

**Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych
Politechnika Warszawska**

**Projektowanie układów sterowania
(projekt grupowy)**

**Sprawozdanie z projektu nr 2
zespół nr 9**

Paweł Bugyi, Marcin Michalski, Krzysztof Pierczyk

Warszawa, 2020

Spis treści

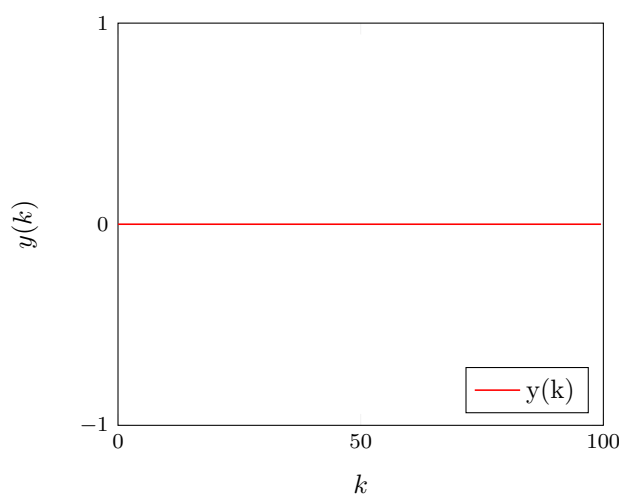
1. Wstęp	2
2. Badanie poprawności punktu pracy	3
3. Badanie odpowiedzi skokowej	5
4. Wyznaczanie odpowiedzi skokowej do DMC	7
5. Regulator DMC	9
6. Uwzględnianie pomiaru zakłóceń w pracy regulatora DMC	19
7. Wpływ zakłócenia sinusoidalnego na pracę algorytmu DMC	25
8. Badanie odporności regulatora na błędy pomiaru	35

1. Wstęp

Drugi projekt z Projektowania Układów Sterowania (PUST) stanowił rozszerzenie projektu pierwszego. Ponownie zajęliśmy się badaniem obiektu, danego funkcją napisaną w Matlabie oraz projektowaniem i strojeniem do niego układu regulacji. Rozszerzenie polegało na przejściu z obiektu typu SISO (*ang.* Single-input-single-output) na obiekt typu MISO (*ang.* Multiple-input-single-output), w którym jedno z wejść było wejściem niesterowanym (zakłóceniem procesu). Modyfikacja ta pozwoliła nam na zweryfikowanie efektywności algorytmu regulacji predykcyjnej DMC (*ang.* Dynamic Matrix Control) przystosowanego do pracy z mierzalnym zakłóceniem. Niniejsze sprawozdanie stanowi podsumowanie całego naszego trudu, wszystkich wylanych łez, nieprzespanych nocy oraz pobitych elementów zastawy domowej związanych z realizacją projektu.

2. Badanie poprawności punktu pracy

Pierwsze z postawionych przed nami zadań polegało na zweryfikowaniu podanego w treści zadania punktu pracy procesu. Punkt ten powinien mieć współrzędne $u = z = y = 0$, gdzie symbole oznaczają kolejno wartość sterowania, wartość zakłócenia oraz wartość wyjściową procesu. Weryfikacja polegała na podaniu na oba wejścia procesu wartości zerowej i obserwowaniu zachowania wyjścia. Zgodnie z oczekiwaniami wyjście ustaliło się na poziomie $y = 0$, co zostało zaprezentowane na 2.1.



Rys. 2.1. Punkt pracy

Mimo iż zadanie było z oczywistych względów trywialne, wprowadziło ono do naszego sposobu realizacji projektu pewną drobną innowację (względem projektu pierwszego). Ze względu na opóźnienie występujące w obiekcie, realizacja wszelkiej maści symulacji musiała uwzględniać w realizowanej trajektorii pewien krótki okres ustabilizowania się punktu pracy. Skutkowało to tym, że skoki sterowania lub wartości zadanej musiały odbywać się w chwili charakterystycznej dla danego obiektu. Tym razem, aby ujednolicić odrobinę interfejs programistyczny i przygotować go do kolejnych projektów, stworzyliśmy funkcję obliczającą trajektorię wyjścia na bazie trajektorii wejściowych, która realizuje wspomniany okres stabilizacji (w praktyce, przyjmuje ona po prostu, że w chwilach $n < 0$ wszystkie sygnały miały wartość zero). Kod tej funkcji został przedstawiony na listingu 2.1.

Listing 2.1. Symulacja obiektu

```
function Y = simulate_object(U, Z)

% Throw error when vectors' sizes are not equal
if size(U,1) ~= size(Z,1)
    error('Lengths of both trajectories are not equal!')
end
simulation_time = size(U,1);

% Initialize output vector
```

```
Y = zeros(simulation_time, 1);

% Simulate
for i = 1:simulation_time

    if (i > 8)
        Y(i) = symulacja_obiektu9y(U(i-7), U(i-8), Z(i-2), ...
                                   Z(i-3), Y(i-1), Y(i-2));
    elseif ( i > 7 )
        Y(i) = symulacja_obiektu9y(U(i-7), 0, Z(i-2), Z(i-3), ...
                                   Y(i-1), Y(i-2));
    elseif ( i > 3 )
        Y(i) = symulacja_obiektu9y(0, 0, Z(i-2), Z(i-3), ...
                                   Y(i-1), Y(i-2));
    elseif ( i > 2 )
        Y(i) = symulacja_obiektu9y(0, 0, Z(i-2), 0, Y(i-1), ...
                                   Y(i-2));
    elseif ( i > 1 )
        Y(i) = symulacja_obiektu9y(0, 0, 0, 0, Y(i-1), 0);
    else
        Y(i) = symulacja_obiektu9y(0, 0, 0, 0, 0, 0);
    end

end

end
```

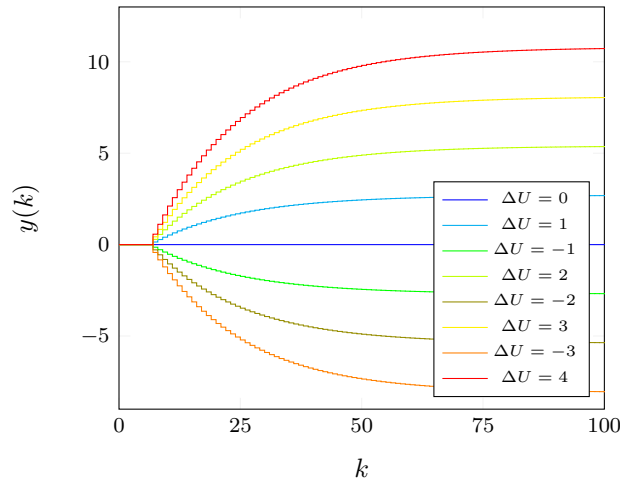
Przedstawiona funkcja nie jest oczywiście niczym odkrywczym. Naszym zdaniem warto jednak zwrócić uwagę na te drobne elementy, których realizacja jest dopracowywana wraz z realizacją kolejnych etapów projektu, ponieważ stanowi to esencję pracy inżyniera.

3. Badanie odpowiedzi skokowej

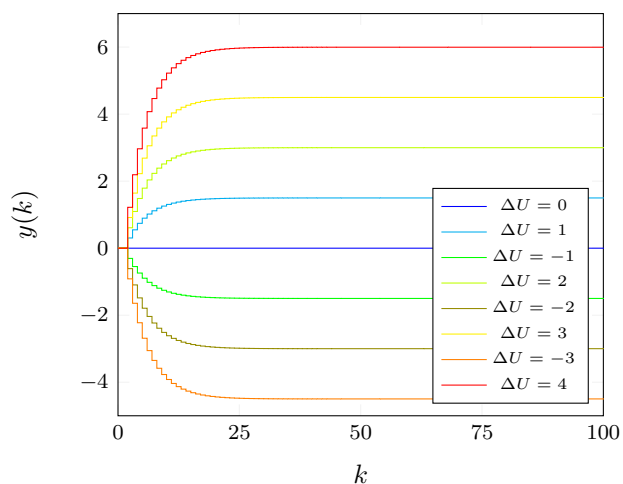
W zadaniu drugim ponownie stanęliśmy przed zadaniem zbadania odpowiedzi skokowych układu dla różnych skoków wejścia. Badanie to miało na celu sprawdzenie ewentualnej liniowości procesu oraz określenia jego wzmocnienia statycznego. W tym celu przeprowadziliśmy 153 symulacje. Wszystkie skoki odbywały się z punktu pracy $u = z = y = 0$. Skoki wartości wejściowych odbywały się w zakresach

$$\begin{cases} u \in [-8.0; 8.0] \\ z \in [-4.0; 4.0] \end{cases} \quad (3.1)$$


Płaszczyzna ta została równomiernie pokryta przez symulacje, tzn. została sprawdzona każda para wartości skoków sterowania i zakłócenia, przy czym wartości te były próbkowane z podanych powyżej zakresów w odległościach jednostkowych. Skoki wartości wejściowych odbywały się równocześnie w chwili $n = 0$ (zakładaliśmy, że wartości wszystkich sygnałów w chwilach $n < 0$ były zerowe). Ze względu na liczbę przeprowadzonych eksperymentów zdecydowaliśmy się zaprezentować wyniki tylko tych, w których skok wykonywany był tylko na jednym z wejść. Na rysunkach 3.1 oraz 3.2 zaprezentowano przebiegi sygnału wyjściowego kolejno dla skoków wartości sterującej i wartości zakłócenia.

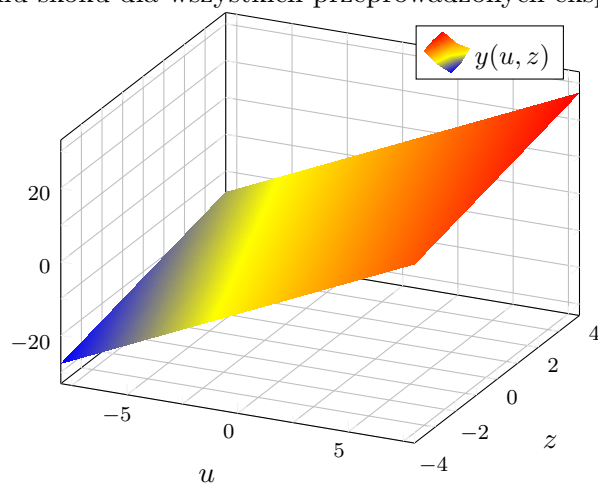


Rys. 3.1. Przebieg wartości wyjściowej procesu przy skokowej zmianie sygnału sterującego



Rys. 3.2. Przebieg wartości wyjściowej procesu przy skokowej zmianie zakłóceń

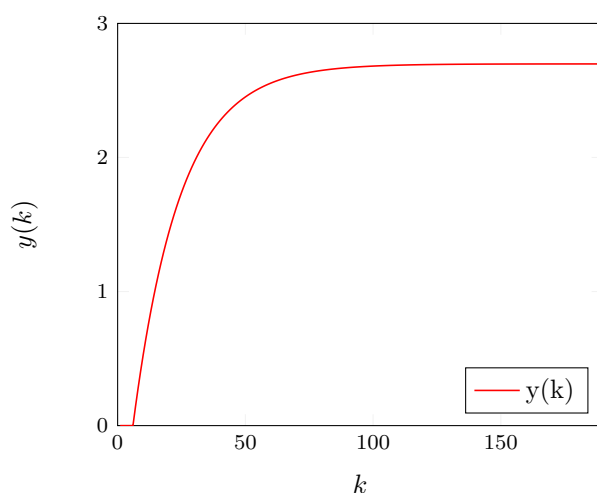
Wyniki wszystkich symulacji ujawniły, że w badanym zakresie wartości wejściowych obiekt posiada silnie liniową charakterystykę. Wykres prezentujący wartość ustaloną wyjścia po wykonaniu skoku dla wszystkich przeprowadzonych eksperymentów zaprezentowano na .



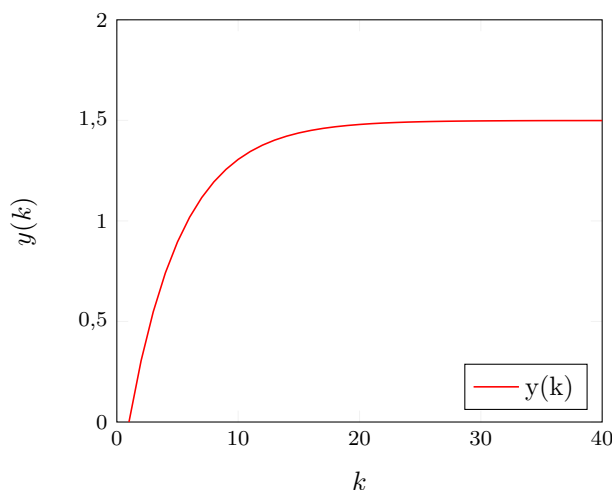
Wzmocnienie statyczne obiektu, obliczone na bazie powyższych wyników, wyniosło odpowiednio $K = 2,698$ dla toru sterowanie-wyjście oraz $K = 1,499$ dla toru zakłócenie-wyjście.

4. Wyznaczanie odpowiedzi skokowej do DMC

Kolejnym krokiem do realizacji projektu było opracowanie wyników, otrzymanych w zadaniu drugim, i uzyskanie z nich odpowiedzi skokowej w postaci wykorzystywanej w algorytmie DMC. Biorąc pod uwagę wniosek dotyczący liniowości obiektu w całym badanym zakresie, do tego celu wybrać mogliśmy dowolne odpowiedzi skokowe z obu torów. Zdecydowaliśmy się na skoki z $u = 0$ do $u = 1$ oraz z $z = 0$ do $z = 1$. Wartość wejściowa toru komplementarnego była zerowa w przypadku obydwu skoków. Odpowiedzi te zostały przedstawione na rysunkach 4.1 i 4.2.



Rys. 4.1. Odpowiedź skokowa DMC na sygnał sterujący



Rys. 4.2. Odpowiedź skokowa DMC na zakłócenie

Liniowość obiektu i brak ograniczeń wartości sygnałów pozwoliły nam wybrać dogodne wartości skoków co zniwelowało potrzebę przeskalowywania otrzymanej odpowiedzi. Jedynym zabiegiem, jaki musieliśmy wykonać, było wybranie z wektorów próbek odpowiedzi tych, o właściwych

indeksach. Jako że skoki odbywały się w chwili $n = 0$, do odpowiedzi skokowej zostały wzięte tylko próbki z chwil $n \geq 1$. Wstępne horyzonty dynamiki zostały wybrane tak, aby zmiana wartości wyjścia w chwilach $n > D$, gdzie D to wybrany horyzont, były nie większe niż 0,01% wartości maksymalnej.

