

Aleksander Fręchowicz, Adam Heyduk
Politechnika Śląska, Gliwice

DOBÓR NASTAW REGULATORÓW CYFROWYCH W MECHATRONICZNYM UKŁADZIE WÓZKA INWALIDZKIEGO

SELECTION OF DIGITAL REGULATOR SETTINGS FOR MECHATRONIC SYSTEM OF INVALID WHEELCHAIR

Abstract: Development of drive systems with BLDC motors created the necessity of working out appropriate control systems. During last few years, when PM motors started to attain large powers, the cascade control system started to be commonly applied. This is a standard system, previously used in classical commutator dc machines. This systems contains "master" (superior) speed control loop and "slave" (inferior) current control loop. In both loops digital PI-type controllers are used, and the settings of internal loop controller are selected according to criterion known as "module optimum", while external loop controller settings are selected per "symmetry optimum" criterion. System built in accordance with these rules is characterised by significant over-regulations in transient states and that is why it must be additionally equipped with speed setter, which will smooth abrupt changes in set speed. The paper presents design of BLDC motor speed control system, its control algorithm and ways of selecting controller parameters; this motor is used in invalid wheelchair drive. Method of speed measurement, basing on testing the interval between subsequent changes in Hall sensors outputs is described. A summary of mathematical model of basic drive system elements is presented and the parameters are calculated. The current and speed waveforms in transient states are also shown, calculated with the help of mathematical model of the drive..

1. Wstęp

Rozwój układów napędowych wyposażonych w silniki BLDC spowodował konieczność opracowania odpowiednich układów regulacji. W ostatnich czasach, kiedy silniki prądu stałego z magnesami stałymi osiągają duże moce, najczęściej stosuje się kaskadowy układ regulacji, znany z klasycznych maszyn prądu stałego, składający się z nadrzędnej pętli regulacji prędkości i podrzędnej pętli regulacji prądu.

Głównym zadaniem pętli regulacji prądu jest zmniejszenie inercji występujących w tej części napędu, oraz realizacja tzw. „odcięcia prądowego”, czyli ograniczenie maksymalnej wartości prądu pobieranego przez silnik. W starszych układach regulacji funkcje regulatora prądu spełniały regulatory histerezowe lub progowe, dzisiaj najczęściej stosuje się cyfrowe regulatory typu PI.

Nadrzędna pętla regulacji prędkości reaguje na różnicę między prędkością zadaną i prędkością rzeczywistą i wypracowuje sygnał służący do wyliczenia wartości współczynnika wypełnienia fali PWM sterującej czasem przewodzenia tranzystorów komutatora elektronicznego. Również w tej pętli stosuje się cyfrowe regulatory typu PI.

W referacie przedstawiono sposób doboru układu regulacji silnika BLDC przeznaczonego

do napędu wózka inwalidzkiego. W wózku zastosowano wolnoobrotowe silniki z zewnętrznym wirnikiem, umieszczone w felgach kół wózka. Na obwodzie wewnętrznym wirnika umieszczono magnesy trwałe (8 par biegunów). Trzy czujniki Halla zainstalowane w stojanie co 120 stopni elektrycznych dają 48 zmian stanu na każdy obrót silnika. Metodyka analizy i syntezy obwodu regulacji zaprezentowana w opracowaniu jest uniwersalna i może być zastosowana w wielu innych rodzajach napędów wyposażonych w silniki BLDC.

Silnik elektryczny zasilany jest z akumulatorów poprzez przetwornicę tranzystorową. Przetwornica sterowana jest z wyjść PWM procesora sygnałowego. Założono że częstotliwość fali PWM będzie wynosić 8 kHz. Warto zwrócić uwagę na pomiar prędkości. W układzie zastosowano pośredni pomiar prędkości, wykorzystując dyskretne sygnały z czujników hallotronowych wykorzystywanych przez komutator elektroniczny. W typowych rozwiązaniach stosowanych w układach sterowników szybkobieżnych silników BLDC wykorzystuje się przetwornik częstotliwość – napięcie: mierzy się częstotliwość zmian sygnału wyjściowego jednego z czujników

Halla, która jest proporcjonalna do prędkości obrotowej silnika.

