

**Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych
Politechnika Warszawska**

Sterowanie procesami

**Sprawozdanie z projektu nr 2
Zadanie nr 2.38**

**Jakub Sikora
nr albumu 283418**

Warszawa, 28 maja 2018

Spis treści

1. Model procesu	2
2. Zadania projektowe	3
2.1. Transmitancja dyskretna	3
2.2. Równanie różnicowe	4
2.3. Regulator PID	5
2.4. Regulator DMC	9
2.5. Badanie parametrów regulatora DMC	11
2.5.1. Horyzont dynamiki	11
2.5.2. Horyzont predykcji	12
2.5.3. Horyzont sterowania	16
2.5.4. Współczynnik członu kary	21
2.6. Porównanie regulatorów	26

1. Model procesu

Rozważany w ramach projektu proces jest opisany następującą transmitancją:

$$G(s) = \frac{K_0 e^{-T_0 s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

gdzie $K_0 = 4,3$, $T_0 = 5$, $T_1 = 1,85$ i $T_2 = 5,35$.

Proces ten jest stabilny asymptotycznie, ponieważ oba jego zera mają ujemną część rzeczywistą.

$$\begin{bmatrix} s_{01} \\ s_{02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,5405 \\ -0,1869 \end{bmatrix}$$

Oprócz dużych stałych czasowych, obiekt ten zawiera człon opóźniający. Znacząco utrudnia to skuteczną regulację tym obiektem.

2. Zadania projektowe

2.1. Transmitancja dyskretna

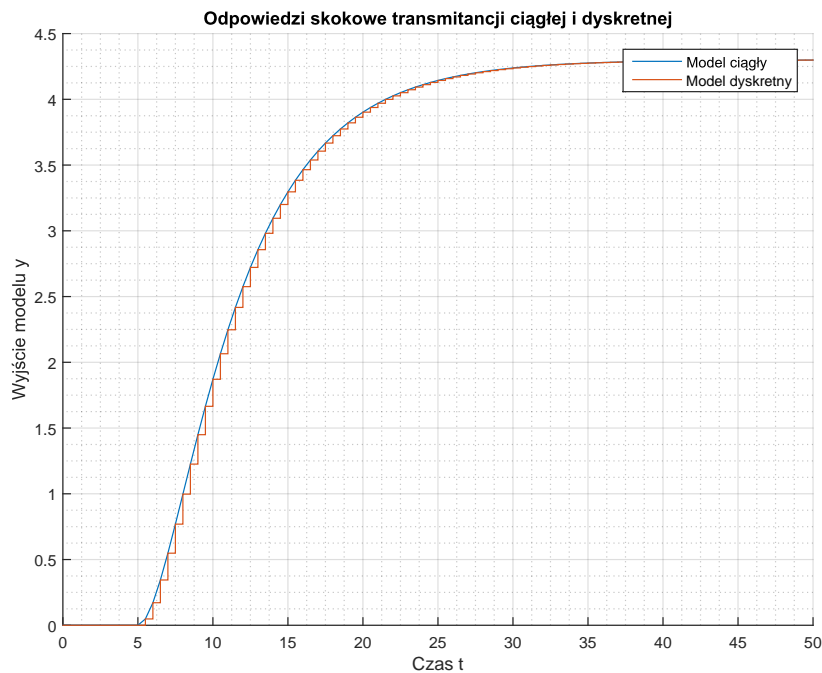
Przed przystąpieniem do projektowania regulatorów, wyznaczyłem transmitancję dyskretną $G(z)$ badanego procesu. Zgodnie z poleceniem przyjąłem okres próbkowania $T_p = 0,5s$. Do wyznaczenia transmitancji dyskretniej posłużyłem się ekstrapolatorem zerowego rzędu według którego transmitancja dyskretna ma następującą postać:

$$G(z) = \frac{z-1}{z} \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \right\}$$

W matlabie istnieje polecenie `c2d` do wyznaczania transmitancji dyskretniej na podstawie transmitancji ciągłej. Polecenie to wykorzystałem w skrypcie o nazwie `zad1.m`. Za jego pomocą uzyskałem następującą transmitancję dyskretną:

$$G(z) = z^{-10} \frac{0,04818z^{-1} + 0,04268z^{-2}}{1 - 1,674z^{-1} + 0,6951z^{-2}}$$

Uzyskana transmitancja ma zera w $z_{01} = 0.9108$ i w $z_{02} = 0.7632$ co jest zgodne z oczekiwaniami. Obiekt opisany transmitancją dyskretną powinien być stabilny tak jak obiekt opisany transmitancją ciągłą. Wszystkie zera $G(z)$ znajdują się w kole jednostkowym, co świadczy o asymptotycznej stabilności procesu.



Rysunek 2.1. Odpowiedzi skokowe transmitancji dyskretniej i ciągłej

Współczynnik wzmocnienia statycznego transmitancji ciągłej można uzyskać obliczając granicę:

$$K_{stat_c} = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)$$

Analogicznie, współczynnik wzmocnienia statycznego transmitancji dyskretniej uzyskujemy obliczając granicę:

$$K_{stat_d} = \lim_{z \rightarrow 1} G(z)$$

Korzystając z otrzymanej transmitancji ciągłej otrzymałem $K_{stat_c} = 4,3$ a korzystając z transmitancji dyskretniej uzyskanej w matlaba również otrzymałem $K_{stat_d} = 4,3$. Wzmocnienia te są tożsame. Tożsamość dwóch współczynników była oczekiwana i tylko potwierdza zgodność obu opisów jednego procesu dynamicznego.

2.2. Równanie różnicowe

Znając transmitancję dyskretną, z łatwością można wyznaczyć równanie różnicowe opisujące obiekt postaci:

$$y[k] = \sum_{i=1}^n b_i y[k-i] + \sum_{i=1}^m c_i u[k-i]$$

Odwołując się do definicji transmitancji:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = z^{-10} \frac{0,04818z^{-1} + 0,04268z^{-2}}{1 - 1,674z^{-1} + 0,6951z^{-2}}$$

Mnożąc wyrażenie na krzyż otrzymałem:

$$z^{-10}(0,04818z^{-1} + 0,04268z^{-2})U(z) = (1 - 1,674z^{-1} + 0,6951z^{-2})Y(z)$$

Dalej:

$$0,04818z^{-11}U(z) + 0,04268z^{-12}U(z) = Y(z) - 1,674z^{-1}Y(z) + 0,6951z^{-2}Y(z)$$

Następnym krokiem jest zastosowanie odwrotnej transformaty \mathcal{Z} :

$$0,04818u[k-11] + 0,04268u[k-12] = y[k] - 1,674y[k-1] + 0,6951y[k-2]$$

Ostatecznie po uporządkowaniu wyrazów otrzymałem następujące równanie różnicowe:

$$y[k] = 1,674y[k-1] - 0,6951y[k-2] + 0,04818u[k-11] + 0,04268u[k-12]$$

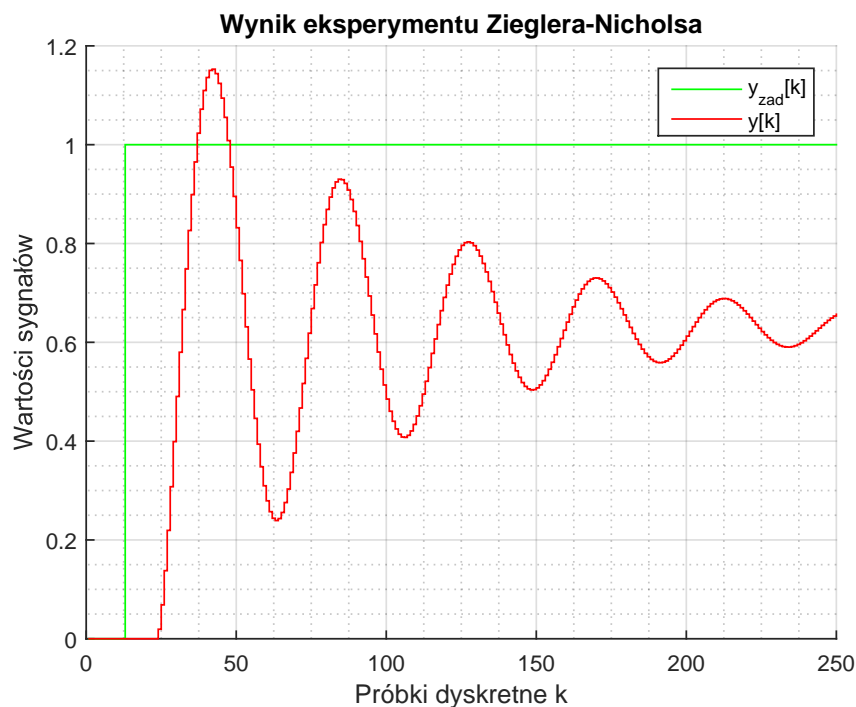
2.3. Regulator PID

W ramach następnego zadania wykonałem eksperyment Zieglera-Nicholsa w celu doboru odpowiednich nastawów regulatora PID. Eksperyment ten polega na znalezieniu takiego wzmocnienia regulatora P, który sprawi że obiekt przez niego sterowany znajdzie się na granicy stabilności. Wzmocnienie to nazywamy *wzmocnieniem krytycznym*. Odpowiedzią obiektu znajdującego się na granicy stabilności na skok jednostkowy są niegasnące oscylacje. Poszukiwanym przez nas parametrem jest okres tych oscylacji. Znając okres oscylacji i wzmocnienie krytyczne, można wyznaczyć nastawy regulatora PID korzystając z tabelki.

Regulator	K	T_i	T_d
P	$0,5K_u$	-	-
PI	$0,45K_u$	$0,83T_u$	-
PID	$0,6K_u$	$0,5T_u$	$0,12T_u$

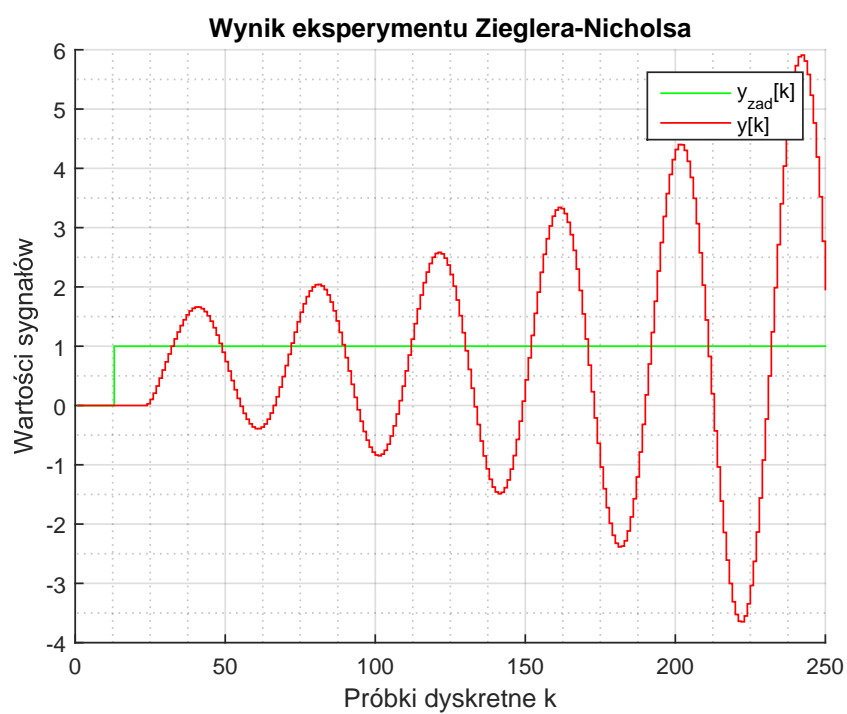
Tabela 2.1 Nastawy regulatorów P, PI, PID.

Eksperyment Z-N wykonałem za pomocą skryptu `/scripts/zad3_zn.m`. Wzmocnienie krytyczne wyznaczałem iteracyjnie. Jeśli na skok jednostkowy, proces odpowiadał gasnącymi oscylacjami, oznaczało to że aktualne wzmocnienie jest za małe. Na rysunku poniżej znajduje się odpowiedź obiektu z regulatorem typu P z wzmocnieniem $K_p = 0,4$.



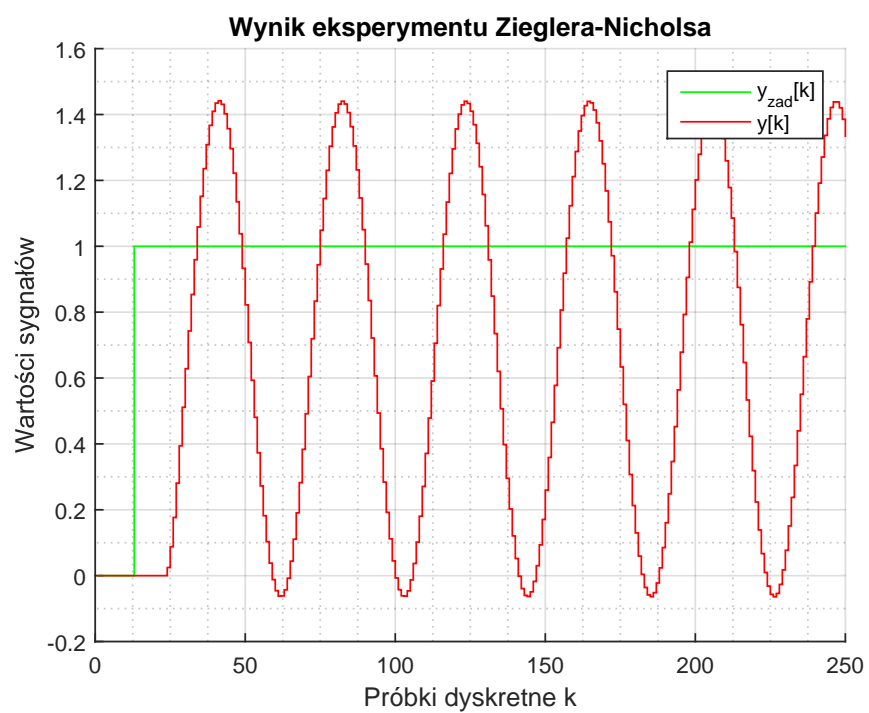
Rysunek 2.2. Za małe wzmocnienie regulatora P - gasnące oscylacje

Przy zwiększaniu wzmocnienia, istniało ryzyko że możemy przekroczyć granicę stabilności. Objawiało się to rosnącymi oscylacjami. Rysunek 2.3 przedstawia odpowiedź dla układu regulacji z regulatorem P o wzmocnieniu $K_u = 0,6$



Rysunek 2.3. Za duże wzmocnienie regulatora P - rosnące oscylacje

Ostatecznie udało mi się dobrać odpowiednie wzmocnienie krytyczne które równe jest $K_u = 0,5125$.



