Rys. 4.10.i). Tętnienia momentu t_e nie przekraczają 20 % wartości T_n i nie mają negatywnego wpływu na pracę napędu. Ograniczenie wartości chwilowej prądu i_{dr} powoduje ograniczenie maksymalnego momentu elektrycznego silnika $T_{e\max}$ w stanach dynamicznych związanych ze wzrostem prędkości obrotowej na poziomie równym $1,3 T_n$ (Rys. 4.7.i).

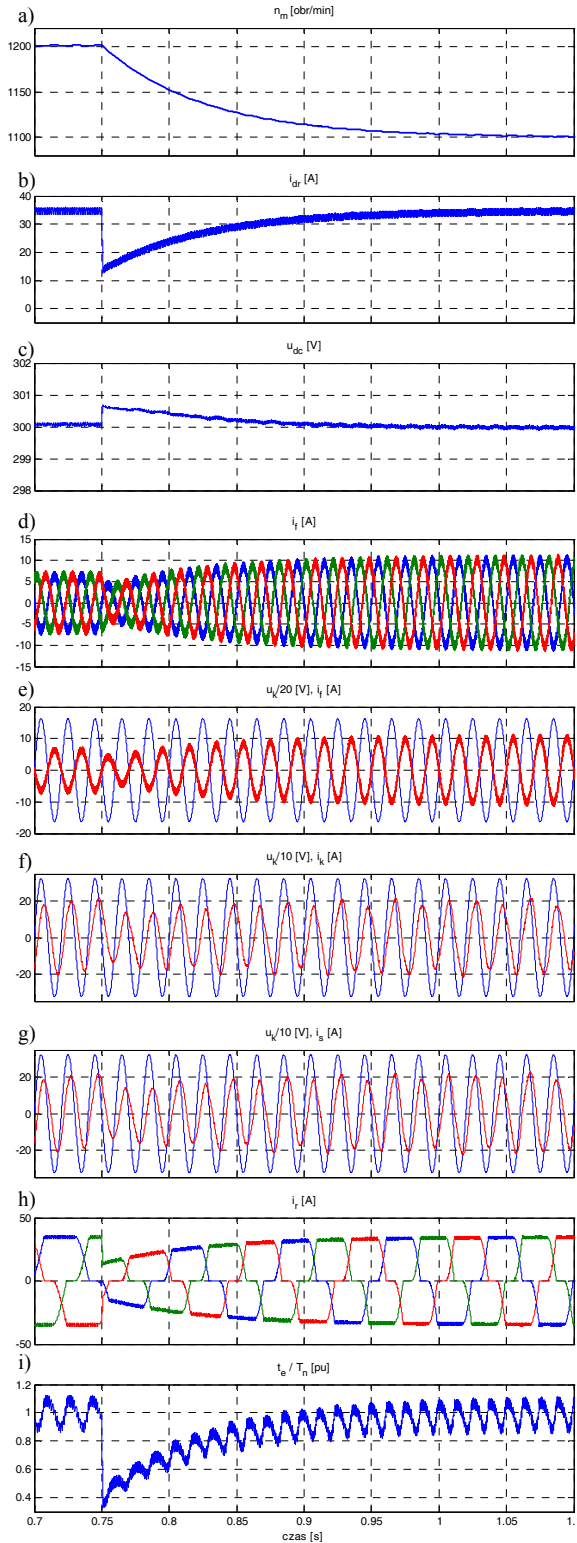
Na podstawie uzyskanych wniosków symulacji do dalszych badań symulacyjnych modelu matematycznego kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM przyjęto następujące wartości nastaw regulatorów *PI*:

- regulator prędkości R_w : $K_w = 20$, $T_w = 0,001$ s;
- regulator napięcia R_u : $K_u = 10$, $T_u = 0,1$ s.

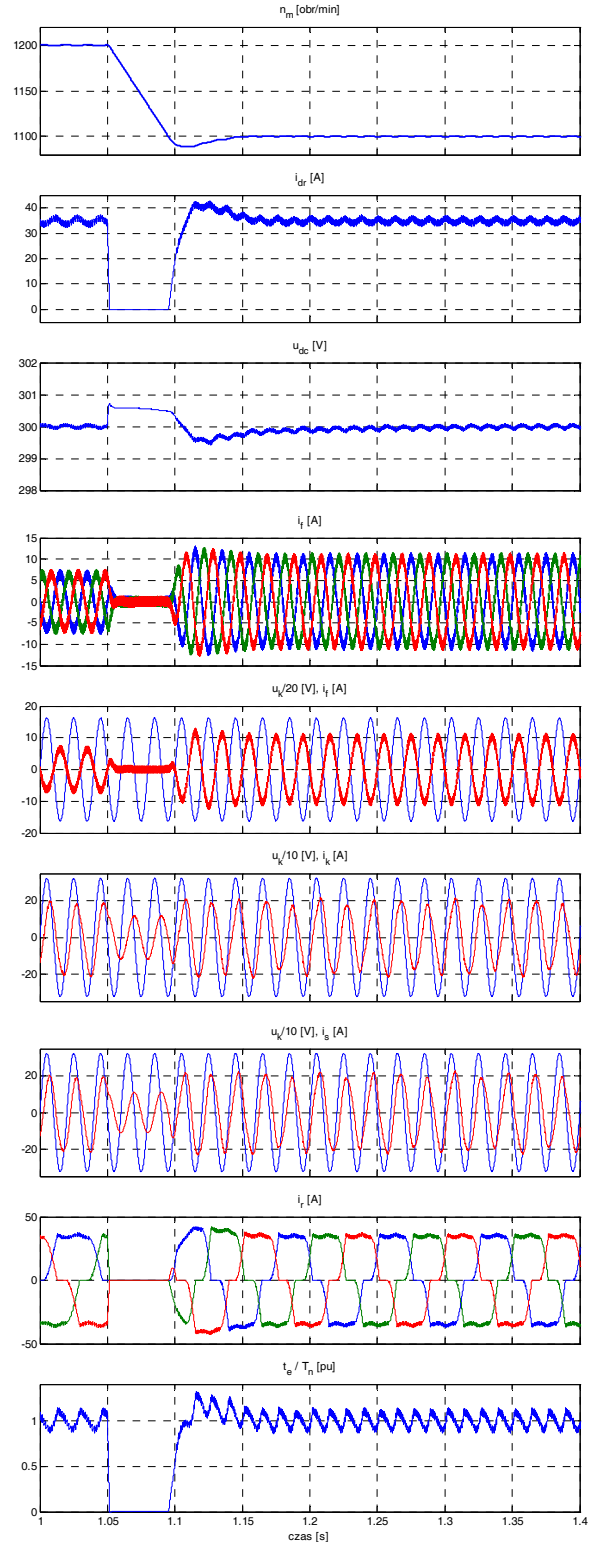
nastawy R_w : $K_w = 2, T_w = 0,5 \text{ s}$

 $K_w = 20, T_w = 0,001 \text{ s}$


Rys. 4.7. Dynamika kaskadowego układu napędowego, obciążonego stałym momentem T_n , przy wzroście prędkości obrotowej z $n_m = 1100$ obr/min. do $n_m = 1200$ obr/min. dla stałych nastaw regulatora napięcia R_u : $K_u = 10, T_u = 0,01 \text{ s}$. Przebiegi czasowe: a) prędkość obrotowa n_m , b) prąd i_{dr} w obwodzie pośredniczącym, c) napięcie u_{dc} na kondensatorze C , d) prądy wyjściowe i_f falownika PWM, e) prąd i_f (kolor czerwony) na tle fazowego napięcia zasilania u_k (kolor niebieski), f) prąd zasilania i_k (kolor czerwony) na tle napięcia u_k (kolor niebieski), g) prąd silnika i_s (kolor czerwony) na tle napięcia u_k (kolor niebieski), h) prądy wirnika i_r , i) moment elektromagnetyczny silnika t_e odniesiony do momentu nominalnego T_n

nastawy R_w : $K_w = 2, T_w = 0,5s$

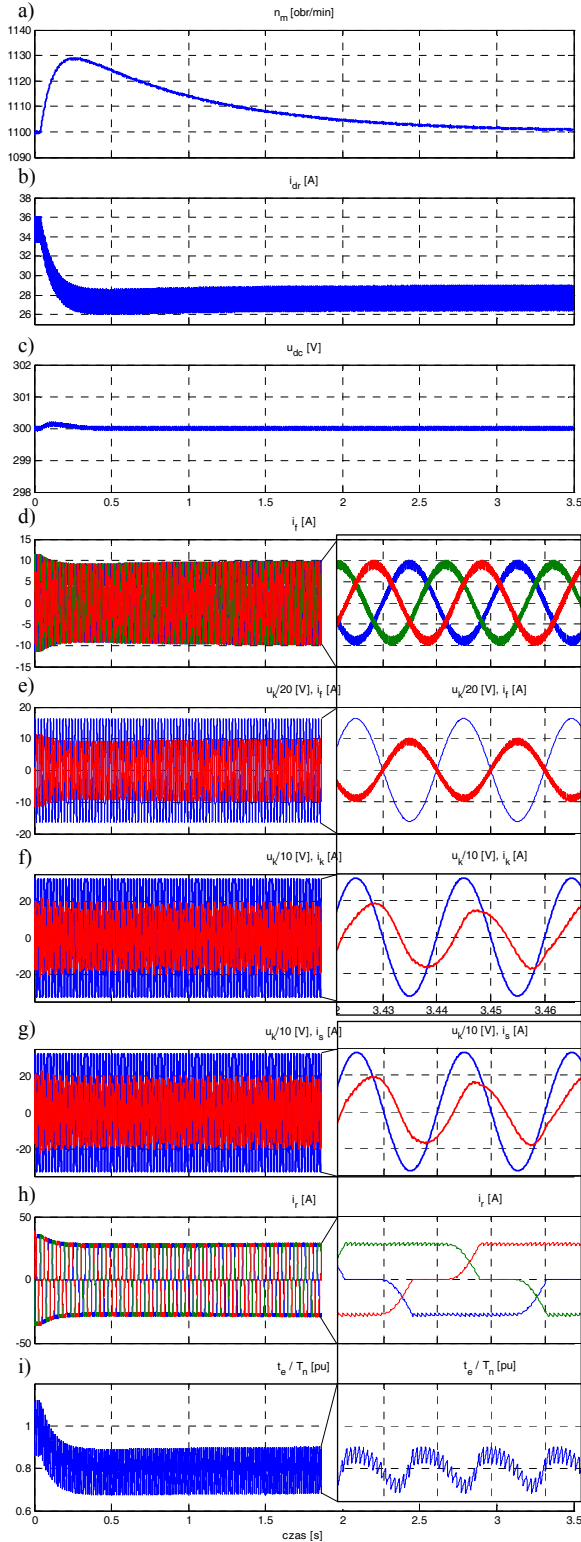


$K_w = 20, T_w = 0,001s$

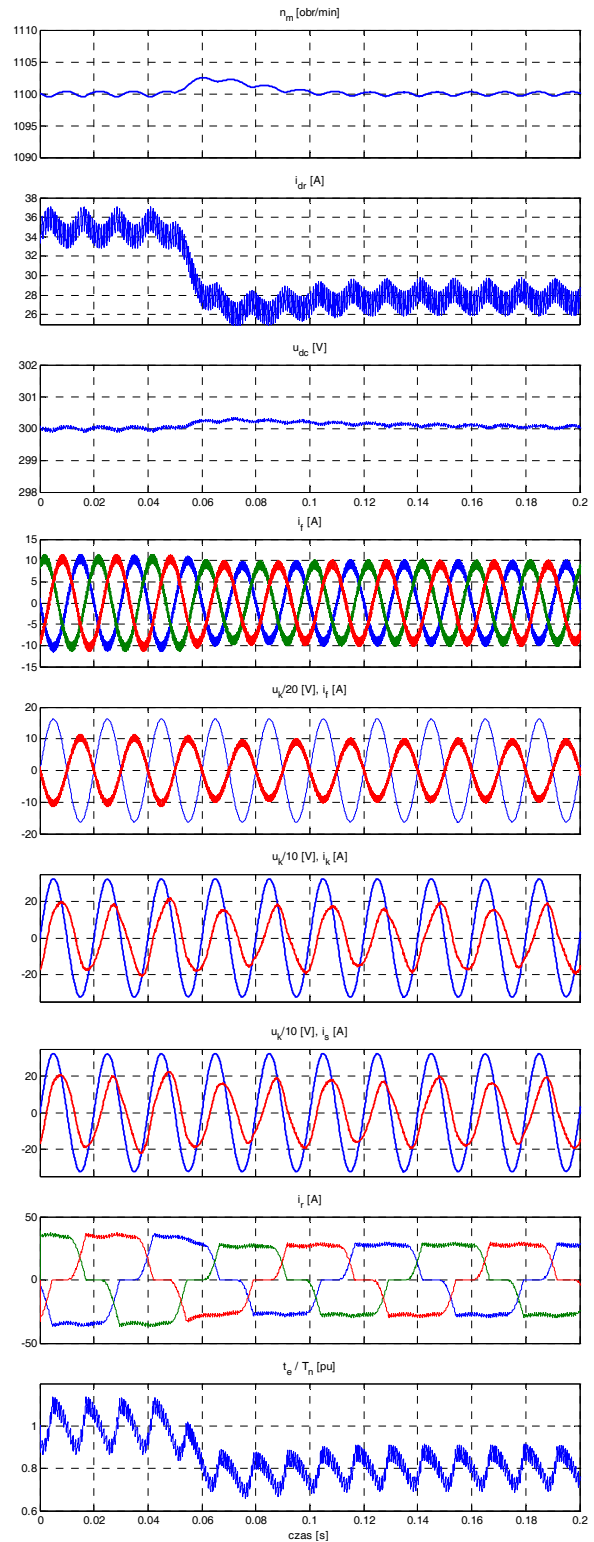


Rys. 4.8. Dynamika kaskadowego układu napędowego, obciążonego stałym momentem T_n , przy redukcji prędkości obrotowej z $n_m = 1200$ obr/min do $n_m = 1100$ obr/min. dla stałych nastaw regulatora napięcia R_u : $K_u = 10, T_u = 0,01$ s. Przebiegi czasowe: a) prędkość obrotowa n_m , b) prąd i_{dr} w obwodzie pośredniczącym, c) napięcie u_{dc} na kondensatorze C , d) prądy wyjściowe i_f falownika PWM, e) prąd i_f (kolor czerwony) na tle fazowego napięcia zasilania u_k (kolor niebieski), f) prąd zasilania i_k (kolor czerwony) na tle napięcia u_k (kolor niebieski), g) prąd silnika i_s (kolor czerwony) na tle napięcia u_k (kolor niebieski), h) prądy wirnika i_r , i) moment elektromagnetyczny silnika t_e odniesiony do momentu nominalnego T_n

nastawy R_w : $K_w = 2$, $T_w = 0,5s$



$K_w = 20$, $T_w = 0,001s$

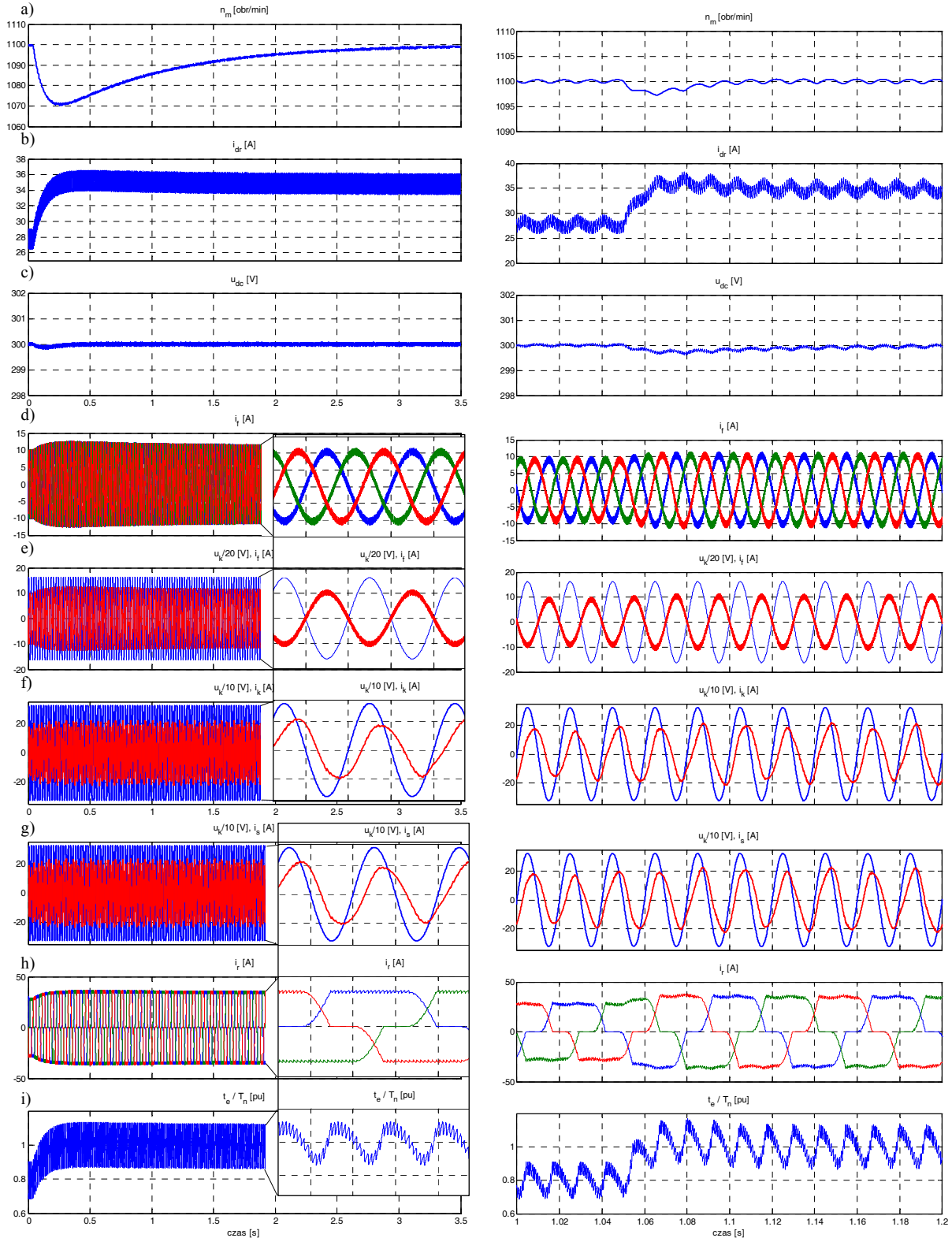


Rys. 4.9. Dynamika kaskadowego układu napędowego, przy stałej prędkości zadanej $n_{mref} = 1100$ obr/min i redukcji momentu obciążenia T_m z $T_m = T_n$ do $T_m = 0,8T_n$ dla stałych nastaw regulatora napięcia R_u : $K_u = 10$, $T_u = 0,01$ s. Przebiegi czasowe: a) prędkość obrotowa n_m , b) prąd i_{dr} w obwodzie pośredniczącym, c) napięcie u_{dc} na kondensatorze C , d) prądy wyjściowe i_f falownika PWM, e) prąd i_f (kolor czerwony) na tle fázowego napięcia zasilania u_k (kolor niebieski), f) prąd zasilania i_k (kolor czerwony) na tle napięcia u_k (kolor niebieski), g) prąd silnika i_s (kolor czerwony) na tle napięcia u_k (kolor niebieski), h) prądy wirnika i_r , i) moment elektromagnetyczny silnika t_e odniesiony do momentu nominalnego T_n

nastawy R_w :

$$K_w = 2, T_w = 0,5s$$

$$K_w = 20, T_w = 0,001s$$

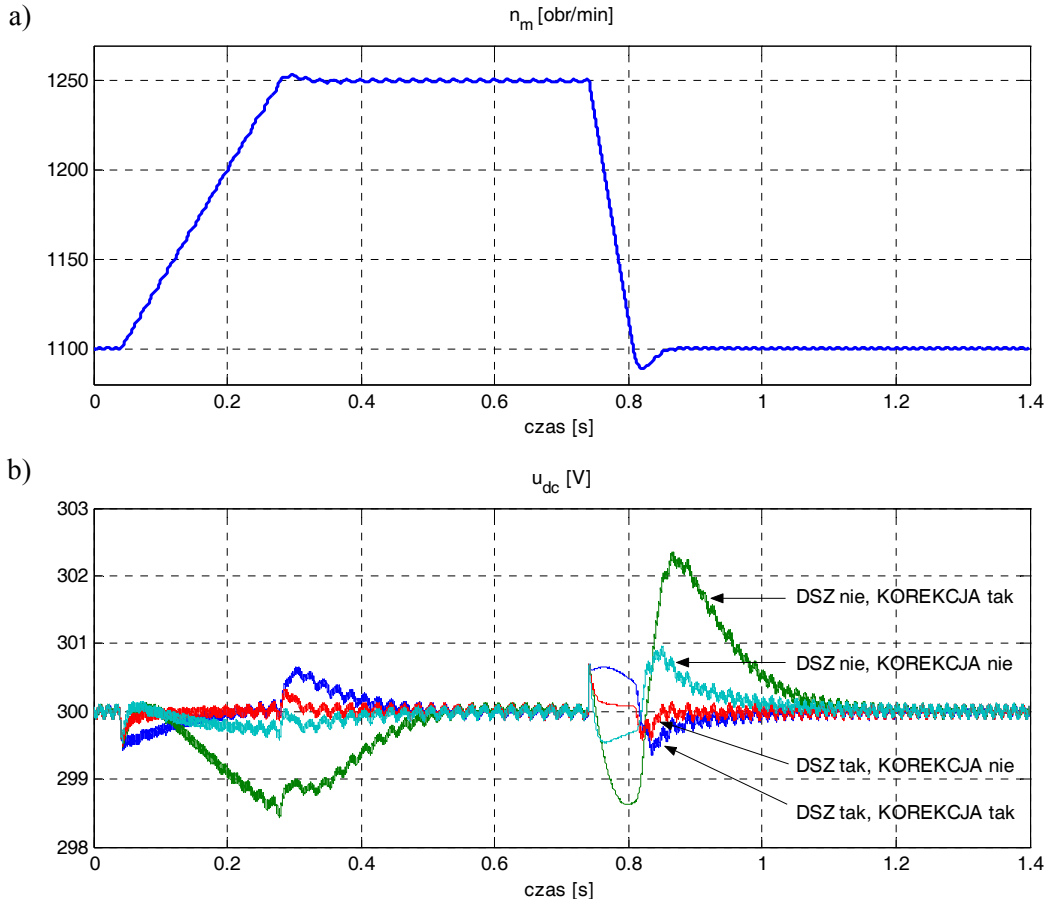


Rys. 4.10. Dynamika kaskadowego układu napędowego, przy stałej prędkości zadanej $n_{mref} = 1100$ obr/min i wzroście momentu obciążenia T_m z $T_m = 0,8T_n$ do $T_m = T_n$ dla stałych nastaw regulatora napięcia R_u : $K_u = 10$, $T_u = 0,01$ s. Przebiegi czasowe: a) prędkość obrotowa n_m , b) prąd i_{dr} w obwodzie pośredniczącym, c) napięcie u_{dc} na kondensatorze C , d) prądy wyjściowe i_f falownika PWM, e) prąd i_f (kolor czerwony) na tle fazowego napięcia zasilania u_k (kolor niebieski), f) prąd zasilania i_k (kolor czerwony) na tle napięcia u_k (kolor niebieski), g) prąd silnika i_s (kolor czerwony) na tle napięcia u_k (kolor niebieski), h) prądy wirnika i_r , i) moment elektromagnetyczny silnika t_e odniesiony do momentu nominalnego T_n

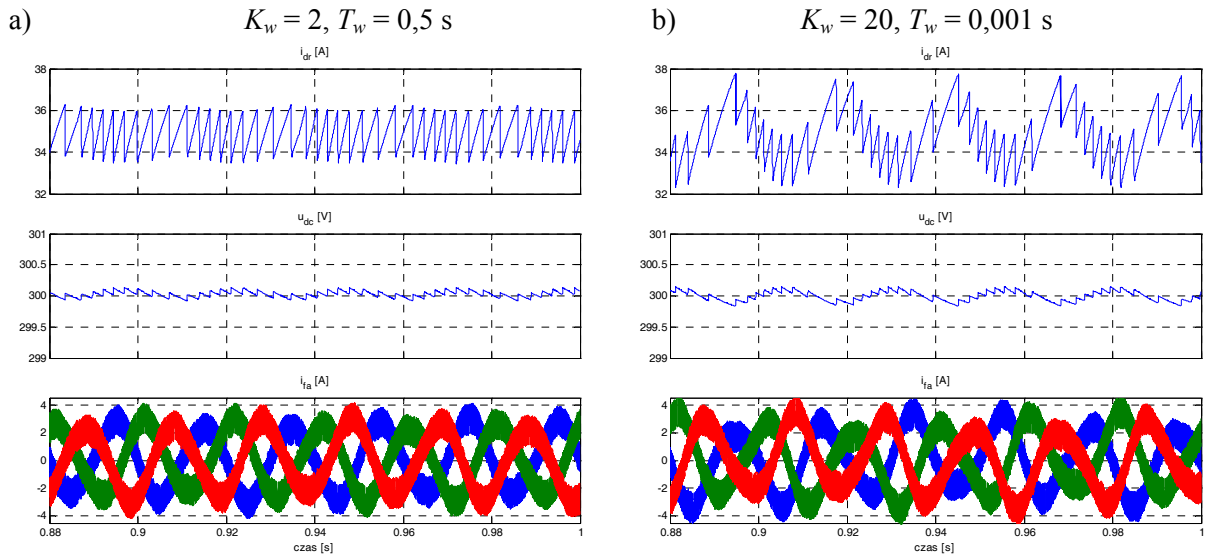
4.3.2. Wpływ dodatniego sprzężenia zwrotnego oraz układu korekcyjnego regulatora napięcia na pracę przekształtnika PWM

Stabilizacja napięcia u_{dc} kondensatora C ma zasadnicze znaczenie z punktu widzenia kształtowania prądu wyjściowego i_f przekształtnika PWM – od chwilowej wartości napięcia u_{dc} zależy maksymalna szybkość zmian prądu i_f [84, 100]. W rozdziale 4.2 omówiono funkcje DSZ i UK regulatora R_u w układzie sterowania przekształtnikiem sieciowym kaskadowego układu napędowego, natomiast w niniejszym podrozdziale przedstawiono wyniki badań symulacyjnych ilustrujących wpływ ww. układów na pracę przekształtnika PWM.

Na rysunku Rys. 4.11. przedstawiono wpływ DSZ i UK na przebiegi przejściowe napięcia u_{dc} przy skokowych zmianach $n_{m\ ref}$ w przypadku obciążenia napędu stałym momentem mechanicznym T_n . Zmiany $n_{m\ ref}$ wywołują zmiany mocy czynnej P_{dr} zwracanej do sieci zasilającej oraz zmiany energii zgromadzonej w kondensatorze C . Obecność lub brak obecności DSZ i UK w układzie sterowania nie wpływa na przebiegi przejściowe prędkości obrotowej n_m – uzyskane charakterystyki dynamiczne n_m przy skokowych zmianach $n_{m\ ref}$ są identyczne (Rys. 4.11.a). Obecność DSZ znacząco poprawia dynamikę zmian napięcia u_{dc} – maleje wartość uchybu napięcia i skraca się czas trwania procesów przejściowych (Rys. 4.11.b). Użycie DSZ do estymacji amplitudy referencyjnego prądu falownika i_f (4.20) wymaga znajomości dwóch parametrów silnika napędowego: rezystancji wirnika R_r i wartości napięcia E_{20} , które można wyznaczyć albo z pomiarów identyfikacyjnych parametrów silnika albo na podstawie danych znamionowych maszyny. Z kolei obecność układu korekcyjnego UK w układzie sterowania przekształtnika pogarsza dynamikę napięcia u_{dc} zarówno w przypadku pracy układu z DSZ (nieznaczne pogorszenie dynamiki napięcia u_{dc}) jak i w przypadku braku DSZ (największe uchyby napięcia u_{dc}) (Rys. 4.11.b). Jednak układ korekcyjny nie ma zadania kształtowania przebiegów przejściowych u_{dc} . Funkcją UK jest przede wszystkim tłumienie niekorzystnego wpływu szóstej harmonicznej napięcia wyprostowanego u_{dr} na kształtowanie prądu wyjściowego i_f przekształtnika PWM. Wpływ składowej zmiennej o częstotliwości $6sf_1$ jest szczególnie widoczny dla dużych prędkości obrotowych n_m i jest zależny od wzmocnienia regulatorów R_w i R_u . Ilustrują to przebiegi czasowe prądu wyprostowanego i_{dr} , napięcia u_{dc} i prądu wyjściowego falownika i_f dla ustalonego punktu pracy napędu ($n_m = 1300$ obr/min, $T_m = T_n$), przedstawione na Rys. 4.12.



Rys. 4.11. Wpływ toru dodatniego sprzężenia zwrotnego (DSZ) i członu korekcyjnego (KOREKCJA) w układzie regulatora napięcia R_u na charakterystyki dynamiczne: a) prędkości obrotowej n_m , b) napięcia u_{dc} , dla skokowych zmian prędkości $n_{m\ ref}$. Nastawy regulatora napięcia $K_u = 10$, $T_u = 0,1$ s

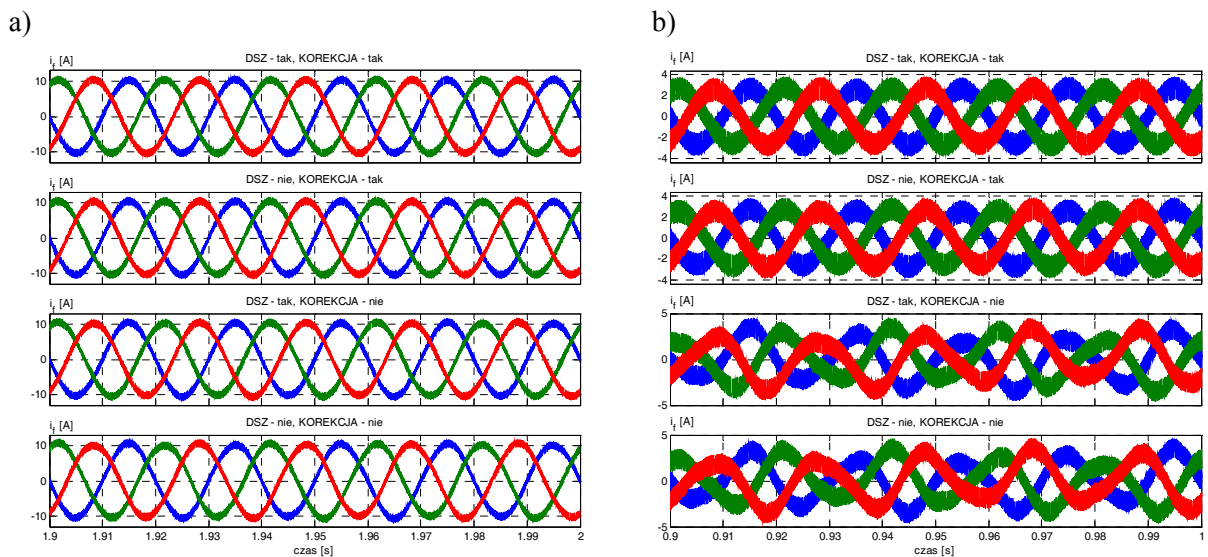


Rys. 4.12. Wpływ wartości nastaw regulatora prędkości R_w na przebiegi czasowe prądu wyprostowanego i_{dr} (rzęd górny), napięcia u_{dc} na kondensatorze C (rzęd środkowy) i prądu wyjściowego falownika i_f (rzęd dolny) w przypadku braku członu korekcyjnego w układzie regulatora napięcia R_u dla ustalonego punktu pracy napędu $n_m = 1300$ obr/min, $T_m = T_n$. Nastawy regulatora napięcia R_u : $K_u = 10$, $T_u = 0,01$ s: a) nastawy R_w : $K_w = 2$, $T_w = 0,5$ s; b) nastawy R_w : $K_w = 20$, $T_w = 0,001$ s

Zaprezentowane na Rys. 4.12 wyniki symulacji odnoszą się do przypadku braku UK w układzie regulatora napięcia R_u , dla stałych nastaw regulatora R_u i dwóch przypadków nastaw

regulatora R_w , tak jak to miało miejsce w rozdziale 4.3.1. Dla wzmocnienia $K_w = 2$ regulatora prędkości R_w składowa zmienna o częstotliwości $6sf_1$ ma niewielką amplitudę zarówno w przebiegu czasowym prądu i_{dr} jak i w przebiegu napięcia u_{dc} (Rys. 4.12.a). Wraz z dziesięciokrotnym wzrostem wzmocnienia regulatora R_w w przebiegach czasowych prądu i_{dr} i napięcia u_{dc} amplituda tej składowej zmiennej rośnie, co negatywnie wpływa na kształt prądu wyjściowego i_f (Rys. 4.12.b). Składowa zmienna napięcia u_{dc} o częstotliwości $6sf_1$ pojawia się w sygnale błędu napięcia $e_{udc} = u_{dc\ ref} - u_{dc}$ i jest przenoszona na wyjście układu regulatora R_u typu PI (część proporcjonalna regulatora wzmacnia amplitudę tej składowej natomiast część całkująca ją tłumi). Sygnał wyjściowy I_{fdc} regulatora R_u jest jednym z dwóch składników amplitudy I_{fm} prądu referencyjnego $i_{f\ ref}$ (Rys. 4.1). W stanie ustalonym sygnał I_{fdc} powinien mieć wartość stałą, pozbawioną składowych zmiennych, które wprowadzałyby niepożądane odkształcenie prądu referencyjnego. Bez względu na wartość wzmocnienia regulatora R_w , w przypadku, gdy w układzie sterowania przekształtnika PWM nie ma UK, składowa zmienna o częstotliwości $6sf_1$ sygnału I_{fdc} wywołuje niekorzystną z punktu widzenia kształtowania prądu i_f modulację amplitudy I_{fm} prądu $i_{f\ ref}$. Modulacja ta będzie tym większa, im większa jest wartość współczynnika wzmocnienia regulatora R_u . Składowa zmienna o częstotliwości $6sf_1$ sygnału I_{fdc} ma coraz większy wpływ na przebieg prądu i_{ref} w sytuacji, gdy wartość składowej podstawowej prądu zmniejsza się. W przypadku pracy napędu kaskadowego ze stałym momentem obciążenia ma to miejsce wraz ze wzrostem prędkości obrotowej. Zaprezentowana wcześniej na Rys. 4.4.b struktura UK ogranicza w znacznym stopniu amplitudę składowej zmiennej błędu napięcia e_{udc} dla dużych prędkości obrotowych, poprzez wymnożenie sygnału e_{udc} przez sygnał proporcjonalny do poślizgu, w wyniku czego ogranicza się także amplitudę składowej zmiennej o częstotliwości $6sf_1$ sygnału wyjściowego I_{fdc} regulatora R_u .

