

KATEDRA ENERGOELEKTRYKI POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Urządzenia i Układów Automatyki

Instrukcja Wykonania Projektu

Autorzy:

prof. dr hab. inż. Eugeniusz Rosołowski

dr inż. Piotr Pierz

dr inż. Daniel Bejmert

Wrocław 2015

I. Cel projektu

1. Dobór cyfrowego układu regulacji automatycznej do zadanego obiektu.
2. Symulacyjna analiza pracy zaprojektowanego układu regulacji.
3. Fizyczna realizacja zaproponowanego układu regulacji przy użyciu programowalnych sterowników logicznych.

II. Ramowy program ćwiczeń

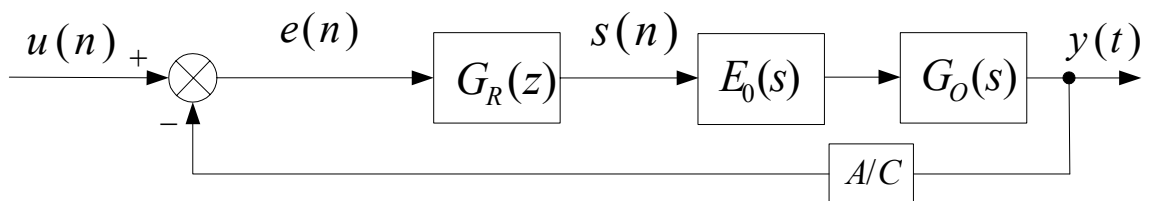
1. Zdefiniowanie zadania projektowego oraz zapoznanie się z urządzeniami dostępnymi na stanowisku pracy.
2. Identyfikacja obiektu regulacji (określenie klasy obiektu, ocena właściwości statycznych i dynamicznych, dobór okresu próbkowania, itd.)
3. Dobór regulatora cyfrowego (według zaleceń prowadzącego):
 - cyfrowy regulator PID,
 - korektor dyskretny uzyskany metodą bezpośrednią,
 - algorytm Dahlina,
 - algorytm Vogela-Edgara.
4. Synteza oraz analiza zaproponowanego modelu układu regulacji w środowisku SIMULINK
 - ocena skuteczności działania układu regulacji,
 - korekcja nastaw/parametrów zaproponowanego algorytmu w celu osiągnięcia pożądanych właściwości statycznych oraz dynamicznych rozważanego układu regulacji.
5. Implementacja ostatecznej wersji cyfrowego algorytmu regulacji w środowisku sterownika PLC.
6. Testowanie zaimplementowanego układu regulacji.
7. Przygotowanie dokumentacji wykonanego projektu.

III. Dodatek

1. Cyfrowe regulatory PID

Cyfrowe regulatory PID pełnią podobne funkcje, jak w systemach ciągłych. Dobór rodzaju regulatora cyfrowego oraz jego nastaw może być prowadzony według zasad obowiązujących dla regulatorów ciągłych, jeśli okres impulsowania T_p jest niewielki w porównaniu z najkrótszą stałą czasową obiektu T_0 . Zwykle przyjmuje się, że zasada ta jest spełniona, gdy zachodzi warunek: $T_p/T_0 \leq 0,1$. W innym przypadku należy modyfikować nastawy regulatora, otrzymane według zasad stosowanych dla regulatorów ciągłych, gdyż opóźnienie wprowadzane przez ekstrapolator może istotnie wpływać na właściwości układu regulacji [1].

