

STEROWANIE CZASOOPTYMALNE SYSTEMEM POZYCJONOWANIA GŁOWIC Dysków Twardych

TOMASZ TRAWIŃSKI

*Katedra Mechatroniki, Politechnika Śląska
e-mail: tomasz.trawinski@polsl.pl*

Streszczenie. W artykule wyprowadzono równania opisujące sterowanie czasooptymalne silnikiem VCM, stosowanym w napędach systemu pozycjonowania dysków twardych. Przedstawiono implementacje sterowania czasooptymalnego w środowisku MATLAB/Simulink. Opracowany algorytm sterowania został implementowany na platformie czasu rzeczywistego dSpace 1104. Przedstawiono wyniki badań pomiarowych, które zostały skonfrontowane z wynikami uzyskanymi na drodze symulacji.

1. WSTĘP

Proces pozycjonowania głowic przez system pozycjonowania nowoczesnych pamięci masowych (dysków twardych) zwykle składa się z kilku etapów, do których zalicza się: etap wyszukiwania (z ang. seek mode), etap umiejscawiania (z ang. settling mode) oraz etap śledzenia ścieżek (z ang. following mode) [1-3]. W zależności od etapu pracy, w jakim znajduje się system pozycjonowania głowic, stosowane są różne algorytmy automatycznego sterowania. Do podstawowego algorytmu sterowania, używanego w etapie wyszukiwania, zalicza się sterowanie czasooptymalne. Sterowanie to jednak posiada pewne wady, które ujawniają się wówczas, gdy system pozycjonowania znajduje się w pobliżu zadanej pozycji lub zajął daną pozycję i wtedy dochodzi do powstawania tzw. zjawiska chatteringu – szybkiego przełączania napięcia zasilającego główny silnik napędowy – silnik VCM [4]. Prowadzi to do drgań o dużych częstotliwościach, co uniemożliwia proces śledzenia ścieżek z danymi. Dlatego ten rodzaj sterowania stosowany jest głównie w etapie wyszukiwania.

2. STEROWANIE CZASOOPTYMALNE

Równanie opisujące własności dynamiczne silnika VCM, w którym przyjęto uproszczenia: pominięto obwód twornika, założono stałą wartość indukcji w szczelinie powietrznej; zasilanego z idealnego źródła prądowego oraz przy pominięciu tarcia i tłumienia w przegubie obrotowym (umieszczonym w ramieniu systemu pozycjonowania – tzw. E-bloku [4-7]), napędzającego system pozycjonowania głowic dysków twardych [6] ma postać:

$$J\ddot{\vartheta} = k_t i \quad (1)$$

gdzie: J – masowy moment bezwładności, ϑ – kąt obrotu wirnika silnika, k_t – stała momentu, i – prąd twornika, t – czas.

Równanie (1) wygodnie jest zapisać w postaci układu dwóch równań różniczkowych pierwszego rzędu:

$$\dot{\mathcal{G}} = \omega; \quad \dot{\omega} = J^{-1} k_t i \quad (2)$$

gdzie: ω - prędkość kątowna.

Niech będą dane następujące warunki początkowe (indeks p) i końcowe (indeks k) na prędkości i przemieszczenia kątowe:

$$\{\omega_p = 0, \mathcal{G}_p = \mathcal{G}_0\}, \quad \{\omega_k = 0, \mathcal{G}_k = 0\} \quad (3)$$

Jako kryterium jakości sterowania przyjmuje się wskaźnik jakości odpowiadający sterowaniu czasooptymalnemu [8]:

$$Q = \int_0^{t_r} f_0(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) dt = \int_0^{t_r} 1 dt \quad (4)$$

gdzie: f_0 - funkcja strat chwilowych, \mathbf{x} - wektor zmiennych stanu (przemieszczenie i prędkość kątowna), \mathbf{u} - wektor sterowań (prąd twornika).

Dla równań różniczkowych opisujących stan obiektu (2) oraz wybranego kryterium optymalizacji (wskaźnika jakości) (4) oblicza się hamiltonian układu, który dany jest równaniem [8]:

$$H = H(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \boldsymbol{\psi}, t) = -f_0 + \sum_{i=1}^n \psi_i f_i \quad (5)$$

gdzie: f_0 - funkcja strat chwilowych, ψ_i - zmienna sprzężona, f_i - prawe strony równań (2), które po podstawieniach wzorów (2) i (4) przyjmuje postać:

$$H = -f_0 + \sum_{i=1}^n \psi_i f_i = -1 + \psi_1 \omega + \psi_2 \frac{k_t}{J} i \quad (6)$$

Z powyższego wyrażenia wynika, że hamiltonian zależy liniowo od sterowania i , co oznacza, że przyjmuje wartość maksymalną w zależności od znaku zmiennej pomocniczej ψ_2 . Oznacza to, że sterowanie będzie miało charakter przełącznika idealnego:

$$\hat{i} = i_{\max} \operatorname{sgn} \psi_2 \quad (7)$$

gdzie: i_{\max} - maksymalna wartość prądu twornika.

