

Jerzy NABIELEC  
Adam MOROŃCZYK  
Akademia Górniczo-Hutnicza  
w Krakowie

## **BŁĄD DYNAMICZNY WNO SZONY PRZEZ ANALOGOWE OBWODY WEJŚCIOWE CYFROWEGO TORU POMIARU PRĄDU - BADANIA SYMULACYJNE**

**Streszczenie.** W artykule zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych dotyczących wpływu właściwości dynamicznych wejściowej analogowej części cyfrowego toru pomiarowego na wartość generowanych błędów dynamicznych. Badany układ przeznaczony jest do pomiaru prądów napędów elektrycznych zasilanych z falownika napięciowego. Właściwości dynamiczne toru pomiarowego zdeterminowane są przez indukcyjność bocznika, częstotliwość graniczną wzmacniacza pomiarowego oraz parametry filtru antyaliasingowego. Wartość błędu dynamicznego odniesiono do rozdzielczości przetwornika A/D.

## **DYNAMIC ERROR GENERATED BY ANALOG INPUT CIRCUIT OF THE DIGITAL CHANNEL OF THE CURRENT MEASUREMENT - SIMULATION RESEARCH**

**Summary.** The paper presents results of the simulating investigation concerning a dynamic error generated by analog input circuit of the A/D converter. The tested measurement channel is destined for current measurement of the inverter fed drive. The dynamic properties of the shunt and amplifier have been described as an object of the first order. The dynamic error has been referred to the resolution of the A/D converter. The influence of the dynamic properties of anti-aliasing filters on the error has been also taken under consideration.

## 1. WSTĘP

Nowoczesne systemy sterowania obiektami przemysłowymi wykorzystujące algorytmy logiki rozmytej lub osiągnięcia geometrii różniczkowej umożliwiające utrzymanie zmiennych stanu obiektu w ślizgu wokół założonej trajektorii wymagają bardzo szybkiego dostępu do danych pomiarowych odzwierciedlających chwilowe wartości sterowań oraz odpowiedzi obiektu. Również procedury identyfikacji tych obiektów pracujące w czasie rzeczywistym oraz obserwatory ich zmiennych stanu muszą korzystać z chwilowych wartości wyników pomiaru analogowych sygnałów na wejściach i wyjściach tych obiektów w stanach dynamicznych. System pomiarowy, który ma współpracować z cyfrowymi układami realizującymi te algorytmy, powinien się cechować następującymi właściwościami: częstotliwość próbkowania rzędu 100 kHz, 12 bitów rozdzielczości przetwornika A/D. System ten powinien także zapewniać izolację galwaniczną pomiędzy obiektem a cyfrowym układem sterowania. Wymóg ten jest szczególnie istotny w przypadku pomiaru sygnałów na obiektach elektroenergetycznych lub napędach elektrycznych. Dodatkowo często stawia się żądanie transmisji danych pomiarowych na odległość kilkuset metrów w środowisku o silnych zakłóceniach elektromagnetycznych.

Zastosowanie analogowych układów izolacji galwanicznej oraz przesyłanie przewodowe elektrycznych sygnałów analogowych jest w tej sytuacji niecelowe. Umieszczenie przetwornika A/D jak najbliżej źródła sygnału oraz zastosowanie światłowodowej transmisji cyfrowych wyników pomiarów rozwiązuje wspomniane powyżej problemy. Z tego powodu właściwości dynamiczne wejściowych obwodów analogowych torów pomiarowych, których zadaniem jest dopasowanie sygnałów pobieranych z ich źródła do zakresu przetwornika A/D, stanowią istotną przyczynę występowania znacznych błędów dynamicznych.

