

5175

POUFNE

PRZEMYSŁOWY INSTYTUT AUTOMATYKI I POMIARÓW
MERA-PIAP
Al. Jerozolimskie 202 02-222 Warszawa Telefon 23-70-81

440

OŚRODEK AUTOMATYKI ELEKTRYCZNEJ

Zespół Budowy Robotów i Serwomechanizmów

A

Główny wykonawca mgr inż. G. Heszen G. Heszen

POUFNE
092. Nr. 1.

Wykonawcy E. Szydłowska, M. Marszałek, A. Sobieski

Konsultant Prof. dr inż. T. Missala

Nr zlecenia
UR-01.03.02.B

Układy regulacyjne silników prądu stałego z komutacją elektroniczną. Etap 2: Badania laboratoryjne sterownika w połączeniu z modelem silnika 0,3 kW /sprawdzenie koncepcji/
Opracowanie założeń.

Zleceniodawca MERA-PIAP

Pracę rozpoczęto dnia 1.10.83
Kierownik Ośrodka

prof. dr inż. T. Missala

p.o.z-cy dyr. d/s
Automatyki

dr inż. T. Gałązka

zakończono dnia 30.12.83

Kierownik Zespołu

dr inż. P. Jabłoński

Praca zawiera:

Rozdzielnik - ilość egz:

stron 40

Egz. 1 BOINTE

rysunków

Egz. 2 OAE-3

fotografii

Egz. 3 OAE-5

tabel

Egz. 4 OAE

tablic

Egz. 5

załączników

Egz. 6

Nr rejestr. 5175

Analiza deskryptorowa **ROBOTY PRZEMYSŁOWE: UKŁADY NAPĘDOWE Z SILNIKAMI
ELEKTRYCZNYMI. KOMUTATOR ELEKTRONICZNY**

Analiza dokumentacyjna

Pracy zawiera opis funkcji modelu laboratoryjnego sterownika silnika prądu stałego w komutacją elektroniczną, wyniki badań sterownika współpracującego z modelem silnika oraz wnioski.

Tytuły poprzednich sprawozdań

G21.313.13 - silniki

G21.3.077.2 - silniki elektryczne - ~~stereo~~ zastosowanie -
- elektrotechnika

UKD

MERA-PIAP/TW 391/78 5000

Spis treści

1. Wstęp	4
2. Funkcje sterownika	4
3. Opis i wyniki badań	16
4. Ocena przydatności silnika do budowy układu napędowego robota	26
5. Wnioski	35
6. Wyniki rozeznania literaturowego	38

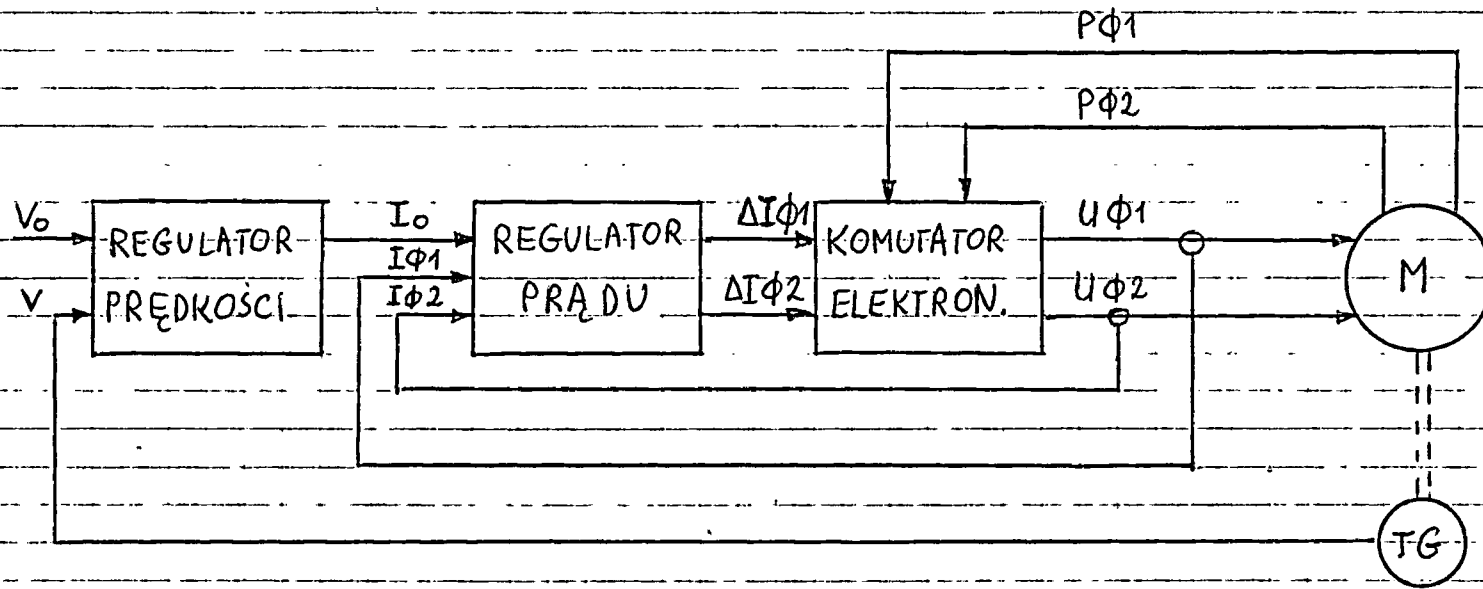
1. WSTĘP

Celem pracy było sprawdzenie koncepcji rozwiązania sterownika silnika prądu stałego z komutacją elektroniczną, na podstawie badań laboratoryjnych modelu sterownika w połączeniu z modelem silnika. Praca miała także zawierać założenia do budowy modelu użytkowego sterownika. Ponieważ jednak rezultaty badań nie dały podstaw do pełnej oceny koncepcji rozwiązania sterownika i do budowy modelu użytkowego sterownika, więc zamiast założeń określono tylko zmiany, jakie należy wprowadzić w sterowniku w celu poprawy jego właściwości. Podano też kierunki ewentualnych dalszych prac dotyczących zarówno sterownika jak też silnika.

2. FUNKCJE STEROWNIKA

2.1. Funkcje sterownika w układzie napędowym

Schemat blokowy układu napędowego z silnikiem prądu stałego z komutacją elektroniczną przedstawia rys. 2.1. Układ ma typową strukturę z wewnętrzną pętlą regulacji prądu i zewnętrzną pętlą regulacji prędkości. Zadaniem układu jest utrzymywanie prędkości silnika na poziomie zgodnym z sygnałem reprezentującym prędkość żądaną v_0 .



Rys. 2.1. Schemat blokowy układu napędowego z silnikiem prądu stałego z komutacją elektroniczną,

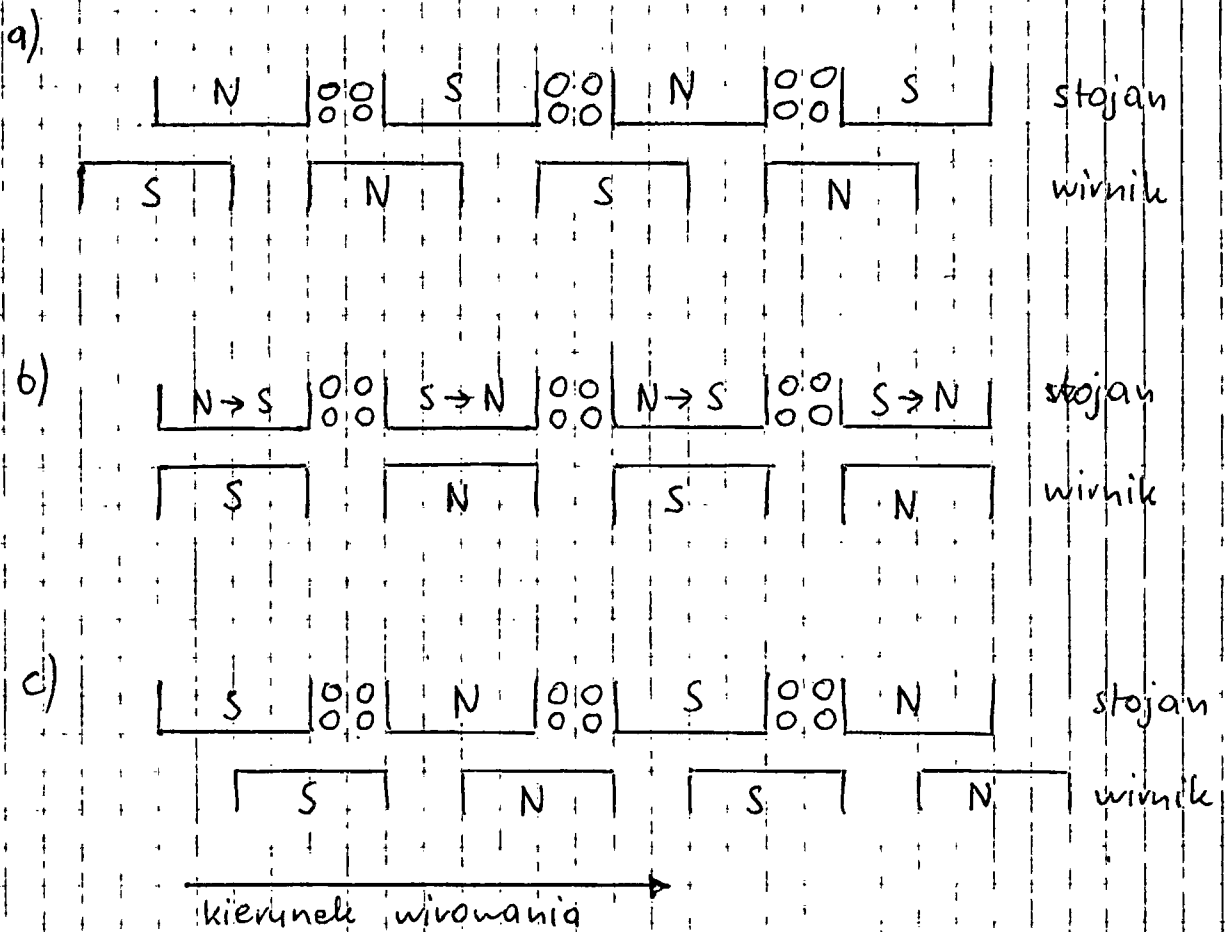
Sygnal v_0 jest porównywany z sygnałem v reprezentującym prędkość rzeczywistą w regulatorze prędkości. Jest to regulator analogowy o charakterystyce PID. Błąd regulacji prędkości, występujący na wyjściu regulatora, stanowi sygnał zadany I_0 regulatora prądu. W regulatorze prądu następuje porównanie tego sygnału z sygnałami reprezentującymi prąd w każdej z dwóch faz silnika - $I\phi_1$ i $I\phi_2$. Regulator ma dwa tony regulacji, oddzielne dla każdej z faz. Regulacja odbywa się dwustanowo, a sygnały $\Delta I\phi_1$ i $\Delta I\phi_2$ (dwustanowe) decydują, czy uzwojenia faz ϕ_1 i ϕ_2 mają być zasilane napięciem, czy też nie - w zależności między prądem zadany I_0 a prądem rzeczywistym.

