

**Politechnika Lubelska**  
**Katedra Automatyki i Metrologii**

**Laboratorium**  
**Podstaw Automatyki i**  
**Regulacji Automatycznej**

EZ

Ćwiczenie nr 5

**Temat: Badanie dyskretnego w czasie układu  
automatycznej regulacji**

Lublin 2006

## 5. REGULACJA IMPULSOWA

### 5.1. WSTĘP

W technice sterowania często obok sygnałów ciągłych można spotkać sygnały dyskretne. Dyskretyzacja sygnałów w ogólności może polegać na dyskretyzacji wartości sygnału lub (i) na dyskretyzacji czasu.

Sygnały dyskretne, występujące jedynie w określonych chwilach czasu, nazywamy impulsowymi. Stosowanie techniki impulsowej wynika ze względów technicznych, ponieważ pozwala na:

- Uproszczenie konstrukcji urządzeń
- Uzyskanie większej odporności na zakłócenia
- Większe wykorzystanie mocy obliczeniowej urządzeń

Istnieją układy, z których zasady działania wynika konieczność stosowania układów impulsowych jak na przykład:

- Urządzenia realizowane w technice cyfrowej
- Matematyczne układy cyfrowe

W teorii sterowania rozpatrywanie UAR jako impulsowych wynika z zastosowań tanich urządzeń cyfrowych takich jak sterowniki programowalne i innych urządzeń swobodnie programowalnych sterujących procesami przemysłowymi. Zastosowanie techniki cyfrowej w wielu przypadkach pozwala na polepszenie jakości regulacji w stosunku do układów ciągłych.

### 5.2. PODSTAWY TEORII UKŁADÓW IMPULSOWYCH

Przez **układ impulsowy** rozumie się układ, w którym **występują sygnały impulsowe**. Nie zawsze w **układach impulsowych** występują tylko i wyłącznie **sygnały impulsowe**, mogą występować także sygnały **ciągłe**.

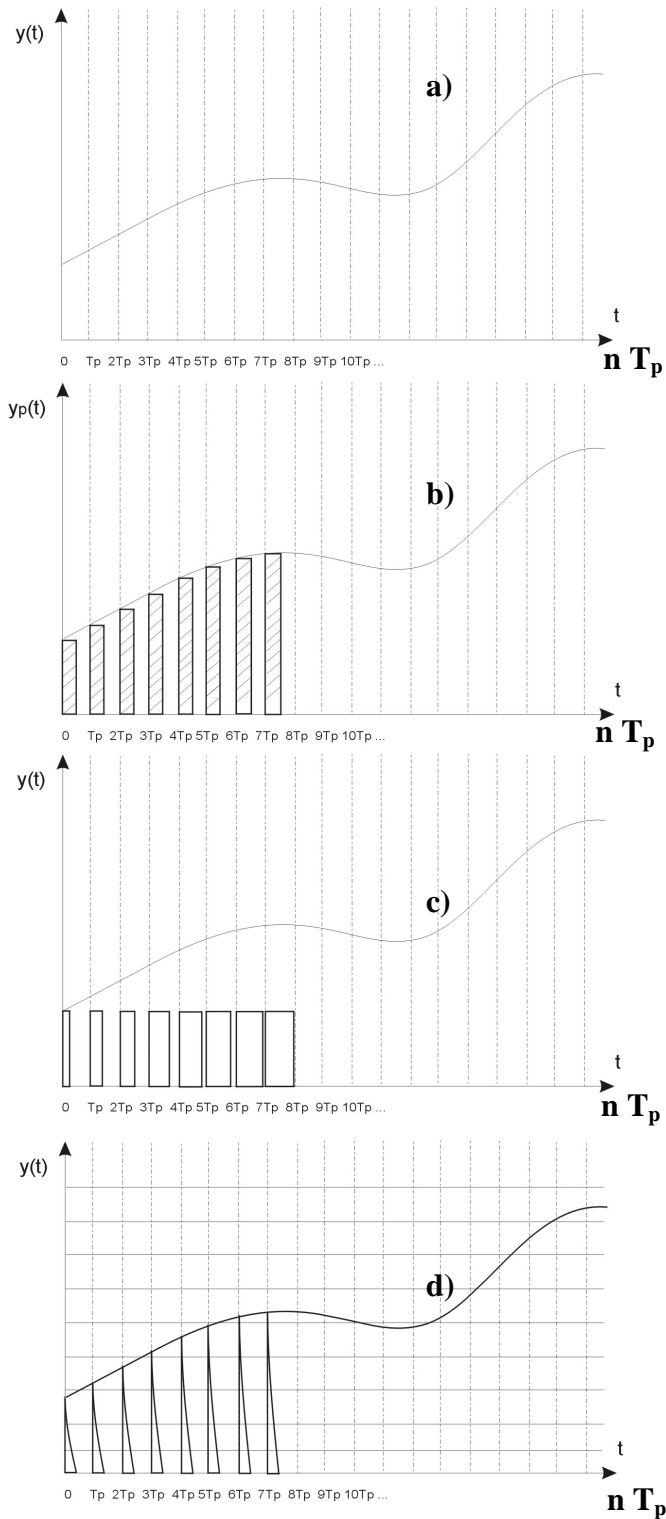
Przekształcenie sygnału ciągłego w sygnał impulsowy nazywa się **modulacją impulsową**, a urządzenie dokonujące modulacji impulsowej nazywamy - **impulsatorem**. Podstawowe rodzaje modulacji impulsowej są przedstawione na rysunku 5.1.