Rysunek 2.4. Wzmocnienie krytyczne - obiekt na granicy stabilności

Okres oscylacji przebiegu z rysunku 2.4 wynosi 41 próbek. Okres ten znalazłem odczytując ile próbek dzieli poszczególne wierzchołki sinusoidy i mnożąc tą ilość przez czas próbkowania. Ostatecznie $T_u = 20,5s$.

Znając wyniki eksperymentu Zieglera-Nicholsa można w prosty sposób obliczyć nastawy regulatora. Podstawiając do wzorów z tabeli 2.1, uzyskałem:

$$\begin{aligned}K_p &= 0,3075 \\T_i &= 10,25 \\T_d &= 2,46\end{aligned}$$

Uzyskane nastawy dotyczą ciągłego układu regulacji opisanego wzorem:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \int_0^t e(\tau) d\tau + \frac{de(t)}{dt} \right)$$

W ramach projektu interesujący jest dyskretny układ regulacji PID opisany wzorem:

$$u[k] = u[k-1] + r_1 e[k] + r_2 e[k-1] + r_3 e[k-2]$$

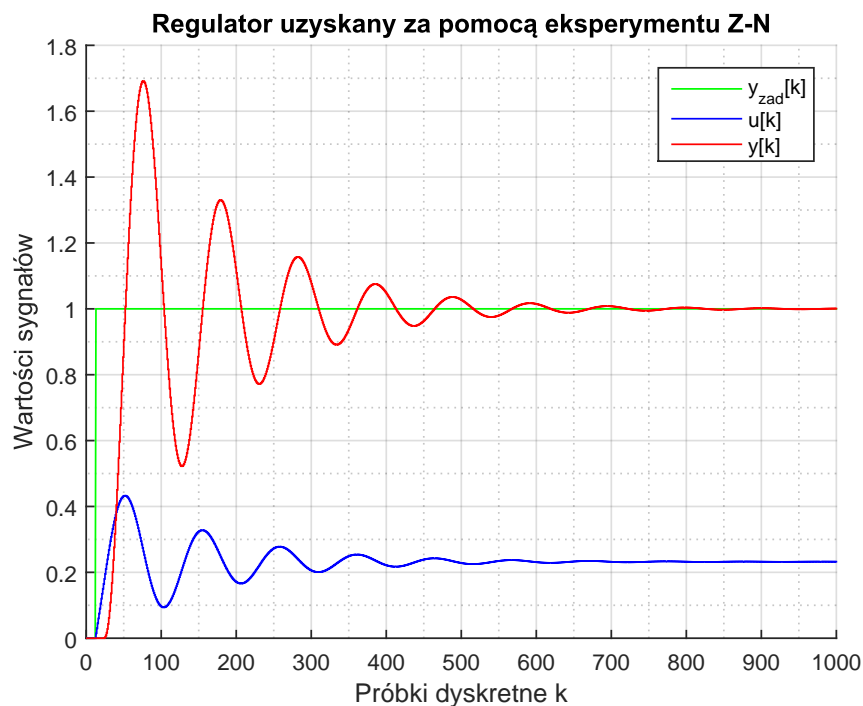
Relację łączącą układ ciągły i dyskretny wyznaczają wzory:

$$\begin{aligned}r_1 &= K_p \left(1 + \frac{T_p}{2T_i} + \frac{T_d}{T_p} \right) \\r_2 &= K_p \left(\frac{T_p}{2T_i} - \frac{2T_d}{T_p} - 1 \right) \\r_3 &= K_p \frac{T_d}{T_p}\end{aligned}$$

Po podstawieniu do wzorów otrzymałem:

$$\begin{aligned}r_1 &= 1,8279 \\r_2 &= -3,3258 \\r_3 &= 1,5129\end{aligned}$$

Po uzyskaniu nastawów, przetestowałem ten regulator badając jak zachowa się układ regulacji po pobudzeniu go skokiem jednostkowym.



Rysunek 2.5. Odpowiedź układu z regulatorem uzyskanym za pomocą eksperymentu Z-N

Jak widać na rysunku 2.5, w układzie regulacji występują duże oscylacje, dodatkowo występuje bardzo duże przeregulowanie wielkości 70 % skoku sterowania. Dzieje się tak ponieważ regulatory uzyskane za pomocą tej metody mają tendencję do generowania przebiegów oscylacyjnych. Dodatkowo, proces regulacji jest utrudniony przez opóźnienie występujące w obiekcie. Ważnym elementem dobierania regulatora metodą Zieglera-Nicholsa jest ręczne strojenie nastawów.

Ręcznie dostrojone nastawy regulatora PID:

$$K_p = 0,19$$

$$T_i = 8,4$$

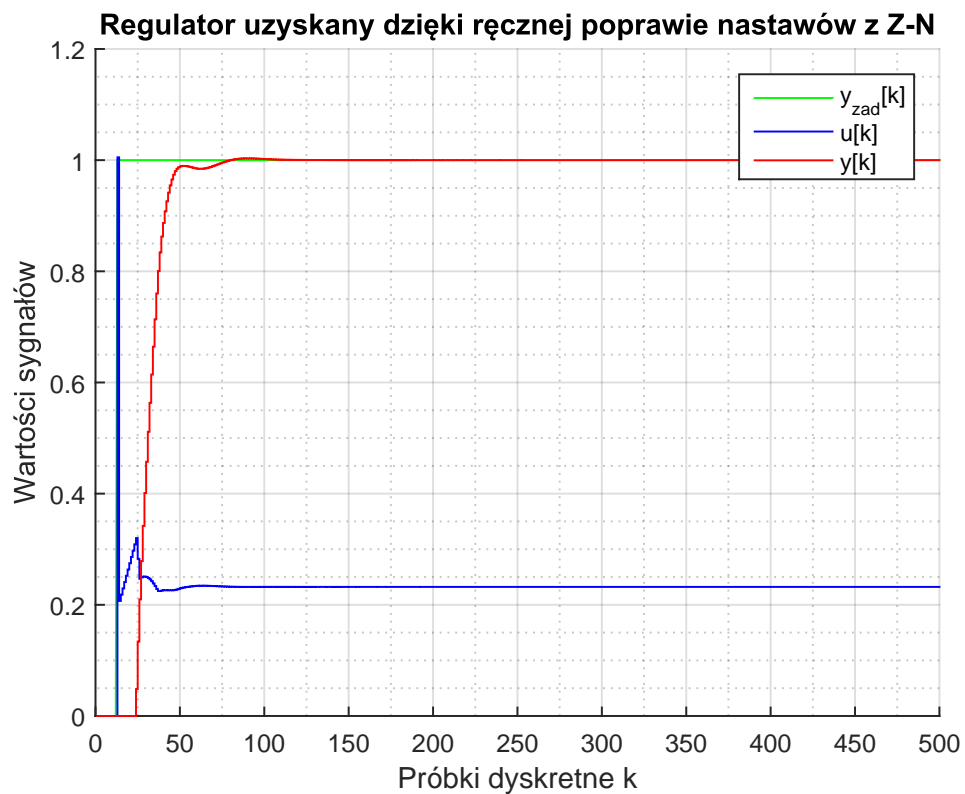
$$T_d = 2,13$$

W użytecznej wersji dyskretniej:

$$r_1 = 1,0051$$

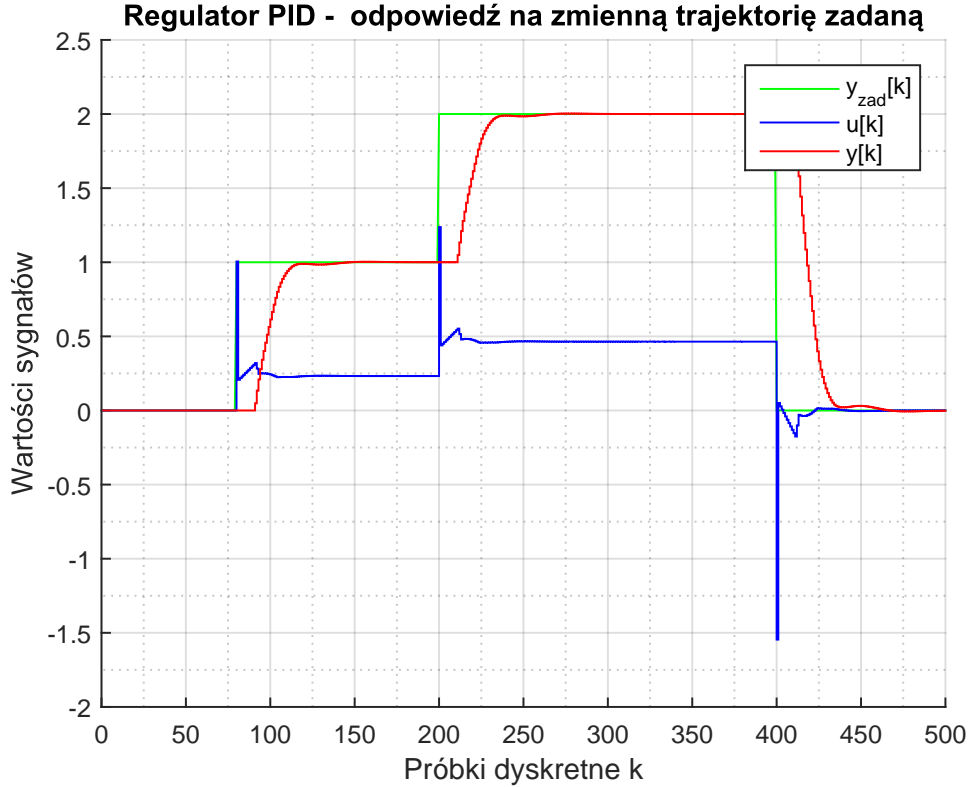
$$r_2 = -1,8031$$

$$r_3 = 0,8094$$



Rysunek 2.6. Odpowiedź układu z ręcznie dostrojonym regulatorem

Regulator ten bardzo dobrze reaguje na zmiany wartości zadanej. Charakteryzuje się jednak gwałtownymi zmianami sterowania.



Rysunek 2.7. Odpowiedź układu z ręcznie dostrojonym regulatorem na zmienną wartość zadaną.

2.4. Regulator DMC

Drugi rozważany regulator implementuje cyfrowy algorytm regulacji DMC w wersji analitycznej bez ograniczeń. Algorytm ten cechuje się tym że w procesie generacji sterowania, posługuje się modelem obiektu w postaci dyskretnych odpowiedzi skokowych postaci $\{s_1, s_2, s_3, \dots\}$. Algorytm DMC jest algorytmem predykcyjnym a więc w każdej iteracji rozwiązywany jest problem optymalizacji błędu wyjścia.

$$\min_{\Delta u} = \left(\sum_{i=1}^N (y_{k+i|k}^{zad} - y_{k+i|k})^2 + \sum_{i=0}^{N_u-1} \lambda (\Delta u_{k+i|k})^2 \right)$$

W regulatorze DMC przewidywany jest wektor optymalnych sterowań na N_u chwil w przód. Wartość N_u nazywana jest horyzontem sterowania. Wektor ten obliczany jest na podstawie wartości zadanej, aktualnej wartości wyjścia procesu i zmianach sterowania w ostatnich $D - 1$ chwilach dyskretnych. Wartość D nazywana jest horyzontem dynamiki. Jego wartość mówi ile próbek dyskretnych musi minąć aby ustaliła się odpowiedź skokowa sterowanego obiektu działającego poza układem regulacji. Wartość wyjść jest przewidywana na N chwil w przód. Wartość N nazywana jest horyzontem predykcji i mówi o tym na ile chwil w przód przewidywane jest wyjście procesu a co za tym idzie ile próbek jest branych do zadania minimalizacji. Ostatnim parametrem jest λ . Ogranicza on zmienność sygnału sterującego. Im jest on większy tym bardziej łagodne przebiegi ma sygnał sterujący.

