

Systemy mikroprocesorowe w sterowaniu

Projekt

Jakub Postępski

10 marca 2019

1 Treść zadania

Implementacja algorytmów sterowania dyskretnego dla rzeczywistego obiektu. Dobór parametrów z uwzględnieniem zadanego kryteriów.

Rzeczywistym obiektem jest zestaw ewaluacyjny z mikrokontrolerem STM32. Taki sam zestaw stosowany jest jako urządzenie regulatora. Częstotliwość pracy regulatora z twardymi ograniczeniami czasowymi to 20 Hz. Wartości przebiegów udostępnia urządzenie regulatora przez emulator portu szeregowego.

2 Kryteria oceny regulacji

- brak oscylacji
- brak uchybu ustalonego
- mniej niż 5% przesterowania

3 PID

3.1 Omówienie implementacji

Regulator PID jest jednym z prostszych regulatorów. Składa się on z trzech członów: proporcjonalnego, całkującego i różniczkującego. Jego dyskretna wersja ma następującą postać prawa regulacji:

$$u(k) = u_P(k) + u_I(k) + u_D(k)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} u_P(k) &= K \cdot e(k) \\ u_I(k) &= u_I(k-1) + \frac{K}{T_I} \cdot T \cdot \frac{e(k-1) + e(k)}{2} \\ u_D(k) &= K \cdot T_D \cdot \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \end{aligned}$$

Zmienna $u(k)$ symbolizuje wyznaczone w chwili k sterowanie, $e(k)$ uchyb, czyli różnicę pomiędzy wartością zadaną a wyjściem obiektu w chwili k . Zmienne $u_P(k), u_I(k), u_D(k)$ oznaczają kolejno wartości sterowania wyznaczone w chwili k na podstawie członu proporcjonalnego, całkującego i różniczkującego. Czas próbkowania symbolizowany jest za pomocą T . Dla tworzonego regulatora wynosił on 0,05 sekundy.

Strojenie regulatora PID polega na doborze odpowiednich wartości dla parametrów K (wzmocnienie), T_I (czas zdwojenia), T_D (czas wyprzedzenia).

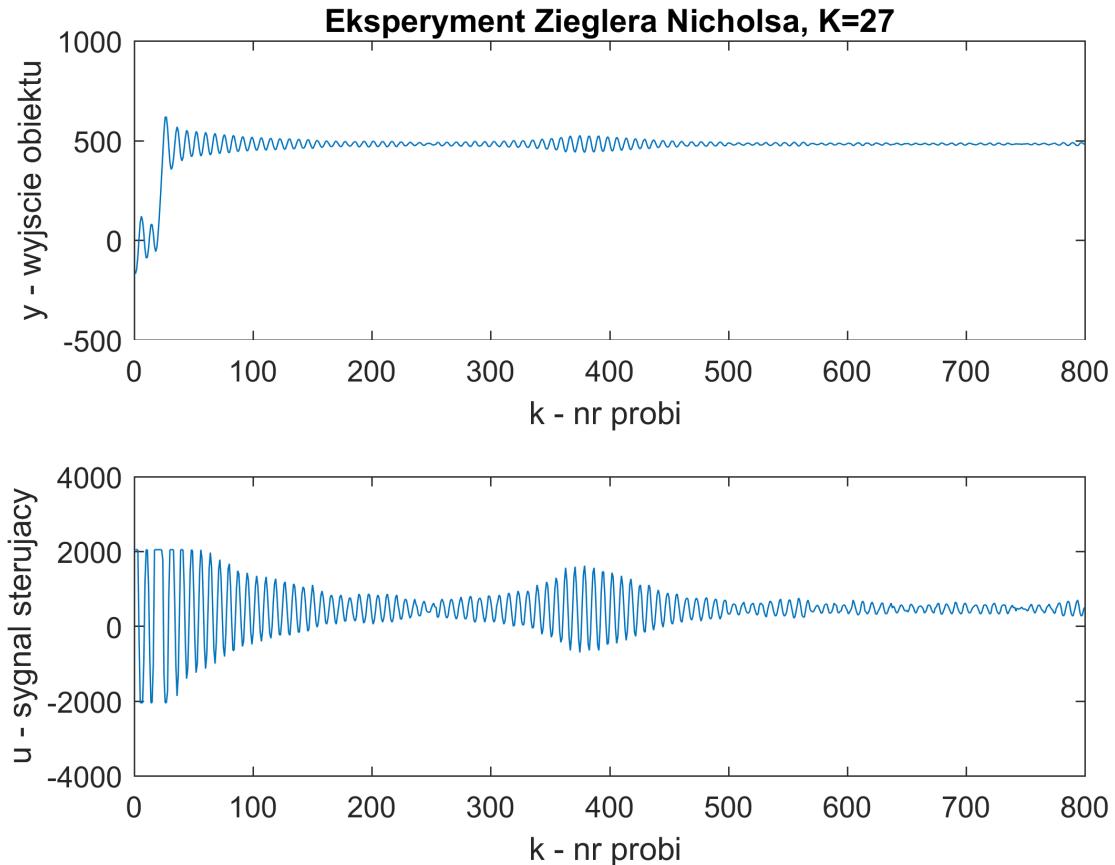
Listing 1: Kod realizujący regulator PID

```
// tu kod pid
```

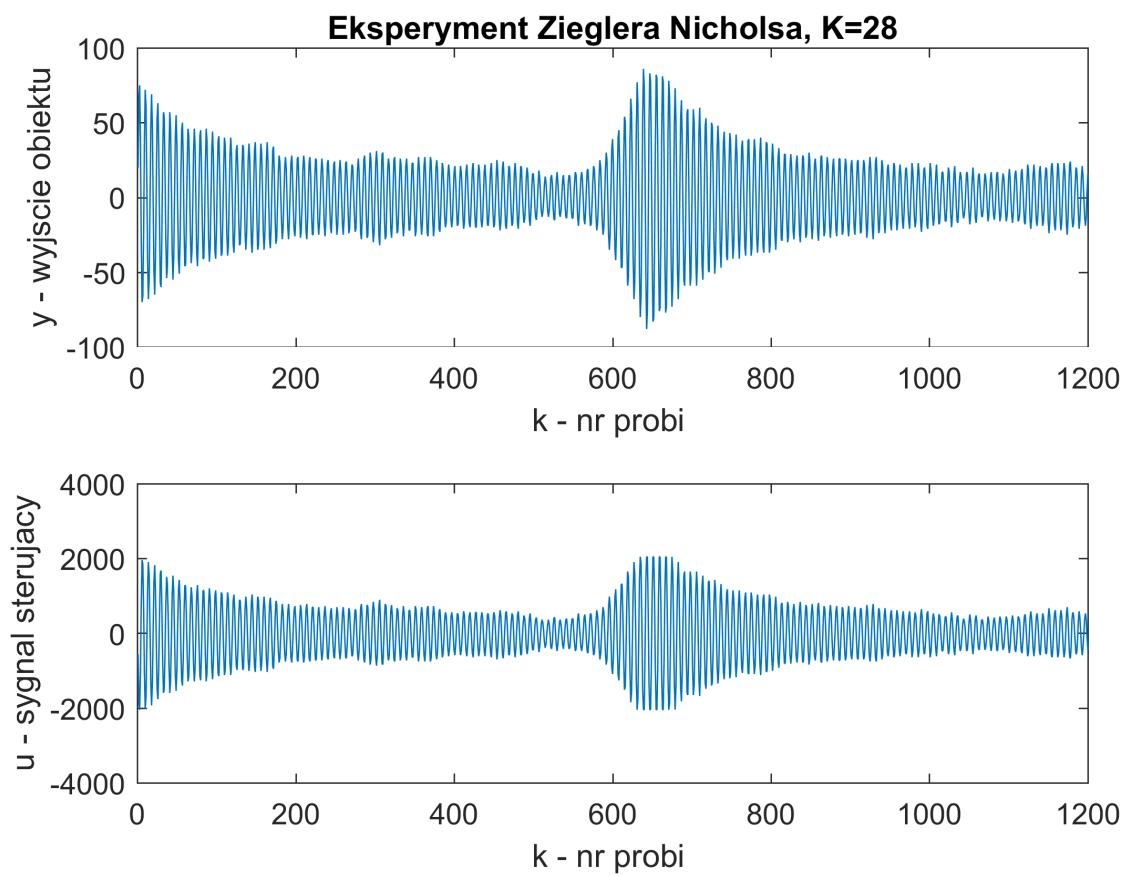
3.2 Wyznaczanie parametrów metodą Zieglera-Nicholsa

Uzyskano wzmacnienie krytyczne $K_u = 28$ (rys. 2). Dla mniejszych wartości K (rys. 1) brak niegasnących oscylacji. Dla większych wartości K (rys. 3) rosnąca amplituda oscylacji co prowadzi do przycinania sygnałów obiektu przez rzeczywiste ograniczenia. Dla danego przykładu obserwacja wzmacnienia krytycznego jest utrudniona, ponieważ inna jest częstotliwość generowania nowego sygnału sterowania przez regulator i częstotliwość wysyłania sygnału wyjściowego przez obiekt.

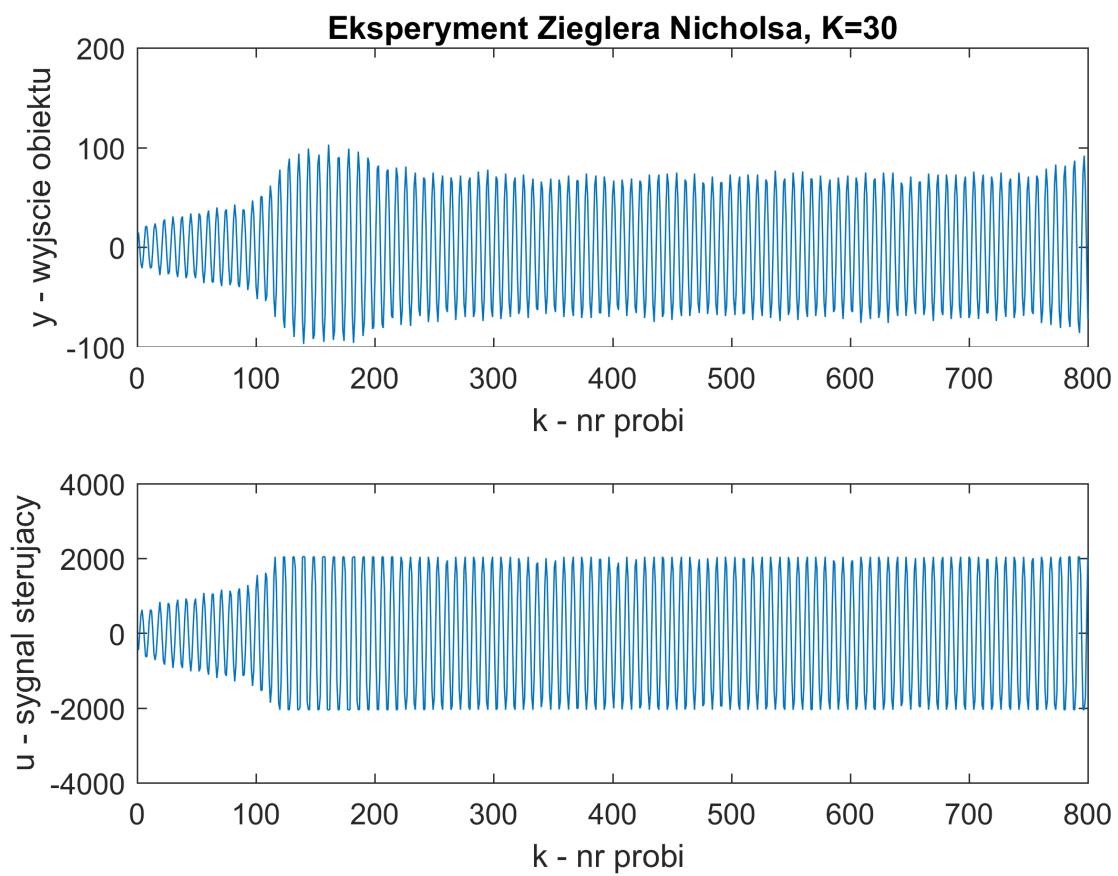
Okres oscylacji T_u (rys. 4) odpowiada 8 sterowania realizowanego z częstotliwością 20 Hz. Dlatego $T_u = 8 \cdot 0.05 = 0.4$.



Rysunek 1: Wyznaczanie wzmacnienia krytycznego, $K = 27$.

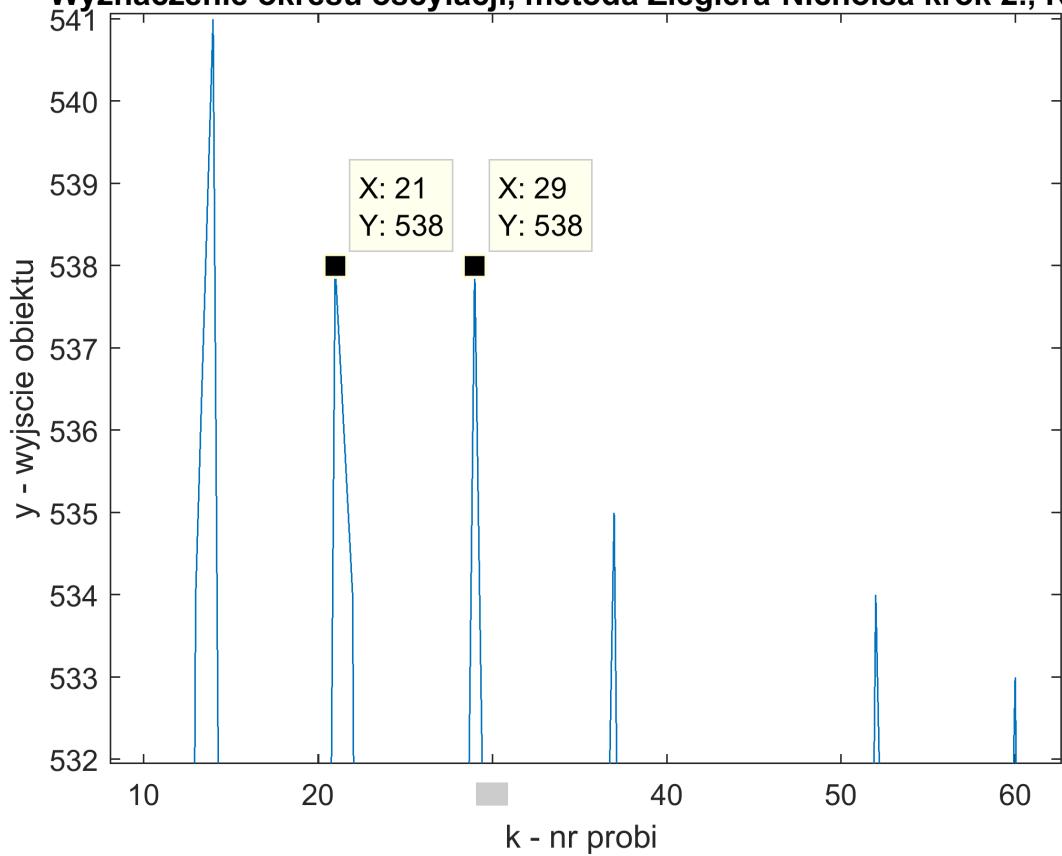


Rysunek 2: Wyznaczanie wzmacnienia krytycznego, $K = 28$.



Rysunek 3: Wyznaczanie wzmacnienia krytycznego, $K = 30$.

Wyznaczenie okresu oscylacji, metoda Zieglera-Nicholsa krok 2., K=28



Rysunek 4: Wyznaczanie T_u

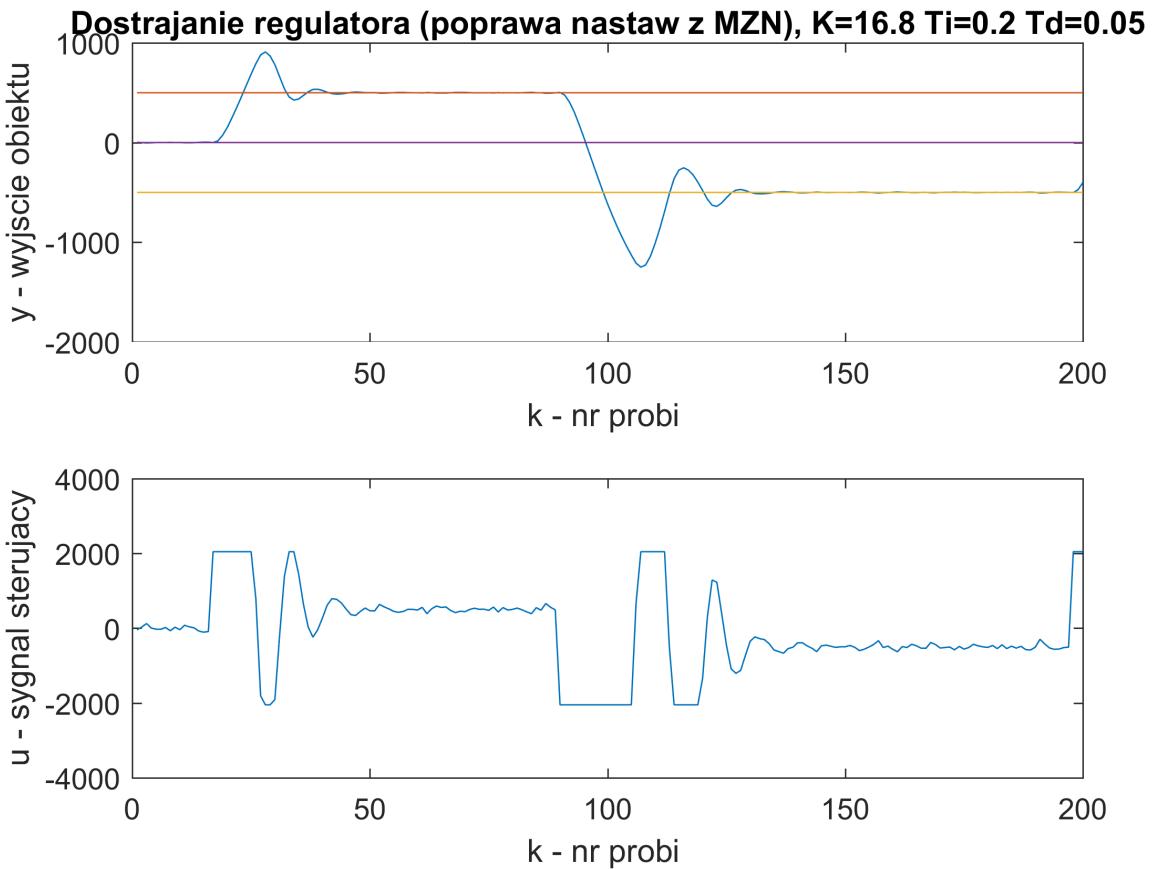
Nastawy pełnego regulatora PID to:

$$K = 0,6 \cdot K_u = 16,8$$

$$T_i = \frac{T_u}{2,0} = 0,2$$

$$T_d = \frac{T_u}{8} = 0,05$$

Uzyskane przebiegi wskazują na to, że regulator nie jest optymalny. Występują przeregulowanie i oscylacje.



Rysunek 5: Trajektoria sygnału wyjściowego dla regulatora PID wyznaczonego metodą Zieglera-Nicholsa

3.3 Wyznaczanie parametrów metodą inżynierską

Metoda inżynierska pozwala na eksperymentalny dobór wartości parametrów regulatora PID. Składa się ona z czterech kroków.

1. Wyznaczenie wzmocnienia

Jest to etap identyczny jak w przypadku metody Zieglera-Nicholsa. Za pomocą regulatora proporcjonalnego wprowadza się obiekt w stan niegasnących oscylacji. Wzmocnienie jakie miał ów regulator zwane jest wzmocnieniem krytycznym i oznaczane jest K_u .

2. Dobór parametru T_I

Przyjmując, że parametr $K = 0,5 \cdot K_u$ stopniowo dobiera się parametr T_I , tak aby regulator lepiej spełniał kryterium oceny.

3. Dobór parametru T_D

Przyjmując parametry K i T_I wyznaczone w poprzednich krokach stroi się regulator zmieniając eksperymentalnie wartość parametru T_D .

4. Dostrojenie regulatora

3.3.1 Krok 1. - Wyznaczenie K

Krok ten jest identyczny z pierwszym krokiem w metody Zieglera-Nicholsa. W punkcie ?? wyznaczone zostało $K_u = 28$. Zgodnie z wzorem $K = 0,5 \cdot K_u$ przyjęte zostało wzmocnienie równe: $K = 14$.

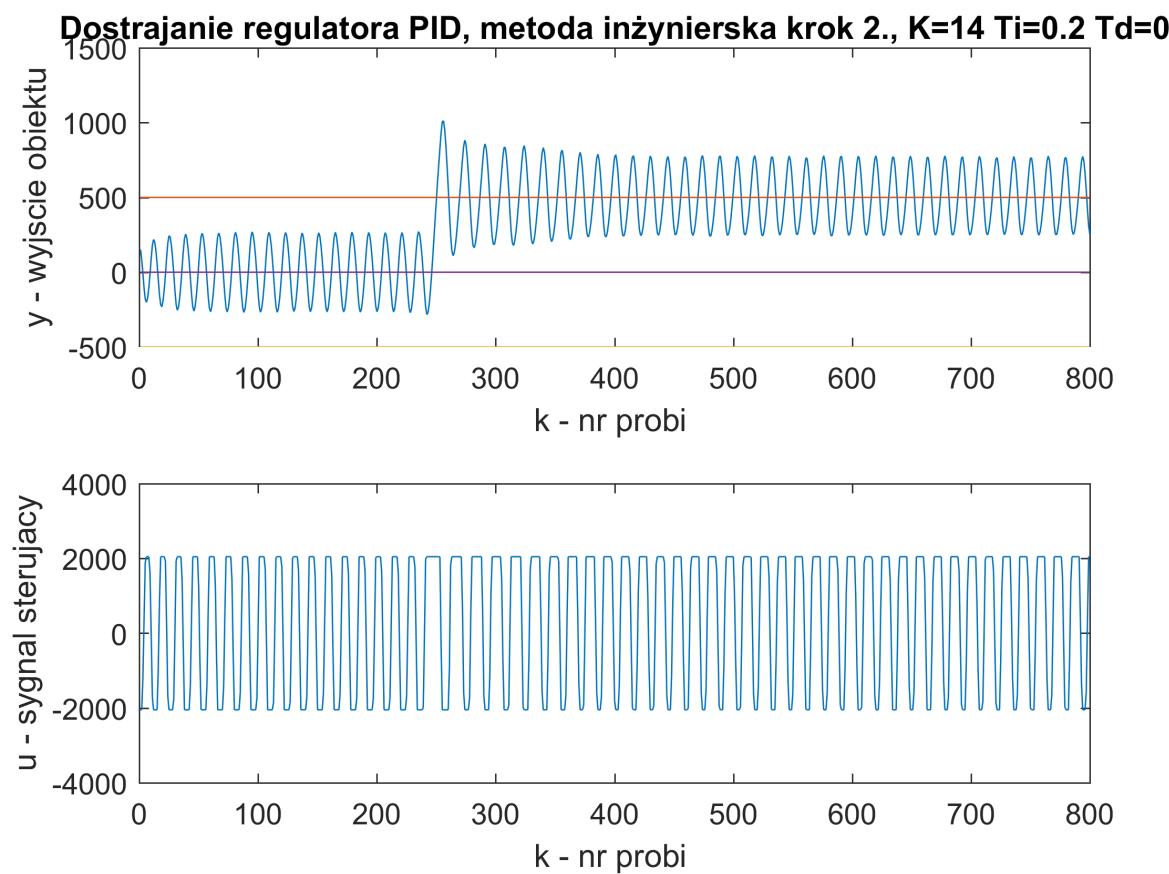
3.3.2 Krok 2. - Dobór parametru T_I

Metoda inżynierska charakteryzuje się eksperymentalnym sposobem wyznaczania parametrów regulatora. Zgodnie z założeniami chcemy, aby nasz regulator posiadał zerowy uchyb ustalony, szybki czas regulacji i ograniczone przestronianie.

