

Cyfrowy pomiar prędkości obrotowej w napędzie elektrycznym

Stefan Brock
Krzysztof Zawirski*

Zaprezentowana i rekomendowana przez autorów zmodyfikowana metoda M/T pomiaru prędkości obrotowej ma dobre właściwości statyczne i dynamiczne, wykazuje poprawne działanie przy prędkości równej zero, co pozwala stosować ją z powodzeniem w torach sprzężenia zwrotnego mikroprocesorowych układów regulacji, ponadto gwarantuje zachowanie stałego okresu próbkowania, co stanowi jej przewagę nad innymi cyfrowymi metodami pomiaru prędkości.

Pomiar prędkości odgrywa ważną rolę w układach automatyki przemysłowej, zwłaszcza w układach regulacji napędów elektrycznych, jako sygnał sprzężenia zwrotnego. Czujniki stosowane do pomiaru prędkości obrotowej można podzielić na dwie główne kategorie:

- bezpośrednio przetwarzające prędkość obrotową na sygnał elektryczny
- wyznaczające prędkość obrotową poprzez różniczkowanie kąta obrotu.

Do pierwszej kategorii należy prądniczka tachometryczna, natomiast do drugiej przetworniki obrotowo-impulsowe z wyjściem cyfrowym lub z wyjściem analogowym, przetworniki kodowe oraz resolwery.

Dla cyfrowych układów regulacji konieczne jest przetworzenie sygnału prądniczki tachometrycznej do postaci cyfrowej. Wymaga to dopasowania sygnału napięciowego prądniczki do zakresu wejściowego przetwornika A/C (zwykle ± 10 V). Tak znormalizowany sygnał jest następnie filtrowany w celu usunięcia składowej przemienopądowej oraz zapobieżenia zjawiskom aliasingowym. Następnie sygnał jest przetwarzany przez przetwornik A/C, zwykle o rozdzielczości 12-14 bitów. Cały tor przetwarzania analogowego musi być zaprojektowany z uwzględnieniem wysokiego poziomu zaburzeń elektromagnetycznych występujących zwykle w układach napędowych.

Przetworniki obrotowo-impulsowe wytwarzają impulsy, których liczba jest proporcjonalna do kąta obrotu. Mierzac w ten sposób przebytą drogę kątową w określonym czasie, można określić prędkość obrotową. Zastosowanie dwóch wyjść sygnałów (A i B), przesuniętych względem siebie, umożliwia określenie kierunku obrotu. Zwykle jest stosowany dodatkowy sygnał wyjściowy umożliwiający określenie położenia przetwornika w ramach jednego obrotu. Dostępne są przetworniki impulsowo-obrotowe o 100 do 10000 imp/obr.

Kluczowe znaczenie dla doboru przetwornika obrotowo-impulsowego ma maksymalna częstotliwość impulsów, która zależy od zastosowanej techniki transmisji sygnałów i nie przekracza 250 kHz.

Większą rozdzielczość mają przetworniki impulsowo-obrotowe z wyjściem analogowym typu sin/cos wraz z układami interpolacji. Przy odpowiednim wykonaniu tarczy oraz układów nadajnika i odbiornika optycznego sygnały wyjściowe mają kształt sinusoidalny. Możliwe jest następnie przeprowadzenie interpolacji tych sygnałów za pomocą przetworników analogowo-cyfrowych. W efekcie zastępcza liczba impulsów ulega powieleniu o współczynnik interpolacji z zakresu 4 – 256.

Metody cyfrowych pomiarów prędkości

Do cyfrowych pomiarów prędkości obrotowej używa się najczęściej przetwornika obrotowo-impulsowego, który pozwala na dyskretny pomiar kąta obrotu ($\Delta\theta$). W takiej sytuacji konieczne jest przekształcenie formuły definiującej prędkość obrotową:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (1)$$

do postaci dyskretniej:

$$\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta T} \quad (2)$$

Przedział czasu (ΔT) występujący we wzorze (2) jest mierzony również w sposób dyskretny za pomocą odpowiedniego cyfrowego układu czasowego. Jest oczywiste, że pomiar cyfrowy, zgodnie ze wzorem (2), prowadzi do wyliczenia jedynie wartości średniej prędkości w okresie ΔT . W znanych metodach cyfrowego pomiaru prędkości wzór (2) jest wykorzystywany przy różnych założeniach co do wartości bezpośrednio mierzonych ($\Delta\theta$ oraz ΔT) lub korzysta się z pewnych jego modyfikacji. Dalej zostaną scharakteryzowane dwie podstawowe, powszechnie znane metody pomiarowe i dwie nowe metody stanowiące wyniki prac badawczych opublikowanych w ostatnich latach.

