

STEROWANIE WIRNIKIEM ŁOŻYSKOWANYM MAGNETYCZNIE W OBRÓBCE POWIERZCHNI N-FALOWYCH

W artykule tym przedstawione zostały wyniki badań n -falowego ruchu nieobracającego się wirnika łożyskowanego magnetycznie otrzymane w wyniku doświadczeń eksperymentalnych. Ponadto zostało przeanalizowane i symulowane zachowanie się wirnika dla regulatorów zbudowanych według metod: przesuwania biegunów, LQR oraz predykcyjnej, w szerokim zakresie prędkości obrotowych wirnika (od 0 do 120000 [obr/min]).

CONTROL OF MAGNETIC BEARING SPINDLE IN N-WAVED MACHINING

In this paper n -wave motion of the non-rotating spindle in magnetic bearing gap is presented. The motion on trajectory was investigated in laboratory stand. Local pole-placement, LQR, and predictive control laws with adaptation to the actual operational point were designed for each magnetic bearing axis. Computer simulation results for motion of rotating rotor in the range 0-120,000 RPM are show.

1. WPROWADZENIE

W ostatnich latach aktywne łożyska magnetyczne zostały zastosowane również w przemyśle jako narzędzie obróbki skrawaniem dla uzyskania większych prędkości obrotowych oraz lepszej dynamiki procesu skrawania [1-5]. Klasyczna szlifierka lub frezarka posiada mechanizm do wytaczania orbit kołowych. Jednakże w niektórych przypadkach zachodzi potrzeba obróbki powierzchni nieokrągłych, na przykład powierzchni o n -falowym przekroju nałożonym na koło. Funkcje analityczne takie jak epicykloida lub hipocykloida opisują tego typu n -falowe orbity. Taka obróbka skrawaniem może być zrealizowana przy pomocy elektrowrzecion łożyskowanych magnetycznie, z możliwością programowego sterowania położeniem wałka wrzeciona, bez wprowadzania żadnych zmian w mechanizmie szlifierki lub frezarki.

Niekołowa orbita wału wirnika z punktu widzenia systemu sterowania generuje zmienny punkt pracy łożyska, który jest zadaną funkcją czasu i położenia kąowego.

W związku z tym, że łożyska magnetyczne są układami nieliniowymi, parametry zlinearyzowanego modelu układu otwartego są silnie uzależnione od przyjętego punktu

pracy [6]. W artykule [7] został przedstawiony układ sterowania dla pojedynczej osi łożyska magnetycznego z możliwością programowej zmiany parametrów punktu pracy. Ze wspomnianych prac wynikają następujące wnioski: (a) Dla uzyskania punktu pracy, w którym występujące siły elektromagnetyczne równoważą się, należy nie tylko sterować położeniem wałka, ale również prądem we wszystkich cewkach elektromagnesów. Wymaga to pomiaru zarówno przemieszczenia wałka jak i prądów płynących w cewkach. (b) Programowane przemieszczenie wirnika nie powinno przekraczać połowy szczeliny nominalnej łożyska magnetycznego. Dla większych przemieszczeń parametry układu sterowania ulegają pogorszeniu. W takim przypadku niezbędne jest wprowadzenie do układu sterowania czasochłonnych algorytmów sterowania adaptacyjnego realizowanych przez mikroprocesor.

2. RUCH PO TRAJEKTORII W PŁASZCZYZNACH ŁOŻYSK

Wykorzystuje się następujące równania parametryczne do opisu dowolnego n -falewego kształtu obrabianej powierzchni w płaszczyźnie ruchu narzędzia [7]:

$$\begin{aligned}x_s &= (R+r) \cos \varphi - \lambda r \cos(r_1 \varphi) \\y_s &= (R+r) \sin \varphi - \lambda r \sin(r_1 \varphi)\end{aligned}\quad (1)$$

gdzie: $r_1 = (r+R)/r$.