Komutator elektroniczny wytwarza dwie przesunięte o 90° fale napięcia, zasilające uzwojenia dwóch faz silnika. Momenty komutacji napięć fazowych są uzależnione od położenia wału silnika, które jest wykrywane przez dwa czujniki halotronowe, umieszczone w stojanie silnika. Wartość skutecznego napięcia fazowych zależy natomiast od działania regulatora prądu, który moduluje w sposób impulsowy te napięcia w taki sposób, aby utrzymać prądy $I\phi_1$ i $I\phi_2$ na poziomie równym prądowi zadany I_0 .

Kierunek momentu obrotowego silnika jest zależny od znaku błędu regulacji prędkości (sygnał I_0). Dla zmiany kierunku momentu niezbędna jest zmiana fazy napięć fazowych $U_{\phi 1}$ i $U_{\phi 2}$ o 180° . W tym celu w układzie zastosowano detektor znaku sygnału I_0 (nie pokazany na rysunku), który generuje sygnał ~~to~~ dwustanowy zależnie od wymaganego kierunku momentu. Sygnał ten powoduje zmianę fazy napięć fazowych $U_{\phi 1}$ i $U_{\phi 2}$ o 180° (odwrocenie ich polaryzacji) zgodnie z wymaganym kierunkiem momentu obrotowego silnika.

2.2. Funkcje komutatora elektronicznego

Dla wyjaśnienia funkcji komutatora elektronicznego niezbędne jest przedstawienie zasady powstawania momentu w silniku z komutacją elektroniczną. Zasada ta jest zilustrowana na rys. 2.2.1. Na rysunku przedstawiono fragment stojana i fragment wirnika w położeniach odpowiadających dwóm chwilom przed komutacją, w chwili komutacji i chwili po komutacji. Z wzajemnego oddziaływania biegunów stojana i wirnika widać, że kierunek wirowania będzie taki jak pokazano na rysunku. Dla wywołania momentu obrotowego o nie zmieniającym się kierunku, bieguny



Rys. 2.2.1 Zasada powstawania momentu w silniku z komutacją elektroniczną
a) przed komutacją
b) w chwili komutacji
c) po komutacji

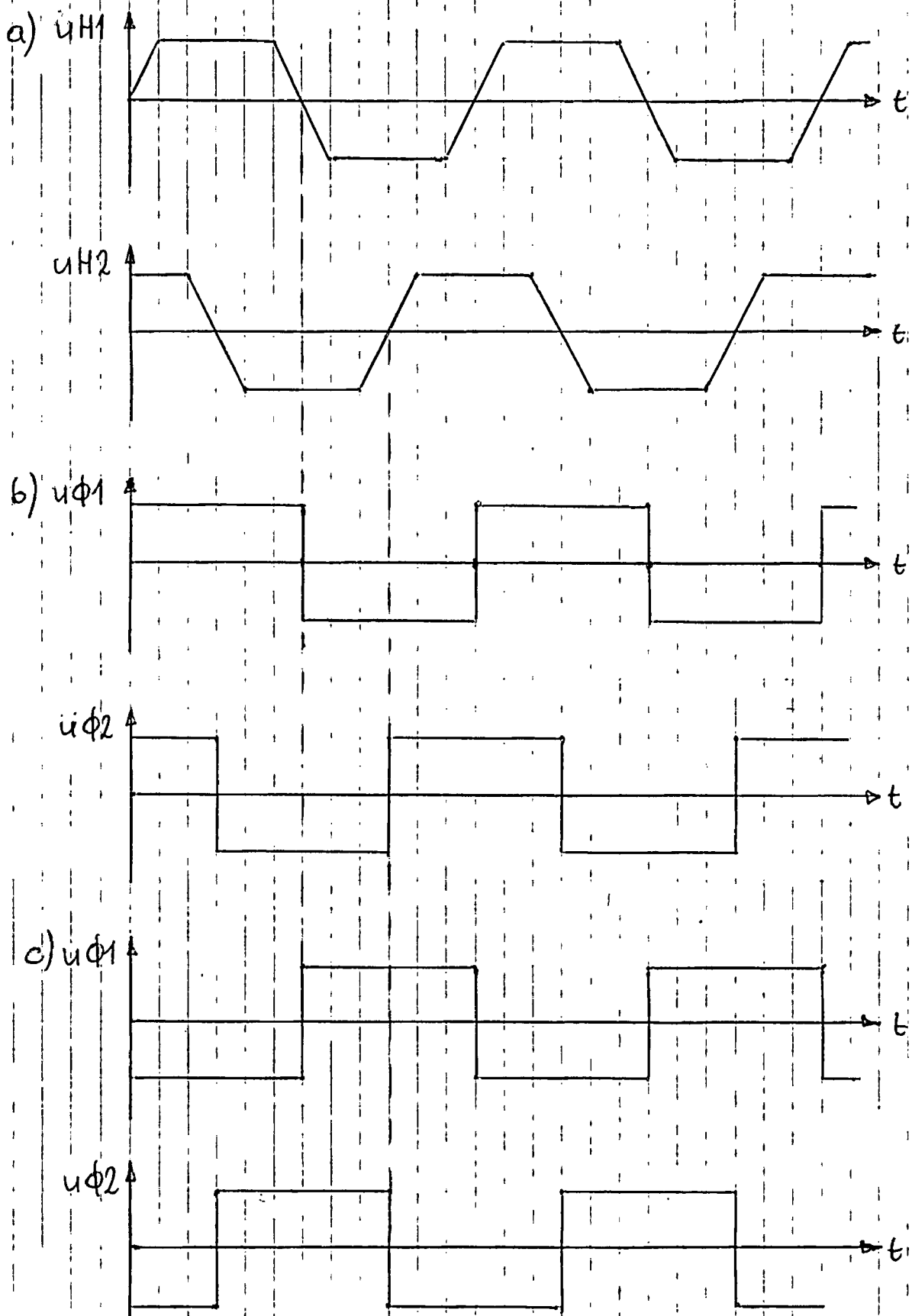
magnetyczne stojana muszą zmieniać swą polaryzację w chwili, gdy ich osie polaryzują się z osiami biegunów wirnika. Zatem prąd płynący w uzwojeniach stojana musi być prądem przemiennym.

Z rysunku widać też, że moment obrotowy w sytuacji b) jest równy zero. Zatem w przypadku tylko jednej fazy silnika, moment odznaczałby się silnymi pulsacjami z zerową wartością minimalną. Z tego względu silnik jest zbudowany jako dwufazowy, co z jednej strony zapewnia moment obrotowy większy od zera przy każdym położeniu wirnika, z drugiej zaś - minimalny koszt sterownika. Uzwojenia fazowe silnika są przesunięte względem siebie na obwodzie stojana, dzięki czemu ^{sumaryczny} jest moment pochodzący od ~~sz~~ nich jest zawsze różny od zera.

Oczywiste jest też, że w celu zmiany kierunku momentu należy zmienić kierunek prądu w uzwojeniu stojana. Jeżeli np. w położeniu a) zmieni się kierunek prądu na przeciwny, to nastąpi zmiana biegunów stojana N na S i S na N. Wówczas moment również zmieni kierunek i nastąpi hamowanie silnika przeciwnym, a następnie rozruch w kierunku przeciwnym do wskazanego na rysunku.

Funkcje komutatora elektronicznego obejmują:

- a) wytwarzanie dwóch fal napięcia przemiennego, zasilających uzwojenia faz silnika. W modelu sterownika wybrany został prostokątny kształt napięć zasilających ze względu na prostotę wytwarzania napięć o takim kształcie. Punkty przełączenia (komutacji) napięć są określone przez sygnały z czujników halotronowych. Wartości szczytowe napięć (dodatnia i ujemna) zależą od napięć statycznych doprowadzonych z dwóch zewnętrznych zasilaczy prądu stałego. Przebiegi sygnałów z czujników halotronowych i przebiegi napięć w obu fazach podano na rys. 2.2.2 ~~a~~ b.
- b) zmianę fazy obu fal napięcia zasilających silnik, zależnie od wymaganego kierunku momentu. Zmiana fazy jest zależna od ~~wartości~~ znaku sygnału I_0 (znaku błędnej regulacji prędkości obrotowej silnika). Na rys. 2.2.2 b) i c) pokazano przebiegi napięć zasilających uzwojenia faz silnika, dla dwóch różnych ~~pr~~ kierunków momentu obrotowego, silnika.
- c) przesuwanie rzeczywistego momentu komutacji w stosunku do momentu wyliczanego przez czujnik halotronowy.