* dr inż. Stefan Brock i dr hab. inż. Krzysztof Zawirski
– Instytut Automatyki i Inżynierii Informatycznej,
Politechnika Poznańska

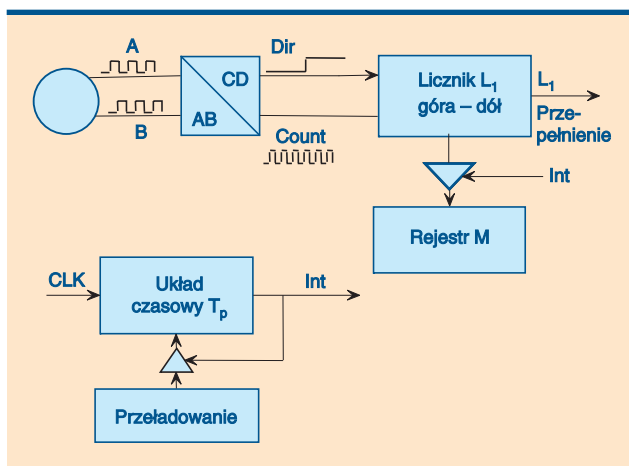
Zliczanie impulsów w stałym okresie (metoda M)

Opisany sposób pomiaru prędkości jest zaliczany do dwóch podstawowych metod (opisanych w [2, 5]) i polega na przyjęciu we wzorze (2) stałego okresu ΔT . W takiej sytuacji założony czas pomiaru ($\Delta T = T_p$) odmierza odpowiedni układ czasowy, natomiast przyrost kąta jest mierzony przez zliczanie impulsów impulsatora, przy czym każdy impuls odpowiada zmianie kąta o elementarny przyrost:

$$\Delta\theta_0 = \frac{2\pi}{N} \quad (3)$$

gdzie N – liczba impulsów na obrót.

Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawia rys. 1. Licznik L_1 zlicza impulsy impulsatora, przetworzone z ciągu impulsów A i B na pojedynczy ciąg impulsów COUNT o dwu lub czterokrotnie podwyższonej częstotliwości i bit znaku DIR. Czas zliczania ustala układ czasowy T_p , a na podstawie jego sygnału układ sterowania generuje sygnały przepisania wartości licznika do rejestru (M) i jego wyzerowania.



Rys. 1. Schemat blokowy układu pomiarowego wg metody M

Wstawiając do (2) zależność (3) i przyjmując założony czas pomiaru T_p , otrzymuje się wzór na prędkość kątową

$$\omega = \frac{2\pi}{N} \cdot \frac{M}{T_p} \quad (4)$$

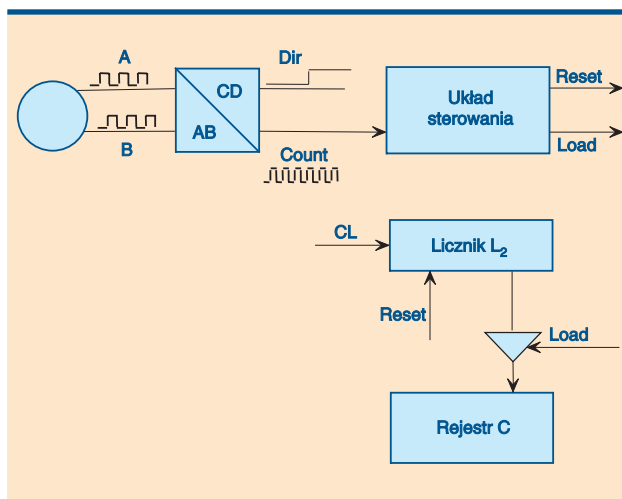
Ze względu na proporcjonalność liczby impulsów M do prędkości obrotowej, ta metoda jest chętnie stosowana w prostych tachometrach cyfrowych. Błąd zliczania impulsów (błąd rozdzielczości licznika) wynosi ± 1 i jest szczególnie istotny dla małych prędkości obrotowych, gdyż błąd względny (Δ_M %) wyliczany z wzoru:

$$\Delta_M \% = \frac{\pm 1}{M} \cdot 100 \% \quad (5)$$

przyjmuje wówczas znaczne wartości. Zapewnienie dużej liczby M przy określonej prędkości wymaga przyjęcia odpowiednio długiego czasu pomiaru, a zatem uniemożliwia zapewnienie dobrej dynamiki regulacji związanej z krótkim okresem próbkowania.

Pomiar okresu impulsów impulsatora (metoda T)

Metoda ta należy, podobnie jak metoda M, do tradycyjnych rozwiązań cyfrowych układów pomiarowych. Jej specyfika polega na pomiarze okresu impulsów impulsatora, co odpowiada przyjęciu we wzorze (2) stałego przyrostu kąta, równego elementarnemu przyrostowi kąta impulsatora $\Delta\theta_0$ – (wzór 3). Cyfrowy pomiar okresu odbywa się z użyciem generatora wzorcowego, generującego impulsy CLK o częstotliwości f_g i licznika (L_2) zliczającego te impulsy. Strukturę układu pomiarowego przedstawia rys. 2.



Rys. 2. Schemat blokowy układu pomiarowego wg metody T

W odróżnieniu od metody poprzedniej licznik liczy impulsy zegarowe w okresie ustalonym przez kolejne impulsy impulsatora. Każdy kolejny impuls impulsatora powoduje przepisanie wyniku licznika L_2 , tj. liczby C do rejestru, a następnie wyzerowanie licznika, co rozpoczyna kolejny cykl pomiarowy. Zmierzony okres impulsów określa wzór:

$$T_p = C \cdot \frac{1}{f_g} \quad (6)$$

Wzór na wartość prędkości obrotowej wyliczanej z (2), (3) i (6) przyjmuje postać:

$$\omega = \frac{2\pi}{N} \cdot f_g \cdot \frac{1}{C} \quad (7)$$

Wadą metody jest hiperboliczna zależność pomiędzy prędkością mierzoną a liczbą impulsów C . Błąd zliczania impulsów (błąd rozdzielczości) wynoszący ± 1 powoduje błąd względny [2]

$$\Delta_T \% = \frac{1}{C-1} \cdot 100 \% \quad (8)$$

Ze wzoru (8) i analizy zależności (7) wynika, że dokładność metody pogarsza się wraz ze wzrostem prędkości kątowej, której towarzyszy zmniejszenie liczby C . Dodatkowy kłopot sprawia zakres prędkości najmniejszych, dla których liczba C osiąga znaczne wartości. Zakładając skończoną pojemność licznika L_2 (liczba C_{\max}), można wyznaczyć najmniejszą prędkość, poniżej której licznik zostaje zapełniony i wyniki pomiaru nie są rozróżniane (strefa nieczułości):

$$\omega_{\min} = \frac{2\pi}{N} \cdot f_g \cdot \frac{1}{C_{\max}} \quad (9)$$

Inną niedogodnością metody T, istotną zwłaszcza przy zastosowaniach w układach regulacji, jest zmienny w szerokich granicach okres pomiaru, co jest równoznaczne ze zmiennym okresem próbkowania regulatora. Wymienione wady metod T i M skłoniły do poszukiwania i opracowania rozwiązań alternatywnych [1, 2, 5, 6, 7, 8].

Metoda kombinowana (M/T)

W [2] przedstawiono metodę pozbawioną głównych wad metod tradycyjnych, a więc zapewniającą dużą dokładność statyczną przy zachowaniu ograniczonych zmian okresu pomiarowego. Metoda wyróżnia się dwoma podstawowymi cechami:

- nie narzuca stałości żadnej z dwóch wielkości ($\Delta\theta$, ΔT) występujących w wyrażeniu (2)
- synchronizuje działanie układu pomiarowego z impulsami impulsatora.

