ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1994
Seria: ELEKTRYKA z.139 Nr kol.1247

Jaromir KIJONKA
Uniwersytet Techniczny w Ostrawie

WPŁYW NIEHARMONICZNEGO ZASILANIA NA PRACĘ SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono syntezę trójfazowej cyfrowej modulacji dla sterowników falowników i rezultaty pomiarów widma częstotliwościowego drgań mechanicznych silnika asynchronicznego.

THE INFLUENCE OF NON-HARMONIC SUPPLY ON THE ASYNCHRONOUS MOTOR PERFORMANCE

Summary. The paper presents the synthesis of three-phase digital modulation for control inverters and the results measuring of frequency spectrums mechanical vibrations of asynchronous motor.

EINFLUSS DER NICHTHARMONISCHEN SPEISUNG AUF DIE ARBEIT DES ASYNCHRONISCHEN MOTORS

Zusammenfassung. Der Artikel behandelt die Synthese und die Ausführung der sinusförmigen digitalen PWM - Steuerung für Spannungwechselrichter. Die Ergebnisse der Messungen werden für das Spannung- Strom- und Vibrationsspektrum des Asynchronmotors bewertet.

1. WPROWADZENIE

Doświadczenia uzyskane w rozwoju półprzewodnikowych przekształtników wykazały, że ta dziedzina silnoprądowej elektrotechniki ma niezaprzeczalne znaczenie i perspektywę rozwoju. Ten stan rzeczy narzuca zadania, jakje należy podjąć w najbliższej przyszłości:

- rozwój metod sterowania półprzewodnikowych przekształtników z większym wykorzystaniem elementów mikroelektronicznych w obwodach sterowania,
- opracowanie metod analizy ich działania,
- wprowadzenie zunifikowanego typoszeregu przemysłowo wykonanych przekształtników,
- podniesienie jakości produkcji silnoprądowych elementów półprzewodnikowych.

Przekształtniki częstotliwości znajdują szczególne zastosowanie w regulowanych napędach prądu przemiennego. Półprzewodnikowe przekształtniki generują jednak nieharmoniczne przebiegi prądów i napięć powodując występowanie dodatkowych strat, pulsację momentu i przyspieszone starzenie izolacji maszyn elektrycznych, a dodatkowo oddziałują ujemnie na otoczenie jako pośrednie źródło zakłóceń elektromagnetycznych i akustycznych.

W obecnej dobie największe zastosowanie znajdują przekształtniki częstotliwości z prądowym lub napięciowym obwodem pośredniczącym, czyli falowniki prądu i falowniki napięcia.

Z zasady działania maszyny asynchronicznej wynika, że lepsze własności dynamiczne układu napędowego z silnikiem asynchronicznym można uzyskać przy zasilaniu go ze źródła prądu. Źródło takie powinno umożliwić uzyskanie szybkich zmian parametrów wyjściowych.

Wraz z rozwojem przyrządów półprzewodnikowych mocy otwierają się nowe możliwości zasilania i sterowania przekształtników częstotliwości. Jednym z perspektywicznych wariantów rozwiązania jest falownik napięcia sterowany tak, że od strony swoich zacisków wyjściowych ma charakter sterowanego źródła prądu.

Dla falowników napięcia opracowywane są różne nowe metody modulacji szerokości impulsów umożliwiające uzyskanie w jednym urządzeniu regulacji napięcia i częstotliwości oraz określonego widma harmonicznych. Metody modulacji dobiera się tak, ażeby z określonego punktu widzenia optymalizować przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie falownik-silnik. Najczęściej chodzi o minimalizację pulsacji momentu lub minimalizację strat powstających przy nieharmonicznym zasilaniu. Dodatkowe straty wywołane wyższymi harmonicznymi są tym niższe, im lepiej modulowane jest napięcie wyjściowe falownika.

Moc chwilowa silnika asynchronicznego zasilanego ze symetrycznego układu trójfazowego napięcia przemiennego jest równa:

$$p(t) = p_1(t) + p_2(t) + p_3(t) = 3\,UI\cos\varphi \tag{1.1}$$

Przedstawiona zależność wyjaśnia, że całkowita chwilowa moc w stanie ustalonym w dowolnym czasie t jest stała i równa mocy czynnej. Ten stan rzeczy ma znaczenie z dwóch punktów widzenia.

1. Przedstawia nieodzowny warunek równomiernego biegu napędu z silnikiem asynchronicznym.
2. W przypadku występowania zmian mocy chwilowej należy się liczyć z dodatkowym obciążeniem łożysk, tarcz łożyskowych oraz przyspieszonym starzeniem maszyny.

Optymalna praca trójfazowego silnika asynchronicznego jest warunkowana niezmiennym w czasie przebiegiem mocy chwilowej.

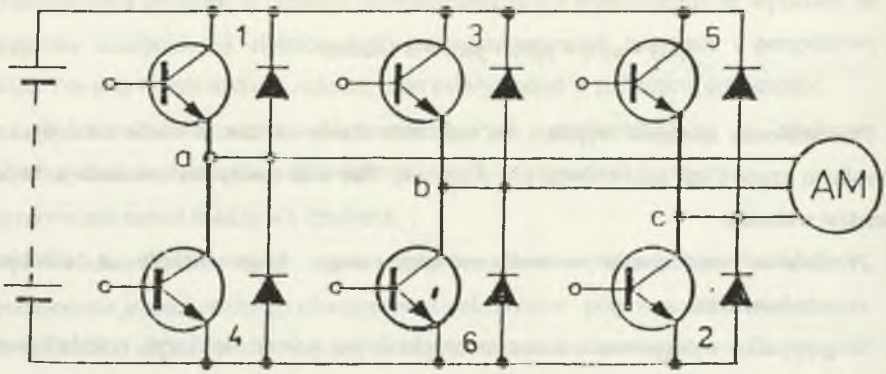
2. KSZTAŁTOWANIE NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO FALOWNIKA

Silnik asynchroniczny jest bardzo wrażliwy na rozkład czasowy impulsów napięcia zasilającego. Wynika z tego warunek, ażeby we wszystkich fazach impulsy zaczynały się i kończyły jednocześnie. Z punktu widzenia strat, momentów pasożytniczych i kształtu przebiegu prądu wygodniejsze jest trzypoziomowe napięcie wyjściowe. Przy dwupoziomowym napięciu wyjściowym do zacisków silnika przykładamy napięcie, którego skumulowana wartość (całka (2.1)) osiąga stosunkowo wysoki poziom

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} u(t)dt \tag{2.1}$$

po to, ażeby w następnej chwili czasowej znaczącą wartość tego napięcia skumulowanego odebrać. Szczególnie nieprzyjemnie przejawia się to przy generowaniu niskiej wartości napięcia wyjściowego.

Schemat obwodu głównego układu falownik-silnik przedstawiono na rys.1. Podstawowymi elementami mostka trójfazowego są łączniki (sześć zestawów tranzystor-dioda), które oznaczono liczbami od 1 do 6.