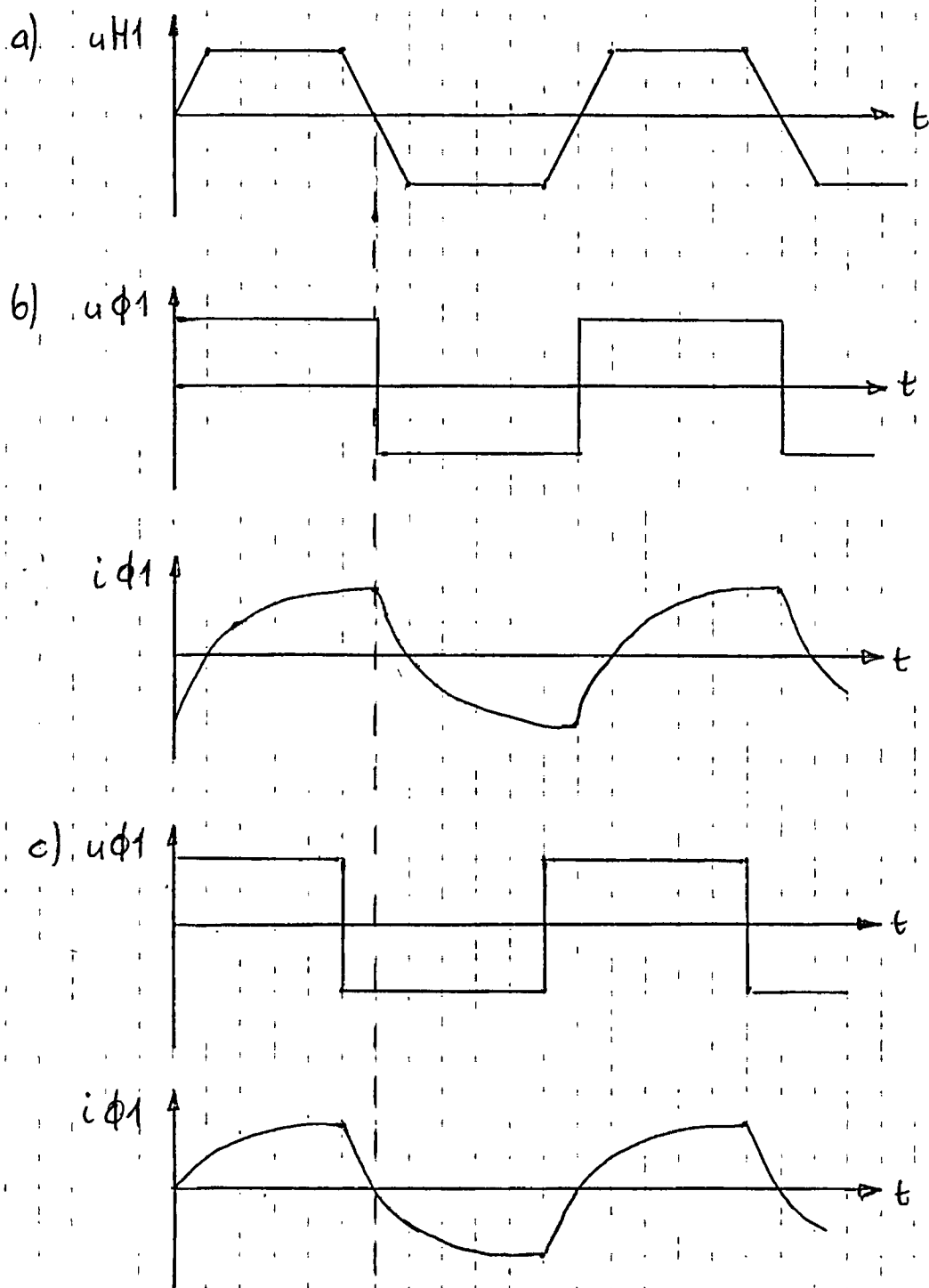


Rys. 2.2.2. Przebiegi sterujące i wyjściowe komutatora elektronicznego: a) sygnały z czujników hallonowych, b) napięcia wyjściowe dla dwóch różnych kierunków momentu

M

Gdyby momenty komutacji były uzależnione jedynie od sygnałów z czujników halotronowych, tak jak to pokazano na rys. 2.2.2, wówczas - ze względu na indukcyjno - rezystancyjny charakter obciążenia (silnika) - ^{przebiegi} prądów w uzwojeniach byłyby opóźnione w stosunku do napięć tak jak to pokazano na rys. 2.2.3 ^{ib)} W rezultacie tego tuż po komutacji prąd miałby kierunku przeciwny do wymaganego, co powodowałoby powstanie momentu hamującego.

Dla przeciwdziałania temu zjawisku, w modelu sterownika zastosowano obwód wyprzedzenia komutacji. Działanie tego obwodu ma spowodować, że przebieg prądu w uzwojeniach będzie jak na rys. 2.2.3 c, a tym samym wytwarzany moment obrotowy będzie miał stale ten sam kierunek. Obwód ten działa na zasadzie detekcji poziomu ^{zboary} sygnałów z czujników halotronowych (patrz rys. 2.2.2a) i zapewnia kąt wyprzedzenia komutacji proporcjonalny do prędkości wirowania silnika. Działanie obwodu jest zależne od stromości ^{zboary} sygnałów z czujników halotronowych, a ^{kąt} wyprzedzenia ~~komutacji~~ komutacji może być regulowany tylko w zakresie odpowiadającym zakresowi narastania/opadania tych sygnałów. Z kolei zakres ten zależy od wzajemnego usytuowania halotronów i magnesów



Rys. 2. 2. 3. Przebiegi w fazie $\phi 1$

a) napięcia z czujnika halotronowego

b) napięcia i prądu przy komutacji naturalnej

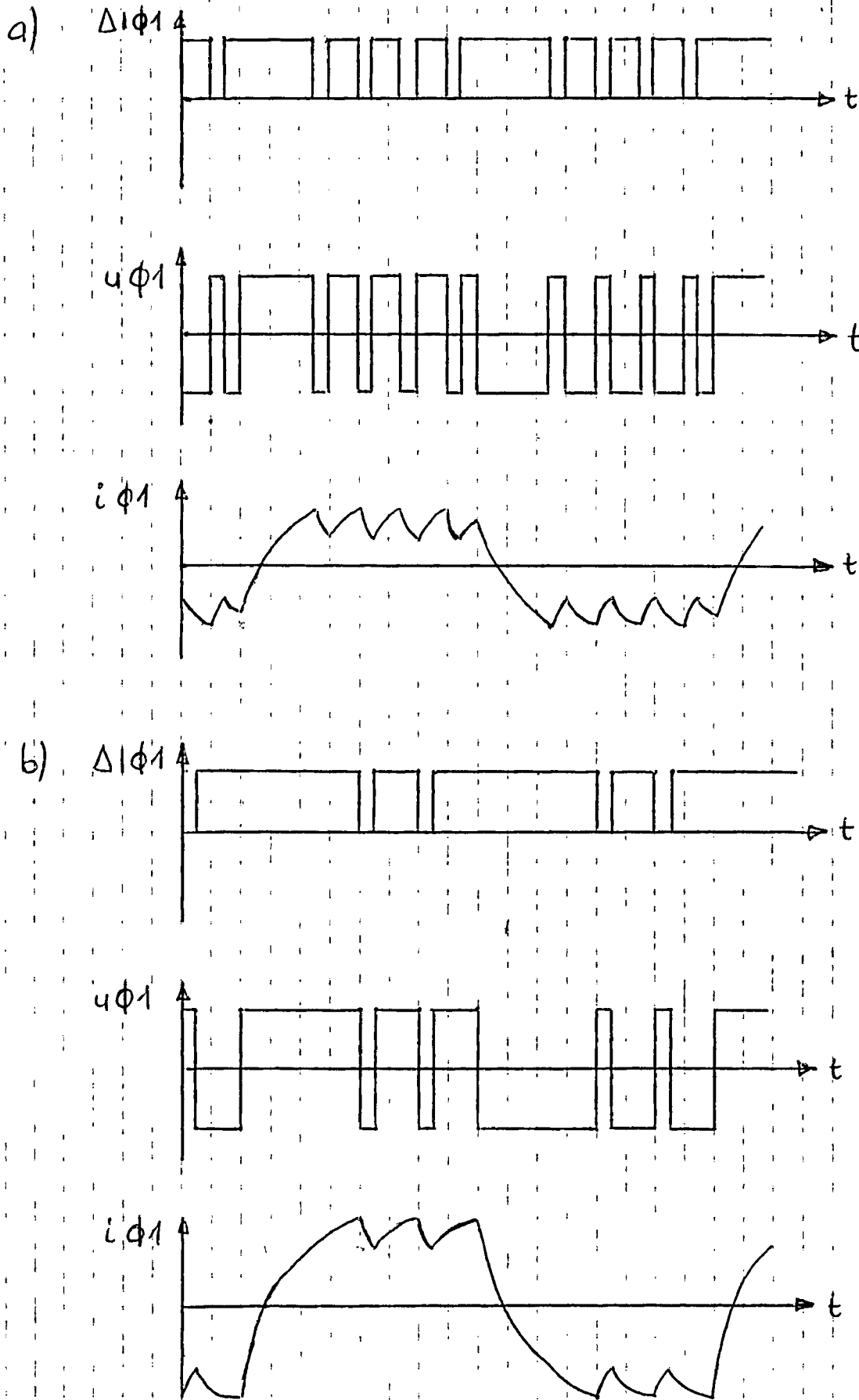
c) napięcia i prądu przy komutacji wypredzonej

i może być dobrany konstrukcyjnie.

d) modulowanie napięć wyjściowych w zależności od sygnałów z regulatora prądu. Aby zapewnić regulację prędkości obrotowej silnika, niezbędna jest regulacja wartości ~~średniej~~ skutecznej napięcia (prądu) na uzwojeniach silnika. Ze względu na uzyskanie dużej sprawności energetycznej, w modelu sterownika zastosowano modulację impulsową napięć zasilających silnik.

