SPIS TREŚCI

str.

1. Biskup Tomasz, Teluk Jerzy: Idea i zastosowanie modulacji stochastycznej do sterowania 3-fazowego falownika napięcia - część 1 7

2. Biskup Tomasz, Teluk Jerzy: Idea i zastosowanie modulacji stochastycznej do sterowania 3-fazowego falownika napięcia - część 2 19

3. Bodora Aleksander, Domoracki Arkadiusz: Zastosowanie sterownika programowalnego do sterowania reaktorem elektrochemicznym 33

4. Domoracki Arkadiusz: Wykorzystanie sterownika programowalnego do sterowania oraz wizualizacji zautomatyzowanego układu napędowego 39

5. Domoracki Arkadiusz, Krykowski Krzysztof: Możliwości poprawy właściwości ruchowych silnika DC brushless na drodze sterowania komutatorem - badania symulacyjne 45

6. Doulen Abdelmouttaleb, Gierlotka Kazimierz: Zastosowanie metod logiki rozmytej do sterowania napędu z połączeniem sprężystym 55

7. Gierlotka Kazimierz, Zaleśny Piotr: Metoda obliczania parametrów układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi 65

8. Zaleśny Piotr: Zakres poprawności stosowania uproszczonego modelu napędu z połączeniem sprężystym przy doborze parametrów układu regulacji 73

9. Glinka Tadeusz, Bernatt Jakub: Silnik indukcyjny 6-fazowy z niesymetrycznym rozłożeniem osi faz do napędów przekształtnikowych dużych mocy 79

10. Grzesik Bogusław, Ombach Grzegorz: Wpływ częstotliwości na moc transformatora powietrznego wysokiej częstotliwości 91

11. Grzesik Bogusław, Stenzel Tomasz: Model odcinkowo-liniowy przekształtnika klasy C zbudowanego na tranzystorze MOSFET przy sterowaniu prostokątnym 103

12. Hetmańczyk Janusz, Krykowski Krzysztof: Możliwości wykorzystania sterownika hybrydowego typu NE 5570 do sterowania bezszczotkowego silnika prądu stałego 113

13. Hyla Marian: Nowa struktura systemu sterowania i monitorowania mikroprocesorowego regulatora RP-05 121

14. Kaczmarczyk Zbigniew: Falownik klasy E - przykład przekształtnika energoelektronicznego najwyższych częstotliwości 129

15. Krykowski Krzysztof, Sajkowski Maciej: Koncepcja sterowania głosem urządzeń elektromechanicznych 143

16. Marek Adam: Badania symulacyjne współpracy falownika prądowego z nagrzewnicą indukcyjną 149

17. Marek Adam, Rodacki Tadeusz: Model matematyczny falownika prądowego zasilającego nagrzewnicę indukcyjną 157

18. Rodacki Tadeusz, Wylężek Wojciech, Latko Andrzej: System sterowania elektrowni wiatrowej 165

CONTENTS

page

1. Biskup Tomasz, Teluk Jerzy: Idea and application of random modulation in control of 3-phase voltage inverter - part 1 7

2. Biskup Tomasz, Teluk Jerzy: Idea and application of random modulation in control of 3-phase voltage inverter - part 2 19

3. Bodora Aleksander, Domoracki Arkadiusz: Application of programmable logic controller for control elecrtrochemical reactor 33

4. Domoracki Arkadiusz: Application of PLC for control and visualisation of automatic electric drive system 39

5. Domoracki Arkadiusz, Krykowski Krzysztof: Possibilities of motion properties improvement of dc brushless motor by commutator control - simulation research 45

6. Doulen Abdelmouttaleb, Gierlotka Kazimierz: Control system of drive with elastic joint using fuzzy logic method 55

7. Gierlotka Kazimierz, Zaleśny Piotr: Method of determination of the control system parameters of the drive with elastic joint with additional feedback loops 65

8. Zaleśny Piotr: The correct range of applying the simplified model of the elastic joint drive when selekting the control parameters 73

9. Glinka Tadeusz, Bernatt Jakub: Six phase induction motor with nonsymmetric phase axis distribution for high power converter fed drives 79

10. Grzesik Bogusław, Ombach Grzegorz: The frequency influence on output power of the coreless transformer 91

11. Grzesik Bogusław, Stenzel Tomasz: Piecewise linear model of resonant converter class C in active region of valve 103

12. Hetmańczyk Janusz, Krykowski Krzysztof: Possibilities of hybrid brushless DC motor controller NE5570 aplications 113

13. Hyla Marian: New structure of control and monitoring system based on microprocessor controller RP-05 121

14. Kaczmarczyk Zbigniew: Class E inverter – example of the highest-frequency converter 129

15. Krykowski Krzysztof, Sajkowski Maciej: Conception of voice control of electromechanical devices 143

16. Marek Adam: Simulation research on cooperation of the current inverter with the induction heater 149

17. Rodacki Tadeusz, Marek Adam: Matchematical model of the current inverter feeding induction heater 157

18. Rodacki Tadeusz, Wylężek Wojciech, Latko Andrzej: Control system of wind turbine power generator 165

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Tomasz BISKUP
Jerzy TELUK

IDEA I ZASTOSOWANIE MODULACJI STOCHASTYCZNEJ DO STEROWANIA 3-FAZOWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA - CZĘŚĆ 1

Streszczenie. Celem artykułu jest przedstawienie zagadnień związanych z modulacją stochastyczną w zastosowaniu do sterowania przekształtników energoelektronicznych. Szczególną uwagę zwrócono na sterowanie 3-fazowego falownika napięcia zasilającego silnik indukcyjny klatkowy. W pierwszej części omówiono podstawowe zagadnienia związane z hałasem pochodzącym od maszyny elektrycznej, jego szkodliwością i uciążliwością. Część drugą przeznaczono na nakreślenie idei realizacji modulacji stochastycznej. Pokazano także algorytmy modulacji zastosowane przez autorów do sterowania falownika napięcia MSI.

IDEA AND APPLICATION OF RANDOM MODULATION IN CONTROL OF 3-PHASE VOLTAGE INVERTER - PART 1

Summary. The purpose of the paper is to present some problems connected with random modulation which is used in frequency inverters. The authors concentrate especially on the control of 3-phase voltage inverter feeding an induction motor. The first part discusses some problems dealing with the noise produced by the induction machine i.e. harmfulness and annoying phenomenon. The idea of application of random modulation is described in the second part. There are also presented some algorithms of modulation which are applied to control of PWM voltage inverter.

1. WPROWADZENIE

W ciągu ostatniej dekady prowadzone są, zakrojone na szeroką skalę, badania związane ze zjawiskami, jakie wywołuje zastosowanie przemienników częstotliwości MSI w napędzie elektrycznym. Dotyczy to m.in. wpływu takiego sposobu zasilania na silnik, jego trwałość, niezawodność, ale także są to badania oddziaływania całego układu napędowego na otoczenie. Tak sformułowane zagadnienie obejmuje m.in. problemy kompatybilności elektromagnetycznej i wpływ hałasu na człowieka znajdującego się w otoczeniu urządzenia.

Przedmiotem badań są silniki indukcyjne klatkowe zasilane z przemienników częstotliwości z falownikiem napięcia MSI i problemy związane z uciążliwością hałasu wytwarzanego przez silnik zasilany w taki sposób. Problematyka hałasu wiąże się z zastosowaną w danym przekształtniku metodą modulacji. Jednym ze źródeł hałasu są bowiem siły magnetyczne, których charakter zależy od widma harmonicznych napięcia zasilającego silnik.

Zjawisko uciążliwości hałasu w tych układach jest szczególnie ważne ze względu m.in. na to, że przemienniki częstotliwości z falownikiem napięcia MSI są w ostatnim czasie najszybciej rozwijającą się gałęzią w światowym przemyśle energoelektronicznym.

W typowych rozwiązaniach falowników napięcia MSI stosowanych w latach 80. i 90. charakterystyczną cechą była stałość częstotliwości przełączeń zaworów przekształtnika dla ustalonych parametrów częstotliwości napięcia wyjściowego. Najczęściej wiązało się to z wykorzystywanymi metodami modulacji (modulacja naturalna, modulacja wektorowa [1]), które charakteryzują się stałą częstotliwością przełączeń. Nawet gdy istota modulacji powodowała, że częstotliwość przełączeń była zmienna (modulacje histerezowe), to stosowano pewne modyfikacje, mające doprowadzić do stałości tego parametru, nawet kosztem pogorszenia jakości sterowania (np. kształtu prądu).

Taki stan rzeczy był spowodowany założeniem, że widmo napięcia i prądu wyjściowego falownika ma mieć ściśle zdeterminowany charakter. Zasadniczą uwagę zwracano jednocześnie na takie podstawowe problemy sterowania, jak uzyskiwanie odpowiednio dobrego kształtu prądu, parametry statyczne i dynamiczne silnika zasilanego z falownika. W ten sposób pominięto na pewnym etapie badań wiele istotnych zagadnień, które wraz z ilością zastosowanych falowników, ujawniają się w sposób znaczący i mają wpływ na prawidłową pracę przekształtnika w systemie obejmującym nie tylko sam napęd.

Takim zagadnieniem wymagającym rozwiązania jest hałas, jaki towarzyszy pracy układu napędowego z falownikiem napięcia. Często jest on bardzo uciążliwy dla obsługi, która na stałe znajduje się w otoczeniu silnika.

2. ŹRÓDŁA HAŁASU W UKŁADZIE NAPĘDOWYM

Silniki indukcyjne są źródłem hałasu także przy zasilaniu z napięcia sieciowego. Hałas ten może być pochodzenia magnetycznego, mechanicznego lub aerodynamicznego [2,3]. Źródłem najbardziej znaczącego hałasu jest wentylator. Niewyważenie silnika i drgania w łożyskach są przyczyną hałasu mechanicznego. Te przyczyny są natury raczej konstrukcyjnej i powinny być korygowane przez przeprojektowanie silnika tak, aby zmniejszyć jego hałaśliwość. Hałas magnetyczny ma swoje źródło w siłach magnetycznych powodujących odkształcenia sprężyste elementów konstrukcyjnych silnika i pobudzających w ten sposób fale akustyczne. Ten rodzaj hałasu można także zmniejszać poprzez zmianę warunków pracy silnika (np. obniżenie strumienia).

Zasilanie silnika ze źródła napięcia odkształconego powoduje powiększenie hałasu w stosunku do przypadku zasilania napięciem sinusoidalnym. Źródłem powiększonego hałasu są siły magnetyczne [4].

W większości stosowanych w przemyśle falowników napięcia MSI, tak jak to wcześniej przedstawiono, częstotliwość przełączeń zaworów jest stała dla stałej częstotliwości napięcia wyjściowego przekształtnika. Taki sposób modulacji powoduje, że w widmie napięcia i prądu silnika, oprócz podstawowej harmonicznej, pojawiają się wyższe harmoniczne, które układają się w wyraźne prążki wokół częstotliwości przełączeń i jej wielokrotności. W efekcie w silniku występują dodatkowe siły magnetyczne, powodujące wibracje i wytwarzanie dodatkowego hałasu o częstotliwościach zgodnych z częstotliwością przełączeń i jej wielokrotnościami. Jak wykazują badania, taki rodzaj hałasu jest bardzo dokuczliwy dla człowieka [4].

Przy rozpatrywaniu problemu hałasu należy rozróżnić dwa pojęcia:

- szkodliwość,
- uciążliwość.

To pierwsze jest związane z fizycznymi skutkami hałasu, dającymi w pewnej perspektywie czasu uszczerbek na zdrowiu (np. prowadzi do głuchoty i zaburzeń pracy układu nerwowego). Określone normy podają wartości dopuszczalne poziomu hałasu w funkcji czasu trwania narażenia na taki hałas [5].

Drugie pojęcie ma raczej charakter odczucia subiektywnego człowieka, znajdującego się w otoczeniu źródła hałasu. Dla pewnej wartości poziomu hałasu wyrażonego w decybelach, dwa źródła hałasu o różnym charakterze widma częstotliwościowego mogą być uznane za krańcowo odmienne, jeśli chodzi o ich uciążliwość [6]. Jako bardziej uciążliwy jest uznawany przez ogół badanych hałas tonalny, gdzie w widmie akustycznym wyraźnie wyodrębnione są pewne częstotliwości. Taki hałas ma charakter pisku, przy czym najgorzej odczuwalne są przez człowieka harmoniczne mieszczące się w zakresie 2...8 kHz.

Problem obniżenia hałaśliwości układu napędowego z przemiennikiem częstotliwości można rozwiązać poprzez zastosowanie ekranów dźwiękochłonnych, ale to wymaga dodatkowych nakładów i nie zawsze jest możliwe do zastosowania ze względów eksploatacyjnych. Inną drogą jest wykorzystanie przekształtników o bardzo wysokich częstotliwościach przełączeń (powyżej 15 kHz), które wprawdzie powodują wytwarzanie dodatkowego hałasu, ale niesłyszalnego dla człowieka. Jest to raczej rozwiązanie stosowane dla przekształtników małej mocy, a poza tym zwiększanie częstotliwości przełączeń powoduje wzrost problemów z kompatybilnością elektromagnetyczną urządzenia (większe źródło zakłóceń).

Jednak zasadniczym problemem w tego typu układach napędowych jest nie obniżenie poziomu hałasu, bo odpowiednie normy najczęściej nie są przekroczone [5], ale raczej zmniejszenie jego uciążliwości. Drogą prowadzącą do tego celu może być rozmycie widma napięcia zasilającego silnik w taki sposób, aby nie pojawiały się tam wyraźne prążki pochodzące od częstotliwości przełączeń falownika i jej wielokrotności. Można to uzyskać przez zastosowanie, do sterowania zaworami falownika, modulacji stochastycznej.

Trudno jest porównać skuteczność ww. metod zmniejszenia uciążliwości hałasu. Wynika to przede wszystkim z praktycznych możliwości zastosowania każdej metody w konkretnym przypadku. Jak wspomniano wcześniej, ekranowanie jest nie zawsze możliwe ze względów eksploatacyjnych. Niewątpliwie najlepsze efekty można by osiągnąć przez połączenie tych metod, bo są one niesprzeczne.

Należy tu podkreślić, że realizacja założonego celu poprzez zastosowanie modulacji stochastycznej nie wymaga zmiany konstrukcji urządzenia, nie ma więc żadnych szczególnych nakładów inwestycyjnych niezbędnych do jej realizacji. Może być to bowiem tylko opcja danego przemiennika częstotliwości, którą można w jednym przypadku zastosować, a w drugim z niej zrezygnować. Dlatego też wprowadzenie takiej możliwości jest bardzo korzystne ze względów użytkowych i ekonomicznych.

3. CEL I MOTYWACJA PRACY

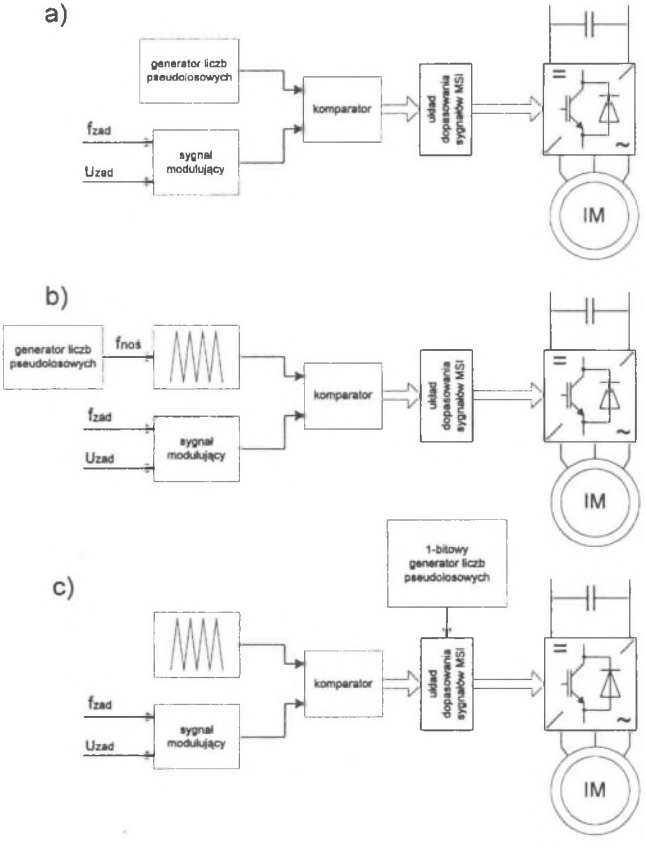
W Polsce problematyka uciążliwości hałasu w napędach częstotliwościowych MSI ujawnia się z całą siłą ze względu na to, że w pracach modernizacyjnych przemienniki są instalowane w układach z silnikami o przestarzałej konstrukcji, generującymi bardziej uciążliwy hałas niż silniki współczesne. Potrzeba obniżenia uciążliwości hałasu tych napędów jest związana z ogólnoświatowymi dążeniami do polepszenia warunków pracy obsługi.

Należy stwierdzić, że przedstawiona problematyka jest w znacznym stopniu oryginalna w wymiarze krajowym. Przy tym, jak wykazuje analiza stanu aktualnego, jest również aktualna na tle osiągnięć światowych [7 i 8].

Dlatego uznano, że niezbędne są prace, które wykorzystując wiedzę już opublikowaną, w tym teoretyczną, pozwolą na polskim gruncie przeprowadzić badania aplikacyjne i zaproponować najkorzystniejsze możliwe rozwiązania wygodne do implementacji w urządzeniach komercyjnych.

4. MODULACJA STOCHASTYCZNA

Przedmiotem pracy jest modulacja stochastyczna. Istnieje kilka odmian takiego sterowania znanych z literatury, które można sklasyfikować według następującego klucza:
a) modulacja ze stochastycznym sygnałem nośnym (rys.*1a*),
b) modulacja ze stochastycznie zmienną częstotliwością sygnału nośnego (rys.*1b*),
c) modulacja ze stochastycznie zmiennym położeniem impulsu załączającego zawór (rys.*1c*).



Rys.1. Schematy blokowe modulatorów dla: a) modulacji ze stochastycznym sygnałem nośnym, b) modulacji ze stochastycznie zmienną częstotliwością przełączeń, c) modulacji ze stochastycznie zmiennym położeniem impulsu załączającego

Fig.1. Block diagram of modulators: a) modulation with random carrier, b) modulation with randomly changed frequency of carrier, c) modulation with random position of pulse

Rysunek 1 przedstawia schematyczne struktury ww. modulatorów. Jest to tylko podział najogólniejszy i w literaturze można znaleźć wiele odmian tych realizacji, zwłaszcza dla grupy *b* ([7, 8] - prace przeglądowe).

Pierwszy z wymienionych rodzajów może mieć zastosowanie w rozwiązaniach z względnie wysoką częstotliwością przełączeń. Raczej przeznaczony jest do realizacji w technice analogowo-cyfrowej niż mikroprocesorowej.

Drugie rozwiązanie (rys *1b*) oceniane jest jako najbardziej przydatne do rozwiązań mikroprocesorowych. Przykładem realizacji może być wariant, w którym bazą jest modulacja wektorowa, gdzie wartość pseudolosowa określająca częstotliwość przełączeń w każdym sektorze jest stała.

Trzecie rozwiązanie bazuje na stochastycznej zmianie kolejności załączania w obrębie gałęzi zaworów. Nadaje się ono do realizacji mikroprocesorowej.

Analiza dostępnej literatury i własne doświadczenia autorów [9, 10, 11] wskazują na najszersze możliwości zastosowania modulacji ze zmienną częstotliwością przełączeń. Tak samo dobrze bazą do realizacji takiej metody mogą być modulacja naturalna, jak i modulacja wektorowa. W układach mikroprocesorowych znacznie wygodniejszą będzie jednak ta druga, co jest przyczyną przyjęcia jej jako bazy do dalszych działań.

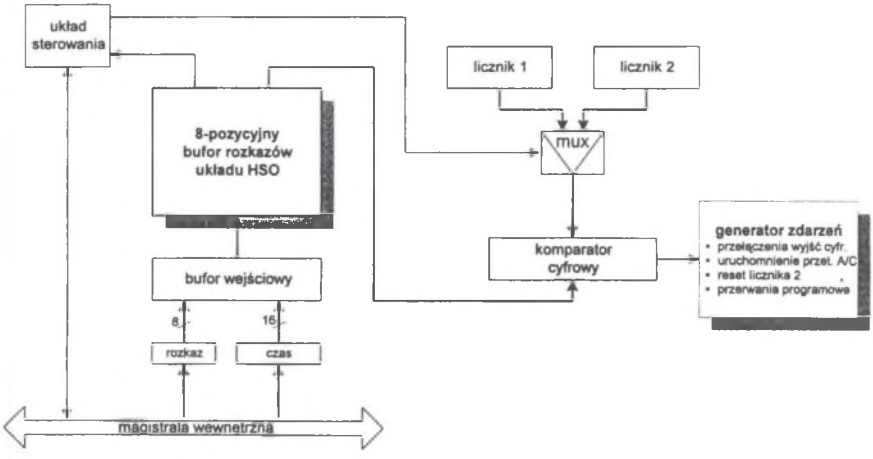
5. MIKROPROCESOROWY UKŁAD STEROWANIA

Przy budowaniu sterowania przemiennika częstotliwości do badań modulacji stochastycznej wykorzystano wcześniejsze doświadczenia autorów związane z konstrukcją sterowania dla urządzeń energoelektronicznych. Mikroprocesorowy sterownik przemiennika bazuje na 16-bitowym mikrokontrolerze Intel 80C196KC. Układ ten jest bardzo sprawnym narzędziem do realizacji różnych sterowań dla przekształtników [12]. Predestynują go do tego bogata lista rozkazów i urządzenia peryferyjne zawarte w jego wewnętrznej strukturze. Na szczególną uwagę zasługuje układ szybkich wyjść (HSO unit) [13]. Jest to układ komparatorowo-licznikowy, pozwalający na realizację przełączeń sygnałów cyfrowych z dużą precyzją, ograniczoną tylko rozdzielczością licznika, na bazie którego zadawana jest chwila przełączania. Schemat blokowy układu szybkich wyjść został przedstawiony na rysunku 2.

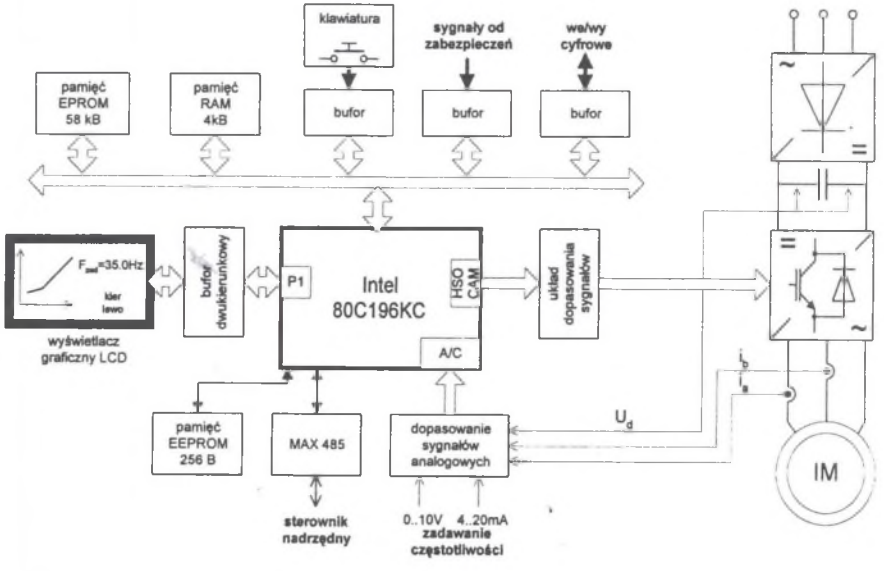
Układ ten może realizować kilka typów zdarzeń. Podstawowym jest przełączenie dokonane na jednym z sześciu wyjść cyfrowych. Typ zdarzenia jest określony za pomocą *rozkazu*, gdzie zakodowane są wszystkie dodatkowe informacje: na bazie którego licznika odmierzany jest czas, czy zdarzenie ma generować przerwanie itp. Jednocześnie z *rozkazem* do 8-pozycyjnego bufora układu sterowania jest wpisywany *czas* określający chwilę, kiedy zdarzenie ma nastąpić. Kolejność wpisywania zdarzeń do bufora nie ma znaczenia, w każdym takcie licznika wszystkie *czasy* z bufora są porównywane z odpowiednim licznikiem. Nie ma także ograniczeń co do jednoczesności wszystkich zdarzeń znajdujących się w buforze. Oznacza to, że mogą następować przełączenia na kilku wyjściach cyfrowych w tej samej chwili czasu. Jak widać, w buforze tym można zgromadzić rozkazy przełączeń ze znacznym wyprzedzeniem czasowym, co gwarantuje także realizację przełączeń o bardzo krótkim czasie trwania (np. równym okresowi pracy licznika 0,8 μs).

Całość układu sterowania przemiennika częstotliwości została przedstawiona na rys.3. Układ sterowania bazuje na statycznej stabilizacji strumienia stojana silnika. Charakterystykę napięcia zadanego od częstotliwości zadaje się w postaci funkcji dwuodcinkowej lub parabolicznej. Parametry charakterystyki U/f są zapisywane w pamięci EEPROM i mogą być modyfikowane w stanie STOP przemiennika. Istnieje możliwość zadawania częstotliwości

wyjściowej w sposób analogowy (0...10 V, 4...20 mA, 0...20 mA) lub cyfrowy (klawiatura lub łącze RS485). Komunikacja z użytkownikiem jest realizowana za pomocą klawiatury i wyświetlacza (LED lub graficznego LCD). Układ generuje 3 sygnały sterujące dla półmostków falownika. Dalsza obróbka sygnałów, czyli wprowadzenie czasu martwego i dopasowanie sygnałów do wyzwalaczy IGBT, następuje na drodze analogowo-cyfrowej.



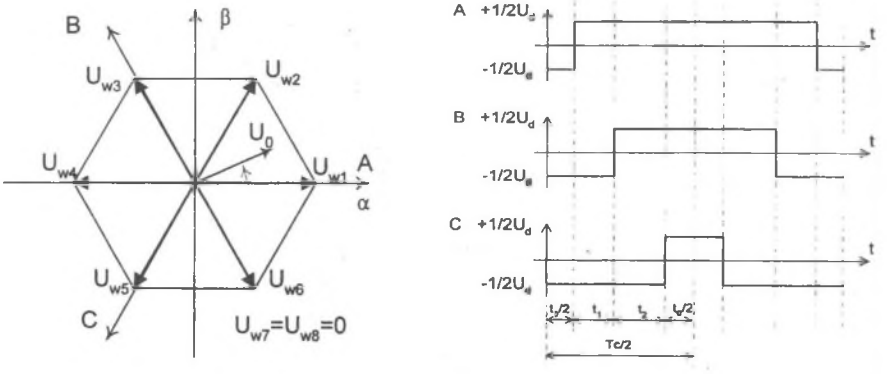
Rys.2. Schemat blokowy układu szybkich wyjść mikrokontrolera Intel 80C196KC
Fig.2. Block diagram of high speed output (HSO) unit of Intel 80C196KC



Rys.3. Schemat blokowy układu sterowania przemiennika częstotliwości
Fig.3. Block diagram of control unit of frequency inverter

6. REALIZACJA ALGORYTMU MODULACJI

Do sterowania zaworami falownika zastosowano jako bazową modulację wektorową. Opiera się ona na opisie trójfazowych wielkości w prostokątnym układzie współrzędnych (αβ) za pomocą wektora przestrzennego [1]. Dla 8 stanów zaworów falownika można wykreślić położenie odpowiednich wektorów przestrzennych napięcia wyjściowego - rys.4. Mamy wtedy 2 wektory zerowe i 6 wektorów niezerowych. Można za ich pomocą ustalić sekwencje przełączeń obowiązujące dla danego sektora. Na rysunku 4 przedstawiono przykład dla sektora 1.



Rys.4. Stany zaworów falownika i odwzorowanie napięcia wyjściowego na płaszczyźnie (αβ)
Fig.4. Switching pattern and inverter output voltage space in (αβ)

Korzystając z dodatkowych założeń o odpowiednio małym czasie próbkowania T_c, można wyprowadzić znane zależności na czasy trwania odpowiednich wektorów aktywnych i zerowych [1]:

$$t_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} m_1 T_c \sin(\frac{\pi}{3} - \omega_0 t),$$

$$t_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} m_1 T_c \sin\omega_0 t, \qquad (1)$$

$$t_0 = \frac{T_c}{2} - (t_1 + t_2),$$

gdzie $m_1 = \frac{U_{h1}}{\frac{2}{3}U_d}$, $T_c = \frac{1}{f_c}$.

Jedną z możliwych sekwencji przełączeń jest:

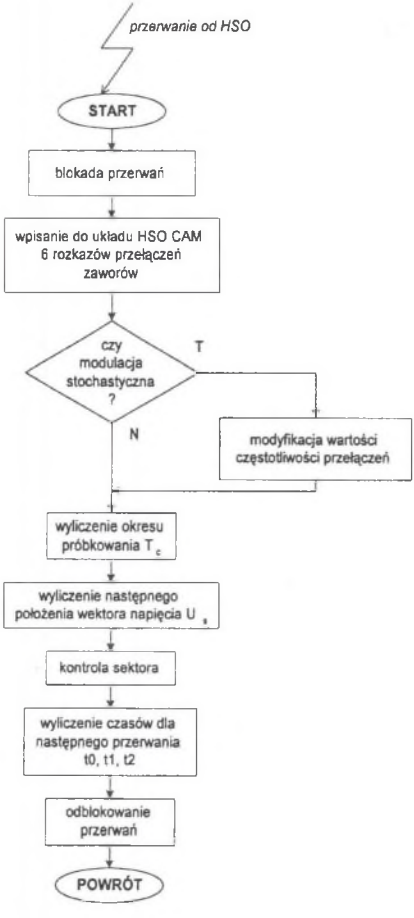
$$z - w1 - w2 - z - w2 - w1 - z$$

gdzie: z - wektor zerowy,
$w1, w2$ - wektory niezerowe.

Stan ten został przedstawiony na rysunku 4. Właśnie taka metoda została wybrana jako bazowa dla modulacji stochastycznej. Jest ona także punktem odniesienia w trakcie porównywania wyników pomiarów laboratoryjnych. Zasadniczo można wyróżnić dwie odmiany modulacji wektorowej: synchronizowaną i niesynchronizowaną.

W metodzie pierwszej stosunek częstotliwości przełączania do częstotliwości napięcia wyjściowego, parametr N, jest wartością stałą. Autorzy pracy stosowali wartości N nieparzyste i podzielne przez 3. Taki dobór pozwala na ograniczenie zawartości wyższych harmonicznych w prądzie silnika. Przyjęto dla niej nazwę modulacja wektorowa, synchronizowana (MWS). Druga metoda, niesynchronizowana, jako stały parametr przyjmuje okres próbkowania T_c i jest on niezależny od częstotliwości wyjściowej falownika. Także ta metoda była testowana w trakcie badań. Przyjęto dla niej nazwę modulacja wektorowa niesynchronizowana (MWN).

Cały proces generowania sygnałów sterujących zawory opiera się na wykorzystaniu układu szybkich wyjść mikrokontrolera. Raz na okres próbkowania T_c generowany jest podprogram obsługi przerwania od układu HSO, w trakcie którego przygotowywany jest proces modulacji. Struktura tego podprogramu jest w dużym stopniu niezależna od typu modulacji (wektorowa czy stochastyczna). Jego schemat blokowy został przedstawiony na rysunku 5.



Rys.5. Schemat blokowy podprogramu obsługi przerwania od układu HSO
Fig.5. Flowchart of interrupt routine of HSO

Na początku podprogramu blokowane są przerwania i wykonywane pewne czynności pomocnicze. Następnie do bufora układu HSO jest wpisywanych sześć rozkazów przełączeń (wszystkie dla następnego okresu impulsowania). Na tym etapie programowo są eliminowane zbyt krótkie impulsy przełączające zawory (poniżej 3,2 μs). Taka wartość została przyjęta ze względu na zastosowanie tranzystorów IGBT w falowniku. Podczas wpisywania rozkazów przełączeń określane jest także przełączenie, które powoduje wygenerowanie następnego przerwania od układu HSO. Jest to przełączenie trzecie. Taka organizacja zapewnia istnienie odpowiednio dużej (większej niż $T_c/2$) rezerwy czasu na załadowanie rozkazów w przerwaniu, przed upłynięciem czasu trwania danego cyklu. Drugi etap podprogramu to obliczanie czasów pomiędzy przełączeniami dla następnego przerwania. Jest on znacznie bardziej długotrwały i stanowi ograniczenie dla podniesienia częstotliwości impulsowania. W jego trakcie określane jest kolejne położenie wektora napięcia i wyliczane czasy między przełączeniami. Łączny czas wykonywania podprogramu obsługi przerwania musi być krótszy niż okres próbkowania T_c.

Na większą uwagę zasługuje problem utrzymania dużej dokładności wyliczania czasów między przełączeniami t_0, t_1, t_2. Wynika on głównie z błędów zaokrąglania przy operacjach dzielenia na wartościach stałoprzecinkowych i określonej

rozdzielczości licznika (0,8 μs) współpracującego z układem szybkich wyjść. Pomijanie reszty z dzielenia powoduje uzyskanie nieprawidłowych wartości częstotliwości i wartości skutecznej napięcia wyjściowego. Wyniki mogą być tym gorsze, im większa jest częstotliwość impulsowania f_c i częstotliwość wyjściowa przekształtnika F_{wyj}.

Przy pracy falownika z modulacją stochastyczną zmiana polega tylko na modyfikowaniu w każdym cyklu próbkowania wartości okresu T_c. Musi się on mieścić w pewnych granicach, przy czym minimalna wartość wynika z możliwości obliczeniowych mikrokontrolera, maksymalna wartość wynika z wymagań co do kształtu prądu silnika (powiększone pulsacje w prądzie). W zależności od odmiany modulacji stochastycznej wartość okresu próbkowania T_c jest uzyskiwana na innej drodze. Zawsze jest jednak wykorzystywany generator liczb pseudolosowych. W trakcie badań testowano kilka rozwiązań, ale przedstawione poniżej wyniki pomiarów zostały uzyskane dla generatora, gdzie pseudolosowo zmienna wartość I_{los} jest uzyskiwana w klasyczny sposób [14] na podstawie równania (2).

$$I_{los}(n) = (I_{los}(n-1) \cdot A + B) \bmod C \tag{2}$$

gdzie: A, B, C - wybrane stałe,

(n), (n-1) - aktualny i poprzedni krok obliczeń.

Wszystkie badane odmiany modulacji stochastycznej były oparte na algorytmie modulacji wektorowej. W pierwszej z nich, modulacji stochastycznej niesynchronizowanej (MSN), częstotliwość próbkowania f_c zmienia się losowo w zakresie od wartości f_{min} do f_{max}, przy czym osiąganie poszczególnych wartości z tego zakresu jest ograniczone tylko rozdzielczością licznika (0,8μs). Przedział (f_{max}, f_{min}) został określony jako szerokość pasma rozmywania Δf_c.

Druga odmiana, modulacja stochastyczna synchronizowana MSS1, pozwala na osiąganie tylko pewnych wartości częstotliwości przełączania. Parametrem, który to opisuje, jest wartość N - stosunek częstotliwości przełączania do częstotliwości wyjściowej falownika. W sposób losowy jest więc zmieniana wartość N w zakresie $N_{min}...N_{max}$, a zakres zmian częstotliwości jest tutaj wielkością wtórną i można go obliczyć dla każdej wartości częstotliwości wyjściowej.

Pewną modyfikacją tej ostatniej metody, oznaczoną MSS2, był algorytm, w którym wartość N może przybierać tylko dwie skrajne wartości N_g i N_d.

W przypadku metod synchronizowanych pewnych problemów może nastręczać ustalanie wartości N średniej i granic pasma rozmywania. Wynika to z faktu, że $N_{śr}$ powinno się zmieniać wraz ze zmianą częstotliwości napięcia wyjściowego falownika, aby utrzymać w pewnych granicach częstotliwość przełączania. Cały zakres częstotliwości wyjściowej został więc podzielony na kilka stref, tak aby te parametry zostały dotrzymane.

7. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono problematykę wpływu rodzaju modulacji na dodatkowy hałas pochodzący od sił magnetycznych. Pokazano także metody zmniejszenia dokuczliwości takiego hałasu dla człowieka. Zastosowanie modulacji stochastycznej pozwala na rozmycie widma hałasu i uzyskanie zachęcających wyników badań. Zmiany w algorytmie modulacji są stosunkowo niewielkie i nie wymagają dodatkowych nakładów finansowych. Mogą pozostać opcją, która może, ale nie musi być wykorzystywana w przemiennikach komercyjnych.

Pracę wykonano w ramach projektu badawczego nr T10A 034 15 finansowanego przez KBN.

LITERATURA

1. Nowacki Z.: Modulacja szerokości impulsów w napędach przekształtnikowych prądu przemiennego, PWN, Warszawa 1991.
2. Ellison A.J. i in.: Acoustic Noise and Vibration of Rotating Electric Machines, Proc. IEE, Vol.115, No.11, Nov. 1968.
3. Frydrychowicz-Jastrzębska G.: Modelowe badania diagnostyczne przyczyn nadmiernego hałasu silników indukcyjnych, materiały VII Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, PPEE'97, Ustroń-Jaszowiec, 17-20.03.1997.
4. Boys J.T., Handley P.G.: Spread Spectrum Switching: Low Noise Modulation Technique for PWM Inverter Drives, IEE Proc.-B, Vol.139, No.3, May 1992.
5. PN-IEC 34-9 - Maszyny elektryczne wirujące. Dopuszczalne poziomy hałasu.
6. Roczniak M.: Fizyka hałasu. Podstawy akustyki ośrodków gazowych, Wyd.Pol.Śl., Gliwice 1996.
7. Trzynadlowski A.M., i in.: Random Pulse Width Modulation Techniques for Converter-Fed Drive Systems - A Review, IEEE Tran. On Ind. Apply., Vol.30, No.5, Sep/Oct 1994.
8. Bech M.M., Pedersen J.K., Blaabjerg F.: Random Modulation Techniques in Power Conversion - An Update, Proceedings of 7th International Power Electronics & Motion Control Conference, PEMC'96, Budapest, Hungary 2-4.09.1996.
9. Biskup T., Teluk J.: Mikroprocesorowa realizacja modulacji wektorowej/stochastycznej, materiały konferencji Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź-Arturówek 12-14.11.1997.
10. Biskup T., Grzesik B., Teluk J.: Random Modulation - A Comparison of Realizations, Proceedings of International Conference on Power Electronics, Motion Control PEMC'98, Praga, Czechy, 8-10.09.1998.
11. Biskup T., Teluk J.: Modulacja stochastyczna i jej zastosowanie do sterowania przemiennikami częstotliwości MSI, materiały VIII Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, PPEE'99, Wisła, 22-25.03.1999.
12. Biskup T.: Mikroprocesorowe sterowanie urządzeń energoelektronicznych - analiza, projektowanie i realizacja, praca doktorska, Politechnika Śląska Gliwice 1996.
13. Intel: 16-bit Embedded Controller Handbook, Intel Corporation 1991.
14. Wieczorkowski R., Zieliński R.: Komputerowe generatory liczb losowych, WNT, Warszawa 1997.

Recenzent: Prof. dr hab.inż. Zbigniew Nowacki

Wpłynęło do Redakcji 10 maja 1999 r.

Abstract

We have been able to observe the great development of voltage-controlled power converters in 1990's. There are a lot of problems which have been neglected in investigations and literature recently, but now they are of great importance. One of then ones is the acoustic and vibration effects of the supplied drive systems. The main source of noise is an induction motor. A motor supplied by PWM inverter generates a new kind of acoustical noise because

of the addition of harmonics in the voltage. The most popular PWM inverters work with fixed switching frequency. Deterministic PWM voltage control results in periodic voltage and current waveforms, which consist of the fundamental component and in addition unwanted harmonics. The harmonics occur in clusters that are integer multiples of the switching frequency. In many cases these higher harmonics cause tonal acoustic noise which is more annoying. This problem can be solved by replacing the fixed switching operation with a random (non-deterministic) switching strategy, the spread voltage spectra resulting in improved acoustic effects in drive systems.

The purpose of the paper is to presented some problems connected with random modulation which is used in frequency inverters. The autohors concentrate especially on the control of 3-phase voltage inverter feeding an induction motor. The first part discusses some problems dealing with the noise produced by the induction machine i.e. harmfulness and annoying phenomenon. The idea of application of random modulation is described in the second part. The block diagram of the control unit is presented in Fig.3. Algorithms of random modulation base on the classical vector modulation strategy. The flowchart of interrupt routine which realize these algorithms is in shown Fig.5.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Tomasz BISKUP
Jerzy TELUK

IDEA I ZASTOSOWANIE MODULACJI STOCHASTYCZNEJ DO STEROWANIA 3-FAZOWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA - CZĘŚĆ 2

Streszczenie. Celem artykułu jest przedstawienie zagadnień związanych z modulacją stochastyczną w zastosowaniu do sterowania przekształtników energoelektronicznych. Szczególną uwagę zwrócono na sterowanie 3-fazowego falownika napięcia zasilającego silnik indukcyjny klatkowy. W części głównej pokazano rezultaty badań realizacji modulacji stochastycznej wykonane na obiekcie złożonym z silnika indukcyjnego klatkowego o mocy 3 kW i przemiennika częstotliwości MSI.

IDEA AND APPLICATION OF RANDOM MODULATION IN CONTROL OF 3-PHASE VOLTAGE INVERTER - PART 2

Summary. The purpose of the paper is to present some problems connected with random modulation which is used in frequency inverters. The authors concentrate especially on the control of 3-phase voltage inverter feeding a induction motor. The results of investigations and measurements are presented in the paper. The measurements have been made on 3kW induction motor.

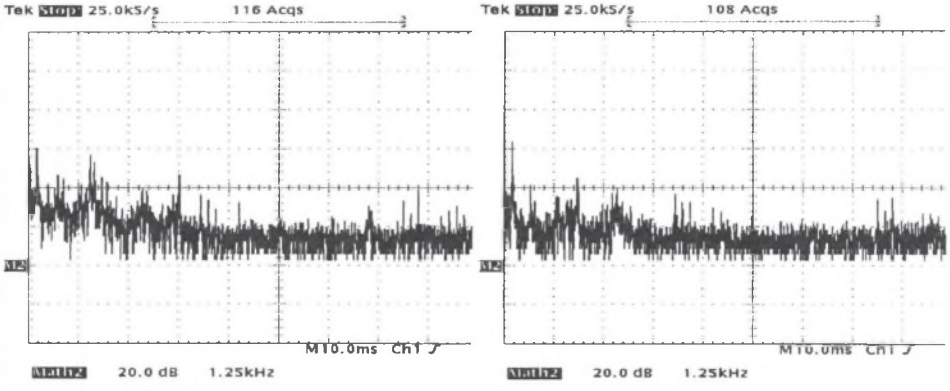
1. WPROWADZENIE

Opracowane algorytmy modulacji stochastycznej przedstawione w pracy [1] zostały przebadane przez autorów, z wykorzystaniem typowego silnika indukcyjnego klatkowego o danych: prod. TAMEL, typ SZJe 34a, P_n=3 kW, U_n=380 V, I_n=6,7 A, $cos\varphi_n$=0,835, n_n=1430 obr/min.

Falownik zasilający silnik miał moc maksymalną 7,5 kW, a zakres częstotliwości pracy 1...100 Hz. Silnik pracował na biegu jałowym. Do pomiarów poziomu hałasu i dalszej analizy widmowej wykorzystywano przyrząd firmy *Bruel&Kjaer 2238 Mediator*. Ma on wbudowany mikrofon pola swobodnego *4188* o paśmie przenoszenia 12,5 kHz oraz filtry korygujące A, C, L. Dodatkową zaletą jest możliwość wykorzystania wyjścia z sygnałem zmiennym (AC) o poziomie zależnym od zakresu pomiarowego (niekorygowany częstotliwościowo lub skorygowany wybraną charakterystyką). We wszystkich pomiarach stosowano charakterystykę korekcyjną typu A. W ten sposób można było przeprowadzić analizę FFT takiego sygnału za pomocą oscyloskopu o odpowiednich parametrach. Wykorzystano do tego oscyloskop cyfrowy *Tektronix TDS 420A* o paśmie przenoszenia 200 MHz i częstotliwości próbkowania

100 MS/s. Pozwala on na analizę FFT sygnału na wybranym kanale. Drugi oscyloskop, który służył do wykonywania pomiarów, to *Tektronix TDS 620*. Jego zaletą była możliwość wykonywania uśrednionej analizy widmowej przebiegu mierzonego.

Ze względu na brak obowiązujących norm dotyczących pomiarów i dopuszczalnych wartości hałasu od silnika indukcyjnego zasilanego z przemiennika częstotliwości, pomiary poziomu hałasu wykonywane były zgodnie z normą [2]. W normie [3] zamieszczona została tylko informacja, że w takich układach napędowych trzeba się liczyć z powiększonym hałasem o większej uciążliwości niż przy zasilaniu sieciowym.



a) b)

Rys.1. Widmo hałasu dla badanego silnika przy zasilaniu sieciowym 380 V, 50 Hz: a) z wentylatorem, b) bez wentylatora

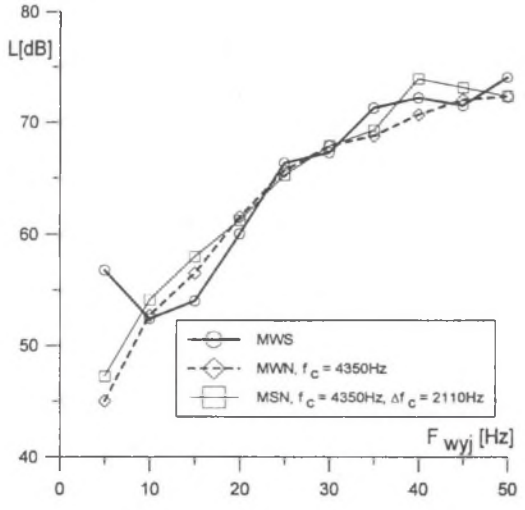
Fig.1. Spectra of noise at sinusoidal supply voltages: 380V, 50Hz, a) with fan, b) without fan

Punktem odniesienia do porównania wyników uzyskanych przy zasilaniu silnika z przemiennika częstotliwości był standardowy stan pracy, czyli zasilanie z sieci 3x380 V, 50 Hz. Poniżej, na rysunku 1, zamieszczono widma hałasu w dwóch stanach: z zainstalowanym wentylatorem chłodzącym silnik i bez niego. Zmierzone wartości poziomu hałasu dla obu stanów wynoszą: z wentylatorem - 73,1 dB[A], bez wentylatora - 67,4 dB[A].

Widać wyraźnie, że harmoniczne 1,6 kHz są związane z samym wentylatorem, a składowa 100 Hz, pochodząca od sił magnetycznych, ma znaczącą wartość. Przy prędkościach wirowania zbliżonych do znamionowej hałas aerodynamiczny zdecydowanie dominuje nad wszystkimi innymi źródłami.

2. WYNIKI BADAŃ MODULACJI STOCHASTYCZNEJ

Cykl badań został zapoczątkowany pomiarami poziomu hałasu od silnika zasilanego z przemiennika częstotliwości dla różnych typów modulacji. Na rysunku 2 przedstawiono uzyskane wyniki pomiarów. Pominięto jedynie modulację stochastyczną synchronizowaną, ze względu na brak możliwości prawidłowego ich porównania. Wynika to ze zmiennych wartości pasma rozmywania częstotliwości próbkowania dla kolejnych wartości częstotliwości wyjściowej falownika.



Rys.2. Zmierzony poziom hałasu dla różnych metod modulacji
Fig.2. Measured level of noise for different types of modulation schemes

Można przyjąć, że wyniki pomiaru poziomu hałasu są zbliżone do siebie. Wyjątkiem jest tu zakres częstotliwości wyjściowej poniżej 10 Hz, gdzie metody niesynchronizowane (MSN i MWN) są znacznie cichsze. Wynika to bezpośrednio z bardzo niskiej częstotliwości próbkowania dla niskich częstotliwości wyjściowych przemiennika w przypadku modulacji synchronizowanej MWS. Wynosi ona przykładowo 1500 Hz dla F_{wyj}=5 Hz, czyli jest prawie 3 razy niższa niż dla modulacji niesynchronizowanych. Różnica w poziomie hałasu jest więc tu bardzo duża, bo 3 dB to dwa razy mniejszy hałas odczuwany przez człowieka. Jeśli porównuje się modulację stochastyczną i wektorową, to różnice są niewielkie i można stwierdzić, że zastosowanie modulacji stochastycznej nie wpływa na powiększenie poziomu hałasu.

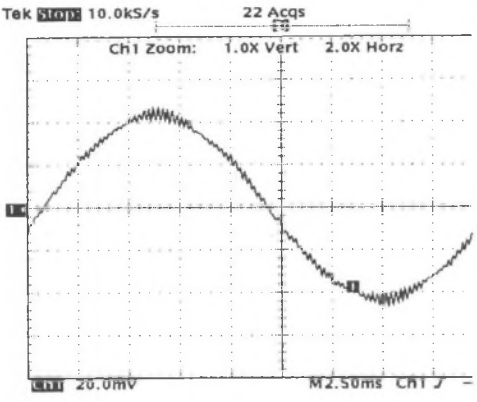
2.1. Modulacja stochastyczna synchronizowana i niesynchronizowana

W celu porównania właściwości modulacji stochastycznej synchronizowanej i niesynchronizowanej przeprowadzono odpowiednie pomiary. Przebiegi prądów silnika w stanie ustalonym, dla przykładowej wartości częstotliwości wyjściowej F_{wyj}=44 Hz, zostały przedstawione na rysunkach 3-6.

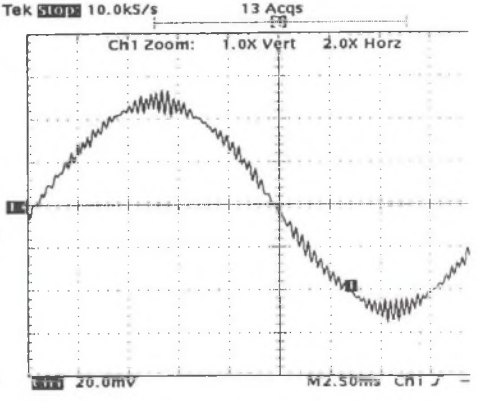
Można uznać, że przebiegi prądów są zbliżone do siebie, co pozwala na wnioskowanie, że modulacje stochastyczne nie powodują pogorszenia działania układu napędowego z przekształtnikiem z punktu widzenia funkcjonalnego. Należy jednak zauważyć, że zbyt szerokie pasmo rozmywania częstotliwości próbkowania może powodować znaczne pulsacje w prądzie. W badaniach przyjęto, że połowa pasma rozmywania $1/2\Delta f_c$ nie powinna przekraczać 1/3 wartości częstotliwości próbkowania f_c. Obserwacja pracy silnika nie wskazuje na możliwość powstawania dodatkowych niestabilności pracy ani powiększonych wibracji korpusu.

Przeprowadzone zostały także analizy widmowe przebiegów prądów, napięć i hałasu za pomocą oscyloskopu cyfrowego z FFT. Przykładowe wyniki zostały przedstawione na rysunkach 7-10. Zostały one uzyskane dla podobnych warunków pracy, tzn. średnia częstotliwość próbkowania była ta sama i pasmo rozmywania Δf_c dla modulacji stochastycznych było także takie samo. Widać w porównaniu z widmem hałasu dla silnika zasilanego z sieci, że dodatkowe siły magnetyczne wynikające z modulacji powodują pojawienie się dodatkowych prążków w widmie hałasu.

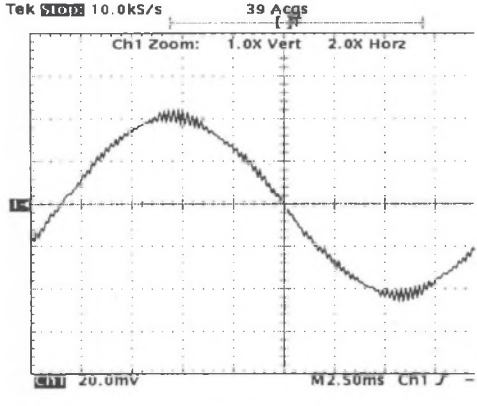
Głównie skupiają się one w obszarze drugiej krotności częstotliwości przełączania. Pozwala to na wnioskowanie, że podniesienie częstotliwości przełączania powyżej 8 kHz spowodowałoby znaczne wyciszenie napędu.