Zmienne sprzężone oblicza się, rozwiązując równania różniczkowe postaci:

$$\dot{\psi}_i = \frac{\partial f_0}{\partial x_i} - \sum_{j=1}^n \psi_j \frac{\partial f_j}{\partial x_i}, \quad i = 1, 2..n \quad (8)$$

co w analizowanym przypadku przyjmuje postać dwóch liniowych równań różniczkowych zwyczajnych. Całkując powyższe równania, uzyskuje się rozwiązanie z dwoma stałymi całkowania C_1 i C_2 :

$$\psi_1 = C_1; \quad \psi_2 = C_2 - C_1 t \quad (9)$$

Następnie podstawia się obliczone wartości maksymalnego sterowania (7) oraz zmienne sprzężone (9) do wyrażań różniczkowych obiektu sterowania (2), otrzymując:

$$\dot{\mathcal{G}} = \omega; \quad \dot{\omega} = J^{-1} k_t \cdot i_{\max} \operatorname{sgn}(C_2 - C_1 t) \quad (10)$$

Całkowanie powyższego układu równań należy rozpocząć od drugiego z nich. W efekcie uzyskuje się wyrażenie opisujące zależność prędkości kątownej od czasu, w którym występuje nowa stała całkowania B_1 :

$$\omega = \pm J^{-1} k_t \cdot i_{\max} t + B_1 \quad (11)$$

Obliczoną wartość prędkości kątownej należy podstawić do pierwszego równania (10) i ponownie scałkować, uzyskując wyrażenie opisujące zależność przemieszczenia kątowego od czasu, w którym występuje dodatkowa stała całkowania B_2 :

$$\mathcal{G} = \pm \frac{1}{2} \frac{k_t}{J} \cdot i_{\max} t^2 + B_1 t + B_2 \quad (12)$$

Stałe całkowania B_1 i B_2 oblicza się, korzystając z warunków początkowych w chwili czasu $t = 0$. Po podstawieniach obliczonych stałych całkowania do równań obiektu (11) i (12) otrzymuje się:

$$\omega = \pm \frac{k_t}{J} \cdot i_{\max} t; \quad \vartheta = \pm \frac{1}{2} \frac{k_t}{J} \cdot i_{\max} t^2 + \vartheta_0 \quad (13)$$

Analizując powyższe równania można stwierdzić, że układ porusza się ruchem obrotowym jednostajnie przyspieszonym w zakresie dodatniego wymuszenia $+i_{\max}$ a ruchem jednostajnie opóźnionym w zakresie ujemnego wymuszenia $-i_{\max}$. Zachodzi jeszcze konieczność obliczenia chwili przełączenia sterowania, czyli czasu przełączenia t_p sterowania. Biorąc pod uwagę, że prędkość początkowa i końcowa równe są zeru, dochodzi się do wniosku, że czas przełączenia:

$$t_p = \frac{t_k}{2} \quad (14)$$

gdzie: t_k – czas końca ruchu.

W tym czasie układ przebył połowę przemieszczenia kąowego, czyli korzystając z równania (13) na przemieszczenie kąowe (po podstawieniach połowy przemieszczenia kąowego oraz czasu przełączenia):

$$\frac{\vartheta_0}{2} = \frac{1}{2} \frac{k_t}{J} \cdot i_{\max} t_p^2 \quad (15)$$

uzyskuje się czas przełączenia sterowania:

$$t_p = \sqrt{\frac{J \vartheta_0}{k_t i_{\max}}} \quad (16)$$

Postać sterowania uzyskuje się z równania hamiltonianu oraz z zachowania się zmiennej sprzężonej w chwili przełączenia, czyli z równania hamiltonianu (do którego podstawiono obliczone postaci na zmienne sprzężone):

$$H = -1 \pm C_1 \frac{k_t}{J} \cdot i_{\max} t \pm (C_2 - C_1 t) \frac{k_t}{J} \cdot i_{\max} = 0 \quad (17)$$

Stałą całkowania C_2 wylicza się z równania (17), natomiast stałą całkowania C_1 (po podstawieniach czasu przełączenia) z wyrażenia na zmienną sprzężoną ψ_2 (9).