5. Regulator DMC

Jak zaznaczono na wstępie, celem dotychczasowych działań związanych z obiektem regulacji było zaprojektowanie regulatora DMC, który uwzględniałby informację o wartości zakłócenia. W tym celu ponownie wykorzystaliśmy funkcje Matlaba, które posłużyły nam do realizacji projektu pierwszego. Ze względu na fakt, że zarówno wykorzystywany algorytm, jak i metodologia przeprowadzanych badań pozostała taka sama jak w poprzednim projekcie. Funkcje te wymagały tylko nieznacznej zmiany w postaci dodatkowych obliczeń związanych z macierzą M_z^P oraz uwzględniania wartości zakłócenia przy obliczaniu trajektorii swobodnej Y_0 . Obliczenia algorytmu DMC, po uwzględnieniu zakłócenia mierzalnego przybierają postać

$$\Delta u = K \cdot (Y^{zad} - Y^0), \quad (5.1)$$

gdzie:

$$K = (M^T M + \lambda I)^{-1} M^T \quad (5.2)$$

$$Y^0 = Y(k) + M^P \cdot \Delta U^P(k) + M_z^P \cdot \Delta Z^P(k) \quad (5.3)$$

Tak jak w przypadku SISO, K jest macierzą, którą otrzymujemy w wyniku analitycznego rozwiązania zadania optymalizacji przyrostów sterowania na horyzoncie predykcji N , a Y_0 jest trajektorią swobodną. Jedynie w przypadku tej drugiej wartości zachodzi zmiana względem wariantu, który nie uwzględnia wartości zakłóceń. Wynika to z faktu, iż zakłócenie jest wejściem niesterowanym, a zatem trajektoria wymuszona od niego nie zależy. Wzory opisujące budowę poszczególnych macierzy i wektorów w powyższych równaniach przedstawiono poniżej.

$$M = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & \dots & 0 \\ s_2 & s_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_N & s_{N-1} & \dots & s_N - N_u + 1 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$M^P = \begin{bmatrix} s_2 - s_1 & s_3 - s_2 & \dots & s_D - s_{D-1} \\ s_3 - s_1 & s_4 - s_2 & \dots & s_{D+1} - s_{D-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N+1} - s_1 & s_{N+2} - s_2 & \dots & s_{N+D-1} - s_{D-1} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$M_z^P = \begin{bmatrix} s_1^z & s_2^z - s_1^z & \dots & s_{D_z}^z - s_{D_z-1}^z \\ s_2^z & s_3^z - s_1^z & \dots & s_{D_z}^z - s_{D_z-1}^z \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_N^z & s_{N+1}^z - s_1^z & \dots & s_{D_z}^z - s_{D_z-1}^z \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\mathbf{Y}(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k) \\ \vdots \\ y(k) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

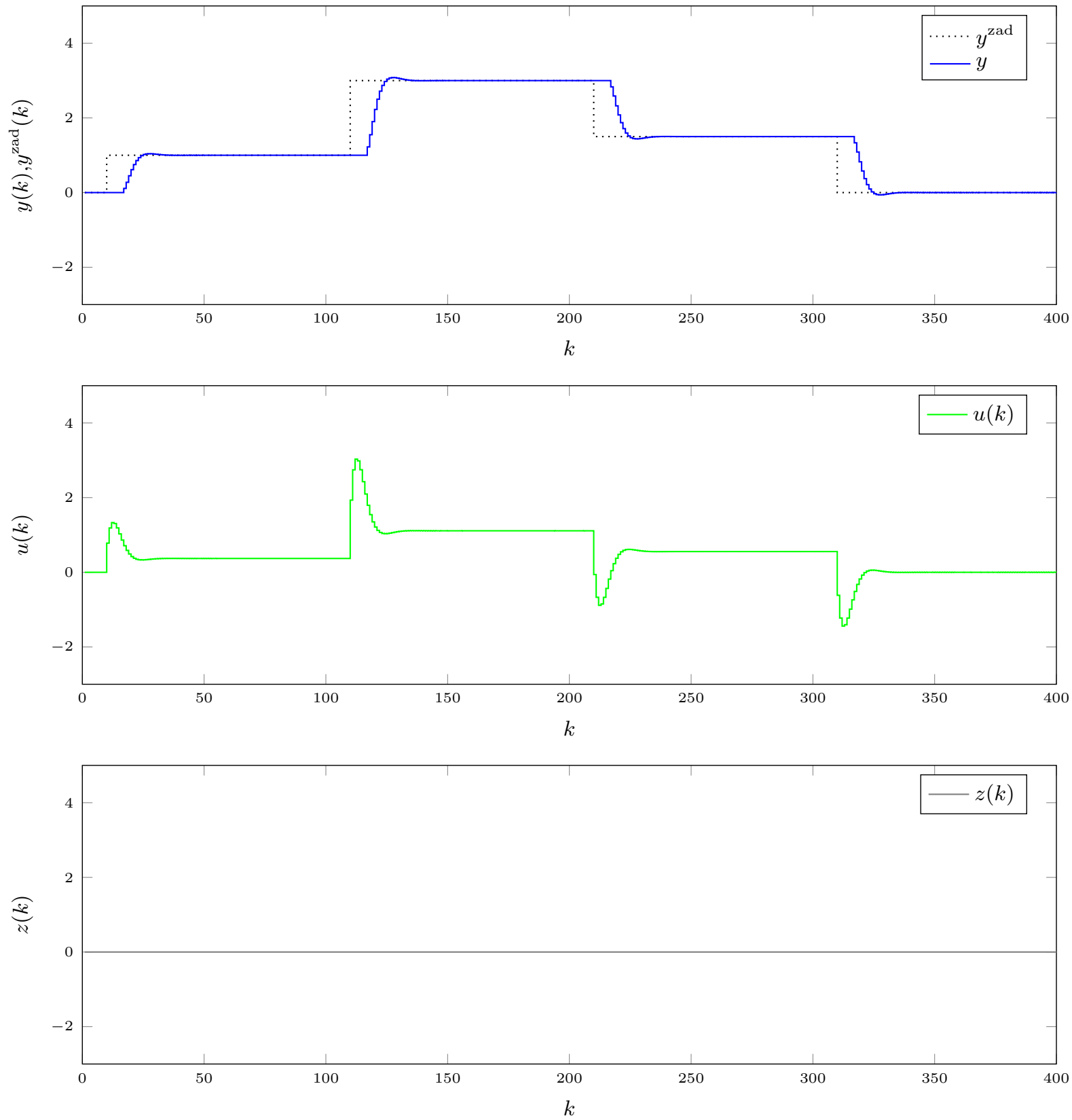
$$\Delta \mathbf{U}^P(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} \Delta u(k-1) \\ \Delta u(k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-(D-1)) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

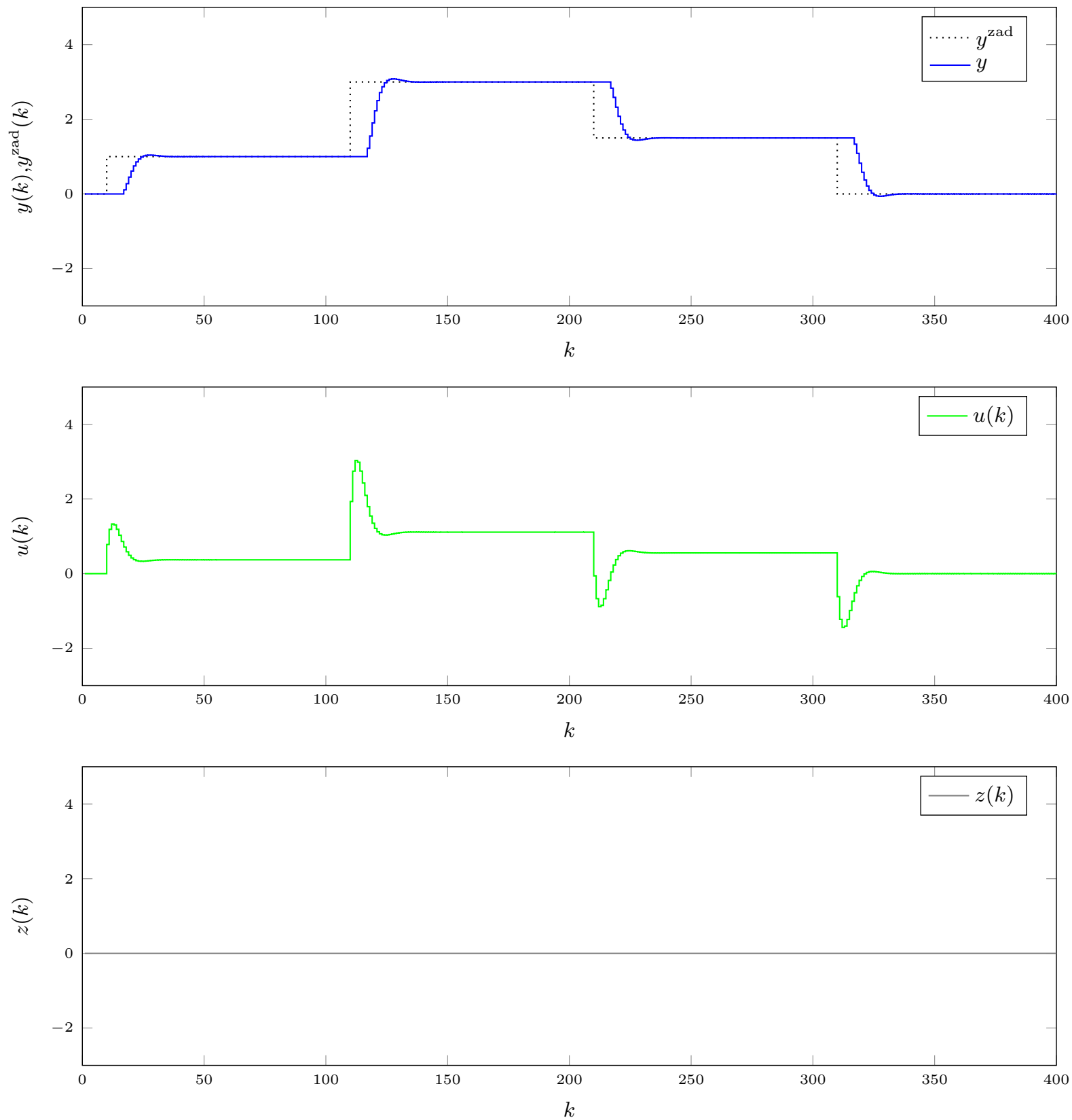
$$\Delta \mathbf{Z}^P(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} \Delta z(k) \\ \Delta u(k-1) \\ \vdots \\ \Delta u(k-D_z) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

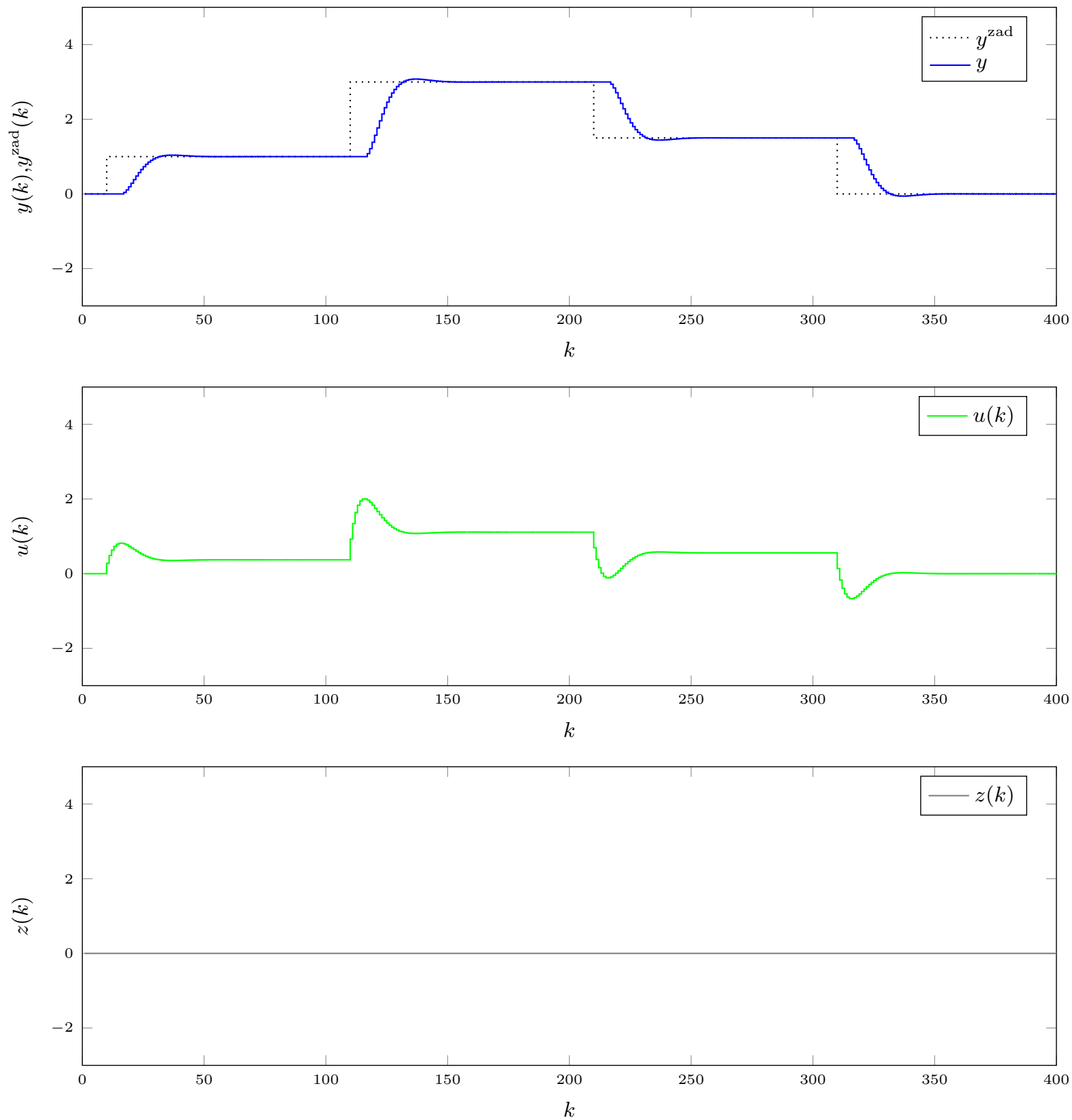
Do doboru parametrów regulatora wykorzystaliśmy metodę inżynierską. Do oceny jakości regulacji wykorzystujemy wskaźnik E dany wzorem:

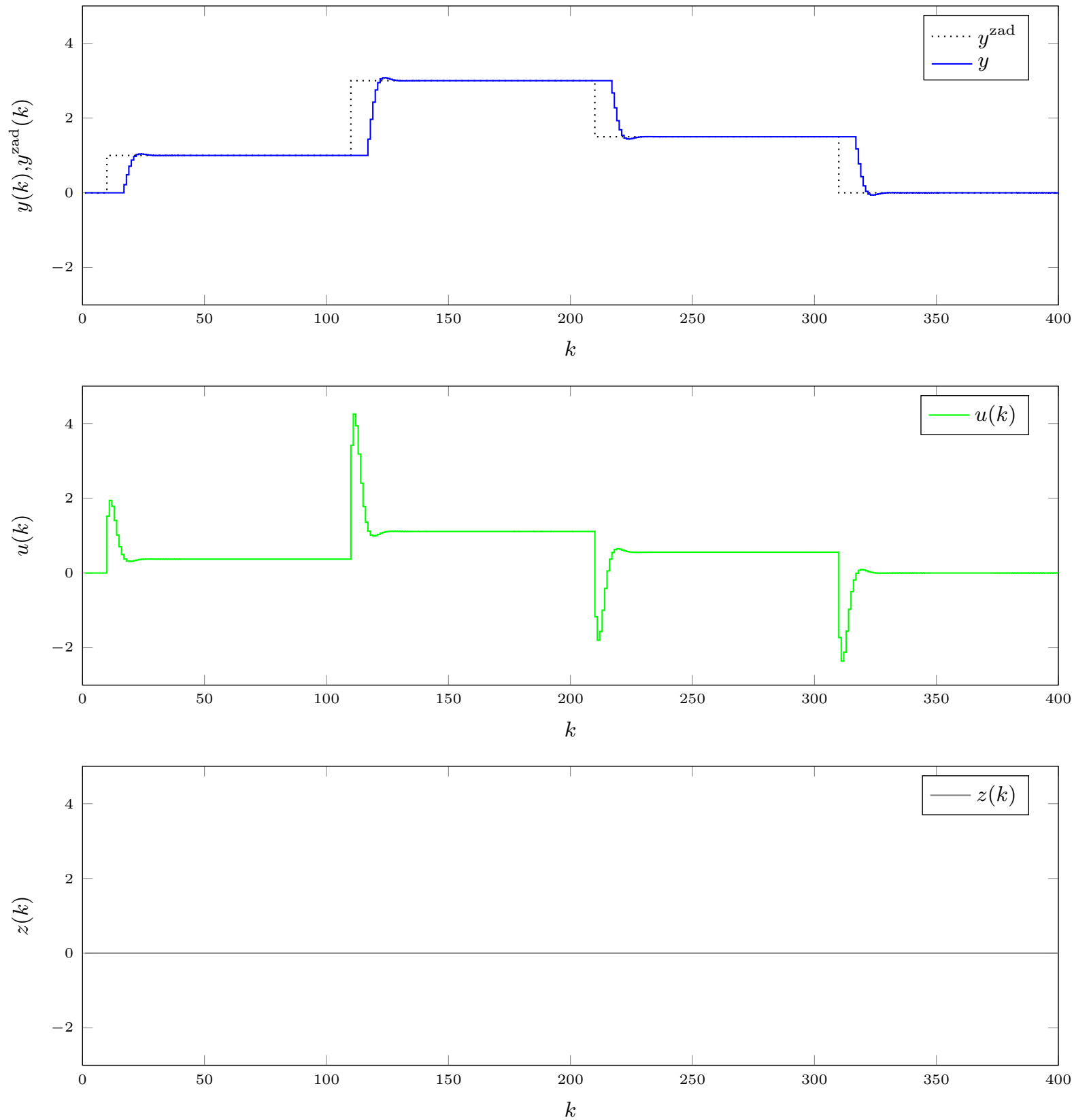
$$E = \sum_{k=1}^{k_{konc}} (y^{zad}(k) - y(k))^2 \quad (5.10)$$

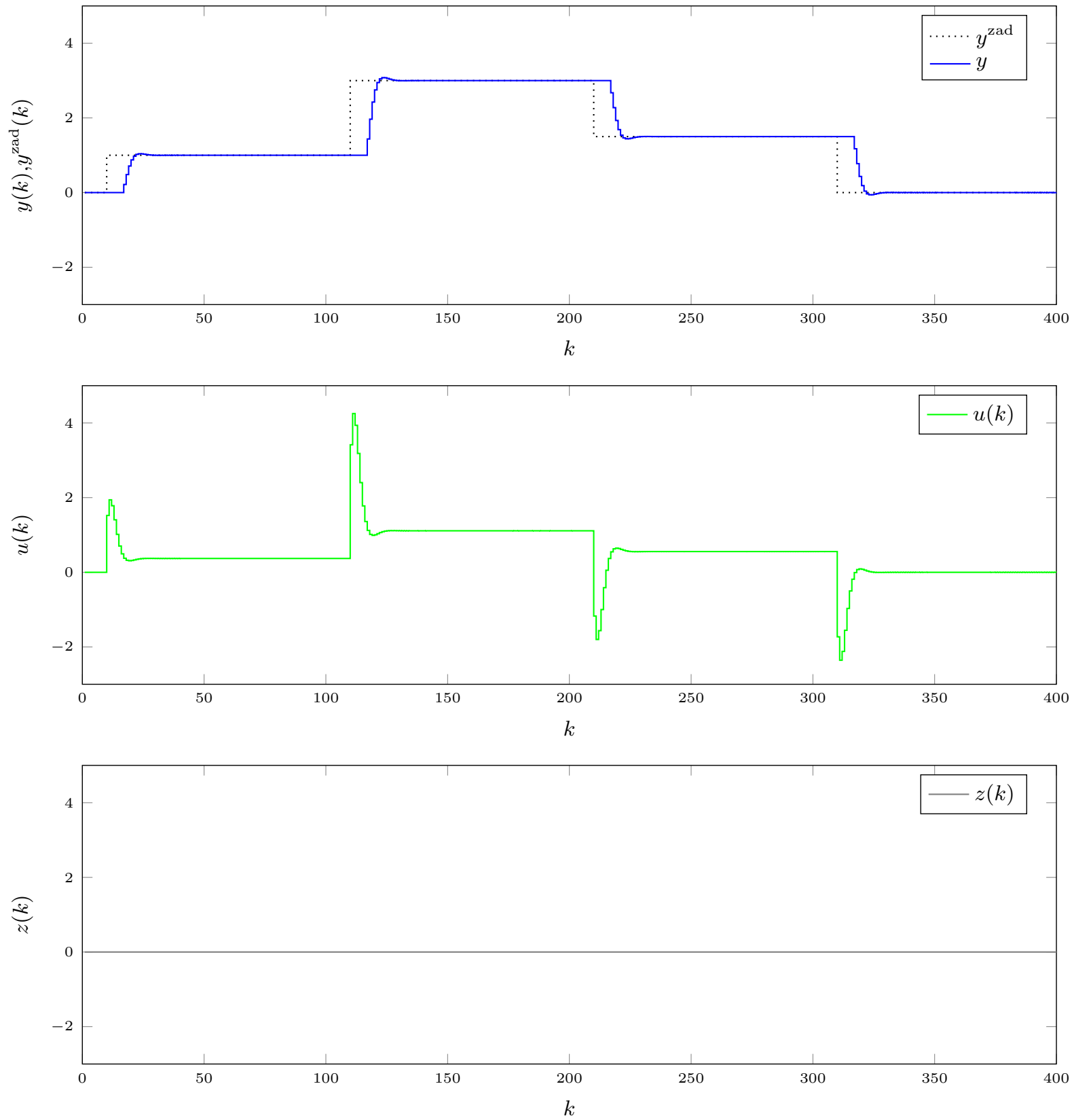
Podczas testów będzie brany pod uwagę również przebieg sygnału sterującego (w przeciwnym przypadku regulator będzie bardzo gwałtownie zmieniał sygnał sterujący i jego przyrosty w kolejnych próbkach będą znaczące). Ta ocena jest ustalana na podstawie obserwacji.

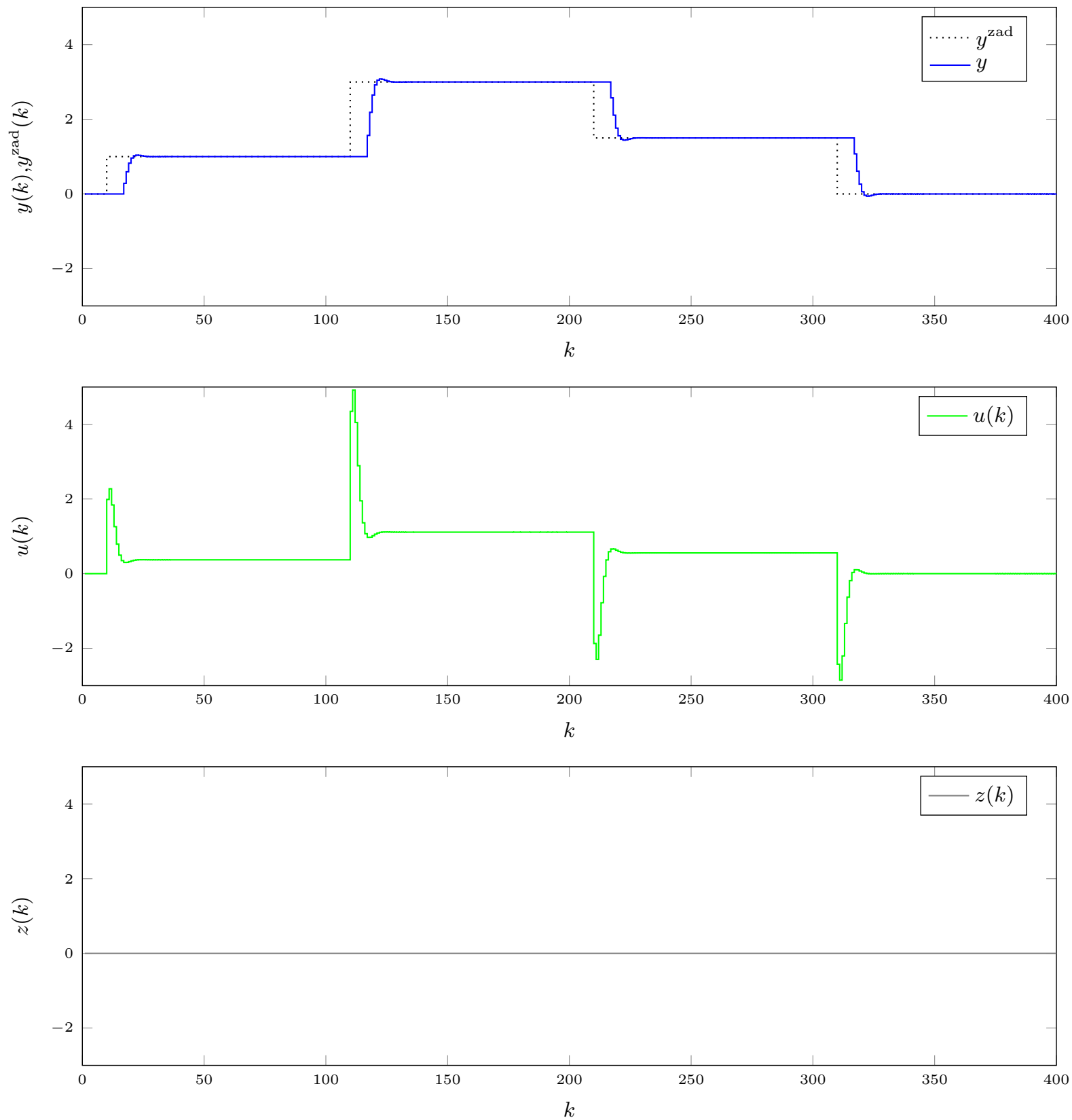
Rys. 5.1. $D=180$, $Dz=0$, $N=60$, $Nu=60$, $\lambda = 1$, error=84.1633

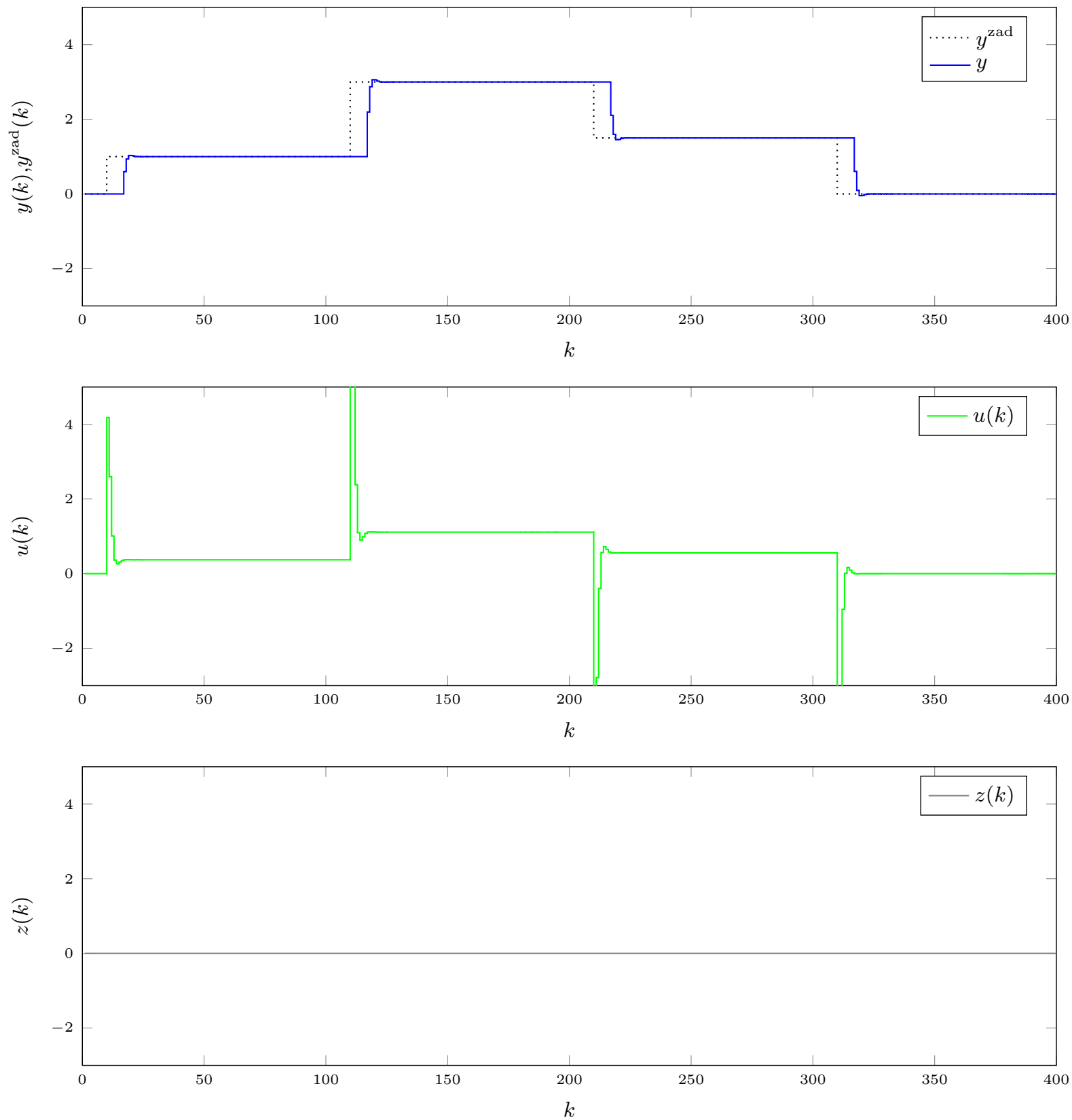
Rys. 5.2. $D=180$, $Dz=0$, $N=50$, $Nu=30$, $\lambda = 1$, $\text{error}=84.1633$

Rys. 5.3. $D=180$, $Dz=0$, $N=50$, $Nu=30$, $\lambda = 10$, $\text{error}=104.4843$

Rys. 5.4. $D=180$, $Dz=0$, $N=50$, $Nu=30$, $\lambda = 0.2$, $\text{error}=75.8395$

Rys. 5.5. $D=180$, $Dz=0$, $N=20$, $Nu=10$, $\lambda = 0.2$, $\text{error}=75.8413$