W wolnobieżnych silnikach zastosowanych w wózku przy normalnej pracy pod obciążeniem silnik wiruje z prędkością od 10 do 100 obr/min, co pozwala osiągnąć prędkości od 20 cm/s do 2 m/s (czyli nieco ponad 6 km/godz.). Stan wyjść wszystkich trzech czujników zmienia się 48 razy na jeden obrót silnika. Oznacza to, że nawet biorąc pod uwagę stan wszystkich trzech czujników otrzymuje się sygnał częstotliwości od 8 Hz do 80 Hz. Jest to za mała wartość, aby można było zbudować szybko reagujący układ sterowania. Z tego względu pośredni pomiar prędkości oparto nie na pomiarze częstotliwości, ale na pomiarze okresów między kolejnymi zmianami stanów czujników Halla. W zależności od nastawionej prędkości, podczas normalnej jazdy mierzone są okresy od 12,5 ms do 125 ms.

Na podstawie zmierzonych okresów mikrosterownik oblicza prędkość wirowania silnika. Typowa procedura przetwarzająca okres na prędkość wymaga zastosowania dzielenia przez zmienną, a taka operacja potrzebuje dużej ilości czasu maszynowego procesora. Aby obliczenia prędkości mogły być wykonane jak najszybciej, w pamięci mikrosterownika umieszczono tablicę funkcji

$$y = \frac{1}{x}.$$

Znając wartość okresu, wynik (wartość proporcjonalna do prędkości) jest odczytywany bezpośrednio z tablicy i na tej podstawie wylicza się aktualną prędkość wirowania silnika.

2. Uproszczony model matematyczny układu napędowego z bezszczotkowym silnikiem prądu stałego

Wprowadźmy następujące zmienne i stałe opisujące pracę bezszczotkowego silnika prądu stałego:

$U(t)$ – napięcie z komutatora elektronicznego zasilające silnik,

$E(t)$ – napięcie rotacji indukowane w uzwojeniu twornika,

$I(t)$ – prąd twornika,

$M(t)$ – moment elektromagnetyczny silnika,

$\omega(t)$ – prędkość kątowna wirnika,

R – rezystancja uzwojenia twornika,

L – indukcyjność uzwojenia twornika,

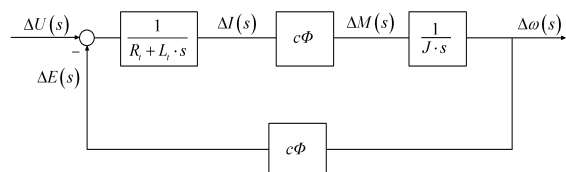
J – moment bezwładności mas wirujących,

$c\Phi$ – iloczyn stałej maszynowej i strumienia głównego (stałego w maszynie z magnesami trwałymi).

Przyrostowe równania opisujące maszynę BLDC są podobne jak równania klasycznej maszyny prądu stałego i mają postać:

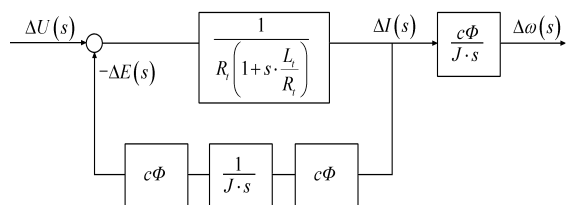
$$\begin{cases} \Delta U(s) = \Delta E(s) + R_t \cdot \Delta I(s) + L_t \cdot s \cdot \Delta I(s) \\ \Delta E(s) = c\Phi \cdot \Delta \omega(s) \\ \Delta M(s) = c\Phi \cdot \Delta I(s) \\ \Delta M(s) = J \cdot s \cdot \Delta \omega(s) \end{cases} \quad (1)$$