Stąd ostatecznie sygnał sterujący ma postać czasową:

$$\hat{i} = i_{\max} \operatorname{sgn} \left(\frac{J}{k_t i_{\max}} - \sqrt{\frac{J}{k_t \vartheta_0}} t \right) \quad (18)$$

Jest to wariant I (wariant pierwszy) sterowania czasooptymalnego. Układ regulacji, realizujący sterowanie czasooptymalne z wykorzystaniem równania (18), charakteryzuje się tym, że po dojściu do pozycji kąowej zadanej musi wyłączyć sygnał sterujący. Jeśli sygnał sterujący będzie utrzymywany, układ będzie się nadal przemieszczał. Można zmodyfikować postać sygnału sterującego, wykorzystując do tego celu sygnały prędkości kąowej (zadanej i zmierzonej). Sterowanie czasooptymalne wykorzystujące sygnał prędkości umownie nazywane będzie – wariantem II sterowania (wariantem drugim). Wyliczając czas z drugiego równania (13) i podstawiając obliczony czas do wyrażenia na prędkość kąową (13), uzyskano:

$$\omega = \sqrt{2 \frac{k_t i_{\max}}{J}} (\vartheta - \vartheta_0) \quad (19)$$

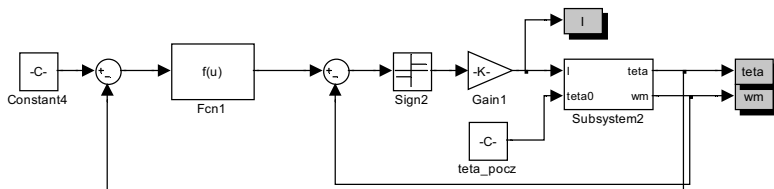
Sygnał sterujący będzie przełączany w zależności od znaku różnicy prędkości obliczonej i zmierzonej, czyli będzie miał postać:

$$\hat{i} = i_{\max} \operatorname{sgn} \left(\sqrt{2 \frac{k_i i_{\max}}{J} (\vartheta - \vartheta_0) - \omega_z} \right) \quad (20)$$

gdzie: ω_z – prędkość obiektu (prędkość zmierzona).

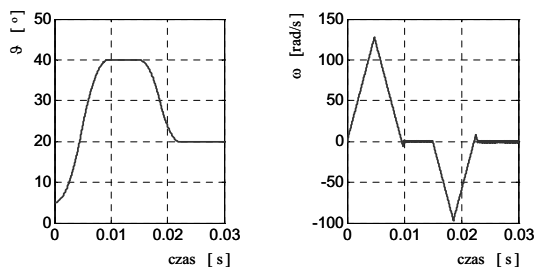
3. IMPLEMENTACJA STEROWANIA CZASOOPTYMALNEGO W PROGRAMIE MATLAB

Implementację wariantu drugiego sterowania czasooptymalnego, wykorzystującego sprzężenia zwrotne od przemieszczenia kąowego i prędkości kąowej, reprezentowanego przez równanie (20), przedstawiono na rys.1. Bloki „Fcn1”, „Sign2”, „Gain1” oraz dwa węzły sumacyjne realizują prawo sterowania dane równaniem (20). W tym wariantcie układ sterowania po osiągnięciu zadanego przemieszczenia kąowego utrzymuje je tak długo, aż nastąpi zmiana wartości zadanej przemieszczenia kąowego.