Rys. 5.6. $D=180$, $Dz=0$, $N=20$, $Nu=10$, $\lambda = 0.1$, $\text{error}=73.2834$

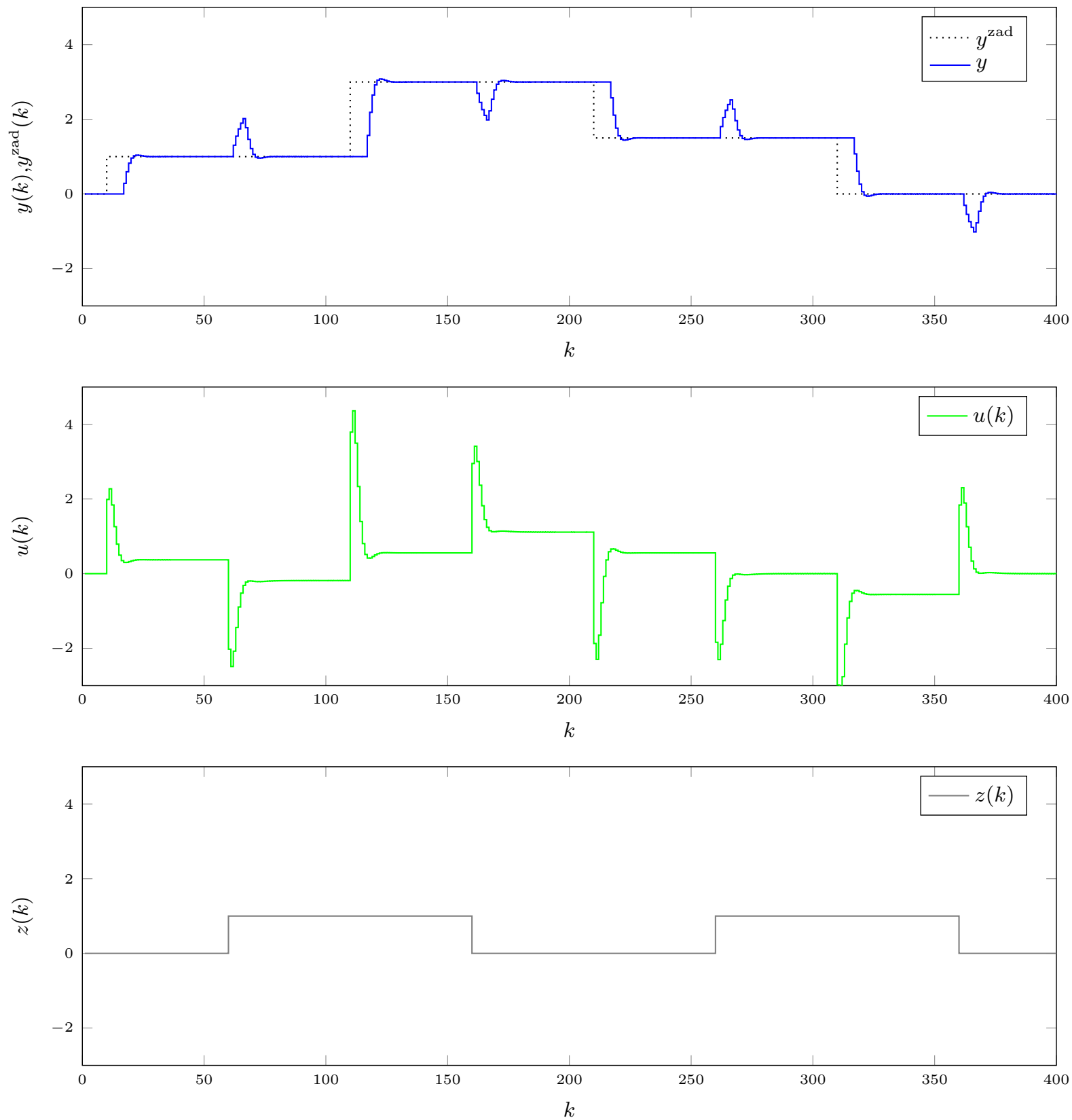
Rys. 5.7. $D=180$, $Dz=0$, $N=20$, $Nu=10$, $\lambda = 0.01$, $\text{error}=68.0982$

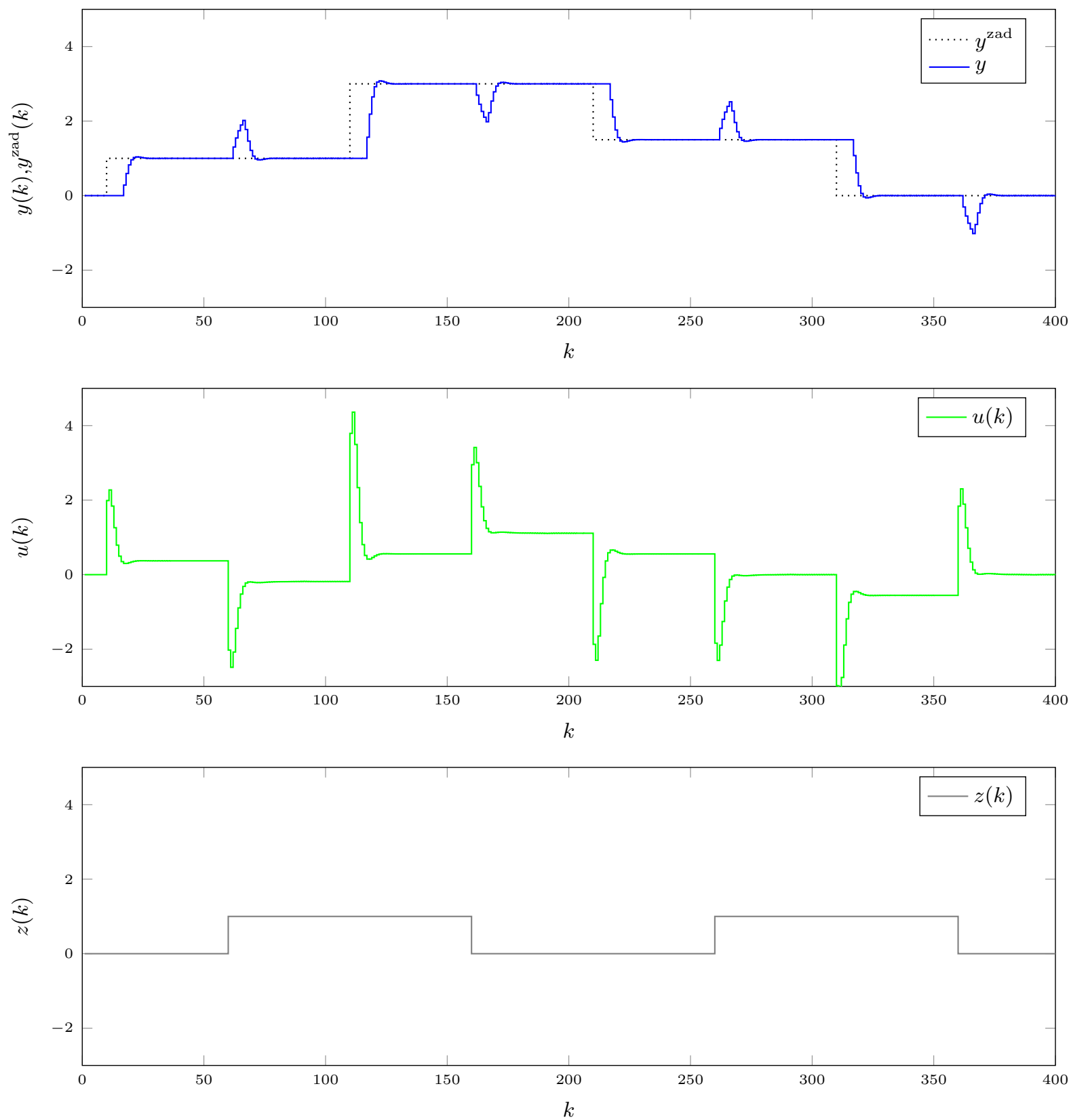
Na podstawie testów widzimy, że największy wpływ na wskaźnik E ma parametr λ . Z tego

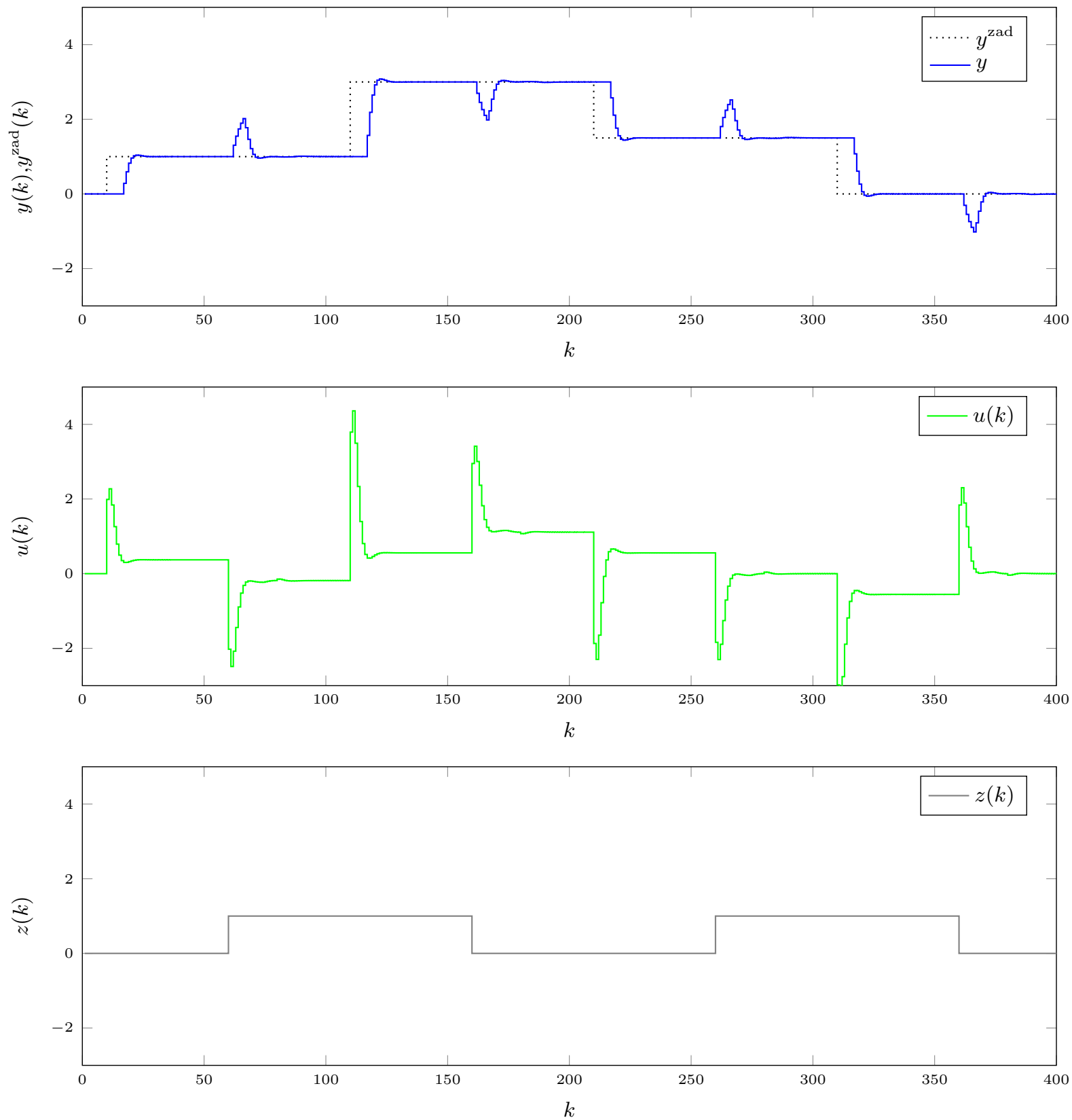
powodu skróciliśmy horyzont predykcji i horyzont sterowania, gdyż nie wpływa w zauważalnym stopniu na jakość regulacji, ale zmniejsza liczbę potrzebnych obliczeń w każdej iteracji. Parametr λ zmniejszaliśmy, by pozwolić na większe przyrosty w kolejnych próbkach, co znacząco zwiększało jakość regulacji. Jak widzimy pomiędzy $\lambda = 0,1$, a $\lambda = 0,01$ nie daje aż takiego polepszenia jakości regulacji jak zmiana λ z 1 na 0,1. Zmiany sygnału sterującego są około dwa razy wyższe niż dla λ wynoszącego 0,1. Z tego też powodu ostatecznie wybrane też parametry mają wartość : $D = 180$, $N = 20$, $N_u = 10$, $\lambda = 0,1$ i z nich będziemy korzystali w kolejnych zadaniach.

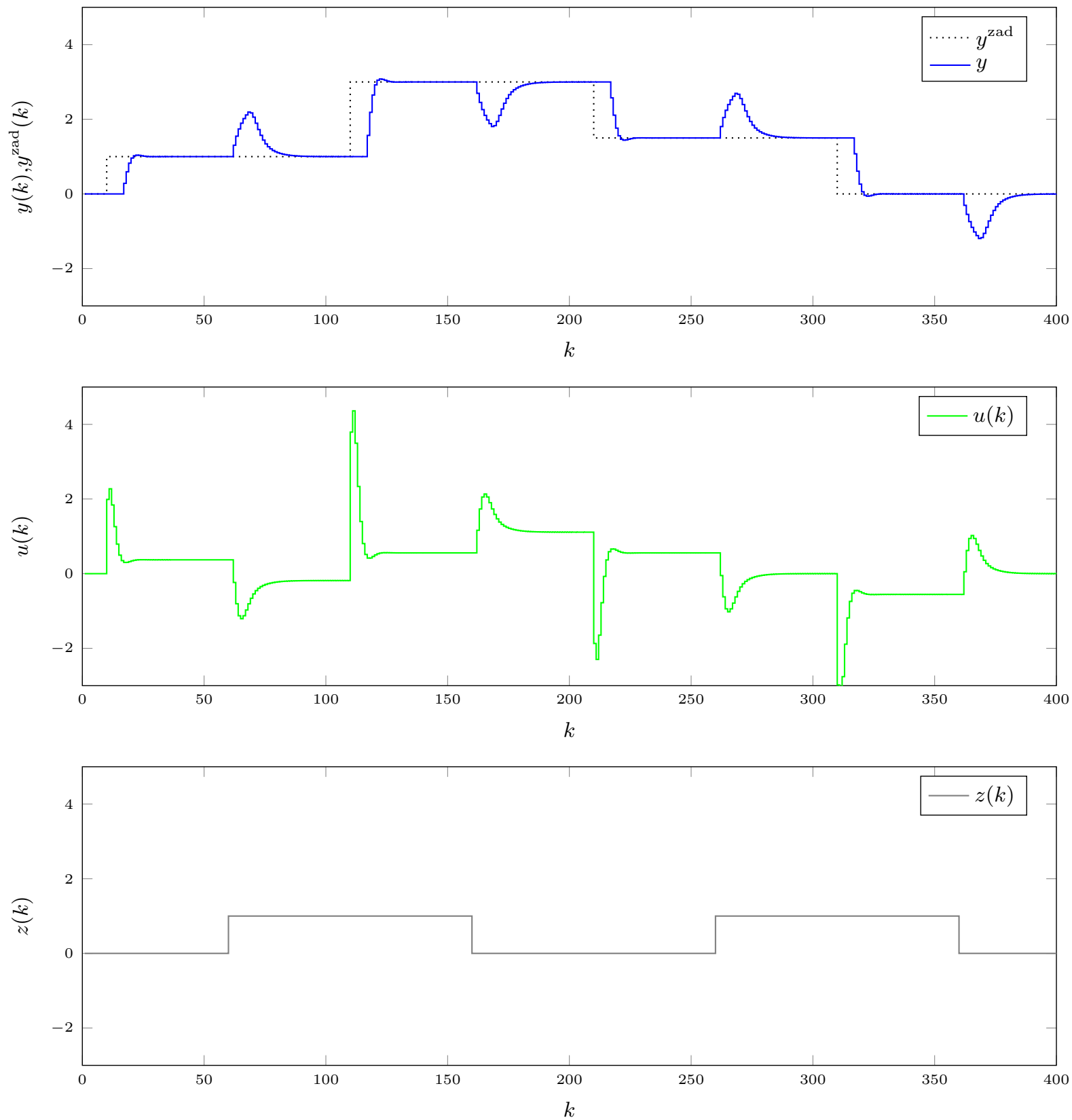
6. Uwzględnianie pomiaru zakłóceń w pracy regulatora DMC

Dobór parametru D_z jest dobierany analogicznie jak parametry algorytmu DMC w zadaniu 4. Funkcja pozwalająca na ocenę na jakość regulacji i przebieg wartości zadanej są takie same jak w zadaniu 4. Parametr $D_z = 0$ oznacza, że algorytm DMC nie uwzględnia zakłóceń przy obliczaniu sygnału sterującego.