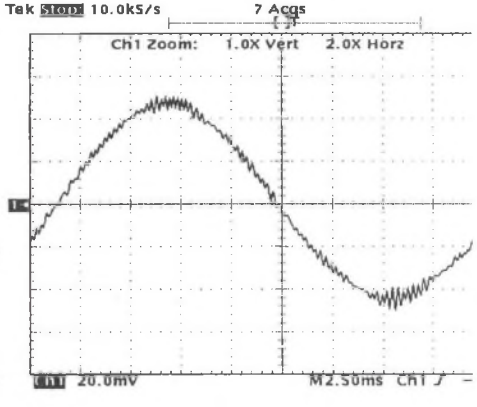
Rys.3. Prąd fazowy dla F_{wyj}=44 Hz, MWN, f_c=4350 Hz prąd 2 A/div
Fig.3. Current for F_o=44 Hz, MWN, f_c=4350 Hz current 2 A/div



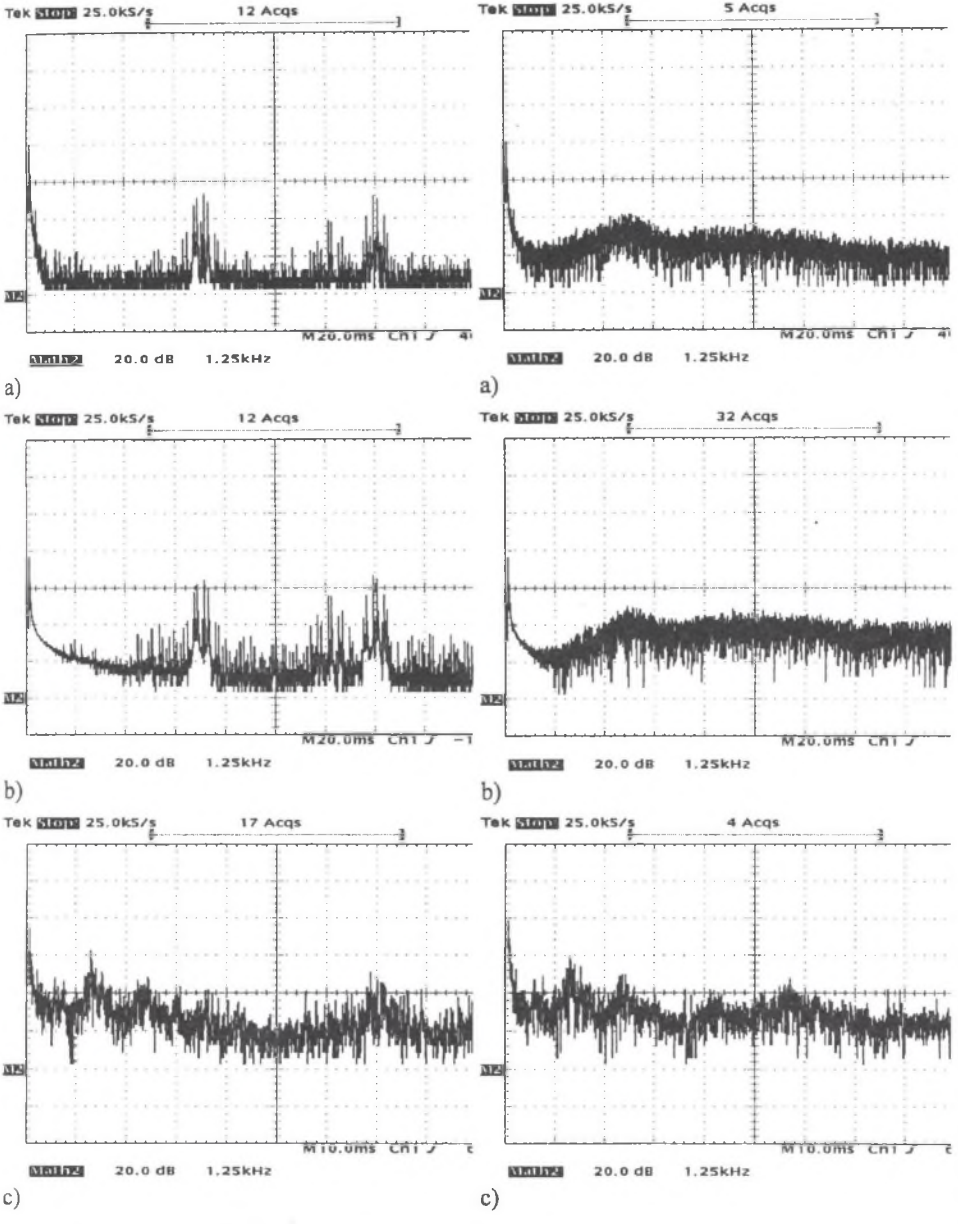
Rys.4. Prąd fazowy dla F_{wyj}=44 Hz, MSN, f_c=4350 Hz, Δf_c=2110 Hz, prąd 2 A/div
Rys.4. Current for dla F_o=44 Hz, MSN, f_c=4350 Hz, Δf_c=2110 Hz, current 2 A/div



Rys.5. Prąd fazowy dla F_{wyj}=44 Hz, MWS, f_c=4350 Hz prąd 2 A/div
Fig.5. Current for F_o=44 Hz, MWS, f_c=4350 Hz current 2 A/div



Rys.6. Prąd fazowy dla F_{wyj}=44 Hz, MSS1, f_c=4350 Hz, Δf_c=2110 Hz, prąd 2 A/div
Fig.6. Current for dla F_o=44 Hz, MSS1, f_c=4350 Hz, Δf_c=2110 Hz, current 2 A/div

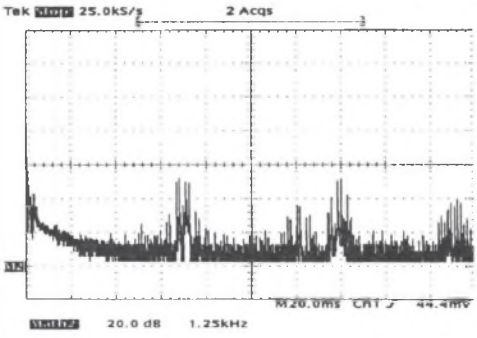


Rys.7. Widmo: a) prądu, b) napięcia c) hałasu dla F_{wyj}=44 Hz, f_c=4350 Hz, modulacja MWS

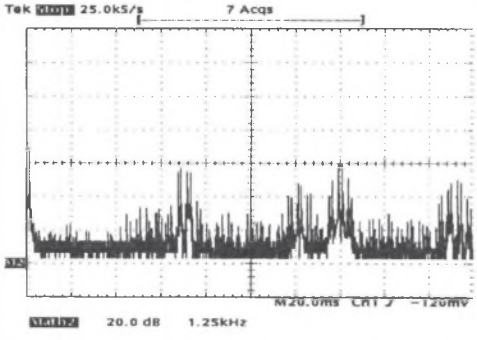
Fig.7. Spectra of: a) current, b) voltage c) noise, for F_o=44 Hz, f_c=4350 Hz, modulation MWS

Rys.8. Widmo: a) prądu, b) napięcia c) hałasu dla F_{wyj}=44 Hz, f_c=4350 Hz Δf_c=2110 Hz, modulacja MSS1

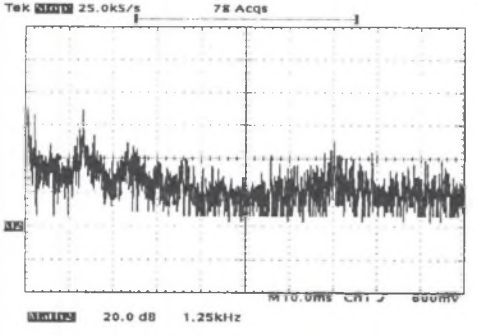
Fig.8. Spectra of: a) current, b) voltage c) noise, for F_o=44Hz, f_c=4350 Hz Δf_c=2110 Hz, modulation MSS1



a)



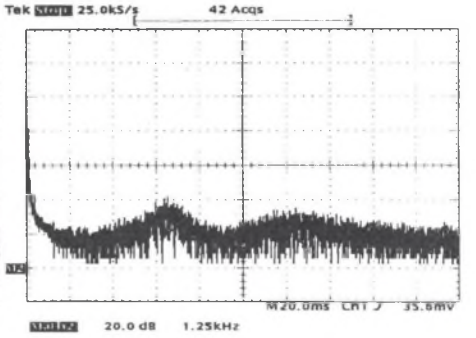
b)



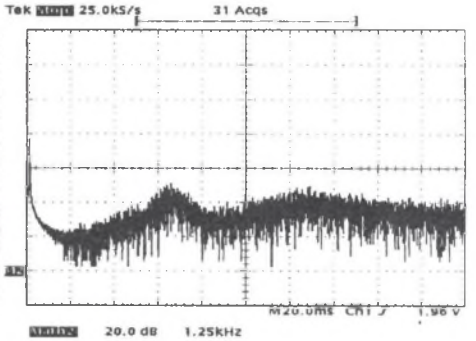
c)

Rys.9. Widmo: a) prądu, b) napięcia c) hałasu, dla F_{wyj}=44 Hz, f_c=4350 Hz, modulacja MWN

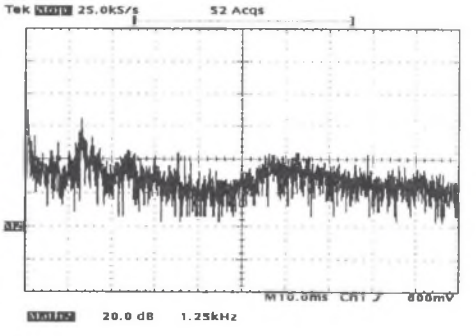
Fig.9. Spectra of: a)current, b) voltage, c) noise, for F_o=44 Hz, f_c=4350 Hz, modulation MWN



a)



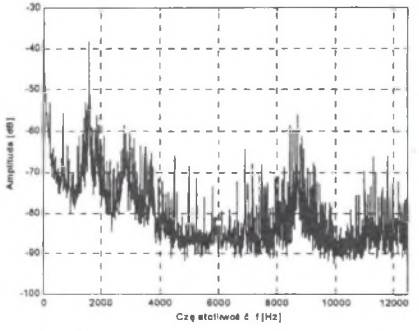
b)



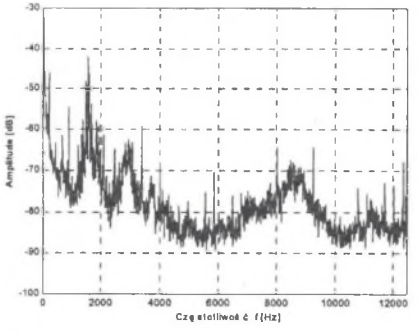
c)

Rys.10. Widmo: a) prądu, b) napięcia c) hałasu, dla F_{wyj}=44 Hz, f_c=4350 Hz, Δf_c=2110 Hz, modulacja MSN

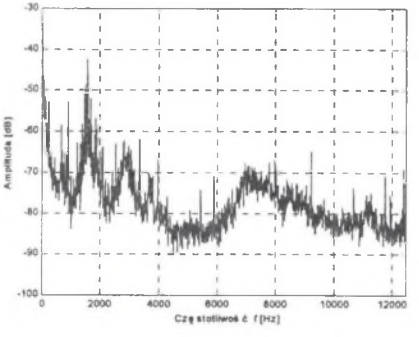
Fig.10. Spectra of: a) current, b) voltage c) noise, for F_o=44 Hz, f_c=4350 Hz Δf_c=2110 Hz, modulation MSN



a)



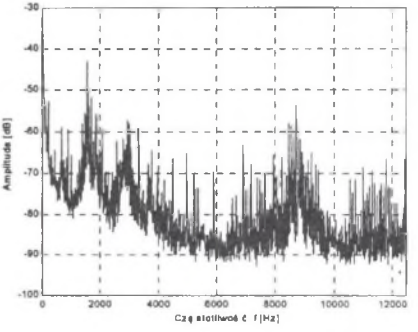
b)



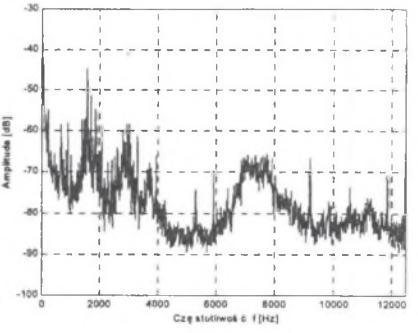
c)

Rys.11. Uśrednione widma hałasu F_{wyj}=44 Hz, f_c=4350 Hz, modulacja MSN, Δf_c= a) 0 Hz, b) 1000 Hz, c) 2000 Hz

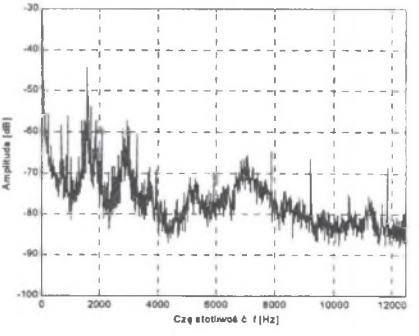
Fig.11. Mean spectra of noise F_o=44Hz, f_c=4350 Hz, modulation MSN, Δf_c= a) 0 Hz, b) 1000 Hz, c) 2000 Hz



a)



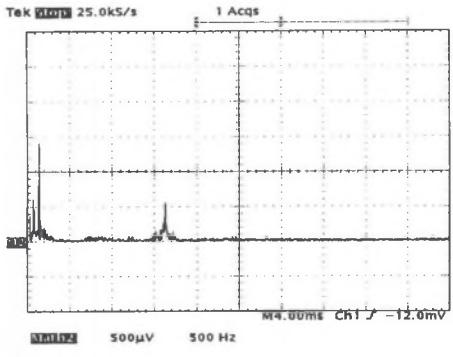
b)



c)

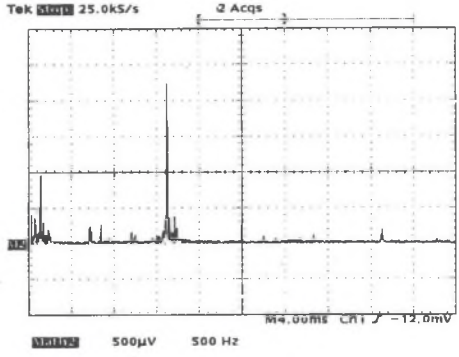
Rys.12. Uśrednione widma hałasu F_{wyj}=44 Hz, f_c=4350 Hz, modulacja MSS1, Δf_c= a) 0 Hz, b) 1056 Hz, c) 2110 Hz

Fig.12. Mean spectra of noise F_o=44Hz, f_c=4350 Hz, modulation MSS1, Δf_c= a) 0 Hz, b) 1056 Hz, c) 2110 Hz



Rys.13. Widmo hałasu przy F_{wyj}=44 Hz f_c=900 Hz, Δf_c=440 Hz, modulacja MSN

Fig.13. Spectra of noise for F_o=44 Hz f_c=900 Hz, Δf_c=440 Hz, modulation MSN



Rys.14. Widmo hałasu przy F_{wyj}=44 Hz, f_c=820 Hz, modulacja MWN

Rys.14. Spectra of noise for F_o=44 Hz, f_c=820 Hz, modulation MWN

Zastosowanie modulacji stochastycznej powoduje rozmycie widma hałasu, a co za tym idzie, zmianę jego charakteru z tonalnego na szerokopasmowy. Wrażenie dokuczliwości zmniejsza się w znaczny sposób, przy czym wartość poziomu hałasu nie zmienia się. W sposób bardziej wyraźny można zauważyć to na rysunkach, gdzie widma hałasu zostały uzyskane w wyniku uśrednienia 8 pomiarów. Na rysunku 11 zamieszczono widma dla modulacji synchronizowanej, na rysunku 12 dla niesynchronizowanej. Wraz ze zwiększaniem szerokości pasma rozmywania Δf_c obniżają się wartości bezwzględne dla poszczególnych prążków widma hałasu z obszaru drugiej krotności częstotliwości przełączania. Widma uśrednione nieco lepiej pokazują tendencje w dłuższych okresach, bowiem reakcja ucha ludzkiego jest opisana przez stałą całkowania rzędu 100-200 ms [4].

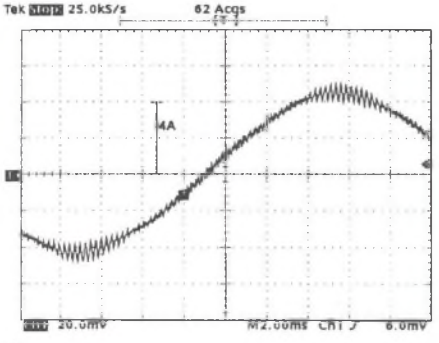
Warto także zauważyć, że zasilanie z przemiennika MSI może spowodować wzbudzenie rezonansów powodujących znaczne powiększenie hałasu. Dlatego należy przy określaniu częstotliwości przełączania przebadać zachowanie całego układu napędowego. Porównanie zachowania układu laboratoryjnego, dla modulacji niesynchronizowanych: wektorowej i stochastycznej, przedstawiono na rysunkach 13 i 14. Widać tu rezonans dla częstotliwości 1650 Hz, który ujawnia się wyraźniej dla modulacji wektorowej.

2.2. Modulacja stochastyczna synchronizowana - porównanie dwóch odmian

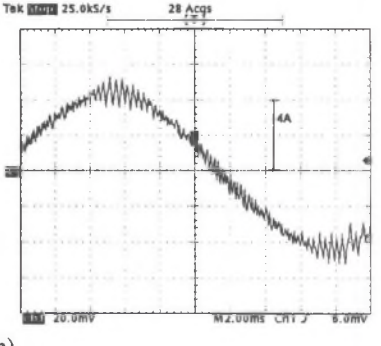
W drugiej fazie badań porównano modulację wektorową synchronizowaną MWS i dwie odmiany synchronizowanych stochastycznych: MSS1 i MSS2.

Przykładowe wyniki badań dla częstotliwości wyjściowej silnika F_{wyj}=40 Hz przedstawiono na rysunkach 15 oraz 16-19. Przyjęto podobną metodykę badań co poprzednio. Jako pierwsze porównano pracę układów napędowych z punktu widzenia funkcjonalnego. Jak widać na rysunku 15, kształt prądu dla modulacji stochastycznych jest zbliżony do prądu dla modulacji wektorowej, z tym że duże rozsunięcie częstotliwości granicznych dla przypadku MSS2 *d)* spowodowało większe zniekształcenia obwiedni prądu. Wynika to z tego, że dolna częstotliwość przełączeń była wtedy bardzo niska i wynosiła 1,6 kHz. Wskazuje to na znaczenie ustalenia prawidłowej wartości ograniczenia dolnej częstotliwości próbkowania f_d w metodzie MSS2.

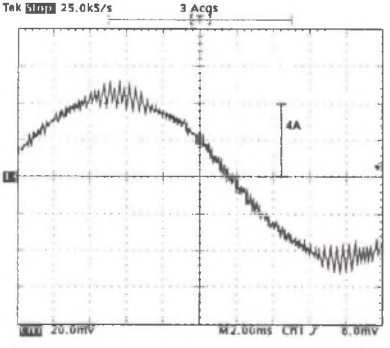
Analiza widmowa pokazuje, że efekty zmiany charakteru hałasu generowanego przez silnik są podobne w metodach MSS1 i MSS2. Widać tu znaczne spłaszczenie widma harmonicznych, które powoduje, że taki hałas ma charakter szumu. Należy zwrócić uwagę na pewną odmienność w przypadku modulacji MSS2 - rys. 19c, gdzie jeśli częstotliwość przełączeń f_g jest wielokrotnością f_d, to powoduje to wzmocnienie odpowiednich harmonicznych i powstawanie hałasu o charakterze tonalnym. Te harmoniczne (ok. 1.6 kHz, 3,2 kHz, 4,8 kHz, 6,4 kHz) są wyraźnie widoczne w widmie prądu, napięcia i hałasu - rys.19.



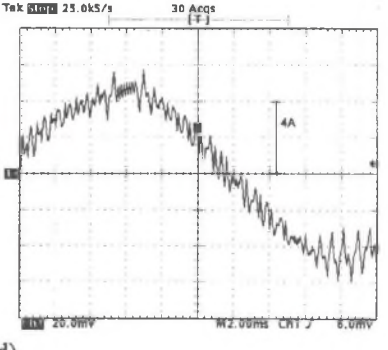
a)



b)



c)



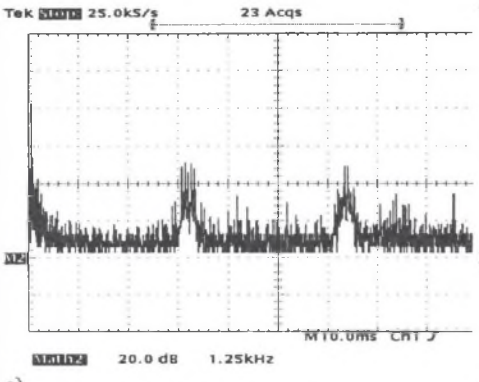
d)

Rys.15. Przebiegi prądów fazowych silnika dla F_{wyj}=40 Hz, a) MWS f_c=3960 Hz,
b) MSS1, dla f_{min}=3000 Hz, f_{max}=4920 Hz, c) MSS2, dla f_d=3000 Hz, f_g=4920 Hz,
d) MSS2, dla f_d=1600 Hz, f_g=6320 Hz

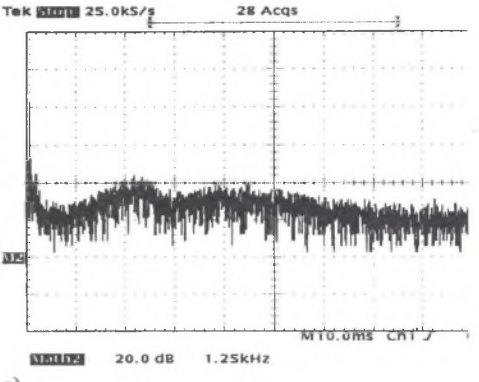
Fig.15. Motor currents for F_o=40 Hz, a) MWS f_c=3960 Hz,
b) MSS1, for f_{min}=3000 Hz, f_{max}=4920 Hz, c) MSS2, for f_d=3000 Hz, f_g=4920 Hz,
d) MSS2, for f_d=1600 Hz, f_g=6320 Hz

3. PODSUMOWANIE

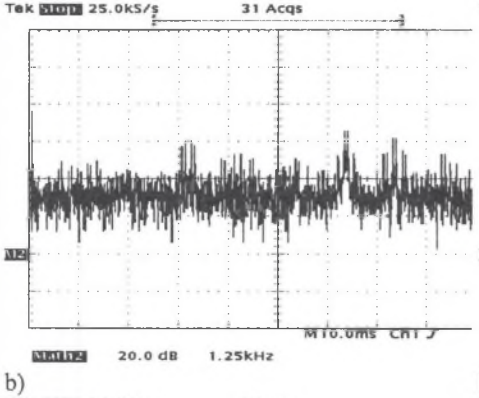
W artykule przedstawiono badania wpływu rodzaju modulacji na dodatkowy hałas pochodzący od sił magnetycznych. Pokazano także metody na zmniejszenie dokuczliwości takiego hałasu dla człowieka.



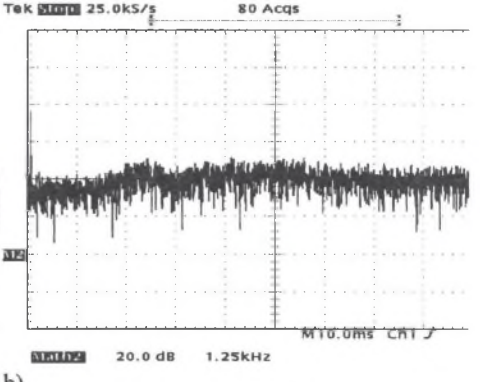
a)



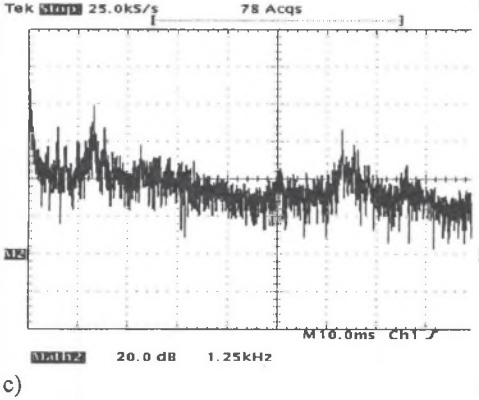
a)



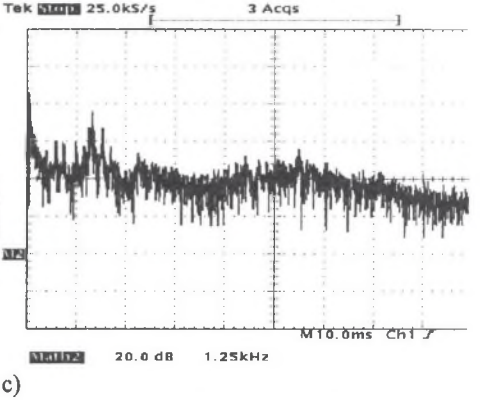
b)



b)



c)



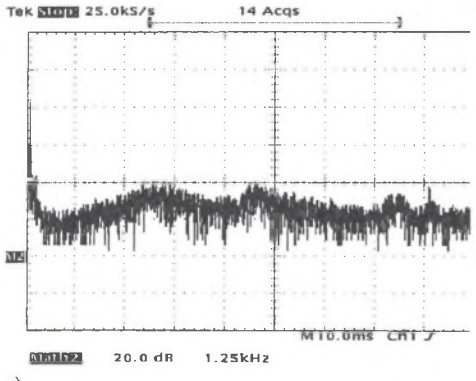
c)

Rys.16.Charakterystyki widmowe dla modulacji MWS F_{wyj}=40 Hz, f_c=3960 Hz: a) prąd, b) napięcie, c) hałas

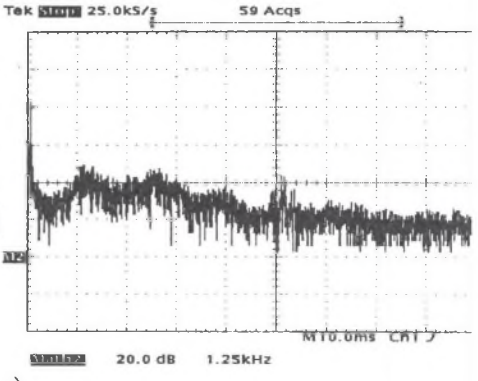
Fig.16.Spectra for modulation MWS, F_o=40 Hz, f_c=3960 Hz: a) current, b) voltage c) noise

Rys.17.Charakterystyki widmowe dla modulacji MSS1 F_{wyj}=40 Hz, f_{min}=3000 Hz, f_{max}=4920 Hz: a) prąd, b) napięcie, c) hałas

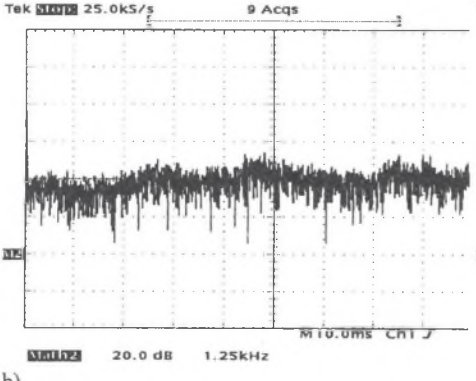
Fig.17. Spectra for modulation MSS1 F_o=40 Hz, f_{min}=3000 Hz, f_{max}=4920 Hz: a) current, b) voltage c) noise



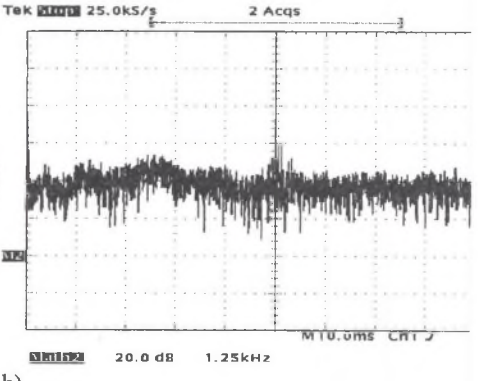
a)



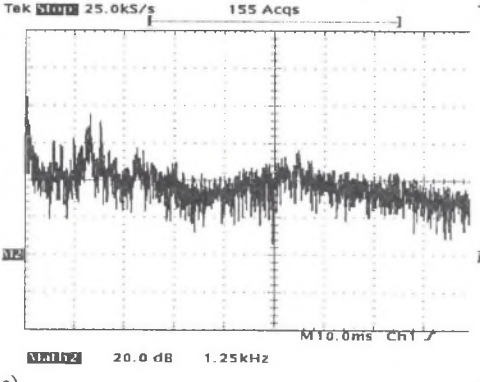
a)



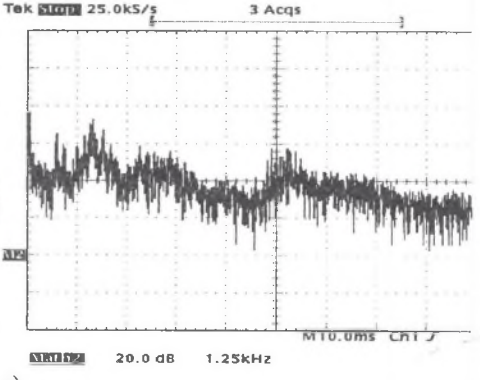
b)



b)



c)



c)

Rys.18. Charakterystyki widmowe dla modulacji MSS2 F_{wyj}=40 Hz, f_d=3000 Hz, f_g=4920 Hz: a) prąd, b) napięcie, c) hałas

Fig.18.Spectra for modulation MSS2, F_o=40 Hz, f_d=3000 Hz, f_g=4920 Hz a) current, b) voltage, c) noise

Rys.19. Charakterystyki widmowe dla modlacji, MSS2 F_{wyj}=40 Hz, f_d=1600 Hz, f_g=6320 Hz: a) prąd, b) napięcie, c) hałas

Fig.19. Spectra for modulation MSS2 F_o=40 Hz, f_d=1600 Hz, f_g=6320 Hz: a) current, b) voltage, c) noise

Porównano metody modulacji: wektorowe i stochastyczne w odmianach niesynchronizowanych i synchronizowanych. Modulacja niesynchronizowana daje obniżenie poziomu hałasu dla częstotliwości wyjściowych przemiennika poniżej 10 Hz. Wynika to z wysokiej wartości częstotliwości przełączeń w całym zakresie pracy przemiennika.

Wprowadzenie zmiennej częstotliwości przełączania nie powoduje powstawania znaczących zniekształceń w prądzie fazowym silnika. Warunkiem takiego stanu jest utrzymanie minimalnej częstotliwości przełączania na odpowiednio wysokim poziomie. Z punktu widzenia funkcjonalnego modulacja stochastyczna nie powoduje pogorszenia właściwości układu napędowego.

Zastosowanie modulacji stochastycznej pozwala na obniżenie dokuczliwości hałasu pochodzącego od silnika. Modulacja stochastyczna MSS2 pozwala na osiągnięcie wyników podobnych do MSS1, o ile właściwie dobrano częstotliwości przełączeń: górną f_g i dolną f_d.

Utrzymanie częstotliwości przełączania powyżej 8 kHz wpłynęłoby na znaczne obniżenie hałaśliwości silnika, dla częstotliwości zasilania poniżej znamionowej.

Wszystkie badania były wykonywane dla generatora pseudolosowego o rozkładzie równomiernym. W przyszłości planowane są pomiary w przypadku zmiany rozkładu prawdopodobieństwa generatora. W zamierzeniach jest też sprawdzenie wpływu modulacji stochastycznej na drgania mechaniczne korpusu silnika.

Pracę wykonano w ramach projektu badawczego nr T10A 034 15 finansowanego przez KBN.

LITERATURA

1. Biskup T.: Idea i zastosowanie modulacji stochastycznej do sterowania 3-fazowego falownika napięcia - część 1, ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z.170, Gliwice 1999.
2. PN-93/E-04257/01. Maszyny elektryczne wirujące. Metody pomiaru hałasu. Metoda techniczna do stosowania w swobodnym polu akustycznym nad powierzchnią odbijającą dźwięk.
3. PN-E-06717. Maszyny elektryczne wirujące. Wytyczne stosowania silników indukcyjnych klatkowych zasilanych z przekształtników.
4. Roczniak M.: Fizyka hałasu. Podstawy akustyki ośrodków gazowych, Wyd.Pol.Śl., Gliwice 1996.

Recenzent: Prof. dr hab.inż. Zbigniew Nowacki

Wpłynęło do Redakcji 10 maja 1999 r.

Abstract

The purpose of the paper is to present some problems connected with random modulation which is used in frequency inverters. The authors concentrate especially on the control of 3-phase voltage inverter feeding a induction motor. The results of investigations and measurements are presented in the paper. Laboratory tests are made on a 3 kW induction motor. The

following equipment has been used for measurements: oscilloscopes Tektronix TDS 420A and TDS 620 (with FFT), sound pressure level meter Brüel & Kjaer 2238 Mediator. Examples of the obtained measurement results are presented in Figures 3-19 for each strategy of modulation.

The investigations show that AC drives with random modulation are less annoying than the old, deterministic ones. This result is obtained by means of small software changes of the control algorithm. The comparison of the random strategies reveals that there are only small differences between the obtained results, which are not so important from the point of view of human's hearing.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Aleksander BODORA
Arkadiusz DOMORACKI

ZASTOSOWANIE STEROWNIKA PROGRAMOWALNEGO DO STEROWANIA REAKTOREM ELEKTROCHEMICZNYM

Streszczenie. W artykule przedstawiono koncepcję układu sterowania reaktorem elektrochemicznym służącym do produkcji topników spawalniczych. Reaktor znajduje się w Zakładach Elektrochemicznych w Raciborzu. Przedstawiono konstrukcję reaktora, nietypowy układ zasilania oraz omówiono przebieg jednego cyklu pracy.

Zaprezentowano założenia konstrukcyjne układu sterowania, którego budowę oparto na sterowniku programowalnym PLC. Omówiono idę działania układu sterowania reaktorem elektrochemicznym oraz korzyści wypływające z zastosowania nowego układu sterowania.

APPLICATION OF PROGRAMMABLE LOGIC CONTROLLER FOR CONTROL ELECRTROCHEMICAL REACTOR

Summary. Idea of the control system of an electrochemical reactor designed for welding fluxes production is presented in this paper. The reactor is located in Electrochemical Works in Raciborz. Construction of the reactor and untypical power system are discussed and one duty cycle is reported. Structural guidelines of the control system designed basing on are programmable logic controller are presented. Principle of operation of the control system of the electrochemical reactor and profits from application of the new control system are discussed as well.

WPROWADZENIE

Wiele procesów technologicznych przemysłu elektrochemicznego przebiega w obecności wysokich temperatur. Są to wszelkiego rodzaju procesy termoredukcji, spiekania, w wyniku których otrzymuje się karbid, żelazostopy, wolastonit, jak również topniki spawalnicze. Spośród różnych metod wytwarzania wysokich temperatur najbardziej rozpowszechnione są metody elektryczne: oporowe, łukowe, łukowo-oporowe, elektrodowe.

Urządzenia stosowane w przemyśle elektrochemicznym w zależności od prowadzonych procesów technologicznych, trybu pracy różnią się między sobą konstrukcją, wielkością oraz sposobem obsługi.

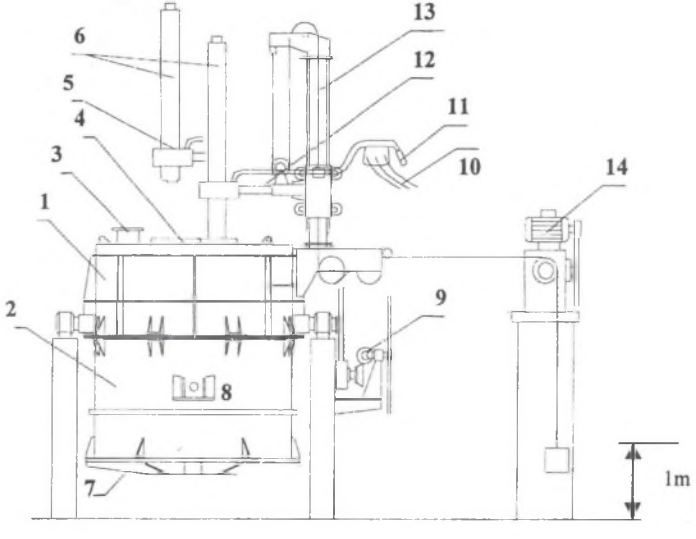
W wielu przypadkach są to urządzenia przestarzałe, wyposażone w prymitywne układy sterowania. Niejednokrotnie modernizacja istniejących jednostek pociąga za sobą duże koszty inwestycyjne, co w obecnych czasach może stanowić dużą przeszkodę w ich realizacji. Często za pomocą prostych i stosunkowo tanich zabiegów można uzyskać znaczną poprawę

pracy urządzenia, a tym samym polepszyć rentowność procesu technologicznego. Następujący w ostatnich latach olbrzymi rozwój sterowników programowalnych PLC stwarza duże możliwości w dziedzinie automatyzacji i budowy układów sterowania. Szeroka gama produkowanych urządzeń zarówno pod względem możliwości zastosowań, jak i ceny powoduje, że są one obecnie powszechnie dostępne.

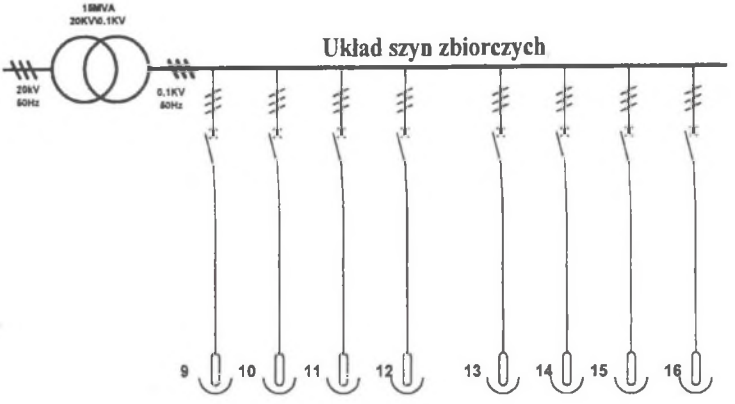
PRZEDSTAWIENIE OBIEKTU

Obiektem sterowania jest reaktor elektrochemiczny służący do produkcji topników spawalniczych. Konstrukcję reaktora przedstawiono na rys.1.

W Zakładach Elektrochemicznych w Raciborzu znajduje się osiem identycznych reaktorów pracujących w cyklicznym trybie pracy. Reaktory zasilane są poprzez układ szyn zbiorczych z jednego transformatora (15 MVA, 20/0.1 kV). Taki układ zasilania pociąga za sobą pewne ograniczenia dotyczące sposobu sterowania przebiegiem procesu wytwarzania topników. Sterowanie mocą dostarczaną do poszczególnych reaktorów może się odbywać jedynie za pomocą zmiany położenia elektrod. Pojedynczy reaktor składa się z misy topielnej (2) podwieszonej pod pancerzem (1), układu posuwu elektrod (12,13,14), trzech elektrod (6) oraz układu przechyłu reaktora (9). Reaktor zasilany jest napięciem trójfazowym (0.79-0.9 kV) o częstotliwości sieciowej. Przebieg procesu technologicznego rozpoczyna się od zasypu składników mineralnych do misy topielnej. Następnie załącza się napięcie. W pierwszej fazie reaktor pracuje podobnie jak piec łukowo-oporowy. W tym czasie (ok. 20 min) proces przebiega bardzo niestabilnie, następują gwałtowne, stochastyczne uderzenia prądowe, których wartości niejednokrotnie przekraczają wartości znamionowe (3200 A). Okres ten wpływa bardzo niekorzystnie na żywotność misy topielnej, elektrod, jak również wyłącznika głównego (DS.3200).



Rys.1. Konstrukcja reaktora elektrochemicznego
Fig.1. Construction of electrochemical reactor



Rys.2. Układ zasilania reaktorów elektrochemicznych
Fig.2. Power system of electrochemical reactor

W drugiej fazie procesu wokół elektrod tworzy się pewna ilość roztopionego wsadu, dzięki czemu proces zaczyna przebiegać stabilniej. Tę część procesu technologicznego (trwającą 2-3 godziny) można porównać do procesów elektrożużlowych, elektrodowych. Proces technologiczny kończy się spustem gotowego produktu do basenu granulacyjnego.

DOTYCHCZASOWY UKŁAD STEROWANIA REAKTOREM ELEKTROCHEMICZNYM

Jak już wcześniej wspomniano, sterowanie procesem może przebiegać jedynie na drodze posuwu elektrod. Elementami wykonawczymi są silniki trójfazowe (0.8 kW) sterowane z konsoli operatorskiej. Każdy reaktor wyposażony jest w układ automatycznej regulacji położenia elektrod. Układ ten ma za zadanie stałe utrzymywanie nastawionej wartości prądu w każdej z elektrod.

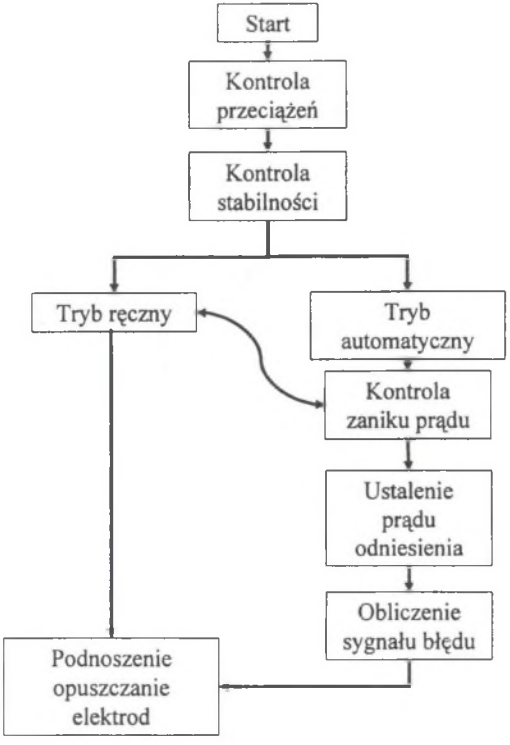
Dotychczasowy układ sterowania nie pracował poprawnie. Wynikało to częściowo z konstrukcji (duża liczba podzespołów), jak również ze sposobu działania.Układ nie był w stanie właściwie reagować na występujące w czasie procesu przeciążenia, co często prowadziło do wyłączeń wyłącznika głównego i w konsekwencji powodowało znaczne skrócenie czasu żywotności tego wyłącznika.

KONCEPCJA STEROWANIA OPARTA NA STEROWNIKU PLC

Zaproponowany układ sterowania oparto na sterowniku programowalnym S7-200 firmy Siemens. Sterownik ten rozbudowano o dodatkowy moduł wejść analogowych. Podstawowe zadania sterownika to:

- regulacja położenia elektrod,
- zabezpieczenie układu zasilania reaktora przed przeciążeniami,
- utrzymywanie stałej wartości prądów elektrod w trybie pracy automatycznej,
- generowanie sygnałów alarmowych.

Koncepcja sterowania reaktorem elektrochemicznym przedstawiona na rys. 3 polega na ciągłej kontroli przeciążeń występujących w obwodach reaktora. Reakcja na przeciążenia przebiega w dwóch etapach. W zależności od czasu trwania przeciążenia, w pierwszej kolejności następuje podnoszenie elektrody, dopiero po określonym czasie następuje wyłączenie wyłącznika głównego. Dzięki temu znacznie zmniejszono ilość wyłączeń awaryjnych występujących w czasie trwania procesu, a przez to również wydłużyła się żywotność wyłącznika.



Rys.3. Schemat działania programu sterowania reaktorem elektrochemicznym
Fig.3. Working diagram of controlling of electrochemical reactor

Układ umożliwia pracę w trybie ręcznym oraz w trybie automatycznego utrzymywania zadanej wartości prądu. W odróżnieniu od poprzedniej wersji sterowania, zrezygnowano z nastawiania wartości zadanej za pomocą potencjometru. Wartość odniesienia ustawiana jest programowo jako największa dopuszczalna wartość prądu w jednej z elektrod.

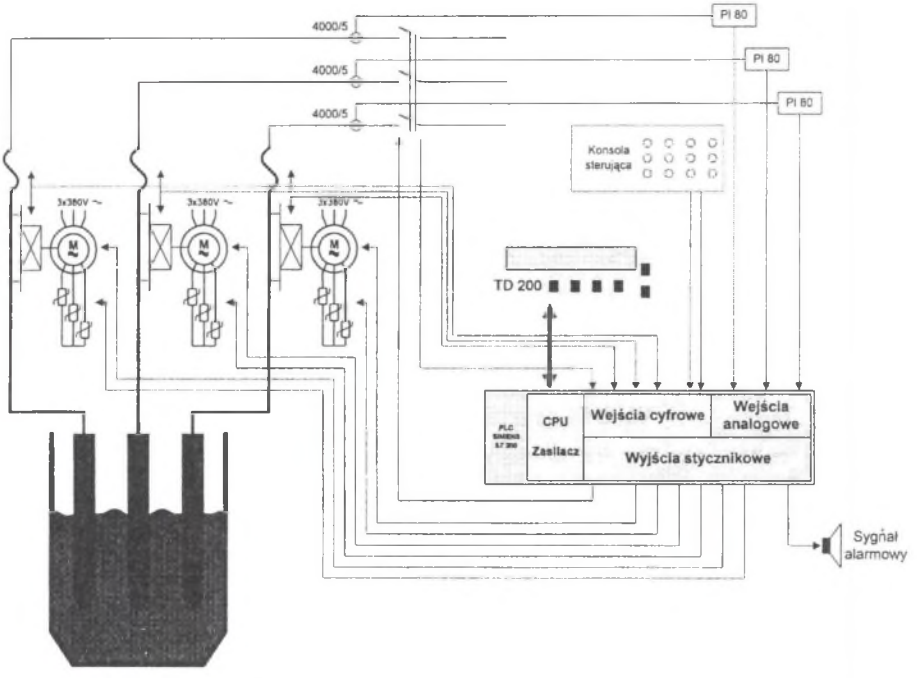
Dodatkowo w tym trybie prowadzona jest ciągła kontrola stabilności prądów reaktora. Podczas występowania gwałtownych zmian prądu, w którejś z elektrod układ przerywa pracę w trybie automatycznym, aż do czasu, kiedy prądy w elektrodach ustabilizują się. Wówczas układ samoczynnie powraca do trybu automatycznego.

Podnoszenie i opuszczanie elektrod odbywa się na podstawie sygnału błędu liczonego względem różnicy między przyjętą wartością zadaną prądu a bieżącym sygnałem prądu w danej elektrodzie. Dodatkowo układ wyposażono w możliwość dostrajania niektórych wartości nastaw za pomocą panelu operatorskiego TD-200.

Wielkości, takie jak czas występowania przeciążenia do całkowitego wyłączenia wyłącznika głównego, maksymalna wartość prądu w elektrodzie, strefa nieczułości układu, można zadawać za pomocą prostego w obsłudze panelu operatorskiego, bez konieczności każdorazowego podłączania komputera.

Wystąpienie stanów awaryjnych reaktora powoduje załączanie sygnalizacji akustycznej, która zostaje wyłączana poprzez sygnał potwierdzenia z konsoli sterującej.

Ważnym elementem nowego układu sterowania jest także wyposażenie go w tzw. procedurę eksploatacyjnego wyłączenia. Procedura ta dopuszcza wyłączenie wyłącznika głównego jedynie w stanie całkowitego zaniku prądu w elektrodach. Wpływa to korzystnie na czas życia tego wyłącznika.



Rys.4. Schemat układu sterowania reaktorem elektrochemicznym
Fig.4.Diagram of the control system of electrochemical reactor

PODSUMOWANIE

Przedstawiona koncepcja modernizacji układu sterowania reaktorem elektrochemicznym została zweryfikowana praktycznie. Zastosowanie nowego układu sterowania umożliwiło polepszenie pracy reaktora elektrochemicznego, zmniejszyło znacznie liczbę przestojów i awarii,a tym samym wpłynęło na poprawę rentowności procesu technologicznego.

Budowę nowego układu sterowania oparto na sterowniku programowalnym S7-200 firmy Siemens.

LITERATURA

1. Bodora A.: Analiza techniczno-ekonomiczna pieca łukowo-oporowego do produkcji topników. Praca dyplomowa, Gliwice 1996.
2. Bodora A.: Analiza możliwości aplikacji energoelektronicznych i elektromechanicznych układów zasilania i sterowania pieców łukowo-rezystancyjnych przeznaczonych do produkcji topników spawalniczych. Projekt badawczy KBN nr 8T10A08015, prace nie publikowane.
3. Pierwsze kroki ze sterownikiem S7-200. Materiały firmy Siemens.
4. S7-200 Users Manual. Materiały firmy Siemens.

Recenzent: Prof. dr hab.inż. Włodzimierz Jabłoński

Wpłynęło do Redakcji 15 maja 1999 r.

Abstract

The control system of on electrochemical reactor is presented in this paper. This reactor is designed for welding fluxes production. In the firs part of the paper there are presented construction of electrochemical reactor and untypical power system, as well as there is reported one duty cycle. In the second part new control system constructed basing on the programmable logic controller is presented. The system consists of a central unit with an additional analogue input unit. In the further part of the paper principle of operation of the control system of the electrochemical reactor and profits from application of the new control system are discussed.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Arkadiusz DOMORACKI

WYKORZYSTANIE STEROWNIKA PROGRAMOWALNEGO DO STEROWANIA ORAZ WIZUALIZACJI ZAUTOMATYZOWANEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono dydaktyczne stanowisko laboratoryjne służące do prezentacji zautomatyzowanego układu napędowego sterowanego sterownikiem programowalnym (PLC). Istotą prezentowanego układu jest przedstawienie możliwości aplikacji sterowników programowalnych w układach elektromechanicznych. Do sterownika podłączony jest komputer, na którym oprócz programowania i podglądu pracy PLC w trybie on-line, można monitorować pracę całego układu. Jest to możliwe dzięki opracowanej wizualizacji.

APPLICATION OF PLC TO CONTROL AND VISUALISATION OF AUTOMATIC ELECTRIC DRIVE SYSTEM

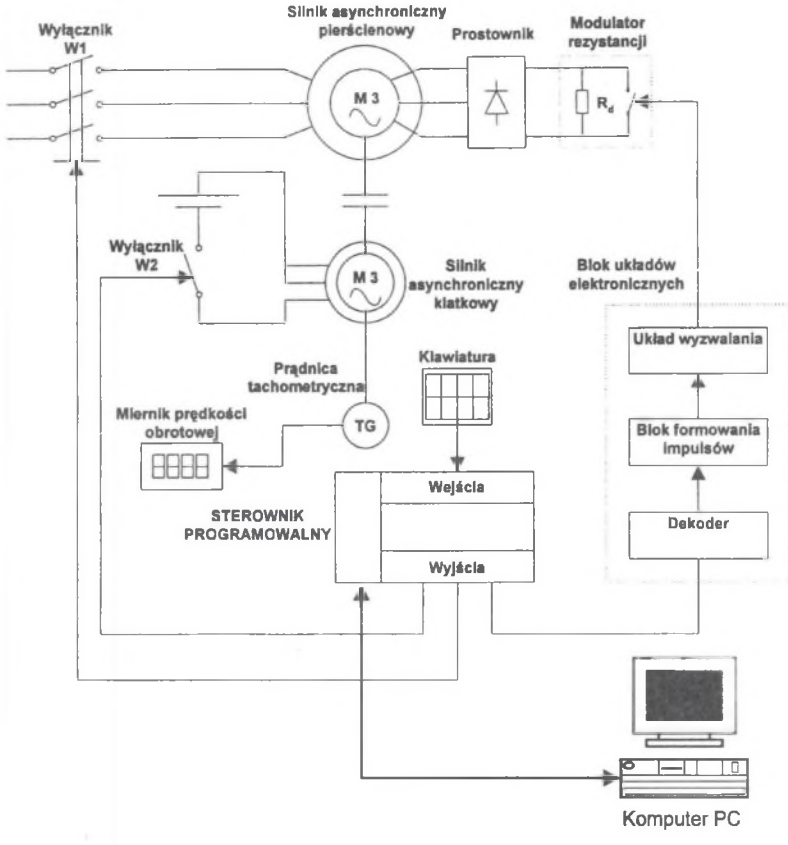
Summary. Teaching purpose for presentation of an automated power transmission system controlled by PLC has been presented in this paper. The main idea of the presented system is demonstration of PLC application possibilities in electromechanical systems. PLC is connected with PC, which allows programming and watching PLC in on-line mode. Monitoring of the entire power transmission system is also possible thanks to the worked out PC visualisation.

WPROWADZENIE

Sterowniki programowalne (PLC) są coraz częściej wykorzystywane do sterowania zarówno pojedynczych urządzeń, jak i całych skomplikowanych procesów. Jest to możliwe dzięki zróżnicowanej ofercie producentów z zakresu PLC - od mikrosterowników (gdzie wszystkie podzespoły - zasilacz, układy wejść i wyjść - umieszczone są w jednej zwartej obudowie), po rozbudowane sterowniki wyposażone w moduły wejść/wyjść analogowych, różnego rodzaju regulatory, moduły do połączeń sieciowych, systemy rozproszone i wiele innych. Znajdują one zastosowanie dzięki swej uniwersalności, możliwości dobrania i skonfigurowania według potrzeb oraz prostocie i przejrzystości programowania. Dlatego też wskazane jest, aby inżynier (zwłaszcza elektryk lub automatyk), opuszczając mury uczelni posiadał choćby minimalną wiedzę i doświadczenie z zakresu doboru i programowania tych urządzeń pod kątem wykorzystania ich w późniejszej pracy.

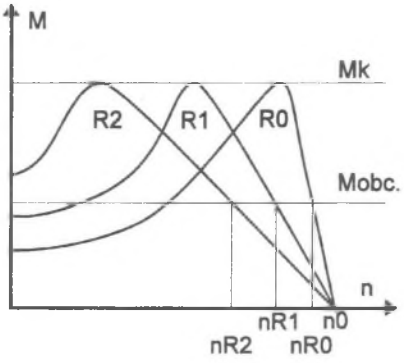
UKŁAD LABORATORYJNY

Układ został wykonany w formie stanowiska laboratoryjnego. Składa się ono z dwu zasadniczych części: układu napędowego (dwa silniki połączone ze sobą za pomocą sprzęgła) i prądnicy tachometrycznej oraz stanowiska laboratoryjnego (PLC, układy elektroniki, modulator rezystancji). Schemat omawianego układu przedstawiono na rys. 1.



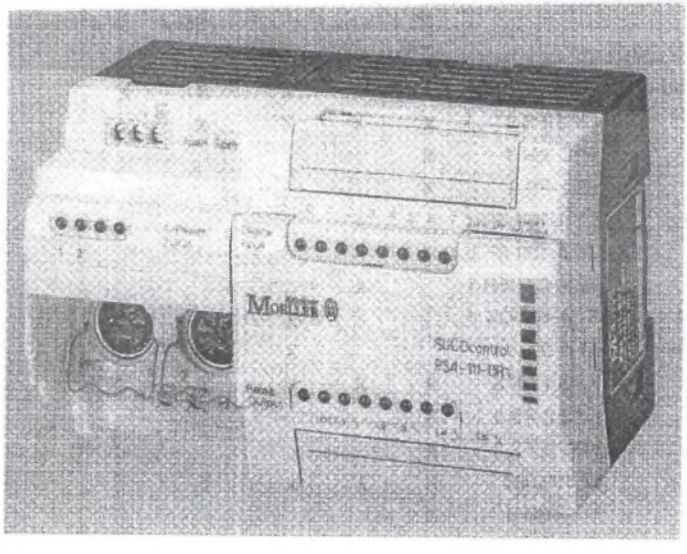
Rys. 1. Schemat zautomatyzowanego układu napędowego
Fig. 1. Schematic diagram of automated power transmission system

Silnik asynchroniczny pierścieniowy zasilany jest z sieci symetrycznej napięciem sinusoidalnym o stałej wartości. O załączeniu lub wyłączeniu silnika decyduje, poprzez wyłącznik sieciowy W1, sterownik programowalny. Szczotki silnika pierścieniowego podłączone są do sześciopulsowego prostownika diodowego, którego obciążenie stanowi rezystor R_d o regulowanej - poprzez modulację równoległą - wartości. Zmiany kształtu charakterystyki silnika pierścieniowego w zależności od wartości rezystancji włączonej w obwód wirnika przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Charakterystyki elektromechaniczne silnika pierścieniowego w zależności od wielkości rezystancji dodatkowej
Fig. 2. Electromechanical characteristics of sliding motor as a function of additional resistance

Silnik asynchroniczny klatkowy sprzężony jest mechanicznie z silnikiem pierścieniowym. Poprzez wyłącznik sieciowy W2 (sterowany sterownikiem programowalnym), silnik ten zasilany jest ze źródła napięcia stałego. Ponieważ pracuje on w stanie hamowania dynamicznego, więc w czasie załączenia stanowi obciążenie dla silnika pierścieniowego. Prądnica tachometryczna (TG) jest sprzężona mechanicznie z układem napędowym. Jej wyjście podłączone jest do cyfrowego miernika prędkości obrotowej, który wskazuje aktualną prędkość układu napędowego. W układzie zastosowano sterownik programowalny firmy Klöckner-Moeller serii PS3, typ PS4-111-DR1, który przedstawiono na rys. 3. W tablicy 1 zestawiono natomiast podstawowe parametry sterownika. Do napisania programów oraz nadzoru pracy sterownika wykorzystano dołączone wraz ze sterownikiem oprogramowanie SUCOS PS3.



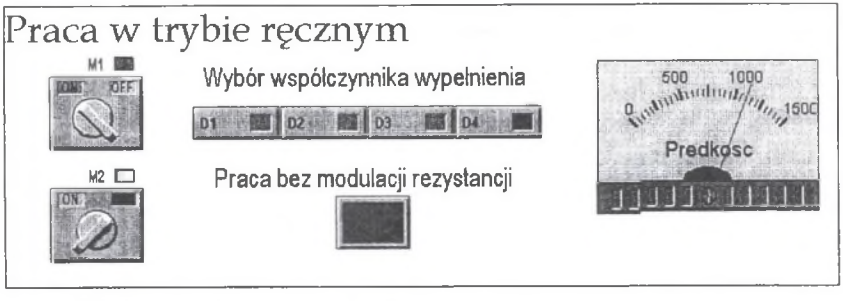
Rys. 3. Sterownik programowalny firmy Klöckner-Moeller
Fig. 3. PLC of Klöckner-Moeller company

Tablica 1
Podstawowe parametry sterownika programowanego firmy Klöckner-Moeller serii SUCOS control PS4-111-DR1

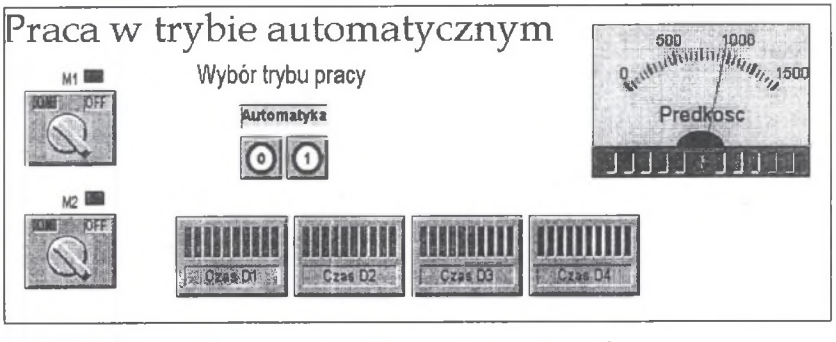
Napięcie zasilania	Liczba wejść	Parametry wejść	Liczba wyjść	Parametry wyjść	Połączenie z komputerem
• 120 V AC • 230 V AC	8	wejścia cyfrowe w logice 24 V DC; (24 V, 6 mA, 0.2 ms)	6	wyjścia przekaźnikowe: • 24 V, 2 A DC wyjścia .0 - .3 • 230 V, 2 A AC wyjścia .4 i .5	• interfejs ZB4-501-UM1 przez COM RS 232 • karta rozszerzeniowa EPC 334.1

WIZUALIZACJA

Wizualizacja pracy układu napędowego została wykonana na podstawie programu InTouch (v5.6 - wersja demonstracyjna) firmy WonderWare. Pozwala ona na śledzenie pracy całego układu napędowego. Umożliwia także dokonywanie zmian stanu układu z klawiatury komputera. Jest to jedynie demonstracja kilku możliwości oprogramowania przeznaczonego do wizualizacji. Prostota wykonanej wizualizacji pozwala na zaobserwowanie podstawowych mechanizmów rządzących zasadami jej tworzenia. Na rys. 4 oraz rys. 5 przedstawiono przykładowy wygląd monitora komputera w trybie pracy ręcznej i automatycznej. Wybór konkretnego okna jest zależny od programu zawartego w pamięci sterownika.



Rys. 4. Widok ekranu komputera w trybie pracy ręcznej
Fig. 4. Screen in manual work mode



Rys. 5. Widok ekranu komputera w trybie pracy automatycznej
Fig. 5. Screen in automate work mode

ZAKOŃCZENIE

Zaprezentowany układ zapewnia zapoznanie się z możliwościami aplikacji sterowników programowalnych w układach elektromechanicznych. Umożliwia on:

- przegląd metod i języków programowania PLC,
- podgląd pracy sterownika w czasie jego działania (tryb on-line) oraz
- prezentuje podstawy tworzenia i wykorzystania wizualizacji pracy zarówno samego sterownika, jak i całego układu.

Przedstawiony układ jest wykorzystywany w Laboratorium Automatyzacji Układów Napędowych oraz Laboratorium Sterowników Programowalnych Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej jako stanowisko dydaktyczne.

LITERATURA

1. Domoracki A.: Zastosowanie sterownika programowalnego do sterowania układem napędowym. 20 MSN Studentów i Młodych Pracowników Nauki, Zielona Góra 11-12 maja 1998.
2. Klöckner-Moeller: Automation System. Köckner-Moeller, Bonn 1992.
3. Klöckner-Moeller: Automatisieren mit SPS. Ein Leitfaden für Einstiger. Klöckner-Moeller, Bonn 1990.
4. Klöckner-Moeller: SUCOS Control PS4-Reihe 100 - Programmierung. Klöckner-Moeller, Bonn 1990.
5. Klöckner-Moeller: SUCOS Automation. Köckner-Moeller, Bonn 1994.
6. Moroz W., Sapa³a Cz.: Maszyny elektryczne. WNT, Warszawa 1963.
7. Tunia H., Winiarski T.: Energoelektronika. WNT, Warszawa 1994.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Włodzimierz Jabłoński

Wpłynęło do Redakcji 15 maja 1999 r.

Abstract

Teaching purpose for presentation of an automated power transmission system controlled by PLC has been presented in this paper. The main idea of the presented system is demonstration of PLC application possibilities in electromechanical systems. PLC, applied in the system, is made by Klöckner-Moeller company. The power transmission system consists of two motors: sliding motor (drive motor) and induction motor (working as a load). Programming and master control of the PLC is performed by PC. Also, visualisation of controlled process was designed, using InTouch software (demo version). The system is used in laboratory of power transmission system automation at the Faculty of Electrical Engineering of the Silesian Technical University.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Arkadiusz DOMORACKI
Krzysztof KRYKOWSKI

MOŻLIWOŚCI POPRAWY WŁAŚCIWOŚCI RUCHOWYCH SILNIKA DC BRUSHLESS PRZEZ STEROWANIE KOMUTATOREM – BADANIA SYMULACYJNE

Streszczenie. Celem artykułu jest zaprezentowanie możliwości badania wpływu przyśpieszenia chwil przełączenia zaworów komutatora elektronicznego na charakterystyki elektromechaniczne bezszczotkowego silnika prądu stałego za pomocą symulacji komputerowej przy zastosowaniu oprogramowania Matlab-Simulink. W artykule przedstawiono konstrukcję i zasadę działania silnika bezszczotkowego z magnesami trwałymi o trapezoidalnym sterowaniu (DC brushless). Omówiono opracowany model komputerowy oraz przedstawiono wyniki badań symulacyjnych. W wyniku przeprowadzonych badań stwierdzono, że poprzez sterowanie komutatorem elektronicznym z odpowiednim wyprzedzeniem można uzyskać minimalizację niekorzystnych zjawisk (tętnień momentu i prędkości) występujących podczas pracy silnika przy klasycznym sterowaniu.