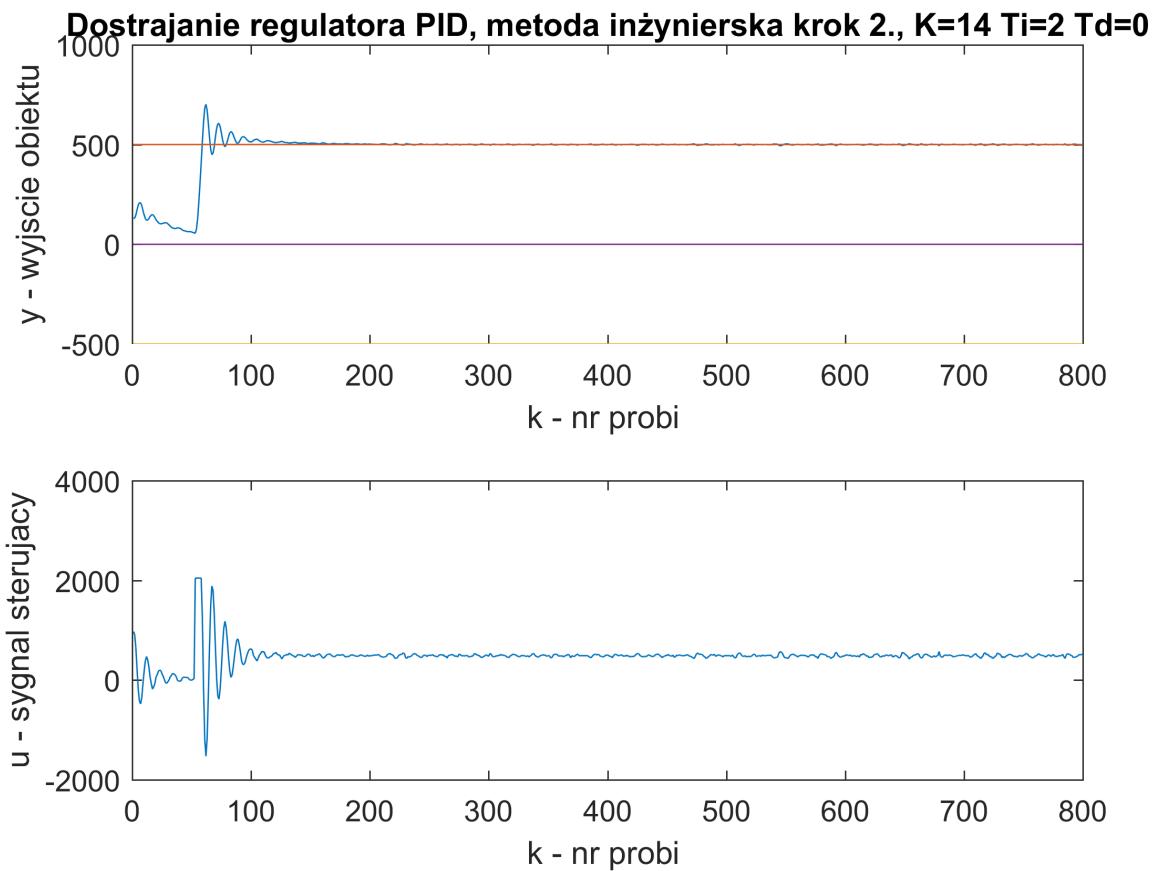
Przy doborze parametru T_I wyłączony został człon różniczkujący, czyli:

$$u(k) = u_P(k) + u_I(k)$$

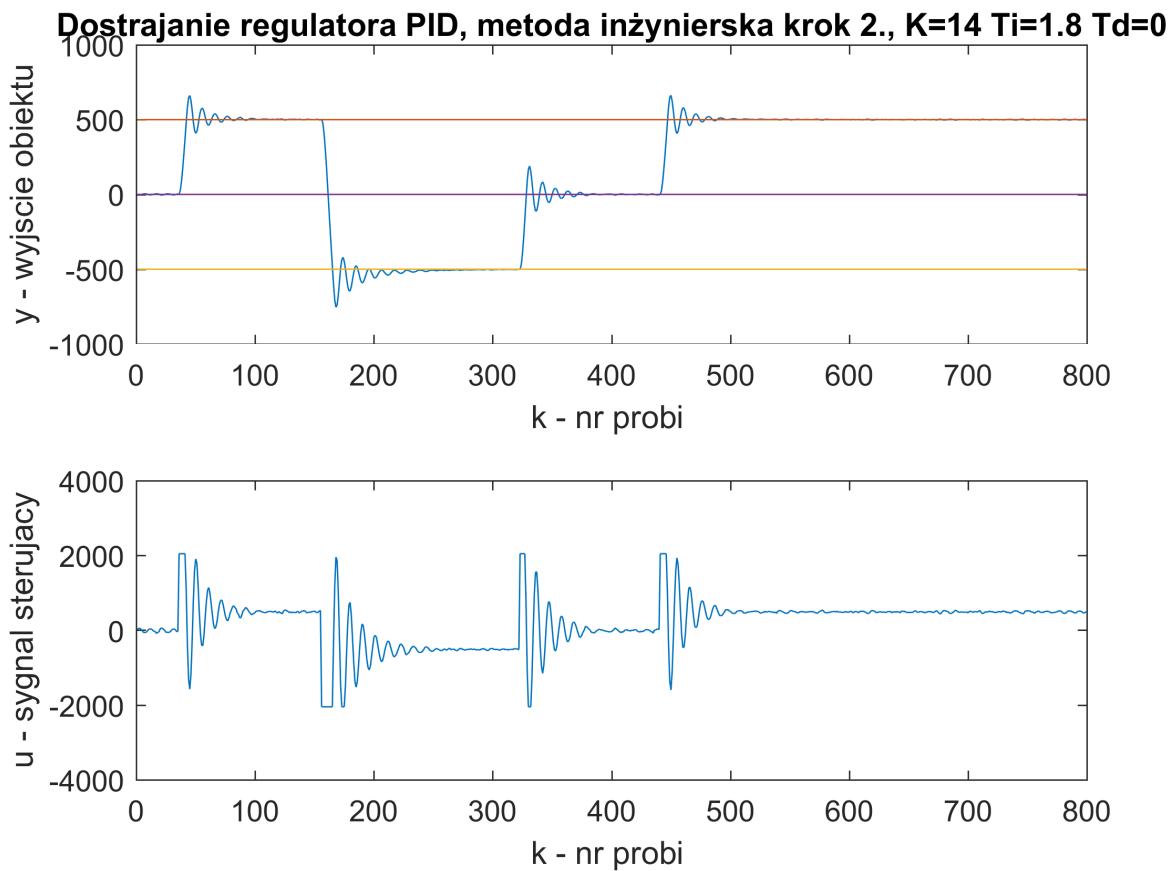
Przeprowadzone zostały eksperymenty dla T_I równego kolejno: $T_I = 0,2$, $T_I = 2$, $T_I = 1,8$, $T_I = 2,2$, $T_I = 3,0$ i $T_I = 20$.



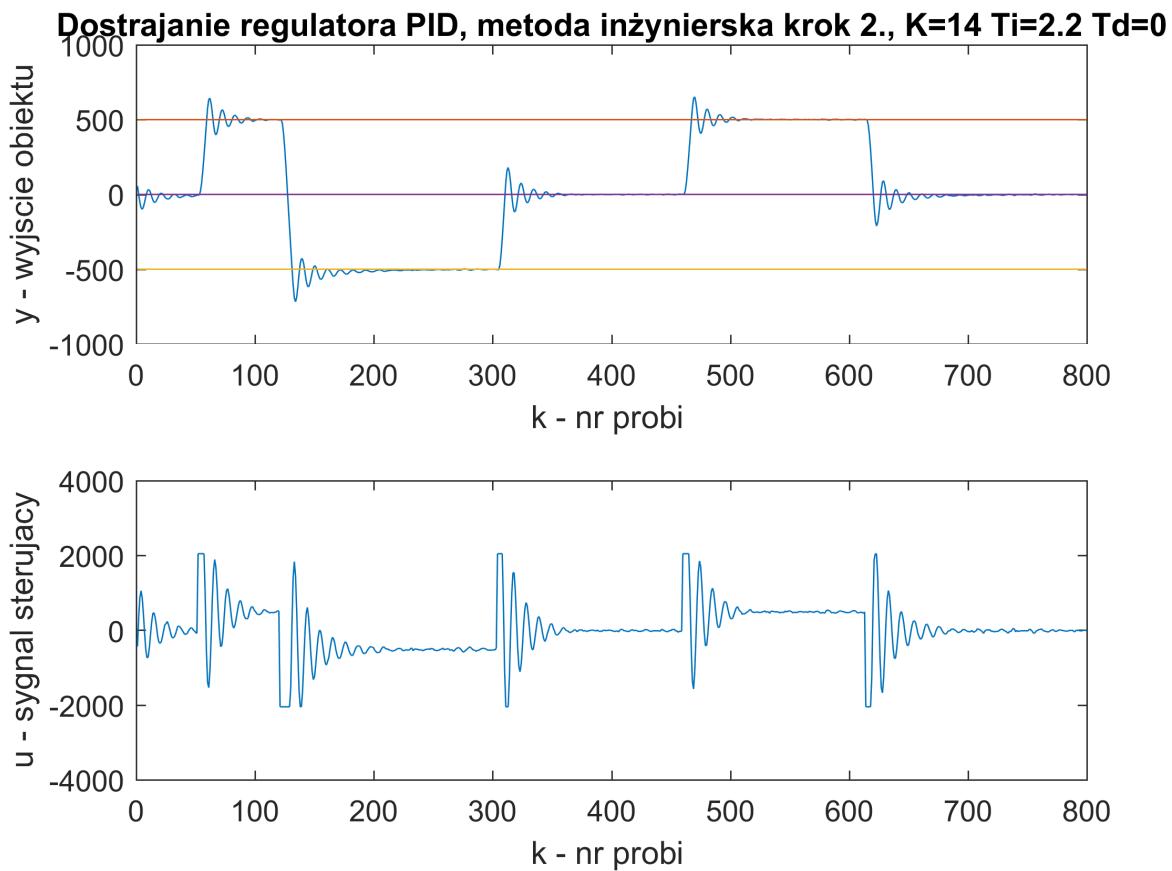
Rysunek 6: Wyjście obiektu przy $T_I = 0,2$ - czas zdwojenia



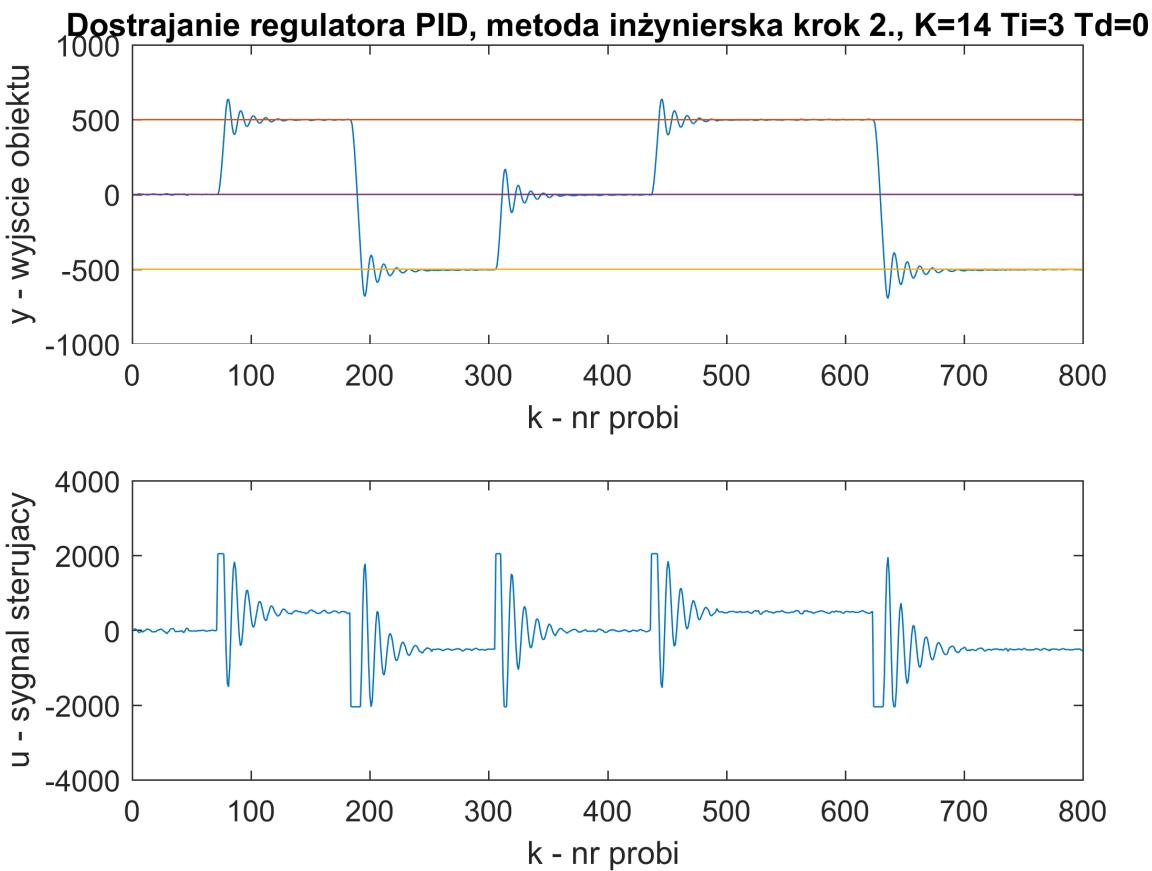
Rysunek 7: Wyjście obiektu przy $T_I = 2,0$



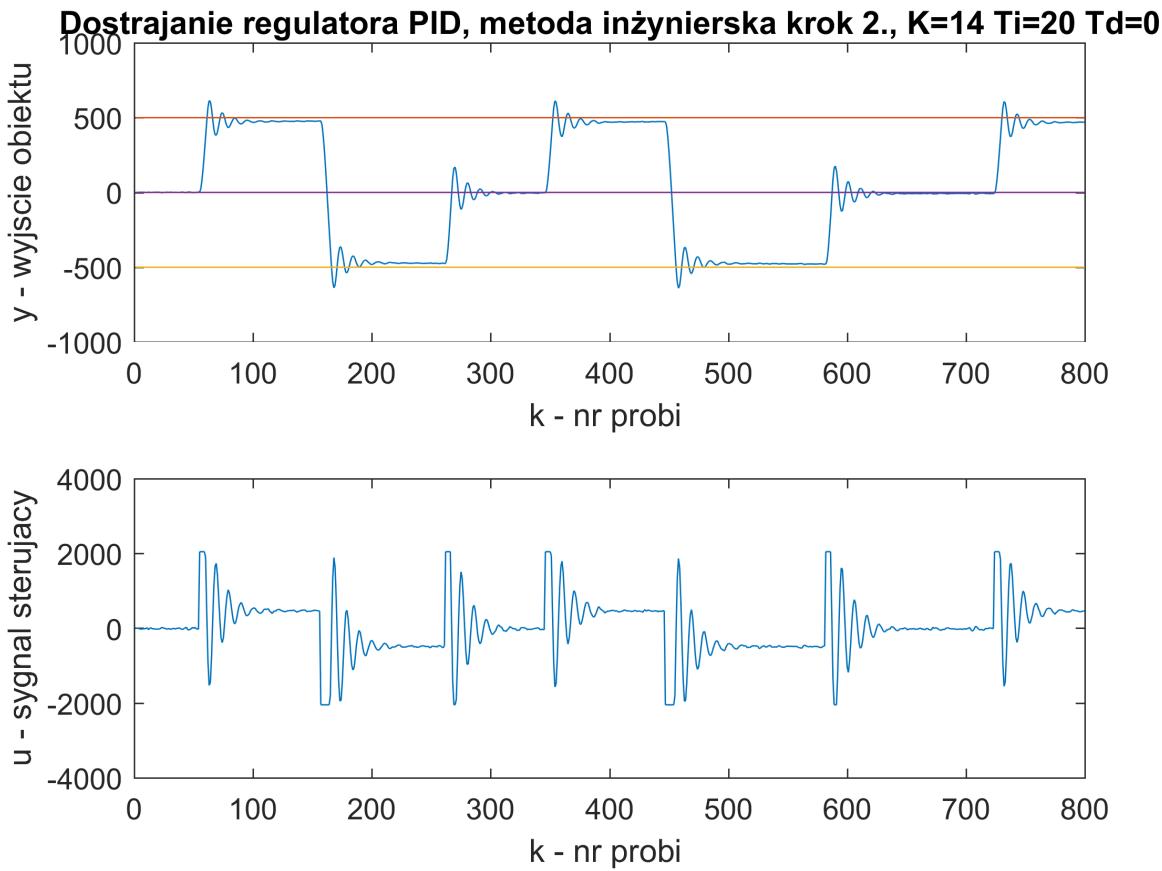
Rysunek 8: Wyjście obiektu przy $T_I = 1,8$



Rysunek 9: Wyjście obiektu przy $T_I = 2,2$



Rysunek 10: Wyjście obiektu przy $T_I = 3,0$



Rysunek 11: Wyjście obiektu przy $T_I = 20, 0$

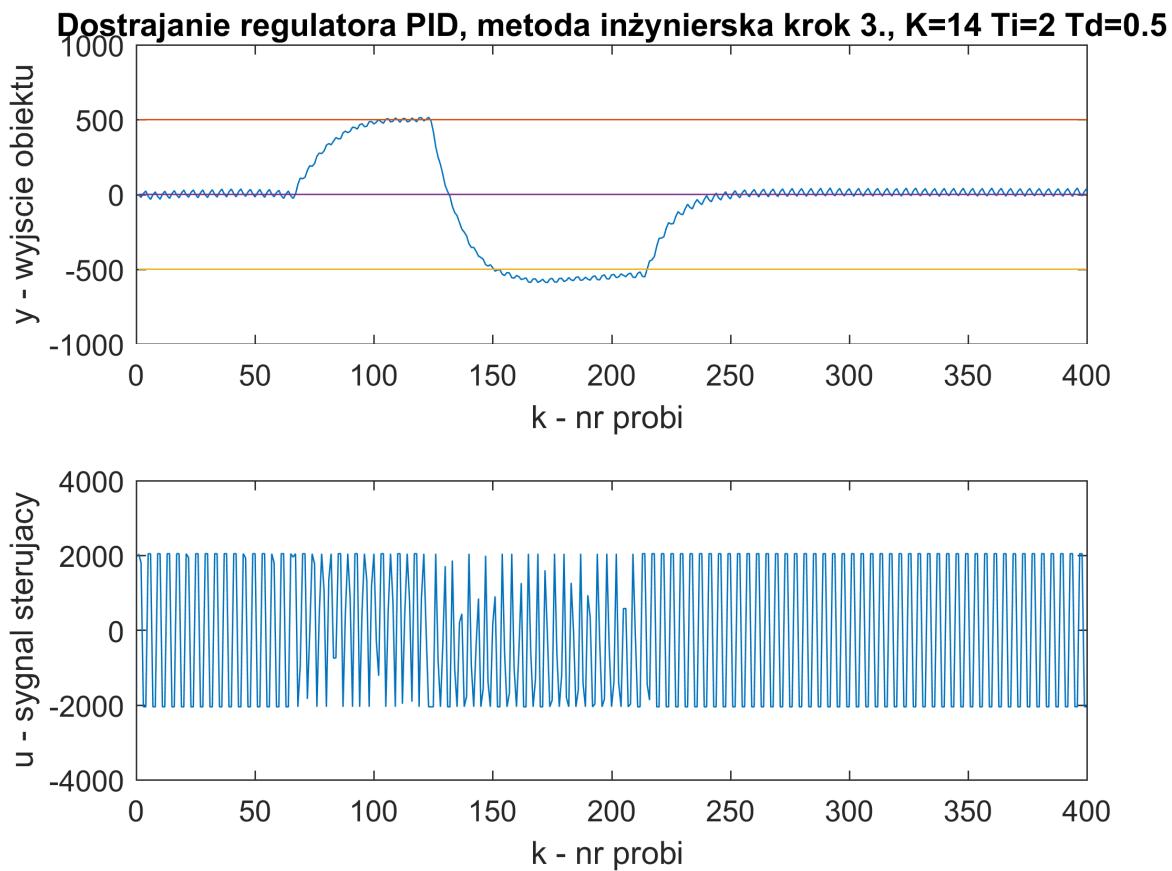
Na wykresie 6 można zauważyć, że zbyt mały czas zdwojenia, a tym samym zbyt duże znaczenie całkowania w wyznaczaniu sterowania, wprowadza oscylacje. Obiekt był stabilny tylko dzięki ograniczeniom na wartości sygnału sterującego. Z tego powodu przy drugim eksperymencie zwiększyliśmy czas zdwojenia o jeden rząd wielkości. Przyjmując $T_I = 2, 0$ udało się osiągnąć zerowy uchyb ustalony oraz stosunkowo niewielkie przeregulowanie, które będziemy w stanie wyeliminować dołączając człon różniczkujący. Przy $T_I = 20, 0$, jak można zauważyć na rysunku 11, układ wolniej się stabilizował - przez dłuższy czas występował niezerowy uchyb. Zmiana wartości czasu zdwojenia w okolicach $T_I = 2, 0$ nie powodowała zauważalnej różnicy w jakości regulacji. W wyniku przeprowadzonych eksperymentów przyjęłyśmy $T_I = 2, 0$.

3.3.3 Krok 3. - Dobór parametru T_D

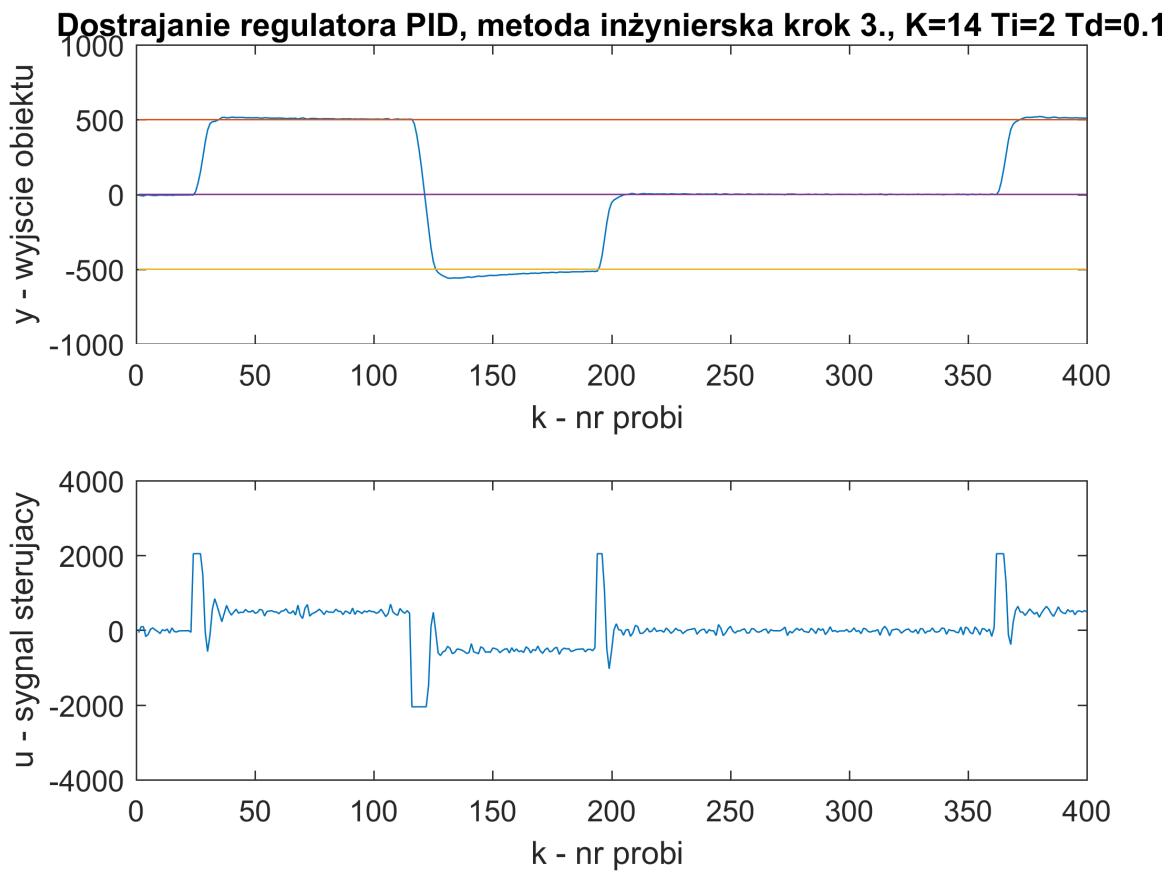
Przy doborze parametru T_D korzysta się z pełnego regulatora PID, czyli:

$$u(k) = u_P(k) + u_I(k) + u_D(k)$$

Zgodnie z poprzednimi krokami przyjęte zostało $K = 14$, $T_I = 2, 0$. Przeprowadzone zostały eksperymenty dla T_D równego kolejno: $T_D = 0, 5$, $T_D = 0, 1$, $T_D = 0, 08$, $T_D = 0, 05$.