Rys. 6.1. $D=180$, $Dz=40$, $N=20$, $Nu=10$, $\lambda = 0.1$, $\text{error}=87.878$

Rys. 6.2. $D=180$, $Dz=30$, $N=20$, $Nu=10$, $\lambda = 0.1$, $\text{error}=87.8781$

Rys. 6.3. $D=180$, $Dz=20$, $N=20$, $Nu=10$, $\lambda = 0.1$, $\text{error}=87.8816$

Rys. 6.4. $D=180$, $D_z=0$, $N=20$, $N_u=10$, $\lambda = 0.1$, $\text{error}=113.632$

Jak widzimy zmiana D_z nie ma dużego wpływu na jakość regulacji, dlatego zmniejszamy tę

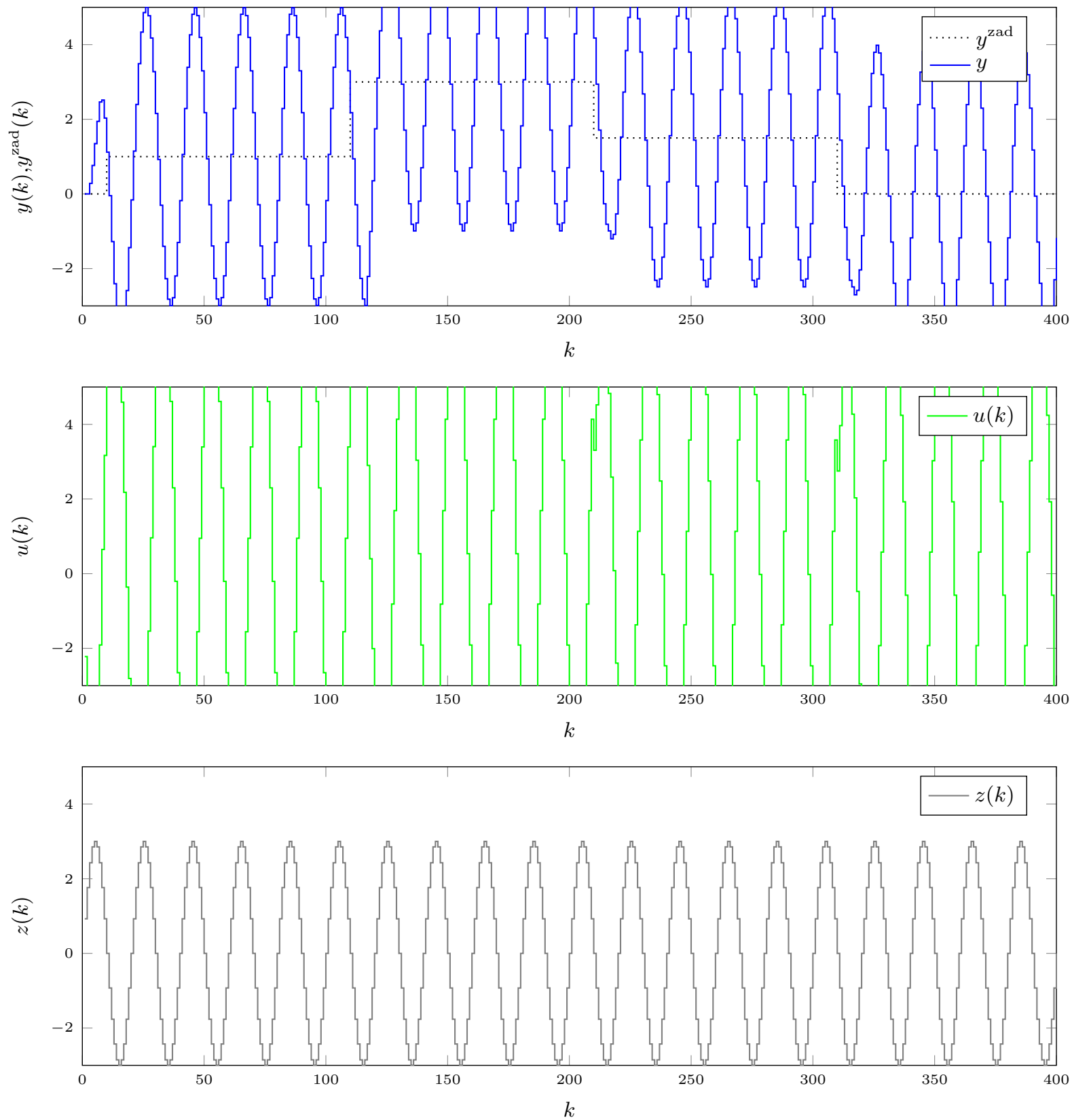
wartość aby zmniejszyć liczbę potrzebnych obliczeń w każdej iteracji. Wybieramy wartość 20. Jeżeli porównamy jakość regulacji z włączonym i wyłączonym uwzględnianiem zakłóceń przy wyliczaniu sygnału sterującego to różnica jest znacząca (około 26 %).

7. Wpływ zakłócenia sinusoidalnego na pracę algorytmu DMC

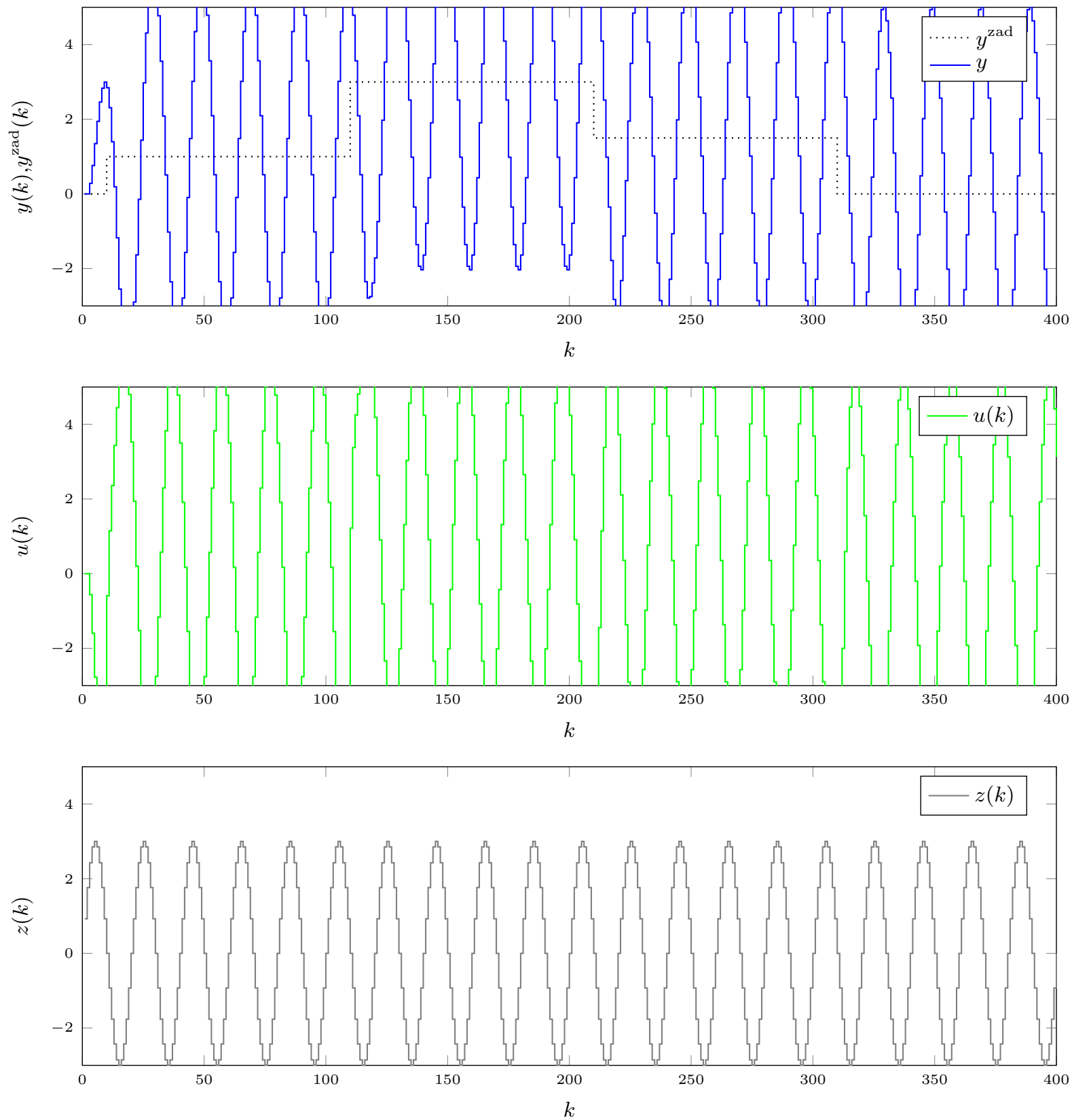
W tym zadaniu wykorzystujemy algorytm DMC z zadania 5. Zakłócenie ma postać sinusoidy danej wzorem:

$$Z(k) = Amplitude * \sin(2\pi * freq / (0.5 * k)) \quad (7.1)$$

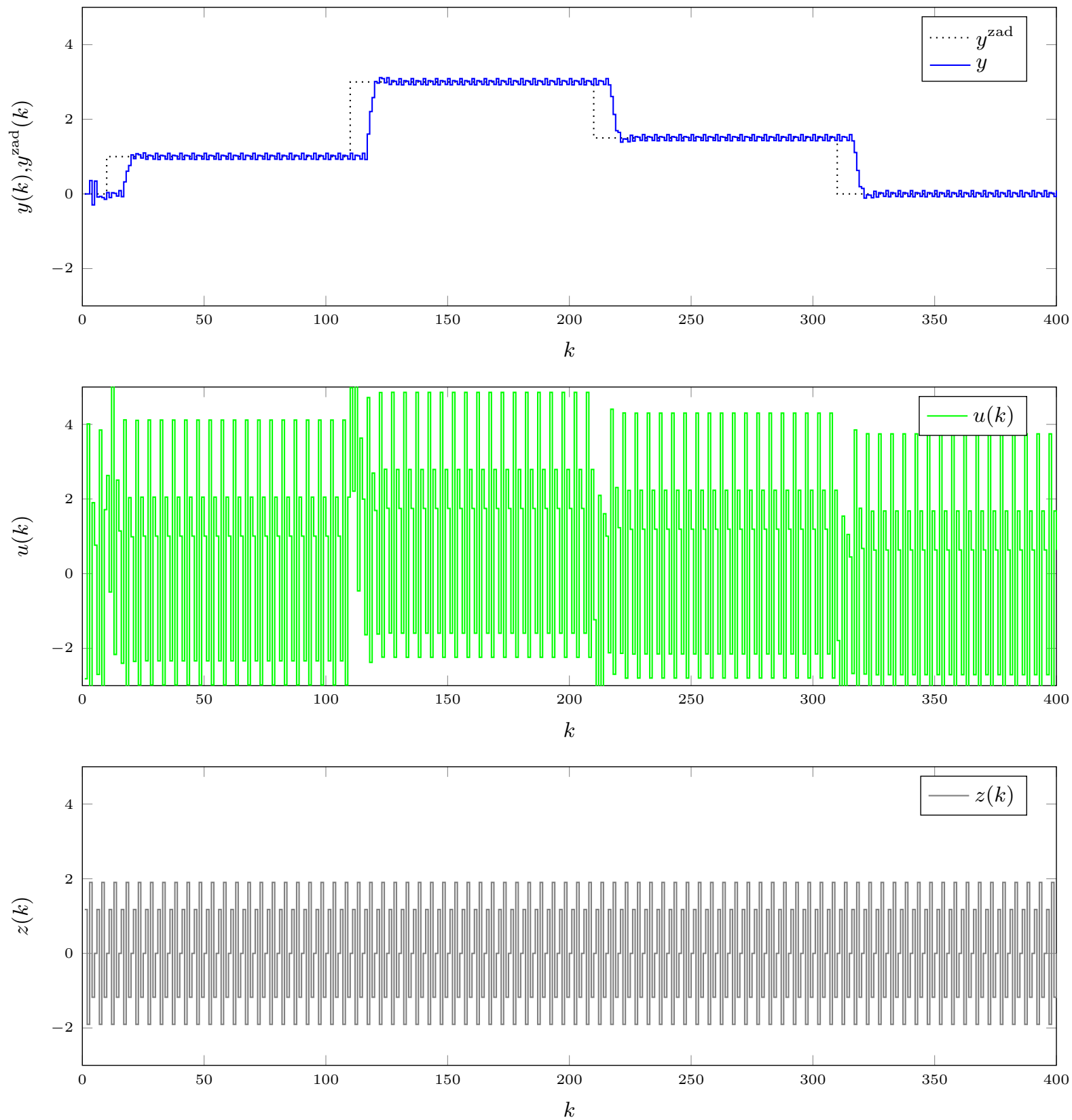
gdzie k to numer próbki. $Z(k)$ oznacza wektor zawierający przebieg sygnału zakłócającego.