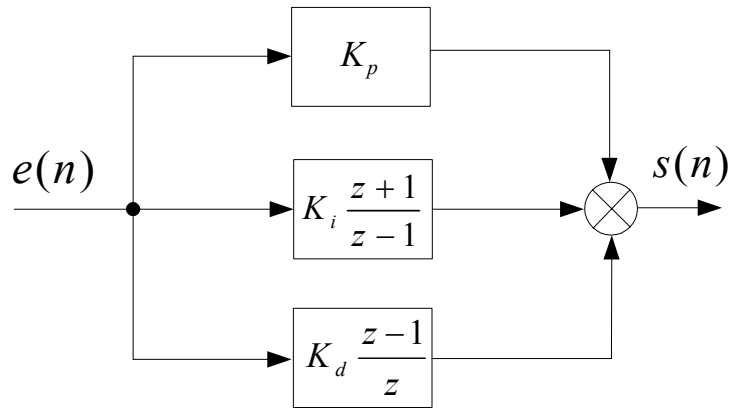
Zakładamy, że projektowany regulator $G_R(z)$ ma pracować w układzie przedstawionym na Rys. 1.



Rys. 1. Struktura układu regulacji z regulatorem cyfrowym.

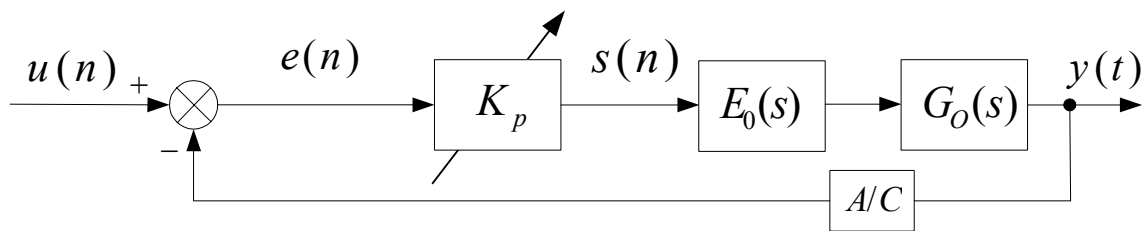
W dalszych rozważaniach przyjmujemy, że transmitancja cyfrowego regulatora przemysłowego $G_R(z)$ dana jest zależnością (1), natomiast jego schemat blokowy wygląda jak ten przedstawiony na Rys. 2.

$$G_R(z) = G_{PID}(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = K_p + K_i \frac{z+1}{z-1} + K_d \frac{z-1}{z} \quad (1)$$

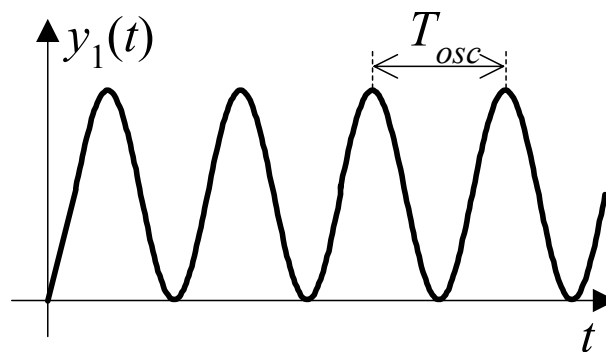


Rys. 2. Schemat blokowy rozważanego cyfrowego regulatora przemysłowego PID.

a)



b)



Rys. 3. Szacowanie parametrów regulatorów przemysłowych na podstawie testu drgań: a) schemat układu, b) odpowiedź na skok jednostkowy układu na granicy stabilności.

a) Dobór nastaw cyfrowych regulatorów przemysłowych na podstawie testu drgań

Ta metoda szacowania nastaw regulatorów przemysłowych wykorzystywana jest dla obiektów przynajmniej trzeciego rzędu oraz gdy odpowiedź takiego obiektu na skok jednostkowy ma charakter oscylacyjny. Dobór nastaw regulatorów przemysłowych na podstawie testu drgań polega na określeniu wartości wzmocnienia krytycznego k_{gr} oraz okresu drgań T_{osc} . Aby to zrobić należy w układzie przedstawionym na Rys. 3a., tak zwiększać wzmocnienie K_p członu proporcjonalnego regulatora PID (pozostałe człony są wtedy nieaktywne), aby przy wymuszeniu skokiem jednostkowym, układ został doprowadzony na granicę stabilności, patrz Rys. 3b. Wtedy wzmocnienie krytyczne będzie równe aktualnej wartości wzmocnienia członu proporcjonalnego $k_{gr} = K_p$, zaś okres drgań T_{osc} można oszacować

tak jak przedstawiono to na Rys. 3b. Następnie należy określić nastawy cyfrowych regulatorów przemysłowych (typu P, PI, PID) według Tabeli 1.