Znając model procesu można z łatwością wyznaczyć prawo regulacji. Zanim jednak to nastąpi należy wyznaczyć dwie macierze związane z modelem. Pierwsza z nich to macierz skróconych odpowiedzi skokowych:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ s_2 & s_1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ s_N & s_{N-1} & \cdots & s_{N-N_u+2} & s_{N-N_u+1} \end{bmatrix}$$

Drugą macierzą związaną z modelem jest macierz predykcji opisana wzorem:

$$\mathbf{M}^P = \begin{bmatrix} s_2 - s_1 & s_3 - s_2 & \cdots & s_D - s_{D-1} \\ s_3 - s_1 & s_4 - s_2 & \cdots & s_{D+1} - s_{D-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N+1} - s_1 & s_{N+2} - s_2 & \cdots & s_{N+D-1} - s_{D-1} \end{bmatrix}$$

Na podstawie macierzy odpowiedzi skokowych należy wyznaczyć macierz \mathbf{K} :

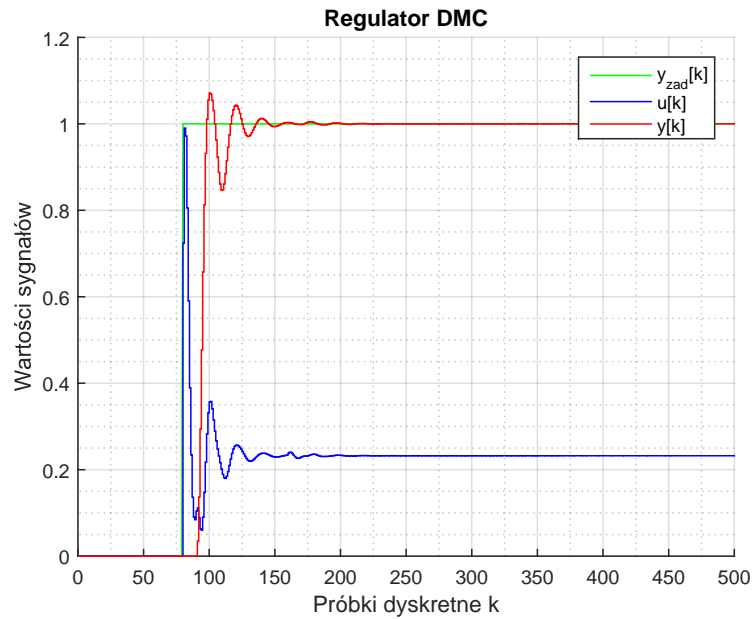
$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \cdots & k_{1,N} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & \cdots & k_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{N_u,1} & k_{N_u,2} & \cdots & k_{N_u,N} \end{bmatrix}$$

Analityczne prawo regulacji DMC ma postać:

$$\Delta u_{k|k} = k^e (y_k^{zad} - y_k) - \sum_{j=1}^{D-1} k_j^u \Delta u_{k-j},$$

$$\text{gdzie } k^e = \sum_{j=1}^N k_{1,j} \text{ i } K_1 M^P = \begin{bmatrix} k_1^u & k_2^u & \cdots & k_{D-1}^u \end{bmatrix}$$

Cały algorytm regulacji DMC został zaimplementowany w skrypcie `/scripts/zad4_dmc.m`. Do wyznaczania odpowiedzi skokowej zostało wykorzystane równanie różnicowe, badane w sekcji **Równanie różnicowe**.

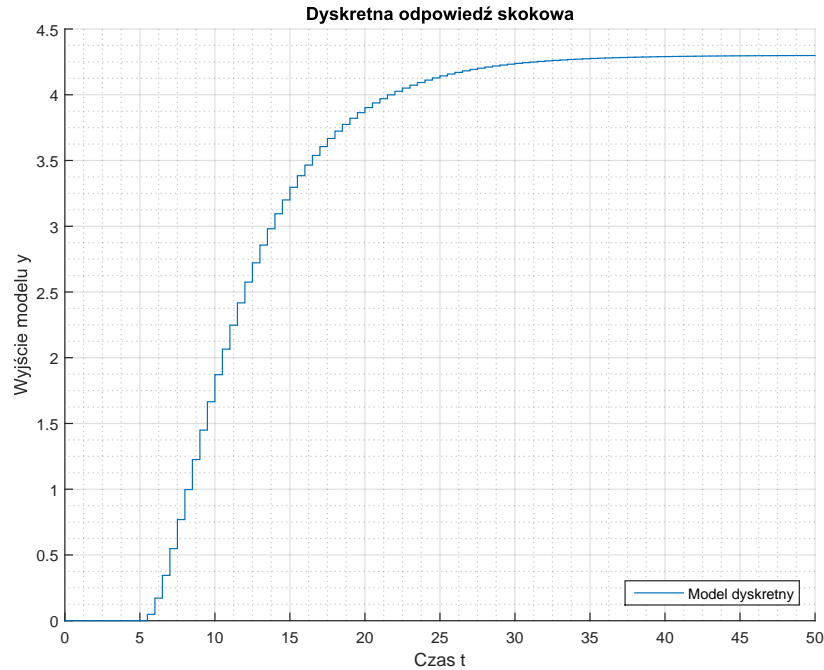


Rysunek 2.8. Przykładowa odpowiedź regulatora DMC z parametrami $N = 80$, $N_u = 80$, $\lambda = 1$

2.5. Badanie parametrów regulatora DMC

2.5.1. Horyzont dynamiki

Pierwszym badanym przeze mnie parametrem jest horyzont dynamiki D . Parametr ten wyznacza się na podstawie odpowiedzi skokowej obiektu. Opisuje on ile dyskretnych chwil czasu zajmuje obiektowi do ustabilizowania swojej odpowiedzi skokowej.

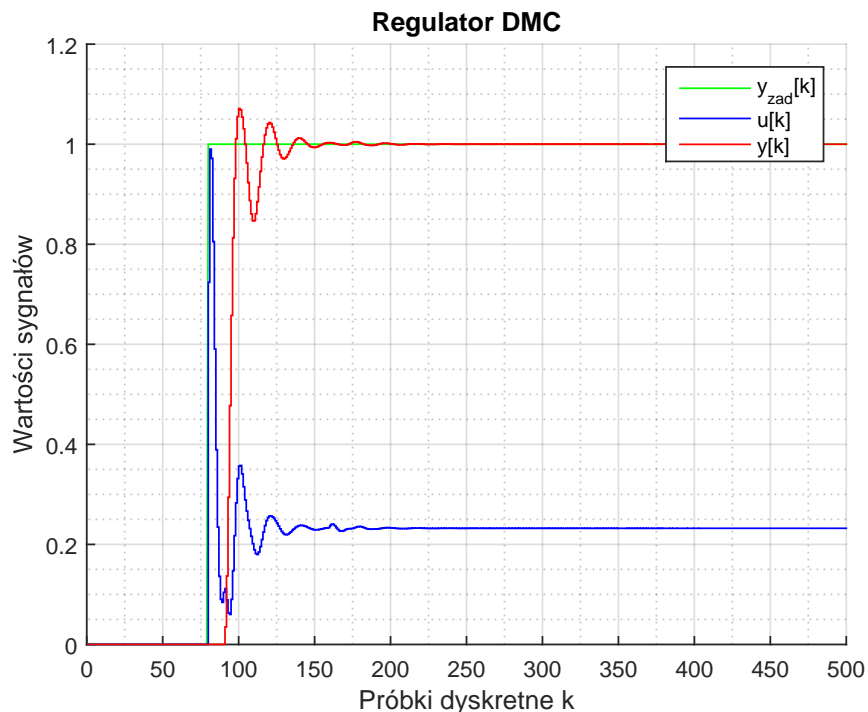


Rysunek 2.9. Dyskretna odpowiedź skokowa obiektu

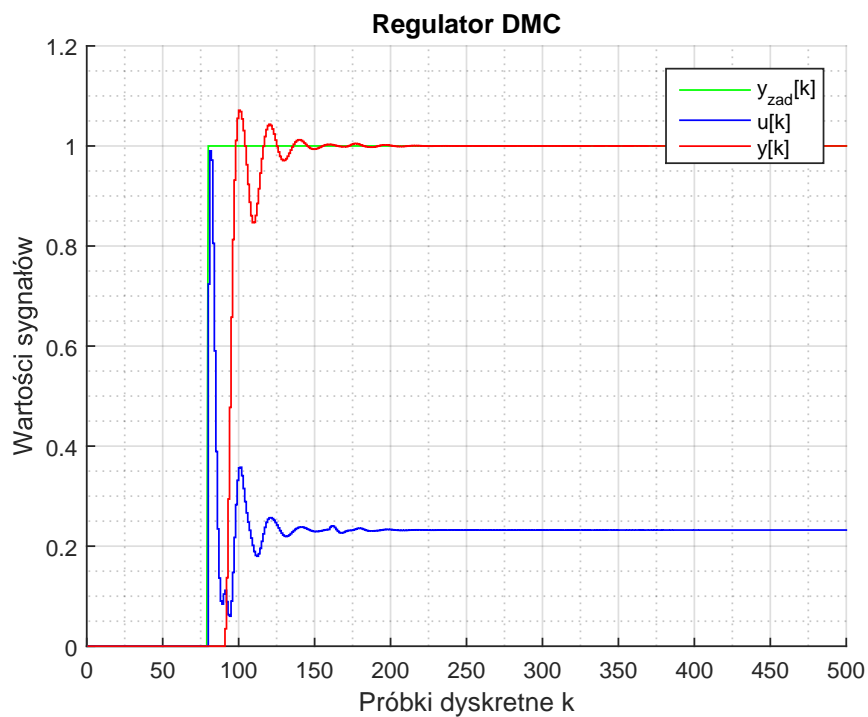
Na podstawie rysunku 2.9 określiłem że odpowiedź skokowa ustala się po 40s od momentu skoku sterowania. Przy czasie próbkowania $T_p = 0,5s$ daje 80 dyskretnych próbek. Dlatego też wyznaczony horyzont dynamiki $D = 80$. W kolejnych eksperymentach założyłem że $N_u = N = D = 80$.

2.5.2. Horyzont predykcji

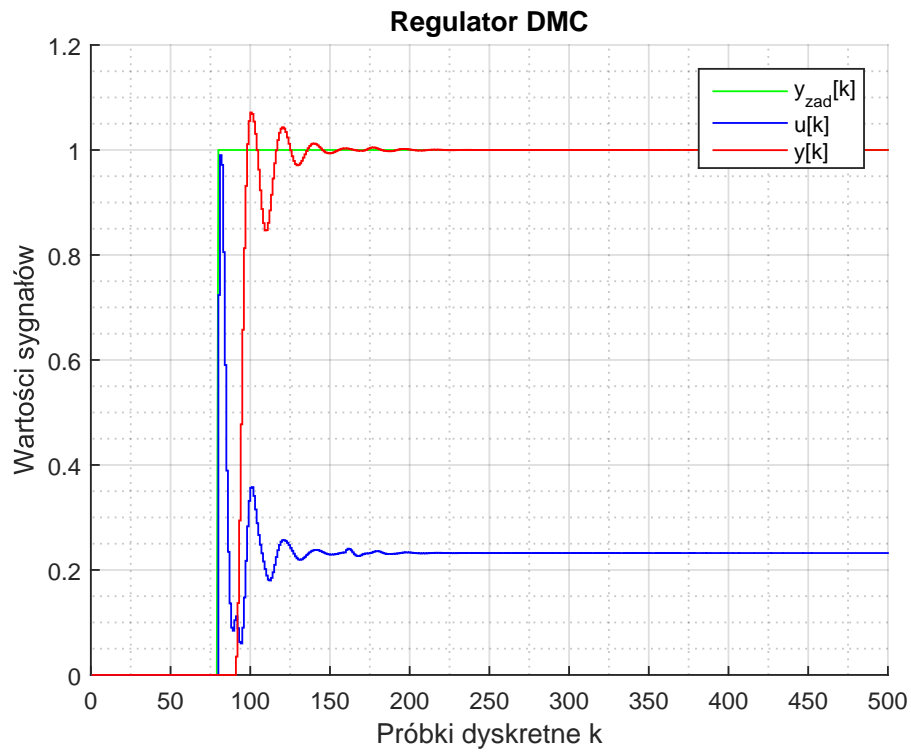
Horyzont predykcji jest parametrem który określa na ile chwil wprzód algorytm ma obliczać wyjście procesu. W ramach badań stopniowo zmniejszałem horyzont predykcji i towarzyszący mu horyzont sterowania.



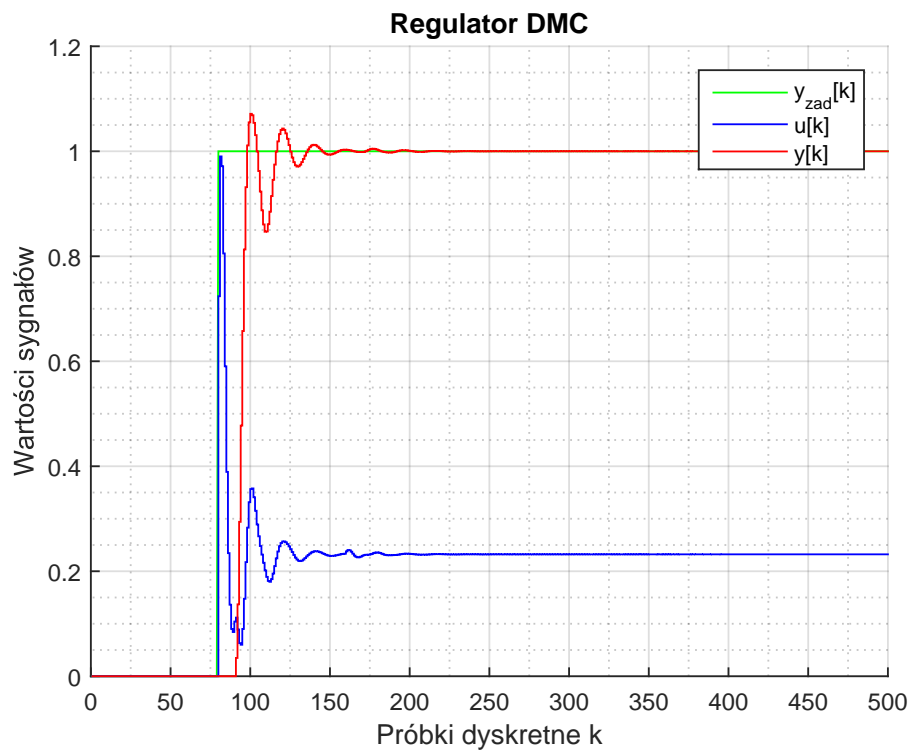
Rysunek 2.10. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 80$, $N_u = 80$