Korzystając z zależności (1) oraz zakładając, że narzędzie ma przekrój kołowy o średnicy d oraz, że jego środek geometryczny jest położony wzdłuż linii pionu w odległości $d/2$ od obrabianej powierzchni, równania parametryczne trajektorii można zapisać w następującej postaci [7]:

$$x_{c1} = x_s \pm \frac{d}{2\sqrt{f^2+1}}, \quad y_{c1} = y_s \pm \frac{d|f|}{2\sqrt{f^2+1}} \quad (2)$$

gdzie nachylenie linii pionu do obrabianej powierzchni określone jest zależnością:

$$f = \frac{\sin \varphi - \lambda \sin(r_1 \varphi)}{\cos \varphi - \lambda \cos(r_1 \varphi)} \quad (3)$$

Znaki w równaniach (2) opisujących proces frezowania są uzależnione od kwadrantu obrabianej powierzchni, na której znajduje się narzędzie. Zależą również od położenia narzędzia, tzn. czy narzędzie jest wewnątrz czy na zewnątrz orbity.

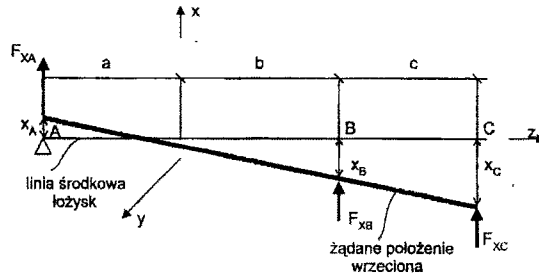
Przyjęto, że podstawowy ruch kołowy jest wykonywany przez mechanizm szlifowania lub frezowania, natomiast ruch falowy realizowany jest przez zawieszenie magnetyczne. Dlatego też, trajektoria narzędzia ze względu na linię środkową (oś symetrii) łożyska magnetycznego przyjmuje postać:

$$\begin{aligned}x_c &= x_{c1} - (R+r \pm d/2) \cos \varphi, \\y_c &= y_{c1} - (R+r \pm d/2) \sin \varphi\end{aligned}\quad (4)$$

Oczywistym jest, że ruchy wykonywane przez mechanizmy obróbki skrawaniem oraz przez łożyska magnetyczne powinny być zsynchronizowane. Znak plus w powyższych

równaniach (4) odpowiada fazie procesu obróbki, gdy narzędzie znajduje się na zewnątrz obrabianej powierzchni, natomiast znak minus, gdy narzędzie operuje wewnątrz obrabianej powierzchni.

Zakładamy układ współrzędnych $Oxyz$ z początkiem pokrywającym się ze środkiem masy wirnika oraz osią z skierowaną wzdłuż osi obrotu, tak jak to zostało przedstawione na rys. 1. Przyjęto, że oś obrotu pokrywa się z linią środkową (osią symetrii) obu promieniowych łożysk magnetycznych.



Rys. 1. Położenie wału wirnika względem linii środkowej łożysk; a, b – odległości pomiędzy środkiem masy wirnika a płaszczyznami łożyskowymi, c – odległość narzędzia od prawej płaszczyzny łożyskowej, F_{xc} – siła skrawania, F_{xA}, F_{xB} – siły reakcji łożysk

Istnieje nieograniczona liczba rozwiązań dla ruchu wałka w łożyskach magnetycznych umożliwiającą umiejscowienie środka narzędzia w zaprogramowanym punkcie x_c, y_c . Na przykład, poprzez minimalizację przemieszczeń zgodnie z 1-normą otrzymujemy następujący punkt pracy dla walcowego ruchu wałka:

$$x_a = x_b = x_c, \quad y_a = y_b = y_c, \quad (5)$$

lub dla stożkowego ruchu (dla wartości bezwzględnych a, b, c):

$$\begin{aligned} x_a &= \frac{-(a+b)}{a+b+2c} x_c, & x_b &= \frac{(a+b)}{a+b+2c} x_c, \\ y_a &= \frac{-(a+b)}{a+b+2c} y_c, & y_b &= \frac{(a+b)}{a+b+2c} y_c. \end{aligned} \quad (6)$$

Należy zwrócić uwagę, że w drugim przypadku $x_a/x_c < 1$ i $x_b/x_c < 1$ oraz analogicznie dla osi y , co wskazuje, że ruch narzędzia nie może przekroczyć wielkości szczeliny łożyska magnetycznego.