POSSIBILITIES OF MOTION PROPERTIES IMPROVEMENT OF DC BRUSHLESS MOTOR BY COMMUTATOR CONTROL - SIMULATION RESEARCH

Summary. The purpose of the paper is to present possibilities of research of the influence of an electronic commutator commutation time advancing on electromechanical characteristics, using computer simulation in Matlab-Simulink software. Construction and principle of operation of DC Permanent Magnet Brushless motor are described in the paper. The worked out computer model and results of the simulation research are shown. As a result of the research it was proved that it was possible to minimize disadvantageous effects (torque and speed ripple) existing during motor operation at the classical control, by the electronic commutator control with the proper commutation margin.

1. WPROWADZENIE

Obecnie coraz częściej i chętniej stosuje się silniki z komutatorem elektronicznym. Tendencja ta wynika z kilku faktów: dłuższej żywotności silników bezkomutatorowych w stosunku do klasycznych silników z komutatorem mechanicznym, wyższej sprawności, mniejszych gabarytów. Oprócz niewątpliwych zalet mają one pewne wady, do których można między innymi zaliczyć: tętnienia momentu elektromagnetycznego oraz prędkości rozwijanej przez silnik. Istnieje kilka metod minimalizacji tych niekorzystnych zjawisk. W poniższym artykule przedstawiono jedną z takich metod. Przedstawiono również wyniki badań symulacyjnych potwierdzających słuszność zaproponowanej metody sterowania.

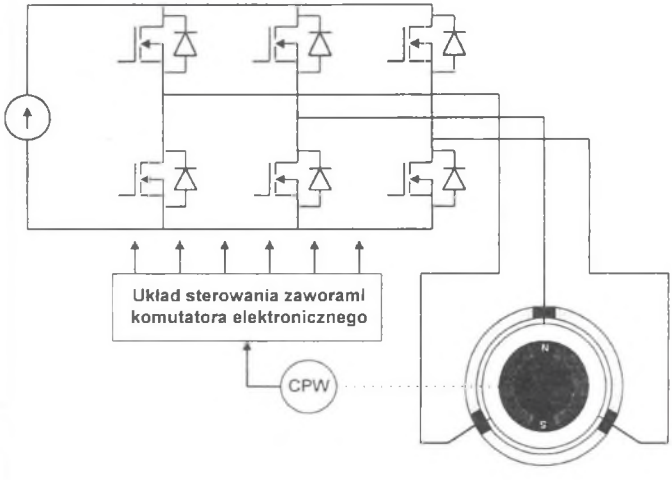
2. CEL I ZAKRES PROWADZONYCH PRAC

Celem pracy jest zaprezentowanie możliwości badania wpływu przyspieszenia chwil przełączenia zaworów komutatora elektronicznego na charakterystyki elektromechaniczne bezszczotkowego silnika prądu stałego za pomocą symulacji komputerowej przy zastosowaniu oprogramowania Matlab-Simulink. Tak przedstawiony cel pracy wynika z potrzeby znalezienia odpowiedzi na pytanie: czy istnieje możliwość poprawy własności ruchowych silnika jedynie przez sterowanie komutatorem elektronicznym. Ze wstępnej analizy wynika, że zastosowanie komutacji przyspieszonej może doprowadzić do zmniejszenia tętnień momentu i prędkości obrotowej silnika. W przeprowadzonych badaniach zastosowano tę właśnie metodę poprawy własności ruchowych silnika.

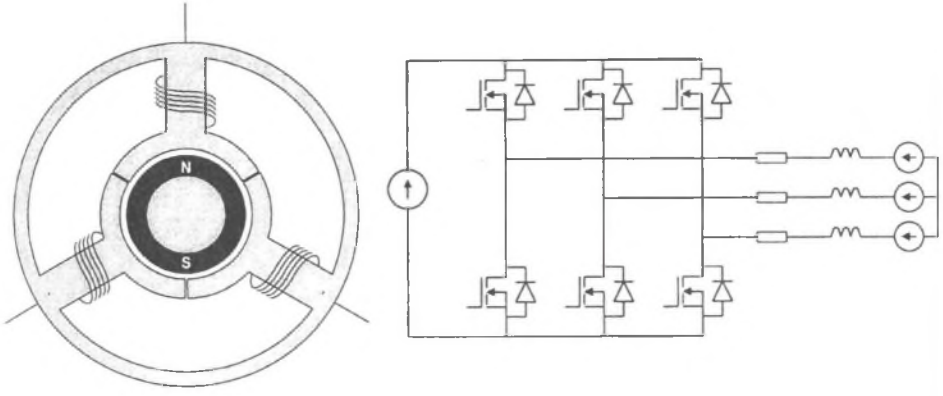
Aby zrealizować postawione cele, autorzy opracowali – opierając się na oprogramowaniu Matlab-Simulink – model komputerowy oraz przeprowadzili badania symulacyjne. W przyszłości przewiduje się weryfikację laboratoryjną otrzymanych wyników.

3. KONSTRUKCJA I ZASADA DZIAŁANIA SILNIKA

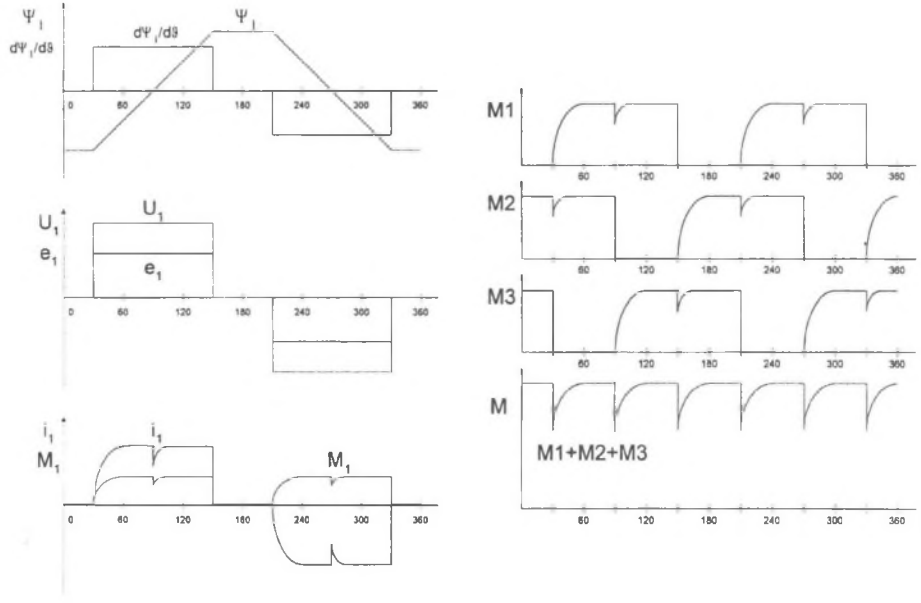
Silnik zbudowany jest z trzech zasadniczych elementów: silnika (wirnik z magnesami trwałymi, stojan z rozłożonymi w żłobkach uzwojeniami), komutatora elektronicznego (sześć tranzystorów mocy) oraz czujnika położenia wirnika (najczęściej zbudowanego z hallotronów). Na rysunku 1 przedstawiono schemat silnika DC brushless. W trakcie badań posługiwano się wyidealizowanym modelem silnika. Przyjęto następujące założenia: kąt magnesu 180^0 oraz kąt jednego uzwojenia 120^0. Oczywiście, w rzeczywistości taki silnik nie istnieje, jednakże na potrzeby przedstawienia konstrukcji oraz zasady działania model taki jest wystarczający i zrozumiały. Poniżej przedstawiono konstrukcję takiego silnika oraz przebiegi wybranych wielkości w funkcji kąta obrotu wirnika. Zaprezentowano również proces wytwarzania całkowitego momentu elektromagnetycznego rozwijanego przez silnik jako sumowanie momentów wytwarzanych w poszczególnych fazach.



Rys. 1. Budowa silnika bezszczotkowego z magnesami trwałymi
Fig. 1. Construction of permanent magnet brushless DC motor



Rys. 2. Konstrukcja silnika oraz schemat zastępczy całego układu
Fig. 2. Drive construction and equivalent circuit of the whole system



a) b)

Rys. 3. Przebiegi: a) wybranych wielkości fazowych silnika w funkcji kąta obrotu wirnika oraz b) momentów elektromagnetycznych poszczególnych faz silnika oraz momentu całkowitego
Fig. 3. Waveforms of a) selected phases parameters in rotor position function, b) electromagnetic torque of each phase and summary torque

4. MODEL KOMPUTEROWY

4.1. Założenia upraszczające

Przy budowie modelu komputerowego przyjęto następujące założenia upraszczające:

- obwody elektryczne są symetryczne o stałych parametrach,
- obwód magnetyczny jest nienasycony, a charakterystyka magnesowania jednoznaczna,
- moment reluktancyjny jest równy zero,
- indukcja magnetyczna pod magnesami trwałymi ma wartość stałą, natomiast w strefie pomiędzy nimi równa jest zero,
- pomija się zmiany temperatury i ich wpływ na parametry obwodu,
- zawory są idealne.

4.2. Model matematyczny

Wielkości i parametry występujące w rozpatrywanym silniku można opisać za pomocą niżej przedstawionych równań. Wyrażają one: napięcie poszczególnych faz silnika (1), siłę elektromotoryczną rotacji wytwarzaną w poszczególnych fazach silnika (2), moment elektromagnetyczny wytwarzany przez pojedynczą fazę silnika (3) oraz całkowity moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik (4). Należy zwrócić uwagę, że moment M_x wytworzony w x-tej fazie silnika jest sumą momentów M_{x-} oraz M_{x+} wytworzonych w czasie przepływu odpowiednio prądu „ujemnego" i „dodatniego" w fazie x.

$$u_x = R_x \cdot i_x + L_x \cdot \frac{di_x}{dt} + e_x, \tag{1}$$

$$e_x = \omega \cdot \left(\frac{d\Psi_x}{d\vartheta} \right), \tag{2}$$

$$M_x = i_x \cdot \left(\frac{d\Psi_x}{d\vartheta} \right), \tag{3}$$

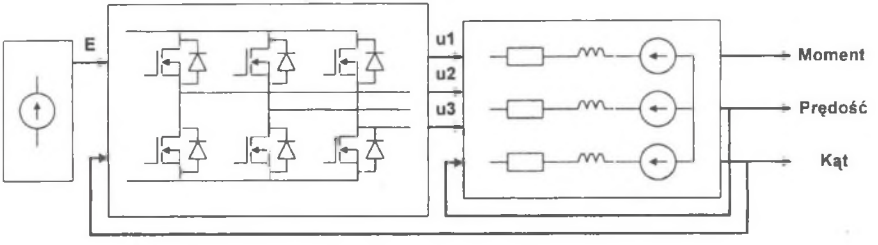
$$M = \sum_{x=1}^{3} M_x = \sum_{x=1}^{3} \frac{d\Psi_x}{d\vartheta} \cdot i_x = \frac{1}{\omega} \cdot \sum_{x=1}^{3} i_x \cdot e_x . \tag{4}$$

gdzie:

x - numer fazy silnika (x = 1, 2 lub 3),
u_x - napięcie fazowe silnika,
R_x - rezystancja jednej fazy,
L_x - indukcyjność rozproszenia fazy x silnika,
i_x - prąd płynący w fazie x,
e_x - siła elektromotoryczna wytworzona w fazie x silnika,
M_x - moment elektromagnetyczny wytworzony w fazie x silnika,
M - całkowity moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik,
Ψ_x - strumień magnetyczny główny skojarzony z fazą x,
ω - prędkość obrotowa silnika (wyrażona w radianach na sekundę),
ϑ - kąt położenia wirnika.

4.3. Model komputerowy

Model komputerowy zbudowano opierając się na oprogramowaniu MATLAB oraz *toolbox* SIMULINK. Jego schemat przedstawiono na rysunku poniżej.



Rys. 4. Schemat modelu komputerowego silnika bezszczotkowego
Fig. 4. Schematic diagram of DC brushless motor computer model

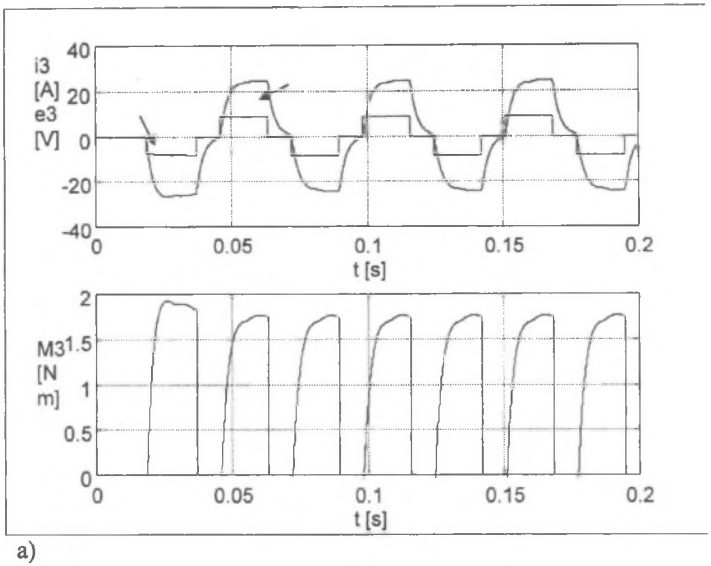
Model został skonstruowany w taki sposób, aby było możliwe przebadanie silników o różnych parametrach. Badania symulacyjne wykonano dla silnika małej mocy typu PM40. Jego podstawowe dane znamionowe to:

- wejściowa moc znamionowa: $P_N = 300$ W,
- prędkość obrotowa: $n_N = 3000$ obr/min,
- napięcie zasilania: $U_N = 24$ V,
- prąd znamionowy: $I_N = 12{,}5$ A,
- rezystancja jednej fazy: $R_x = 0{,}14\ \Omega$,
- indukcyjność jednej fazy: $L_x = 0{,}35$ mH.

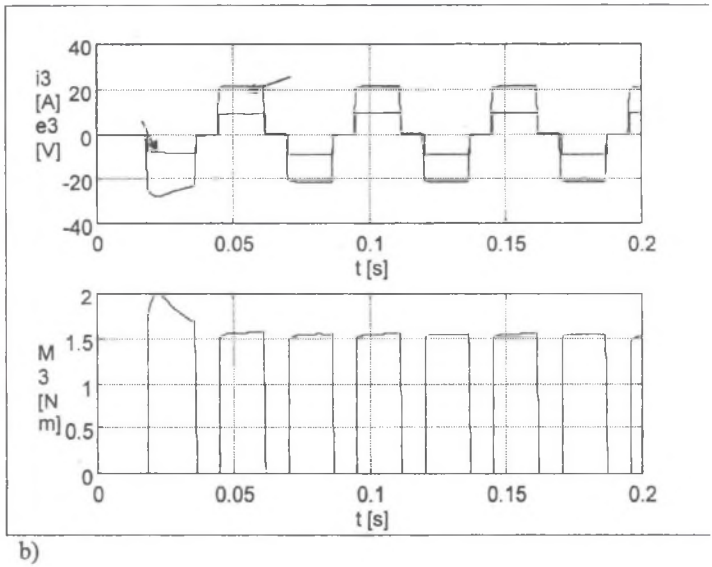
5. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Wyniki badań symulacyjnych potwierdziły, że przy zwiększeniu kąta wyprzedzenia załączenia zaworów następuje poprawa właściwości ruchowych silnika. Po osiągnięciu pewnej wartości optymalnej dalsze zwiększanie kąta wyprzedzenia nie polepsza już właściwości napędu, lecz powoduje ich pogorszenie.

Poniżej zamieszczono wyniki przykładowych symulacji komputerowych. Przedstawiono wyniki zarówno przy sterowaniu klasycznym, jak i przy zmodyfikowanej metodzie sterowania (komutacja przyspieszona). Badania przeprowadzono przy jednakowym momencie obciążenia dla obu sposobów sterowania (3 Nm). Kąt wyprzedzenia załączania zaworów komutatora elektronicznego dla rozpatrywanego silnika - w tak wyznaczonych warunkach pracy - wynosił 5^0.



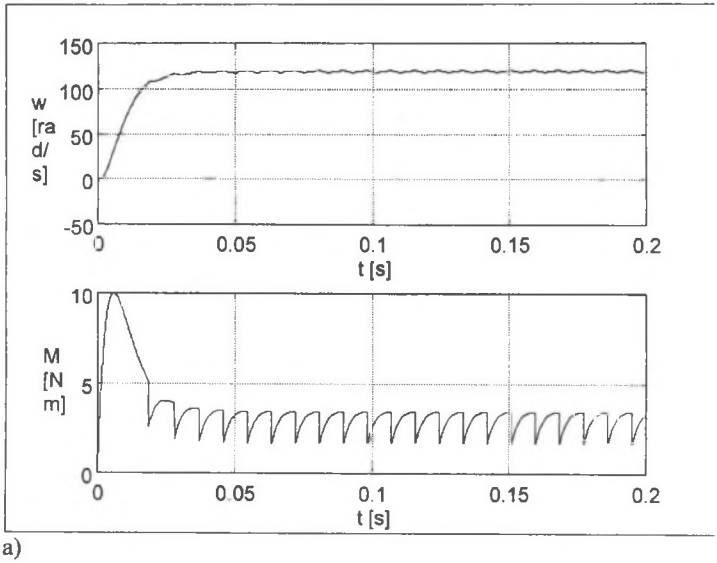
a)



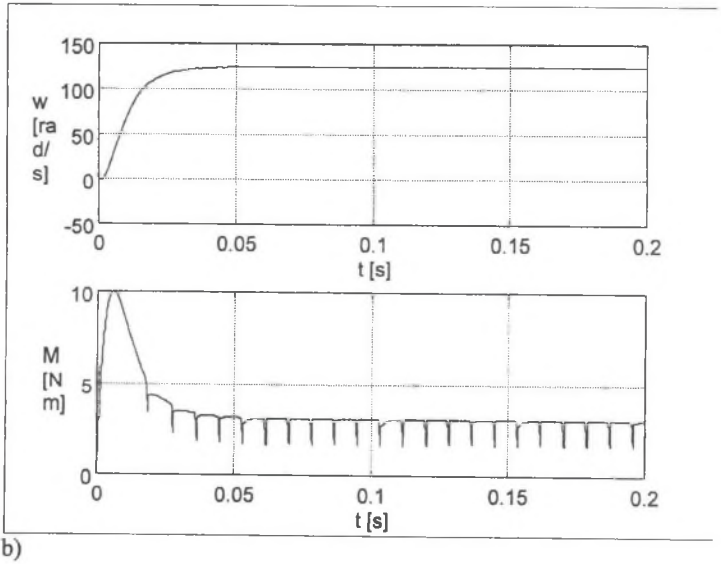
b)

Rys. 5. Przebiegi czasowe prądu, siły elektromotorycznej oraz momentu elektromagnetycznego jednej fazy silnika przy: a) sterowaniu klasycznym, b) komutacji przyspieszonej

Fig. 5. Waveforms of current, Back-EMF and torque of one phase in: a) classical control, b) over-commutation



a)



b)

Rys. 6. Przebiegi czasowe prędkości obrotowej oraz całkowitego momentu elektromagnetycznego rozwijanego przez silnik przy: a) klasycznej metodzie sterowania, b) zmodyfikowanej metodzie sterowania

Fig. 6. Waveforms of velocity and electromagnetic torque in case of : a) typical control, b) modified control

6. ZAKOŃCZENIE

Opracowany model komputerowy bezszczotkowego silnika prądu stałego umożliwia symulację pracy silnika przy różnych sposobach sterowania komutatorem elektronicznym. Badania symulacyjne przeprowadzone dla przykładowego silnika wykazały, że odpowiednie przyspieszenie punktu przełączania zaworów pozwala zmniejszać tętnienia momentu i prędkości obrotowej silnika. Podczas badań zaobserwowano poprawę następujących parametrów silnika:

- znaczne zmniejszenie tętnień momentu elektromagnetycznego,
- zwiększenie wartości momentu całkowitego (szacunkowo o około 10%),
- zwiększenie prędkości w stanie pracy ustalonej,
- eliminację pulsacji prędkości obrotowej.

Dla innych silników oraz innych warunków pracy należy spodziewać się wyników podobnych jakościowo, lecz innych rezultatów liczbowych. W trakcie dalszych prac badawczych, które są w toku, przewiduje się:

1) zwiększenie dokładności modelu oraz dobudowanie regulatora prędkości i prądu;
2) budowę stanowiska badawczego w celu laboratoryjnej weryfikacji otrzymanych wyników.

LITERATURA

1. Chalupa L.: Sensorless speed control for brushless DC motor with a low-cost micro controller: MC68HC(7)05MC4. PCIM'97, June 10-12 1997, s. 167-177.
2. Domoracki A.: Analiza wpływu sposobu sterowania komutatorem elektronicznym bezszczotkowego silnika prądu stałego z magnesami trwałymi na składowe zmienne momentu elektromagnetycznego. Projekt Badawczy nr: 8T10A07915 finansowany przez KBN - prace niepublikowane.
3. Dote Y., Kinoshita S.: Brushless servomotors - Fundamental and Applications. Clarendon Press, Oxford 1990.
4. Glinka T.: Mikromaszyny elektryczne wzbudzane magnesami trwałymi. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 1995.
5. Glinka T., Krykowski K.: Model silnika z magnesami trwałymi i komutatorem elektronicznym. XXXIII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME'97. Poznań-Kiekrz, czerwiec 1997.
6. Hendershot J. R.: Design of brushless permanent-magnet motors. Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1994.
7. Krykowski K., Bodora A., Sajkowski M.: Symulacja pracy silnika z magnesami trwałymi i komutatorem elektronicznym w przypadku dwubiegunowej modulacji szerokości impulsów. ZN Politechniki Śląskiej,ser. Elektryka z. 160, Gliwice 1998, s. 19-29.
8. Miller T. J. E.: Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives. Clarendon Press, Oxford 1989.
9. Zalewski A. Cegieła R.: Matlab - obliczenia numeryczne i ich zastosowania. Wydawnictwo Nakom, Poznań 1997.

Recenzent: Dr hab.inż. Jerzy Hickiewicz,prof. Politechniki Opolskiej

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

The purpose of the paper is to present possibilities of research of the influence of an electronic commutator commutation time advancing on electromechanical characteristics. Construction and principle of operation of DC Permanent Magnet Brushless motor are described in the paper. Mathematical model for simplifying assumptions is presented. Basing on the mathematical model the computer model has been worked out using Matlab-Simulink simulation environment. The aim of the made computer simulation was to estimate the influence of the electronic commutator commutation time advancing in comparison to the classical control method. It turned out that, in case of proper margin selection of commutation, motor properties improvement (lower ripples of torque and velocity, higher electromagnetic torque) is achieved, however the most advantageous margin of commutation depends on both motor parameters and operation condition (rotation speed and load torque). As an example selected results of computer simulation research have been shown. As a result of the research it was proved, that it was possible to minimize disadvantageous effects (torque and speed ripple) existing during motor operation at the classical control, by the electronic commutator control with the proper commutation margin.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Abdelmouttaleb DOULEN
Kazimierz GIERLOTKA

ZASTOSOWANIE METOD LOGIKI ROZMYTEJ DO STEROWANIA NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

Streszczenie. W referacie przedstawiono zagadnienie zastosowania metod logiki rozmytej (fuzzy logic) do sterowania napędem z połączeniami sprężystymi. Szczególny nacisk został położony na zagadnienie wrażliwości układu regulacji na zmiany parametrów elektromechanicznych napędu. Porównano wyniki badań symulacyjnych napędu sprężystego pracującego rozmytym i klasycznym regulatorem prędkości.

CONTROL SYSTEM OF DRIVE WITH ELASTIC JOINT USING FUZZY LOGIC METHOD

Summary. The paper describes the problem of fuzzy-logic controller application to the drives with elastic joints. The objective of the paper is to discuss the sensitivity of the mentioned control system to variables of the electromechanical system parameters. Results of comparative simulation tests of the drive with elastic joint with fuzzy and classical speed controllers are presented.

1. WPROWADZENIE

Skończona sztywność połączeń mechanicznych może być przyczyną powstania drgań układu napędowego i w konsekwencji powodować wzrost naprężeń układu mechanicznego, skrócenie żywotności napędu, pogorszenie jego niezawodności oraz pogorszenie przebiegu procesu technologicznego. Te niekorzystne skutki można w znacznym stopniu ograniczyć przez zastosowanie w tego typu napędach specjalnych struktur układów regulacji oraz metod doboru ich parametrów. Znane układy sterowania napędów z połączeniami sprężystymi, np. przedstawione w publikacjach [5, 11, 15], bazują na klasycznych regulatorach PID i wykorzystują dodatkowe, w porównaniu z układami o sztywnych połączeniach mechanicznych, obwody sprzężeń zwrotnych. Umożliwiają one uzyskanie dużego tłumienia drgań układu napędowego, a w przypadku zastosowania jednocześnie dwóch dodatkowych sprzężeń zwrotnych również krótkiego czasu regulacji.

Pewnym problemem w klasycznych strukturach układu regulacji napędów z połączeniem sprężystym jest dość duża wrażliwość na zmianę parametrów układu elektromechanicznego [15]. Jedną z możliwości zwiększenia odporności układu na wahania parametrów, niepewność modelu i działające na obiekt regulacji zakłócenia jest zastosowanie układów regulacji wykorzystujących logikę rozmytą, których synteza nie wymaga precyzyjnej znajomości mo-

delu obiektu regulacji. Zaleta ta stała się jednym z powodów zainteresowania zastosowaniami regulatorów rozmytych w układach napędowych. W ostatnich latach ukazało się wiele publikacji dotyczących układów regulacji typu fuzzy logic w energoelektronice oraz napędach prądu stałego i przemiennego [2, 4, 6, 8]. Bogatą literaturę ma również problem zastosowań tej metody regulacji do ograniczenia niekorzystnych zjawisk w układach elektromechanicznych - można tu np. wymienić prace dotyczące sterowania napędów dźwignic z eliminacją kołysania ładunku [10, 12]. Wszystko to stanowiło przesłankę do sprawdzenia możliwości zastosowania układu regulacji wykorzystującego logikę rozmytą w napędzie ze sprężystymi więzami mechanicznymi. Istotne wydaje się szczególnie porównanie czasów regulacji oraz skuteczności tłumienia drgań spowodowanych elastycznością więzów mechanicznych w klasycznych i rozmytych układach regulacji napędów z połączeniami sprężystymi. W niniejszej pracy zamieszczono również wyniki badań napędu zawierającego luzy w układzie mechanicznym pracującego z tymi dwoma rodzajami układu regulacji.

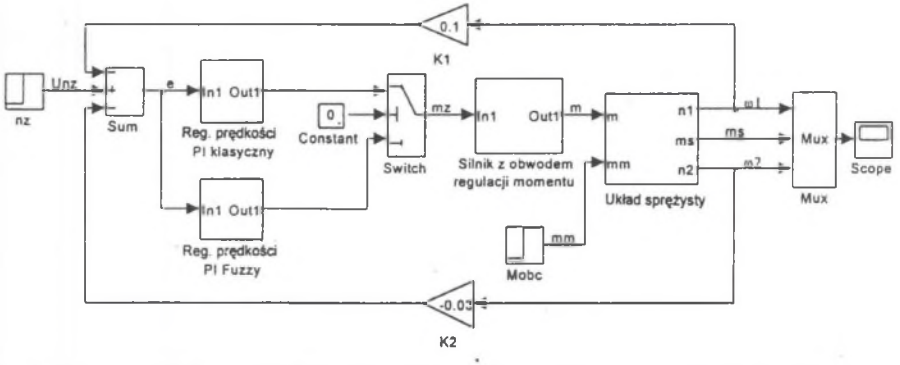
2. STEROWANIE ROZMYTE NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM

2.1. Struktura układu regulacji

Tematem rozważań jest układ napędowy, w którym między silnikiem a organem wykonawczym napędzanego urządzenia znajdują się elementy o skończonej sztywności. W wyniku działających sił w układzie mechanicznym mogą zostać wzbudzone drgania spowodowane sprężystością połączeń mechanicznych oraz ewentualnie występującymi w układzie luzami.

Układ sterowania napędu (rys. 1) składa się z wewnętrznego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika (w przypadku silnika obcowzbudnego może to być obwód regulacji prądu wirnika) i nadrzędnego obwodu regulacji prędkości. Wewnętrzny obwód regulacji momentu z klasycznym regulatorem zoptymalizowano wg kryterium optimum modułu. W celu polepszenia skuteczności tłumienia drgań w obwodzie regulacji prędkości zastosowano oprócz podstawowego sprzężenia zwrotnego od prędkości silnika Ω_1 sprzężenie dodatkowe od prędkości Ω_2 mechanizmu za połączeniem sprężystym. Układ umożliwia badanie właściwości napędu dla dwóch realizacji regulatora prędkości:

- klasycznego regulatora typu PI o nastawach zapewniających skuteczne tłumienie drgań spowodowanych sprężystością połączeń mechanicznych [5],
- regulatora rozmytego typu PI.



Rys.1. Schemat układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym w notacji Simulinka
Fig. 1. Control system of the drive with elastic joint in Simulink notation

2.2. Model układu mechanicznego

Opisu matematycznego układu dokonano w wielkościach względnych. Dla wielkości obwodu głównego jako wielkości odniesienia przyjęto znamionowe wartości prędkości i momentu silnika, a dla wielkości w obwodach regulacji odpowiednie ich wartości wypływające z wielkości odniesienia dla obwodu głównego. Wielkość odniesienia dla drogi kątowej (kąta skręcenia elementu sprężystego) zdefiniowano jako:

$$\Phi_{odn} = \frac{c}{M_N}, \tag{1}$$

gdzie c jest współczynnikiem sztywności elementy sprężystego, a M_N znamionową wartością momentu silnika.

Przyjęto następujące założenia dotyczące układu mechanicznego:

- rozważane są tylko drgania skrętne: pomija się drgania poprzeczne i podłużne,
- rozważa się układ dwumasowy, w którym skupione masy sztywne o momentach bezwładności J_1 i J_2 względem osi obrotu połączone są elementem sprężystym sztywności c, tłumieniu wewnętrznym μ i pomijalnej wartości momentu bezwładności,
- w układzie mechanicznym może wystąpić luz.

Sprężysty układ mechaniczny opisany jest wówczas układem równań:

$$\frac{d\omega_1(t)}{dt} = \frac{1}{T_{m1}}\left(m(t) - m_s(t)\right), \tag{2}$$

$$\frac{d\omega_2(t)}{dt} = \frac{1}{T_{m2}}\left(m_s(t) - m_m(t)\right), \tag{3}$$

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{1}{T_c}\left(\omega_1(t) - \omega_2(t)\right), \tag{4}$$

$$m_s(t) = \begin{cases} \left(\varphi(t) - \frac{\varepsilon}{2}\operatorname{sgn}(\varphi)\right) + h\frac{d}{dt}\left(\varphi(t) - \frac{\varepsilon}{2}\operatorname{sgn}(\varphi)\right) & \text{dla } \varphi > \frac{\varepsilon}{2}, \\ 0 & \text{dla } \varphi \le \frac{\varepsilon}{2}, \end{cases} \tag{5}$$

gdzie: m, m_s, m_m - względne wartości momentu silnika, momentu skręcającego w elemencie sprężystym, momentu obciążenia,

ω_1, ω_2 - względne prędkości silnika i mechanizmu za połączeniem sprężystym,

φ - względna wartość kąta skręcenia elementu sprężystego,

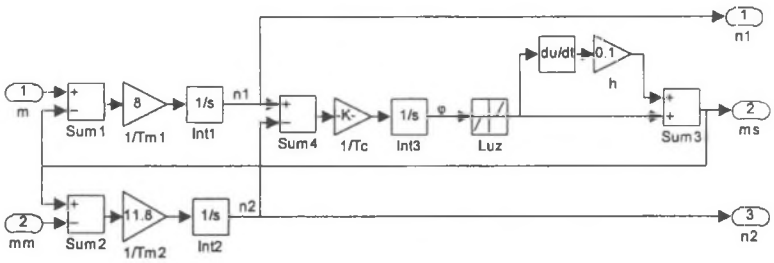
ε - wartość luzu w wielkościach względnych,

T_{m1}, T_{m2},- mechaniczne stałe czasowe silnika i mechanizmu za elementem sprężystym,

T_c - stała czasowa sprężystości,

h - względna wartość współczynnika tłumienia elementu sprężystego.

Schemat układu mechanicznego z elementem sprężystym i luzem przedstawia rys.2.

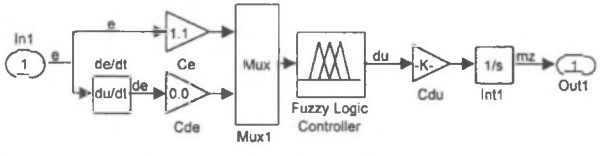


Rys. 2. Schemat blokowy układu mechanicznego z elementem sprężystym i luzem
Fig. 2. Block diagram of the elastic mechanical system with backlash

2.3. Rozmyty regulator prędkości

Schemat rozmytego regulatora prędkości przedstawiony jest na rys. 3. Zmiennymi wejściowymi regulatora jest błąd regulacji prędkości e(t) oraz jego pochodna względem czasu de(t). Wielkością wyjściową jest wartość zadana momentu elektromagnetycznego silnika mz(t). Ponieważ projektowany regulator rozmyty, bazujący na implikacji Mamdamiego, jest równoważny konwencjonalnemu regulatorowi typu PI, więc jego baza reguł składa się z reguł postaci:

JEŻELI *e* jest <zmienna lingwistyczna> I *de* jest <zmienna lingwistyczna> TO *du* jest <zmienna lingwistyczna >.

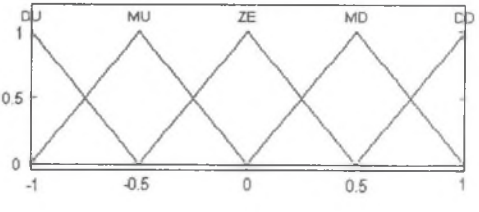


Rys.3. Schemat blokowy rozmytego regulatora prędkości
Fig.3. Block diagram of the fuzzy speed controller

Badania przeprowadzono dla baz o rozmiarach od 9 do 49 reguł, kształtach funkcji przynależności typu trójkąt i defuzyfikacji metodą środka obszaru. Dla przedstawionej na rys. 4a bazy reguł o rozmiarze 5×5 kształt funkcji przynależności przedstawiony jest na rys. 4b, a powierzchnia sterowania na rys. 5.

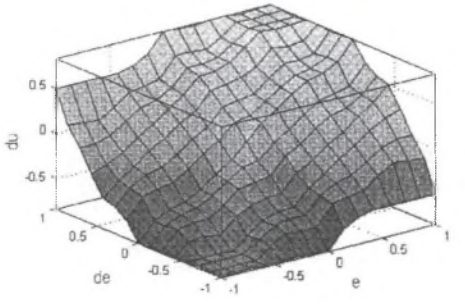
		e				
		DU	**MU**	**ZE**	**MD**	**DD**
de	**DU**	DU	DU	DU	MU	MU
	MU	DU	DU	MU	ZE	MD
	ZE	DU	MU	ZE	MD	DD
	MD	MU	ZE	MD	DD	DD
	DD	MD	MD	DD	DD	DD

a)



b)

Rys. 4. Baza reguł (a) oraz funkcje przynależności dla zmiennych wejściowych *e* i *de* oraz zmiennej wyjściowej *du* (b)
Fig. 4. The rules base (a) and membership functions for input and output variables (b)



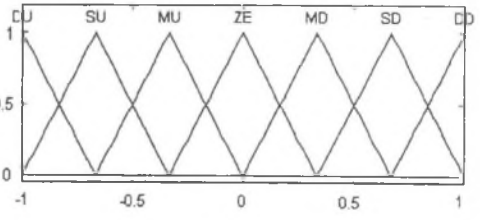
Rys. 5. Powierzchnia sterowania *du=f(e,de)* dla regulatora rozmytego o 25 regułach
Fig. 5. The control surface *du = f(e,de)* for fuzzy controller with 25 rules

Właściwości rozmytego regulatora prędkości o bazie zawierającej 49 reguł i trójkątnym kształcie funkcji przynależności zobrazowane są charakterystykami oraz zależnościami przedstawionymi na rys. 6 i rys. 7.

Wartości współczynników skalujących Ce i Cde dla wielkości wejściowych oraz Cdu dla wielkości wyjściowej zostały dobrane doświadczalnie tak, by osiągnąć zadowalające właściwości dynamiczne napędu, tj. krótki czas regulacji i silne tłumienie drgań napędu.

		e						
		DU	**SU**	**MU**	**ZE**	**MD**	**SD**	**DD**
de	**DU**	DU	DU	DU	DU	SU	MU	ZE
	SU	DU	DU	DU	SU	MU	ZE	MD
	MU	DU	DU	SU	MU	ZE	MD	SD
	ZE	DU	SU	MU	ZE	MD	SD	DD
	MD	SU	MU	ZE	MD	SD	DD	DD
	SD	MU	ZE	MD	SD	DD	DD	DD
	DD	ZE	MD	SD	DD	DD	DD	DD

a)



b)

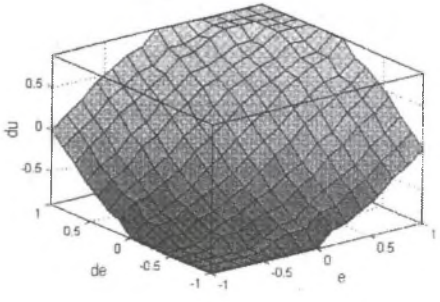
Rys. 6. Baza reguł o wymiarze 7×7 (a) oraz funkcje przynależności dla zmiennych wejściowych *e* i *de* oraz zmiennej wyjściowej *du* (b)
Fig. 6. 7×7 dimension rules base (a) and membership functions for input and output variables (b)

3. BADANIA SYMULACYJNE

Badania symulacyjne przeprowadzone w programie MATLAB za pomocą nakładki graficznej Simulink i Fuzzy Logic Toolbox obejmowały konfigurację regulatora rozmytego z pięcio- oraz siedemiowymiarową tabelą reguł.

Przyjęto następujące podstawowe dane układu mechanicznego:

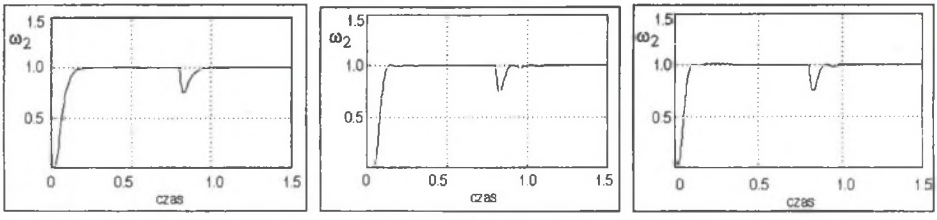
- silnik: $P_N = 2{,}2$ kW, $n_N = 1000$ obr/min, $M_N = 21$ N·m,
- moment bezwładności silnika $J_1 = 0{,}025$ kg·m^2,



Rys. 7. Powierzchnia sterowania *du=f(e,de)* dla regulatora rozmytego o 49 regułach
Fig. 7. The control surface *du = f(e,de)* for fuzzy controller with 49 rules

- moment bezwładności mechanizmu za połączeniem sprężystym $J_2 = 0{,}17$ kg·m^2,
- współczynnik sztywności elementu sprężystego c = 100 N·m/rad,
- współczynnik tłumienia elementu sprężystego $\mu = 0{,}033$ N·m·s/rad.

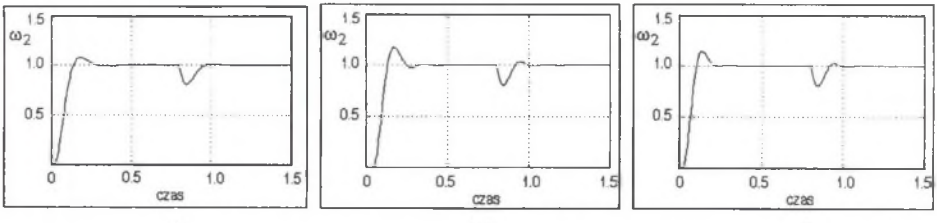
Wynikające stąd wartości współczynników modelu napędu wyrażonego w wielkościach względnych przyjmują wartości: $T_{m1} = 0{,}125$ s, $T_{m2} = 0{,}085$ s, $T_c = 0{,}0020$ s, h = 0,165. Wybrane wyniki badań symulacyjnych przedstawiono na rysunkach 8 - 12.



a) b) c)

Rys. 8. Przebiegi prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym w klasycznym układzie regulacji (a) i z regulatorem rozmytym o bazie zawierającej 25 reguł (b) i 49 reguł (c)

Fig. 8. The load speed courses in the classical control system (a) and in the system with fuzzy speed controller containing 25 rules (b) and 49 rules (c)

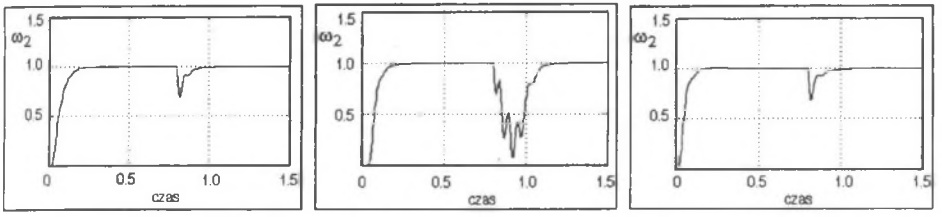


a) b) c)

Rys. 9. Przebiegi prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym w klasycznym układzie regulacji (a) i z regulatorem rozmytym o bazie zawierającej 25 reguł (b) i 49 reguł (c) dla dwukrotnie większej wartości momentu bezwładności J_2 mechanizmu za połączeniem sprężystym

Fig. 9. The load speed waveforms in the classical control system (a) and in the system with fuzzy speed controller containing 25 rules (b) and 49 rules (c) for twice as large moment of inertia J_2 value

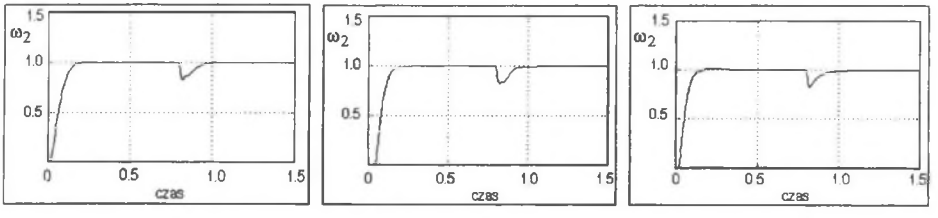
Na rys. 8 przedstawiono przebiegi prędkości ω_2 mechanizmu za połączeniem sprężystym w odpowiedzi na skok jednostkowy prędkości zadanej, a następnie skokową zmianę momentu obciążenia o 0,7 M_N. We wszystkich trzech układach regulacji otrzymano silne tłumienie drgań napędu. W porównaniu z klasycznym rozmyty układ regulacji umożliwia uzyskanie nieco krótszego czasu regulacji zarówno w przypadku bazy zawierającej 25, jak i 49 reguł. Szybsza jest także reakcja układu z regulatorem rozmytym na zmianę momentu obciążenia napędu.



a) b) c)

Rys. 10. Przebiegi prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym w klasycznym układzie regulacji (a) i z regulatorem rozmytym o bazie zawierającej 25 reguł (b) i 49 reguł (c) dla dwukrotnie mniejszej wartości momentu bezwładności J_2 mechanizmu za połączeniem sprężystym

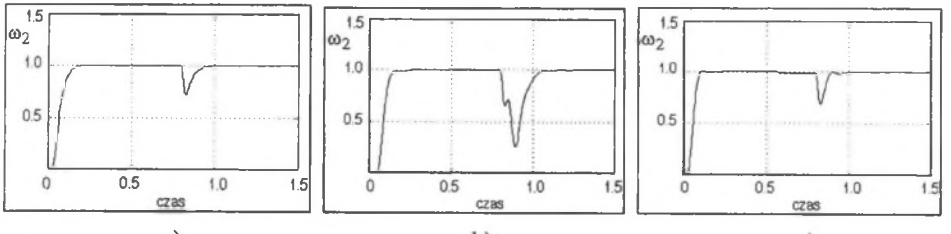
Fig. 10. The load speed waveforms in the classical control system (a) and in the system with fuzzy speed controller containing 25 rules (b) and 49 rules (c) for twice as small moment of inertia J_2 value



a) b) c)

Rys. 11. Przebiegi prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym w klasycznym układzie regulacji (a) i z regulatorem rozmytym o bazie zawierającej 25 reguł (b) i 49 reguł (c) dla dwukrotnego wzrostu współczynnika sztywności c połączenia sprężystego

Fig. 11. The load speed waveforms in the classical control system (a) and in the system with fuzzy speed controller containing 25 rules (b) and 49 rules (c) for twice as large elastic constant c value



a) b) c)

Rys. 12. Przebiegi prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym w klasycznym układzie regulacji (a) i z regulatorem rozmytym o bazie zawierającej 25 reguł (b) i 49 reguł (c) dla układu z luzem o długości względnej $\varepsilon = 1$

Fig. 12. The load speed waveforms in the classical control system (a) and in the system with fuzzy speed controller containing 25 rules (b) and 49 rules (c) for system with backlash of relative length $\varepsilon = 1$

Wrażliwość klasycznego i rozmytego układu regulacji na zmianę parametrów sprężystego układu mechanicznego zobrazowana jest na rysunkach 9 - 11. Można zauważyć, że zwiększenie rozmiaru bazy reguł z 25 do 49 korzystnie wpływa na zmniejszenie wrażliwości rozmytego układu sterowania napędu z połączeniem sprężystym. Również przedstawione na rys. 12 przebiegi w układzie mechanicznym z luzem dla bazy zawierającej 49 reguł są znacznie korzystniejsze aniżeli dla 25 reguł. Porównując klasyczny i rozmyty układ regulacji z bazą zawierającą 49 reguł można stwierdzić, że cechują się one zbliżonym poziomem wrażliwości na zmianę parametrów napędu z połączeniem sprężystym, z tym że układ regulacji rozmyty zapewnia krótszy czas trwania stanów nieustalonych.

4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawione zostały wyniki badań symulacyjnych napędu elektrycznego z połączeniem sprężystym pracującego w układzie sterowania z rozmytym regulatorem prędkości. Porównywano je z wynikami symulacji dla układu z klasycznym regulatorem prędkości typu PI. Porównanie dotyczyło wartości tłumienia drgań spowodowanych elastycznością więzów mechanicznych, czasu regulacji oraz wrażliwości układu regulacji na zmiany parametrów układu mechanicznego.

Na podstawie wstępnych badań symulacyjnych można potwierdzić przydatność regulatorów rozmytych w układach sterowania napędów z połączeniami sprężystymi. Uzyskano silne tłumienie drgań spowodowanych elastycznością więzów mechanicznych oraz skrócenie czasu regulacji w porównaniu z klasycznym regulatorem prędkości typu PI.

Nie wszystkie właściwości takiego napędu są jednak w pełni zadowalające. W szczególności nie uzyskano widocznego zmniejszenia wrażliwości napędu na zmianę jego parametrów. Obecnie prowadzone są prace nad zastosowaniem algorytmów adaptacji parametrów i struktury rozmytych regulatorów przy wykorzystaniu metody ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System). Metoda ta, łącząca w sobie zalety sieci neuronowych i logiki rozmytej, umożliwia zmniejszenie wrażliwości na zmiany parametrów obiektu regulacji.

LITERATURA

1. Asplund Ch., Fukuda A.: Fuzzy Logic Control of a Knuckle Boom Crane for Forestry Machines. Rep. Forestry and Forest Product Resaerch Institute, Tsukuba 1994.
2. Donescu V., Neascu D. O., Griva G.: Design of a fuzzy logic speed controller for brushless DC motor drives. IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics ISIE'99, vol. 1, pp. 404 – 408.
3. Driankov D., Helendoorn H., Reifrank M.: Wprowadzenie do sterowania rozmytego. WNT, Warszawa 1996.
4. Dzieniakowski M. A., Grabowski P. Z.: Fuzzy logic controller with state recognition for three phase PWM-VSI. IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics ISIE'99, vol. 1, pp. 438 – 443.
5. Gierlotka K. : Układy sterowania napędów elektrycznych z elementami sprężystymi. ZN Politechniki Śląskiej, ser. Elektryka, z 129, Gliwice 1992.
6. Goureau P., Markens C., Ibaliden A.: Robustness of classical and fuzzy controllers for an A.C. Drive. IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics ISIE'99, vol. 1, pp. 421 – 426.

7. Jang J.-S., Gulley N.: – Fuzzy logic Toolbox for use with MATLAB. The Math Works Inc., 1995.
8. Jaszczak K., Orłowska-Kowalska T.: Analiza wrażliwości regulatorów rozmytych na zmiany parametrów napędu prądu stałego. VIII Sympozjum PPEE'99, Ustroń 1999, s. 509-515.
9. Mrozek B., Mrozek Z. MATLAB 5.x. Simulink 2.x. Poradnik użytkownika, PLJ, Warszawa 1998.
10. Nowacki Z., Owczarz D.: Hybrid Adaptive and Fuzzy Controller for the Roof Crane. Mat. II Konferencji Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE'95, Łódź 1995, s. 432-438.
11. Ohmae T., Matsuda T., Kanno M., Saito K., Sukegawa T.: A mikroprocesor-Based Motor Speed Regulator Using Fast Response State Observer for Reduction of Torsional Vibration. IEEE Transaction on Industry Applications, vol. IA-23, No. 5, 1987, p. 863-867.
12. Palis F., Lehnert M.: Steuerung und Regelung von Kranen mit Fuzzy Logic. Seminar Neue Trends bei automatisierten Kranen, Magdeburg 1993.
13. Pedrycz W.: Fuzzy control and fuzzy systems. J. Wiley & Sons Inc. New York 1995.
14. Rutkowska D., Piliński M., Rutkowski L.: Sieci neuronowe algorytmy genetyczne i systemy rozmyte. PWN, Warszawa-Łódź 1997.
15. Zaleśny P.: Układy napędowe z połączeniami sprężystymi o ulepszonych właściwościach dynamicznych. Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1999.

Recenzent: Dr hab. inż. Kazimierz Buczek, prof. Pol. Rzeszowskiej

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

Using classical control systems with PID type speed controller and with additional feedback loops it is possible to obtain strong vibrations damping of the drive with elastic joints [5, 11, 15]. The certain problem in these control systems is rather large sensitivity to the electromechanical system parameters variations.

The alternative control system of the drive with elastic joint containing fuzzy-logic speed controller is presented in the paper. The backlash is considered in the mathematical model of the elastic mechanical system described by Eqs. (2) - (5) and presented in Fig. 2. The fuzzy-logic speed controller basing on Mamdami implication for base with 25 rules (Figs. 4 and 5) and with 49 rules (Figs. 6 and 7) presented in Fig.3 was used in simulation tests.

Results of the comparative tests of the classical control system and fuzzy-logic control system of the drive with elastic joint are presented in Figs. 8 - 12. The strong vibration damping is obtained in both control systems but the setting time in the system with fuzzy-logic controller is shorter (Fig. 8). Sensitivity of the fuzzy-logic control system containing 49 rules to the load moment of inertia J_2 and elastic constant c variations is similar to that of the classical control system.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Kazimierz GIERLOTKA
Piotr ZALEŚNY

METODA OBLICZANIA PARAMETRÓW UKŁADU REGULACJI NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM Z DODATKOWYMI SPRZĘŻENIAMI ZWROTNYMI

Streszczenie. W artykule przedstawiono układ sterowania napędu z połączeniem sprężystym z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi oraz metodę doboru jego parametrów. Syntezę obwodu regulacji przeprowadzono przy uwzględnieniu stałej czasowej τ_μ wewnętrznego obwodu regulacji momentu silnika. Przedstawiona w artykule metoda doboru parametrów układu regulacji umożliwia uzyskanie silnego tłumienia drgań i krótkiego czasu regulacji także w przypadku, gdy stała czasowa τ_μ nie jest pomijalna w porównaniu z okresem drgań układu mechanicznego. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych.

METHOD OF DETERMINATION OF THE CONTROL SYSTEM PARAMETERS OF THE DRIVE WITH ELASTIC JOINT WITH ADDITIONAL FEEDBACK LOOPS

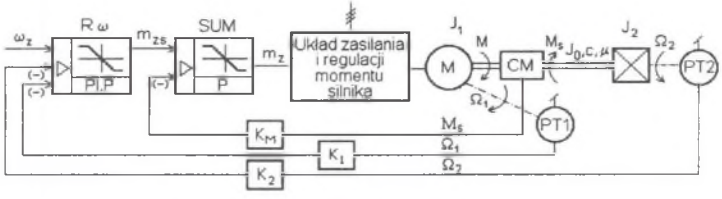
Summary. A control system of the drive with elastic joint with two additional feedback loops and the method of its parameter determination are described in the paper. The time constant τ_μ of the inner closed-loop of the motor torque control is taken into account in synthesis of the outer control system. The method of the control system parameter determination described in the paper makes it possible to obtain strong vibrations damping and short setting time also in the case, when time constant τ_μ is not neglected in comparison with the vibrations period of a mechanical system. The chosen results of the simulation tests are presented.

1. WPROWADZENIE

Skuteczność tłumienia drgań napędów z połączeniami sprężystymi w dużej mierze zależna jest od informacji o stanie obiektu regulacji. Dlatego w zamkniętych układach sterowania takich napędów stosuje się dodatkowe sprzężenia zwrotne. W publikacji [3] wykazano, że stosując w napędzie z połączeniem sprężystym przedstawioną na rys. 1 strukturę układu regulacji z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi można uzyskać skrócenie czasu regulacji w porównaniu ze znanymi układami regulacji z pojedynczym sprzężeniem zwrotnym od momentu skręcającego w elemencie sprężystym (albo równoważnego sprzężenia od kąta skręcenia φ elementu sprężystego) [1, 4] lub prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym [2].

Przedstawiono tam metodę doboru parametrów układu regulacji takiego napędu przy założeniu, że stała czasowa zamkniętego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika jest pomijalnie mała w porównaniu z okresem drgań własnych układu mechanicznego. Przyjęto więc, że zamknięty obwód regulacji momentu jest elementem bezinercyjnym opisanym w wielkościach względnych transmitancją operatorową:

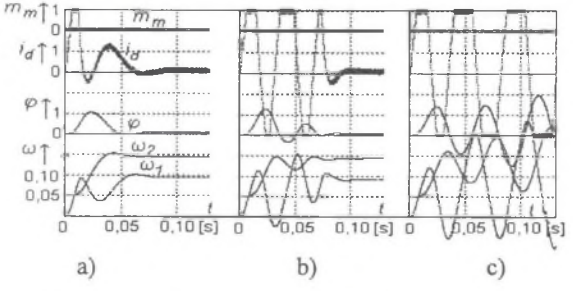
$$G_{zm}(s) = \frac{m(s)}{m_z(s)} = 1. \tag{1}$$



Rys.1. Schemat układu regulacji prędkości napędu z połączeniem sprężystym
Fig. 1. Functional diagram of the control system of the drive with elastic joint

W rezultacie uzyskano zależności na dobór parametrów regulatora prędkości i dodatkowych sprzężeń zwrotnych umożliwiające uzyskanie teoretycznie nieskończenie krótkiego czasu regulacji [3, 5]. Jednak ich zastosowanie dla napędu, w którym inercja obwodu regulacji momentu silnika nie jest pomijalnie mała lub przy przyjęciu bardzo krótkiego czasu regulacji (zależnego od wartości parametru ω_0), powoduje, że przebiegi w układzie mogą być słabo tłumione (rys.2b) lub praca napędu będzie niestabilna (rys.2c).

Celowe jest więc przeprowadzenie analizy napędu z połączeniem sprężystym przy uwzględnieniu inercji wnoszonej przez zamknięty obwód regulacji momentu elektromagnetycznego silnika, sformułowanie zależności na dobór parametrów układu regulacji w tym przypadku oraz określenie zakresu poprawności stosowania zależności na dobór parametrów układu regulacji otrzymanych dla bezinercyjnego [3, 5] modelu obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika.



Rys. 2. Przebiegi w układzie napędowym z rys.1 z regulatorem prędkości typu P i nastawami dobranymi z zależności dla bezinercyjnego modelu obwodu regulacji momentu przy różnych zadanych wartościach szybkości działania układu:
a) ω_o=1,0; b) ω_o=1,15; c) ω_o=1,30

Fig. 2. Results of simulation tests of the control system presented in Fig. 1. Parameters of the control system with P-type speed controller are determined for the model not taking into account time constant τ_μ. The assumed action rate of the system:
a) ω_o=1,0; b) ω_o=1,15; c) ω_o=1,30

2. ANALIZA NAPĘDU Z MODELEM INERCYJNYM WEWNĘTRZNEGO OBWODU REGULACJI MOMENTU

Dobre własności dynamiczne układu napędowego uwarunkowane są możliwością szybkiego kształtowania momentu elektromagnetycznego silnika. Aby to uzyskać, wyposaża się układy w obwód regulacji momentu elektromagnetycznego silnika występujący najczęściej w formie niejawnej, na przykład jako obwód regulacji prądu silnika obcowzbudnego prądu stałego lub składowej i_{sy} prądu stojana silnika asynchronicznego w układzie sterowania według metody orientacji wektora pola.

W przypadku kiedy stała czasowa zamkniętego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika T_μ nie jest pomijalnie mała w porównaniu z okresem drgań własnych układu mechanicznego, konieczne staje się uwzględnienie inercji wnoszonej przez ten obwód. Przy poprawnie dobranych nastawach regulatora można go opisać w uproszczeniu jako element inercyjny pierwszego rzędu o transmitancji:

$$G_{zm}(s)=\frac{m(s)}{m_z(s)}=\frac{1}{sT_\mu+1}. \tag{2}$$

Układ mechaniczny napędu (rys.1) scharakteryzowany jest przez momenty bezwładności silnika J_1, napędzanego mechanizmu za połączeniem sprężystym J_2, oraz współczynnikiem sztywności połączenia sprężystego c. Przyjęto dwumasowy model układu mechanicznego z bezinercyjnym elementem sprężystym i pominięto jego tłumienie wewnętrzne. Opis matematyczny układu przeprowadzono w wielkościach względnych, przy czym jako wielkości odniesienia przyjęto:

- dla momentów i prędkości: moment i prędkość znamionową silnika M_N, ω_N,
- dla wielkości w układzie regulacji: wartości odpowiadające znamionowej prędkości i znamionowemu momentowi silnika.

