

POLITECHNIKA WARSZAWSKA  
WYDZIAŁ SAMOCHODÓW I MASZYN ROBOCZYCH  
Instytut Podstaw Budowy Maszyn  
Zakład Mechaniki

Laboratorium podstaw automatyki i teorii maszyn

**Instrukcja do ćwiczenia A-9**

„Badanie układu zdalnego sterowania temperaturą”

*Ćwiczenie realizowane z wykorzystaniem stanowiska z dostępem zdalnym*

Opracowanie ćwiczenia: dr inż. Sebastian Korczak

Wersja z 16.03.2021

Instrukcja dostępna pod adresem: [www.simr.pw.edu.pl/ipbm/LAB-PAiTM](http://www.simr.pw.edu.pl/ipbm/LAB-PAiTM)

Licencja na użytkowanie: tylko do niekomercyjnego użytku edukacyjnego.

## 1. Cele ćwiczenia

Głównym celem niniejszego ćwiczenia są:

- przeprowadzenie procesu identyfikacji głowicy drukarki 3D poprzez wyznaczenie jej odpowiedzi na wymuszenie skokowe,
- zapoznanie się z działaniem regulatora PID w procesie sterowania temperaturą,
- poznanie metod doświadczalnego dobierania parametrów regulatora PID w celu zmniejszenia wartości uchybu regulacji.

Dodatkowymi celami ćwiczenia są:

- poznanie możliwości zastosowania tanich układów elektronicznych do sterowania grzałką i wentylatorem,
- poznanie sposobu pomiaru temperatury z użyciem termistora.

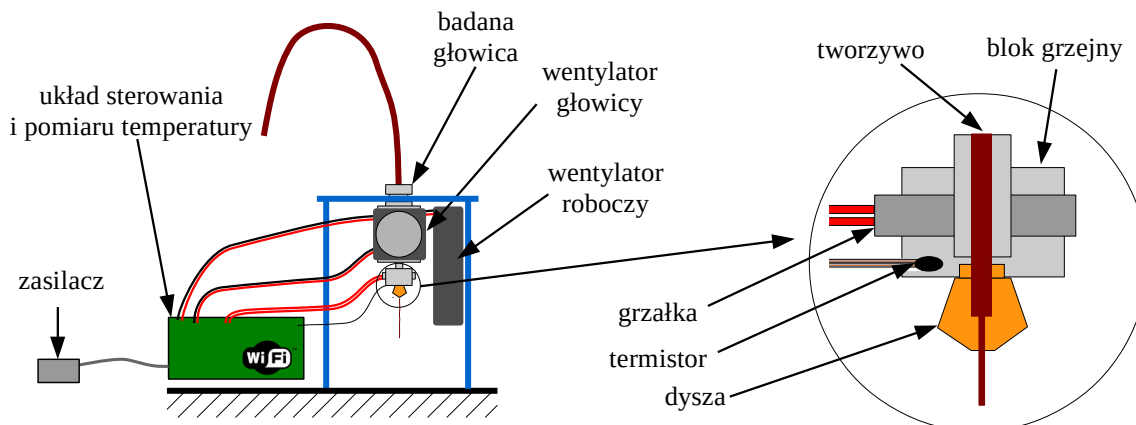
## 2. Wstęp

Badany w ćwiczeniu obiekt (rys. 1) stanowi głowica drukarki 3D typu FDM<sup>1</sup>, zawierająca grzałkę, czujnik temperatury oraz wentylator główny pracujący w trybie ciągłym dla zabezpieczenia głowicy przed przegrzaniem. Elektroniczny układ z komunikacją bezprzewodową zapewnia sterowanie grzałką i wentylatorem roboczym, pomiar temperatury oraz komunikację przez Internet z użytkownikiem za pośrednictwem serwera (rys. 2). W sterowaniu grzałką i wentylatorem wykorzystano sygnał typu PWM o częstotliwości 4 Hz (patrz dodatek A). Aplikacja dostępna z poziomu przeglądarki internetowej użytkownika, po weryfikacji dostępu pozwala przeprowadzać badania dotyczące obiektu i procesu sterowania temperaturą.

Dla badanego układu określono następujące sygnały:

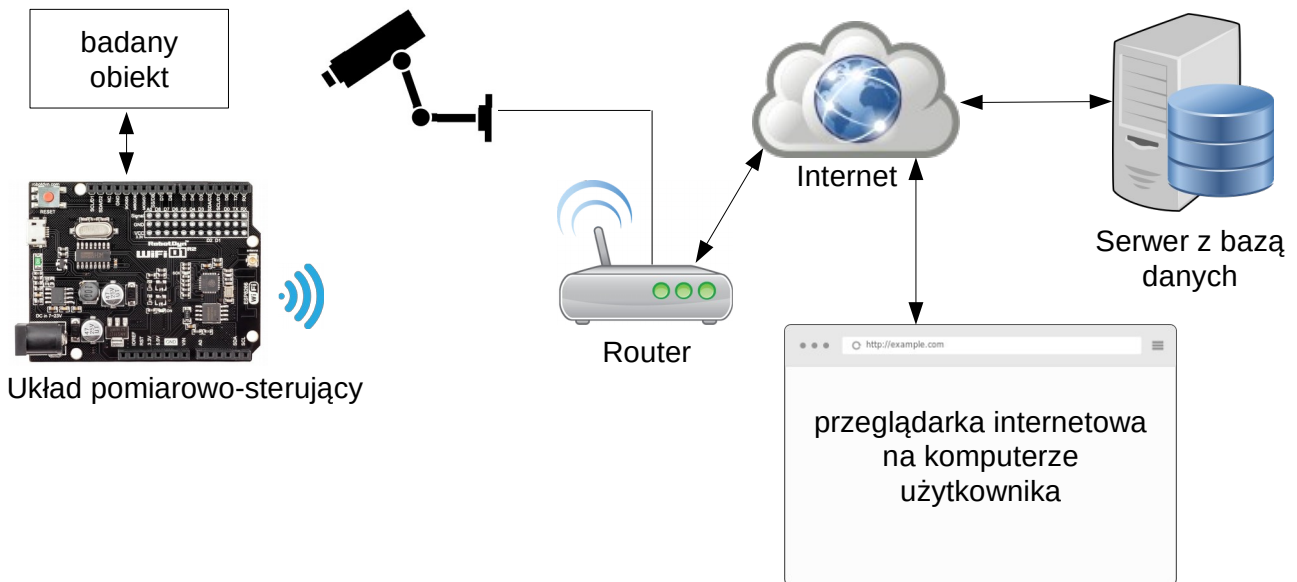
- sygnał wejściowy – sygnał sterowania grzałką głowicy (0-100%),
- sygnał wejściowy – sygnał sterowania wentylatorem roboczym (0-100%),
- sygnał wyjściowy – temperatura dyszy głowicy (w stopniach Celsjusza).

Jest on zatem obiektem o dwóch wejściach i jednym wyjściu (TISO – ang. two inputs, one output). W ćwiczeniu zastosować należy stałą wartość sygnału sterowania wentylatorem roboczym, dzięki czemu można uznać ten obiekt za element o jednym wejściu i jednym wyjściu (SISO – ang. single input, single output) co jednocześnie upraszcza opis matematyczny.



Rys. 1. Schemat stanowiska do badania głowicy drukarki 3D.

1 FDM – metoda wytwarzania przedmiotów poprzez nakładania kolejnych warstw topionego tworzywa. Tworzywo w postaci drutu (tzw. filament) rozpuszczane jest w ruchomej głowicy (ang. *hotend*). Średnica stosowanego w ćwiczeniu filamentu wynosi 1,75 mm, a otworu dyszy 0,4 mm. Mocowanie głowicy wykonane jest według standardu J-Head, a wentylator i grzałka pracują przy nominalnym napięciu zasilania 12V.



