

PORÓWNANIE METOD STEROWANIA SILNIKIEM ELEKTRYCZNYM PRĄDEM STAŁYM

Referat przedstawia wyniki badań układów sterowania silnikiem prądu stałego D-101 dla regulatorów: PID – proporcjonalno-całkująco-różniczkujący, LQR – optymalny kwadratowy, H – odporny, SMC-I – ślizgowy. Zbudowano nieliniowy i zlinearyzowany model silnika elektrycznego. Dla modelu liniowego wyznaczono, na drodze analitycznej, struktury i parametry poszczególnych regulatorów przy zachowaniu tych samych kryteriów projektowych. Badania poszczególnych układów sterowania na stanowisku badawczym pozwoliły porównać te układy z uwzględnieniem przyjętych kryteriów czasowych i energetycznych oraz określić płynące z nich wnioski.

COMPARISON OF CONTROL METHODS OF DC MOTOR

The investigations of electric drive control systems with controllers: PID – Proportional-Integrate-Differential, LQR – optimum - square, H_{∞} – robust, SMC-I – Sliding Mode Control are presented in the paper. We derived non-linear and linearized model of electric drive. For linear model, we calculated, on analytic way, structures and parameters of each controller for the same criteria. Lab researches of control systems allowed to compare their performance and energy criteria and to give conclusions for their applications.

1. WSTĘP

Badania naukowe ostatnich dziesięcioleci w dziedzinie modelowania i sterowania układów automatycznego sterowania przyniosły szereg nowych i odmiennych metod analizy własności dynamicznych obiektu, które stanowią podstawę projektowania regulatorów spełniających coraz większy zakres wymagań.

Przedmiotem rozważań w niniejszej pracy jest silnik prądu stałego wykorzystywany w układach napędowych na pokładach statków powietrznych, który rozpatrujemy jako człon dynamiczny drugiego rzędu typu SISO, zakłócany zewnętrznym statycznym momentem oporowym. Celem sterowania silnikiem w pętli sprzężenia zwrotnego jest uzyskanie na jego wale zadanej wartości prędkości obrotowej mimo zakłóceń w postaci zmian obciążenia oraz zmian parametrów opisujących własności dynamiczne obiektu.

W kolejnych rozdziałach porównano regulatory opierających się na całkowicie odmiennych zasadach matematycznych, a punktem odniesienia będzie regulator typu PID, którego własności korygujące dynamikę obiektu są dobrze znane.

2. OBIEKT REGULACJI

Przedmiotem rozważań jest silnik elektryczny prądu stałego D – 101. Przyjmując jako parametry dynamiki silnika: stałe czasowe (T_e, T_m) oraz stałą napięciową (k_g) i momentową (k_T) otrzymujemy transmitancję prędkościowo-napięciową:

$$G_{\omega \rightarrow \omega}(s) = \frac{1}{k_p \cdot T_m \cdot T_i \cdot s^2 + T_m \cdot s + 1} \quad (1)$$

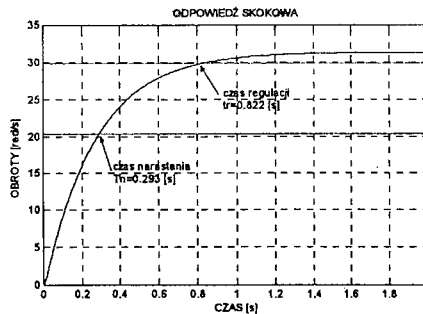
przy założeniu, że $M_{obc} = const$, a także prędkościowo-momentową:

$$G_{\omega \rightarrow M_{obc}}(s) = -\frac{R}{k_B \cdot k_T} \cdot \frac{1 + T_i \cdot s}{T_m \cdot T_i \cdot s^2 + T_m \cdot s + 1} \quad (2)$$

dla $U = const$.

Analizując własności dynamiczne silnika bocznikowego wyróżniamy dwa przypadki:

- pierwszy – przyjmujemy stały moment obciążenia M_{obc} na poziomie 20.5 [mNm] i poprzez zmianę napięcia zasilającego sterujemy prędkością obrotową;
- drugi – przyjmujemy stałe napięcie zasilania $U=20$ [V] i badamy wpływ zmiany obciążenia na prędkość obrotową silnika.



Rys. 1. Odpowiedź skokowa obiektu na wymuszenie w postaci U.

W pierwszym przypadku, na podstawie transmitancji operatorowej i przebiegu czasowego, określono parametry układu:

- wzmocnienie statyczne – $K=31.4$ [rad/(s·V)],
- czas regulacji – $t_{reg}=0.822$ [s],
- czas narastania – $T_n=0.295$ [s],
- bieguny transmitancji – $b_1=-3.67$ [Hz], $b_2=-127.9$ [Hz].

Czas regulacji t_r definiowany jest jako czas osiągnięcia przez odpowiedź układu 95% stanu ustalonego, a czas narastania T_n 65% wartości ustalonej.