Uwaga: Do zgrubnego określenia wartości wzmocnienia krytycznego (przed przystąpieniem do testu drgań) można wykorzystać charakterystykę częstotliwościową rozważanego obiektu regulacji wykreśloną na karcie Nichols'a.

Tabela 1. Nastawy cyfrowych regulatorów przemysłowych dla danych z testu drgań.

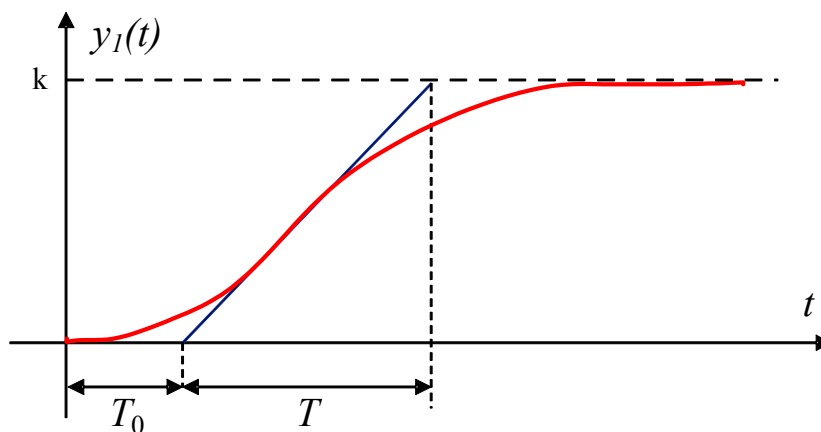
Typ regulatora	Nastawy poszczególnych parametrów		
	K_p	K_i	K_d
P	$0,5k_{gr}$	0	0
PI	$0,45k_{gr}$	$\frac{0,6 \cdot K_p \cdot T_p}{T_{osc}}$	0
PID	$0,6k_{gr}$	$\frac{K_p \cdot T_p}{T_{osc}}$	$\frac{K_p \cdot T_{osc}}{8 \cdot T_p}$

b) Dobór nastaw cyfrowych regulatorów przemysłowych na podstawie odpowiedzi na skok jednostkowy obiektu regulacji

Jeżeli obiekt – niezależnie od jego rzędu – charakteryzuje się inercyjną odpowiedzią na skok jednostkowy (patrz Rys. 4.), to jego model można aproksymować następującą transmitancją:

$$G_{AO}(s) = \frac{k \cdot e^{-sT_0}}{Ts + 1} \quad (2)$$

Przy takim, upraszczającym założeniu, można na podstawie parametrów k , T_0 oraz T (odczytanych z przebiegu odpowiedzi na skok jednostkowy obiektu w układzie otwartym – Rys. 4.) określić nastawy cyfrowych regulatorów przemysłowych PID, patrz Tabela 2.



Rys. 4. Odpowiedź na skok jednostkowy obiektu inercyjnego

Dodatkowo, dla zaprojektowanych regulatorów należy przeprowadzić optymalizację nastaw (strojenie ręczne), żeby uzyskać poprawę wskaźników regulacji. Wpływ poszczególnych nastaw cyfrowego regulatora na parametry statyczne i dynamiczne obiektu zaprezentowano w Tabeli 3.

Tabela 2. Nastawy cyfrowych regulatorów przemysłowych dla danych z testu w układzie otwartym.