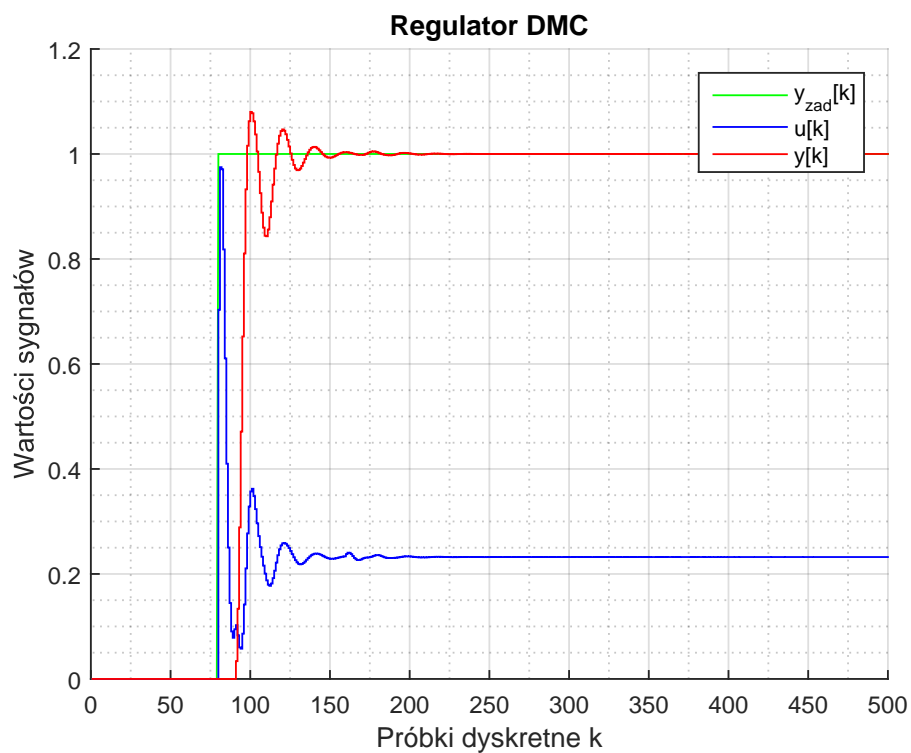
Rysunek 2.11. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 70$, $N_u = 70$



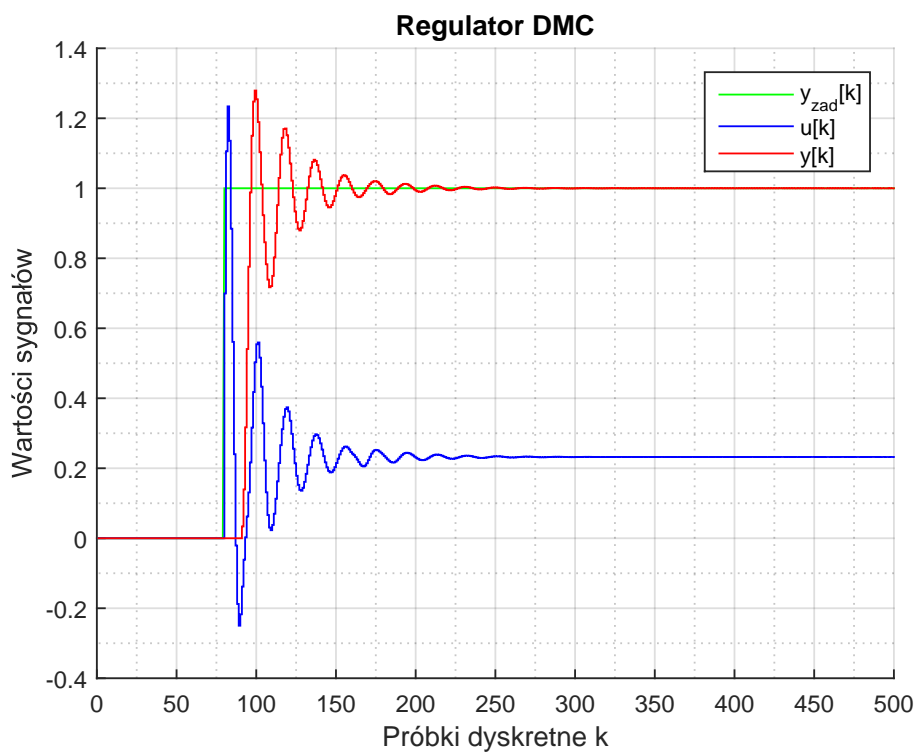
Rysunek 2.12. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 60$, $N_u = 60$



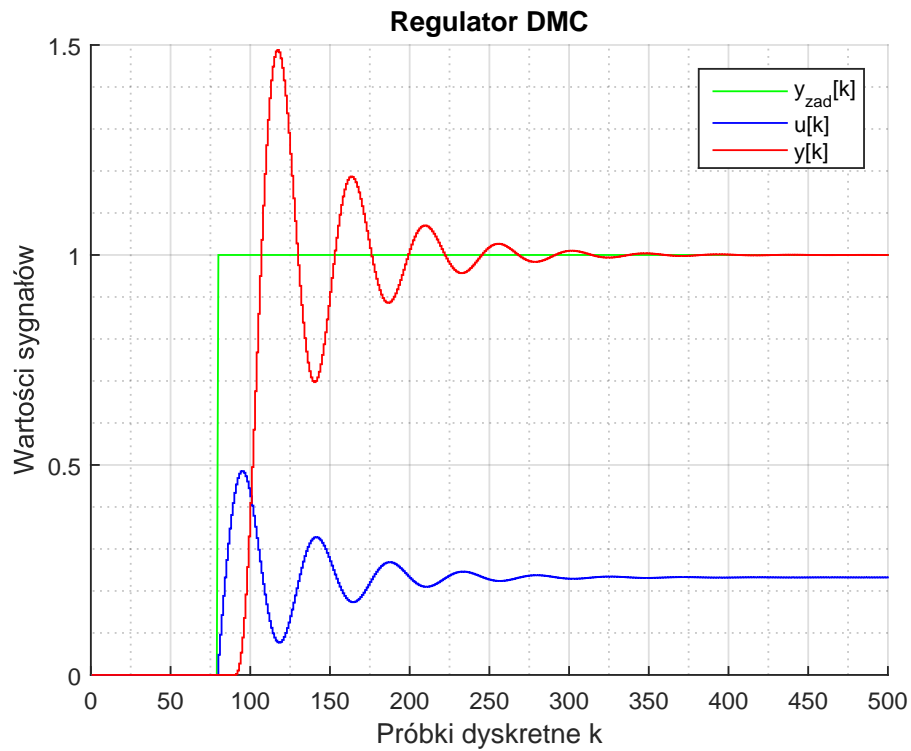
Rysunek 2.13. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 40$, $N_u = 40$



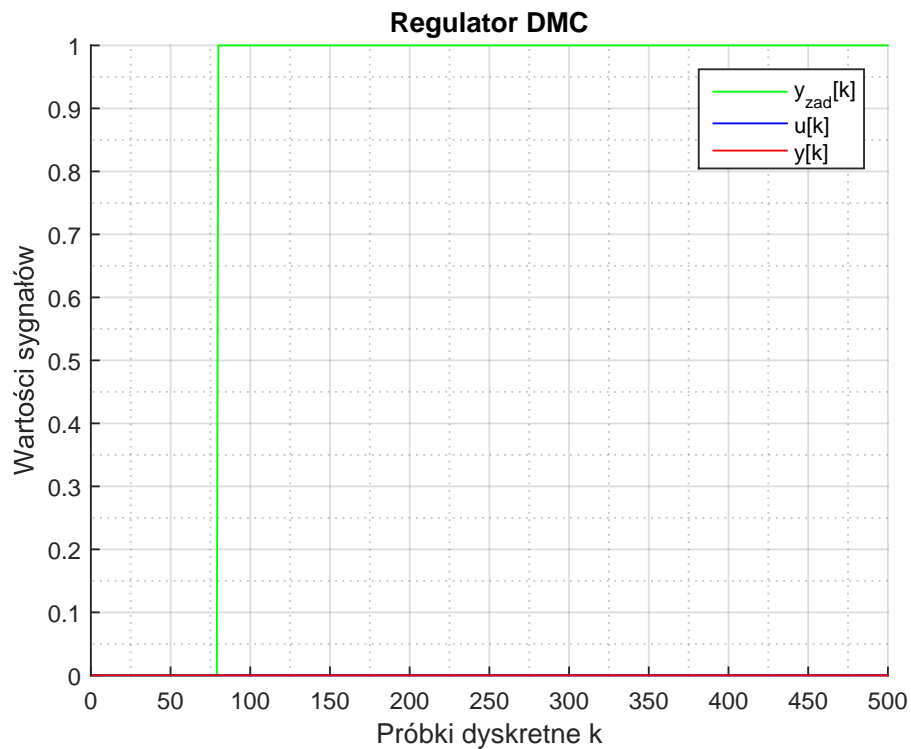
Rysunek 2.14. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 20$, $N_u = 20$



Rysunek 2.15. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 15$, $N_u = 15$



Rysunek 2.16. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 12$, $N_u = 12$



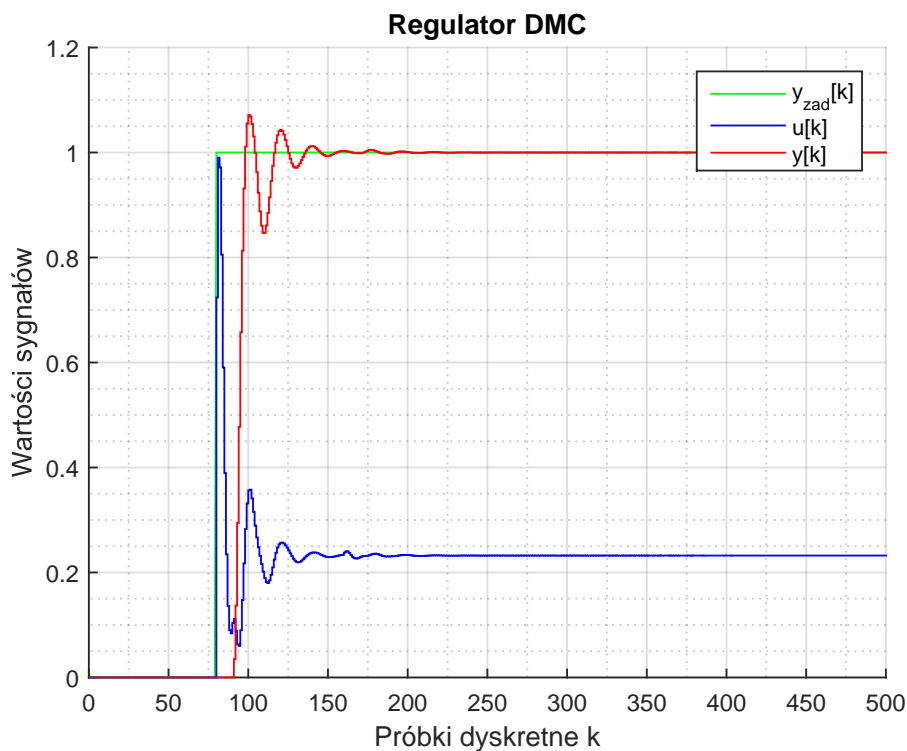
Rysunek 2.17. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 10$, $N_u = 10$

Tak jak widać na rysunkach 2.10 - 2.14, zmniejszanie horyzontu predykcji do pewnego momentu nie wpływa na jakość regulacji. Dopiero gdy horyzont predykcji przekroczy pewną wartość

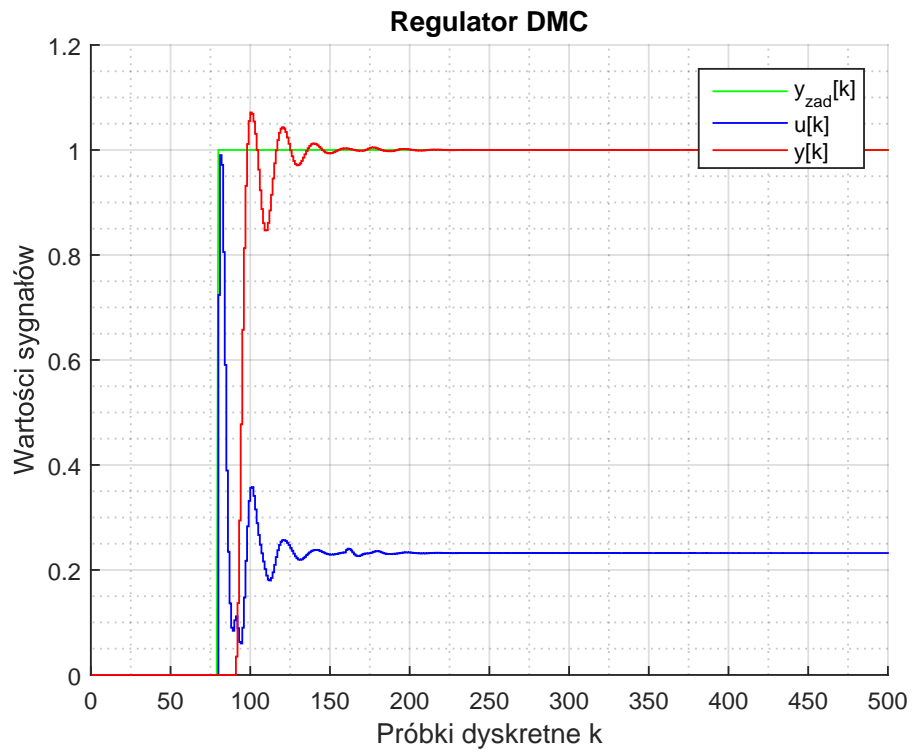
graniczną (w tym przypadku $N = 20$), jakość regulacji znacząco pogarsza się. Przebiegi zaczynają przyjmować charakter mocno oscylacyjny, pojawiają się duże przeregulowania. W przypadku krytycznym w którym długość horyzontu predykcji jest równa dyskretnemu opóźnieniu obiektu, regulator przestaje pracować. Im dłuższy jest horyzont predykcji tym większe zyski z optymalizacji sterowania ale też dłuższe są obliczenia algorytmu ponieważ macierze modelu zwiększają swój wymiar. Dlatego w tym przypadku dobrze jest przyjąć wyznaczoną wartość graniczną parametru N . Na potrzeby dalszych eksperymentów zdecydowałem się na przyjęcie $N = 30$.