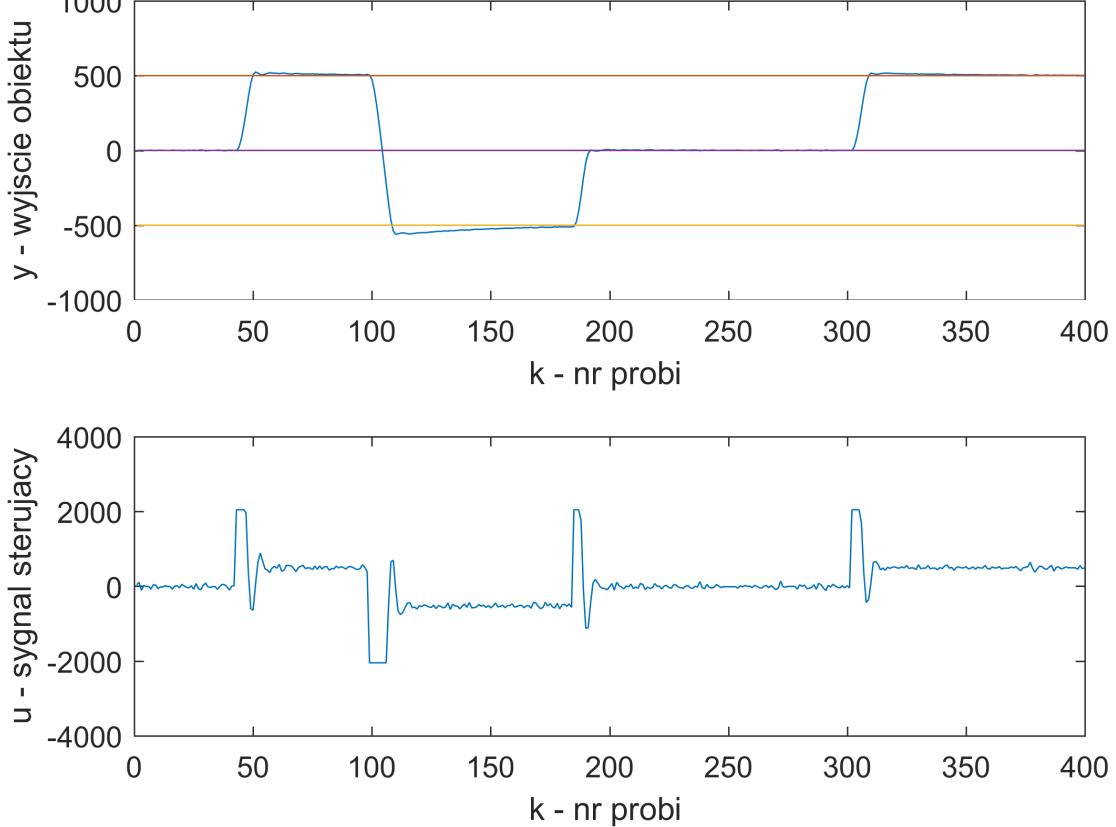


Rysunek 12: Wyjście obiektu przy $T_D = 0,5$

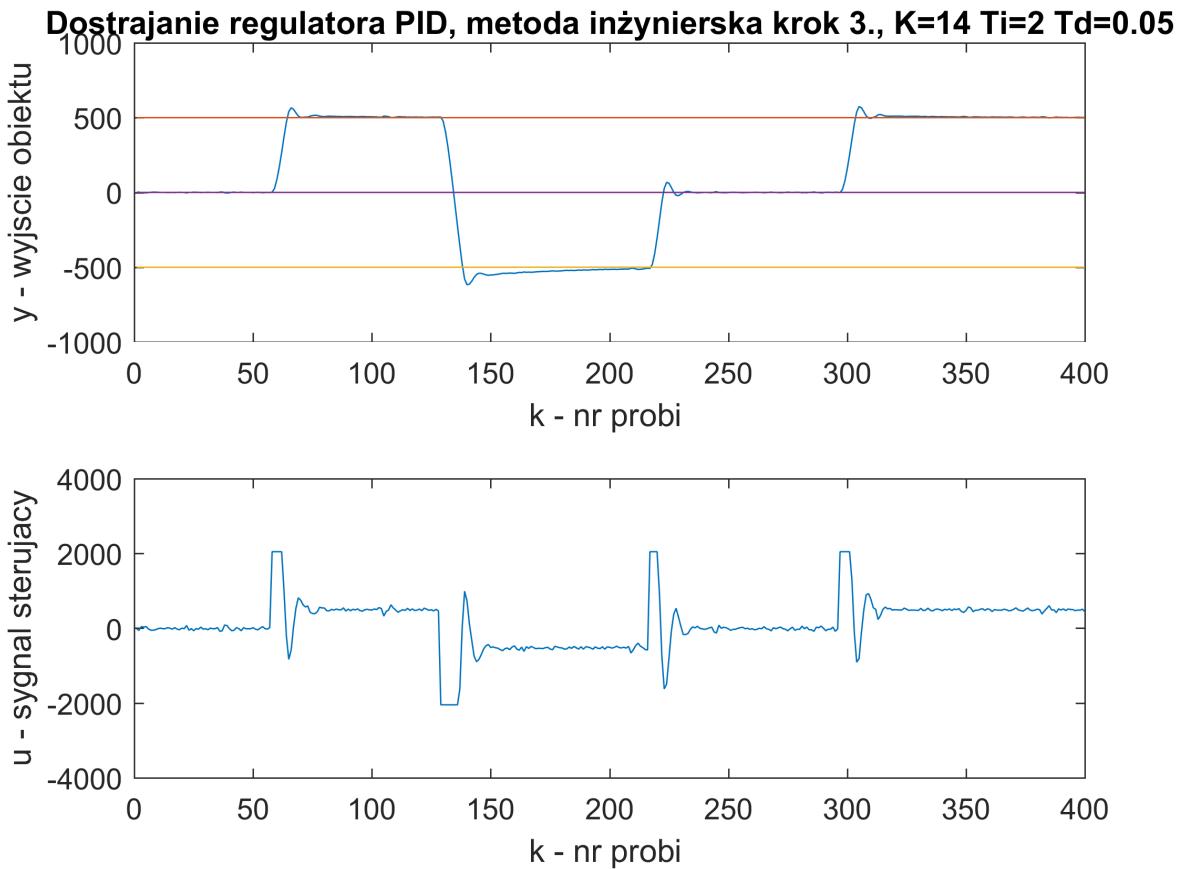


Rysunek 13: Wyjście obiektu przy $T_D = 0,1$

Dostrajanie regulatora PID, metoda inżynierska krok 3., K=14 Ti=2 Td=0.08



Rysunek 14: Wyjście obiektu przy $T_D = 0,08$



Rysunek 15: Wyjście obiektu przy $T_D = 0,05$

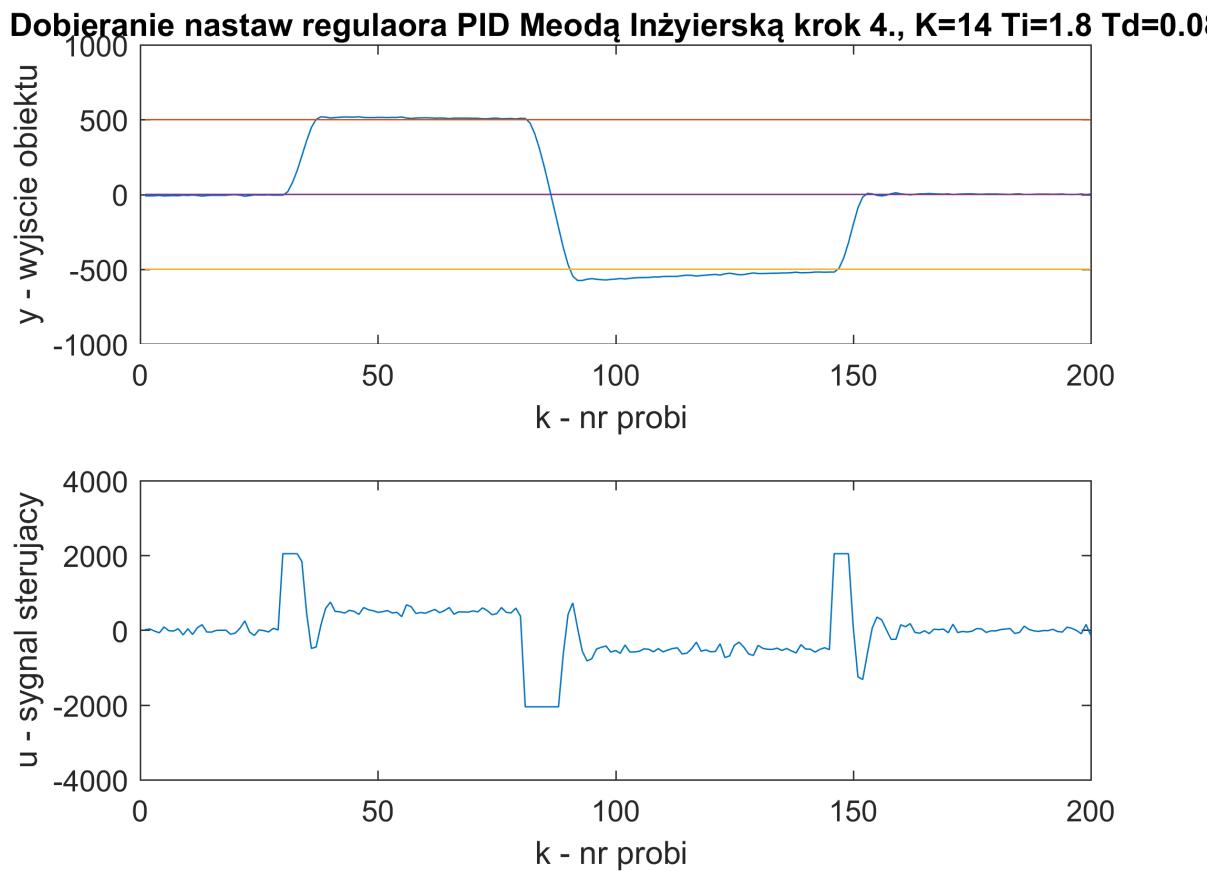
Na wykresie 12 można zauważyc, że przy stosunkowo dużym czasie wyprzedzenia obiekt wolno osiąga zadaną wartość, a przebieg sygnału sterującego odbija się od ograniczeń. Z wykresu 13 wynika, że zmniejszenie 5. razy parametru T_D powoduje ograniczenie zmienności sygnału sterującego, a co za tym idzie ustabilizowanie się wyjścia obiektu. Występuje niewielkie przeregulowanie spowodowane obliczeniem sterowania wykraczającego poza ograniczenia. Zmniejszenie T_D do $T_D = 0,05$ powoduje zwiększenie przeregulowania - jest zbyt mały wpływ członu różniczkującego. Przy ustaleniu czasu wyprzedzenia równym $T_D = 0,08$ osiągamy niegorsze rezultaty, jak przy $T_D = 0,1$. Z tego powodu ustaliłyśmy następujące parametry regulatora PID:

$$K = 14, T_I = 2, 0, T_D = 0, 08.$$

3.3.4 Krok 4. - Dostrojenie regulatora

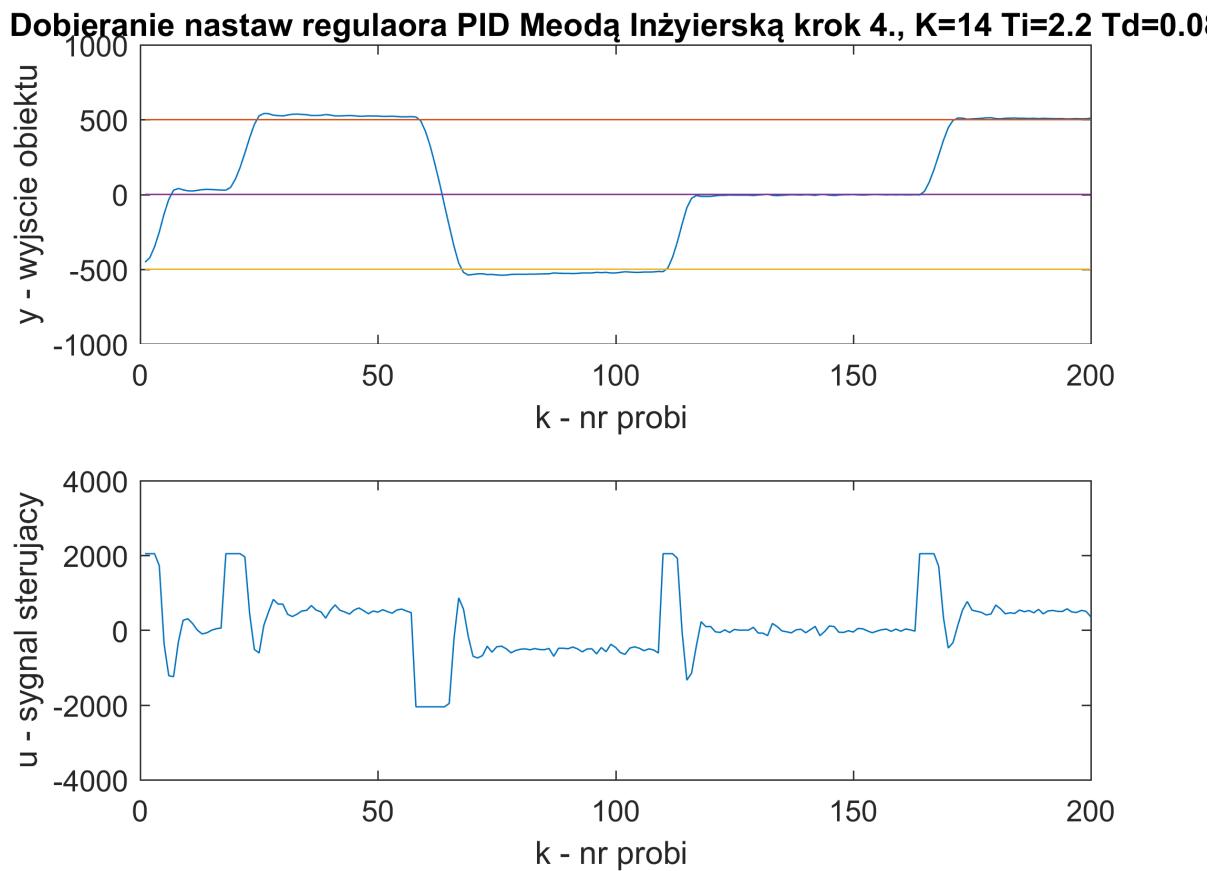
Ostatni krok metody inżynierskiej polega na dostrojeniu regulatora. W tym celu dokonałyśmy kilka eksperymentów. Sprawdziliśmy, czy da się polepszyć regulator modyfikując stałe T_I i K .

1. Zwiększenie wpływu całki $K = 14, T_I = 1, 8, T_D = 0, 08$



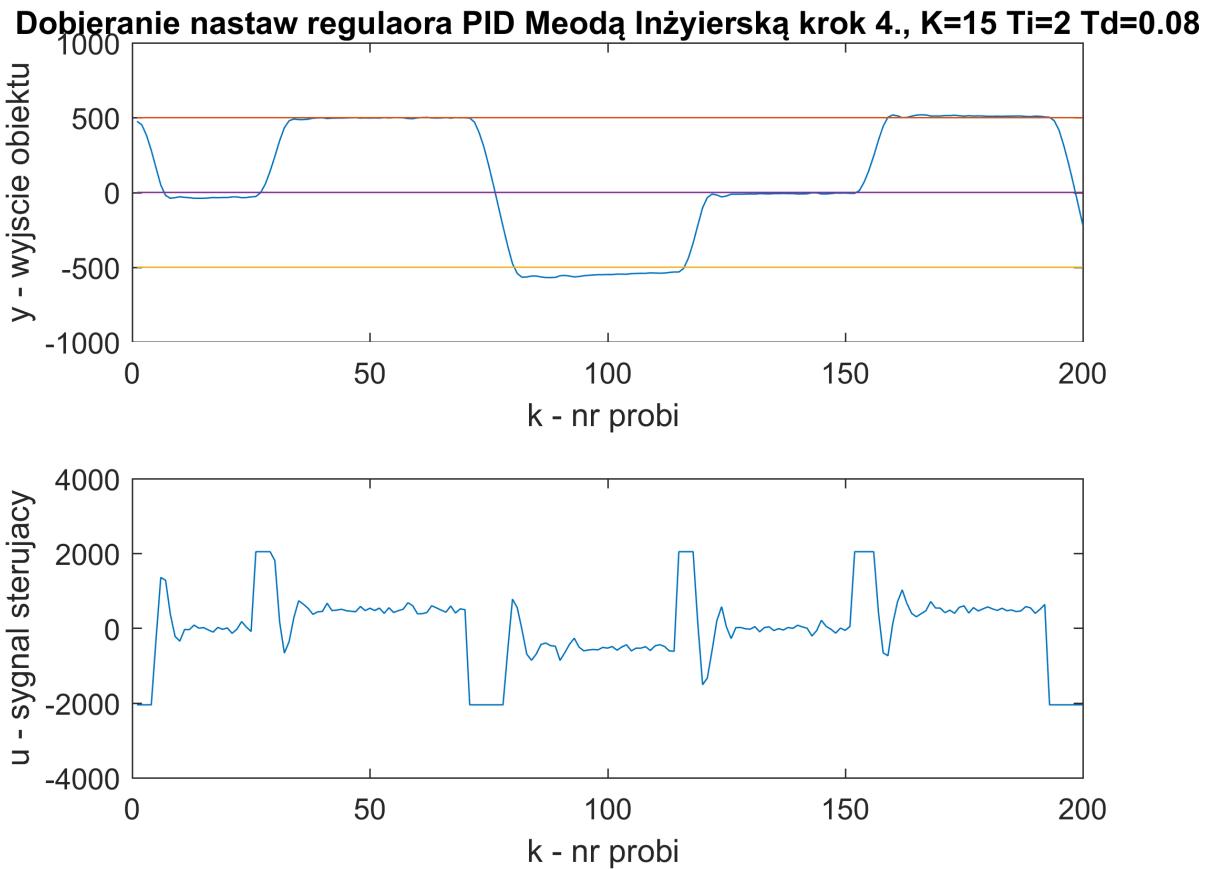
Rysunek 16: Wyjście obiektu przy $K = 14, T_I = 1,8, T_D = 0,08$

2. Zmniejszenie wpływu całki $K = 14, T_I = 2,2, T_D = 0,08$



Rysunek 17: Wyjście obiektu przy $K = 14, T_I = 2, 2, T_D = 0, 08$

3. Zwiększenie wzmocnienia $K = 15, T_I = 2, T_D = 0, 08$



Rysunek 18: Wyjście obiektu przy $K = 15, T_I = 2, T_D = 0,08$

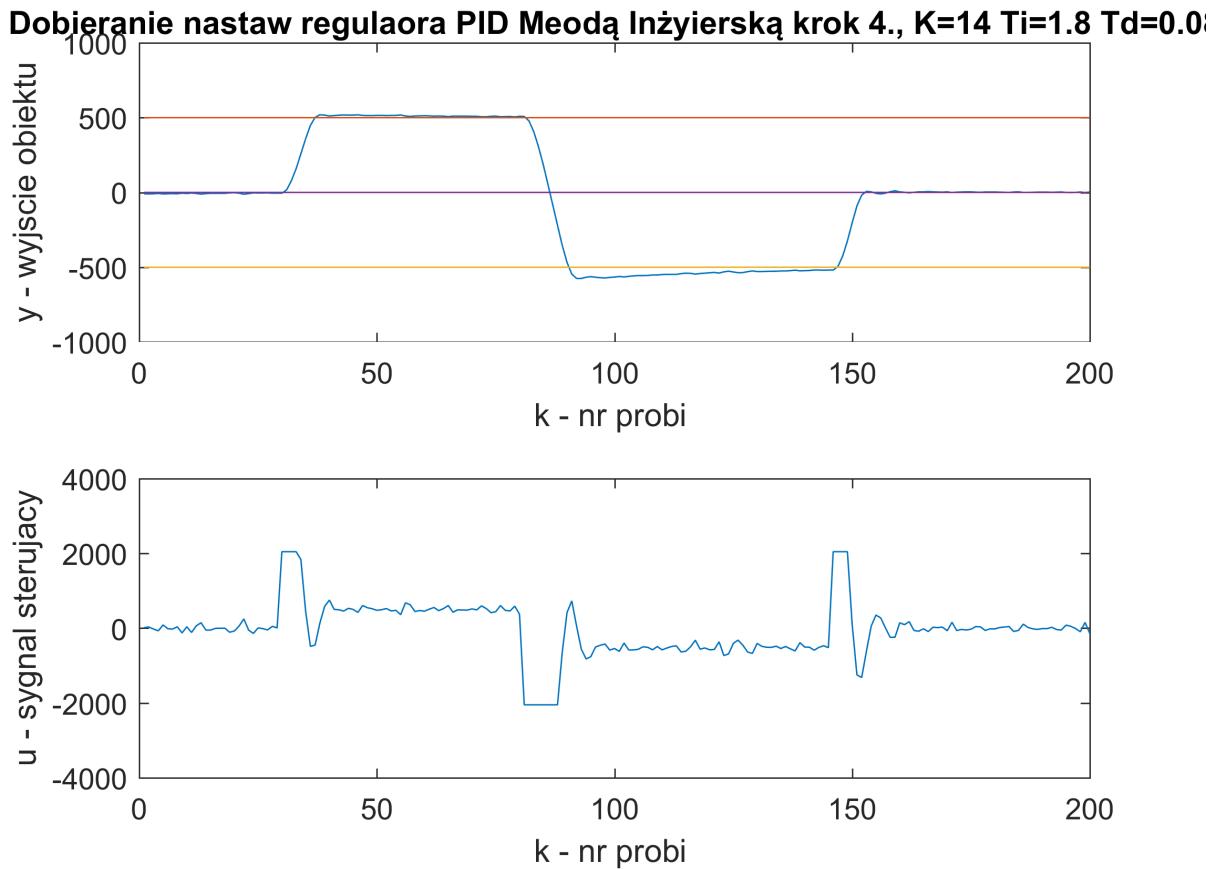
Z wykresu 18 wynika, że zwiększenie stałej K delikatnie pogorszyło jakość regulacji, zwiększyły się oscylacje w okolicach wartości zadanej. Zmniejszenie stałej całkowania spowodowało wydłużenie czasu regulacji - przez dłuższy czas występuje zauważalny uchyb (wykres 17). Delikatny wzrost wpływu całki ($T_I = 1,8$) spowodował, że obiekt szybciej osiągnął zadane wartości. Z tego powodu wybrałyśmy następujące wartości parametrów regulatora PID metodą inżynierską:

$$K = 14$$

$$T_i = 1,8$$

$$T_d = 0,08$$

Sprawiają one, że występuje niewielkie przeregulowanie, a czas regulacji jest zadawalający.



Rysunek 19: Przebieg sygnałów ostatecznie wybranego regulatora PID metodą inżynierską

3.4 Porównanie wyników

Mając dwa regulatory do wyboru, należy porównać je pod względem założonych kryteriów.

Przesterowanie można obliczyć ze wzoru:

$$K_0 = \frac{y_m - y^{zad}}{y_m} \cdot 100\%$$

gdzie:

y_m - jest maksymalną osiągniętą w trakcie eksperymentu wartością sygnału wyjściowego

y^{zad} - jest zadaną wartością sygnału wyjściowego

Czas ustalenia T_{ust} to czas od zmiany wartości sygnału zadanej, do chwili, gdy wartość bezwzględna uchybu przestaje przekraczać pewną przyjętą niewielką wartość ϵ .

$$T_{ust} = (T_1 - T_0) \cdot T$$

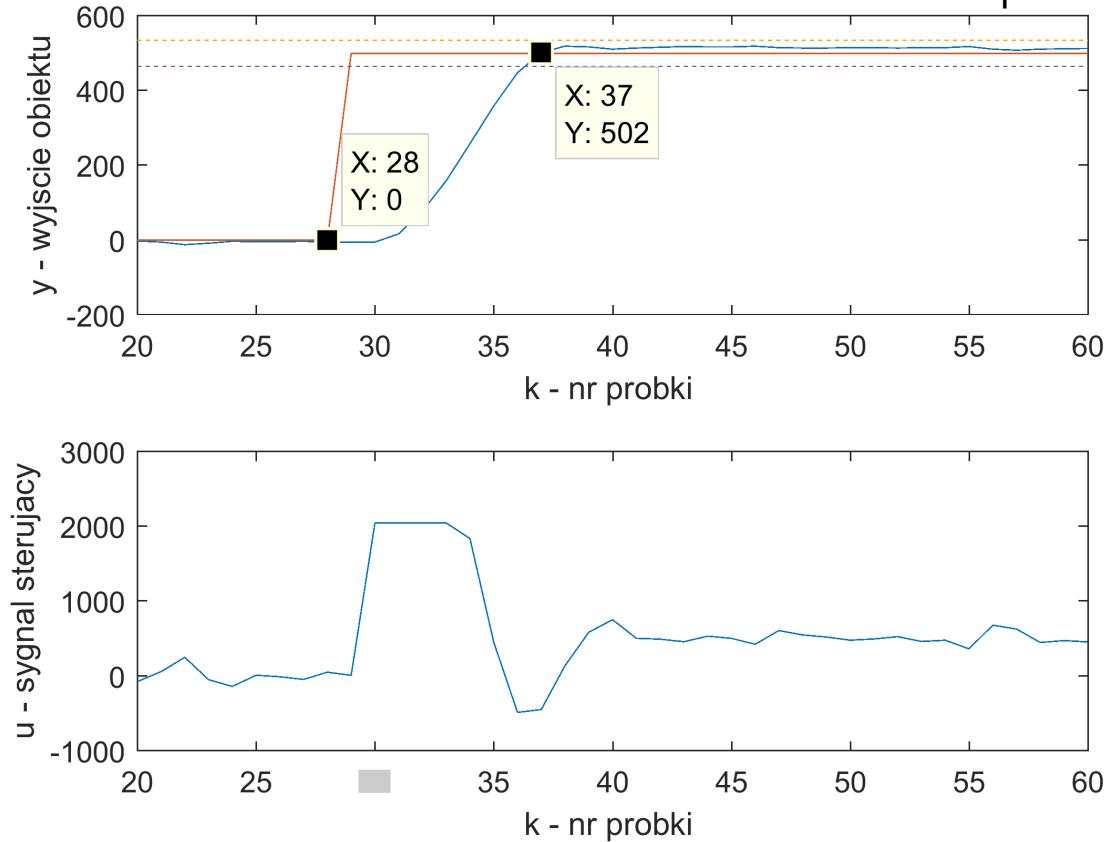
gdzie:

T_1 - chwila, w której wartość wyjściowa wchodzi w zakres wartości $y^{zad} - \epsilon$ do $y^{zad} + \epsilon$ i go nie opuszcza T_0 - chwila zmiany wartości zadanej

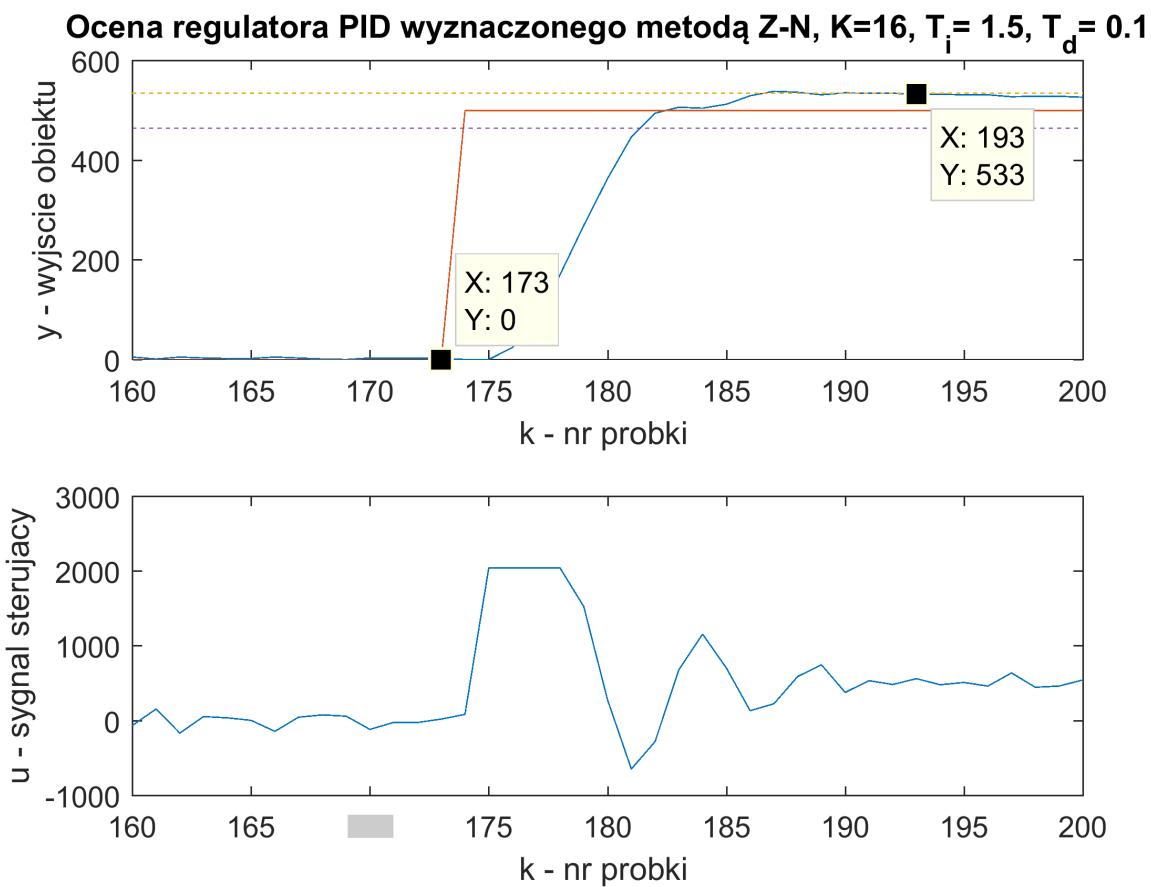
T - czas próbkowania

Wartości do obliczenia przesterowania i czasu narastania zostały odczytane z wykresów (Rysunki 20, 21, 22, 23). Przyjmujemy, że $\epsilon = 7\% \cdot y^{zad}$. Czas próbkowania $T = 0,05s$. Wartość zadana y^{zad} jest równa 500. Z wykresów odczytujemy $y_m = 519$ dla metody inżynierskiej i $y_m = 539$ dla metody Z-N. Dla metody inżynierskiej $T_0 = 29$, $T_1 = 37$, a dla metody Zieglera-Nicholsa $T_0 = 174$, $T_1 = 193$.