Na Rys. 4.13. przedstawiono wpływ DSZ i UK na proces kształtowania prądu i_f przekształtnika PWM w stanach ustalonych pracy napędu, dla dwóch różnych prędkości obrotowych.



Rys. 4.13. Wpływ pętli DSZ i członu korekcyjnego układu regulatora napięcia R_u na kształt prądów wyjściowych falownika PWM: a) $n_m = 1100$ obr/min, $T_m = T_n$; b) $n_m = 1300$ obr/min, $T_m = T_n$

Obecność DSZ nie wpływa na jakość śledzenia prądu referencyjnego i_{ref} przez prąd i_f w stanach ustalonych. Z kolei praca układu korekcyjnego UK ma istotny wpływ na przebieg czasowy prądu i_f w szczególności dla dużych prędkości obrotowych n_m , bliskich prędkości znamionowej (Rys. 4.13.b). Dla niskich prędkości obrotowych składowa zmienna o częstotliwości $6sf_1$ sygnału I_{fdc} nie ma tak znacznego wpływu na amplitudę I_{fm} prądu i_{fref} , ponieważ składowa podstawowa prądu i_f jest znacznie większa od amplitudy składowej zmiennej, dlatego też obecność lub brak obecności UK nie ma widocznego wpływu na kształt przebiegu czasowego prądu i_f (Rys. 4.13.a).

4.3.3. Praca przekształtnika sieciowego i przekształtnika impulsowego w stanach ustalonych

W prądzie wyjściowym przekształtnika sieciowego i_f , oprócz składowej podstawowej proporcjonalnej do zwracanej mocy czynnej P_{dr} , występuje składowa o zmiennej i wysokiej częstotliwości, wywołana pracą łączników przekształtnika PWM. Składowa o częstotliwości przełączeń w prądzie i_f ma niekorzystny wpływ na sieć zasilającą – jej przepływ wywołuje spadek napięcia na reaktancji sieci zasilającej, co powoduje odkształcenie przebiegu napięcia zasilającego. W przypadku, gdy składowa zmienna prądu i_f nie jest filtrowana, należy dążyć do ograniczenia wartości amplitudy i częstotliwości tej składowej, aby minimalizować jej negatywne oddziaływanie na sieć zasilającą. Dla przekształtnika PWM pracującego ze zmienną częstotliwością łączeń, w którym przebieg prądu i_f kontrolowany jest przez regulator histerezowy o stałej szerokości pętli histerezy ΔI_f , amplituda składowej zmiennej równa jest połowie wartości ΔI_f (4.16). Zmniejszanie wartości ΔI_f przyczynia się do zmniejszenia amplitudy składowej zmiennej prądu i_f kosztem wzrostu częstotliwości przełączeń łączników przekształtnika, co z kolei prowadzi do wzrostu strat mocy. Ograniczenie częstotliwości łączeń kluczy przy założonej wartości ΔI_f uzyskuje się poprzez odpowiedni dobór dławika sieciowego L_f , co zostało przedstawione w rozdziale 4.2.1.

Dla kaskadowego układu napędowego składowa o częstotliwości przełączeń prądu i_f poprzez transformator dopasowujący jest transformowana do sieci zasilającej i pojawi się w prądzie zasilania układu i_k . Amplituda składowej zmiennej prądu i_f po stronie pierwotnej transformatora będzie zmniejszona o wartość wynikającą z przekładni transformatora dopasowującego. W przypadku rozpatrywanego układu napędowego dla założonej wartości $\Delta I_f = 2$ A i przekładni zastosowanego transformatora dopasowującego 1/4, amplituda składowej zmiennej prądu i_f po stronie pierwotnej transformatora nie przekracza 0,25 A. Dla sieci zasilającej o mocy zwarciowej S_z i napięciu międzyfazowym U_p można wyznaczyć wartość indukcyjności sieci L_s na podstawie przybliżonej zależności [40, 90, 100, 130]:

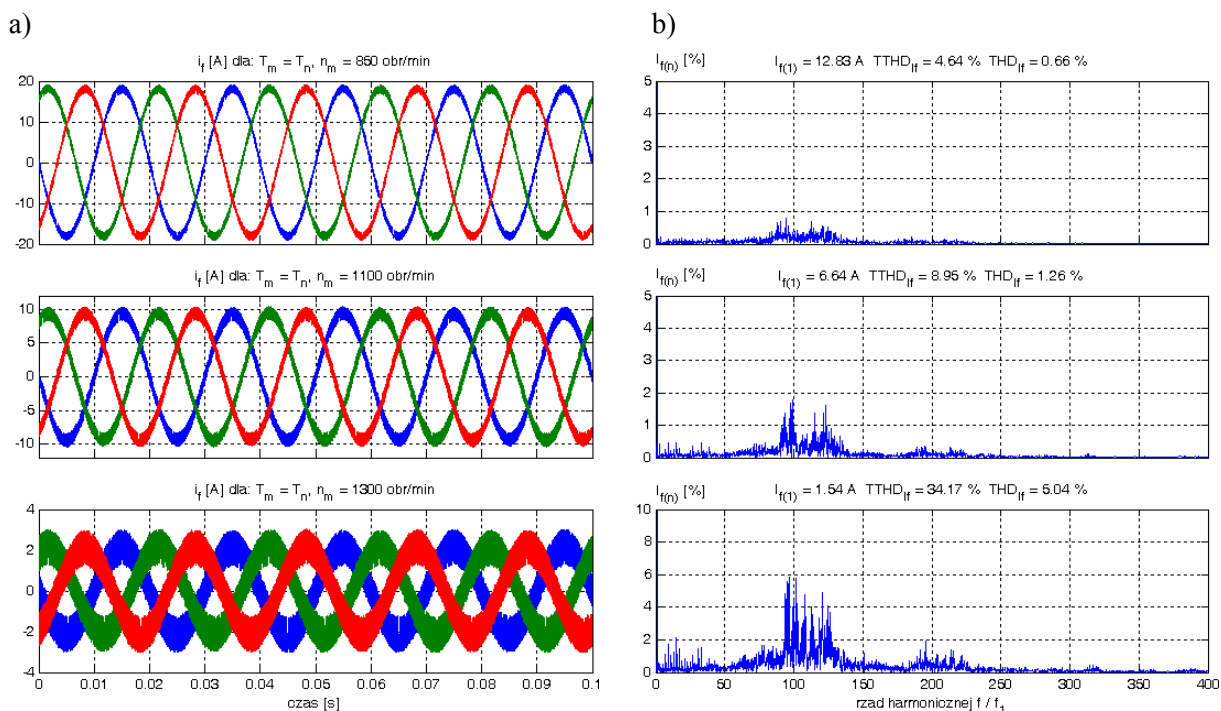
$$L_s = \frac{U_p^2}{S_z 2\pi f_1} \quad (R_s \approx 0) \quad (4.30)$$

Znajomość wartości L_s pozwala wyznaczyć wartość spadku napięcia na reaktancji sieci przy przepływie prądu o znanej amplitudzie i częstotliwości, co stanowi miarę oddziaływania tego układu na sieć zasilającą.

W celu wyeliminowania z prądu zasilania składowej o częstotliwości łączeń tranzystorów przekształtnika, pracującego jako prostownik/falownik o sinusoidalnym prądzie ac lub pracującego jako energetyczny filtr aktywny, stosuje się filtrację pasywną po uprzednim zapewnieniu stabilizacji częstotliwości pracy łączników układu przekształtnika. Stałą częstotliwość przełączeń łączników przekształtnika uzyskuje się poprzez m.in. [21, 73, 84, 90, 100, 106, 130]:

- stosowanie histerezowych regulatorów prądu o zmiennej szerokości pętli histerezy,
- stosowanie układu sterowania z regulatorem prądu typu PI, którego sygnał wyjściowy jest porównywany z generowanym przez generator przebiegiem piłokształtnym o stałej częstotliwości; uzyskany sygnał błędu przekazywany jest do układu komparatora znaku błędu, sterującego odpowiednią parą łączników, w wyniku czego uzyskuje się przełączenia ze stałą częstotliwością i zmiennym współczynnikiem wypełnienia impulsów;
- stosowanie układu komparatora znaku błędu śledzenia prądu referencyjnego, sterującego przerzutnikiem typu D, którego praca synchronizowana jest generatorem impulsów o stałej częstotliwości; stan wyjścia Q przerzutnika D przyjmuje stan wejścia przerzutnika D synchronicznie z dodatnim zboczem impulsów wyjściowych generatora oraz stan wyjścia Q jest zerowany asynchronicznie w odpowiedzi na niski stan wyjścia komparatora znaku błędu; stan wyjścia Q steruje odpowiednią parą łączników przekształtnika.

Na Rys. 4.14 przedstawiono przebiegi czasowe prądu i_f analizowanego falownika i ich analizę widmową dla trzech dowolnie wybranych prędkości obrotowych n_m , przy obciążeniu napędu stałym momentem znamionowym T_n . Przebiegi czasowe prądu i_f próbkowano z częstotliwością 100 kHz. Analizę FFT prądów i_f przeprowadzono dla prostokątnego okna pomiarowego o czasie trwania 200 msek., co zapewnia uzyskanie dyskretnego widma częstotliwościowego o rozdzielczości równej 5 Hz. W przypadku pracy napędu obciążonego stałym momentem obciążenia, zgodnie z zależnością (4.17), amplituda prądu wyjściowego przekształtnika PWM maleje wraz ze wzrostem prędkości. W przebiegach czasowych prądów i_f , wraz ze wzrostem n_m , zaczyna dominować składowa o częstotliwości przełączeń łączników przekształtnika sieciowego (Rys. 4.14.a). Z analizy widmowej prądów i_f wynika, że dobrana na podstawie warunku (4.27) wartość indukcyjności dławika sieciowego L_f , przy założonych wartościach $U_{dc\,ref}$ i ΔI_f , zapewnia pracę łączników falownika z częstotliwością mniejszą od żądanej maksymalnej wartości 7,5 kHz – Rys. 4.14.b. (częstotliwości 7,5 kHz odpowiada harmoniczna rzędu 150).

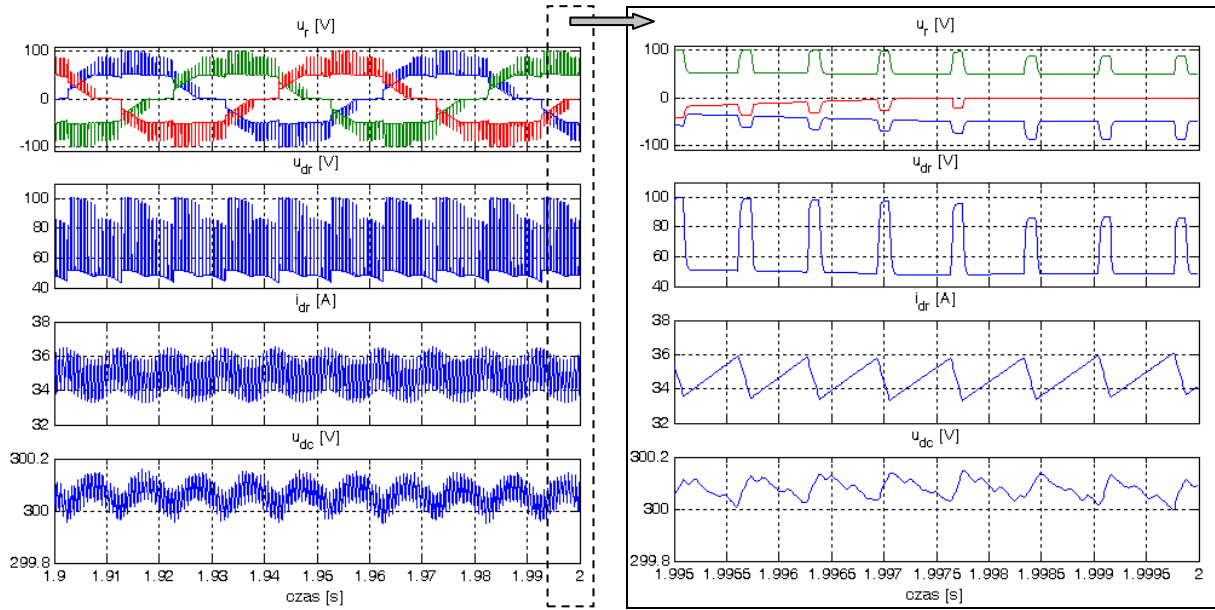


Rys. 4.14. Prąd wyjściowy falownika PWM kaskadowego układu napędowego w funkcji prędkości obrotowej, przy obciążeniu momentem nominalnym: a) przebiegi czasowe prądu i_f , b) analiza FFT prądu i_f

Uzyskane przebiegi czasowe prądów i_f są przebiegami prawie sinusoidalnymi o czym świadczą niskie wartości współczynników THD_{if} (Rys. 4.14.b). Wzrost wartości THD_{if} do 5 % dla prędkości obrotowej 1300 obr/min spowodowana jest wzrostem wartości skutecznych harmoniczných prądu $I_{f(n)}$ rzędu mniejszego od 50. Obecność składowych zmiennych o częstotliwości przełączeń łączników przekształtnika PWM w przebiegu czasowym i_f przyczynia się do znacznie większych wartości współczynnika całkowitego odkształcenia $TTHD_{if}$ w stosunku do wartości współczynników THD_{if} .

Dla modelu matematycznego, maksymalne wartości skuteczne poszczególnych składowych prądu $I_{f(n)}$ występujących w paśmie wysokiej częstotliwości (Rys. 4.14.b), po transformacji na stronę pierwotną transformatora wahają się między 0,02÷0,03 A. W kaskadowym układzie napędowym z przekształtnikiem PWM nie zastosowano filtracji składowych wysokiej częstotliwości prądu i_f z uwagi na ich niewielki udział w prądzie układu i_k .

Na Rys. 4.15 przedstawiono przebiegi czasowe napięcia wirnika u_r , napięcia wyprostowanego mostka diodowego u_{dr} , prądu wyprostowanego i_{dr} oraz napięcia na kondensatorze u_{dc} dla wybranego, ustalonego punktu pracy napędu. W przebiegu czasowym prądu i_{dr} i napięciu u_{dc} oprócz składowej stałej i składowej o częstotliwości przełączania łącznika T_d widoczna jest składowa o częstotliwości równej szóstej harmonicznój napięcia wyprostowanego u_{dr} , co spowodowane jest dużym współczynnikiem wzmocnienia K_w regulatora prędkości R_w . Ponadto w przebiegu czasowym napięcia u_{dc} można wyodrębnić składową o częstotliwości łączy przekształtnika PWM, przy czym składowa ta ma najmniejszą amplitudę spośród wszystkich składowych tego napięcia.



Rys. 4.15. Przebiegi czasowe napięcia wirnika u_r , napięcia wyprostowanego u_{dr} , prądu wyprostowanego i_{dr} oraz napięcia na kondensatorze u_{dc} dla ustalonego punktu pracy napędu: $n_m = 1000$ obr/min, $T_m = T_n$

Pracy łącznika T_d towarzyszy powstawanie wzrostów napięcia Δu_{dr} na indukcyjnościach obwodu wirnika. W momentach załączania i wyłączania klucza T_d prąd i_{dr} ma dużą stromość narastania (di/dt); przyrosty prądu i_{dr} zdeteminowane są stałą szerokością pętli histerezy ΔI_{dr} regulatora histerezy prądu wyprostowanego. Dla znanej wartości indukcyjności zastępczej pojedynczej fazy wirnika L_{2r} (3.32), założonej wartości szerokości pętli histerezy ΔI_{dr} regulatora histerezy prądu I_{dr} , przybliżoną wartość wzrostu Δu_{dr} spowodowaną pracą łącznika T_d , w przypadku gdy w mostku diodowym nie zachodzi proces komutacji, można wyznaczyć z zależności:

$$\Delta u_{dr} \approx \frac{2L_{2r}\Delta I_{dr}}{t_{off Td}} = \frac{2L_{2r}\Delta I_{dr}f_{Td}}{1 - \varepsilon_{Td}} \quad (4.31)$$

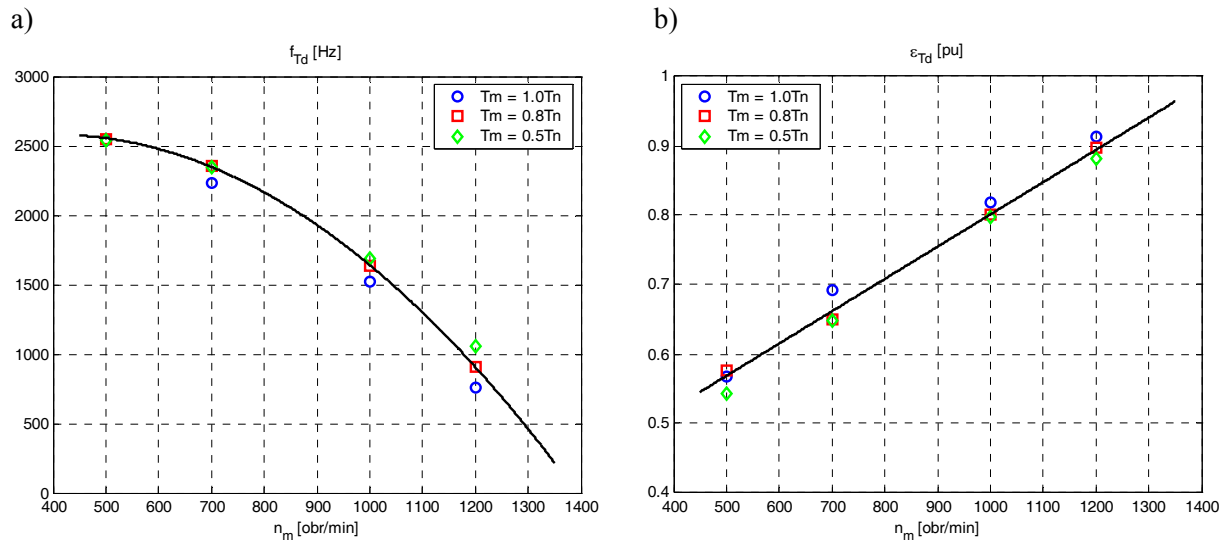
Dla przedstawionego na (Rys. 4.15) ustalonego punktu pracy napędu częstotliwość pracy f_{Td} tranzystora T_d wynosi 1555 Hz, współczynnik wypełnienia impulsu ε_{Td} równy jest 0,8, zatem na podstawie zależności (4.31) otrzymuje się wartość Δu_{dr} równą 37,3 V. Otrzymana wartość Δu_{dr} utrzymuje się w szerokim zakresie zmian prędkości obrotowej, ponieważ wraz ze wzrostem prędkości wartości f_{Td} i ε_{Td} zmieniają się w przeciwnych kierunkach, co zostało przedstawione na charakterystykach tych współczynników w funkcji prędkości obrotowej (Rys. 4.16).

Fakt występowania wzrostu Δu_{dr} należy uwzględnić w warunku na wartość $U_{dc ref}$, wynikającą z wartości $u_{dr max}$ (4.22). Dla zapewnienia prawidłowej pracy regulatora histerezy prądu I_{dr} w układzie przekształtnika impulsowego prądu stałego powinna być spełniona zależność:

$$u_{dr max} + \Delta u_{dr} < U_{dc ref} \quad (4.32)$$

Pracy łącznika T_d towarzyszy także powstawanie tętnień napięcia u_{dc} na kondensatorze C . W czasie t_{on} , gdy łącznik T_d jest załączony, prąd i_{dr} narasta z szybkością zależną od wartości napięcia u_{dr} i indukcyjności L_{dr} . W tym czasie do indukcyjności L_{dr} przekazywana jest energia z obwodu wirnika, natomiast przemiany energetyczne w kondensatorze C wymusza obwód przekształtnika PWM – w zależności od zwrotu prądu wyjściowego i_{df} energia jest dostarczana do lub odbierana z kondensatora (Rys. 4.2). W czasie t_{off} , gdy łącznik T_d jest wyłączony, energia zgromadzona w indukcyjności L_{dr} jest przekazana do kondensatora C a prąd i_{dr} maleje z szybkością zależną od wartości różnicy napięć $u_{dr} - u_{dc}$ i indukcyjności L_{dr} . Kondensator C w czasie t_{off} jest doładowywany przez obwód przekształtnika impulsowego prądu stałego i jednocześnie jest on doładowywany lub rozładowywany, w zależności od zwrotu prądu i_{df} , przez obwód przekształtnika PWM. Zgodnie z zasadą zachowania energii, gdy w czasie trwania cyklu załączenia i wyłączenia łącznika T_d energia dostarczona do układu przekształtnika impulsowego prądu stałego z obwodu wirnika, pomniejszona o część energii rozproszonej na rezystancjach obwodu pośredniczącego, jest równa energii odebranej przez układ przekształtnika PWM i zwrócona do sieci zasilającej to wartość początkowa energii kondensatora jest równa wartości końcowej. W stanie równowagi, gdy energia dostarczona do kondensatora w czasie t_{off} równa jest energii odebranej z tego kondensatora w czasie całego cyklu pracy łącznika T_d , to wartość napięcia u_{dc} na początku cyklu jest równa wartości tego napięcia po zakończeniu cyklu załączenia i wyłączenia łącznika T_d . Napięcie kondensatora wzrasta w czasie t_{off} i ulega obniżeniu w czasie t_{on} . Wartość tętnień napięcia u_{dc} nie przekracza założonej wartości 0,5 V – zależność (4.15).

Na Rys. 4.16 przedstawiono charakterystyki sterowania przekształtnika impulsowego prądu stałego – wartości częstotliwości pracy f_{Td} i współczynnika czasu załączenia ε_{Td} tranzystora T_d w funkcji prędkości obrotowej n_m i obciążenia napędu T_m . Uzyskane rezultaty badań symulacyjnych potwierdzają, że dla założonej wartości $U_{dc\ ref}$ i wartości napięcia E_{20} silnika maksymalna wartość częstotliwości łączeń f_{Td} tranzystora T_d występuje dla poślizgu równego 0,673 (zależność (4.12)), co odpowiada prędkości obrotowej n_m równej 490 obr/min (Rys. 4.16.a). Na aktualną częstotliwość pracy f_{Td} tranzystora T_d , oprócz parametrów układu przekształtnika impulsowego prądu stałego (4.10), zasadniczy wpływ ma rozwijana prędkość obrotowa, podczas gdy moment obciążenia nieznacznie zmienia tą wartość. Ponadto badania symulacyjne potwierdziły liniową zależność współczynnika ε_{Td} (równanie (4.13)) od prędkości obrotowej (Rys. 4.16.b). Zmiana wartości współczynnika ε_{Td} wywołuje zmianę wartości średniej napięcia dodatkowego w obwodzie pośredniczącym (4.2), co zapewnia możliwość regulacji prędkości obrotowej napędu.



Rys. 4.16. Charakterystyki przekształtnika impulsowego prądu stałego kaskadowego układu napędowego w funkcji prędkości obrotowej i obciążenia napędu: a) częstotliwość pracy f_{Td} klucza T_d , b) współczynnik wypełnienia ε_{Td} klucza T_d

Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono układ kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego z przekształtnikiem sieciowym PWM. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych związane z typowymi stanami dynamicznymi napędu oraz z pracą układu w stanach ustalonych. Zaprezentowano sposób doboru parametrów układu przekształtnika sieciowego i przekształtnika impulsowego prądu stałego w obwodzie pośredniczącym. Uzyskane wyniki badań symulacyjnych zweryfikowano na zbudowanym stanowisku laboratoryjnym kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM, co stanowi treść następnego rozdziału.

Laboratoryjny ZUK jest złożonym układem elektromaszynowym, w którym można wyróżnić dwie części:

- **część silnoprądową**: silnik prądu przemiennego SA i silnik obcowzbudny prądu stałego DC, pracujący jako generator i stanowiący obciążenie dla napędu, transformator dopasowujący TD, układ pośredniego przemiennika częstotliwości (przekształtnik niesterowany PR, przekształtnik impulsowy prądu stałego i przekształtnik sieciowy PWM – PS), układ wstępnego ładowania kondensatora (mostek diodowy MD wraz z rezystorem R_{MD}), układ pomiaru napięć i prądów, aparatura stykowo-załączająca;
- **część elektroniczną**: układ sterowania wykonany w technice analogowej, układ zasilaczy i przetwornic, układ kontrolujący proces bezpiecznego załączenia i wyłączenia układu napędowego oraz nadzorujący jego pracę (UKS), nadrzędne układy zabezpieczeń.

Schematy elektryczne modułów funkcjonalnych ZUK zamieszczono w Załączniku 3. Poniżej przedstawiono opis poszczególnych modułów ZUK oraz podano podstawowe parametry stanowiska laboratoryjnego ZUK. Parametry modelu matematycznego ZUK i układu laboratoryjnego ZUK są ze sobą zgodne.

- **źródło zasilania**

Laboratoryjny układ napędowy ZUK zasilony jest napięciem strony wtórnej transformatora sieciowego TRs 15/0,4 kV o mocy $S_{N TRs} = 0,5$ MVA i napięciu zwarcia $u_{z TRs} = 4,92$ %. W oparciu o dane znamionowe transformatora TRs, przy założeniu nieskończonej mocy zwarcia systemu zasilającego na poziomie 15 kV ($S_{zw 15kV} \rightarrow \infty$), oszacowano impedancję wewnętrzną źródła zasilania i moc zwarcia w punkcie przyłączenia PP układu napędowego do sieci zasilającej na poziomie 400 V (Rys. 5.1):

$$X_{PP} = 15,7 \text{ m}\Omega, \quad L_{PP} = 50 \text{ }\mu\text{H}, \quad S_{zw PP} = 10,1 \text{ MVA}.$$

- **maszyny elektryczne**

Silnikiem SA jest silnik indukcyjny pierścieniowy typu SUD 180L 6 o mocy 7 kW i prędkości nominalnej 1450 obr/min – procedurę identyfikacji parametrów elektrycznych silnika przedstawiono w rozdziale 3.1.3. Obciążeniem dla napędu jest silnik obcowzbudny DC prądu stałego typu PBb 64a o mocy 6 kW i prędkości nominalnej 750 obr/min, pracujący jako generator. Przy stałej wartości prądu wzbudzenia i zmiennej prędkości obrotowej, stałość momentu obciążenia realizowano poprzez zmianę wartości rezystancji R_g w taki sposób, aby utrzymywać wartość prądu twornika silnika DC na stałym poziomie. W celu dopasowania poziomu napięcia zasilania dla układu przekształtnika sieciowego PS zastosowano transformator TD typu ET3SB-11 firmy ELHAND, o przekładni napięciowej 400/100 V/V, mocy $S_{N TD} = 7$ kVA, napięciu zwarcia $u_{z TD} = 3,41$ %, prądzie biegu jałowego $i_0 = 2,93$ % i grupie połączeń Yyn0.

– **układ pośredniego przemiennika częstotliwości**

Pośredni przemiennik częstotliwości, pracujący w obwodzie wirnika silnika SA, składa się z trzech układów energoelektronicznych połączonych szeregowo. Przekształtnik niesterowany wykonano w oparciu o trójfazowy mostek diodowy 90MT 120KB. Do budowy przekształtnika impulsowego prądu stałego i przekształtnika sieciowego PWM wykorzystano dwa inteligentne moduły mocy IPM PM50RSA120 firmy Mitsubishi, zbudowane na bazie tranzystorów mocy IGBT. Podstawowe parametry modułu IPM: $U_{CE} = 1200 \text{ V}$, $I_C = 50 \text{ A}$, $f_{max} = 15 \text{ kHz}$, $T_{deadtime} = 3 \mu\text{s}$. Zastosowane moduły mocy posiadają wbudowane zabezpieczenia nadmiarowo-prądowe chroniące łączniki przekształtnika przed niszczącymi przeciążeniami prądowymi (ograniczenie maksymalnych chwilowych wartości prądów tranzystorów dla poszczególnych faz przekształtnika). Na każdym module tranzystorowym umieszczono kondensator typu "snubber" o pojemności $1 \mu\text{F}$ i maksymalnym napięciu 1200 V , kompensujący indukcyjności doprowadzeń.

Układ optoizolacji, separujący galwanicznie moduły IPM od analogowego układu sterowania, wykonano poprzez zastosowanie transoptorów 6N137. Schemat interfejsu sterującego pracą łączników tranzystorowych, dopasowującego sygnał logiczny układu sterowania do wymagań półprzewodnikowych elementów przełączających, przedstawiono w Załączniku 3 na rysunku Rys. Z.13.

Parametry elementów przekształtników impulsowych przyjęto zgodnie z zależnościami przedstawionymi w rozdziałach 4.1.1 i 4.2.1. Na wejściu przekształtnika impulsowego prądu stałego znajduje się dławik L_{dr} o indukcyjności 10 mH , natomiast na wyjściu falownika PWM znajdują się dławiki L_f o indukcyjności 5 mH . Po stronie stałonapięciowej zastosowano baterię kondensatorów C o łącznej pojemności $6,6 \text{ mF}$ i maksymalnym napięciu 450 V . Powyższe parametry elementów układu pośredniego przemiennika częstotliwości są zgodne z parametrami modelu matematycznego układu napędowego. Schemat układu energoelektronicznego przedstawiono w Załączniku 3 – rysunek Rys. Z.8.

– **układ pomiarowy**

Pomiar wejściowych sygnałów napięciowo-prądowych do układu sterowania (u_k , u_{dc} , i_{dr} , i_f) wykonano za pomocą przetworników prądowych typu LA55P oraz przetworników napięciowych typu LV25P firmy LEM. Przetworniki pomiarowe LEM zapewniają separację galwaniczną pomiędzy obwodem pierwotnym (część silnopięciowa – tor mocy) i wtórnym (część elektroniczna – układ sterowania). Pomiar prędkości obrotowej zrealizowano za pomocą tachogeneratora TG.

– **układ zasilaczy i przetwornic**

Zmodyfikowany układ kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego jest wyposażony w system zasilaczy stabilizowanych i przetwornic gwarantujących poprawną pracę układu sterowania. System ten zbudowano na bazie stabilizatorów liniowych 7815, 7915, 7805, LM317T, LM337T.

Poszczególne moduły funkcjonalne układu sterowania lub ich grupy posiadają odrębne systemy zasilania na poziomie ± 15 V (układ pomiarowy przetworników LEM, układ synchronizacji USG_{SIN} , analogowe układy mnożące, regulator prędkości i napięcia u_{dc}), $\pm 7,5$ V (regulatory histerezowe prądu i_{dr} , i_f) i ± 5 V (układ optoizolacji i buforów typu 74HC, mikrokontroler AT89C2051). Schemat układu zasilaczy przedstawiono w Załączniku 3 – rysunek Rys. Z.14.

– **układ łączników mechanicznych i styczników**

Łączniki, styczniki i przekaźniki służą do bezpiecznego załączenia i wyłączenia ZUK zarówno w trakcie pracy normalnej jak i w stanach awaryjnych napędu. Schemat funkcjonalny zastosowanych aparatów elektomechanicznych przedstawiono na Rys. 5.1. Do załączania napięcia zasilającego dla obwodu mocy oraz zasilaczy elektronicznych służy łącznik B typu MC 306E. Układ styczników St1, St2 i St3 sterowany jest poprzez układ przekaźników za pomocą mikroprocesorowego układu kontrolno-sterującego (UKS). Praca UKS zostanie opisana poniżej w niniejszym podrozdziale. Stycznik St1 załącza i wyłącza układ wstępnego ładowania baterii kondensatorów przekształtnika PWM. Styczniki St2 i St3 załączają i wyłączają obwód mocy układu ZUK.