Rys.1. Schemat obwodu głównego układu falownik-silnik asynchroniczny
Fig.1. Basic scheme inverter - asynchronous machine

Wszystkie elementy falownika traktujemy jako idealne (w stanie załączonym spadek napięcia jest równy zero, w stanie wyłączonym nie przewodzą żadnego prądu). Dalej zakładamy, że tranzystory obwodu głównego można w dowolnej chwili czasowej załączyć i wyłączyć za pomocą obwodów sterujących. Czasy przewodzenia diod zwrotnych określone są czasem demagnetyzacji składowej indukcyjnej obciążenia lub wartością energii mechanicznej silnika i napędzanego urządzenia.

Warunkiem pracy falownika przy ciągłym prądzie wyjściowym jest takie sterowanie, które zapewni wystąpienie impulsu załączającego tranzystor wcześniej niż w równoległej diodzie prąd opadnie do zera.

Przy założeniu ciągłych prądów wyjściowych falownika można rozróżnić osiem możliwych schematów połączeń, które oznaczamy 0,0,1 do 6 (patrz tab.1).

Tabela 1
Wartości napięć odpowiadające możliwym schematom połączeń

	0 135	0' 246	1 612	2 123	3 234	4 345	5 456	6 561
u_{ab}	0	0	U	0	-U	-U	0	U
u_{bc}	0	0	0	U	U	0	-U	-U
u_{ca}	0	0	-U	-U	0	U	U	0
u_a	0	0	2U/3	U/3	-U/3	-2U/3	-U/3	U/3
u_b	0	0	-U/3	U/3	2U/3	U/3	-U/3	-2U/3
u_c	0	0	-U/3	-2U/3	-U/3	U/3	2U/3	U/3

Schematy połączeń od 1 do 6 odpowiadają stanom aktywnym, schematy połączeń 0 i 0' stanom pasywnym. W pasywnym przewodzą trzy zawory tylko jednej grupy zaworów przyłączonych bądź do dodatniego bądź do ujemnego bieguna źródła napięcia stałego. Zaciski wyjściowe falownika są w ten sposób odłączone od źródła zasilania. Przewodzące w tym stanie zawory umożliwiają przepływ prądu obciążenia. Ten stan określamy jako zwarcie zacisków stojana silnika asynchronicznego i traktujemy jako normalny stan pracy silnika.

Gdy impulsy załączające doprowadzone będą tylko na dwa zawory, obwód prądu w przypadku indukcyjnego charakteru obciążenia zamknięty zostanie przez odpowiednią diodę. Tak np. doprowadzając impulsy załączające do tranzystorów 1 i 6 spowodujemy, że prąd popłynie przez diodę gałęzi 5 lub 2 zgodnie z ich polaryzacją.

2.1. Zrównoważenie układu trójfazowego

Trójfazowy symetryczny układ napięcia zestawiony z trzech źródeł napięcia harmonicznie przemiennych o jednakowych wartościach skutecznych i wzajemnie przesuniętych fazach o kąt 2p/3 jest zrównoważony, ponieważ dla dowolnego czasu t suma chwilowych wartości napięcia równa jest zeru. Własność tę można wykorzystać w analizie przepływu strumieni energii w układzie falownik-silnik. Wnioski wypływające z tej analizy wykorzystano w prezentowanej metodzie kształtowania trójfazowego układu napięcia za pomocą falownika.

Dowolne napięcie międzyfazowe u(t), które spełnia równanie

$$u_{ab}(t) - u_{ab}(t + \frac{T}{6}) + u_{ab}(\frac{T}{6} - t) = 0 \tag{2.2}$$

w przedziale

$$t \in < 0; \frac{T}{12} >$$

dla

$$u_{ab}(t) = u_{ab}(t + T)$$

$$u_{ab}(t) = u_{ab}(\frac{T}{2} - t) \tag{2.3}$$

$$u_{ab}(t) = - u_{ab}(t + \frac{T}{2})$$

tworzy symetryczny układ trójfazowy, w którym

$$u_{ca}(t) = - u_{ab}(t - \frac{2T}{3}),$$

$$u_{bc}(t) = u_{ab}(t - \frac{2T}{3}), \tag{2.4}$$

Układ ten spełnia warunek zrównoważenia

$$u_{ab}(t) + u_{bc}(t) + u_{ca}(t) = 0 \tag{2.5}$$

w dowolnym czasie t (patrz rys.2). Ten sam wniosek odnosi się także dla napięć fazowych. Metodę sterowania, która kształtuje trójfazowy układ napięcia spełniający równania (2.3) do (2.5), nazwałem trójfazową cyfrową modulacją delta (TCMD), czyli z modulacją (TCMD) [1].

2.2. Synteza diagramu załączania tranzystorów

Dla żądanego przebiegu napięcia wyjściowego falownika należy zestawić diagram załączania tranzystorów mocy oznaczonych zgodnie z rys.1. Metoda wyznaczania diagramu załączania wynika między innymi z rys.2. Zależności pomiędzy potencjałami węzłów a, b, c, a stanem pracy tranzystorów są jednoznacznie wyjaśnione w tabeli 1. Diagram załączania należy wyprowadzić z dwóch przebiegów napięć międzyfazowych - np. u(t) i u(t).