Pierwsza z wymienionych cech, brak stałości wielkości występujących w (2) powoduje, że zachodzi potrzeba pomiaru zarówno przyrostu kąta ($\Delta\theta$) jak i przyrostu czasu (ΔT). Do pomiaru tych wielkości wykorzystuje się zatem dwa liczniki L_1 i L_2 . Liczniki te działają podobnie jak w metodach opisanych poprzednio, tzn. L_1 liczy impulsy impulsatora, a L_2 impulsy generatora wzorcowego. W ten sposób stan licznika L_1 (liczba M) pozwala wyliczyć zmianę kąta:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{N} \cdot M \quad (10)$$

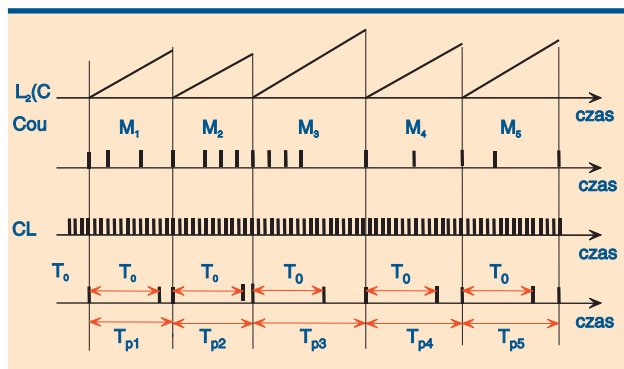
a stan licznika L_2 (liczba C) przyrost czasu, w którym ta zmiana się dokonała:

$$\Delta T = \frac{1}{f_g} \cdot C \quad (11)$$

Na podstawie $\Delta\theta$ oraz ΔT oblicza się prędkość, wstawiając (10) i (11) do (2)

$$\omega = \frac{2\pi}{N} \cdot f_g \cdot \frac{M}{C} \quad (12)$$

Uzyskanie dobrej dokładności pomiaru wymaga zachowania odpowiednio dużej dokładności zliczania przez oba liczniki. Licznik L_2 zlicza z rozdzielczością ± 1 , jednak liczba zliczonych impulsów jest duża dzięki odpowiednio dobranej częstotliwości generatora, co gwarantuje utrzymanie małego względnego błędu rozdzielczości, obliczanego z (8). Liczba M w liczniku L_1 przyjmuje wartości zdecydowanie mniejsze, w skrajnym wypadku dla najmniejszych prędkości wynosi 1. Zachowanie odpowiedniej dokładności statycznej w tej sytuacji wymagało przyjęcia specjalnego rozwiązania, które polega na synchronizowaniu czasu zliczania impulsów, czyli czasu pomiaru $\Delta T = T_p$ z impulsami impulsatora, co sprawia, że licznik L_1 liczy dokładnie. W metodzie tej czas pomiaru jest zmienny, ale narzuca się najmniejszą jego wartość T_0 . Zasadę działania metody ilustruje rys. 3. Widoczne jest synchronizowanie chwili rozpoczęcia i zakończenia okresu zliczania impulsów



Rys. 3. Ilustracja zasady działania metody M/T

przez oba liczniki z impulsami impulsatora. Po sygnale rozpoczęcia pomiaru pierwszy nadchodzący impuls impulsatora rozpoczyna okres pomiarowy i jednocześnie uruchamia układ czasowy. Pierwszy impuls nadchodzący po odmierzeniu czasu T_0 zamyka cykl pomiarowy i jednocześnie rozpoczyna cykl następny. Wobec tego z chwilą zakończenia jednego cyklu mikroprocesor odczytuje stan obu liczników, po czym liczniki zostają wyzerowane. Z zasady działania układu wynika, że czas pomiaru T_p zmienia się losowo od wartości minimalnej T_0 do wartości powiększonej o pewien przyrost, w skrajnym wypadku równy okresowi impulsów impulsatora, a zatem określa go nierówność