Typ regulatora	Nastawy poszczególnych parametrów		
	K_p	K_i	K_d
P	$\frac{T}{k \cdot T_0}$	0	0
PI	$\frac{0,586}{k} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{0,916}$	$\frac{K_p \cdot T_p \cdot \left(1,03 - 0,165 \frac{T_0}{T}\right)}{2T}$	0
PID	$\frac{0,965}{k} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{0,855}$	$\frac{K_p \cdot T_p \cdot \left(0,796 - 0,147 \frac{T_0}{T}\right)}{2T}$	$\frac{K_p \cdot 0,308 \cdot T \cdot \left(\frac{T_0}{T}\right)^{0,929}}{T_p}$

Tabela 3. Wpływ nastaw regulatora na parametry obiektu zamkniętego

Regulowany parametr	Parametry statyczne i dynamiczne			
	T_r	y_p	t_u	Δy
$K_p \nearrow$	zmniejsza	zwiększa	-	zmniejsza
$K_i \nearrow$	zmniejsza	zwiększa	zwiększa	eliminuje
$K_d \nearrow$	-	zmniejsza	zmniejsza	-

Uwaga: Cyfrowy regulator PID może być realizowany na różne sposoby. W tym rozdziale opisano tylko jedno z podejść, które może być wykorzystane w odniesieniu do cyfrowej wersji regulatora przemysłowego. Realizując projekt można rozważyć zarówno algorytmy w wersji pozycyjnej, jak i przyrostowej oraz różne sposoby realizacji operacji całkowania oraz różniczkowania.

2. Bezpośrednie projektowanie korektorów dyskretnych

Synteza korektora dyskretnego metodą bezpośrednią polega na poszukiwaniu transmitancji korektora, która zapewni postulowaną transmitancję układu regulacji. W tym prostym podejściu zakłada się, że znana jest transmitancja procesu oraz struktura układu regulacji, jak na Rys. 1 [1].

Jeśli projektowany korektor ma być dedykowany dla obiektu o transmitancji $G_0(s)$, to jego transmitancja może być obliczona zgodnie z następującą zależnością:

$$G_R(z) = \frac{K(z)}{1 - K(z)} \cdot \frac{1}{G_{OE}(z)} \tag{3}$$

gdzie:

$G_{OE}(z)$ – cyfrowy odpowiednik transmitancji obiektu regulacji $G_0(s)$ z uwzględnieniem próbkowania i ekstrapolacji,

$K(z)$ – założona – w procesie projektowania – transmitancja układu zamkniętego (z Rys.1.) po zastosowaniu korektora $G_R(z)$.

Dobierając transmitancję $K(z)$ należy pamiętać, że aby korekcja była realizowalna, to musi być spełniony warunek

$$n_i - n_h \geq n_a - n_b \tag{4}$$

gdzie:

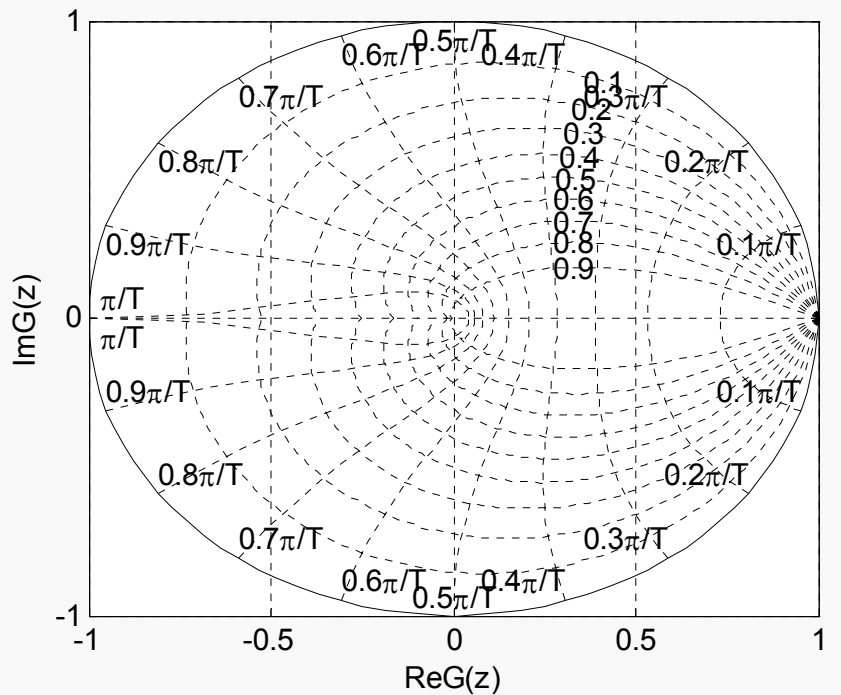
n_b – stopień wielomianu licznika transmitancji obiektu $G_{0E}(z)$,