Działanie modulacyjne komutatora elektronicznego ilustruje rys. 2.2.4. Sygnał dwustanowy $\Delta I \Phi 1$ z regulatora prądu określa, czy prąd rzeczywisty płynący w uzwojeniu jest większy czy mniejszy od zadanego. Jeśli jest większy, następuje wyłączenie zasilania uzwojenia fazy $\Phi 1$ (napięcia $u_{\Phi 1}$), w przypadku przeciwnym - załączenie tego napięcia.

Polaryzacja napięcia jest określona przez sygnały z czujników halotronowych, jak na rys. 2.2.2. Częstotliwość załączania/wyłączania napięcia w czasie modulacji zależy od histerezy regulatora prądu oraz indukcyjności uzwojenia silnika. Napięcie w czasie modulacji zmienia^{chwilowo} znak na przeciwny na skutek indukcyjności uzwojenia, w którym powstaje siła elektromotoryczna o kierunku przeciwnym do kierunku wyłączonego napięcia. Diody tłumiące, zastosowane w stopniach



Rys. 2.2.4. Działanie modulacyjne komutatora elektronicznego. Prąd $I\Phi_1$ w przypadku b) jest większy od prądu $I\Phi_1$ w przypadku a)

wyjściowych sterownika, ograniczają wartość napięcia do poziomu napięcia zasilania (dodatniego lub ujemnego) oraz zwrot energii napięcia do zasilacza.

3. OPIS I WYNIKI BADAŃ

3.1. Ogólne warunki badań

Badaniom poddano model sterownika współpracujący z modelem silnika. Układ elektroniczny sterownika był zasilany napięciami stabilizowanymi $\pm 15V$ i $+5V$. Stopnie mocy sterownika były zasilane napięciami $U_{zas}(+)$ i $U_{zas}(-)$ z dwóch potężnych szeregowo zasilaczy laboratoryjnych prądu stałego, zapewniających regulację napięcia w zakresie od 0 do 30V i prąd obciążenia do 20A. Pnестnegana była zasada symetrii napięć zasilania, tzn $U_{zas}(+) = |U_{zas}(-)|$.

3.2. Badania wstępne

Pny próbach uruchomienia silnika okazało się, że w pewnych położeniach porządkowych silnik ma dość łatwy rozruch, natomiast w innych rozruch w ogóle nie jest możliwy. Sprawa ta jest wyjaśniona w sprawozdaniu z badań

silnika. W dalszych badaniach rozruch prowadzony był ręcznie, bądź też przy położeniach zapewniających rozruch samoistny.

Stwierdzono też, że silnik na biegu jałowym pobiera prąd rzędu 5-8 A, zależnie od napięcia zasilania. Natomiast chwilowy pobór prądu w każdej z faz wynosi odpowiednio 10-16 A. W tej sytuacji odtaczony został regulator prądu sterownika, aby jego działanie nie utrudniało badania charakterystyk silnika.

3.3. Obserwacje przebiegów elektrycznych i ich interpretacja

Obserwacjom na oscyloskopie poddano następujące przebiegi:

a) napięcie na wyjściu wzmacniaczy różnicowych wzmacniających sygnały z czujników halotronowych (rys. 3.3 a). Przy prędkości obrotowej silnika 1000 obr/min okres napięcia wyjściowego halotronu wynosi 12 ms. Pozostałe parametry przebiegu:

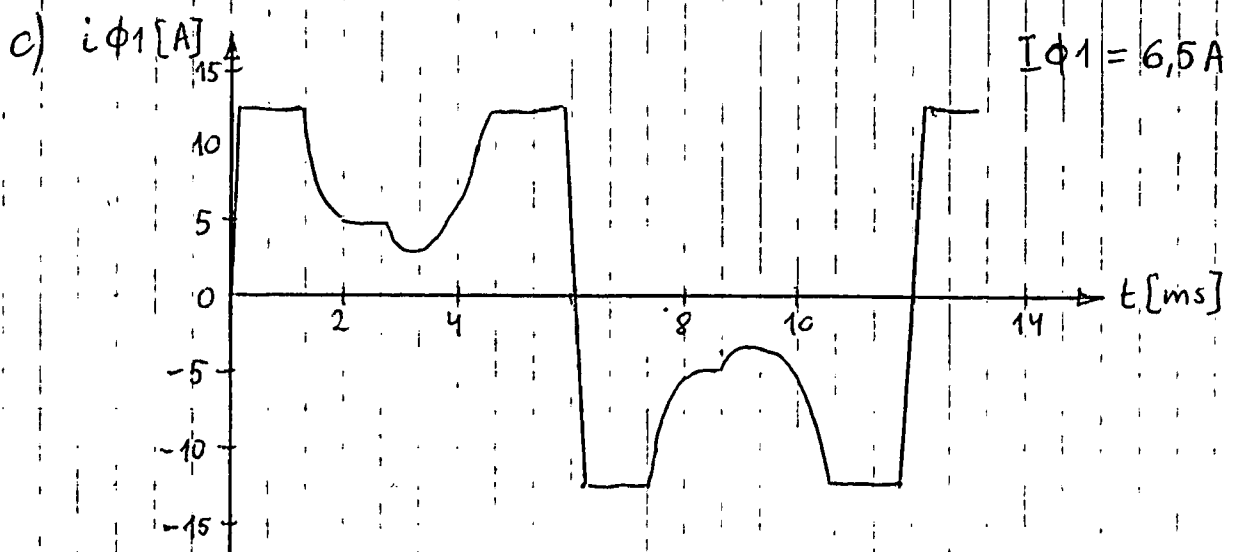
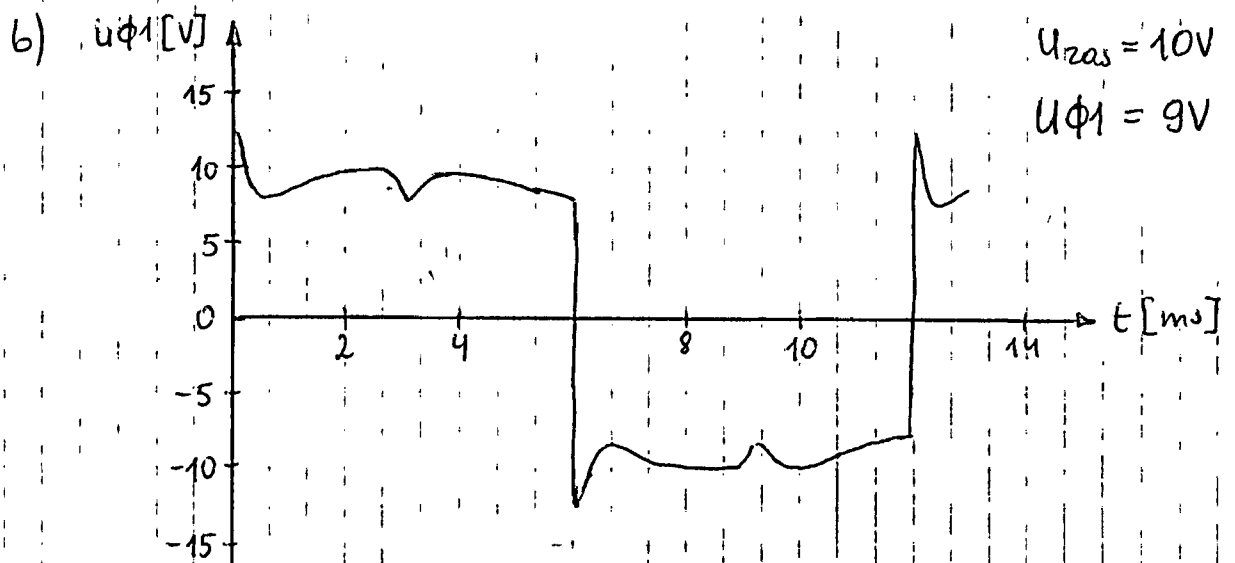
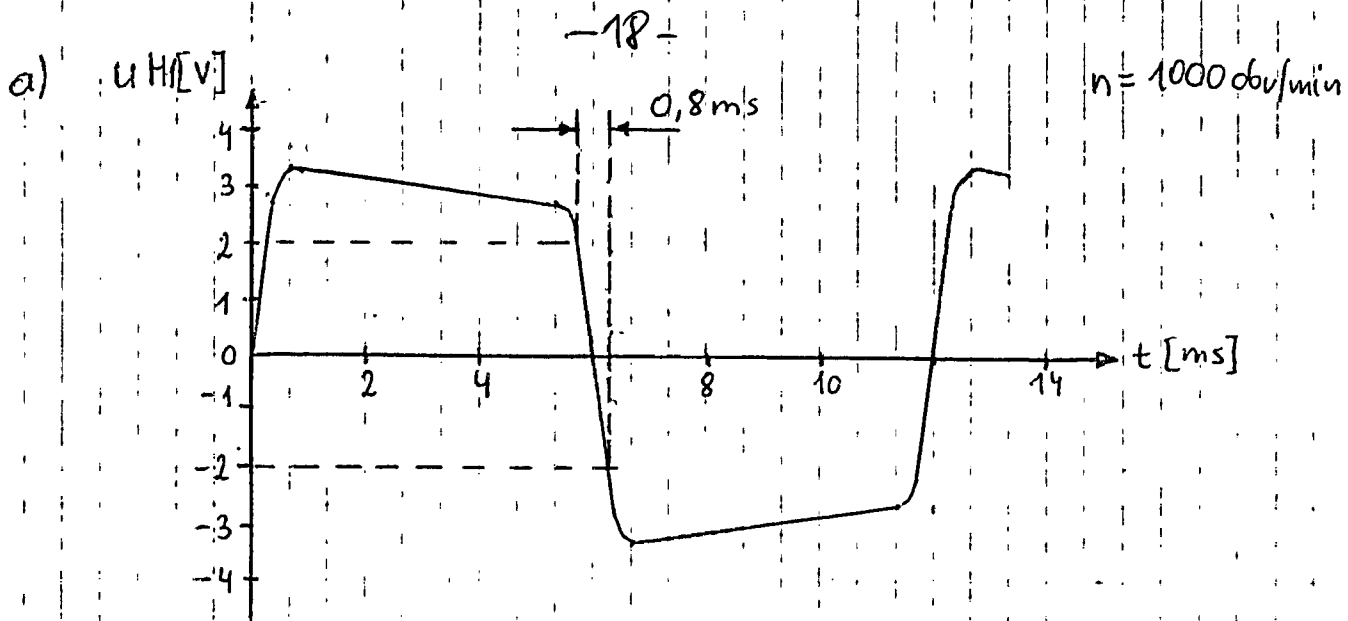
Początkowa wartość szczytowa +3,5V (-3,5V)

Końcowa wartość szczytowa +2,5V (-2,5V)

Czas trwania zbocza od +2V do -2V - 0,8 ms.