W technice sterowania sygnały impulsowe często oddziałują na ciągłe obiekty, dlatego też najczęściej stosowaną jest **modulacja pola impulsu** tzn. **modulacja amplitudy** (przy stałej szerokości impulsu - stałym czasie impulsowania) lub **modulacja szerokości** (przy stałej amplitudzie).

Uśrednienie ciągu impulsów odbywa się w obiekcie dynamicznym o właściwościach **filtru dolnoprzepustowego**. Przykładem obiektu będącego filtrem dolnoprzepustowym jest obiekt o charakterze inercyjnym.

#### 5.2.1. Impulsatory

Przez **impulsator idealny** rozumie się człon funkcjonalny zamieniający sygnał ciągły  $y(t)$  na sygnał impulsowy  $y_p^*(t)$ , będący ciągiem impulsów Dirac'a o polu mającym wartość równą wartości sygnału ciągłego  $y(t)$  w danej chwili czasu ( $t$ ). Operacja impulsowania obrazowana jest na schemacie przez klucz idealny.



Rys.5.1. Różnorodne sposoby zamiany sygnału ciągłego w impulsowy

- a) sygnał ciągły,
- b) sygnał impulsowy z **modulacją amplitudy**,
- c) sygnał impulsowy z **modulacją szerokości impulsu**,
- d) sygnał impulsowy o **kształcie trójkątnym z modulacją amplitudy i kwantowaniem**.

Oprócz przedstawionych na Rys.5.1. modulacji występuje jeszcze: **modulacja częstotliwości i modulacja fazy**.

Idealny sygnał impulsowy można zapisać w postaci wzoru:

$$y_p^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y(nT_p) \cdot \delta(t - nT_p) \quad (5.1)$$

gdzie :

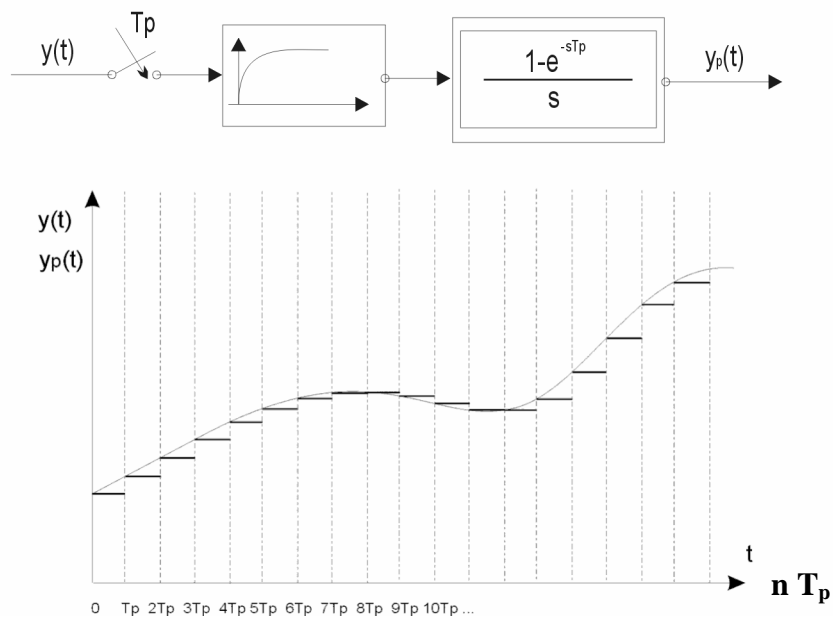
$y(n \cdot T_p)$  - jest szeregiem wartości sygnału ciągłego w chwilach  $t = nT_p$ ,  
 wskaźnik  $n = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$  jest kolejnym numerem okresu  
 impulsowania  $T_p$  (próbkowanie) bądź tzw. chwili próbkowania.

$\delta(t - nT_p)$  - impulsowa funkcja Dirac'a.

**Impulsator idealny liniowy** to taki, którego efekt da się przedstawić jako szeregowo połączenie **impulsatora idealnego** oraz **liniowego członu dynamicznego**.

W praktycznym zastosowaniu najczęściej mamy do czynienia z **liniowym rzeczywistym impulsatorem**. Wytwarza on, co okres  $T_p$ , impulsy o określonym kształcie. Amplitudy i pola kolejnych impulsów są proporcjonalne do wartości sygnału ciągłego w chwilach próbkowania  $t = n \cdot T_p$ .

**Impulsator rzeczywisty** wytwarza na swoim wyjściu ciąg impulsów, których kształt wewnątrz okresów impulsowania może być różny np.: **liniowy**, **wykładniczy**, itp. W przypadku, gdy impulsator generuje **sygnał schodkowy** (szerokość impulsów równa  $T_p$ ) człon formujący jest tzw. **ekstrapolatorem zerowego rzędu**. Strukturę oraz przebiegi sygnału z takiego impulsatora przedstawiono na Rys.5.2.