Ocena regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską, $K=14$, $T_i = 1.8$, $T_d = 0.0$

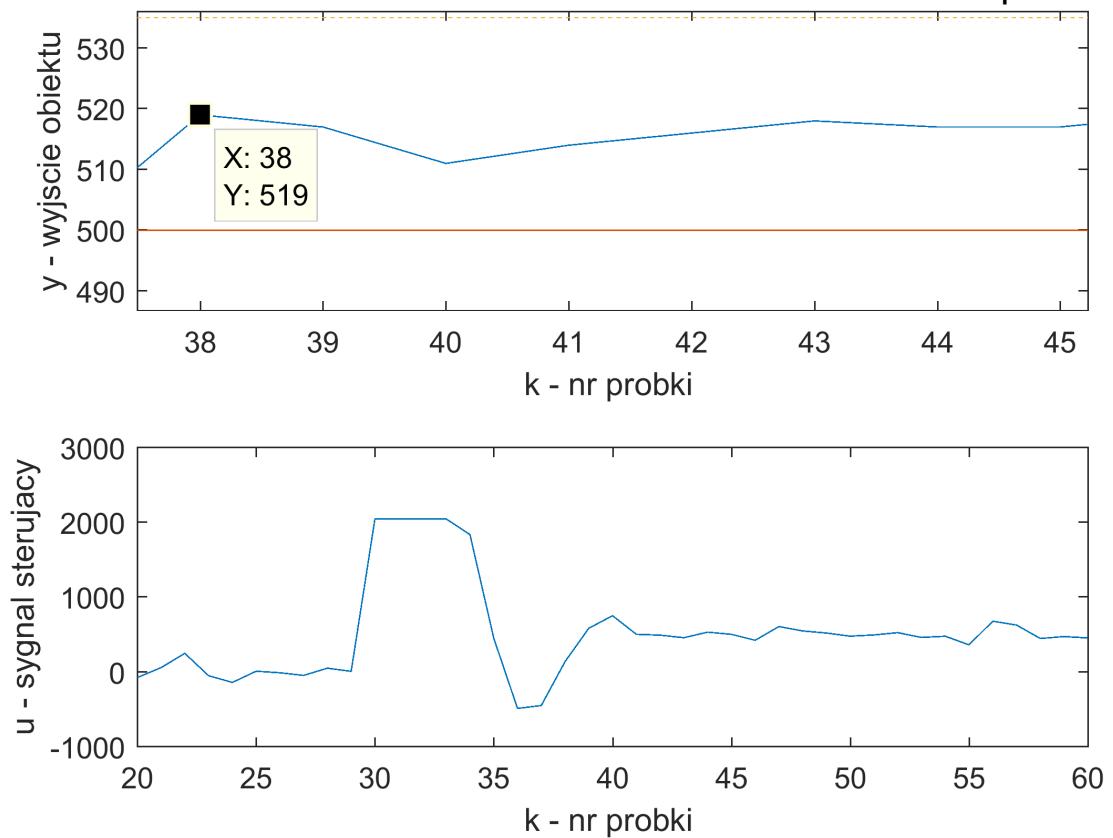


Rysunek 20: Ocena regulatora wyznaczonego metodą inżynierską: $K = 14$, $T_i = 1,8$, $T_d = 0,08$



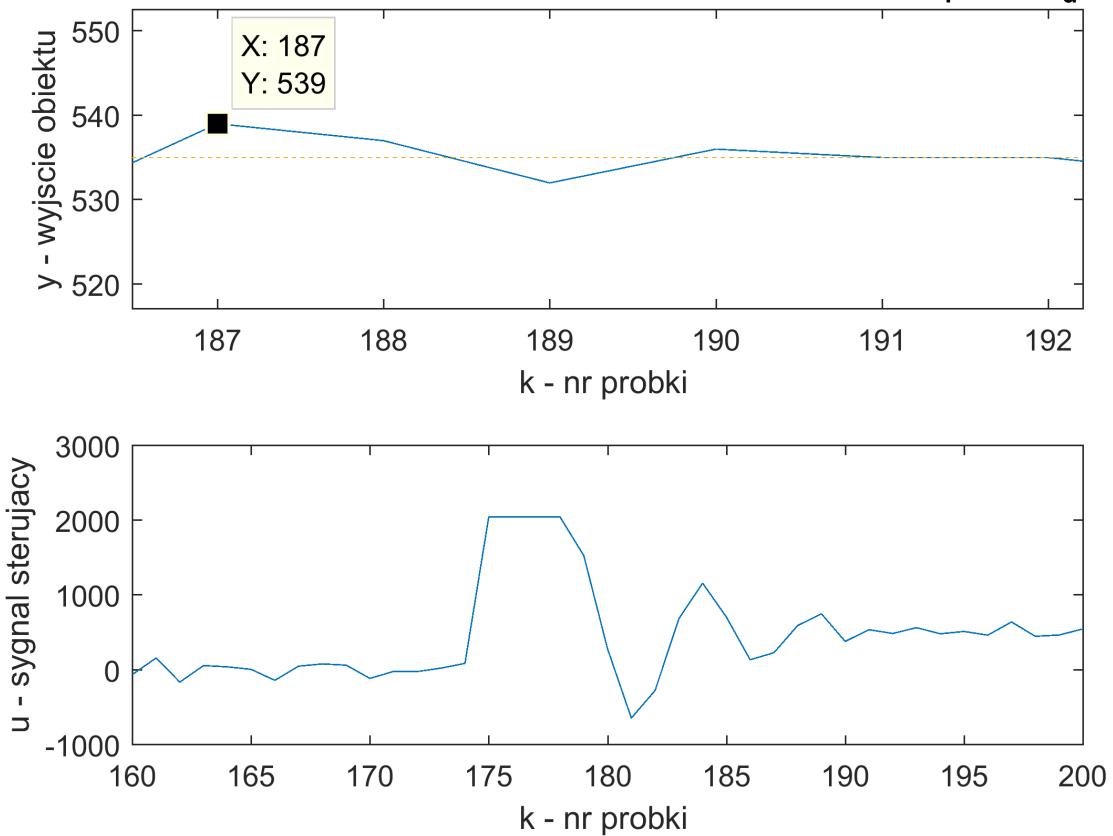
Rysunek 21: Ocena regulatora wyznaczonego metodą Z-N: $K = 16, T_i = 1, 5, T_d = 0, 1$

Ocena regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską, $K=14$, $T_i = 1.8$, $T_d = 0.0$



Rysunek 22: Ocena regulatora wyznaczonego metodą inżynierską: $K = 14$, $T_i = 1,8$, $T_d = 0,08$

Ocena regulatora PID wyznaczonego metodą Z-N, $K=16$, $T_i = 1.5$, $T_d = 0.1$



Rysunek 23: Ocena regulatora wyznaczonego metodą Z-N: $K = 16$, $T_i = 1,5$, $T_d = 0,1$

Tablica 1: Porównanie metod: inżynierskiej i Zieglera-Nicholsa

Metoda	przesterowanie	czas ustalenia	oscylacje
inżynierska	3,8%	0,4s	–
Z-N	7,8%	0,95s	–

Regulatory wyznaczone różnymi metodami mają różne nastawy i co za tym idzie inne trajektorie sygnału wyjściowego. Dla obu nie występują oscylacje przy dążeniu do wartości zadanej ani uchyb ustalony, co było podstawowym przyjętym przez nas kryterium. Różnice występują za to przy przesterowaniu i szybkości dążenia do wartości zadanej. Przesterowanie dla regulatora z metody inżynierskiej (3,8%) jest około 2 razy mniejsze niż dla regulatora z metody Zieglera-Nicholsa (7,8%). Podobna różnica jest przy czasie ustalenia. Regulator z metody inżynierskiej dwa razy szybciej (0,4s) niż regulator z metody Z-N (0,95s) dociera wartością sygnału wyjściowego do ustalonego zakresu. Metoda Z-N dałaby krótszy czas ustalenia gdyby regulator szybciej odcałkowywał wartość sygnału wyjściowego po osiągnięciu maksymalnej wartości sygnału sterującego, należałoby zaimplementować algorytm anty-windup. Regulator z metody inżynierskiej dłużej osiąga najwyższą wartość sygnału wyjściowego, ale potem bardzo szybko wpada w ustalony zakres $y^{zad} - \epsilon$ do $y^{zad} + \epsilon$. Poza tym oba wykresy sygnału wyjściowego mają gładki przebieg bez znaczących oscylacji oraz podobny sygnał sterujący.

Lepszym regulatorem wedle przyjętych kryteriów okazał się regulator wyznaczony metodą inżynierską. Regulator wyznaczony z metody Z-N ma za duże przesterowanie w stosunku do przyjętych przez nas kryteriów i ma dłuższy czas ustalenia.

3.5 Anty-windup

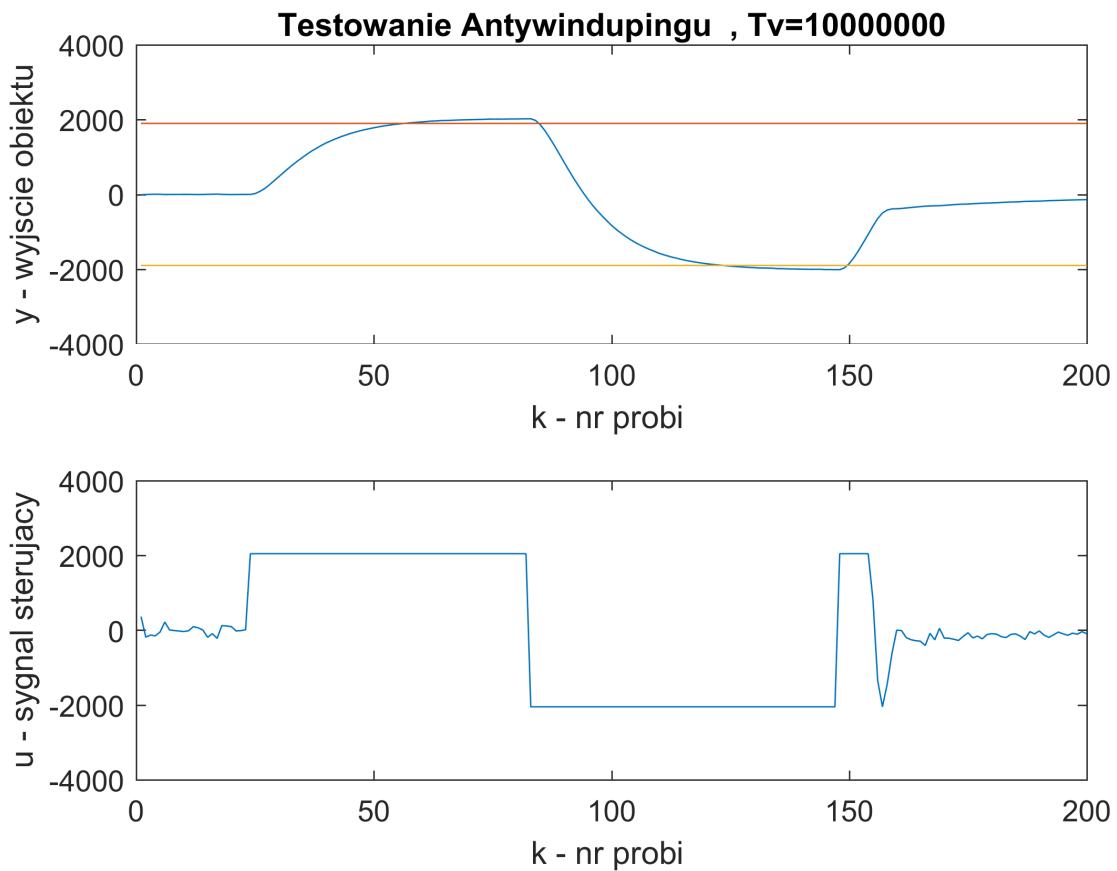
Brak uwzględnienia ograniczeń sygnału sterującego wpływa na powstanie przeregulowań. Można to zauważać szczególnie na wykresie 19, gdzie przy zmianie wartości zadanej z 500 na -500 układ przez jakiś czas wysyłał graniczną wartość sterowania. Z powodu ódcalkowywania sygnału sterującego (po osiągnięciu wartości granicznej) wartość wyjścia stabilizowała się przez dłuższy czas. Aby zapobiec temu zjawisku do składowej całkującej należy w jakiś sposób przekazać informację o wartości sterowania rzeczywiście wysłanej na obiekt. Realizowane jest to poprzez dodanie do składowej

całkującej pewnej stałej przemnożonej przez różnicę wysłanego sterowania z sterowaniem obliczonym z prawa regulacji:

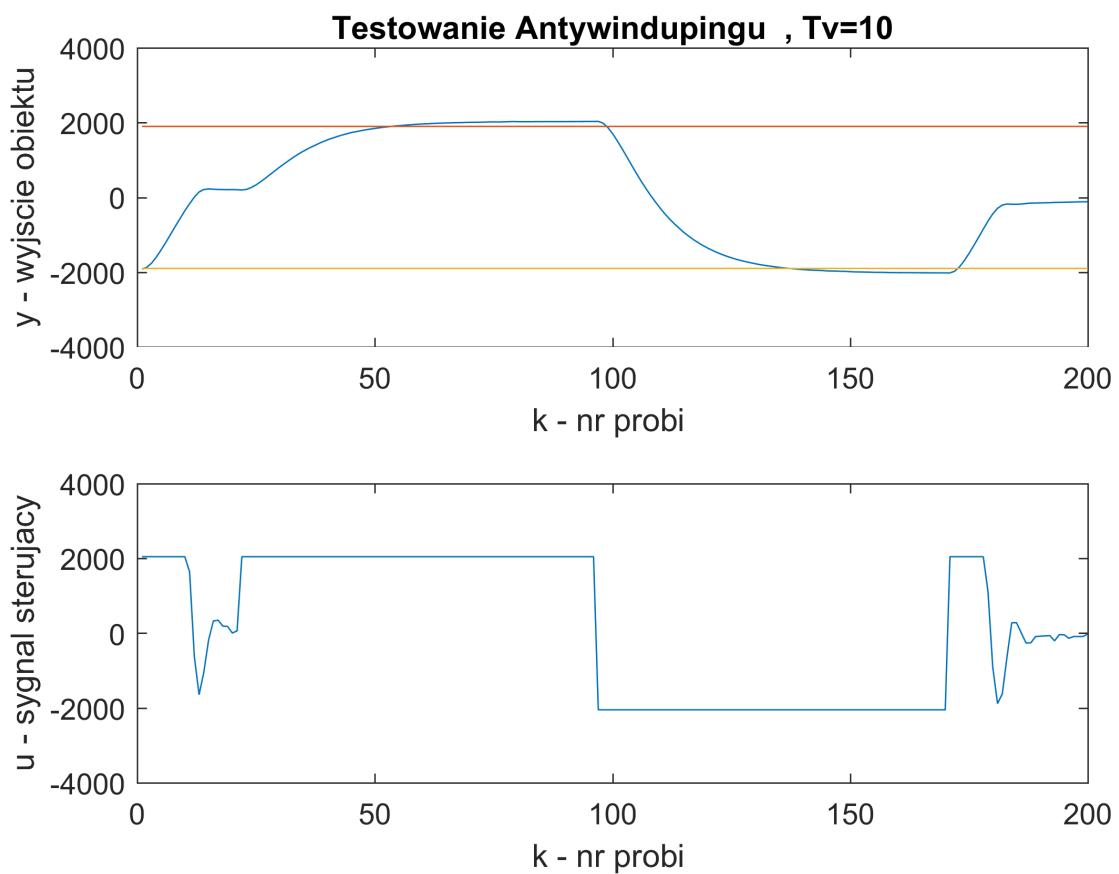
$$u_I(k) = u_I(k-1) + \frac{K}{T_I} \cdot T \cdot \frac{e(k-1) + e(k)}{2} + \frac{T}{T_v} \cdot (u_w(k-1) - u(k-1))$$

T_v jest parametrem algorytmu anti-windup, $u_w(k-1)$ jest wartością sterowania wysłaną na obiekt po uwzględnieniu ograniczeń w poprzedniej próbce, a $u(k-1)$ wartością sterowania wyznaczoną przez prawo regulacji w poprzedniej chwili czasu. Można zauważyć, że algorytm ten ma wpływ na sterowanie tylko, jeśli wartości sterowania natkną się na ograniczenia.

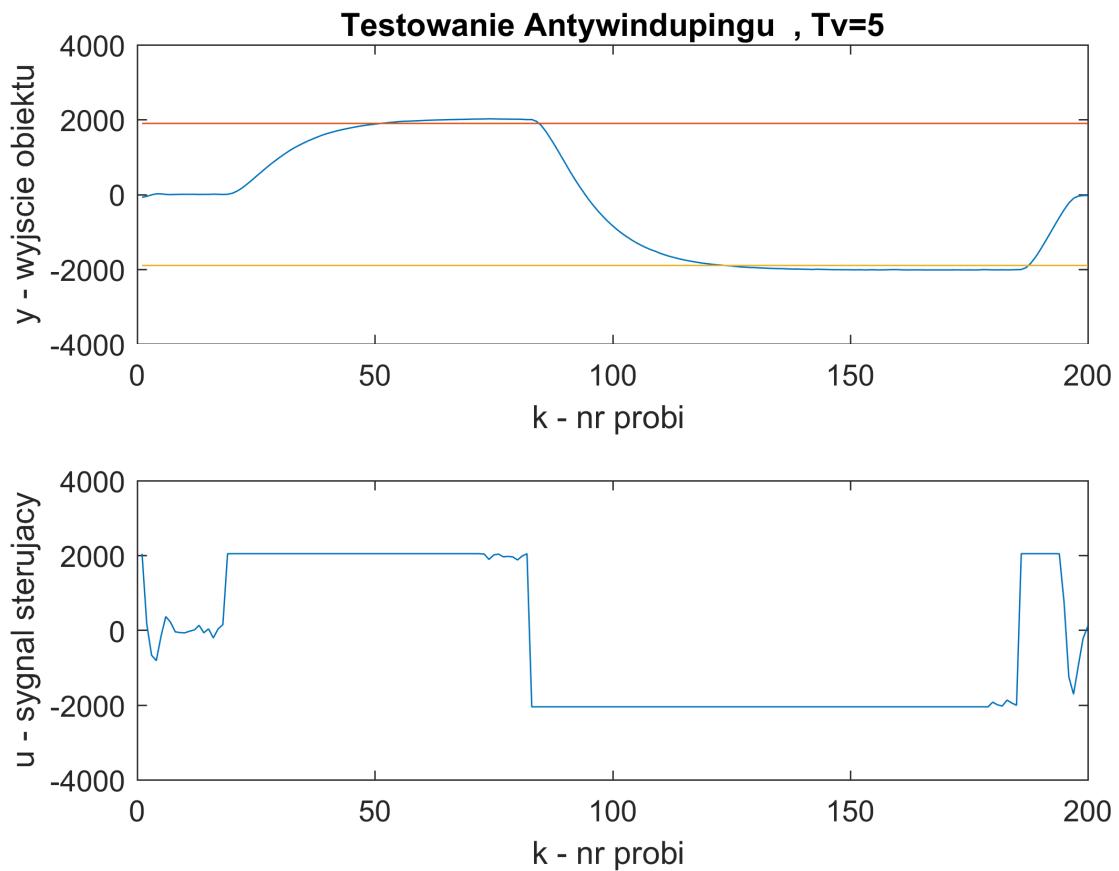
Z uwagi na wybranie przez nas regulatora PID z niewielkim czasem zdwojenia eksperymenty przeprowadzane były dla zmian wartości zadanej ze zbioru $\{-1900, 0, 1900\}$. Dla zmian wartości zadanej ze zbioru $\{-500, 0, 500\}$, prawo regulacji za krótko wyznaczało sygnał sterujący większy od ograniczeń, aby zauważyć widoczne różnice przy wprowadzeniu anty-windupu.