n_a – stopień wielomianu mianownika transmitancji obiektu $G_{0E}(z)$,

n_h – stopień wielomianu licznika transmitancji układu zamkniętego po korekcji $K(z)$,

n_t – stopień wielomianu mianownika transmitancji układu zamkniętego po korekcji $K(z)$.

Ponieważ określenie transmitancji układu po korekcji może być kłopotliwe, dlatego czasami łatwiej jest posłużyć się podejściem polegającym na określeniu transmitancji $K(z)$ w sposób pośredni, przez założenie położenia biegunów układu regulacji po korekcji. Projektując korektor cyfrowy przez zadanie biegunów układu po korekcji ($K(z)$) można posłużyć się charakterystyką przedstawioną na Rys. 5 (można ją wygenerować w Matlab’ie używając komendy ‘zgrid’).



Rys. 5. Krzywe stałego współczynnika tłumienia (n) oraz stałej pulsacji własnej (ω_n) na płaszczyźnie z .

Powyższy rysunek ilustruje w jaki sposób rozmieszczenie biegunów układu dyskretnego wpływa na wartości współczynnika tłumienia (n) oraz pulsacji własnej układu (ω_n). Te dwie wielkości, z kolei, determinują wartości przeregulowania

$$y_p = 100 \exp\left(\frac{-\pi n}{\sqrt{1-n^2}}\right) \tag{5}$$

i czasu ustalenia

$$t_{u2\%} = 4 \frac{1}{n\omega_n} \tag{6}$$

Analiza zależności (3) prowadzi do następujących warunków, nałożonych na transmitancję korektora [1]:

Uzyskany korektor powinien być realizowalny, co oznacza, że w transmitancji (3), stopień licznika nie może być większy od stopnia mianownika. Warunek ten może być spełniony, jeśli różnica między liczbą zer i biegunów transmitancji korektora $G_R(z)$ jest taka sama, jak w transmitancji obiektu $G_{0E}(z)$ (zauważmy, że pierwszy czynnik prawej strony równania (3) ma równą liczbę zer i biegunów).

Ponadto, warunek asymptotycznej stabilności skorygowanego układu wymaga, aby zera układu $K(z)$ zawierały wszystkie zera transmitancji $G_{0E}(z)$, leżące poza okręgiem jednostkowym na płaszczyźnie

z. Z tego też powodu, niestabilne bieguny transmitancji obiektu $G_{0E}(z)$ (leżące poza okręgiem jednostkowym) powinny być kompensowane przez zera transmitancji $1 - K(z)$.

Rozsądnym warunkiem dodatkowym jest żądanie, aby w stanie ustalonym błąd regulacji był równy 0.

Spełnienie powyższych wymagań nie zawsze jest proste i często wymaga powtarzania procedury projektowej (metoda kolejnych przybliżeń).

3. Algorytm Dahlina [1]

Jednym z warunków upraszczających w procedurze projektowania korektorów jest założenie, że układ skorygowany można przedstawić za pomocą transmitancji pierwszego rzędu z opóźnieniem. Układ ciągły (z korektorem i obiektem w torze głównym) jest więc przybliżany, za pomocą następującej postulowanej transmitancji:

$$K(s) = \frac{e^{-sT_0}}{Ts + 1} \quad (7)$$

gdzie: T_0 jest opóźnieniem wprowadzanym przez analizowany układ, T - stała czasowa ekwiwalentnego układu.