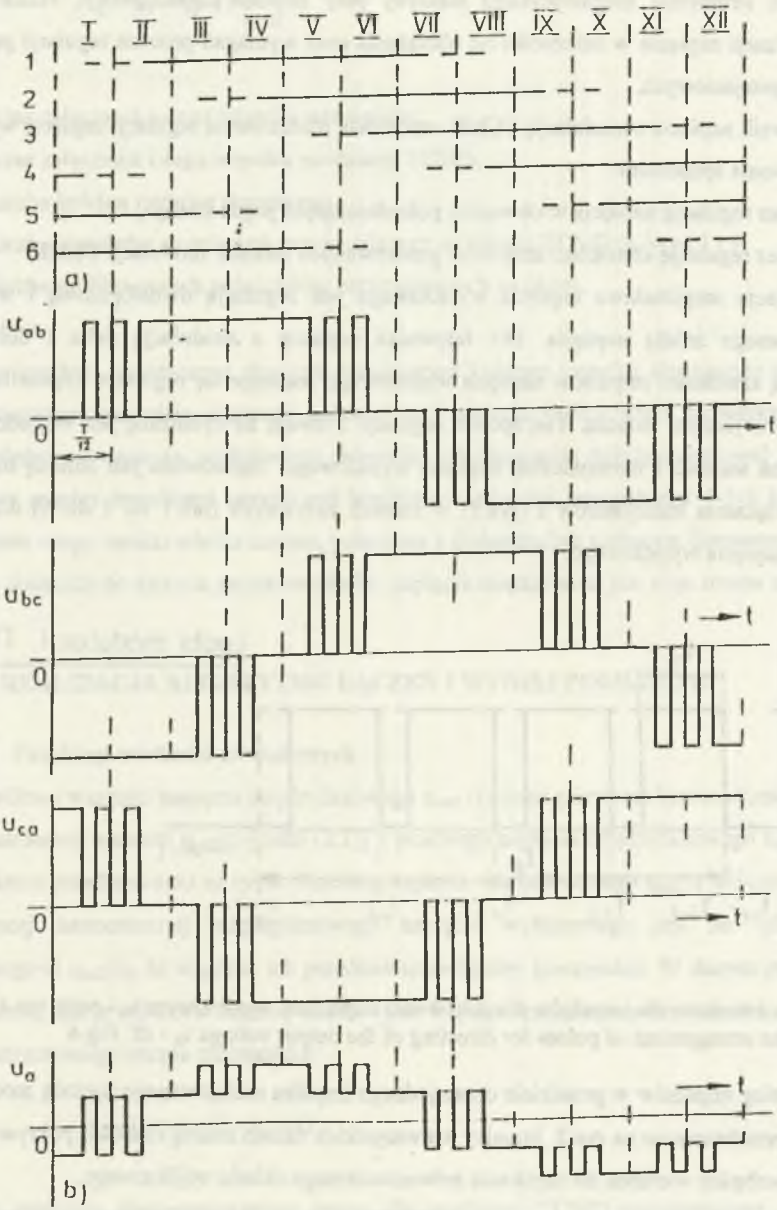
W części okresu, gdy

1. $u_{ab} = 0 \wedge u_{bc} < 0$ muszą być załączone tranzystory 4-5-6
2. $u_{ab} = 0 \wedge u_{bc} > 0$ muszą być załączone tranzystory 1-2-3
3. $u_{ab} > 0 \wedge u_{bc} < 0$ muszą być załączone tranzystory 1-5-6
4. $u_{ab} > 0 \wedge u_{bc} = 0$ muszą być załączone tranzystory 1-2-6
5. $u_{ab} < 0 \wedge u_{bc} > 0$ muszą być załączone tranzystory 2-3-4
6. $u_{ab} < 0 \wedge u_{bc} = 0$ muszą być załączone tranzystory 3-4-5

Analizując przebiegi napięć sterujących tranzystorami mocy falownika trójfazowego w stosunku do przebiegu napięć wyjściowych spełniających wymagania określone równaniami (2.3) do (2.5) można zauważyć, że każdy załączający tranzystor w ciągu cyklu przewodzi 180 stopni elektrycznych. Dzięki temu napięcie wyjściowe falownika jest niezależne od obciążenia i możemy je łatwo opisać analitycznie. Ze zmianą częstotliwości kształt napięcia wyjściowego nie zmienia się, nie zmienia się także widmo wyższych harmonicznych.

2.3. Regulacja napięcia wyjściowego

Sterowanie silnika asynchronicznego wymaga regulacji nie tylko częstotliwości napięcia wyjściowego, lecz także jego amplitudy. Wynika to z potrzeby utrzymania w określonych



Rys.2. a) Schemat kluczowania, b) Przebiegi napięcia fazowego i międzyfazowego trójfazowej cyfrowej modulacji delta

Fig.2. a) The switching diagram, b) the courses of line and phased voltage at the delta modulation

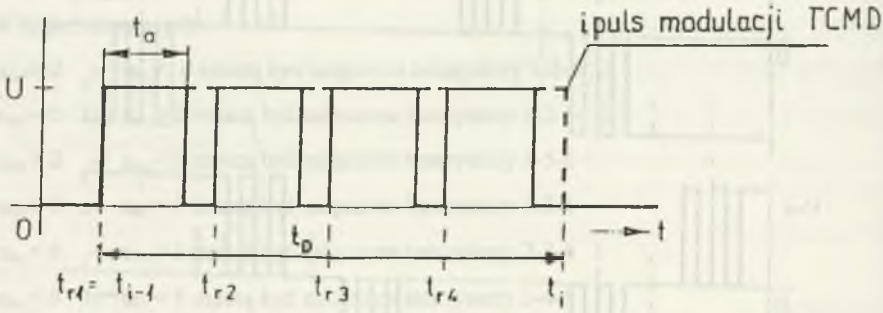
granicach strumienia magnetycznego maszyny przy zmianie częstotliwości, realizowanej optymalizacji napięcia w zależności od obciążenia oraz wymagań procesu regulacji prądu w stanach przejściowych.

Falownik napięcia z modulacją TCMD umożliwia realizowanie regulacji napięcia wyjściowego dwoma sposobami:

a) poprzez regulację napięcia w obwodzie pośredniczącym prądu stałego,

b) poprzez regulację szerokości impulsów generowanych metodą modulacji TCMD.

Regulacja amplitudowa napięcia wyjściowego jest regulacją dwustopniową i wymaga regulowanego źródła napięcia. Dla falownika napięcia z modulacją delta i dołączoną regulacją szerokości impulsów napięcia wyjściowego realizuje się regulację częstotliwości i napięcia w jednym stopniu. Ten sposób regulacji z uwagi na dynamikę jest wygodniejszy. Skuteczna wartość 1 harmonicznej napięcia wyjściowego regulowana jest zmianą stosunku czasu włączenia tranzystorów t (rys.3) w stanach aktywnych (tab.1 od 1 do 6) do czasu okresu napięcia wyjściowego.



Rys.3. Rozmieszczenie impulsów dla sterowania napięciem wyjściowym t_D - patrz rys.4
Fig.3. The arrangement of pulses for directing of the output voltage t_D - df. Fig.4

Przebieg impulsów w przedziale czasu jednego impulsu realizowanego metodą modulacji TCMD przedstawiono na rys.3. Impulsy we wszystkich fazach muszą czasowo pokrywać się; jest to niezbędny warunek do uzyskania zrównoważonego układu trójfazowego.

W celu zachowania strategii modulacji TCMD należy synchronizować impulsy sterujące z impulsami modulacji TCMD. Czasy załączania kolejnych impulsów (czół impulsów) określone są zależnością:

$$t_{rp} = t_{i-1} + (p-1)\frac{T}{v \cdot d} \tag{2.6}$$

gdzie:

t_{rp} - czas załączania p-tego impulsu sterującego,

t - czas załączania i-tego impulsu modulacji TCMD,

p - liczba kolejna impulsu sterującego,

d - liczba impulsów sterujących przypadających na impuls TCMD (t_D)-rys.3 i 4,

v - liczba próbkowanych przedziałów przypadających na okres,

T - okres.

Powierzchnia ograniczona zboczem opadającym każdego impulsu sterującego określona jest wymaganą wartością pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika. W celu uniezależnienia napięcia wyjściowego falownika od obciążenia należy generować w czasie przerwy między impulsami sterującymi kombinacje załączeń tranzystorów 1-3-5 lub 2-4-6, na skutek czego zaciski silnika zostaną połączone z dodatnim lub ujemnym biegunem. W tym czasie dochodzi do zwarcia zacisków silnika, napięcie między nimi jest więc równe zero.