Powyższym równaniom odpowiada schemat blokowy maszyny BLDC:



Rys. 1 Schemat blokowy maszyny BLDC

Po przekształceniach otrzymuje się schemat blokowy zawierający dwa podzespoły regulacji prądu i prędkości:

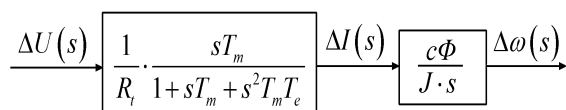


Rys. 2. Podzespoły regulacji prądu i prędkości

Po kolejnych przekształceniach i po wprowadzeniu stałych czasowych: elektromechanicznej

$$T_m = \frac{J \cdot R_t}{(c\Phi)^2} \quad \text{i} \quad \text{elektromagnetycznej: } T_e = \frac{L_t}{R_t},$$

otrzymujemy:



Rys. 3. Przekształcony schemat maszyny BLDC

Aby zbudować schemat blokowy pełnego układu regulacji, należy zdefiniować bloki przetwornicy tranzystorowej, regulatorów prądu i prędkości oraz czujniki pomiarowe prędkości i prądu. Przetwornicę tyrystorową zamodelowano za pomocą elementu typu opóźnienie rzeczywiste o wzmacnieniu K_{pt} i o czasie opóźnienia T_{pt} .

W układzie regulacji zastosowano dwa regulatory typu PI. Analogowy regulator PI posiada transmitancję operatorową:

$$G(s) = K_p \cdot \frac{1+T_i s}{T_i s} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2)$$

gdzie: $K_i = \frac{K_p}{T_i}$, K_p i T_i są odpowiednio wzmo-

nieniem i czasem całkowania (zdwojenia).

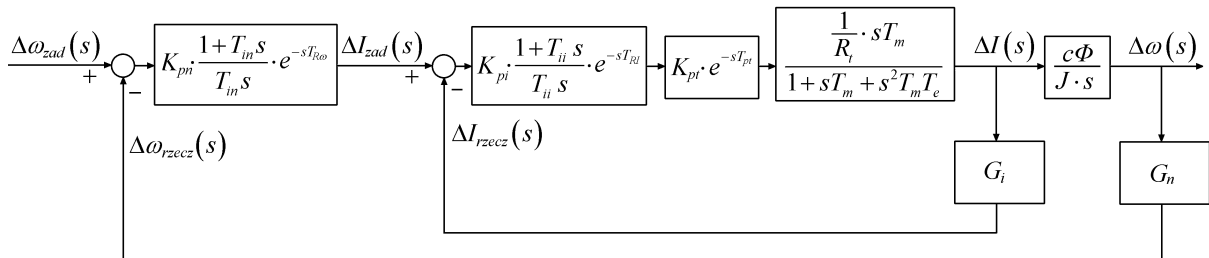
Regulatory są zrealizowane cyfrowo, w oprogramowaniu procesora sygnałowego. Algorytm regulacji jazdy wózka wywołuje je okresowo: obliczenia regulatora prądu powtarzane są co okres T_{Ri} , a obliczenia regulatora prądu - co okres T_{RN} . Dlatego elementy schematu blokowego reprezentujące regulatory, zapisane za pomocą transmitancji analogowych, są uzupełnione o opóźnienie

rzeczywiste: $e^{-sT_{Ri}}$.

W układzie regulacji wózka zastosowano kaskadowy układ regulacji zawierający dwa regulatory: prędkości i prądu. Parametry tych regulatorów są oznaczane dodatkowymi indeksami i (dla prądu) i n lub ω (dla prędkości).

Przetworniki pomiarowe napięcia i prądu na schemacie reprezentują bloki o transmitancjach G_i i G_n . Podobnie jak przetwornica, to również są elementy o określonym współczynniku wzmocnienia, wywoływane okresowo przez przetwornik (kolejne opóźnienia rzeczywiste).