Analizując wpływ zaburzenia na pracę układu otwartego określono parametry układu:

- $K=-3863$ [rad/(s·N·m)] – wzmocnienie statyczne;
- $t_r=0.812$ [s] – czas regulacji;
- $T_n=0.285$ [s] – czas narastania.

Na podstawie przeprowadzonej analizy własności dynamicznych silnika elektrycznego prądu stałego można stwierdzić, że jest to człon stabilny w całym zakresie częstotliwości.

3. REGULATOR PID

Celem wyznaczenia nastaw klasycznego regulatora PID jest stworzenie wzorca, względem którego możliwe będzie odniesienie wyników uzyskanych w trakcie późniejszych symulacji i badań na stanowisku laboratoryjnym.

Pożądanym jest aby proces przejściowy układu zamkniętego, po zadaniu prędkości obrotowej 4400 [obr/min] (zadany punkt pracy), spełniał następujące kryteria:

- czas regulacji $t_r \approx 1$ [s];
- brak przeregulowań;
- zerowy uchyb statyczny.

Optymalizacja nastaw regulatora została dokonana przy wykorzystaniu dostępnego w MATLAB'ie narzędzia jakim jest NCD BLOKSET, które umożliwiła automatyczny dobór wybranych przez użytkownika parametrów regulatora. W wyniku przeprowadzonego procesu optymalizacji uzyskano następujące parametry regulatora PID:

- $K_p=1$ – wzmacnienie członu proporcjonalnego;
- $K_i=0.25$ – wzmacnienie członu całkującego;
- $K_d=0.01$ – wzmacnienie członu różniczkującego.

4. REGULATOR LQR

Dla wyznaczenia optymalnego regulatora zakładamy, że dynamika rozpatrywanego obiektu jest liniowa i w pełni znana oraz to, iż szum pomiarowy i szum procesu są opisane w sposób stochastyczny przez znane parametry. Problem sterowania optymalnego LQR sprowadza się do znalezienia takiego sygnału sterującego $u(t)$, który minimalizuje

$$J = E \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [x^T \cdot Q \cdot x + u^T \cdot R \cdot u] dt \right\} \quad (3)$$

gdzie Q i R są to odpowiednio wybrane stałe macierze takie, że $Q = Q^T \geq 0$ i $R = R^T > 0$.

Rozwiązanie tego problemu może być przedstawione w postaci prawa sterowania układu ze sprzężeniem zwrotnym od wektora stanu:

$$u(t) = -K_r \cdot x(t) \quad (4)$$

gdzie K_r jest to stała macierz niezależna od Q i R . Optymalne estymaty wektora stanu otrzymujemy z filtru Kalman'a.

Standardowy regulator LQR nie posiada członu całkującego, stąd też, aby wyeliminować uchyb statyczny w stanie ustalonym należało uzupełnić dynamikę obiektu o rzeczywisty człon całkujący opisany transmitancją:

$$G(s) = \frac{0.11}{s + 0.0001}, \quad (5)$$

który połączono szeregowo z obiektem przed wyznaczeniem regulatora, a następnie włączono go szeregowo do jego dynamiki. Parametry transmitancji zostały wyznaczone doświadczalnie na podstawie odpowiedzi na skok jednostkowy układu zamkniętego.

Wartości wzmacnienia regulatora i filtru Kalman'a zostały wyznaczone przy wykorzystaniu istniejących w MATLAB'ie funkcji operujących na standardowych postaciach transmitancji – licznik i mianownik. W wyniku obliczeń otrzymano macierz wzmacnień regulatora:

$$K_r = [396.16, 41.19, 2953, -0.93, -92.7] \quad (6)$$

oraz filtru Kalman'a:

$$K_f = [1.16 \quad -0.16 \quad 0.057 \quad 0.002 \quad -1.08]^T \quad (7)$$

Aby jednak uzyskać prostszą strukturę układu sterowania została wykorzystana funkcja *reg*, która wyznacza dynamikę regulatora w postaci licznika i mianownika transmitancji:

$$G_{reg}(s) = \frac{61 \cdot s^4 + 1.6 \cdot 10^4 \cdot s^3 + 1.78 \cdot 10^6 \cdot s^2 + 8.16 \cdot 10^7 \cdot s + 2.66 \cdot 10^8}{s^6 + 320.7 \cdot s^5 + 4.22 \cdot 10^4 \cdot s^4 + 2.8 \cdot 10^6 \cdot s^3 + 8.8 \cdot 10^7 \cdot s^2 + 1.46 \cdot 10^8 \cdot s + 1.46 \cdot 10^8} \quad (8)$$