Rys. 2. Schemat infrastruktury do zdalnego sterowania

### 3. Element inercyjny pierwszego rzędu

Elementem inercyjnym pierwszego rzędu nazywamy obiekt dynamiczny, którego zależność między sygnałem wejściowym  $x(t)$  i wyjściowym  $y(t)$  opisana jest równaniem różniczkowym

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = kx(t) \quad (1)$$

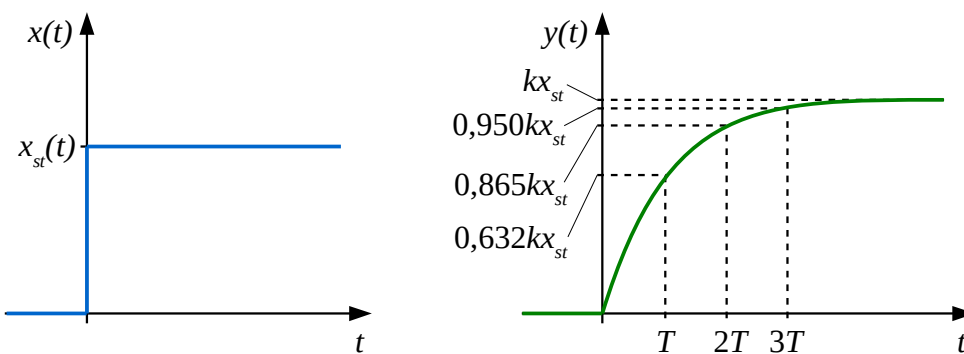
Równanie (1) zawiera dwa stałe współczynniki: współczynnik  $T$  wyrażony w sekundach oraz współczynnik  $k$  o jednostce zależnej od jednostek sygnałów  $x(t)$  i  $y(t)$ . Transmittancja operatorowa elementu inercyjnego pierwszego rzędu ma formę

$$G_I(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{Ts+1} \quad (2)$$

Odpowiedź na wymuszenie skokowe w formie  $x(t) = x_{st} \cdot 1(t)$  wyliczamy z pomocą tabeli transformat Laplace'a następująco

$$y(t) = L^{-1}\{y(s)\} = L^{-1}\{G_I(s)x(s)\} = L^{-1}\left\{\frac{k}{Ts+1} \frac{x_{st}}{s}\right\} = kx_{st} L^{-1}\left\{\frac{1/T}{s(s+1/T)}\right\} = kx_{st}(1 - e^{-t/T})$$

a jej wykres przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Wymuszenie skokowe i odpowiedź elementu inercyjnego pierwszego rzędu.

Transmitancja widmowa

$$G_I(j\omega) = \frac{k}{Tj\omega + 1} = P(\omega) + jQ(\omega) \quad (3)$$

gdzie

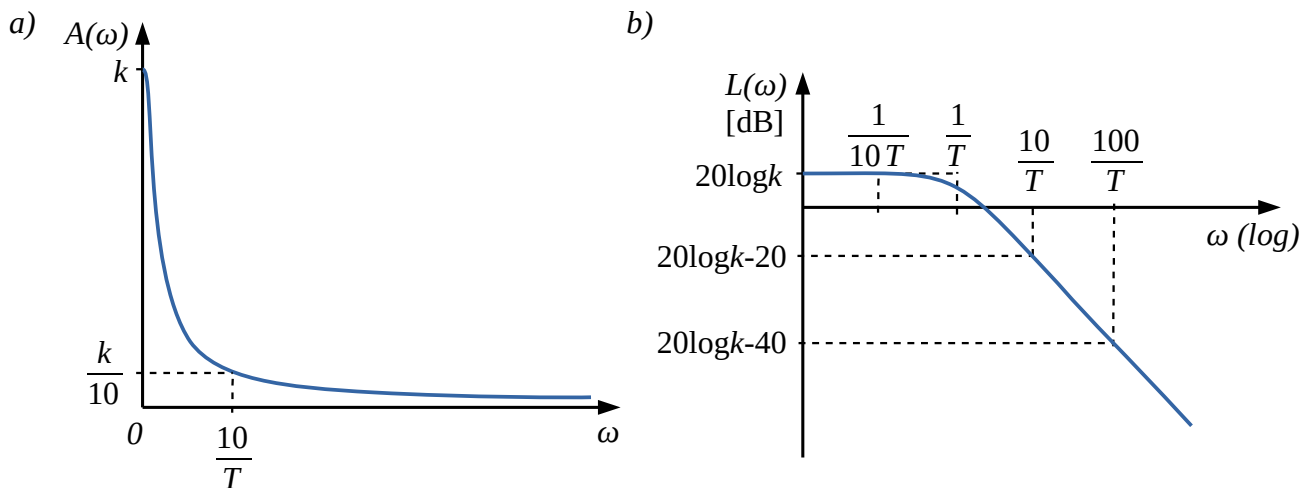
$$P(\omega) = \frac{k}{T^2\omega^2 + 1} \quad (4)$$

$$Q(\omega) = \frac{-kT\omega}{T^2\omega^2 + 1} \quad (5)$$

pozwala wykreślić charakterystykę wzmocnienia (amplitudowo-częstościową) tego obiektu w skali liniowej (rys. 4a) i decybelowo-logarytmicznej (rys. 4b), korzystając ze wzorów

$$A(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} \quad (6)$$

$$L(\omega) = 20 \log_{10} A(\omega) \quad (7)$$

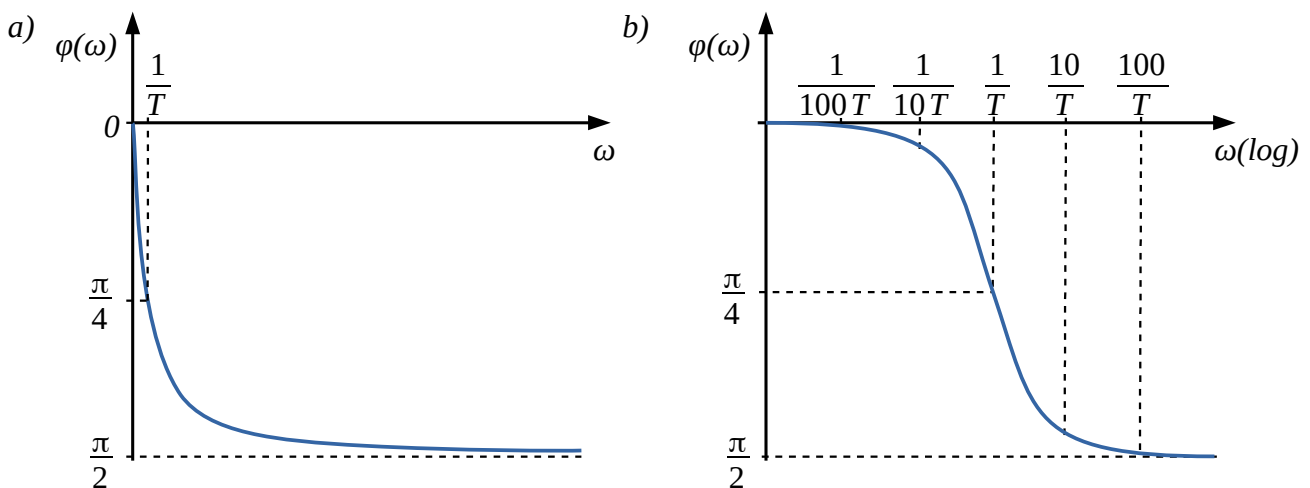


Rys. 4. Charakterystyka wzmocnienia elementu inercyjnego pierwszego rzędu:

a) w skali liniowo-liniowej, b) w skali decybelowo-logarytmicznej.

jak również charakterystykę przesunięcia fazowego (fazowo-częstościową) w skali liniowej (rys. 5a) i logarytmicznej (rys. 5b) stosując zależność<sup>2</sup>

$$\phi(\omega) = \arctan \frac{Q(\omega)}{P(\omega)} \quad (8)$$



Rys. 5. Charakterystyka przesunięcia fazowego elementu inercyjnego pierwszego rzędu:

a) w skali liniowo-liniowej, b) w skali liniowo-logarytmicznej.