Pomiar prądu z zastosowaniem bocznika wymaga znaczącego wzmocnienia sygnału przed poddaniem go konwersji. Uzyskanie zadowalającej dokładności pomiaru wartości chwilowych prądów odkształconych możliwe jest przy zastosowaniu boczników niskoindukcyjnych oraz wzmacniaczy o bardzo szerokim paśmie. Takie rozwiązanie jest jednak bardzo drogie. Dlatego ze względów ekonomicznych interesujące jest zagadnienie przydatności typowych stałoprądowych boczników oraz wzmacniaczy pomiarowych o ograniczonych właściwościach dynamicznych do pomiaru odkształconych prądów. Możliwe jest zbudowanie systemu pomiarowego przy wykorzystaniu elementów o nie najlepszych właściwościach metrologicznych, nie gorszego niż system bazujący na elementach specjalizowanych o bardzo dobrych parametrach [1]. Jednocześnie jednak można się spodziewać, że uzyskanie dużej dokładności przez tańszy system pomiarowy może być ograniczone tylko dla pewnej grupy sygnałów.

## 2. ROZPATRYWANY SYGNAŁ WEJŚCIOWY

Badany układ pomiarowy jest przeznaczony do pomiaru prądów pobieranych przez zasilane z falownika napięcia napędy prądu zmiennego. Sterowanie takimi urządzeniami polega głównie na przełączaniu faz silnika pomiędzy szynami stałego napięcia  $U_{DC}$ . Cały system pomiarowy oraz sterowanie są synchronizowane przez ten sam zegar. Pobieranie próbek odbywa się w określonych i ustalonych momentach  $t_i$  względem przebiegu generowanego przez falownik. W przypadku zastosowania do sterowania algorytmów logiki rozproszonej lub ruchu ślizgowego przełączanie to może następować w okresie czasu od  $50 \mu s$  do kilkunastu ms. Podczas normalnej pracy prądy silnika mierzy się w przedziale  $I_{min} \div I_{max}$ .

Każdej fazie maszyny można przypisać charakter impedancyjny określony przez  $R$ ,  $L$ ,  $E$ , gdzie  $R$  stanowi rezystancję uzwojeń,  $L$  ich indukcyjność, a  $E$  siłę elektromotoryczną rotacji, zależną od prędkości obrotowej wału maszyny. Ponadto zmienna wartość  $R$  może odwzorowywać zmiany obciążenia maszyny. Przy dużych prędkościach, bliskich wartości znamionowej oraz małym obciążeniu maszyny wartość modułu liczby zespolonej określającej  $E$  może być porównywalna z wartością napięcia zasilającego  $U_{DC}$ . Można więc oszacować, że najszybsze zmiany prądu silnika występują, jeżeli napięcie stałe zostaje przełączone na zaciskach jego jednej fazy z wartości  $U_{DC}$  na wartość  $-U_{DC}$ . Wtedy obwód typu RL jest pobudzony skokiem napięcia o wartości zbliżonej do  $2U_{DC}$ , a jego prąd może być opisany równaniem typowym dla układu inercyjnego I rzędu (1). Podczas pomiaru chwilowych wartości prądu w obwodzie każdej fazy silnika należy uwzględnić także dynamiczny wpływ bocznika o parametrach  $R_b$  (rezystancja) oraz  $L_b$  (indukcyjność):

$$I(s) = \frac{2U_{DC}}{R + R_b} \cdot \frac{1}{s(1 + sT)}, \quad (1)$$

gdzie:

$$T = \frac{L + L_b}{R + R_b} - \text{stała czasowa.}$$

Równanie to obowiązuje w okresie czasu  $T_k$  wyznaczonym przez kolejne momenty komutacji. Sygnał napięciowy  $U_b$  uzyskany na zaciskach bocznika opisany jest równaniem:

$$U_b(s) = I(s)(R_b + sL_b). \quad (2)$$

## 3. MODEL WZMACNIACZA POMIAROWEGO

Wartość sygnału opisanego równaniem (2) jest bardzo mała w odniesieniu do zakresu napięć wejściowych przetwornika A/D. Należy go wzmocnić przy zastosowaniu wzmacniacza