5. REGULATOR H_∞

Regulator odporny ma zapewnić pożądane właściwości dynamiczne układu zamkniętego pomimo zmian oraz niepełnej znajomości parametrów obiektu, a także zakłóceń zewnętrznych. Problem sterowania sprowadza się do znalezienia takiego regulatora K , który minimalizuje wyrażenie:

$$\|F(P, K)\|_{\infty} = \max_{\omega} \bar{\sigma}(F(P, K)(j\omega)) \quad (9)$$

Prawo sterowania określa się przez minimalizację maksymalnej wartości modułu transmitancji widmowej układu zamkniętego, przy uwzględnieniu założonych wag, które zapewniają odpowiednią jakość układu sterowania:

$$\omega_p(s) = \frac{0.5 \cdot s + 1}{s + 10^{-4}} \quad (10)$$

uwzględniają niepewność modelu:

$$\omega_v(s) = \frac{1.5 \cdot 10^{-3} \cdot s}{1.5 \cdot 10^{-7} \cdot s + 1} \quad (11)$$

oraz ograniczają wielkość sygnału wyjściowego regulatora:

$$\omega_l = 7 \quad (12)$$

W wyniku obliczeń otrzymano zredukowaną transmitancję operatorową regulatora.

$$K(s) = \frac{49.86 \cdot s^2 + 2600.11 \cdot s + 9096.58}{s^3 + 773.35 \cdot s^2 + 4141.89 \cdot s + 4.14} \quad (13)$$

6. REGULATOR ŚLIZGOWY

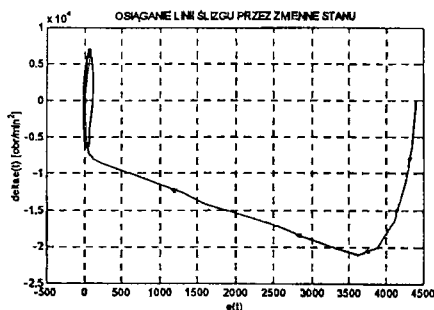
Istotą sterowania ślizgowego jest przełączanie, z dużą częstotliwością, sygnału sterującego, w zależności od znaku funkcji przełączającej:

$$S = c \cdot e + \dot{e} + d \cdot \int_0^t x_1 dt \quad (14)$$

gdzie: $c = 75$; $d = 6.375$. Prawo sterowania jest więc opisane zależnością:

$$u = U_0 \cdot \text{sgn}(S) \quad (15)$$

Cechą charakterystyczną pracy tego układu sterowania jest ślizg zmiennych stanu po linii przełączającej, zjawisko to ukazuje rysunek 2. Uwidoczniony jest na nim również cykl graniczny, który jest powodem niegasnących oscylacji prędkości obrotowej wokół położenia



Rys. 2. Osiągnięcie przez zmienne stanu linii ślizgu.

równowagi. Ich częstotliwość jest zależna od wartości współczynnika c w równaniu (14), który w rozpatrywanym przypadku wynosi 75. Wartość tego parametru została wyznaczona na podstawie wyników symulacji komputerowych.

Systemy z regulatorem SMC odznaczają się zmianami sygnału sterującego o dużej częstotliwości. Stąd też napięcie zasilania przyjmuje tylko dwie wartości 0 [V] lub 24 [V].

7. WYNIKI I ANALIZA BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH

7.1 Porównanie parametrów układów sterowania

Podstawą oceny skuteczności pracy układów sterowania z zaprojektowanymi regulatorami jest porównanie uzyskanych wyników w trakcie pomiarów na stanowisku laboratoryjnym.

Parametry czasowe procesu przejściowego zostały wyznaczone w czasie rozruchu silnika, czyli osiągania prędkości obrotowej w punkcie pracy ($n=4400$ [obr/min]) przy stałym obciążeniu ($M_{obc}=20$ [mN·m]). Uzyskane wartości stanowią średnią arytmetyczną trzech pomiarów (Tab. 1).

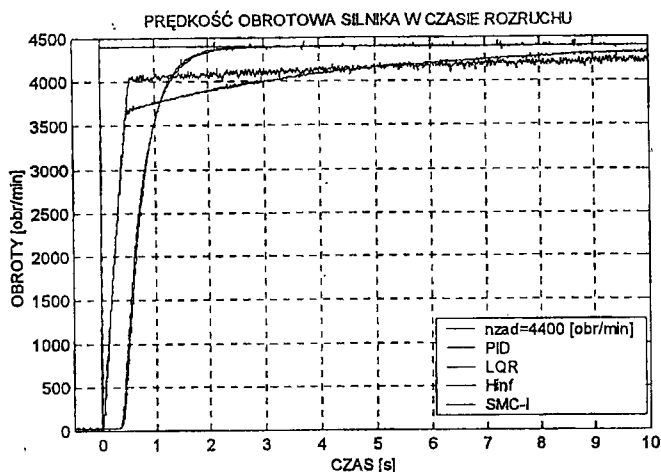
| Typ regulatora | Wyznaczone parametry | | |
|----------------|----------------------|-----------|--------|
| | T_n [s] | t_r [s] | W [J] |
| PID | 0.35 | 5.21 | 165.07 |
| LQR | 0.82 | 1.56 | 166.81 |
| H_∞ | 0.79 | 1.46 | 168.08 |
| SMC-I | 0.35 | 3.03 | 213.27 |

Tab. 1. Parametry układów sterowania z różnymi regulatorami.