Możliwy zakres regulacji wypchnienia komutacji

przy detekcji poziomu zbocza w zakresie $\pm 2V$:



Rys. 3.3. Przebiegi elektryczne: a) napięcie wyjściowe wzmacniacza czujnika kalotronowego, b) napięcie wyjściowe fazy $\phi 1$ c) prąd fazy $\phi 1$ / 18

$$\Delta\alpha = \frac{0,4\text{ms}}{12\text{ms}} \cdot 360^\circ = 12^\circ$$

- b) napięcie na uzwojeniu fazy ϕ_1 silnika (rys. 3.3.b). W warunkach $U_{zas} = 10\text{V}$ (tj. $U_{zas}(t) = 10\text{V}$, $U_{zas}(-) = -10\text{V}$) wartość skuteczna napięcia na uzwojeniu fazy ϕ_1 wynosiła 9V , a prędkość obrotowa 1000obr/min . Pozostałe parametry przebiegu:
- Maksymalne napięcie $+12,5\text{V}$ ($-12,5\text{V}$)
- Maksymalny spadek napięcia na tranzystorach sterownika $+2,5\text{V}$ ($-2,5\text{V}$)

- c) prąd w uzwojeniu fazy ϕ_1 silnika (rys. 3.3.c). Pomiar przeprowadzono w warunkach, jak w p. b). Wartość skuteczna prądu wynosiła $6,5\text{A}$. Pozostałe parametry przebiegu:
- Prąd maksymalny $12,5\text{A}$ ($-12,5\text{A}$)
- Prąd minimalny 3A (-3A).

Interpretacja przebiegów

- a) przebieg zgodny z przewidywanym z tym, że występuje różnica pomiędzy początkową i końcową wartością szczytową, wynosząca 1V . Różnica ta wynika prawdopodobnie z oddziaływania twornika (dodatkowego pola magnetycznego pochodzącego od prądu płynącego w uzwojeniach silnika). Z punktu widzenia działania sterownika, nie ma to znaczenia. 19

W celu uzyskania większego zakresu wyprzedzenia komutacji, cewniki kalotronowe powinny być umieszczone poza oświecieniem przechodzącym przez osie magnesów wirnika. Wówczas strumień zbrocy sygnału byłaby niższy, a możliwy zakres wyprzedzania komutacji ~~większy~~ większy.

b) i c). Przebieg napięcia odzwierciedla pobór prądu przez uzwojenie fazy $\phi 1$. Napięcie powinno mieć kształt prostokątny, ale z uwagi na bardzo nierównomierny pobór prądu występują znaczne spadki napięcia na tranzystorach stopnia końcowego - tym większe, im większy jest chwilowy pobór prądu. Wartość napięcia w momencie komutacji (2,5V) wynika ze spadku napięcia na diodzie wzrostkowej.

Nierównomierny pobór prądu wynika z SEM generowanej w uzwojeniach twornika zgodnie ze wzorem

$$u = e + i \cdot R$$

Chwilowa wartość SEM (e), jest bliska zeru w pobliżu punktów komutacji. Tym samym wartość chwilowa prądu wynika tylko z wystąpienia uzwojenia i napięcia zasilania, pomniejszonego o spadek napięcia na tranzystorach stopnia końcowego sterownika. Należy zauważyć, że

w pobliżu punktów komutacji (rys. 2.2.1 b) moment napędowy jest bliski zeru, tak więc prąd płynący wówczas w uzwojeniach jest bezużyteczny i powoduje wzrost strat.

3.4. Charakterystyki sterownika

Definicje:

U_{zas} - napięcie zasilania stopnia końcowych sterownika, $U_{zas} = U_{zas}(+) = |-U_{zas}(-)|$

I_{zas} - prąd zasilania stopnia końcowych i uzwojeń silnika, $I_{zas} = I_{zas}(+) = |-I_{zas}(-)|$

$I_{\phi 1}$ - prąd wartość skuteczną prądu uzwojenia fazy $\phi 1$ silnika, $I_{\phi 1} = I_{zas}$

$U_{\phi 1}$ - wartość skuteczną napięcia na uzwojeniu fazy $\phi 1$ silnika

n - prędkość obrotowa silnika

P_{zas} - moc zasilania, $P_{zas} = 2 \cdot U_{zas} \cdot I_{zas}$

P_{wy} - moc wyjściowa sterownika, $P_{wy} = 2I_{\phi 1} \cdot U_{\phi 1}$

η - sprawność stopnia końcowych sterownika, $\eta = \frac{P_{wy}}{P_{zas}}$

Dokonano pomiarów i obliczeń wybranych wyżej parametrów sterownika przy nieobciążonym silniku i zmieniającym się napięciu zasilania.

Wyniki przedstawia tabela 3.4

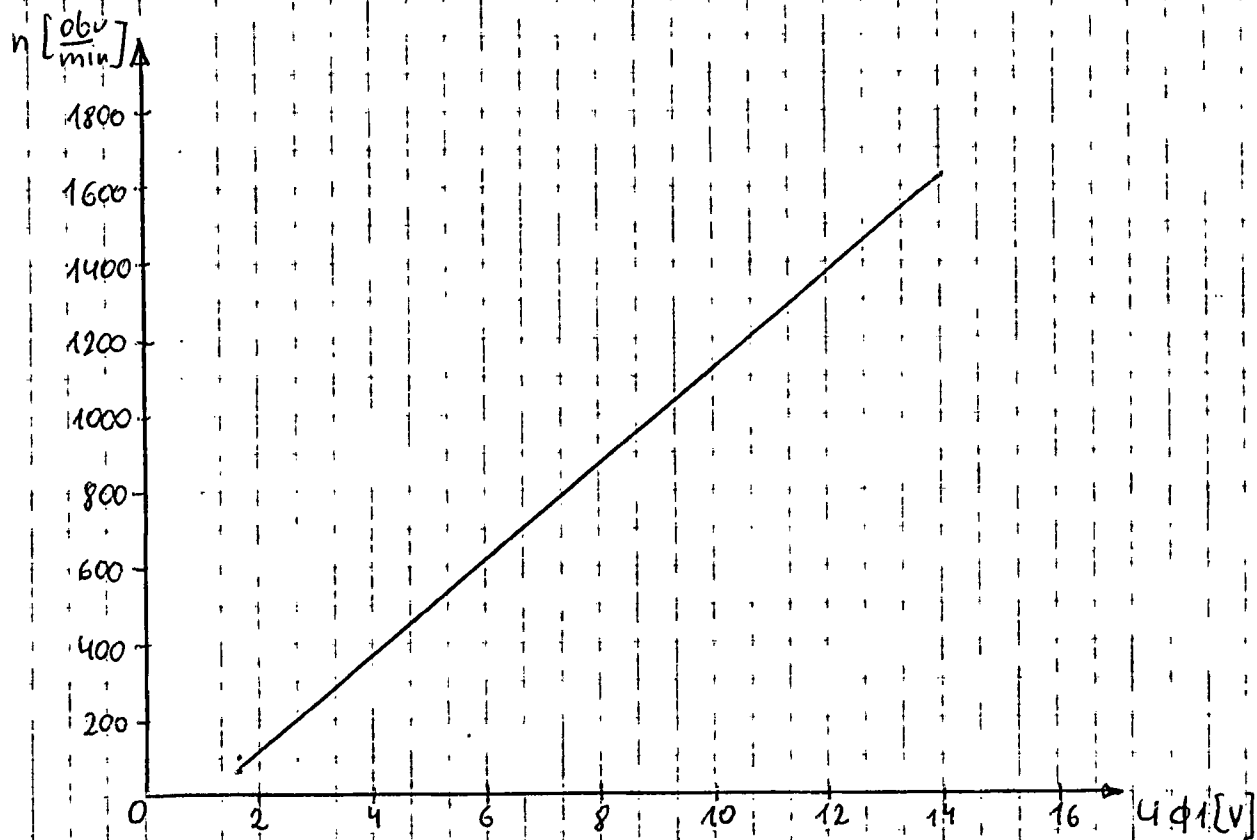
Tabela 3.4

$U_{zas}(V)$	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$I_{zas}(A)$	5,1	5,4	5,7	6,0	6,1	6,3	6,5	6,5	6,6	6,7	6,8	6,9	6,9	7,2
$U_{\phi 1}(V)$	1,7	2,8	3,8	4,8	5,8	6,9	8,0	9,2	10,2	11,2	12,2	13,2	14,1	15
$I_{\phi 1}(A)$	5,1	5,4	5,7	6,0	6,1	6,3	6,5	6,5	6,6	6,7	6,8	6,9	6,9	7,2
$n_{\frac{obr}{min}}$	66	217	360	513	648	788	927	1078	1215	1351	1487	1620	1750	1876
$P_{zas}(W)$	30,6	43,2	57,0	72,0	85,4	100	117	131	146	162	178	193	207	232
$P_{wy}(W)$	19,4	29,7	43,3	57,6	71,3	86,9	103	120	135	150	166	181	193	216
η	0,63	0,69	0,76	0,80	0,83	0,86	0,88	0,91	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93

-22-

2016

Charakterystyki uzyskane z danych zamierzonych w tabeli 3.4 przedstawiają rys. 3.4.1 do 3.4.3.