Rys. 5.2. Schemat blokowy sygnału schodkowego z impulsatora rzeczywistego z ekstrapolatorem zerowego rzędu

Transmitancja **ekstrapolatora zerowego rzędu** (członu formującego z pamięcią) jest postaci:

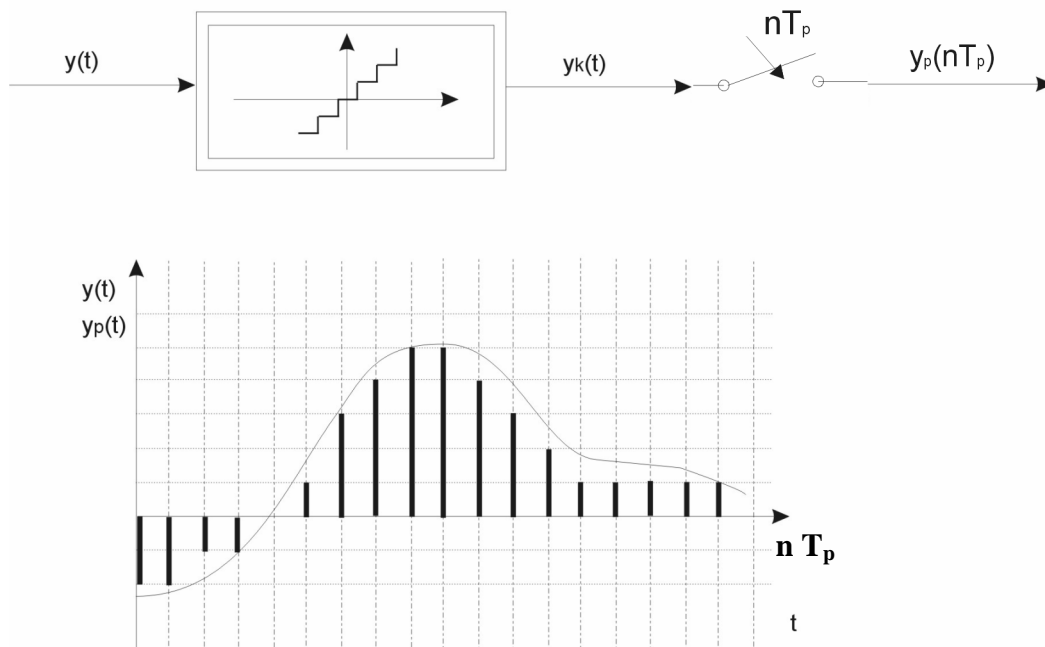
$$G_p(s) = \frac{1}{s} (1 - e^{-sT_p}) \quad (5.2)$$

pojedynczy k-ty impuls na wyjściu można zapisać jako:

$$y_{pk}(t) = y(kT_p) \{ 1(t - kT_p) - 1(t - kT_p - T_p) \} \quad (5.3)$$

Ze względu na fakt, że w mikroprocesorowych urządzeniach sterujących cyfrowe do sterowania, zostaną krótko omówione **impulsatory kwantowe**. Układy mikroprocesorowe mogą przeprowadzać obliczenia tylko na **dyskretnych w czasie i kwantowanych** wartościach sygnałów, dodatkowo realizowane jest modelowanie.

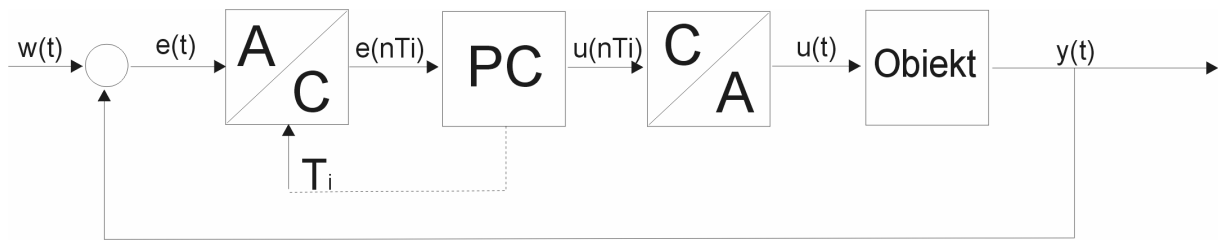
**Impulsatorem kwantowym** nazywamy taki impulsator, w którym parametry impulsów wyjściowych **nie mogą przybierać wartości dowolnych**, a jedynie całkowitą wielokrotność pewnej jednostki tzw. **kwantu**. Impulsator kwantowy powstaje z połączenia **impulsatora idealnego** z **nieliniowym członem bezinercyjnym** o charakterystyce kwantowej (Rys. 5.3.).



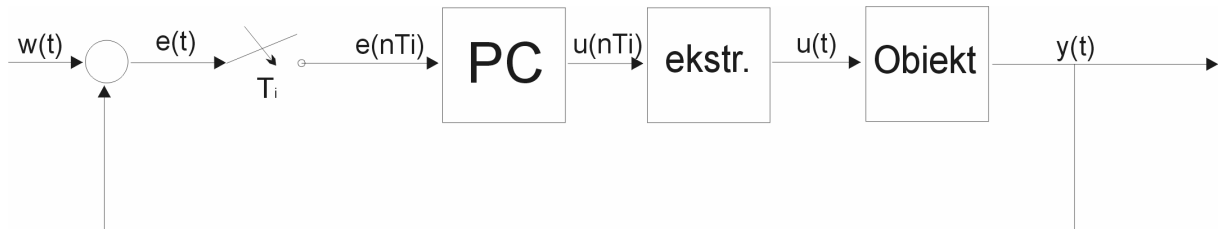
Rys. 5.3. Impulsator kwantowy idealny; schemat oraz impulsy wyjściowe

## 5.2.2. Metody analizy układów impulsowych

Teoria układów impulsowych, stosowana jest do analizy i syntezy układów regulacji cyfrowej, ponieważ układy impulsowe zazwyczaj bezpośrednio współpracują z mikrokontrolerem lub komputerem tworząc regulator cyfrowy. Mikrokontroler lub komputer nie może dokonywać analizy sygnału w sposób ciągły, lecz jedynie w dyskretnych chwilach czasu, czyli dokonuje próbkowania o odpowiednim, z góry określonym okresie.