<sup>2</sup> Stosując funkcję arcus tangens należy zwrócić uwagę na ograniczenie jej przeciwwiedzi do zakresu  $\langle -\pi/2, \pi/2 \rangle$ . Spowoduje to błędne wyniki w sytuacji ujemnych wartości  $P(\omega)$ . Problem rozwiązać można modyfikując odpowiednio wynik dodając  $\pi$  lub stosując funkcję atan2.

#### 4. Element inercyjny drugiego rzędu

Elementem inercyjnym drugiego rzędu nazywamy obiekt dynamiczny, którego zależność między sygnałem wejściowym  $x(t)$  i wyjściowym  $y(t)$  opisana jest równaniem różniczkowym

$$T_1^2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + T_2 \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = k x(t) \quad (9)$$

Równanie (9) zawiera trzy stałe współczynniki: stałe czasowe  $T_1[s]$  i  $T_2[s]$  oraz współczynnik wzmocnienia  $k$  o jednostce zależnej od jednostek sygnałów  $x(t)$  i  $y(t)$ . Transmittancja operatorowa elementu inercyjnego drugiego rzędu ma formę

$$G_{II}(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{T_1^2 s^2 + T_2 s + 1} \quad (10)$$

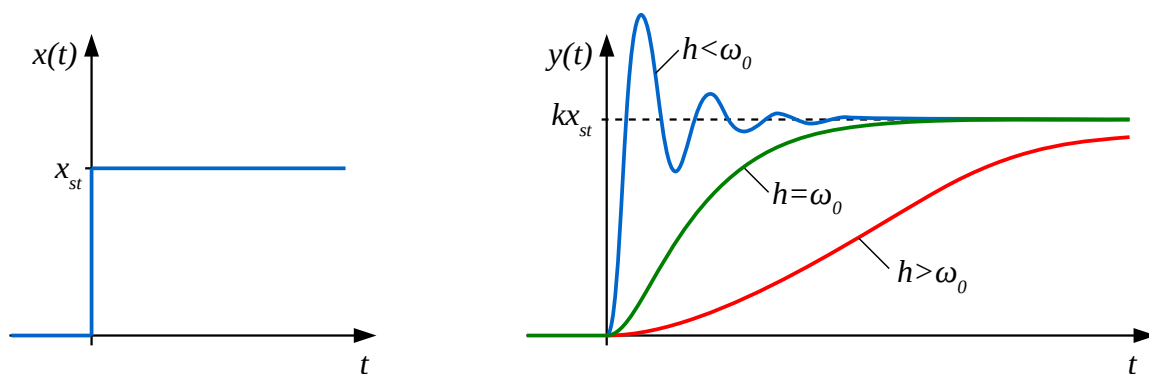
Odpowiedź na wymuszenie skokowe w formie  $x(t) = x_{st} \cdot 1(t)$  wyliczamy następująco

$$\begin{aligned} y(t) &= L^{-1}\{y(s)\} = L^{-1}\{G_{II}(s)x(s)\} = L^{-1}\left\{\frac{k}{T_1^2 s^2 + T_2 s + 1} \frac{x_{st}}{s}\right\} = k x_{st} L^{-1}\left\{\frac{1}{s(T_1^2 s^2 + T_2 s + 1)}\right\} = \\ &= \begin{cases} k x_{st} \left(1 - e^{-ht} \left(\cos \omega t + \frac{h}{\omega} \sin \omega t\right)\right), & \text{dla } h < \omega_0 \\ k x_{st} \left(1 - e^{-ht} \left(\cosh wt + \frac{h}{w} \sinh wt\right)\right), & \text{dla } h > \omega_0 \end{cases} \end{aligned}$$

gdzie zastosowano opis parametrami znanymi z teorii drgań mechanicznych:

$$h = \frac{T_2}{2T_1^2}, \quad \omega_0 = \frac{1}{T_1}, \quad \omega = \sqrt{\omega_0^2 - h^2}, \quad w = \sqrt{h^2 - \omega_0^2}$$

Przebieg odpowiedzi na wymuszenie skokowe może mieć charakter oscylacyjny bądź bez oscylacji (rys. 6).



Rys. 6. Wymuszenie skokowe i przykładowe odpowiedzi elementu inercyjnego drugiego rzędu.

Transmittancja widmowa tego obiektu ma postać

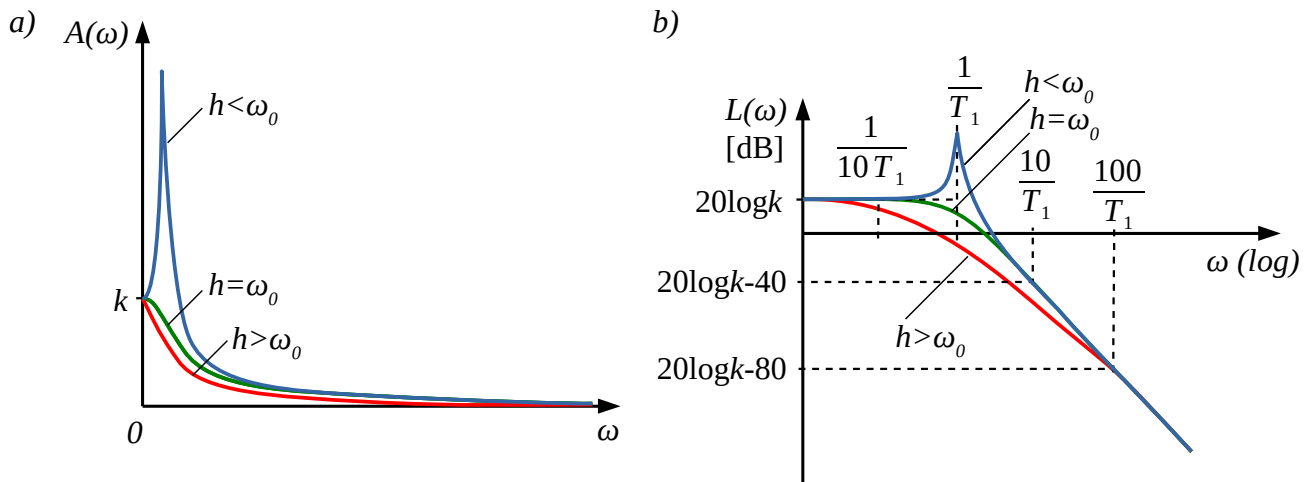
$$G_{II}(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) \quad (11)$$