Na podstawie wyznaczonych parametrów oraz przebiegów czasowych (Rys. 3) możemy stwierdzić, że regulatory PID i SMC-I reagują szybciej na zmianę sygnału sterującego od LQR i H_∞ , lecz wyraźnie wolniej osiągają stan ustalony (zbyt mała wartość wzmocnienia członu całkującego). Jest to spowodowane rozbieżnością pomiędzy własnościami dynamicznymi obiektu i jego modelu stanowiącego podstawę wyznaczenia nastaw tych regulatorów. Świadczy to również o podatności na zmiany parametrów sterowanego układu, czego nie wykazują regulatory LQR i H_∞ .

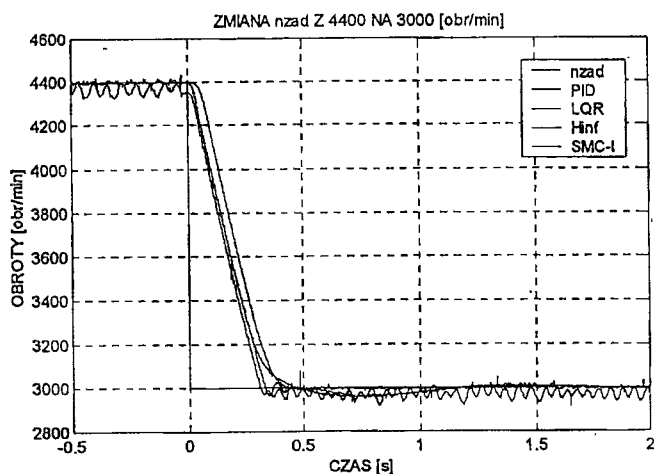
Na podstawie przebiegów czasowych napięć i prądów zarejestrowanych podczas eksperymentów możliwe było wyznaczenie przybliżonej wartości energii elektrycznej pobranej przez silnik w czasie rozruchu – wciągu pierwszych dziewięć i pół sekundy pracy. Do numerycznego obliczania całki oznaczonej wykorzystano metodę prostokątów.

Na podstawie wyznaczonych wartości pobranej energii możemy stwierdzić, że otrzymane wyniki są porównywalne. Jedynie układ sterowania z SMC-I pobiera około 28% większą ilość energii elektrycznej niż pozostałe układy, co może wpłynąć na ograniczenie zastosowań praktycznych tego układu.



Rys. 3. Odpowiedź układu zamkniętego z regulatorami: PID, LQR, H_{∞} , SMC-I na skok zadanej wartości prędkości obrotowej $n=4400$ [obr/min].

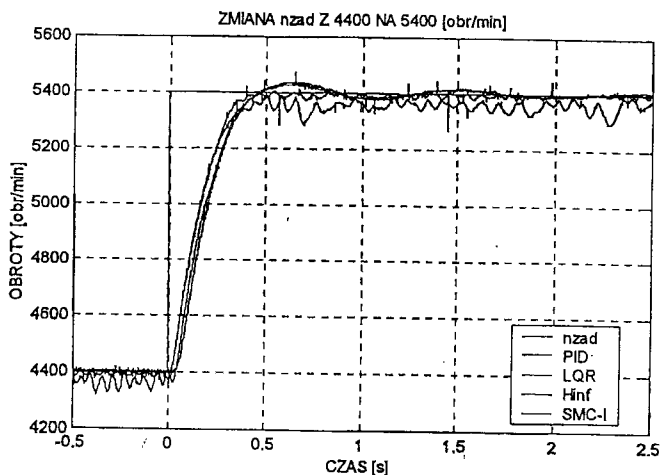
7.2. Zmiana zadanej prędkości obrotowej



Rys. 4. Zmiana zadanej wartości prędkości obrotowej z 4400 na 3000 [obr/min].