2.5.3. Horyzont sterowania

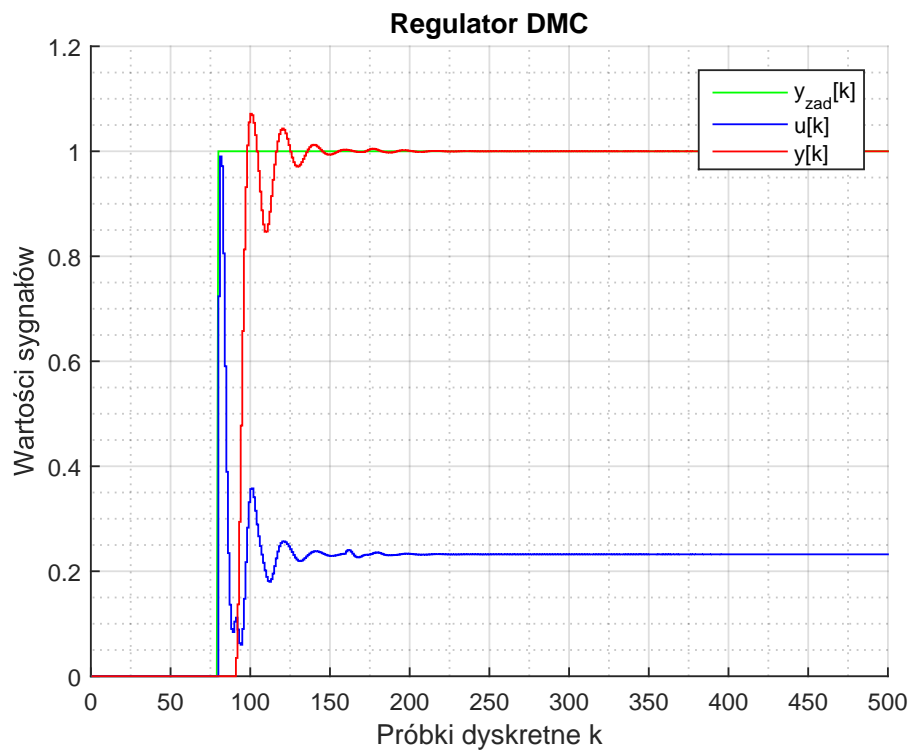
Horyzont sterowania N_u opisuje na ile chwil w przód obliczana jest wartość sygnału sterującego. Podobnie jak w przypadku horyzontu predykcji, zdecydowałem się na zbadanie jak ten parametr wpływa na jakość regulacji, stopniowo zmniejszając jego wartość.



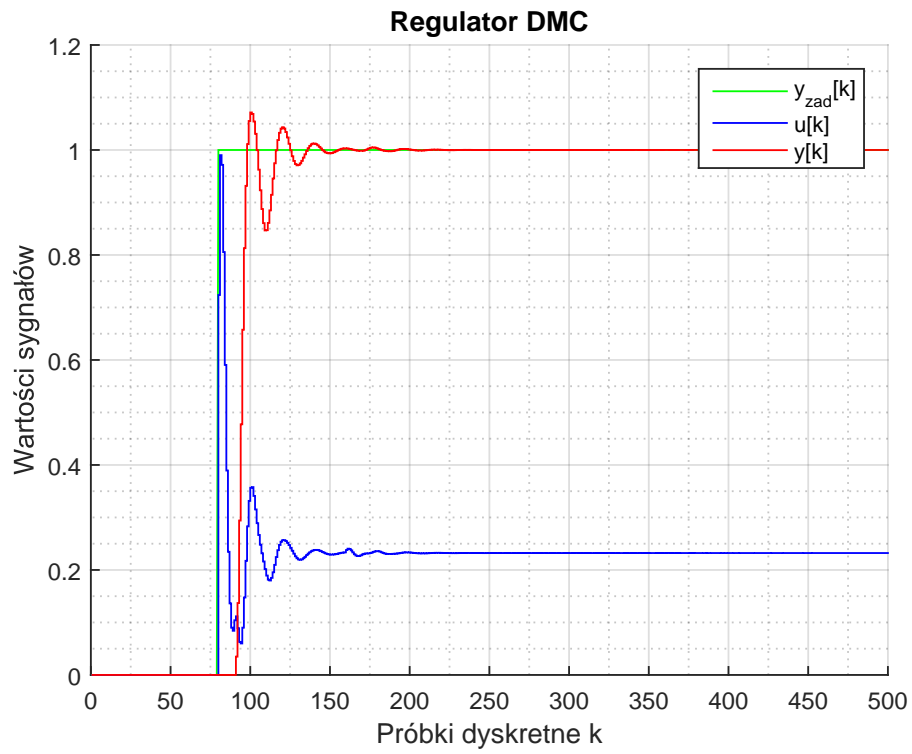
Rysunek 2.18. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 25$



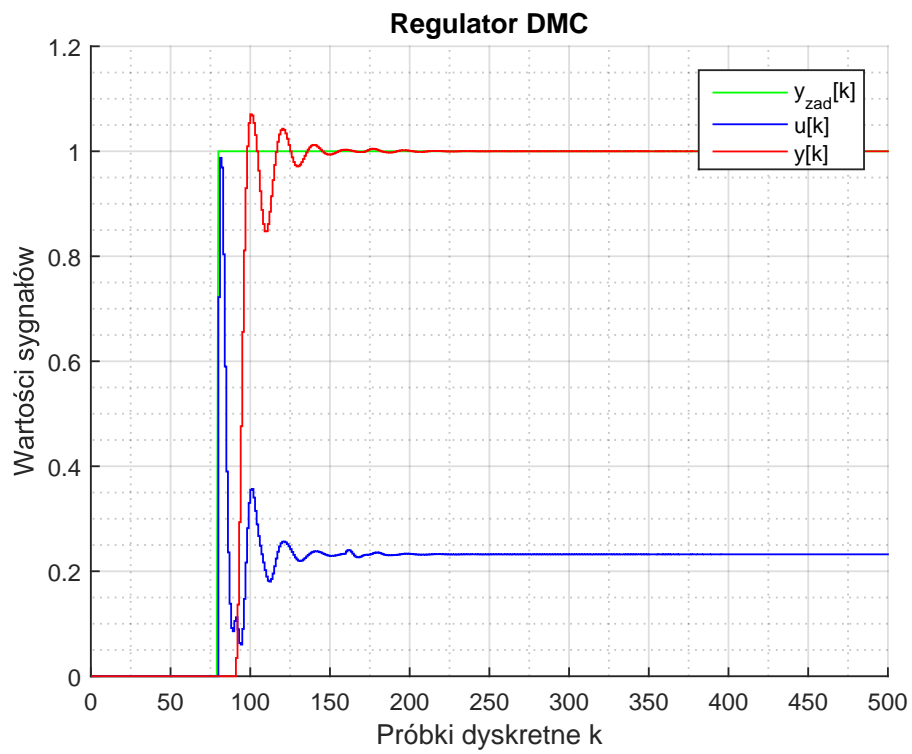
Rysunek 2.19. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 25$



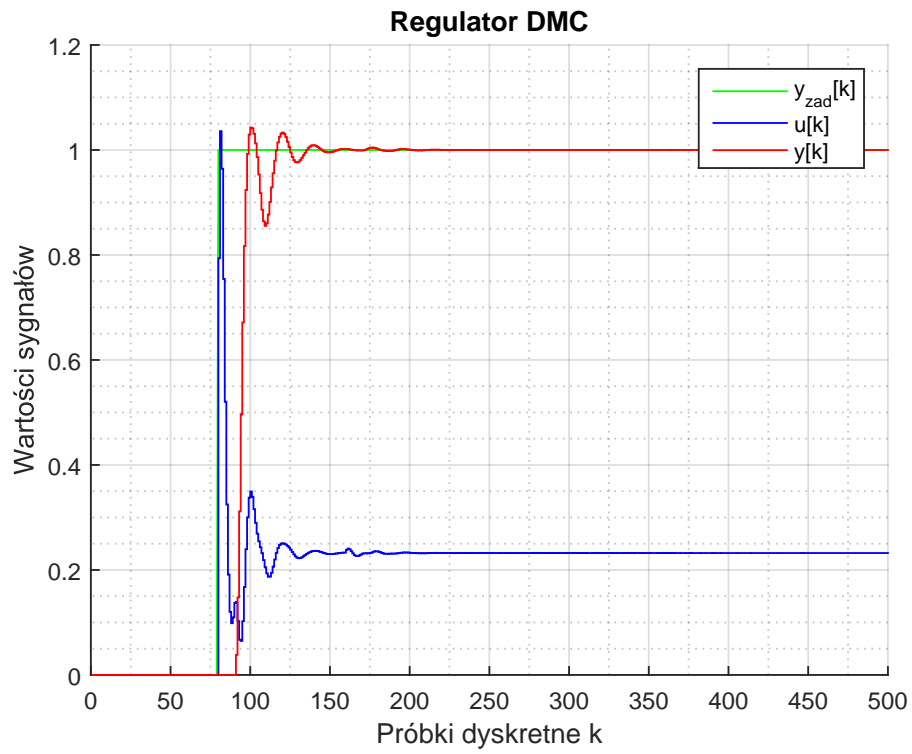
Rysunek 2.20. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 20$



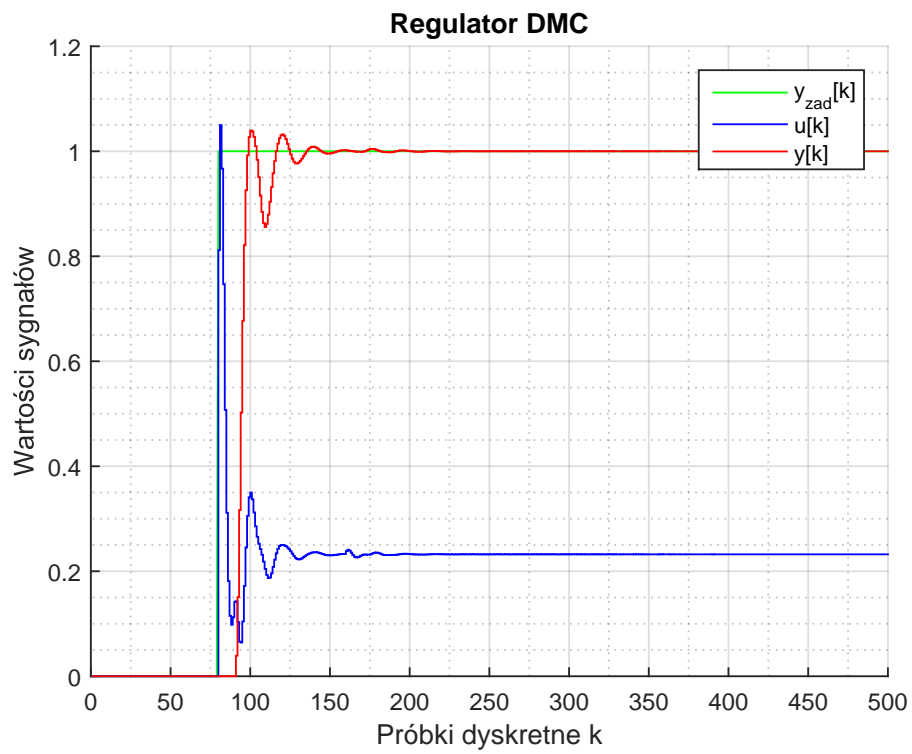
Rysunek 2.21. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 15$



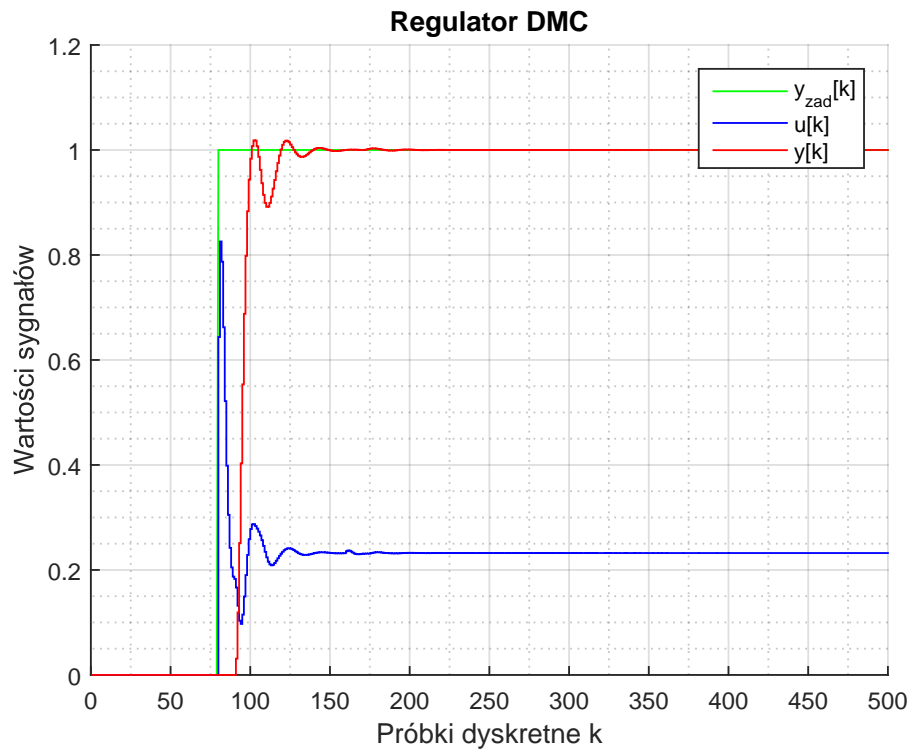
Rysunek 2.22. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 10$