gdzie

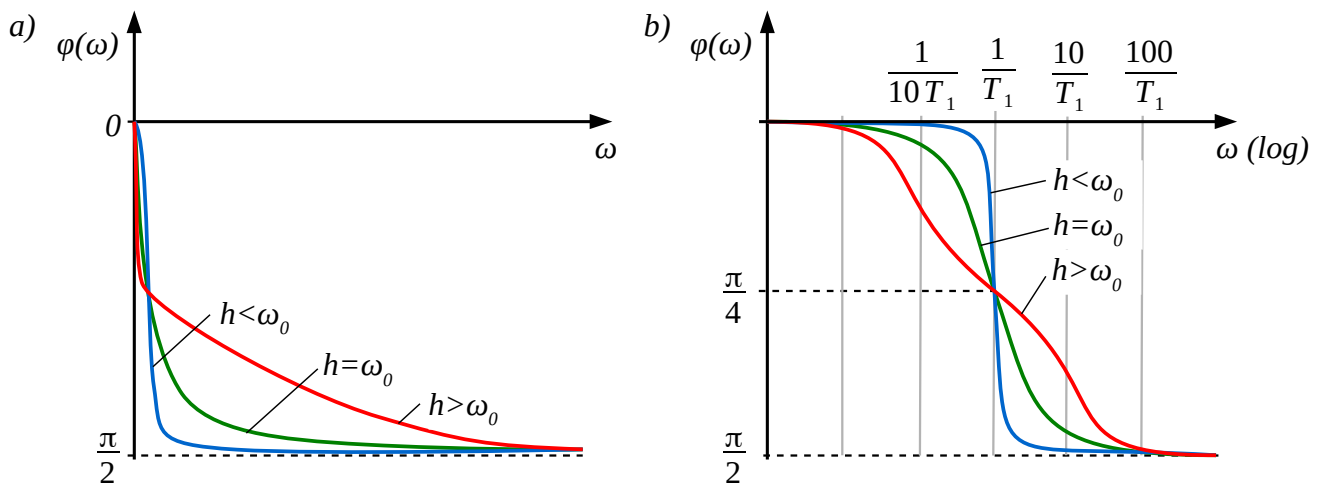
$$P(\omega) = \frac{k(1 - T_1^2 \omega^2)}{(1 - T_1^2 \omega^2)^2 + T_2^2 \omega^2} \quad (12)$$

$$Q(\omega) = \frac{-kT_2 \omega}{(1 - T_1^2 \omega^2)^2 + T_2^2 \omega^2} \quad (13)$$

Charakterystykę wzmocnienia tego obiektu w skali liniowej (rys. 7a) i decybelowo-logarytmicznej (rys. 7b) wykreślamy korzystając z zależności (6) i (7), a charakterystykę przesunięcia fazowego w skali liniowej (rys. 8a) i logarytmicznej (rys. 8b) stosując zależność (8).



Rys. 7. Przykładowe charakterystyki wzmocnienia elementu inercyjnego drugiego rzędu: a) w skali liniowo-liniowej, b) w skali decybelowo-logarytmicznej.



Rys. 8. Przykładowe charakterystyki przesunięcia fazowego elementu inercyjnego drugiego rzędu: a) w skali liniowo-liniowej, b) w skali liniowo-logarytmicznej.

## 5. Analiza energetyczna głowicy drukarki 3D

Grzałka ceramiczna zamontowana w badanym obiekcie pracuje przy nominalnym napięciu zasilania wynoszącym 12 V. Moc znamionowa grzałki wynosi 40 W. Pracująca grzałka powoduje wzrost temperatury bloku grzejnego i dyszy. Termistor na skutek zmiany temperatury zmienia swoją rezystancję, co pozwala dokonać pomiaru temperatury bloku grzejnego w punkcie jego zamocowania.

Rozważając własności cieplne badanej głowicy należy zwrócić uwagę na następujące zjawiska:

- przewodzenie ciepła, czyli zjawisko przepływu ciepła wewnątrz materiału lub pomiędzy

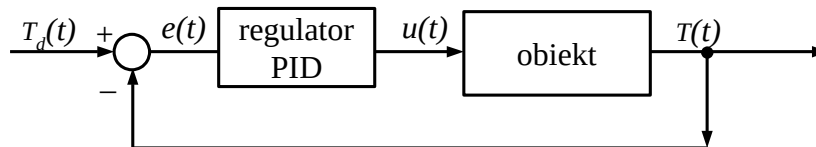
stykającymi się obiektami w kierunku od elementu o wyższej temperaturze do elementu o temperaturze niższej. Zjawisko przewodzenia opisuje się współczynnikiem przewodności cieplnej o jednostce  $W/(m \cdot K)$  i jest tym większe im większa jest różnica temperatur;

- konwekcja, czyli zjawisko przepływu ciepła od pewnego obiektu do otaczającego go płynu o niższej temperaturze, przy czym przepływ ten zwiększa się wraz ze wzrostem prędkości otaczającego płynu;
- promieniowanie cieplne, czyli emitowanie promieniowania elektromagnetycznego przez każde ciało, które ma temperaturę wyższą od zera bezwzględnego. Energia tracona przez promieniowanie wzrasta wraz ze wzrostem temperatury ciała.

Potraktujmy badaną głowicę jako obiekt dynamiczny o jednym sygnale wejściowym – napięciu grzałki oraz jednym sygnale wyjściowym – temperaturze zmierzonej termistorem. Włączenie zasilania grzałki powoduje jej nagrzewanie się na skutek przepływu prądu. Ciepło grzałki rozprzestrzenia się po bloku grzejnym, dyszy i czujniku temperatury na skutek zjawiska przewodzenia, co charakteryzuje się bezwładnością. Wentylator umieszczony na uźebrowanej części głowicy powoduje konwekcję ciepła, a cała głowica emituje promieniowanie cieplne. Wszystkie wymienione zjawiska cieplne potęgują swoje działanie wraz ze wzrostem temperatury ciała względem temperatury otoczenia. Z tego też względu przy ograniczeniu mocy grzałki ograniczona jest też maksymalna możliwa do uzyskania temperatura głowicy.

## 6. Regulator PID

Rozważmy proces sterowania temperaturą  $T(t)$  głowicy drukarki 3D za pomocą regulatora PID w układzie ze sprzężeniem zwrotnym (rys. 9), gdzie  $T_d(t)$  oznacza zadaną wartość temperatury,  $e(t)$  uchyb (błąd) regulacji, a  $u(t)$  sygnał sterujący grzałką obiektu.



Rys. 9. Schemat blokowy układu sterowania ze sprzężeniem zwrotnym.

Regulator PID łączy w sobie trzy podstawowe regulatory: proporcjonalny (P), całkujący (I) oraz różniczkujący (D), które odpowiednio zastosowane pozwalają osiągnąć w wielu sytuacjach bardzo dobre efekty sterowania, tj. minimalizację błędu pomiędzy wartością zadaną (pożądaną) i wartością wyjściową obiektu. Odpowiedzi na wymuszenia skokowe elementów: P, I, D oraz ich kombinacji przedstawiono w dodatku C. Charakterystyki te pozwalają lepiej zrozumieć ich funkcję w układach sterowania.

Transmitancja operatorowa regulatora PID w zapisie równoległym ma postać

$$G_{\text{PID\_ideal}}(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad (1)$$

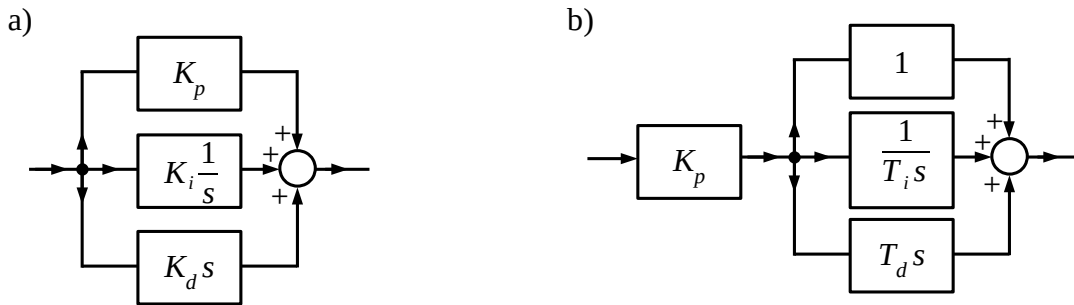
a regulatora PID w zapisie standardowym

$$G_{\text{PID\_std}}(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2)$$

co można przedstawić za pomocą schematów blokowych złożonych z podstawowych elementów automatyki (rys. 10).