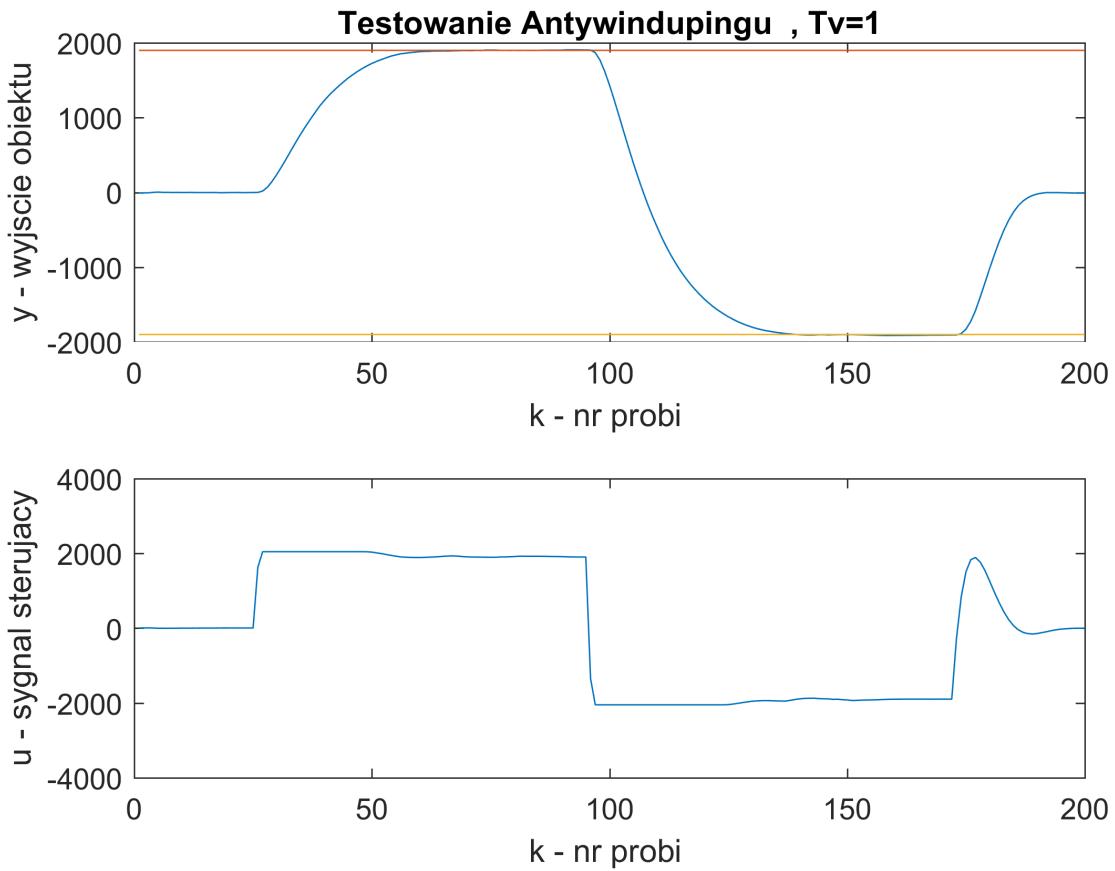
Rysunek 24: Przebieg sygnałów praktycznie bez uwzględnienia algorytmu anti-windup



Rysunek 25: Przebieg sygnałów przy $T_v = 10$

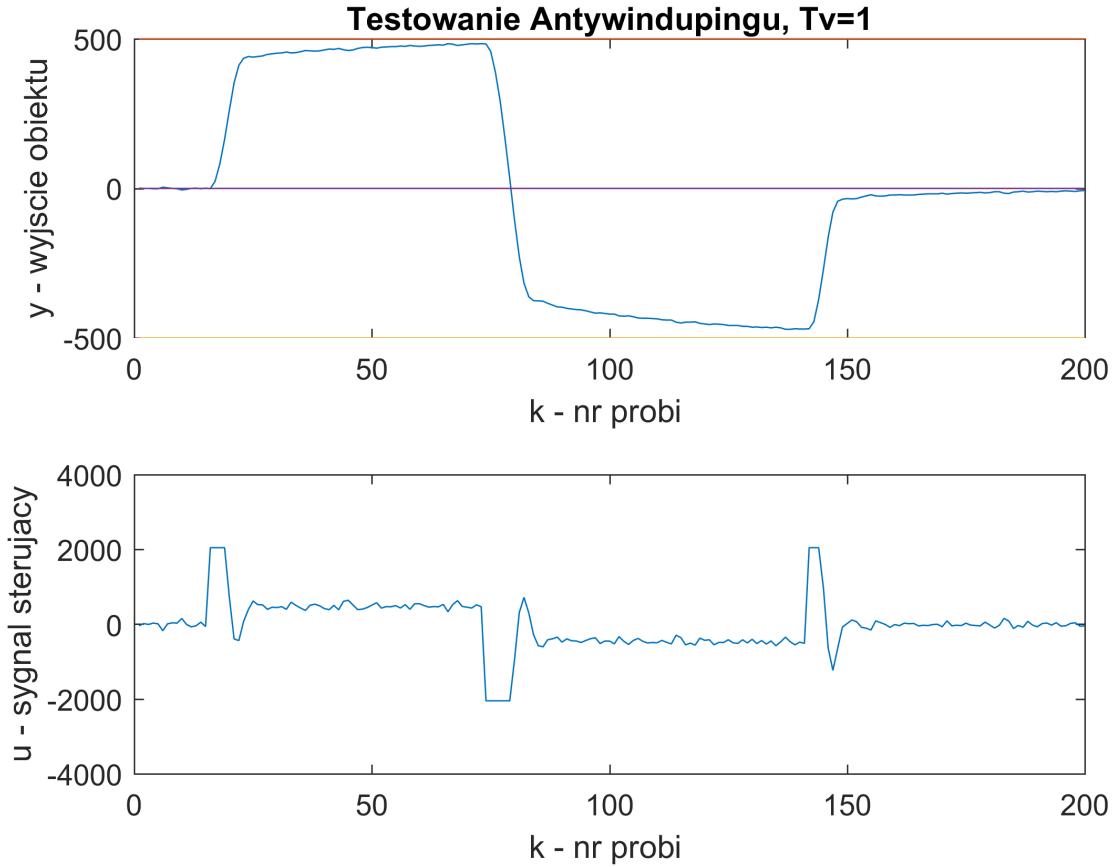


Rysunek 26: Przebieg sygnałów przy $T_v = 5$



Rysunek 27: Przebieg sygnałów przy $T_v = 1$

Można zauważyć, że im mniejszy parametr T_v , a co za tym idzie większa wartość składowej sterowania u_I odpowiadająca za anti-windup, tym mniejsze przeregulowanie i dzięki temu krótszy czas regulacji. Zauważmy, że regulator nie musi odcałkowywać. Przy przyjęciu $T_v = 1$ udało się prawie całkowicie zredukować przeregulowanie. Z drugiej strony zbyt duże zmniejszenie parametru T_v może spowodować, że obiekt zbyt wolno dochodzić będzie do wartości zadanej. Widać to na wykresie 28, gdzie przy mniejszych zmianach wartości zadanej regulator nie jest w stanie w zadańającym czasie osiągnąć zadanych wartości.



Rysunek 28: Przebieg sygnałów przy $T_v = 1$

4 Algorytm DMC

4.1 Omówienie implementacji

Druga część zadania polegała na zrealizowaniu regulatora za pomocą algorytmu DMC. Algorytm ten na podstawie modelu w postaci odpowiedzi skokowej oraz znajomości poprzednich sterowań generuje przyrosty sterowania na N_u chwil do przodu. Parametr N_u zwany jest horyzontem sterowania. Algorytm DMC wyznacza przyszłe zmiany sterowania tak, aby zminimalizować następujący wskaźnik jakości:

$$\min_{\Delta U(k)} \left\{ \sum_{p=1}^N (y^{zad}(k+p|k) - \hat{y}(k+p|k))^2 + \sum_{p=0}^{N_u-1} \lambda_p (\Delta u(k+p|k))^2 \right\},$$

gdzie $y^{zad}(k+p|k)$ jest wartością zadaną w chwili $k+p$ wyznaczoną w chwili k , $\hat{y}(k+p|k)$ jest przewidywaną wartością wyjścia obiektu w chwili $k+p$ wyznaczoną w chwili k , λ_p jest parametrem regulatora określającym karę za zmiany sygnału sterującego, a $\Delta u(k+p|k)$ jest przyrostem sterowania w chwili $k+p$ obliczonym w chwili k .

Jako, że w każdej iteracji interesuje nas obliczenie tylko $\Delta u(k|k)$ prawo regulacji można opisać następującym wzorem:

$$u(k|k) = u(k-1) + K_e e(k) - K_u \Delta U^P(k),$$

gdzie $u(k-1)$ oznacza wartość sterowania w poprzedniej chwili czasu, $e(k)$ oznacza aktualny uchyb, a wektor $\Delta U^P(k)$ zawiera $D-1$ poprzednich przyrostów sygnału sterującego.

Składowe K_u i K_e bezpośrednio pochodzą z macierzy K , którą można opisać następującym wzorem:

$$K = [M^T M + \lambda I]^{-1} M^T = \begin{bmatrix} \bar{K}_1 \\ \bar{K}_2 \\ \vdots \\ \bar{K}_{N_u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{1,1} & K_{1,2} & \dots & K_{1,N} \\ K_{2,1} & K_{2,2} & \dots & K_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{N_u,1} & K_{N_u,2} & \dots & K_{N_u,N} \end{bmatrix}$$

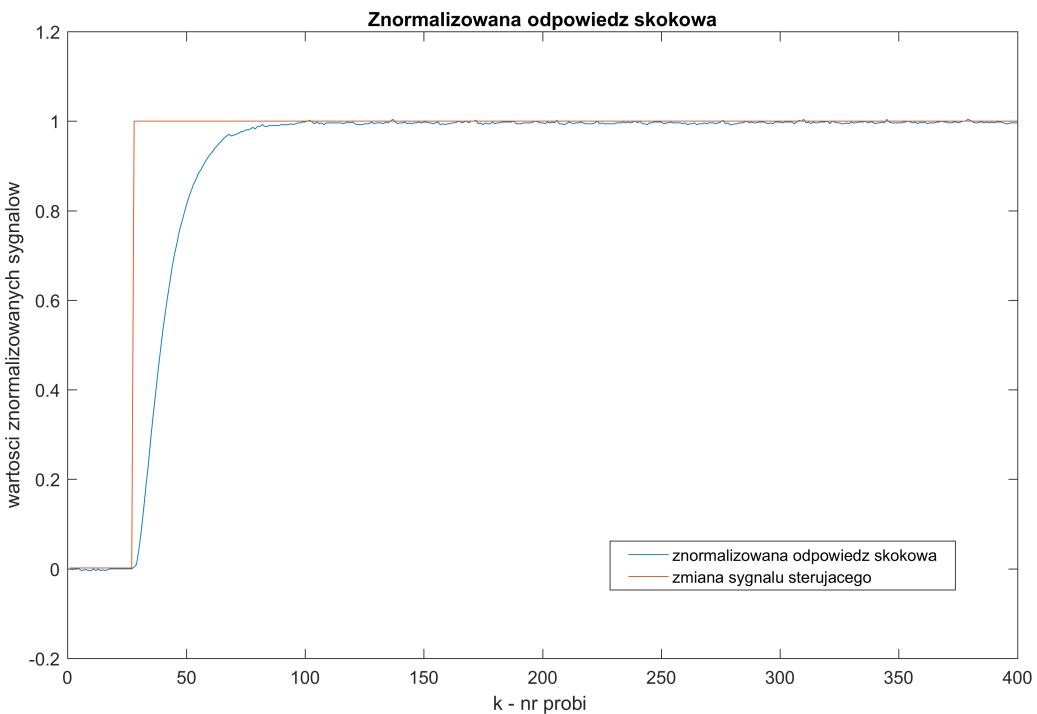
$$K_e = \sum_{i=1}^N K_{1,i}$$

$$K_u = \bar{K}_1 M^P$$

Macierze M i M^P składają się z elementów odpowiedzi skokowej, więc macierz K wystarczy obliczyć raz offline, i w kolejnych iteracjach regulatora wystarczy korzystać z obliczonego wektora K_u i stałej K_e .

$$M = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & \dots & 0 \\ s_2 & s_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_N & s_{N-1} & \dots & s_{N-N_u+1} \end{bmatrix} M^P = \begin{bmatrix} s_2 - s_1 & \dots & s_D - s_{D-1} \\ s_3 - s_1 & \dots & s_{D+1} - s_{D-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N+1} - s_1 & \dots & s_{N+D-1} - s_{D-1} \end{bmatrix}$$

W celu implementacji regulatora DMC należało wyznaczyć znormalizowaną odpowiedź skokową. Zobaczona została odpowiedź obiektu na skok sterowania, a następnie od otrzymanych wartości została odjęta wartość z pierwszej chwili czasu. Na koniec wartości zostały podzielone przez wartość skoku sterowania.



Rysunek 29: Znormalizowana odpowiedź skokowa

Przyjęłyśmy horyzont dynamiki obiektu równy: $D = 60$, ponieważ po 60 próbkach od momentu zmiany sterowania, wyjście obiektu stabilizowało się - nie zmieniało znacząco swojej wartości. Parametrami, jakimi stroi się regulator DMC są:

- N - horyzont predykcji,
- N_u - horyzont sterowania,
- λ - parametr kary za zmiany sygnału sterującego.

W celu obliczenia wektora K_u i elementu K_e napisany został skrypt w *Matlabie*. Skrypt ten składał się z kilku etapów:

- zdefiniowanie parametrów regulatora,
- generacja macierzy M i M^P ,
- obliczenie macierzy K zgodnie z podanym powyżej wzorem,
- obliczenie wartości K_e oraz wektora K_u .

Regulator zrealizowany na mikrokontrolerze wykorzystuje obliczone w *Matlabie* wartości K_e i K_u . Na mikrokontrolerze przyjęte zostały oznaczenia $K_e = K_e$, $K_{uu} = K_u$ $dup = \Delta U^P$.

Algorytm regulacji na mikrokontrolerze składa się z następujących etapów:

- zebranie wartości wyjścia,
- obliczenie uchybu,
- obliczenie fragmentu przyrostu sterowania (fragment $K_u \cdot \Delta U^P$)
- obliczenie przyrostu sterowania ($\Delta u(k|k) = K_e \cdot e(k) - K_u \cdot \Delta U^P$),
- obliczenie wartości sterowania,
- sprawdzenie, czy wartość sygnału sterującego nie przekracza ograniczeń,
- zapamiętanie wartości sygnału sterującego,

- przesunięcie wektora *dup* i umieszczenie na pierwszym miejscu aktualnie obliczonego przyrostu sygnału sterującego,
- wysłanie sterowania.

Listing 2: Kod realizujący regulator DMC

```

static float y = 0.0f;
static float u = 0.0f;
// zebranie wartosci wyjscia
y = (input -2048.0f);

// wyznaczenie uchybu
e = y_zad - y;

// obliczanie przyrostu sterowania dla aktualnej iteracji
for (i = 0; i < wymiar; ++i){
sum = sum+dup[i]*Kuu[i];
}
delta_u = Ke*e-sum;

// obliczenie wartosci sygnalu sterujacego jako suma poprzedniego sterowania i przyrostu sterowania
u = upoprz+delta_u;

// wyznaczenie ograniczenia sygnalu sterujacego
if(u > 2047.0f) u = 2047.0f;
if(u < -2048.0f) u = -2048.0f;

// wyznaczenie wartosci sterowania i przyrostu sterowania po zastosowaniu ograniczen
delta_u = u-upoprz;
upoprz = u;

// usuniecie najstarszego elementu z wektora
for (i = wymiar-1; i > 0; --i){
dup[i] = dup[i-1];
}

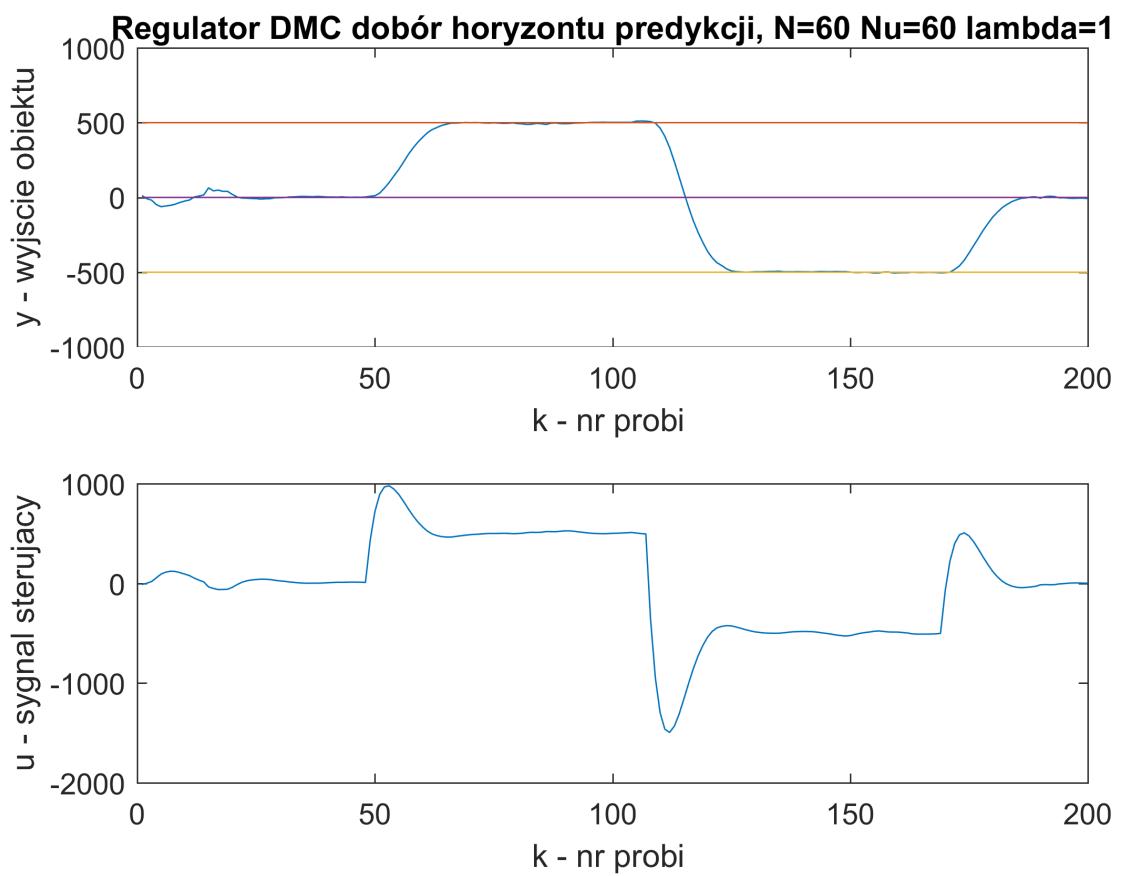
// dołożenie delty z aktualnej iteracji na początek wektora dup
dup[0] = delta_u;

// wyslanie sterowania
output = u+2048.0f;
updateControlSignalValue(output);

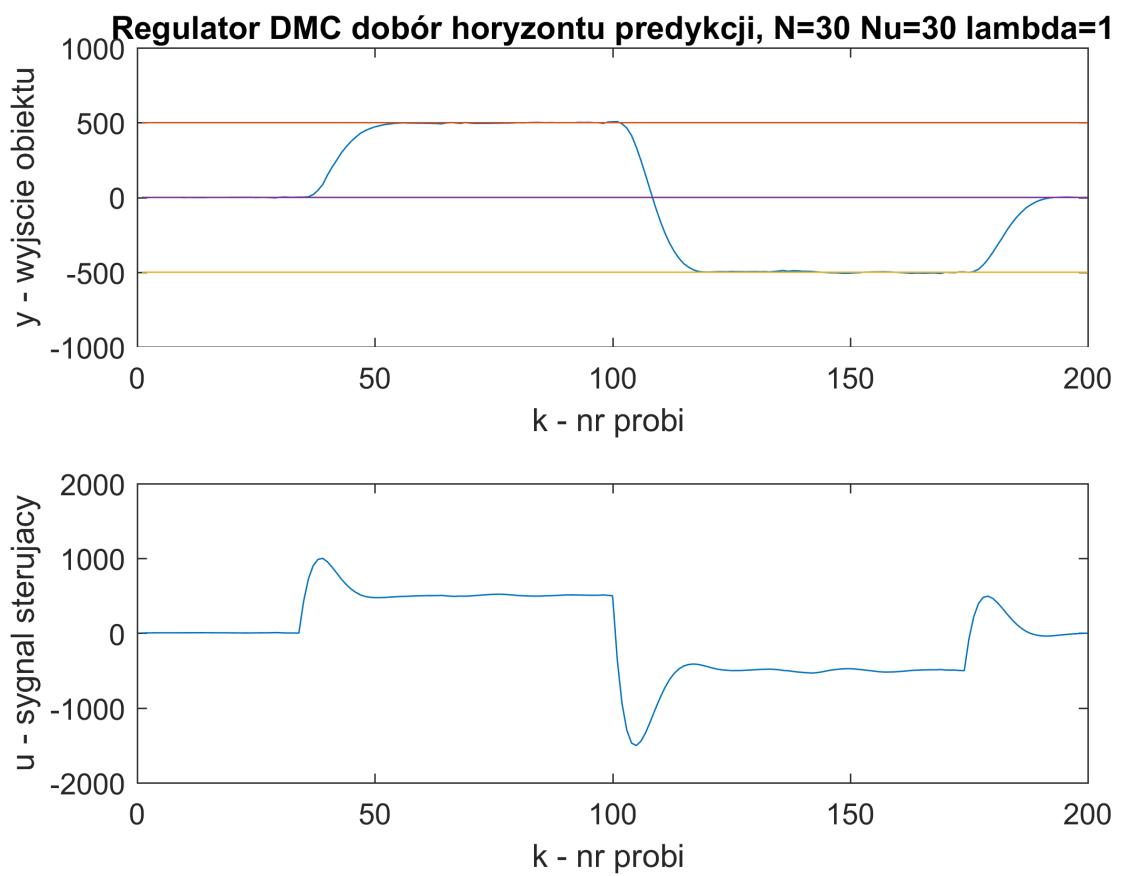
```

4.2 Wyznaczanie horyzontu predykcji

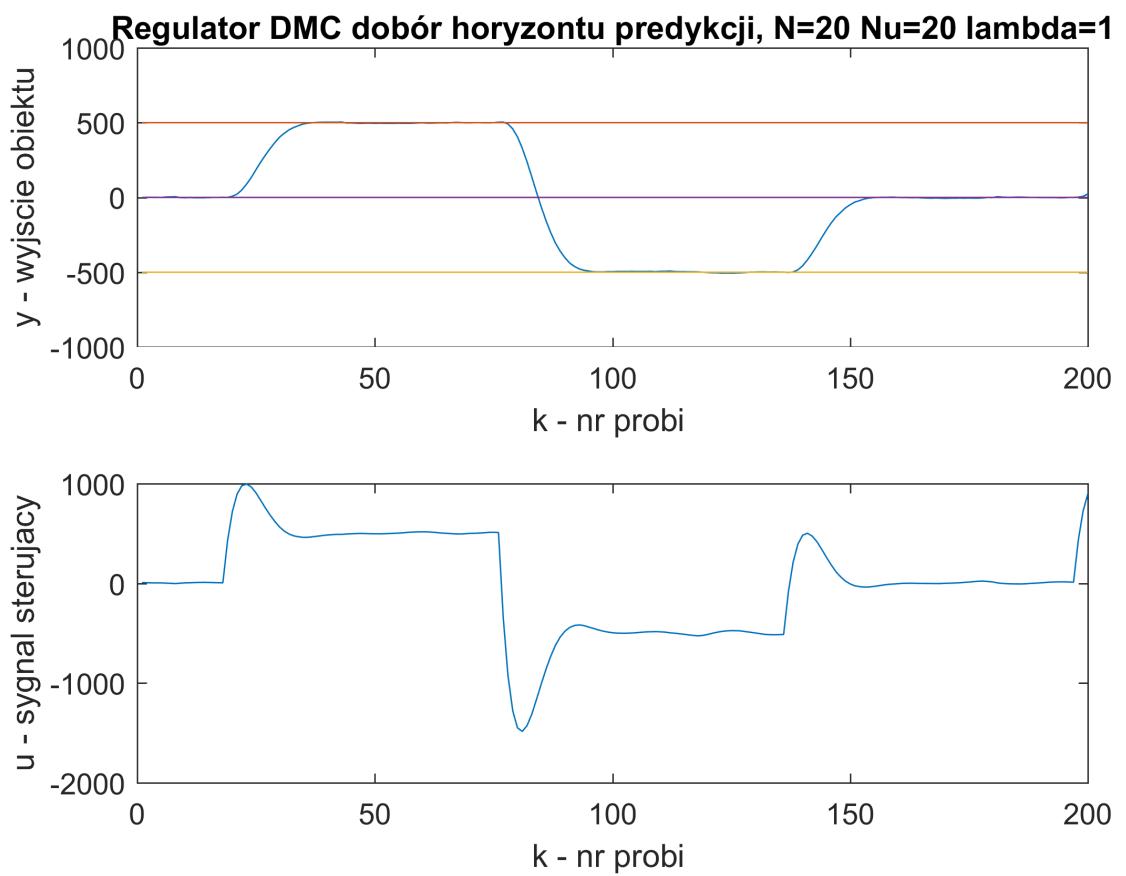
Pierwszym krokiem dostrajania regulatora DMC jest ustalenie horyzontu predykcji. Ogólnie przyjętą zasadą jest przyjęcie w tym kroku horyzontu sterowania równego horyzontowi predykcji $N_u = N$ oraz $\lambda = 1$. Eksperymenty wykonuje się zaczynając od $N = D$ i stopniowo zmniejsza się ten parametr do momentu, w którym w widoczny sposób pogorszyła się trajektoria sygnału wyjściowego.