różnicowego. Wartość wzmocnienia  $k$  powinna zostać dobrana w taki sposób, aby przy minimalnej wartości mierzonego prądu wzmocniony sygnał przyjmował dolną wartość zakresową przetwornika A/D,  $U_{Imin} = -5$  V, a dla maksymalnej dopuszczalnej wartości prądu osiągał górną wartość zakresową przetwornika  $U_{Imax} = +5$  V. Napięcia wejściowe przekraczające znacznie te poziomy, spowodowane przez stany awaryjne lub zwarcia, powinny być neutralizowane przez analogowe układy zabezpieczające obwody wejściowe. Zakładając symetrię zasilania i odbiornika względem znaku sygnału oraz pomijając, dla uproszczenia obliczeń, właściwości dynamiczne bocznika, można oszacować statycznie wartość wzmocnienia  $k$  jako:

$$k = \frac{U_{I_{max}}}{R_b I_{max}} \quad (3)$$

Cenną i pożądaną właściwością scalonego, różnicowego wzmacniacza pomiarowego (np. AD620) jest możliwość korekcji jego wzmocnienia przez zmianę wartości rezystancji tylko jednego opornika. Zmiana rezystancji tego opornika nie wpływa na współczynnik CMRR całego wzmacniacza.

Dla rozważanych sygnałów wejściowych (rys. 1), przy założeniu że próbkowanie jest przeprowadzane w chwilach  $t_i$  z częstotliwością  $f_p = 100$  kHz, zmiany napięcia uzyskiwanego z bocznika dla kolejnych chwil próbkowania wynoszą zaledwie kilka mV. Uzasadnia to przyjęcie małosygnałowego modelu wzmacniacza.

W rozważanym układzie pomiaru prądu wymagana wartość wzmocnienia przekracza liczbę 10. Dla takich wzmocnień w katalogach [2],[3], przedstawiających parametry wzmacniaczy, prezentowana jest ich charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa, odpowiadająca charakterystyce obiektu inercyjnego pierwszego rzędu z podaną liczbowo wartością pasma 3dB (tabela 1).

Tabela 1

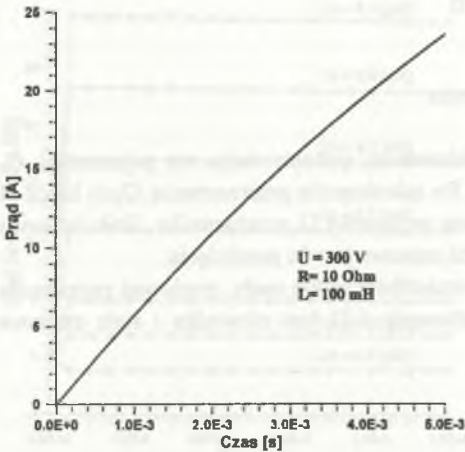
Przeгляд wybranych wzmacniaczy pomiarowych

MODEL	AD 521		AD522	AD524	AD620	AD621	AD624	AMP-05	SSM-2017
k	$f_{3dB}$	$f_{1\%}$	$f_{3dB}$	$f_{3dB}$	$f_{3dB}$	$f_{3dB}$	$f_{3dB}$	$f_{3dB}$	$f_{3dB}$
1	>2MHz	75kHz	300kHz	1MHz	1MHz	-	1MHz	3MHz	4MHz
10	300kHz	26kHz	-	400kHz	800kHz	800kHz	-	120kHz	2MHz
100	200kHz	24kHz	3kHz	150kHz	120kHz	200kHz	150kHz	120kHz	1MHz
200	-	-	-	-	-	-	100kHz	120kHz	-
500	-	-	-	-	-	-	50kHz	120kHz	-
1000	40kHz	6kHz	-	25kHz	12kHz	-	25kHz	-	200kHz

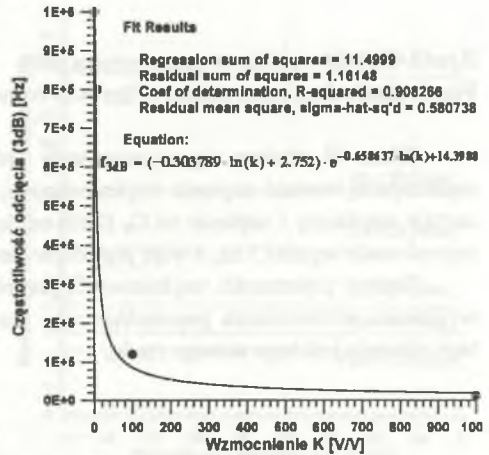
Dlatego też do wstępnych badań przyjęto uproszczony model dynamiki wzmacniacza, przybliżony przez transmitancję obiektu I rzędu o stałej czasowej  $T_w$ , związanej z jego 3 dB częstotliwością graniczną  $f_{3dB}$  (zależność (4)).