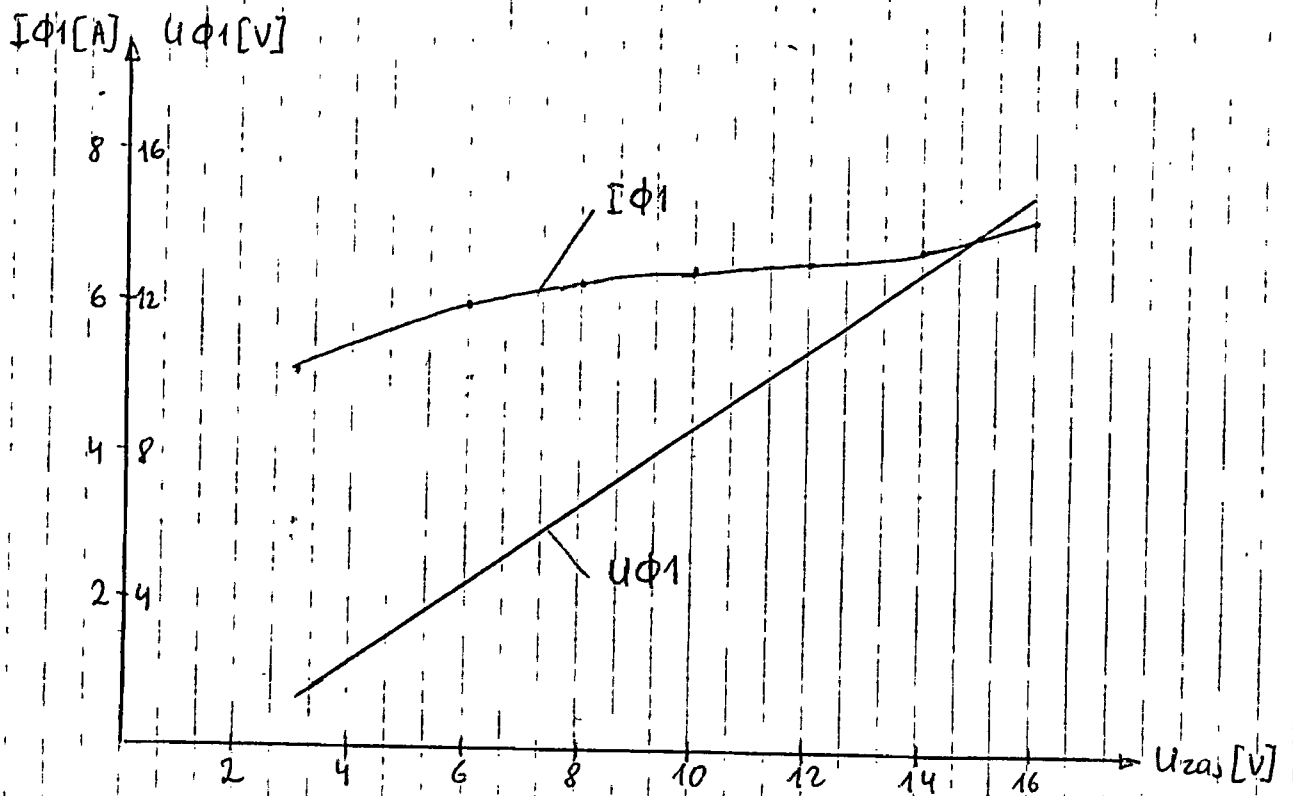


Rys. 3.4.1, Charakterystyka silnika $n = f(U_{\phi 1})$

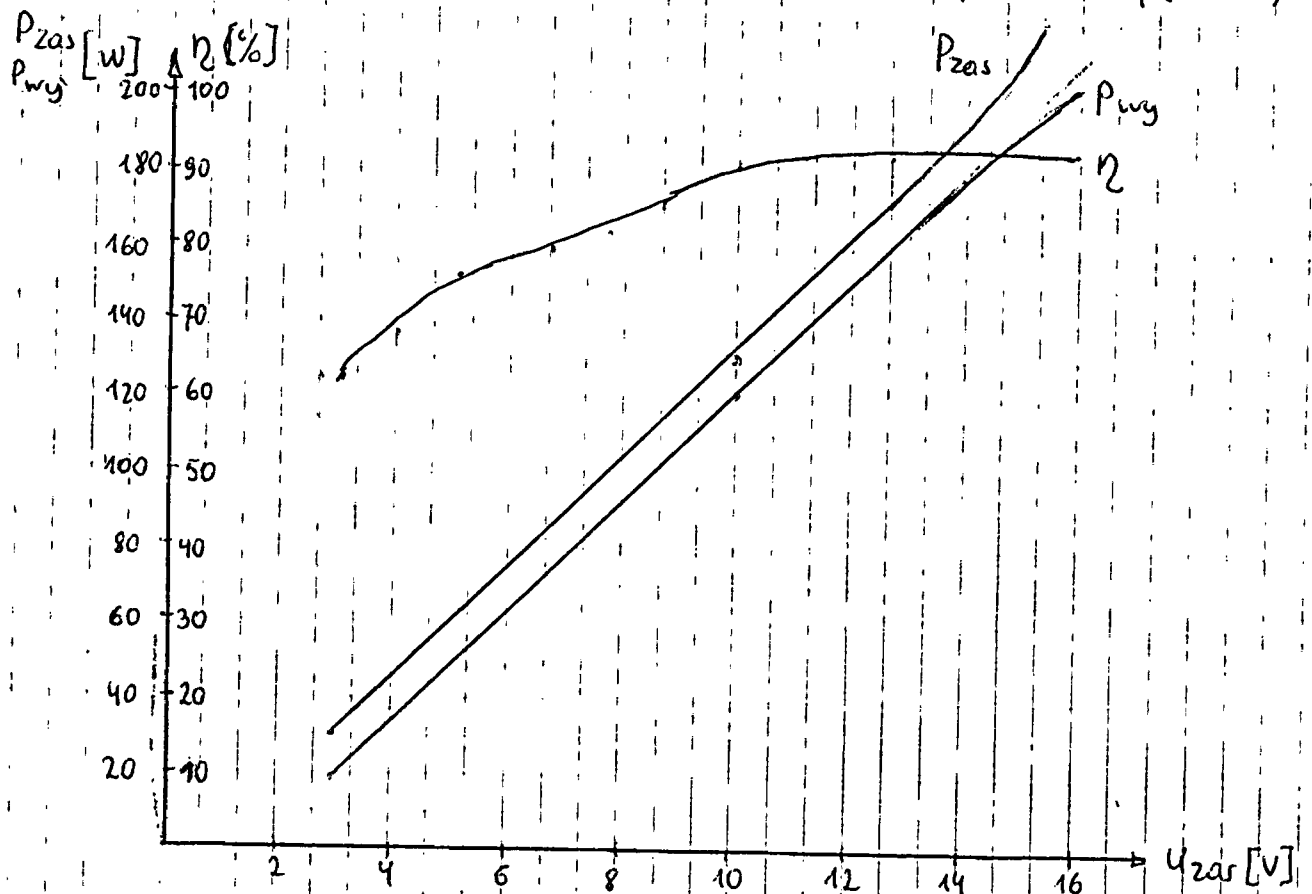
Charakterystyka silnika $n = f(U_{\phi 1})$ jest prawie prostoliniowa; w dolnym zakresie napięć zasilania silnika prędkość spada do zera, gdyż moment nie jest wystarczający do pokonania oporów tarcia.

Charakterystyka $I_{\phi 1} = f(U_{zasil})$ jest zbliżona do płaskiej, w górnym zakresie napięć zasilania lekko wzrasta, co jest związane prawdopodobnie z nasyceniem obwodu magnetycznego silnika.

Charakterystyka $U_{\phi 1} = f(U_{zasil})$ jest liniowa, w dolnym zakresie napięć zasilania napięcie $U_{\phi 1}$ maleje do zera na skutek spadku napięć na tranzystorach \mathcal{B} .



Rys. 3.4.2. Charakterystyki sterownika obciążonego silnikiem: $I_{\phi 1} = f(U_{zas})$, $U_{\phi 1} = f(U_{zas})$



Rys. 3.4.3. Charakterystyki sterownika obciążonego silnikiem $P_{zas} = f(U_{zas})$, $P_{wy} = f(U_{zas})$, $\eta = f(U_{zas})$

stopnia końcowego sterownika, wynoszącego 1 do 2V w zależności od obciążenia prądem. Charakterystyki mocy i sprawności: moc pobierana z zasilacza, jak i ta oddawana do obciążenia, są wznoszące prawie liniowo w funkcji napięcia obciążenia. Różnica tych mocy, odpowiadająca stratom mocy w stopniach końcowych sterownika, jest niemal stała aż do napięcia zasilania 12V. Stąd też wzrost sprawności wraz ze wzrostem napięcia. Powyżej 12V następuje wzrost mocy pobieranej z zasilania i różnicy mocy pobieranej i oddawanej wzrasta. Powoduje to porostawanie sprawności na niemal stałym poziomie 93%. Zjawisko to można wyjaśnić faktem, że przy napięciach zasilania powyżej 12V chwilowe prądy pobierane ze sterownika przekraczają znacznie (1,5 do 2 razy) wydajność prądową stopni końcowych sterownika. Transystory tych stopni wychodzą wtedy ze stanu nasycenia, a straty mocy na nich rosną.