Ostatecznie schemat blokowy układu regulacji prędkości wózka przyjmuje postać jak na rys. 4.



Rys. 4. Schemat blokowy układu regulacji prędkości wózka inwalidzkiego

3. Dobór nastaw regulatora prądu

Ze względu na skomplikowaną postać modelu matematycznego, dobór nastaw pokazany będzie za pomocą danych liczbowych układu napędowego wózka inwalidzkiego. Takie postępowanie pozwala na znaczne uproszczenie wyrażeń.

Przyjęto następujące parametry silnika i napędu:

$R_t = 0,36 \Omega$ (jedna cewka gwiazdy),

$L_t = 0,43 \text{ mH}$ (jedna cewka gwiazdy),

$c\Phi = 1,5 \text{ Vs}$,

$T_e = 1,2 \text{ ms}$ elektromagnetyczna stała czasowa silnika.

Napęd wózka powinien pracować poprawnie w każdych warunkach. Dynamika napędu zależy jednak od jego zastępczego momentu bezwładności. Moment bezwładności, a za nim elektromechaniczna stała czasowa zależą mocno od obciążenia silnika. Dla napędu wózka rozpatrzono trzy przypadki (uwaga: wózek jest wyposażony w dwa bliźniacze napędy koła lewego i prawego), pokazane w tabeli 1:

Ze względu na szczupłość miejsca, w dalszym ciągu przedstawione będą wyniki obliczeń przy założeniu przypadku pierwszego, ale we

wnioskach pokazane będą również wyniki dla innych przypadków.

Tabela 1. Parametry mechaniczne napędu

	moment bezwładności J	elektromechaniczna stała czasowa T_m
sam silnik i koło	$1,7 \cdot 10^{-2} \text{ kgm}^2$	5,63 ms
silnik, koło i połowa masy wózka	$1,48 \text{ kgm}^2$	470 ms
silnik, koło, połowa masy wózka i inwalidy	$2,8 \text{ kgm}^2$	900 ms

Założono że częstotliwość fali PWM będzie wynosić 8 kHz, co oznacza, że w torze głównym układu regulacji znajduje się element o opóźnieniu rzeczywistym równym okresowi fali PWM. Współczynnik wypełnienia fali PWM jest ustawiany przez sygnał wyjściowy regulatora prądu, który może przyjmować wartości z przedziału od 0 do 1024 jednostek. Na wyjściu przetwornicy otrzymujemy sygnał napięciowy, którego wartość średnia zmienia się w przedziale od 0 do 24 V. Oznacza to, że symbolem blokowym przetwornicy tranzystorowej powinien być element typu opóźnienie

rzeczywiste o czasie opóźnienia $T_{pi} = 125 \mu s$ i o wzmacnieniu $K_{pi} = 24/1024 = 0,0234$.

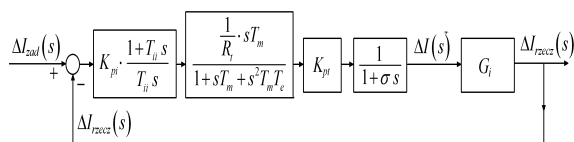
Przetwornik pomiarowy prądu oznaczany jest na rysunkach symbolem G_i . Jego współczynnik wzmacnienia składa się ze wzmacnienia elementu pomiarowego (element LEM ze wzmacniaczem operacyjnym; prądowi 3 A odpowiada napięcie 0,76 V) i wzmacnienia przetwornika analogowo cyfrowego procesora (napięciu 3,3 V odpowiada liczba 1024). Ostatecznie otrzymujemy wartość wzmacnienia: $G_i = 1024/3,3 \cdot 0,76/3 = 78,61$ jednostek na amper. Opóźnienie związane z przetwornikiem pomiarowym prądu jest stosunkowo niewielkie: czas wykonywania pomiaru wynosi 1,075 μs , pomiar powtarzany co ok. 10 μs . W porównaniu z czasami opóźnień wprowadzanymi przez inne elementy, to opóźnienie ma znikomy wpływ na działanie układu regulacji i dalej będzie pomijane.