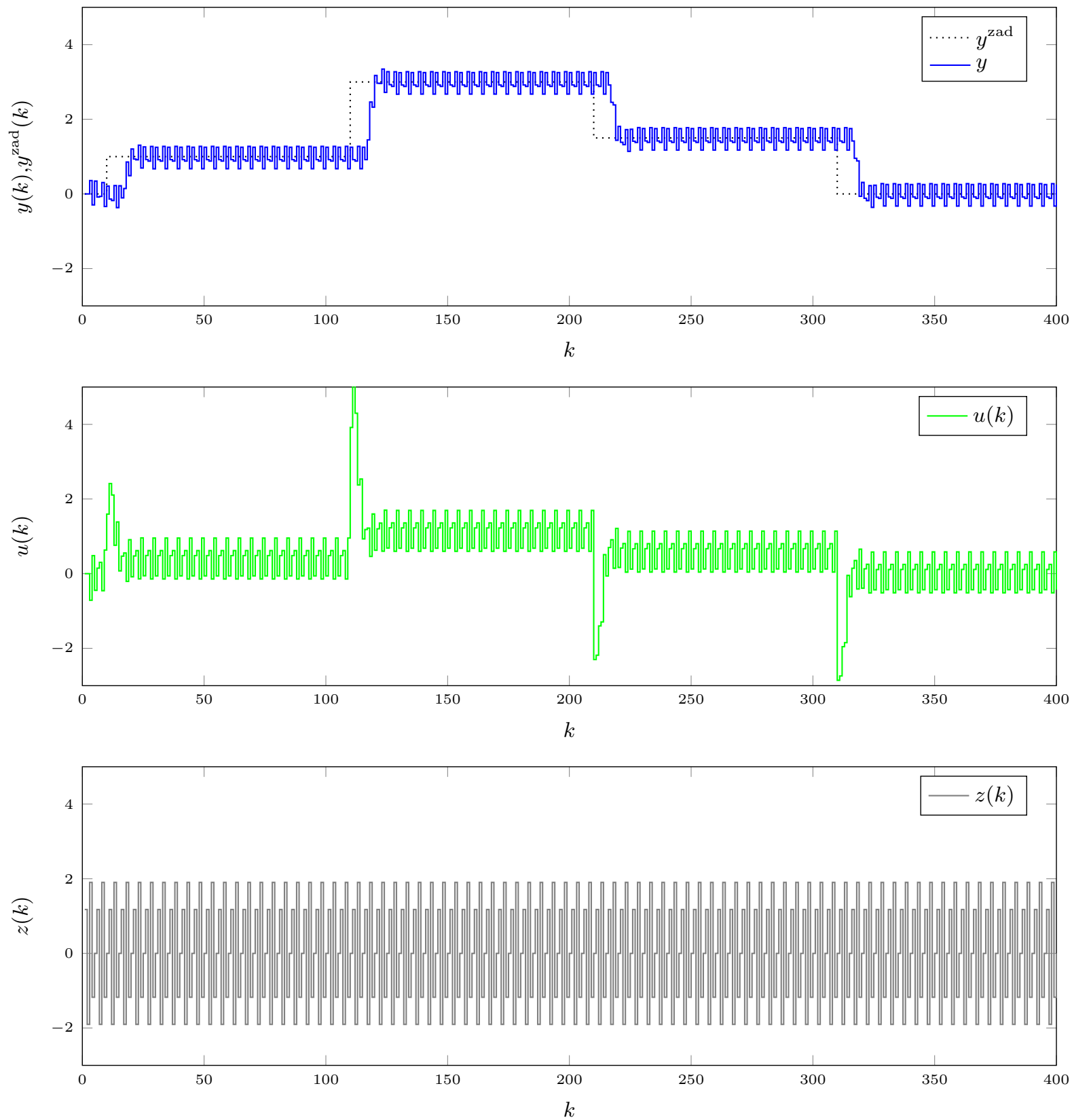
Rys. 7.1. amplitude=3, freq=0.1, Dz=20, error=3205.4653



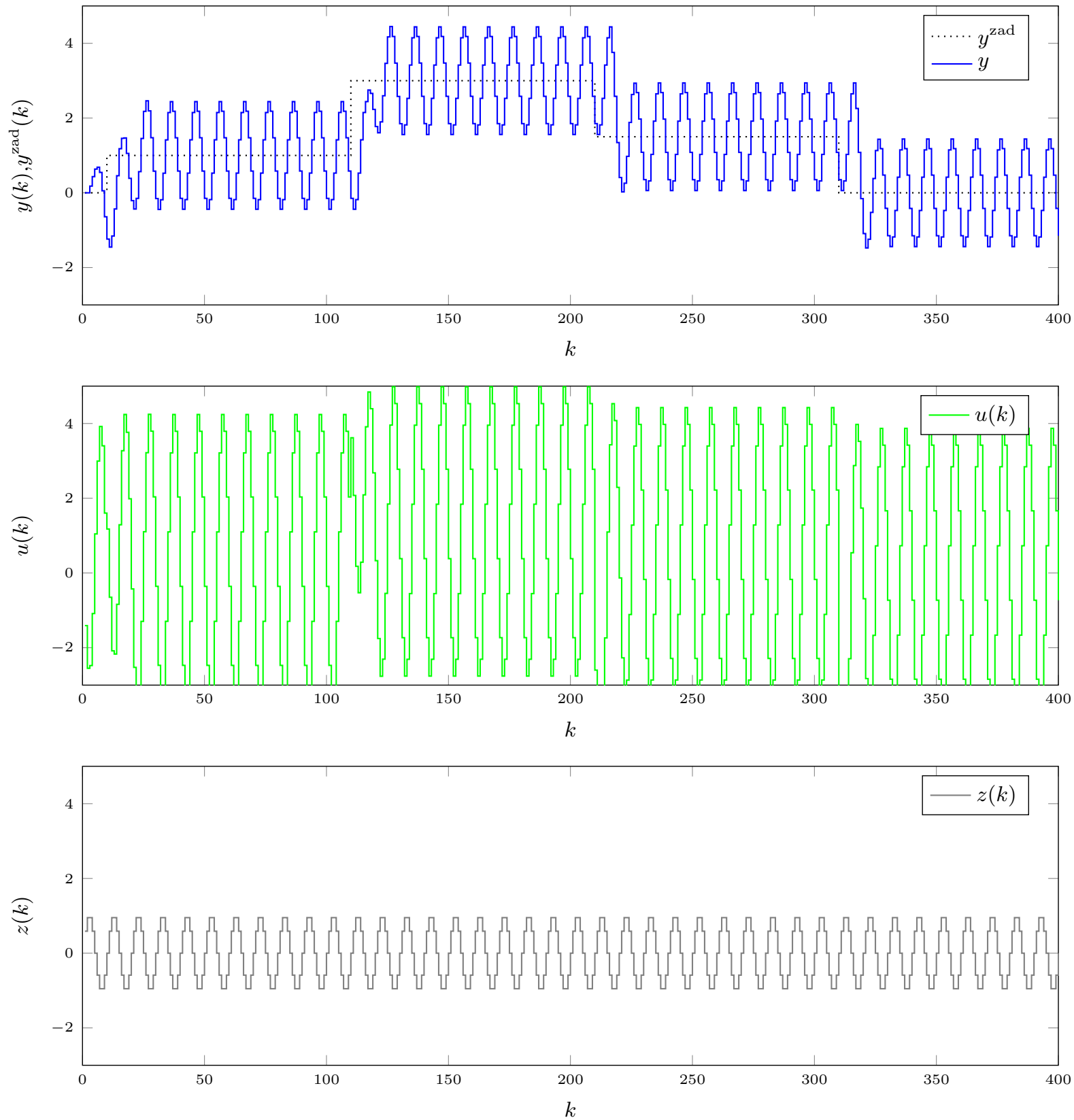
Rys. 7.2. amplitude=3, freq=0.1, Dz=0, error=5112.5582



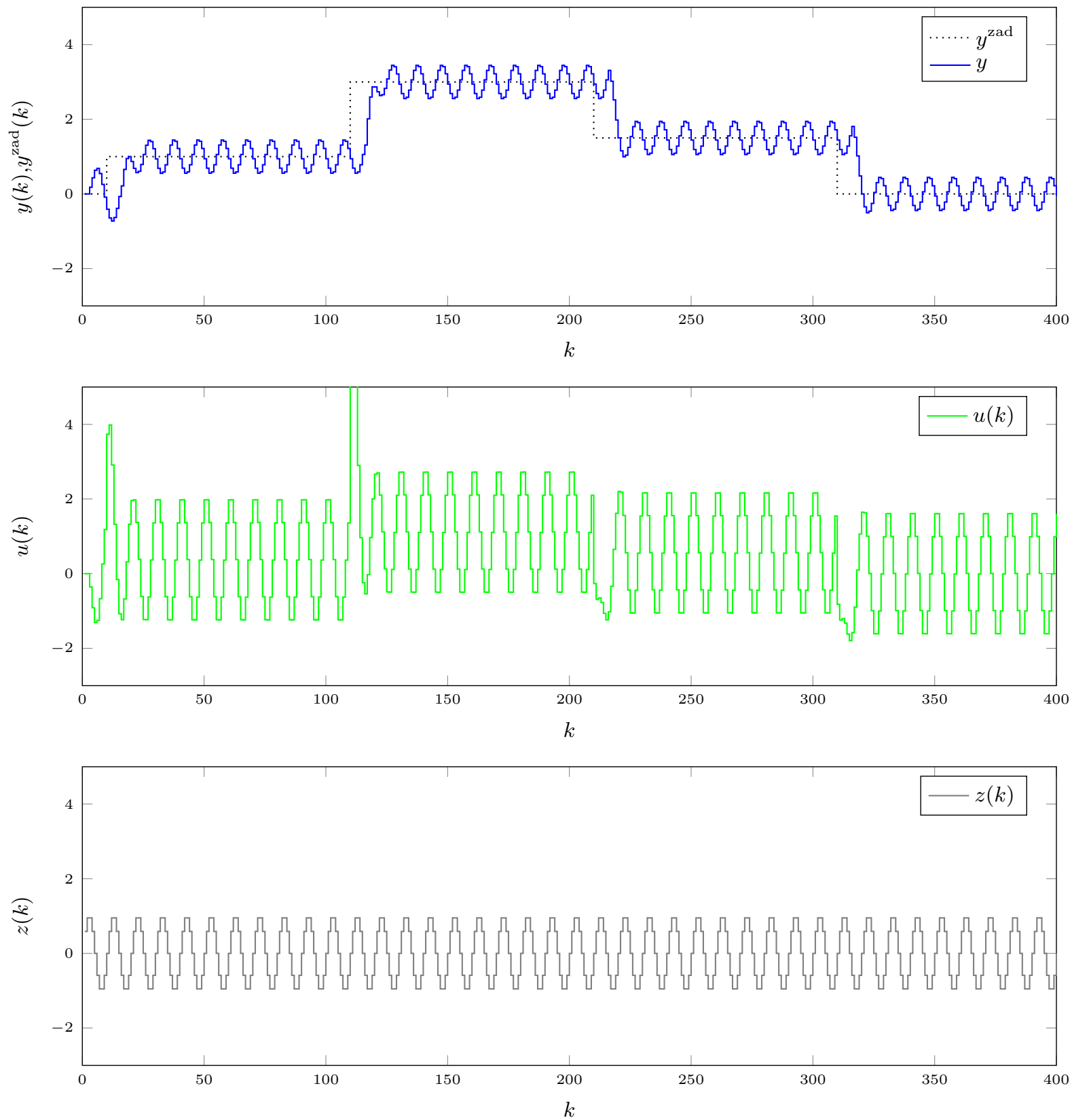
Rys. 7.3. amplitude=2, freq=0.8, Dz=20, error=75.3829



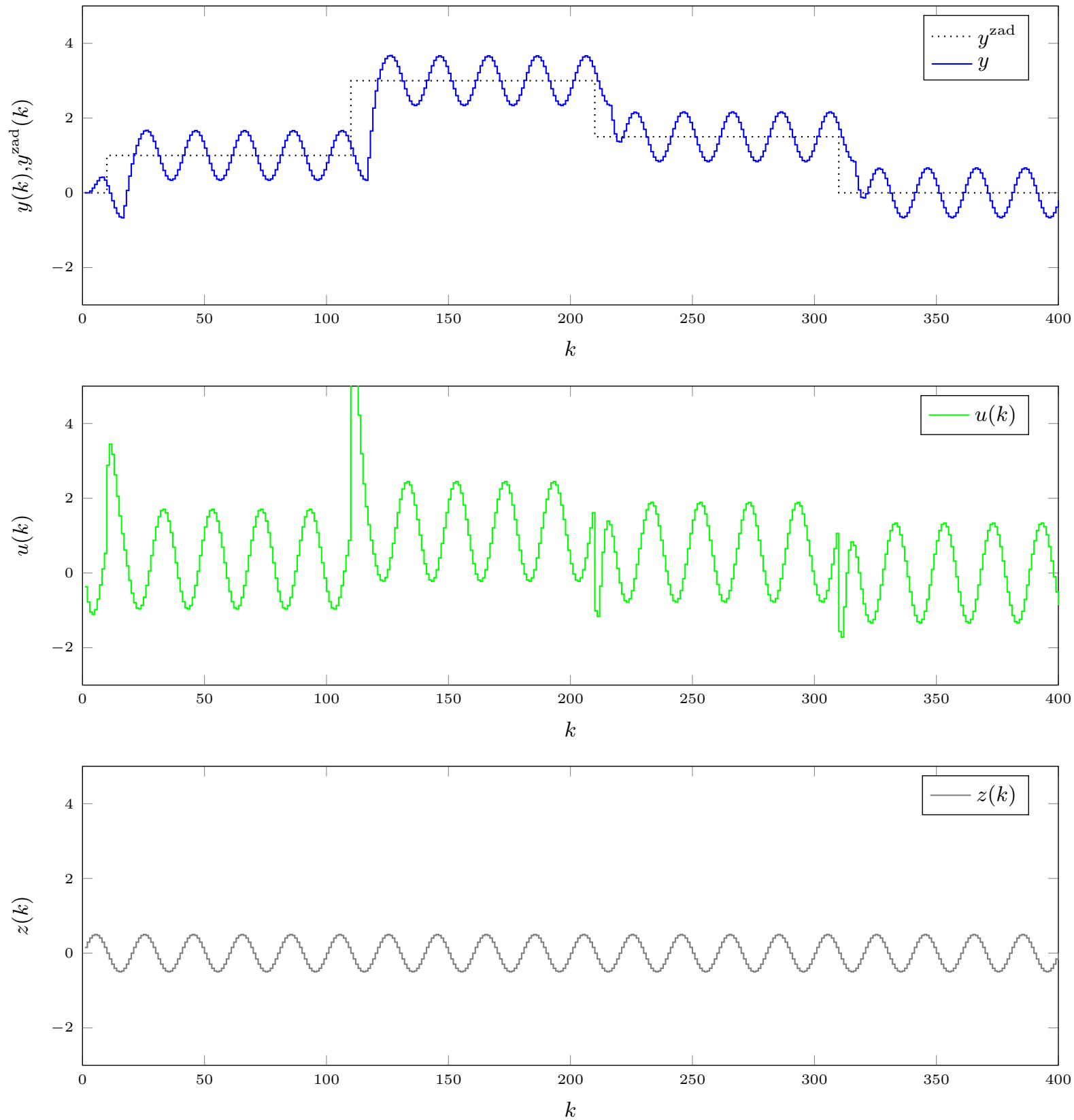
Rys. 7.4. amplitude=2, freq=0.8, Dz=0, error=95.3365