3. MODEL MODALNY WIRNIKA SZTYWNEGO

Rozważmy symetryczny wirnik sztywny poprzecznie zawieszony w dwóch aktywnych łożyskach magnetycznych, tak jak to zostało przedstawione na rys. 1. Ruch wirnika można opisać przy pomocy współrzędnych modalnych [6, 7], tj. opisujących translacyjny ruch środka masy - x, y , oraz ruch rotacyjny (nachylenie wału) - α, β . Na podstawie prawa Newton'a wyprowadzamy równania ruchu translacyjnego:

$$\begin{aligned} m\ddot{x} &= F_{ax} + F_{bx}, \\ m\ddot{y} &= F_{ay} + F_{by}, \end{aligned} \quad (7)$$

równania ruchu rotacyjnego zostały wyprowadzone z równań Euler'a i mają postać:

$$\begin{aligned} I_x \ddot{\beta} - \Omega I_z \dot{\alpha} &= -aF_{ax} + bF_{bx}, \\ -I_x \ddot{\alpha} - \Omega I_z \dot{\beta} &= -aF_{ay} + bF_{by}, \end{aligned} \quad (8)$$

gdzie: F – są siłami elektromagnetycznymi, których indeksy (a, b), (x, y) wskazują odpowiednio: właściwą płaszczyznę łożyskową i właściwą oś w tej płaszczyźnie, m – jest masą, a, b – odległościami środka masy od płaszczyzn łożyskowych, Ω – prędkością kątową wirnika, $I_x = I_y$, I_z – momentami bezwładności odpowiednio względem osi: x, y, z. Ponadto: ε – jest mimośrodem środka masy reprezentującym niewyważenie statyczne.

Równania ruchu obracającego się wałka są rozprężone dla geometrii wałka opisanej jako:

$$I_x = abm \quad (9)$$

W przypadku, gdy warunek (9) jest spełniony tylko w przybliżeniu, równania ruchu wirnika można nadal traktować jako rozprężnięte. W tym przypadku można zastosować metodę sterowania dla pojedynczej osi łożyska magnetycznego przedstawioną w pracy [7] oraz sprawdzić na etapie badań laboratoryjnych wpływ efektu giroskopowego na dynamikę systemu.

4. STEROWANIE W UKŁADZIE ZE SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

Do zbudowania prawa sterowania zostaną wykorzystane następujące równania:

$$\begin{aligned} \ddot{x}_a &= \frac{1}{m_{ra}} F_{ax} = \frac{1}{m_{ra}} \left[(k_{sax1} + k_{sax2}) X_a + k_{iax1} I_{ax1} + k_{iax2} I_{ax2} \right], \\ \ddot{x}_b &= \frac{1}{m_{rb}} F_{bx} = \frac{1}{m_{rb}} \left[(k_{sbx1} + k_{sbx2}) X_b + k_{ibx1} I_{bx1} + k_{ibx2} I_{bx2} \right], \\ \ddot{y}_a &= \frac{1}{m_{ra}} F_{ay} = \frac{1}{m_{ra}} \left[(k_{say1} + k_{say2}) Y_a + k_{iaay1} I_{ay1} + k_{iaay2} I_{ay2} \right], \\ \ddot{y}_b &= \frac{1}{m_{rb}} F_{by} = \frac{1}{m_{rb}} \left[(k_{sby1} + k_{sby2}) Y_b + k_{ibay1} I_{by1} + k_{ibay2} I_{by2} \right], \end{aligned} \quad (10)$$

gdzie: $\frac{1}{m_{ra}} = (a^2 m + I_x) / m I_x$, $\frac{1}{m_{rb}} = (a^2 m + I_x) / m I_x$, natomiast siły elektromagnetyczne

otrzymano w wyniku linearyzacji układu w punkcie pracy. Wszystkie wyżej wymienione zmienne oraz parametry zostaną opisane w kolejnych punktach.