– **układ sterowania, synchronizacji USG_{SIN} i kontroli napięcia zasilającego**

Zamknięty układ regulacji prędkości i układ sterowania przekształtnikiem PWM wykonano w technice analogowej. Układ regulatorów R_w , R_u , RH_{Idr} i RH_{If} zbudowano na wzmacniaczach operacyjnych (układy scalone typu TL082 i TL084), z odpowiednio dobranymi elementami RC w pętlach sprzężenia zwrotnego. Nastawy regulatorów prędkości R_w i napięcia R_u zapewniają aperiodyczny charakter sygnałów przejściowych w stanach dynamicznych napędu (zgodnie z wynikami symulacji przedstawionymi w rozdziale 4.3.1):

regulator prędkości R_w : $K_w = 2$ $T_w = 0,51$ s

regulator napięcia R_u : $K_u = 5$ $T_u = 0,02$ s

Przyjęto szerokość pętli histerezy ΔI_{dr} regulatora prądu wyprostowanego I_{dr} o wartości 2,4 A, natomiast szerokość pętli histerezy ΔI_f regulatorów prądu wyjściowego $I_f = 2$ A. Mnożenie sygnałów analogowych w układach regulacji zrealizowano za pomocą układów mnożących AD633JN. Schemat układu sterowania przedstawiono w Załączniku 3 – rysunek Rys. Z.9. i Rys. Z.10.

W układzie synchronizacji USG_{SIN} na podstawie pomiaru dwóch fazowych napięć zasilających u_k odtworzono napięcie fazowe trzeciej fazy. Następnie za pomocą filtrów dolnoprzepustowych otrzymywane są sygnały proporcjonalne do pierwszej harmonicznej napięcia zasilania. W wyniku zastosowania układów przesuwnika fazy uzyskuje się sygnały sinusoidalne przesunięte o kąt 180° w stosunku do składowej podstawowej napięcia zasilania, które są sygnałami referencyjnymi dla układu sterowania przekształtnikiem PWM. Schemat układu USG_{SIN} przedstawiono w Załączniku 3 – rysunek Rys. Z.12.

Układ kontroli napięcia zasilającego KU_{zas} składa się z trójfazowego mostka diodowego, trzech rezystorów 66 k Ω po stronie przemiennoprądowej mostka i układu transoptora 6N139 po

stronie stałoprądowej mostka. W przypadku wystąpienia w dowolnej fazie zapadu napięcia (spadku wartości skutecznej napięcia zasilania poniżej 75 % U_{zn} , co odpowiada wartości 170 V) lub zaniku napięcia zasilania zostaje przekazana informacja do układu kontrolno-sterującego, który rozpoczyna procedurę bezpiecznego wyłączenia układu napędowego.

– **układ kontrolno-sterujący (UKS)**

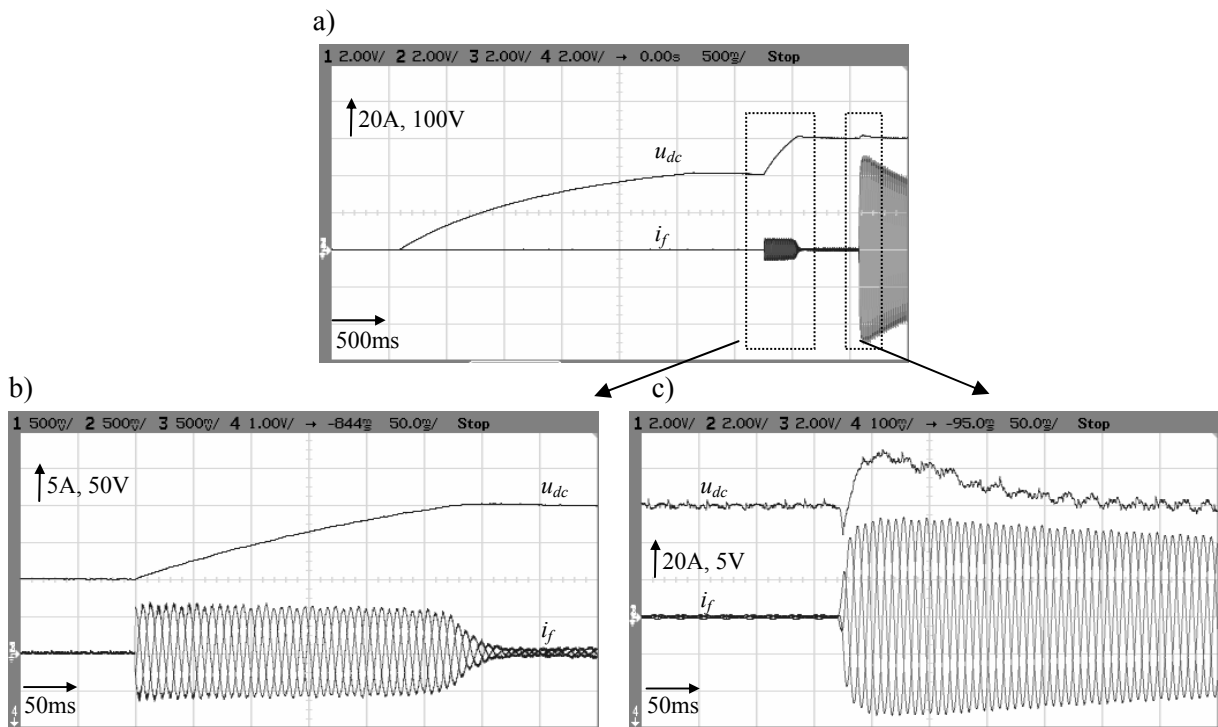
Proces bezpiecznego załączenia i wyłączenia układu napędowego, nadzór pracy ZUK oraz wyłączenia napędu w stanach awaryjnych realizuje układ kontrolno-sterujący, zbudowany w oparciu o układ mikroprocesora AT89C2051, pracujący z częstotliwością 12 MHz, układ buforów typu 74HC34 oraz tranzystorów bipolarnych *nnp* i *pnp*. Schemat układu UKS przedstawiono w Załączniku 3 – rysunek Rys. Z.13.

Rozruch zmodyfikowanego układu kaskady, ze względu na małą moc silnika napędowego (co odpowiada małej maksymalnej wartości mocy poślizgu zwracanej do sieci zasilającej) odbywa się bezpośrednio, z włączonym w obwodzie wirnika układem pośredniego przemiennika częstotliwości. Dzięki temu zostały wyeliminowane z obwodu wirnika silnika SA urządzenia rozruchowe i łączniki przełączające stosowane w układzie podstawowym. Jednak w przypadku aplikacji przemysłowych, dla kaskadowych układów napędowych dużej mocy, należy pozostawić urządzenia rozruchowe jak dla układu podstawowego, aby uniknąć wymiarowania przekształtnikowego toru zwrotu energii na pełną moc silnika. W tym przypadku urządzenia rozruchowe oraz aparatura stycznikowo-przekaznikowa powinna zapewnić przyłączenie układu pośredniego przemiennika częstotliwości do obwodu wirnika silnika napędowego dopiero po osiągnięciu przez silnik pożądanej (najniższej w żądanym przedziale regulacji) prędkości obrotowej.

W celu zapewnienia poprawnej pracy układu napędowego, przed załączeniem silnika SA, należy naładować kondensator C przekształtnika PWM do wymaganego poziomu $U_{dc\ ref}$. W przypadku bezpośredniego przyłączenia przekształtnika PWM do sieci z nienaładowanym kondensatorem C występuje stan przejściowy związany z procesem ładowania kondensatora C , charakteryzujący się przepływem przez diody wsteczne przekształtnika sieciowego prądu ładowania o amplitudzie znacznie przekraczającej nominalne parametry przekształtnika PWM, co mogłoby doprowadzić do zniszczenia modułu IPM. W laboratoryjnym układzie ZUK proces wstępnego ładowania kondensatora podzielono na dwa etapy, co przedstawiono na Rys. 5.2.

Po załączeniu łącznika START układ UKS sprawdza czy spełnione są warunki do bezpiecznego załączenia układu napędowego, tj.: czy poziom napięcia zasilającego obwód mocy (sygnał kontrolny z KUz_{zas}) oraz poziom napięć zasilających część elektroniczną układu sterowania są właściwe, a także czy wbudowany układ zabezpieczenia modułów IPM nie przesyła informacji o niepoprawnym stanie modułów. Po stwierdzeniu gotowości do pracy układ UKS załącza stycznik St1 (Rys. 5.1.) rozpoczynając I etap wstępnego ładowania kondensatora C przekształtnika PWM poprzez 1-fazowy mostek diodowy MD i rezystor R_{MD} do napięcia około 200 V. W tym czasie układ regulacji jest już gotowy do pracy, a generowane przez niego impulsy sterujące pracą tranzystorów IGBT są

blokowane przez układ UKS. Gdy napięcie u_{dc} osiągnie wartość 200 V układ UKS wyłącza stycznik St1 i załącza stycznik St2 oraz odblokowuje impulsy sterujące pracą łączników przekształtnika PWM. Zaczyna się II etap ładowania kondensatora sinusoidalnym prądem i_f przekształtnika PWM o amplitudzie nie przekraczającej 7,5 A. II etap ładowania kondensatora jest kontrolowany przez układ regulatora napięcia R_u , co zapewnia osiągnięcie wymaganego poziomu $U_{dc\,ref}$ równego 300 V (Rys. 5.2.b). Po zakończeniu procesu ładowania kondensatora, w przypadku braku sygnałów o wystąpieniu stanów awaryjnych, układ UKS załącza stycznik St3 i odblokowuje impulsy sterujące pracą tranzystora T_d , co powoduje rozruch silnika napędowego (rozruch jest kontrolowany przez układ regulatorów R_w i RH_{Idr}) z maksymalnym, dopuszczalnym momentem dynamicznym. Podczas rozruchu silnika prąd i_{dr} w obwodzie pośredniczącym utrzymywany jest na stałym, ograniczonym poziomie, wynikającym z ochrony tranzystora T_d przed przeciążeniem prądowym, natomiast prąd wyjściowy falownika i_f maleje liniowo wraz ze wzrostem prędkości obrotowej. W początkowej fazie rozruchu, przez układ przekształtnikowy PR i PS, przekazywana jest z obwodu wirnika do sieci zasilającej maksymalna moc poślizgu, czemu towarzyszy chwilowy wzrost napięcia u_{dc} (Rys. 5.2.c).



Rys. 5.2. Przebiegi czasowe napięcia u_{dc} kondensatora C oraz prądu i_f przekształtnika PWM podczas rozruchu układu napędowego: a) proces ładowania kondensatora C i załączenie napędu, b) II etap ładowania kondensatora C , c) załączenie silnika

Wyłączenie układu napędowego może być spowodowane wyłączeniem łącznika START albo może wystąpić na skutek stanu awaryjnego, zidentyfikowanego przez układ UKS. W przypadku zamierzonego działania obsługi (wyłączenia łącznika START) najpierw blokowane są przez układ UKS impulsy sterujące pracą łącznika T_d oraz zostaje wyłączony stycznik St3; następnie są blokowane impulsy sterujące pracą łączników falownika PWM oraz zostaje wyłączony stycznik St2, czyli wyłączony zostaje cały obwód mocy. W stanie wyłączenia układu napędowego kondensator C jest

zawsze zbocznikowany rezystorem o wartości 13 k Ω , w celu rozładowania energii w nim zgromadzonej.

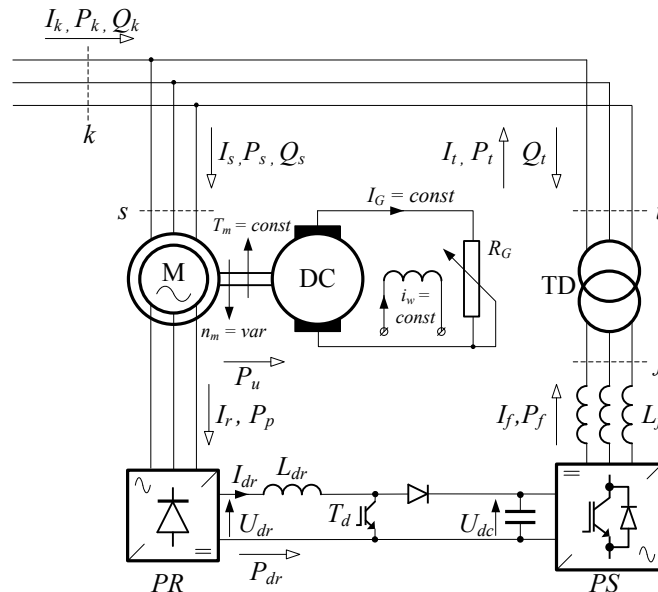
W trakcie normalnej pracy kaskadowego układu napędowego układ UKS kontroluje lub odbiera informacje o następujących stanach awaryjnych:

- niskie napięcie zasilania w dowolnej fazie układu;
- nieprawidłowej wartości jednego z poziomu napięcia zasilającego część elektroniczną układu sterowania;
- niepoprawne stany pracy tranzystorów IGBT (informacje przekazywane przez sygnały diagnostyczne z wbudowanych układów zabezpieczeń modułów IPM);
- zmniejszenie wartości napięcia u_{dc} poniżej 270 V – kontrola podnapięciowa, w celu spełnienia warunków (4.21) i (4.22);
- wzrost wartości napięcia u_{dc} powyżej 330 V (na skutek np.: błędu sterowania, utraty sygnału od sprzężenia zwrotnego, wahań napięcia stałego wywołanych gwałtownymi zmianami zwracanej mocy poslizgu P_{dr}) – kontrola nadnapięciowa, w celu zabezpieczenia kondensatora przekształtnika PWM przed jego zniszczeniem;
- niekontrolowane wyłączenie jednego ze styczników St2 lub St3 (na skutek np.: uszkodzenia aparatury stycznikowo-przełącznikowej).

W przypadku wystąpienia dowolnego stanu awaryjnego następuje zatrzymanie pracy układu ZUK i jego kontrolowane wyłączenie.

5.2. Wyniki badań laboratoryjnych układu kaskadowego

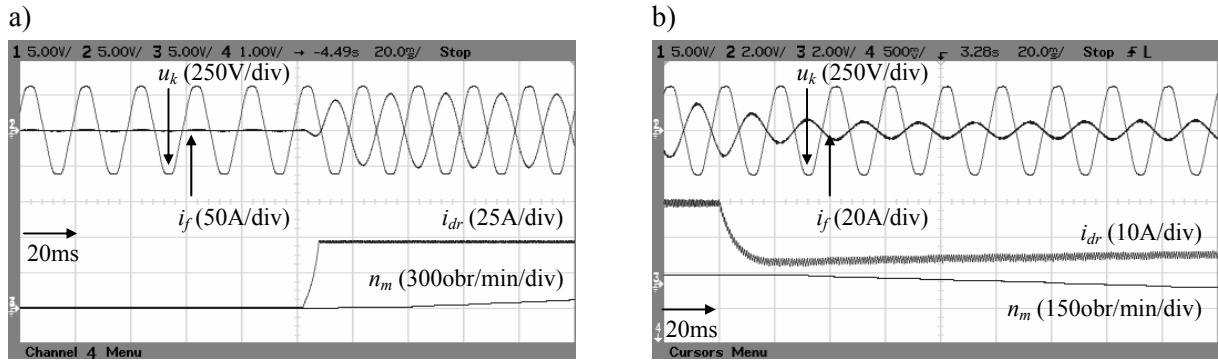
Badania laboratoryjnego układu napędowego ZUK przeprowadzono za pomocą profesjonalnej aparatury pomiarowej, wymienionej w rozdziale 3.2.3, wyposażonej w odpowiednie oprogramowanie pozwalające na zapisywanie, przenoszenie i kopiowanie obserwowanych przebiegów czasowych, umożliwiającą dokonanie oceny oddziaływania układu ZUK na sieć zasilającą i dokumentującą otrzymane wyniki pomiarowe. Na rysunku Rys. 5.3 przedstawiono wielkości rejestrowane przez przyrządy pomiarowe.



Rys. 5.3. Schemat laboratoryjnego układu ZUK wraz z zaznaczonymi rejestrowanymi wielkościami

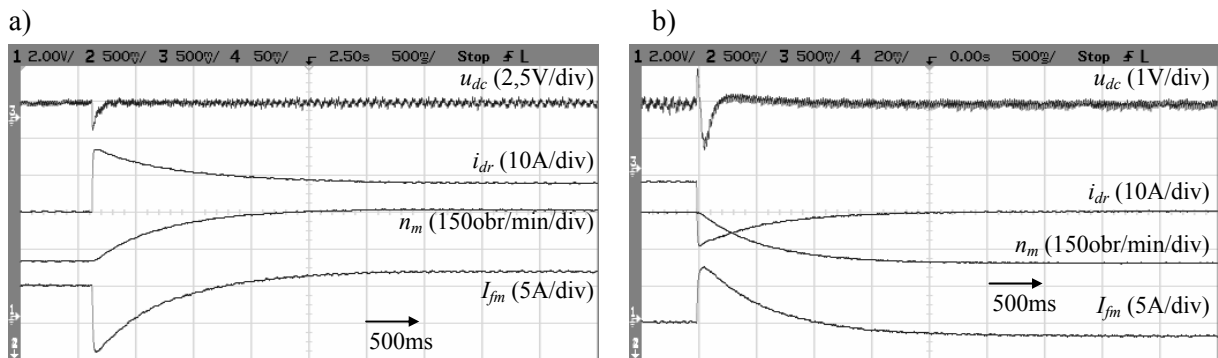
5.2.1. Dynamika kaskadowego układu napędowego

Na Rys. 5.4 przedstawiono zarejestrowane przebiegi czasowe prądu wyjściowego i_f falownika PWM (jednej fazy) na tle fazowego napięcia zasilania u_k , prądu wyprostowanego i_{dr} oraz prędkości mechanicznej n_m dla dwóch dowolnie wybranych stanów dynamicznych: rozruchu kaskadowego układu napędowego (Rys. 5.4.a) i obniżeniu prędkości zadanej n_{ref} z 700 obr/min na 500 obr/min (Rys. 5.4.b). Układ sterowania przekształtnikiem PWM, przy odkształconym napięciu zasilania u_k , zapewnia sinusoidalne kształtowanie prądu wyjściowego falownika i_f z jednostkowym współczynnikiem mocy w dowolnym stanie dynamicznym napędu. Przesunięcie fazowe o 180° między przebiegiem napięcia u_k a przebiegiem prądu i_f świadczy o zwrocie mocy czynnej z obwodu wirnika do sieci zasilającej. Zastosowane w układzie regulacji ograniczenia prądu i_{dr} i prądu i_f , związane z ochroną zastosowanych elementów półprzewodnikowych, zapewniają bezpieczną i poprawną pracę modułów IPM w trakcie rozruchu napędu.

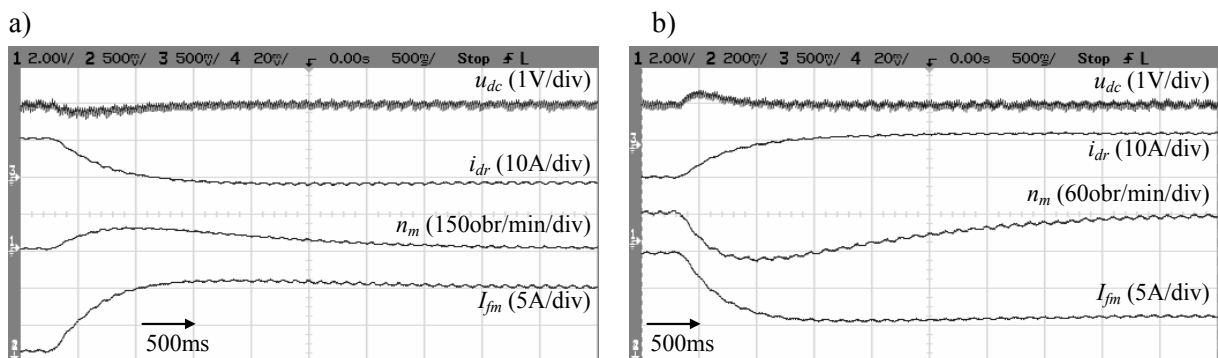


Rys. 5.4. Przebiegi czasowe prądu i_f , napięcia zasilania u_k , prądu wyprostowanego i_{dr} oraz prędkości n_m w stanach dynamicznych: a) rozruch napędu, b) obniżenie n_{ref} z 700 obr/min na 500 obr/min

W celu sprawdzenia jakości regulacji prędkości przeprowadzono badania typowych stanów dynamicznych laboratoryjnego układu ZUK. Dla skokowych zmian prędkości zadanej $n_{m ref}$ przy obciążeniu silnika SA momentem mechanicznym T_m o charakterze liniowym (Rys. 5.5) oraz dla skokowych zmian momentu T_m przy niezmiennej wartości $n_{m ref}$ (Rys. 5.6) zarejestrowano przebiegi przejściowe prędkości obrotowej n_m , prądu wyprostowanego i_{dr} , napięcia u_{dc} kondensatora przekształtnika PWM oraz sygnał amplitudy prądu referencyjnego I_{fm} prądu falownika i_f .



Rys. 5.5. Dynamika napędu przy skokowej zmianie prędkości referencyjnej: a) wzrost n_{ref} z 500 obr/min na 700 obr/min, b) obniżenie n_{ref} z 700 obr/min na 500 obr/min

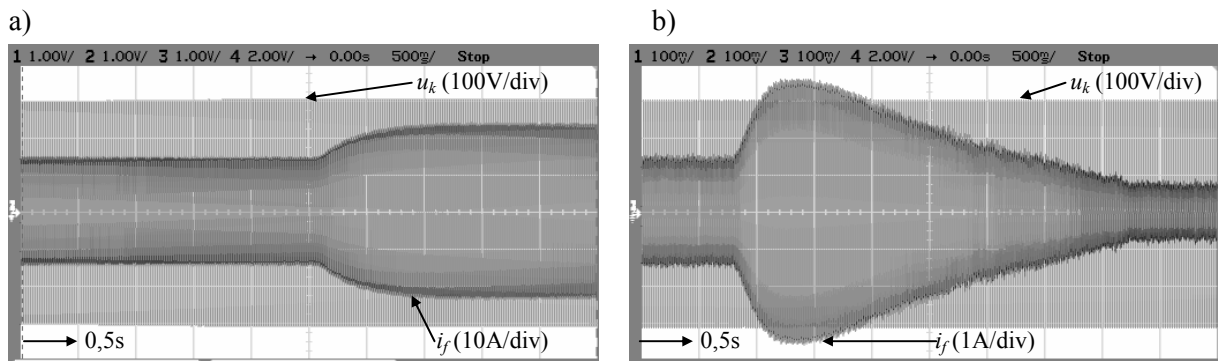


Rys. 5.6. Dynamika napędu przy skokowej zmianie momentu obciążenia T_m i stałej prędkości referencyjnej $n_{ref} = 500$ obr/min: a) zmniejszenie momentu T_m z $0,9T_n$ na $0,55T_n$, b) wzrost momentu T_m z $0,55T_n$ na $0,9T_n$

W stanach dynamicznych zamknięty układ regulacji prędkości zapewnia aperiodyczny charakter przebiegów przejściowych n_m (Rys. 5.5) oraz stabilizację prędkości na zadanym poziomie (Rys. 5.6). Układ regulacji napięcia u_{dc} nie dopuszcza do powstawania w stanach dynamicznych

napędu uchybów napięcia u_{dc} większych od 3 V, co stanowi 1 % wartości $U_{dc\ ref}$. Uzyskane przebiegi czasowe w układzie rzeczywistym są zbieżne pod względem jakościowym z przebiegami symulacyjnymi, które zostały przedstawione na (Rys. 4.7. – Rys. 4.10.) w rozdziale 4.3.1 dla nastaw regulatorów oznaczonych jako Przypadek I. Otrzymany w układzie laboratoryjnym ZUK stosunkowo długi czas regulacji prędkości wynika z przyjętego założenia o osiągnięciu nowej wartości prędkości bez przeregulowania – co zostało szerzej opisane w rozdziale 4.3.1.

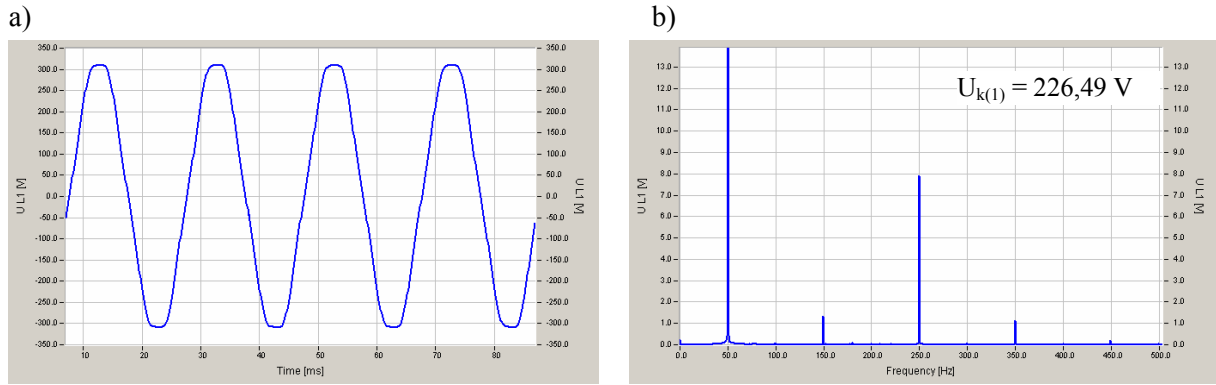
Z zależności (4.17) wynika, że w laboratoryjnym układzie ZUK, pracującym ze stałą prędkością obrotową n_m , wzrost momentu obciążenia T_m (wzrost mocy poślizgu P_{dr}) wywoła wzrost amplitudy prądu I_{fm} . Ilustrują to przebiegi czasowe prądu wyjściowego i_f falownika PWM na tle napięcia zasilania u_k przedstawione na oscylogramie Rys. 5.7.a. Jednak zgodnie z rozważaniami przeprowadzonymi w rozdziale 3.5, w wyniku przecięcia się liniowych charakterystyk amplitudy prądu wyjściowego falownika w funkcji prędkości obrotowej $I_{fm} = f(n_m)$ (Rys. 3.37.b), dla prędkości większej od 1250 obr/min w układzie ZUK zachodzi zjawisko odmienne – wzrostowi obciążenia T_m towarzyszy zmniejszenie amplitudy prądu i_f , co pokazano na oscylogramie Rys. 5.7.b.



Rys. 5.7. Prąd i_f falownika PWM na tle napięcia zasilania u_k przy stałej prędkości napędu i skokowym wzroście momentu obciążenia: a) wzrost T_m z $0,55T_n$ na $0,9T_n$ przy $n_{m\ ref} = 500$ obr/min.; b) wzrost T_m z $0,75T_n$ na T_n przy $n_{m\ ref} = 1300$ obr/min

5.2.2. Praca układu napędowego w stanach ustalonych

Badania laboratoryjnego układu ZUK przeprowadzano w warunkach odkształconego napięcia zasilania. Na rysunku Rys. 5.8 pokazano przebieg czasowy oraz widmo napięcia zasilającego u_k w punkcie przyłączenia PP układu napędowego do sieci energetycznej (Rys. 5.1). Napięcie u_k jest odkształcone, z dominującą harmoniczną rzędu 5, z powodu negatywnego oddziaływania innych nieliniowych odbiorników pracujących w sieci.

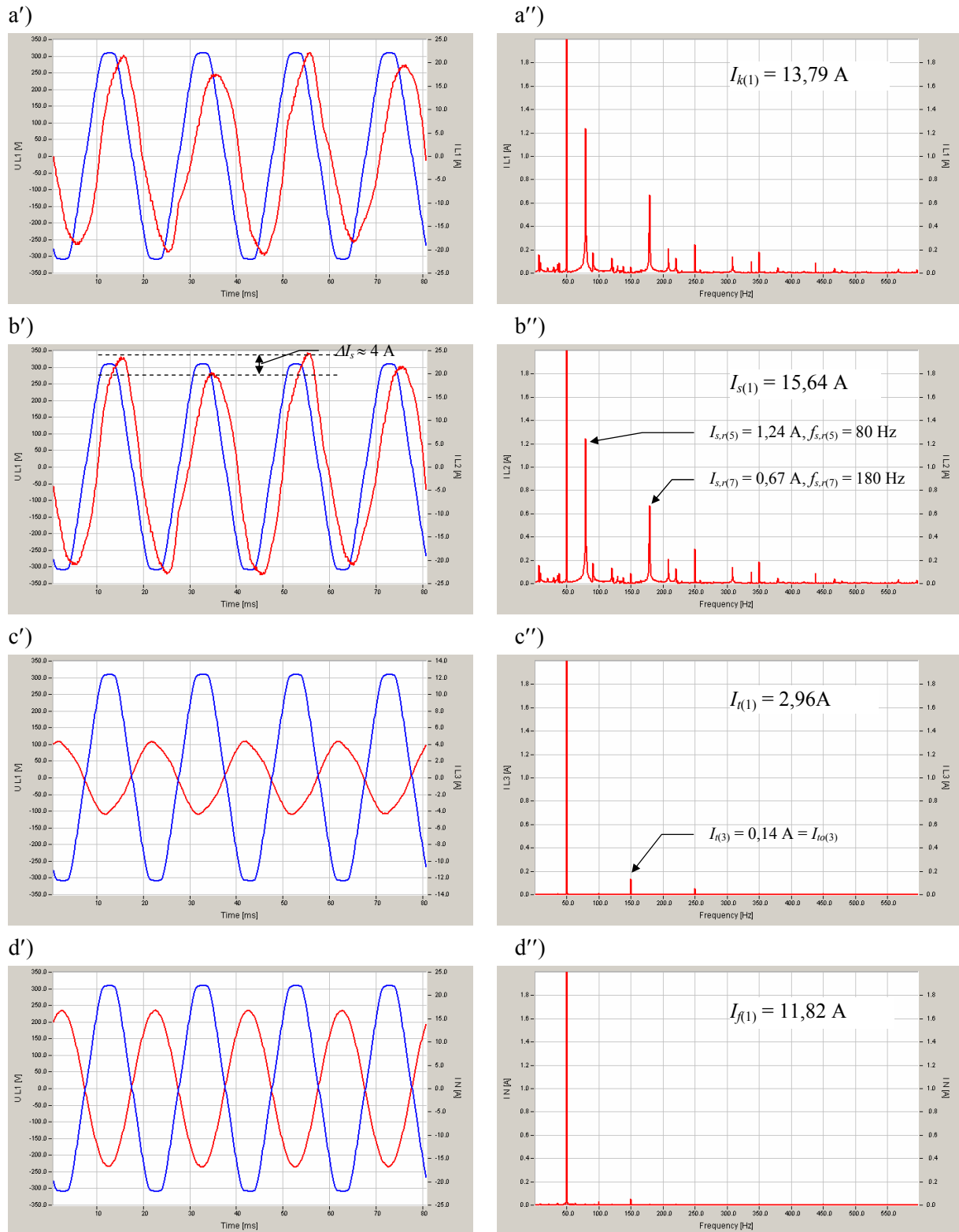


Rys. 5.8. Napięcie zasilające u_k laboratoryjnego ZUK: a) przebieg czasowy napięcia dla jednej fazy, b) widmo FFT napięcia u_k

Na rysunku Rys. 5.9 przedstawiono przebiegi czasowe prądów układu ZUK (dla fazy b układu) na tle fazowego napięcia zasilania u_k w poszczególnych punktach pomiarowych układu napędowego dla ustalonego punktu pracy napędu ($n_m = 850$ obr/min, $T_m = 1,05T_n$). Dla prostokątnego okna pomiarowego o czasie trwania 1,28 s przeprowadzono analizę widmową prądów układu, co pozwoliło na uzyskanie dyskretnego spektrum o rozdzielczości 0,781 Hz, oraz obliczono wartości wskaźników energetycznych układu. Otrzymane za pomocą analizatora TOPAS 1000 wyniki pomiarów zestawiono w tabeli Tab. 5.1.