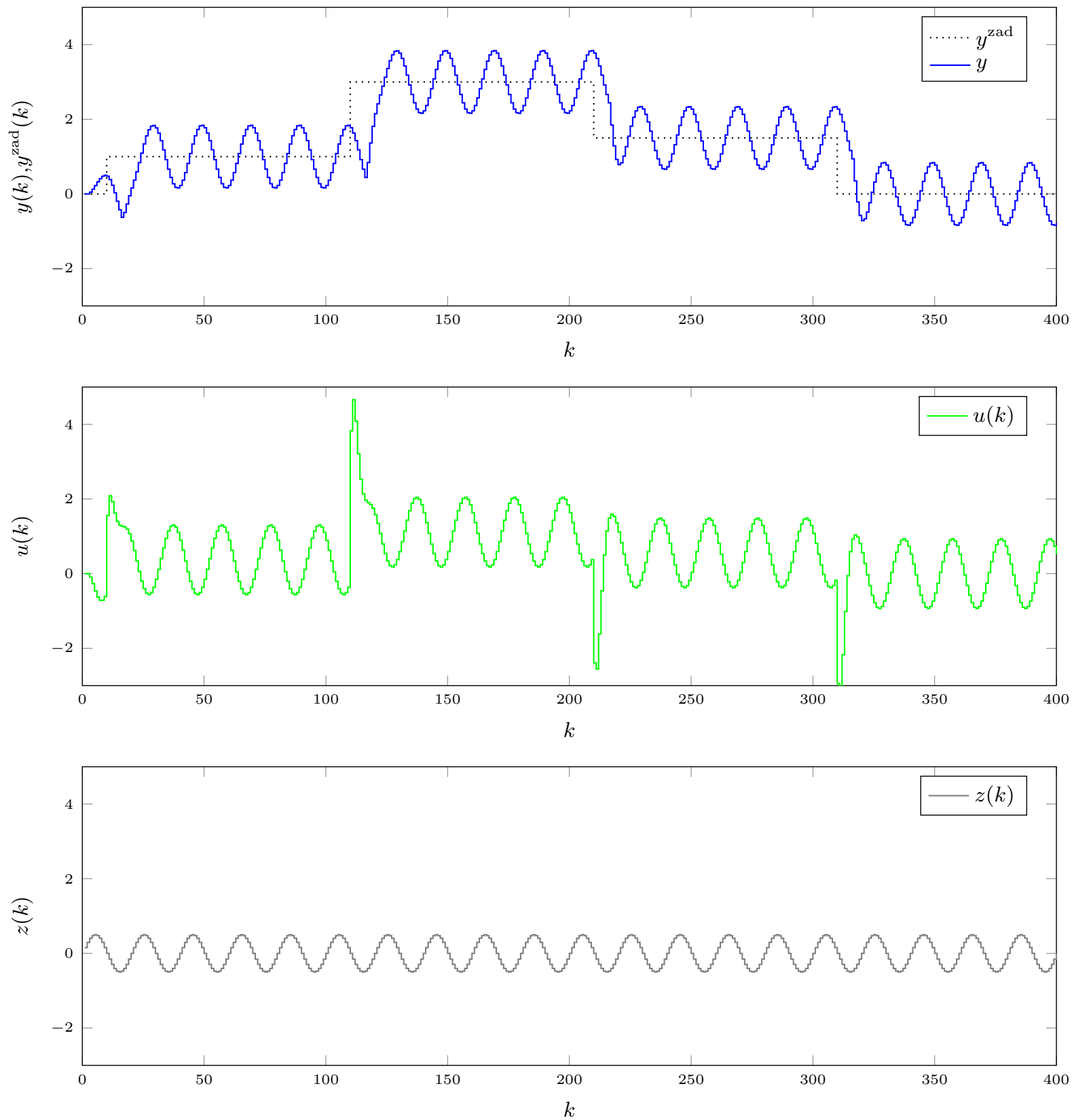
Rys. 7.5. amplitude=1, freq=0.2, Dz=20, error=481.7742



Rys. 7.6. amplitude=1, freq=0.2, Dz=0, error=119.0913



Rys. 7.7. amplitude=0.5, freq=0.1, Dz=20, error=160.3299



Rys. 7.8. amplitude=0.5, freq=0.1, Dz=0, error=215.3014

Jak można zauważyć, różnica w jakości regulacji na podstawie przebiegów z i bez uwzględ-

niania sygnału zakłócającego przez algorytm DMC przy obliczaniu sygnału sterującego jest znacząca i tym większa, czym wyższa jest amplituda sinusoidy zakłócającej.

8. Badanie odporności regulatora na błędy pomiaru

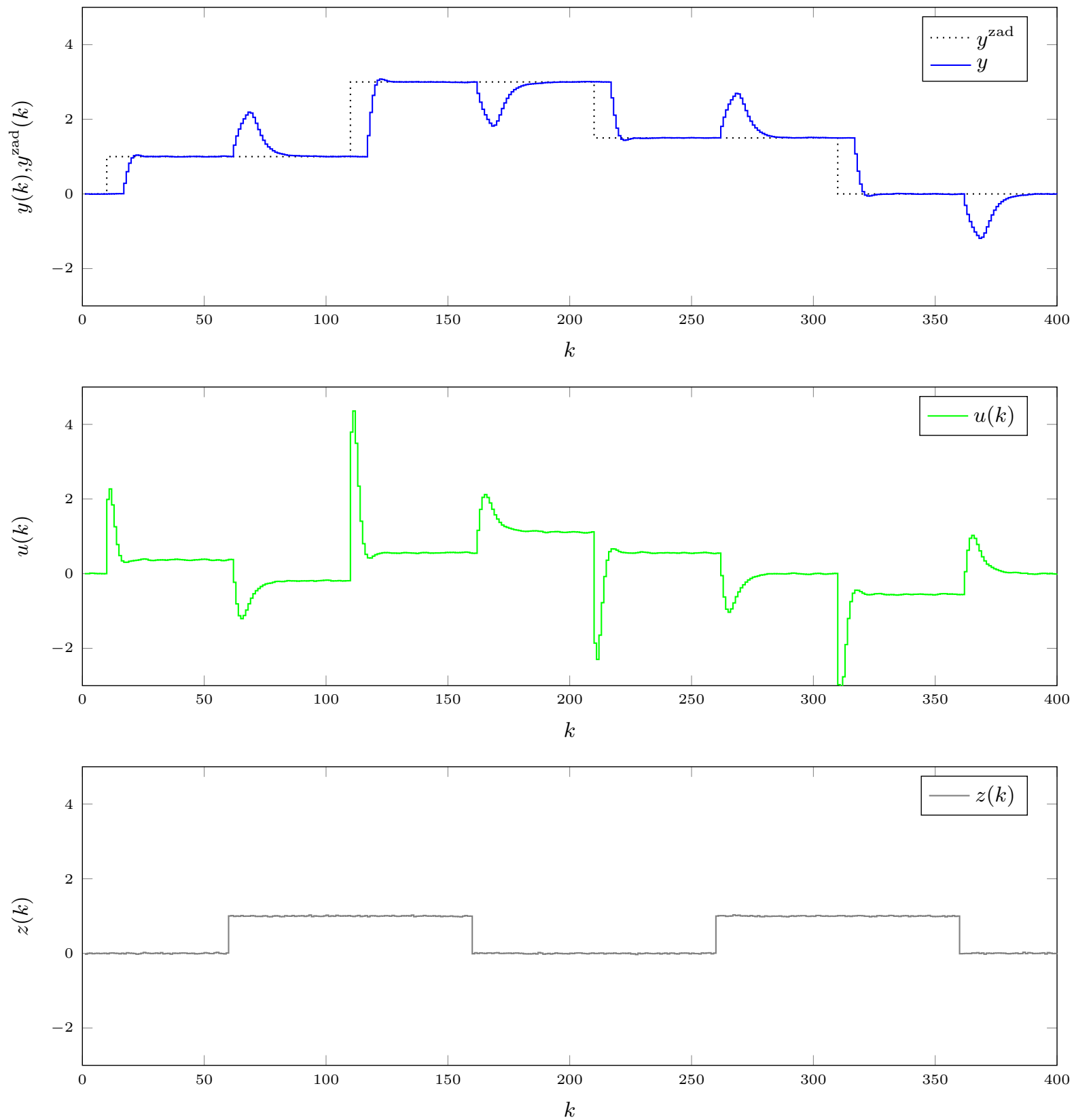
Ostatnie zagadnienie, jakie przyszło nam rozważyć w kontekście projektowanego regulatora, to jego odporność na błędy pomiaru. Poprzednie eksperymenty pokazały, że poprawnie zamodelowana zależność między wartością wyjścia procesu, a wartością zakłócenia i uwzględnienie jej w algorytmie DMC potrafi w znacznym stopniu zredukować błędy regulacji. Jednak w przypadku symulacji, regulator dysponował zawsze dokładnym pomiarem zakłócenia, ponieważ to my, jako projektanci, ustalaliśmy jaki ma być jego przebieg. W rzeczywistym świecie jest jednak inaczej. Każdy pomiar wartości fizycznej jest obciążony pewną niepewnością. W przypadku wysokiej klasy aparatury pomiarowej błędy niepewności te da się w dużym stopniu ograniczyć, jednak nigdy nie da się ich kompletnie usunąć. Spróbowaliśmy zatem zamodelować proces pomiaru obarczony niepewnością i w takich warunkach przetestować nasz regulator po raz ostatni.

Zazwyczaj, ze względu na brak precyzyjnych danych na temat przyczyn powstawania błędów pomiarowych lub braku wiedzy na temat mierzonej wartości, wielkość niepewności możemy modelować jako pewną zmienną losową o żądanej wartości średniej i odchyleniu standardowym. Jeżeli każdy pomiar zamodelujemy taką samą zmienną losową, to zgodnie z Centralnym twierdzeniem granicznym, suma tych zmiennych będzie dążyła do zmiennej losowej o rozkładzie normalnym. Dlatego właśnie, jako model naszej niepewności przyjęliśmy **addytywny szum gaussowski** realizowany z wykorzystaniem funkcji *randn()* środowiska Matlab. Trajektoria zakłócenia powstała jako suma skokowej trajektorii, wykorzystywanej w poprzednich eksperymentach, oraz wektora losowego. Testy przeprowadziliśmy dla pięciu konfiguracji wartości średniej i odchylenia standardowego szumu, zastawionych w tabeli 8.1.

Nr	Wartość średnia	Odchylenie standardowe
1	0.0	0.01
2	0.0	0.08
3	0.0	1.00
4	0.1	0.10
5	0.1	0.50

Tab. 8.1. Wartości średnie i odchyleni standardowe szumu wykorzystywanego w eksperymentach

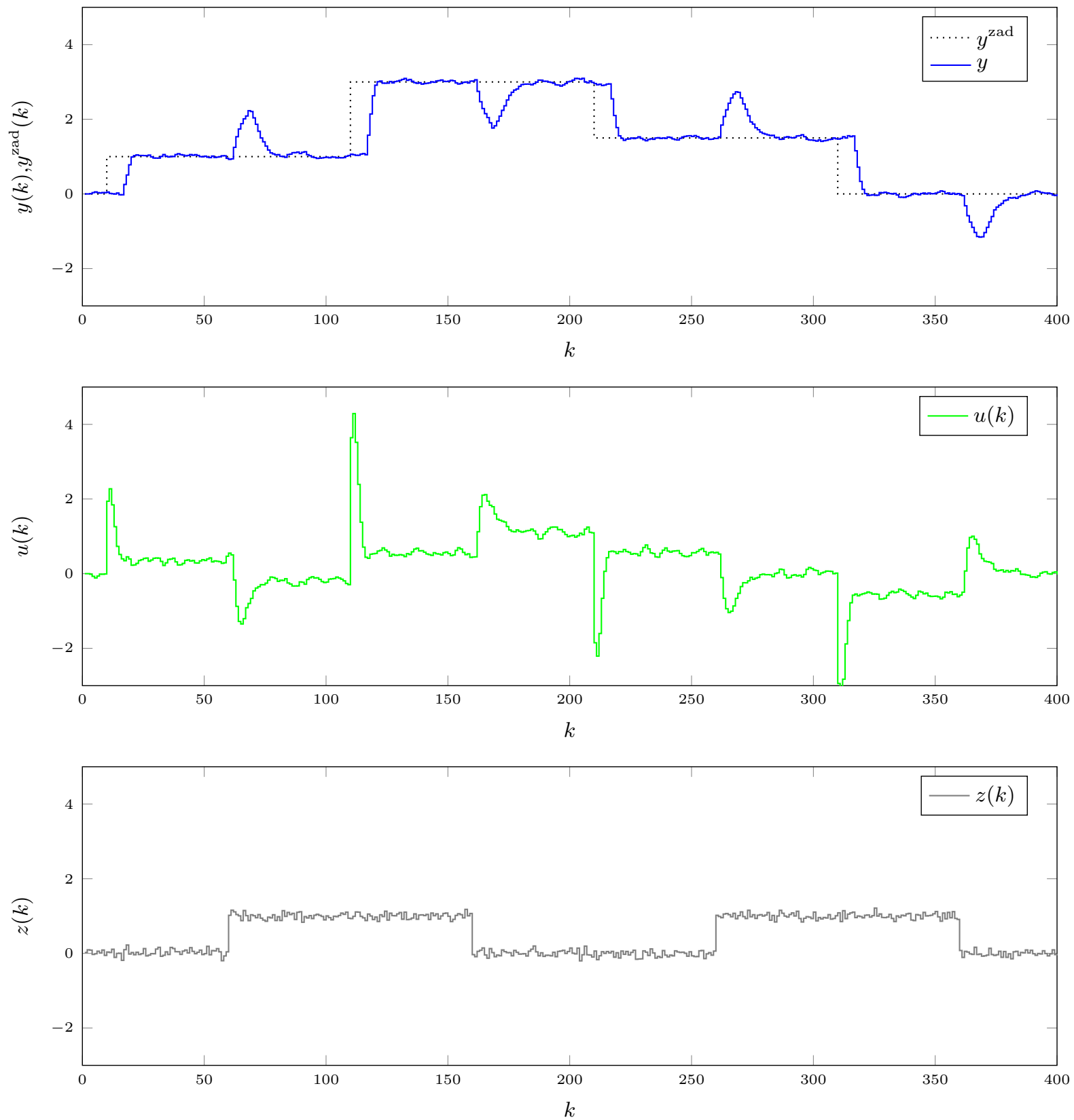
Pierwsza połowa testów została przeprowadzona przy zerowej wartości średniej szumu. Jest to stosunkowo naturalne założenie, gdyż w ogólności, przy sprawnej aparaturze pomiarowej nie istnieją żadne przesłanki, które wprowadzałyby jakąś tendencję w zakłamywaniu pomiarów. Przebieg pokazany na rysunku 8.1 pokazuje, że niewielki szum pomiarowy, który mógłby na przykład odpowiadać błędowi kwantyzacji przy pomiarze z wykorzystaniem przetwornika analogowo-cyfrowego o wysokiej rozdzielczości praktycznie nie wpływa na jakość regulacji.



Rys. 8.1. Wartość średnia = 0, Odchylenie standardowe = 0,01

W kolejnym eksperymencie zwiększono wartość odchylenia standardowego szumu do 0,08.