$$T_w = \frac{1}{2\pi f_{3dB}} \quad (4)$$

Dla przykładowego wzmacniacza AD620 oszacowano zależność pomiędzy jego wzmocnieniem a pasmem 3 dB (rys. 2).



Rys. 1. Przebieg prądu silnika po komutacji falownika  
Fig. 1. Transient of the machine first phase current after the inverter commutation



Rys. 2. Częstotliwość graniczna 3dB wzmacniacza w zależności od wzmocnienia, aproksymacja dla AD620  
Fig. 2. 3 dB bandwidth vs. amplifier gain (approximation for AD620)

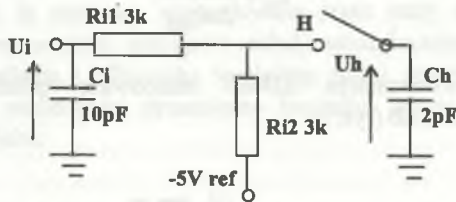
#### 4. OBWÓD WEJŚCIOWY PRZETWORNIKA ANALOGOWO-CYFROWEGO

W trakcie analizy układu należy również rozważyć wpływ impedancji wyjściowej stosowanego wzmacniacza oraz impedancji wejściowej przetwornika A/D na właściwości dynamiczne toru przetwarzania.

Obwód wejściowy 12-bitowego woltomierza scalonego MAX120 [3] przedstawiono na rys. 3. Równanie (5) opisuje realizowaną funkcję we-wy.

$$U_h = 0,5U_i \frac{1}{1 + 0,5sR_i C_h} - 2,5V, \quad (5)$$

gdzie:  $R_{i1} = R_{i2} = R_i$ .



Rys. 3. Obwód wejściowy przetwornika A/D

Fig. 3. Equivalent input circuit of the A/D converter

Klucz H otwiera się w momencie próbkowania, pozostawiając na pojemności  $C_h$  zapamiętaną wartość napięcia wejściowego  $U_i$ . Po zakończeniu przetwarzania ( $2\mu s$ ) klucz H zostaje zamknięty i napięcie na  $C_h$  śledzi napięcie wejściowe  $U_i$  przetwornika. Stała czasowa tego obwodu wynosi 3 ns, a więc jego odpowiedź czasowa jest do pominięcia.

Wpływ pojemności wejściowej  $C_i$  jest również pomijalnie mały, ponieważ rezystancja wyjściowa wzmacniacza poprzedzającego przetwornik A/D jest niewielka i stała czasowa tego obwodu jest tego samego rzędu.

## 5. OKREŚLENIE MIARY DYNAMICZNEGO BŁĘDU POMIARU

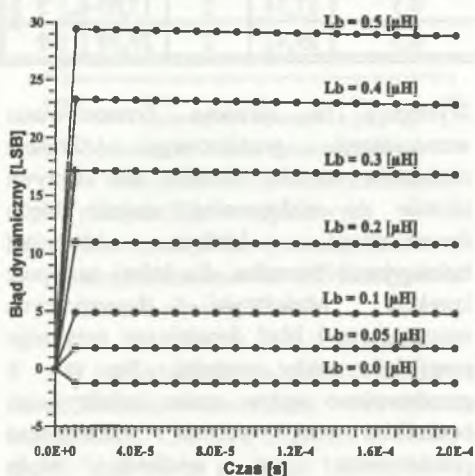
Każdy pomiar wartości chwilowej, w momentach pobierania próbki  $t_i$ , należy traktować niezależnie i dla niego określać błąd dynamiczny. Jako miarę tego błędu  $\Delta(t_i)$  przyjęto różnicę pomiędzy napięciem wejściowym  $U_i$  przetwornika A/D a wartością mierzonego prądu przemnożoną przez rezystancję bocznika oraz wartość stałoprądowego wzmocnienia wzmacniacza pomiarowego. Błąd ten został odniesiony do rozdzielczości 12-bitowego przetwornika A/D i wyrażony w LSB (6).