Ostatecznie w pętli regulacji prądu uwzględnić będziemy:

- opóźnienie związane z okresem PWM napięcia zasilającego silniki; ten okres został zaprogramowany na 125 μs ($f_{PWM} = 8$ kHz) i dlatego przyjęto $T_{pi} = 125 \mu s$,
- opóźnienie związane z dyskretnym działaniem regulatora prądu: procedura regulatora jest wywoływana co 0,8 ms i dlatego przyjęto $T_{RI} = 800 \mu s$

Łącznie sumę tak zwanych „małych stałych czasowych” można oszacować na $\sigma = 1000 \mu s$. Zgodnie z ogólnie przyjętą procedurą [2], w schemacie blokowym modelu usunięto transmitancje opóźnień i zastąpiono je blokiem inercji pierwszego rzędu $G_o(s) = \frac{1}{1 + \sigma s}$. Ostatecznie

uproszczony schemat blokowy pętli regulacji prądu przyjmuje postać jak na rysunku:



Rys. 5. Schemat blokowy pętli regulacji prądu

Transmitancja operatorowa układu otwartego jest równa:

$$K_o(s) = K_{pi} \cdot \frac{1 + T_{ii} s}{T_{ii} s} \cdot \frac{1}{1 + s T_m + s^2 T_m T_e} \cdot K_{pi} \cdot \frac{1}{1 + \sigma s} \cdot G_i \quad (3)$$

Wyrażenie $1 + s T_m + s^2 T_m T_e$ można rozbić na iloczyn dwóch czynników:

$$1 + s T_m + s^2 T_m T_e = (1 + s T_u) (1 + s T_v) \quad (4)$$

Zgodnie z zaleceniami wyprowadzonymi w literaturze [1], nastawę pierwszego parametru, czasu zdwojenia T_{ii} dobieramy w ten sposób, aby skompensować mniejszą stałą czasową T_u . Dzięki temu, układ regulacji prądu staje się mało wrażliwy na zmiany momentu bezwładności. W przypadku wózka inwalidzkiego jest to bardzo ważne, bo wózkami mogą poruszać się osoby o różnej wadze, wózek może też jeździć sam. W każdej sytuacji, jego stany przejściowe powinny być zbliżone do optymalnych. Podstawiając dane napędu: $T_e = 1,2$ ms, $T_m = 5,63$ ms otrzymuje się: $T_u = 1,734$ ms, $T_v = 3,896$ ms, otrzymuje się pierwszą nastawę analogowego regulatora PI (jego czas całkowania): $T_{ii} = T_u = 1,734$ ms

Po tym kroku, transmitancja operatorowa układu otwartego przybierze postać:

$$K_o(s) = K_{pi} \cdot \frac{T_m \cdot K_{pi} \cdot G_i}{T_u \cdot R_i} \cdot \frac{1}{(1 + s T_u)} \cdot \frac{1}{1 + \sigma s} \quad (5)$$

Po podstawieniu pozostałych danych otrzymuje się transmitancję operatorową układu otwartego:

$$K_o(s) = \frac{K_{pi} \cdot 8,3}{(1 + s \cdot 3,896 \cdot 10^{-3}) \cdot (1 + s \cdot 10^{-3})} \quad (6)$$

i transmitancję układu zamkniętego:

$$K_z(s) = \frac{K_{pi} \cdot 8,3}{K_{pi} \cdot 8,3 + 1 + s \cdot 4,896 \cdot 10^{-3} + s^2 \cdot 3,896 \cdot 10^{-6}} \quad (7)$$

$$\text{czyli } K_z(s) = \frac{b_0}{a_0 + s \cdot a_1 + s^2 \cdot a_2} \quad (8)$$