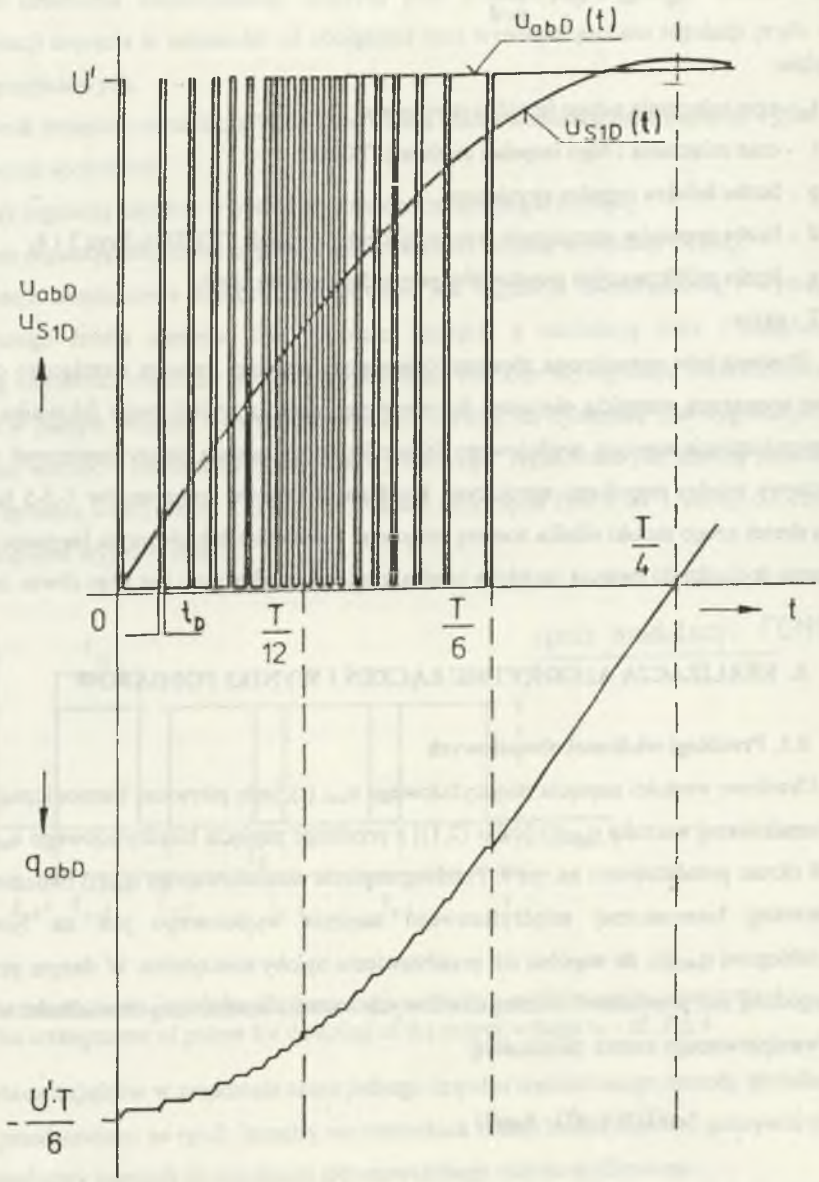
3. REALIZACJA ALGORYTMU ŁĄCZEŃ I WYNIKI POMIARÓW

3.1. Przebiegi wielkości obwodowych

Chwilowe wartości napięcia międzyfazowego u_{abD} (t), jego pierwszej harmonicznej $u_{siD}(t)$ i skumulowanej wartości $q_{abD}(t)$ [całki (2.1)] z przebiegu napięcia międzyfazowego $u_{abD}(t)$ dla 1/4 okresu przedstawiono na rys.4. Przebieg napięcia skumulowanego $q_{siD}(t)$ obliczonego dla pierwszej harmonicznej międzyfazowego napięcia wyjściowego jest na tyle bliski przebiegowi $q_{abD}(t)$, że wspólne ich przedstawienie byłoby nieczytelne. W danym przypadku wygodniej jest przedstawić różnicę chwilowych wartości analizowanych wielkości w postaci skwantyzowanego szumu zależnością:

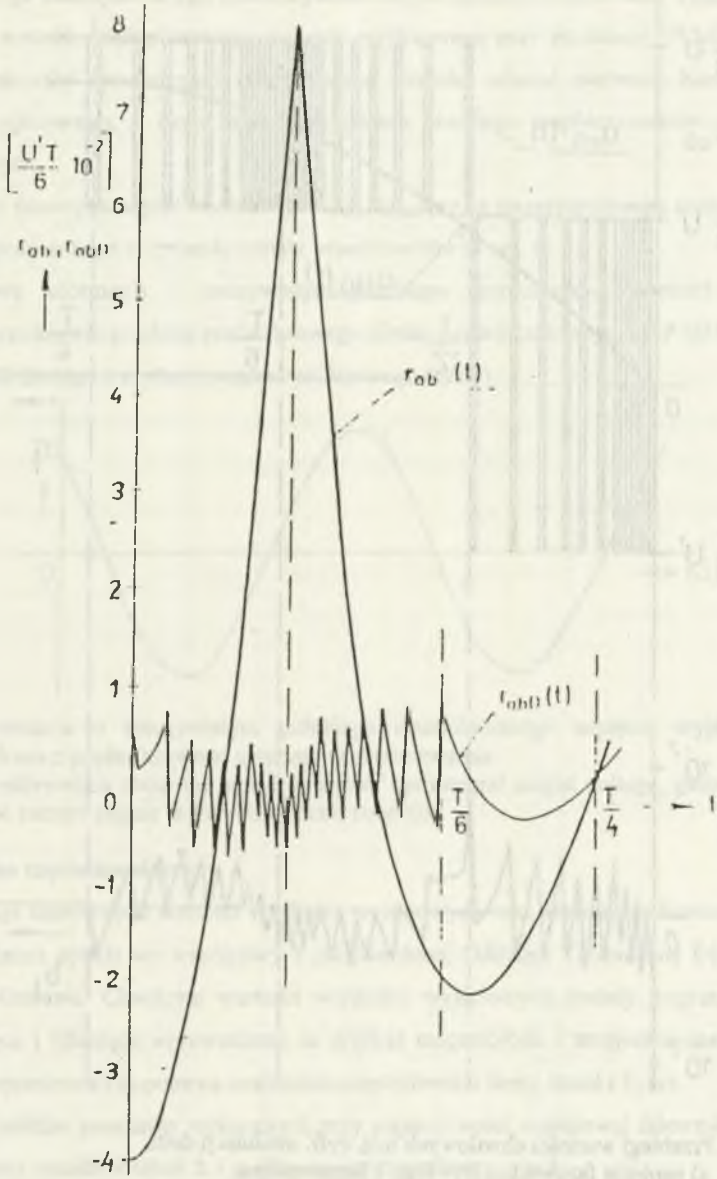
$$r_{abD}(t) = q_{siD}(t) - q_{abD}(t) \tag{3.1}$$

Obraz graficzny skwantyzowanego szumu dla modulacji TCMD przedstawiony został na rys.5. Dla porównania przedstawiono tam także przebieg skwantyzowanego szumu $r_{ab}(t)$ przy sterowaniu typu $\mathrm{sgn}(\sin\frac{2\pi}{T}t)$.