4. OCENA PRZYDATNOŚCI SILNIKA DO BUDOWY UKŁADU NAPĘDOWEGO ROBOTA

4.1. Problemy związane z momentem bezwładności silnika

Dotychczas stosowane w robotach IRb silniki tarcowe odznaczały się momentem bezwładności tego samego rzędu, co moment bezwładności napędzanych elementów. Nowy silnik (model) ma moment bezwładności o dwa rzędy wielkości większy. Można spodziewać się, że zastosowanie lepszych materiałów magnetycznych i ulepszeń konstrukcyjnych pozwoli zmniejszyć moment bezwładności silnika o połowę lub nawet o rząd wielkości - lecz mimo to w dalszym ciągu główna część momentu bezwładności ^{napędu} będzie pochodziła od silnika.

Prawa napędu robota polega na ciągłych i szybkich nawrotach. W tej sytuacji wysoki moment bezwładności jest szczególnie niekorzystny.

Problemy energetyczne

Zarówno wozuch, jak i hamowanie silnika wymaga, przy zachowaniu dotychczasowej dynamiki napędu, dostarczenia dużej ilości energii. Rozpatrzmy przytędy, ile razy ta energia wynosi ²⁶

przy zastosowaniu nowego silnika w porównaniu z dotychczasowym. Założymy, że moment bezwładności dotychczasowego silnika wynosi 1 jednostkę, moment bezwładności obciążenia 3 jednostki. Tak więc obciążenie dotychczasowego napędu wynosi 4 jednostki.

Założymy też, że moment bezwładności nowego silnika jest 50 razy większy od dotychczasowego - co jest wartością realną po wprowadzeniu ulepszeń w stosunku do modelu. Obciążenie napędu z nowym silnikiem będzie więc wynosiło 53 jednostki.

Przy zachowaniu dotychczasowej dynamiki napędu, w momencie rozruchu i hamowania napęd z nowym silnikiem będzie pobierał $53:4 \approx 13$ razy więcej energii, niż napęd z silnikiem dotychczasowym.

Energia ta jest przekazywana do silnika z sieci energetycznej poprzez transformator, prostownik, filtr i sterownik. Przejście energii przez każdy z tych elementów wiąże się ze stratami. Ostatecznie, energia ta będzie się wydzielala w postaci ciepła zarówno w sieci sterowniczej, jak też w samym silniku. Straty te, oprócz bezpośrednich kosztów energii, będą powodowały nagrzewanie się wnętrza szafy sterowniczej (niekonzystne z punktu widzenia elektroniki)

27

jak tej samego silnika. Sprawność energetyczna układu napędowego w tych warunkach będzie niewielka.

Nie wchodzi w grę metoda odzyskiwania energii w czasie hamowania, gdyż nie zapewniłoby to dostatecznej dynamiki hamowania. W robotach IRb, pomimo niewielkich momentów bezwładności silników, stosowana jest metoda hamowania przeciwnym, która jest najskuteczniejsza, ale wymaga dostarczenia energii do silnika w czasie hamowania. W przypadku zwiększonego momentu bezwładności napędu, energia ta będzie odpowiednio większa.

Problemy konstrukcyjne

Uzyskanie tych samych właściwości dynamicznych napędu robota z nowym silnikiem, co z silnikiem dotychczasowym, wymaga znacznie większego forsowania silnika, niż w rozwiązaniu dotychczasowym. W robotach IRb współczynnik forsowania (tj. stosunek prądu przy rozruchu/hamowaniu silnika do prądu znamionowego) wynosi 2.

Opierając się na przykładowej relacji ^{momentu} bezwładności nowego napędu z nowym silnikiem do momentu bezwładności napędu dotychczasowego można wnioskować, że współczynnik forsowania będzie wynosił $13 \times 2 = 26$ razy. Elementy, popier 28

które energia jest transportowana do silnika (transformatory, prostowniki, filtry i sterowniki) muszą więc być tak zaprojektowane, aby nie traciły swojej sztywności w czasie forsowania oraz aby zastosowane w nich elementy półprzewodnikowe nie uszkadcały się. Dla elementów takich jak transformator czy dławiki oznacza to 2-3-krotne zwiększenie wymiarów liniowych, natomiast elementy półprzewodnikowe muszą być dobrane na prąd ~ 26 razy większy od prądu w stanie ustalonym.

Kolejny przykład pokazuje, jaki wpływ na konstrukcję sterownika ma konieczność forsowania silnika. Założmy, że model silnika o mocy 300 W (36V, 10A) wymaga 7-krotnego forsowania. Oznacza to, że prąd w każdym z uzwojeń w czasie forsowania będzie wynosił 35A. Dostępne w KS tranzystory pozwalają uzyskać prąd 6A (w zakresie wzmocnienia prądowego powyżej 20), co przy połączeniu równoległym 6 tranzystorów w jednej grupie daje wymagany prąd 35A. W silniku o dwóch fazach występują cztery grupy, licząc tranzystorów stopnia mocy musiałaby więc wynosić 24. Nie do pominięcia jest też moc niezbędna do

sterowania tych tranzystorów; wynosiłaby ona ok. 50W. Stosowanie takiego rozwiązania wydaje się mało sensowne z technicznego i ekonomicznego punktu widzenia.

W KK istnieją opracowane w ostatnich latach tranzystory mocy MOS-FET o prądach do 100A i napięciach do 1600V (nie jednocześnie - wyższe prądy przy niższych napięciach rzędu kilkudziesięciu woltów lub wyższe napięcia przy prądach rzędu kilku amperów). Tranzystory takie nadawałyby się do budowy sterownika, zważając że moc potrzebna do ich sterowania jest b. mała. Wada ich jest jednak dość wysoka cena (kilkadziesiąt dolarów/szt) i konieczność importu z KK.

Z tranzystorów dostępnych w KS zasługują na uwagę tranzystory wysłononapięciowe, lecz o niezbyt wysokich prądach. Dostępne typy umożliwiają budowę sterownika o napięciu wyjściowym 150V i prądzie 12A przy dwóch tranzystorach w grupie - razem 8 tranzystorów. Podany prąd 12A nie może jednak być przewożony - jest to wartość zarówno nominalna i maksymalna.

Jest możliwe skonstruowanie sterownika z zastosowaniem tyrystorów. Konstrukcja taka byłaby jednak znacznie bardziej skomplikowana od wersji tranzystorowej.

4.2 Problemy związane z pomiarem położenia wału

Czujnik halotronowy wbudowany w silnik

Zastosowany w modelu czujnik halotronowy dobrze spełnia swoje zadanie. Jednakże zakres temperatury pracy tego czujnika jest ograniczony do 70°C . Temperatura silnika z takim czujnikiem nie mogłaby przekraczać tej wartości. Silniki o tak niskiej dopuszczalnej temperaturze musiałby mieć niski stosunek mocy użytecznej do masy. Ograniczenie to stawia również pod znakiem zapytania stosowanie silnika w warunkach przemysłowych, gdzie temperatura nieradko przekracza 50°C .

Inne czujniki półprzewodnikowe wbudowane w silnik

Dla czujników półprzewodnikowych najpoważniejszym ograniczeniem jest dopuszczalna temperatura pracy. Co prawda znane są tranzystory o dopuszczalnej temperaturze około 200°C , ale np. elementy optoelektroniczne mają dopuszczalną temperaturę

pracy 70°C , rzadziej 85 lub 100°C . Z drugiej strony, dla zapewnienia efektywnego wykorzystania silnika, temperatura w jego wnętrzu musi osiągać wartości $130-150^{\circ}\text{C}$. Tak więc czujniki typu półprzewodnikowego wbudowane w silnik musiałoby ograniczyć jego parametry użytkowe.

Czujniki półprzewodnikowe umieszczone poza silnikiem.

Istnieje możliwość zbudowania czujnika w postaci oddzielnego urządzenia, sprzężonego mechanicznie z wałem silnika. Celem takiego rozwiązania byłaby izolacja cieplna czujnika od silnika, co zapewniłoby wyższą temperaturę pracy silnika niż w przypadku czujnika wbudowanego. Wadą tego rozwiązania jest komplikacja budowy i zwiększenie gabarytów zespołu czujnik-silnik.

Czujnik indukcyjny - impulsowy.

Czujniki indukcyjne wbudowane w silnik lub umieszczone poza silnikiem pozwalają wyeliminować ograniczenie temperatury pracy. Zarówno dla silnika, jak i czujnika jedynym ograniczeniem jest termiczna odporność izolacji, toteż czujnik może być zaprojektowany na taką samą temperaturę pracy, jak silnik.

Czujnik indukcyjny typu impulsowego nie nadaje się do stosowania jako detektor położenia wału, ponieważ nie daje on sygnału jeśli silnik nie obraca się. Sterowniki nie miałyby więc informacji o położeniu wału w momencie wzruszenia silnika.

Czujnik indukcyjny - transformatorowy

Czujnik indukcyjny transformatorowy zapewnia pomiar położenia wału nawet przy stojącym silniku, jednakże ma on dość skomplikowaną budowę. Uzwojenia takiego czujnika musiałyby być odbiciem uzwojeń silnika (tj. wykazywać tę samą liczbę faz i biegunów, jak w silniku). Czujnik taki należałoby zasilac napięciem o częstotliwości 50 ÷ 100 razy większej od maksymalnej częstotliwości napięcia w uzwojeniach silnika.

Czujnik indukcyjny - transformator położenia kątownego (TPK)

W jednostce napędowej robota jest stosowany TPK, dający precyzyjną informację o położeniu wału silnika. W tej sytuacji stosowanie dodatkowego czujnika położenia wału wydaje się zbędne.