Stany przejściowe układu o takiej transmitancji optymalizuje się stosując tzw. kryterium „optimum modułu” [2]. Od klasycznej postaci „optimum modułu” układ regulacji prądu odróżnia występowanie statycznego błędu regulacji ($a_0 \neq b_0$), spowodowane wzajemnym kompensowaniem się charakteru całkującego regulatora i charakteru różniczkującego obiektu regulacji. Zgodnie z [2] optymalne przebiegi przejściowe otrzymamy po spełnieniu warunku:

$$2a_0 a_2 = a_1^2 \quad (9)$$

Stąd można obliczyć drugą nastawę analogowego regulatora PI:

$$K_{pi} = 0,25$$

W postaci cyfrowej regulator może być wyrażony jako:

$$\Delta U(n) = K0 \cdot \Delta \varepsilon_i + K1 \cdot \sum_{k=0}^n \Delta \varepsilon_i(n-1) \quad (10)$$

Gdzie współczynniki $K0$ i $K1$ są związane z parametrami układu regulacji zależnościami:

$$K0 = K_{pi}, \quad K1 = \frac{K_{pi} \cdot T_{RI}}{T_{ii}} \quad (11)$$

gdzie T_{RI} jest czasem opóźnienia związanego z dyskretnym działaniem regulatora prądu (okresem, co jaki wywoływana jest procedura regulatora prądu).

Po kolejnych obliczeniach transmitancja pętli prądowej przyjmuje postać:

$$K_{zI}(s) = \frac{1}{1,482 + s \cdot 2,36 \cdot 10^{-3} + s^2 \cdot 1,878 \cdot 10^{-6}} \quad (12)$$

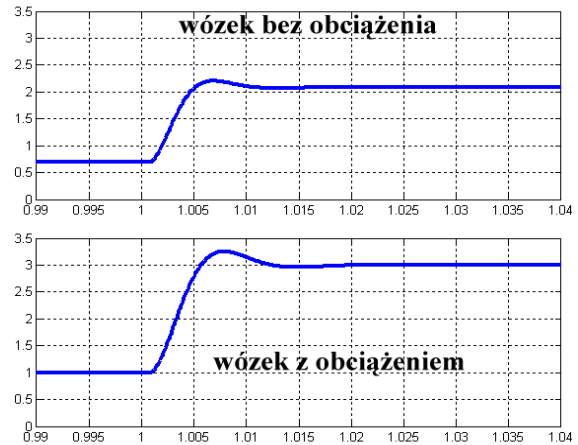
W powyższym zapisie do dalszej optymalizacji układu regulacji pomija się ostatni element mianownika, jako bardzo mały w porównaniu z pierwszymi dwoma i ostatecznie funkcja przejścia może być zapisana za pomocą przybliżonej zależności:

$$K_{zI}(s) = \frac{0,675}{1 + s \cdot 1,592 \cdot 10^{-3}} \quad (13)$$

Jak widać z zapisu przebieg prądu będzie miał charakter zbliżony do inercji I rzędu o stałej czasowej 2 ms, czyli prąd osiągnie wartość zadaną po 6 do 8 ms. Widać też, że mimo zastosowania regulatora o charakterze całującym, układ regulacji prądu będzie charakteryzować spory błąd w stanie ustalonym. Ten błąd jest efektem różniczkującego działania obiektu regulacji i nie powinien przekroczyć wartości 33%.

Podobne obliczenia wykonano dla napędu wózka o dużym momencie bezwładności (uwzględnienie masy inwalidy siedzącego na wózku). W takim przypadku otrzymano nastawy regulatora prądu: $K_{pi} = 0,2338$, $T_{ii} = T_m = 1,2$ ms. Nastawy są podobne jak te obliczone wyżej, co oznacza że zmiana momentu bezwładności nie ma dużego wpływu na proces regulacji prądu silnika. Jednak w tym przypadku błąd statyczny jest mniejszy.

Na rysunku 6 pokazano obliczone przebiegi przejściowe odpowiedzi na skok jednostkowy wielkości zadanej prądu dla obu przedstawionych wyżej przypadków.