Transmitancje (1) i (2) zawierają element różniczkujący idealny, który może być również zastąpiony elementem różniczkującym rzeczywistym o transmitancji

$$G_{D-rzecz.}(s) = \frac{T_d s}{Ts + 1} \quad (3)$$



Rys. 10. Schemat blokowy regulatora PID: a) typu równoległego, b) typu standardowego.

## 7. Ocena jakości regulacji

W celu lepszej oceny prawidłowości pracy regulatorów i porównywania ich pracy należy określić pewne wskaźniki opisujące zachowanie błędu sterowania w czasie pracy regulatora. Należy zwrócić uwagę, że rozważa się najczęściej sytuację skokowej zmiany wartości zadanej lub też pojawienie się zakłócenia wpływającego na zachowanie sterowanego obiektu (rys. 11).

Przeregulowanie jest wskaźnikiem zdefiniowanym jako

$$w = \frac{e_1}{e_0} 100\% \quad (4)$$

gdzie  $e_0$  i  $e_1$  są kolejnymi maksymalnymi wartościami wychylenia zmiennej regulowanej względem wartości zadanej po wystąpieniu zakłócenia lub zmianie wartości zadanej (rys. 11). Wskaźnik ten należy interpretować jako stopień utrzymywania się oscylacji po reakcji regulatora na zmianę warunków pracy. Sytuacja osiągnięcia przeregulowania na poziomie 100% oznacza najczęściej granicę stabilności układu sterowania (wzbudzenie się drgań i ich utrzymywanie nawet po zaniku zakłócenia). Efekty nieliniowe w układzie mogą zaburzyć interpretację tego wskaźnika.

Czas wzrostu jest to czas, który upływa od momentu skokowej zmiany wartości zadanej do chwili osiągnięcia przez wartość regulowaną poziomu wartości zadanej (ozn.  $T_w$  na rys. 11a).

Uchyb statyczny jest stałą różnicą między wartością zadaną i wartością regulowaną, która utrzymuje się po ustaleniu się pracy regulatora oraz przy braku zmian wartości zadanej i zakłóceń (ozn.  $e_{ST}$  na rys. 11).

Czas regulacji jest to czas, który upływa od momentu wystąpienia zaburzenia do chwili ustabilizowania się wartości regulowanej w określonych granicach wokół wartości zadanej, przy czym granica ta jest opisywana jako 5% maksymalnego błędu, który pojawił się tuż po wystąpieniu zakłócenia lub zmianie wartości zadanej (czyli 5% z wartości  $e_0$ ). W sytuacji skokowej zmiany wartości zadanej czas ten oznaczamy przez  $T_{RN}$  i nazywamy czasem regulacji w odpowiedzi nadążnej (rys. 11a). W sytuacji wystąpienia zakłócenia czas ten oznaczamy przez  $T_{RZ}$  i nazywamy czasem regulacji w odpowiedzi zakłóceniewej (rys. 11b). Wymienione czasy regulacji  $T_{RN}$  i  $T_{RZ}$  mają co do zasady różne wartości w danym układzie.



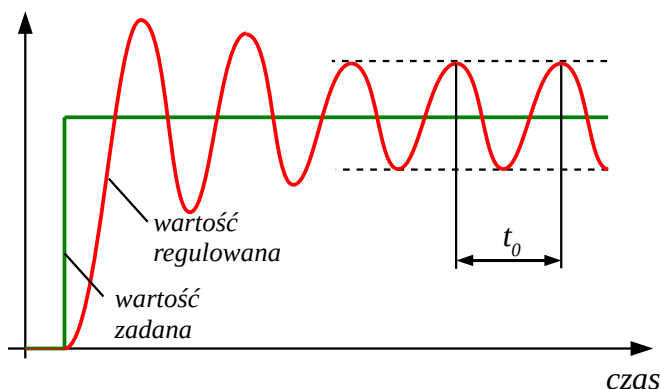
W czasie pracy z układami regulacji należy pamiętać, że wszystkie sygnały pojawiające się w układzie mają pewne ograniczenia wartości, wynikające zazwyczaj z parametrów technicznych układu. Szczególnie ważne jest zwrócenie uwagi na ograniczenie sygnałów sterujących. Posługiwanie się sygnałami dyskretnymi o pewnym kroku kwantowania (pomiar i generowanie sygnałów z pewnym krokiem czasu i wartości) wpływa dodatkowo na sposób pracy układu regulacji.

## 8. Metody doświadczalnego doboru parametrów regulatora PID

Ze względu na duże możliwości zmiany parametrów regulatora PID i różne zachowania w zależności od własności sterowanego obiektu, przez lata użytkowania regulatorów opracowano pewne procedury ułatwiające konfigurację regulatora PID. Jedną z pierwszych i bardzo popularnych metod jest metoda opracowana przez Zieglera i Nicholasa. Dla regulatora PID typu standardowego opisanego wzorem (2) procedura jest następująca:

- wyłączając działanie całkujące i różniczkujące pozostawiamy obiekt pod działaniem tylko członu proporcjonalnego regulatora,
- dla pewnego współczynnika wzmocnienia członu proporcjonalnego  $K_p$  obserwujemy zachowanie układu przy skoku wartości zadanej (wartość skoku powinna odpowiadać warunkom pracy układu),
- zwiększamy współczynnik wzmocnienia i powtarzamy poprzedni krok, aż do momentu zaobserwowania ustalonych oscylacji układu,
- notujemy wartość współczynnika wzmocnienia jako wartość krytyczną  $k_{kryt}$  oraz okres oscylacji  $t_0$  (rys. 12),
- wyliczamy parametry regulatora według klasycznej reguły

$$K_p = 0,6 k_{kryt}, T_i = 0,5 t_0, T_d = 0,125 t_0 \quad (5)$$



Rys. 12. Sposób określania okresu oscylacji w metodzie Zieglera-Nicholasa.

Istnieją również modyfikacje metody Zieglera-Nicholasa, np. metoda Pessena nakazuje wyliczenie parametrów regulatora według reguły

$$K_p = 0,7 k_{kryt}, T_i = 0,4 t_0, T_d = 0,15 t_0 \quad (6)$$

W literaturze proponuje się też nastawy zabezpieczające sygnał sterowany przed przekroczeniem wartości zadanej

$$K_p = 0,2 k_{kryt}, T_i = 0,5 t_0, T_d = 0,333 t_0 \quad (7)$$

## 9. Przebieg ćwiczenia

Po zapoznaniu się z niniejszą instrukcją Studenci przystępują do odrabiania ćwiczenia indywidualnie w ustalonym terminie na dedykowanej stronie internetowej, która stanowi zarówno platformę do sterownia i obserwacji stanowiska jak również miejsce opracowywania sprawozdania. Prawidłowe połączenie ze stanowiskiem odbywa się na podstawie numeru indeksu i indywidualnego hasła.