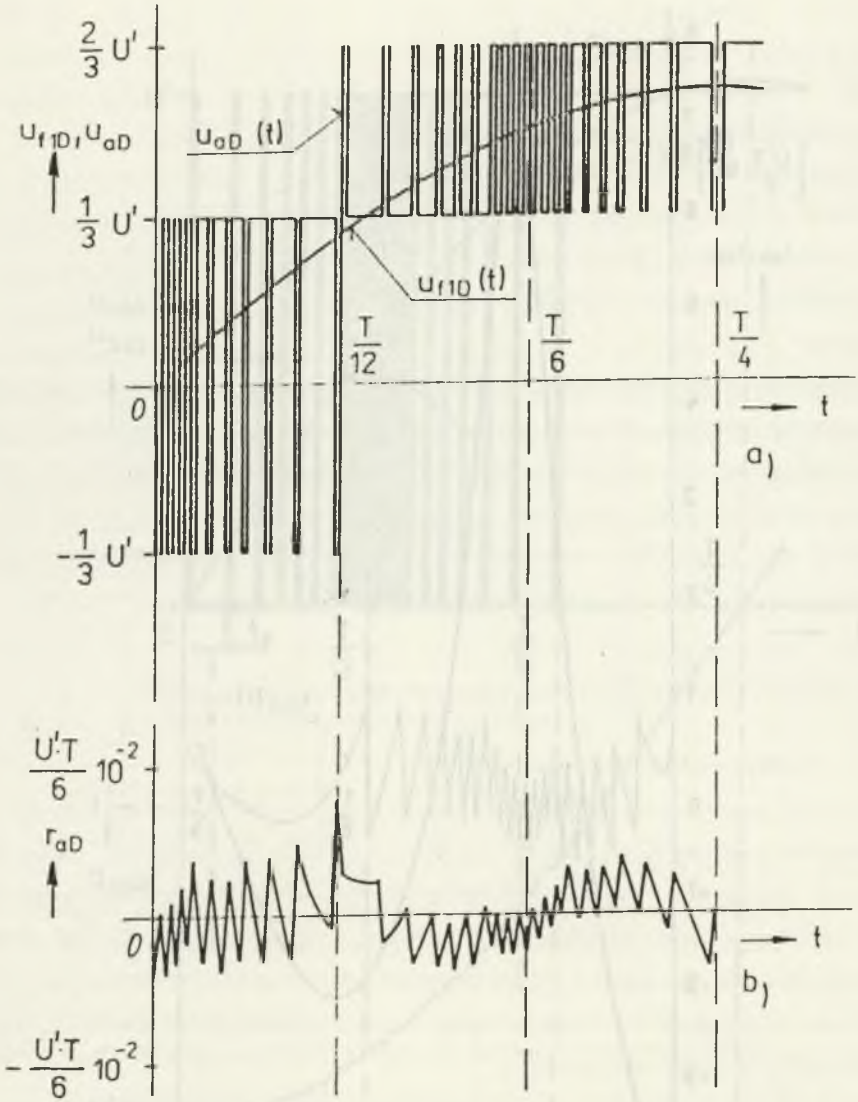
Rys.4. Wartości chwilowe napięcia wyjściowego międzyfazowego $u_{abD}(t)$ jego pierwszej harmonicznej $u_{s1D}(t)$ oraz skumulowany przebieg napięcia międzyfazowego $q_{abD}(t)$

Fig.4. The immediate values of the output line voltage $u_{abD}(t)$ its first harmonic $u_{s1D}(t)$ and the integral $q_{abD}(t)$ line voltage



Rys.5. Skwantyzowany szum przy trójfazowej cyforwej modulacji delta $r_{abD}(t)$ oraz przy sterowaniu typu sgn(sin 2/T)

Fig.5. The quantizing noise in the delta modulation $r_{abD}(t)$ and the directing with the programed angle 180°



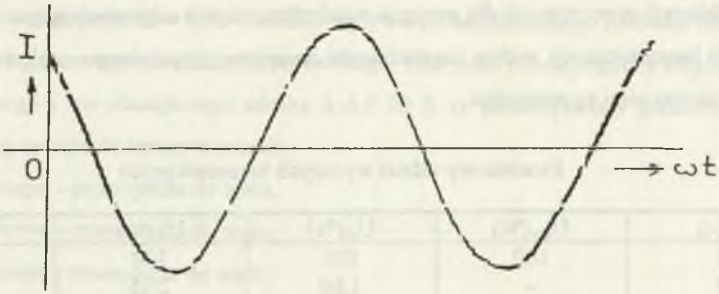
Rys.6. Przebiegi wartości chwilowych trój. cyfr. modulacji delta
a) napięcie fazowe $u_{aD}(D)$ i jego 1 harmoniczna,
b) skwantyzowany szum

Fig.6. The courses of immediate values at the delta modulation
a) the phases voltage $u_{aD}(t)$ and its harmonic $u_{nD}(t)$
b) the quantizing noise

Z przebiegu kwantyzowanego szumu dyskutowanych sposobów sterowania widać, że skumulowana wartość międzyfazowego napięcia wyjściowego przy modulacji TCMD spełnia wymóg doskonałej aproksymacji skumulowanej wartości własnej pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego, z czym wiąże się istotne obniżenie współczynników wyższych harmonicznych.

Przebiegi fazowych napięć wyjściowych u_{aD}, u_{nD} oraz z kwantyzowanego szumu r_{aD} dla obciążenia połączonego w gwiazdę zostały przedstawione na rys. 6.

Poglądową informację o rzeczywistym przebiegu skumulowanej wartości napięcia fazowego przedstawia przebieg prądu fazowego silnika asynchronicznego 4 AP 90 S o mocy 1,1 kW, zmierzonego z w stanie zwarcia trójfazowego (rys.7).



Rys.7. Informacja o rzeczywistym przebiegu skumulowanego napięcia wyjściowego, uzyskana z prądu fazowego maszyny w czasie zwarcia
Fig.7. The information about the actual course of the integral output voltage, gained by the phase current engine in the short circuit condition

3.2. Widmo częstotliwościowe

Rejestracja chwilowych wartości wielkości wyjściowych oraz analiza ich harmonicznych przeprowadzona została we współpracy z pracownikami Oddziału Technicznej Diagnostyki Witkowice-Ostrawa. Chwilowe wartości wielkości wyjściowych zostały poprzez układy dopasowujące i filtrujące wprowadzone na wejście magnetofonu i zarejestrowane. Wyniki pomiarów opracowano za pomocą analizatora częstotliwości firmy Bruel i Kjaer.