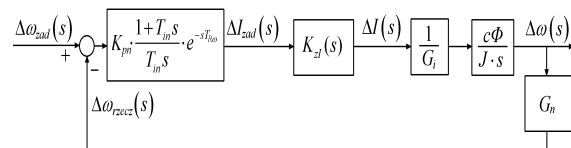


Rys. 6. Odpowiedź układu regulacji prądu na skok jednostkowy wielkości zadanej

4. Dobór nastaw regulatora prędkości

Po zakończeniu obliczeń wewnętrznej pętli regulacji prądu, należy przejść do obliczeń zewnętrznej pętli regulacji prędkości obrotowej (schemat blokowy pokazany na rysunku 7)

Na rysunku $K_{zI}(s)$ oznacza zoptymalizowaną pętlę regulacji prądu.



Rys. 7. Pętla regulacji prędkości silnika BLDC

Dla właściwego doboru nastaw regulatora prądu rozpatrujemy zewnętrzną pętlę układu regulacji. Również w tej pętli występuje szereg inercji i opóźnień rzeczywistych związanych z dyskretnym działaniem procesorowego układu regulacji. Są to:

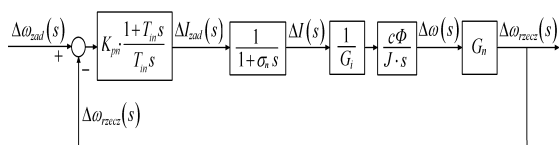
- Opóźnienie związane z dyskretnym działaniem regulatora prędkości: procedura regulatora jest wywoływana co 50 ms i dlatego przyjęto $T_{RN} = 50$ ms
- Opóźnienie związane z przetwornikiem pomiarowym prędkości: czas wykonywania pomiaru zależy od okresu przełączania sygnałów z czujników Halla. Przy typowej, średniej prędkości okres ten mieści się w granicach 7 do 10 ms, przy bardzo wolnych prędkościach może dochodzić do 100 ms. Przyjęto, że do obliczeń podstawiana będzie wartość 30 ms, której odpowiada przeciętna prędkość wózka $v = 0,78$ m/s (równoważna 2,82 km/godz lub 4,36 rd/s).
- Do sumy opóźnień doliczamy też 1,5 ms inercji powstałej po zoptymalizowanej pętli prądowej.

Łącznie sumę tak zwanych „małych stałych czasowych” można oszacować na $\sigma_n = 80$ ms. Podobnie jak przy optymalizacji pętli regulacji prądu, w schemacie blokowym modelu usunięto transmitancje opóźnień i zastąpiono je blokiem inercji pierwszego rzędu, o wzmacnieniu równym wzmacnieniu zoptymalizowanej pętli regulacji prądu i o stałej czasowej równej sumie „małych stałych czasowych”:

$$G_\sigma(s) = \frac{0,675}{1 + \sigma_n s} \quad (14)$$

Ponadto tak dobrano parametry tablicy opisującej funkcję $y = C/x$, że współczynnik wzmacnienia członu pomiarowego prędkości jest równy: $G_n = 15,6$

Ostatecznie schemat blokowy zewnętrznej pętli układu regulacji przyjmuje postać:



Rys. 8. Pętla regulacji prędkości silnika BLDC

Transmitancja operatorowa układu zamkniętego:

$$K_{zn}(s) = \frac{11,42 \cdot \frac{K_{pn}}{T_{in}} + s \cdot 11,42 \cdot K_{pn}}{11,42 \cdot \frac{K_{pn}}{T_{in}} + s \cdot 11,42 \cdot K_{pn} + s^2 + s^3 \cdot 80 \cdot 10^{-3}} \quad (15)$$

$$\text{czyli: } K_{zn}(s) = \frac{b_0 + s \cdot b_1}{a_0 + s \cdot a_1 + s^2 \cdot a_2 + s^3 \cdot a_3} \quad (16)$$