Prąd zasilania i_k układu kaskady, będący sumą arytmetyczną prądu silnika i_s i prądu transformatora i_t , pozostaje prądem odkształconym (Rys. 5.9.a') z powodu pracy przekształtnika niesterowanego 6-pulsowego w obwodzie wirnika. W widmie prądu i_k (Rys. 5.9.a'') widoczne są składowe prądu i_s (Rys. 5.9.b''). W widmie prądu i_s , wśród składowych o względnych wartościach skutecznych większych od 1 %, można wyróżnić składowe o częstotliwościach związanych z harmonicznymi napięcia zasilania (5. i 7.) oraz składowe o częstotliwościach interharmonicznych $f_{s,r(m)}$ zależnych od aktualnego poślizgu (Rys. 5.9.b''). Dominującymi interharmonicznymi prądu i_s są składowe związane z harmonicznymi prądu wirnika rzędu 5 i 7 (oznaczone odpowiednio jako $I_{s,r(5)}$ i $I_{s,r(7)}$). Częstotliwości tych składowych, zgodnie z zależnością (2.8), równe są odpowiednio $f_{s,r(5)} = 80$ Hz i $f_{s,r(7)} = 180$ Hz. Składowe interharmoniczne wywołują modulację amplitudy prądu i_s (Rys. 5.9.b'). Ponieważ dominującą składową interharmoniczną prądu i_s jest składowa o częstotliwości $f_{s,r(5)}$ to amplituda prądu i_s zmienia się co okres. Wartość międzyszczytową ΔI_s składowej modulującej składową podstawową prądu i_s można określić na podstawie wartości skutecznych dominujących składowych interharmonicznych prądu silnika. W rozpatrywanym stanie ustalonym napędu wartość ΔI_s wynosi:

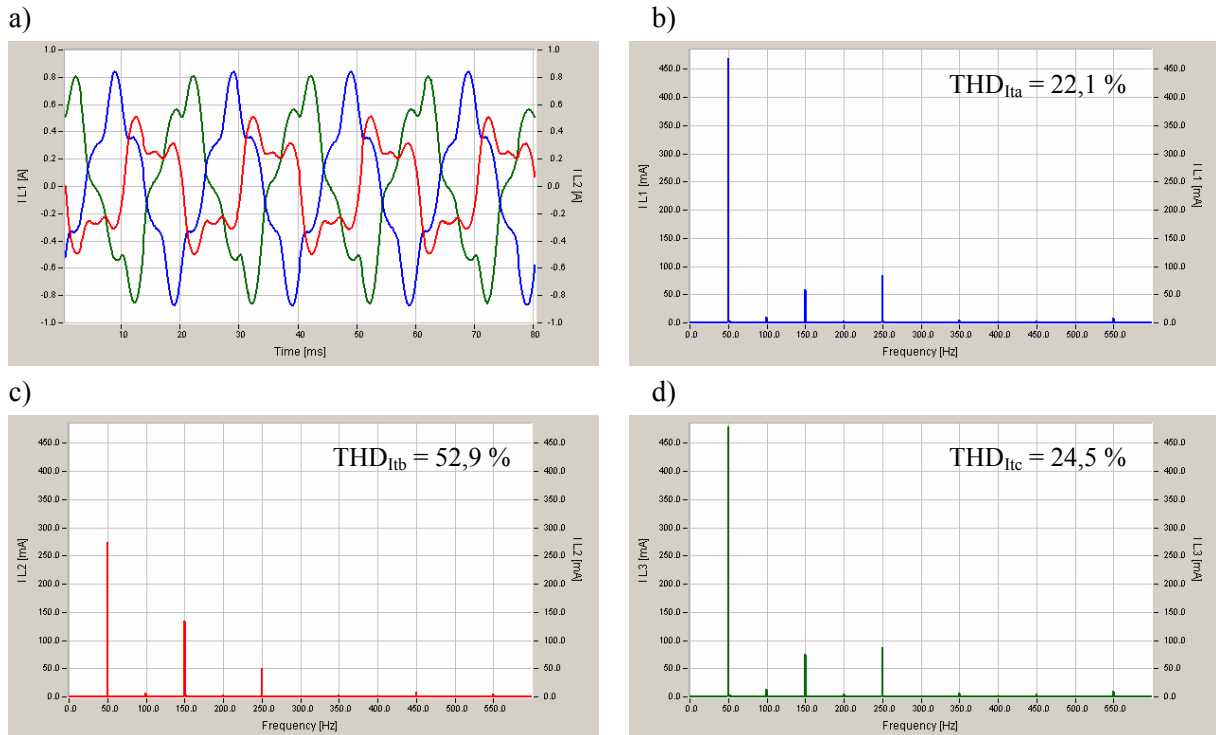
$$\Delta I_s \approx 2\sqrt{2}\sqrt{I_{s,r(5)}^2 + I_{s,r(7)}^2} = 3,98\text{A}$$



Rys. 5.9. Przebiegi czasowe napięcia zasilania u_k (kolor niebieski) i prądów w układzie kaskady w stanie ustalonym dla $n_m = 850 \text{ obr/min}$ oraz obciążenia $1,05 T_n$: a') przebieg prądu zasilania i_k , a'') widmo prądu i_k , b') przebieg prądu silnika i_s , b'') widmo prądu i_s , c') przebieg prądu transformatora strony pierwotnej i_t , c'') widmo prądu i_t , d') przebieg prądu przekształtnika PWM i_f , d'') widmo prądu i_f

Tor zwrotu energii praktycznie nie wnosi odkształceń do prądu i_k – niewielkie odkształcenie prądu i_t (Rys. 5.9.c'-c'', Tab. 5.1) jest skutkiem odkształcenia napięcia zasilania oraz

odkształconego prądu magnesowania transformatora i_{to} (Rys. 5.10). Widoczna na rysunku Rys. 5.9.c" 3. harmoniczna prądu $I_{t(3)}$ w rozpatrywanym stanie ustalonym napędu stanowi 4,73 % składowej podstawowej $I_{t(1)}$ i równa jest w jednostkach bezwzględnych 3. harmonicznej prądu magnesującego $I_{to(3)}$ (Rys. 5.10.c). Prąd i_{to} jest prądem odkształconym i asymetrycznym (Rys. 5.10) – w rozpatrywanym punkcie pracy napędu współczynnik asymetrii¹³ prądu i_{to} wynosi 31,36 %. Skutkiem asymetrii prądu magnesującego jest różna wartość współczynników odkształcenia harmonicznego THD_{Ito} dla poszczególnych prądów liniowych I_{to} transformatora (Rys. 5.10).



Rys. 5.10. Prąd biegu jałowego transformatora dopasowującego TD: a) przebiegi czasowe, b)-d) widmo FFT poszczególnych prądów fazowych

Wraz ze wzrostem prędkości obrotowej, przy stałym momencie obciążenia, amplituda prądu falownika i_f będzie maleć. To spowoduje coraz większą zbieżność przebiegu czasowego prądu i_t z odkształconym przebiegiem czasowym prądu biegu jałowego transformatora i_{to} . Wywoła to wzrost współczynników odkształcenia $TTHD_{I_t}$ i THD_{I_t} prądu i_t dla dużych prędkości napędu. Wzrost wartości współczynników $TTHD_{I_t}$ i THD_{I_t} nie spowoduje jednak wzrostu wartości współczynników odkształcenia $TTHD_{I_k}$ i THD_{I_k} prądu zasilania i_k z powodu małej amplitudy prądu i_{to} w stosunku do amplitudy prądu i_k .

W wyniku pracy przekształtnika sieciowego PWM z sinusoidalnymi prądami wyjściowymi ($THD_{I_f} < 1 \%$) i jednostkowym współczynnikiem mocy ($DPF_f \approx 1$) zminimalizowano oddziaływanie toru zwrotu energii kaskadowego układu napędowego na sieć zasilającą ($THD_{I_t} \approx 5 \%$, $DPF_t \approx 1$) – Tab. 5.1. Moc czynna P_k (bierna Q_k) układu ZUK jest sumą arytmetyczną mocy czynnej silnika P_s

¹³ Współczynnik asymetrii prądu i_{to} obliczono jako iloraz składowej symetrycznej kolejności przeciwnej do składowej symetrycznej kolejności zgodnej

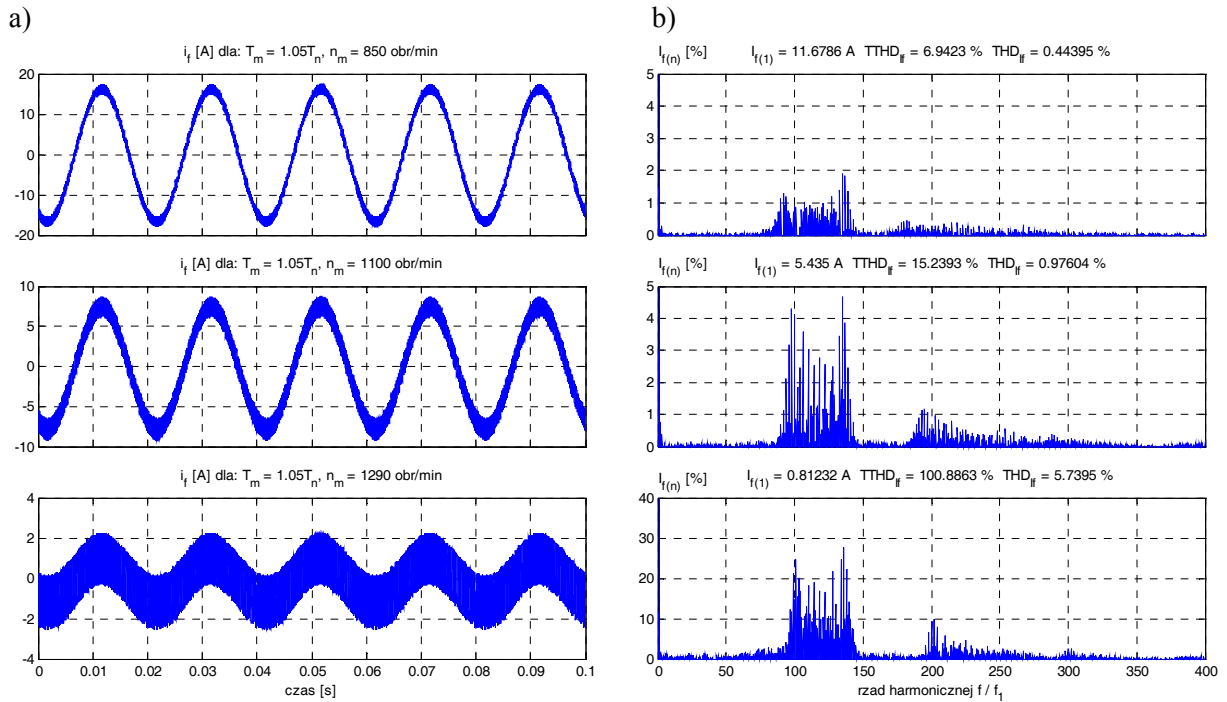
(biernej Q_s) i mocy czynnej transformatora P_t (biernej Q_t). Skutkiem zwrotu energii poślizgu do sieci zasilającej (czemu odpowiada ujemna wartość mocy P_t i P_f w Tab. 5.1) jest zmniejszenie wartości mocy czynnej P_k w stosunku do wartości mocy P_s , zmniejszanie wartości wypadkowego współczynnika przesunięcia DPF_k oraz zmniejszenie wartości skutecznej prądu zasilania I_k w stosunku do wartości skutecznej prądu silnika I_s . Z kolei zmniejszaniu wartości $I_{k(1)}$ towarzyszy wzrost wartości współczynnika odkształcenia $TTHD_{Ik}$ prądu zasilania w stosunku do wartości współczynnika $TTHD_{Is}$ prądu silnika. Jedynym źródłem negatywnego oddziaływania układu napędowego ZUK na sieć zasilającą pozostaje silnik indukcyjny (niezbędna do pracy silnika moc Q_s związana jest z wytworzeniem wirującego pola magnetycznego) i mostek diodowy w obwodzie wirnika (źródło harmonicznych i interharmonicznych prądu układu i_k).

Tab. 5.1. Wartości wskaźników energetycznych laboratoryjnego układu ZUK w wybranych punktach pomiarowych dla ustalonego punktu pracy: $n_m = 850$ obr/min, $T_m = 1,05T_n$ (wielkości zarejestrowane dla fazy b układu)

Wielkość		Punkt pomiarowy			
		zasilanie – pkt k	silnik – pkt s	transformator – pkt t	falownik PWM – pkt f
U	V	226,76			58,34
$U_{(1)}$	V	226,49			58,31
THD_U	%	3,58			3,53
I	A	13,92	15,75	2,97	11,82
$I_{(1)}$	A	13,79	15,64	2,96	11,81
$TTHD_I$	%	13,42	11,93	5,03	0,78
THD_I	%	2,25	2,33	4,92	0,49
P	W	2 008	2 688	-666	-689
Q	VAr	2 396	2 313	88	22
$S_{(1)}$	VA	3 132	3 542	671	689
S	VA	3 211	3 571	673	690
DPF	—	0,642	0,758	0,991	0,999

Ze względu na częstotliwość próbkowania analizatora, równą 6,4 kHz, uzyskane rezultaty związane z wartością skuteczną prądu I_f i wartością współczynnika odkształceń $TTHD_{If}$ tego prądu (Tab. 5.1) nie są w pełni wiarygodne. Z powodu niskiej częstotliwości próbkowania oraz filtrów dolnoprzepustowych, zastosowanych w torach pomiarowych analizatora, w przebiegu czasowym prądu i_f (Rys. 5.9.d') nie jest widoczna charakterystyczna składowa zmienna związana z pracą tranzystorów przekształtnika PWM i nadążnym kształtowaniem prądu. Częstotliwość próbkowania użytego rejestratora, zgodnie z wymaganiami normy [45], zapewnia poprawne obliczanie widma prądu w zakresie do 3,2 kHz. W wyniku pomiarów uzyskuje się sygnał zawierający, oprócz składowej podstawowej prądu i_f , składowe zmienne o częstotliwościach nieprzekraczających częstotliwości 50 harmonicznej (Rys. 5.9.d'').

W celu weryfikacji wartości współczynników odkształcenia $TTHD_{If}$ i THD_{If} prądu przekształtnika PWM przeprowadzono analizę widmową prądu i_f zarejestrowanego za pomocą oscyloskopu cyfrowego AGILENT 54621A. Przebieg czasowy prądu i_f próbkowano z częstotliwością 100 kHz co spowodowało uzyskanie widma prądu w zakresie do 50 kHz. Dla prostokątnego okna pomiarowego o czasie trwania 0,1 s przeprowadzono analizę DFT. Uzyskano dyskretne spektrum o rozdzielczości 10 Hz. Na tej podstawie obliczono wartości współczynników $TTHD_{If}$ i THD_{If} dla różnych prędkości obrotowych napędu obciążonego stałym momentem mechanicznym $1,05T_n$. Otrzymane wyniki przedstawiono na Rys. 5.11.

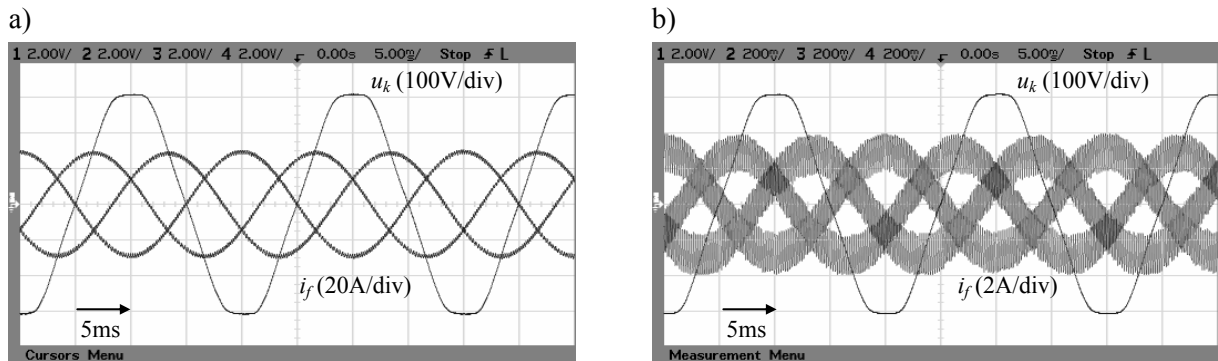


Rys. 5.11. Prąd i_f falownika PWM dla różnych prędkości obrotowych napędu ZUK przy stałym momencie obciążenia $1,05T_n$: a) przebiegi czasowe, b) widmo prądu

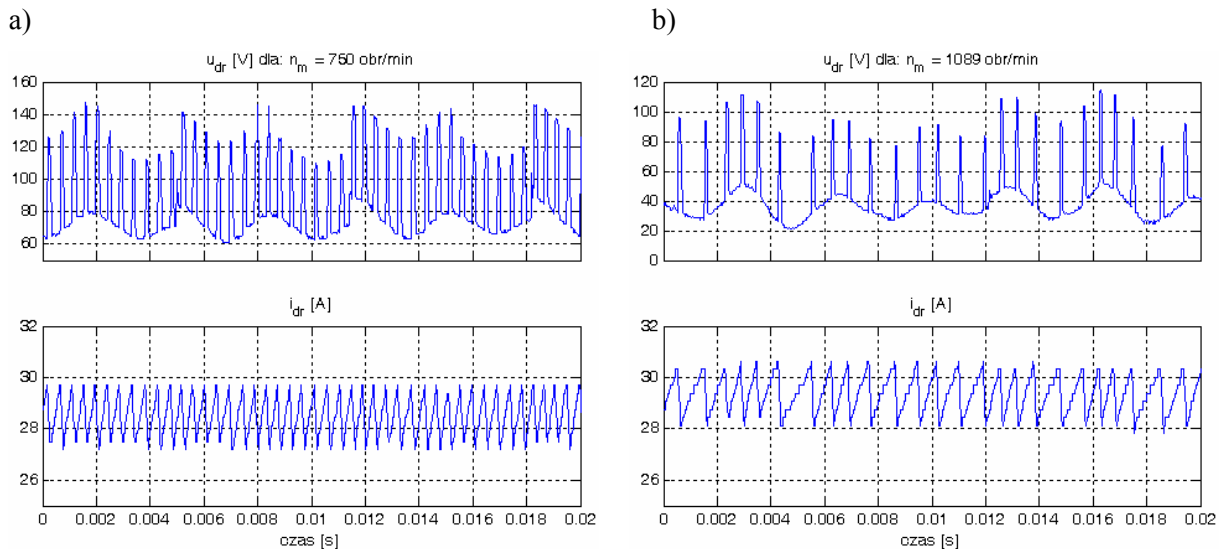
Porównując wyniki uzyskane za pomocą analizatora TOPAS z wynikami pomiarów przeprowadzonych oscyloskopem cyfrowym wartości $I_{f(1)}$ i THD_{If} dla prędkości 850 obr/min nieznacznie różnią się od siebie (Tab. 5.1 i Rys. 5.11.b) – wartości współczynnika THD_{If} w obydwu przypadkach obliczane były na podstawie zależności (3.26) do 50 harmonicznej. Zasadnicza różnica występuje dla wartości współczynnika $TTHD_{If}$ obliczonych na podstawie (3.25). Wartość współczynnika $TTHD_{If}$ uzyskana z pomiarów oscyloskopowych jest o rząd wielkości większa od wartości otrzymanej z pomiarów analizatorem na skutek uwzględnienia wartości skutecznych składowych o częstotliwościach przełączeń przekształtnika PWM (Rys. 5.11.b). Wraz ze wzrostem prędkości obrotowej, przy stałym momencie obciążenia, wzrasta udział w prądzie i_f składowych zmiennych o wysokiej częstotliwości co przy zmniejszającej się wartości $I_{f(1)}$ powoduje znaczny wzrost współczynnika $TTHD_{If}$. W wyniku zastosowania regulatorów histerezowych prądu i_f o stałej szerokości pętli histerezy ΔI_f wartość współczynnika $TTHD_{If}$ dla dużych prędkości napędu wzrasta do 100 % – w tym przypadku amplituda prądu referencyjnego falownika I_{fm} staje się mniejsza od wartości

ΔI_f . Mimo znacznego wzrostu wartości współczynnika $TTHD_{I_f}$ dla dużych prędkości napędu wartość współczynnika odkształcenia harmonicznego THD_{I_f} pozostaje na niskim poziomie – w tym przypadku nie przekracza 6 % (Rys. 5.11.b).

Na rysunku Rys. 5.12 przedstawiono oscylogramy prądu wyjściowego i_f falownika PWM na tle napięcia zasilania u_k jednej fazy w stanie ustalonym dla dwóch prędkości napędu obciążonego stałym momentem mechanicznym $0,8T_n$. Układ sterowania przekształtnikiem PWM zapewnia prawie sinusoidalny, symetryczny przebieg prądu i_f w stanach ustalonych przy odkształconym napięciu zasilania.



Rys. 5.12. Prąd i_f i napięcie zasilające u_k w stanie ustalonym napędu obciążonego stałym momentem $0,8T_n$: a) $n_m = 300$ obr/min; b) $n_m = 1250$ obr/min



Rys. 5.13. Przebiegi czasowe napięcia wyprostowanego u_{dr} i prądu wyprostowanego i_{dr} w stanie ustalonym napędu obciążonego momentem mechanicznym około $0,8T_n$: a) $n_m = 750$ obr/min; b) $n_m = 1089$ obr/min

Na rysunku Rys. 5.13 przedstawiono przebiegi czasowe napięcia u_{dr} i prądu i_{dr} w obwodzie wyprostowanym dla dwóch wybranych stanów ustalonych napędu obciążonego stałym momentem $0,8T_n$. Pracy przekształtnika impulsowego prądu stałego, odpowiedzialnego za regulację prędkości obrotowej, towarzyszą wzrosty napięcia Δu_{dr} na indukcyjnościach obwodu wirnika – co zostało omówione w rozdziale 4.3.3. Wartość Δu_{dr} w badanym układzie ZUK zmienia się w granicach $45 \div 60$ V i nie jest groźna dla elementów energoelektronicznych pośredniego przemiennika

częstotliwości (diod przekształtnika PR i tranzystora T_d). Częstotliwość pracy f_{Td} tranzystora T_d dla prędkości 750 obr/min wynosi 2,3 kHz (Rys. 5.13.a). Wraz ze wzrostem prędkości obrotowej częstotliwość f_{Td} maleje, co jest zgodne z charakterystyką $f_{Td}=f(n_m)$ otrzymaną w wyniku badań symulacyjnych ZUK (Rys. 4.16). Dla prędkości 1089 obr/min częstotliwość f_{Td} wynosi 1,25 kHz (Rys. 5.13.b). Ponieważ układ regulatora prędkości R_w zapewnia aperiodyczny charakter przebiegów przejściowych n_m (mała wartość współczynnika wzmocnienia K_w regulatora) to przebieg czasowy prądu wyprostowanego i_{dr} nie zawiera składowej zmiennej o częstotliwości $6sf_1$ (Rys. 5.13), związanej z 6.harmoniczną napięcia u_{dr} , co potwierdza wcześniejsze badania symulacyjne (Rys. 4.7.b – Rys. 4.10.b).

5.3. Ocena wskaźników energetycznych zmodyfikowanego układu kaskady

W rozdziale 3.2.3 przedstawiono pomiarową weryfikację modelu matematycznego podstawowego układu kaskady podsynchronicznej na stały moment dla silnika indukcyjnego pierścieniowego pod kątem oddziaływania napędu na sieć zasilającą. Duża zbieżność uzyskanych wyników eksperymentalnych i symulacyjnych świadczy o poprawności i przydatności opracowanego modelu matematycznego do oceny wskaźników energetycznych napędu na drodze badań symulacyjnych. W rozdziale 3.4 przeprowadzono analizę porównawczą oddziaływania kaskadowych układów napędowych, o różnych topologiach układu przekształtnika sieciowego, na sieć zasilającą. Uzyskane w wyniku symulacji charakterystyki wskaźników energetycznych zmodyfikowanych układów kaskadowych wykazały, że spośród badanych układów napędowych, układ kaskady z przekształtnikiem PWM charakteryzuje się najkorzystniejszymi wartościami wskaźników energetycznych. W niniejszym podrozdziale zostaną przedstawione wyniki pomiarowej weryfikacji wskaźników energetycznych modelu matematycznego ZUK.

W celu oceny oddziaływania laboratoryjnego układu ZUK na sieć zasilającą przeprowadzono pomiary analogicznych wskaźników energetycznych kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem PWM jak dla układu podstawowego (rozdział 3.2.3), w punktach pomiarowych ZUK odpowiadających punktom pomiarowym PUK (Rys. 3.8 i Rys. 5.3). W trakcie rejestracji poziom odkształcenia napięcia zasilającego zmieniał się w granicach $THD_U = 3,5 \div 3,9 \%$. Prędkość obrotową napędu, przy stałej wartości momentu obciążenia T_m , zmieniano w przedziale 300÷1300 obr/min. Pomiary przeprowadzono dla trzech różnych wartości momentu T_m :

$$T_{m1} = 1,05T_n, \quad T_{m2} = 0,85T_n, \quad T_{m3} = 0,6T_n.$$

Podobnie jak dla układu PUK w układzie laboratoryjnym ZUK, który z punktu widzenia systemu energetycznego jest odbiornikiem symetrycznym, wykonano pomiary w punkcie zasilania oraz po stronie stojana i transformatora dla jednej fazy napięcia zasilania – fazy b (Rys. 5.3). Czas trwania rejestracji wskaźników energetycznych w układzie rzeczywistym, dla danego punktu pracy, wynosił 3 min. Otrzymana wartość skuteczna prądów I , wartość mocy czynnej P , mocy biernej Q oraz

wartość współczynnika przesunięcia fazowego DPF w poszczególnych punktach pomiarowych układu jest wartością średnią ze zbioru 900 wartości średnich 200 ms z czasu trwania rejestracji. Wartości współczynników $TTHD_I$ i THD_I wyznaczono dla pojedynczego prostokątnego okna pomiarowego o czasie trwania 1,28 s, dowolnie wybranego z 3 min stanu ustalonego. Uzyskane w ten sposób wartości eksperymentalne wskaźników energetycznych układu ZUK oznaczono na charakterystykach zbiorczych symbolem 'o' (Rys. 5.14 – Rys. 5.19).

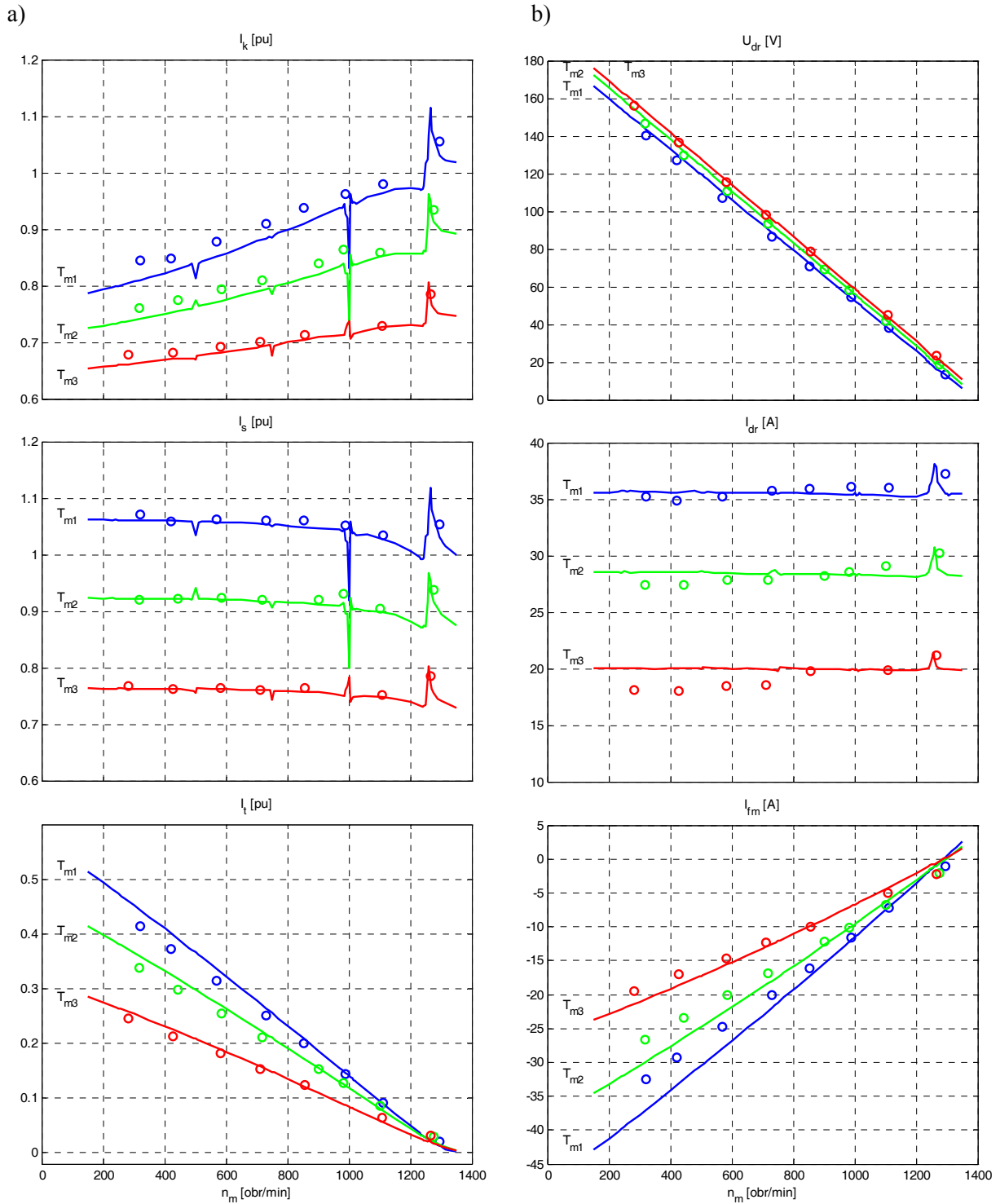
Badania symulacyjne przeprowadzono dla zakresu regulacji prędkości n_m w przedziale 150÷1350 obr/min, dla takich samych obciążeń napędu T_m jak w układzie rzeczywistym. Przyjęto stały poziom odkształcenia napięcia zasilania THD_U o wartości 3,7 %. W modelu matematycznym, ze względu na czas trwania symulacji oraz wielkość zbioru wynikowego, przyjęto czas trwania stanu ustalonego równy 1,28 s. Obliczone wartości I , P , Q i DPF w poszczególnych punktach pomiarowych układu są wartością średnią z 64 całokresowych wartości 20 ms, natomiast wartości współczynników $TTHD_I$ i THD_I wyznaczono dla pojedynczego prostokątnego okna pomiarowego 1,28 s. Uzyskane w ten sposób wartości symulacyjne wskaźników energetycznych układu ZUK oznaczono linią ciągłą na charakterystykach zbiorczych (Rys. 5.14 – Rys. 5.19).

5.3.1. Wartości skuteczne prądów układu

Uzyskane charakterystyki wartości skutecznych prądu kaskady I_k , prądu silnika I_s oraz prądu strony pierwotnej transformatora I_t w funkcji prędkości obrotowej, odniesione do prądu nominalnego silnika I_{sn} , przedstawiono na Rys. 5.14.a. Wartość skuteczna I_t , po uwzględnieniu przekładni transformatora, jest miarą wartości skutecznej prądu wyjściowego falownika I_f . Na Rys. 5.14.b (dolny rząd) przedstawiono charakterystyki amplitudy prądu referencyjnego przekształtnika PWM I_{fm} w funkcji prędkości napędu – ujemne wartości prądu I_{fm} podkreślają pracę falownikową przekształtnika sieciowego i potwierdzają fakt zwrotu energii poślizgu z obwodu wirnika do sieci zasilającej.

Wartość skuteczna prądu stojana I_s jest sumą geometryczną prądu czynnego, zależnego od obciążenia napędu, oraz prądu biernego – niezbędnego do wytworzenia wirującego pola magnetycznego. W przypadku układu kaskadowego uzwojenia stojana są bezpośrednio połączone z siecią zasilającą. Przy stałym momencie mechanicznym, a zatem prawie stałym prądzie czynnym (którego wartość zmienia się na skutek wzrostu strat mechanicznych przy wzroście prędkości), prąd bierny silnika w niewielkim stopniu zmienia się w funkcji prędkości, co powoduje niewielką zmianę prądu silnika w szerokim zakresie regulacji prędkości [66]. Z kolei wartość skuteczna prądu kaskady I_k jest sumą geometryczną prądu I_s i prądu strony pierwotnej transformatora I_t . Prąd I_t zawiera niewielką składową bierną związaną z magnesowaniem transformatora ($I_{to} = 3\%$) oraz składową czynną, proporcjonalną do zwracanej mocy poślizgu, co sprawia, że prąd kaskady I_k jest mniejszy od prądu silnika w szerokim zakresie prędkości. Dla prędkości bliskich prędkości znamionowej, prąd zasilania I_k staje się równy prądowi silnika ze względu na niewielką zwracaną moc czynną obwodu wirnika oraz straty łączeniowe występujące w elementach półprzewodnikowych.

Na Rys. 5.14.b przedstawiono dodatkowo charakterystyki wartości średniej napięcia wyprostowanego U_{dr} i prądu wyprostowanego I_{dr} w funkcji prędkości napędu. Charakterystyki zewnętrzne $U_{dr} = f(n_m)$ przekształtnika niesterowanego PR są liniowe z uwagi na liniową zależność indukowanego napięcia wirnika od poślizgu (4.6). Z powodu niezerowej impedancji obwodu wirnika wartość średnia napięcia U_{dr} dla ustalonej prędkości napędu maleje wraz ze wzrostem momentu obciążenia T_m . Wartość średnia prądu I_{dr} , przy stałym momencie obciążenia T_m , prawie nie ulega zmianie w szerokim zakresie zmian prędkości obrotowej – załamania charakterystyk $I_{dr} = f(n_m)$ występujące dla przedziału prędkości 1250÷1270 obr/min zostały omówione w rozdziale 3.5. Otrzymane charakterystyki $I_{fm} = f(n_m)$ (Rys. 5.14.b – dolny rząd) potwierdzają liniową zależność prądu falownika PWM w funkcji prędkości obrotowej i obciążenia napędu (4.17).



5.3.2. Współczynniki odkształcenia prądów

Wartości współczynników odkształcenia prądów laboratoryjnego układu ZUK w poszczególnych punktach pomiarowych, na tle charakterystyk modelu matematycznego układu napędowego, przedstawiono na rysunku Rys. 5.15.