Rys. 30. Wariant drugi sterowania czasooptymalnego

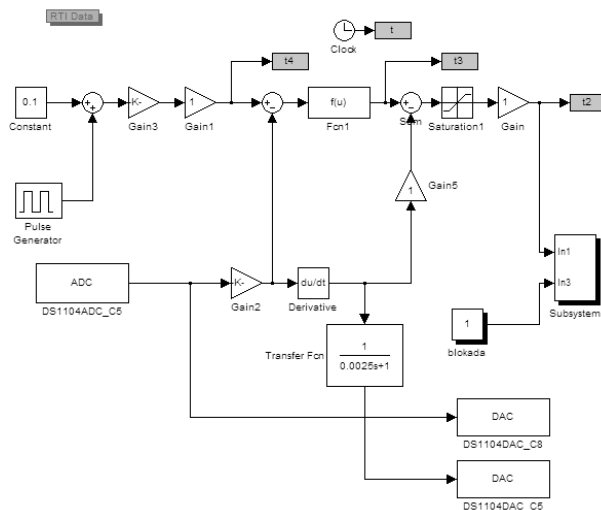
Na rys.2 przedstawiono uzyskane przebiegi przemieszczenia kąowego (z warunkiem początkowym $5\pi/180$ rad) oraz prędkości kąowej silnika VCM przy zadanych przemieszczeniach kąowych $40\pi/180$ rad oraz $20\pi/180$ rad (po czasie 15 ms). Prędkość kąowa układu ma charakterystyczny przebieg czasowy przypominający trójkąt równoramienne, zaś po osiągnięciu zadanej pozycji przez sterowany układ można zaobserwować jej oscylacje wokół wartości równej zero (dla chwil czasowych z przedziału $10 \div 15$ ms oraz $22 \div 30$ ms). Jest to typowe zjawisko, charakterystyczne dla sterowania czasooptymalnego, tzw. zjawisko chatteringu.



Rys. 31. Przebiegi przemieszczenia kąowego oraz prędkości kąowej przy sterowaniu czasooptymalnym, opisanym równaniem (20)

Struktura układu regulacji czasooptymalnej implementowanej na karcie procesorów sygnałowych prezentowana jest na rys.3. Karta procesorów sygnałowych dSpace 1104 współpracuje ze środowiskiem MATLAB/Simulink, umożliwiając implementację układu sterowania oraz wykonywanie badań w czasie rzeczywistym. Do implementacji przyjęto drugi prezentowany wariant sterowania czasooptymalnego. Stanowisko badawcze własności sterowania czasooptymalnego silników VCM składa się z następujących elementów: komputera klasy PC z zainstalowaną kartą dSpace 1104, laserowego miernika

przemieszczenia LK-GD500 firmy Keyence, przekształtnika energoelektronicznego zasilającego silnik VCM. Sygnał sprzężenia zwrotnego od zmierzonej (za pomocą głowicy laserowej LK-G32) pozycji kątowej doprowadzony jest do wejść analogowych karty procesorów sygnałowych „DS1104ADC_C5”.

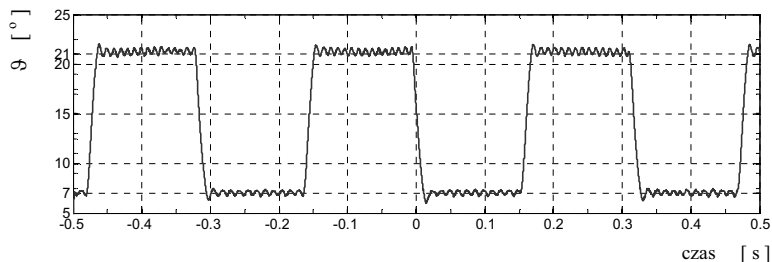


Rys. 32. Schemat blokowy reprezentujący układ sterowania czasooptymalnego implementowany na karcie procesorów sygnałowych dSpace 1104

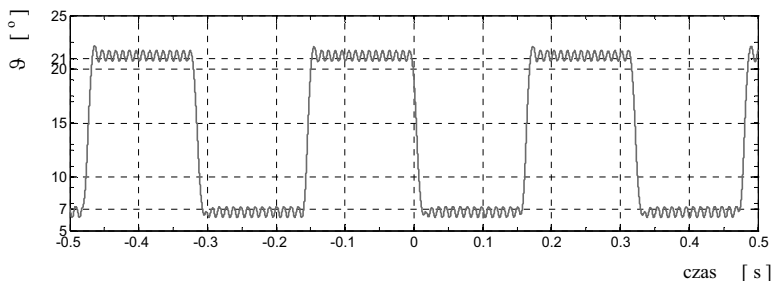
Sygnaly sterujace pracą przekształtnika energoelektronicznego wyprowadzone są poprzez blok „Subsystem”. Sygnał pozycji odniesienia zadawany jest w bloku „Constant”, na który naniesiono przebieg prostokątny o nastawianej amplitudzie i częstotliwości (blok „Pulse Generator”). Wyjścia analogowe karty oznaczone przez „DS1104DAC_C8” oraz „DS1104DAC_C5” umożliwiają zarejestrowanie przemieszczenia kątowego oraz prędkości kątowej systemu pozycjonowania głowicy za pomocą zewnętrznych rejestratorów.