Równania dynamiki dla poszczególnych cewek elektromagnesów powinny być sprzęgnięte z modelem (10) w celu zrealizowania napięciowego układu sterowania. W rezultacie otrzymujemy model układu otwartego dla każdej osi łożyska magnetycznego [7]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_c \mathbf{x} + \mathbf{B}_c \mathbf{u} + \mathbf{F}_c, \quad \mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} \quad (11)$$

gdzie:

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ v_{11} & 0 & v_{21} & -v_{22} \\ 0 & -v_{31} & -v_{41} & 0 \\ 0 & v_{32} & 0 & -v_{42} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ v_{51} & 0 \\ 0 & v_{52} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_c = [0 \quad F_b \quad 0 \quad 0]^T, \quad \mathbf{C} = \mathbf{I},$$

$$F_b = \frac{-2a\lambda\omega^2}{a+b+2c} \left[-\frac{1}{2}dr_3^2 \cos(r_3\omega t) + \left(r + \frac{1}{2}d\right)r_1^2 \cos(r_1\omega t) \right],$$

inne parametry mogą być otrzymane przez porównanie równań (10) i (11).

Punkt pracy dla pojedynczej osi łożyska jest opisany następującymi parametrami:

$$x = x_z, \quad i_{z1} = \frac{x_o - x_z}{x_o} i_0, \quad i_{z2} = \frac{x_o + x_z}{x_o} i_0. \quad (12)$$

które oznaczają, że dla każdej osi mierzymy przemieszczenie oraz prądy w obu cewkach.

W układzie sterowania od wektora stanu prawo sterowania opisuje zależność:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K} \mathbf{x} \quad (13)$$

gdzie: $\mathbf{u} = [u_1 = u_{z1} + U, u_2 = u_{z2} - U]^T$ jest wektorem sterowania, natomiast

$\mathbf{x} = [X = x - x_z, \dot{X} = \dot{x}, i_1 = i_{z1} + I, i_2 = i_{z2} - I]^T$ jest wektorem stanu. Dla modelu, którego punkt pracy położony jest w środku osiowo symetrycznego łożyska magnetycznego, macierz wzmocnienia przyjmuje dobrze znaną postać, a mianowicie:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & (k_z + k_3)/2 & (k_z - k_3)/2 \\ -k_1 & -k_2 & (k_z - k_3)/2 & (k_z + k_3)/2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

W przypadku, gdy punkt pracy x_z jest usytuowany poza środkiem łożyska magnetycznego prawo sterowania można przekształcić (patrz [7]) do następującej adaptacyjnej postaci:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & \frac{k_{z1} + k_3}{2} \frac{x_z}{x_o} \frac{k_{z1} - k_3}{2} & \frac{k_{z1} - k_3}{2} \frac{x_z}{x_o} \frac{k_{z1} - k_3}{2} \\ -k_1 & -k_2 & \frac{k_{z2} - k_3}{2} \frac{x_z}{x_o} \frac{k_{z2} - k_3}{2} & \frac{k_{z2} + k_3}{2} \frac{x_z}{x_o} \frac{k_{z2} - k_3}{2} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Dla uzyskania prawa sterowania w postaci (14) lub (15) należy układ (11) podzielić na podukłady powiązane z ruchem masy oraz punktem pracy dla poszczególnych cewek. Przyjmijmy, że prawa sterowania realizowane w oparciu o sterowanie od wektora stanu dla wyodrębnionych podsystemów mają postać:

$$U = -[k_1 \quad k_2 \quad k_3] \begin{bmatrix} X & \dot{X} & I \end{bmatrix}^T$$

$$u_{z1} = -k_{z1}i_{z1}$$

$$u_{z2} = -k_{z2}i_{z2}$$
(16)

Różne metody sterowania można zastosować dla zrealizowania powyższych praw sterowania. W [7] zastosowano metodę wyznaczania miejsc położenia biegunów dla uzyskania macierzy wzmocnień regulatora (16). Metoda LQR została przedstawiona na przykład w opracowaniu [8].

5. STEROWANIE PREDYKCYJNE

W dalszej części opracowania dla uzyskania macierzy wzmocnienia (14) zostanie zastosowana metoda sterowania predykcyjnego o czasie skończonym [9]. Macierz ta (14) zostanie następnie przekształcona adaptacyjnie do postaci (15). W tym celu zostanie zmieniony model ciągły w czasie (11) na odpowiadający mu model dyskretny:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k),$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k)$$
(17)