$$\Delta(t_i) = \frac{U_i(t_i) - R_b k I(t_i)}{(U_{Imax} - U_{Imin})} 2^{12} \quad (6)$$

Jeżeli błąd (6) jest mniejszy niż 1/4 LSB, to może być uznany za nieistotny w odniesieniu do błędów wnoszonych przez sam przetwornik. Pożądana jest taka konstrukcja toru pomiarowego, w której analogowe obwody wejściowe nie powodują powstania znaczących błędów dynamicznych.

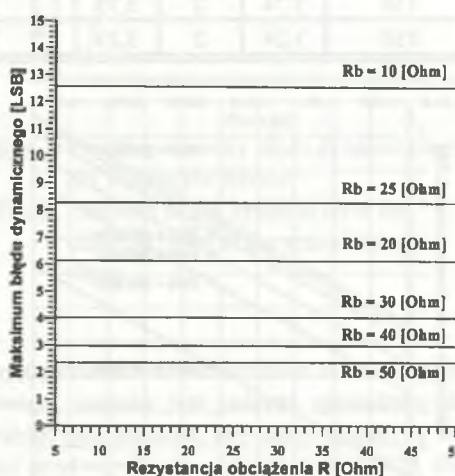
## 6. BADANIA SYMULACYJNE

Do badań symulacyjnych wybrano maszynę o parametrach  $R = 10 \Omega$  i  $L = 100 \text{ mH}$ , bocznik o  $R_b = 50 \text{ m}\Omega$  i  $L_b = 0,1 \mu\text{H}$  oraz wzmacniacz AD620 określony przez  $k = 25$  (3) i  $f_{3\text{dB}} = 381,57 \text{ kHz}$  (rys. 2). Rys. 4 przedstawia zależność błędu dynamicznego w początkowym okresie po przełączeniu falownika dla kilku wartości indukcyjności bocznika. Przeprowadzone badania symulacyjne wykazały, że maksymalna wartość błędu dynamicznego powstaje w momencie pobrania drugiej próbki.



Rys. 4. Wartości błędu dynamicznego tuż po przełączeniu falownika dla różnych wartości indukcyjności bocznika  $L_b$

Fig. 4. Transient of the dynamic error for different shunt inductance  $L_b$



Rys. 5. Wpływ zmiany rezystancji silnika na wartość maks. błęd dynamicznego dla różnych wartości rezyst. bocznika  $R_b$

Fig. 5. Maximum of the dynamic error vs. load resistance  $R$  for different shunt  $R_b$

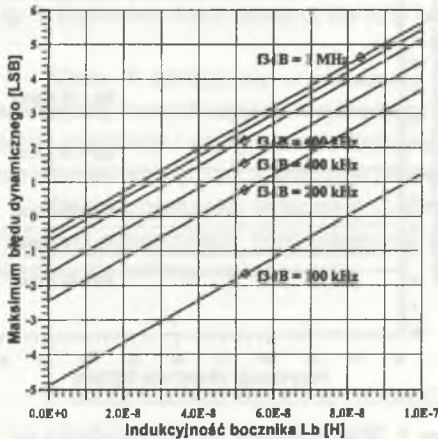
Symulowana zmiana rezystancji obiektu odzwierciedla zmiany obciążenia badanego napędu. Ponadto może obejmować także zmiany parametrów maszyny. Zmiany te nie wpływają znacząco na maksymalną wartość błęd dynamicznego (rys. 5). Jednak zmniejszenie rezystancji bocznika wymusza wzrost wzmocnienia wzmacniacza i obniżenie jego częstotliwości granicznej. Skutkuje to wzrostem błęd dynamicznego.