$$T_0 \leq T_p \leq T_0 + \frac{2\pi}{N \cdot \omega} \quad (13)$$

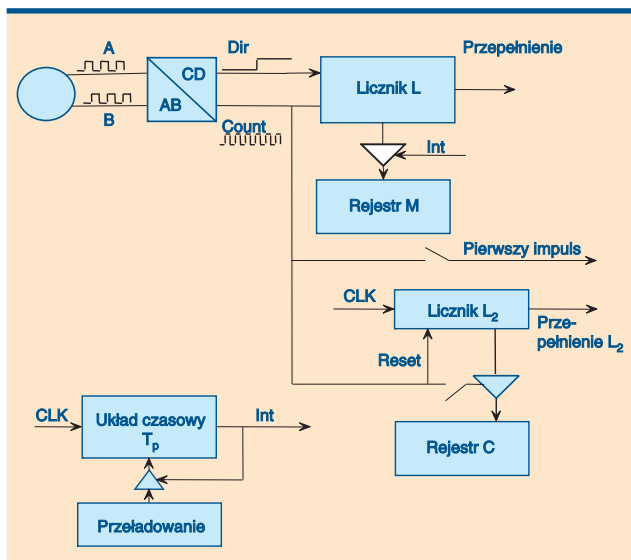
Z nierówności (13) wynika, że maksymalny czas pomiaru jest powiększony w stosunku do czasu T_0 o przyrost odwrotnie proporcjonalny do mierzonej prędkości kątowej. Ta zmienność czasu pomiaru jest wadą metody M/T i w konsekwencji narzuca zmienny okres próbkowania układu regulacji. Wady tej pozbawiona jest metoda zmodyfikowana.

Metoda zmodyfikowana M/T ze stałym okresem próbkowania

Celem modyfikacji dokonanej przez autorów [3, 4] jest wprowadzenie stałego okresu próbkowania przy zachowaniu dokładności metody oryginalnej. Podstawowa zmiana dotyczy działania licznika L_2 , który liczy podobnie jak poprzednio impulsy generatora wzorcowego, z tym że jest zerowany z chwilą pojawienia się każdego impulsu impulsatora. Strukturę układu pomiarowego pokazano na rys. 4. Charakterystyczne dla tej metody jest występowanie impulsów przerwań (INT), które wyznaczają stały okres próbkowania układu regulacji. Impulsy te powodują odczyt stanu obu liczników: L_1 – liczba M oraz L_2 – liczba $C(k)$. Czas pomiaru jest wyliczany na podstawie aktualnego stanu licznika $L_2 - C(k)$ i jego stanu poprzedniego $- C(k-1)$.

$$T_p = T_s - [C(k) - C(k-1)] \cdot \frac{1}{f_g} \quad (14)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{N} \cdot \frac{M}{T_p} \quad (15)$$



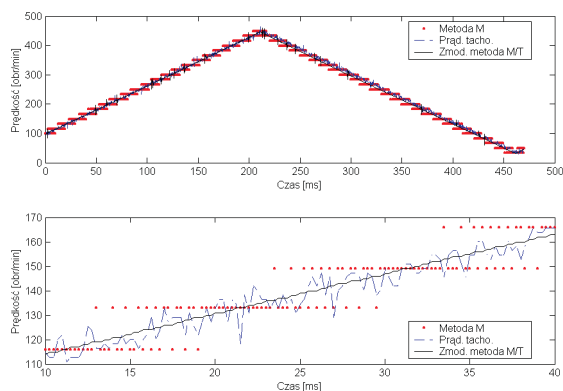
Rys. 4. Schemat blokowy układu pomiarowego wg zmodyfikowanej metody M/T

Metoda spełnia przyjęte założenia stałości okresu próbkowania, bo mimo zmiennego okresu pomiarowego uzyskuje się wynik aktualnego pomiaru w chwilach próbkowania (INT). Jednocześnie jest zachowana dokładność statyczna metody M/T, gdyż okres pomiaru jest synchronizowany z impulsami impulsatora.