4. PORÓWNANIE WYNIKÓW POMIAROWYCH I SYMULACYJNYCH

Na rys.4-8 przedstawiono porównanie przebiegów przemieszczenia kątowego oraz prędkości kątowej zmierzonych oraz uzyskanych symulacyjnie. Zadano cyklicznie zmieniającą się wartość przemieszczenia kątowego w zakresie kątów $\vartheta = 7^\circ \div 21^\circ$, z częstotliwością 3 Hz.

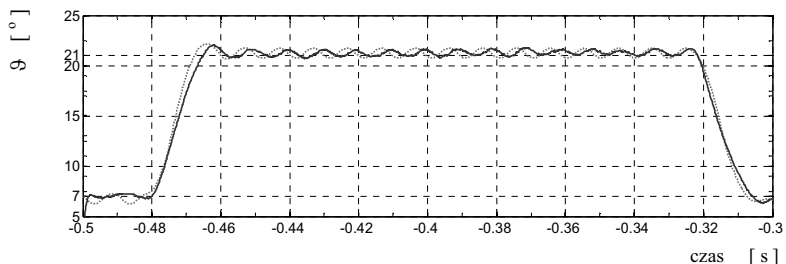


Rys. 33. Przebieg przemieszczenia kątowego E-bloku – wyniki pomiarów



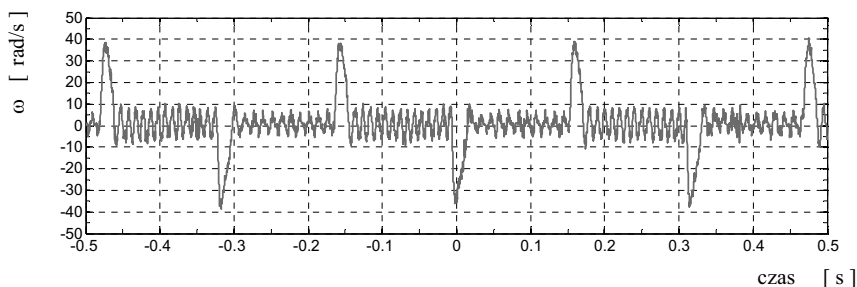
Rys. 34. Przebieg przemieszczenia kąowego E-bloku – wyniki symulacji

Na rys.6 przedstawiono przebiegi przemieszczenia kąowego z pomiarów i symulacji dla przedziału czasowego $(-0,48) \div (-0,3)$ s. Zarówno w zarejestrowanym pomiarowo przebiegu przemieszczenia kąowego, jak i w przebiegu symulacyjnym występuje zjawisko szybkiego przełączania sterowania, skutkujące w tym przypadku falowaniem przebiegów wokół wartości zadanej przemieszczenia kąowego.

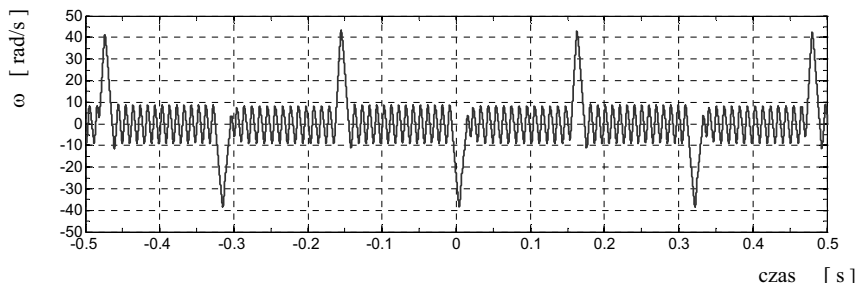


Rys. 35. Porównanie przebiegów przemieszczenia kąowego E-bloku. Wyniki pomiarów - linia ciągła, wyniki symulacji - linia przerywana

Na rys.7 i 8 przedstawiono przebiegi prędkości kąowej E-bloku, widać charakterystyczne przebiegi prędkości (przypominające trójkąty) podczas przyspieszania i hamowania E-bloku, jak również szybkie zmiany kierunku prędkości w trakcie, gdy utrzymywana jest zadana pozycja kąowa E-bloku.