Porównanie wartości całkowitego współczynnika odkształcenia prądu kaskady $TTHD_{Ik}$ (Rys. 5.15.a) z wartością współczynnika odkształcenia harmonicznego THD_{Ik} tego prądu (Rys. 5.15.b) świadczy o tym, że w prądzie zasilania i_k układu napędowego dominują składowe o częstotliwościach interharmonicznych. Na podstawie porównania wartości współczynników $TTHD_{Is}$ prądu silnika i $TTHD_{It}$ prądu transformatora z wartością $TTHD_{Ik}$ można stwierdzić, że źródłem interharmonicznych w prądzie kaskady ZUK, podobnie jak dla kaskadowego układu napędowego o dowolnej strukturze przekształtnika sieciowego (rozdział 3.5), jest przekształtnik diodowy PR pracujący w obwodzie wirnika silnika indukcyjnego. Odkształcony prąd wirnika, poprzez wirujące pole magnetyczne, wywołuje przepływ odkształconego prądu stojana, który jest dominującym składnikiem prądu kaskady w układzie ZUK. Aby wyeliminować składowe interharmoniczne prądu i_k układu ZUK należy wyposażyć przekształtnik PWM w funkcję aktywnej filtracji [21, 79, 84, 102].

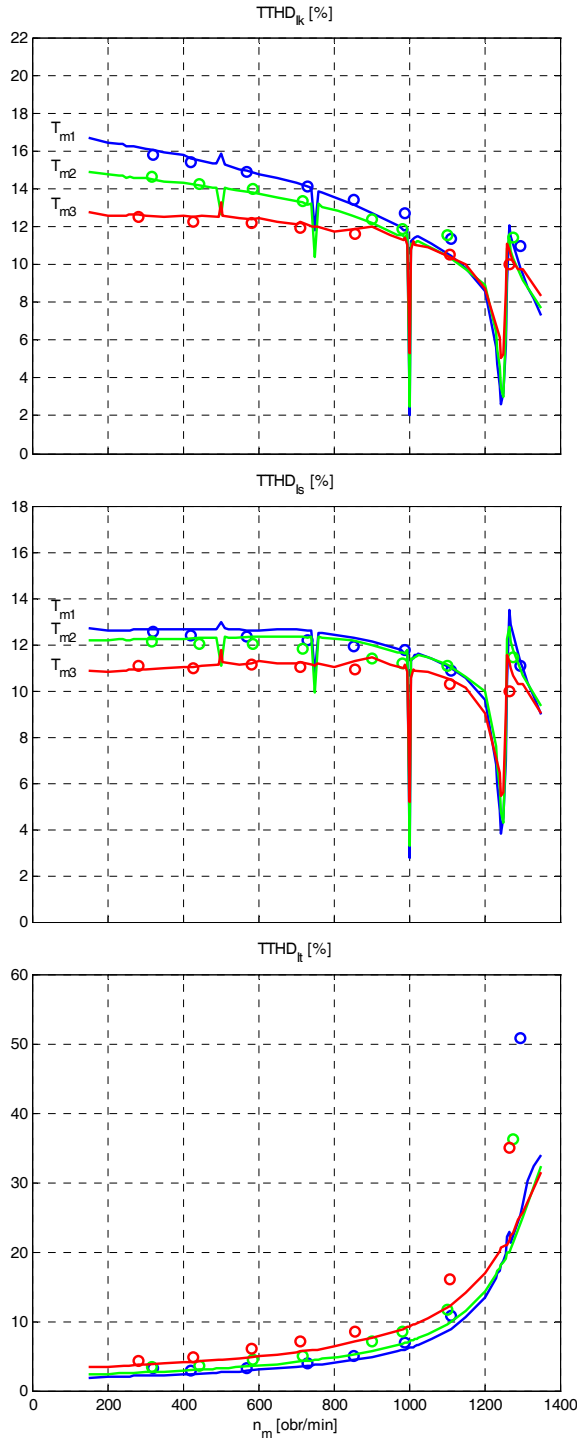
W przypadku pracy układu kaskady ze stałym momentem obciążenia wartość współczynnika $TTHD_{Is}$ w funkcji prędkości jest prawie stała i nie zależy od prędkości obrotowej (stały moment T_m wywołuje przepływ odkształconego prądu wirnika o prawie stałej wartości skutecznej w funkcji prędkości, czyli prądu wyprostowanego I_{dr} o prawie stałej wartości średniej – Rys. 5.14.b). Zmiany wartości współczynnika $TTHD_{Is}$, zarejestrowane dla przedziału prędkości 1250÷1270 obr/min (Rys. 5.15.a), związane są z załamaniami charakterystyk prądu silnika $I_s = f(n_m)$ (Rys. 5.14.a).

Zarejestrowane zmiany wartości współczynnika $TTHD_{Ik}$ w funkcji prędkości obrotowej przy stałym obciążeniu napędu spowodowane są zmianą wartości skutecznej składowej podstawowej prądu $I_{k(1)}$ na skutek zwrotu mocy poślizgu do sieci zasilającej. Dla małych prędkości układu wartość $I_{k(1)}$ maleje (Rys. 5.14.a) co powoduje wzrost udziału w prądzie I_k składowych niecharakterystycznych pochodzących od prądu I_s , których poziom nie ulega zmianie ponieważ nie ulega zmianie obciążenie napędu. W rezultacie zmniejszania prędkości obrotowej obserwowany jest wzrost wartości współczynnika $TTHD_{Ik}$.

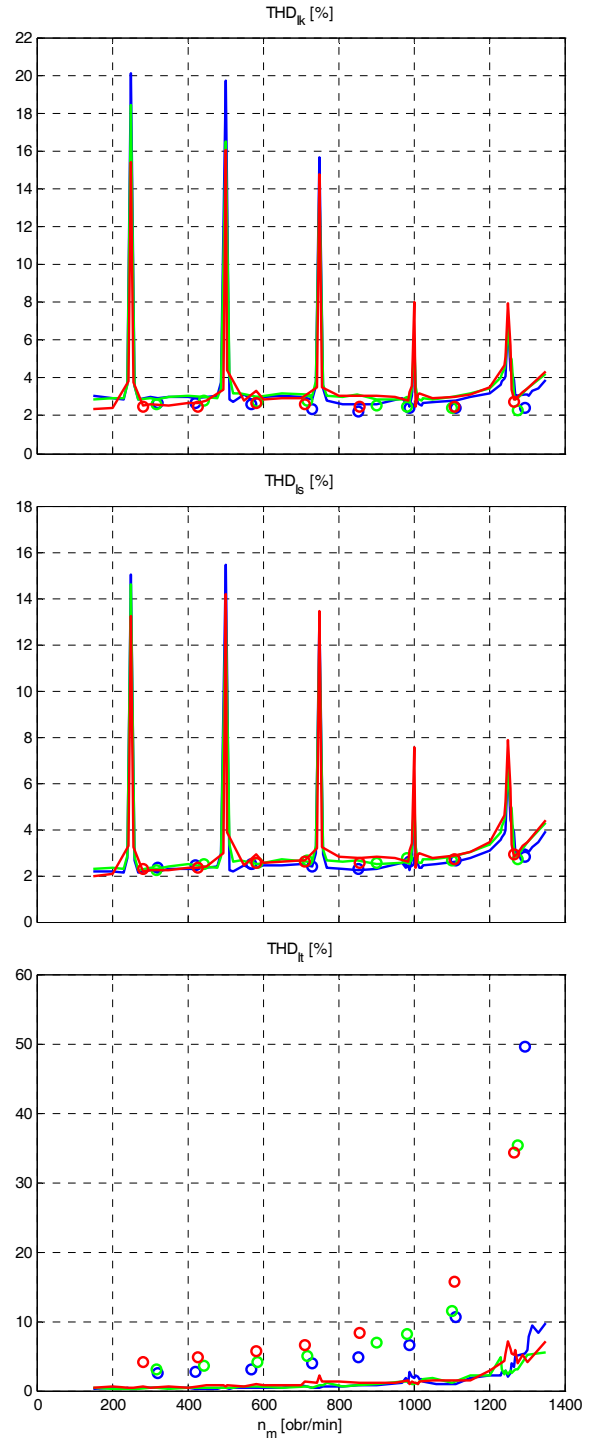
Znaczny wzrost wartości współczynników odkształcenia prądu transformatora $TTHD_{It}$ i THD_{It} , rejestrowany dla dużych prędkości napędu, związany jest z odkształconym prądem magnesującym (Rys. 5.10) i nie pociąga za sobą wzrostu wartości współczynników $TTHD_{Ik}$ i THD_{Ik} prądu kaskady. Prąd transformatora dla dużych prędkości napędu, na skutek niewielkiej wartości skutecznej prądu I_f falownika, jest praktycznie jego prądem biegu jałowego. Wartości współczynników $TTHD_{It}$ i THD_{It} dla modelu matematycznego zdecydowanie odbiegają od wartości uzyskanych w układzie rzeczywistym. W układzie symulacyjnym zastosowany model transformatora jest modelem liniowym, symetrycznym. Otrzymany w wyniku symulacji prąd magnesujący transformatora jest prądem odkształconym (z powodu odkształcenia napięcia zasilania) i

symetrycznym (w praktyce nie zawsze jest to prawda – rysunek Rys. 5.10), zatem wzrost wartości współczynników $TTHD_{It}$ i THD_{It} związany jest ze wzrostem wartości skutecznych składowych o wysokiej częstotliwości w stosunku do składowej podstawowej prądu transformatora.

a)



b)



Rys. 5.15. Charakterystyki współczynników odkształcenia prądów napędu ZUK w poszczególnych punktach pomiarowych (rzęd górny – punkt zasilania układu, rzęd środkowy – silnik napędowy, rzęd dolny – strona pierwotna transformatora): a) współczynnik odkształcenia $TTHD_{It}$, b) współczynnik odkształcenia THD_{It} ; o – pomiar, — symulacja

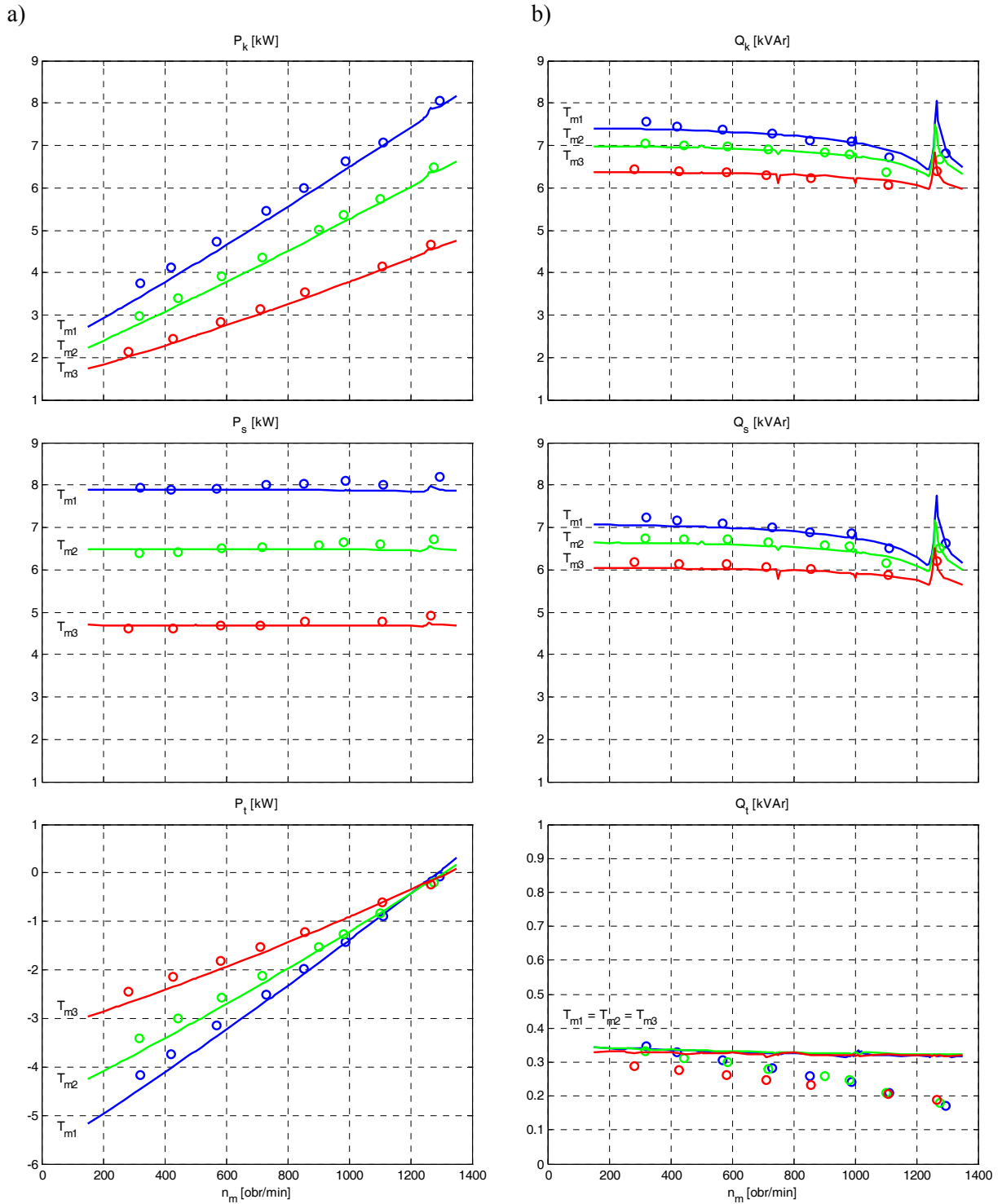
Zastosowanie przekształtnika sieciowego PWM o sinusoidalnym prądzie wyjściowym powoduje znaczną redukcję współczynnika odkształcenia harmonicznego prądu kaskady THD_{Ik} dla układu ZUK w stosunku do układu PUK (Rys. 5.15.b i Tab. 3.7). Wartość THD_{Ik} nieznacznie różni się od wartości współczynnika THD_{Is} w szerokim zakresie regulowanej prędkości. Wpływ na poziom wartości współczynników THD_{Ik} i THD_{Is} ma poziom odkształcenia napięcia zasilania THD_U . Widoczny na (Rys. 5.15.b) znaczny wzrost wartości współczynników THD_{Is} i THD_{Ik} związany jest z transformacją składowych charakterystycznych prądów wirnika do obwodu stojana, które po transformacji stają się harmonicznymi prądu stojana dla poślizgów $s = 1/6, 2/6, 3/6, 4/6, 5/6$. Dla pozostałych wartości poślizgów silnik pierścieniowy z pracującym w obwodzie wirnika mostkiem diodowym jest źródłem interharmonicznych.

5.3.3. Bilans mocy układu i współczynnik przesunięcia fazowego

Charakterystyki mocy czynnej P_k i biernej Q_k w punkcie zasilania, mocy czynnej P_s i biernej Q_s silnika oraz mocy czynnej P_t i biernej Q_t po stronie pierwotnej transformatora przedstawiono na Rys. 5.16. Ujemna moc P_t jest równa mocy poślizgu zwracanej do sieci zasilającej, pomniejszonej o straty łączeniowe w torze zwrotu energii i straty mocy w transformatorze. Układ ZUK pobiera z sieci zasilającej moc czynną P_k wynikającą z różnicy mocy zapotrzebowanej przez silnik P_s i zwracanej mocy P_t , co przyczynia się do oszczędności energii elektrycznej tym większej, im szerszy jest zakres regulacji prędkości.

Silnik napędowy układu ZUK, obciążony stałym momentem mechanicznym, pobiera prawie stałą moc czynną P_s oraz zmieniającą się w niewielkich granicach moc bierną Q_s . Moc bierna silnika podłączonego bezpośrednio do sieci zasilającej w niewielkim stopniu zależy od obciążenia silnika [14, 64, 65] (Rys. 5.16).

Praca falownika PWM z jednostkowym współczynnikiem mocy powoduje, że w układzie ZUK moc bierna Q_k pobierana z sieci zasilającej jest prawie stała w funkcji prędkości. Moc ta jest sumą mocy biernej silnika Q_s i mocy biernej transformatora Q_t . Moc Q_s jest pobierana na wytworzenie pola wirującego w silniku, natomiast moc bierna Q_t jest pobierana na wytworzenie strumienia magnetycznego głównego i strumienia rozproszenia w transformatorze TR , jednak jej wartość w układzie rzeczywistym nie przekracza 5 % wartości całkowitej mocy biernej napędu Q_k . Zatem w układzie napędowym ZUK wielkość mocy Q_k jest zdeterminowana przez moc Q_s silnika, co w stosunku do podstawowego układu kaskady znacznie ułatwia kompensację pobieranej mocy biernej za pomocą statycznej baterii kondensatorów. Dodatkową zaletą układu ZUK w stosunku do układu podstawowego, wynikającą ze stałej mocy Q_k układu zmodyfikowanego, jest znaczne ograniczenie wahań napięcia zasilającego wywoływanych zmienną mocą bierną napędu, co towarzyszy pracy układu podstawowego.

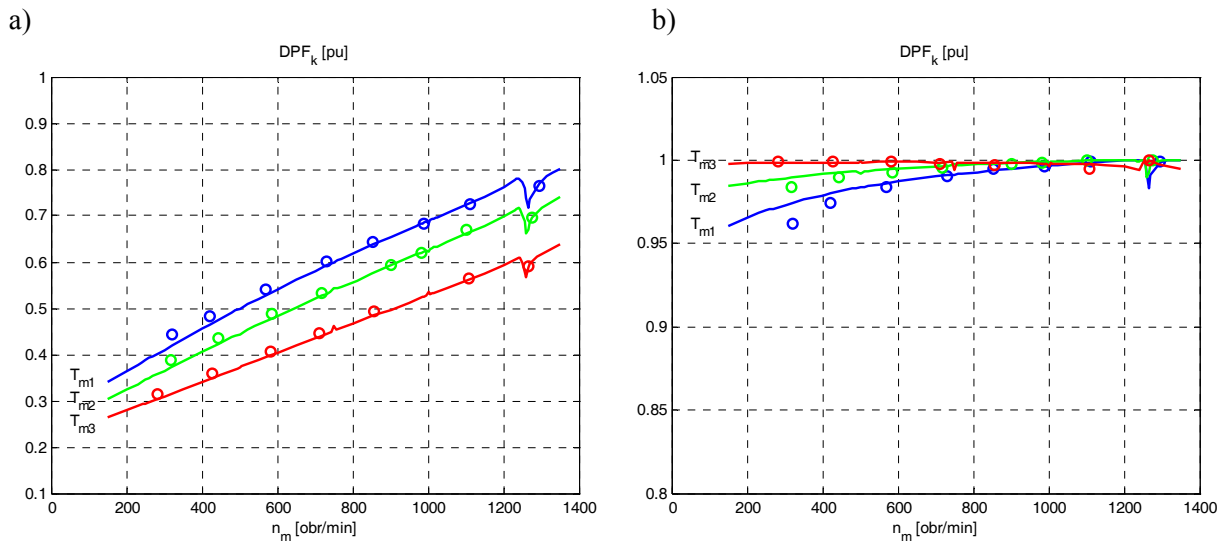


Rys. 5.16. Charakterystyki mocy czynnej i mocy bierniej układu ZUK w poszczególnych punktach pomiarowych (rzęd górny – punkt zasilania układu, rząd środkowy – silnik napędowy, rząd dolny – strona pierwotna transformatora): a) moc czynna P ; b) moc bierna Q ; o – pomiar, — symulacja

Przy prawie stałej mocy bierniej Q_k i zmiennej mocy czynnej P_k pobieranej przez ZUK z sieci zasilającej wartość współczynnika przesunięcia fazowego DPF_k w punkcie zasilania napędu jest bardzo mała dla małych prędkości obrotowych (Rys. 5.17.a). Przyczyną pogorszenia wartości współczynnika DPF_k przy obniżaniu prędkości obrotowej i stałym momencie obciążenia T_m jest zmniejszenie wartości mocy czynnej P_k pobieranej przez napęd (3.30). Dla prędkości bliskich

prędkości znamionowej, gdy zwracana moc poślizgu jest niewielka, wartość DPF_k jest ograniczona przez wartość współczynnika przesunięcia fazowego DPF_s samego silnika indukcyjnego przy tym samym momencie obciążenia.

Poprawę wartości współczynnika DPF_k układu ZUK można uzyskać np. poprzez przyłączenie do punktu zasilania stałej baterii kondensatorów o mocy 6,5 kVAr (Rys. 5.17.b). W rezultacie uzyskuje się wartość współczynnika DPF_k bliską jedności dla szerokiego zakresu regulacji prędkości i dużych zmian wartości momentu obciążenia T_m . Innym rozwiązaniem jest aktywna kompensacja mocy biernej przez przekształtnik PWM.



Rys. 5.17. Charakterystyki współczynnika DPF_k w punkcie zasilania napędu: a) układ ZUK; b) układ ZUK ze stałą baterią kondensatorów o mocy 6,5 kVAr

5.3.4. Sprawność energetyczna

Z punktu widzenia eksploatacji napędu istotna jest charakterystyka sprawności przetwarzania energii. Kaskadowe układy napędowe silnika indukcyjnego pierścieniowego, na skutek zwrotu energii poślizgu do sieci zasilającej, charakteryzują się stosunkowo wysoką sprawnością [14, 64, 65, 80, 101, 135]. Sprawność układu ZUK η jest zdefiniowana jako stosunek mocy P_u oddanej na wał maszyny roboczej (silnik DC – Rys. 5.3) do całkowitej mocy czynnej P_k pobranej z sieci zasilającej:

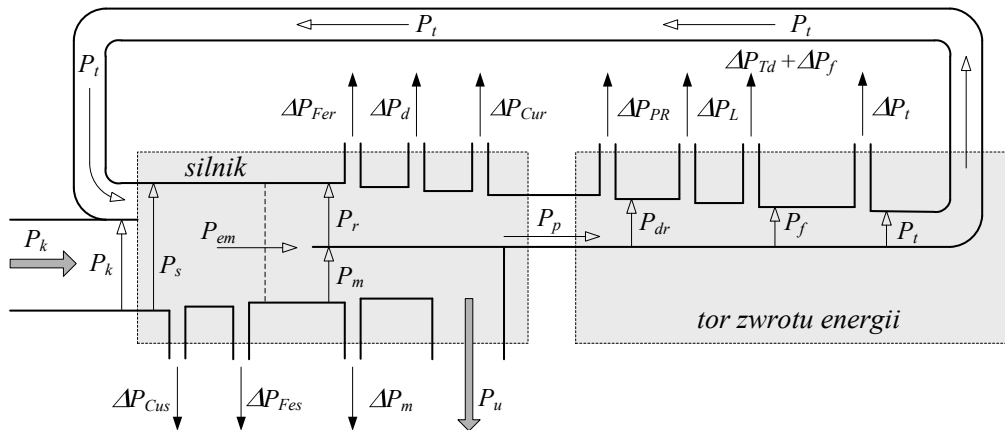
$$\eta = \frac{P_u}{P_k} = \frac{P_u}{P_u + \Delta P} = \frac{P_u}{P_u + \Delta P_1 + \Delta P_2} \quad (5.1)$$

Moc P_u jest liniową funkcją momentu obciążenia T_m i prędkości kątowej ω_m :

$$P_u = \omega_m \cdot T_m \quad (5.2)$$

Na podstawie pomiarów mocy P_k i P_u w układzie laboratoryjnym ZUK (Rys. 5.3) wyznaczono wartość całkowitych strat mocy ΔP układu napędowego ($\Delta P = P_k - P_u$). Wartość ΔP determinuje sprawność napędu dla ustalonego punktu pracy, określonego przez moc P_u .

Bilans mocy czynnej dla rzeczywistego układu ZUK przedstawiono na Rys. 5.18. Podczas pracy układu kaskady z przekształtnikiem niesterowanym w obwodzie wirnika maszyna indukcyjna pobiera z sieci zasilającej moc P_s . Po uwzględnieniu strat w uzwojeniu stojana ΔP_{Cus} oraz strat w żelazie ΔP_{Fes} z obwodu stojana do wirnika jest przekazywana moc elektromagnetyczna P_{em} , która jest przetwarzana na moc mechaniczną P_m ($P_m = P_{em}(1-s)$) oraz elektryczną P_r ($P_r = P_{em} \cdot s$). Moc mechaniczna P_u pozostała po odjęciu strat mechanicznych ΔP_m od P_m jest mocą użyteczną przekazywaną do maszyny roboczej. Moc elektryczna P_r po odjęciu strat obciążeniowych w uzwojeniu wirnika ΔP_{Cur} , strat w żelazie wirnika ΔP_{Fer} oraz strat dodatkowych ΔP_d spowodowanych przepływem odkształconego prądu wirnika, jest równa mocy P_p (zwanej mocą poślizgu) i jest przekazywana do układu przekształtnikowego przemiennika częstotliwości z pośredniczącym obwodem prądu stałego. W torze zwrotu energii występują straty mocy ΔP_{PR} wywołane spadkiem napięcia na zaworach prostownika diodowego PR , straty obciążeniowe ΔP_L na rezystancji dławika wygładzającego L_{dr} oraz rezystancjach dławików sieciowych L_f , zmienne straty łączeniowe związane z pracą tranzystorów mocy w układzie przekształtnika impulsowego prądu stałego ΔP_{Td} oraz w układzie przekształtnika sieciowego ΔP_f , straty mocy ΔP_t w transformatorze, w których można wyróżnić straty stałe związane z przepływem prądu magnesującego oraz straty zmienne zależne od prądu falownika. Ostatecznie moc P_p po uwzględnieniu strat mocy w torze zwrotu energii jest równa mocy transformatora P_t i jest zwracana do sieci zasilającej.



Rys. 5.18. Bilans mocy czynnej w laboratoryjnym układzie ZUK

W celu pomiarowego określenia udziału strat mocy występujących w poszczególnych elementach układu napędowego ZUK (silnik oraz tor zwrotu energii) straty całkowite ΔP podzielono na straty (Rys. 5.18):

$$\Delta P_1 = \Delta P_{silnik} + \Delta P_{PR} \quad (5.3)$$

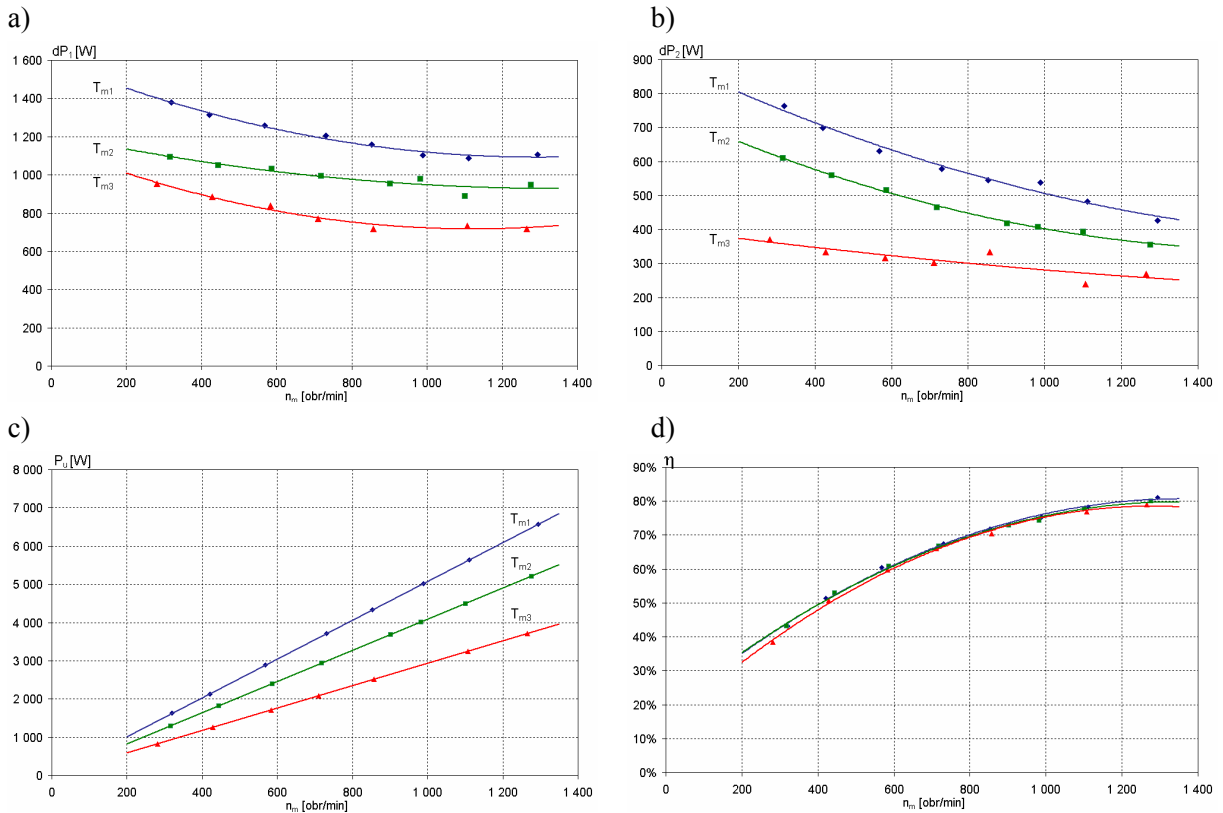
$$\Delta P_2 = \Delta P_L + \Delta P_{Td} + \Delta P_f + \Delta P_t \quad (5.4)$$

Straty mocy ΔP_1 i ΔP_2 w układzie laboratoryjnym (Rys. 5.3) wyznaczono na podstawie pomiarów:

$$\Delta P_1 = P_s - P_{dr} - P_u \quad (5.5)$$

$$\Delta P_2 = P_{dr} - |P_t| \quad (5.6)$$

Otrzymane wyniki przedstawiono na charakterystykach pokazanych na Rys. 5.19.a i Rys. 5.19.b.



Rys. 5.19. Charakterystyki związane z bilansem mocy czynnej układu laboratoryjnego ZUK: a) straty mocy $\Delta P_1 = dP_1$, b) straty mocy $\Delta P_2 = dP_2$, c) moc użyteczna napędu P_u , d) sprawność energetyczna η napędu

Straty silnika ΔP_{silnik} , dominujący składnik strat ΔP_1 , można podzielić na straty stałe ΔP_{const} i straty zmienne ΔP_{var} [65, 87, 117, 118, 123, 125, 135]. Straty stałe ΔP_{const} stanowią sumę strat w miedzi stojana wywołanych prądem magnesującym I_{so} silnika, strat w żelazie ΔP_{Fes} i ΔP_{Fer} , strat mechanicznych ΔP_m oraz strat dodatkowych ΔP_d . Ponieważ w układzie kaskadowym napięcie zasilające stojan jest nieregulowane, a sterowanie prędkością odbywa się poprzez oddziaływanie na obwód wirnika, to straty ΔP_{const} są prawie niezależne od obciążenia T_m . Wynika to z faktu, że straty stałe związane z obwodem stojana nie ulegają zmianie przy zmianie prędkości, natomiast straty ΔP_{Fer} oraz ΔP_m zmieniają się w przeciwnych kierunkach (wraz ze wzrostem prędkości straty ΔP_{Fer} maleją a

straty ΔP_m rosną). Na podstawie pomiarów identyfikacyjnych maszyny indukcyjnej (pomiaru biegu jałowego) wyznaczono straty stałe silnika pracującego w układzie ZUK. Wynoszą one $\Delta P_{Fes} + \Delta P_m = 460 \text{ W} + 250 \text{ W} = 710 \text{ W}$ co stanowi blisko 10 % mocy nominalnej badanego silnika (bardzo duży udział). Straty zmienne ΔP_{var} silnika napędowego rosną z obciążeniem napędu i są równe sumie strat w rezystancjach maszyny $3I_s^2 R_s + 3I_r^2 R_r$. W przypadku pracy napędu kaskadowego ze stałym momentem obciążenia straty zmienne ΔP_{var} nieznacznie zmieniają się wraz ze zmianami prędkości obrotowej na skutek niewielkich zmian wartości prądów I_s i I_{dr} (Rys. 5.14) oraz zmian rezystancji uzwojeń silnika.

Niezależnie od wartości obciążenia napędu, w szerokim zakresie regulacji prędkości układu kaskady ZUK i stałym momencie T_m , zarejestrowano zmiany wartości strat ΔP_1 w granicach 300 W (Rys. 5.19.a). Obserwowany wzrost ΔP_1 dla małych prędkości napędu wynika przede wszystkim ze wzrostu strat ΔP_{Fer} . Dla dużych poślizgów silnika występuje duża częstotliwość przemagnesowania w obwodzie wirnika. Przy pomiarach biegu jałowego, przy zasilaniu silnika od strony wirnika napięciem znamionowym U_m o częstotliwości 50 Hz, wyznaczono straty ΔP_{Fer} równe 630 W i są one większe o 380 W w stosunku do strat ΔP_m . Udział strat ΔP_1 w stratach sumarycznych ΔP badanego układu ZUK zmienia się w granicach od 65 % (dla małych prędkości) do 75 % (dla dużych prędkości) co oznacza, że badany silnik jest głównym źródłem ograniczenia sprawności laboratoryjnego układu napędowego.

Straty toru zwrotu energii ΔP_2 (Rys. 5.19.b), analogicznie jak straty silnika ΔP_{silnik} , można podzielić na straty stałe związane ze stratami w rezystancji R_{dr} dławika obwodu prądu wyprostowanego L_{dr} , proporcjonalne do kwadratu prądu obciążenia $I_{dr}^2 R_{dr}$, oraz na straty zmienne związane przede wszystkim ze stratami łączeniowymi tranzystorów mocy i stratami obciążeniowymi wywołanymi przepływem prądu falownika I_f . Udział strat ΔP_2 w stratach sumarycznych ΔP badanego układu ZUK zmienia się w granicach od 35 % (dla małych prędkości) do 25 % (dla dużych prędkości). Zmniejszenie wartości strat ΔP_2 dla dużych prędkości napędu wynika ze zmniejszającej się częstotliwości pracy łącznika T_d (Rys. 4.16.a) oraz zmniejszających się strat obciążeniowych zależnych od prądu falownika I_f .