Zestawiając równania stanu dla kolejnych próbek $q > n$ otrzymujemy model predykcyjny:

$$\mathbf{x}(k+q) = \mathbf{A}^q \mathbf{x}(k) + [\mathbf{A}^{q-1}\mathbf{B}, \dots, \mathbf{A}\mathbf{B}, \mathbf{B}] \begin{bmatrix} \mathbf{u}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{u}(k+q-2) \\ \mathbf{u}(k+q-1) \end{bmatrix}$$
(18)

Jesteśmy zainteresowani rozwiązaniem, które minimalizuje ilość energii niezbędnej do sterowania, które można uzyskać z modelu predykcyjnego o czasie skończonym:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{u}(k+q-2) \\ \mathbf{u}(k+q-1) \end{bmatrix} = -[\mathbf{A}^{q-1}\mathbf{B}, \dots, \mathbf{A}\mathbf{B}, \mathbf{B}]^+ \mathbf{A}^q \mathbf{x}(k)$$
(19)

gdzie $[\]^+$ oznacza pseudo-odwrotność macierzy objętej nawiasami, q oznacza granicę predykcji. Macierz wzmocnienia (14) można traktować jako podmacierz zbudowaną z pierwszych r wierszy macierzy $[\mathbf{A}^{q-1}\mathbf{B}, \dots, \mathbf{A}\mathbf{B}, \mathbf{B}]^+ \mathbf{A}^q$, gdzie r jest liczbą wejść. W celu otrzymania zerowego uchybu w stanie ustalonym należy ponadto w układzie zastosować dodatkową pętlę z częścią całkującą.

6. STEROWANIE W UKŁADZIE ZE SPRZĘŻENIEM DO PRZODU

W celu wyeliminowania uchybu regulacji możemy kompensować wpływ zakłóceń z wyprzedzeniem poprzez odpowiednią korektę sterowania. Transmittancja otwartego układu sterowania jest następująca:

$$X(s) = G_{UX}(s)U(s) + G_{FX}(s)F_b(s) \quad (20)$$

gdzie:

$$G_{UX}(s) = \frac{v_2 v_5}{(s^2 - v_1)(s + v_4) + v_2 v_3 s}, \quad (21)$$

$$G_{FX}(s) = \frac{s + v_4}{(s^2 - v_1)(s + v_4) + v_2 v_3 s}.$$

Zewnętrzne zakłócenia możemy wyeliminować poprzez przyjęcie prawa sterowania jako superpozycję sterowania ze sprzężeniem zwrotnym U_f i sterowania ze sprzężeniem do przodu U_b :

$$U = U_f + U_b \quad (22)$$

Dla zaprojektowania sterowania ze sprzężeniem zwrotnym (16) możemy użyć metody przesuwania biegunów. Dla wyznaczonych biegunów p_1 , p_2 , i p_3 otwartego podukładu III, otrzymujemy:

$$k_1 = -\frac{v_1(p_1 + p_2 + p_3) + p_1 p_2 p_3}{v_2 v_5}, \quad k_2 = \frac{v_1 + v_2 v_3 + p_1 p_2 + p_1 p_3 + p_2 p_3}{v_2 v_4}, \quad (23)$$

$$k_3 = (v_4 - p_1 - p_2 - p_3) / v_5.$$

W dziedzinie czasu mamy:
$$U_b(t) = \frac{-1}{v_2 v_5} \frac{dF_b(t)}{dt} - \frac{v_4}{v_2 v_5} F_b(t) \quad (24)$$

Ponieważ $F_b(t)$ jest znaną funkcją czasu sterowanie ze sprzężeniem do przodu jest również znaną funkcją czasu. Korzystając ze wzoru na $F_b(t)$ dostajemy:

$$U_b(t) = -A_3 \cos(r_3 \omega t + \varphi_3) + A_1 \cos(r_1 \omega t + \varphi_1) \quad (25)$$

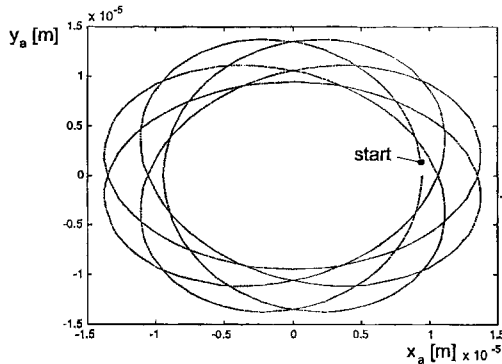
gdzie:

$$A_3 = \frac{ad\lambda r_3^2 \omega^2}{v_2 v_5 (a+b+2c)} \sqrt{v_4^2 + r_3^2 \omega^2}, \quad A_1 = \frac{a(2r+d)\lambda r_1^2 \omega^2}{v_2 v_5 (a+b+2c)} \sqrt{v_4^2 + r_1^2 \omega^2}, \quad \operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{r_3 \omega}{v_4}, \quad \operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{r_1 \omega}{v_4}.$$