Wyniki kolejnych symulacji przy zmianie indukcyjności obciążenia oraz bocznika przedstawia tabela 2. Wzrost indukcyjności obciążenia powoduje zmniejszenie maksymalnej wartości błęd dynamicznego. Jest to spowodowane mniejszą szybkością zmian prądu obiektu. Natomiast wzrost indukcyjności bocznika powoduje wzrost wartości błęd dynamicznego.

Tabela 2

Zestawienie wyników badań symulacyjnych błędu dynamicznego

Parametr: $L$ [mH]	$R = 5 \Omega$		$R = 50 \Omega$		Parametr: $L_b$ [ $\mu$ H]	$R = 5 \Omega$		$R = 50 \Omega$	
	$\Delta_{max}$ [LSB]	nr próbki	$\Delta_{max}$ [LSB]	nr próbki		$\Delta_{max}$ [LSB]	nr próbki	$\Delta_{max}$ [LSB]	nr próbki
50	9,72	2	9,63	2	0,0	-1,281	2	-1,275	2
70	6,94	2	6,90	2	0,05	1,79	2	1,78	2
90	5,40	2	5,37	2	0,1	4,86	2	4,84	2
110	4,42	2	4,40	2	0,2	11,00	2	10,95	2
130	3,74	2	3,73	2	0,3	17,14	2	17,07	2
150	3,24	2	3,23	2	0,5	29,42	2	29,30	2



Rys. 6. Maksimum błędu dynamicznego w funkcji indukcyjności bocznika dla wzmacniacza o różnych częstotliwościach granicznych

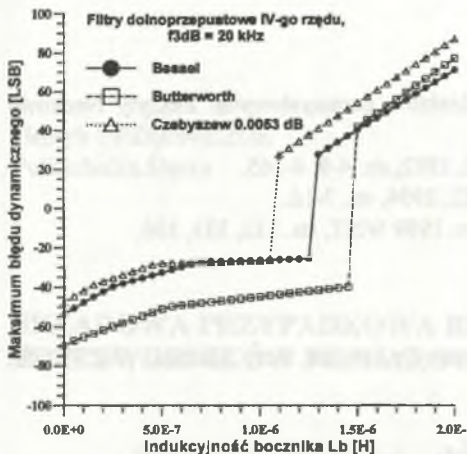
Fig. 6. Maximum of the dynamic error vs. shunt inductance for different amplifier bandwidth

Występuje tu zjawisko przesterowania wzmacniacza pomiarowego. Zmiana obciążenia napędu również nie wpływa istotnie na maksymalną wartość błędu dynamicznego. Istnieje natomiast indukcyjność bocznika, dla której następuje korekta właściwości dynamicznych wzmacniacza i błąd dynamiczny przyjmuje pomijalnie małe wartości. Na rys. 6 przedstawiono wpływ zmian indukcyjności bocznika oraz pasma wzmacniacza pomiarowego na wielkość błędu dynamicznego. Teoretycznie dla każdej wartości indukcyjności bocznika można dobrać wzmacniacz o paśmie umożliwiającym korekcję błędu dynamicznego. Jednak dla boczników o małej indukcyjności występuje szerszy margines zmian pasma wzmacniacza umożliwiający zadowalające zmniejszenie błędów dynamicznych.

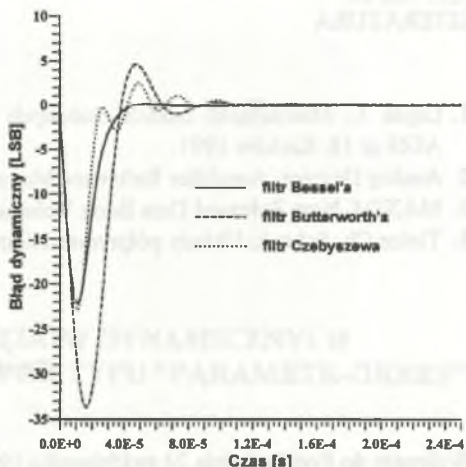
## 7. ZASTOSOWANIE FILTRU DOLNOPRZEPUSTOWEGO

Pomiędzy wzmacniaczem a przetwornikiem A/D zalecane jest włączenie filtra dolnoprzepustowego. W badaniach symulacyjnych zbadano wpływ filtra typu Butterwortha, Czebyszewa oraz Bessela rzędu IV o częstotliwości granicznej  $f_{3dB} = 20$  kHz [4].