Rys. 5.3a. Schemat blokowy układu sterowania komputerowego z przetwornikiem A/C i C/A



Rys. 5.3b. Schemat równoważny (Rys.5.3a). przy pominięciu efektu kwantowania cyfrowego i wprowadzeniu ekstrapolatora

Cechą charakterystyczną analizy układów impulsowych jest rozpatrywanie sygnałów w dyskretnych chwilach czasowych narzuconych przez impulsator. Ponieważ w układach impulsowych występują również sygnały ciągłe, w celu ujednoczenia podejścia w analizie, wprowadza się tzw. **impulsatory fikcyjne**. Wtedy analiza polegać będzie na rozpatrywaniu związków pomiędzy rzeczywistymi i fikcyjnymi sygnałami impulsowymi.

W przypadku układów impulsowych liniowych istnieje kilka matematycznych metod analizy, które prowadzą do tych samych wyników.

**Metoda pierwsza** polega na badaniu zależności pomiędzy idealnymi sygnałami impulsowymi, które są **ciągami funkcji Dirac'a**. Ujęcie to pozwala na zastosowanie ciągłego przekształcenia Laplace'a i przeprowadzenie analizy liniowych układów impulsowych analogicznie, jak liniowych układów ciągłych.

**Metoda druga** polega na badaniu zależności między wartościami sygnałów ciągłych w dyskretnych chwilach czasu  $nT_p$ , niezależnie czy ma miejsce dyskretyzacja czy też nie. Do ciągów wartości sygnałów w dyskretnych chwilach czasu zwanych **funkcjami dyskretnymi**, gdy układ i impulsatory są liniowe, można zastosować **specjalne przekształcenie Laplace'a** zwane **przekształceniem „Z”**. Przekształcenie „Z” jest dyskretną wersją całkowitej transformacji Laplace'a.

**Metoda trzecia** jest najbardziej ogólna i polega na ujęciu zależności pomiędzy ciągami wartości sygnałów w postaci równań różnicowych i ich rozwiązaniu.

### 5.2.2.1. Dyskretne przekształcenie Laplace'a – Transformata „Z”

Transformata Z (5.4) (nazywana jest również **dyskretną transformacją przekształceniem Laplace'a** lub **transformatą Dirichleta albo Laurent'a**) jest szeregiem potęgowym, względem **zmienną zespoloną „z”** określonym wzorem:

$$Z\{f(n)\} \stackrel{df}{=} \sum_{n=0}^{\infty} f(n) \cdot z^{-n} = F(z) \quad (5.4)$$

gdzie:

**f(n)** - funkcja dyskretna przy zredukowanej skali czasu  $\tau = t / T_p$

**z** - zmienna niezależna zespolona, dziedzina transformaty Z sygnału.

**Przekształcenie Z** transformuje z **dziedziny czasu** do **dziedziny operatorowej** czyli wzajemnie jednoznacznie przyporządkowuje funkcji  $f(n)$  zmiennej  $n$  funkcję operatorową  $F(z)$  zmiennej  $z$  według reguły 5.4.

**Przekształcenie odwrotne** wyraża się wzorem:

$$f(n) = \frac{1}{2\pi j} \oint Z^{k-1} * F(z) dz = \sum_{i=1}^k \text{res}[F(z) * Z^{k-1}] \quad (5.5)$$

W praktyce do obliczeń transformat odwrotnych (oryginałów  $f(n)$ ) używa się tablic wprost, bądź w przypadku funkcji złożonych stosuje się rozkład na ułamki proste o postaci  $\frac{z}{z - z_i}$  ( $z_i$  biegun transformaty) i następnie używa się tablic.

### 5.2.2.2. Równania różnicowe

Jeżeli układ liniowy opisany jest równaniem różnicowym o sygnale wejściowym  $u(t)$  oraz sygnale wyjściowym  $y(t)$  to w **dyskretnych chwilach czasu** odpowiada to badaniu, zależności pomiędzy sygnałami  $u(n)$  i  $y(n)$  i wtedy układ taki jest traktowany jako impulsowy.

**Równaniem różnicowym**  $k$ -tego rzędu nazywamy związek pomiędzy wartościami ciągu  $y(n)$  a jego różnicami aż do  $k$ -tej włącznie, albo równoważnie związek pomiędzy  $(k+1)$  kolejnymi wartościami ciągu  $y(n)$ . Liniowe równanie różnicowe o stałych współczynnikach ma postać:

$$\Delta^k y(n) + a_{k-1} \Delta^{k-1} y(n) + a_{k-2} \Delta^{k-2} y(n) + \dots + a_1 \Delta y(n) + a_0 y(n) = u(n) \quad (5.6)$$

lub

$$y(k+n) + a_{k-1} y(k+n-1) + \dots + a_1 y(n+1) + a_0 y(n) = u(n) \quad (5.7)$$

W celu rozwiązania równania różnicowego konieczna jest znajomość funkcji wymuszającej  $U(n)$  oraz  $k$  warunków początkowych funkcji  $y(0) \dots y(k-1)$ . Wtedy można metodą rekurencyjną obliczyć wartości liczbowe  $y(n)$  w kolejnych chwilach  $n$ . Innymi metodami rozwiązywania równania różnicowego jest **metoda klasyczna** lub **metoda operatorowa**.

### 5.2.2.3. Transmittancja impulsowa

Podobnie jak dla układów ciągłych, liniowych i stacjonarnych w przypadku analizy układów impulsowych, liniowych i stacjonarnych dogodne jest posługiwanie się metodami operatorowymi – w tym przypadku **przekształceniem Z**.