Główne etapy ćwiczenia:

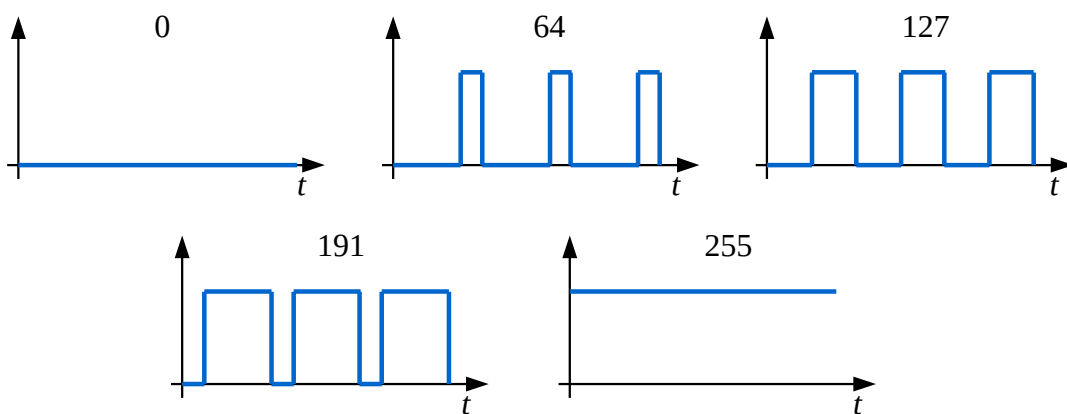
- a) uzyskanie odpowiedzi układu na wymuszenie skokowe;
- b) aproksymacja charakterystyki czasowej odpowiedzi układu na wymuszenie skokowe i wyznaczenie transmitancji układu przy założeniu:
  - braku opóźnienia – element inercyjny I rzędu;
  - występowania opóźnienia – element inercyjny II rzędu;
- c) podsumowanie wyników dotyczących identyfikacji obiektu;
- d) rysunek schematu blokowego układu ze sterowaniem;
- e) dobór parametrów regulatora PID metodą Zieglera-Nicholsa;
- f) ocena efektu pracy regulatora PID o parametrach dobranych w punkcie e);
- g) podsumowanie wyników dotyczących sterowania;
- h) wnioski końcowe;
- i) wydruk sprawozdania do PDF i przesłanie do oceny.

## DODATEK A

### Sygnały PWM dużej mocy

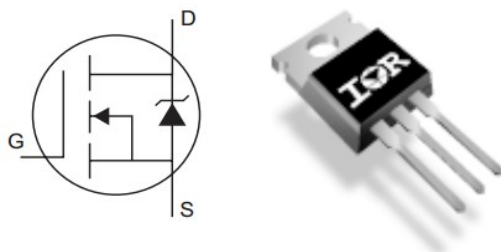
Sygnały generowane przez wyjścia mikrokontrolera są sygnałami napięciowymi i co do zasady mogą stanowić źródło tylko bardzo małego prądu. Przy sterowaniu silnikami, grzałkami i pompami istnieje potrzeba stworzenia źródła dużego prądu z regulacją napięcia. Powszechnie stosowaną metodą jest więc wygenerowanie sygnału prostokątnego o zmiennej szerokości impulsu i podanie go na wejście sterujące tranzystora. Sygnał PWM może być wygenerowany z użyciem bardzo tanich układów elektronicznych. Prześledźmy szczegółowo rozwiązanie ze stanowiska badawczego.

Sygnał PWM otrzymywany z platformy Arduino będzie miał napięcie maksymalne 5 V, częstotliwość 980 Hz, a szerokość impulsów (wypełnienie) będzie zmieniana wartością liczbową 8bitową, czyli z zakresu 0-255 (rysunek A.1).



Rys. A.1. Przebiegi sygnału PWM dla przykładowych wartości wypełnienia.

W przypadku chęci sterowania obiektem o dużym poborze prądu najczęściej stosuje się tranzystory typu MOSFET (rys. A.2), których działanie można porównać do rezystora o zmiennej rezystancji. Napięcie  $V_{GS}$  podane na złącza G (gate) i S (source) zmienia rezystancję  $R_{DS}$  pomiędzy złączami D (drain) i S, przy czym rezystancja ta zmienia się od bardzo dużych do bardzo małych wartości. Opór w stanie całkowitego otwarcia może mieć wartości nawet rzędu m $\Omega$ , dzięki czemu możliwy jest przepływ dużych prądów przy niewielkim nagrzewaniu się układu (rys. C.3).



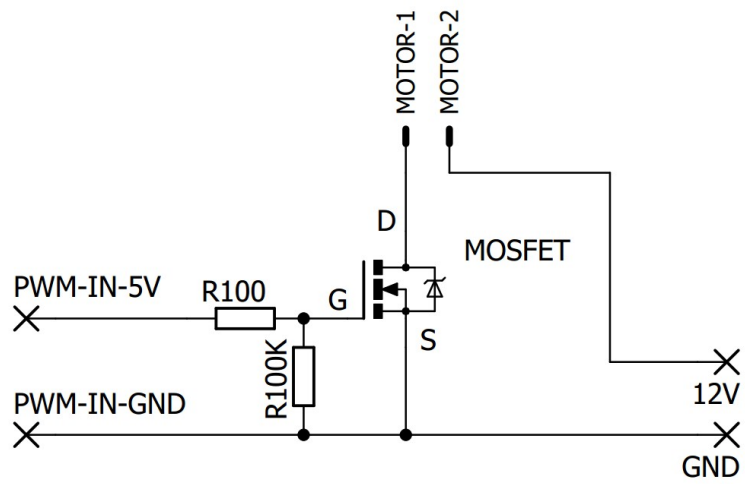
Rys. C.2. Schemat ideowy tranzystora MOSFET typu N oraz część w obudowie TO220.

#### [IRLZ34N HEXFET® Power MOSFET](#)

$$\begin{aligned} V_{GS(max)} &= 16 \text{ V} \\ R_{DS(on)} &= 46 \text{ m}\Omega \quad \text{dla } V_{GS} = 5 \text{ V} \\ I_{S(max)} &= 30 \text{ A} \\ V_{DS(max)} &= 55 \text{ V} \end{aligned}$$

Rys. C.3. Parametry zastosowanego w stanowisku tranzystora.

Najprostszy schemat połączenia tranzystora MOSFET w układzie sterowania pompą przedstawiono na rysunku A.4. Należy zwrócić uwagę na zastosowanie rezystorów obniżających prąd płynący z wyjścia mikrokontrolera. Silniki i pompy elektryczne sterowane sygnałem prostokątnym wydają charakterystyczne dźwięki.



Rys. A.4. Schemat podstawowego sposobu sterowania z użyciem tranzystora mosfet.

## DODATEK B

### Pomiar temperatury z użyciem termistora

Termistor jest elementem elektronicznym, który zmienia swoją rezystancję pod wpływem zmiany temperatury według zależności aproksymowanej krzywą eksponencjalną

$$R(T) = R_0 \exp\left(\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right) \quad (14)$$

gdzie

$R_0$  – jest rezystancją odniesienia wyrażoną w Omach,

$T_0$  – jest temperaturą odniesienia wyrażoną w Kelwinach,

$\beta$  – jest współczynnikiem charakterystycznym danego termistora wyrażonym w Kelwinach,

$T$  – jest bieżącą temperaturą wyrażoną w Kelwinach.

