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.

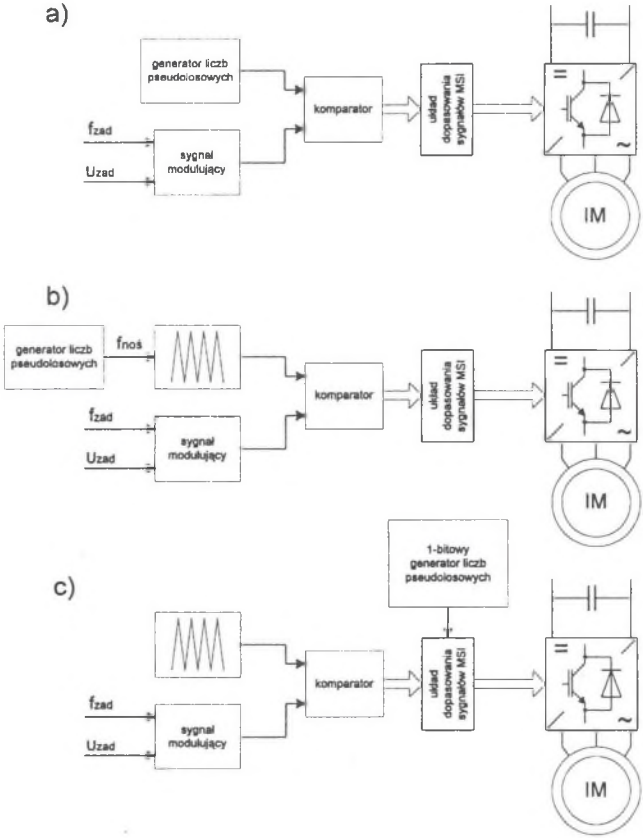
Należy stwierdzić, że przedstawiona problematyka jest w znacznym stopniu oryginalna w wymiarze krajowym. Przy tym, jak wykazuje analiza stanu aktualnego, jest również aktualna na tle osiągnięć światowych [7 i 8].

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.

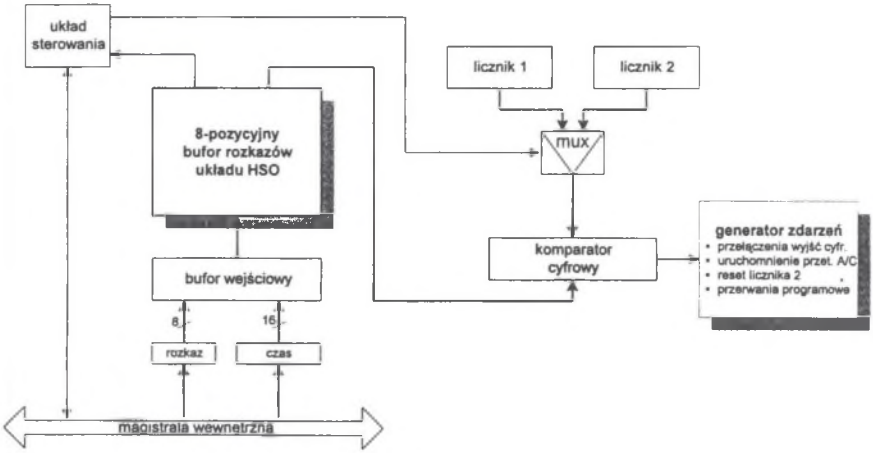
5. MIKROPROCESOROWY UKŁAD STEROWANIA

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.