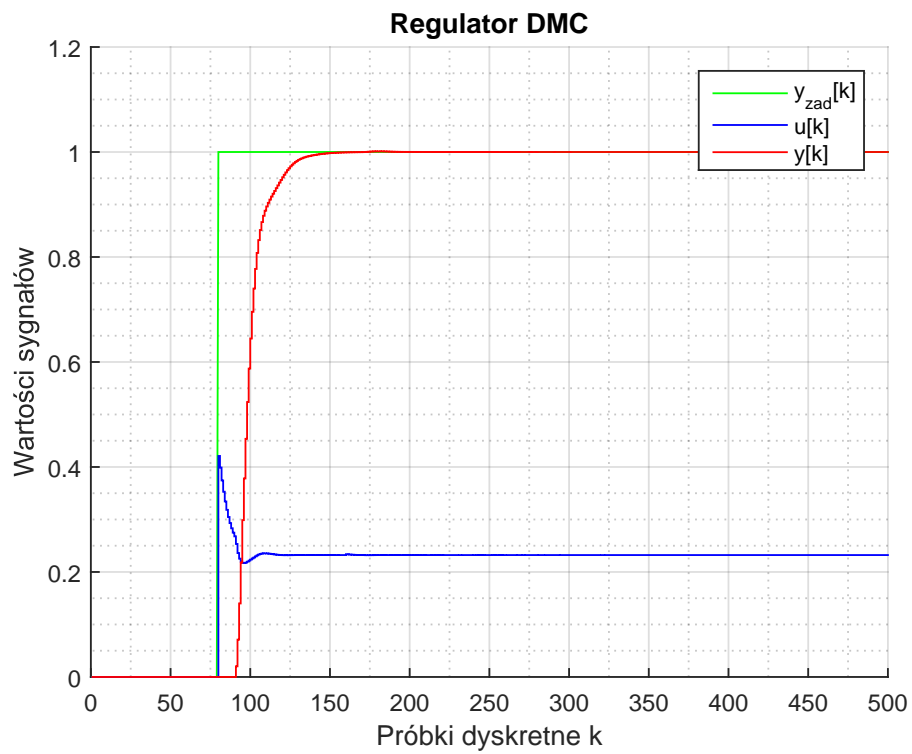
Rysunek 2.23. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 5$



Rysunek 2.24. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 3$



Rysunek 2.25. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 20$, $N_u = 2$

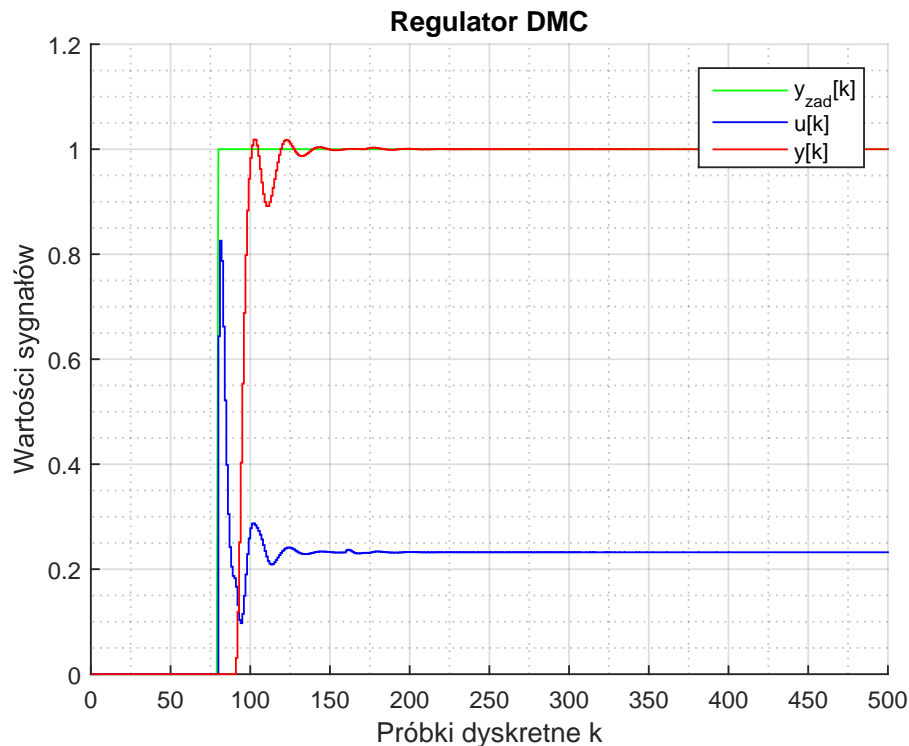


Rysunek 2.26. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 1$

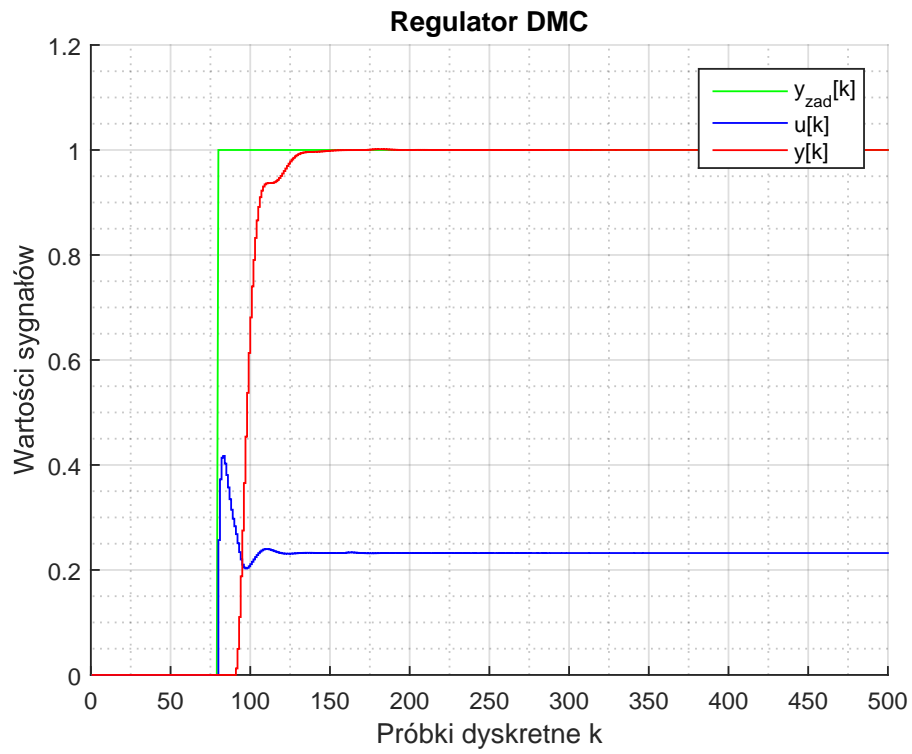
Jak widać na rysunkach 2.18 - 2.26, zmniejszenie horyzontu sterowania sprawia że przebiegi wyjścia są mocniej tłumione, oscylacje nie są już tak widoczne. Najlepszy rezultat uzyskałem dla $N_u = 1$. W ramach regulacji predykcyjnej do generacji zmiany sterowania brane są pod uwagę przyszłe zmiany sterowania. W przypadku obiektów z opóźnieniem, takie rozwiązanie może generować widoczne oscylacje, jednak poprzez przyjęcie $N_u = 1$ tracimy predykcyjne możliwości regulatora, dlatego też do regulacji tego obiektu zdecydowałem się przyjąć $N_u = 2$. Widoczne oscylacje postaram się zlikwidować przy pomocy parametru λ

2.5.4. Współczynnik członu kary

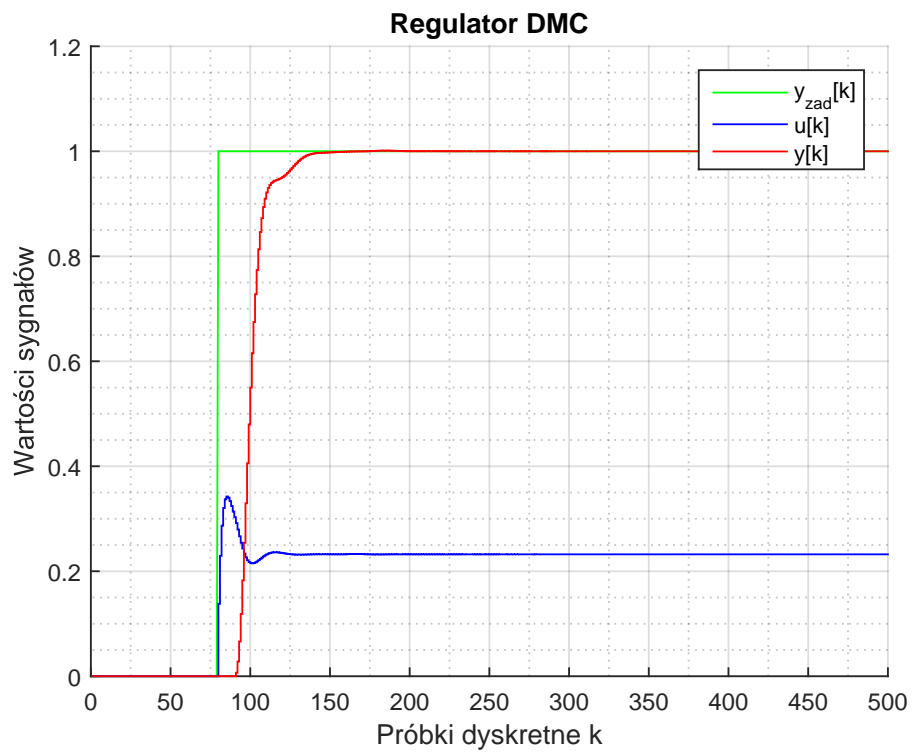
Wraz ze zmianą parametru λ zwanego współczynnikiem wagowym członu kary, zmienia się trajektoria sygnału sterującego. Im większy parametr λ tym łagodniejsze są przebiegi.



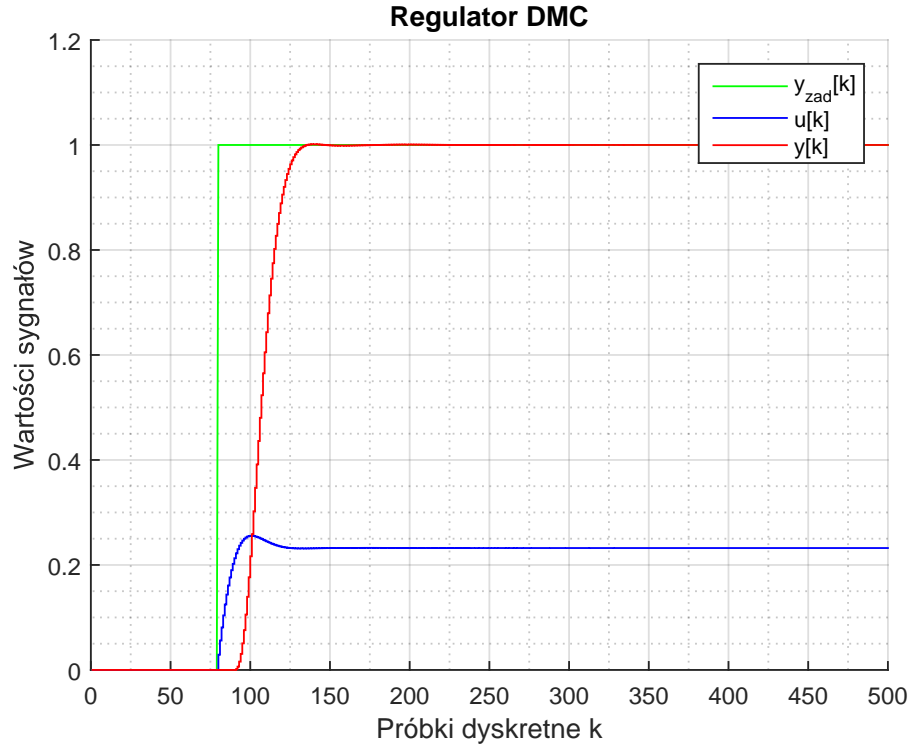
Rysunek 2.27. Regulator DMC - $\lambda = 1$, $N = 30$, $N_u = 2$



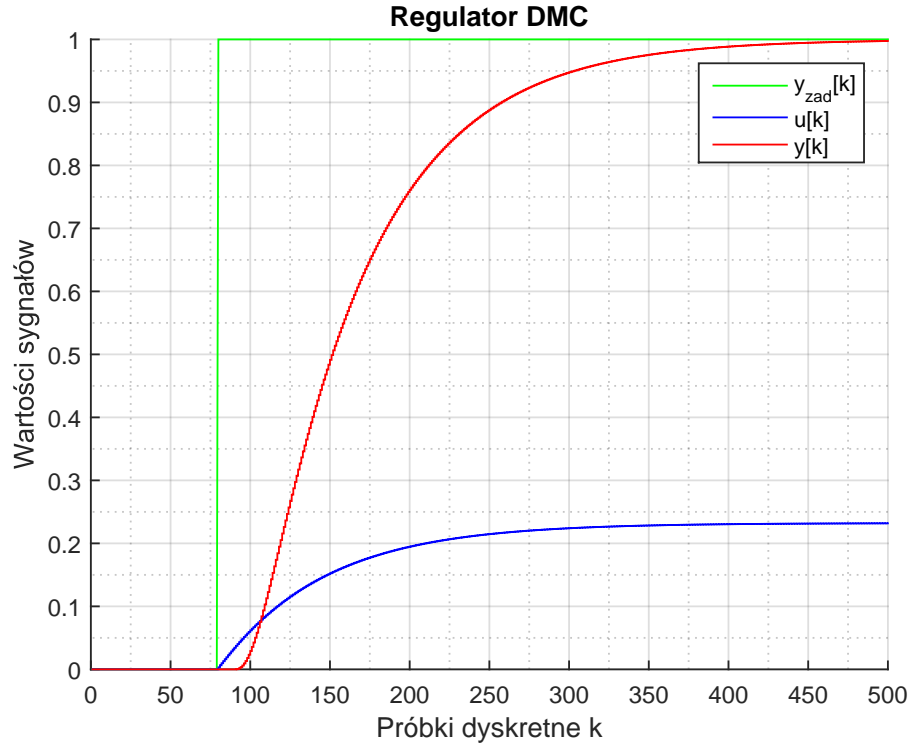
Rysunek 2.28. Regulator DMC - $\lambda = 10$, $N = 30$, $N_u = 2$