Rys. 7. Maksimum błędu dynamicznego w funkcji indukcyjności bocznika dla różnych filtrów wejściowych  
 Fig. 7. Maximum of the dynamic error vs. shunt inductance for different types of the anti-aliasing filters



Rys. 8. Przebieg czasowy błędu dynamicznego dla wybranych filtrów  
 Fig. 8. Transient of the dynamic error for different types of the anti-aliasing filters

W rozważaniach modelowych można przyjąć jednostkowe wzmocnienie zastosowanego filtru. Wartość wzmocnienia toru pomiarowego ustalona jest jednym opornikiem na wzmacniaczu. Dla filtru Czebyszewa należy przyjąć taką falistość, aby wprowadzony w ten sposób błąd był na poziomie 1/4 rozdzielczości przetwornika, co daje wartość 0,0053 dB. Wyniki symulacji tak rozbudowanego układu przedstawiają rys. 7 i 8. Wprowadzenie do toru pomiarowego zalecanego filtru może uniemożliwić korekcję błędu dynamicznego w początkowym okresie po komutacji falownika.

### 8. WNIOSKI KOŃCOWE

1. Występuje możliwość korekcji właściwości dynamicznych wzmacniaczy pomiarowych przez indukcyjność bocznika.
2. Zmiany mocy czynnej pobranej przez odbiornik nie powodują powstania znaczących błędów dynamicznych.
3. Zastosowanie bardzo wysokiej częstotliwości próbkowania (np. 500 kHz) oraz odpowiednich algorytmów DSP umożliwia korzystanie z filtrów antyaliasingowych o niezbyt stromych charakterystykach pasma przejściowego.
4. Eksperymentalne wyznaczenie nie podawanych przez katalogi parametrów dynamicznych wybranych wzmacniaczy pomiarowych umożliwia określenie jego pełniejszego modelu jako obiektu wyższego rzędu, co pozwala na rozszerzenie badań symulacyjnych.

## LITERATURA

1. Gajda J.: Mierzalność modeli złożonych obiektów przemysłowych. Zeszyty Naukowe AGH nr 18, Kraków 1991.
2. Analog Devices, Amplifier Reference Manual, 1992, str. 4-9; 4-165.
3. MAXIM, New Released Data Book Volume III, 1994, str. 7-16.
4. Tietze Ch. Schenk: Układy półprzewodnikowe. 1989 WNT, str. 332, 333, 336.

Recenzent: Dr hab. inż. Jerzy Jakubiec, prof. Pol. Śl.

Wpłynęło do Redakcji dnia 24 października 1996 r.

**Abstract**

The sliding mode or fuzzy logic control algorithms of the inverter fed drives require exact measurement results of the instantaneous values of the drive currents. Shunts are often used for measuring of these variables. The load current of the drive takes an exponential shape at time domain. The shunt is described as the first order object of inductance type.

The output signal of the shunt has to be amplified to correspond with a span of the A/D converter. The amplifier is described as the first order object of the inertial type with first pole adjacent to the -3 dB upper band frequency. This frequency depends on the gain of the instrumentation amplifier.

The maximum value of a difference between the output signal of the amplifier and the current multiplied by shunt resistance and dc gain of the amplifier has been used as a dynamic error. This error has been related to the resolution of the A/D converter. The sampling frequency has been set as the 100 kHz value. The dynamic error takes the maximum value of about 20 LSB for the second or third sample. This error may be corrected to the 0 for some values of the shunt inductance and the amplifier band frequency.

The influence of the anti-aliasing filter on the dynamic error has been examined. The Butterworth, Chebyshev and Bessel filters have been taken under consideration. It turned out during the simulation that because of the dynamic features of the amplifier these filters are not necessary in a real measurement channel.