Przy powyższych założeniach obiekt regulacji zawierający zamknięty obwód regulacji momentu elektromagnetycznego, silnik oraz sprężysty układ mechaniczny opisuje równanie operatorowe:

$$\begin{bmatrix} m(s) \\ \omega_1(s) \\ \varphi(s) \\ \omega_2(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{sT_{m1}\left(sT_\mu+1\right)\left(s^2+\Omega_e^2\right)} \begin{bmatrix} sT_{m1}\left(s^2+\Omega_e^2\right) \\ s^2+\Omega_f^2 \\ sT_{m2}\Omega_f^2 \\ \Omega_f^2 \end{bmatrix} m_Z(s) + \frac{1}{sT_{m2}\left(s^2+\Omega_e^2\right)} \begin{bmatrix} 0 \\ -\Omega_g^2 \\ sT_{m1}\Omega_g^2 \\ -\left(s^2+\Omega_g^2\right) \end{bmatrix} m_m(s), \tag{3}$$

w którym pulsacje drgań własnych i stałe czasowe określone są zależnościami:

$$\Omega_e=\sqrt{\frac{1}{T_c}\left(\frac{1}{T_{m1}}+\frac{1}{T_{m2}}\right)}, \qquad \Omega_f=\sqrt{\frac{1}{T_cT_{m2}}}, \qquad \Omega_g=\sqrt{\frac{1}{T_cT_{mi}}}, \tag{4}$$

$$T_{m1}=\frac{J_1\Omega_N}{M_N}, \qquad T_{m2}=\frac{J_2\Omega_N}{M_N}, \qquad T_c=\frac{cM_N}{\Omega_N}. \tag{5}$$

Biorąc pod uwagę zależność (3) i zmieniając skale czasu:

$$\tau = t\Omega_f, \qquad p = \frac{s}{\Omega_f}, \tag{6}$$

transmitancja operatorowa zamkniętego obwodu regulacji prędkości napędu przedstawionego na rys. 1 przyjmuje postać:

$$G_{z\omega 2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_z(p)} = \frac{G_\omega(p)}{M(p)}, \tag{7}$$

gdzie mianownik :

$$M(p) = p\tau_{m1}(p\tau_\mu + 1)(p^2 + b + 1) + pk_\varphi\tau_{m2} + G_\omega(p)\left[p^2 + (1 + k_2)\right], \tag{8}$$

względne stałe czasowe:

$$\tau_\mu = T_\mu\Omega_f, \qquad \tau_{m1} = T_{m1}\Omega_f, \qquad \tau_\omega = T_\omega\Omega_f, \tag{9}$$

a współczynnik rozłożenia masy:

$$b = \frac{J_2}{J_1} = \frac{\tau_{m2}}{\tau_{m1}} = \frac{\Omega_e^2}{\Omega_f^2} - 1. \tag{10}$$

Dla proporcjonalno-całkującego regulatora prędkości:

$$G_\omega(p) = k_\omega\left(1 + \frac{1}{s\tau_\omega}\right), \tag{11}$$

mianownik M(p) przyjmuje postać:

$$M(p) = p^5 + p^4\frac{1}{\tau_\mu} + p^3\left(b + 1 + \frac{k_\omega}{\tau_\mu\tau_{m1}}\right) + p^2\left(\frac{b+1}{\tau_\mu} + \frac{k_\varphi\tau_{m2}}{\tau_{m1}\tau_\mu} + \frac{k_\omega}{\tau_\mu\tau_\omega\tau_{m1}}\right) +$$

$$+ p\frac{k_\omega}{\tau_\mu\tau_{m1}}(1 + k_2) + \frac{k_\omega}{\tau_\mu\tau_\omega\tau_{m1}}(1 + k_2). \tag{12}$$

Mianownik *M(p)* można przedstawić w postaci:

$$M(p) = p^5 + a_4\omega_0 p^4 + a_3\omega_0^2 p^3 + a_2\omega_0^3 p^2 + a_1\omega_0^4 p + \omega_0^5, \tag{13}$$

w której tłumienie przebiegów zależne jest od współczynników a_1, a_2, a_3, a_4, a wartość współczynnika ω_0 jest miarą szybkości działania układu. Wartości współczynników a_1, a_2, a_3, a_4 można związać ze współczynnikiem tłumienia drgań ξ relacjami [3]:

$$a_1 = a_4 = 4\xi + 1, \qquad a_2 = a_3 = 4\xi^2 + 4\xi + 2. \tag{14}$$

Na podstawie zależności (12) - (14) dla założonej wartości współczynnika tłumienia drgań ξ można wyznaczyć wyrażenia na dobór parametrów obwodu regulacji prędkości napędu z proporcjonalno-całkującym regulatorem prędkości i z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi:

$$k_{\omega} = \tau_{m1}\tau_{\mu}\left[\frac{\left(4\xi^2+4\xi+2\right)}{\left(4\xi+1\right)^2\tau_{\mu}^2} - (b+1)\right], \tag{15}$$

$$k_{\varphi} = \frac{1-(4\xi+1)}{\tau_{\mu}^2 b(4\xi+1)^4}\left[\tau_{\mu}^2(b+1)(4\xi+1)^2(4\xi+2) - \left(4\xi^2+4\xi+2\right)\right], \tag{16}$$

$$k_2 = \frac{1}{\tau_{\mu}^2(4\xi+1)\left[\left(4\xi^2+4\xi+2\right) - \tau_{\mu}^2(4\xi+1)^2(b+1)\right]} - 1, \tag{17}$$

$$\tau_{\omega} = \tau_{\mu}(4\xi+1)^2, \qquad \omega_0 = \frac{1}{\tau_{\mu}(4\xi+1)}. \tag{18}$$

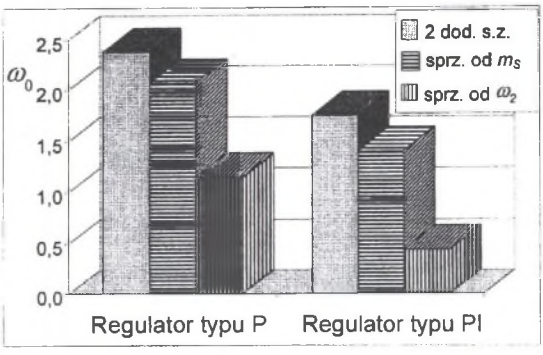
Postępując zgodnie z przedstawioną powyżej metodyką można także wyznaczyć zależności na dobór parametrów obwodu regulacji z proporcjonalnym regulatorem prędkości [5]:

$$k_{\omega} = \tau_{m1}\tau_{\mu}\left(\frac{4\xi^2+2}{16\xi^2\tau_{\mu}^2} - b - 1\right), \qquad k_{\varphi} = \frac{1}{b}\left(\frac{1}{16\xi^2\tau_{\mu}^2} - b - 1\right), \tag{19}$$

$$k_2 = \frac{1}{32\xi^2\tau_{\mu}^2\left(2\xi^2+1-8\xi^2\tau_{\mu}^2(b+1)\right)} - 1, \qquad \omega_0 = \frac{1}{\tau_{\mu}4\xi}. \tag{20}$$

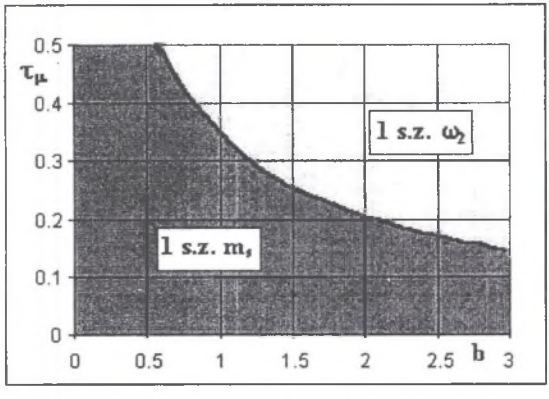
Z powyższych równań wynika, że stosując w układzie regulacji napędu z połączeniem sprężystym dwa dodatkowe sprzężenia zwrotne można uzyskać dowolną wartość współczynnika tłumienia drgań ξ, natomiast szybkość działania układu ω_0 zgodnie z wyrażeniami (18) i (20) zależna jest od stałej czasowej τ_{μ} zamkniętego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika i założonej wartości współczynnika tłumienia drgań ξ. Nie może być zatem dowolnie duża, jak to wynikało z zależności uzyskanych na podstawie modelu uproszczonego - pomijającego stałą czasową τ_{μ} (na podstawie zależności (18) i (20) można zauważyć, że gdy wartość stałej czasowej $\tau_{\mu} \to 0$, to wówczas $\omega_0 \to \infty$).

Zależności (15) - (20) umożliwiają również obliczenie nastaw regulatorów w przypadku układu z pojedynczym dodatkowym sprzężeniem zwrotnym przez podstawienie w nich $k_2 = 0$ (dla pojedynczego dodatkowego sprzężenia od momentu sprężystości m_s) lub $k_{\varphi}=0$ (dla dodatkowego sprzężenia od prędkości ω_2). W takim przypadku wartość zarówno współczynnika tłumienia drgań ξ jak i pulsacji ω_0 zależna jest od parametrów układu mechanicznego. Dla przykładowych danych układu napędowego wartości pulsacji ω_0 uzyskanych w układzie napędowym z dwoma lub jednym dodatkowym sprzężeniem zwrotnym i z regulatorem prędkości typu P i PI o nastawach obliczonych z zależności (15) - (20) przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Porównanie szybkości działania układu napędowego z połączeniem sprężystym dla różnych dodatkowych sprzężeń zwrotnych i typów regulatorów: $\tau_\mu = 0{,}15$, $b = 0{,}3$

Fig. 3. Comparison of the action rate of the drive with elastic joint for various additional feedback loops and controller types: $\tau_\mu = 0{,}15$, $b = 0{,}3$



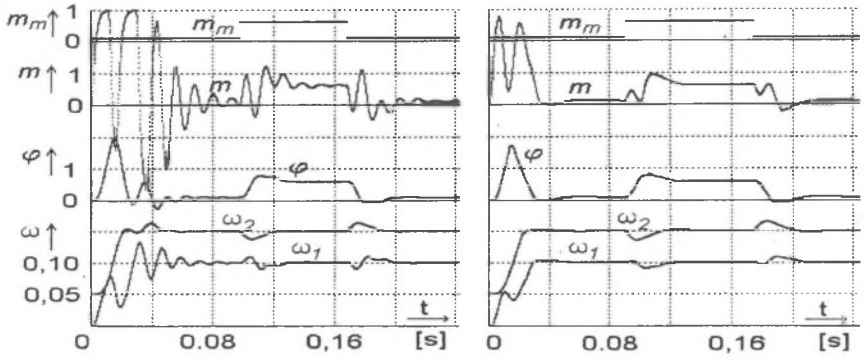
Rys.4. Obszary większej szybkości działania układów z pojedynczym dodatkowym sprzężeniem zwrotnym i proporcjonalnym regulatorem prędkości

Fig. 4. Ranges of the higher action rate of the system with single additional feedback loop and P-type speed controller

Najkrótszy czas regulacji można uzyskać w układzie z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi i z proporcjonalnym regulatorem prędkości. Dla układów z pojedynczym dodatkowym sprzężeniem zwrotnym na płaszczyźnie parametrów b, τ_μ można wyznaczyć obszary, w których układ z określonym typem sprzężenia wykazuje lepsze właściwości dynamiczne. Dla układu z proporcjonalnym regulatorem prędkości zobrazowane jest to na rys. 4.

W celu porównania właściwości układu napędowego przy doborze nastaw regulatorów z podanych w [3, 5] zależności wyznaczonych na podstawie bezinercyjnego modelu obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika oraz doborze z zależności uwzględniających inercję τ_μ przeprowadzono badania symulacyjne. Podstawowe parametry układu przyjęte do badań były następujące:
$J_1 = 0{,}026$ kgm^2,
$J_2 = 0{,}019$ kgm^2,
$c = 400$ Nm/rad,
$\Omega_f = 148{,}25$ rad/s, $b = 0{,}73$,
$\tau_\mu = 0{,}15$.

Wybrane wyniki dla napędu z regulatorem prędkości typu PI obrazuje rys. 5. Przedstawia on przebiegi prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym ω_2, prędkości silnika ω_1, kąta skręcenia sprężystego wału φ oraz momentu elektromagnetycznego silnika m w odpowiedzi na skokowe zmiany prędkości zadanej, a następnie momentu obciążenia m_m. Badania wykazały, że dobór parametrów obwodu regulacji z zależności uwzględniających inercję wewnętrznego obwodu regulacji momentu silnika zapewnia poprawne działanie napędu również w tym zakresie wartości parametrów napędu, w którym występują słabo tłumione drgania w przypadku doboru nastaw regulatorów z zależności uproszczonych.



Rys. 5. Porównanie przebiegów w układzie regulacji napędu z połączeniem sprężystym z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi i regulatorem prędkości typu PI o parametrach obliczonych z:
a) zależności uproszczonych nie uwzględniających inercji τ_μ: zadana wartość pulsacji ω_0=1,25,
b) zależności uwzględniających inercję τ_μ: uzyskana wartość pulsacji ω_0=1,25

Fig. 5. Comparison of the test runs of the drive with elastic joint with two additional feedback loops. Parameters of the control system with PI-type speed controller determined from:
a) simplified method neglecting time constant τ_μ: assumed value of ω_0=1,25,
b) method taking into account time constant τ_μ: obtained value of ω_0=1,25

3. PODSUMOWANIE

Przedstawiona w pracy metoda doboru parametrów nadrzędnego obwodu regulacji prędkości napędu z połączeniami sprężystymi z dodatkowymi pętlami sprzężeń zwrotnych jest przydatna w przypadku, gdy stała czasowa τ_μ wewnętrznego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika nie jest pomijalnie mała w porównaniu z okresem drgań własnych układu mechanicznego. Na podstawie przeprowadzonych badań można stwierdzić, że umożliwia ona uzyskanie przebiegów praktycznie bezoscylacyjnych także w przypadkach, gdy dobór parametrów układu regulacji z zależności pomijających stałą czasową τ_μ prowadził do przebiegów słabo tłumionych lub niestabilnych. Zakres stosowalności zależności otrzymanych na podstawie modelu układu napędowego, w którym pominięto stałą czasową τ_μ, został przedstawiony w artykule [6].

Na podstawie przedstawionych w artykule zależności możliwy jest dobór nastaw parametrów układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym, w którym zastosowano dwa dodatkowe sprzężenia zwrotne – od prędkości mechanizmu za połączeniem sprężystym oraz od momentu skręcającego w elemencie sprężystym – jak i w przypadku zastosowania jednego z tych sprzężeń. Lepsze właściwości dynamiczne (krótszy czas regulacji) uzyskuje się w przypadku jednoczesnego zastosowania obydwu dodatkowych sprzężeń.

LITERATURA

1. Brandenburg G.: Einfluss und Kompensation von Lose und Coulombscher Reibung bei einem drehzahl- und lagegeregelten, elastischen Zweimassensystem. Automatisierungtechnik, vol.37, No.1, p.23-31, No.3, 1989, pp. 111-119.
2. Gierlotka K.: Układy sterowania napędów elektrycznych z elementami sprężystymi. ZN Pol. Śląskiej, ser. Elektryka, z. 129, Gliwice 1992.
3. Gierlotka K., Zaleśny P.: Dodatkowe sprzężenia zwrotne w układach napędowych z połączeniem sprężystym. ZN Pol. Śląskiej, ser. Elektryka, z. 147, Gliwice 1996, s. 31-44.
4. Ohmae T., Matsuda T, Kanno M., Saito K., Sukegawa T.: A microprocessor-based motor speed regulator using fast-response state observer for reduction of torsional vibration. IEEE Transaction on Industry Application, vol. IA-23, No. 5, 1987, p. 863-871.
5. Zaleśny P.: Układy napędowe z połączeniami sprężystymi o ulepszonych właściwościach dynamicznych. Rozprawa doktorska, Pol. Śląska, Gliwice 1998.
6. Zaleśny P.: Zakres poprawności stosowania uproszczonego modelu napędu z połączeniem sprężystym przy doborze parametrów układu regulacji. ZN Pol. Śląskiej, ser. Elektryka, z. 169, Gliwice 1999, s.

Recenzent: Dr hab.inż. Maciej Tondos, prof. AGH

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

The control system of the drive with elastic joint with two additional feedback loops presented in Fig. 1 is described in the paper. This system makes it possible to obtain the shorter setting time than well known [1, 2, 4] control systems of the drive with elastic joint with single additional feedback loop.

The method of determination of the control system parameters with two additional feedback loops is described in the paper [3]. The time constant τ_μ of the inner closed-loop of the motor torque control is neglected in the considerations presented there. Results of application of the relations proposed in [3] for the drives in which time constant τ_μ is not negligible in comparison with the vibration period of a mechanical system can be not satisfactory as shown in Fig. 2.

The method of determination of the control system parameters taking into account the time constant τ_μ is described in this paper. The parameters of the control system with PI-type speed controller are expressed by Eqs. (15) - (18), and for P-type speed controller by Eqs. (19) and (20). These equations make it possible determination of the control system parameters also for the drive with single additional feedback loop.

The action rate of the control system with two additional feedback loops is higher than that of the control system with single additional control loop as shown in Fig. 3. Fig. 5 shows, that application of the method proposed in this paper, makes it possible to obtain the strong vibrations damping also in the case for which application of the method presented in [3] causes vibrations of the drive.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Piotr ZALEŚNY

ZAKRES POPRAWNOŚCI STOSOWANIA UPROSZCZONEGO MODELU NAPĘDU Z POŁĄCZENIEM SPRĘŻYSTYM PRZY DOBORZE PARAMETRÓW UKŁADU REGULACJI

Streszczenie. W artykule, dla układu sterowania napędu z połączeniem sprężystym z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi, określono zakres poprawności stosowania zależności na dobór parametrów obwodu regulacji prędkości uzyskanych na podstawie modelu uproszczonego - pomijającego inercję wewnętrznego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika [3]. Drugi model napędu stosowany do wyznaczenia powyższych zależności, uwzględniający tę inercję, jest przedstawiony i porównany z modelem bezinercyjnym w publikacjach [5,6]. W artykule zamieszczono wyznaczone charakterystyki zależności współczynnika tłumienia drgań ξ od inercji wewnętrznego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika - $\xi=f(\tau_\mu)$.

THE CORRECT RANGE OF APPLYING THE SIMPLIFIED MODEL OF THE ELASTIC JOINT DRIVE WHEN SELECTING THE CONTROL PARAMETERS

Summary. The paper describes the elastic joint drive with additional feedback. The range of correct application of the formulae for the selection of parameters of the speed control circuit has been determined basing on a simplified drive model. The simplification consists in neglecting the inertia of the inner electromagnetic torque control circuit of the motor [3]. The second model of the drive which takes into consideration the inertia of the control circuit is described and compared with the inertialess model in publications [5,6]. The paper presents the calculated characteristics of the dependence of the vibration damping coefficient ξ on the inertia of the electromagnetic torque inner control circuit - $\xi=f(\tau_\mu)$.

1. WPROWADZENIE

Modelowanie układu rzeczywistego jest zawsze problemem złożonym. Polega ono na przyjęciu założeń i określeniu uproszczonego modelu fizykalnego opisującego, ze względu na badane zjawiska, zachowanie się rozpatrywanego obiektu. Następnie formułowany jest opis matematyczny, obierany zbiór zmiennych i określane zależności matematyczne zachodzące między tymi zmiennymi. Dopuszczalność przeprowadzonych idealizacji ostatecznie zweryfikować może dopiero porównanie wyników obliczeń i symulacji z wynikami badań laboratoryjnych [4].

W syntezie układów regulacji napędów z elastycznymi więzami mechanicznymi szczególnie istotnym zagadnieniem jest wybór właściwego modelu napędu. Należy wybrać model, który wystarczająco dokładnie opisze obiekt i badane zjawisko, a jednocześnie zapewni moż-

liwie proste rozwiązanie. W artykule [6] przedstawiono model uwzględniający inercję wewnętrznego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika i porównano z modelem: uproszczonym – pomijającym inercję, opisanym w publikacji [3].

Modele te posłużyły do doboru parametrów obwodu regulacji prędkości analizowanego napędu. Wyznaczone ogólne zależności na obliczanie wzmocnienia i stałej czasowej regulatora oraz wzmocnienia torów dodatkowych sprzężeń zwrotnych w obu przypadkach w różny sposób zdeterminowały własności dynamiczne napędu – ich porównanie zawarte jest w publikacjach [5,6]. Ogólne zależności na dobór parametrów obwodu regulacji prędkości analizowanego napędu wyznaczone na podstawie modelu bezinercyjnego są prostsze i wygodniejsze w użyciu, ale nie zapewniają odpowiednio dużego tłumienia, a tym samym poprawnej pracy napędu w szerokich granicach. Powstała zatem potrzeba określenia obszaru poprawności ich stosowania.

2. OKREŚLENIE ZAKRESU POPRAWNOŚCI STOSOWANIA BEZINERCYJNEGO MODELU NAPĘDU

Dobór układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym, według zależności podanych w [3], umożliwia uzyskanie założonego tłumienia i krótkich czasów regulacji tylko wówczas, gdy rzeczywista inercja wnoszona przez wewnętrzny obwód regulacji momentu jest pomijalnie mała w porównaniu z okresem drgań własnych układu mechanicznego. W przeciwnym przypadku przebiegi czasowe wielkości regulowanych w zamkniętym układzie regulacji, przy doborze jego parametrów z zależności uproszczonych, mogą się charakteryzować tłumieniem znacznie mniejszym od założonego. Wyznaczenie maksymalnej wartości stałej czasowej zamkniętego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika τ_μ przy której, dla układu regulacji dobranego bez jej uwzględnienia, nastąpi co najwyżej założone, maksymalnie dopuszczalne, zmniejszenie tłumienia, określi granice poprawności stosowania bezinercyjnego modelu napędu z połączeniem sprężystym.

Należy więc przeprowadzić analizę układu opisanego transmitancją (7) podaną w artykule [6] uwzględniającą inercję obwodu regulacji momentu, przy parametrach układu regulacji prędkości dobranych z zależności uproszczonych [3] i wyznaczyć zależność współczynnika tłumienia drgań od stałej czasowej zamkniętego obwodu regulacji momentu $\xi=f(\tau_\mu)$.

2.1. Proporcjonalno-całkujący regulator prędkości

Transmitancja operatorowa zamkniętego obwodu regulacji prędkości napędu z proporcjonalno-całkującym regulatorem prędkości określona jest zależnością [6]:

$$G_{z\omega 2}(p)=\frac{\omega_2(p)}{\omega_z(p)}=\frac{k_{\omega 0}\left(1+s\tau_{\omega 0}\right)}{\tau_{m1}\tau_\mu\tau_{\omega 0}M(p)}, \tag{1}$$

gdzie:

$$M(p)=p^5+p^4\frac{1}{\tau_\mu}+p^3\left(b+1+\frac{k_{\omega 0}}{\tau_{m1}\tau_\mu}\right)+p^2\left(\frac{b+1}{\tau_\mu}+\frac{k_{\varphi 0}\tau_{m2}}{\tau_{m1}\tau_\mu}+\frac{k_{\omega 0}}{\tau_\mu\tau_{m1}\tau_{\omega 0}}\right)+$$

$$+p\frac{k_{\omega 0}}{\tau_\mu\tau_{m1}}\left(1+k_{20}\right)+\frac{k_{\omega 0}}{\tau_\mu\tau_{\omega 0}\tau_{m1}}\left(1+k_{20}\right). \tag{2}$$

k_{20}, $k_{\varphi 0}$, $k_{\omega 0}$, $\tau_{\omega 0}$ – podstawione do mianownika nastawy obwodu regulacji prędkości dobrane dla τ_μ=0 – zamieszczone zostały w publikacjach [3,5].

Wyznaczając pierwiastki wielomianu (1) przy zmieniającym się parametrze τ_μ uzyskuje się przedstawione na rysunku 1 przebiegi zależności $\xi=f(\tau_\mu)$ - dla zastosowanych dwóch, oraz przy pojedynczych dodatkowych sprzężeń zwrotnych. Badania przeprowadzono dla założonej wartości współczynnika tłumienia $\xi=\sqrt{2}/2$ oraz kilku wartości współczynnika rozłożenia masy b:

$$b=\frac{J_2}{J_1}=\frac{\tau_{m2}}{\tau_{m1}}=\frac{\Omega_e^2}{\Omega_f^2}-1. \tag{3}$$

2.2. Proporcjonalny regulator prędkości

Postępując podobnie jak dla proporcjonalno-całkującego regulatora prędkości – otrzymujemy:

$$M(p)=p^4+p^3\frac{1}{\tau_\mu}+p^2\left(b+1+\frac{k_{\omega 0}}{\tau_{m1}\tau_\mu}\right)+p\left(\frac{b(k_{\varphi 0}+1)+1}{\tau_\mu}\right)+\frac{k_{\omega 0}(1+k_{20})}{\tau_{m1}\tau_\mu}. \tag{4}$$

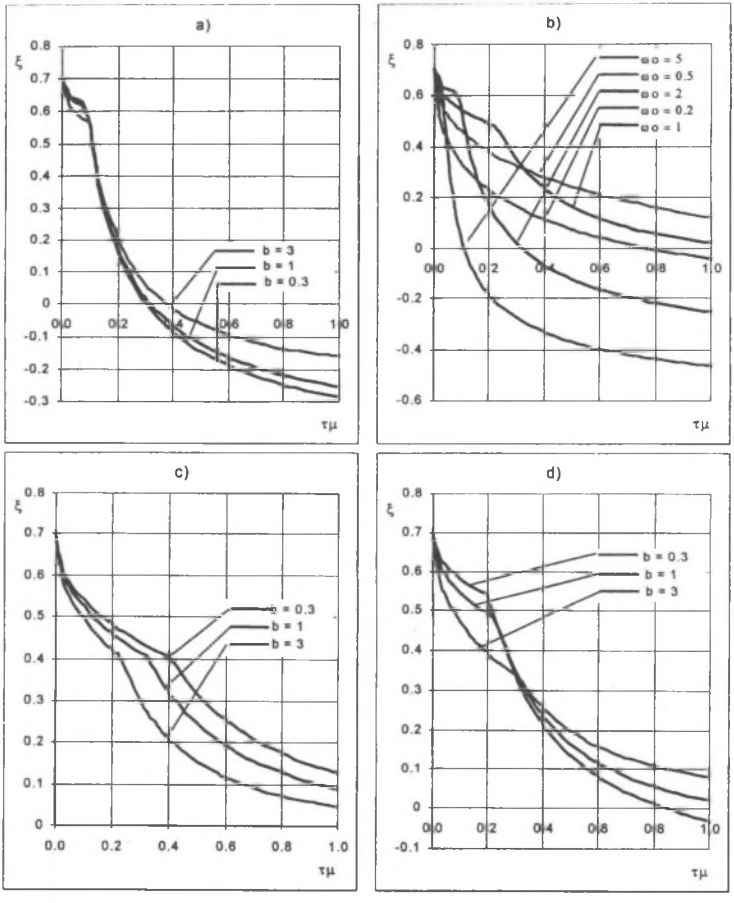
Wyznaczone charakterystyki $\xi=f(\tau_\mu)$ dla regulatora prędkości typu P przedstawia rys. 2.

Badania przeprowadzono dla różnych struktur układu regulacji prędkości napędu z połączeniem sprężystym. Przeanalizowano układ regulacji z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi oraz dwa rodzaje układu z pojedynczym dodatkowym sprzężeniem zwrotnym. Charakterystyki $\xi=f(\tau_\mu)$ wyznaczono dla przyjętej do obliczeń nastaw regulatorów z zależności uproszczonych wartości współczynnika tłumienia $\xi_0=\sqrt{2}/2$ oraz różnych wartości współczynnika rozłożenia masy b, dla dwóch zastosowanych typów regulatora prędkości – PI (rys.1) oraz P (rys.2).

Przebadano również wpływ zadanej szybkości działania układu określonej wartością pulsacji ω_0 na szerokość strefy, w której można pominąć stałą czasową τ_μ przy obliczaniu nastaw regulatora prędkości (rys.1b i 2b).

3. PODSUMOWANIE

1. Zakładając dopuszczalny zakres zmian współczynnika tłumienia drgań ξ w stosunku do przyjętej do obliczeń wartości ξ_0 można na podstawie przedstawionych zależności i wykresów przedstawionych na rysunkach 1 oraz 2 wyznaczyć graniczną wartość stałej czasowej τ_μ zamkniętego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika. Poniżej tej granicy wartość współczynnika tłumienia ξ nie maleje w porównaniu do założonej wartości ξ_0 bardziej niż jest to dopuszczalne, a nawet może nieco wzrosnąć (rys.2). Strefa ta stanowi przedział, w którym można pominąć inercję zamkniętego obwodu regulacji momentu silnika przy doborze parametrów układu regulacji i korzystać z uproszczonych zależności podanych w publikacji [3].
2. Szerokość strefy, w której przy doborze nastaw regulatorów można pominąć właściwości dynamiczne zamkniętego obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika, zależna jest od liczby dodatkowych sprzężeń zwrotnych, typu regulatora prędkości, parametrów układu mechanicznego wyrażonych współczynnikiem b, a w układzie z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi także od przyjętej do obliczeń nastaw regulatorów metodą uproszczoną wartości pulsacji ω_0.



Rys. 1. Tłumienie drgań napędu w zależności od względnej wartości stałej czasowej obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika przy zastosowaniu zależności uproszczonych do wyznaczania parametrów regulatora prędkości typu PI:

a) układ z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi dla kilku wartości b oraz ω_0=2,

b) układ z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi dla kilku wartości ω_0 oraz b=1,

c) układ z pojedynczym dodatkowym sprzężeniami zwrotnym od prędkości ω_2,

d) układ z pojedynczym dodatkowym sprzężeniami zwrotnym od momentu sprężystości m_s

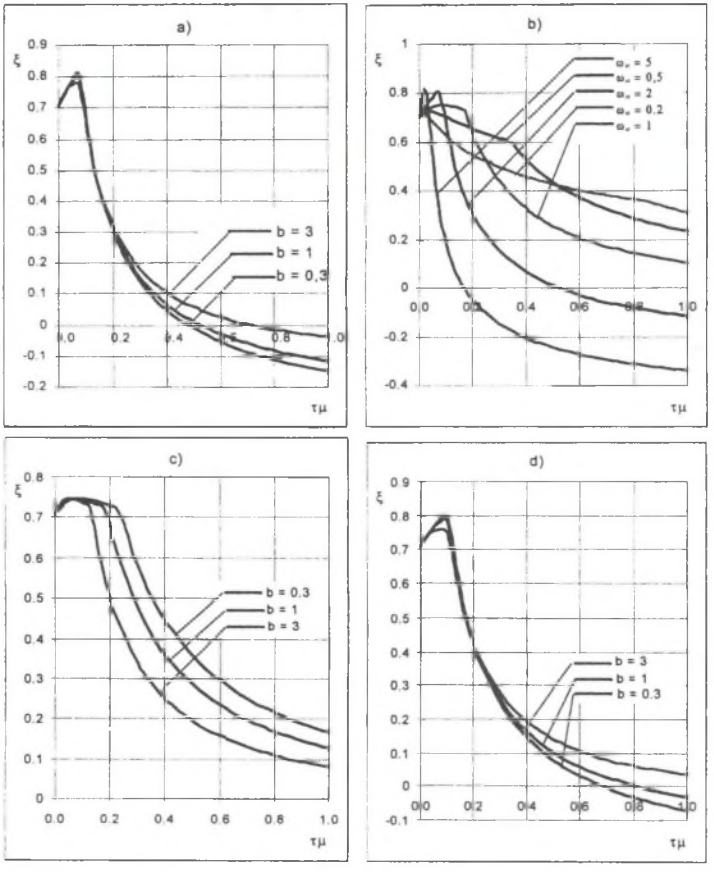
Fig.1. Damping of the drive vibrations vs. the relative value of the time constant of the electromagnetic torque control circuit. The simplified relation for the calculation of PI-type speed controller has been used:

a) the system with two additional feedback loops for several b values and ω_o=2,

b) the system with two additional feedback loops for several ω_0 values and b=1,

c) the system with a single additional speed ω_2 feedback,

d) the system with a single additional feedback from the elasticity moment m_s



Rys. 2. Tłumienie drgań napędu w zależności od względnej wartości stałej czasowej obwodu regulacji momentu elektromagnetycznego silnika przy zastosowaniu zależności uproszczonych do wyznaczania parametrów regulatora prędkości typu P:
a) układ z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi dla kilku wartości b oraz $\omega_0 = 2$,
b) układ z dwoma dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi dla kilku wartości ω_0 oraz b=1,
c) układ z pojedynczym dodatkowym sprzężeniami zwrotnym od prędkości ω_2,
d) układ z jednym dodatkowym sprzężeniami zwrotnym od momentu sprężystości m_s

Fig.2. Damping of the drive vibrations vs. the relative value of the time constant of the electromagnetic torque control circuit. The simplified relation for the calculation of P-type speed controller has been used:
a) the system with two additional feedback loops for several b values and ω_0=2,
b) the system with two additional feedback loops for several ω_0 values and b=1,
c) the system with a single additional speed ω_2 feedback,
d) the system with a single additional feedback from the elasticity moment m_s

3. Dla wartości τ_μ większych od granicznej wartość stałej czasowej zamkniętego układu regulacji momentu przy doborze parametrów nadrzędnego układu regulacji należy korzystać z zależności uwzględniających inercję τ_μ [5,6]. Jej pominięcie może doprowadzić do znacznego zmniejszenia uzyskiwanego współczynnika tłumienia drgań w stosunku do przyjętej do obliczeń wartości ξ_0, a nawet do niestabilności układu ($\xi < 0$).

LITERATURA

1. Brandenburg G.: Einfluss und Kompensation von Lose und Coulombscher Reibung bei einem drehzahl- und lagegeregelten, elastischen Zweimassensystem. Automatisierungtechnik, vol.37, No.1, p.23-31, No.3, 1989, pp. 111-119.
2. Gierlotka K.: Układy sterowania napędów elektrycznych z elementami sprężystymi. ZN Pol. Śląskiej, ser. Elektryka, z. 129, Gliwice 1992.
3. Gierlotka K.: Zaleśny P.: Dodatkowe sprzężenia zwrotne w układach napędowych z połączeniem sprężystym. ZN Pol. Śląskiej, ser. Elektryka z. 147, Gliwice 1996.
4. Wojnarowski J, Gierlotka K.: O ewolucji sterowania w systemach maszyn roboczych. „Problemy Maszyn Roboczych" z. 10, Warszawa 1997.
5. Zaleśny P.: Układy napędowe z połączeniami sprężystymi o ulepszonych właściwościach dynamicznych. Rozprawa doktorska. Pol. Śląska, Gliwice 1998.
6. Zaleśny P., Gierlotka K.: Metoda obliczania parametrów układu regulacji napędu z połączeniem sprężystym z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi. ZN Pol. Śląskiej, ser. Elektryka z.170, Gliwice 1999.

Recenzent: Dr hab.inż. Maciej TONDOS, prof. AGH

Wpłynęło do Redakcji 31maja 1999 r.

Abstract

The paper deals with the control systems of the elastic joint drive in which additional feedback loops in the speed control circuit are used. The characteristics determining the correct range of applying the formula for selecting the parameters of the speed control circuit are shown. This formula has been obtained on the basis of the simplified model, i.e. the model neglecting the inertia of the electromagnetic torque inner control circuit [3]. The selection of the control system for the elastic joint drive basing on the relations given in [3], makes possible the attainment of the required damping and short setting times, provided the real inertia produced by the inner torque control system is negligible compared with the free vibration period of the mechanical system. Otherwise, the time courses of the controlled quantities may be characterised by the much lower damping than required. The other drive model, the one taking the inertia into account, is presented and compared with inertialess model in publications [5,6]. The relations (1,2) describe the drive according to the inertial model, while the control system parameters are calculated with the help of simplified formulas, neglecting the inertia τ_μ of the torque control circuit. Havong solved the above equations with respect to τ_μ, the characteristics of the damping of the drive vibrations vs. the inertia of the inner torque control system $\xi=f(\tau_\mu)$, shown in Figs.1 and 2, have been obtained. The maximum value of the time constant τ_μ, when the maximum allowable damping reduction occurs (the values taken from a control system selected without considering the time constant), defines the correct range of application of inertialess elastic joint drive model for the selection of speed control circuit parameters.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Tadeusz GLINKA
Jakub BERNATT

SILNIK INDUKCYJNY 6-FAZOWY Z NIESYMETRYCZNYM ROZŁOŻENIEM OSI FAZ DO NAPĘDÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH DUŻYCH MOCY

Streszczenie. Artykuł zawiera rozważania dotyczące silników 6-fazowych z niesymetrycznym rozłożeniem osi faz. Prezentowane są zalety takich silników, szczególnie widoczne, gdy są to silniki dużej mocy przeznaczone do zasilania z przekształtników częstotliwości. W artykule przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych silnika prototypowego 3/6-fazowego o mocy 50 kW, poprzedzone analizą celowości stosowania uzwojenia 6-fazowego.

SIX-PHASE INDUCTION MOTOR WITH NONSYMMETRIC PHASE AXIS DISTRIBUTION FOR HIGH POWER CONVERTER FED DRIVES

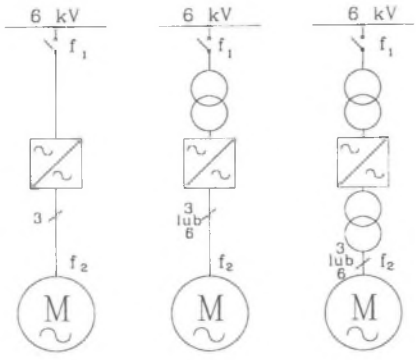
Summary. The paper presents analysis of the 6-phase induction motors designed for frequency converters supply. The advantages of low voltage motors are shown and the advantages of nonsymmetric-axis distribution are given as well. Results of laboratory tests of the 3/6-phase motor rated at 50 kW and the analysis of the advisability of using such motors are presented.

1. WSTĘP

1.1. Charakterystyka układu napędowego dużej mocy o regulowanej prędkości obrotowej z silnikiem indukcyjnym klatkowym

Zmniejszenie zużycia energii elektrycznej przez układ napędowy uzyskać można poprzez realizację pracy napędu przy minimalnej, dopuszczalnej jeszcze ze względów technologicznych prędkości obrotowej. W tym celu napęd, który nie musi pracować przy stałej prędkości obrotowej, wyposaża się w układ regulujący prędkość obrotową. Obecnie standardowym rozwiązaniem takiego napędu jest przemiennik częstotliwości i silnik indukcyjny klatkowy. W zakresie napędów dużej mocy możliwe są trzy warianty rozwiązania: rys. 1.1. Najczęściej stosowanym układem jest ten przedstawiony na rys. 1.1b (przekształtniki o napięciu znamionowym 6 kV nie są jeszcze produkowane na skalę przemysłową). W układzie tym zarówno przemiennik częstotliwości, jak i silnik mają niskie napięcie znamionowe ($U_N < 800$ V). Przy napięciu $U_N < 800$ V nie zachodzi potrzeba szeregowego łączenia elementów energoelektronicznych. Aby uniknąć równoległego łączenia zaworów, można budować przemiennik czę-

stotliwości m-fazowy i zastosować silnik m-fazowy. W zależności od mocy napędu stosuje się układy 3-fazowe (m = 3) bądź 6-fazowe (m = 6).



Rys.1.1. Różne warianty rozwiązania układu napędowego o regulowanej prędkości obrotowej z silnikiem indukcyjnym klatkowym
Fig.1.1. High power induction motor supplied from frequency converter

Zastosowanie silnika niskonapięciowego jest korzystne, gdyż:

- w tym samym wykroju blachy stojana można zmieścić większy przekrój miedzi w stosunku do uzwojenia wysokonapięciowego,
- większa objętość miedzi to mniejsza gęstość prądu i mniejsze straty mocy czynnej,
- mniejsza grubość izolacji to lepsza wymiana ciepła między uzwojeniem a pakietem blach stojana i między czołami uzwojenia i powietrzem chłodzącym,
- zmniejszenie strat mocy i poprawa odbioru ciepła z uzwojenia obniża temperaturę uzwojenia podczas pracy silnika.

2. PORÓWNANIE WŁASNOŚCI SILNIKÓW INDUKCYJNYCH NISKIEGO I WYSOKIEGO NAPIĘCIA

Silniki indukcyjne wykonuje się na napięcia znamionowe niskie (NN - w kraju są to napięcia 220, 380, 500, 660, 690 i 800 V) oraz na napięcia znamionowe wysokie (WN - w kraju 6 kV oraz dla silników najwyższych mocy 10 kV). Umowną granicę między standardowymi silnikami NN i WN stanowi moc 200 - 250 kW. Obecnie jednak, właśnie w związku z coraz powszechniej stosowanym zasilaniem silników dużych mocy z układów przekształtnikowych (realizowanych według wariantu oznaczonego na rys. 1.1 jako „b"), silniki NN wykonywane są aż do mocy 1000 kW i powyżej.

Wielkość napięcia znamionowego decyduje o doborze rodzaju i grubości materiałów izolacyjnych uzwojenia stojana, odstępach izolacyjnych w czołach uzwojeń, a także o rodzaju i przekroju drutu nawojowego.

Silnik WN musi mieć większe wymiary (i większą masę) w porównaniu z silnikiem NN lub przy tych samych wymiarach, silnik WN będzie mieć niższy współczynnik sprawności. W tabeli poniżej podano porównanie wielkości strat w miedzi stojana, strat w żelazie oraz znamionowych współczynników sprawności (wg IEC) dla silników trójfazowych NN-WN tej samej mocy i o tej samej objętości żelaza czynnego.

Tabela 2.1
Porównanie wybranych parametrów silników niskiego i wysokiego napięcia o tych samych wymiarach zewnętrznych

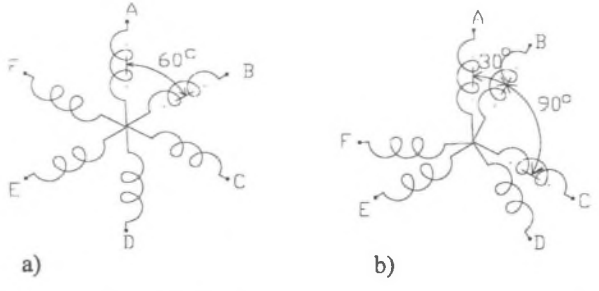
Typ silnika ⇨	Sf 355		Sf 355 spec	Sf 560		Sf 560 spec
Napięcie znamion.[V] / Wielkość	U = 6000	U = 800	U = 380	U = 6000	U = 800	U = 800
Moc znamionowa [kW]	200	200	200	1400	1400	1400
ΔP_{Cu1} [W]	4180	2360	2021	11030	7600	8230
ΔP_{Fe} [W]	4400	4700	2423	16320	18580	14680
η [%]	92.3	93.1	95.0	96.3	96.5	96.7
Współczynnik zapełnienia żłobka k_z	0.28	0.46	0.60	0.43	0.55	0.58
Kształt żłobka stojana	prostokątny	prostokątny	owalny	prostokątny	prostokątny	prostokątny

3. UZWOJENIA

3.1. Porównanie uzwojenia 6-fazowego z symetrycznym i niesymetrycznym rozkładem osi

Przemienniki częstotliwości umożliwiają, oprócz regulacji napięcia i zmiany częstotliwości, także zwiększenie liczby faz - na przykład do sześciu. Uzwojenie 6-fazowe można wykonać z symetrycznym rozkładem osi faz na obwodzie, przy kącie elektrycznym miedzy osiami faz 60° (rys. 3.1a), lub też z rozkładem niesymetrycznym - przy kącie między osiami faz uzwojenia wynoszącymi na przemian 30° i 90° (rys 3.1b).

Można wykazać, że w szczelinie silnika z uzwojeniem 6-fazowym o rozkładzie osi faz niesymetrycznym, jak na rys. 3.1b, znikają harmoniczne przestrzenne $\nu = 6n \pm 1$ dla n nieparzystych, w tym harmoniczne o największej amplitudzie $\nu = 5$ i $\nu = 7$, natomiast rozkład symetryczny (rys. 3.1a) nie eliminuje żadnej harmonicznej układu 3-fazowego.



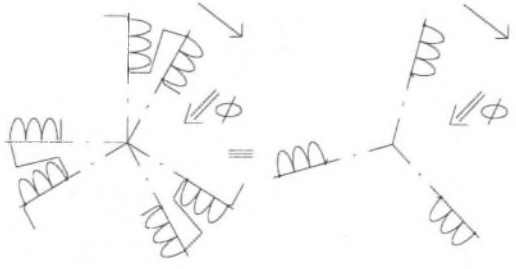
Rys.3.1. Rozkład faz uzwojenia w silniku 6-fazowym: a - symetryczny, b - niesymetryczny
Fig. 3.1. Phase axis distribution in a 6-phase motor: a - symmetric distribution, b - nonsymmetric distribution

4. METODYKA I ALGORYTM OBLICZEŃ ELEKTROMAGNETYCZNYCH

Metodyka projektowych obliczeń elektromagnetycznych silników 6-fazowych z niesymetrycznym rozłożeniem osi faz zaprezentowana artykule bazuje na algorytmie i programie obliczeń projektowych silników indukcyjnych 3-fazowych istniejącym w Branżowym Ośrodku Badawczo-Rozwojowym Maszyn Elektrycznych Komel. Metodyka ta zostanie przedstawiona na przykładzie uzwojenia skróconego o liczbie żłobków $Ż_1 = 72$ i liczbie biegunów $2p = 4$.

Uzwojenie 6-fazowe można połączyć w układ 3-fazowy poprzez połączenie szeregowe dwóch sąsiednich faz przesuniętych względem siebie o kąt $\frac{\pi}{6}$ (rys 4.1).

Parametry znamionowe projektowanego silnika 6-fazowego są podstawą do określenia parametrów wejściowych do programu obliczeń silników 3-fazowych.



Rys. 4.1. Przejście z układu 6-fazowego na 3-fazowy
Fig. 4.1. Tranformation from 6-phase winding into 3-phase winding

Można wykazać, że silnik 6-fazowy może być w przybliżeniu liczony jako silnik 3-fazowy o napięciu znamionowym:

$$U_{fN}^{(3)} = U_{fN}^{(6)} \frac{E_{fN}^{(3)}}{E_{fN}^{(6)}} = 2U_{fN}^{(6)} \frac{k_g^{(3)}}{k_g^{(6)}} \tag{4.1}$$

5. SILNIKI MODELOWE

Zaprojektowano i wykonano dwa silniki 6-fazowe o niesymetrycznym rozkładzie osi faz. W pierwszej kolejności wykonano silnik modelowy o mocy 50 kW, a po przeprowadzeniu jego badań i weryfikacji założeń konstrukcyjnych, silnik w wykonaniu przemysłowym o mocy 1400 kW.

5.1. Silnik modelowy 3/6-fazowy o mocy 50 kW

Aby obniżyć koszty wykonania silnika modelowego, jego konstrukcję oparto na silniku 3-fazowym indukcyjnym klatkowym o mocy 50 kW produkowanym w Zakładach EMIT w Żychlinie. Wybrano silnik, który posiada wykrój blachy stojana z parzystą (dla uzwojenia 3-fazowego) liczbą żłobków na biegun i fazę, co pozwala uniknąć kłopotliwego w wykonaniu uzwojenia ułamkowego ($Ż_1 = 72$).

Silnik modelowy o mocy 50 kW został wykonany na bazie produkowanych seryjnie silników typu Sgm 280 S6. Nowe, 2-warstwowe uzwojenie stojana zostało wykonane jako 4-biegunowe.

Na specjalną tablicę zaciskową wyprowadzono początki i końce każdej z cewek uzwojenia stojana - umożliwia to przełączanie uzwojenia w układy 3-fazowy symetryczny i 6-fazowe niesymetryczne. W szczelinie silnika umieszczono 3 cewki służące do pomiaru indukcji.

Tabela 5.1

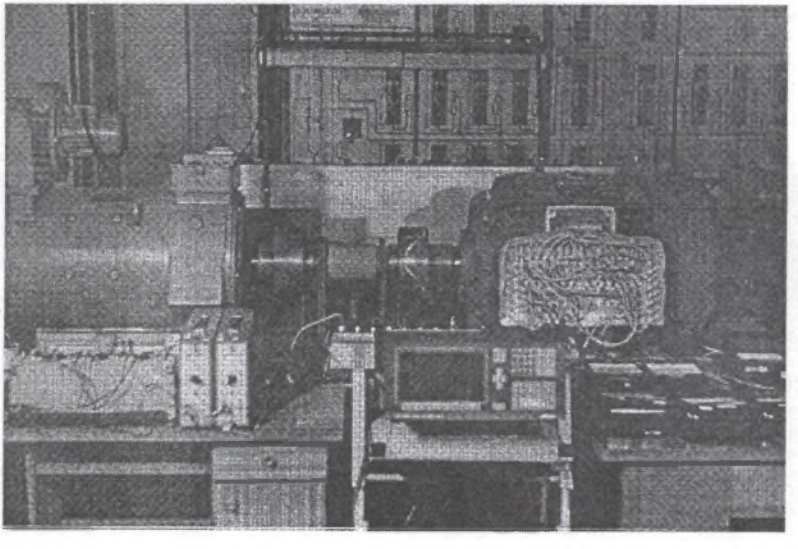
Zestawienie podstawowych obliczonych parametrów silnika modelowego 3/6-fazowego

Parametr		Uzwojenie połączone w układ 3-fazowy	Uzwojenie połączone w układ 6-fazowy
P_n	kW	50	50
U_n	V	380	196.6
I_n	A	89.4	89.4
ukł połącz.	-	D	2x D
η_n	%	92,0	92.0
$\cos\varphi_n$	-	0,92	0.92
n_n	obr/min	1478	1478
M_L/M_n	-	1,39	1.39
I_L/I_n	-	6,6	6.6
I_o	A	19.7	18.0
z_f	-	96	48

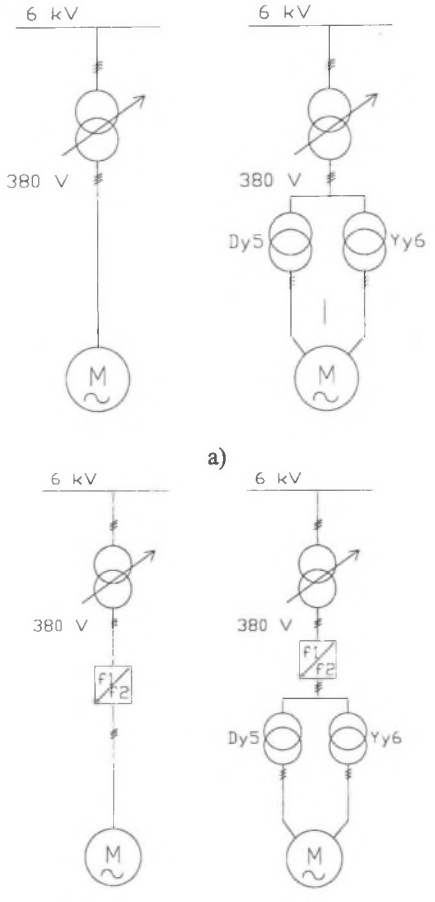
6. BADANIA LABORATORYJNE SILNIKA

6.1. Opis modelu i programu badań

Przygotowany silnik poddano badaniom laboratoryjnym. Badania te w głównym stopniu mają charakter porównawczy przy zasilaniu silnika napięciem 3 i 6-fazowym. Przeprowadzono próby w stanie biegu jałowego, stanie zwarcia oraz badania ruchowe.



Rys. 6.1. Widok stanowiska pomiarowego. Silnik badany znajduje się po prawej stronie
Fig. 6.1. Six-phase induction motor (at right side) during laboratory tests



Rys. 6.2. Schemat układu zasilania: a) - zasilanie sinusoidalne, b) - zasilanie przekształtnikowe

Fig. 6.2. Supply sytem for: a) - grid fed, b) - converter fed

6.2. Wyniki pomiarów

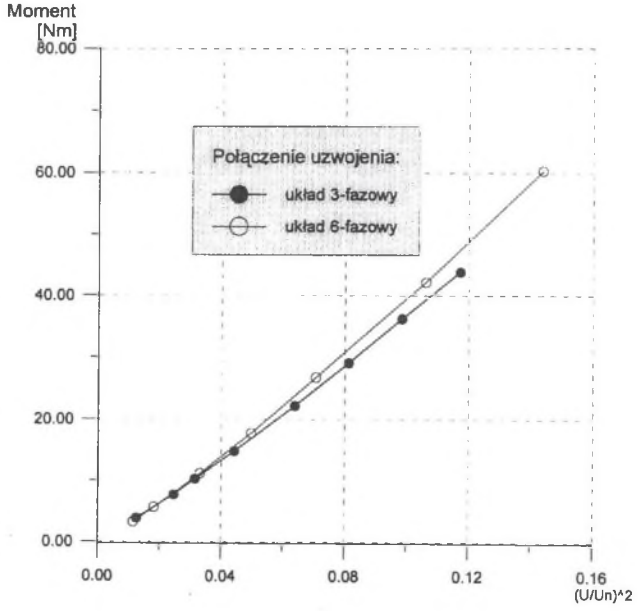
Bieg jałowy

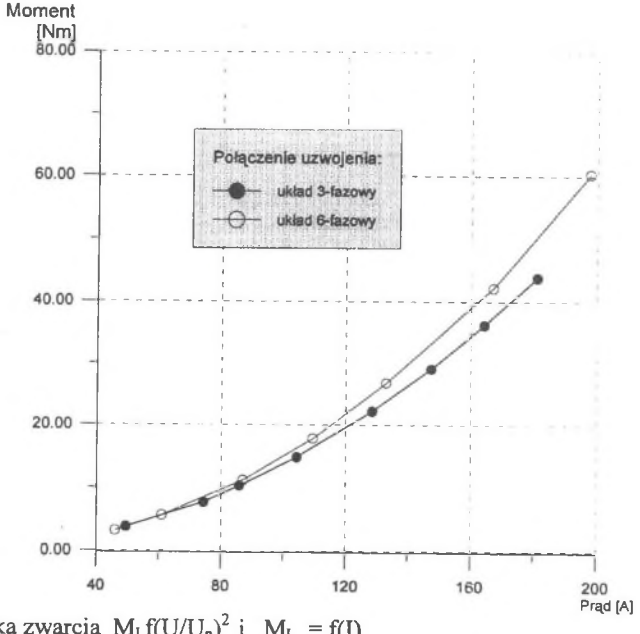
Tabela 6.1

Zestawienie strat biegu jałowego

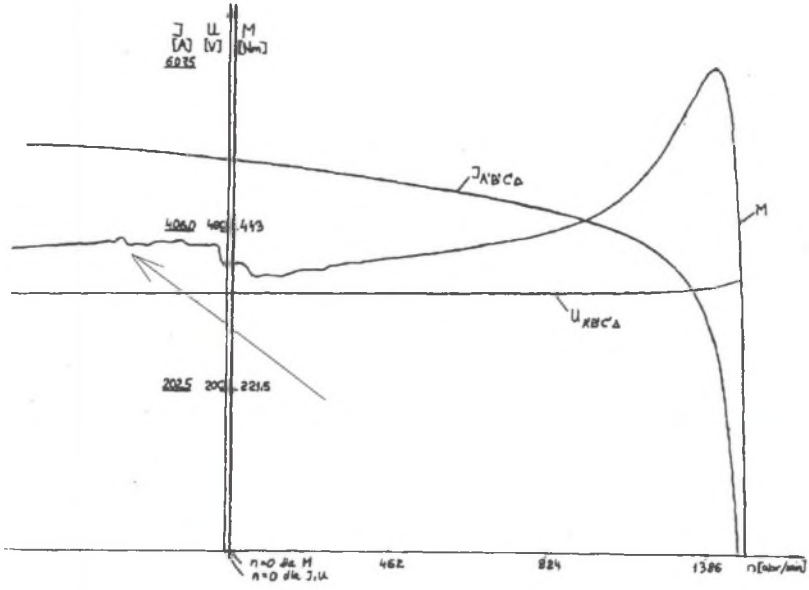
Układ zasilania / Wielkość	3-fazowy „pełny" zasilane fazy A'B'C'	6-fazowy zasilane fazy ABCDEF	Uwagi
Napięcie znamion. [V]	380	196.7	
$\Delta P_m + \Delta P_{fe} + \Delta P_{do}$ [W]	1680	1670	z wentylatorem
$\Delta P_m + \Delta P_{fe} + \Delta P_{do}$ [W]	1010	990	bez wentylatora

Stan zwarcia

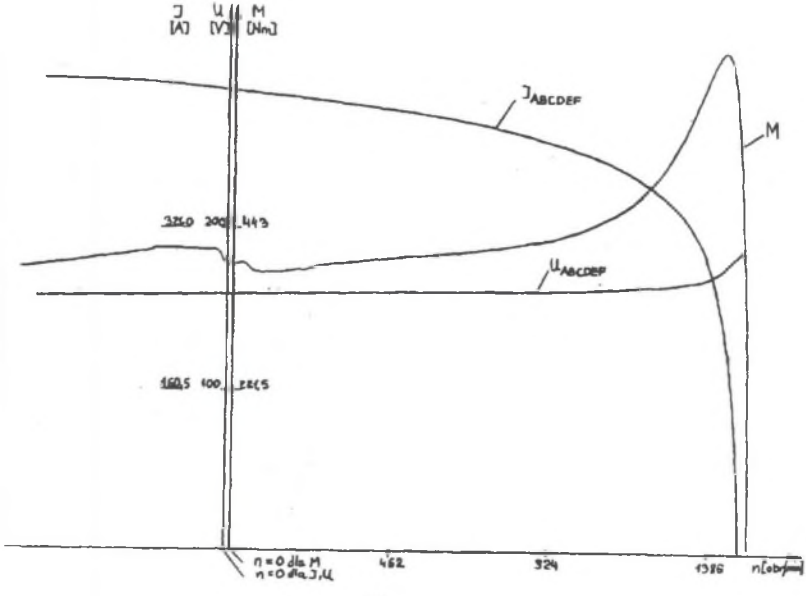




Rys.6.3. Charakterystyka zwarcia $M_L f(U/U_n)^2$ i $M_L = f(I)$
Fig.6.3. Locked rotor characteristics $T_L f(U/U_n)^2$ and $T_L = f(I)$



a)



b)

Rys.6.4. Charakterystyka M = f(n): a) przy pracy 3-fazowej silnika (strzałka wskazuje zniekształcenie powodowane 5-harmoniczną), b) przy pracy 6-fazowej silnika

Fig.6.4. Recorded torque and current as a function of rotation speed: a) during 3-phase operation (the arrow indicates the deformation caused by 5-th space harmonic), b) during 6-phase operation

Tabela 6.2
Parametry silnika podczas stanu zwarcia przy zasilaniu napięciem znamionowym

Rodzaj pracy silnika / Wielkość	3-fazowa	6-fazowa
Napięcie znamion. [V]	380	196.7
Moment rozruch. M_L [N·m]	481	499
Prąd rozruchowy I_L[A]	583	579

Badania podczas stanu obciążenia silnika przy zasilaniu sinusoidalnym i przekształtnikowym

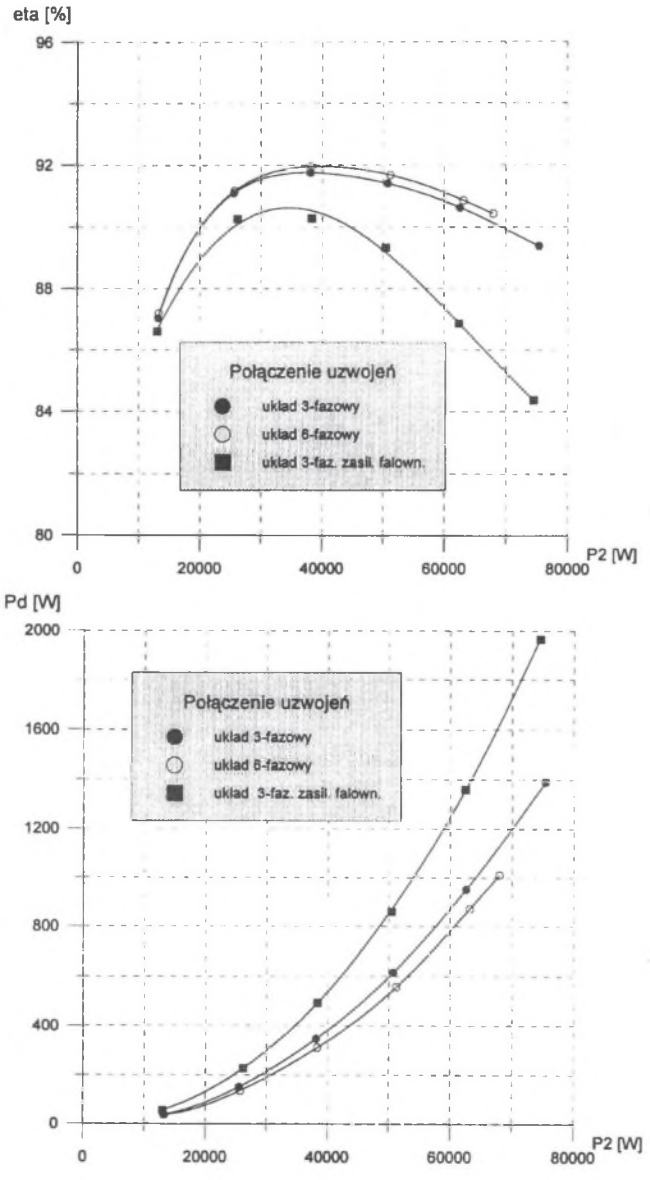
Wyniki próby nagrzewania i obciążenia przy wyznaczaniu sprawności metodą strat poszczególnych (wg PN-89/E-06702) przy pomiarze strat dodatkowych (projekt PN-E-06741) przedstawiono na rysunku 6.5 i w tabeli 6.3.