Rysunek 2.29. Regulator DMC - $\lambda = 100$, $N = 30$, $N_u = 2$



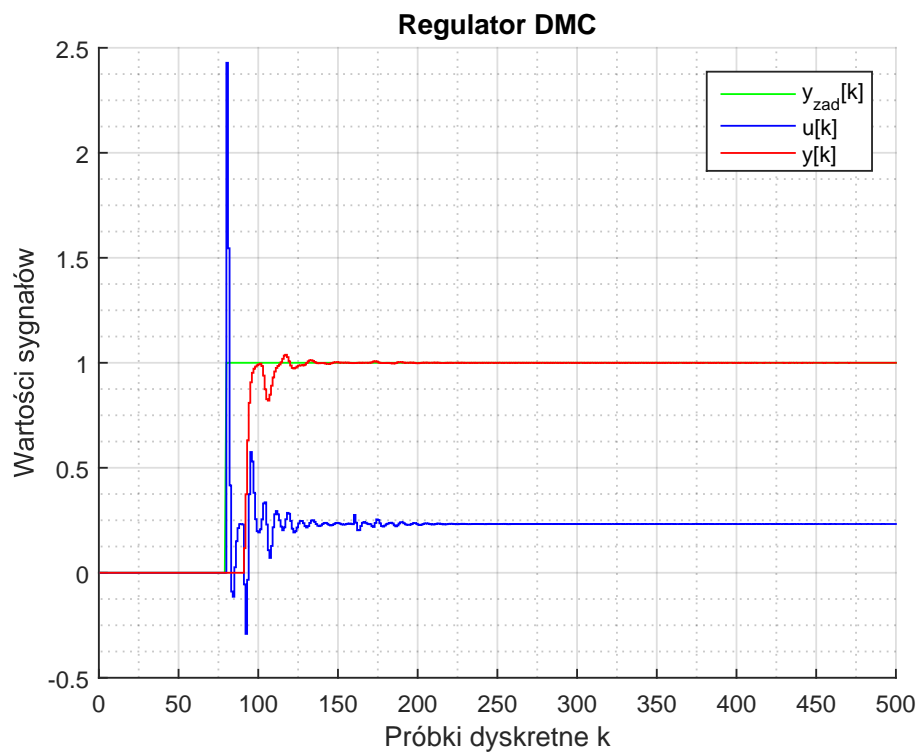
Rysunek 2.30. Regulator DMC - $\lambda = 1000$, $N = 30$, $N_u = 2$



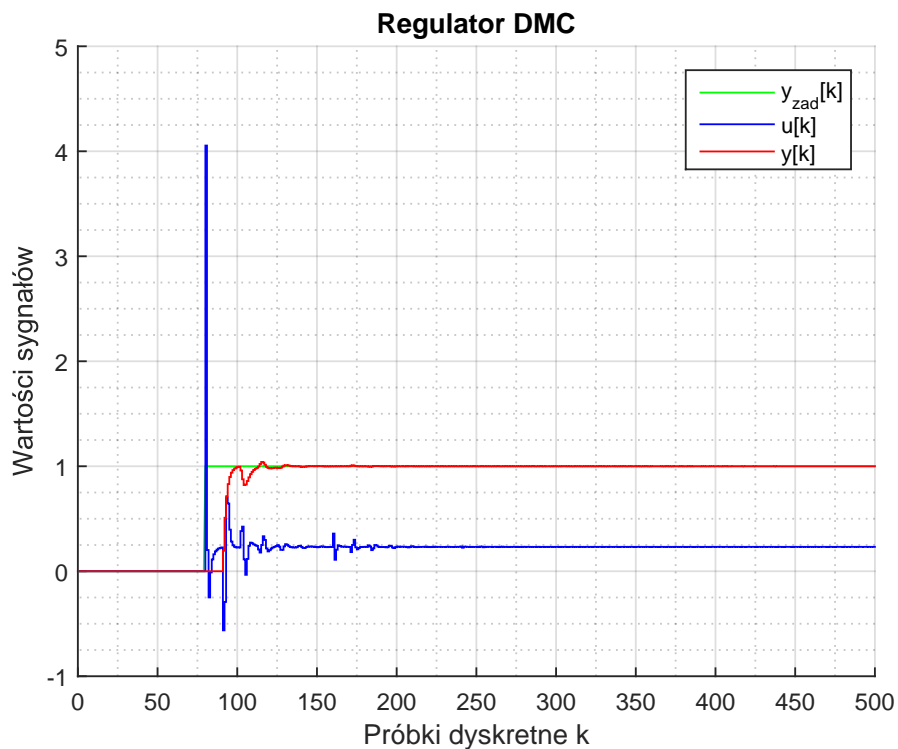
Rysunek 2.31. Regulator DMC - $\lambda = 10000$, $N = 30$, $N_u = 2$

Na podstawie rysunków 2.27 - 2.31 można ocenić że optymalną wartością parametru λ jest $\lambda = 1000$. Przebieg sygnału sterującego jest gładki i łagodny, w dodatku sygnał wyjściowy

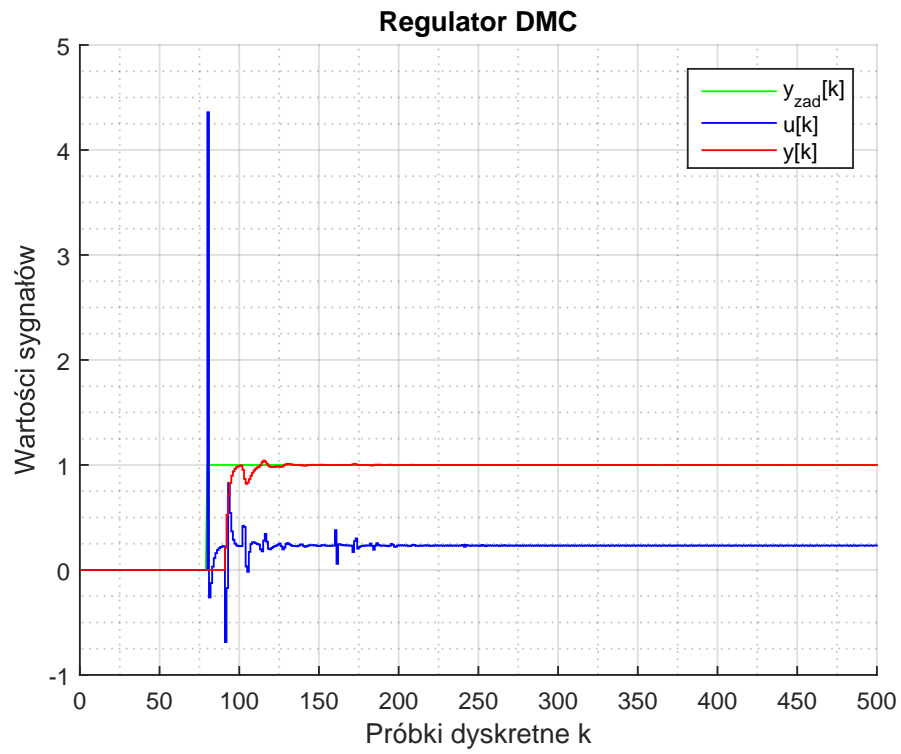
szybko nadąża za wartością zadaną. Za duża wartość tego parametru paraliżuje sygnał sterujący co powoduje że czas regulacji jest bardzo długi.



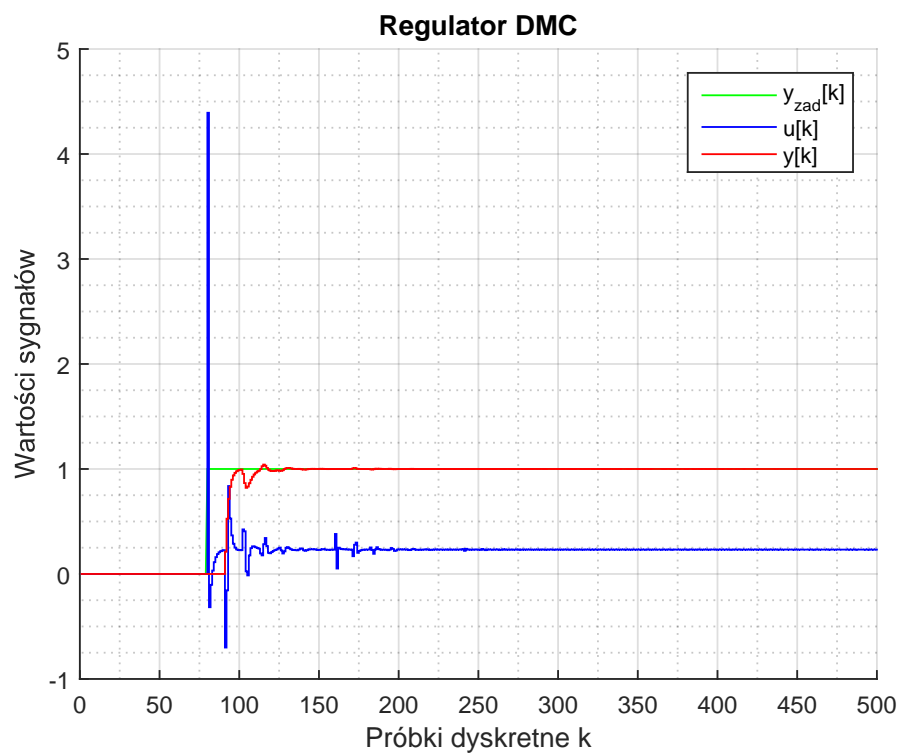
Rysunek 2.32. Regulator DMC - $\lambda = 0.1$, $N = 30$, $N_u = 2$



Rysunek 2.33. Regulator DMC - $\lambda = 0.01$, $N = 30$, $N_u = 2$



Rysunek 2.34. Regulator DMC - $\lambda = 0.001$, $N = 30$, $N_u = 2$



Rysunek 2.35. Regulator DMC - $\lambda = 0.0001$, $N = 30$, $N_u = 2$

W przypadku zmniejszania parametru λ można dostrzec zmianę charakteru sygnału sterującego. W tym przypadku zmienia się on bardzo gwałtownie, jednak nie niesie to żadnych wymiernych korzyści gdyż czasy regulacji procesu są porównywalne z tym osiągniętym przy $\lambda = 1000$, dlatego też ostatecznie zastosowałbym tą wartość. Dla niej osiągnąłem kompromis pomiędzy szybkością regulacji a żadaną postacią sygnału sterującego.

2.6. Porównanie regulatorów

Zanim porównam oba regulatory, przypomnę ich parametry

Regulator PID

$$K_p = 0,19$$

$$T_i = 8,4$$

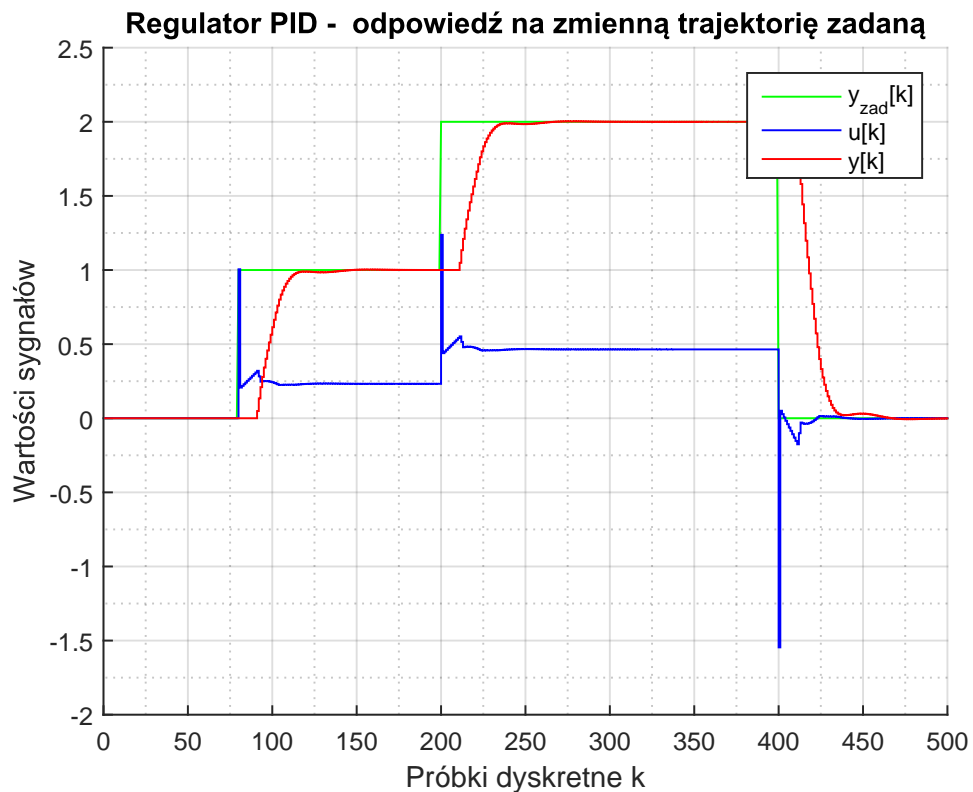
$$T_d = 2,13$$

W wersji dyskretniej:

$$r_1 = 1,0051$$

$$r_2 = -1,8031$$

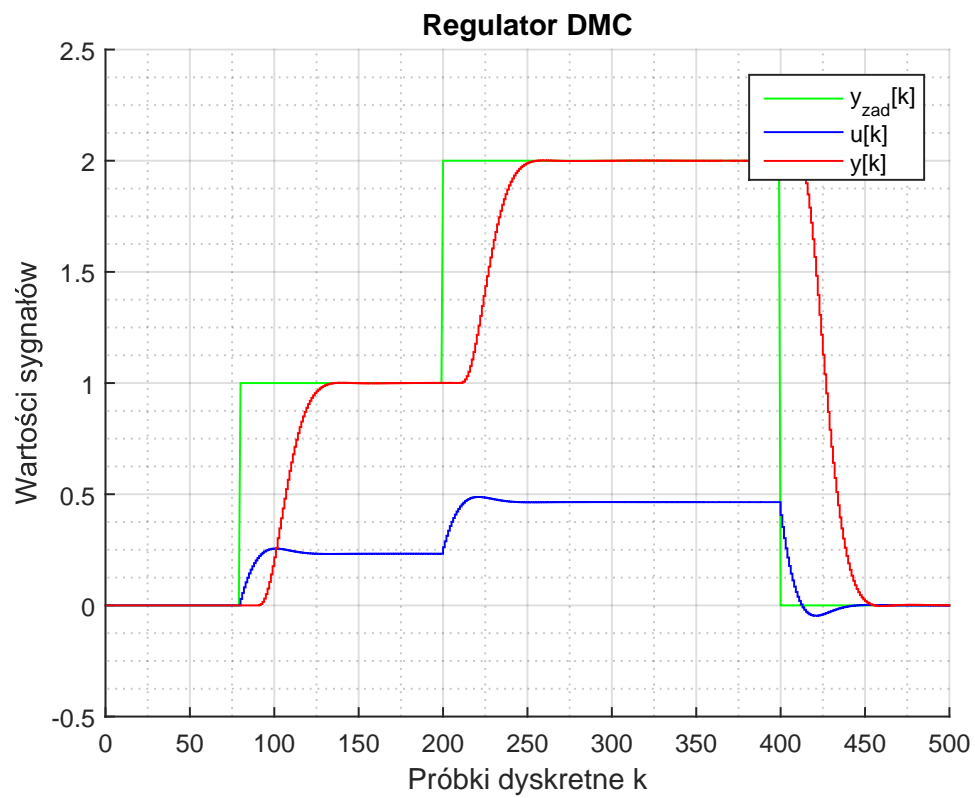
$$r_3 = 0,8094$$



Rysunek 2.36. Odpowiedź układu z regulatorem PID na zmienną wartość zadaną.

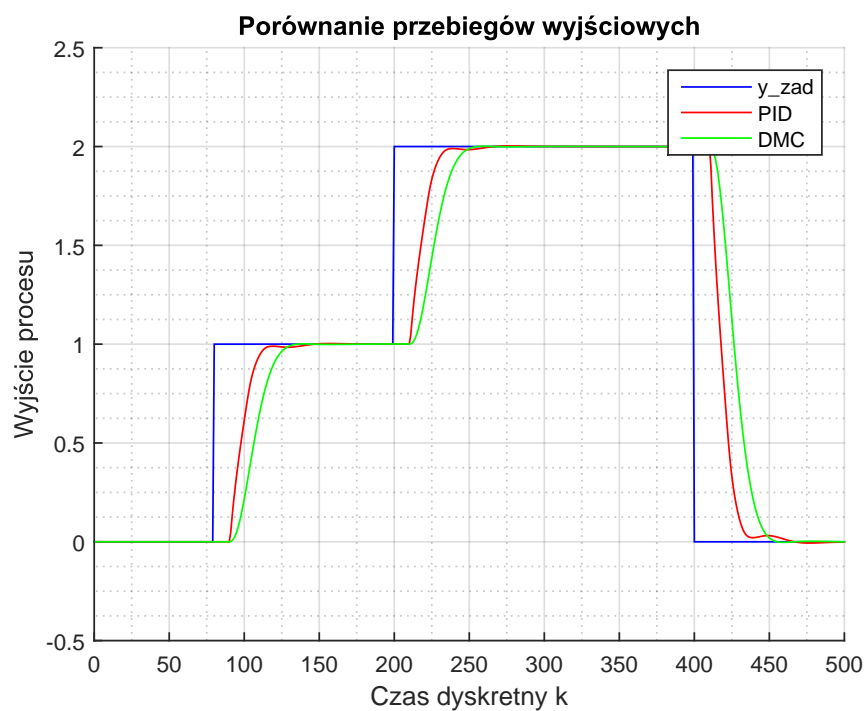
Regulator DMC

$$\begin{aligned}D &= 80 \\N &= 30 \\N_u &= 2 \\\lambda &= 1000\end{aligned}$$

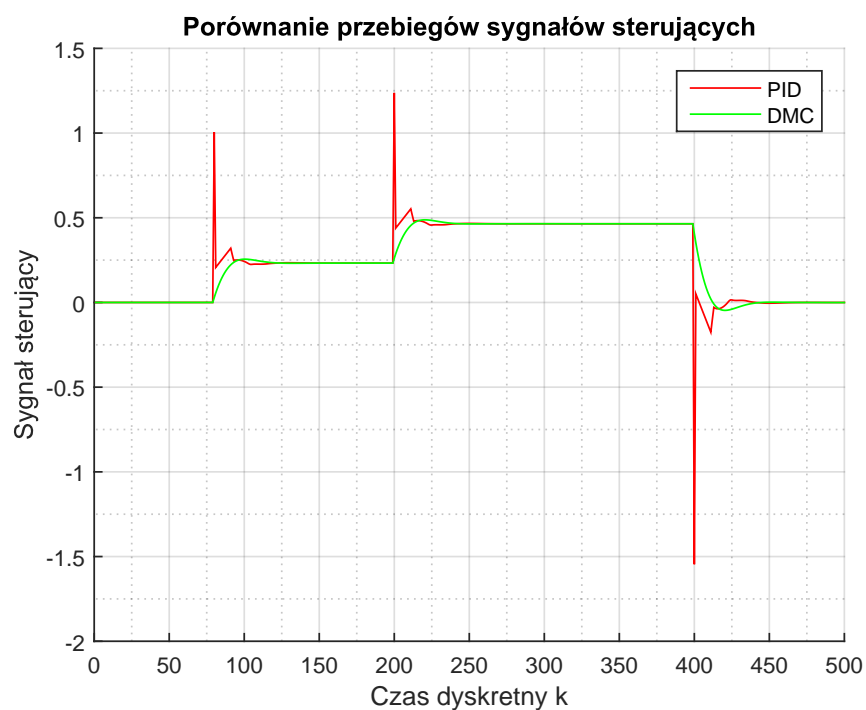


Rysunek 2.37. Odpowiedź układu z regulatorem DMC na zmienną wartość zadaną.

Porównanie przebiegów



Rysunek 2.38. Porównanie przebiegów sygnałów wyjściowych.



Rysunek 2.39. Porównanie przebiegów sygnałów sterujących.

Zgodnie z rysunkiem 2.38, widać że regulator PID działa w tym wypadku szybciej niż jego predykcyjny odpowiednik. Czas regulacji obiektu w układzie regulacji z regulatorem PID wynosi $t_{r_{PID}} = 15s$ a w przypadku regulatora DMC $t_{r_{DMC}} = 22,5s$. Wyjście w układzie regulacji PID jest bardziej strome. Świadczą o tym czasy narastania gdzie $t_{n_{PID}} = 8s$ i $t_{n_{DMC}} = 11s$. W przypadku regulatora PID występuje niewielkie ujemne przeregulowanie na poziomie 1 – 2% natomiast w regulator DMC nie generuje przeregulowań.

Bardzo interesujące są przebiegi sygnału sterującego w obu układach regulacji znajdujące się na rysunku 2.39. W przypadku układu regulacji z regulatorem PID, sygnał sterujący zmienia się w bardzo gwałtowny sposób, generując charakterystyczne piki w momentach gdy wartość zadana zmienia się. W przypadku układu regulacji z regulatorem DMC, sygnał sterujący zmienia się w sposób bardzo łagodny. Jakość regulacji z tym regulatorem można spróbować jeszcze bardziej poprawić stosując zmienną trajektorię zadaną przy obliczaniu wektora sterowań.

Obszary stabilności

W trakcie porównywania obu regulatorów, warto sprawdzić jak wrażliwe są one na zmianę parametrów procesu. W ostatnim eksperymencie sprawdziłem w jakim zakresie może zmieniać się wzmocnienie obiektu w funkcji zmiennego opóźnienia. Eksperyment ten przeprowadziłem najpierw zmieniając opóźnienie obiektu a następnie zwiększałem wzmocnienie tak aby doprowadzić obiekt do granicy stabilności. Dodatkowo, w celu prezentacji ciekawych efektów dotyczących regulatora DMC zmieniłem jego parametry na poniższe:

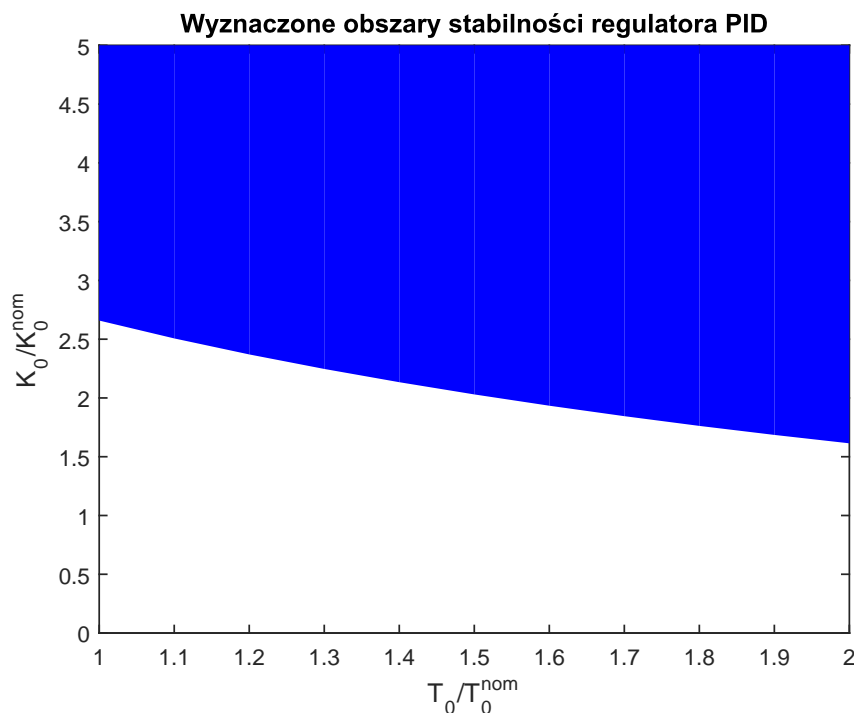
$$D = 80$$

$$N = 20$$

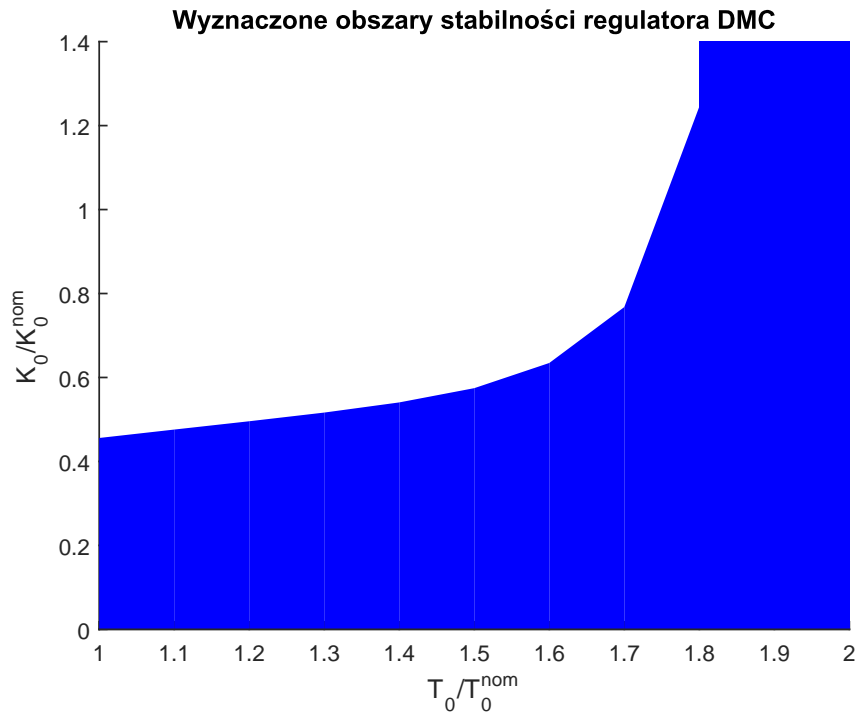
$$N_u = 1$$

$$\lambda = 1$$

Uzyskane wyniki znajdują się rysunkach poniżej. Kolorem niebieskim zaznaczyłem obszary w których regulatory są niestabilne.



Rysunek 2.40. Obszar stabilności regulatora PID - kolor niebieski obszar niestabilny



Rysunek 2.41. Obszar stabilności regulatora DMC - kolor niebieski obszar niestabilny

Na podstawie rysunku 2.40 można stwierdzić że regulator PID jest wrażliwy na rosnące wzmocnienia. Im bardziej rośnie opóźnienie, tym mniejsze jest maksymalne dopuszczalne wzmocnienie obiektu.

W przypadku regulatora DMC, sytuacja jest zupełnie odmienna. Regulator ten jest wrażliwy na spadek nominalnego wzmocnienia obiektu. Dodatkowo, w przypadku zwiększenia opóźnienia do poziomu porównywalnemu z horyzontem predykcji, regulator zupełnie przestaje pracować. Efekt ten można zniwelować poprzez zwiększenie horyzontu predykcji.