7. WYNIKI BADAŃ DOŚWIADCZALNYCH I SYMULACYJNYCH

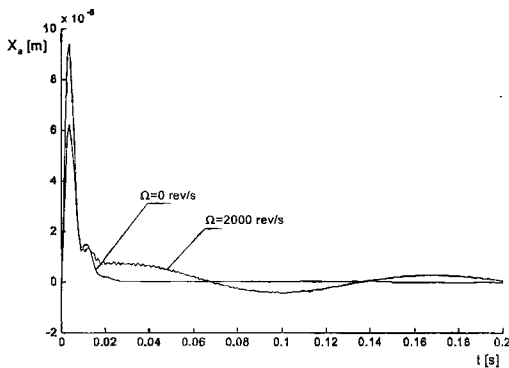
Obrabiana powierzchnia jest opisana przez skrócone 4-falowe epicykloidy o następujących parametrach obrabianej powierzchni: $R=0.08$ [m], $r=0.02$ [m], $\lambda=0.001$. Średnica narzędzia: $d=0.02$ [m], wymiary wałka: $a=0.08$ [m], $b=0.055$ [m], $c=0.07$ [m].

Zarówno trajektoria środka narzędzia jak i ruch wałka w łożyskach magnetycznych nie zakreślają sinusoidalną trajektorię, a każda z czterech fal mających miejsce podczas ruchu w ramach jednej orbity przedstawiona jest na rys. 2.



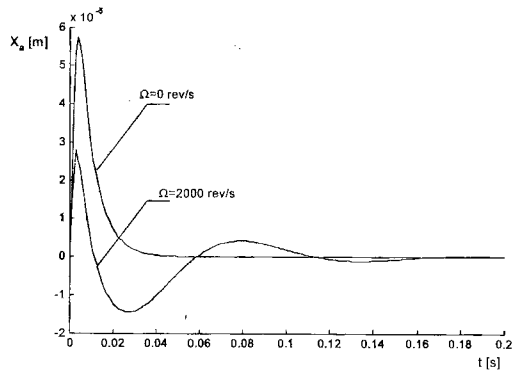
Rys. 2. Trajektoria środka wałka w płaszczyźnie lewego łożyska magnetycznego podczas skrawania na 1 orbicie.

Na rys. 3 została przedstawiona odpowiedź układu zamkniętego z regulatorem zaprojektowanym metodą przesuwania biegunów na impulsową zmianę jednego z sygnałów wejściowych (napięcie $u_{x_{a1}}$).



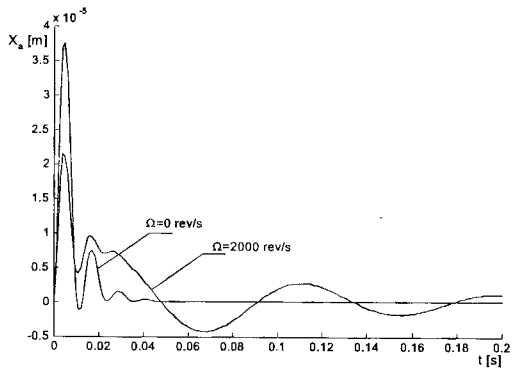
Rys. 3. Odpowiedź impulsowa układu zamkniętego z regulatorem zaprojektowanym przy pomocy metody rozmieszczenia biegunów dla dwóch prędkości wirnika.

Odpowiedź układu zamkniętego (przemieszczenie x_a) na wejściowy impuls napięciowy $u_{x_{a1}}$, dla dwóch prędkości $\Omega=0$ [obr/s] oraz 2000 [obr/s] dla układu z regulatorem LQG, została pokazana na rys. 4.