Tabela 6.3
Wyniki prób obciążenia i nagrzewania

Lp.	Parametry pod koniec próby nagrzewania	Oznaczenie wielkości mierzonej	Jednostka	Układ 3-fazowy zasil. sinusoidalne	Układ 6-fazowy zasil. sinusoidalne	Układ 3-fazowy zasil. przekształnikowe
1	2	3	4	5	6	7
1	Rodzaj pracy	-	-	S1	S1	S1
2	Czas trwania próby nagrzew.	t	godz.	5	5	5
3	Paramtry silnika		V	380	196.6	380
		Iśr	A	90	85	104
		P2	kW	50	50	50
		f	Hz	49.98	50.0	50.02
		n	obr/min	1478	1479	1466.5
		η	%	**91.3**	**91.7**	89.3%
		cosφ	-	0.9225	0.9224	0.782(1)
		ΔPCu1	W	1640	1580	2370
		ΔPCu2	W	720	720	1160
		ΔPFe	W	740	730	740(2)
		ΔPm	W	940	940	940
		ΔPd(mierzone)	W	**600**	**525**	850
		ΣΔP (mierzone)	W	4640	4495	6060
4	Przyrost temp. uzw. stojana	Δ9Cu	K	60	60	85

(1)- $\cos\varphi = \frac{\sum|P|}{\sum|S|}$

(2)- straty w żelazie założone na poziomie strat przy zasilaniu sinusoidalnym.



Rys. 6.5. Sprawność i straty dodatkowe zmierzone silnika 3/6-fazowego 50 kW
Fig. 6.5. Efficiency rate and measured stray losses of the 3/6-phase motor, power 50 kW

7. WNIOSKI Z PRZEPROWADZONYCH BADAŃ

Badania porównawcze silnika modelowego 3/6-fazowego o mocy znamionowej 50 kW przeprowadzono w Laboratorium Maszyn Elektrycznych Branżowego Ośrodka Badawczo-Rozwojowego Maszyn Elektrycznych Komel w Katowicach. Podczas badań szczególną uwagę zwracano na dokładność pomiarów - jako przyrządów pomiarowych używano wyłącznie atestowanego analizatora D6100 firmy NGI Austria (który może być traktowany jako przyrząd wzorcowy) oraz częściowo, legalizowanych wskazówkowych mierników klasy 0.2. Poszczególne próby były wielokrotnie powtarzane, celem sprawdzenia wiarygodności otrzymanych wyników.

Przeprowadzone na silniku modelowym badania potwierdzają zalety silników 6-fazowych. W stosunku do odpowiedników 3-fazowych cechuje je:

- **wyższa sprawność,**
- **większy moment rozruchowy,**
- **mniejszy prąd rozruchowy,**
- **niższe straty mocy w żelazie,**
- **wyższa wartość współczynnika mocy cosφ,**
- **niższa wartość prądu magnesującego,**

w przypadku identycznego napięcia zwojowego w silniku 3 i 6-fazowym

- **mniejsze zniekształcenie charakterystyki momentu wyższymi harmonicznymi (szczególnie 5 i 7) pola magnetycznego.**

Sprawność silnika wyznaczono w stanie termicznie ustalonym, przy pracy silnikowej po sprzęgnięciu go z maszyną obciążającą, metodą strat poszczególnych wg PN-B9/E-06702 oraz metodą strat poszczególnych z pomiarem strat dodatkowych wg pr. PN-E-06741. Zgodnie z wynikami przedstawionymi w tabeli 6.4, sprawność badanego silnika przy zasilaniu 6-fazowym jest o 0.4% wyższa niż przy 3-fazowym (odpowiednio 91.7 i 91.3%). Dla silnika o mocy znamionowej 1400 kW takie zwiększenie sprawności daje po roku eksploatacji - przy 8000 godzin pracy rocznie - oszczędności energii rzędu 40.000 kWh, czyli około 10.000 zł. Należy jednak zwrócić uwagę, że przy zastosowaniu maszyny 6-fazowej niskonapięciowej w miejsce 3-fazowej wysokonapięciowej, oprócz zwiększenia sprawności o wymienione 0.4%, uzyskuje się dalsze zwiększenie sprawności o około 0.4÷2.5%.

W przebadanym silniku, dzięki eliminacji niektórych wyższych harmonicznych przestrzennych rozkładu pola magnetycznego, w tym harmonicznych o największej amplitudzie $\nu = 5$ i 7, przy zasilaniu 6-fazowym w stosunku do 3-fazowego, uzyskano zmniejszenie wartości strat dodatkowych ΔP_d o około 13%. Straty dodatkowe wyznaczone były metodą pomiarową według projektu normy pr. PN-E-06741 opartej na IEEE Std 112 met. B. Zmniejszenie wartości strat jest potwierdzeniem zależności teoretycznych dotyczących eliminacji niektórych harmonicznych przestrzennych rozkładu pola.

Przy zasilaniu 6-fazowym korzystniej kształtuje się również charakterystyka mechaniczna silnika. Na skutek eliminacji niektórych wyższych harmonicznych pola zmniejszają się wartości momentów pasożytniczych (por. rys. 6.4). Wprawdzie w badanym silniku momenty te nie miały dużych wartości i nie zniekształcały charakterystyki w sposób znaczący, jednak badania potwierdziły tezę o "wygładzeniu" charakterystyki mechanicznej. Uzwojenie 6-fazowe z niesymetrycznym rozłożeniem osi faz umożliwia również uzyskanie wyższej wartości momentu rozruchowego, przy tej samej wartości prądu rozruchowego co dla silnika z uzwojeniem 3-fazowym (rys. 6.2 i tabela 6.2).

Wyniki przeprowadzonych badań silnika 3/6-fazowego w stanie biegu jałowego, stanie zwarcia i obciążenia są potwierdzeniem słuszności przyjętych założeń oraz poprawności opra-

cowanej metody i programu komputerowego inżynierskich obliczeń elektromagnetycznych takich silników.

Silniki 6-fazowe instalowane do tej pory w kraju pochodziły z importu. Były to silniki o mocach od 1300 do 4500 kW zasilane z falowników dwunastopulsowych firmy AEG.

Obecnie w kraju uruchomiono produkcję takich silników opartych na projektach BOBRME Komel. Pierwszy z silników, o mocy 1400 kW, został wyprodukowany w Zakładach EMIT w Żychlinie i przeszedł pomyślnie badania na stacji prób u producenta. Ma on być przekazany do eksploatacji do jednej z krajowych elektrociepłowni.

Istnieje również możliwość opracowania i podjęcia produkcji 6-fazowych falowników MSI przeznaczonych do zasilania tych silników.

LITERATURA

1. Bernatt J.: Silniki indukcyjne 6-fazowe z niesymetrycznym rozłożeniem osi faz. Rozprawa doktorska. Pol. Śląska, Gliwice 1999.

Recenzent: Dr hab. inż. Jerzy Hickiewicz, prof. Politechniki Opolskiej

Wpłynęło do Redakcji 23.06.1999 r.

Abstract

The paper presents analysis of the 6-phase induction motors designed for frequency converters fed. The advantages of low voltage motors as well as of nonsymmetric-axis distribution are shown. A method of electromagnetic calculations of 6-phase motor using computer software for 3-phase motors is proposed. Results of laboratory tests of the 3/6-phase motor power 50 kW are published.

Chapter 1 presents the general overview of high power induction motors supplied from frequency converters. The feed system shown in Fig. 1.1b is the most commonly implemented due to costs of installation and working costs. The low voltage motor used in such a system has got higher efficiency rate than the high voltage motor having the same cubature.

The frequency converter allows to multiply the number of phases - for example to 6 phases. The 6-phase motor can have symmetric or nonsymmetric phase axis distribution (Fig. 3.1). In the motor having nonsymmetric phase axis distribution there are not space harmonics $\nu = 6n \pm 1$ for the odd value of n. For electromagnetic calculation six phases can be transformed into 3-phase winding (Fig. 4.1).

The 3/6-phase induction motor 50 kW was manufactured. The motor shown in Fig. 6.1 was tested in a laboratory during 3 and 6-phase operation. The results are shown in Figs 6.3 - 6.5. The results of the tests confirm the advantages of the 6-phase induction motors having nonsymmetric phase axis distribution. In a comparison with conventional 3-phase motors they have:

- higher efficiency rate
- diminished stray loses
- higher starting torque
- lower deformation of the torque characteristics caused by the 5-th and 7-th space harmonics.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Bogusław GRZESIK
Grzegorz OMBACH

WPŁYW CZĘSTOTLIWOŚCI NA MOC TRANSFORMATORA POWIETRZNEGO WYSOKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie. Praca poświęcona jest wpływowi częstotliwości na moc wyjściową transformatora powietrznego o danej konstrukcji. Wpływ ten opisany jest za pomocą odpowiednich charakterystyk będących funkcją obciążenia, gdzie parametrem jest częstotliwość z zakresu 100 kHz do 5 MHz. Transformator przeznaczony jest do systemów nagrzewania indukcyjnego, jako transformator dopasowujący obciążenie do źródła zasilania. Obciążeniem w tym systemie jest wzbudnik z nagrzewanym wsadem, źródłem zasilającym jest falownik rezonansowy. Obliczenia przeprowadzono za pomocą modułu elektromagnetycznego EMAG programu ANSYS®.5.4. Zasadnicze wyniki pracy to charakterystyki przedstawiające zmienność parametrów transformatora, takich jak sprawność, straty w uzwojeniach oraz moc wyjściowa transformatora w funkcji rezystancji i/lub prądu, obciążenia, napięcia zasilającego oraz częstotliwości. Głównym rezultatem pracy jest zależność mocy analizowanej konstrukcji od częstotliwości (np., ok. 4 kW przy 500 kHz i sprawności 96%).

THE FREQUENCY INFLUENCE ON OUTPUT POWER OF THE CORELESS TRANSFORMER

Summary. The paper deals with frequency influence on the output power of the corelles transformer of the given construction, that operates at high frequency range from 100kHz to 5MHz. The transformer is designed for induction heating systems. The excitation inductor together with heated charge is the load of the transformer that is supplied from power electronic inverter. The analysis was carried out by means of 2D FEM method aided with EMAG ANSYS 5.4® software. The main results of this analysis are characteristics of the transformer, such as the efficiency, the winding losses and the output power. They are presented as a function of load resistance/current, input voltage and operation frequency.

1. WSTĘP

Wymagania stawiane przed współczesnymi urządzeniami energoelektronicznymi to wysoka sprawność i małe gabaryty. Osiągnięcie tych założeń jest możliwe poprzez wzrost częstotliwości pracy układów energoelektronicznych. Niezbędne są do tego odpowiednie komponenty, które mogą pracować poprawnie przy wysokich częstotliwościach. Jednym z takich komponentów jest transformator powietrzny wysokiej częstotliwości.

Artykuł jest poświęcony analizie wpływu częstotliwości na moc wyjściową transformatora powietrznego o określonej konstrukcji. Praca stanowi wycinek badań o szerszym zakresie, które mają na celu systematyczne przebadanie kilku wybranych konstrukcji transformatorów powietrznych ze względu na przydatność do energoelektroniki w zakresie kilkuset kHz do kilku MHz. W ramach tych badań przewidziana jest analiza porównawcza właściwości transformatora powietrznego z transformatorem z magnetowodem ferromagnetycznym oraz ocena stopnia dokładności przybliżonych metod analizy transformatora powietrznego [10].

1.1. Stan dotychczasowy tematyki

W ostatniej dekadzie technologia konstrukcji transformatorów wysokiej częstotliwości rozwijana była niezwykle dynamicznie. Wynikało to z zapotrzebowania, a było możliwe, ponieważ opracowano wiele nowych materiałów magnetycznych o bardzo korzystnych właściwościach (nowe rodzaje ferrytów, materiały amorficzne oraz materiały nanokrystaliczne). Powstało wiele konstrukcji takich, jak planarna, koaksjalna, stosowa, sandwich/matrix i rozłożona [1, 4, 11, 12].

W transformatorach tych stosowane są wszystkie możliwe rodzaje rozwiązań uzwojeń, w których wykorzystywane są standardowy przewód nawojowy, taśma, lica, a nawet obwody drukowane. Uzwojenia kształtuje się na wiele sposobów, np. jako klasyczne warstwowe i sekcjonowane, stosowe oraz przewlekane.

W literaturze dosyć mało uwagi poświęcono transformatorom powietrznym wysokiej częstotliwości. W pozycjach literatury można znaleźć informacje dotyczące transformatorów powietrznych: [9, 10, 5, 6]. Informacje te, chociaż umożliwiają przybliżoną analizę transformatorów powietrznych, nie wystarczają do przeprowadzenia analizy takiej, jaką przeprowadza się w ramach niniejszej pracy.

1.2. Motywacja

Następujące argumenty stanowią motywację do podjęcia badań nad transformatorem powietrznym pracującym przy wysokiej częstotliwości:

1) transformator powietrzny może okazać się przydatny do energoelektroniki,
2) tematowi transformatorów wysokiej częstotliwości nie poświęcono dotychczas zbyt wiele uwagi.

Z powyższego wynika, że istnieje pilna potrzeba przebadania tej klasy transformatorów tak, aby można było w przyszłości porównać ich właściwości z właściwościami transformatorów ferromagnetycznych.

Z analizy literatury tematu wynika, że chociaż można znaleźć informacje umożliwiające zaprojektowanie transformatora powietrznego, np. praca [10], to nie są one wystarczające do prowadzenia badań w takim zakresie, jaki założono w niniejszej pracy. Niezbędne są badania oparte na analizie pola magnetycznego.

1.3. Cel pracy

Celem pracy jest określenie wpływu częstotliwości na maksymalną moc wyjściową danej konstrukcji transformatora oraz wpływu częstotliwości na jego sprawność.

1.4. Założenia

Transformator jest przeznaczony do systemu energoelektronicznego pracującego przy prądach sinusoidalnych i przy częstotliwości 100 kHz do 5 MHz. W analizie nie uwzględnia się zagadnienia pojemności transformatora.

1.5. Metodyka

Narzędziem analizy jest metoda elementów skończonych, MES, [3] realizowana za pomocą programu ANSYS 5.4® [2]. Do obliczeń wykorzystuje się model osiowo symetryczny.

Analiza prowadzona jest tak, aby właściwości transformatora zostały przedstawione przy zmiennym obciążeniu oraz przy zmiennej częstotliwości.

1.6. Wyniki

Uzyskane wyniki to:

- sprawność transformatora jako funkcja rezystancji obciążenia oraz częstotliwości (100 kHz do 5 MHz), moc strat w funkcji napięcia wejściowego,
- moc strat w funkcji prądu obciążenia oraz
- moc wejściowa oraz wyjściowa transformatora w funkcji prądu obciążenia.

Górna granica częstotliwości (5 MHz) jest wyznaczona przez górną granicę częstotliwości przekształtników energoelektronicznych.

2. ZAŁOŻENIA SZCZEGÓŁOWE

Analizuje się transformator o konstrukcji takiej, jak pokazano na rys. 1.

Założenia odnoszące się do konstrukcji transformatora:

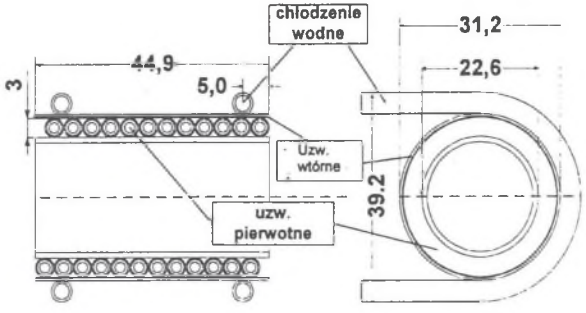
1) uzwojenie pierwotne:
   - rurka miedziana o średnicy zewnętrznej 3 mm i ściance 0.5 mm,
   - liczba zwojów 12,
   - średnica cewki uzwojenia - 22.6 mm,
   - chłodzenie wodne.
2) uzwojenie wtórne:
   - taśma miedziana o grubości 1 mm,
   - liczba zwojów: 1,
   - średnica cewki uzwojenia 31.2 mm,
   - chłodzenie wodne.
3) przekładnia zwojowa transformatora równa 12.
4) temperatura uzwojeń 80°C.

Założenia dotyczące pomiarów transformatora:

1) częstotliwość 100 kHz do 5 MHz,
2) napięcie zasilające stronę pierwotną transformatora U_{1max}=20 V do 2000 V,
3) maksymalne straty w uzwojeniach P_{str}=200 W,
4) obciążenie transformatora zmienne R_o=var (od ∞ do 0 Ω),

Założenia dotyczące modelu polowego transformatora:

- analiza obejmuje stan ustalony, zarówno pod względem elektromagnetycznym, jak i termicznym (γ = const, T = const),
- geometria modeli wykazuje symetrię osiową,
- pominięto efekty wynikające z pojemności występujących w rzeczywistych obiektach.



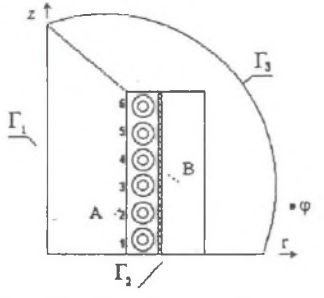
Rys.1. Konstrukcja transformatora - przekrój poprzeczny
Fig.1. Cross-section of the corelles transformer

3. MODEL TRANSFORMATORA - ANSYS®

Polowy model numeryczny analizowanego transformatora został wykonany przy użyciu modułu elektromagnetycznego EMAG programu ANSYS® 2D [2]. Drugie założenie dotyczące modelu polowego transformatora, o symetrii osiowej daje w wyniku model przybliżony, ponieważ transformator rzeczywisty nie jest symetryczny osiowo.

Model obliczeniowy transformatora zamieszczono na rys. 2. Obejmuje on jedną ćwiartkę osiowego przekroju poprzecznego transformatora ograniczoną przestrzenią wypełnioną powietrzem.

Przeprowadzone obliczenia oraz uzyskane na ich podstawie charakterystyki pozwalają określić właściwości transformatora. Obliczenia wykonywano przy zmieniającej się rezystancji obciążenia od wartości około 1E-7 Ω do 1E5 Ω przy częstotliwości 100 kHz do 5 MHz i zmiennym napięciu wejściowym U_{1max}=20 V do 2000 V.



Rys.2. Model obliczeniowy transformatora powietrznego (1/4), gdzie Γ 1, Γ 2, Γ 3 warunki brzegowe (tabela 1)

Fig. 2. Coreless transformer- FEM 2D geometry (1/4),where:Γ 1, Γ 2, Γ 3 boundary conditions (table 1)

Poszczególne obszary, w zależności od ich rodzaju (uzwojenia pierwotne (A) oraz wtórne (B), powietrze), opisane są [8, [9] następującym ogólnym równaniem różniczkowo-całkowym cząstkowym (1):

$$\nabla^2 \underline{A}(r,z) - j\omega\mu_r\mu_0\gamma \underline{A}(r,z) + \frac{j\omega\mu_0\gamma}{S_{\Omega k}} \int_{\Omega k} \underline{A}(r,z)d\Omega = \frac{-I_k}{S_{\Omega k}} \quad (1)$$

gdzie:

$\underline{A}$ -amplituda zespolonego potencjału wektorowego (składową w kierunku φ),
ω -częstość kątowa prądu ($\omega=2\pi f$),
μ_0, γ -parametry materiałowe obszaru
$S_{\Omega k}$ -pole powierzchni obszaru opisanego powyższym równaniem,
I_k -prąd wymuszony w tym obszarze (dotyczy uzwojenia pierwotnego).

Warunki brzegowe, zdefiniowanie których jest konieczne dla rozwiązania problemu, przedstawia tabela 1.

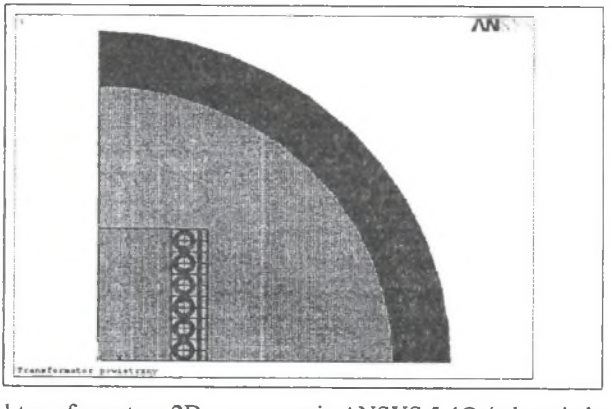
Tabela 1

Warunki brzegowe

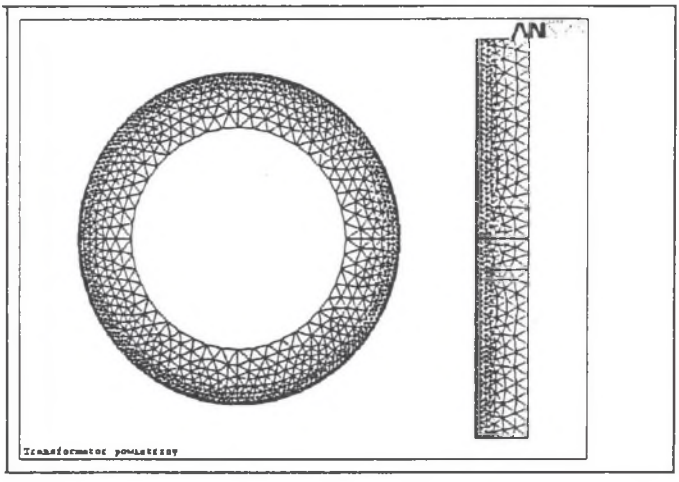
Brzeg analizowanego obszaru (rys.2)		
Γ_1	Γ_2	Γ_3
$r\underline{A}(r,z) = 0$ - warunek Dirichleta	$\frac{\partial}{\partial z}\left(r\underline{A}(r,z)\right) = 0$ - warunek Neumanna	element nieskończony INFIN 110

Najbardziej istotnym czynnikiem, który uwzględniono przy budowie modelu, jest głębokość wnikania pola δ do obszaru przewodnika, np. przy częstotliwości f=1 MHz wynosi dla miedzi δ≈0.06 mm. Taka mała wartość głębokości wnikania wymusza dużą dyskretyzację siatki w obszarach przy powierzchniowych przewodników. Pokazano to na rys.4. Geometrię modelu transformatora zrealizowaną w programie ANSYS 5.4®, uwzględniającą przedstawione uprzednio czynniki, zamieszczono na rys. 3.

Do przeprowadzenia obliczeń niezbędne było użycie symulatora obwodowego, który jest wbudowany w programie ANSYS. Za pomocą tego symulatora zrealizowano źródło zasilające napięcia sinusoidalnego oraz rezystancję obciążenia.



Rys.3. Model transformatora 2D w programie ANSYS 5.4® (odpowiada rys.2)
Fig. 3. Transfromer model 2D made by means of ANSYS® (corresponds with figure rys.2)

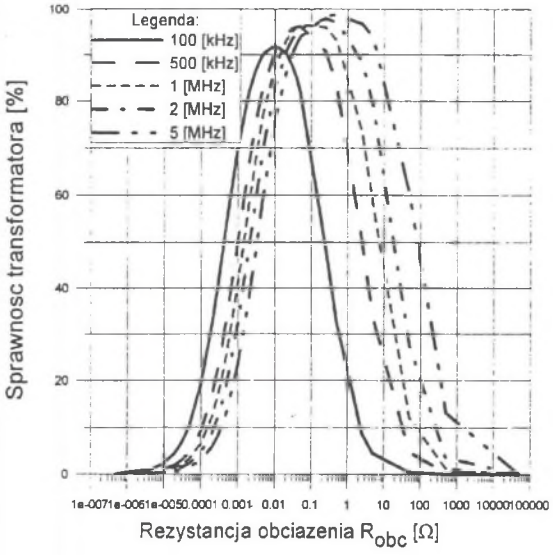


Rys.4. Widok siatki elementów skończonych w jednym zwoju uzwojenia pierwotnego transformatora

Fig.4. Meshing of over the cross-section of a tur of the primary winding

4. WYNIKI OBLICZEŃ ZREALIZOWANE ZA POMOCĄ PROGRAMU ANSYS®

Obliczenia wykonano za pomocą programu ANSYS®, zakładając, że obciążeniem transformatora jest rezystancja. Zmieniano ją tak, aby objąć dwa charakterystyczne stany, bieg jałowy oraz zwarcie. Obliczenia wykonano w dwóch krokach. W pierwszym kroku określono maksymalną sprawność transformatora w funkcji rezystancji obciążenia, dla poszczególnych wartości częstotliwości z zakresu od 100 kHz do 5 MHz. Wyniki tej części analizy przedstawia rys. 5. Natomiast dokładne wartości rezystancji obciążenia, przy których występuje maksymalna sprawność transformatora dla poszczególnych częstotliwości pracy, zawarto w tabeli 2.



Rys.5. Sprawność transformatora powietrznego w funkcji rezystancji obciążenia i częstotliwości

Fig.5. Efficiency of the transformer for frequency range from 100 kHz to 5 MHz

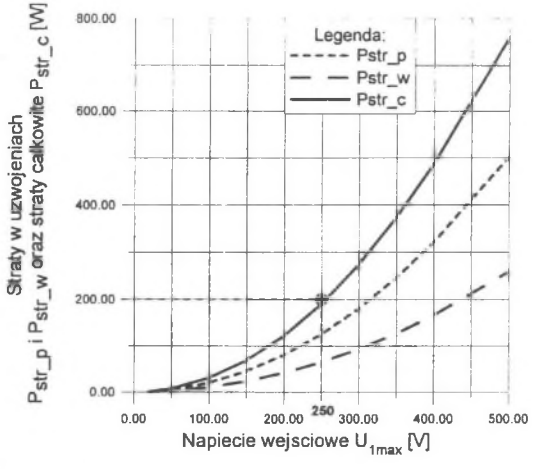
Tabela 2
Wartości rezystancji obciążenia

f	η_{maz}	R_{obc}
kHz	%	Ω
100	92.001993	0.01
500	96.128219	0.05
1000	96.50482	0.1
2000	97.878352	0.2
5000	98.977018	0.5

Z powyższej analizy wynika, że wzrost częstotliwości pracy transformatora powoduje wzrost maksymalnej wartości sprawności. Dla f=100 kHz maksymalna sprawność η=92 %, natomiast dla częstotliwości f=5 MHz maksymalna sprawność η=98.9 %. Należy zauważyć, że punkt maksymalnej sprawności dla częstotliwości wyższych występuje przy większej rezystancji obciążenia R_{obc}.

Rezystancję, przy której występuje maksymalna wartość sprawności jako funkcja częstotliwości w zakresie 100 kHz do 5 MHz, można ująć za pomocą zależności (2). Jest to funkcja liniowa.

$$R_{obc} = 0.01\Omega \frac{f[kHz]}{100[kHz]} \tag{2}$$



Rys. 6. Charakterystyka strat mocy transformatora jako funkcja napięcia zasilania U_{1max}; przy częstotliwości 500 kHz; P_{str_p}, P_{str_w}, P_{str_c}, odpowiednio, straty w uzwojeniu pierwotnym, wtórnym oraz straty całkowite

Fig. 6. Power losses in the windings and total losses in corelles transformer as the function of the input voltage U_{1max} for constant frequency f=500 kHz; P_{str_p}, P_{str_w}, P_{str_c} losses of primary, secondary and total respectively

W drugim kroku prowadzono obliczenia dla danych R_{obc} z tabeli 2 (które odpowiadają maksymalnym sprawnościom) oraz zakładając maksymalne straty w uzwojeniach na poziomie P_{str}=200 W. Dla tak dobranych założeń poszukiwano napięcia zasilającego U_{1max},

dla którego powyższe założenia były prawdziwe. Przykładowy wynik dla częstotliwości 500 kHz pokazano na rys. 6. Charakterystyka ta pozwala ustalić maksymalne napięcie, przy którym całkowite straty mocy są równe P_{str_c} =200 W. Z charakterystyki, rys. 6, wynika, że dla częstotliwości 500 kHz moc strat osiąga wartość dopuszczalną $Pstr_c$=200 W przy napięciu U_{1max}=250 V. Wyniki dla innych częstotliwości są przedstawione w tabeli 3.

Dalsze charakterystyki przedstawiają wyniki obliczeń przy ustalonej częstotliwości 500 kHz, ustalonym napięciu zasilającym $U1_{max}$=250 V oraz zmiennym prądzie obciążenia – rys. 7 i 8.

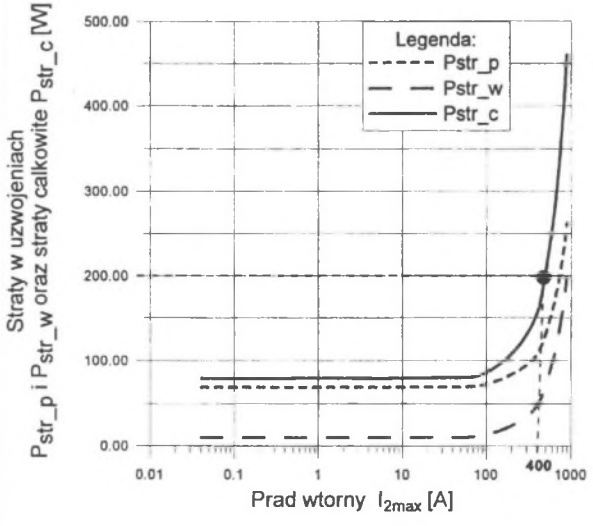
Z charakterystyk z rys. 7 i 8 wynika, że przy dopuszczalnych stratach P_{str}=200 W i napięciu zasilającym $U1_{max}$=250 V prądu wtórny transformatora wynosi ok. 400 A, a moc wyjściowa jest na poziomie 4 kW. Wyniki dla pozostałych częstotliwości zostały zebrane w tabeli 3.

Z analizy danych tabeli 3 wynika, że wraz ze zwiększaniem częstotliwości:

1) sprawność rośnie,
2) maksimum sprawności przesuwa się w kierunku wyższych prądów,
3) moc wyjściowa (maksymalna) rośnie,
4) napięcie zasilania, przy którym osiągana jest moc maksymalna, rośnie oraz
5) wzrasta wartość prądu, przy którym sprawność osiąga maksimum.

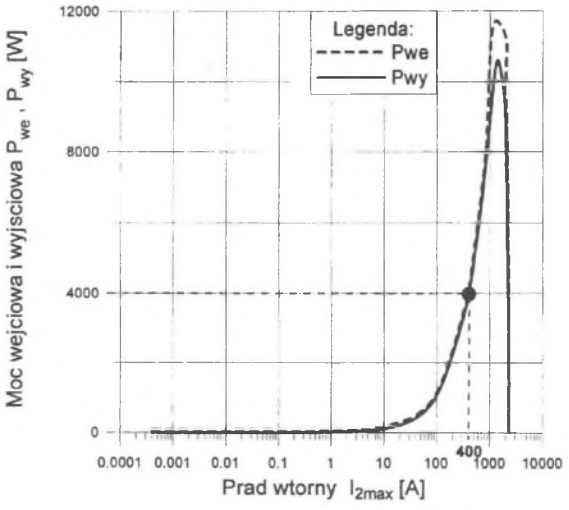
Praca przy częstotliwościach powyżej 1 MHz powoduje wzrost napięć zasilających powyżej 500 V, co może być ograniczeniem ze względu na izolację transformatora oraz ze względu na napięcie wyjściowe falownika, który jest źródłem zasilającym.

Przedstawiona powyżej analiza transformatora jest wzorcem, który może być zastosowany do obszerniejszej analizy, prowadzonej przy parametrach konstrukcyjnych w określonym zakresie dla różnych konstrukcji transformatorów.



Rys. 7. Moc strat w uzwojeniach oraz moc strat całkowitych w funkcji prądu obciążenia I_{2max} przy 500 kHz oraz U_{1max}=250 V; P_{str_p}, P_{str_w}, P_{str_c} – odpowiednio, moc strat uzwojenia pierwotnego, wtórnego oraz moc strat całkowitych

Fig. 7. Power losses in windings and total losses of corelles transformer as the function as the output current I_{2max} for 500 kHz and $U1_{max}$=250 V; P_{str_p}, P_{str_w}, P_{str_c} losses of primary, secondary and total ones, respectively



Rys. 8. Charakterystyka mocy wejściowej P_{we} i wyjściowej P_{wy} transformatora w funkcji prądu obciążenia przy 500 kHz oraz U_{1max}=250 V

Fig. 8. Input (P_{we}) and output power (P_{wy}) of the transformer as the function of the output current I_{2max} for 500 kHz and U_{1max}=250 V

Tabela 3

Charakterystyka strat mocy transformatora

f	U_{1max}	I_{1max}	U_{2max}	I_{2max}	*Pwe*	*Pwy*	η_{max}
kHz	V	A	V	A	W	W	%
100	90	56.2	6.7	671.9	2531.8	2329.3	92
500	250	32.6	19.8	397.1	4210.3	4010.3	96
1000	473	29.9	36.6	366.6	7091.8	6891.3	96.5
2000	781	24.8	60.8	304.2	9685.3	9484.9	97.8
5000	1555	19.7	121.7	243.5	15386.5	15186.3	98.9

5. WNIOSKI I UWAGI

Z pracy wynikają następujące wnioski i uwagi:

1. W pracy przeanalizowano przykładową konstrukcję transformatora powietrznego przy założeniu, że dopuszczalna moc strat wynosi 200 W.
2. Analiza wykazała, że wraz ze wzrostem częstotliwości rośnie sprawność, moc oraz napięcie strony pierwotnej. W analizowanej konstrukcji przy częstotliwości 500 kHz wynoszą one odpowiednio 96 %, 4 kW, 250 $V_{(max)}$. Zaś przy częstotliwości 1 MHz mają one wartość 96.5%, 6.81 kW, 473 V.
3. Moc maksymalna transformatora jest ograniczona dopuszczalną mocą strat oraz napięciem na uzwojeniach.

4. Przeprowadzona analiza może stanowić wzorzec bardziej ogólnej analizy, w której uwzględnione byłyby parametry konstrukcyjne i różne rodzaje konstrukcji transformatora.
5. Dalsze badania obejmować będą: badania pola elektrostatycznego, syntezę parametrów schematu zastępczego, w którym uwzględnione są pojemności transformatora, badania pola temperaturowego, badania optymalizacyjne zaprezentowanego w pracy transformatora oraz badania optymalizacyjne transformatorów o innych konstrukcjach.

LITERATURA

1. Andrew F., Martin F.: Issues related to 1- 10 MHz Transformer Design, IEEE No. 1, January 1989.
2. ANSYS User's Manual, Revision 5.3.
3. Bolkowski S.: Komputerowe metody analizy pola elektormagnetycznego, WNT, Warszawa 1996.
4. Cogitore B.: The two winding transformer: an experimentel mathod to obtein a wide frequence range equivalent cirquit, Poitiers, France 4-8 September 1995.
5. Hayano S., Nakajima Y., Saotome H., Saito Y.: A new Type High Frequency Transformer, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 27, No 6, November 1991, pp. 5205-5207.
6. Jawad Faiz, Abed-Ashtiani B and Byat M.TR.: Lumped Complete Equivalent Circuit of a Coreless High-Frequency Transformer, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 33, No 1, January 1997, pp. 703-707.
7. Kaczmarczyk Z.: Analiza energoelektronicznych falowników rezonansowych klasy E wysokiej częstotliwości. Rozprawa doktorska, Inst. Elektrotechniki Politechniki Śląskiej, Gliwice 1996.
8. Konrad A., Integrodifferential Finite Element Formulation of Two-dimensional Steady-State Skin effect Problems, IEEE Trans. on MAG., No.2, 1998, pp. 1455-1458.
9. Kurek K..: Zastosowanie numerycznej symulacji do analizy pracy i projektowania cylindrycznych nagrzewnic indukcyjnych skrośnych. ZN Politechniki Śląskiej z. 153, Gliwice 1998.
10. Sajdak Cz. Samek E.: Nagrzewanie indukcyjne, podstawy teoretyczne i zastosowanie, Katowice 1985.
11. Tabaga S., Pierrat L., Blache F.: Parameter computation of a planar transformer by 3D finite element method, Proceedings of EPE'95, pp. 1.273-1.276
12. Vandelac J.P.: A novel approach for minimizing high-frequency transformer copper losses, IEEE Transactions On Power Elektronics, July 1988.

Praca została wykonana w ramach projektu badawczego KBN 8 T10A 058 14

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg

Wpłynęło do Redakcji 2 lipca 1999 r.

Abstract

The need for new energy and cost effective solutions of the transformer motivates the work. The frequency influence on the features of coreless transformers of the given construction is presented in the paper. Apart from the construction, permissible power losses (200 W), the range of frequency from 500 kHz to 5 MHz and sinusoidal supplying voltage have been assumed for the analysis. The calculations have been made by means of finite element method (FEM) aided with ANSYS® program. The work has been carried out as follows. The calculations of efficiency as a function of the load resistance and five values of frequency have been the first step of the analysis – the result is depicted in Fig. 5. One can observe that the maximum value of efficiency increases with the decrease of the load current. The maximum value of efficiency together with the relevant load resistance is given in Table 2. After, it has been checked that the efficiency reaches its maximum for the certain value of the load resistance not being dependent on the supplying voltage. Then the characteristic of primary *Pstr_p*, secondary *Pstr_w* and the total *Pstr_c* have been calculated as a function of the input voltage and U_{1max} and presented in Fig. 6 for frequency of 500 kHz. The result of this characteristic is a permissive input voltage of 250 V for which the total power losses are 250 W. The permissive voltages for other four frequencies are given in Table 3. The calculation of power losses for the full range of load current variation I_{2max} has been the next step. An example for input voltages of 250 V and 500 kHz is shown in Fig 7. The permissive power loss is reached for 400 A of output current. The remaining data is obtained from such characteristic as presented in Fig. 8 where the plot of input and output powers of the transformer as a function of output current I2max is given. The complete data resulting from analysis is given in Table 3. The analysed transformer can operate at 500 kHz being supplied with the voltage of 500 V, having approximately 4 kW of output power and efficiency of 96%.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLASKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Bogusław GRZESIK
Tomasz STENZEL

MODEL ODCINKOWO-LINIOWY PRZEKSZTAŁTNIKA KLASY C ZBUDOWANY NA TRANZYSTORZE MOSFET PRZY STEROWANIU PROSTOKĄTNYM

Streszczenie. Praca poświęcona jest modelowi odcinkowo-liniowemu przekształtnika rezonansowego klasy C. Model obejmuje dwa zakresy pracy: *I* - praca w obszarze aktywnym zaworu oraz *II* - praca obejmująca obszar aktywny i rezystancyjny zaworu. Ustalono optymalne parametry przekształtnika, zasilania, sterowania i obciążenia, przy założeniu pełnego wykorzystania zaworu pod względem napięciowym, prądowym oraz ze względu na dopuszczalną mocy strat. W warunkach optymalnych sprawność wynosi 92.3% (w drugim zakresie pracy).

PIECEWISE LINEAR MODEL OF RESONANT CONVERTER CLASS C IN ACTIVE REGION OF VALVE

Summary. The work deals with piecewise linear model of resonant converter of Class C built on MOSFET transistor with rectangular driving. The model is valued for two modes of operation. In the first one (*I*) transistor works in the active area while in the second mode (*II*) it operates alternatively in active and resistive areas. The optimum parameters of the converters, i.e., supplying voltage, control and load have been obtained as the result of the analysis of the model. These optimum parameters ensure transistor operation with rated voltage, rated current and admissible power losses. The theoretical efficiency of the converter with optimum parameters is 92.3% and is obtained in the second mode of operation.

1. WSTĘP

Praca dotyczy zagadnienia energoelektroniki obejmującego wysokoczęstotliwościowe przekształcanie energii elektrycznej w systemach nagrzewania indukcyjnego [S1]. Przedmiotem pracy jest tranzystorowy przekształtnik rezonansowy klasy C, który zbudowany jest na tranzystorze MOSFET. Jest on sterowany w szczególny sposób, za pomocą sygnału prostokątnego. Przekształtnik bada się poprzez badanie jego modelu odcinkowo-liniowego. Na wstępie przyjęto, że model przekształtnika zbudowany będzie na bazie tranzystorów IRF 460 oraz że częstotliwość pracy wynosi 1.2MHz. Częstotliwość ta podyktowana jest koniecznością przebadania możliwości realizacji technicznej półprzewodnikowego przekształtnika klasy C, który byłby porównywalny pod względem sprawności i mocy użytecznej z falownikami klasy: D i E [1;2;3;4].

Celem podjętych badań jest opracowanie odpowiedniego modelu, metody oraz algorytmu projektowania przekształtnika klasy C optymalizującego pracę zaworu [5;7].

2. ZAŁOŻENIA

Przyjęto następujące założenia:

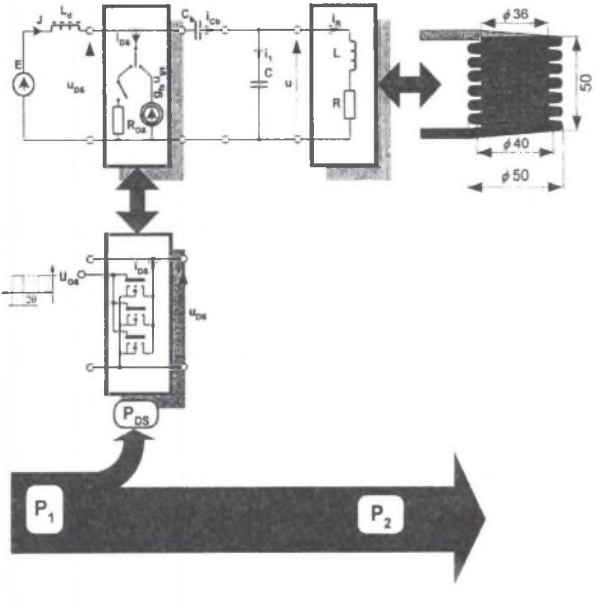
- model zaworu jest modelem odcinkowo-liniowym, przy czym przełączanie zaworu jest bezinercyjne, poza tym wszystkie elementy przekształtnika są liniowe,
- analizowany jest stan ustalony,
- obciążenie przekształtnika stanowi odbiornik stacjonarny *RL* o dużej dobroci *Q*, którego parametry dobierane są tak, by jak najlepiej wykorzystać zawór pod względem napięciowym, prądowym oraz mocy strat (optymalne wykorzystanie),
- zakłada się podstawową topologię przekształtnika klasy C bez transformatora dopasowującego,
- model zaworu ma parametry odpowiadające trzem tranzystorom MOSFET typu IRF 460 połączonym równolegle.

3. OPIS PRZEKSZTAŁTNIKA

Analizowany przekształtnik przedstawiono na rys.1. Jest to podstawowa topologia przekształtnika rezonansowego klasy C bez transformatora dopasowującego [5;7].

Przekształtnik zasilany jest ze źródła napięcia *E*. Dławik L_d służy do odpowiedniego, dość dobrego wygładzenia prądu zasilania. Zawór przekształtnika jest utworzony z trzech tranzystorów MOSFET połączonych równolegle i reprezentowany przez sterowane źródło prądu $g_{fs}u_{gs}$ oraz rezystancje R_{DS}. Odbiornikiem jest obwód złożony z dławika *L* i opornika *R*, połączonych szeregowo. Odbiornik wraz z kondensatorem *C* tworzą obwód rezonansu równoległego. Obwód ten z kolei jest przyłączony do pozostałej części przekształtnika poprzez kondensator blokujący C_b.

Parametry odbiornika reprezentują wzbudnik ze wsadem pewnego systemu nagrzewania indukcyjnego.



Rys.1. Schemat tranzystorowego przekształtnika rezonansowego klasy C

Fig.1. Schematic diagram of the C Class converter

4. MODEL PRZEKSZTAŁTNIKA

Zaproponowany model odcinkowo-liniowy przekształtnika klasy C odzwierciedla ilościowo wszystkie istotne elementy mechanizmu przekształcania przekształtnika klasy C; pozwala na określenie istotnych charakterystyk i parametrów układu w całym zakresie sterowania.

Model odcinkowo-liniowy jest wygodny ze względu na przejrzystość i możliwość rozdzielenia procesu przekształcania na ciąg procesów opisanych równaniami liniowymi.

Zaproponowany model przekształtnika zilustrowano ilościowo przyjmując model zaworu odpowiadający trzem połączonym równolegle tranzystory IRF 460 (opisany za pomocą jego charakterystyki wyjściowej – (rys. 3). Wybrane parametry tranzystora IRF 460 zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1

Parametry tranzystora IRF 460

Napięcie szczytowe dren-źródło	V_{DSS}	500V
Statyczna rezystancja dren-źródło	$R_{DS(on)}$	0.27Ω
Prąd impulsowy drenu	I_{DM}	240A
Prąd ciągły drenu	I_D	20A
Transkonduktancja dren-źródło	g_{fs}	13 S

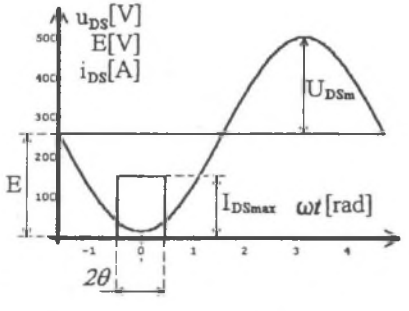
Przekształtnik może pracować w jednym z dwóch zakresów:

I - zakres pierwszy, w którym zawór pracuje wyłącznie w obszarze aktywnym (ten obszar pracy określany jest jako "płytka klasa C"),

II - zakres drugi, w którym zawór pracuje naprzemiennie w obszarze aktywnym i rezystancyjnym (ten drugi obszar pracy określa się jako "głęboka klasa C").

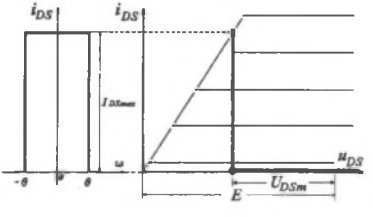
ZAKRES *I*. Przebiegi czasowe napięcia u_{DS} i prądu i_{DS} zaworu przedstawiono na rys. 2. Trajektorię przełączania zaworu w pierwszym zakresie pracy przedstawiono na rys. 3.

Kąt 2θ jest kątem wysterowania zaworu. Wartość szczytowa prądu I_{DSmax} wynika z wysterowania zaworu przez napięcie bramki u_{GS}.



Rys.2. ZAKRES *I*. Przebieg napięcia i prądu zaworu wysterowanego w obszarze aktywnym

Fig. 2. First mode *(I)* of operation of the converter. Voltage and current waveforms of the converter (transistor in active region)



Rys.3. ZAKRES *I*. Trajektoria przełączania zaworu (pracująca w obszarze aktywnym) na tle statycznej charakterystyki wyjściowej tranzystora MOSFET

Fig. 3. First mode of operation *(I)*. The switching trajectory (transistor in active region) and output MOSFET's characteristics

Wraz ze wzrostem wartości szczytowej prądu zaworu I_{DSmax} wzrasta amplituda napięcia zaworu U_{DSm} przy nie zmieniającej się wartości składowej stałej napięcia zaworu, równej napięciu zasilania E. Przebieg prądu zaworu wysterowanego w obszarze aktywnym w przedziale $[-\pi,\pi]$ określony jest równaniem (1)

$$i_{DS}(\varpi t) = \begin{cases} I_{DS\max} = g_{fs}U_{GS} & -\theta < \varpi t < \theta \\ 0 & \theta < \varpi t < \pi \cap -\pi < \varpi t < -\theta \end{cases}, \tag{1}$$

Aby zawór przekształtnika klasy C mógł być wysterowany w obszarze aktywnym, rys. 1 i 2, musi być spełniony warunek (2)

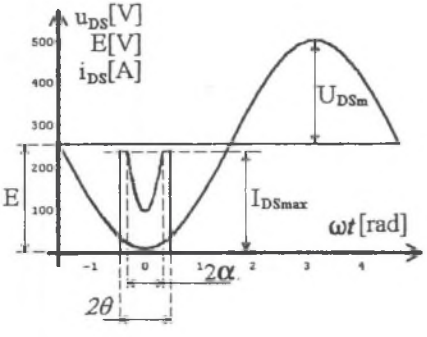
$$\frac{E - U_{DSm}}{R_{DS}} \geq g_{fs}U_{GS} \Rightarrow U_{DSm} \leq E - R_{DS}g_{fs}U_{GS}\ , \tag{2}$$

Na podstawie równania (1) przy zachowaniu warunku (2) określa się dwie zasadnicze składowe prądu i_{DS}, składową harmoniczną zerową oraz pierwszą harmoniczną (3a), (3b)

$$i_{DS}(\varpi t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta}^{\theta} I_{DS\max}\, d\varpi t + \frac{1}{\pi}\left(\int_{-\theta}^{\theta} I_{DS\max}\cos(\varpi t)d\varpi t\right)\cos(\varpi t)\ , \tag{3a}$$

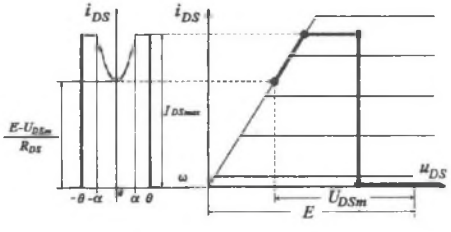
$$i_{DS}(\varpi t) = \frac{\theta}{\pi} I_{DS\max} + \frac{2}{\pi} I_{DS\max}\sin\theta\cos(\varpi t)\ , \tag{3b}$$

ZAKRES *II*. Przebiegi czasowe napięcia u_{DS} i prądu i_{DS} zaworu przedstawiono na rys. 4. Odpowiednią trajektorię przełączania zaworu przedstawiono na rys.5. Oprócz kąta wysterowania 2θ do opisu pracy przekształtnika w zakresie *II* wykorzystuje się kąt α nazywany progowym.



Rys.4. ZAKRES *II*. Przebieg napięcia i prądu zaworu pracującego na przemian w obszarze aktywnym i rezystancyjnym

Fig.4. Second mode *(II)* of operation of the converter. Voltage and current waveforms of the switch operating alternatively in active and resistive region



Rys.5. ZAKRES *II*. Trajektoria przełączania zaworu, pracującego na przemian w obszarze aktywnym i rezystancyjnym, na tle statycznej charakterystyki wyjściowej tranzystora MOSFET

Fig.5. Second mode *(II)* of operation of the converter. The switching trajectory of the MOSFET transistor and its output characteristic

Przebieg prądu zaworu wysterowanego w głęboką klasę C określony jest równaniem (4), przy czym kąt α (5) określa punkt przejścia zaworu z obszaru aktywnego w obszar rezystancyjny (rys. 5).

$$i_{DS}(\varpi t) = \begin{cases} I_{DS\max} = g_{fs} U_{GS} & \alpha < \varpi t < \theta \\ \dfrac{E}{R} - \dfrac{U_{DSm}}{R_{DS}} \cos(\varpi t) & \theta < \varpi t < \alpha \end{cases}, \tag{4}$$

$$\alpha = ar\cos\left[\frac{E - I_{DS\max} R_{DS}}{U_{DSm}}\right], \tag{5}$$

Równania (4) i (5) są słuszne jeżeli, spełnione są następujące warunki:

$$\frac{E - U_{DSm}}{R_{DS}} \le g_{fs} U_{GS} \Rightarrow U_{DSm} \ge E - R_{DS} g_{fs} U_{GS} \text{ oraz } U_{DSm} \le E \ , \tag{6}$$

$$\theta \succ \alpha \Rightarrow \theta \succ ar\cos\left[\frac{E - I_{DS\max} R_{DS}}{U_{DSm}}\right] \cap \theta \le \pi/2 \ , \tag{7}$$

Na podstawie równania (4), (5) przy zachowaniu warunków (6), (7) określa się dwie zasadnicze składowe prądu i_{DS}, zerową harmoniczną i_{DS0} (9) i pierwszą harmoniczną i_{DS1} (10).

$$i_{DS}(\varpi t) = I_{DS0} + I_{DS1}\cos(\varpi t) \ , \tag{8}$$

$$I_{DS0} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\alpha}\left(\frac{E - U_{DSm}\cos(\varpi t)}{R}\right)d\varpi t + \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\theta} g_{fs} U_{GS} d\varpi t \ , \tag{9}$$

$$I_{DS1} = \frac{2}{\pi}\int_0^{\alpha}\left(\frac{E - U_{DSm}\cos(\varpi t)}{R}\right)Cos(\varpi t)d\varpi t + \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\theta} g_{fs} U_{GS}\cos(\varpi t)d\varpi t \ . \tag{10}$$

5. OPTYMALZACJA PARAMETRÓW PRZEKSZTAŁTNIKA

Określenie optymalny oznacza w niniejszej pracy najlepsze możliwe wykorzystanie zaworu pod względem napięciowym, prądowym oraz ze względu na dopuszczalną moc strat P_{DSdop} [S1].

Algorytm optymalnego doboru parametrów przekształtnika (optymalizacji) polega na określeniu: napięcia zasilania E, obwodu rezonansowego RLC, kąta przewodzenia zaworu θ, oraz prądu szczytowego zaworu I_{DSmax} - przy określonych założeniach, że:

1) dana jest częstotliwość rezonansowa f_r,

2) tranzystor jest wykorzystany napięciowo w stopniu maksymalnym, czyli

$$E+U_{DSm}=V_{DDS}, \tag{11}$$

3) tranzystor jest wykorzystany prądowo w stopniu maksymalnym, czyli

$$I_{DSmax} = I_{DM}, \tag{12}$$

4) tranzystor wykorzystany jest pod względem dopuszczalnych strat mocy maksymalnie ,

$$P_{DS} = P_{DSdop}, \tag{13}$$

gdzie P_{DSdop} – dopuszczalna moc strat.

Dla powyższych założeń dokonano analizy pracy przekształtnika w zakresie *I* i *II*.

W *I* zakresie pracy możliwe było takie określenie parametrów (E, I_{DSmax}, θ, RLC), aby spełnione były założenia 1, 2, 4. Sprawność przekształtnika osiągnęła wartość 91% przy niepełnym wykorzystaniu tranzystorów pod względem prądowym (założenie 3), tzn.

$$I_{DSmax} < I_{DM} \tag{14}$$

Ponieważ układ równań opisujący model analityczny przekształtnika klasy C w *II* zakresie pracy jest źle uwarunkowany względem kąta α (5), to niezbędne było przeprowadzenie analizy przy założeniu określonego stosunku kątów α / θ.

Z przeprowadzonej analizy wynika że najlepsze wyniki, spełnienie założeń (1, 2, 3, 4), osiąga się dla kąta $\alpha=0.7\theta$ gdy $\theta=0.46\ rad$ (tabela 2).

Wyniki analizy mającej na celu określenie optymalnych parametrów przekształtnika zamieszczono na rys. 6 i 7.

Charakterystyka z rys. 6 stanowi wynik pośredni analizy drugiego zakresu pracy, w którym znaleziono optymalne parametry przekształtnika, zasilania E, sterowania (I_{DSmax}, θ) i obciążenia RLC. Charakterystyki z rys. 6 stanowią jeden punkt współrzędnej I_{DSmax} na wykresach z rys. 7, zwany optymalnym - *Opt*. Zaznaczono go odpowiednio linią przerywaną. Zawierają one informacje o właściwościach przekształtnika obejmujące dwa zakresy pracy.

Rysunek 6 przedstawia charakterystyki: E, U_{DSm}, I_{DSmax}, η, P_1, Z w funkcji kąta przewodzenia zaworu θ, gdzie Z jest impedancją obwodu obciążenia RLC, przy częstotliwości rezonansowej $f_r=1.2\ MHz$.

Kolejne wykresy, 4 i 5 (rys. 7), prezentują odpowiednio charakterystyki amplitudy napięcia zaworu U_{DSm}, oraz prądu dławika J.

Charakterystyka 1 i 2 (rys. 7) przedstawia moc wejściową P_1, moc wyjściową P_2 oraz moc strat P_{DS} w zaworze analizowanego przekształtnika.