Na podstawie uzyskanych charakterystyk strat mocy $\Delta P_1 = f(n_m)$, $\Delta P_2 = f(n_m)$ oraz charakterystyki mocy użytecznej $P_u = f(n_m)$ wyznaczono charakterystyki sprawności energetycznej laboratoryjnego układu ZUK w funkcji prędkości przy stałym momencie obciążenia (Rys. 5.19.d). Z uwagi na dominujący udział strat ΔP_1 w stratach sumarycznych ΔP przebieg charakterystyk $\eta = f(n_m)$ jest ściśle związany ze sprawnością samego silnika. Sprawność badanego układu napędowego maleje przy zmniejszaniu się prędkości obrotowej, co spowodowane jest tym, że straty sumaryczne ΔP rosną wraz ze zmniejszeniem prędkości, natomiast moc użyteczna P_u jest liniowo zależna od prędkości (Rys. 5.19.c) – zatem przy zmniejszaniu prędkości obrotowej kaskady rośnie udział strat ΔP w mocy całkowitej układu P_k . Przy pełnymysterowaniu tranzystora T_d (współczynnik wypełnienia impulsu

$\varepsilon_{Td} = 1$) układ kaskady osiągnie prędkość maksymalną, która jest funkcją momentu obciążenia. W tym przypadku układ kaskady pracuje jako silnik asynchroniczny z mostkiem diodowym w obwodzie wirnika, natomiast sprawność układu napędowego jest nieco niższa od sprawności samego silnika. Sprawność badanego układu ZUK większą od 50% uzyskuje się dla prędkości obrotowych większych od 400 obr/min. Z punktu widzenia oszczędności energii elektrycznej nie jest uzasadniona praca napędu poniżej tej prędkości.

Podsumowanie

W niniejszym rozdziale przedstawiono opis laboratoryjnego stanowiska badawczego układu napędowego kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego na stały moment z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i sieciowym przekształtnikiem PWM, pracujących w torze zwrotu energii. Zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych dotyczących zarówno stanów dynamicznych napędu jak i oceny oddziaływania zmodyfikowanego układu kaskady na sieć zasilającą. Uzyskane rezultaty pomiarów charakterystyk dynamicznych i charakterystyk wskaźników energetycznych rzeczywistego układu napędowego są zbieżne z wynikami otrzymanymi w trakcie badań symulacyjnych modelu matematycznego, co świadczy o poprawności zaproponowanego modelu matematycznego, poprawności działania poszczególnych układów funkcjonalnych napędu, prawidłowości doboru parametrów układu napędowego oraz uwiarygodnia wnioski wynikające z analizy porównawczej modeli matematycznych zmodyfikowanych układów kaskadowych, przedstawionych w poprzednich rozdziałach.

Zaproponowana prosta struktura układu sterowania napędu, charakteryzująca się brakiem transformacji wielkości trójfazowych układu naturalnego abc do układu dq lub $\alpha\beta$, zapewnia otrzymanie odpowiednich przebiegów przejściowych wielkości sterowanych układu (prędkości obrotowej n_m , prądu wyprostowanego i_{dr} , napięcia stałego u_{dc} w obwodzie przekształtnika sieciowego i prądu wyjściowego falownika i_f) w stanach dynamicznych, związanych ze zmianą prędkości lub zmianą obciążenia napędu. Praca przekształtnika sieciowego z sinusoidalnym prądem wyjściowym i jednostkowym współczynnikiem mocy w całym zakresie regulowanej prędkości obrotowej przyczynia się do poprawy wskaźników energetycznych zmodyfikowanego układu kaskady w stosunku do układu podstawowego. W wyniku zwrotu energii poślizgu do sieci zasilającej oraz przepływu nieodkształconego prądu falownika, przy pracy napędu ZUK ze stałym momentem obciążenia $T_m = T_n$ w funkcji prędkości, uzyskano:

- zmniejszenie wartości skutecznej prądu kaskady I_k , zmieniającego się w granicach od $0,8 I_{sn}$ (dla małych wartości n_m) do I_{sn} (dla dużych wartości n_m), w stosunku do układu PUK, w którym wartość prądu zasilania I_k zmienia się w granicach odpowiednio od $1,6 I_{sn}$ do $1,8 I_{sn}$.
- redukcję wartości współczynnika odkształcenia harmonicznego prądu zasilania THD_{Ik} do poziomu $3 \% \div 5 \%$ wynikającego z poziomu odkształcenia napięcia zasilania THD_U , w

stosunku do układu podstawowego, w którym wartość współczynnika THD_{Ik} zmienia się w granicach od 16 % do 18 %.

- redukcję wartości współczynnika całkowitego odkształcenia prądu zasilania $TTHD_{Ik}$ do poziomu 11 % (dla dużych wartości n_m) ÷ 16 % (dla małych wartości n_m) wynikającego ze składowych interharmonicznych prądu I_k , w stosunku do układu podstawowego, w którym wartość współczynnika $TTHD_{Ik}$ zmienia się w granicach odpowiednio od 18 % do 22 %. W przypadku porównywania współczynników $TTHD_{Ik}$ obliczanych zgodnie z zależnością (3.31) uzyskuje się większą różnicę między wartościami $TTHD_{Ik}$ na korzyść układu ZUK – dla układu ZUK wartość współczynnika $TTHD_{Ik}$ utrzymuje się na poziomie 15 %, podczas gdy dla układu PUK wartość $TTHD_{Ik}$ równa jest około 34 % (Rys. 3.33.a). Układ ZUK w przedstawionej w badaniach laboratoryjnych konfiguracji nie eliminuje odkształcenia prądu zasilania wywołanego pracą mostka diodowego w obwodzie wirnika.
- zwiększenie wartości współczynnika przesunięcia fazowego DPF_k na skutek wyeliminowania mocy biernej przekształtnika sieciowego. Wartość DPF_k układu ZUK zmienia się w granicach 0,28 (dla małych wartości n_m) ÷ 0,75 (dla dużych wartości n_m), podczas gdy dla układu PUK wartość ta zmienia się w przedziale odpowiednio od 0,15 do 0,42. Zaletą układu ZUK w stosunku do układu PUK jest praca napędu z prawie stałą mocą bierną Q_k w całym zakresie regulacji prędkości, co ułatwia kompensację mocy biernej za pomocą statycznej baterii kondensatorów (Rys. 5.17.b). Zmniejszeniu wartości I_k i pracy napędu ze stałą mocą Q_k odpowiada zmniejszenie mocy pozornej układu napędowego ZUK w stosunku do PUK.

6. WNIOSKI

6.1. Sformułowana na wstępie niniejszej rozprawy doktorskiej teza została potwierdzona

Przeprowadzone badania laboratoryjnego układu napędowego kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego z przekształtnikiem PWM, poprzedzone analizą teoretyczną i badaniami symulacyjnymi, potwierdzają postawione założenia. Zmodyfikowany układ kaskady charakteryzuje się podwyższonymi wskaźnikami energetycznymi (większym współczynnikiem mocy oraz zmniejszonym współczynnikiem odkształcenia prądu zasilania) w stosunku do podstawowego układu kaskady oraz w stosunku do istniejących już w różnych aplikacjach przemysłowych zmodyfikowanych kaskadowych układów napędowych.

6.2. Wszystkie zadania postawione na wstępie pracy zostały zrealizowane

W trakcie realizacji pracy zostały wykonane następujące zadania:

1. Przedstawiono oddziaływanie podstawowego układu kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego pierścieniowego na sieć zasilającą.
2. Dokonano przeglądu kaskadowych, zmodyfikowanych układów napędowych silnika indukcyjnego pod kątem ich oddziaływania na sieć zasilającą.
3. Dokonano przeglądu:
 - modeli matematycznych silników indukcyjnych pod kątem modelowania złożonych układów napędowych z układami przekształtnikowymi,
 - modeli matematycznych kaskadowych układów napędowych, pozwalających na symulacyjne badania dynamiki napędu i jego oddziaływania na sieć zasilającą.
4. Przeprowadzono identyfikację parametrów silnika napędowego metodą klasyczną i metodą aproksymacji zależności impedancji zastępczej silnika od poślizgu.
5. Opracowano model matematyczny podstawowego układu kaskady, który został pomiarowo zweryfikowany na stanowisku laboratoryjnym PUK.
6. Opracowano modele matematyczne zmodyfikowanych układów kaskadowych.
7. Przeprowadzono analizę porównawczą wskaźników energetycznych zmodyfikowanych układów napędowych, uzyskanych na drodze badań symulacyjnych, w celu oceny oddziaływania tych układów na sieć zasilającą.
8. Przeprowadzono analizę pracy silnika indukcyjnego z przekształtnikiem niesterowanym w obwodzie wirnika – wyniki badań symulacyjnych dla układów PUK i ZUK porównano z wynikami eksperymentalnymi.

9. Przeprowadzono analizę teoretyczną pracy kaskadowego układu napędowego z przekształtnikiem sieciowym PWM sterowanym wg metody bezpośredniego kształtowania prądu w układzie nadążnym.
10. Przedstawiono procedurę doboru parametrów elementów ZUK.
11. Przeprowadzono badania symulacyjne weryfikujące pracę ZUK w stanach dynamicznych i w stanach ustalonych. Dokonano optymalizacji nastaw regulatora prędkości i regulatora napięcia wyprostowanego.
12. Zaprojektowano, zbudowano i uruchomiono stanowisko laboratoryjne ZUK.
13. Na zbudowanym stanowisku laboratoryjnym przeprowadzono badania typowych stanów pracy napędu oraz dokonano oceny oddziaływania ZUK na sieć zasilającą w zakresie:
 - wartości skutecznej prądu zasilania,
 - wartości współczynników odkształcenia prądów układu,
 - wartości współczynnika przesunięcia fazowego w punkcie zasilania.
 Wyniki badań eksperymentalnych porównano z wynikami badań symulacyjnych.

6.3. Kierunki dalszych prac badawczych

W ramach dalszych prac badawczych związanych z tematyką poruszaną w niniejszej pracy autor zamierza:

1. Wyposażyć układ sterowania przekształtnika PWM w układ zapewniający stałą częstotliwość przełączania tranzystorów mocy przekształtnika sieciowego, co pozwoli na zastosowanie w układzie przekształtnika PWM filtru pasywnego ograniczającego wartości składowych prądu częstotliwości łączeniowych. W wyniku tego uzyska się redukcję współczynnika odkształcenia THD_{Ik} prądu zasilania oraz zmniejszy się negatywny wpływ pracy przekształtnika PWM na pracę innych odbiorników przyłączonych do tego samego punktu przyłączenia.
2. Zastosować układ sterowania wykonany w technice cyfrowej, zbudowany na uniwersalnym sterowniku mikroprocesorowym np.: wykorzystać system szybkiego prototypowania dSPACE oparty na procesorze sygnałowym. Zastosowanie procesora sygnałowego umożliwi przetestowanie i implementację zaawansowanych algorytmów sterowania układem napędowym bez konieczności ingerencji w strukturę sprzętową poszczególnych modułów układu regulacji. Planowane jest opracowanie następujących algorytmów sterowania przekształtnikiem PWM:
 - praca przekształtnika PWM z funkcją kompensacji mocy biernej (praca falownika sieciowego z sinusoidalnym prądem wyjściowym i z regulowanym w funkcji prędkości obrotowej współczynnikiem mocy) co umożliwi kompensację mocy biernej dla harmonicznej podstawowej silnika indukcyjnego,

- praca przekształtnika PWM z funkcją równoległego filtra aktywnego co umożliwi kompensację mocy biernej silnika napędowego oraz filtrację składowych interharmoniczných prądu zasilania, wywołanych pracą przekształtnika niesterowanego w obwodzie wirnika.
3. Zastąpić przekształtnik niesterowany w obwodzie wirnika przekształtnikiem w pełni sterowanym, co przekształci kaskadowy układ napędowy silnika indukcyjnego w układ maszyny dwustronnie zasilanej, znajdujący coraz szersze zastosowanie w autonomicznych układach wytwarzania energii elektrycznej. W ramach tego punktu jest planowane przetestowanie różnych algorytmów sterowania przekształtnikiem wirnikowym.

LITERATURA

1. Akpınar E., Pillay P.: *Modeling and performance of slip energy recovery induction motor drives*, IEEE Trans. on Energy Conv., 5, 1, 1990, 203-210
2. Akpınar E., Pillay P.: *A computer program to predict the performance of slip energy recovery induction motor drive*, IEEE Trans. on Energy Conv., 5, 2, 1990, 357-265
3. Akpınar E., Pillay P., Ersak A.: *Starting transients in slip energy recovery induction motor drives: part 1: formulation and modeling*, IEEE Trans. on Energy Conv., 7, 1, 1992, 238-244
4. Akpınar E., Pillay P., Ersak A.: *Starting transients in slip energy recovery induction motor drives: part 2: flowchart and performance*, IEEE Trans. on Energy Conv., 7, 1, 1992, 245-251
5. Akpınar E., Pillay P., Ersak A.: *Calculation of the overlap angle in slip energy recovery drives using a DQabc model*, IEEE Trans. on Energy Conv., 8, 2, 1993, 229-235
6. Akpınar E., Ersak A., Pillay P.: *Predicting torque pulsations in a slip-energy recovery induction motor drive*, EPE'91 European Power Electronics Conference Proceedings, Vol. 2, 326-330, Firenze, Italy, 1991
7. Amin B.: *Induction motors – analysis and torque control*, Springer-Verlag, Berlin, 2002
8. Amr M. A. Amin: *DQ model of the static Kramer drive system*, Proc. ISIE'99 Conf., Bled, Słowenia, 1999, 492-497
9. Andrzejewski F.: *Tyrystorowe układy napędowe*, Wyd. Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1976.
10. Baghzouz Y., Azam M.: *Harmonic analysis of slip-recovery drives*, IEEE Trans. IA, 28, 1, 1992, 50-56,
11. Barlik R., Nowak M.: *Pośredni przemiennik PWM o wysokiej jakości energii wejściowej i wyjściowej*, Materiały Konferencji SENE'99, Łódź-Arturówek, 1999, 33-39
12. Barlik R., Nowak M.: *Trójfazowe przekształtniki sieciowe PWM o nastawialnym współczynniku mocy – układy o wyjściu napięciowym*, Przegląd Elektrotechniczny, 78, 10, 2002, 197-203
13. Bisztyga K.: *Wpływ nieliniowości prostownika na charakterystyki asynchronicznej kaskady zaworowej*, Zeszyty Naukowe AGH, Rozprawy z. 73, Kraków, 1966
14. Bisztyga K.: *Sterowanie i regulacja silników elektrycznych*, Wyd. WNT, Warszawa, 1989
15. Blecharz K., Krzemiński Z., Kulesza K.: *Problemy dostosowania układu sterowania maszyną dwustronnie zasilaną, pracującą jako generator, w elektrowni wiatrowej do nowych wymagań operatorów sieciowych*, III Konferencja PTETiS Modelowanie i Symulacja, Zakopane-Kościelisko 2004, 151-158
16. Bogalecka E., Krzemiński Z.: *Synteza układu regulacji maszyny dwustronnie zasilanej zmodyfikowanego przez zastosowanie sieci neuronowej*, IX Sympozjum Energoelektronika w Nauce i Dydaktyce, Poznań-Kamińsko, 20-22.09.2004, 3-10
17. Brod D., Nowotny D.: *Current control of VSI-PWM inverters*, IEEE Trans. IA, 21, 1985, 562-570
18. Brown J. E., Drury W., Jones B. L.: *Analysis of the periodic transient state of a static Kramer drive*, IEE Proc. B, 133, 1, 1986, 21-30
19. Brzózka J., Dorobczyński L.: *Programowanie w MATLAB*, Wyd. MIKOM, Warszawa, 1998
20. Budzyński Z., Glinka T.: *Generatory w elektrowniach wiatrowych Europy*, Wiadomości Elektrotechniczne, nr 4, 2002
21. Cichowlas M.: *PWM rectifier with active filtering*, Ph. D. Thesis, Warsaw Univ. of Technology, 2004

-
22. Cichowlas M., Malinowski M., Kazmierkowski M. P.: *Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier*, EPE – PEMC 2004, Riga
 23. Chen Z., Blaabjerg F.: *Wind turbine – a cost effective power source*, Przegląd Elektrotechniczny, 80, 5, 2004, 464-469
 24. Chrzan J., Iwan K.: *Symulacja napędów przekształtnikowych z zastosowaniem pakietu TCad7*, IX Sympozjum Energoelektronika w Nauce i Dydaktyce, Poznań-Kamińsko, 20-22.09.2004, 29-35
 25. Datta R., Ranganathan V. T.: *Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors*, IEEE Trans. PE, 16, 2, 2001, 390-399
 26. Dixon J., Tepper S., Moran L.: *Practical evaluation of different modulation techniques for current controlled voltage source inverters*, IEE Proc. B, Electric Power Appl., 143, 4, 1996, 301-306
 27. Duarte J. L., Zwam A., Wijnands C., Vandenput A.: *Reference frames fit for controlling PWM rectifiers*, IEEE Trans. IE, 46, 3, 1999, 628-630
 28. Doradla S. R., Chakravorty S., Hole K. E.: *A new slip power recovery scheme with improved supply power factor*, IEEE Trans. PE, 3, 2, 1988, 200-207
 29. Dzieża J., Firlit A., **Jarocho R.**: *MAPLE V in analysis of geometrical nonlinear control*, Materiały Konferencyjne I Krajowej Konferencji "Metody i systemy komputerowe w badaniach naukowych i projektowaniu inżynierskim", Kraków, 1997, 463-468
 30. Dziuba R.: *Analiza wytwarzania i regulacji napięcia stałego w układzie przekształtnikowym zasilanym z generatora pracującego ze zmienną prędkością*, Rozprawa doktorska, Pol. Warszawska, Warszawa, 2002
 31. Faiz J., Barati H., Akpinar E.: *Harmonic analysis and performance improvement of slip energy recovery induction motor drives*, IEEE Trans. PE, 16, 3, 2001, 410-417
 32. Frąckowiak L.: *Energoelektronika - Cz. 2 Przekształtniki i łączniki energoelektroniczne o komutacji zewnętrznej*, Wyd. Politechniki Poznańskiej, Poznań, 2000
 33. Fuentes R.: *A novel high power factor speed controlled subsynchronous cascade*, EPE 2001, Graz
 34. Głowacz Z., Kołek W.: *Uwagi o możliwościach matematycznej analizy pracy silnika asynchronicznego w układzie kaskady tyrystorowej i propozycja zastosowania ETO*, Zeszyty Naukowe AGH, Elektryfikacja i Mechanizacja Górnictwa i Hutnictwa z. 115, Kraków, 1979, 59-69
 35. Głowacz Z.: *Modele matematyczne układów elektromechanicznych z elementami półprzewodnikowymi dla analizy stanów awaryjnych*, Rozprawy Monografie 61, Wyd. AGH, Kraków 1997
 36. Głowacz Z., Jaracz K.: *Mathematical model of thyristor cascade for transient phenomena investigations and sensitivity*, Materiały Konferencyjne SENE'03, Łódź, 2003, 133-138
 37. Głowacz Z., Jaracz K.: *Mathematical modelling of electromechanical cascade system with semiconductor elements*, 12th IASTED International Conference on Applied Simulation and Modelling, Proc., Marbella, Hiszpania, 2003, 222-225
 38. Głowacz Z., Głowacz W., Kozik J.: *Symulacja układów elektromechanicznych z elementami półprzewodnikowymi*, III Konf. PTETiS Modelowanie i Symulacja, Zakopane-Kościelisko 2004, 159-166
 39. Grzesiak L. M.: *Analiza pracy kaskadowego układu napędowego z przełączanymi przekształtnikami w obwodzie wirnika*, Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska Wydział Elektryczny, Warszawa 1985
 40. Hanzelka Z.: *Jakość energii elektrycznej*, <http://www.twelve.com.pl>
-

-
41. Hanzelka Z.: *Wyższe harmoniczne napięć i prądów*, Symposium "Ciągłość i jakość zasilania", Tarnów, 25.11.2003, 98-111
 42. Hanzelka Z., Bień A.: *Jakość zasilania – poradnik, cz. 3.1.1 Harmoniczne i interharmoniczne*, Leonardo Power Quality Initiative, 2004
 43. Holmes G. D., Lipo T. A.: *Pulse Width Modulation for power converters – principles and practice*, John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2003
 44. Horodecki A.: *Ocena i wybór układów elektromechanicznego przetwarzania energii*, Postępy Napędu Elektrycznego PAN, PWN, Warszawa, 1984
 45. IEC standart 61000-4-7: *Testing and measurement techniques – general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*, 2002
 46. Iwański G., Koczara W.: *Control system of the variable speed autonomous doubly fed induction generator*, 11th International Conference EPE – PEMC 2004, 2-4.09.2004, Riga, Latvia
 47. **Jarocho R.**, Firlit A.: *Język obliczeń symbolicznych MAPLE V w projektowaniu układów napędu elektrycznego*, Materiały konferencyjne SENE'97, Łódź-Arturówek, 1997, 149-154
 48. **Jarocho R.**: *Asynchronous cascade of minimum influence on the supply network*, 11th International Conference EPE – PEMC 2004, 2-4.09.2004, Riga, Latvia
 49. **Jarocho R.**: *Modele dynamiczne układu kaskady inwertorowej z silnikiem asynchronicznym*, III Konferencja PTETiS Modelowanie i Symulacja, Zakopane-Kościelisko 2004, 333-340
 50. **Jarocho R.**: *Badania symulacyjne podsynchronicznej kaskady zaworowej*, Przegląd Elektrotechniczny, 80, 11, 2004, 1137-1140
 51. **Jarocho R.**: *Comparison of the modified subsynchronous cascade drives*, International Conference EPE, 2-4.09.2005, Dresden, Germany, CD, No 0691
 52. **Jarocho R.**, Skotniczny J.: *Minimization harmonic distortion in the subsynchronous cascade drive with PWM inverter*, 8th International Conference Electrical Power Quality and Utilisation, 21-23.09.2005 Cracow, 349-356
 53. **Jarocho R.**, Skotniczny J.: *Zmodyfikowany układ kaskady podsynchronicznej silnika indukcyjnego*, Materiały konferencyjne SENE'05, Łódź-Arturówek, 2005, t.II, I-VI
 54. Jarzyna W.: *Sterowanie generatora asynchronicznego napędzanego zmiennoprędkościową turbiną wiatrową*, Materiały Konferencji SENE'97, Łódź-Arturówek, 1997
 55. Jasiński M., Kaźmierkowski M. P., Żelechowski M.: *Unified scheme of direct power and torque control for space vector modulated AC/DC/AC converter-fed induction motor*, 11th International Conference EPE – PEMC 2004, 2-4.09.2004, Riga, Latvia
 56. Jeleń M., Michalak J.: *Skompensowany przekształtnik częstotliwości DPC/DTC – badania symulacyjne*, III Konferencja PTETiS Modelowanie i Symulacja, Zakopane-Kościelisko 2004, 237-244
 57. Jeleń M.: *Bezpośrednie sterowanie mocy czynnej i biernej maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej*, VI Ogólnopolskie Warsztaty Doktoranckie OWD'2004, Wisła, 2004, 179-184
 58. Kasprzowicz A.: *Tranzystorowy przekształtnik sieciowy AC/DC ze sterowaniem prądowym*, III Konferencja PTETiS Modelowanie i Symulacja, Zakopane-Kościelisko 2004, 781-788
-

-
59. Kato S., Hoshi N., Oguchi K.: *Power converter topologies for adjustable-speed cascaded induction generator systems*, EPE 2003, Toulouse
 60. Karolewski B.: *Problemy związane z modelowaniem silników indukcyjnych*, Przegląd Elektrotechniczny, 78, 9, 2002, 283-287
 61. Kaźmierkowski M. P., Dzieniakowski M. A.: *Review of current regulation methods for VS-PWM inverters*, IEEE Inter. Symposium on Industrial Electronics, Budapest, 1993, 448-456
 62. Kaźmierkowski M. P., Malesani L.: *Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey*, IEEE Trans. IA, 45, 1998, 691-703
 63. Krause P., Wasynczuk O., Hildebrandt M.: *Reference frame analysis of a slip energy recovery system*, IEEE Trans. on Energy Conv., 3, 2, 1988, 404-408
 64. Koczara W.: *Teoria uogólnionej kaskady zaworowej*, Wyd. Pol. Warszawskiej, Warszawa 1976
 65. Koczara W.: *Kaskadowe układy napędowe z przekształtnikami tyrystorowymi*, Wyd. WNT, Warszawa, 1978
 66. Koczara W.: *Przekształtniki tyrystorowe napędów kaskadowych*, Przegląd Elektrotechniczny, 59, 4, 1983, 158-161
 67. Koczara W., Michalski W.: *Napęd kaskadowy o falowniku skompensowanym*, Przegląd Elektrotechniczny, 61, 1, 1985
 68. Krause P. C., Wasynczuk O., Hildebrandt M. S.: *Reference frame analysis of a slip energy recovery system*, IEEE Trans. on Energy Conv., 3, 2, 1988, 404-408
 69. Kulesza K., Krzemiński Z., Blecharz K.: *Modelowanie elektrowni wiatrowej pracującej na sieć sztywną*, Przegląd Elektrotechniczny, 80, 11, 2004, 1141-1144
 70. Kuśmierek Z., Korczyński M. J.: *Virtual instrumentation for identification interharmonic and harmonic groups*, III Int. Conf. EPQU, September 17-19, Cracow, 2003, 309-312
 71. Lonhard W.: *Control of electrical drives*, Springer-Verlag, Berlin, 1996
 72. Lyshevski E. S.: *Electromechanical systems, electric machines and applied mechatronics*, CRC Press, New York, 2000
 73. Malinowski M.: *Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers*, Ph. D. Thesis, Warsaw Univ. of Technology, 2001
 74. Malinowski M., Kaźmierowski M. P., Jasiński M.: *Bezpośrednie sterowanie mocą prostownika PWM bazujące na strumieniu wirtualnym*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, 7, 1, 2001, 129-138
 75. Marques G. D.: *Synthesis of active and reactive power control strategy for a variable speed constant frequency generator system*, Proc. EPE'89, vol. 2, Aachen, Germany, 1989, 829-833
 76. Marques G. D.: *Performance evaluation of the slip power recovery system by field and current space vectors*, Proc. 6th International Conference EPE-PEMC, Budapest, 1996, 2.519-2.521
 77. Marques G. D.: *Numerical simulation method for the slip power recovery system*, IEE Proc. Electr. Power Appl., 146, 1, 1999, 17-24
 78. Marques G. D., Verdelho P.: *Control of a slip-power recovery system with a DC voltage intermediate circuit*, PESC'96, 1787-1792
 79. Marques G. D., Verdelho P.: *A simple slip-power recovery system with a DC voltage intermediate circuit and reduced harmonics on the mains*, IEEE Trans. IE, 47, 1, 2000, 123-132
-

-
80. Michalski W.: *Analiza pracy kaskadowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym pierścieniowym z regulacją prądu falownika*, Rozprawa Doktorska Politechnika Warszawska Wydział Elektryczny, 1984
 81. Mikołajuk K.: *Podstawy analizy obwodów energoelektronicznych*, Wyd. PWN, Warszawa 1998
 82. Mishra A. K., Wahi A. K.: *Performance analysis and simulation of inverter-fed slip-power recovery drive*, The Institution of Engineers, Technical Journals: Electrical Engineering, 85, 2, 2004, 89-95
 83. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P.: *Power electronics: converter, application and design*, John Wiley & Sons, New York, 1995
 84. Mondzik A.: *Analiza i badania trójfazowego, trójprzewodowego prostownika – filtru aktywnego*, Rozprawa doktorska, Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków, 2005
 85. Moran L., Ziogas P. D., Joos G.: *A solid-state high-performance reactive-power compensator*, IEEE Trans. IA, 29, 5, 1993, 969-977
 86. Moran L. A., Dixon J. W., Wallace R. R.: *A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation*, IEEE Trans. IE, 42, 4, 1995, 402-408
 87. *Napęd elektryczny*, Praca zbiorowa pod kier. Z. Grunwalda, Wyd. WNT, Warszawa, 1987
 88. Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I.: *Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors*, IEEE Trans. IA, 34, 3, 1998, 473-479
 89. Nowacki Z.: *Modulacja szerokości impulsów w napędach przekształtnikowych prądu przemiennego*, Wyd. PWN, Warszawa, 1991
 90. Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*, Wyd. WNT, Warszawa, 1998
 91. Nowak M., Barlik R.: *Właściwości statyczne sieciowego przekształtnika PWM z obwodem wyjściowym napięcia stałego*, Archiwum Elektrotechniki, 170, 4, 1994, 817-831
 92. Nowak M., Barlik R.: *Filtracja napięć wejściowych w trójfazowym impulsowym przekształtniku sieciowym z wyjściowym obwodem napięcia stałego*, Archiwum Elektrotechniki, z. 4, 1994, 833-847
 93. Odavic M., Sladic S., Jakopovic Z.: *PWM boost type converter connected to the grid*, 11th International Conference EPE – PEMC 2004, 2-4.09.2004, Riga, Latvia
 94. Ooi B. T., Dixon J. W., Kulkarni A. B., Nishimoto M.: *An integrated AC drive system using a controlled current PWM rectifier/inverter link*, IEEE Trans. PE, 3, 1, 1988, 64-71
 95. Orłowska-Kowalska T.: *Stan obecny i tendencje rozwojowe napędu elektrycznego*, Przegląd elektrotechniczny, 80, 3, 2004, 185-197
 96. Osowski S.: *Modelowanie układów dynamicznych z zastosowaniem języka Simulink*, Oficyna Wydawnicza Pol. Warszawskiej, Warszawa, 1997
 97. Papathanassiou S. A., Papadopoulos M. P.: *State-space modelling and eigenvalue analysis of the slip energy recovery drive*, IEE Proc. B, Electr. Power Appl., 144, 1, 1997, 27-36
 98. Papathanassiou S. A., Papadopoulos M. P.: *Commutation angle analysis of the slip energy recovery drive*, IEEE Trans. on Energy Conv., 13, 1, 1998, 21-26
 99. Pełczewski W., Krynke M.: *Metoda zmiennych stanu w analizie dynamiki układów napędowych*, Wyd. WNT, Warszawa 1984
 100. Piróg S.: *Energoelektronika, negatywne oddziaływanie układów energoelektronicznych na źródła energii i wybrane sposoby ich ograniczenia*, Kraków, Wyd. AGH, 1998
-

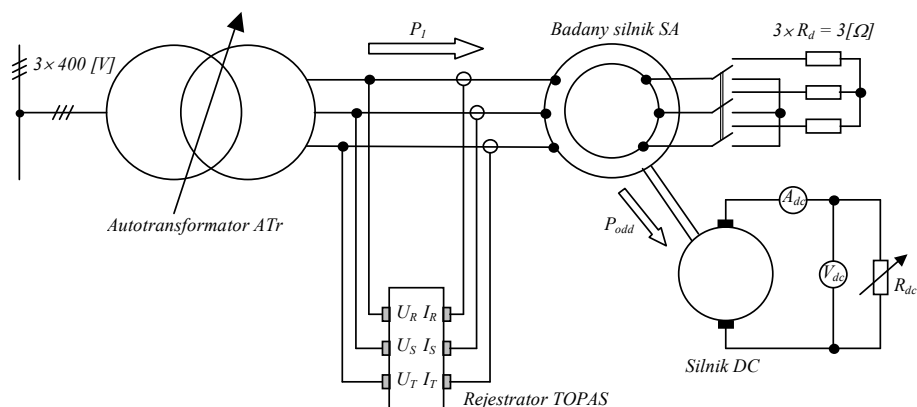
-
101. Piróg S.: *Napędy pomp i wentylatorów z przekształtnikową kaskadą asynchroniczną*, Materiały Krajowej Konferencji Naukowo-Technicznej UNAPEN, Łódź 1998
 102. Piróg S.: *Energetyczne filtry aktywne i kompensatory podstawowej harmonicznej prądu biernego STATCOM sterowane we współrzędnych wirujących dq*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, 7, 1, 2001, 91-106
 103. PN-E-06755-3 *Maszyny elektryczne wirujące. Rodzaje i programy badań. Silniki indukcyjne trójfazowe*. sierpień 2001
 104. PN-72/E-04272 *Maszyny elektryczne wirujące. Silniki indukcyjne trójfazowe. Metody badań*.
 105. Podar G., Ranganathan V. T.: *Sensorless field-oriented control for double-inverter-fed wound-rotor induction motor drive*, IEEE Trans. IE, 51, 5, 2004, 1089-1096
 106. *Power electronics handbook*, ed.-in-chief Muhammad H. Rashid, San Diego, Academic Press, 2001
 107. Półtorak H.: *Propozycja zastosowania falownika tranzystorowego jako przekształtnika wirnikowego w układzie kaskady podsynchronicznej*, Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika z.145, 1996, 97-105
 108. Półtorak H.: *Przekształtnik wirnikowy silnika pierścieniowego a kształt prądu wirnika. Symulacyjne badania porównawcze*, Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika z.171, 1999, 75-82
 109. Półtorak H.: *Asynchroniczna kaskada przekształtnikowa z falownikiem MSI w obwodzie wirnika silnika*, I Ogólnopolskie Warsztaty Doktoranckie OWD'99, Istebna-Zaolzie, 17-21.10.1999, 64-68
 110. Puttonen P., Salo M., Mokka J., Tuusa H.: *A current source PWM converter for variable speed wind energy drive*, Proc. PCIM 1999
 111. Risseuw P. M.: *Development of a novel hysteresis current controller for three phase induction machines*, Proc. ISIE'99, Bled, Slovenia, 1496-1501
 112. Refoufi L., Pillay P.: *Harmonic analysis of slip energy recovery induction motor drives*, IEEE Trans. on Energy Conv., 9, 4, 1994, 665-672
 113. Ruszczyk A., Aleksandrowicz S.: *Metody prądowego i napięciowego sterowania przekształtnika AC/DC – aspekt praktyczny*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, V, 1999, 43-48
 114. *Rozporządzenie Ministra Gospodarki i Pracy w sprawie szczegółowych warunków przyłączenia podmiotów do sieci elektroenergetycznych, ruchu i eksploatacji tych sieci z dnia 20 grudnia 2004.*
 115. Różycki M.: *Elektrownia wiatrowa z indukcyjną maszyną pierścieniową*, Przegląd Elektrotechniczny, 66, 4-5, 1990, 74-76
 116. Sawicki J., Firlit A., **Jarocho R.**: *Język symboliczny MAPLE V w syntezie układów linearyzujących model maszyny indukcyjnej metodami geometrycznymi*, Krakowskie Centrum Informatyki Stosowanej "Komputerowe wspomaganie w obliczeniach naukowo-technicznych – przykłady zastosowań pakietów MATLAB i Maple V" pod redakcją Macieja Szymkata, Kraków, 1998, 357-378
 117. Sidorowicz J., Ruda A., Szulc Z.: *Laboratorium napędu elektrycznego*, Wyd. Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 1996
 118. Sidorowicz J.: *Napęd elektryczny i jego sterowanie*, Wyd. Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 1997
 119. Sikorski A.: *Analiza możliwości regulacji prądu w przekształtniku AC/DC*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, 7, 1, 2001, 145-152