Jeżeli układ impulsowy opisany jest przez równanie różnicowe  $n$ -tego rzędu, dla jednego sygnału wyjściowego  $y$  i jednego sygnału sterowania  $u$  to przy zerowych warunkach początkowych równanie to jest następujące:

$$y[k+n] + \dots + a_0 y[n] = b_m u[k+m] + \dots + b_0 u[m] \quad (5.8)$$

Po transformowaniu obu stron powyższego równania można z niego wydzielić wyrażenie:

$$G[z] = \frac{Y[z]}{U[z]} = \frac{b_m Z^m + \dots + b_0}{Z^k + \dots + a_0} \quad (5.9)$$

Wyrażenie to nazywamy **transmitancją dyskretną** (transmitancją impulsową) układu opisanego równaniem (5.8), zaś mianownik transmitancji dyskretniej – **wielomianem charakterystycznym**. Transmitancja dyskretna  $G[z]$  jest transformatą Z **dyskretniej charakterystyki impulsowej**  $g(n)$  powstałej z dyskretyzacji ciągłej charakterystyki impulsowej  $g(t)$ . Odpowiedź układu na dowolne wymuszenie można w dziedzinie transformat wyrazić jako:

$$Y[z] = G[z] \cdot U[z] \quad (5.10)$$

zaś w dziedzinie czasu dyskretnego jako splot (dyskretny) sygnału wymuszenia i odpowiedzi impulsowej  $g(n)$  czyli:

$$y[n] = \sum_{i=0}^k u[i] * g[n-i] \quad (5.11)$$

Przy analizie układów impulsowych bardzo przydatne są tablice transformat Laplace'a i odpowiadających im transformat Z.

#### 5.2.2.4. Stabilność liniowych układów impulsowych

Stabilność układu opisanego równaniem różnicowym można określić na podstawie postaci składowej swobodnej  $y_p(n)$  rozwiązania jego równania, czyli na podstawie rozwiązania **ogólnego, równania jednorodnego** (bez wymuszenia). Postać tej składowej zależy od warunków początkowych i przedstawia się następująco:

$$y_p[n] = \sum_{i=1}^k C_i \cdot z_i^n \quad (5.12)$$

przy czym  $z_i$  ( $i = 1, 2, 3, \dots, k$ ) są pierwiastkami jednokrotnymi równania charakterystycznego

$$z^k + a_{k-1}z^{k-1} + \dots + a_1z^1 + a_0z^0 = 0 \quad (5.13)$$

Stałe  $C_i$  wyznaczone są z warunków początkowych. Dla pierwiastków wielokrotnych wzór (5.12) przyjmuje postać:

$$y_p[n] = \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^{l_i-1} C_{ij} \cdot z_i^n * n^j \quad (5.14)$$

gdzie  $l_i$  - krotność i-tego pierwiastka równania (7.13).

Warunkiem stabilności asymptotycznej układu jest, aby składowa przejściowa zanikała do zera przy  $n \rightarrow \infty$  co jest równoważne warunkowi, aby wszystkie pierwiastki równania charakterystycznego leżały wewnątrz koła jednostkowego czyli:

$$|z_i| < 1 \quad (5.15)$$

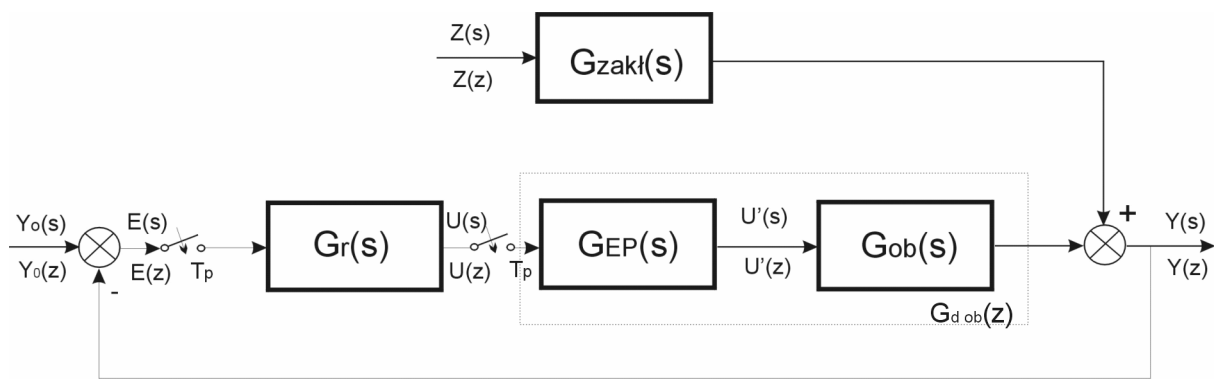


W przypadku pierwiastków jednokrotnych można dopuścić do również warunek  $|z_i|=1$ , wtedy układ jest stabilny ale nie asymptotycznie. W praktyce do oceny stabilności układów impulsowych stosuje się kryterium Hurwitz'a po uprzednim odwzorowaniu koła jednostkowego z płaszczyzny „z” na lewą półpłaszczyznę zmiennej „w” poprzez podstawienie  $w = \frac{z-1}{z+1}$ .

Po wprowadzeniu zmiennej „w” można jej część urojoną traktować jako „zastępczą częstotliwość” i stosować dzięki temu częstotliwościowe metody analizy i syntezy.

### 5.3. UKŁADY REGULACJI IMPULSOWEJ

Schemat blokowy typowego układu regulacji impulsowej jednej zmiennej jest pokazany na Rys. 5.4.