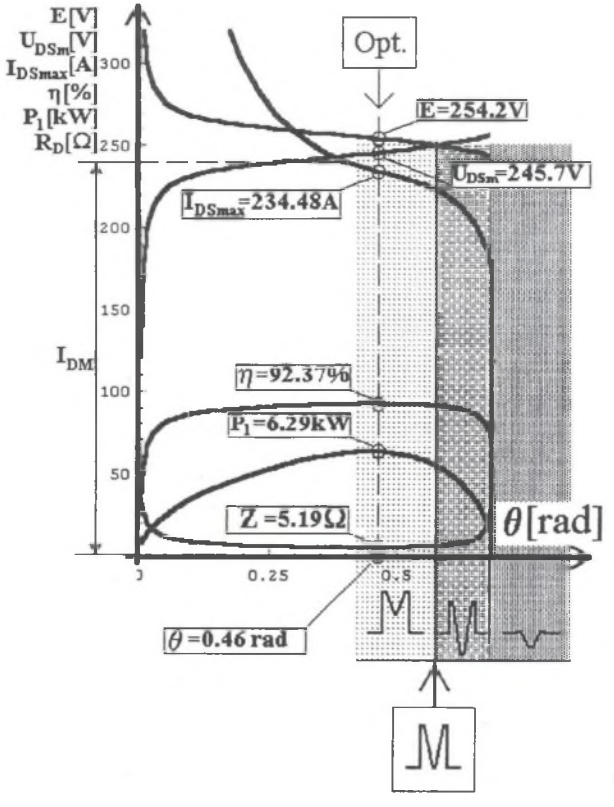
Sprawność przekształtnika η zamieszczono w części 3 na rys.7. Uwzględnia ona tylko straty zaworu.

Na uwagę zasługuje wykres 6 (rys.7), $\alpha=f(I_{DSmax})$, który podaje, jak zmienia się kąt graniczny α w funkcji I_{DSmax}.

Tabela 2

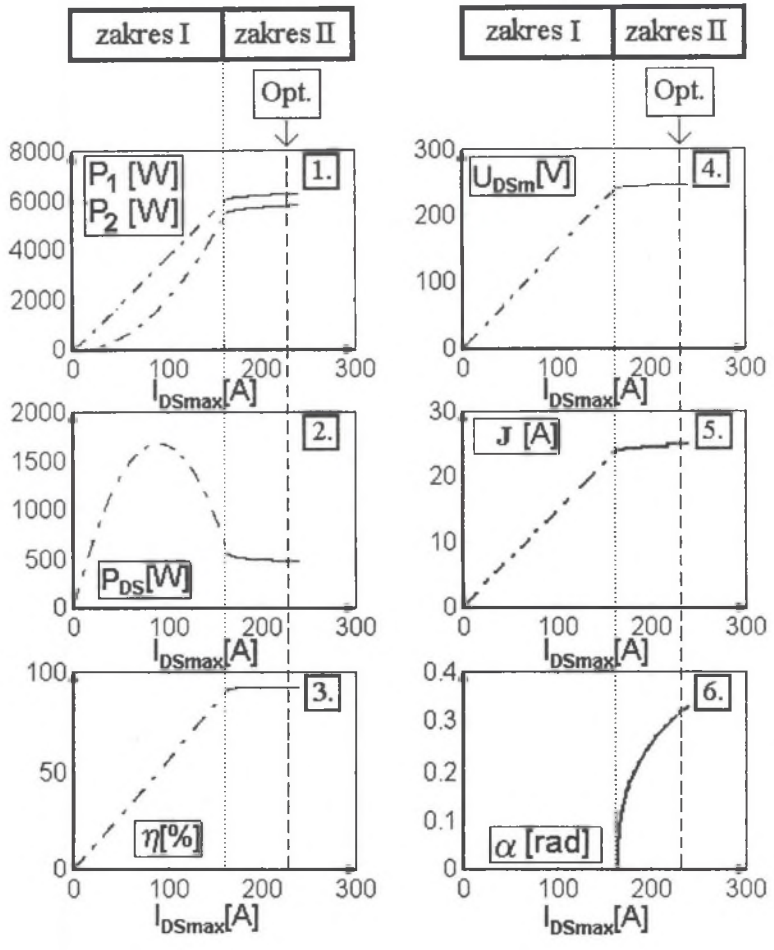
Parametry przekształtnika

Kąt przewodzenia zaworu	θ=0.46 rad
Kąt graniczny	α=0.322 rad
Napięcie zasilania	E=254.2V
Parametry obwodu rezonansowego	R=0.0516Ω L=6.853 10^{-8} H C=2.565 10^{-7} F Q=10



Rys.6. Charakterystyki $(E, U_{DSm}, I_{DSmax}, \eta, P_l, Z)=f(\theta)$ dla drugiego zakresu pracy *II* kąta $\alpha=0.7\theta$

Fig. 6. θ-characteristics for second mode of operation *II*, for $\alpha=0.7\theta$



Rys. 7. Charakterystyki przekształtnika klasy C dla zakresu *I* i *II* w funkcji prądu I_{DSmax}.
1 – moc wejściowa i wyjściowa (P_1,P_2); 2 – straty mocy P_{DS}, 3 - sprawność η; 4 – napięcie zaworu *Udsm*; 5 – prąd dławika *J*; 6 – kąt graniczny α

Fig. 7. Characteristics of the converter class C for both modes of operation, *I* and *II*:
1 – input and output power (P_1,P_2); 2 – power losses (P_{DS}); 3 - efficiency η; 4 – voltage across transistor *Udsm*; 5 – reactor current *J*; 6 – switching angle α

6. WNIOSKI

Najważniejszym wynikiem pracy są zależności przedstawione na rys. 6 oraz 7.

Pozwalają one na zaprojektowanie przekształtnika klasy C, pracującego w drugim zakresie, przy założonym zaworze i założonej częstotliwości pracy, przy czym zawór jest w pełni wykorzystany pod względem napięciowym, prądowym i dopuszczalnych strat mocy.

Dopasowania wymaga jedynie odbiornik; może ono być zrealizowane za pomocą transformatora lub/i obwodów pasywnych.

Charakterystyki z rys. 7 ilustrują właściwości przekształtnika w pełnym zakresie obciążeń, który obejmuje obydwa zakresy pracy. Najważniejszym wnioskiem jest to, że w drugim zakresie pracy sprawność zwiększa się tylko nieznacznie. Teoretyczna wartość sprawność wynosi 92.3%. Należy oczekiwać, że przy zastosowaniu tranzystorów Cool MOS sprawność przekształtnika będzie wyższa.

Praca obejmuje jedynie część badań mających na celu ustalenie wszystkich właściwości przekształtnika klasy C i porównanie tego przekształtnika z przekształtnikami rezonansowymi innych klas.

Następny etap badań, w których wykorzystane będą przedstawione wyniki, obejmować będzie zagadnienia dopasowania odbiornika za pomocą układu pasywnego.

LITERATURA

1. Kaczmarczyk Z.: Analiza energoelektronicznych falowników rezonansowych klasy E wysokiej częstotliwości, Praca doktorska,Pol. Śląska, Gliwice 1996.
2. Kasprzak M.: Analiza wybranych wysokoczęstotliwościowych falowników do nagrzewania indukcyjnego zbudowanych w oparciu o tranzystory MOSFET, Praca doktorska, Pol. Śląska, Gliwice 1996.
3. Kazimierczuk M., Czarkowski D.: Resonant power converters. J. Wiley & Sons, Inc., New York 1995.
4. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.: Power Electronics, Converters, Applications and Design, J. Wiley & Sons Inc., New York 1995.
5. Ryżko S., Ebert J.: Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy wielkiej częstotliwości, WNT Warszawa 1971.
6. Simpson P.G.: Grzanie indukcyjne. WNT, Warszawa 1960.
7. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1973.

Recenzent: Dr hab. inż. Witold Pawelski, prof. Politechniki Łódzkiej

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

A schematic diagram of the Class C converter, f_r=1.2MHz, is depicted in Fig.1.

The converter consists of: the piecewise linear model of MOSFET transistor which includes resistor R_{DS} and voltage controlled current generator $I=f(g_{fs}u_{gs})$, the blocking capacitor C_b and the excitation coil RL. The converter is supplied from in the voltage source E

via inductor L_d . The piecewise linear model represents three transistors IRF 460 connected in parallel. The parameters of IRF 460 transistor are given in Tab.1.

The analysis comprises two modes of operation of the converter (*I and II*). Fig. 2 and 3 illustrate the first mode (*I*) of operation of the converter, in which the transistor operates only in the active region. This mode of operation is defined as „flat Class C". The drain current for the first mode of operation, (*I*), is described by the formula (1).

The second mode of the inverter operation *(II)* is presented in Figs. 4 and 5. The transistor operates alternately both in active and resistance regions. This mode of operation is defined as „deep Class C". The drain current is described by the relations (4) and (5).

The features of the converter can be described by relevant characteristics divided into two parts. The first one is called θ-control characteristics and the second one is called I_{DSmax}-characteristics.

The first one describes the converter features for the second mode *II.* The sample of these characteristics is given in Fig. 6. They were derived by systematic calculation within the range of $\theta \in (0..\ \pi/2)$, $\alpha/\theta \in (0.1..07)$ assuming that the condition (6) is fulfilled. Besides, the power loss of the transistor P_{DS} and its voltage $U_{DS}=E+U_{DSm}= V_{DSS}$ were kept constant, *480W* and *500V* respectively. The characteristics in Fig. 6 are valid for $\alpha/\theta=0.7$. This is the case in which transistor reaches its highest voltage/current capability, i.e., $I_{DSmax}=I_{DM}$, $E+U_{DSm}=V_{DSS}$.

In this case the highest value of input power P_I and highest efficiency of 92.3% were obtained.

These characteristics are the starting point for the second part of characteristics (Fig. 7).

The I_{DSmax}-characteristics are given in Fig. 7. The control angle is constant for these characteristics $\theta=0.46$rad. Analysing characteristics in Fig. 7 one can observe that the efficiency rises within the second mode of operation by not more than approximately 4%.

The obtained data prove that the efficiency of this converter is not much worse than that of Class E inverter.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Janusz HETMAŃCZYK
Krzysztof KRYKOWSKI

MOŻLIWOŚCI WYKORZYSTANIA STEROWNIKA HYBRYDOWEGO TYPU NE 5570 DO STEROWANIA BEZSZCZOTKOWEGO SILNIKA PRĄDU STAŁEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono mikroprocesorowy układ sterowania bezszczotkowego silnika prądu stałego o magnesach trwałych, zrealizowanego w systemie 80C51. Opisana została część układowa i wybrane własności zastosowanego sterownika. Zamieszczono wyniki pomiarów oscyloskopowych prądów i napięć silnika obciążonego hamownicą laboratoryjną. Zaproponowany układ ma konstrukcję modułową, ograniczenie prądu oraz regulator PWM.

POSSIBILITIES OF HYBRID BRUSHLESS DC MOTOR CONTROLLER NE5570 APLICATIONS

Summary. The paper presents a microprocessor control system of the permanent magnet brushless DC motor. The designed control system is based on the integrated controllers of brushless DC motors and microcontrollers connected with serial interface. There are described hardware and selected properties of the applied brushless DC motor controller. Waveforms of currents and voltages of a motor on the motor test bench are shown. The system has a modular structure, current limiter and PWM controller.

1.WSTĘP

Układy napędowe z silnikami prądu stałego o magnesach trwałych stanowią dużą grupę urządzeń małej i średniej mocy. Silniki te mają wiele zalet w stosunku do klasycznych silników prądu stałego:

- brak komutatora mechanicznego,
- prostsza konstrukcja i mniejsze gabaryty,
- wyższa sprawność spowodowana brakiem uzwojenia wzbudzenia,
- dobre właściwości dynamiczne.

Sterowanie pracą silnika o magnesach trwałych wynika bezpośrednio z jego zasady działania i polega na załączaniu kolejnych par uzwojeń twornika w zależności od położenia uzwojenia wzbudzenia, którym jest magnes trwały [3,4,6].

Przeanalizowano struktury i zasadę działania wybranych sterowników scalonych. W gotowych sterownikach scalonych realizowane są trzy podstawowe sposoby regulacji zmian

współczynnika wypełnienia sygnałów sterujących tranzystorami komutatora elektronicznego, a mianowicie przez:

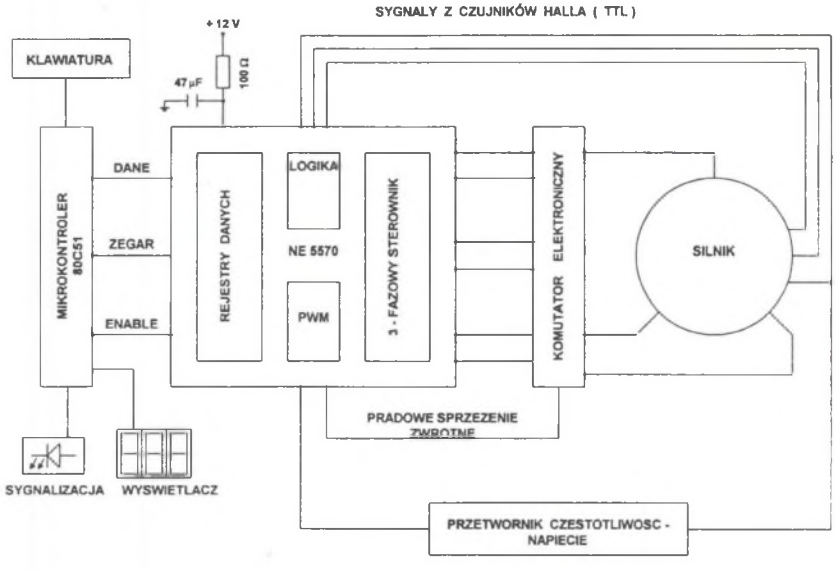
- proste układy regulacji współczynnikiem wypełnienia,
- rozwinięte układy analogowe regulacji impulsów wypełnienia,
- regulację PWM w układach hybrydowych.

Po rozeznaniu zalet i wad tych rozwiązań zdecydowano się na zastosowanie sterownika hybrydowego typu NE 5570 firmy Philips, gdyż wybrany sterownik daje największe możliwości sterowania tymi silnikami [7,9].

Celem niniejszej pracy jest przedstawienie możliwości wykorzystanego sterownika do sterowania pracą silnika o magnesach trwałych.

2. BUDOWA UKŁADU

Schemat układu sterowania bezszczotkowego silnika prądu stałego został przedstawiony na rys.1. Falownik pełniący rolę komutatora elektronicznego zbudowany jest na tranzystorach MOSFET. Sygnałami wejściowymi dla sterownika są: sygnał napięciowy proporcjonalny do prądu silnika, sygnał proporcjonalny do prędkości aktualnej oraz sygnały z czujników Halla identyfikujące położenie wirnika względem uzwojenia twornika. Współpraca z użytkownikiem jest realizowana dzięki zespołowi wyświetlaczy 7-segmentowych i diod elektroluminescencyjnych(LED). Zadawanie parametrów pracy silnika jest realizowane za pomocą klawiatury współpracującej z układem mikroprocesorowym. Silnik jest sterowany poprzez złącze szeregowe z układu mikrokontrolera [2,5,8].



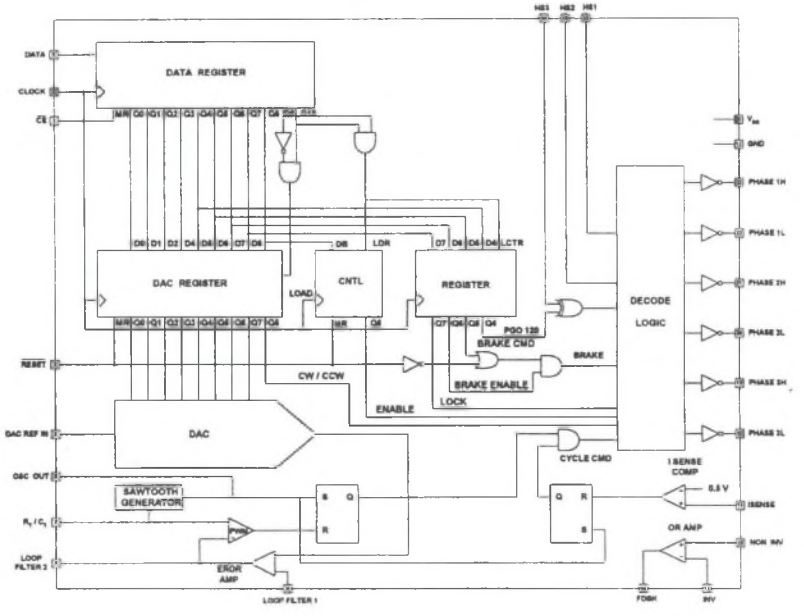
Rys.1. Schemat układu sterowania bezszczotkowego silnika prądu stałego
Fig.1. Block diagram of brushless DC motor control system

Głównym zadaniem sterownika jest generowanie impulsów sterujących tranzystorów komutatora elektronicznego.

3. STEROWNIK SILNIKA BEZSZCZOTKOWEGO

Zastosowanie gotowego sterownika upraszcza strukturę układu sterowania, ale również podwyższa jego sprawność i niezawodność działania.

Na rysunku 2 została przedstawiona wewnętrzna struktura sterownika NE 5570 wykorzystanego w układzie sterowania silnika bezszczotkowego. Zastosowany sterownik jest układem hybrydowym, który jest sterowany z układu mikrokontrolera za pomocą 11–bitowej transmisji szeregowej trzema sygnałami sterującymi [1].

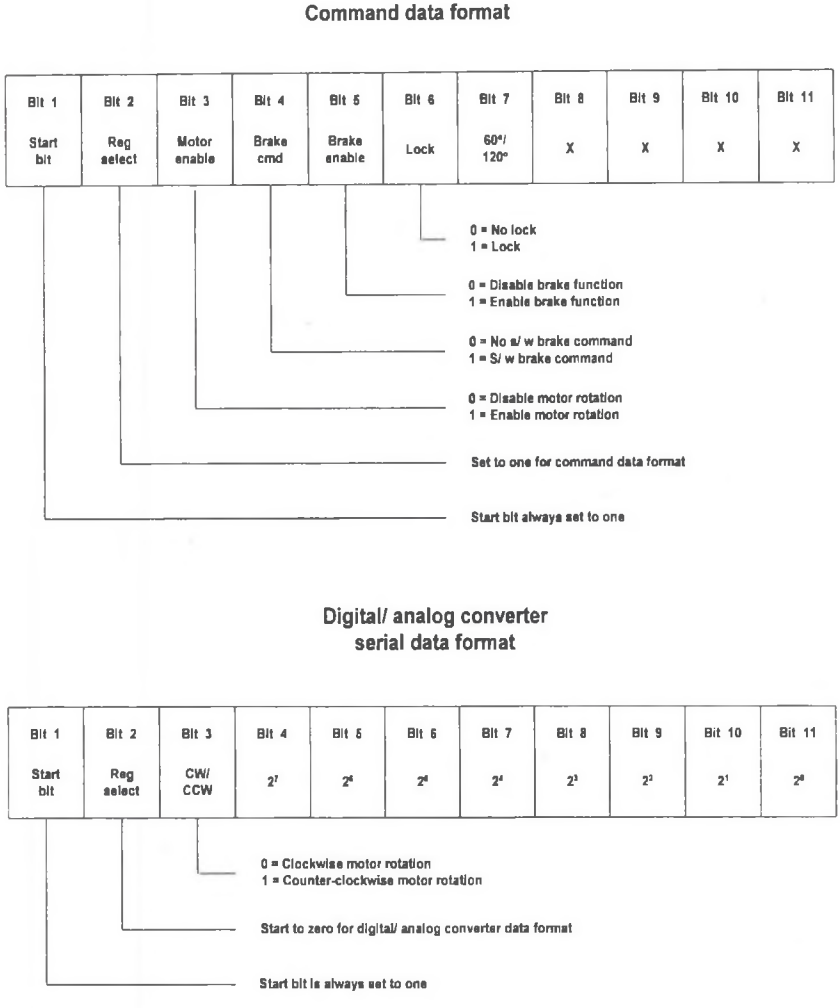


Rys.2. Struktura wewnętrzna sterownika hybrydowego NE 5570
Fig.2. Internal structure of analogue-digital brushless DC motor controller

Informacja o zadanych parametrach pracy silnika jest zawarta w dwóch rejestrach sterujących: Command data format i Digital/ analog converter serial data format rys.3. Bogata architektura tych rejestrów powoduje, że zastosowany sterownik jest układem uniwersalnym i może dopasować się do wymagań silnika. Uruchomienie układu sterowania powoduje wprowadzenie do rejestrów sterujących parametrów pracy układu. Zostaje wtedy określony kierunek wirowania silnika, prędkość i inne parametry niezbędne do prawidłowej pracy silnika.

Sterownik steruje bezpośrednio tranzystorami MOSFET komutatora elektronicznego. Komutator zawiera 3 tranzystory z kanałami typu p oraz 3 tranzystory z kanałem typu n. Sterowanie wartością napięcia zasilania silnika uzyskuje się przez modulacje szerokości impulsów sygnałów wyzwalania zaworów komutatora elektronicznego.

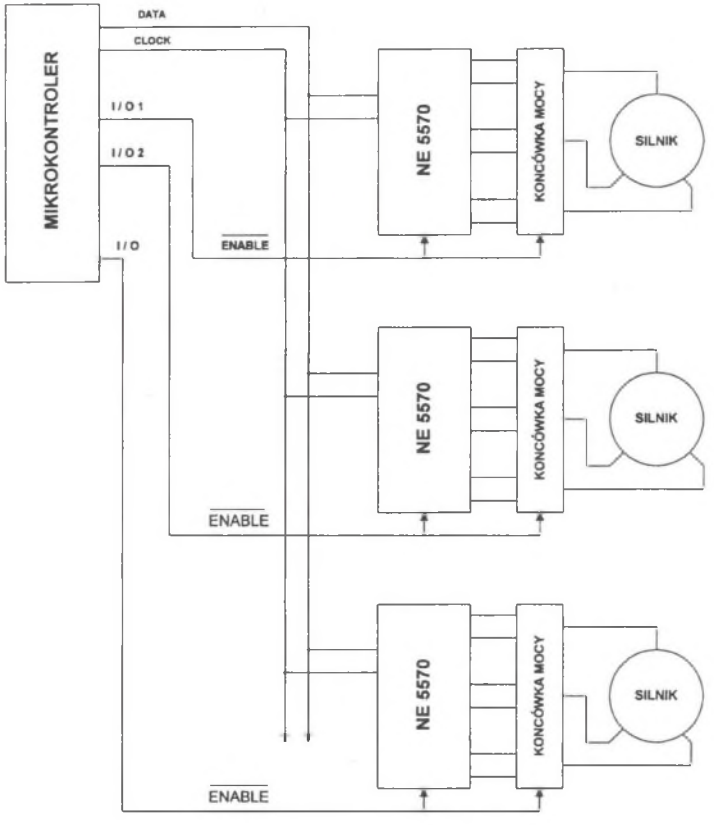
Układ zawiera ograniczenie prądu silnika. Wartość prądu maksymalnego wynika z maksymalnej wartości napięcia odniesienia równej 0,5 V. Jeżeli spadek na przewodzącym zaworze wzrośnie powyżej wartości napięcia odniesienia, to dolny przewodzący zawór zostaje wyłączony. Stabilność pracy układu napędowego zapewniają sprzężenie prądowe i prędkościowe.



Rys.3. Struktura wewnętrznych rejestrów sterownika NE 5570
Fig.3. Control and command registers of brushless DC controller

4. PRACA WSPÓŁBIEŻNA

Dane do sterownika są wprowadzane za pomocą 11-bitowej transmisji trzema magistralami: data, clock i chip enable. Takie rozwiązanie konstrukcyjne pozwala uzyskać możliwość sterowania pracą kilku silników z jednego układu mikroprocesorowego. Poniższy rysunek przedstawia schemat układu z wspólną szyną danych i sygnałem taktującym (rys.4).



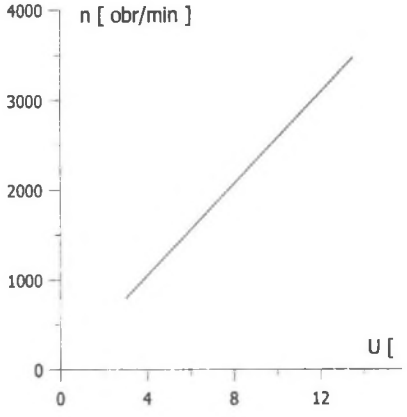
Rys.4. Układ połączeń napędu dla pracy współbieżnej z wspólną szyną adresową
Fig.4. Multiple controllers on serial bus

Układ z wspólną magistralą danych i zegarem taktującym charakteryzuje się prostotą i dużą dynamiką. Wada tej struktury wynika z niemożliwości uzyskania jednoczesnej reakcji wszystkich silników połączonych do pracy współbieżnej na zmianę sygnału sterującego [1].

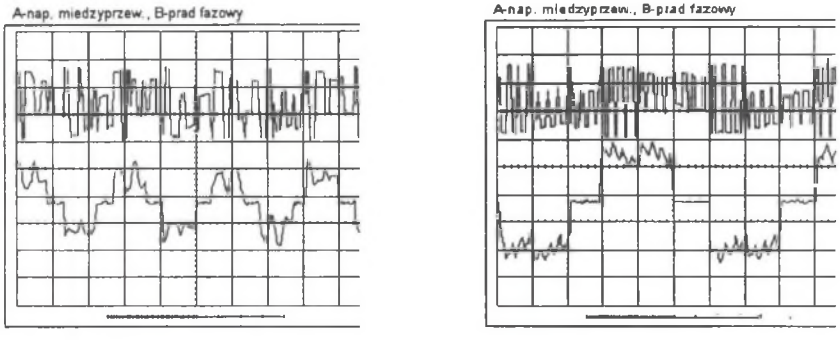
5. WYNIKI POMIARÓW

Zaproponowany modułowy układ sterowania silnika bezszczotkowego prądu stałego ze sterownikiem typu NE 5570 wykonano i uruchomiono. Przeprowadzone badania potwierdziły wcześniejsze przypuszczenia o niezawodności układu, a uzyskane wyniki porównywalne są z wynikami symulacji komputerowych [10]. Rysunek 5 przedstawia charakterystykę biegu jałowego silnika bezszczotkowego sterowanego z sterownika NE 5570, a na rysunkach 6a i 6b przedstawiono oscylogramy przebiegów prądu i napięcia silnika dla różnych wartości prędkości obrotowych.

W toku badań układu sterowania stwierdzono, że układ pracuje bardzo dobrze w zakresie dużych prędkości roboczych. Przy małych prędkościach obrotowych stwierdzono jednak możliwość pracy krokowej silnika wynikającej z obecności przetwornika częstotliwość-napięcie. Przewiduje się dalsze badania nad wadami układu, które pozwoliłyby polepszyć prace napędu w zakresie najmniejszych prędkości obrotowych.



Rys.5. Charakterystyka biegu jałowego silnika bezszczotkowego prądu stałego
Fig.5. Velocity vs. voltage characteristics of brushless DC motor



Rys.6. Przebiegi prądu i napięcia silnika dla a) 2000 [obr/min], b) 3000 [obr/min]
Fig.6. Current and voltage waveforms of motor for a) 2000 rpm, b) 3000 rpm

6. PODSUMOWANIE

Po dokładnej analizie teoretycznej i badaniach na stanowisku laboratoryjnym stwierdzono:

- Sterownik NE 5570 firmy Philips jest sterownikiem o dużych możliwościach sterowania pracą silników bezszczotkowych prądu stałego.
- Wykorzystanie scalonego sterownika w układzie regulacji silnika bezszczotkowego powoduje jego uproszczenie w stosunku do układów regulacji silników z komutatorem mechanicznym.

- Układ napędowy zawierający sterownik NE 5570 umożliwia płynną i dokładną regulację prędkości obrotowej.
- Efektywność układu regulacji wynika z możliwości współpracy z układami analogowymi i cyfrowymi.

Przewiduje się również aplikacje przedstawionego rozwiązania między innymi w napędach wózków inwalidzkich.

LITERATURA

1. Engh L., Fenger C.,Hadley L., Linebarger D.: NE5570. A theory of operation and applications. Philips Semiconductor 1988.
2. Hadley L.: Simplified DC brushless motor control from a serial bus. Machine Design 1987, nr 26, s. 145- 195.
3. Glinka T.: Mikromaszyny elektryczne wzbudzane magnesami trwałymi. Podręcznik akademicki. Wyd. Pol. Śląskiej. Gliwice 1995.
4. Krykowski K., Bodora A., Sajkowski M.:Sterowanie dwusilnikowym napędem wózków inwalidzkich. III Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Enerogelektronice i Napędzie Elektrycznym. SENE'97- Łódź 1997.
5. Rydzewski A.: Mikrokomputery jednoukładowe rodziny MCS 51, WNT, Warszawa 1995.
6. Sochacki R. Życki Z.: Maszyny elektryczne małej mocy. WNT, Warszawa 1978.
7. Applications note . UNITRODE: Brushless DC motors get a controller IC that replaces complex circuist.
7. Bielecki R.: Mikrokomputerowe sterowanie napędów elektrycznych zawierających silniki z magnesami trwałymi. Praca dyplomowa. Pol. Śląska, Gliwice 1998.
8. Hetmańczyk J.:Regulacja prędkości obrotowej przekształtnikowego napędu z silnikiem bezkomutatorowym o magnesach trwałych za pomocą sterownika scalonego. Praca dyplomowa. Pol. Śląska, Gliwice 1998.
9. Lanuszny A.: Laboratoryjna weryfikacja modelu komputerowego silnika z komutatorem elektronicznym i magnesami trwałymi. Praca dyplomowa. Pol. Śląska, Gliwice 1998.

Recenzent: Dr hab.inż. Jerzy Hickiewicz, prof. Politechniki Opolskiej

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

ABSTRACT

The paper describes a microprocessor control system of the permanent magnet brushless DC motor which is presented in Fig 1. The control algorithm is performed by the analogue-digital brushless DC motor controller(NE 5570). The motor is fed from electronic commutator. The brushless DC controller obtains signals from the microcontroller, three Hall sensors which detect the rotor position, and from the supply current. It transfers these signals and generates signals to switch on and off the transistors. Input setting signals are digitally entered from the keyboard.

The author describes selected properties of the brushless DC motor controller. Figure 2 presents the block diagram of the motor controller and Fig.3 shows the control and command registers. The multiple controllers on serial bus are presented in Fig.4. The experiments were performed for the permanent magnet brushless DC motor and motor controller (NE 5570). The results obtained from these experiments i.e. current and voltage waveforms presented in Figs. 6a and 6b are given in the paper. Also, velocity vs. voltage characteristic of the brushless DC motor is presented in Fig.5.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLASKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Marian HYLA

NOWA STRUKTURA SYSTEMU STEROWANIA I MONITOROWANIA MIKROPROCESOROWEGO REGULATORA RP-05

Streszczenie. W artykule przedstawiono nową strukturę systemu sterowania i monitorowania mikroprocesorowego regulatora przemysłowego RP-05 przeznaczonego do współpracy z przemiennikami częstotliwości zasilającymi silniki indukcyjne. Nowa struktura systemu umożliwia sterowanie i monitorowanie dowolnych urządzeń dodatkowych nie będących integralną częścią systemu regulatora RP-05 oraz pomiar i rejestrację dowolnych wielkości analogowych. Pozwala ona na dołączenie dowolnej liczby urządzeń dodatkowych wykorzystujących protokół transmisji danych zgodny z protokółem regulatora RP-05.

Omówiono podstawowe możliwości regulatora RP-05. Przedstawiono krótką charakterystykę sterownika dodatkowego. Omówiono sposób komunikacji pomiędzy zdalnym komputerem PC a elementami rozbudowanego systemu RP-05. Opisano sposób konfiguracji programu pod kątem dowolnego obiektu będącego elementem systemu.

NEW STRUCTURE OF CONTROL AND MONITORING SYSTEM BASED ON MICROPROCESSOR CONTROLLER RP-05

Summary. The paper presents a new structure of the control and monitoring system based on the microprocessor industrial controller RP-05. The RP-05 controller is dedicated to work with AC/AC converters, which supply induction motors. Developing system of an additional controller board makes the controller be able to control and monitor any additional devices, which are not an integral part of the RP-05 control system. Also, due to this development controller is capable to measure and record any analogue quantities. Open structure of the system allows to apply any number of additional devices that use transmission protocol compatible with RP-05 protocol.

There are shortly described basic capabilities of RP-05 controller. A new additional controller is presented as well. Ways of communication between a remote PC and elements of an extended RP-05 system are shown too. Also, there is description how to configure program to work with any devices, which is a part of the system.

1. WSTĘP

Regulator RP-05 produkowany przez firmę ENEL z Gliwic opracowany został przy współpracy z Instytutem Elektrotechniki Teoretycznej i Przemysłowej Politechniki Śląskiej w Gliwicach. Zbudowany został na bazie mikrokomputera jednoukładowego INTEL 80C51GB

[3,4] i przeznaczony jest do współpracy z przemiennikami częstotliwości zasilającymi silniki indukcyjne.

Dzięki rozbudowanemu systemowi cyfrowemu [1] układ ma wiele możliwości wykorzystywanych w systemie zdalnego sterowania i monitorowania urządzeń obsługiwanych bezpośrednio przez regulator [2]. Wraz ze wdrażaniem systemu wystąpiła konieczność sterowania oraz kontroli stanu urządzeń nie będących integralną częścią systemu regulatora RP-05, a znajdujących się w tych samych miejscach, co obiekty regulacji. Wymusiło to konieczność rozbudowy systemu bez potrzeby wymiany już pracujących urządzeń oraz zapewniło możliwość prostego włączania do systemu następnych elementów.

2. SYSTEM STEROWANIA I MONITOROWANIA REGULATORA RP-05

Mikroprocesorowy regulator RP-05 wyposażony jest w dwa łącza szeregowe mogące pracować w standarcie RS-232 lub RS-485 [5]. Jedno z nich wykorzystywane jest do komunikacji z falownikiem, drugie do komunikacji z komputerem typu PC wykorzystywanym do zdalnego sterowania i monitorowania obiektów regulacji. Komunikacja może odbywać się poprzez bezpośrednie połączenie pomiędzy urządzeniami (łącze RS 232 lub RS 485), za pomocą modemu telefonicznego [6] lub łączem radiowym.

Program obsługi regulatorów z poziomu komputera PC napisany został dla systemu Windows'95/98. Oprogramowanie umożliwia komunikację z poszczególnymi regulatorami równocześnie na wszystkie sposoby.

Monitorowanie polega na graficznej interpretacji aktualnego stanu regulatora i obiektu wraz z zapisem do pliku w celu późniejszej analizy. Umożliwia również sygnalizację wszelkich stanów awaryjnych i alarmowych. Oprogramowanie pozwala na prowadzenie monitorowania „w tle" przy jednoczesnym wykonywania innych operacji (np. nastawy parametrów, odczytu danych itp.). Dla każdego z obiektów można zdefiniować inną interpretację graficzną w zależności od typu obiektu i preferencji użytkownika.

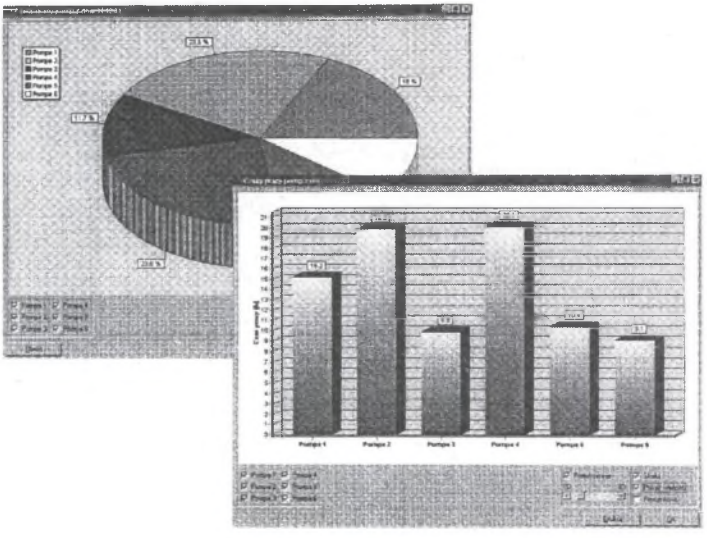
Oprócz odczytu i analizy danych oraz stanu regulatorów system umożliwia również zdalne sterowanie pracą obiektów zarówno poprzez zmianę nastaw parametrów, trybu pracy czy wartości zadanych aż po zdalny reset układu.

Wartości pomiarowe torów analogowych rejestrowane są w regulatorze. Zapamiętywanych jest 5 torów pomiarowych z ostatniego tygodnia. Możliwe jest przesłanie ich do komputera lub przeglądanie na wbudowanym wyświetlaczu graficznym LCD.

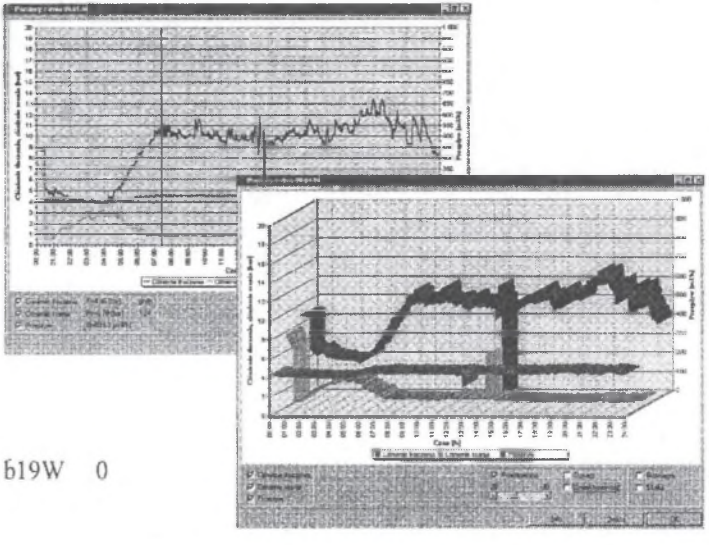
Układ ma możliwość rejestrowania wszelkich zdarzeń związanych ze zmianą stanu obiektu, pomp, lub parametrów procesu regulacji. Rejestrowanych jest 1000 ostatnich zdarzeń.

Dzięki rejestracji odbywającej się bezpośrednio w regulatorze nie jest wymagana ciągła komunikacja z komputerem, lecz istnieje możliwość odczytu danych np. raz w tygodniu w celu archiwizacji czy analizy pracy układu. Jest to niewątpliwą zaletą przy komunikacji za pomocą modemu telefonicznego.

Na rys.1 przedstawiono graficzną interpretację czasów pracy pomp, a na rys.2 przebiegi pomiarowe zarejestrowane i odczytane z regulatora.



Rys.1. Graficzna interpretacja czasów pracy pomp
Fig.1. Graphic interpretation of pomp worktime



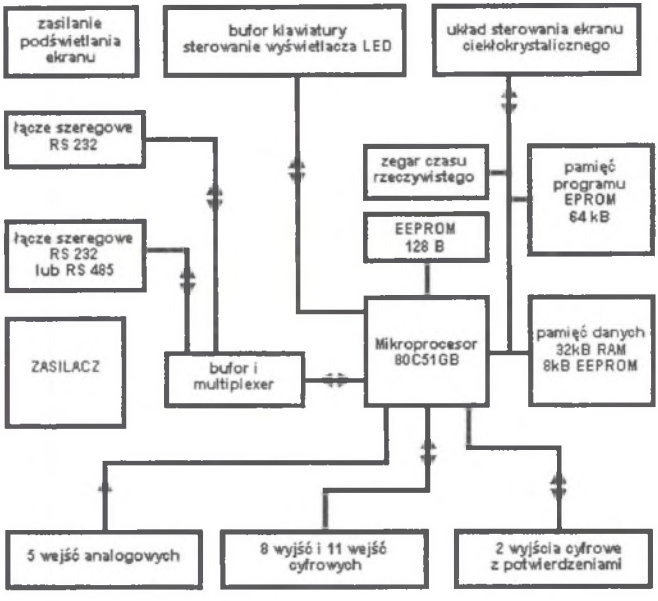
Rys.2. Przebiegi pomiarowe zarejestrowane przez regulator
Fig.2. Measured waveforms recorded by the controller

Oprogramowanie umożliwia przedstawienie w postaci graficznej wszelkich informacji zbieranych z systemu monitorowania regulatora RP-05, jak np. dobowe wykresy stanu pracy pomp, automatyczne tworzenie i przeglądanie dzienników alarmów, codzienny odczyt danych z wybranych sterowników o określonej porze, tworzenie raportów dotyczących wykonywanych zadań łączności itp.

3. ROZBUDOWA SYSTEMU

Rozbudowa systemu polega na dołączeniu płyty sterownika dodatkowego. Płytę sterownika dodatkowego umieszcza się w torze komunikacji pomiędzy komputerem a regulatorem. Możliwe jest dołączenie kilku sterowników dodatkowych w taki sposób, aby regulator RP-05 znajdował się pomiędzy ostatnim sterownikiem dodatkowym a falownikiem.

Schemat blokowy sterownika dodatkowego przedstawiono na rys.3.



Rys.3. Schemat blokowy sterownika dodatkowego
Fig.3. Block diagram of additional controller

Wejścia analogowe są wejściami prądowymi z możliwością programowego zdefiniowania zakresu wejściowego 0-20 mA lub 4-20 mA. Każda z wielkości analogowych jest rejestrowana i zapisywana w wewnętrznej pamięci identycznie do wielkości pomiarowych w regulatorze.

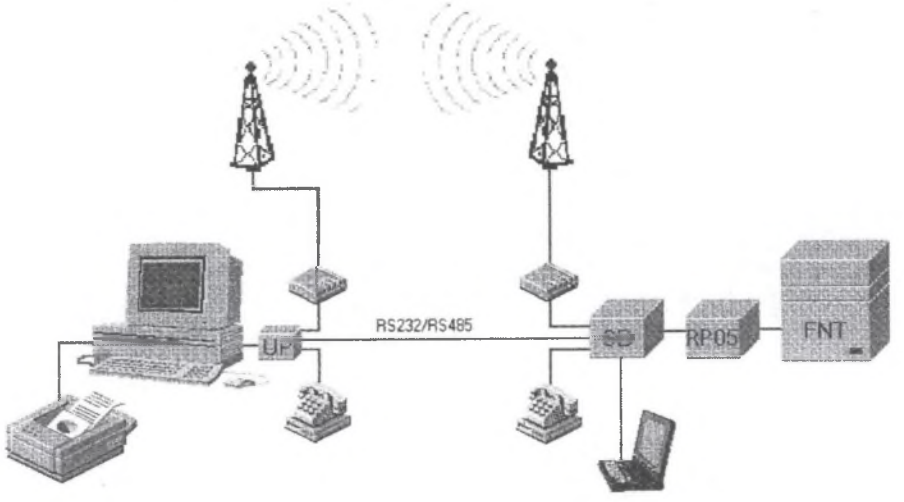
Wejścia cyfrowe mogą służyć do określania stanu dowolnych urządzeń zewnętrznych, natomiast wyjścia cyfrowe do dwustanowego sterowania takimi urządzeniami.

Dwa wejścia i wyjścia cyfrowe wykorzystywane są do dwustanowego sterowania urządzeniami wymagającymi potwierdzenia wykonania zadania (np. sterowanie zaworami, gdzie zadany stan zaworu wymuszany jest przez stan wyjścia, lecz konieczne jest potwierdzenie wykonania zadania np. ze styku krańcowego zaworu).

Układy interfejsów szeregowych służą do komunikacji z komputerem PC i regulatorem RP-05. Sterownik dodatkowy może prowadzić transmisję szeregową w takich samych trybach co regulator RP-05.

4. KOMUNIKACJA W ROZBUDOWANYM SYSTEMIE

Na rys.4. przedstawiono sposób wzajemnej komunikacji pomiędzy komputerem PC, układem pośredniczącym, sterownikiem dodatkowym, regulatorem RP-05 i falownikiem.



Rys.4. Sposób komunikacji pomiędzy urządzeniami rozbudowanego systemu regulatora RP-05

Fig.4. Ways of communication between elements of extended RP-05 control system

Po włączeniu zasilania układu sterownik dodatkowy inicjalizuje łączność ze swoim regulatorem w celu ustalenia numeru regulatora w systemie oraz zsynchronizowania wewnętrznych zegarów RTC sterownika dodatkowego i regulatora.

Komputer PC komunikuje się z układem pośredniczącym *UP* poprzez standardowe łącze RS-232. Układ ten rozdziela sygnał z komputera do poszczególnych obiektów oraz zapewnia galwaniczną separację pomiędzy komputerem, radiomodemem i poszczególnymi regulatorami. Może być również wykorzystany do zmiany sygnału standardu RS-232 na sygnał standardu RS-485. Następnie sygnał jest odbierany przez sterownik dodatkowy *SD*. Sterownik dodatkowy przeprowadza kontrolę poprawności oraz identyfikację odebranego rozkazu. Jeżeli rozkaz skierowany jest do sterownika dodatkowego, wysyła on odpowiedź do komputera. Jeżeli rozkaz skierowany jest do regulatora *RP-05*, sterownik dodatkowy przesyła go dalej. Po odebraniu rozkazu przez regulator wysyłana jest odpowiedź poprzez sterownik dodatkowy i układ pośredniczący do komputera. Niezależnie od łączności ze sterownikiem dodatkowym regulator utrzymuje połączenie poprzez łącze RS-232 z falownikiem *FNT*.

Prędkości transmisji pomiędzy poszczególnymi elementami systemu, tzn. komputer-układ pośredniczący, układ pośredniczący-sterownik dodatkowy, sterownik dodatkowy-regulator, regulator-falownik mogą być różne i są nastawiane jako parametr każdego z układów.

Takie rozwiązanie rozbudowy systemu tworzy system otwarty, gotowy do dalszej rozbudowy poprzez włączenie pomiędzy sterownik dodatkowy a regulator następnego sterownika dodatkowego lub innego urządzenia wykorzystującego taki sam tryb i protokół transmisji danych do obsługi następnej grupy urządzeń. Już pracujące elementy systemu pozostają bez zmian.

5. KONFIGURACJA PROGRAMU

Ze względu na możliwość podłączenia do sterownika dodatkowego dowolnych urządzeń wystąpiła konieczność wprowadzenia w programie do obsługi systemu sterowania i monitorowania regulatorów RP-05 możliwości dowolnej konfiguracji wejść i wyjść cyfrowych, torów pomiarowych oraz ostrzeżeń i alarmów wynikających z ich stanów.

Każdemu z wejść lub wyjść cyfrowych można przypisać dowolną nazwę, stan uznawany za awarię, tekst zgłaszania awarii itp.

Dla każdego z torów pomiarowych można zdefiniować odpowiednią nazwę, jednostkę, zakres pomiarowy, minimalny i maksymalny poziomy sygnału uznawane za awarię, tekst awarii lub ostrzeżenia itp. Dzięki synchronizacji czasu zegarów regulatora i sterownika dodatkowego rejestracja wielkości pomiarowych odbywa się w tej samej chwili zarówno w regulatorze, jak i w sterowniku dodatkowym. Umożliwia to jednoczesną analizę dowolnych wielkości pomiarowych rejestrowanych w systemie.

Dodano możliwość dowolnego definiowana przeprowadzanych analiz, np. stosunek poboru energii wyliczony na podstawie pomiaru mocy w sterowniku dodatkowym do zużycia wody wyliczonego na podstawie pomiaru przepływu w regulatorze itp. Można przeprowadzać proste operacje arytmetyczne na wybranych przebiegach oraz całkować przebiegi w zakresie doby lub poszczególnych godzin. Wyniki można przedstawiać jako wartości bezwzględne lub procentowo.

Wprowadzono możliwość łączenia w grupy dowolnych wejść i wyjść cyfrowych oraz przypisania im dowolnej nazwy. Tak zdefiniowana grupa, jak i zdefiniowane przez użytkownika analizy pojawiają się automatycznie w menu programu.

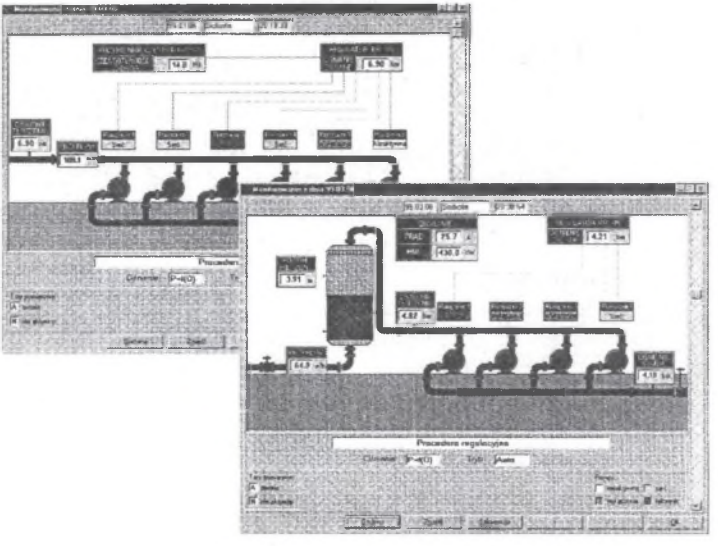
Wprowadzono możliwość definiowania graficznej interpretacji stanu wejść lub wyjść oraz przypisania im odpowiednich wejść, wyjść i torów pomiarowych sterownika dodatkowego, co wykorzystane jest w procedurze wizualizacji.

Każde z urządzeń obsługiwanych przez sterownik dodatkowy jest sterowane i monitorowane, a jego stan rejestrowany w taki sam sposób jak stan regulatora [2], dzięki czemu obydwa elementy systemu stanowią jeden obiekt. Na rys. 5. przedstawiono przykłady monitorowania różnych obiektów.

W obiekcie na pierwszym planie poziom wody w zbiorniku, stan zaworów, oraz pobór mocy i prądu odczytywany jest ze sterownika dodatkowego, a pozostałe wielkości z regulatora. Znaczniki minimalnego i maksymalnego poziomu wody w zbiorniku odpowiadają wartościom zdefiniowanym jako stany alarmowe i ustawione zostały w konfiguracji alarmów programu.

W czasie przeglądania danych z monitorowania możliwe jest automatyczne wyszukanie określonej godziny lub wystąpienia dowolnego zdarzenia zdefiniowanego w konfiguracji jako stan alarmowy lub ostrzeżenie niezależnie od tego, czy wystąpiło ono w regulatorze, czy w sterowniku dodatkowym.

Istnieje możliwość przedstawienia graficznej interpretacji następnych elementów systemu obsługiwanych przez nowe urządzenia dołączone w systemie pomiędzy sterownik dodatkowy a regulator.



Rys.5. Przykłady monitorowania różnych obiektów
Fig.5. Examples of different objects monitoring

6. PODSUMOWANIE

Przedstawiona rozbudowa systemu sterowania i monitorowania mikroprocesorowych regulatorów przemysłowych RP-05 pozwala na pełną kontrolę nad obiektem i wszystkimi znajdującymi się tam urządzeniami, a nie tylko będącymi integralną częścią układu regulacji. Możliwość różnorodnych analiz pozwala na takie skonfigurowanie układu, aby zmniejszyć awaryjność i koszty eksploatacyjne.

Wdrożenie systemu pozwala na pełną bezobsługowość obiektów dzięki możliwości ciągłego monitorowania i zdalnego wpływania na stan dowolnych urządzeń znajdujących się na obiekcie.

Otwarta struktura systemu pozwala na dołączenie następnych sterowników dodatkowych lub zupełnie nowych urządzeń wykorzystujących tryby i protokół transmisji danych systemu regulatora RP-05 w celu obsługi następnych urządzeń dodatkowych. Dalsza rozbudowa systemu nie pociąga za sobą konieczności wymiany już pracujących elementów. Możliwość pełnego definiowania torów pomiarowych, wejść i wyjść cyfrowych oraz łączenia ich w grupy automatycznie dodawane do menu programu na komputerze PC pozwala na skonfigurowanie programu pod kątem dowolnego typu obiektu.

Dzięki wykorzystaniu komunikacji radiowej pomiędzy elementami systemu możliwa jest obsługa i pełny nadzór nad oddalonymi i rozproszonymi obiektami z jednego komputera typu PC znajdującego się w centralnej dyspozytorni.

LITERATURA

1. Hyla M.: Nowe możliwości mikroprocesorowego regulatora RP-05. II Konferencja Metody i systemy komputerowe w automatyce i elektronice, Częstochowa-Poraj, 18-19 września 1997.
2. Hyla M.: System zarządzania i monitorowania mikroprocesorowego regulatora przemysłowego RP-05. II Sympozjum Sterowanie i Monitorowanie Układów Przemysłowych, Lublin, 14-15 maja 1998.
3. Intel: 8 bit Embedded Controller Handbook 1991.
4. Rydzewski A.: Mikrokomputery jednoukładowe MCS-51. WNT, Warszawa 1992
5. Mielczarek W.: Szeregowe interfejsy cyfrowe. Wyd. Helion, Gliwice 1993.
6. Dziczkowski L., Dziczkowska M.: Obsługa i budowa modemu. Wyd. Helion, Gliwice 1997.

Recenzent: Dr hab. inż. Maciej Tondos, prof. AGH

Wpłynęło do Redakcji dnia 7 lipca 1999 r.

Abstract

The paper presents a new structure of the control and monitoring system based on the microprocessor industrial controller RP-05. The RP-05 controller is dedicated to work with AC/AC converters, which supplies induction motors. The new system structure is able to control and monitor any additional devices, which are not an integral part of the RP-05 controller system, and measure and record any analogue quantities. It also allows connecting new devices using transmission protocol compatible with the RP-05 controller.

The presented control and monitoring system allows to control objects and all installed devices not only devices, which are the integral part of RP-05 control process. Capability to perform different analysis allows configuring the circuit to lower failure and maintenance costs.

The following RP-05 controller basic features are presented: recording of pumps working time (Fig.1.), analogue measured data (Fig.2.) and events connected with control process. Short characteristic of the additional controller with its block diagram (Fig.3.) is given too.

Next there are taken into consideration ways of communication between all elements of the system: PC, linking device *UP*, additional controller *SD*, main controller *RP-05*, and AC/AC converter *FNT*, as shown in Fig.4. Due to radio communication maintenance and whole supervision of the remote objects using one PC located in supervisory centre is possible.

New configuration procedures of the PC program are described. Possibility of complete defining measuring inputs, digital inputs and outputs and putting them into groups automatically added to program menu on the PC is useful to configure program for any object. Also it is possible to define graphical interpretation of any device. The graphical interpretation can be assigned to appropriate input or output of the additional controller. It is used in visualisation procedure of control process (Fig.5.).

Application of the new structure system allows complete maintenanceless of the object due to continuous monitoring and remote influence on a state of any device located on site.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Zbigniew KACZMARCZYK

FALOWNIK KLASY E - PRZYKŁAD PRZEKSZTAŁTNIKA ENERGOELEKTRONICZNEGO NAJWYŻSZYCH CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie. Praca niniejsza ma na celu przedstawienie falownika klasy E za pomocą opisu teoretycznego, symulacji komputerowych, wybranych wyników eksperymentów laboratoryjnych oraz przykładów zastosowań. Falownik ten ma duże znaczenie w energoelektronice, ponieważ umożliwia pracę z wysoką częstotliwością (>1 MHz), czego wynikiem jest zmniejszenie gabarytów i wagi oraz zwiększenie gęstości mocy. W pracy zamieszczono opis działania falownika klasy E, jego podstawowe właściwości oraz wyniki pomiarów trzech systemów: laboratoryjnego, lewitacyjnego i do topienia proszków metali.

CLASS E INVERTER – EXAMPLE OF THE HIGHEST-FREQUENCY CONVERTER

Summary. The presentation of Class E inverter by means of relevant theory, results of simulations, results of laboratory measurements and examplary applications are the subject of the paper. This inverter is of high importance in power electronics as it allows to obtain relatively high frequency of operation (>1 MHz), which in turn leads to reduction of size and weight and increasing of power density. The paper presents: principle of operation of Class E inverter, its main properties, results of experiments carried out with three systems: laboratory, levitation and the one for melting of metal powders.

1. MOTYWACJA

Wysoka częstotliwość przełączeń urządzeń przekształcających energię elektryczną umożliwia zmniejszenie ich gabarytów i wagi, a stąd wynika możliwość zwiększenia gęstości mocy. Ponadto wysoka częstotliwość jest niezbędna z powodów technologicznych. Przykładem może być nagrzewanie, topienie oraz hartowanie indukcyjne małych elementów metalowych. Źródłem w takim przypadku może być przekształtnik wysokoczęstotliwościowy, ***falownik klasy E*** - rys. 1. Głównymi zaletami tego falownika są: komutacja miękka (stąd wysoka sprawność), mała masa i gabaryty, niski poziom emitowanych zakłóceń elektromagnetycznych oraz prosta topologia (możliwość użycia tylko jednego tranzystora).

Działanie falownika klasy E zostało po raz pierwszy dokładnie przeanalizowane przez Sokalów w 1975 r. [2]. Od tego czasu ukazało się wiele publikacji na ten temat. Pomimo to wiele problemów nie zostało rozwiązanych. Przykładem może być strategia i konstrukcja układu sterowanie falownika, przeznaczonego do współpracy z obciążeniem o silnie zmiennych parametrach. Wszystko to stanowi motywację do prowadzenia dalszych prac badawczych nad falownikami klasy E.

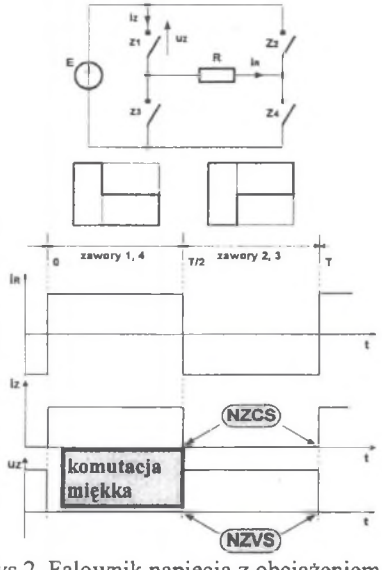
Rys.1. Falownik klasy E - wysokoczęstotliwościowy i wysokosprawny przekształtnik
Fig.1. Class E inverter - high-frequency and high efficiency inverter

Praca niniejsza ma na celu przedstawienie falownika klasy E za pomocą opisu teoretycznego, symulacji komputerowych, wybranych wyników eksperymentów laboratoryjnych, przykładów zastosowań oraz zagadnień nadal otwartych.