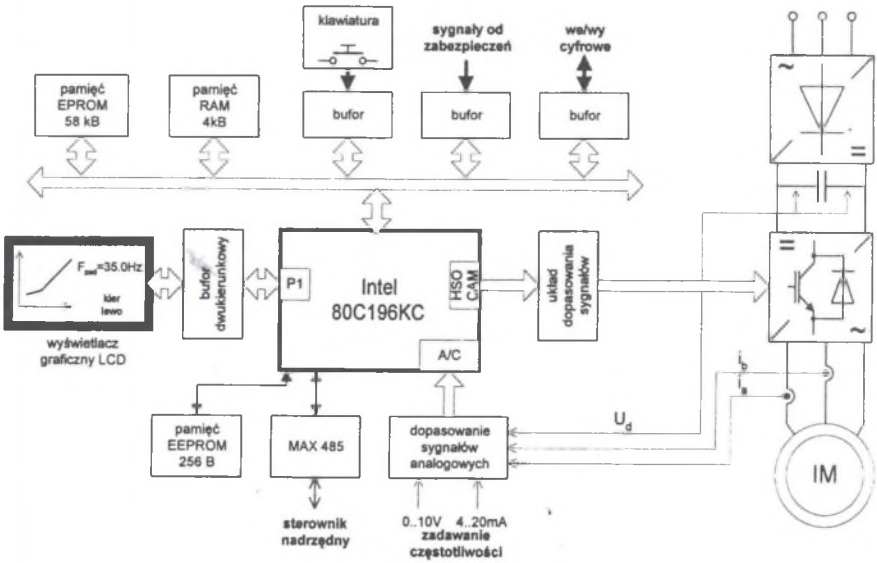
Układ ten może realizować kilka typów zdarzeń. Podstawowym jest przełączenie dokonane na jednym z sześciu wyjść cyfrowych. Typ zdarzenia jest określony za pomocą *rozkazu*, gdzie zakodowane są wszystkie dodatkowe informacje: na bazie którego licznika odmierzany jest czas, czy zdarzenie ma generować przerwanie 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.



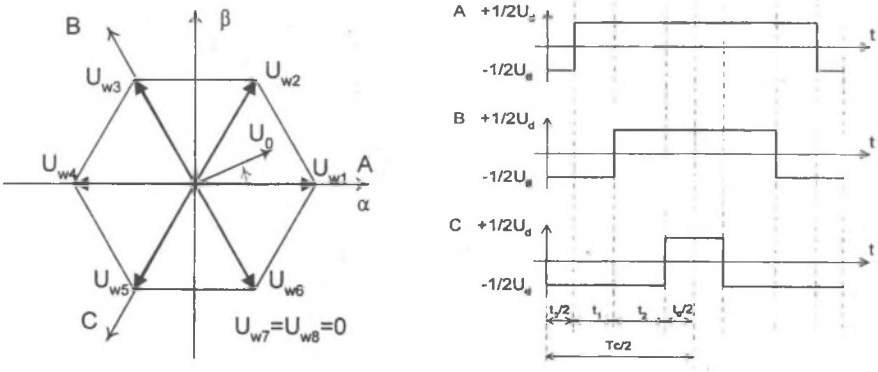
Rys.2. Schemat blokowy układu szybkich wyjść mikrokontrolera Intel 80C196KC
Fig.2. Block diagram of high speed output (HSO) unit of Intel 80C196KC



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:

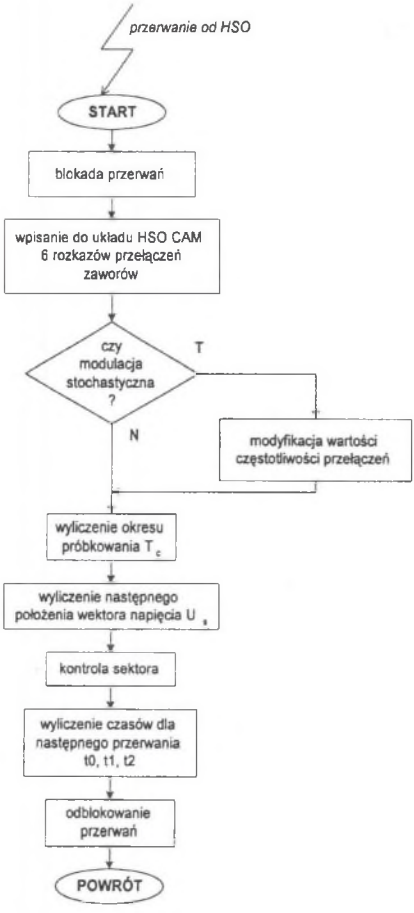
z - w1 - w2 - z - w2 - w1 - z

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.