Rys. 5.4. Schemat blokowy typowego układu regulacji impulsowej

Obiekt regulacji  $G_{ob}(s)$  jest **ciągły**, natomiast regulator jest regulatorem impulsowym. Układ regulatora impulsowego obok właściwego regulatora o transmitancji  $G_r(s)$  składa się z impulsatorów oraz członu formującego (ekstrapolatora) o transmitancji  $G_{EP}(s)$ .

W celu przedstawienia schematu w sposób analogiczny jak dla układów ciągłych, należy znaleźć odpowiednie **transmitancje dyskretne**. Ponieważ istnieje **jednoznaczne przyporządkowanie** transformatom Laplace'a odpowiednich **transformat dyskretnych** (transformat Z) można wprowadzić tzw. przekształcenie **D**, które formalnie definiuje się jako:

$$D\{F(s)\} = \frac{1}{T_p} \sum_{r=-\infty}^{+\infty} F\left(s + j \frac{2\pi}{T_p} r\right) + \frac{f(0)}{2} = F[z] \quad (5.16)$$

Wtedy odpowiednie transmitancje dyskretne będą równe:

**Transmitancja dyskretna względem ekstrapolatora:**

$$G_r[z] = D\{G_r(s) \cdot G_{EP}(s)\} \quad (5.17)$$

**Transmitancja dyskretna układu otwartego:**

$$G_0[z] = G_r[z] \cdot D\{G_{ob}(s)\} = G_r[z] \cdot G_{ob}[z] \quad (5.18)$$

**Transmitancja dyskretna** względem sygnału **zakłócającego**:

$$G_{zakl}(s) = D\{G_{zakl}(s)\} = G_{zakl}(z) \quad (5.19)$$

Uwaga: Sygnały  $\mathbf{z(t)}$  oraz  $\mathbf{y(t)}$  traktujemy sztucznie jako sygnały dyskretny, czyli tak jakby wprowadzono impulsatory idealne (fikcyjne próbkowanie).

Transmitancja dyskretnego obiektu (obektu ciągłego widzianego przez regulator dyskretny) przedstawia się wzorem:

$$G_{dob}(z) = D\{G_{EP}(s) \cdot G_{ob}(s)\} \quad (5.20)$$

Analogicznie jak dla układu ciągłego UAR można przedstawić pojęcie transmitancji **układu zamkniętego**:

$$G_z[z] = \frac{G_0[z]}{1 + G_0[z]} = \frac{Y[z]}{Y_0[z]} \quad (5.21)$$

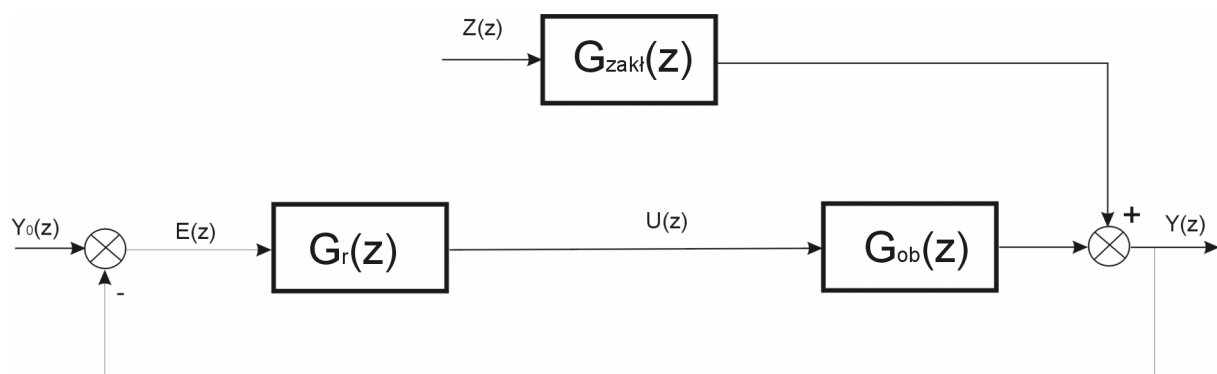
Transmitancji **uchybowej od wymuszenia**:

$$G_U[z] = \frac{1}{1 + G_0[z]} = \frac{E[z]}{Y_0[z]} \quad (5.22)$$

Transmitancji **uchybowej od zakłócenia** w układzie zamkniętym:

$$G_z[z] = \frac{G_{zak}[z]}{1 + G_0[z]} = \frac{E[z]}{Z[z]} \quad (5.23)$$

Schemat blokowy układu regulacji impulsowej analogiczny do układu ciągłego jest przedstawiony na Rys. 5.5.



Rys. 5.5. Schemat blokowy układu regulacji impulsowej.

### 5.3.1. Analiza i synteza układów regulacji impulsowej

Synteza układu regulacji impulsowej, tzn. dobór typu regulatora, struktury układu przy określonych wymaganiach co do parametrów statycznych i nastaw oraz parametrów dynamicznych regulacji, przebiega podobnie jak dla układów ciągłych. Istotną cechą jakościową układu impulsowego jest, obok **stabilności dokładność statyczna**.