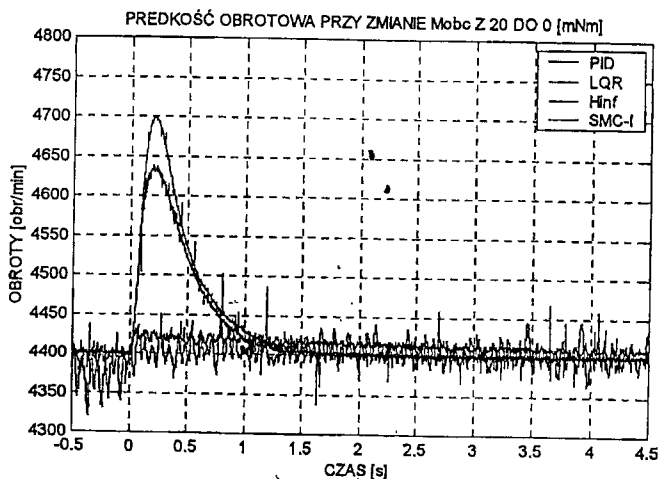
Oprócz zmiany zadanej prędkości obrotowej przed uruchomieniem silnika, należało również prześledzić stany przejściowe zachodzące po zmianie zadanej prędkości obrotowej w czasie pracy silnika w stanie ustalonym. Aby udowodnić, że zaprojektowane regulatory są skuteczne w innych stanach pracy silnika, nie tylko podczas rozruchu, przeprowadzone zostały kolejne pomiary, w których nastąpiło skokowe zmniejszenie zadanej prędkości obrotowej z 4400 [obr/min] do 3000 [obr/min] (Rys. 4), a następnie skokowe zwiększenie z 4400 [obr/min] do 5400 [obr/min] (Rys. 5). W trakcie zmian zadanej wartości prędkości obrotowej

utrzymywany był stały moment obciążenia równy 20 [mN·m]. Było to możliwe po zastosowaniu układu sterowania z regulatorem PID, który utrzymywał M_{obc} na stałym poziomie.



Rys. 5. Zmiana zadanej wartości prędkości obrotowej z 4400 na 5400 [obr/min].

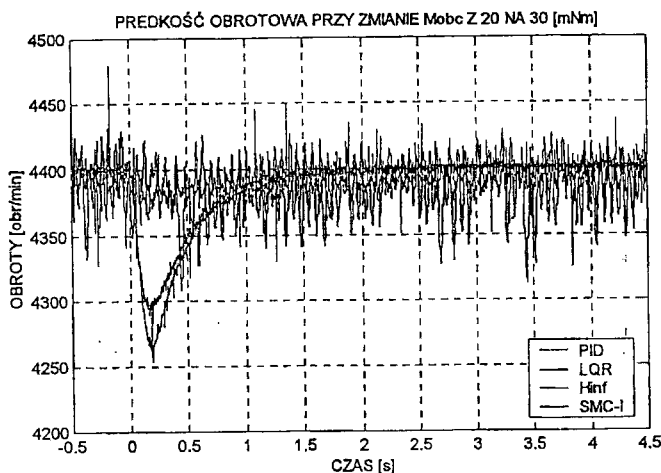
Zaprezentowane przebiegi potwierdzają, że proces przejściowy zachodzi we wszystkich układach ze zbliżoną prędkością. Dla wszystkich regulatorów charakterystyczne jest również to, że prędkość obrotowa silnika, zgodnie z założeniem, osiąga stan ustalony, a uchyb regulacji wynosi zero. Charakterystyczny jest również brak przeregulowania, które pojawiało się w trakcie symulacji komputerowych.



Rys. 6. Prędkość obrotowa silnika po zmniejszeniu zadanej wartości momentu obciążenia z 20 na 0 [mNm].

7.3 Odporność na zakłócenia w postaci zmian M_{obc}

Zadaniem regulatora jest również utrzymanie zadanej wartości prędkości obrotowej pomimo występujących zakłóceń w postaci zmian statycznego momentu oporowego. Stąd też kolejne przebiegi czasowe (Rys. 6 i 7) ukazują wpływ skokowego odchylenia (spadek i wzrost) momentu obciążenia od wartości $M_{obc}=20$ [mN·m].



Rys. 7. Prędkość obrotowa silnika po zwiększeniu zadanej wartości momentu obciążenia z 20 na 30 [mNm].

Zmiana M_{obc} była wynikiem skokowej zmiany napięcia zasilającego hamownicę. Na podstawie uzyskanych przebiegów czasowych prędkości obrotowej możemy wnioskować, że jedynie w układach sterowania z regulatorami PID i SMC-I zmiana prędkości, pod wpływem skokowej zmiany obciążenia, była nieznaczna. W pozostałych przypadkach pojawia się wyraźny wzrost lub spadek prędkości, który zanika w skończonym odcinku czasu. Względna zmiana prędkości obrotowej w układzie z regulatorem LQR osiąga maksymalnie 7% wartości stanu ustalonego dla spadku M_{obc} do zera. Ten układ jest więc najmniej odporny na zmiany obciążenia.