Wyniki badań eksperymentalnych

Badania przeprowadzono na stanowisku zbudowanym z silnika synchronicznego o magnesach trwałych, zasilanego z falownika tranzystorowego. Na wale silnika zainstalowano przetwornik obrotowo-impulsowy o liczbie impulsów na obrót $N = 4096$ oraz dodatkowo prądnicę tachometryczną. Dzięki temu istniała możliwość porównania pomiaru analogowego prędkości z pomiarami cyfrowymi. Wyniki wszystkich pomiarów były rejestrowane cyfrowo (analogowych po przetworzeniu) w pamięci systemu mikroprocesorowego, a następnie prezentowane na ekranie oscyloskopu.

Rys. 5 ilustruje wyniki pomiarów uzyskane metodą analogową z użyciem prądnicy tachometrycznej i prze-



Rys. 5. Wyniki pomiarów dla wybranych metod: metodą analogową z wykorzystaniem prądnicy tachometrycznej i przetwornika A/C, cyfrową metodą M, cyfrową metodą M/T zmodyfikowaną

twornika A/C, metodą cyfrową M oraz metodą cyfrową M/T zmodyfikowaną. Różnice w przebiegu sygnałów pomiarowych są dobrze widoczne w dolnej części rysunku pokazującej przebiegi powiększone. Na rysunku można zauważyć dyskretny charakter pomiaru metodą M, z rozdzielczością ± 1 , oraz niemal gładki sygnał pomiarowy metody M/T zmodyfikowanej. Sygnał analogowy jest, w odróżnieniu od sygnałów cyfrowych, obarczony zakłóceniami wielkiej częstotliwości. Na podkreślenie zasługuje fakt, że w trakcie postoju silnika (przed rozruchem i po zahamowaniu silnika) sygnał pomiaru cyfrowego pokazuje poprawnie prędkość równą zero.

Wnioski

W artykule dokonano przeglądu metod pomiarowych prędkości obrotowej stosowanych w mikroprocesorowych układach sterowania. Scharakteryzowano właściwości metody z sygnałem analogowym wykorzystującej prądnicę tachometryczną i przetwornik A/C oraz wybranych metod pomiaru cyfrowego, ukazując ich wady i zalety potwierdzone badaniami laboratoryjnymi.

Zaprezentowana w artykule i rekomendowana przez autorów zmodyfikowana metoda M/T pomiaru prędkości obrotowej ma dobre właściwości statyczne i dynamiczne i wykazuje poprawne działanie przy prędkości równej zero, co pozwala stosować ją z powodzeniem w torach sprzężenia zwrotnego mikroprocesorowych układów regulacji. Opiszana metoda gwarantuje zachowanie stałego okresu próbkowania, co stanowi jej przewagę nad innymi cyfrowymi metodami pomiaru prędkości.

Bibliografia

1. Barrero F. i in.: FPGA Implementation of a Digital Tachometer for Angular position and Speed Measurement. Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications, EPE'99, Lausanne, September 1999.
2. Bonert R.: Digital Tachometer with Fast Dynamic response Implemented by a Microprocessor. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 19, No. 6, 1983.
3. Brock S., Zawirski K.: Improved digital speed measurement method. Inter. Conf. on Electrical Drives and Power Electronics. 5-7.10.1999, The High Tatras, Slovakia. s. 170-174.
4. Brock S., Zawirski K.: Speed Measurement Method for Digital Control System. Proc. of European Conf. on Power Electronics and Applications, EPE'2001, Graz, 2001.
5. Galvan E., Torralba A., Franquelo L. G.: ASIC Implementation of a Digital Tachometer with High Precision in a Wide Speed Range. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 43, No. 6, 1996.
6. Kavanagh R. C.: Improved Digital Tachometer With Reduced Sensitivity to Sensor Nonideality. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, No 4, August 2000, s. 890-897.
7. Moynihan J. Y., Kettle P., Murray A.: High Performance Control of AC Servomotors Using an Integrated DSP. Proc. of Intelligent Motion 1998.
8. Prokin M.: Extremely wide-range speed measurement using a double-buffered method. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 41, No. 5, 1994.