Ocena dokładności statycznej (uchybu ustalonego) układu regulacji impulsowej jest związana z pojęciem **astatyzmu**. Układ regulacji impulsowej nazywamy astatycznym (względem wymuszenia lub zakłócenia) jeśli przy pracy  $n \rightarrow \infty$  **uchyby regulacji zanika do zera przy skokowym wymuszeniu lub zakłóceniu**. Warunkiem astatyzmu układu jest, aby

transmitancja układu **otwartego**  $G_0(z)$  zawierała czynnik  $\frac{1}{z-1}$ , zaś transmitancja

**zakłócenia nie zawierała** tego czynnika. Istnienie czynnika  $\frac{1}{z-1}$  w transmitancji  $G_0(z)$

oznacza, że w układzie **występuje sumowanie** lub w odpowiedniku ciągłym całkowanie. Układ regulacji impulsowej nazywamy **statycznym**, jeżeli w **odpowiedzi skokowej** występuje **uchyby ustalony** (uchyby statyczny) tzn. transmitancja dyskretna  $G_0(z)$  nie zawiera

czynnika  $\frac{1}{z-1}$ .

**Uchyby ustalony** można wyznaczyć z zależności:

$$e_u = \lim_{n \rightarrow \infty} e[n] = A_0 \frac{1}{1 + k_0} \quad (5.24)$$

Gdzie:  $A_0$  – amplituda skoku wymuszenia lub zakłócenia

$k_0$  – współczynnik wzmocnienia statycznego, obliczony jako  $\lim_{z \rightarrow 1} G_0[z]$  lub z twierdzenia granicznego na podstawie transformaty  $E(z)$ .

W układach regulacji impulsowej urządzeniami sterującymi są **regulatory**, najczęściej realizujące między innymi zdyskretyzowane po czasie odpowiedniki regulatorów (algorytmów) ciągłych PID. Współcześnie rolę tę pełnią regulatory mikroprocesorowe, sterowniki PLC, komputery przemysłowe, PC lub inne urządzenia mikrokomputerowe, czyli układy komputerowe pracujące w czasie rzeczywistym (on-line) i realizujące programowo algorytm regulacji.

Warunkiem koniecznym efektywnego stosowania takiego typu regulatora jest to, aby **okres próbkowania** był **dostatecznie mały** w porównaniu ze **stałymi czasowymi obiektu regulacji**.

## 5.4. REALIZACJA TECHNICZNA ĆWICZENIA

### 5.4.1. Realizacja techniczna regulatorów impulsowych

Odpowiednikami regulatorów ciągłych P, PI, PD, PID są standardowe typy regulatorów impulsowych o transmitancjach zestawionych w tablicy Tab.4.1.

Tabela 5.1. Zestawienie podstawowych algorytmów regulacji impulsowej PID (wzory)

Typ regulatora	P	I	PI	PD	PID
Równanie różnicowe	$k_p e[n \cdot T_p]$	$\frac{T_p}{T_i} \sum_{i=0}^n e[nT_p]$	$k_p \left\{ e[nT_p] + \frac{T_p}{T_i} \sum_{i=0}^n e[nT_p] \right\}$	$k_p \left\{ e[nT_p] + \frac{T_d}{T_p} \Delta e[nT_p] \right\}$	$k_p \left\{ e[nT_p] + \frac{T_p}{T_i} \sum_{i=0}^n e[nT_p] + \frac{T_d}{T_p} \Delta e[nT_p] \right\}$
Transmitancja dyskretna (impulsowa) $G[z]$	$k_p$	$\frac{T_p}{T_i} \frac{z}{z-1}$	$k_p \left\{ 1 + \frac{T_p}{T_i} \frac{z}{z-1} \right\}$	$k_p \left\{ 1 + \frac{T_d}{T_p} \frac{z-1}{z} \right\}$	$k_p \left\{ 1 + \frac{T_p}{T_i} \frac{z}{z-1} + \frac{T_d}{T_p} \frac{z-1}{z} \right\}$
Parametry ( $T_p$ - okres próbkowania)	$k_p$ - współczynnik wzmocnienia	$T_i$ - czas zdrożenia	$k_p; T_i$	$k_p; T_d$ - czas wyprzedzenia	$k_p; T_i; T_d$

**Działanie regulatora D** (różnicowanie) można zrealizować tylko na zasadzie **różnicy wstecznej** tzn.  $\Delta e = e[n] - e[n-1]$  dlatego też w tabelicy 5.1 zamiast nierealizowanego składnika  $z-1$  jest składnik  $\frac{z-1}{z}$ .

**Działanie I** (sumowanie) realizowane jako  $\sum_{i=0}^n e[i]$ , a nie jak w przypadku idealnym

$\sum_{i=1}^{n-1} e[i]$  tzn. w transmitancjach tabelicy 4.1 pojawia się składnik  $\frac{z}{z-1}$  a nie  $\frac{1}{z-1}$ . Nie jest to

ograniczenie wynikające z realizacji technicznej, zostało przyjęte ze względu na **korzystne działanie „przyspieszenia” sumy**.

#### 5.4.2 Realizacja techniczna ekstrapolatora

Rzeczywisty ekstrapolator zerowego rzędu zapamiętuje na okres  $T_p$  nie wartość  $y[nT_p]$ , lecz wartość nieco wcześniejszą  $y[nT_p]$ . Jeżeli w szereg z takim ekstrapolatorem włączony jest kolejny ekstrapolator za pośrednictwem członu bezinercyjnego, to otrzymuje się efekt **opóźnienia o jeden okres impulsowania**, ponieważ wartość  $y[nT_p]$  może zostać przeniesiona przez kolejny ekstrapolator dopiero w chwili  $(T_p + nT_p)$ . Ten sam efekt można zauważyć, gdy ekstrapolator rzeczywisty połączony jest w układzie **bezinercyjnego sprzężenia zwrotnego**. Transmitancja dyskretna ekstrapolatora idealnego zerowego rzędu jest równa 1, zaś ekstrapolator rzeczywisty w połączeniu z innym ekstrapolatorem lub zwrotnie z samym sobą ma transmitancję dyskretną  $z^{-1}$ .