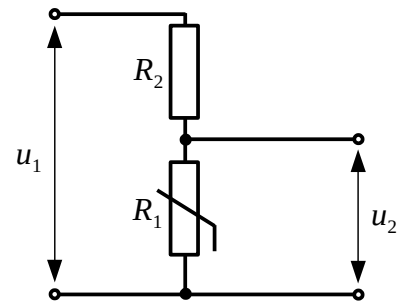
Pomiar temperatury z użyciem termistora wymaga pomiaru jego rezystancji, co najczęściej realizuje się za pomocą dzielnika napięcia, źródła zasilania i elektronicznego pomiaru napięcia z użyciem przetwornika analogowo-cyfrowego (tzw. ADC). Na rysunku B.1. przedstawiono schemat układu, w którym oznaczono

$R_1$  – rezystancja termistora zmienna w funkcji temperatury,

$R_2$  – stała rezystancja dodatkowego rezystora,

$u_1$  – stałe napięcie zasilania,

$u_2$  – zmienne w czasie napięcie wyjściowe układu.



Rys. B.1. Schemat dzielnika napięcia do pomiaru temperatury.

Ze względu na dużą impedancję przetwornika mierzącego napięcie  $u_2$ , znaczący prąd w układzie przepłynie tylko pomiędzy stykami wejścia zasilającego i będzie miał wartość

$$i(T) = \frac{u_1}{R_1(T) + R_2} \quad (15)$$

Napięcie wyjściowe określimy zatem jako

$$u_2(T) = R_1(T) i(T)$$

Przekształcenie wzorów pozwala określić wartość rezystancji termistora z pomiaru napięcia

$$R_1 = \frac{R_2}{\frac{u_1}{u_2} - 1} \quad (16)$$

lub też podać współczynnik wzmocnienia tego dzielnika napięcia

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{\frac{R_2}{R_1} + 1} \quad (17)$$

Ostateczne połączenie wzorów (14) i (16) pozwala dokonać pomiaru temperatury na podstawie pomiaru napięcia wyjściowego

$$T(u_2) = \frac{1}{\frac{1}{T_0} - \frac{1}{\beta} \ln\left(\frac{R_0}{R_2} \left(\frac{u_1}{u_2} - 1\right)\right)} \quad (18)$$

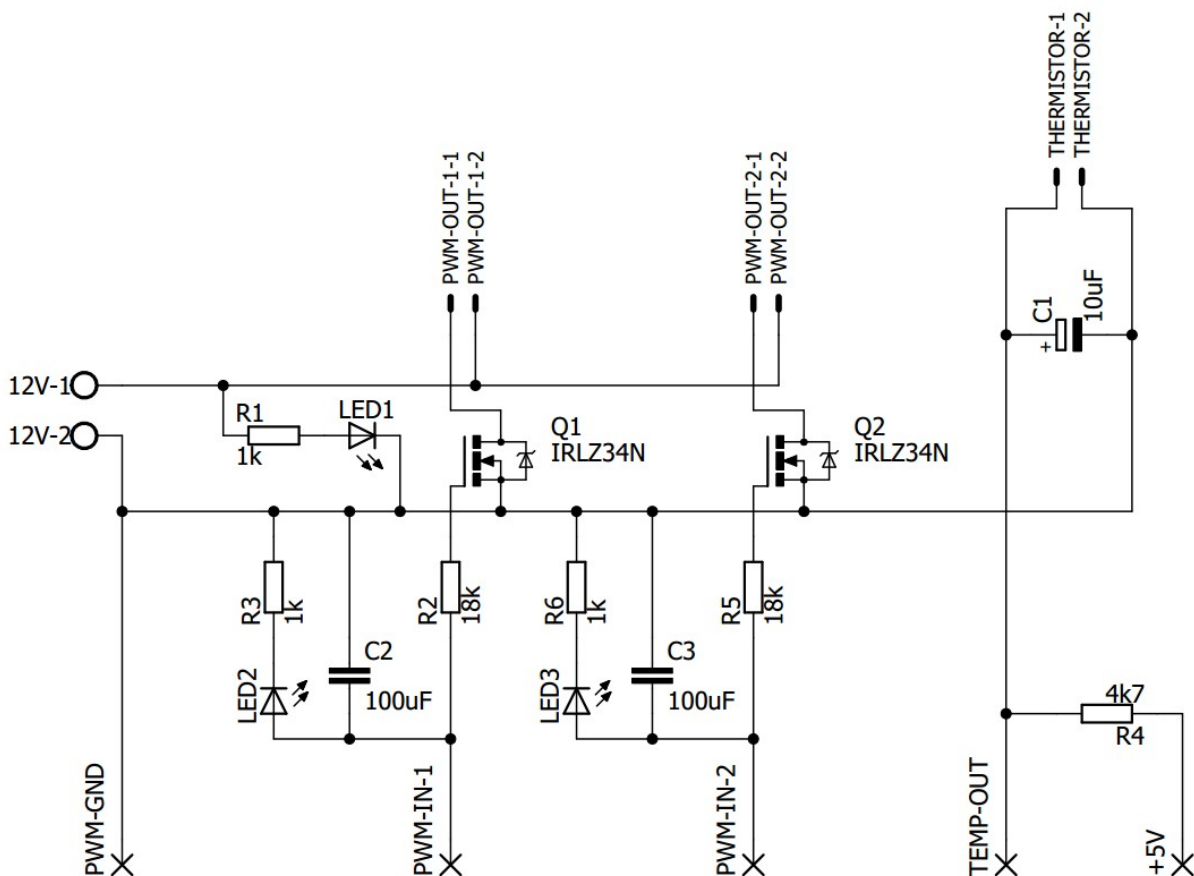
Ze względu na pomiar napięcia  $u_2$  z pewnym krokiem wynikającym z kwantowania sygnału przez przetwornik analogowo-cyfrowy istotne jest sprawdzenie dokładności pomiaru zaprezentowaną metodą. Błąd pomiaru temperatury wynikający z błędu pomiaru napięcia  $u_2$  określimy jako

$$\Delta T = \frac{\delta T}{\delta u_2} \cdot \Delta u_2 \quad (19)$$

i pozwala dobrać najlepszą pod względem dokładności pomiaru wartość rezystancji  $R_2$  w danym układzie.

Zastosowany w ćwiczeniu układ składa się z termistora o oznaczeniu „100k NTC beta 3950”, stąd też parametry układu są następujące:  $R_0=100\text{ k}\Omega$ ,  $T_0=298\text{ K}$ ,  $\beta=3950$ . Na podstawie analizy błędów dobrać należałoby rezystor  $R_2=820\Omega$ , który przy 10-bitowej dokładności pomiaru napięcia (1024 poziomy) skutkuje minimalnym błędem pomiaru dla temperatury  $200^\circ\text{C}$  wynoszącym  $0,22^\circ\text{C}$ . Niestety zakłócenia zasilania spowodowane pracą układu z sygnałami PWM powodują duży rozrzut wartości mierzonego napięcia  $u_2(t)$ , stąd też w układzie pomiarowym stanowiska zastosowano rezystor o rezystancji  $R_2=4700\Omega$ , otrzymując błąd pomiaru dla temperatury  $200^\circ\text{C}$  wynoszącym  $0,47^\circ\text{C}$ . Warto zwrócić uwagę, że parametry  $R_0$  i  $\beta$  termistora są obarczone błędem produkcyjnym, który można określić na podstawie dokumentacji przedmiotu dostarczonej przez producenta.