Część wyników pomiarów wykonanych przy częstotliwości wyjściowej falownika f=1,77 Hz zestawiona została w tabeli 2. i graficznie przedstawiona na rys.8.

Współczynnik wyższych harmonicznych zdefiniowany wzorem:

$$K_n = 100\,(\sum_{K=2}^{\infty} A_k^2)^{1/2} \cdot A_1^{-1} \qquad (3.2)$$

i obliczony do 49 harmonicznej dla widma częstotliwości teoretycznie wyznaczonego przebiegu napięcia międzyfazowego jest równy K= 6,7%. Wartość współczynnika jest niezależna od częstotliwości wyjściowej. Dla innych metod modulacji jego wartość przekracza 30%. Analizując widma pomierzonych wielkości wyjściowych otrzymano następujące wartości współczynnika K:

- dla napięcia międzyfazowego 8,2%,
- dla napięcia fazowego 9,6%,
- dla prądu fazowego przy biegu jałowym silnika 5,7%.

Przebieg chwilowych wartości prądu jest bliski przebiegowi harmonicznemu.

Z porównania względnych wartości amplitud wyższych harmonicznych uzyskanych na drodze obliczeń teoretycznych dla napięcia międzyfazowego z odpowiadającymi wartościami wyższych harmonicznych widma częstotliwości zmierzonego przebiegu napięcia wynika, że różnice między nimi są pomijalne.

Tabela 2

Procentowy udział wyższych harmonicznych

k (-)	U_{skv}(%)	U_{sk}(%)	U_{fk}(%)	I_{fk}(%)
1	100	100	100	100
3	-	1.60	2.15	1.59
5	0.18	1.60	2.15	1.51
7	2.32	1.48	1.50	1.51
11	1.35	1.99	2.28	1.42
13	0.18	0.23	0.58	0.60
17	1.72	2.13	2.57	1.63
19	0.12	0.15	1.43	0.60
23	1.59	2.13	2.28	1.43
29	2.11	2.41	2.93	2.07
31	0.06	0.31	0.85	0.24
35	0.70	1.21	1.14	0.56
37	3.24	4.01	4.53	2.35
41	1.58	0.91	1.58	1.35
43	2.36	2.88	2.93	1.43
47	2.41	3.12	3.71	1.63
49	1.73	2.21	2.28	0.84
53	2.13	2.81	3.01	1.43
55	2.98	3.49	3.71	1.55
59	5.95	7.35	7.30	3.23
61	0.52	1.98	2.43	0.84

U_{skv} - wyliczone wartości napięcia międzyprzewodowego

U_{sk} - zmierzone wartości napięcia międzyprzewodowego

U_{fk} - zmierzone wartości napięcia fazowego

I_{fk} - zmierzone wartości prądu fazowego.

W większości przypadków występuje umiarkowany wzrost wartości uzyskanych eksperymentalnie. Widmo częstotliwości wykazuje także trzecią harmoniczną, która zgodnie z analizą teoretyczną nie powinna występować. Wynika to prawdopodobnie z różnych czasów łączenia tranzystorów mocy, różnej przepustowości obwodów sterujących i różnic w spadkach napięcia w gałęziach falownika. W dodatku prawdopodobnie nie udało się wygenerować idealnie zrównoważonego trójfazowego układu napięcia. Wskazują na to występujące różnice pomiędzy względnymi wartościami napięć międzyfazowych i fazowych, teoretycznie powinny być jednakowe.

3.3. Pomiary wibracji silnika

Ostatnim celem pomiarów było zbadanie wpływu nieharmonicznego zasilania na wibracje konstrukcji trójfazowego silnika asynchronicznego. Mierzono wibracje tarczy łożyskowej nie zamocowanego i nie obciążonego silnika 4 AP 90 S za pomocą sondy piezoelektrycznej przykładanej ręcznie do tarczy w osiach:

X - oś pozioma - prostopadła do wału,

Y - oś pionowa - prostopadła do wału,

Z - oś pozioma - równoległa do wału.

Zmierzone chwilowe wartości przyspieszeń poszczególnych harmonicznych odniesiono do wartości przyspieszenia ziemskiego g = 9,81 m/s.

Dla porównania jakości modulacji napięcia wyjściowego różnych producentów przyjęto jako odniesienie i wzorzec falownik o sterowaniu typu $\mathrm{sgn}(\sin \frac{2\pi}{T} t)$.