Zgodnie z [2] funkcję tego typu optymalizuje się stosując tzw. „optimum symetrii”. Oznacza to, że optymalne przebiegi przejściowe otrzymuje się po spełnieniu dwóch warunków:

$$2a_0 a_2 = a_1^2, \quad 2a_1 a_3 = a_2^2 \quad (17)$$

Z tych warunków oblicza się szukane nastawy:

$$T_{in} = 0,32, \quad K_{pn} = 0,5473 \quad (18)$$

W postaci cyfrowej regulator może być wyrażony jako:

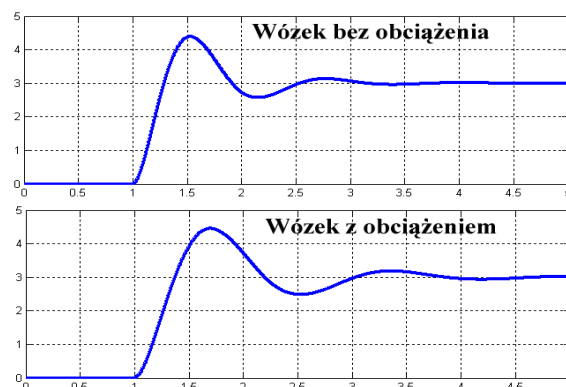
$$\Delta U(n) = K0 \cdot \Delta \varepsilon_i + K1 \cdot \sum_{k=0}^n \Delta \varepsilon_i(n-1) \quad (19)$$

Gdzie współczynniki $K0$ i $K1$ są związane z parametrami układu regulacji zależnościami:

$$K0 = K_{pn} = 0,5473, \quad K1 = \frac{K_{pn} \cdot T_{RN}}{T_{in}} = 0,0855 \quad (20)$$

gdzie T_{RN} jest czasem opóźnienia związanego z dyskretnym działaniem regulatora prędkości (procedura regulatora jest wywoływana co 50 ms, więc $T_{RN} = 50 \cdot 10^{-3}$).

Na rysunku 9 pokazano obliczone przebiegi odpowiedzi na skok jednostkowy wielkości zadanej prędkości. Odpowiedź jest typowa dla układów zoptymalizowanych wg kryterium „optimum symetrii” i charakteryzuje się dużym, 40 % przeregulowaniem.



Rys. 9. Odpowiedź układu regulacji prędkości na skok jednostkowy wielkości zadanej

5. Wnioski

W obu pętlach regulacji napędu kół wózka inwalidzkiego stosuje się cyfrowe regulatory typu PI, przy czym nastawy regulatora pętli wewnętrznej dobiera się wg kryterium zwanego „optimum modułu”, a regulatora pętli zewnętrznej wg kryterium „optimum symetrii”. Układ zrealizowany zgodnie z kryterium „optimum symetrii” charakteryzuje spore przeregulowanie w stanie przejściowym i dlatego musi być wyposażony dodatkowo w zadajnik prędkości, wygładzający gwałtowne zmiany wartości prędkości zadanej.

Literatura

[1] Bisztyga K.: *Sterowanie i regulacja silników elektrycznych*, ISBN: 83-2040982-9, WNT Warszawa 1989

[2] Frohr F.: Orttenburger F.: *Wprowadzenie do elektronicznej techniki regulacji*, WNT Warszawa 1977

Praca zrealizowana w ramach projektu badawczego własnego nr NN501365934

Autorzy

dr inż. Aleksander Fręchowicz, Politechnika Śląska ul. Akademicka 2; 44-100 Gliwice; tel. (32) 237-12-86; e-mail: afrechowicz@polsl.pl

dr inż. Adam Heyduk, Politechnika Śląska ul. Akademicka 2; 44-100 Gliwice; tel. (32) 237-12-50; e-mail: adam.heyduk@polsl.pl

Recenzent

Prof. dr hab. inż. Tadeusz Glinka