Przechodząc do układu dyskretnego zakładamy, że w szereg z transmitancją (7) umieszczony jest ekstrapolator zerowego rzędu. Transmitancja $K(z)$ przyjmuje następującą postać:

$$K(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \frac{e^{-sT_0}}{s(Ts + 1)} \right\} = (1 - z^{-1}) z^{-N} \mathcal{Z} \left\{ \frac{1}{s(Ts + 1)} \right\} = \frac{(1 - p)z^{-N-1}}{1 - pz^{-1}} \quad (8)$$

przy czym: $p = e^{-T_p/T}$, $T_0 = NT_p$, skąd: $N = T_0/T_p$ - liczba próbek równoważna opóźnieniu T_0 ($N \geq 1$). Podstawiając (8) do (3), otrzymujemy transmitancję korektora, który znany jest jako korektor Dahlina:

$$G_R(z) = \frac{(1 - p)z^{-N-1}}{1 - pz^{-1} - (1 - p)z^{-N-1}} \cdot \frac{1}{G_{0E}(z)} \quad (9)$$

Szczegółowa postać tej transmitancji może być określona po podaniu transmitancji obiektu $G_{0E}(z)$. Nastawianie korektora (8) odbywa się za pomocą parametru p : jego mała wartość (mała stała czasowa T) powoduje przyspieszenie odpowiedzi, natomiast zwiększenie p prowadzi do spowolnienia regulacji. Jeśli w układzie po korekcji występują niepożądane oscylacje należy zastosować zmodyfikowaną odpowiednio postać korektora Dahlina, patrz [1].

4. Algorytm Vogela-Edgara [1]

Załóżmy, że obiekt ciągły w układzie ma następującą transmitancję:

$$G_0(s) = \frac{e^{-sT_0}}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (10)$$

Transmitancja dyskretna tego obiektu, z uwzględnieniem ekstrapolatora zerowego rzędu, może być zapisana następująco:

$$G_{0E}(z) = \frac{b_1 + b_2z^{-1}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} z^{-N-1} \quad (11)$$

gdzie: $N = T_0/T_p$ - liczba próbek równoważna opóźnieniu T_0 w (10).

W propozycji sformułowanej przez Vogela i Edgara (algorytm V-E) [55] dla układów, w których obiekt opisany jest transmitancją 2-go rzędu (10), postulowana transmitancja zamkniętego układu regulacji jest określona następująco:

$$K(z) = \frac{(1-p)z^{-N-1}}{1-pz^{-1}} \cdot \frac{b_1 + b_2z^{-1}}{b_1 + b_2} \quad (12)$$

przy czym: $p = e^{-T_p/T}$, $T_0 = NT_p$, skąd: $N = T_0/T_p$ – liczba próbek równoważna opóźnieniu T_0 ; b_1, b_2 – współczynniki odwzorowujące licznik transmitancji obiektu.

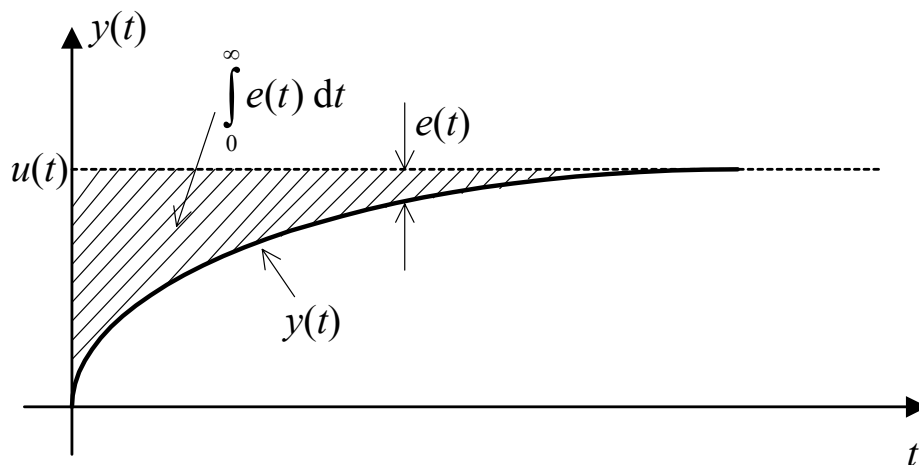
Suma: $b_1 + b_2$ ma na celu zachowanie jedynkowego wzmocnienia statycznego.