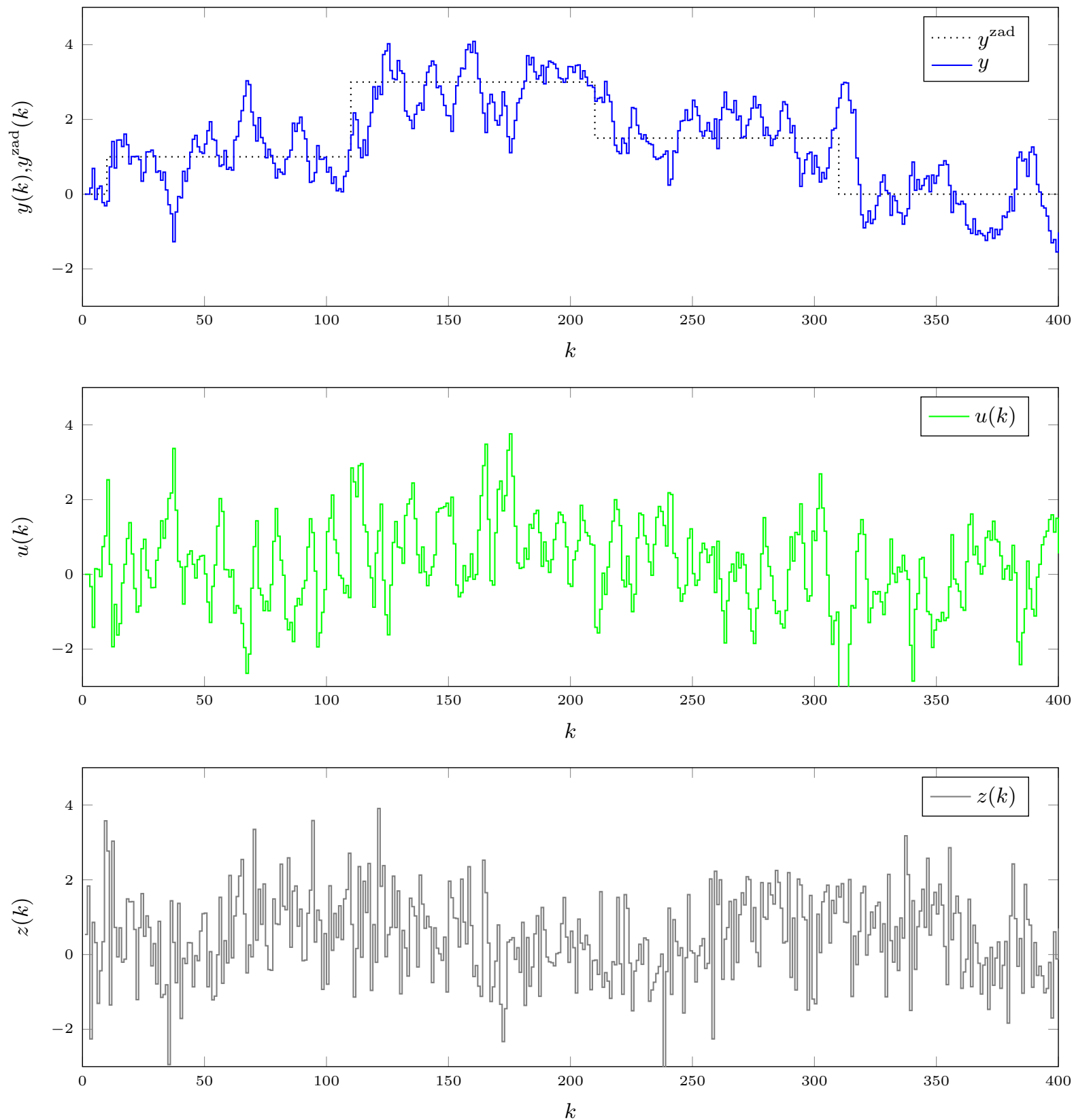
Wyniki przedstawiono na rysunku 8.2. Jak widać, jakość regulacji uległa znaczącej zmianie. Regulator nie jest w stanie doprowadzić do stabilizacji wyjścia procesu. Występują ciągłe oscylacje wokół wartości zadanej. Oscylacje te są jednak stosunkowo niewielkie i w wielu zastosowaniach byłyby one dopuszczalne.



Rys. 8.2. Wartość średnia = 0, Odchylenie standardowe = 0,08

Dalsze zwiększanie odchylenia standardowego szumu prowadzi do sytuacji pokazanej na wy-

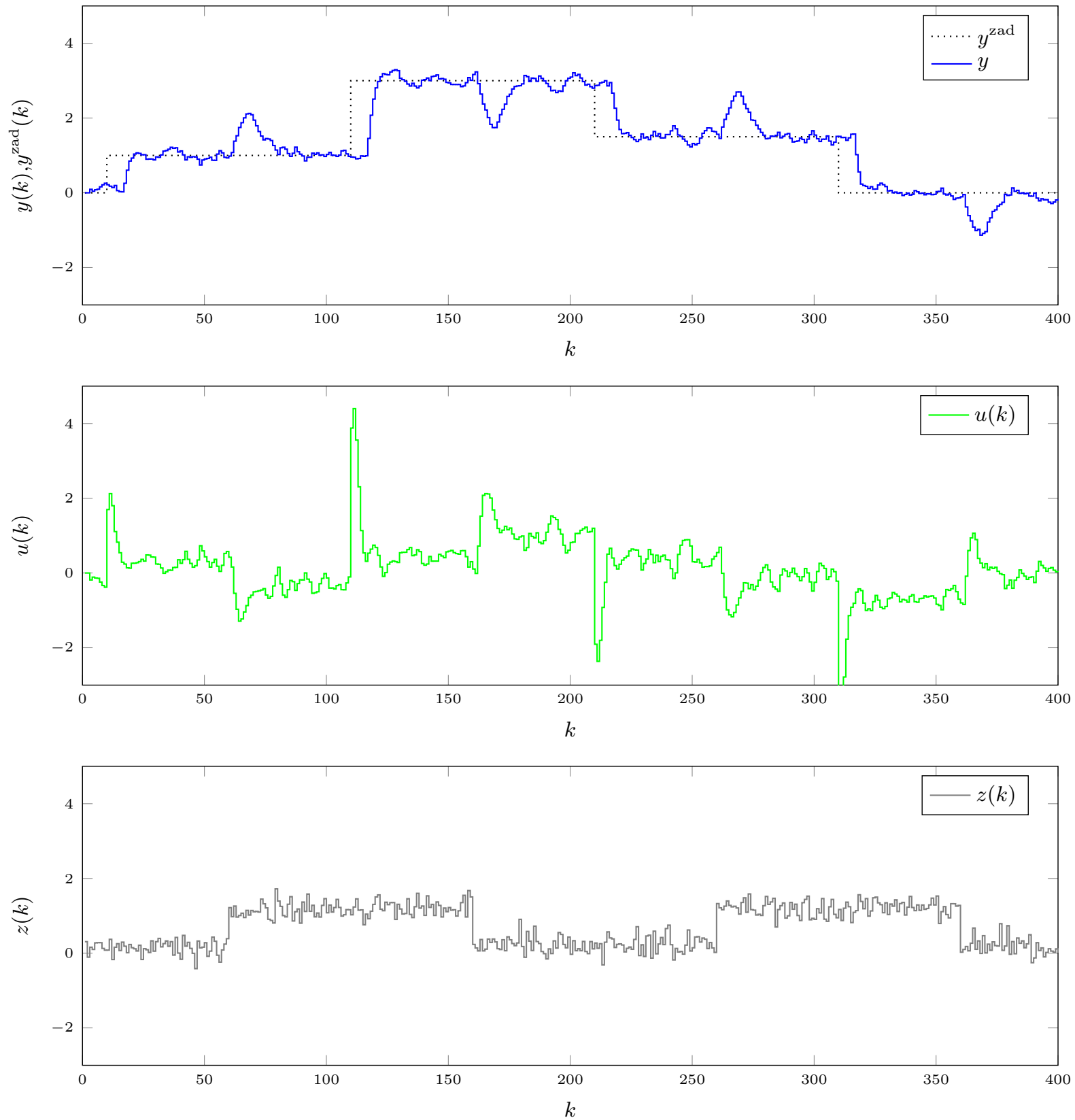
kresie 8.3. W tym przypadku jakość regulacji jest już zupełnie niedopuszczalna. Regulator nie jest w stanie ustabilizować wyjścia procesu. Sygnał wyjściowy zaczyna przypominać wektor losowy o rozkładzie przypominającym rozkład szumu pomiarowego.



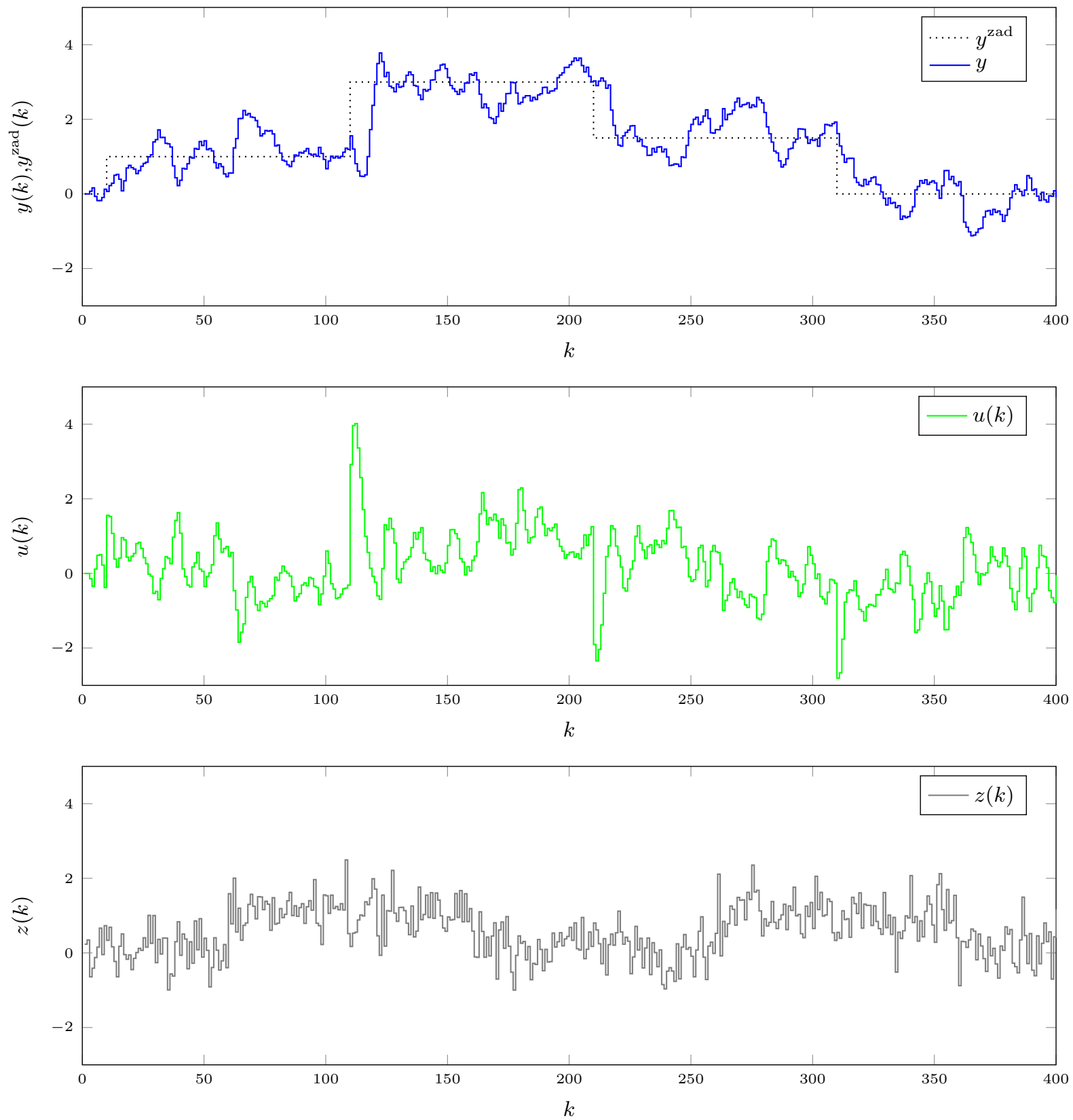
Rys. 8.3. Wartość średnia = 0, Odchylenie standardowe = 1

Kolejne dwa testy zostały przeprowadzone z niezerową wartością średnią szumu. Wyniki zo-

stały przedstawiona na wykresach 8.4 oraz 8.5. Ponownie dochodzimy do tych samych wniosków. Szum pomiarowy oscylujący blisko wokół pewnej wartości nie jest wielką przeszkodą do zastosowania algorytmu DMC z uwzględnieniem mierzalnych zakłóceń. Jednak gdy rozrzut błędu wokół wartości średniej jest duży, regulator przestaje sobie radzić.



Rys. 8.4. Wartość średnia = 0,2, Odchylenie standardowe = 0,2



Rys. 8.5. Wartość średnia = 0,1, Odchylenie standardowe = 0,5

Na naszych wykresach zabrakło przypadku z wysoką wartością średnią i niskim odchyleniem standardowym szumu. Jednak takie testy zostały przeprowadzone. Okazuje się, że to właśnie duża wariancja błędów pomiarowych, a nie ich wartość średnia jest groźna dla procesu regulacji. W takiej sytuacji algorytm DMC próbuje w każdej iteracji skompensować nową wartość zakłócenia, jednak zanim obiekt zdąży zareagować, wartość ta zostaje całkowicie zmieniona. Z drugiej strony niski rozrzut błędu pomiarowego przy jego dużej wartości średniej, praktycznie w żaden sposób nie zaburza regulacji. Dane to pokazujące zostały zestawione w tabeli 8.2.

Nr	Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Błąd regulacji
0	0.0	0.00	87.88
1	0.0	0.01	87.48
2	0.0	0.08	88.54
3	0.0	1.00	236.66
4	0.1	0.10	91.55
5	0.1	0.50	140.20
6	6.0	0.00	328.07

Tab. 8.2. Błędy regulacji przy różnych rozkładach szumu pomiarowego

Stosunkowo wysokie wartości błędu przy niskim odchyleniu standardowym i wysokiej wartości średniej szumu wynikają z tego, że punktem początkowym symulacji był punkt $u = z = y = 0$. Nagła zmiana wartości zakłócenia w dużym zakresie spowodowała zatem skumulowanie błędu sterowania. Jednak po ustabilizowaniu wyjścia, regulacja wróciła do normy i nie obserwowano znacznych odchyśleń względem regulacji bez szumu pomiarowego.

Powyższe wnioski wydają się stosunkowo intuicyjne w przypadku algorytmu DMC. Jak wiadomo, model w postaci odpowiedzi skokowej operuje **na zmianach wartości sygnałów, a nie na ich wartościach bezwzględnych**. Jeśli zatem błąd pomiarowy jest wysoki, ale jego zmienność jest niska w trakcie procesu regulacji, regulator szybko adaptuje się biorąc pod uwagę jedynie różnice pomiarów z kolejnych chwil dyskretnych. Pokazuje to, że algorytm DMC sprawdzać się może dobrze **w sytuacjach, w których aparatura pomiarowa narażona jest na uszkodzenia skutkujące przekłamaniami wartości mierzonej o stałą wartość**.