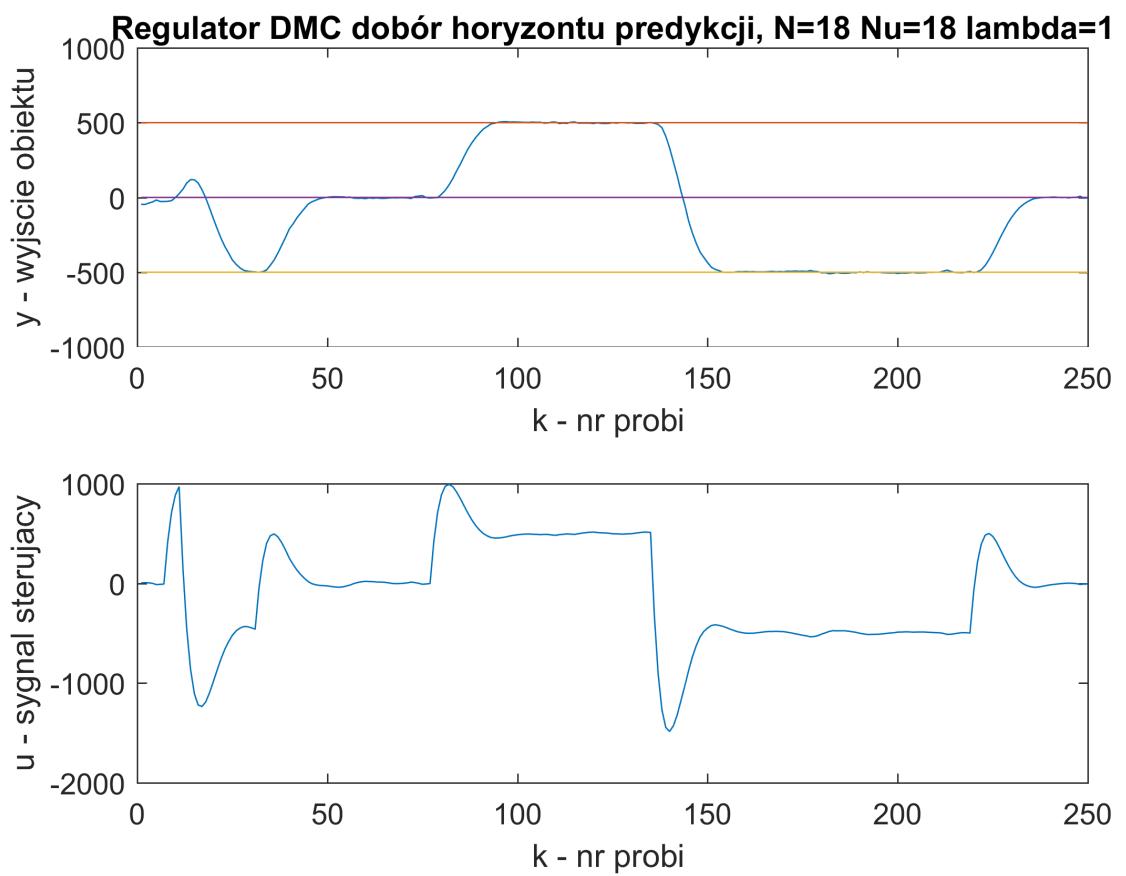
Rysunek 30: Przebieg sygnałów przy $N = 60$



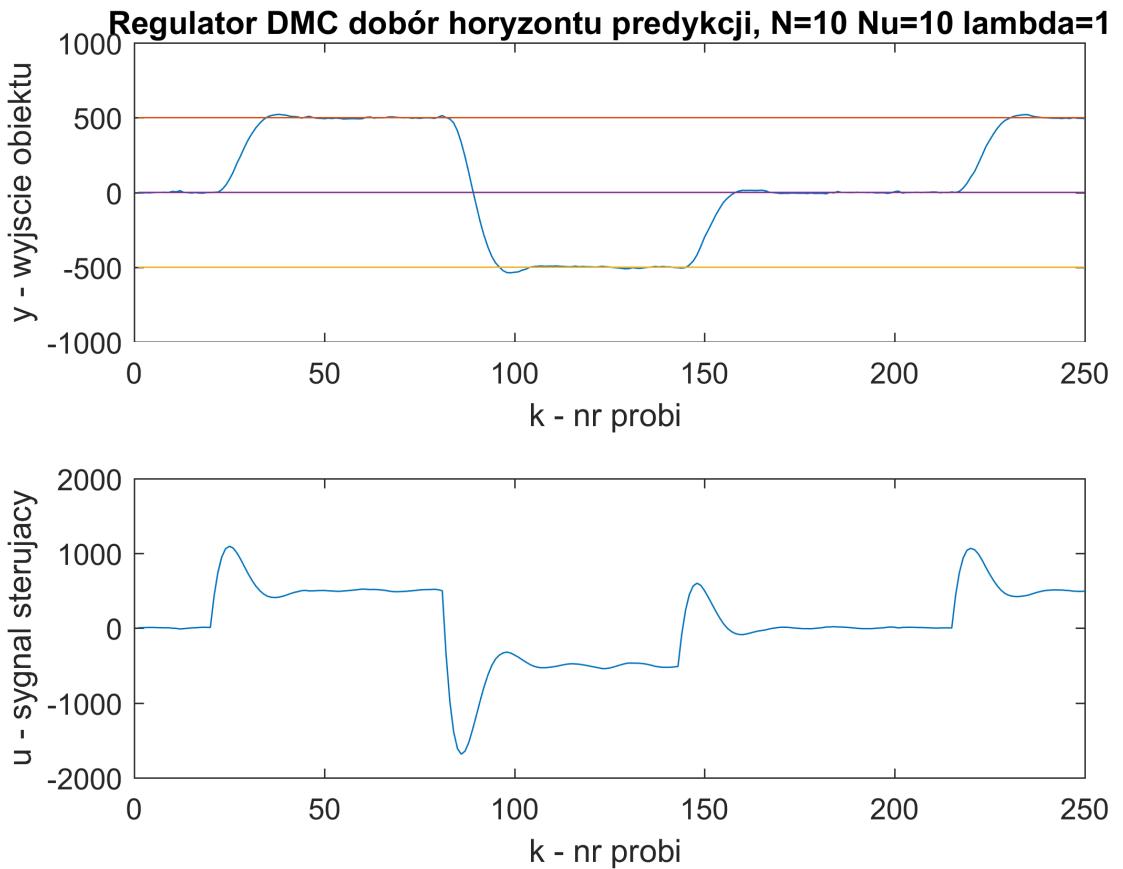
Rysunek 31: Przebieg sygnałów przy $N = 30$



Rysunek 32: Przebieg sygnałów przy $N = 20$



Rysunek 33: Przebieg sygnałów przy $N = 18$

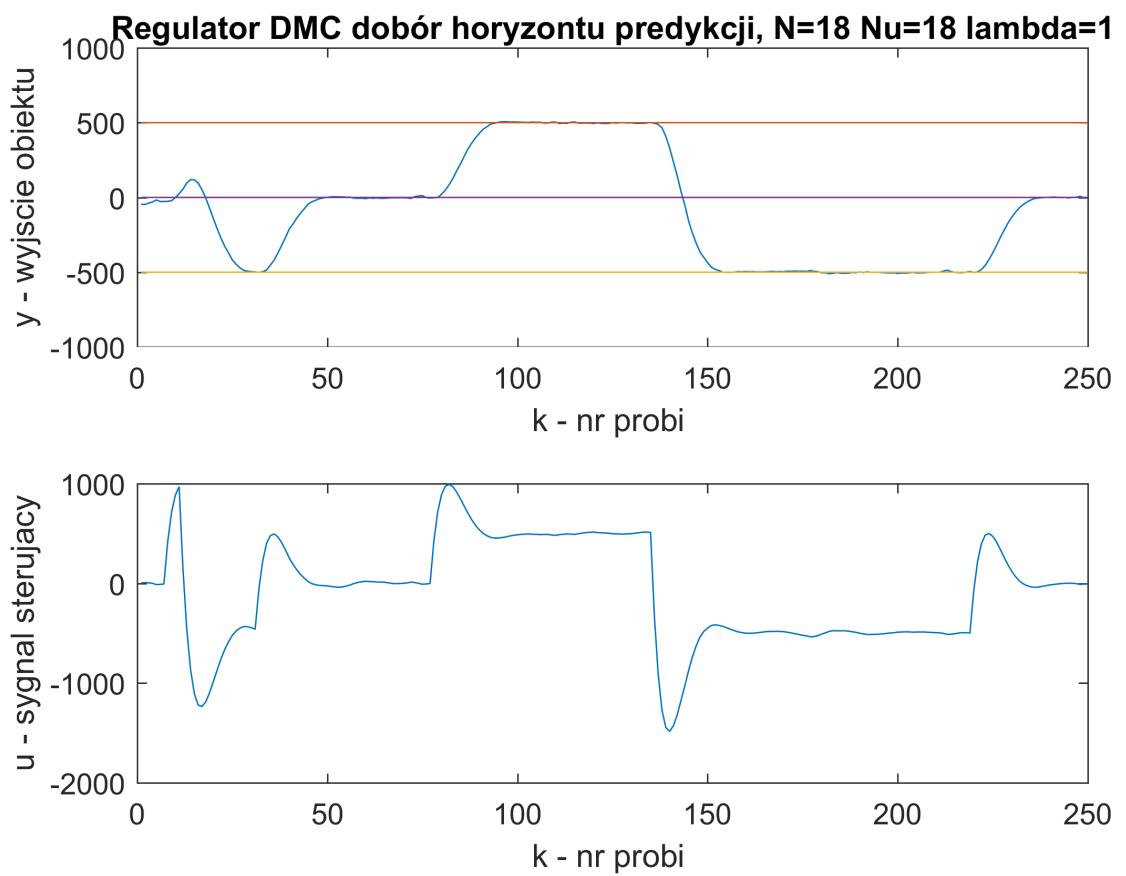


Rysunek 34: Przebieg sygnałów przy $N = 10$

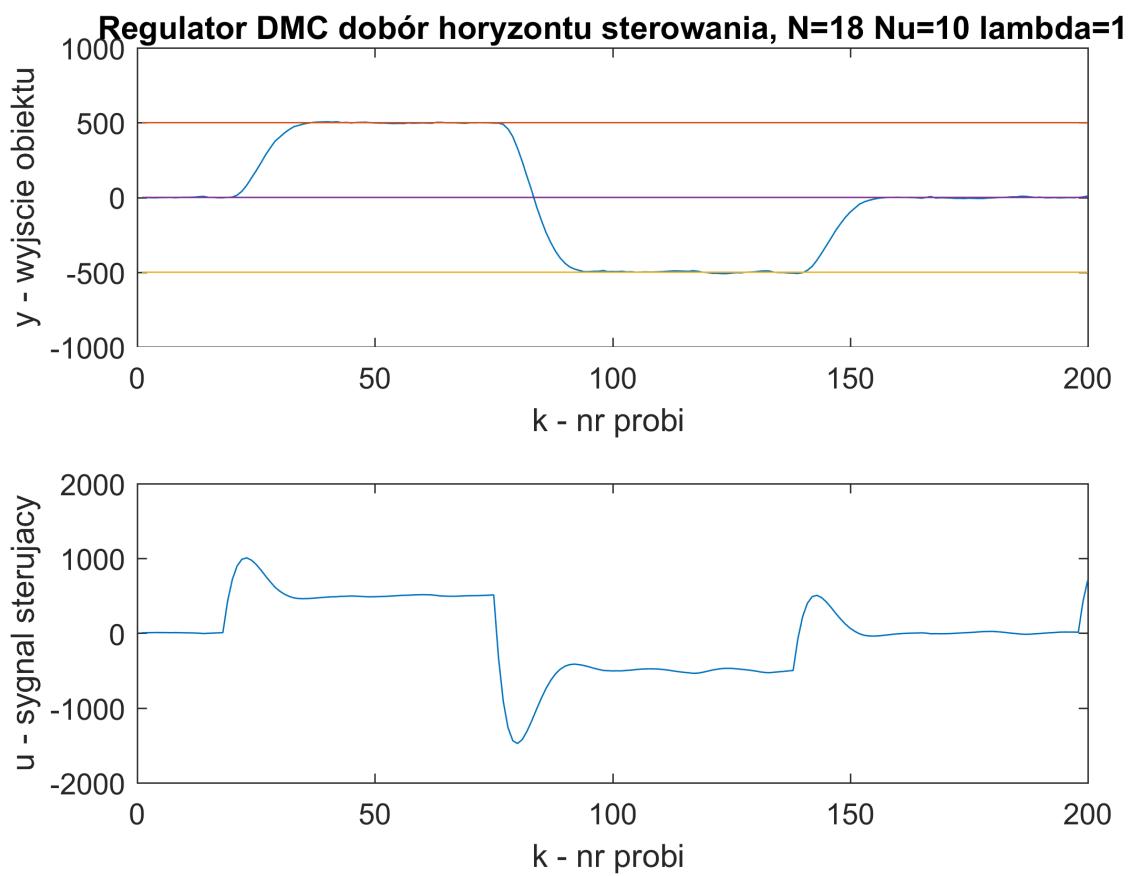
Jak widać na wykresach 30, 31, 32, 35 pomimo zmniejszania parametru N , jakość regulacji pozostaje niezmieniona, czyli regulatory osiągają podobne czasy regulacji oraz wartość przesterowania jest znikoma. Dopiero zmniejszenie parametru N do wartości 10 spowodowało pogorszenie się trajektorii sygnału wyjściowego - widać zauważalne przeregulowanie. Z tego powodu przyjęłyśmy $N = 18$.

4.3 Wyznaczenie horyzontu sterowania

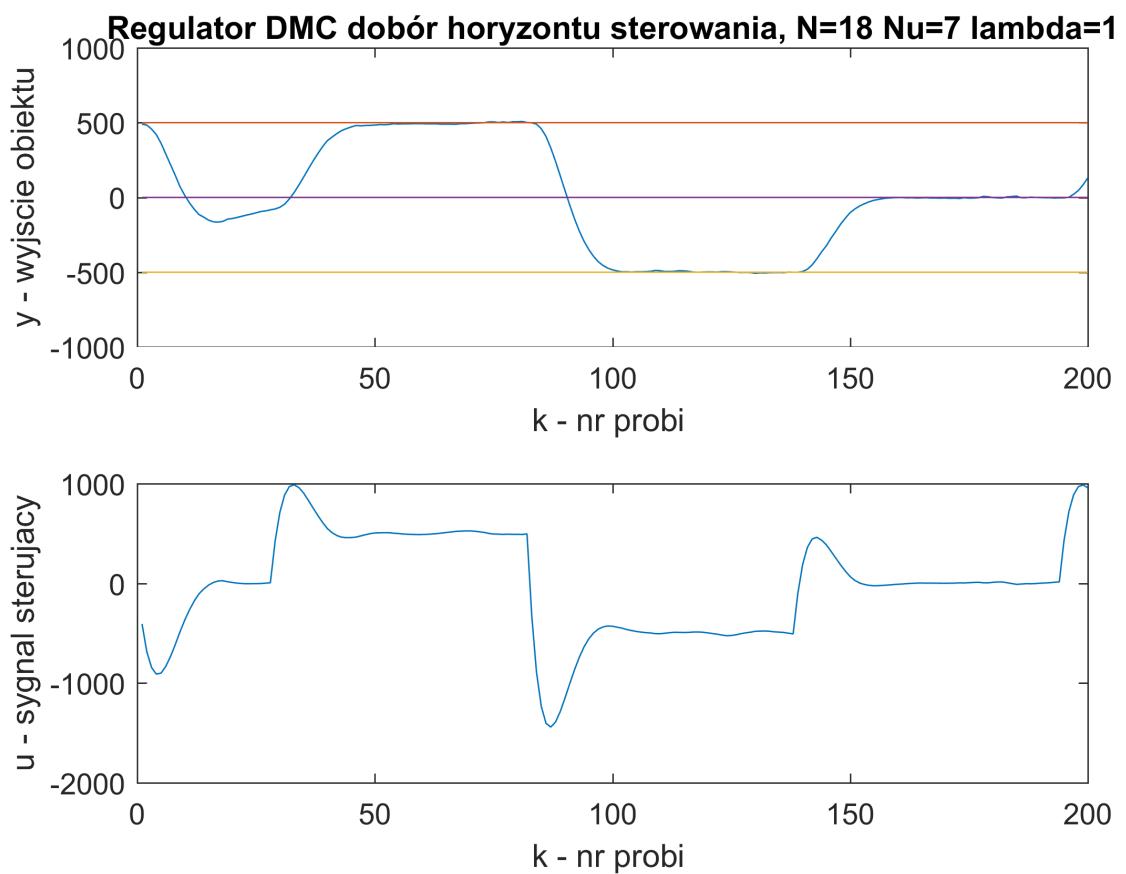
Sposób wyznaczania horyzontu sterowania N_u jest podobny do wyznaczania parametru N . Na początku przyjmuje się $N_u = N$, a następnie stopniowo się go zmniejsza do momentu zauważnego pogorszenia jakości trajektorii sygnału wyjściowego. W eksperymentach przyjmuje się $\lambda = 1$.



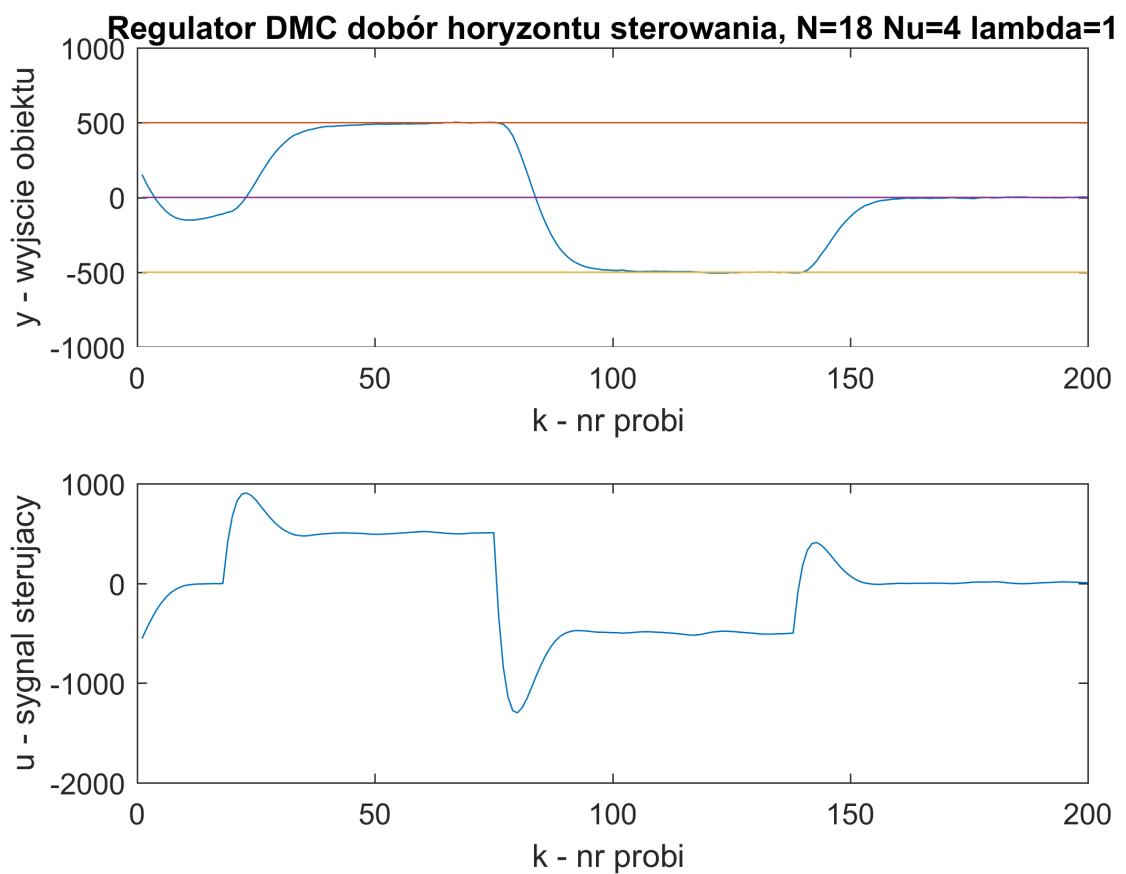
Rysunek 35: Przebieg sygnałów przy $N_u = 18$



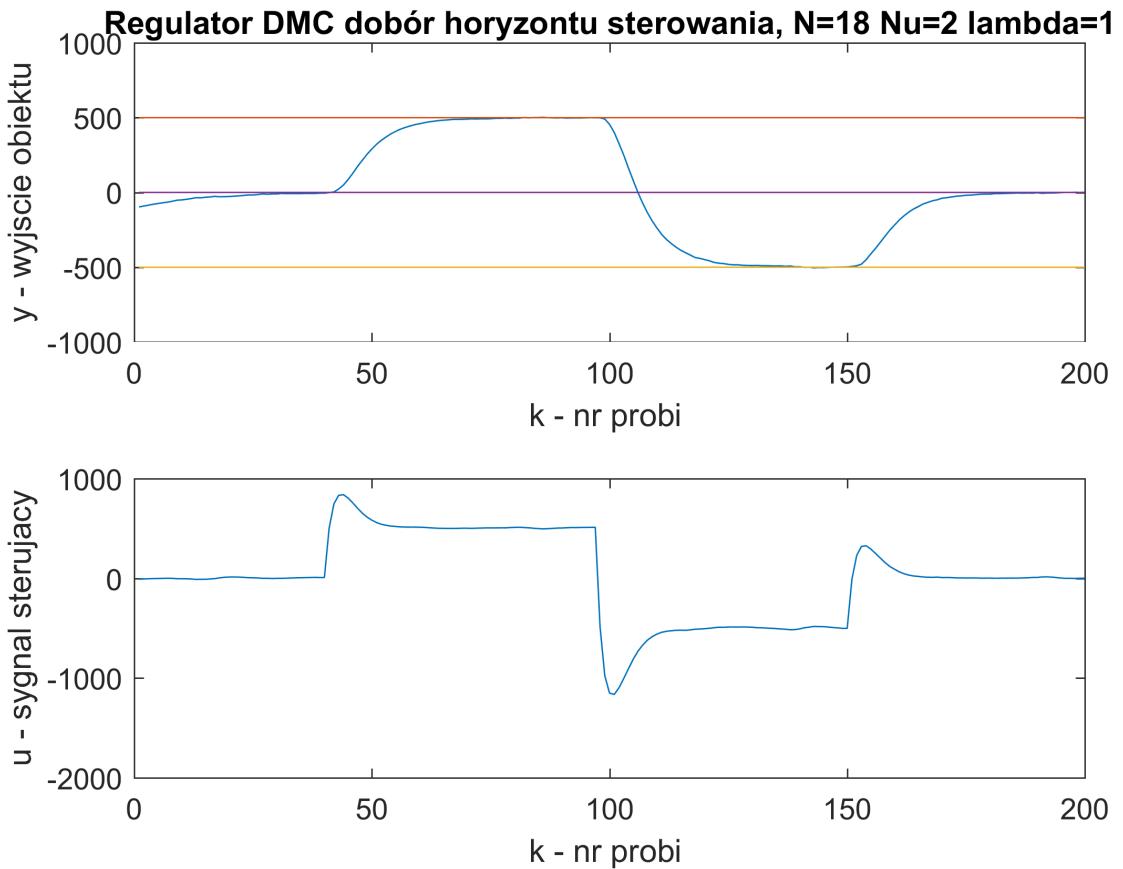
Rysunek 36: Przebieg sygnałów przy $N_u = 10$



Rysunek 37: Przebieg sygnałów przy $N_u = 7$



Rysunek 38: Przebieg sygnałów przy $N_u = 4$

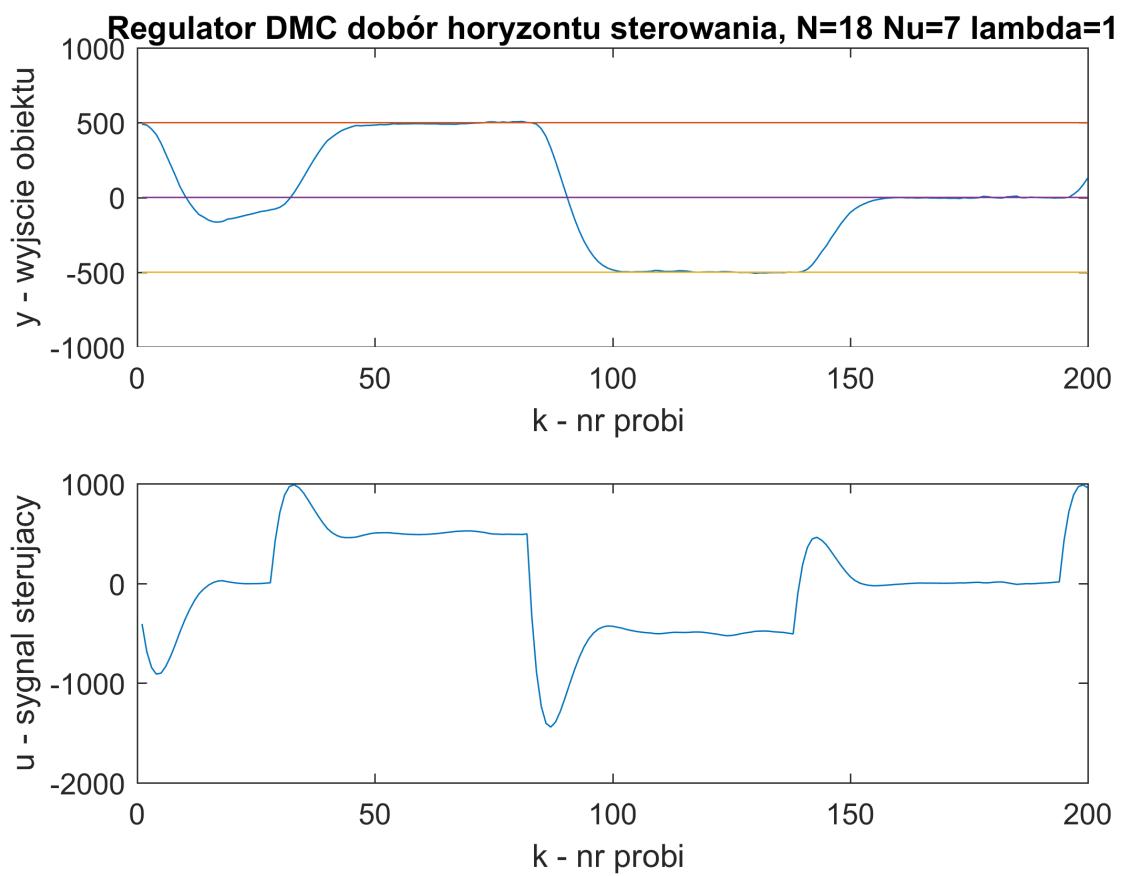


Rysunek 39: Przebieg sygnałów przy $N_u = 2$

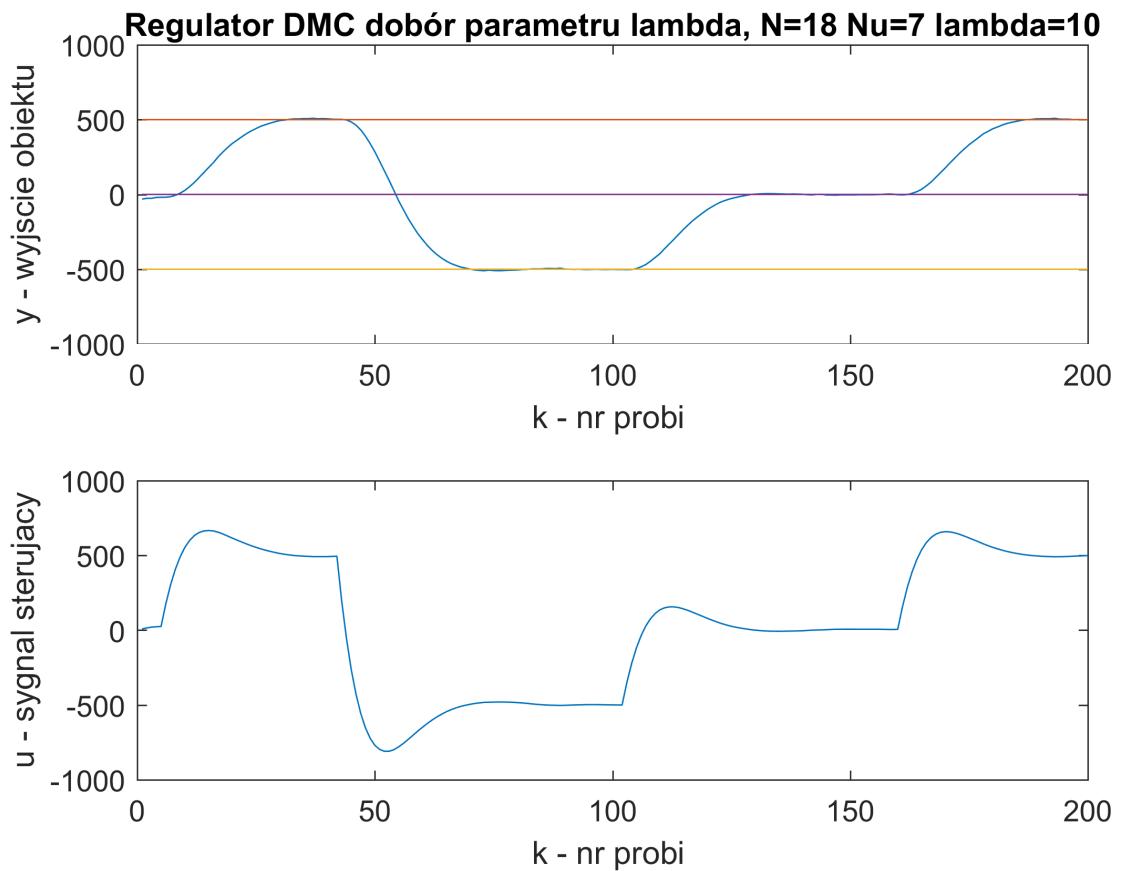
Jak można zauważyć na wykresach 38 i 39, za duże zmniejszenie horyzontu sterowania powoduje znaczące wydłużenie czasu regulacji. Pomimo tego, że sygnały zmieniają się łagodnie (co generalnie jest zaletą), czas, po jakim ustala się wyjście obiektu jest zbyt duży. Dla regulatorów z parametrem $N_u \geq 7$ czas regulacji jest zadawalający (teoretycznie im większe N_u , tym regulator jest szybszy). Z powodu niewielkiego przeregulowania dla $N_u = 7$ do dalszego dostrajania przyjęłyśmy taką wartość horyzontu sterowania.