Tabela 3

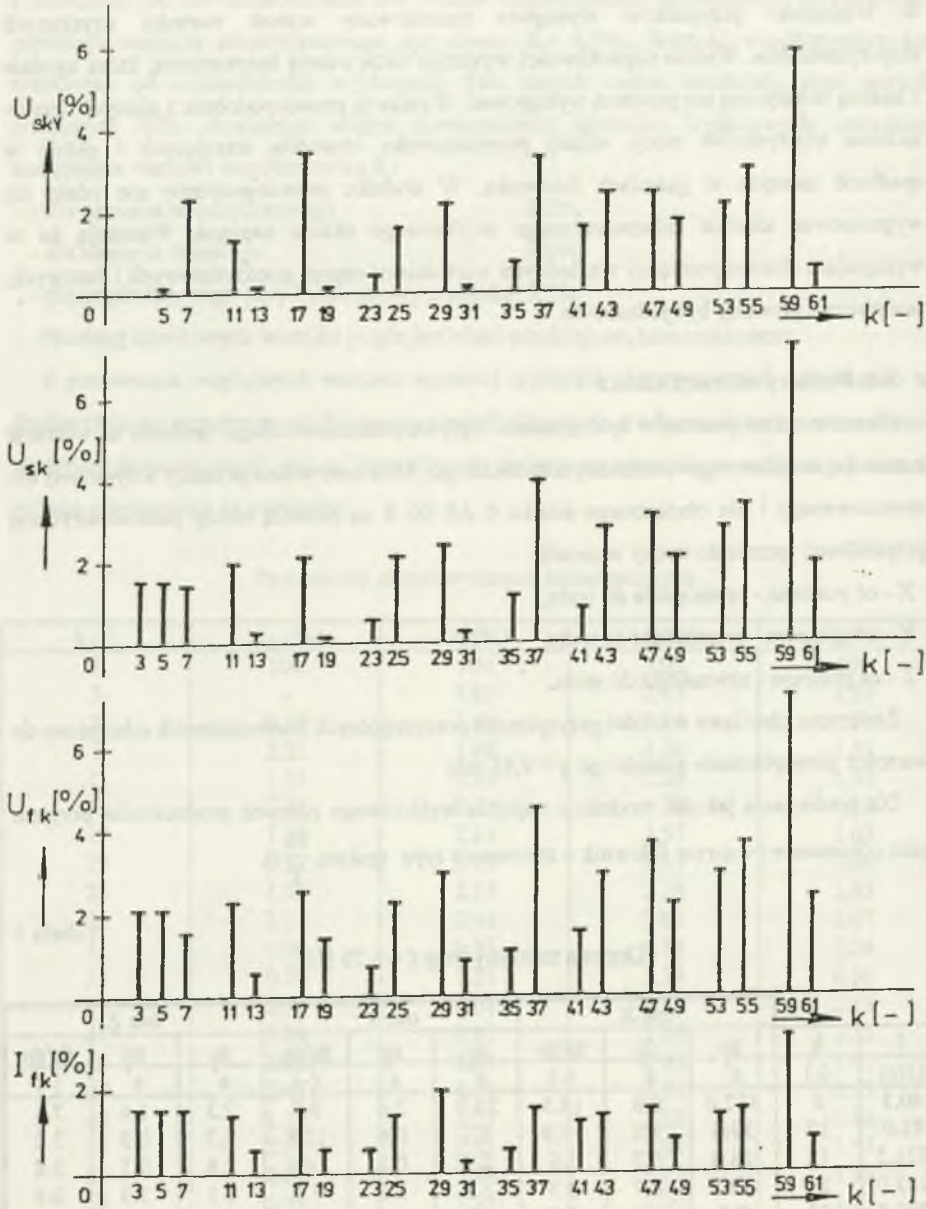
Drgania maszyny przy f = 6,75 Hz

		osa X			osa Y			osa Z		
f	k	g_0	g_D	g_0/g_D	g_0	g_D	g_0/g_D	g_0	g_D	g_0/g_D
(Hz)	(-)	a^*	a^*	(-)	a^*	a^*	(-)	a^*	a^*	(-)
40.5	6	137.0	8.8	15.5	23.9	2.4	9.7	2.3	1.6	7.8
81.0	12	39.6	3.3	11.9	8.1	0.6	12.8	1.7	0.5	3.2
121.5	18	26.0	6.7	3.9	2.9	0.2	14.4	2.8	0.5	5.8
162.0	24	30.7	8.7	3.5	5.8	3.3	1.8	1.1	1.3	0.8
202.5	30	7.7	3.9	2.0	3.0	0.7	4.2	2.0	1.0	2.1
243.0	36	-	0.9	-	0.8	0.3	2.4	0.9	0.4	2.3
283.5	42	-	-	-	-	-	-	0.3	0.1	2.5

$a^* = mm.s^{-2}$

g_o - przyspieszanie przy sterowaniu typu $\mathrm{sgn}((\sin \frac{2\pi}{T} t)$

g_D - przyspieszanie przy sterowaniu trójfazową cyfrową modulacją delta



Rys.8. Widmo czstotliwościowe wielkości wyjściowych
Fig.8. The frequencial spectrum of the output quantities

Charakterystyczną cechą widma wibracji jest to, że jako dominanty występują tylko te częstotliwości, które stanowią sześciokrotność częstotliwości pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego.

Ze zbioru wyników pomiarów przedstawiono w tabeli 3 dane dotyczące widma wibracji dla obu sposobów modulacji przy częstotliwości wyjściowej f_1 = 6,75 Hz.

W czasie pomiarów w osiach X i Y dochodziło w zakresie częstotliwości 180 Hz do zwiększenia amplitudy wibracji. W celu ilustracji powyższego przedstawiono na rys. 9 widmo częstotliwości dla przyspieszeń występujących w osi X przy sterowaniu z modulacją TCMD i dwóch częstotliwościach napięcia wyjściowego 6,75 Hz i 1,77 Hz. Pod wpływem licznych wyższych harmonicznych w widmie częstotliwości przy f_1 = 1,77 Hz uwidacznia się w osi X krzywa rezonansowa przyspieszeń korpusu silnika. Wartości przyspieszenia w tym zakresie osiągają trzykrotne wartości zmierzone przy f_1 = 6,75 Hz i osiągają maksimum przy 102 harmonicznej sprzężonego strumienia magnetycznego wirnika.

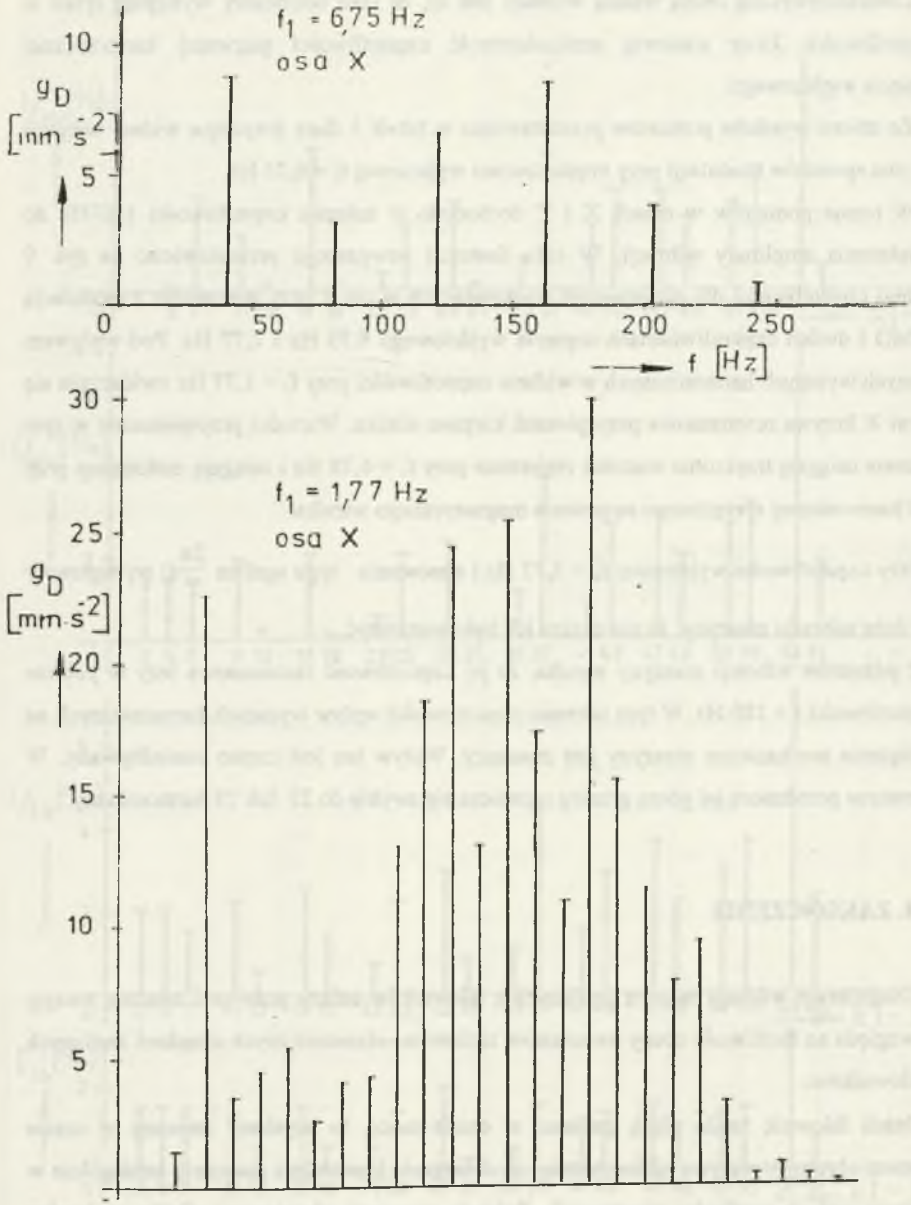
Przy częstotliwości wyjściowej f_1 = 1,77 Hz i sterowaniu typu $\mathrm{sgn}(\sin \frac{2\pi}{T} t)$ występowały tak duże wibracje maszyny, że nie można ich było pomierzyć.