Dokładniejszą analizą przydatności TPK do sterowania komutacją silnika prowadzi jednak do wniosku,

że nie jest możliwe wykonanie TPK do tego celu.

Mianowicie, w opracowanym modelu silnika, przy dwudziestu biegunach na wirniku i prędkości 3000 obr/min, częstotliwość komutacji napięć zasilających uzwojenia wynosi 500 Hz. Odstęp czasu między dwoma kolejnymi momentami komutacji wynosi 2 ms. Z drugiej strony, częstotliwość napięcia zasilającego TPK wynosi ok. 2 kHz. Oznacza to, że położenie wału TPK jest problematyczne z częstotliwością 2 kHz, lub inaczej - że informacja o położeniu wału jest aktualizowana co 0,5 ms. Przy szybkości silnika 3000 obr/min momenty komutacji byłyby wyznaczone z dokładnością do 0,5 ms przy odstępie czasowym między nimi wynoszącym 2 ms. Daje to 25% błęd.

Zwiększenie częstotliwości zasilania TPK zapewniłoby zmniejszenie tego błędu. Jednakże w przypadku sterowników położenia, projektowanych do nowego układu sterowania robota, nie jest to możliwe gdyż nie byłoby możliwości obróbki tak często przychodzących informacji. Ponadto zwiększenie częstotliwości zasilania zwiększyłoby błędy układu pomiarowego - zarówno samego TPK, jak i te błędy wnoszone przez układy elektroniczne. Byłoby też niebezpieczne stosowanie b. szybkich przetworników C/A w układzie zasilania TPK.

oraz szybkiej wzmacniaczy i komparatorów w sterowniku położenia.

Istnieje też możliwość zmniejszenia częstotliwości komutacji poprzez zmniejszenie liczby biegunów wirnika. Jednakże, przy porostawieniu dwóch faz spowodowałoby to zwiększenie nierównomierności momentu obrotowego, natomiast zwiększenie liczby faz wiązałoby się ze znaczącą komplikacją budowy sterownika.

5. WNIOSKI

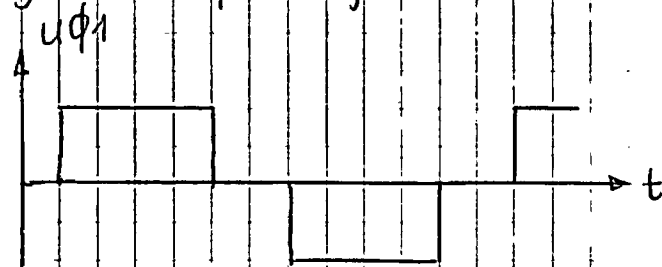
5.1. Wnioski dotyczące konstrukcji sterownika

Wobec istotnych mankamentów w konstrukcji modelu silnika (duży moment reluktancyjny, znaczne opory mechaniczne, duży prąd biegu jałowego) oraz niedostatecznej wydajności prądowej stopni końcowych sterownika, sprawdzenie w pełni koncepcji rozwiązania sterownika stało się niemożliwe. Sprawdzone jedynie działanie komutatora elektronicznego. Wnioski są następujące:

1. Stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej prądu silnika wynosi od 1,5 do 2.
2. Wobec wniosku 1, wydajność prądowa

stopni końcowych sterownika, projektowanych na prąd 10A, okazała się niewystarczająca. Należy zmienić rozwiązanie stopni końcowych i zapewnić silniejsze ich sterowanie tak, aby umożliwić pobór prądu szczytowego 20A, co powinno zapewnić uzyskanie prądu o wartości skutecznej 10A.

3. Sterowanie silnika napięciem o kształcie prostokątnym nie jest korzystne z uwagi na duże wartości prądu w pobliżu punktów komutacji. W tych położeniach prąd nie daje momentu napędowego (rys. 2.2.16). Wydaje się, że najkorzystniejszy byłby przebieg napięcia sterującego zgodny z przebiegiem SEM silnika, czyli o kształcie splaszanej sinusoidy. Uzyskanie takiego przebiegu wymaga jednakże istotnych zmian w układzie sterownika i zastosowania niedostępnych w KS analogowych układów mnożących. Do czasu, po wprowadzeniu pewnych poprawek w układzie sterownika, można będzie uzyskać przebieg napięcia jak na rysunku poniżej:



4. Dla uzyskania przebiegu napięcia jak na rysunku, niezbędne jest umieszczenie czujników halotronowych nieco poza strefą maksymalnego oddziaływania magnesów. Spowoduje to zmniejszenie skłócenia zbiegu sygnałów z czujników i umożliwi generowanie napięcia metodą detekcji poziomu sygnałów. Przy dotychczasowym umieszczeniu czujników możliwe jest uzyskanie przerw pomiędzy dodatnim i ujemnym prostokątem napięcia wynoszących do 24° .

5.2. Wnioski dotyczące konstrukcji silnika i czujnika

1. Największym mankamentem silnika jest moment bezwładności, który powinien być zmniejszony przynajmniej o rząd wielkości
2. Należy zmniejszyć moment reluktancyjny i moment tarcia silnika
3. Należy dążyć do uzyskania możliwie zbliżonego do prostokątnego przebiegu SEM silnika - zgodnie z wnioskiem 3 p. 5.1.
4. Należy umieścić czujniki halotronowe nieco poza strefą maksymalnego oddziaływania magnesów - zgodnie z wnioskiem 4 p. 5.1.
Dotyczy to ewentualnej następnej wersji modelu; docelowo należy zastosować czujniki indukcyjne

transformatorowy, który zapewni wykonanie w pełni możliwości silnika.

5.3. Wnioski dotyczące zastosowań silnika w układzie napędowym robota

Wykonane modele ~~se~~ silnika i sterownika wykazują zbyt wiele mankamentów, aby można było w sposób pewny orzec o przydatności silnika do zastosowania w robocie. Wydaje się jednak że nie jest możliwe poprawienie konstrukcji silnika w takim stopniu, aby jego zastosowanie w robocie miało sens techniczny i ekonomiczny. W odniesieniu do modelu silnika i ewentualnej przyszłej wersji czipnika pobieżną wadą, można sformułować następujące zarzuty:

1. Moment bezwładności ^{silnika} jest znacznie wyższy niż moment bezwładności silnika tarcowego. Powoduje to:

- znaczne straty energetyczne w układzie sterowania, a zatem mała sprawność
- komplikację układu sterującego (stosowanie wielu tranzystorów w potencjach równoległych)
- konieczność zwiększenia wymiarów elementów pośredniczących w transporcie energii do silnika
- konieczność powiększenia samego silnika (duży ciężar), związana ze stratami rozruchu

i hamowania.

2. Czujnik położenia wału w postaci czujnika indukcyjnego transformatorowego, nadający się najlepiej ze znanych czujników, ma skomplikowaną budowę, a zatem będzie elementem drogim. Ponadto wpłynie on na zwiększenie gabarytów silnika bez względu na to, czy będzie elementem wbudowanym, czy zewnętrznym.

6. WYNIKI ROZEZNANIA LITERATUROWEGO

Silniki z komutacją elektroniczną znane są od co najmniej kilkunastu lat. Wg informacji o charakterze reklamowym oraz prospektów reklamowych różnych producentów, zastosowania takich silników rozwijają się w następujących dziedzinach:

- sprzęt powszechnego użytku: napędy gramofonów, magnetofonów, magnetowidów.
- sprzęt profesjonalny: pamięci masowe - taśmowe i dyskowe

Producenci podkreślają następujące zalety silnika:

- wysoka trwałość, powyżej 10 tys. godzin pracy
- możliwość bliższej stabilizacji prędkości obrotowej (poprzez synchronizację generatorem łuszczonym)
- brak zakłóceń radioelektrycznych.

W wymienionych zastosowaniach silniki pracują w temperaturach pokojowych i są wyposażone w czujniki halotronowe. Moce silników są rzędu kilku do kilkunastu watów, napięcie zasilania ma kształt sinusoidalny lub prostokątny, liczba faz 2 lub 3.

Należy podkreślić, że przy tak małych mocach sprawność napędu nie odgrywa specjalnej roli; nawet 50% sprawności jest do zaakceptowania, gdyż straty mocy w sterowniku są wtedy również rzędu kilku - kilkunastu watów. Silniki pracują z reguły w jednym kierunku obrotów a rozruchy są niezbyt częste.

W zakresie zastosowań silników większych mocy (powyżej 100W) można wymienić następujące ostatnio dwie publikacje (ściślej - wzmianki).

1. Electronic Design, maj 1983, s. 103.

Wzmianka o próbie skonstruowania silnika przez firmę Honeywell. Parametry silnika:

Średnica - 9,25 cala

Moment - 100 funtów x cal

Prąd ciągły - 16 A

Prąd szczytowy - 128 A

Stała elektromechaniczna - 4,7 ms

Stała elektryczna - 9,7 ms

Moment bezwładności - $0,523 \text{ uncji} \times \text{cal} / \text{s}^2$

Długość - $5 \frac{1}{2}$ cala

Masa - 40 funtów.

W silniku zastosowano magnesy ziem rzadkich,

2. Electronics nr 23/83, s. 116

Wzmianka o prototypowym silniku do napędu robotów, opracowanym przez firmę Unimation.

Nie podano parametrów silnika, oprócz stwierdzenia że jest to silnik trójfazowy zbudowany z zastosowaniem magnesów samarowo-kobaltowych. Jako czujnik położenia wykonano resolver (TPK).

W zakresie układów regulacyjnych silników napotkano jedynie na wielkiej specjalizowanego układu scalonego, zawierającego komutator elektroniczny. Układ jest przeznaczony do sterowania silnikiem trójfazowym z czujnikami Hallonowymi. Wyjścia układu sterują trzema tranzystorowymi stopniami końcowymi. Zastosowanie - silniki małej mocy.