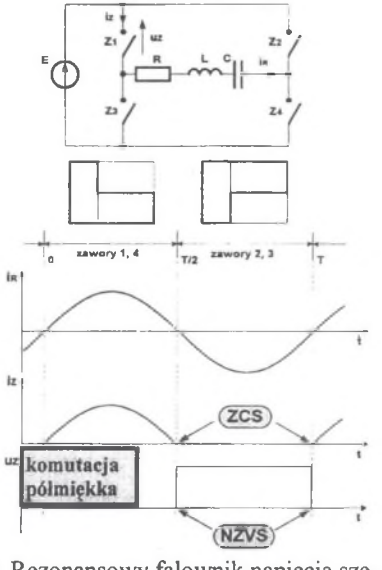
2. WPROWADZENIE

Przekształcanie DC/AC w zakresie najwyższych częstotliwości realizuje się zwykle za pomocą falowników rezonansowych: szeregowego, równoległego oraz falownika klasy E. Falownik klasy E ma wiele cech wspólnych z falownikiem szeregowym, a szczególnie z falownikiem klasy DE i z tego powodu jego opis rozpoczyna się od przytoczenia pewnych informacji o mostkowym falowniku napięciowym.

Podstawowa topologia, z której wywodzi się falownik szeregowy, to mostkowy falownik napięciowy - rys. 2. Przebiegi czasowe prądu zaworu i_Z oraz napięcia na zaworze u_Z są prostokątne. Zawór jest przełączany przy niezerowym napięciu (***non-zero-voltage-switching - NZVS***) oraz przy niezerowym prądzie (***non-zero-current-switching - NZCS***), czego rezultatem są straty mocy przełączania. Tego typu przełączanie jest określane mianem komutacji twardej (***hard-commutation - NZCS+NZVS***).



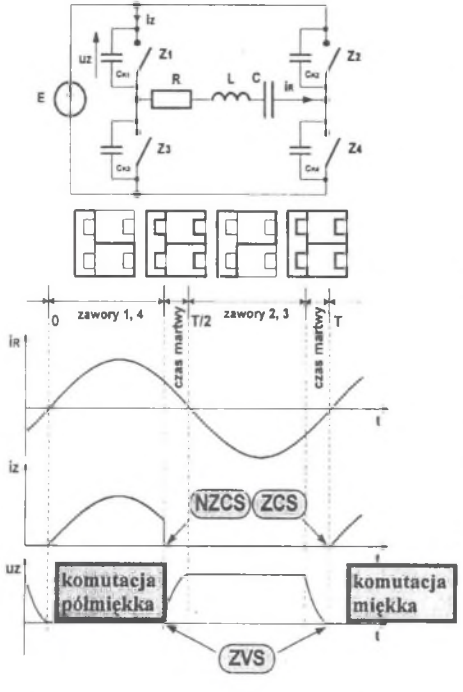
Rys.2. Falownik napięcia z obciążeniem rezystancyjnym
Fig.2. Voltage-source inverter with resistive load



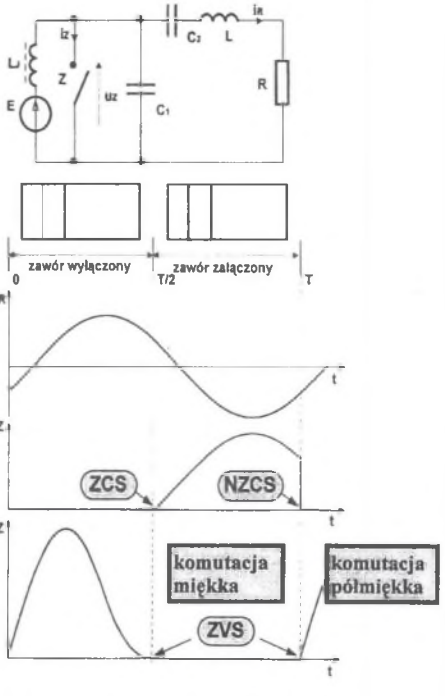
Rys.3. Rezonansowy falownik napięcia szeregowy (falownik szeregowy klasy D)
Fig.3. Voltage-source series resonant inverter (Class D series inverter)

Mostkowy falownik napięciowy stanowi bazę dla rezonansowego falownika szeregowego - rys. 3. Gdy współczynnik dobroci szeregowego obwodu rezonansowego jest odpowiednio duży, to prąd obciążenia i_R jest prawie sinusoidalny. Zawory mogą być przełączane przy zerowym prądzie (***zero-current-switching - ZCS***). Napięciowo jest realizowana komutacja twarda, tj., przełączanie zaworów przy niezerowym napięciu (NZVS). Straty mocy przełączania są mniejsze niż straty w przypadku poprzednim - rys. 2. Ten typ przełączania, jako całość, jest określany komutacją półmiękką (***half-soft-commutation - ZCS+NZVS***).

Falownik szeregowy klasy DE (rys. 4) jest modyfikacją rezonansowego falownika szeregowego, której celem było ulepszenie warunków przełączania zaworów. Modyfikacja ta polegała na wprowadzeniu w układzie sterowania czasu martwego, przez który wszystkie zawory falownika są wyłączone, oraz dołączeniu równolegle do zaworów Z kondensatorów komutacyjnych C_K. Przez czas martwy kondensatory komutacyjne są przeładowywane prądem odbiornika i w ten sposób napięcia na zaworach oczekujących na załączenie zmniejsza się do zera. Dzięki temu uzyskano tzw. ***komutację maksymalnie miękką*** zaworów falownika. Oznacza ona, że zawór jest załączany przy zerowym napięciu (ZVS=$\boldsymbol{ZVS_{ON}}$) i jednocześnie przy zerowym prądzie (ZCS=$\boldsymbol{ZCS_{ON}}$) oraz wyłączany przy zerowym napięciu (ZVS=$\boldsymbol{ZVS_{OFF}}$) i przy niezerowym prądzie (NZCS=$\boldsymbol{NZCS_{OFF}}$). Symbolicznie załączanie można oznaczyć jako ZVS_{ON}+ZCS_{ON}. Podobnie wyłączanie może być oznaczone poprzez ZVS_{OFF}+$NZCS_{OFF}$. Komutację maksymalnie miękką oznaczyć można jako ZVS_{ON}+ZCS_{ON}+ZVS_{OFF}+$NZCS_{OFF}$.



Rys.4. Falownik szeregowy klasy DE
Fig. 4. Class DE series inverter



Rys.5. Falownik klasy E z równoległym kondensatorem (***topologia podstawowa***)
Fig.5. Class E inverter with parallel capacitor (***basic topology***)

Schemat falownika klasy E o topologii podstawowej z równoległym kondensatorem zamieszczono na rys. 5. W falowniku tym również można uzyskać komutację maksymalnie miękką zaworu typu ZVS_{ON}+ZCS_{ON}+ZVS_{OFF}+$NZCS_{OFF}$. Zaletą tego falownika jest to, że posiada on tylko jeden tranzystor. Wadą jest wysoka wartość napięcia na wyłączonym zaworze, która wielokrotnie przewyższa wartość napięcia zasilania.

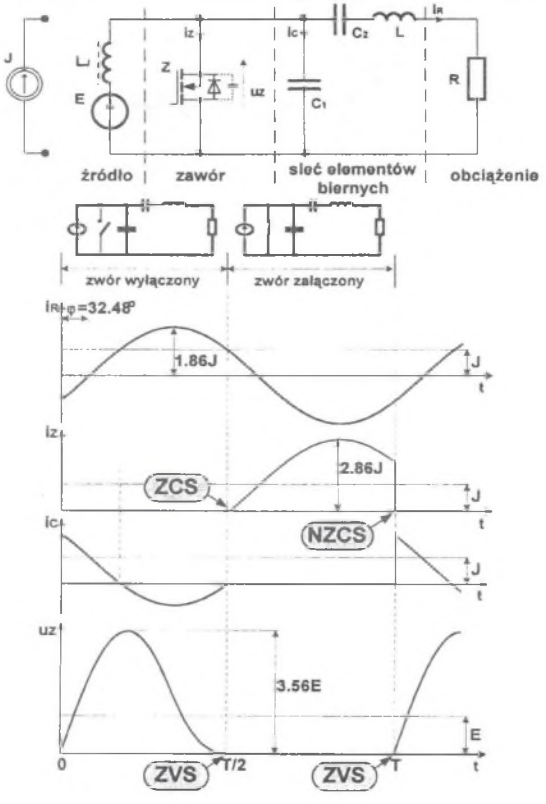
Realizowana przez falownik klasy E komutacja umożliwia uzyskanie pracy z wysoką częstotliwością oraz wysoką sprawnością (85÷95%, 1÷5 MHz [4]).

3. PODSTAWOWE WŁAŚCIWOŚCI FALOWNIKA KLASY E

3.1. Zasada działania

Falowniki klasy E cechuje najwyższa sprawność [3]. Najczęściej omawianą odmianą falownika klasy E jest falownik z rys. 6, z równoległym kondensatorem oraz szeregowym obwodem rezonansowym.

W zakresie wysokich częstotliwości (powyżej 1 MHz) jako zawór są stosowane tranzystory mocy MOSFET. Z analizy schematu falownika wynika, że pasożytnicza pojemność wyjściowa tranzystora może stanowić część pojemności C_1. Stanowi to zaletę.



Rys. 6. Zasada działania falownika klasy E z równoległym kondensatorem
Fig. 6. Principle of operation of Class E inverter with parallel capacitor

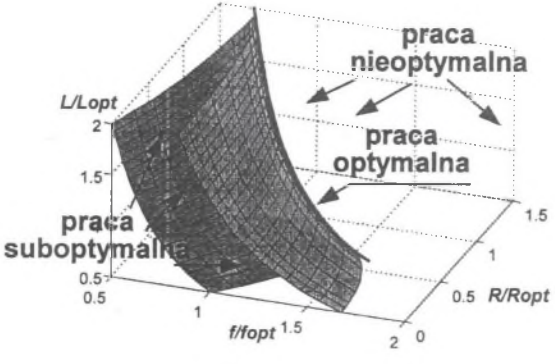
Do analizy zasady działania falownika przyjmuje się najczęściej następujące założenia upraszczające: zawór Z bezstratny i bezinercyjny, elementy RLC są idealne, źródło napięcia E z szeregowym dławikiem L_J jest zastępowane źródłem prądu J, współczynnik przełączeń zaworu wynosi 0.5, parametry falownika C_1, C_2, L, R i częstotliwość pracy f są dobrane tak, aby zapewnić maksymalnie miękką komutację zaworu falownika.

Przy współczynniku dobroci obwodu szeregowego RLC_2 większym od 2.5, kształt prądu obciążenia i_R jest zbliżony do sinusoidalnego. Częstotliwość drgań własnych obwodu RLC_2 jest nieco niższa od częstotliwości przełączeń. Kąt fazowy φ wynosi około 32° - rys. 6. Podczas gdy zawór jest wyłączony, napięcie na zaworze u_Z wynika z prądu i_C przeładowującego kondensator C_1. Gdy zawór jest załączony, prąd zaworu jest równy: J-i_R.

Średnia wartość prądu zaworu i_Z wynosi J, a średnia wartość napięcia na zaworze u_Z jest równa E. Względne wartości maksymalne prądu zaworu i napięcia na zaworze zaznaczono na rys. 6; są one równe odpowiednio: 2.86, 3.56.

3.2. Przestrzeń parametrów - zintegrowany opis działania

Funkcjonowanie falownika klasy E opisane na rys. 6 określane jest jako ***praca optymalna***. Falownik może pracować również ***suboptymalnie*** lub ***nieoptymalnie***. Sprawność falownika osiąga wartość najwyższą dla pracy optymalnej, zmniejsza się dla pracy suboptymalnej oraz jest najmniejsza dla pracy nieoptymalnej. Wszystkie powyższe rodzaje pracy falownika mogą być scharakteryzowane, jako pewna całość, za pomocą ***przestrzeni parametrów falownika***. Przykład takiej przestrzeni zamieszczono na rys. 7. Parametry L, R, f zostały znormalizowane. Jeśli punkt parametrów leży na zewnątrz przestrzeni ograniczonej przez zaznaczoną powierzchnię, to falownik pracuje nieoptymalnie. Praca optymalna jest uzyskiwana, gdy parametry są wyznaczone przez krzywą „praca optymalna" - rys. 7. W pozostałych przypadkach falownik pracuje suboptymalnie.



Rys. 7. Przestrzeń parametrów falownika klasy E
Fig. 7. Space of parameters of the Class E inverter

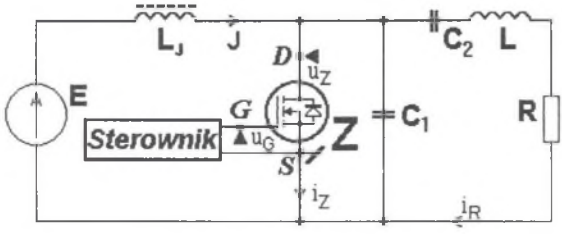
4. PRZYKŁADOWE WYNIKI POMIARÓW LABORATORYJNYCH

Wyniki pomiarów laboratoryjnych zamieszczono w celu nadania zamieszczonym informacjom aspektu ilościowo-technicznego.

4.1. Model laboratoryjny falownika klasy E

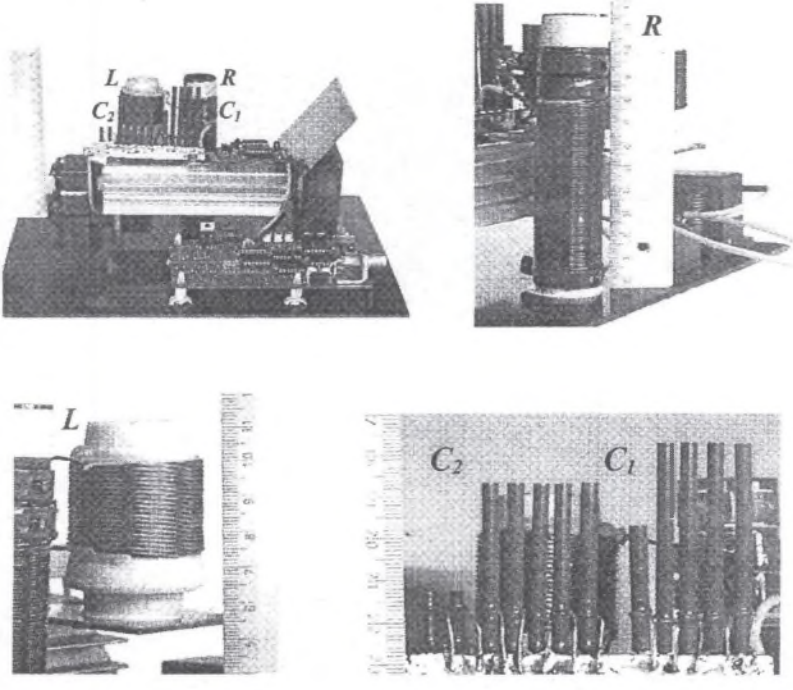
Dane techniczne modelu laboratoryjnego zaczerpnięto z pracy [4] (P=416 W, E=80 V, J=5.2 A, f=1 MHz, η=94.4%, 2xIRF740).

W konstrukcji modelu wykorzystano dwa połączone równolegle tranzystory MOSFET typu IRF740. Schemat falownika przedstawiono na rys. 8.



Rys.8. Schemat falownika laboratoryjnego
Fig.8. Schematic diagram of the laboratory inverter

Fotografie falownika znajdują się na rys. 9. Pokazują one poszczególne elementy falownika: układ sterowania, rezystor obciążenia R, cewkę szeregowego obwodu rezonansowego L oraz kondensatory C_1 i C_2.



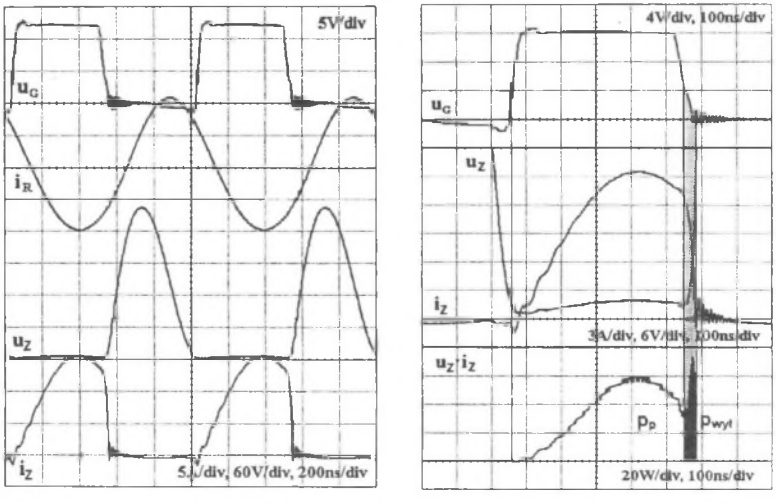
Rys.9. Widok ogólny falownika laboratoryjnego oraz jego elementów
Fig.9. General view of the laboratory inverter and its components

Parametry poszczególnych elementów falownika wynosiły: L_J=120 μH, C_1=3.8 nF, C_2=2.5 nF, L=11.8 μH oraz R=7.15 Ω. Zostały one obliczone dla zapewnienia pracy optymalnej przy częstotliwości przełączeń 1 MHz [4].

4.2. Pomiary modelu laboratoryjnego

Skonstruowany falownik został poddany wszechstronnym pomiarom. Wybrane rezultaty pomiarów przy pracy optymalnej zaprezentowano poniżej na rys. 10.

Zmierzono następujące wielkości: napięcie bramki u_G, prąd obciążenia i_R, napięcie na zaworze u_Z oraz prąd zaworu i_Z.



Rys.10. Wyniki pomiarów przy pracy optymalnej (2xIRF740, f=1 MHz, P=416 W, P_C=23.1W, η=94.4%, P_P/P_C=89.2%, $P_{wył}/P_C$=9.1%)
Fig.10. Results of measurements during optimum operation

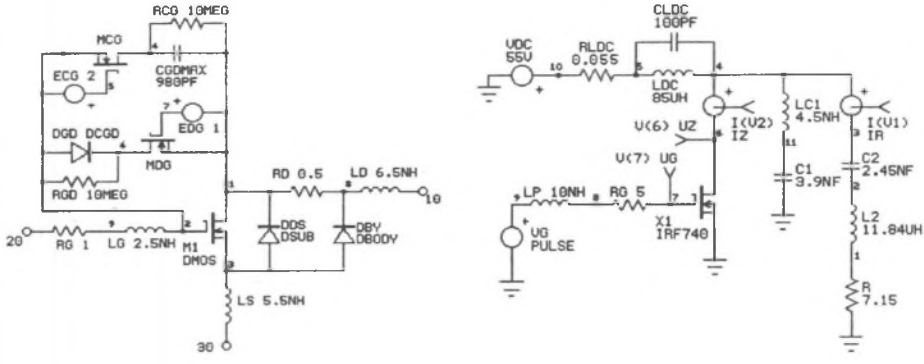
Chwilowe straty mocy zaworu $u_Z \cdot i_Z$ (rys. 10) można podzielić na dwie części: straty mocy przewodzenia p_P oraz straty mocy wyłączania $p_{wył}$.

Częstotliwość wynosi f=1 MHz przy mocy zasilającej P=416 W. Całkowite straty mocy są równe P_C=23.1 W, co daje sprawność falownika η=94.4%. Względne straty mocy przewodzenia i wyłączania wynoszą odpowiednio: P_P/P_C=89.2%, $P_{wył}/P_C$=9.1%.

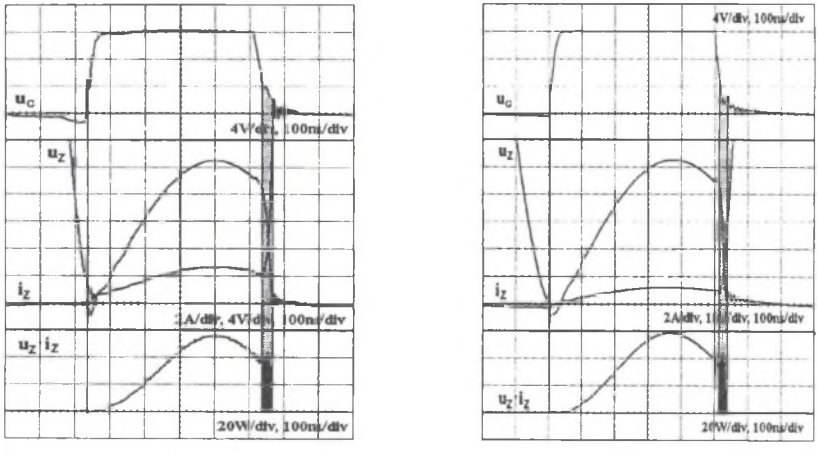
5. SYMULACJA KOMPUTEROWA FALOWNIKA

Prezentowane poniżej wybrane wyniki symulacji komputerowej działania falownika klasy E traktowane są jako materiał porównawczy.

Na rys. 11 zamieszczono model tranzystora MOSFET oraz model falownika w programie SPICE®. Wyniki symulacji oraz wyniki pomiarów falownika laboratoryjnego znajdują się na rys. 12. Rezultaty symulacji są zbliżone do pomiarów laboratoryjnych.



Rys.11. Model tranzystora MOSFET oraz model falownika w programie SPICE®
Fig. 11. Model of MOSFET transistor and model of the inverter in SPICE®



Rys.12. Pomiary (po prawej) i wyniki symulacji falownika
Fig.12. Measured waveforms (on the left) and simulation results of the inverter

6. ZASTOSOWANIA

Falowniki klasy E mogą być stosowane wszędzie tam, gdzie wymagane są względnie proste, sprawne (~90%), wysokoczęstotliwościowe (kilka MHz) źródła, w zakresie mocy od kilku watów do kilku kilowatów. Przykładowo mogą to być: źródła do nagrzewania indukcyjnego, elementy przetwornic napięcia DC/DC, źródła do przetworników ultradźwiękowych używanych do oczyszczania powierzchni.

Dwa zastosowania falownika klasy E opisuje się dokładniej. Pierwsze, to system lewitacyjny nagrzewania oraz topienia metali. Drugie to system topienia proszków metali.

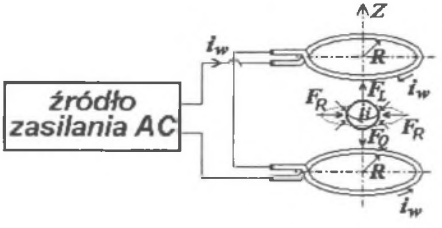
6.1. System lewitacyjny [4]

6.1.1. Zjawisko lewitacji

System lewitacyjny został po raz pierwszy skonstruowany przez Okressa w 1952 [1].

Zjawisko lewitacji elektromagnetycznej polega na utrzymywaniu w zawieszeniu elementu wykonanego z materiału przewodzącego prąd w polu elektromagnetycznym uformowanym przez cewkę o specjalnym kształcie. W ogólnym przypadku cewka ta składa się z dwóch połączonych szeregowo części, które wytwarzają pola przeciwne - rys. 13.

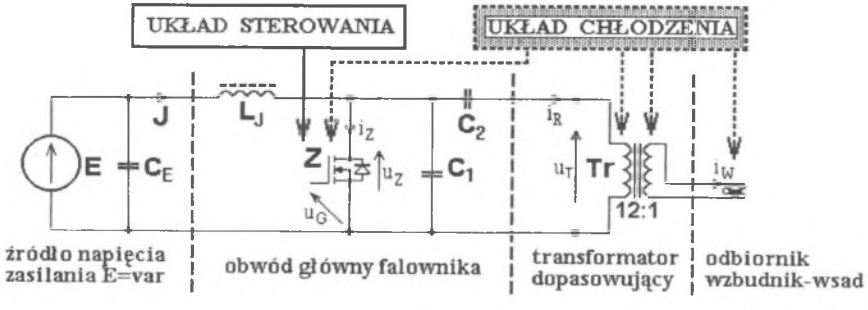
Lewitacja jest głównie wykorzystywana w eksperymentach laboratoryjnych, np. otrzymywanie stopów, oczyszczanie metali czy też topienie trudno topliwych materiałów przewodzących i nieprzewodzących.



Rys.13. System lewitacyjny indukcyjnego nagrzewania i topienia metali (Okress [1])
Fig.13. Levitation system for induction heating and melting (Okress [1])

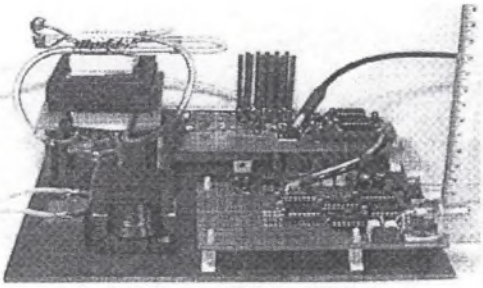
6.1.2. System laboratoryjny

Schemat systemu podano na rys. 14. Widok ogólny przedstawiono na rys. 15. Jednym z ważniejszych jego elementów jest transformator, stanowiący jedną całość konstrukcyjną z cewką lewitacyjną - rys. 16. Jest to transformator ferrytowy o przekładni 12:1, chłodzony wodą. Falownik zbudowano na dwóch połączonych równolegle tranzystorach IRF740.

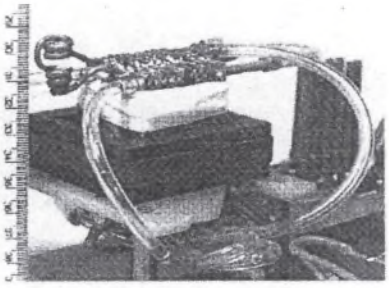


Rys. 14. Schemat systemu lewitacyjnego
Fig. 14. Schematic diagram of the levitation system

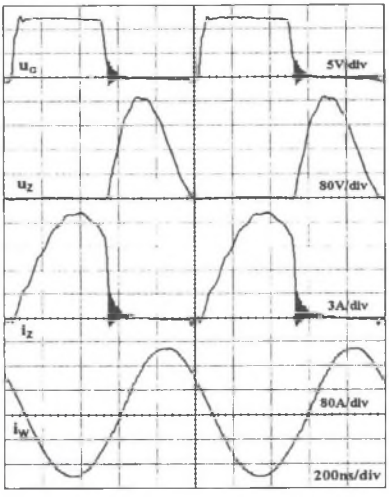
Przebiegi napięć i prądów (rys. 17) zmierzono przy mocy zasilania 418 W oraz przy lewitującym wsadzie miedzianym o kształcie kuli i średnicy 2.5 mm. Częstotliwość pracy falownika wynosiła 1.016 MHz, a wartość skuteczna prądu wzbudnika 148 A.



Rys.15.Widok ogólny systemu lewitacyjnego
Fig.15.General view of the levitation system



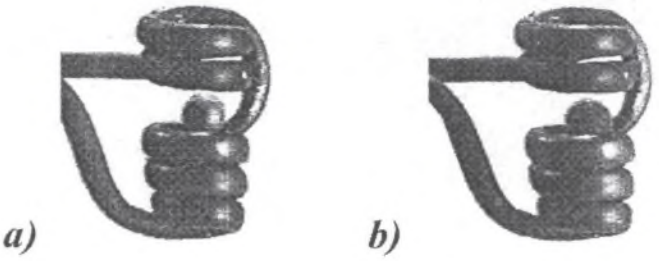
Rys.16. Transformator dopasowujący z cewką lewitacyjną
Fig. 16. Matching transformer with levitation coil



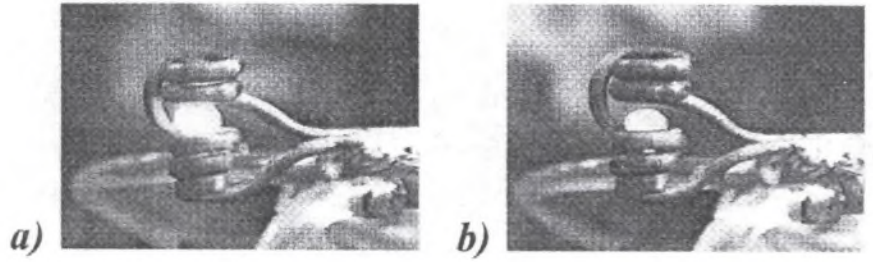
Rys.17. Zmierzone napięcia i prądy (P= 418.6W, f=1.016 MHz, $I_{W(RMS)}$=148 A)
Fig.17. Measured waveforms of the system

6.1.3. Cewka lewitacyjna/lewitujący wsad

Cewkę lewitacyjną wraz z lewitującym wsadem przedstawiono na rys. 18, 19. Widoczne są na nich wsady lewitujące, wykonane z aluminium oraz miedzi, o różnych średnicach i dla różnych wartości skutecznych prądu wzbudnika (98 A - rys.18, 148 A - rys.19).



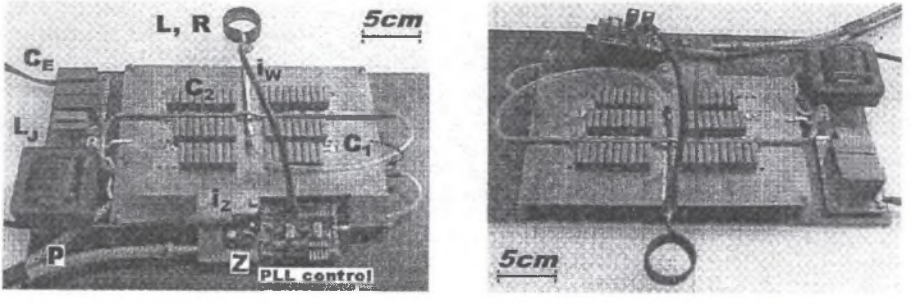
Rys.18. Wsady lewitujące: a) Al, b) Cu; (∅2.5 mm, 98 A, 500°C)
Fig.18. Levitation samples: a) Al, b) Cu; (∅2.5 mm, 98 A, 500°C)



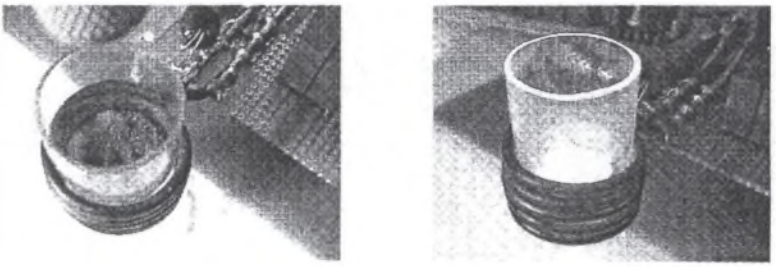
Rys.19. Wsady lewitujące: a) Al, b) Cu; (∅4 mm, 148 A, 1100°C)
Fig.19. Levitation samples: a) Al, b) Cu; (∅4 mm, 148 A, 1100°C)

6.2. System indukcyjnego topienia proszków metali [5]

Przeznaczeniem systemu było topienie proszków metali, głównie miedzi, o granulacji 0.1 mm. W systemie zastosowano falownik klasy E 1 kW, 1 MHz. W falowniku użyto dwa tranzystory MOSFET typu IRFP360, chłodzone wodą. Konstrukcję systemu ilustrują fotografie z rys. 20.



Rys. 20. Widok systemu topienia proszków metali
Fig. 20. View of the system for melting metal powders



Rys.21. Wzbudnik oraz tygiel wraz z proszkiem miedzianym poniżej i powyżej temperatury topnienia (~1200°C)
Fig.21. Photographs of coil and crucible with copper powder below and above melting point (~1200°C)

Rys. 21 przedstawia cewkę wzbudnika i naczynie z topionym wsadem. Wsadem jest proszek miedziany. Widoczny jest proces nagrzewania proszku oraz stan uzyskany po jego stopieniu. Czas potrzebny do stopienia 10 g proszku wynosił około 10 s.

7. PODSUMOWANIE

W artykule zamieszczono: opis zasady działania falownika klasy E i jego podstawowych właściwości, wybrane wyniki eksperymentów laboratoryjnych oraz przykłady zastosowań.

Do zagadnień wymagających dalszych badań w ramach prac prowadzonych nad falownikami klasy E można zaliczyć:

- układy dopasowujące odbiornik do falownika,
- analizę ograniczeń w zakresie częstotliwości, sprawności i mocy falownika,
- strategie i konstrukcje sterowania,
- wszechstronne porównanie falownika klasy E z innymi falownikami rezonansowymi oraz
- nowe obszary zastosowań.

LITERATURA

1. Okress E. C., Wroughton D. M., Comenetz G., Brace P. H., Kelly J. C. R.: Electromagnetic levitation of solid and molten metals, Journal of Applied Physics, vol. 23, no. 5, May 1952, p. 545-552.
2. Sokal N. O., Sokal A. D.: Class E - a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-10, no. 3, June 1975, p. 168-176.
3. Kazimierczuk M. K., Czarkowski D.: Resonant power converters, Wiley & Sons, Inc., New York 1995.
4. Kaczmarczyk Z.: Analiza energoelektronicznych falowników rezonansowych klasy E wysokiej częstotliwości, praca doktorska, Pol. Śląska, Gliwice 1996.
5. Kaczmarczyk Z., Grzesik B., Junak J.: System indukcyjnego topienia proszków metali, IV Szkoła - Konferencja Elektrotechnika Prądy Niesinusoidalne, Zielona Góra 18-20 czerwca 1998, s. 192-201.

Praca była prezentowana w Fachhochschule, Trewir, Niemcy, 17 lipca 1998
Class E inverter - the example of a high-frequency converter

Recenzent: Dr hab. inż. Bogusław Grzesik, prof. Pol. Śl.

Wpłynęło do Redakcji 13 lipca 1999 r.

Abstract

The presentation of Class E inverter (Fig. 6) by means of relevant theory, results of simulations, results of laboratory measurements and examplary applications are the subject of the paper. This inverter is of high importance in power electronics as it allows to obtain relatively high frequency of operation (>1 MHz), which in turn leads to reduction of size and weight and increasing of power density. Such high frequency is needed in contemporary technology where induction heating is the example (melting and hardening of small metal details).
In order to have complete characterisation of the Class E inverter it is necessary to see it together with inverters of Class D and DE which are given in Figs. 3 and 4.

The advantages of the Class E inverter are: soft-commutation (hence high efficiency), small weight and size, low level of EMI (Electromagnetic Interference) and simplicity of its topology (only one transistor).

Efficiency of the Class E inverter reaches the highest level at the optimum operation (maximum soft commutation - ZVS_{ON}+ZCS_{ON}+ZVS_{OFF}+$NZCS_{OFF}$), falls down at the suboptimum operation and goes further down at the non-optimum operation. All these modes of operation can be characterised in the space of parameters of the inverter. The example of such a space is presented in Fig. 7.

The paper delivers the results of measurements which have been carried out in three systems. The first one, having resistor and inductor as the load and called laboratory model, has the following parameters: P=416 W, E=80 V, J=5.2 A, f=1 MHz, η=94.4%, 2xIRF740 - Fig. 9. The second system is the levitation system used for melting small metal pieces (P=418.6 W, E=91 V, J=4.6A, f=1.016MHz, $I_{W(RMS)}$=148A, 2xIRF740) - Fig.15. The last one is the induction system for melting metal powders ($P\approx$1 kW, $f\approx$1 MHz, 2xIRFP360) - Fig. 20.

Some problems which need to be studied in the area of Class E inverters are given in the conclusion. They are: matching circuits and devices, analysis of the upper limits of the frequency, power and efficiency of the inverter, control strategies, comparison of Class E inverter with other resonant topologies and other applications.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLASKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Krzysztof KRYKOWSKI
Maciej SAJKOWSKI

KONCEPCJA STEROWANIA GŁOSEM URZĄDZEŃ ELEKTROMECHANICZNYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono ogólną koncepcję sterowania urządzeń elektromechanicznych głosem na przykładzie sterowania elektrycznym wózkiem inwalidzkim. Zaprezentowano strukturę blokową układu sterowania oraz omówiono podstawowe zadania poszczególnych modułów. W artykule zamieszczono wyłoniony w trakcie badań symulacyjnych zestaw poleceń w postaci słów izolowanych oraz wyniki symulacji toru ruchu pojazdu sterowanego za pomocą tych poleceń.

CONCEPTION OF VOICE CONTROL OF ELECTROMECHANICAL DEVICES

Summary. The paper presents general idea of electromechanical device voice control. An electric wheelchair drive control system is shown as an example. Block structure of the control system is described and tasks of every module are considered. Also, command set for voice control system, obtained through simulation research and some simulation results of path of the electric vehicle (f.eg. electric wheelchair), guided by voice commands are presented.

1. WSTĘP

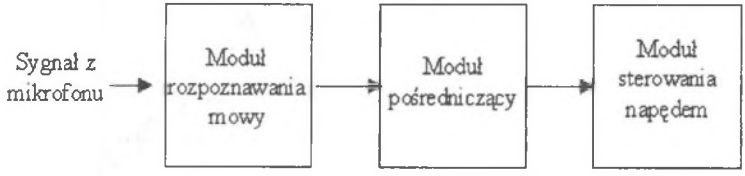
W nowoczesnych układach napędowych pojazdów przeznaczonych dla osób niepełnosprawnych, takich jak na przykład wózki inwalidzkie, stosuje się silniki elektryczne o mocy nie przekraczającej kilkuset watów. Ze względu na prostotę układu sterowania powszechnie stosuje się układy o niezależnym sterowaniu każdego z napędzanych kół. W tego typu rozwiązaniach możliwość manewrowania uzyskuje się poprzez różnicę prędkości każdego z dwóch kół. Dotychczas stosowane układy napędowe oparte na silnikach prądu stałego z komutatorem mechanicznym nie zapewniają wysokiej niezawodności, jakiej wymaga się od układu napędowego wózka inwalidzkiego. W napędach tego typu istnieje duże ryzyko wystąpienia awarii w obrębie komutatora, gdyż zawiera on elementy mechaniczne ulegające zużyciu w trakcie eksploatacji. Ponadto istnieje możliwość uszkodzenia komutatora w przypadku przeciążenia. Obecnie, jako napędy małej mocy, coraz częściej stosuje się napędy oparte na silnikach wzbudzanych magnesami trwałymi z komutatorem elektronicznym.

W trakcie prac nad nowoczesnym napędem przekształtnikowym małej mocy, przeznaczonym do napędu i sterowania wózka inwalidzkiego, powstała koncepcja przeprowadzenia cyklu badań pozwalających na ocenę możliwości aplikacji układu sterowania głosem, jako nadrzędnego układu sterującego pracą napędu.

2. STRUKTURA UKŁADU STEROWANIA GŁOSEM URZĄDZENIA ELEKTROMECHANICZNEGO

Wózek inwalidzki jest przykładem urządzenia elektromechanicznego. Celem prowadzonych badań jest sprecyzowanie wymagań stawianych przez układ napędowy takiego urządzenia w stosunku do nadrzędnego układu sterowania.

Na rys 1. przedstawiono schemat blokowy struktury systemu sterowania głosem urządzenia elektromechanicznego. Zasadniczymi elementami systemu są:
- blok przetwarzania i rozpoznawania sygnału mowy,
- moduł pośredniczący,
- mikroprocesorowy układ sterowania elektrycznym napędem przekształtnikowym małej mocy.



Rys.1. Schemat struktury układu sterowania głosem urządzeniem elektromechanicznym
Fig.1. Diagram of the structure of electromechanical device voice control system

W rozważanym układzie napędowym, zawierającym silniki z komutatorem elektronicznym wzbudzane magnesami trwałymi, mikroprocesorowy układ sterowania realizuje następujące zadania:
- przetworzenie wejściowych analogowych sygnałów napięcia na postać cyfrową,
- wypracowanie sygnałów sterujących poszczególnymi silnikami,
- generowanie sygnałów sterujących tranzystorami komutatora elektronicznego na podstawie pomiaru aktualnego prądu pobieranego przez silnik, położenia wirnika oraz danych z modułu zadawania prędkości i kierunku jazdy,
- określanie maksymalnej wartości prądu płynącego przez silnik, a w przypadku przekroczenia tej wartości wyłączenie wszystkich tranzystorów.

Elementami mikroprocesorowego układu sterowania silnika bezkomutatorowego są:
- mikrokontroler jednoukładowy,
- pamięć zewnętrzna EPROM,
- układ pomiaru prądu zasilającego,
- układ wyzwalania tranzystorów komutatora elektronicznego.

Oprócz powyższych elementów układu sterowania, dodatkowo silnik musi mieć wbudowany układ czujników położenia wirnika. Najczęściej spotyka się czujniki hallotronowe.

Przekształtnik energoelektroniczny pełniący rolę komutatora elektronicznego ma strukturę trójfazowego falownika napięcia.

W układach tego typu stosuje się również specjalizowane scalone sterowniki silników bezkomutatorowych. Sterownik taki jest z reguły wyposażony w łącze równoległe lub szeregowe albo przetwornik cyfrowo-analogowy i za jego pośrednictwem może współpracować z

mikroprocesorowym układem sterowania. Zastosowanie scalonego specjalizowanego sterownika znacznie upraszcza algorytm realizowany przez mikroprocesor, zapewnia krytyczne dla działania układu czasy przełączeń tranzystorów bez angażowania układów czasowo-licznikowych mikroprocesora, które mogą być wykorzystane do innych celów. Dodatkowo scalone sterowniki silników bezkomutatorowych mogą zawierać układy zabezpieczeń termicznych i nadprądowych jak również elementy zamkniętego układu regulacji prędkości silnika. Stosowanie scalonego sterownika może przyczynić się do podniesienia niezawodności pracy układu napędowego.

W przypadku stosowania układu zadawania parametrów jazdy za pośrednictwem poleceń słownych, identyfikowanych przez układ rozpoznawania mowy, mikroprocesorowy układ sterowania realizuje dodatkowe zadania, gdyż informacja o prędkości zadanej nie pojawia się w postaci ciągłego sygnału analogowego pochodzącego np. z manipulatora. Dodatkowym zadaniem układu sterowania jest więc w tym przypadku wypracowanie ciągłego sygnału prędkości zadanej na podstawie prędkości aktualnej i rezultatu rozpoznawania polecenia operatora.

Zadaniem modułu rozpoznawania mowy jest identyfikacja poleceń głosowych wydawanych przez operatora. Jako wynik rozpoznawania na wyjściu układu pojawiają się dyskretne sygnały sterujące pracą napędu elektrycznego. Blok pośredniczący przetwarza sekwencje sygnałów na ciągłe sygnały zadawania prędkości dla obu silników.

3. DOBÓR SŁÓW DLA UKŁADU STEROWANIA GŁOSEM PRACĄ NAPĘDU ELEKTRYCZNEGO

W trakcie prac wyłoniono zestaw poleceń w postaci słów izolowanych. Istotne było, aby polecenia były w języku polskim oraz aby miały odpowiedniki w języku angielskim o podobnych cechach charakterystycznych (np. czas trwania wypowiedzi). Ważnym aspektem jest również, aby poszczególne polecenia istotnie różniły się między sobą pod względem fonetycznym.

Tablica 1

Proponowane polecenia sterowania głosem dla języka polskiego i angielskiego

Faza ruchu pojazdu	Polecenie w języku polskim	Polecenie w języku angielskim
Przyspieszanie	Szybciej	Faster
Zwalnianie	Wolniej	Slower
Zatrzymanie	Stop	Stop
Skręt w prawo	Prawo	Right
Skręt w lewo	Lewo	Left
Wyrównanie prędkości obydwu silników	Prosto	Stright ahead
Jazda do przodu	Naprzód	Forward
Jazda do tyłu	Wstecz	Reverse

W tablicy 1 przedstawiono zestaw poleceń sterujących pracą dwusilnikowego napędu elektrycznego.

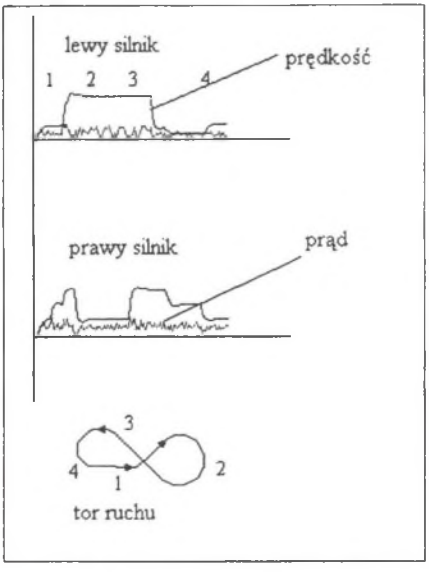
Przeprowadzono badania symulacyjne, polegające na sterowaniu za pośrednictwem zestawu dyskretnych poleceń pojazdem napędzanym i kierowanym za pomocą dwusilnikowego napędu elektrycznego.

Z przeprowadzonych doświadczeń wynikają następujące wnioski:

- Oprogramowanie symulujące pracę procesora rozpoznawania mowy w większości przypadków prawidłowo rozpoznawało podawane polecenia.
- Zdarzały się następujące typy błędów: słowo nie zostało rozpoznane, słowo zostało błędnie rozpoznane.
- W programie istniała możliwość regulacji wzmocnienia mikrofonu oraz progu prawdopodobieństwa prawidłowego rozpoznania słowa.
- Dobierając odpowiednio powyższe wielkości można było zmniejszyć liczbę błędów.
- Zwiększenie progu prawdopodobieństwa prawidłowego rozpoznania słowa prowadziło do zmniejszenia błędnie rozpoznanych słów, natomiast częściej pojawiała się informacja o braku identyfikacji słowa w ogóle.
- Zwiększenie wzmocnienia wpłynęło korzystnie na rezultat rozpoznawania.
- Rezultat rozpoznawania zależy w dużej mierze od staranności wypowiadania danego słowa i wymaga pewnej koncentracji ze strony operatora.
- Można tak dobrać próg prawdopodobieństwa (60 w skali od 0-100) i wzmocnienie (50 w skali od 0 do 100) aby osiągnąć wysoką dokładność rozpoznawania (90%).
- Rezultaty uzyskane za pomocą oprogramowania dla języka angielskiego mogą się różnić w istotny sposób dla słów języka polskiego, rozpoznawanych przez elektroniczny układ rozpoznawania mowy.
- Korzystne jest emitowanie różnych dźwięków przez układ rozpoznawania mowy w przypadku prawidłowego lub błędnego rezultatu rozpoznania.

4. BADANIA SYMULACYJNE STEROWANIA UKŁADEM NAPĘDOWYM ZA POMOCĄ DYSKRETNYCH POLECEŃ SŁOWNYCH

Na potrzeby symulacji pracy dwusilnikowego napędu elektrycznego sterowanego głosem opracowano komputerowy model kinematyki napędu. Do budowy modelu wykorzystano oprogramowanie Delphi 3.0, oparte na języku Object Pascal. Na podstawie badań symulacyjnych stwierdzono, że na potrzeby symulacji działania dwusilnikowego układu napędowego możliwe jest przyjęcie uproszczonego modelu pojedynczego silnika jako silnika prądu stałego z regulatorem prędkości typu PI, zrealizowanym przy wykorzystaniu modulacji dwubiegunowej. Modelowany układ pod względem podstawowych właściwości elektryczno-mechanicznych odpowiada napędowi opartemu na silnikach bezkomutatorowych. Jako elementy modelu układu napędowego występują modele poszczególnych zespołów silnik- regulator. Obliczenia numeryczne są realizowane z wykorzystaniem algorytmu całkowania równań różniczkowych interpolacyjną metodą Eulera z predykcją. Opracowany program umożliwia obserwację przebiegów prędkości i prądu dla poszczególnych silników oraz obserwację toru ruchu pojazdu napędzanego modelowanym napędem. Istotną cechą modelu jest możliwość interaktywnego sterowania przebiegiem symulacji za pomocą dyskretnych poleceń wydawanych z klawiatury lub za pośrednictwem komputerowego interfejsu rozpoznawania mowy (Microsoft Voice). Przykładowe wyniki symulacji przedstawiono na rys. 2.



Rys.2. Przebiegi prądu oraz prędkości w układzie napędowym oraz tor ruchu pojazdu sterowanego dyskretnymi poleceniami
Fig.2. Waveforms of the drive system current and speed and path of the vehicle controlled by discrete commands

5. PODSUMOWANIE

Uzyskane wyniki pozwalają stwierdzić, że możliwe jest sterowanie ciągłymi wielkościami, takimi jak napięcie czy prędkość, poprzez dyskretne polecenia wydawane przez operatora. Możliwe jest uzyskanie pożądanego toru ruchu przez pojazd napędzany i kierowany dwusilnikowym napędem elektrycznym małej mocy, poprzez sterowanie głosem przy zastosowaniu ograniczonego zestawu poleceń. Zebrane doświadczenia stanowią punkt wyjścia do konstrukcji prototypu laboratoryjnego układu sterowania głosem wózka inwalidzkiego.

LITERATURA

1. Basztura Cz: Rozmawiać z komputerem, WPN, Wrocław 1992.
2. Demenko G.: Automatyczna synteza i rozpoznawanie mowy. XI Beskidzkie seminarium Elektryków BSE97 Istebna -Pietraszonka 1997.
3. Krykowski K, Bodora A. Sajkowski M.: New method of two-motor drive control applied in electric wheelchairs, Proc. Of the 8th International Power Electronics and Motion Conference, Prague 1998.

4. Krykowski K.: Projekt badawczy KBN pt. Synteza i optymalizacja obwodów głównych i sterowania dwusilnikowych napędów elektrycznych z silnikami bezkomutatorowymi przeznaczonych między innymi dla wózków inwalidzkich. Gliwice 1999.
5. Sajkowski M.: Projekt badawczy KBN pt. Analiza możliwości aplikacji układów sterowania głosem w napędach elektrycznych małej mocy stosowanych między innymi w urządzeniach dla osób niepełnosprawnych. Gliwice 1999.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Włodzimierz Jabłoński

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

A modern low-power electric drive system based on brushless DC motors is considered in first part of the paper. During research of that type of a drive system for electric wheelchairs, investigations of possibilities of voice control unit application for master control have been started. The general structure of the electromechanical device voice control is presented the in second part of the paper. There are described tasks of each element of the structure as well. The third part of the paper includes the voice command set worked out for control of an electric wheelchair and conclusions from the voice control simulation research using software for recognition of phrases in English. The simplified numerical model of the electromechanical device voice control system and some simulation results obtained by means of the model are described in the fourth part of the paper. The fifth part of the paper is the summary.

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Adam MAREK

BADANIA SYMULACYJNE WSPÓŁPRACY FALOWNIKA PRĄDOWEGO Z NAGRZEWNICĄ INDUKCYJNĄ

Streszczenie. W artykule tym przeprowadzona została analiza matematyczna układu grzejnego wzbudnik – wsad, analiza oparta na wykonanych seriach symulacji owego układu zasilanego z falownika prądu oraz analiza przydatności wykorzystania metody Fouriera w celu możliwości określenia mocy wydzielanej we wsadzie oraz w celach projektowych (określenie wartości znamionowych elementów składowych zasilacza dla danego rodzaju wzbudnika).

SIMULATION RESEARCH ON COOPERATION OF THE CURRENT INVERTER WITH THE INDUCTION HEATER

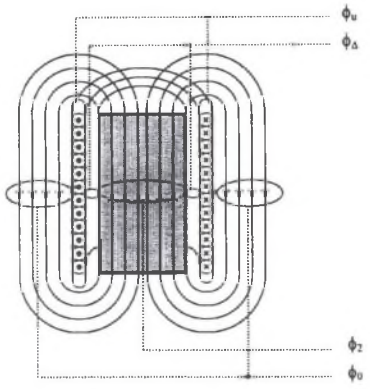
Summary. The paper contains mathematical analysis of the heating inductor-charge configuration, based on the carried out series of simulations of that configuration feeded from the current inverter. It also presents analysis of the usability of Fourier's method in order to be able to determine the power release in the charge. For the design purposes, this method was used to determine the nominal values of the feeder elements for the given kind of a heating inductor.

1. WSTĘP

Zbudowanie w miarę prostego modelu układu wzbudnik – wsad ferromagnetyczny umożliwiłoby projektowanie zasilacza (falownika) do nagrzewania indukcyjnego. Zachodzi więc konieczność opracowania dla celów projektowych układu symulacyjnego, za pomocą którego można badać właściwości przemiennika bez konieczności jego budowy.

2. PARAMETRY, SCHEMAT ZASTĘPCZY ORAZ ZAŁOŻENIA UPRASZCZAJĄCE DLA UKŁADU GRZEJNEGO WZBUDNIK – WSAD

W celu znalezienia parametrów schematu zastępczego układu grzejnego wzbudnik - wsad zastosowano metodę oporów magnetycznych. Metoda ta opiera się na analizie rozpływów strumieni magnetycznych w układzie grzejnym wzbudnik - wsad. Możliwości zamykania się strumieni w układzie przedstawia rys. 1.



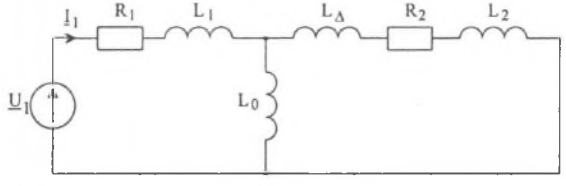
Rys. 1. Rozpływ strumieni magnetycznych w układzie grzejnym wzbudnik – wsad
Fig. 1. Propagation of magnetic fluxes in the heating inductor – charge configuration

Na powyższym rysunku strumień ϕ_u oznacza strumień przenikający przekrój poprzeczny uzwojenia wzbudnika, ϕ_Δ oznacza strumień rozproszenia przenikający przez szczelinę powietrzną pomiędzy wzbudnikiem i wsadem oraz szczelinę powietrzną występującą wewnątrz wsadu (dla wsadu cylindrycznego), ϕ_2 oznacza strumień przenikający przez wsad, a ϕ_0 oznacza strumień zamykający się poza wzbudnikiem.

W metodzie tej przyjmuje się następujące uproszczenia:

a) wszystkie zwoje są objęte przez strumień główny,
b) wewnątrz wzbudnika linie pola magnetycznego są równoległe do osi układu grzejnego,
c) zewnętrzne pole magnetyczne jest takie samo, jak pole magnetyczne wewnątrz wzbudnika występujące w stanie jałowym.

Rozpływowi strumieni przedstawionemu na rys. 1 odpowiada elektryczny schemat zastępczy przedstawiony na rys. 2.



Rys. 2. Elektryczny schemat zastępczy układu wzbudnik –wsad
Fig. 2. Equivalent electric diagram of the heating inductor – charge configuration

W schemacie tym indukcyjność L_1 i rezystancja R_1 są odpowiednio wewnętrzną indukcyjnością i rezystancją wzbudnika, indukcyjność L_Δ jest indukcyjnością związaną ze strumieniem ϕ_Δ, indukcyjność L_0 jest indukcyjnością związaną ze strumieniem ϕ_0, zaś indukcyjność L_2 i rezystancja R_2 są odpowiednio indukcyjnością związaną ze strumieniem ϕ_2 i rezystancją wsadu.

Impedancja zastępcza całego układu wynosi:

$$\underline{Z}_{zast} = R_1 + \frac{R_2\omega^2 L_0^2}{R_2^2 + \omega^2(L_2 + L_\Delta + L_0)^2} + j\omega\left[L_1 + \frac{L_0\left[R_2^2 + \omega^2(L_2 + L_\Delta)(L_2 + L_\Delta + L_0)\right]}{R_2^2 + \omega^2(L_2 + L_\Delta + L_0)^2}\right], \quad (1)$$

Impedancja zastępcza takiego układu oraz zależności opisujące poszczególne elementy ze schematu z rys. 2 są dosyć skomplikowane, w związku z czym wprowadzono następujące założenia upraszczające przy budowie schematu zastępczego układu grzejnego wzbudnik - wsad dla metody oporów magnetycznych [3, 4]:

a) pominięto indukcyjność L_0, co wynika z założeń, że:
   - $l_1 = l_2$ (równe długości wzbudnika i wsadu),
   - $l_1 > 10*d_{1w}$ dla którego to przypadku współczynnik Nagaoki $k_{N1} \approx 1$,
b) przyjęto, że współczynniki kształtu uwzględniające wpływ głębokości wnikania pola elektromagnetycznego we wsad $K_{r2} = 1$ i $K_{x2} = 1$. Takie założenia można przyjąć, gdy spełniony jest warunek: $\frac{d_2}{\delta_2} \geq 10$,

gdzie: d_2 – średnica wsadu, δ_2 – głębokość wnikania pola magnetycznego we wsad,

c) przyjęto, że wartość maksymalnego natężenia pola magnetycznego wewnątrz wsadu jest niższa od wartości krytycznego natężenia pola magnetycznego H_k.

W wyniku przyjęcia takich założeń upraszczających impedancja zastępcza układu wzbudnik - wsad obecnie ma postać:

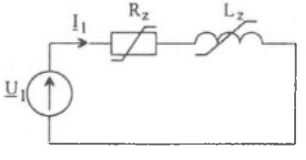
$$\underline{Z}_{zast} = R_z + j\omega L_z = R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_\Delta + L_2), \quad (2)$$

Po wstawieniu zależności na poszczególne elementy [3] i przy uwzględnieniu przyjętych założeń upraszczających uzyskujemy ostateczną postać na rezystancję R_z i indukcyjność L_z:

$$R_z = \frac{z^2\pi}{l_1}\left(\frac{d_{1w}}{\sigma_1\delta_1 k_w}F_r + \frac{l_2 d_2}{l_1\sigma_2\delta_2}\right), \quad (3)$$

$$L_z = z^2\left(\frac{d_{1w}}{2f\sigma_1\delta_1 l_1 k_w}F_x + \mu_0\frac{\pi(d_{1w} - d_2)^2}{2(l_1 + l_2)} + \frac{l_2 d_2}{2f\sigma_2\delta_2 l_1^2}\right), \quad (4)$$

a schemat zastępczy układu grzejnego wzbudnik - wsad przybiera ostatecznie postać:

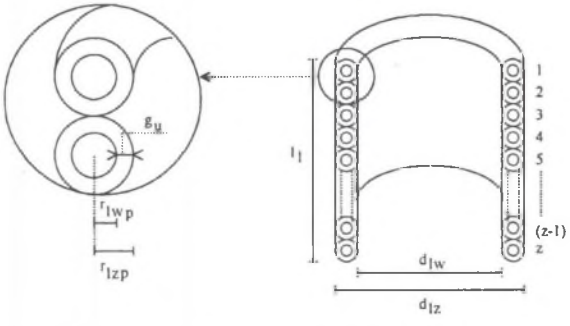


Rys. 3. Końcowy schemat zastępczy układu wzbudnik-wsad
Fig. 3. Final equivalent electric diagram of the heating inductor – charge configuration

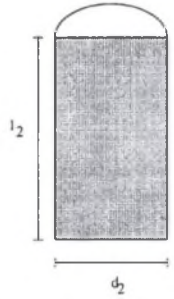
3. PODSTAWOWE PARAMETRY WZBUDNIKA I WSADU PRZYJĘTE W DALSZYCH ROZWAŻANIACH

W badanym układzie występuje wzbudnik cylindryczny jednowarstwowy o liczbie zwojów z, przy czym uzwojenie wzbudnika wykonane jest z rurek miedzianych. Wsad z kolei stanowi walec ferromagnetyczny. Przedmiotem analizy są cztery rodzaje układów grzejnych wzbudnik - wsad (tzn. różniące się wymiarami geometrycznymi i liczbą zwojów uzwojenia wzbudnika) przy trzech różnych temperaturach wsadu.