Z pomiarów wibracji maszyny wynika, że jej częstotliwość rezonansowa leży w pobliżu częstotliwości f = 180 Hz. W tym zakresie częstotliwości wpływ wyższych harmonicznych na obciążenie mechaniczne maszyny jest znaczący. Wpływ ten jest często zaniedbywany. W literaturze przedmiotu jej górną granicę ogranicza się zwykle do 23 lub 25 harmonicznej.

4. ZAKOŃCZENIE

Diagnostyce wibracji maszyn zasilanych z falowników należy poświęcić znaczną uwagę, ze względu na możliwość oceny parametrów techniczno-ekonomicznych urządzeń zasilanych z falowników.

Jeżeli falownik zasila silnik zmienną w czasie mocą, to uzyskany zmienny w czasie moment obrotowy wpływa niekorzystnie na obciążenie konstrukcji maszyny, szczególnie w zakresie niskich prędkości obrotowych. Pulsacje momentu obrotowego silnika są bardzo niebezpieczne, jeżeli ich częstotliwość jest bliska częstotliwości rezonansowej.



Rys.9. Widmo częstotliwościowe przyspieszenia g_D w osi x
Fig.9. The frequency spectrum acceleration g_D in x axis

Metody analizy przbiegu mocy chwilowych w układzie silnik - falownik przedstawiono w pracy [2].

W opracowaniach przyjmuje się, że falownik napięcia w dowolnej chwili czasowej zachowuje się jako idealne źródło napięcia.

Przebiegi całkowitych chwilowych mocy charakteryzują się tym, że na składową stałą nakłada się składowa przemienna o okresie, który jest równy jednej szóstej napięcia wyjściowego. Składowa stała reprezentuje moc czynną.

Nawet przy optymalnym sterowaniu falownikiem wielkości obwodowe występujące w układzie falownik - silnik zawierają wyższe harmoniczne; ich widmo jest ogólnie znane (nieparzyste wielokrotności pierwszej harmonicznej oprócz krotności trzech). Wyniki analizy widma chwilowych wartości mocy całkowitej są następujące:

1) suma iloczynów chwilowych wartości napięcia i prądu tej samej harmonicznej jest niezależna od czasu i równa się mocy czynnej,
2) moc bierna jest równa zero,
3) tylko sumy iloczynów chwilowych wartości napięcia i prądu, ich sumy lub różnice rzędów podzielnych przez sześć wytwarzają przebiegi mocy chwilowych harmonicznie przemienne.

Wielokrotności ich częstotliwości względem pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika zostały przedstawione w tabeli 4.

Tabela 4

Częściowy przegląd wybranych harmonicznych mocy odkształconej

k	l (-)								
(-)	1	5	7	11	13	17	19	23	25
1		6	6	12	12	18	18	24	24
5	6		12	6	18	12	24	18	30
7	6	12		18	6	24	12	30	18
11	12	6	18		24	6	30	12	36
13	12	18	6	24		30	6	36	12
17	18	12	24	6	30		36	6	42
19	18	24	12	30	6	36		42	6
23	24	18	30	12	36	6	42		48
25	24	30	18	36	12	42	6	48	

Analiza mocy chwilowych umożliwia dokonanie wstępnego doboru parametrów znamionowych badanego układu i syntezę diagramu łączeń z punktu widzenia wyższych harmonicznych.

W Katedrze Elektrotechniki Teoretycznej Wydziału Elektrycznego Wyższej Szkoły Górniczej w Ostrawie znajdują się materiały związane z wyżej opisanymi zagadnieniami, które wykładane są w ramach studium doktoranckiego w przedmiocie "Analiza obwodów trójfazowych w nieharmonicznie ustalonym stanie". W celu weryfikacji wyników prac zorganizowano pracownię wyposażoną w 4-kanałowy oscyloskop cyfrowy TDS firmy Tektronix umożliwiający między innymi wyznaczanie i zobrazowanie przebiegów chwilowych wartości mocy na podstawie pomierzonych chwilowych wartości wielkości obwodowych.

W obecnej dobie badana jest dokładnie zależność pomiędzy mocą deformacji i wibracjami maszyny.

LITERATURA

1. Kijonka J.: Vývod modulace pro řízeni nepřímých napětových tranzistorových střídaču. Zavěrečná zpráva vědeckowýzkumného úkolu KO 603 "Regulované elektrické pohony pro dulni stroje" VSB, Ostrava 1990.
2. Kijonka J.: Okamžite výkony v soustavě trojfázowého napětówého střídače. Habiblitačni práce. VŠB, Ostrava 1991.

Recenzent: Dr hab.inż. Eugeniusz Kałuża

Wpłynęło do Redakcji 15 maja 1993

Abstract

The paper presents the influence of non-harmonic power supply on the work of three-phase asynchronous motor.

Equation (1.1) shows that the total instantaneous steadystate power is constant and equal to the real power. This formulae gives the condition necessary to the uniform work of the

asynchronous motor drive. If the instantaneous power changes, then the additional bearing load and its effect on the machine wear must be taken into account.

The characteristic feature of the three-phase voltage system consisting of three alternating voltage sources, with the rms voltage values equal to each other and the phase angles differing by $2\pi/3$, is that it is balanced for every time instant, i.e. the sum of the output voltage values is equal to zero. The preceding statement contitutes the basis for the presented synthesis method of inverter-based three - phase voltage system. This method is called three-phase digital delta modulation.

Voltage inverter with delta modulation provides two ways of controlling the output voltage:

- by voltage control in the d.c. link circuit,
- by controlling the pulse widths generated with three-phase digital delta modulation method.

The analysis of the instataneous power problem detailed in the paper allows the preliminary selection of the ratings of the investigated drive system as well as the synthesis of the switching diagram taking heed of the higher harmonics.