Rys. 4. Odpowiedź impulsowa układu zamkniętego z regulatorem LQG. Dla dwóch różnych prędkości obrotowych wirnika

Odpowiedź układu zamkniętego (przemieszczenie x_a) na impulsową zmianę jednego z sygnałów wejściowych (napięcie $u_{x_{a1}}$) dla regulatora predykcyjnego przedstawiona została na rys. 5 dla poziomu predykcji $q=50$.



Rys. 5. Odpowiedź impulsowa układu zamkniętego z regulatorem predykcyjnym dla dwóch prędkości wirnika, $\Omega=0$ obr/s (krótszy czas regulacji), oraz $\Omega=2000$ obr/s.

Z pomiarów dla różnej prędkości narzędzia i różnych amplitud wynika, że im mniejsza amplituda fal (λ) tym lepsze pokrywanie się trajektorii realizowanych przez wałek.

8. PODSUMOWANIE

Przeprowadzone badania eksperymentalne pokazały wpływ ciężaru wirnika, sił odśrodkowych spowodowanych ruchem wirnika wzdłuż trajektorii, pasma układu zamkniętego, oraz wzmocnienia (stałej czasowej) w pętli z częścią całkowającą na kształt i amplitudę mierzonej trajektorii. Ogólnie mówiąc, zadana trajektoria jest lepiej odtwarzana dla powolnego ruchu narzędzia wzdłuż trajektorii, większego wzmocnienia w części całkowającej, mniejszego obciążenia łożyska magnetycznego, oraz dla szerszego pasma układu zamkniętego.

Regulator predykcyjny zużywa najmniej energii na sterowanie, ale jego jakość nie jest tak dobra jak w przypadku regulatora LQR, oraz regulatora zbudowanego przy pomocy metody przesuwania biegunów. Czas regulacji jest dłuższy, a przeregulowanie większe w układzie z predykcyjnym regulatorem w porównaniu z pozostałymi dwoma rozważanymi rozwiązaniami. Jakość regulacji zmniejsza się wraz ze skróceniem horyzontu predykcji.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Siegwart, R., Larsonneur, R., and Traxler, A., 1990, "Design and Performance of a High Speed Milling Spindle in Digitally Controlled Active Magnetic Bearings," *Proc. 2nd International Symp. on Magnetic Bearings*, Tokyo, Japan, pp. 197-204.
- [2] Kim, M., Higuchi, T., Mizuno, T., and Hara, H., 1998, "Application of a Magnetic Bearing Spindle to Non-Circular Fine Boring," *Proc. 6th International Symp. on Magnetic Bearings*, Cambridge, MA, pp.22-31.
- [3] Shimada, A., Horiuchi, Y., and Shamoto, K., 2000, "A Study of Active Magnetic Bearings for Machine Tool's High Speed Spindle," *Proc. 7th International Symp. on Magnetic Bearings*, Zurich, Switzerland, pp. 183-188.
- [4] Strassburger, S., and Nordmann, R., 2000, "Diagnosis and Optimization of the Internal Grinding Process by Means of an AMB High Speed Spindle," *Proc. 7th International Symp. on Magnetic Bearings*, Zurich, Switzerland, pp. 207-212.
- [5] Muller, M., and Weingaertner, W.L., 2000, "Process Monitoring for a Machine Tool Spindle with Magnetic Bearings," *Proc. 7th International Symp. on Magnetic Bearings*, Zurich, Switzerland, pp. 195-199.
- [6] Gosiewski, Z., Falkowski, K., and Sawicki, J.T., 2000, "Introduction to Smart Magnetic Bearings Design," *Proc. 7th International Symp. on Magnetic Bearings*, Zurich, Switzerland, pp. 531-536.
- [7] Gosiewski Z., Sawicki J.T., and Bischof K.R.: Control of Magnetic Bearing Spindles During n-waved Machining. Proc. 2001 ASME Design Engineering Technical Conferences, September 9-12, Pittsburgh, PA, 2001.
- [8] MATLAB; Control System Toolbox - The User's Guide. The MathWorks Inc. 1996.
- [9] Phan M.Q., Juang J-N.: Predictive Controllers for Feedback Stabilisation. Journal of Guidance, Control and Dynamics., Vol. 21, No 5, 1998, pp. 747-753.