4.4 Wyznaczanie parametru λ

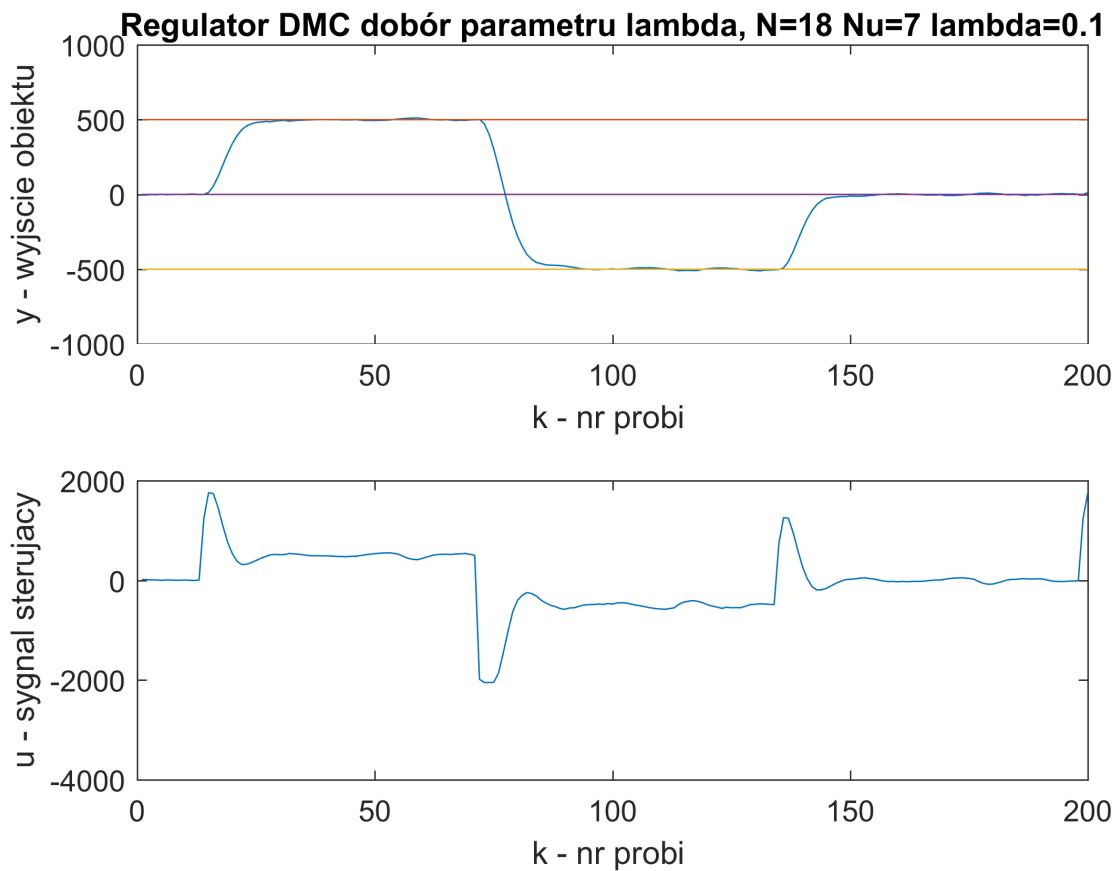
Ostatnim krokiem strojenia regulatora DMC jest dobór parametru λ . Jest on odpowiedzialny za składnik kary za zmianę sygnału sterującego - im λ jest większe, tym czas regulacji jest dłuższy i dzięki temu przebieg sygnałów jest łagodniejszy. Zmniejszenie parametru λ powoduje skrócenie czasu regulacji kosztem wprowadzenia większych zmian w przyrostach sterowania. Przy wyznaczaniu tego parametru przyjmuje się wartości N i N_u takie, jak zostały obliczone w poprzednich krokach, czyli $N = 18$ i $N_u = 7$.



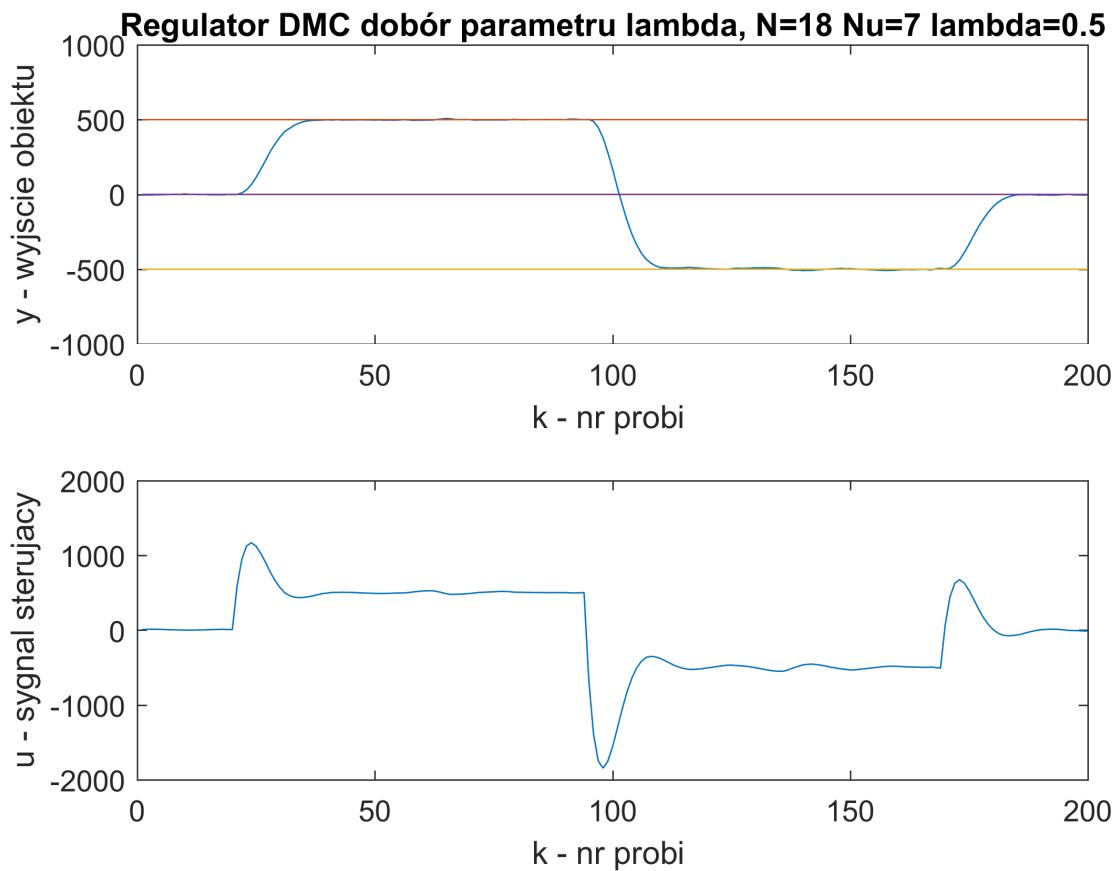
Rysunek 40: Przebieg sygnałów przy $\lambda = 1$



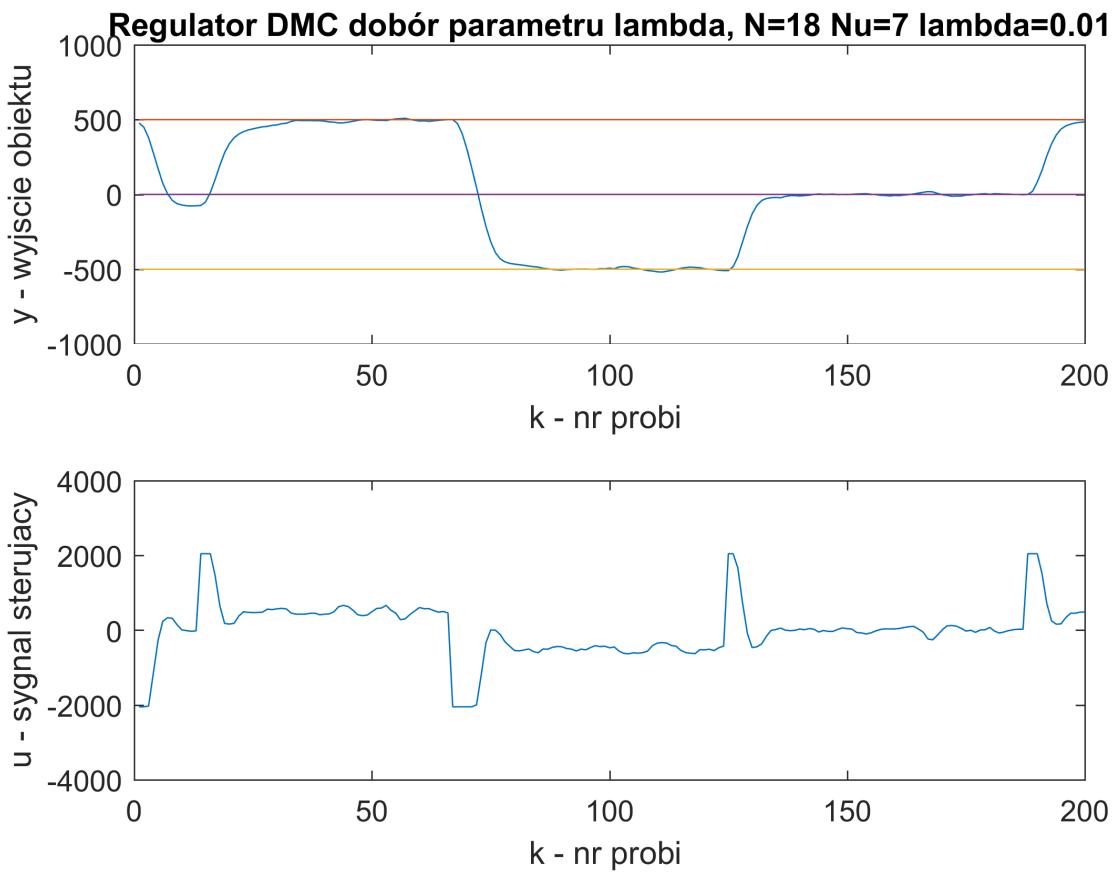
Rysunek 41: Przebieg sygnałów przy $\lambda = 10$



Rysunek 42: Przebieg sygnałów przy $\lambda = 0, 1$



Rysunek 43: Przebieg sygnałów przy $\lambda = 0,5$

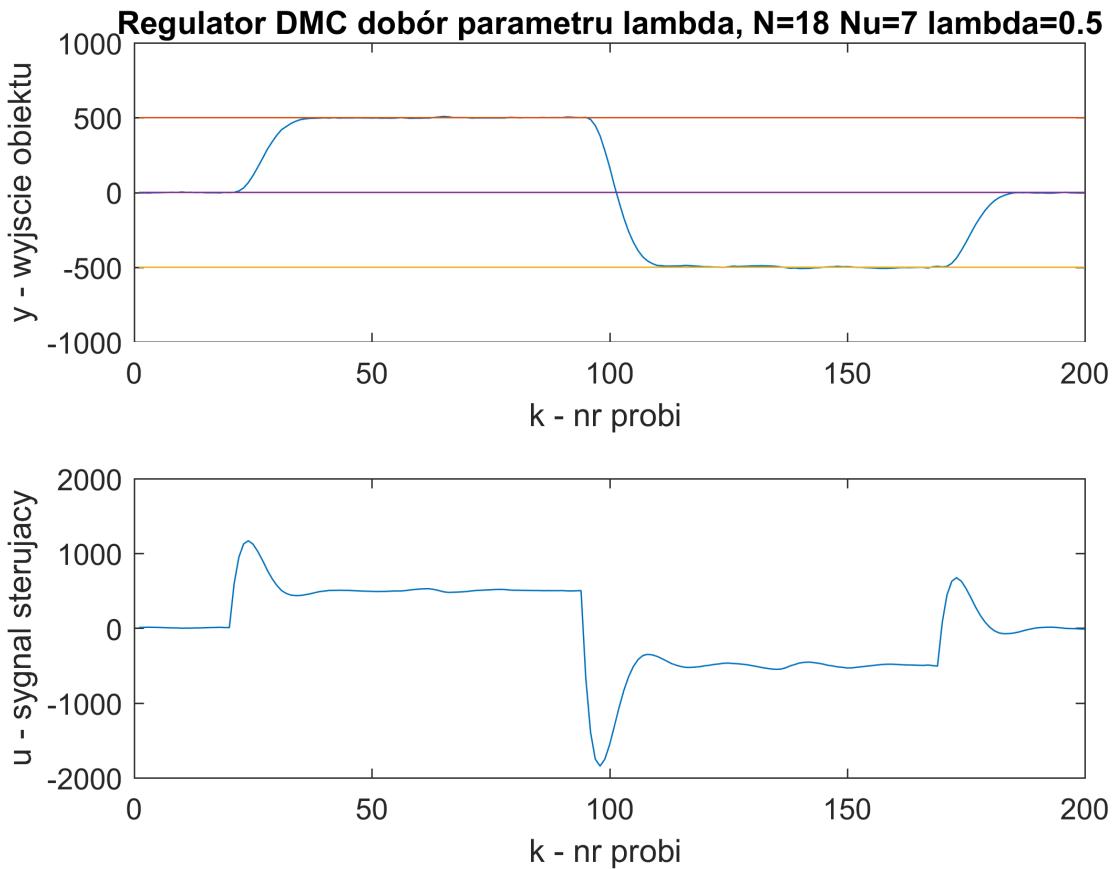


Rysunek 44: Przebieg sygnałów przy $\lambda = 0,01$

Zgodnie z oczekiwaniami, jak można zauważyć na wykresie 41 zwiększenie parametru λ powoduje wydłużenie czasu regulacji i sprawia, że przebieg sygnałów jest łagodniejszy. W przypadku danego obiektu nie przynosi to korzyści. Z wykresu 42 i 44 wynika, że zmniejszenie parametru λ oprócz skrócenia czasu regulacji zwiększyło amplitudę oscylacji sygnałów. Kompromis pomiędzy szybkim czasem regulacji a niewielkimi oscylacjami sygnałów został osiągnięty dla parametru $\lambda = 0,5$.

Ostatecznie wybrane nastawy regulatora DMC:

$$N = 18, N_u = 7, \lambda = 0,5$$



Rysunek 45: Ostatecznie wybrany regulator DMC

5 Porównanie najlepszej realizacji algorytmu PID i DMC

Regulatory PID i DMC zostaną porównane pod kątem odporności na zakłócenia, przeregulowania, czasu ustalenia i oscylacji.

W punkcie 3.4 zostały przedstawione używane wzory na przeregulowanie i czas ustalenia, które będą używane w poniższych sekcjach.

5.1 Odporność na zakłócenia

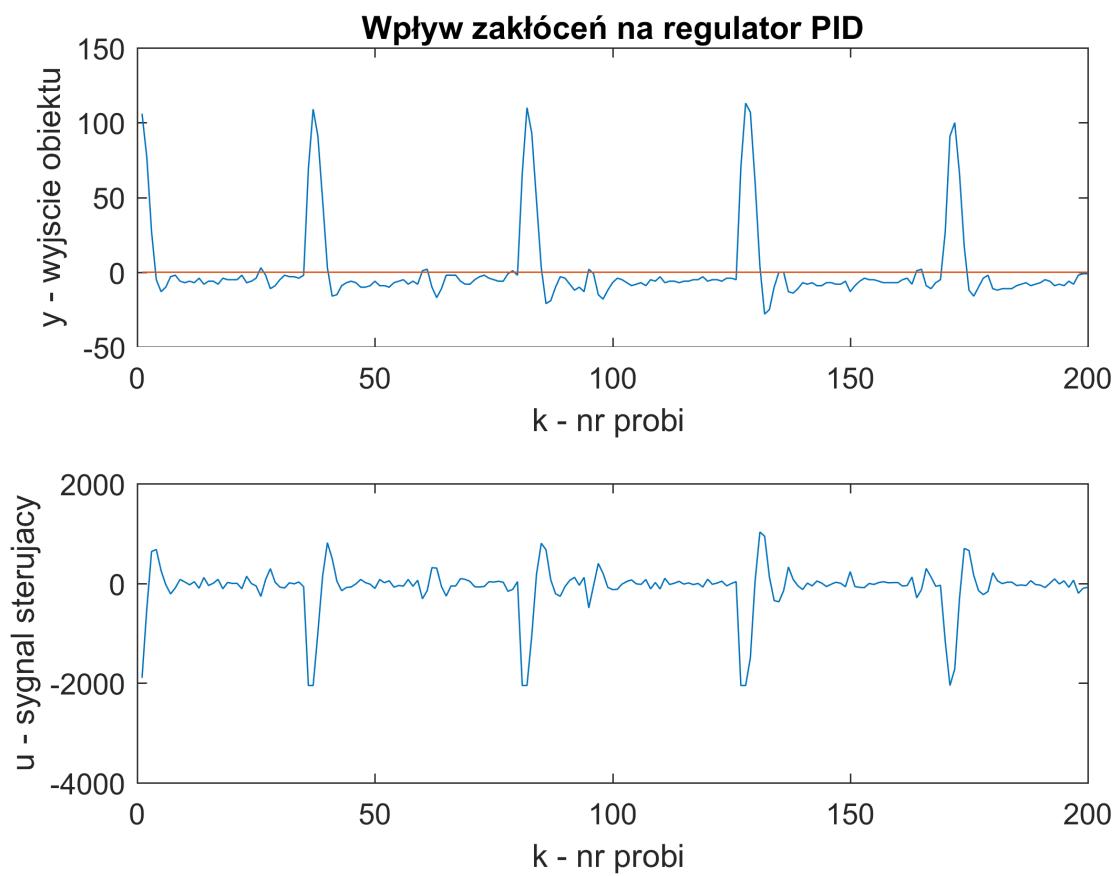
Odporność na zakłócenia została sprawdzona poprzez wcisnięcie przycisku na płytce z obiektem symulowanym.

Wyniki tego testu widać na rysunkach: 46 - dla regulatora PID i 47, 48 - dla regulatora DMC z różnymi wartościami λ .

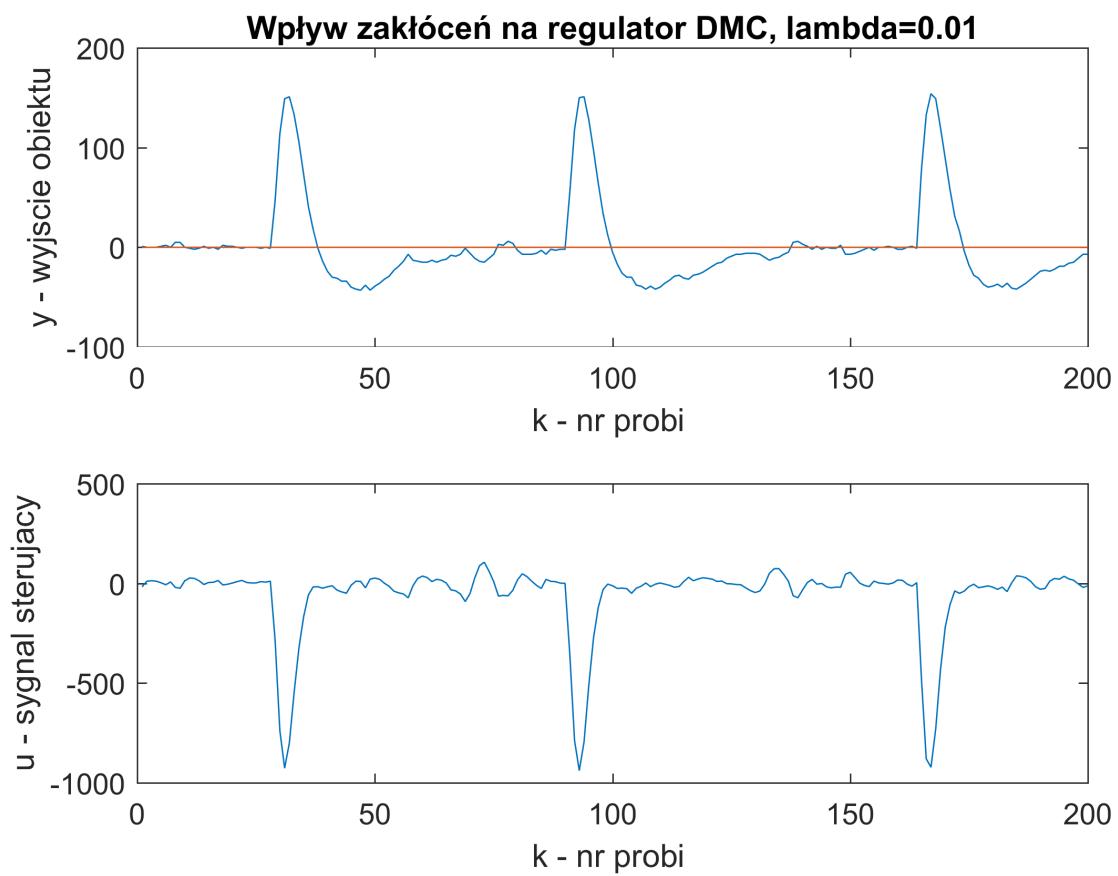
Dla regulatora PID sygnał sterujący zmienia się w sposób gwałtowny i dociera do ograniczeń (wartość -2000). Wartość sygnału sterującego dla regulatora DMC jest ograniczona. Wynika to z brania pod uwagę zmiany wartości sterowania przy wyliczaniu wskaźnika jakości. W zależności od wybranego lambda sygnał jest mniej gwałtowny i ma mniejszą amplitudę (dla $\lambda = 0,5$) lub bardziej gwałtowny i z występującą większą amplitudą (dla $\lambda = 0,01$). Zgadza się to wskaźnikiem jakości - im mniejsza lambda, tym mniejsza kara za zmianę sygnału sterującego. Nadal jednak, dla niezerowej lambdy, sygnał sterujący algorytmu DMC jest mniej gwałtowny i ma mniejszą amplitudę od sygnału sterującego regulatora PID.

Z uwagi na to, że regulator PID ma większą wartość i gwałtowniejszy wzrost sygnału sterującego przy wystąpieniu zakłócenia, regulator PID szybciej niweluje to zakłócenie. Wynika to także z faktu, że regulator PID przy wyliczaniu sterowania bierze pod uwagę sterowanie z 3 ostatnich chwil czasu. Regulator DMC ze względu na ograniczenie na sygnał sterujący oraz tego, że bierze pod uwagę jedynie wartość sterowania z poprzedniej chwili czasu, wolniej radzi sobie z niwelacją zakłócenia.