-
120. Sikorski A., Ruszczyk A.: *Właściwości przekształtnika AC/DC przy wektorowym sterowaniu napięciowym*, IV Konferencja Naukowa SENE'99, Łódź-Arturówek, 1999, 595-600
 121. Silva S. M., Arruda L. N., Cardoso Filho B. J.: *Wide bandwidth single and three-phase PLL structures for utility connected systems*, Proc. EPE 2001, Graz
 122. *SimPowerSystems for Use with Simulink ver. 2.3*, TEQSIM International Inc., The Mathworks Inc., 2002
 123. Skwarczyński J., Tertel Z.: *Maszyny elektryczne, cz. I – teoria*, Uczelniane Wyd. AGH, SU 1430, Kraków, 1995
 124. Skwarczyński J., Tertel Z.: *Maszyny elektryczne, cz. III – przykłady obliczeń*, Uczelniane Wyd. AGH, SU 1563, Kraków, 1999
 125. Skwarczyński J., Tertel Z.: *Maszyny elektryczne, cz. IV – podstawowe pomiary laboratoryjne*, Uczelniane Wyd. AGH, SU 1409, Kraków, 1994
 126. Skwarczyński J., Dziadecki A., Zarudzki J., Grzegorski J., Skotniczny J., Lerch T.: *Kaskada zaworowa $T=const$ jako generator elektryczny siłowni wiatrowej*, Przegląd Elektrotechniczny, 80, 3, 2004, 263-268
 127. Skwarczyński J., Dziadecki A., Zarudzki J., Grzegorski J., Skotniczny J., Lerch T.: *Maszyna indukcyjna dwustronnie zasilana jako generator elektryczny siłowni wiatrowej*, Przegląd Elektrotechniczny, 80, 5, 2004, 502-507
 128. Skwarczyński J., Dziadecki A., Zarudzki J., Grzegorski J., Skotniczny J., Lerch T.: *Sterowana częstotliwościowo kaskada zaworowa $T=const$ jako generator elektryczny siłowni wiatrowej*, Przegląd Elektrotechniczny, 80, 6, 2004, 640-644
 129. Stefański T., Zbroszczyk Z.: *Wpływ sygnału pobudzającego na wyniki identyfikacji parametrów modelu matematycznego silnika indukcyjnego*, Materiały konferencyjne SENE'97, Łódź-Arturówek, 591-596
 130. Strzelecki R., Supronowicz H.: *Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy*, Oficyna Wydawnicza Pol. Warszawskiej, Warszawa, 2000
 131. Strzelecki R.: *Przekształtniki PWM dużej mocy i średniego napięcia – budowa i zastosowania*, IX Międzynarodowa Konferencja Naukowo-Techniczna, „Nowoczesne urządzenia zasilające w energetyce”, Elektrownia Kozienice, 23-24.03.2006, 13.1-13.14
 132. Szczęsny R.: *Programy symulacyjne w energoelektronice*, Materiały IV Konferencji Naukowej SENE'99, Łódź 1999, 627-636
 133. Szczęsny R.: *Komputerowa symulacja układów energoelektronicznych*, Wyd. Politechniki Gdańskiej, Gdańsk, 1999
 134. Szczęsny R., Chrzan P. J., Iwan K.: *Zastosowanie technik komputerowych w symulacji i projektowaniu układów przekształtnikowych*, Przegląd Elektrotechniczny, 76, 2, 2000, 30-34
 135. Szklarski L., Zarudzki J.: *Napędy elektryczne maszyn wyciągowych*, Wyd. PWN, Warszawa, 1998
 136. Szklarski L., Bisztyga K., Franaszek M., Jaracz K., Strycharz J.: *Napędy przekształtnikowe*, Wydawnictwa AGH, SU 1216, Kraków, 1990
 137. Szpilka S.: *Podsynchroniczna kaskada zaworowa z ulepszonym współczynnikiem mocy*, Archiwum Elektrotechniki, 33, 1-2, 1984, 169-176
 138. Szulc Z.: *Zasady doboru przekształtników energoelektronicznych średniego napięcia do sterowania prędkością obrotową silników indukcyjnych dużej mocy*, Elektro.info, nr 7-8, 2004, 24-27

-
139. Szulc Z.: *Oszczędność energii elektrycznej w napędzie z przemiennikiem częstotliwości średniego napięcia zastosowanym do pompy wody zasilającej*, Elektro.info, nr 1-2, 2005, 64-69
 140. Szychta L.: *Analiza energochłonności pompowania podczas sterowania kaskadowego*, III Konferencja PTETiS Modelowanie i Symulacja, Zakopane-Kościelisko 2004, 631-638
 141. Tang Y., Xu L.: *A flexible active and reactive power control strategy for a variable speed constant frequency generator system*, IEEE Trans. PE, 10, 4, 1995, 472-478
 142. Thiringer T., Petersson A.: *Grid integration of wind turbines*, Przegląd Elektrotechniczny, 80, 5, 2004, 470-475
 143. *TOPAS 1000 ver.3.6.0.0 Faster completion of measuring tasks on power networks with a single tool*, User's manual, LEM Norma GmbH, 2005
 144. Trznadlowski A. M.: *The field orientation principle in control of induction motors*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1994
 145. Tunia H., Kaźmierowski M.: *Automatyka napędu przekształtnikowego*, Wyd. PWN, Warszawa, 1987
 146. Tunia H., Winiarski B.: *Energoelektronika*, Wyd. WNT, Warszawa, 1994
 147. Veas D. R., Dixon J. W., Ooi B. T.: *A novel load current control method for a leading power factor voltage source PWM rectifier*, IEEE Trans. PE, 9, 2, 1994, 153-159
 148. Verdelho P., Marques G. D.: *General control system of the PWM current/voltage converter connected to the AC mains*, MELECON'91, Ljubljana, 1991
 149. Verdelho P., Marques G. D.: *An active power filter and unbalanced current compensator*, IEEE Trans. IE, 44, 3, 1997, 321-328
 150. Verdelho P., Marques G. D.: *DC voltage control and stability analysis of PWM voltage type reversible rectifiers*, IEEE Trans. IE, 45, xx, 1998, 263-273
 151. Woliński K.: *Elektrownie wiatrowe*, Wiadomości Elektrotechniczne, nr 4, 2002
 152. Wróbel K.: *Modele matematyczne silników indukcyjnych o parametrach skupionych i ich zastosowanie*, I Ogólnopolskie Warsztaty Doktoranckie OWD'99, Istebna-Zaolzie, 17-21.10.1999, 59-63
 153. Wu R., Dewan S., Slemon G.: *A PWM ac to dc converter with fixed switching frequency*, IEEE Trans. IA, 26, 5, 1990, 880-885
 154. Wu R., Dewan S., Slemon G.: *Analysis of an AC to DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control*, IEEE Trans. IA, 27, 2, 1991, 355-364
 155. Zakaria W. S., Alwash S. R., Shaltout A. A.: *A novel double-circuit-rotor balanced induction motor for improved slip-energy recovery drive performance*, IEEE Trans. on Energy Conv., 11, 3, 1996, 556-564
 156. Ziogas P. D., Moran L., Joos G., Vincenti D.: *A refined PWM scheme for voltage and current source converters*, IEEE Ind. Appl. Society, Annual Meeting, Seattle, USA, 1990, 977-983
 157. Żeżelenko I. W., Hanzelka Z.: *Interharmoniczne w systemie elektroenergetycznym*, VI Szkoła Konferencja EPN, Zielona Góra 2002, 117-142

ZAŁĄCZNIK 1. POMIARY IDENTYFIKACYJNE PARAMETRÓW SCHEMATU ZASTĘPCZEGO MASZINY PRĄDU PRZEMIENNEGO

Badany silnik SA, podczas indentyfikacji parametrów schematu zastępczego metodą klasyczną [7, 103, 104, 118, 125], zasilano 3-fazowym symetrycznym napięciem przemiennym przez autotransformator 3-fazowy ATr (Rys. Z.1). W trakcie wyznaczaniu charakterystyk biegu jałowego silnik SA nie był sprzężony z silnikiem DC. Pomiary prędkości obrotowej silnika przeprowadzono prędkościomierzem cyfrowym DMT-21 firmy MERA. Pomiar napięć zasilających i prądów fazowych przeprowadzono rejestratorem TOPAS 1000 firmy LEM Norma. W trakcie pomiarów rejestrowano wartości skuteczne napięć fazowych, prądów fazowych, fazowych mocy czynnych i biernych oraz współczynników przesunięcia fazowego silnika. W trakcie wyznaczenia charakterystyk badanego silnika dla danego punktu pomiarowego obliczono wartości średnie z rejestrowanych napięć i prądów fazowych oraz całkowitą moc czynną i bierną. Stosowany w niniejszym załączniku indeks dolny 'so' odnosi się do wielkości zarejestrowanych podczas biegu jałowego, natomiast indeks 'sk' – do wielkości uzyskanych w stanie zwarcia.



Rys. Z.1. Schemat układu pomiarowego do identyfikacji parametrów badanego silnika asynchronicznego

Pomiar rezystancji uzwojeń

Pomiar oporności uzwojeń dokonano metodą techniczną prądu stałego. Ze względu na małą wartość oporów zastosowano metodę dokładnego pomiaru napięcia. Uzwojenia stojana i wirnika silnika są połączone w gwiazdę, przy czym punkt neutralny uzwojeń stojana jest wyprowadzony na tabliczkę zacisków silnika.

W trakcie pomiarów rezystancji R_s prąd płynący przez uzwojenia stojana nie przekraczał 20 % wartości prądu I_{sn} . W wyniku pomiarów uzyskano wartość R_s równą 0,375 Ω .

Badany silnik pracuje w układzie kaskady inwertorowej ze stale przylegającymi szczotkami do pierścieni ślizgowych, zatem rezystancja przejścia i rezystancja szczotek zwiększa wartość rezystancji wirnika. Pomiary rezystancji R_r przeprowadzono przy wirującym z niewielką prędkością

wirnika przy prądzie w zakresie do $0,5 I_m$ (pomiarы przy małym prądzie obarczone byłyby błędami, powodującymi nieprawidłowe wyniki przy dużym obciążeniu silnika [125]). W wyniku pomiarów uzyskano wartość R_r równą $0,1274 \Omega$.

Pomiar przekładni silnika

Pomiarы przekładni silnika ν_s przeprowadzono przy zatrzymanym wirniku zasilając najpierw uzwojenia stojana, a następnie uzwojenia wirnika, dla 2 różnych położeń wirnika w każdym z tych przypadków. Przekładnia ν_s odpowiada stosunkowi sił elektromotorycznych indukowanych w uzwojeniu zasilanym i niezasilanym. Po stronie niezasilanej mierzono siłę elektromotoryczną indukcji (E_r lub E_s). Po stronie zasilanej siła elektromotoryczna jest mniejsza od napięcia zasilania (U_s lub U_r) o wielkość spadków napięć na reaktancjach rozproszenia oraz opornościach uzwojeń danej strony. Z pomiaru trzech napięć międzyprzewodowych wyznaczono wartość średnią odpowiednio dla strony zasilanej $U_{s sr}$ ($U_{r sr}$) i strony niezasilanej $E_{r sr}$ ($E_{s sr}$). Przekładnię ν_s obliczono ze wzoru [125]:

$$\nu_s = \sqrt{\nu_1 \cdot \nu_2} = \sqrt{\frac{U_{s sr}}{E_{r sr}} \cdot \frac{E_{s sr}}{U_{r sr}}} \quad (\text{A.1})$$

Zarejestrowane w trakcie pomiarów charakterystyki ν_1, ν_2 i ν_s przedstawiono na Rys. Z.2.a. Do dalszych obliczeń przyjęto wartość ν_s równą 2,401.

Pomiarы biegu jałowego

W trakcie pomiarów biegu jałowego silnik zasilano od strony stojana napięciem regulowanym U_{so} od $1,3 U_{sn}$ do takiej wartości, przy której dalsze zmniejszanie napięcia powodowało wzrost prądu zasilania. Wzrost ten wywołany jest wzrostem poślizgu (na wskutek wzrostu poślizgu rośnie prąd wirnika, który z kolei oddziałuje na stojan powodując wzrost prądu stojana) [125]. Rejestrację prądu zasilania wykonano dla każdej fazy – nie stwierdzono asymetrii prądu. W trakcie badań przeprowadzono 3 rejestracje, podczas których zmieniano cyklicznie fazy napięcia zasilającego podawanego na zaciski silnika. W wyniku pomiarów uzyskano charakterystyki biegu jałowego $I_{so} = f(U_{so})$, $P_{so tot} = f(U_{so})$ oraz $Q_{so tot} = f(U_{so})$ przedstawione na Rys. Z.3.

Podczas biegu jałowego całkowita moc czynna silnika $P_{so tot}$ jest sumą strat w uzwojeniach $\Delta P_{Cu so}$, strat w żelazie silnika $\Delta P_{Fe so}$ i strat mechanicznych ΔP_m (strat tarcia i wentylacji). Straty w żelazie wirnika $\Delta P_{Fe ro}$ można pominąć, ponieważ poślizg przy biegu jałowym jest rzędu ułamka %, zatem częstotliwość przemagnesowywania blach jest bardzo mała. Sumaryczną wartość strat ΔP_{Feso} i ΔP_m uzyskuje się po odjęciu od mocy $P_{so tot}$ strat w uzwojeniach ΔP_{Cuso} – przyjęto oporność uzwojeń stojana o 5% większą od wyznaczonej prądem stałym w celu uwzględnienia strat dodatkowych [125]:

$$\Delta P_{Fe so} + \Delta P_m = P_{so tot} - 3I_{so}^2 \cdot 1,05R_s \quad (\text{A.2})$$

W celu rozdzielania strat mechanicznych ΔP_m od strat w żelazie $\Delta P_{Fe\ so}$ sporządzono wykres zależności sumy tych strat od kwadratu napięcia zasilania (Rys. Z.2.c). Zależność strat $\Delta P_{Fe\ so}$ od kwadratu indukcji oraz stałość strat ΔP_m z powodu nieznacznych zmian prędkości sprawia, że wykres ten jest dla niskich napięć linią prostą. Ekstrapolacja tej prostej do napięcia $U_{so} = 0$ pozwala na wyznaczenie strat ΔP_m , które dla biegu jałowego maszyny można przyjąć za stałe (ze względu na zmianę prędkości w niewielkim zakresie).

W Tab. Z.1. przedstawiono wyniki pomiarów biegu jałowego przy zasilaniu silnika od strony stojana dla dwóch wartości napięć zasilania U_{so} . Na podstawie pomiarów wyznaczono:

$$\text{– impedancję biegu jałowego } Z_{so}: \quad Z_{so} = \frac{U_{so}}{\sqrt{3}I_{so}} \quad (\text{A.3})$$

$$\text{– część rzeczywistą impedancji } Z_{so}: \quad Re\ Z_{so} = \frac{P_{so\ tot}}{3 \cdot I_{so}^2} = Z_{so} \cdot DPF_{so} \quad (\text{A.4})$$

$$\text{– część urojoną impedancji } Z_{so}: \quad Im\ Z_{so} = \frac{Q_{so\ tot}}{3 \cdot I_{so}^2} = Z_{so} \cdot \sin(a \cos(DPF_{so})) = X_{so} \quad (\text{A.5})$$

Przeprowadzone pomiary pozwoliły także na wydzielenie z prądu biegu jałowego I_{so} prądu magnesującego $Im\ I_{so}$ wytwarzającego w silniku pole magnetyczne (Rys. Z.2.b).

Tab. Z.1. Wyniki pomiarów biegu jałowego silnika

		$U_{so} = 380\text{ V}$			wart. średnia	$U_{so} = 400\text{ V}$			wart. średnia
		pom01	pom02	pom03		pom01	pom02	pom03	
I_{so}	A	7,24	7,24	7,29	7,25	8,08	8,08	8,13	8,10
I_{so} / I_{sn}	—	0,489	0,489	0,492	0,490	0,546	0,546	0,549	0,547
$Re\ I_{so}$	A	1,174	1,156	1,183	1,171	1,247	1,229	1,255	1,243
$Im\ I_{so}$	A	7,144	7,146	7,189	7,160	7,987	7,983	8,029	7,999
$P_{so\ tot}$	W	776	764	782	774	857	844	862	854
$Q_{so\ tot}$	VAr	4 695	4 697	4 728	4 707	5 456	5 453	5 489	5 466
DPF_{so}	—	0,1622	0,1596	0,1623	0,1614	0,1542	0,1521	0,1544	0,1536
Z_{so}	Ω	30,44	30,46	30,27	30,39	28,34	28,35	28,20	28,30
$Re\ Z_{so}$	Ω	4,94	4,87	4,92	4,91	4,37	4,32	4,36	4,35
$Im\ Z_{so}$	Ω	29,8740	29,9059	29,7117	29,8305	27,8446	27,8822	27,7146	27,8138
L_{so}	H	0,0951	0,0952	0,0946	0,0950	0,0886	0,0888	0,0882	0,0885
$\Delta P_{Cu\ so}$	W	62	62	63	62	77	77	78	77
$\Delta P_{Fe\ so}$	W	460	451	468	460	525	513	530	523
n_{so}	obr/min	1 498							
s_o	—	0,0013							
$\Delta P_{m\ so}$	W	254							

Pomiary stanu zwarcia

W stanie zwarcia silnik zasilano od strony stojana napięciem regulowanym od 0 do wartości, przy której prąd stojana osiągał wartość około $1,5 I_{sn}$. Uzwojenia strony niezasilanej były zwarte a wirnik silnika był unieruchomiony. Prąd silnika rejestrowano w każdej fazie. Pomiary wykonano kolejno dla 3 różnych położeń wirnika względem stojana w celu zredukowania wpływu wzajemnego położenia stojana i wirnika na wyniki pomiarów. W wyniku pomiarów otrzymano charakterystyki silnika $I_{sk} = f(U_{sk})$, $P_{sk} = f(U_{sk})$ oraz $Q_{sk} = f(U_{sk})$ przedstawione na Rys. Z.4. Przy wzroście napięcia zasilania zaobserwowano proporcjonalne zmiany prądu do zmian przyłożonego napięcia. Wynika to z faktu, że strumień rozproszenia przepływa w przeważającej części przez szczelinę powietrzną i zmienia się proporcjonalnie (brak nasycenia magnetycznego) do prądu wywołującego to rozproszenie.

W Tab. Z.2 przedstawiono wyniki pomiarów stanu zwarcia silnika dla 3 różnych położeń wirnika silnika. Na podstawie zależności (A.3) – (A.5) obliczono impedancję zwarcia Z_{sk} oraz jej część rzeczywistą i część urojoną X_{zw} .

Moc pobierana w stanie zwarcia $P_{sk\ tot}$ jest sumą strat w uzwojeniach silnika i strat w żelazie (w stanie zwarcia w silniku występują zarówno straty w żelazie stojana $\Delta P_{Fe\ sk}$, jak i w żelazie wirnika $\Delta P_{Fe\ rk}$):

$$P_{sk\ tot} = \Delta P_{Cu\ sk} + \Delta P_{Cu\ rk} + \Delta P_{Fe\ sk} + \Delta P_{Fe\ rk} \quad (A.6)$$

Strumień indukowany w maszynie dla napięcia zwarcia ($U_{sk} = 78,35\text{ V}$) jest znacznie mniejszy niż przy biegu jałowym dla napięcia znamionowego. Za wartość odpowiadającą stratom $\Delta P_{Fe\ sk}$ i $\Delta P_{Fe\ rk}$ w stanie zwarcia przyjmuje się wyznaczoną na biegu jałowym wartość strat przy napięciu równym napięciu U_{sk} [125] – w przypadku badanego silnika straty te wynoszą:

$$\Delta P_{Fe\ sk} + \Delta P_{Fe\ rk} = \Delta P_{Fe\ so}|_{U_{so} = 78,35\text{ V}} = 22\text{ W}$$

Moc wydzielana w uzwojeniach w stanie zwarcia $\Delta P_{Cu\ sk}$ i $\Delta P_{Cu\ rk}$ stanowi podstawę oszacowania rezystancji wirnika. W stanie zwarcia zakłada się, że zachodzi relacja $I_{sk} \approx I'_{rk}$, zatem przy zasilaniu silnika od strony stojana na podstawie pomiarów uzyskuje się:

$$\Delta P_{Cu\ rk} = P_{sk\ tot} - \Delta P_{Cu\ sk} - (\Delta P_{Fe\ sk} + \Delta P_{Fe\ rk}) = P_{sk\ tot} - 3 \cdot I_{sk}^2 \cdot R_s - 22 = 3 \cdot I_{sk}^2 \cdot R'_r \quad (A.7)$$

Na podstawie pomiarów metodą techniczną uzyskano wartość rezystancji wirnika R'_r równą $0,7344\ \Omega$, natomiast na podstawie pomiarów stanu zwarcia, po uwzględnieniu zależności (A.7), otrzymuje się wartość rezystancji R'_r większą o 5,3 % – równą $0,7733\ \Omega$.

Na podstawie pomiarów stanu zwarcia i pomiarów biegu jałowego reaktancję rozproszenia stojana X_{ls} i wirnika X'_{lr} oraz reaktancję magnesującą silnika X_m wyznaczono na podstawie następujących zależności:

$$X_{ls} = X'_{lr} = 0,5 X_{zw} = 1,4081\ \Omega$$

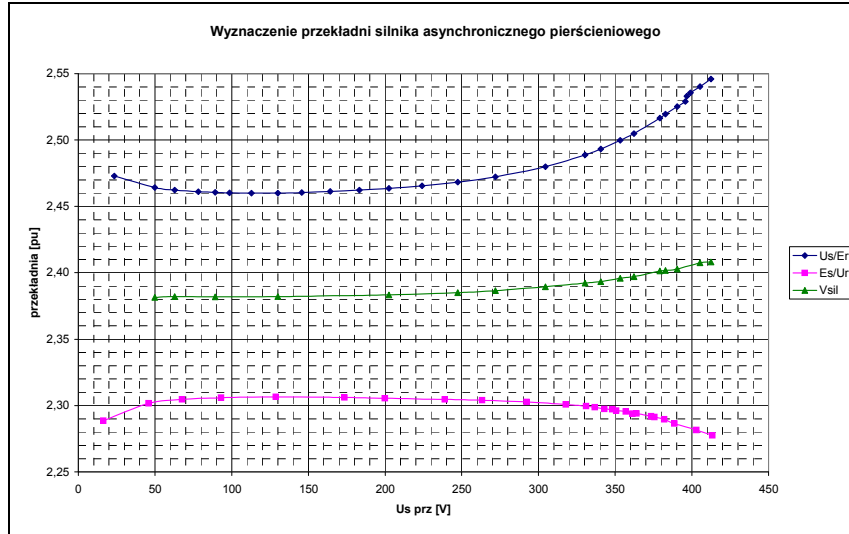
$$X_m = \operatorname{Im} Z_{so} - 0,5 X_{zw} = 28,4225 \Omega$$

Uzyskany w wyniku pomiarów zbiór parametrów schematu zastępczego silnika indukcyjnego jest punktem startowym dla procedury aproksymacji zależności impedancji zastępczej silnika od poślizgu metodą najmniejszych kwadratów.

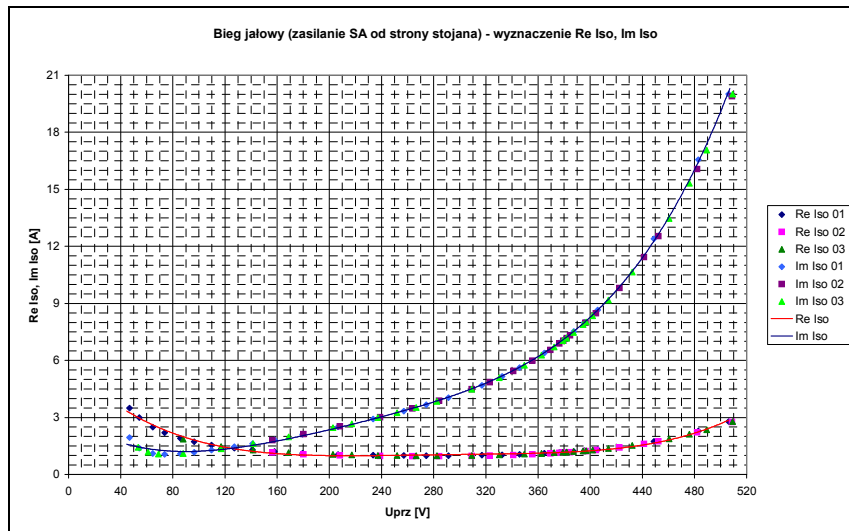
Tab. Z.2. Wyniki pomiarów stanu zwarcia silnika; dla bilansu mocy założono $\Delta P_{Fe sk} + \Delta P_{Fe rk} = 22 \text{ W}$

Prąd $I_{sk} = I_{sn} = 14,8 \text{ A}$		pom01	pom02	pom03	wart. średnia
U_{fsk}	V	47,01	44,62	44,14	45,26
U_{sk}	V	81,42	77,23	76,40	78,35
U_{sk} / U_{sn}	%	21,43	20,32	20,11	20,62
$P_{sk tot}$	W	778,40	783,22	768,37	776,66
$Q_{sk tot}$	VAr	1 934,91	1 827,16	1 789,45	1 850,51
DPF_{sk}	—	0,3728	0,3934	0,3940	0,3868
Z_{sk}	Ω	3,1764	2,9997	2,9978	3,0580
$Re Z_{sk}$	Ω	1,1841	1,1801	1,1811	1,1818
$\operatorname{Im} Z_{sk} = X_{zw}$	Ω	2,9443	2,7529	2,7512	2,8161
L_{zw}	H	0,009372	0,008763	0,008757	0,00896
$P_{Cu sk}$	W	246,56	248,93	243,99	246,49
$P_{Cu rk}$	W	509,85	512,29	502,38	508,17

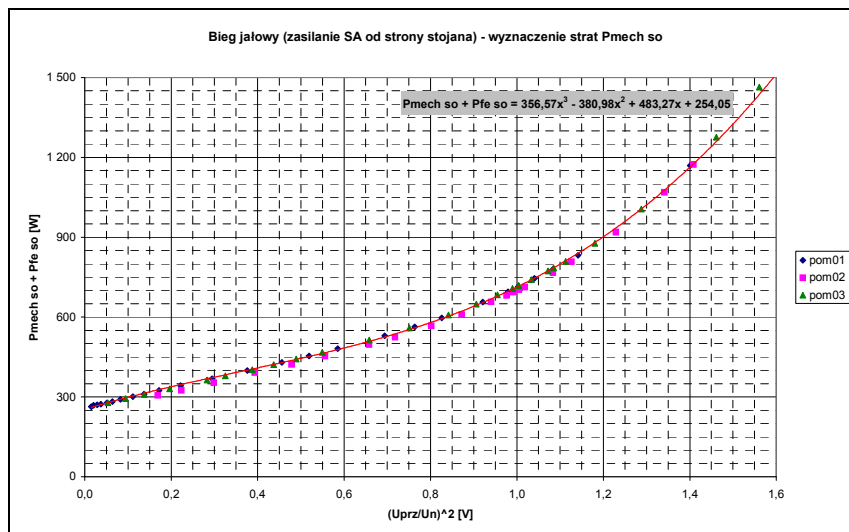
a)



b)

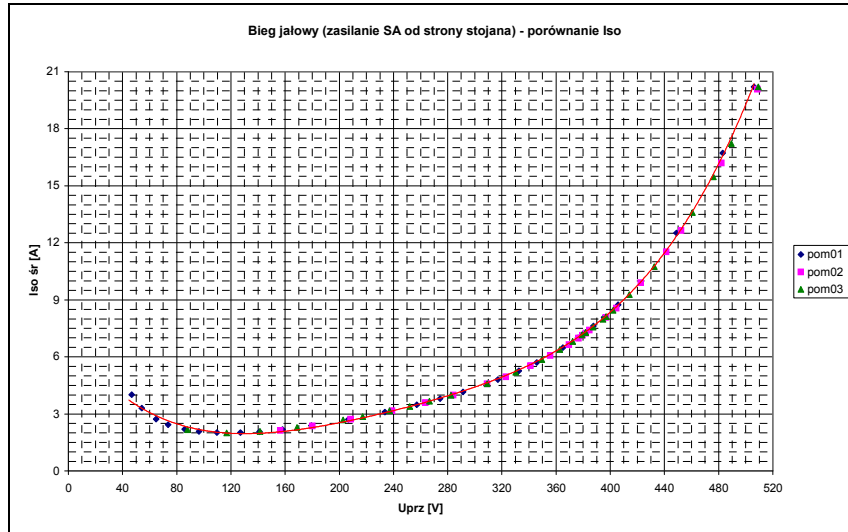


c)

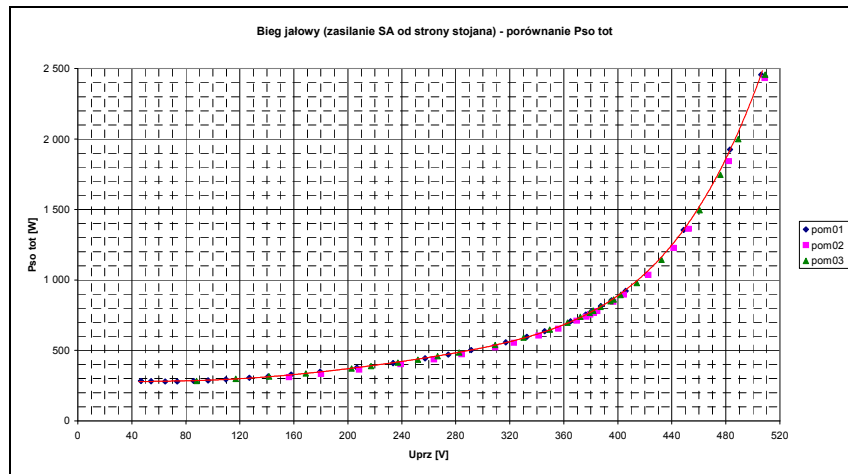


Rys. Z.2. a) Przekładnia v_1 , v_2 i v_s silnika asynchronicznego, b) Charakterystyki biegu jałowego silnika – rozdział prądu biegu jałowego I_{so} na prąd czynny $Re\ I_{so}$ i prąd magnesujący $Im\ I_{so}$, b) Rozdział strat biegu jałowego ΔP_{Cuso} na straty w żelazie ΔP_{Fes} i straty mechaniczne ΔP_m

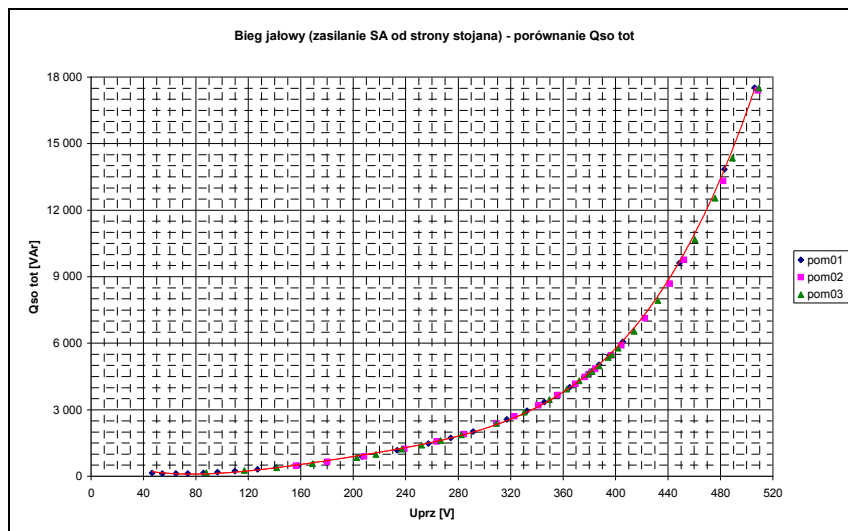
a)



b)