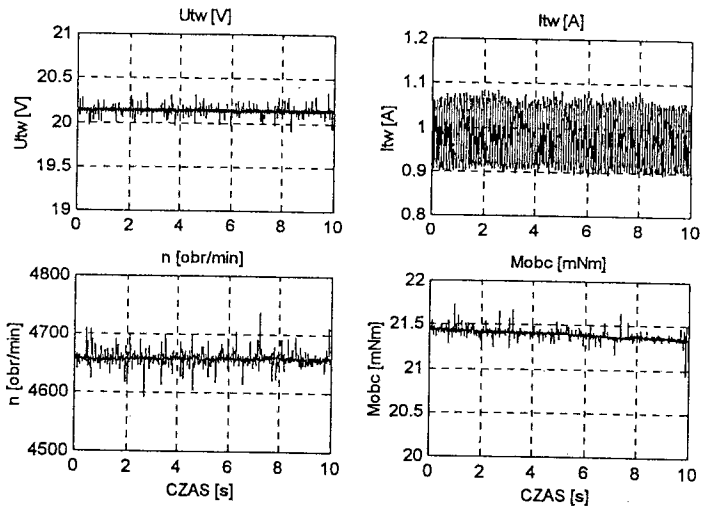
7.4 Zakłócenia w postaci szumów

Kolejnym etapem sprawdzenia poprawności pracy przyjętych regulatorów jest zbadanie wpływu szumów na zachowanie układów automatycznej regulacji.

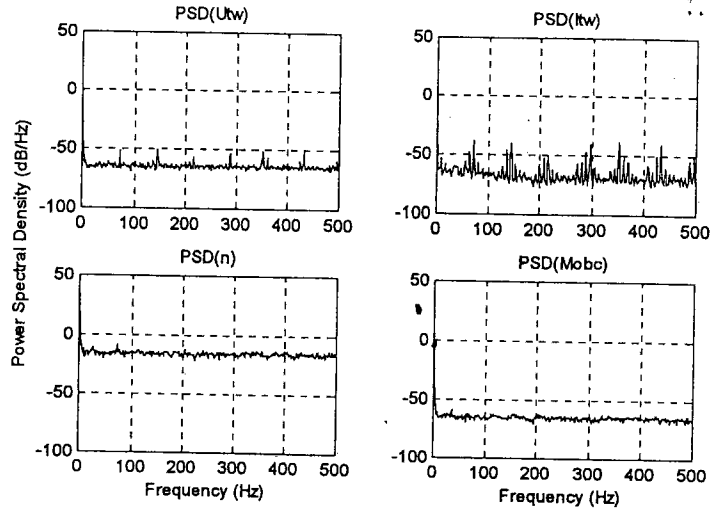
W pierwszej kolejności zostanie określony poziom szumów we wszystkich torach pomiarowych układu sterowania. Silnik i hamownica były zasilane napięciem stałym. W czasie ich pracy rejestrowano następujące sygnały:

- napięcie twornika – U_{tw} [V];
- prąd twornika – I_{tw} [A];
- prędkość obrotowa – n [obr/min];
- moment obciążenia – M_{obc} [mN·m];

których przebiegi czasowe prezentuje poniższy rysunek (Rys. 8).

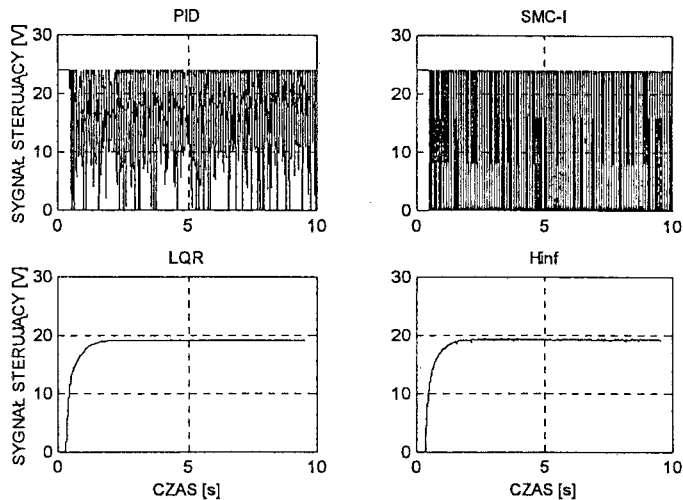


Rys. 8. Szum w sygnałach: U_{tw} , I_{tw} , n , M_{obic} .