Po podstawieniu (12) do (3), otrzymujemy transmitancję korektora V-E:

$$G_R(z) = \frac{(1-p)(b_1 + b_2z^{-1})z^{-N-1}}{(b_1 + b_2)(1-pz^{-1}) - (1-p)(b_1 + b_2z^{-1})z^{-N-1}} \frac{1}{G_{0E}(z)} \quad (13)$$

5. Wskaźniki jakości regulacji

Do oceny jakości regulacji układu zamkniętego stosuje się najczęściej kryteria całkowe. Aby błąd regulacji był najmniejszy całka z uchybu $\int_0^{\infty} e(t) dt$ musi dążyć do zera (Rys. 5.).



Rys. 6. Odpowiedź na skok jednostkowy układu zamkniętego – interpretacja kryterium całkowego.

W praktyce stosuje się kilka wersji kryterium całkowego do oceny jakości regulacji. Poniżej najważniejsze z nich (należy wykorzystać je do oceny jakości regulacji zaprojektowanych regulatorów):

- kryterium ISE (ang. Integral Squared Error):

$$I = \int_0^{\infty} (e(t))^2 dt \quad (14)$$

- kryterium ITSE (ang. Integral of Time multiplied by Squared Error)

$$I_1 = \int_0^{\infty} t(e(t))^2 dt \quad (15)$$

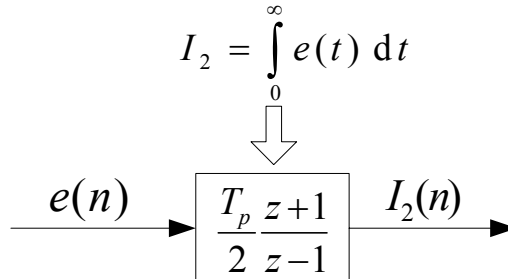
- kryterium IAE (ang. Integral of Absolute value of Error)

$$I_2 = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (16)$$

- kryterium ITAE (ang. Integral of Time multiplied by Absolute value of Error):

$$I_2 = \int_0^{\infty} t |e(t)| \quad (17)$$

Powyższe kryteria całkowe (zależności (3) - (6)) w układzie dyskretnym można obliczyć stosując algorytm numerycznego całkowania metodą trapezów (patrz Rys. 6.).



Rys. 7. Całkowanie numeryczne metodą trapezów.

Literatura:

- [1] E. Rosołowski, „Podstawy regulacji automatycznej”, Wrocław 2014, http://www.rose.pwr.wroc.pl/Podst_aut/Podstawy_Auto.pdf
- [2] T. Legierski, J. Kasprzyk, J. Wyrwał, J. Hajda: Programowanie Sterowników PLC. Wyd. Prac. Komp. J. Skalmierskiego, Gliwice, 1998
- [3] J. Kasprzyk: Programowanie sterowników przemysłowych. WNT, Warszawa, 2005.
- [4] Z. Łukasik, Z. Seta: Programowalne sterowniki PLC w systemach sterowania przemysłowego, Wydawnictwo Politechniki Radomskiej, Radom, 2001.
- [5] B. Mrozek, Z. Mrozek, „Matlab i Simuling. Poradnik użytkownika”, Helion 2010.
- [6] M. Sobierajski, M. Łabuzek, „Programowanie w Matlabie dla elektryków”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2005.
- [7] MATLAB – <http://www.mathworks.com>