Rys. 36. Przebieg prędkości kąowej E-bloku – wyniki pomiarów



Rys. 37. Przebieg prędkości kątowej E-bloku – wyniki symulacji

5. PODSUMOWANIE

Wyprowadzony układ sterowania czasooptymalnego, w którym przyjęto uproszczony model silnika VCM (pominięcie obwodu twornika, stały i równomierny rozkład indukcji w szczelinie powietrznej itp.), został pomyślnie implementowany. Pomiary, którym towarzyszą zjawiska charakterystyczne dla sterowania czasooptymalnego (zjawisko chatteringu, trójkątny przebieg prędkości itp.), świadczą o prawidłowości toku postępowania. Pojawiające się rozbieżności pomiędzy przebiegami wynikają z niedokładnego oszacowania wartości opóźnień w torze sygnałów sterujących dla tranzystorów przekształtnika – szacowanych na poziomie 800 μs . Obiekt rzeczywisty (silnik VCM) cechuje się nierównomiernym rozkładem indukcji w szczelinie i przez to różnymi własnościami dynamicznymi (w zakresie znacznych przemieszczeń kątowych). Świadczą o tym przebiegi przemieszczenia kątoowego (różnice w kształtach krzywej przebiegu przemieszczenia odpowiadające skrajnym zakresom ruchu – rys.4) oraz prędkości kątowej w fazie śledzenia wartości zadanej (rys.7). Poprawy jakości pomiarów (zmniejszenia chatteringu) można upatrywać między innymi w zastosowaniu głowicy laserowej o większej rozdzielczości od stosowanej do tej pory, czyli o rozdzielczości mniejszej niż 1 μm .

LITERATURA

1. Chen B.M., Lee T.H., Peng K., Venkataramanan V.: Hard disk driver servo systems. *Advances in Industrial Control*, Springer-Verlag, London 2006,
2. Venkataramanana V., Chena B.M., Leea T.H., Guo G.: A new approach to the design of mode switching control in hard disk drive servo systems. *“Control Engineering Practice”* 2002, 10, p. 925–939.
3. Okuyama A., Kobayashi M.: Controller-switching strategy for HDD Servo Systems with measurement errors and constraints on state and control variables. In: *IEEE International Conference on Control Applications*, Munich, Germany, 2006, October 4-6, p.249-254.
4. Trawiński T.: Model matematyczny silnika VCM z nierównomiernym rozkładem pola magnetycznego w szczelinie powietrznej. *„Przegląd Elektrotechniczny”* 2007, nr 12, s. 114-117.
5. Trawiński T.: Gęstości powierzchniowe danych i dodatkowe napędy piezoelektryczne w systemach pozycjonowania głowicy dysków twardych. *Biuletyn PTZE* 2011, nr 18.
6. Trawiński T.: Modelowanie układów napędowych systemów pozycjonowania głowicy pamięci masowych. Gliwice: Wyd. Pol. Śl., 2010,
7. Trawiński T.: Kinematic chains of branched head positioning system of hard disk drives. *“Przegląd Elektrotechniczny”* 2011, (Electrical Review), p. 204-207, r. 87, nr 3/2011,
8. Kaczorek T.: *Teoria układów regulacji automatycznej*. Warszawa: WNT, 1974.

TIME OPTIMAL CONTROL OF HARD DISK DRIVE HEAD POSITIONING SYSTEM

Summary. The positioning process of modern head positioning system of mass storage devices (hard disk drives HDD) usually consist of few working stages as follows: seek mode, settling mode and following mode. Depending of working stage in which operates head positioning system at the moment different control algorithm is used. The time optimal control of head positioning system belongs to fundamental control algorithm. Time optimal control have same disadvantages, which reviles in case when head positioning system is close the desired position or is reaching desired position, then may arise so-called chattering phenomenon – fast switching of source voltage of main motor. It results in high frequency vibration (in range of few to tens kHz), which make following mode impossible.

In the article the theoretical background of time optimal control algorithm dedicated to head positioning system of hard disk drives is presented chapter 2. The control algorithm has been implemented in MATLAB/Simulink program and two different cases of his implementation where presented in chapter 3. The verified theoretical mathematical model has been implemented in real time environment of dSpace 1104 signal processor computer card. In chapter 3 block schema of time optimal control algorithm (implemented in dSpace/Simulink environment) is presented in Fig.3. Obtained results of computer simulation, presented in Fig.4 and Fig.8, and real time simulations (presented in Fig.5 and Fig.7) with real object in control loop has been compared in frame of discrepancies in positioning process of head positioning system. The comparison of measured angular displacement of E-block and simulated displacement is presented in Fig.6.

Praca naukowa finansowana ze środków na naukę w latach 2009-2011 jako projekt badawczy N N510 355137.