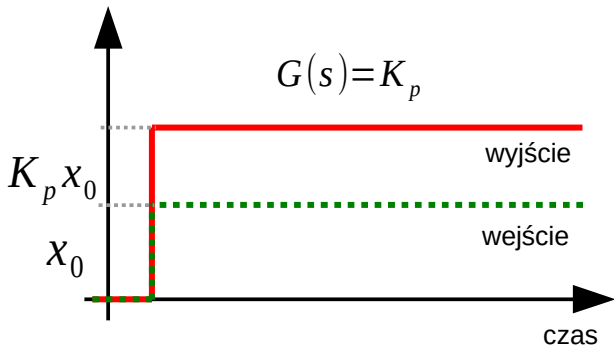
Schemat ideowy pełnego układu sterowania grzałką i wentylatorem wraz z pomiarem temperatury i sygnalizacją diodami przedstawia rysunek B.2.



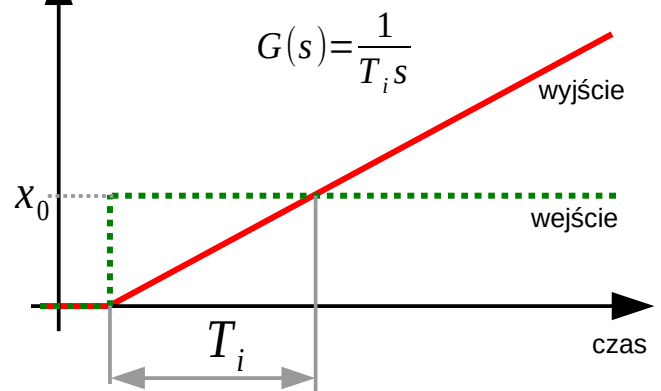
Rys. B.2. Schemat układu sterowania grzałką, wentylatorem oraz pomiaru temperatury.

**Dodatek C**

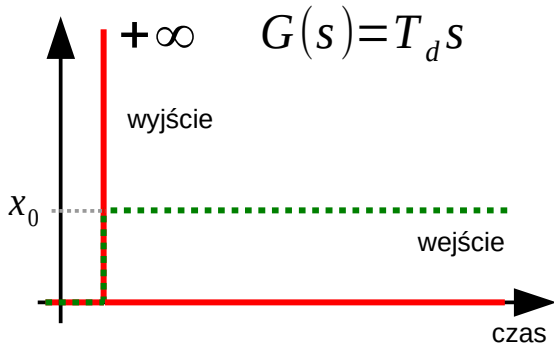
**Regulator proporcjonalny (P)**



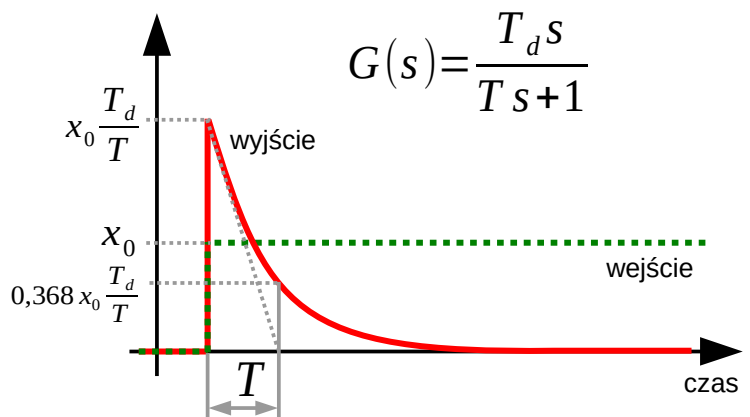
**Regulator całkujący (I)**



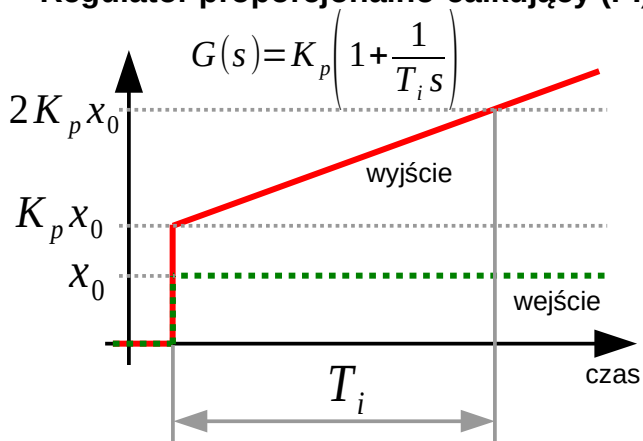
**Regulator różniczkujący idealny (D)**



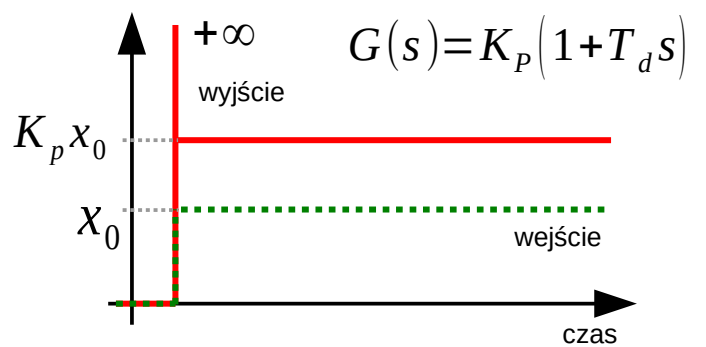
**Regulator różniczkujący rzeczywisty (D)**



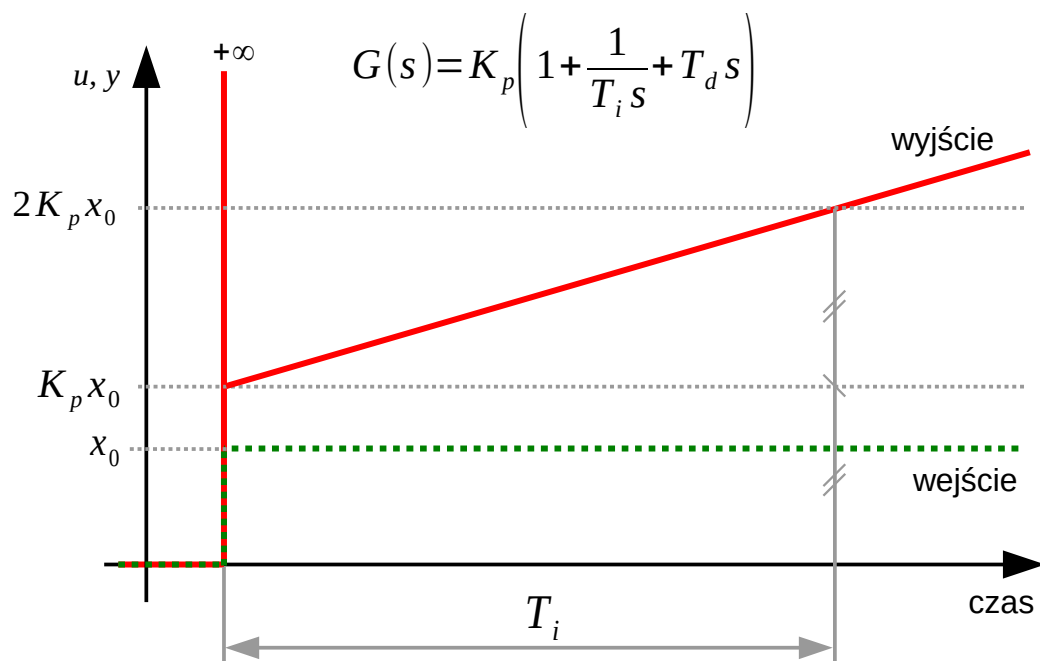
**Regulator proporcjonalno-całkujący (PI)**



**Regulator proporcjonalno-różniczkujący (PD)**



### Regulator PID w formie standardowej z różniczkowaniem typu idealnego



### Regulator PID w formie standardowej z różniczkowaniem typu rzeczywistego