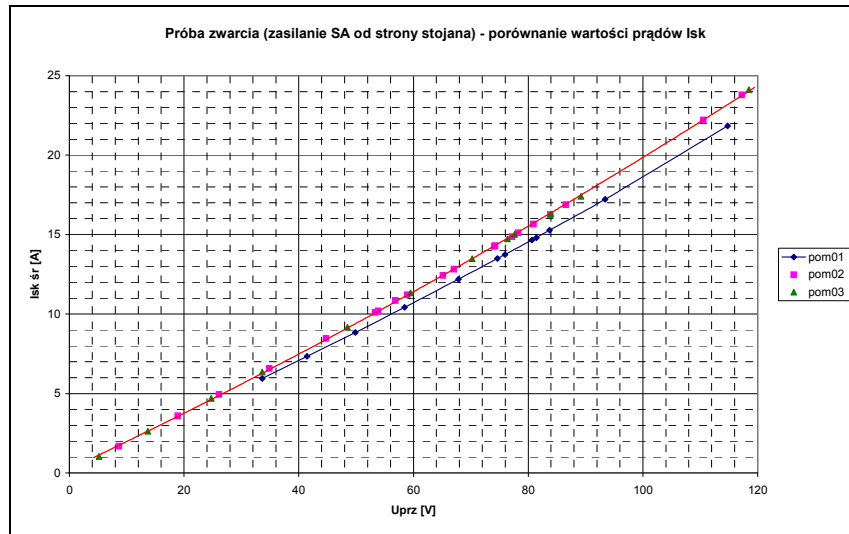


c)

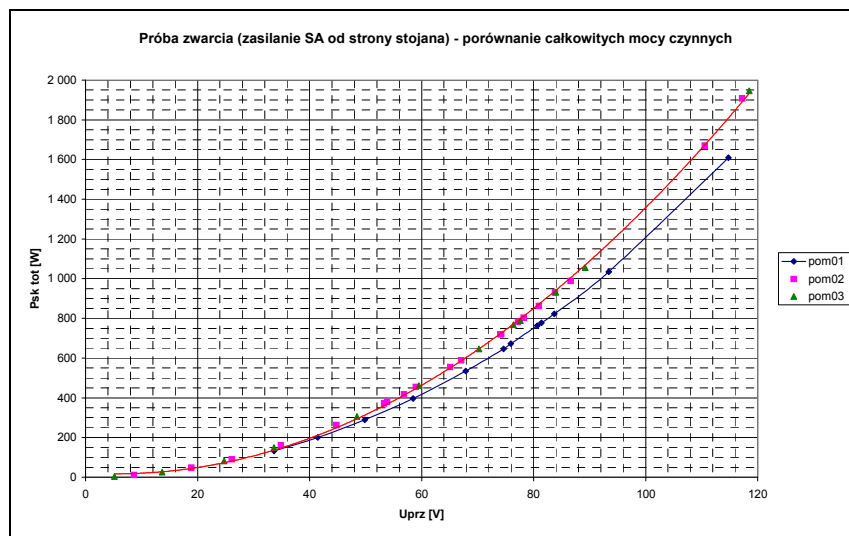


Rys. Z.3. Charakterystyki energetyczne biegu jałowego silnika: a) $I_{so} = f(U_{so})$, b) $P_{so\ tot} = f(U_{so})$, c) $Q_{so\ tot} = f(U_{so})$

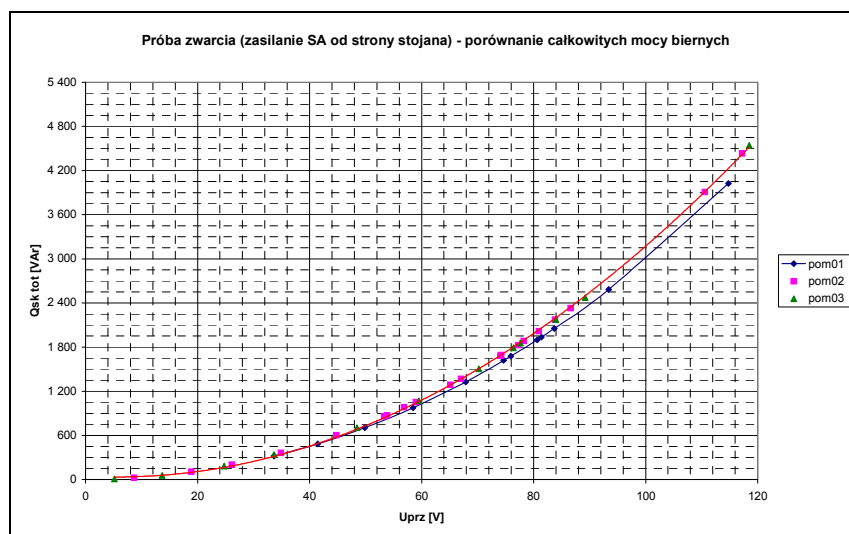
a)



b)



c)



Rys. Z.4. Charakterystyki energetyczne stanu zwarcia silnika: a) $I_{sk} = f(U_{sk})$, b) $P_{sk\ tot} = f(U_{sk})$, c) $Q_{sk\ tot} = f(U_{so})$

ZAŁĄCZNIK 2. PARAMETRY MODELI MATEMATYCZNYCH KASKADOWYCH UKŁADÓW NAPĘDOWYCH

W rozdziale 3.2 i 3.3 niniejszej pracy przedstawiono modele matematyczne kaskadowych układów napędowych:

- uk 1* – podstawowy układ kaskady z 6-pulsowym tyrystorowym przekształtnikiem sieciowym,
- uk 2* – układ kaskady z 12-pulsowym tyrystorowym przekształtnikiem sieciowym sterowanym symetrycznie,
- uk 3* – układ kaskady z 12-pulsowym tyrystorowym przekształtnikiem sieciowym sterowanym kolejnościowo,
- uk 4* – układ kaskady z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i 6-pulsowym tyrystorowym falownikiem sieciowym,
- uk 5* – układ kaskady z przekształtnikiem impulsowym prądu stałego i falownikiem PWM pracującym z jednostkowym współczynnikiem mocy i sinusoidalnymi prądami wyjściowymi.

Poniżej zestawiono parametry modeli matematycznych ww. układów.

Parametry modelu matematycznego silnika indukcyjnego

(element *Asynchronous Machine SI Units* biblioteki *Machines* pakietu *SPS*):

$$P_n = 7 \text{ kW}, \quad R_s = 0,375 \, \Omega, \quad R'_r = 0,9505 \, \Omega, \quad L_{ls} = L'_{lr} = 0,0026604 \text{ H}, \quad L_m = 0,089781 \text{ H}, \\ J = 0,19438 \text{ kg m}^2, p = 2$$

Parametry dławika L_{dr} w obwodzie wyprostowanym prądu stałego:

dla układów *uk 1*, *uk 4*, *uk 5*: $R_{dr} = 0,095 \, \Omega$, $L_{dr} = 0,01 \text{ H}$

dla układów *uk 2*, *uk 3*: $R_{dr} = 0,0891 \, \Omega$, $L_{dr} = 0,039075 \text{ H}$

Parametry filtra L_{df} , C_{df} w obwodzie wyprostowanym napięcia stałego dla układu *uk 4*:

$$R_{df} = 0 \, \Omega, L_{df} = 0,006 \text{ H}, C_{df} = 6,6 \, \mu\text{F}$$

Parametry dławików L_f obwodu przemiennoprądowego w układzie przekształtnika PWM dla układu *uk 5*: $R_f = 0 \, \Omega$, $L_f = 0,005 \text{ H}$.

Parametry modelu matematycznego przekształtnika niesterowanego *PR* (model mostka diodowego oparty na elemencie *Universal Bridge* z biblioteki *Power Electronics* pakietu *SPS*):

parametry diod mostka dla wszystkich układów: $R_{on} = 0,001 \, \Omega$, $L_{on} = 0 \text{ H}$, $\Delta U_{on} = 0,8 \text{ V}$

parametry układów tłumiących "snubber" dla układów *uk 1*, *uk 2* i *uk 3*: $R_s = 500 \Omega$, $C_s = 1 \mu F$

parametry układów tłumiących "snubber" dla układów *uk 4* i *uk 5*: $R_s = 250 \Omega$, $C_s = 1 \mu F$

Parametry modelu matematycznego 6-pulsowego przekształtnika tyrystorowego *PS* (model mostka tyrystorowego oparty na elemencie *Universal Bridge* z biblioteki *Power Electronics* pakietu SPS):

parametry tyrystorów mostka dla układów *uk 1* ÷ *uk 4*: $R_{on} = 0,001 \Omega$, $L_{on} = 0 H$, $\Delta U_{on} = 0,8 V$

parametry układów tłumiących "snubber" dla układów *uk 1* ÷ *uk 3*: $R_s = 500 \Omega$, $C_s = 1 \mu F$

parametry układów tłumiących "snubber" dla układów *uk 4*: $R_s = 250 \Omega$, $C_s = 1 \mu F$

Parametry łącznika T_d w układzie przekształtnika impulsowego prądu stałego dla układów *uk 4* i *uk 5*:

parametry tranzystora IGBT: $R_{on} = 0,05 \Omega$, $L_{on} = 0 H$, $\Delta U_{on} = 0,5 V$, czas wyłączenia $1 \mu s$

parametry układów tłumiących "snubber": $R_s = 100 k\Omega$, $C_s = inf$

Parametry modelu matematycznego przekształtnika tranzystorowego *PS* (model mostka IGBT oparty na elemencie *Universal Bridge* z biblioteki *Power Electronics* pakietu SPS):

parametry tranzystorów IGBT: $R_{on} = 0,001 \Omega$, $L_{on} = 0 H$, $\Delta U_{on} = 0 V$, czas wyłączenia $1 \mu s$

parametry układów tłumiących "snubber": $R_s = 100 k\Omega$, $C_s = inf$

Pomiędzy danymi znamionowymi transformatora a parametrami modelu matematycznego transformatora (model transformatora zawarty jest w bibliotece *Elements* pakietu SPS), wyrażonymi w jednostkach względnych, zachodzą następujące relacje:

- rezystancja uzwojeń r_t :
$$r_t = \frac{\Delta P_{Cu \%}}{100} \text{ pu}$$
- indukcyjność rozproszenia l_{lt} :
$$l_{lt} = \frac{u_z \%}{100} \text{ pu}$$
- indukcyjność magnesowania l_m :
$$l_m = \frac{100}{i_o \%} \text{ pu}$$
- rezystancja odpowiadająca stratom w żelazie r_m :
$$r_m = \frac{100}{\Delta P_{Fe \%}} \text{ pu}$$

Parametry modelu matematycznego transformatora:

- dla układów *uk 1* (wyniki symulacji z rozdziału 3.2.3):

moc S_n 50 kVA, napięcie 380 V/135 V, grupa połączeń D1y

parametry uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej: $r_t = 0,01 \text{ pu}$, $l_{lt} = 0,045 \text{ pu}$

parametry gałęzi poprzecznej: $r_m = 100 \text{ pu}$, $l_m = 8 \text{ pu}$

- dla układu *uk 1* (wyniki symulacji z rozdziału 3.4) i dla układu *uk 4*:

moc S_n 11,2 kVA, napięcie 400 V/210 V, grupa połączeń D1y

parametry uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej: $r_t = 0,012$ pu, $l_{lt} = 0,034$ pu

parametry gałęzi poprzecznej: $r_m = 190$ pu, $l_m = 34$ pu

- dla układów *uk 2* i *uk 3*:

transformator trójzwojeniowy o mocy S_n 11,2 kVA, napięcie 400/100/100 V, grupa połączeń D1yd1

parametry uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej: $r_t = 0,012$ pu, $l_{lt} = 0,034$ pu

parametry gałęzi poprzecznej: $r_m = 190$ pu, $l_m = 34$ pu

- dla układu *uk 5*:

moc S_n 7 kVA, napięcie 400 V/100 V, grupa połączeń Yyn

parametry uzwojeń strony pierwotnej i wtórnej: $r_t = 0,012$ pu, $l_{lt} = 0,034$ pu

parametry gałęzi poprzecznej: $r_m = 190$ pu, $l_m = 34$ pu

Parametry regulatora prędkości R_w typu PI:

- dla układu *uk 1*: $K_w = 25$, $T_w = 0,03$ s
- dla układu *uk 2*, *uk 3*: $K_w = 23,015$, $T_w = 0,033$ s
- dla układu *uk 4*: $K_w = 24,25$, $T_w = 0,0306$ s
- dla układu *uk 5*: $K_w = 20$, $T_w = 0,001$ s

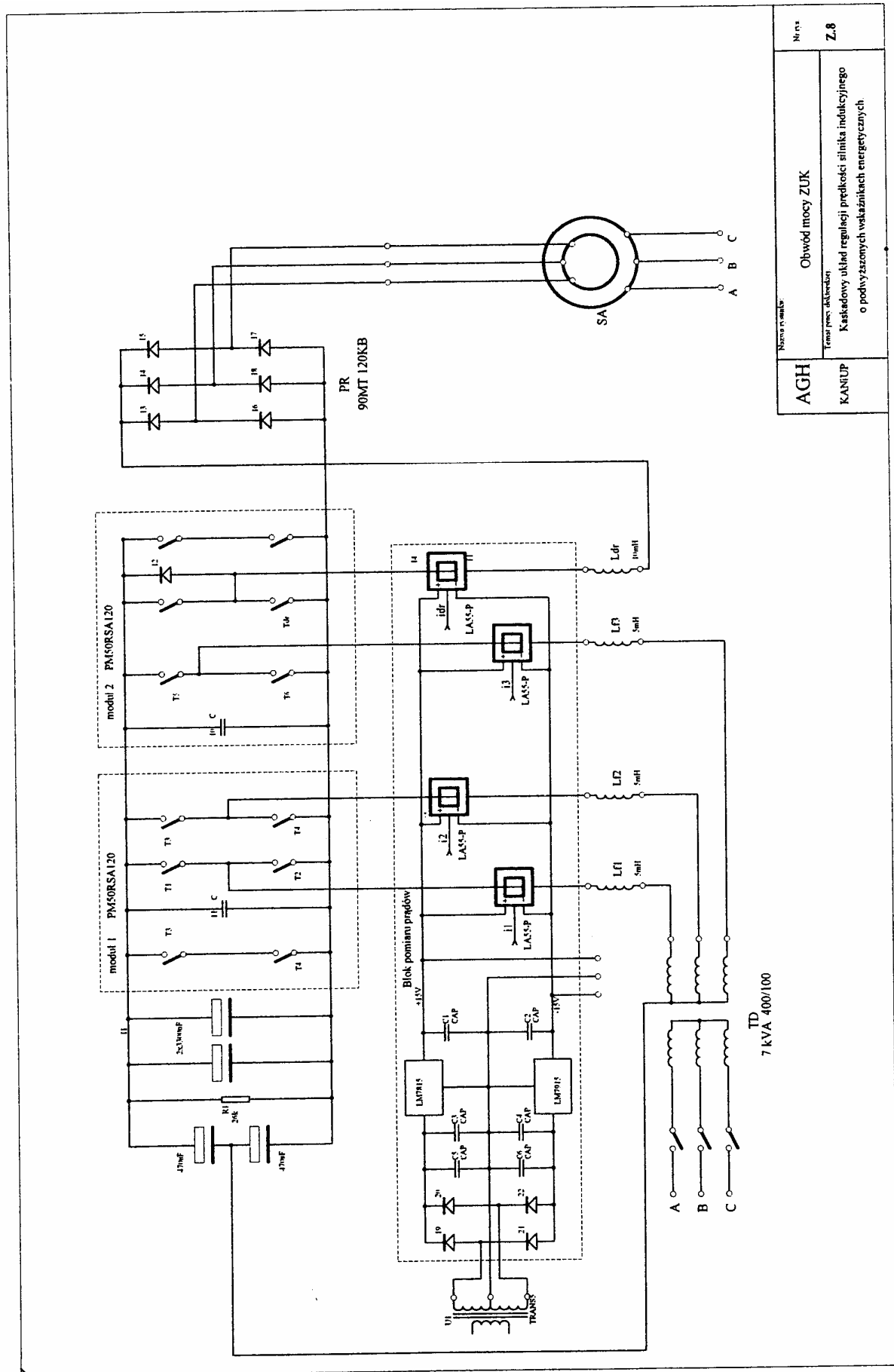
Parametry regulatora R_i prądu I_{dr} typu PI:

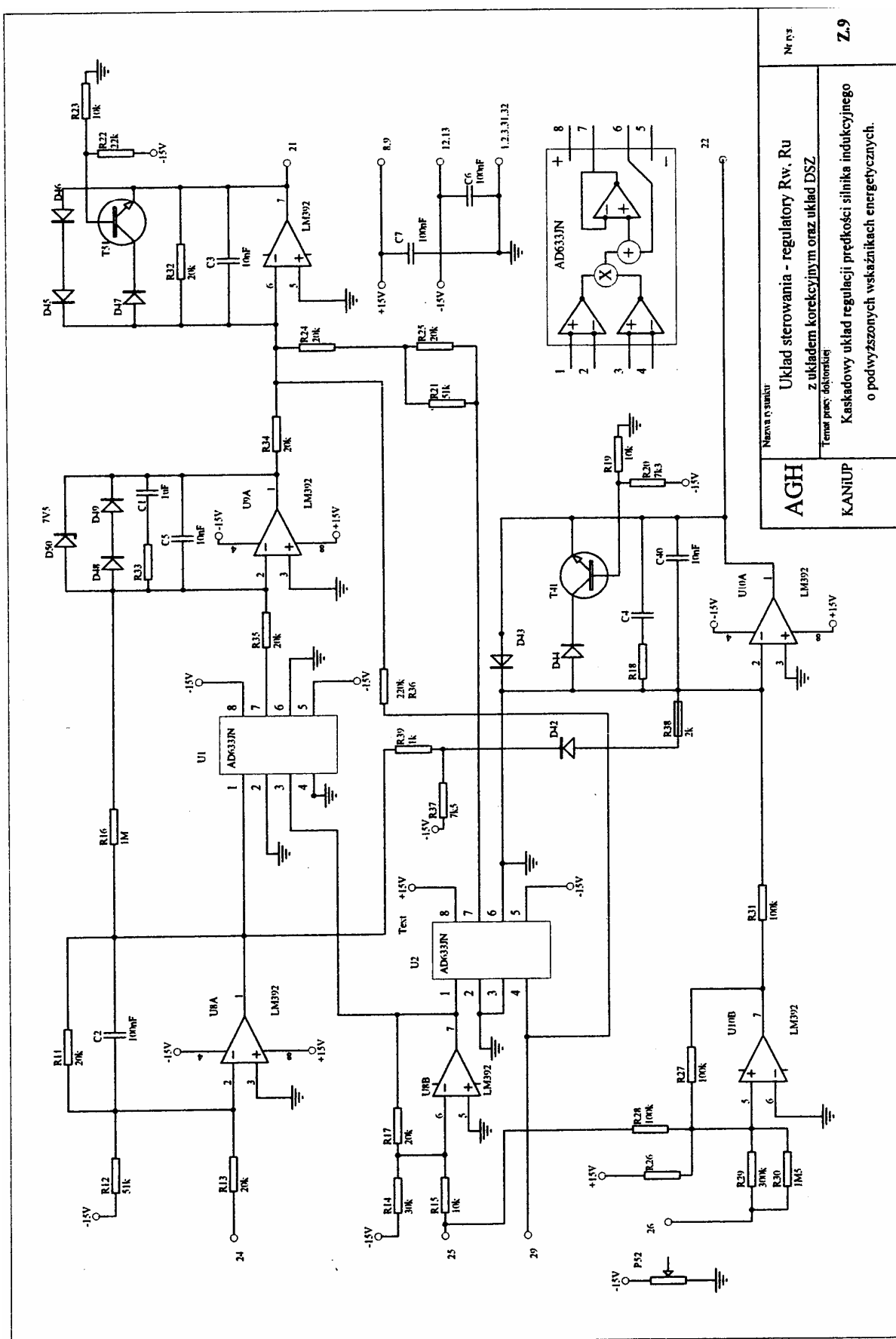
- dla układu *uk 1*: $K_i = 2$, $T_i = 0,05$ s
- dla układu *uk 2*, *uk 3*: $K_i = 2,89$, $T_i = 0,07165$ s
- dla układu *uk 4*: $K_i = 0,941$, $T_i = 0,0207$ s

oraz komparator znaku i generator trójkątnej fali nośnej, zapewniający pracę łącznika tranzystorowego T_d ze stałą częstotliwością łączeń równą 2,5 kHz.

Parametry regulatora R_u napięcia U_{dc} typu PI dla układu *uk 5*: $K_u = 10$, $T_u = 0,1$ s.

ZAŁĄCZNIK 3. SCHEMATY ELEKTRYCZNE UKŁADU LABORATORYJNEGO





AGH

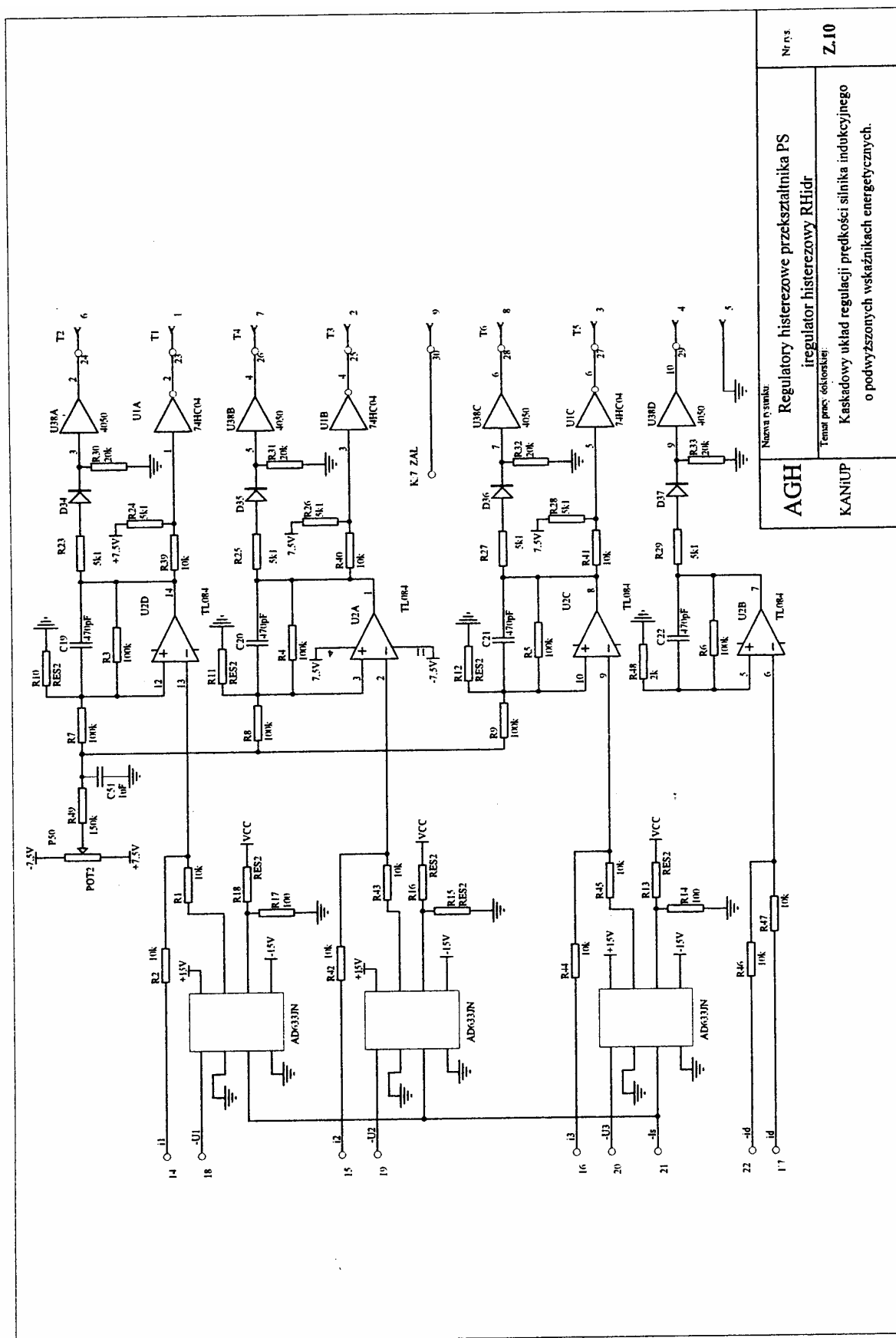
KANIUP

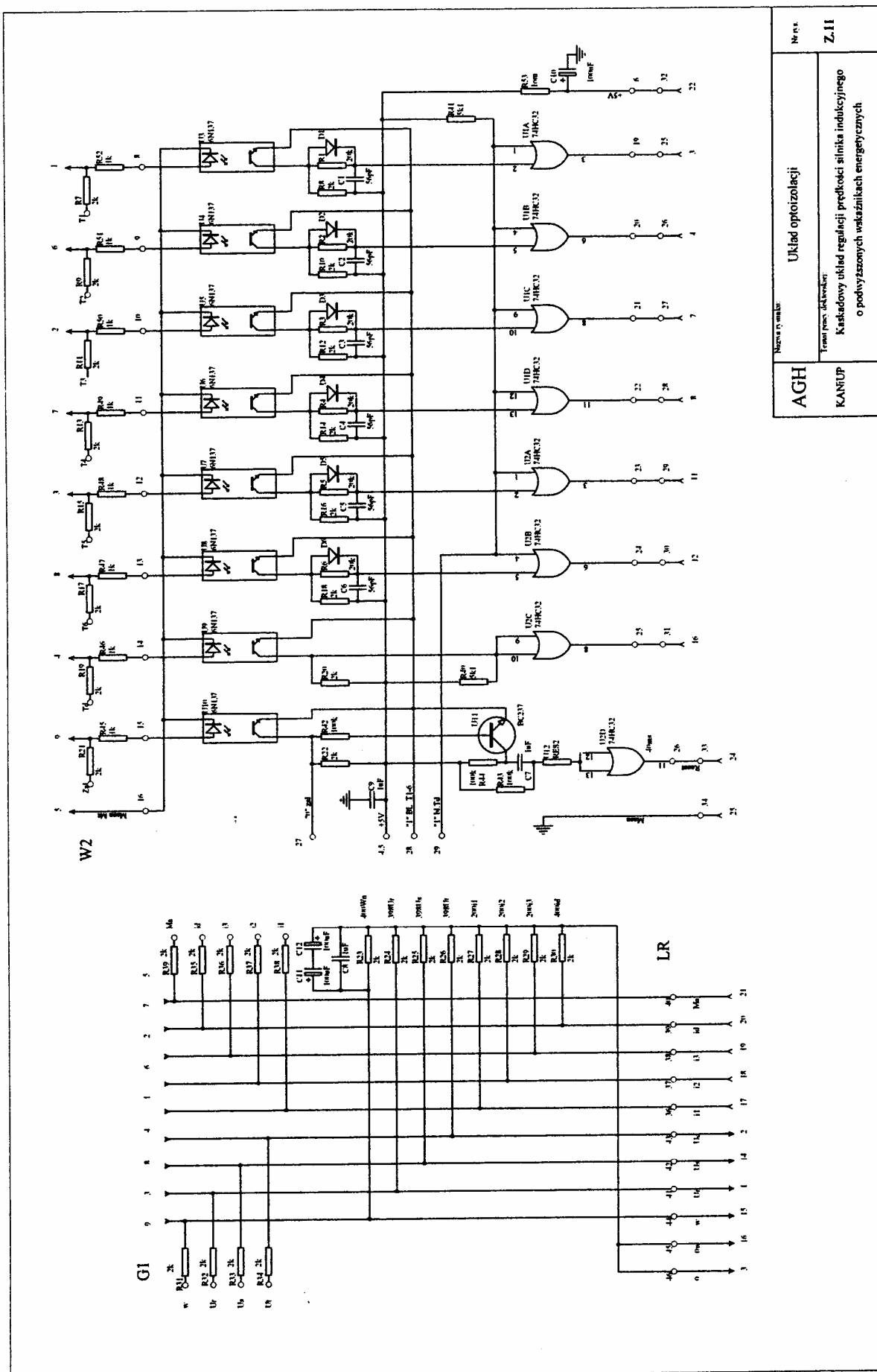
Nazwa i symbol

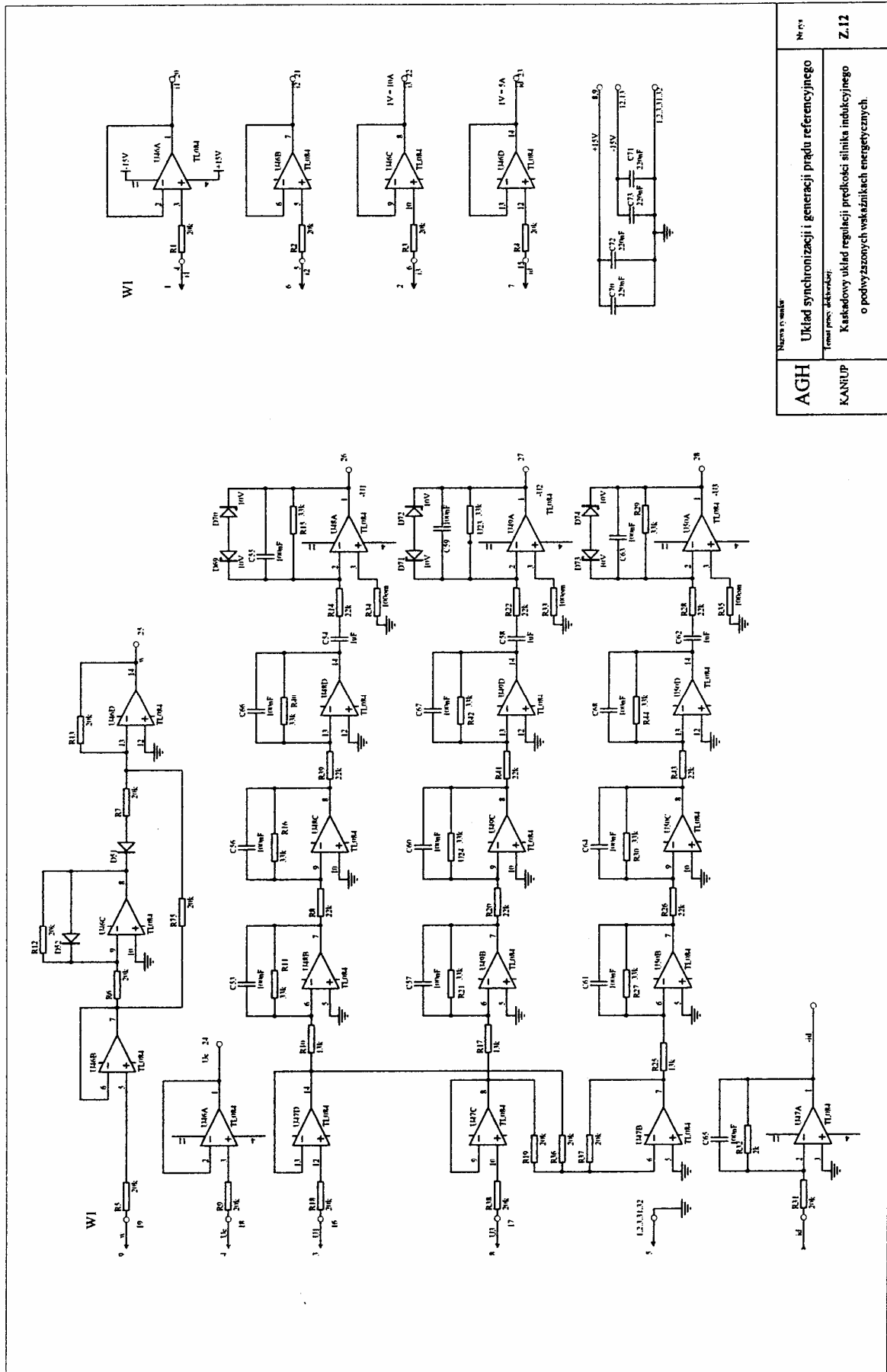
Układ sterowania - regulatory Rv, Ru
z układem korekcyjnym oraz układ DSZ
Temat pracy dyplomowej
Kaskadowy układ regulacji prędkości silnika indukcyjnego
o podwyższonych wskaźnikach energetycznych.

Nr rys

Z.9







AGH	Nazwa i numer Układ synchronizacji i generacji prądu referencyjnego	Nr 71
KANLUP	Tytuł pracy laboratoryjnej Kaskadowy układ regulacji prędkości silnika indukcyjnego o podwyższonych wskaźnikach energetycznych.	Z.12