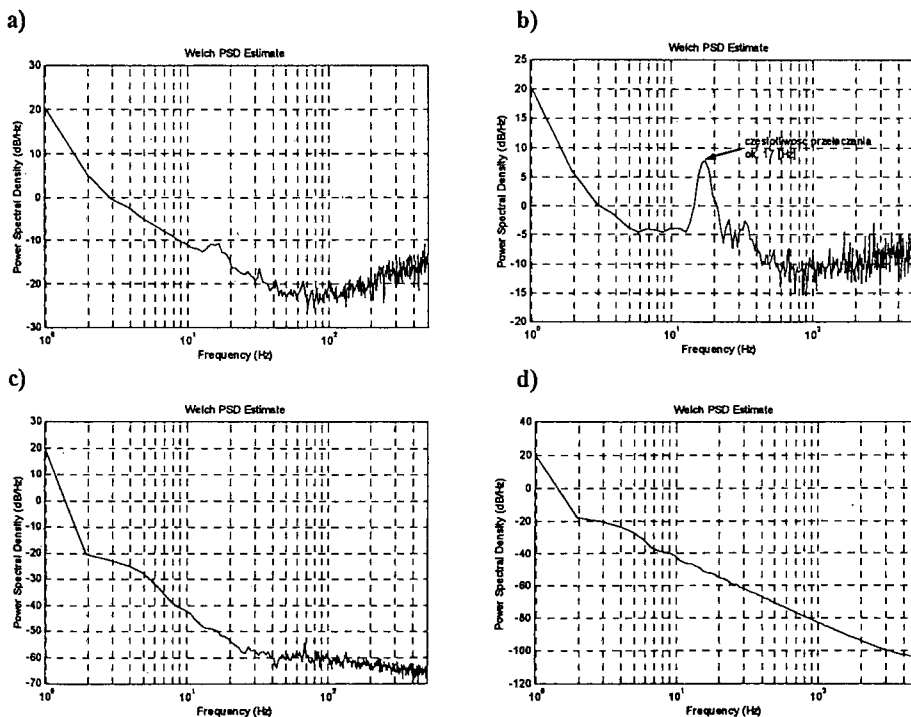


Rys. 9. Gęstość widmowa mocy szumu w sygnałach: U_{tw} , I_{tw} , n , M_{obic} .

W celu określenia poziomu szumów względem składowej stałej zmierzonych sygnałów została wyznaczona gęstość widmowa mocy metodą Welch'a. Wykorzystano do tego funkcję *pwelch* dostępną w SIGNAL PROCESSING TOOLBOX. Gęstość widmowa mocy była estymowana w 1024 punktach dla częstotliwości z przedziału (0, 500) [Hz]. Uzyskane wyniki przedstawione są na rysunku 9.



Rys. 10. Sygnały sterujące pracą zasilaczy na wyjściu regulatorów: PID, LQR, H_{∞} , SMC-I.



Rys. 11. Gęstość widmowa mocy sygnału na wyjściu regulatora:
a) PID; b) SMC-I; c) H_{∞} ; d) LQR

Z prezentowanych charakterystyk wynika, że pomiar prędkości obrotowej generuje szumy o największej gęstości widmowej mocy, co jest wynikiem zastosowanej metody pomiarowej oraz parametrów wykorzystywanego filtra. Charakterystyczne jest również pojawienie się kolejnych harmonicznych częstotliwości 72.5 [Hz], które najwyraźniej są widoczne w widmie prądu twornika. Zarejestrowana częstotliwość odpowiada rzeczywistej prędkości obrotowej silnika, która wynosi około 4350 [obr/min], a nie 4660 [obr/min] jak wynika z pomiarów. Tak wyraźna obecność tego sygnału w widmie I_w jest spowodowana zjawiskiem komutacji zachodzącym na komutatorze.

Jako kryterium oceny pracy układów automatycznej regulacji w obecności szumów posłużą charakterystyki gęstości widmowej mocy sygnałów sterujących pracą zasilaczy, których przebiegi czasowe prezentuje rysunek 10.

W celu określenia poziomu szumów w sygnałach wyjściowych regulatorów posłużono się również funkcją *pwelch*, z tą różnicą, że na rysunkach wprowadzono logarytmiczną skalę częstotliwości. Uzyskane wyniki przedstawione są na rysunkach 11.

Sygnałem wejściowym regulatorów jest uchyb, będący różnicą pomiędzy wartością zadaną, a wartością zmierzoną prędkości obrotowej. Można przyjąć, że gęstość widmowa mocy tego sygnału odpowiada zaprezentowanej na rysunku 9, gdyż wartość zadana jest wartością stałą lub zmieniającą się w sposób skokowy – jest sygnałem „ubogim” w częstotliwości, a sygnał mierzony jest obciążony szumem.

Celem wyznaczenia gęstości widmowych mocy sygnałów wyjściowych z regulatorów było zbadanie wpływu szumów na sygnał sterujący zasilaczami. Na podstawie zaprezentowanych charakterystyk możemy stwierdzić, że regulator PID posiada niekorzystną własność wzmacniania szumów o dużej częstotliwości przez człon różniczkujący regulatora. Na przebiegu gęstości widmowej mocy sygnału pochodzącego z regulatora SMC-I można wyróżnić pik odpowiadający częstotliwości około 17 [Hz], która stanowi częstotliwość przełączania prawa sterowania.

Oba omawiane regulatory nie tłumią szumów obecnych w sygnale wejściowym, gdyż poziom gęstości widmowej mocy sygnału pomiarowego i sygnałów sterujących jest zbliżony i wynosi około -15 [dB/Hz].

Odmienne właściwości posiadają regulatory LQR i H_∞ , które tłumią szumy w całym zakresie rozpatrywanych częstotliwości.