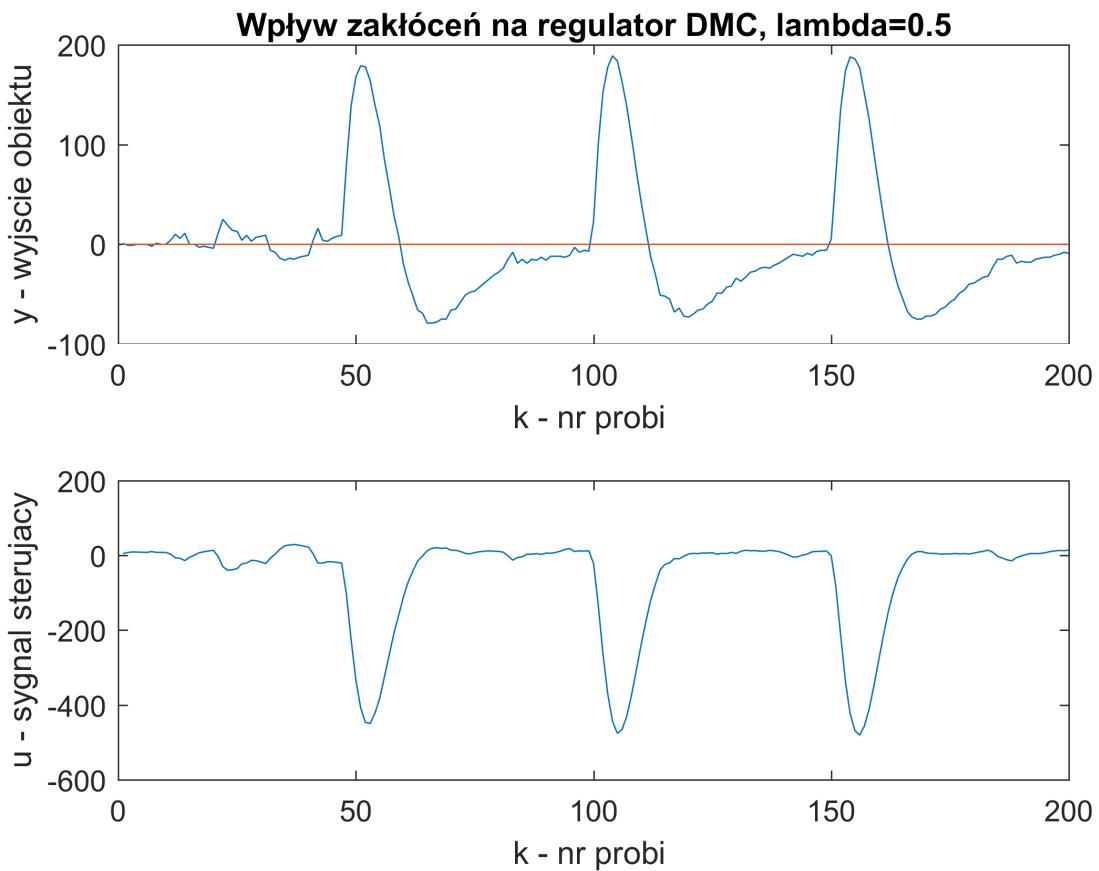
Szybkość niwelacji zakłócenia wpływa na amplitudę sygnału wyjściowego przy wystąpieniu zakłócenia. Regulator PID sprawniej niweluje zakłócenie, więc amplituda sygnału nie zdąży osiągnąć tak dużej wartości. Amplituda sygnału wyjściowego dla regulatora DMC będzie większa, ponieważ gorzej radzi sobie on z niwelacją zakłócenia.



Rysunek 46: Ocena regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską: $K = 14, T_i = 1,8, T_d = 0,08$



Rysunek 47: Ocena regulatora DMC: $N = 18, N_u = 7, \lambda = 0,01$



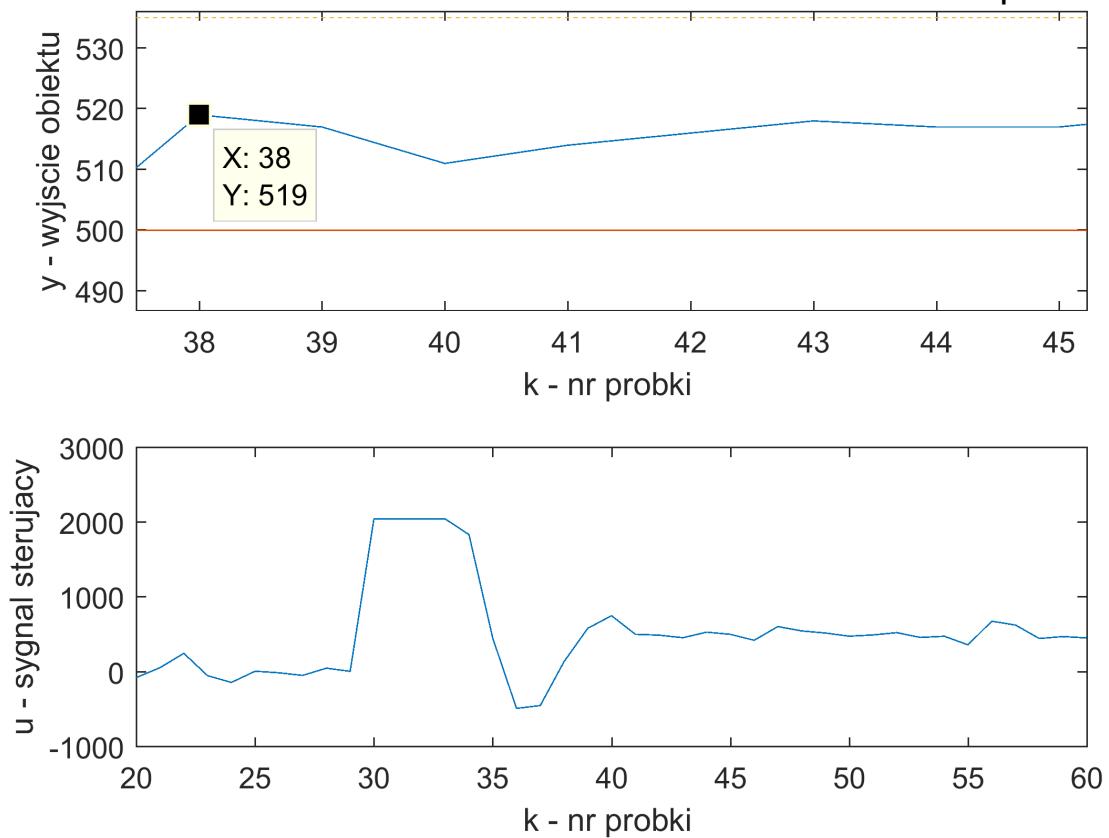
Rysunek 48: Ocena regulatora DMC: $N = 18, N_u = 7, \lambda = 0, 5$

5.2 Przesterowanie

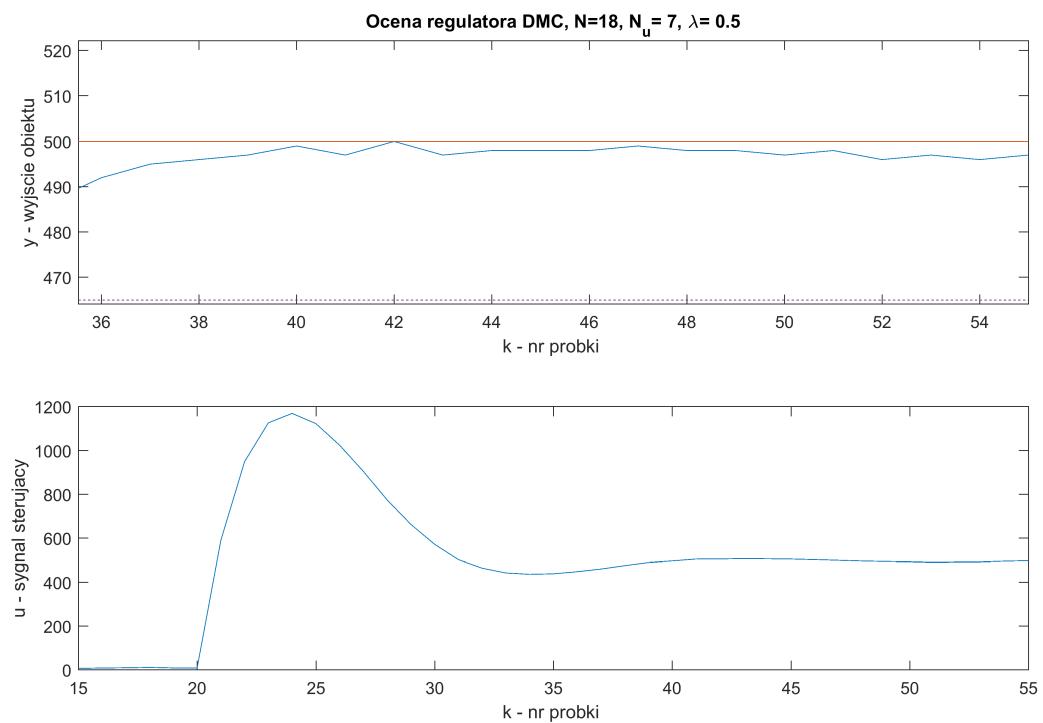
Przesterowanie dla regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską zostało wyliczone w punkcie 3.4. Jest ono równe 3,8% (Rysunek 49). Regulator DMC dochodzi do wartości zadanej łagodnie i przesterowanie nie występuje (Rysunek 50). Dopiero w dalszych chwilach próbkowania sygnał przekracza bardzo delikatnie wartość zadaną, co jest spowodowane szumami i występuje także dla regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską.

Znaczne przesterowanie występuje dla regulatora PID przy skoku o większą wartość z 500 do -500 (Rysunek 53). Dla regulatora DMC dla zmiany wartości zadanej o 1000 przesterowanie także jest zerowe (Rysunek 54).

Ocena regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską, $K=14$, $T_i = 1.8$, $T_d = 0.0$



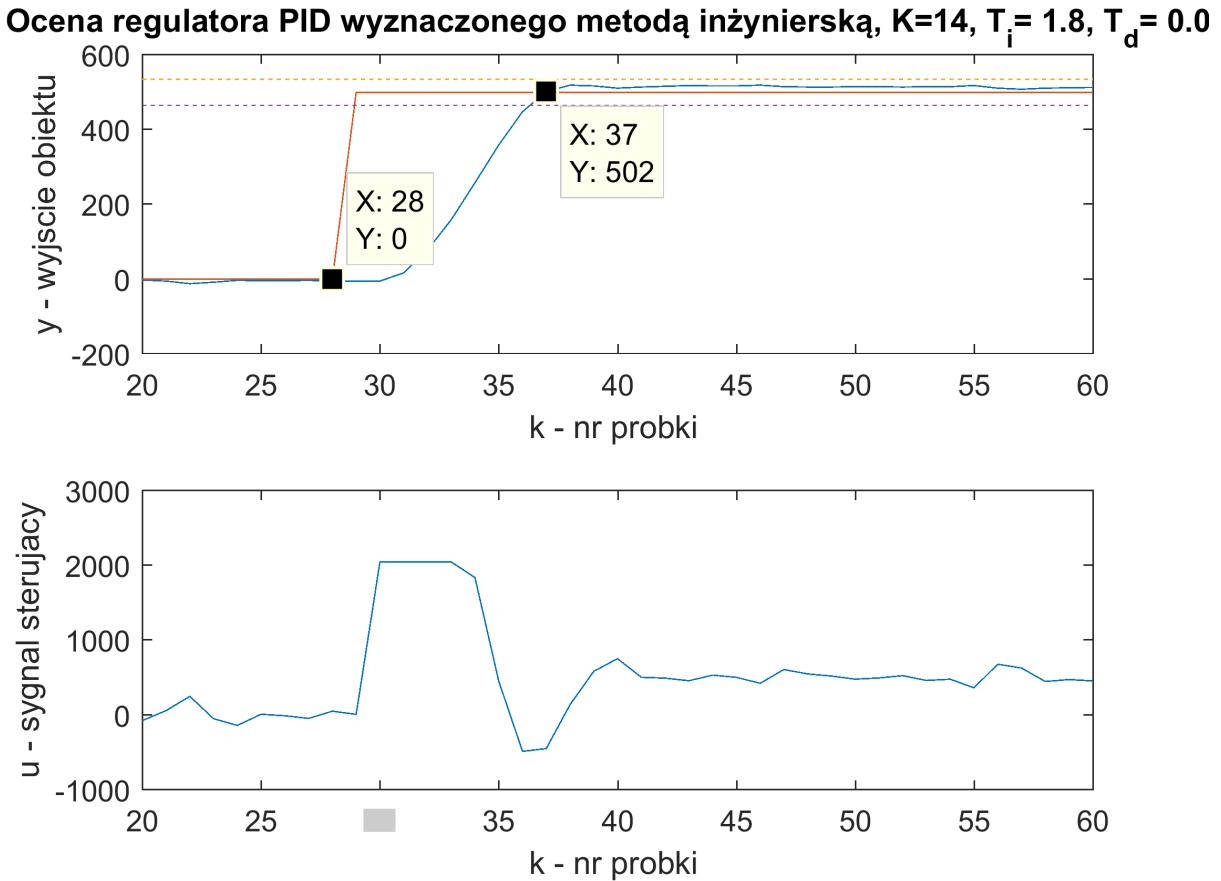
Rysunek 49: Ocena regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską: $K = 14, T_i = 1,8, T_d = 0,08$



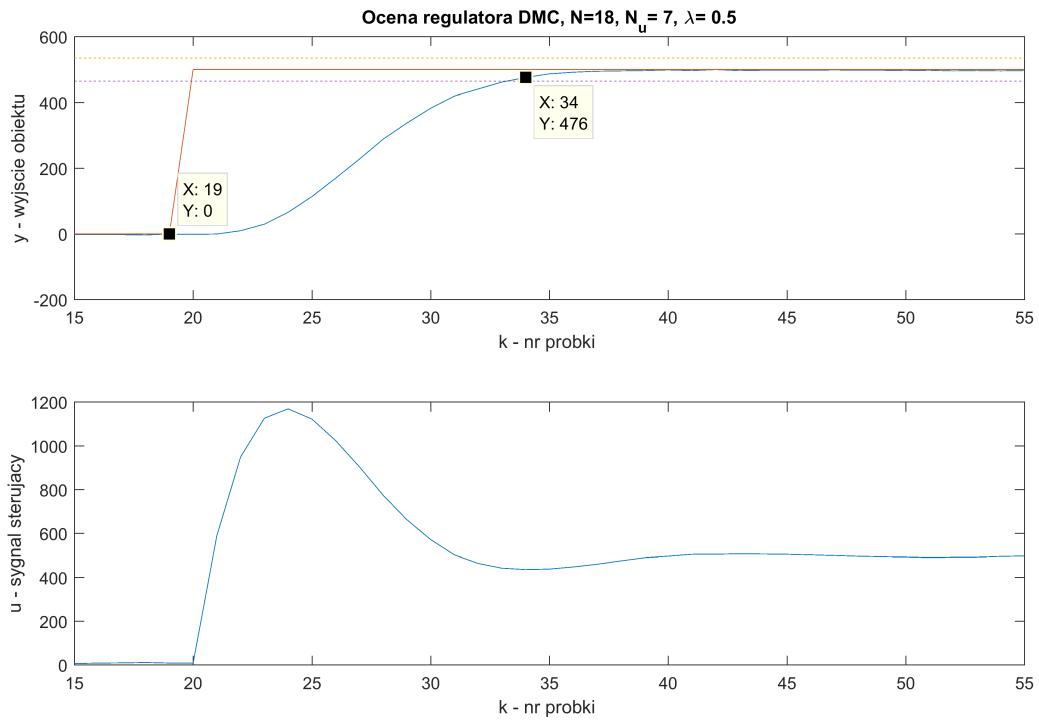
Rysunek 50: Ocena regulatora DMC: $N = 18, N_u = 7, \lambda = 0,5$

5.3 Czas ustalenia

Dla regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską czas ustalenia został wyliczony w punkcie 3.4. Jest on równy $0,4s$ (Rysunek 51). Dla regulatora DMC (Rysunek 52) wartość zadana sygnału wyjściowego zmienia się w 20 próbce. Próbka 34 jest pierwszą próbką, która wpada w ustalony zakres $y^{zad} - \epsilon$ do $y^{zad} + \epsilon$ i z niego nie wychodzi (dla $\epsilon = 7\% \cdot y^{zad}$). Czas próbkowania jest równy $T = 0,05$. Stąd czas ustalenia wynosi $(34 - 20) \cdot 0,05 = 0,7s$. Czas ustalenia jest większy dla regulatora DMC niż dla regulatora PID.



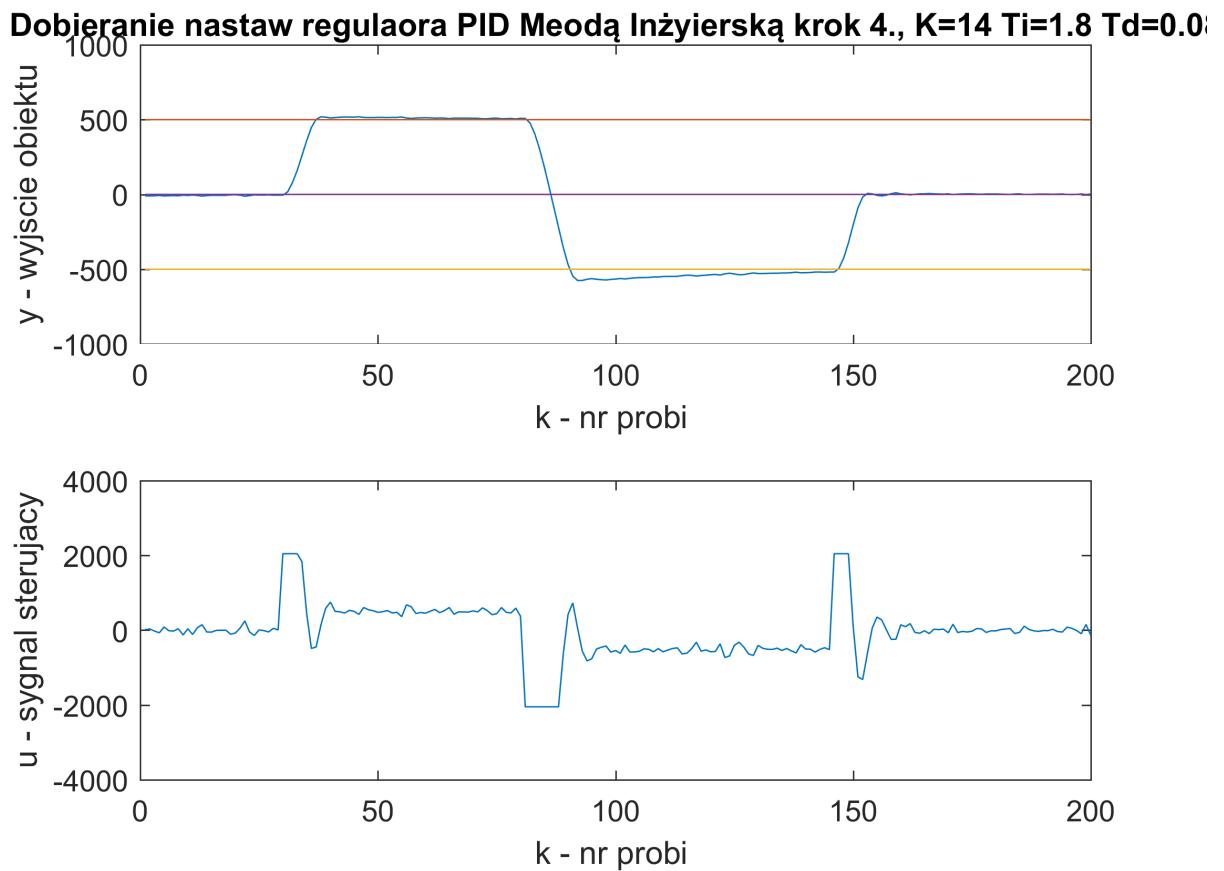
Rysunek 51: Ocena regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską: $K = 14, T_i = 1,8, T_d = 0,08$



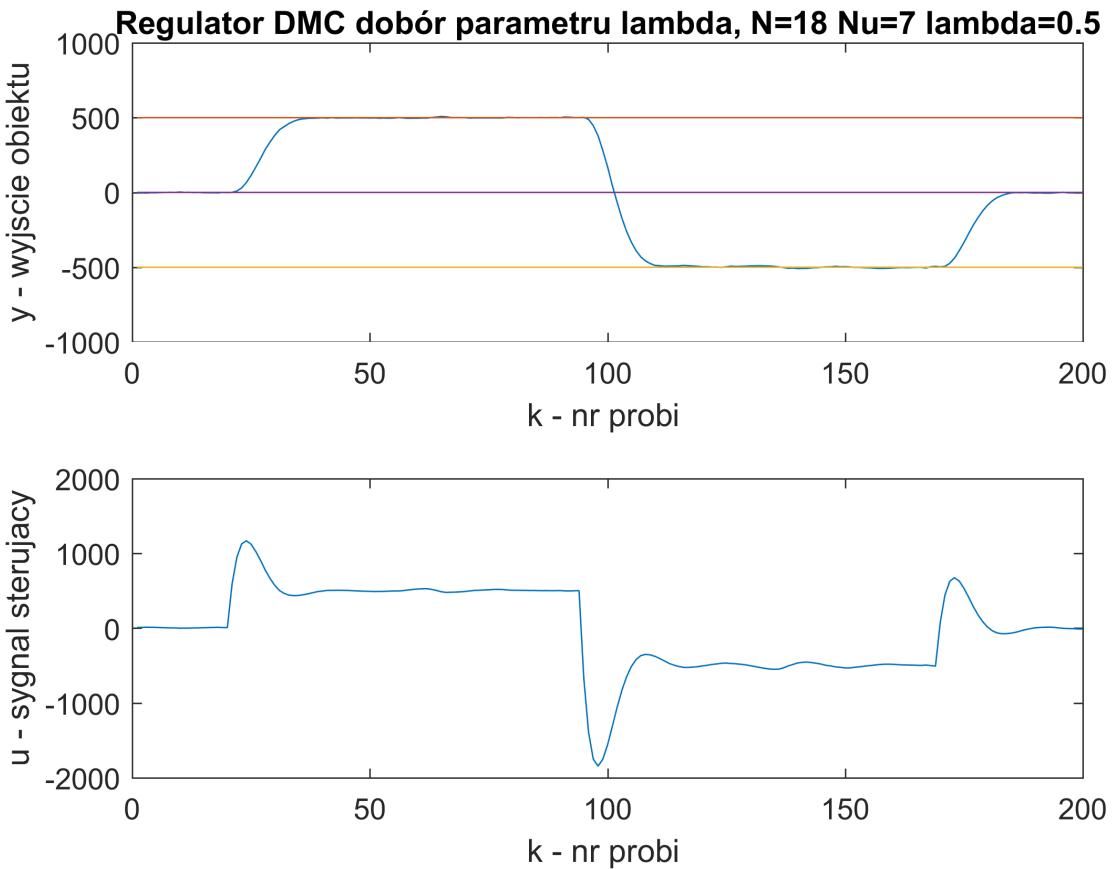
Rysunek 52: Ocena regulatora DMC: $N = 18$, $N_u = 7$, $\lambda = 0,5$

5.4 Oscylacje

Dla obu regulatorów występują delikatne oscylacje sygnału wyjściowego po dotarciu do wartości zadanej. Jest to spowodowane szumami i nie da się tego wyeliminować. Przebieg sygnału sterującego jest o wiele łagodniejszy i bez oscylujących zmian dla regulatora DMC, wykres sygnału sterującego dla regulatora PID jest bardziej zmienny.



Rysunek 53: Ocena regulatora PID wyznaczonego metodą inżynierską: $K = 14, T_i = 1,8, T_d = 0,08$



Rysunek 54: Ocena regulatora DMC: $N = 18, N_u = 7, \lambda = 0,5$

6 Wnioski

6.1 Wnioski z porównania algorytmów

Regulator DMC jest lepszy od regulatora PID ze względu na przesterowanie i łagodny przebieg sygnału sterującego. Regulator PID ma krótszy czas ustalenia. Oscylacje sygnału wyjściowego dla obu regulatorów są porównywalne dla stanów ustalonych, dla stanów nieustalonych oscylacje nie występują. Ocena reakcji na zakłócenie zależy od wybranego kryterium. Jeżeli zależy nam na łagodnym przebiegu sygnału sterującego o nie aż tak dużej amplitudzie, należy wybrać regulator DMC. Regulator PID należy wybrać, gdy ważne jest szybki powrót do wartości zadanej i mniejsza amplituda sygnału wyjściowego. Jeszcze lepsze rezultaty można by było uzyskać, gdyby te zakłócenia były mierzalne i uwzględniane w regulacji. Dla regulatora DMC można by było dodać do modelu część odpowiedzialną za zakłócenia. Natomiast do pętli regulacji z regułatorem PID można by było dodać człon odpowiedzialny za redukcję zakłócenia.

Oceniając regulatory założonymi przez nas kryteriami:

- dla obu regulatorów na wyjściu występują delikatne oscylacje (szum)
- oba regulatory umożliwiają dotarcie sygnału wyjściowego do zadanej wartości z dokładnością do oscylacji
- w obu występuje mniej niż 5% przesterowania, regulator DMC ma mniejsze przesterowanie od PID
- czas ustalenia jest krótszy dla regulatora PID.

Z naszych założeń wynika, że charakter przebiegu sygnału sterującego nie jest krytyczny, dlatego wybrałyśmymy regulator PID. Umożliwia on szybsze dotarcie do wartości zadanej, ma małe przeregulowanie, znikome oscylacje i brak uchybu ustalonego.

6.2 Wnioski ogólne

W zależności od przyjętych kryteriów można otrzymać regulatory o całkowicie różnym zachowaniu. Trudno stwierdzić, który regulator jest najlepszy, ponieważ jego pożadane cechy zależą od jego celu. W ogólności regulator DMC jest "delikatniejszy" i mniej gwałtowny, m.in. ze względu na karę za zmieniany sygnał sterujący.

Po raz pierwszy spotkałyśmy się z problemem różnego okresu próbkowania sygnału sterującego wychodzącego z regulatora i okresu próbkowania obiektu, co skutkowało specyficznym przebiegiem wyjścia obiektu przy wyznaczaniu wzmocnienia krytycznego i utrudniło to zadanie.

W naszym przypadku utrudnione było także badanie anty-windupu, ze względu na to, że zmieniałyśmy wartość zadawaną w zakresie $< -500, 500 >$ oraz ze względu na stosunkowo małe znaczenie członu całkującego przy liczeniu

sterowania. Z tego powodu anty-windup został zbadany przy innych wartościach zadanych niż w innych podpunktach.

Metody przedstawione w projekcie nie są idealne, ponieważ większość doborów parametrów została wykonana "na oko". Ponadto przy dobieraniu parametrów regulatora PID doprowadziliśmy układ na granicę stabilności, co w przypadku rzeczywistego obiektu mogłoby nie być najlepszym wyborem.