Rysunek poglądowy wzbudnika oraz wsadu wraz z najważniejszymi parametrami przedstawiono na rys. 4 i 5.



Rys. 4. Rysunek poglądowy wzbudnika
Fig. 4. Pictorial figure of the heating inductor



Rys. 5. Rysunek poglądowy wsadu
Fig. 5. Pictorial figure of the charge

Tablica 1

Zestawienie parametrów rozpatrywanych wzbudników i wsadów

Rodzaj wzbudnika	z [-]	d_{1z} [m]	d_{1w} [m]	l_1 [m]	g_u [m]	l_z [m]	σ_1 [S/m]
a)	120	0,086	0,066	1,41	0,004	0,01	$56*10^6$
b)	120	0,144	0,124	1,41	0,004	0,01	$56*10^6$
c)	60	0,106	0,066	1,41	0,004	0,02	$56*10^6$
d)	60	0,164	0,124	1,41	0,004	0,02	$56*10^6$

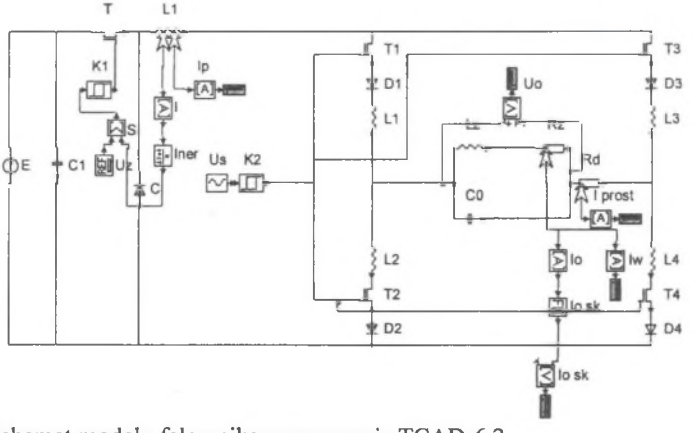
Wsad	l_2 [m]	d_2 [m]	T [°C]
	1,41	0,056	20
	1,41	0,056	550
	1,41	0,056	1000

W powyższej tabeli poszczególne parametry oznaczają: z– liczba zwojów wzbudnika, d_{1z}– średnica zewnętrzna wzbudnika, d_{1w}-średnica wewnętrzna wzbudnika, l_1–długość wzbudnika, g_u– grubość ścianki zwoju, l_z– grubość jednego zwoju, σ_{Cu}– konduktywność wzbudnika, l_2 - długość wsadu, d_2 -średnica wsadu, T -rozpatrywane temperatury wsadu.

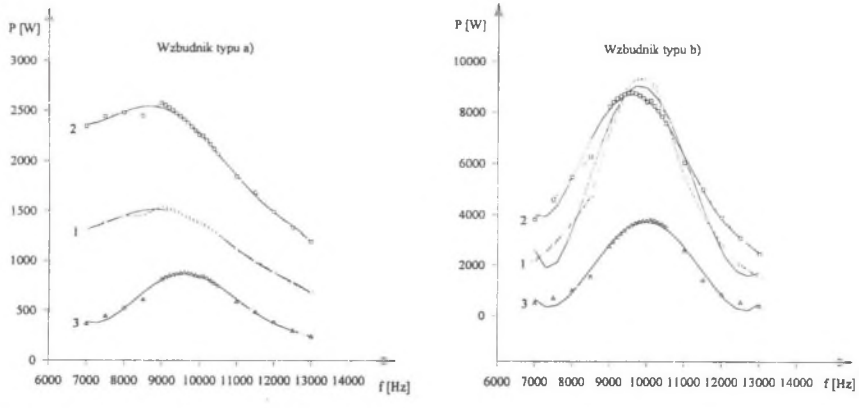
4. BADANIA SYMULACYJNE

Parametry układu wzbudnik-wsad zostały wyznaczone przez specjalnie napisany w tym celu program komputerowy [4]. Parametry geometryczne wzbudnika i wsadu oraz temperatury pracy zostały przedstawione w poprzednim punkcie.

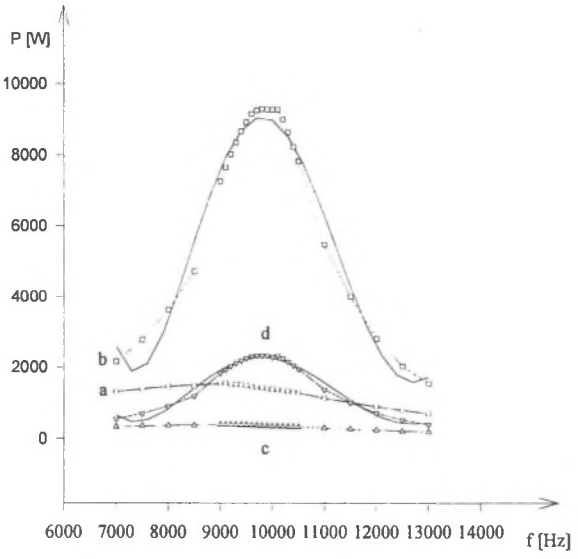
Schemat modelu symulacyjnego przedstawia rys. 6. Do sterowania wartości prądu zastosowano regulację dwupołożeniową zrealizowaną za pomocą komparatora z histerezą (S). Symulowane były: prąd obwodu pośredniczącego (I_p), napięcie tego obwodu (U_p), napięcie na wyjściu falownika (U_0), prąd odbiornika (I_w) oraz prąd wyjściowy falownika (I_{prost}). Na wykresach z rys. 7a, 7b i 8 przedstawione zostały wyniki przeprowadzonych symulacji.



Rys.6. Schemat modelu falownika w programie TCAD-6.2
Fig.6. Schematic diagram of the inverter model in the simulator program TCAD 6.2

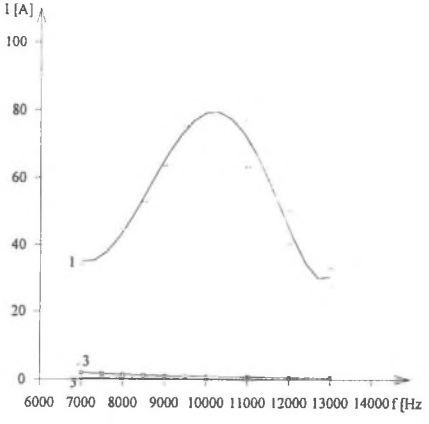


Rys. 7. Zależności mocy wyjściowej falownika w funkcji częstotliwości dla dwóch rodzajów wzbudników (a, b) w temperaturze 20 (1),550 (2),1000 (3) °C.
Fig. 7. Dependencies of the power release in the charge on frequency for two heating inductors (a, b) in the temperature 20 (1),550 (2),1000 (3) °C.



Rys.8. Zależności mocy wyjściowej falownika od rodzaju wzbudnika (a, b, c, d) dla temperatury wsadu: 20°C.
Fig. 8. Dependence of the power release in the charge on frequency for four types of the heating inductors (a, b, c, d) in the temperature 20°C.

4.1. Wyniki obliczeń prądów i wydzielonej mocy z zastosowaniem metody Fouriera dla wzbudnika typu a) i temperatury 20°C (Q=2,5)



Rys. 9. Zależność prądów: 1, 3, 5 harmonicznej w funkcji częstotliwości dla Q = 2,5
Fig. 9. Dependence of the 1-st, 3-rd, 5-th harmonic currents: on frequency for Q = 2,5

Z wykresu zależności 1, 3, 5 harmonicznej prądu obciążenia od częstotliwości wynika, że:
a) prawie w całym rozpatrywanym zakresie wartość skuteczna prądu praktycznie nie różni się od wartości skutecznej prądu pierwszej harmonicznej,
b) moc pobierana przez układ praktycznie wydzielana jest pierwszą harmoniczną prądu (moc jest proporcjonalna do kwadratu prądu),

Z innych obliczeń wynika także, że przy wyższych dobrociach jeszcze bardziej ujawnia się dominujący wpływ pierwszej harmonicznej prądu obciążenia układu grzejnego wzbudnik – wsad na wydzielanie mocy we wsadzie.

4.2. Porównanie uzyskanych wyników

W tablicy 2 zestawiono wyniki obliczeń wartości skutecznej prądu odbiornika w zależności od przyjętego kroku całkowania dla częstotliwości rezonansowej wyznaczonej na podstawie programu TCAD 6.2. oraz programu napisanego w Turbo Pascalu [4]:

Tablica 2
Zestawienie wyników obliczeń wartości skutecznej prądu obciążenia

tk [s]	2E-8	5E-8	1E-7	1E-6	Uwagi
I_{skut} [A]	80,2	79,5	77,5	64,7	TCAD 6.2.
I_{skut} [A]	80,77	80,1	79,02	64,68	Turbo Pascal

Dla tego przypadku wartość skuteczna pierwszej harmonicznej prądu wyznaczona na podstawie rozwiązania z wykorzystaniem metody Fouriera wynosi 82,375 A. Porównanie wyników wskazuje na:
a) występowanie dosyć dużych różnic między wartościami prądów wyznaczonych metodami symulacyjnymi a metodą Fouriera,
b) wyniki obliczeń prądu metodami numerycznymi są zbliżone,
c) przy wzroście liczby próbek różnica między wynikami nieco wzrasta, lecz nie przekracza 1,6 A,
d) wyniki te wskazują na konieczność zwiększania liczebności próbek, co jednak w sposób istotny zwiększa czas trwania symulacji, który przy zastosowaniu programu TCAD może osiągnąć kilkadziesiąt minut (przy zastosowaniu procesora Pentium 133).

5. WNIOSKI KOŃCOWE

W wyniku przeprowadzonych symulacji stwierdzono, że:
a) praktycznie cała moc wydzielana jest we wsadzie pierwszą harmoniczną prądu,
b) występuje znaczący wpływ kroku całkowania w programach symulacyjnych na obliczane wartości prądów i napięć (dla 100 próbek na okres błąd ten wynosi około 20% tak dla programu TCAD, jak i programu napisanego w Turbo Pascalu),
c) zmniejszenie kroku całkowania powoduje istotne zmniejszenie błędu i jednocześnie wydłużenie czasu obliczeń, zachodzi potrzeba zastosowania innej metody niż interpolacyjna Eulera w celu uzyskania mniejszych błędów i krótszego czasu obliczeń (dla programu napisanego w Turbo Pascalu),
d) charakterystyka zmian rezystancji i indukcyjności zastępczej układy grzejnego wzbudnik – wsad w funkcji temperatury nie jest monotoniczna [4],

e) moc wydzielana we wsadzie była największa dla temperatury 550 °C (wzbudniki a i c) lub dla temperatur 20 °C i 550 °C (wzbudniki b i d),
f) maksymalna moc wydzielana we wsadzie w rozpatrywanym zakresie temperatur zasadniczo się różniła w zależności od geometrii wzbudników,
g) z podpunktów e) oraz f) wynika konieczność odpowiedniego doboru wzbudników w celu uzyskania jak największej wydzielanej mocy we wsadzie w stosunkowo szerokim zakresie temperatur,
h) maksymalna moc jest wydzielana przy częstotliwości niższej od częstotliwości rezonansowej, dla której został dobrany kondensator kompensujący (przy wyliczonych dla tej częstotliwości i temperatury wsadu parametrach zastępczych R_z i L_z).

LITERATURA

1. Barlik R., Nowak M.: Technika tyrystorowa. WNT, Warszawa 1985.
2. Krakowski M.: Elektrotechnika teoretyczna, t.2: Pole elektromagnetyczne. PWN, Warszawa 1983.
3. Sajdak C., Samek E.: Nagrzewanie indukcyjne. Podstawy teoretyczne i zastosowanie. Wydawnictwo „Śląsk", Katowice 1987.
4. Marek A.: Analiza pracy i projekt falownika prądowego równoległego do nagrzewania indukcyjnego. Praca dyplomowa. Pol. Śląska, Gliwice 1998.

Recenzent: Dr hab. inż. Czesław Sajdak, prof. Pol. Śl.

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

The article contains mathematical analysis of the electric model of the heating inductor-charge configuration based on magnetic resistance method (Fig. 1). An equivalet electric diagram was found using that method, and then equivalent parameters of the R, L model of the heating inductor-charge configuration were determined basing on the dependencies, which describe the separate elements from the diagram in Fig. 2. These dependencies made it possible to carry out series of simulations for different operating conditions of the induction heater feeded by the current inverter (working frequency, temperature of the charge) and for the different sizes of the cylindrical heating inductor. The results of these simulations are shown in a form of diagrams representing the dependencies of the power release in the charge on the frequency (Fig. 7a, 7b, 8). The diagram showing the dependence of the harmonic load current: 1, 3, 5 on the frequency (Fig. 9) was based on mathematical analysis of the feeder of the heating inductor-charge-compensate capacitor configuration using the Fourier's method. The paper also contains a comparison of the calculated rms current loads by the simulator program TCAD 6.2 and the simulator program written in Turbo Pascal. It should be noted, that the

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Adam MAREK
Tadeusz RODACKI

MODEL MATEMATYCZNY FALOWNIKA PRĄDOWEGO ZASILAJĄCEGO NAGRZEWNICĘ INDUKCYJNĄ

Streszczenie. W artykule tym przeprowadzona została analiza matematyczna układu zasilającego układ grzejny wzbudnik – wsad – kondensator kompensujący zgodnie z metodą transformacji Laplace'a, metodą transformacji Fouriera, a także przedstawiono schemat ideowy takiego zasilacza.

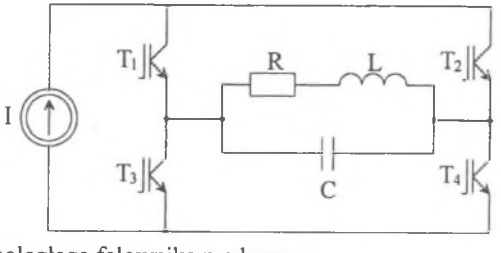
MATHEMATICAL MODEL OF THE CURRENT INVERTER FEEDING INDUCTION HEATER

Summary. The paper presents mathematical analysis of the feeder of the heating inductor – charge – compensate capacitor configuration based on Laplace and Fourier transformation methods. A schematic diagram of that kind of a feeder is given in the papers as well.

1. WSTĘP

Urządzenia do nagrzewania indukcyjnego, których częstotliwość robocza jest wyższa od częstotliwości sieciowej, zasilane są najczęściej za pomocą jednego z dwóch zasilaczy: równoległego falownika prądowego lub szeregowego falownika napięciowego. Przedmiotem analizy są zasilacze średniej częstotliwości, charakteryzujące się zakresem zmian w przedziale od 1 kHz do kilkunastu kHz. W niniejszej pracy do analizy przyjęto równoległy falownik prądowy.

Uproszczony schemat takiego zasilacza został przedstawiony poniżej:



Rys.1. Schemat równoległego falownika prądowego
Fig.1. Diagram of the parallel current inverter

2. ZJAWISKA FIZYCZNE ZACHODZĄCE WEWNĄTRZ WSADU

Zadaniem układu grzejnego wzbudnik - wsad jest przekazywanie strumienia energii ze wzbudnika do wsadu za pomocą pola elektromagnetycznego, a następnie przetworzenie energii pola elektromagnetycznego w energię cieplną. Pole elektromagnetyczne wytworzone jest przez wzbudnik w postaci uzwojeń, przez które przepływa prąd elektryczny. Energia ta za przyczyną występowania zjawiska indukcji elektromagnetycznej oraz zjawiska naskórkowości zostaje przetworzona na energię cieplną wydzielaną we wsadzie (zachodzi to w przypadku, gdy wsad jest materiałem przewodzącym prąd elektryczny). Zjawisko indukcji elektromagnetycznej powoduje przepływ prądów wirowych we wsadzie, natomiast zjawisko naskórkowości jest przyczyną koncentracji wydzielanej mocy w warstwach powierzchniowych wsadu. Widać więc, że we wsadzie indukują się prądy wirowe, które są odpowiedzialne za wydzielanie się ciepła. Jednak gęstość tych prądów jest większa w warstwach powierzchniowych wsadu.

Podstawowym współczynnikiem określającym stan wewnątrz wsadu (stan ten jest wynikiem współdziałania opisanych wyżej zjawisk zachodzących wewnątrz wsadu) jest głębokość wnikania pola elektromagnetycznego δ. Współczynnik ten jest definiowany jako odległość od powierzchni wsadu, w której następuje e-krotne zmniejszenie amplitudy natężenia pola magnetycznego. Wartość współczynnika δ jest definiowana:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega * \mu * \sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi * f * \mu * \sigma}}, \qquad (1)$$

gdzie:

f - częstotliwość wytwarzanego we wsadzie pola magnetycznego;

μ - przenikalność magnetyczna wsadu;

σ - konduktywność wsadu.

We wzorze tym uwidacznia się znaczący wpływ częstotliwości przełączania falownika zasilającego tego typu obciążenie. Wzrost częstotliwości powoduje bowiem, że skutecznie nagrzewana jest coraz to węższa warstwa zewnętrzna wsadu. Znaczny wpływ na głębokość wnikania pola elektromagnetycznego δ mają czynniki związane z rodzajem nagrzewanego materiału. Są to: przenikalność magnetyczna wsadu oraz konduktywność wsadu. Należy również zwrócić uwagę na to, że wartość obu tych parametrów zmienia się w sposób znaczący wraz ze wzrostem temperatury wsadu.

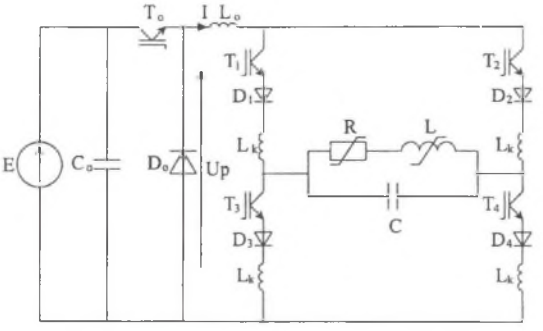
3. UKŁAD ZASILAJĄCY UKŁAD GRZEJNY WZBUDNIK – WSAD: WIADOMOŚCI PODSTAWOWE, PODSTAWOWE ZALEŻNOŚCI

3.1. Wiadomości podstawowe

Na rys. 2 przedstawiono schemat ideowy przekształtnika średniej częstotliwości z równoległym obwodem rezonansowym.

W układzie tym zamiast dotychczas powszechnie stosowanego przekształtnika sterowanego od strony sieci, użyto przekształtnik diodowy o stałej wartości napięcia wyjściowego. Rozwiązanie to jest korzystne, ponieważ oddziaływanie takiego układu przekształtnikowego na sieć zasilającą jest znacznie mniejsze niż układu przekształtnika tyrystorowego. Jednocześnie jest możliwe zmniejszenie indukcyjności dławika L_0, którego cena stanowi istotną pozy-

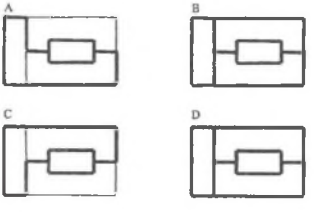
cję w kosztach budowy przemiennika. Zmniejszenie wartości indukcyjności wynika z tego, że w przypadku przekształtnika sterowanego częstotliwość przełączania zaworów wynosi $6f_s$ (300 Hz w Europie), zaś częstotliwość pracy łącznika może wynosić kilkanaście kHz. W tym przypadku zachodzi konieczność sterowania prądu w obwodzie prądu stałego.



Rys. 2. Schemat ideowy przekształtnika
Fig. 2. Schematic diagram of the converter

Zasada działania przedstawionego powyżej układu polega na cyklicznym przełączaniu pary tranzystorów T_1 i T_4 lub pary tranzystorów T_2 i T_3. W wyniku powyższego działania odbiornik R, L, C zasilany jest prądem o kształcie praktycznie prostokątnym, natomiast napięcie na tym odbiorniku, przy odpowiednim doborze pojemności kondensatora kompensującego C, częstotliwości przełączania par tranzystorów oraz dla odpowiedniej dobroci Q obwodu drgającego (badany układ R, L, C), ma kształt prawie sinusoidalny.

W wyniku zastąpienia źródła zasilania E, kondensatora zasobniczego C_0, tranzystora zasilającego T_0, diody zwrotnej D_0 oraz dławika L_0 zastępczym źródłem prądowym I, wyróżniamy cztery podstawowe schematy zastępcze dla jednego cyklu pracy. Schematy te są przedstawione na rysunku poniżej:



Rys. 3. Schematy zastępcze dla poszczególnych etapów pracy
Fig. 3. Equivalent diagram for the particular stages of work

Kolejność obowiązywania schematów jest następująca: najpierw pojawia się schemat A (przewodzą tranzystory T_1 i T_4), później schemat B (komutacja - przewodzą wszystkie cztery tranzystory), następnie schemat C (przewodzą tranzystory T_2 i T_3), po czym na koniec schemat D (zjawisko komutacji - przewodzą ponownie wszystkie cztery tranzystory).

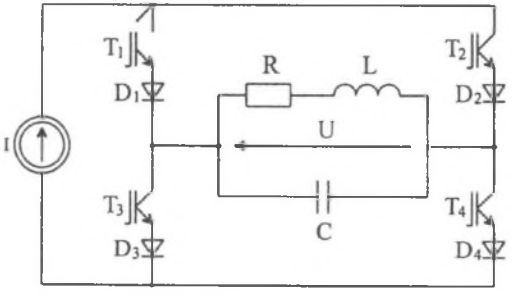
Po zakończeniu obowiązywania schematu D rozpoczyna ponownie obowiązywać schemat A. W tym momencie kończy się cykl pojawiających się kolejno po sobie stanów układu falownika.

3.2. Model falownika - założenia upraszczające, zależności matematyczne

Analiza matematyczna układu falownika w całej jego złożoności byłaby bardzo skomplikowana, a rezultaty takiej analizy (jeśli byłaby ona w ogóle możliwa), mogłyby być tylko nieznacznie dokładniejsze w porównaniu do analizy matematycznej dokonanej z wprowadzeniem poniższych założeń upraszczających:

a) rzeczywiste struktury źródła prądu, tranzystorów, diod, rezystancji, indukcyjności i pojemności zostają zastąpione strukturami idealnymi,
b) pomija się proces komutacji tranzystorów, w związku z czym można pominąć także dławiki komutacyjne L_k,
c) pomija się obwody zabezpieczeń falownika,
d) pomija się impedancję połączeń przewodowych pomiędzy poszczególnymi elementami falownika,
e) pomija się wpływ temperatury na elementy falownika.
f) zakłada się, że tłumienie równoległego obwodu rezonansowego jest mniejsze od krytycznego.

Przyjęcie powyższych uproszczeń umożliwia przyjęcie do dalszej analizy następującego schematu elektrycznego falownika:



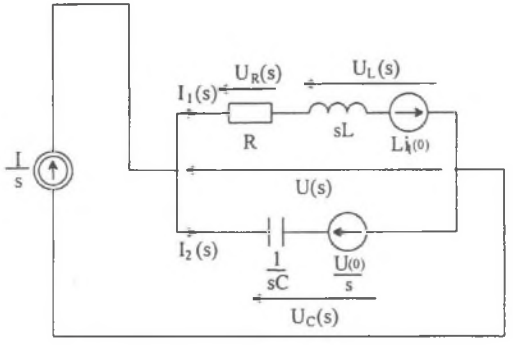
Rys. 4. Schemat uproszczony falownika
Fig.4. Simplified diagram of the inverter

W wyniku przyjęcia założenia, że w układzie nie występuje zjawisko komutacji, do dalszej analizy będą brane tylko dwa schematy zastępcze z rys. 3: A i C.

Zależności matematyczne zostaną wyznaczone metodą Laplace'a wykorzystaną do rozwiązywania obwodu elektrycznego. W tym celu wyznaczamy odpowiedniki poszczególnych elementów elektrycznych (L, C, R, I) z rys. 4 w metodzie Laplace'a.

3.3. Opis stanu falownika w przypadku gdy przewodzą tranzystory T_1 i T_4

Schemat zastępczy dla tego przypadku przedstawiony jest jako schemat A na rys. 3. Równoważny schemat elektryczny wykorzystujący metodę Laplace'a ma postać jak na rys. 5.



Rys.5. Równoważny schemat elektryczny, gdy przewodzą tranzystory T_1 i T_4
Fig.5. Equivalent diagram in the case when transistors T_1 and T_4 are in the active mode

Na schemacie tym przyjęto następujące warunki brzegowe:
- $i_1(0)$ - jest to wartość prądu przepływającego przez cewkę indukcyjną w momencie rozpoczęcia obowiązywania tego schematu (przyjmujemy, że odbywa się to w chwili t = 0),
- U(0) - jest to wartość napięcia panującego na kondensatorze w momencie rozpoczęcia obowiązywania tego schematu (przyjmujemy, że odbywa się to w chwili t = 0).

Równania opisujące stan modelu falownika w momencie obowiązywania schematu elektrycznego przedstawionego na rys. 5 występują w postaci równań:

$$U(s) = RI_1(s) + sL\,I_1(s) - Li_1(0), \tag{2}$$

$$U(s) = \frac{U(0)}{s} + \frac{I_2(s)}{sC}, \tag{3}$$

$$\frac{I}{s} = I_1(s) + I_2(s), \tag{4}$$

Przedstawiony układ trzech równań sprowadzamy do jednego równania opisującego prąd $I_1(s)$. Wybrano ten prąd, ponieważ gdy wyznaczymy jego postać czasową, to będzie można łatwo znaleźć pozostałe interesujące nas prądy i napięcia układu.

W celu uzyskania postaci czasowej prądu $i_1(t)$ musimy najpierw wyznaczyć deltę równania charakterystycznego (zauważamy, że w naszym przypadku pożądany jest stan, w którym prąd $i_1(t)$ miałby charakter oscylacyjny - tzn. $\Delta<0$), później wyznaczyć jego pierwiastki, a następnie po dokonaniu odwrotnego przekształcenia Laplace'a, uzyskujemy ostatecznie postać czasową prądu $i_1(t)$:

$$i_1(t) = I + \frac{2U(0) - R(I + i(0))}{2\omega_s L} e^{-\alpha t} \sin(\omega_s t) + (i_1(0) - I)e^{-\alpha t} \cos(\omega_s t), \tag{5}$$

gdzie:

$\alpha = \frac{R}{2L}$ - współczynnik tłumienia drgań własnych układu,

$\omega_s = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ - pulsacja drgań własnych układu,

$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ - pulsacja drgania rezonansowego bez tłumienia.

Wartość napięcia na odbiorniku wynosi:

$$u(t) = Ri_1(t) + L\frac{di_1(t)}{dt}, \tag{6}$$

Po przekształceniach otrzymujemy ostatecznie:

$$u(t) = RI + \left(\frac{R(U(0) - RI)}{2\omega_s L} + \frac{I - i_1(0)}{\omega_s C}\right)e^{-\alpha t}\sin(\omega_s t) + (U(0) - RI)e^{-\alpha t}\cos(\omega_s t), \tag{7}$$

Wartość początkową prądu $i_1(0)$ i napięcia $U(0)$ wyznaczymy wiedząc, że wartość napięcia na kondensatorze oraz prąd płynący przez dławik na końcu obowiązywania rozpatrywanego schematu wynosi $-U(0)$ oraz $-i_1(0)$. Należy jednak podkreślić, że stan taki występuje dla przebiegów ustalonych. Wobec tego $i_1(0)$ oraz $U(0)$ wyznaczymy z układu równań:

$$-U(0) = RI + \left(\frac{R(U(0) - RI)}{2\omega_s L} + \frac{I - i_1(0)}{\omega_s C}\right)e^{-\frac{\alpha}{2f}}\sin(\frac{\omega_s}{2f}) + (U(0) - RI)e^{-\frac{\alpha}{2f}}\cos(\frac{\omega_s}{2f}), \tag{8}$$

$$-i_1(0) = I + \frac{2U(0) - R(I + i(0))}{2\omega_s L}e^{-\frac{\alpha}{2f}}\sin(\frac{\omega_s}{2f}) + (i_1(0) - I)e^{-\frac{\alpha}{2f}}\cos(\frac{\omega_s}{2f}), \tag{9}$$

Analityczne wyznaczenie rozwiązań prądu $i_1(0)$ oraz napięcia $U(0)$ z układu równań (8) i (9) jest stosunkowo żmudne i złożone. Rozwiązanie układu równań można dokonać więc przy wykorzystaniu jednego z programów matematycznych.

Zależności równań (8) i (9) dla przypadku, gdy przewodzą tranzystory T_2 i T_3 różnią się jedynie znakami prądu zasilania - tzn. zamiast I występuje -I.

3.4. Zależności opisujące pracę przerywacza prądu stałego

Analiza pracy przerywacza została przeprowadzona dla układu, którego schemat został przedstawiony na rys. 2. Na podstawie drugiego prawa Kirchhoffa otrzymujemy równanie:

$$\frac{E - U_p}{L_0} = \frac{di}{dt}, \tag{10}$$

Analizę wpływu parametrów łącznika na zmianę prądu obwodu pośredniczącego można przeprowadzić z wykorzystaniem metody superpozycji zakładając, że napięcie obwodu pośredniczącego zawiera dwie składowe: wartość średnią i składową przemienną.

Wpływ wartości średniej na zmienność prądu wynika wprost z relacji przedstawionej powyżej dla przyrostów skończonych:

$$\Delta I \approx \frac{E - U_{ps}}{L_0}\Delta t, \tag{11}$$

gdzie:

U_{ps} - średnia wartość napięcia obwodu pośredniczącego.

Wartość ΔI jest zależna od:

a) częstotliwości przełączania f,

b) parametrów równoległego obwodu rezonansowego R, L, C,

c) prądu pośredniczącego i.

Składowa przemienna w napięciu pośredniczącym charakteryzuje się tym, że jej częstotliwości jest dwa razy większa od częstotliwości przełączania zaworów:

$$i_z = \int \frac{-U_{pzm} \sin 2\omega t}{L_0} dt, \tag{12}$$

gdzie:

U_{pzm} - amplituda składowej zmiennej napięcia obwodu pośredniczącego.

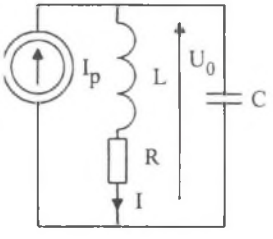
Amplituda składowej zmiennej wynosi:

$$I_{zm} = \frac{U_{pzm}}{2\omega L_0}, \tag{13}$$

Amplituda tej składowej zależy od:

a) amplitudy składowej zmiennej napięcia obwodu pośredniczącego,
b) podwójnej częstotliwości przełączania zaworów.

3.5. Analiza falownika z wykorzystaniem rozkładu prądu zasilania metodą Fouriera



Rys.6. Schemat zastępczy falownika
Fig.6. Equivalent diagram of the inverter

Zakładając: stałość prądu zasilającego o kształcie prostokątnym, liniowość idealnych elementów układu można stosować metodę superpozycji prądów dla poszczególnych harmonicznych wykorzystując metodę rozkładu Fouriera prądu zasilającego równoległy obwód R, L, C. Rys. 6 przedstawia schemat zastępczy układu falownika.

Rozkładając prąd o kształcie prostokątnym otrzymujemy:

$$i_p = \frac{4}{\pi} I_p (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + ...), \tag{14}$$

Wartości skuteczne prądu I_p poszczególnych harmonicznych wynoszą:

$$I_{p(n)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi n} I_p, \tag{15}$$

Impedancja zastępcza układu wynosi:

$$Z_{(n)} = \frac{(R + jX_{L(n)})(-jX_{C(n)})}{R + j(X_{L(n)} - X_{C(n)})}, \tag{16}$$

Prąd odbiornika dla poszczególnych harmonicznych wynosi:

$$I_{(n)} = I_{p(n)} \frac{X_{C(n)}}{\sqrt{R^2 + (X_{L(n)} - X_{C(n)})^2}}, \tag{17}$$

Całkowita moc wydzielona w odbiorniku:

$$P = I_{(1)}^2 R_{(1)} + I_{(3)}^2 R_{(3)} + I_{(5)}^2 R_{(5)} + ..., \tag{18}$$

4. WNIOSKI KOŃCOWE

W wyniku przeprowadzonych analiz i symulacji [4] stwierdzono, że:

a) za pomocą analizy pracy falownika metodą transformacji Laplace'a uzyskuje się równania dla podstawowych wielkości, które są nieczytelne,
b) wyniki analizy pracy falownika metodą Fouriera (rozkładu prądu na harmoniczne) są proste, jednak zakres jej stosowania jest praktycznie ograniczony dla tłumień mniejszych od krytycznego (taki warunek również zastosowano przy analizie metodą transformacji Laplace'a),
c) praktycznie całą moc wydziela we wsadzie pierwsza harmoniczna prądu.

LITERATURA

1. Barlik R., Nowak M.: Technika tyrystorowa. WNT, Warszawa 1985.
2. Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki. WNT, Warszawa 1975.
3. Tunia H., Smirnow A., Nowak M., Barlik R.: Układy energoelektroniczne. WNT, Warszawa 1982.
4. Marek A.: Analiza pracy i projekt falownika prądowego równoległego do nagrzewania indukcyjnego. Praca dyplomowa. Pol. Śląska, Gliwice 1998.

Recenzent: Dr hab. inż. Czesław Sajdak, prof. Pol. Śl.

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

The paper presents mathematical analysis of the feeding inverter (Fig. 4) based on Laplace transformation method. Dependencies obtained that way are illegible due to their complexity. Analysis of the rectangular shaped current based on Fourier series expansion gave much better results. The dependencies calculated that way are possible simple and make simple determination of some interesting quantities for the heating process like current and power release in the charge. With respect to the design analysis of the DC current breaker was performed as well (part of Fig. 2).

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1999
Seria: ELEKTRYKA z. 170 Nr kol. 1426

Tadeusz RODACKI
Wojciech WYLĘŻEK
Andrzej LATKO

SYSTEM STEROWANIA ELEKTROWNI WIATROWEJ

Streszczenie. W artykule przedstawiono realizację systemu sterowania elektrowni wiatrowej o mocy znamionowej 160 kW. Na elektrownię składa się trójłopatowa turbina wiatrowa ze sterowanym kątem ustawienia łopat, przekładnia mechaniczna i asynchroniczny generator pracujący bezpośrednio na sieć elektroenergetyczną. System sterowania wykonano w postaci dwóch połączonych ze sobą sterowników mikroprocesorowych. Zapewnia on w pełni automatyczną, bezobsługową pracę obiektu.

CONTROL SYSTEM OF WIND TURBINE POWER GENERATOR

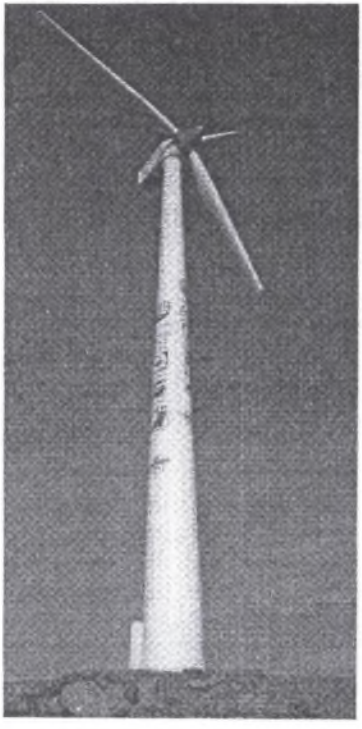
Summary. In the paper realisation of a control system of the wind turbine power generator with rated power of 160 kW is presented. The wind turbine power generator consists of three blades pitch controlled wind turbine, mechanical drive and induction squirrel cage generator connected straight to the utility grid. Control system was constructed with two interlinked microprocessor based controllers. It allows fully automatic, maintenanceless operation of the object.

1. WPROWADZENIE

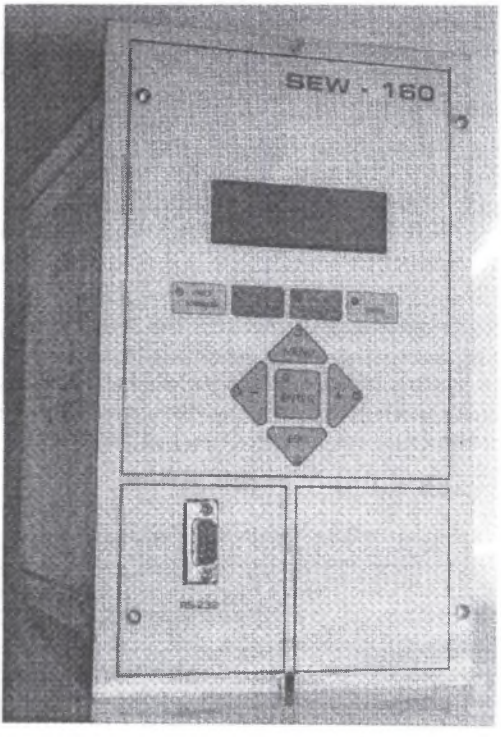
System sterowania elektrowni wiatrowej powstał w wyniku współpracy zakładu produkującego elektrownie wiatrowe NOWOMAG S.A. a Zakładem Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki Politechniki Śląskiej. Działania te doprowadziły do zaprojektowania i wykonania systemu sterowania opartego na dwóch sterownikach mikroprocesorowych zbudowanych na bazie mikrokontrolera jednoukładowego firmy INTEL 80C196KC. Wybór techniki mikroprocesorowej do realizacji tego celu wydaje się oczywisty. Główne przesłanki przemawiające za wybraniem takiego rozwiązania były następujące:

- złożone algorytmy sterujące,
- duża ilość sygnałów pomiarowych,
- znaczna liczba sterowanych elementów wykonawczych,
- diagnostyka stanów awaryjnych,
- zapamiętywanie historii zdarzeń,
- bezobsługowa praca obiektu,
- możliwość zdalnego monitorowania,
- wielopoziomowy interfejs do komunikacji z użytkownikiem
- zwarta konstrukcja.

2. OBIEKT STEROWANIA – ELEKTROWNIA WIATROWA



Rys.1. Elektrownia wiatrowa w miejscowości Słup
Fig.1. Wind turbine generator in Słup



Rys.2. Sterownik główny elektrowni wiatrowej
Fig.2. Main controller of the wind turbine generator

Obiektem sterowania jest siłownia wiatrowa z trójłopatowym silnikiem wiatrowym o nastawianym kącie łopat (rys.1). Wieża elektrowni jest wykonana w postaci stalowej rury stożkowej o wysokości 30 m, średnica podstawy wynosi 2.3 m, a średnica górna 1 m. Średnica wirnika silnika wiatrowego wynosi 22 m, a powierzchnia wirnika wynosi 380 m^2. Łopaty wiatraka wykonane są z materiału kompozytowego. Kąt położenia łopat zmieniany jest za pomocą układu elektromechanicznego sterowanego elektrycznie, napędzanego z wału silnika wiatrowego. Silnik wiatrowy sprzęgnięto za pośrednictwem przekładni zębatej z trójfazowym generatorem asynchronicznym o mocy znamionowej 160 kW, pracującym na sieć elektroenergetyczną. Na wale generatora zabudowano hamulec tarczowy. Układ generatora umieszczono w gondoli elektrowni, wyposażonej w serwonapędy pozwalające na śledzenie kierunku wiatru. W gondoli rozmieszczono przetworniki pomiarowe następujących wielkości fizycznych: prędkość i kierunek wiatru, prędkość obrotowa turbiny wiatrowej i generatora, kąt ustawienia łopat, kąt położenia głowicy, temperatur (generatora, przekładni i gondoli). Dodatkowe zabezpieczenie stanowią czujniki stanów awaryjnych: przekroczenia dopuszczalnej prędkości obrotowej generatora i wibracji konstrukcji, braku oleju w przekładni głównej, nadmiernego skręcenia kabla energetycznego.

U podnóża wieży zainstalowano szafę sterowniczą zawierającą aparaturę łączeniową, przekładniki prądowe oraz przetworniki pomiarowe: mocy czynnej i biernej generatora, temperatury otoczenia.

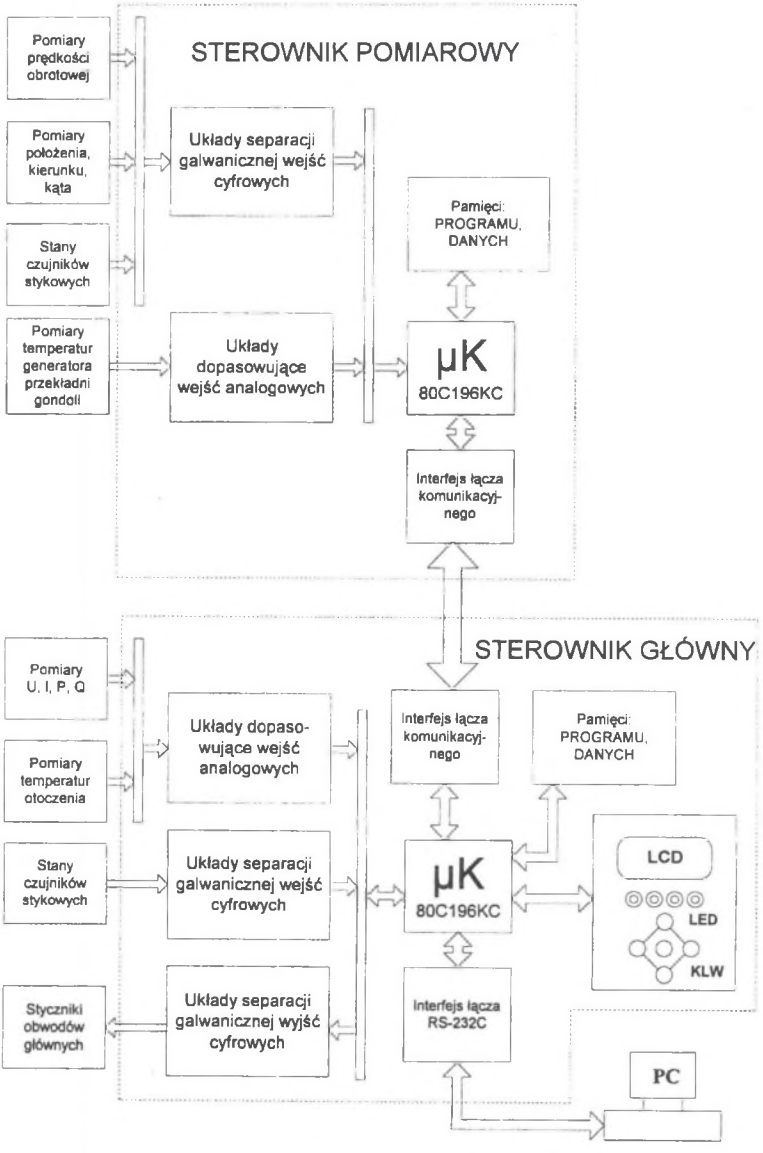
3. SYSTEM STEROWANIA I NADZORU

W przypadku zastosowania silnika wiatrowego śmigłowego ze zmiennym kątem ustawienia łopat sterowanie wydawaną mocą czynną elektrowni wiatrowej leży po stronie turbiny wiatrowej. Polega na kształtowaniu optymalnego kąta ustawienia łopat w zależności od prędkości wiatru i prędkości obrotowej wirnika dla danego profilu łopat. Z uwagi na mały zakres zmienności prędkości obrotowej wirnika w stanie pracy kąt ustawienia łopat można uzależnić tylko od prędkości wiatru.

3.1. Konstrukcja systemu sterowania

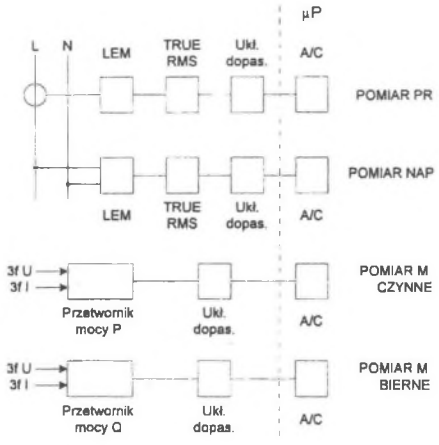
System sterowania elektrowni wiatrowej przedstawia rys.3. Składa się z dwóch sterowników mikroprocesorowych: głównego (rys.2) i pomiarowego. Sterownik pomiarowy umieszczony w gondoli przetwarza dane pomiarowe charakteryzujące pracę silnika wiatrowego (prędkość obrotowa, kąt położenia łopat wirnika, położenie gondoli), przekładni mechanicznej (temperatura oleju), generatora (prędkość obrotowa, temperatura) oraz analizuje parametry wiatru (prędkość i kierunek). Sterownik główny zainstalowano w szafie sterowniczej u podstawy elektrowni. Mierzy on parametry związane z siecią elektroenergetyczną (wartości skuteczne napięcia i prądu oraz moc czynną i bierną generatora, wyznacza współczynnik mocy tgφ), a pozostałe dane uzyskuje ze sterownika pomiarowego. Sterownik główny za pośrednictwem elementów wykonawczych centralnie zarządza pracą obiektu. Prawdopodobieństwo występowania zakłóceń oraz konieczność ograniczenia ilości przewodów pomiarowych biegnących wzdłuż toru prądowego generatora uzasadnia zastosowanie dwóch sterowników.
W systemie sterowania zastosowano następujące układy pomiarowe:

- *wielkości elektrycznych (za pośrednictwem wewnętrznego przetwornika A/C mikrokontrolera), (rys.4):*
  - *mocy czynnej i biernej generatora wykorzystując zewnętrzne przetworniki mocy na sygnał prądowy 0 .. ±20 mA,*
  - *wartości skutecznej (TRUE RMS) napięć fazowych zasilania generatora korzystając z wewnętrznych układów pomiarowych sterownika, z separacją galwaniczną,*
  - *wartości skutecznej (TRUE RMS) prądów generatora korzystając z wewnętrznych układów pomiarowych sterownika, z separacją galwaniczną,*
- *wielkości nieelektrycznych (za pośrednictwem wewnętrznego przetwornika A/C mikrokontrolera), (rys.5):*
  - *temperatur: otoczenia, sterowników, generatora, przekładni i gondoli korzystając z wewnętrznych układów pomiarowych sterownika,*
- *wielkości nieelektrycznych mierzonych cyfrowo, (rys.5):*
  - *położenia gondoli, a tym samym skręcenia kabla wykorzystując zewnętrzny przetwornik kodowy i wejścia cyfrowe sterownika,*
  - *kąta ustawienia łopat silnika wiatrowego wykorzystując zewnętrzny przetwornik kodowy i wejścia cyfrowe sterownika,*
  - *kierunku wiatru, wykorzystując zewnętrzny przetwornik kodowy steru wiatru i wejścia cyfrowe sterownika,*
  - *prędkości wiatru, wykorzystując zewnętrzny przetwornik obrotowo-impulsowy anemometru i układ szybkich wejść mikrokontrolera (rys.6),*
  - *prędkości obrotowej generatora wykorzystując zewnętrzny przetwornik obrotowo-impulsowy i układ szybkich wejść mikrokontrolera (rys.6),*
  - *prędkości obrotowej wirnika silnika wiatrowego, wykorzystując zewnętrzny czujnik zbliżeniowy i układ szybkich wejść mikrokontrolera (rys.6).*

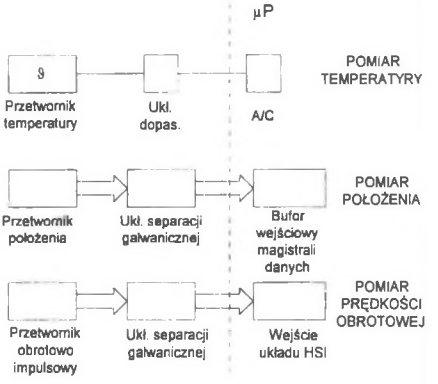


Rys.3. Schemat blokowy układu sterowania elektrowni wiatrowej
Fig.3. Block diagram of wind turbine control system

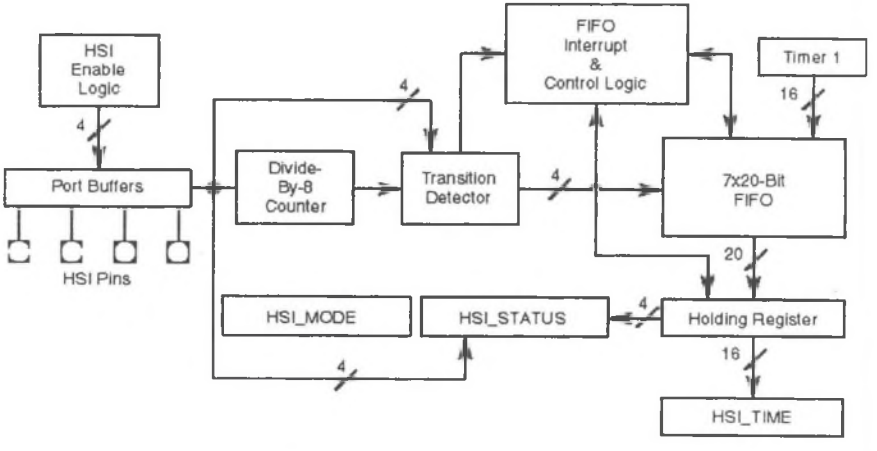
Interfejs użytkownika stanowi pulpit umieszczony na płycie czołowej sterownika głównego (rys.2). W jego skład wchodzą wyświetlacz LCD, sygnalizacyjne diody LED i klawiatura. Dodatkowo zastosowano dwa porty szeregowe w standardzie RS 232C do lokalnej obsługi z wykorzystaniem komputera PC (laptop, notebook) oraz do zdalnej komunikacji przez modem analogowy lub cyfrowy.



Rys.4. Układy pomiarowe parametrów elektrycznych
Fig.4. Measuring circuits of electrical parameters



Rys.5. Układy pomiarowe parametrów nieelektrycznych
Fig.5. Measuring circuits of non-electrical parameters



Rys.6. Schemat blokowy układu szybkich wejść mikrokotrolera 80C196KC [1]
Fig.6. Block diagram of microcontroller's 80C196KC High Speed Inputs [1]

Sterowniki zaprojektowano i wykonano w technologii montażu powierzchniowego SMD, bazując na mikrokontrolerze 80C196KC firmy INTEL. Jest to mikrokontroler o 16-bitowej architekturze. Bogata lista rozkazów (operacje arytmetyczne) oraz wewnętrzne układy, takie jak 8-kanałowy, 10-bitowy przetwornik A/C, układ szybkich wejść (rys.6.) i wewnętrzny UART przyczyniły się do wyboru tego mikrokontrolera [1]. Układ szybkich wejść został wykorzystany do pomiaru okresu sygnałów z przetworników obrotowo-impulsowych (rys.5).

Korzystając z układu szybkich wejść mierzy się prędkość obrotową wirnika turbiny wiatrowej i wału generatora asynchronicznego oraz prędkość wiatru. Schemat blokowy układu szybkich wejść mikrokontrolera 80C196KC przedstawia rys.6.

3.2. Funkcjonowanie systemu sterowania elektrowni wiatrowej

System sterowania oparty na dwóch mikroprocesorowych sterownikach realizuje wszystkie wymagane funkcje sterowania i regulacji obiektu. Można wyróżnić dwa podstawowe stany pracy elektrowni nadzorowanej przez system sterowania:

- praca w trybie automatycznym (stan normalnej pracy),
- praca w trybie sterowania ręcznego.

Tryb automatyczny, standardowy tryb pracy, ma za zadanie zapewnić bezobsługowe funkcjonowanie elektrowni wiatrowej. Układ mikroprocesorowy na bieżąco analizuje warunki uruchomienia lub zatrzymania elektrowni. Jeżeli zostaną stwierdzone korzystne parametry wiatru, uruchamiane są procedury rozruchu. W ramach procedur rozruchu układ sterowania najpierw ustawia gondolę elektrowni na wiatr, następnie zwalnia hamulec na wale generatora. Po osiągnięciu odpowiedniej prędkości obrotowej zostaje przyłączony do sieci elektroenergetycznej generator. Załączenie generatora kończy fazę rozruchu. W trakcie pracy silnika wiatrowego system dobiera optymalny kąt ustawienia łopat w zależności od prędkości wiatru oraz koryguje położenie głowicy względem wiatru. Jednocześnie układ sterowania identyfikuje przekroczenie dopuszczalnych parametrów granicznych. W przypadku przekroczenia wartości progowej układ przeciwdziała w celu doprowadzenia przekroczonego parametru do przedziału dopuszczalnego. Stwierdzenie niekorzystnych warunków pracy uruchamia procedurę hamowania. W ramach procedury hamowania następuje wyhamowanie aerodynamiczne silnika wiatrowego poprzez ustawienie łopat w tzw. chorągiewkę oraz wyłączenie generatora. Po całkowitym zatrzymaniu obiektu układ sterowania analizuje warunki do ponownego rozruchu.

Tryb ręczny używany jest jedynie przez serwis w trakcie uruchamiania elektrowni wiatrowej w celu sprawdzenia poprawności działania kolejnych obwodów obiektu. Tryb ten umożliwia ręczne sterowanie obiektem pod nadzorem systemu sterowania. Układ sterowania ma za zadanie między innymi nie dopuścić do uszkodzenia elementów elektrowni.

Pulpit sterownika informuje obsługę o aktualnym stanie pracy obiektu. W menu podstawowym zebrano najważniejsze dane pomiarowe charakteryzujące pracę elektrowni wiatrowej. W kolejnych menu użytkownik otrzymuje odpowiednio pogrupowane parametry elektryczne, mechaniczne i wiatru. Wyżej wymienione menu są ogólnodostępne. Dalsze menu chronione przed dostępem osób niewykwalifikowanych wykorzystywane są dla celów obsługi serwisowej.

4. ZABEZPIECZENIA ELEKTROWNI WIATROWEJ

4.1. Poziomy zabezpieczeń

W elektrowni zastosowano dwa poziomy zabezpieczeń:

- nadrzędne,
- podrzędne.

Zabezpieczenia nadrzędne realizowane są za pomocą blokad elektromechanicznych powodujących trwałe wyłączenie poszczególnych mechanizmów elektrowni. Sterownik podaje

informacje o ich zadziałaniu oraz stara się doprowadzić do programowego zatrzymania obiektu.

Diagnostyka obiektu przeprowadzana jest na bieżąco przez układ sterowania co stanowi podrzędny system zabezpieczeń. Usterki oraz stany niebezpieczne identyfikowane są na podstawie informacji uzyskanych z elementów stykowych (tzw. łączników krańcowych) za pośrednictwem wejść cyfrowych sterownika, a także na podstawie analizy mierzonych wielkości analogowych. Łączniki krańcowe bezpośrednio podają informacje o ewentualnych awariach, natomiast pomiary wielkości analogowych porównywane są z wartościami granicznymi, których przekroczenie powoduje stwierdzenie niebezpiecznego stanu pracy elektrowni.

4.2. Klasyfikacja stanów awaryjnych elektrowni wiatrowej

Stany awaryjne rozpoznawane przez układ sterowania podzielono na trzy grupy. Pierwszą grupę stanowią niegroźne zakłócenia pracy obiektu wykrywane na podstawie niewielkiego przekroczenia wydzielonych parametrów granicznych. Sterownik uruchamia procedurę doprowadzającą przekroczoną wartość parametru do poziomu z dopuszczalnego zakresu oraz informuje obsługę o tym stanie pracy. Przykładowo wzrost temperatury oleju w przekładni mechanicznej powyżej wartości progowej zalicza się do omawianej grupy. Drugą grupę stanowią awarie niestałe. Ich wystąpienie powoduje programowe zatrzymanie silnika wiatrowego i blokadę ponownego rozruchu do czasu ich samoczynnego ustąpienia oraz przedstawienie komunikatu obsłudze. Przykładem awarii z tej grupy jest zablokowanie przetwornika pomiaru kierunku wiatru w wyniku oblodzenia. Do trzeciej grupy awarii zalicza się nienormalne stany pracy poszczególnych urządzeń elektrowni wiatrowej, które mogą doprowadzić do poważnego uszkodzenia obiektu. Są to tzw. awarie zatrzymujące stałe wymagające interwencji serwisu. Układ sterowania dokonuje programowego zatrzymania, blokady kolejnego rozruchu oraz sygnalizuje wystąpienie awarii. Dla tej grupy awarii sterownik wymaga ręcznego potwierdzenia usunięcia usterki. Przykładem awarii stałej jest zadziałanie zabezpieczeń nadprądowych nasuwających podejrzenie o wystąpieniu uszkodzenia elementu wykonawczego, np. zadziałanie zabezpieczenia motoreduktorów obrotu głowicy.

5. PODSUMOWANIE

W wyniku prowadzonych prac badawczo-konstrukcyjnych zaprojektowano, wykonano i oprogramowano mikroprocesorowy układ sterowania elektrowni wiatrowej. Przyjęta w początkowej fazie koncepcja rozwiązania systemu sterowania okazała się trafna. Opracowany system sterowania spełnia stawiane mu wymagania przedstawione na wstępie. Omawiany układ sterowania zastosowano w elektrowni wiatrowej w miejscowości Słup koło Legnicy (rys.1). System sterowania pracuje bezawaryjnie od grudnia 1997 roku.

LITERATURA

1. 8XC196KC/8XC196KDuser's manual, INTEL 1992

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Tadeusz Skoczkowski

Wpłynęło do Redakcji 31 maja 1999 r.

Abstract

At the beginning of the paper there are presented parameters of the controlled object, which is Polish wind turbine power generator with rated power of 160kW. Fig.1 shows considered wind turbine power generator installed in Slup near Legnica. Next, realisation of the control system consisting of two interlinked microprocessor based controllers (Fig.3). Electrical and non-electrical parameters measuring circuits are presented. Their block diagrams are shown in Figs.4 and.5. Fig.6 shows the block diagram of the microcontroller 80C196KC high speed inputs, which have been used to measure generator shaft rotation and wind speed. These parameters are measured by optical incremental encoders. The following paragraph describes the control system operating in automatic and manual modes. The control system allows fully automatic, maintenanceless object operation. Protection systems are realised by hardware and software. Their task is not to let serious damages happen. Hardware protections are superior to the software ones. They stop operation of the wind turbine power generator if they take action. Software protections are realised by microprocessor controllers and perform object diagnostic continuously. The acquired data let the controller identify serious danger conditions and bring the wind turbine to stop under control or if it is possible they keep it working. The supervising system tries to control object in such a way that the object parameters, which are out of the permissible limits, go back within safety limits. LCD display and LEDs on the main controller's front panel (Fig.2) show the current state of the object and present the measured data. The described control system has been applied in the wind turbine power generator in Slup near Legnica.