8. PODSUMOWANIE

Celem pracy było zastosowanie nowych metod sterowania do regulacji prędkości obrotowej silnika elektrycznego prądu stałego.

Sterowanie silnikiem w pętli sprzężenia zwrotnego ma zapewnić zadaną wartość prędkości obrotowej wirnika pomimo zakłóceń w postaci zmian obciążenia oraz zmian parametrów opisujących własności dynamiczne obiektu. Aby uzyskać prędkość obrotową na założonym poziomie przy procesach przejściowych spełniających ogólnie przyjęte wymagania (przeregulowanie nie większe niż 20% stanu ustalonego i czas regulacji w granicach 1 [s]) zastosowano regulatory: PID – proporcjonalno-całkująco-różniczkujący; LQR – optymalny kwadratowy; H_∞ – odporny; SMC-I – ślizgowy.

Wpływ regulatorów na pracę silnika oceniano w oparciu o kryterium czasowe i energetyczne, które zdefiniowano w następujący sposób:

- t_r czas regulacji - jest to czas osiągnięcia przez odpowiedź układu 95% stanu ustalonego;
- T_n czas narastania - osiągnięcie przez odpowiedź układu 65% wartości ustalonej;

- W ilość energii elektrycznej pobrana w czasie rozruchu.

Badano również wpływ szumów obecnych w sygnałach pomiarowych na sygnał sterujący prędkością silnika.

W wyniku przeprowadzonych pomiarów na stanowisku laboratoryjnym uzyskano wyniki, które świadczą o tym, że każdy z zaprojektowanych regulatorów poprawnie steruje pracą silnika, uzyskując w stanie ustalonym uchyb równy zero.

Pożądane właściwości tłumienia szumów posiadają jedynie regulatory LQR i H_∞ . Regulator PID wzmacnia szumy dużej częstotliwości, co jest wynikiem zastosowania członu różniczkującego. W wypadku regulatora SMC-I uwidacznia się, natomiast, wpływ przełączania sygnału sterującego na prędkość obrotową silnika.

Pomiar zużytej energii elektrycznej w czasie rozruchu wykazał, że zastosowane regulatory, poza SMC-I, pobierają zbliżoną jej ilość. Natomiast regulator ślizgowy czerpie o kilkadziesiąt procent większą ilość energii. Można się spodziewać, że po zastosowaniu zasilacza pracującego w trybie PWM ilość pobranej energii ulegnie zmniejszeniu.

Różnice we właściwościach dynamicznych badanych układów automatycznego sterowania wynikają głównie z odmiennych charakterystyk dynamicznych regulatorów. Można jednak stwierdzić, na podstawie przeprowadzonych pomiarów na stanowisku laboratoryjnym, że najlepsze wyniki uzyskano przy zastosowaniu regulatora LQR i H_∞ , które choć były wyznaczane w oparciu o liniowy model dynamiki obiektu, pracują poprawnie, chociaż model symulacyjny zaimplementowany w SIMULINK'u, jak i rzeczywisty silnik są nieliniowe.

W praktycznych zastosowaniach silników można wykorzystać powyższe rozważania do doboru odpowiedniej metody jego sterowania.

LITERATURA

- [1.] A. Zalewski, R. Cegiela: *Matlab – obliczenia numeryczne i ich zastosowania*. Poznań, Nakom 1996.
- [2.] B. Mrozek, Z. Mrozek: *Matlab 5.x Simulink 2.x – poradnik użytkownika*. Warszawa, PLJ 1998.
- [3.] E. Ho, P. Sen: *Control Dynamics of Speed Drive Systems Using Sliding Mode Controllers with Integral Compensation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 27, 1991, str. 883+891.
- [4.] K. Bisztyga: *Sterowanie i regulacja silników elektrycznych*. Warszawa, WNT 1989.
- [5.] K. Ogata: *Designing Linear Control Systems with Matlab*. Englewood Cliffs, New Jersey, PRENTICE HALL.
- [6.] M. Konieczny: *Model układu napędowego ze stabilizowaną prędkością obrotową*. Warszawa, WAT 1996.
- [7.] M. Żelazny: *Podstawy automatyki*. Warszawa, PWN 1976.
- [8.] P. de Larminat, Y. Thomas: *Automatyka – układy liniowe. Sygnały i układy. Cz. I*. Warszawa, WNT 1983.
- [9.] R. Y. Chiang, M. G. Safonov: *Robust Control Toolbox*. MathWork 1992.
- [10.] S. Skogestad, I. Postlethwaite: *Multivariable Feedback Control. Analysis and Design*. Chichester, John Wiley & Sons Ltd 1996.
- [11.] V. Utkin: *Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 40 1993, str. 22+36.
- [12.] Z. Gosiewski, D. Hanc: *Modelowanie i sterowanie silnika prądu stałego*. Dęblin IV Sympozjum Naukowe: Problemy techniczno – eksploatacyjne w kształceniu pilotów. 1999.