W większości przypadków praktycznych można traktować człony układu impulsowego w sposób idealizowany. Szczególnie ma to miejsce gdy dyskretyzacja wynika z zastosowania cyfrowego układu sterowania, gdzie okres próbkowania jest mały, przy obiekcie mającym właściwości filtrujące wyższe częstotliwości (człony całkujące, inercyjne

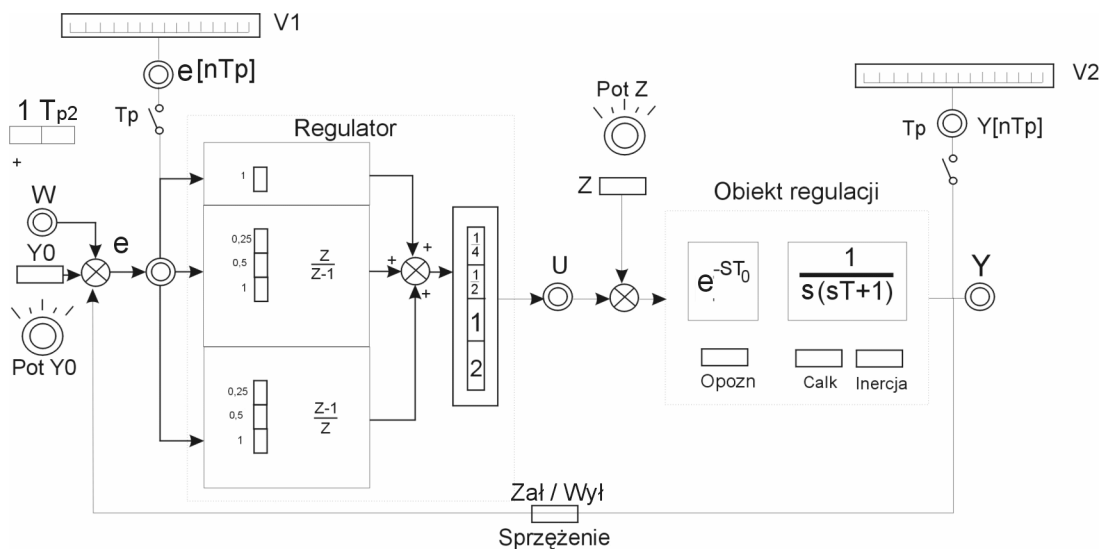
itp..).Obiekt wraz z ekstrapolatorem zerowego rzędu traktuje się jak funkcjonalną całość o transmitancji ciągłej.

$$G_{ob}(s) = \frac{1 - e^{-sT_p}}{s} G_{ob}(s) \quad (5.25)$$

Jedynym przypadkiem, w którym konieczne jest uwzględnienie nieidealności ekstrapolatora jest przypadek, gdy  $G_{ob}(s) = k_{ob}$ , czyli gdy obiekt jest bezinercyjny.

### 5.4.3 Opis stanowiska laboratoryjnego

Ćwiczenie wykonuje się na elektronicznym modelu układu regulacji impulsowej, w postaci stojaka, którego płyta czołowa jest przedstawiona na Rys. 5.6.



Rys. 5.6. Płyta czołowa stanowiska laboratoryjnego

Przy pomocy przycisków "OPÓŹN", "INERCJA", "CAŁKOWANIE" możliwy jest dowolny wybór ciągłego obiektu regulacji.

**Regulator impulsowy** (model) posiada rozdzielone i niezależnie włączane bądź wyłączane (z odpowiednim współczynnikiem) **działanie P, I, lub D**. Jest on połączony z obiektem za pośrednictwem nieidealnego ekstrapolatora zerowego rzędu (nie wyodrębnionego). Okres impulsowania można nastawiać skokowo na wartość **1sek** lub **2sek** przyciskiem  $T_p$ .

**Sygnałami wymuszającymi** w układzie mogą być: **sygnał wartości zadanej  $Y_0$**  (przycisk  $Y_0$ ), którego amplitudę można nastawić pokrętkiem potencjometru, **zakłócenie  $Z$**  oraz dodatkowy **sygnał wymuszający  $W$**  (gniazdo  $W$ ) podawany z zewnętrznego źródła.

Do obserwacji przebiegu dyskretnych sygnałów  $e[nTp]$  i  $y[nTp]$  w układzie służą **mierniki  $U1$  i  $U2$** . Sygnały można rejestrować rejestratorem wykorzystując odpowiednie gniazda.

## 5.5. INSTRUKCJA ROBOCZA

### 5.5.1. Badanie elementów układu otwartego

Zarejestrować przebiegi (używając oscyloskopu wirtualnego tzn. komputera PC z kartą pomiarowo-sterującą i LabView) na wejściach i wyjściach podstawowych elementów modelu regulacji impulsowej tzn.

- **Ekstrapolatora** np.  $e$  i  $e[nT_p]$  przy **skokowej i ciągłej zmianie  $e$**  (np. liniowo narastającej).
- **Regulatora** (jego poszczególnych **działań składowych**) przy **skokowej zmianie  $e$** .
- **Obiektu** (wariantu) przy **skokowej zmianie sygnału wejściowego (np. zakłócenia  $Z$ )**
- **Określić** wpływ charakteru wymuszeń, parametrów, rodzaju działań oraz reakcję badanych elementów.

### 5.5.2 Badanie układów regulacji impulsowej

- Zarejestrować przebiegi sygnałów (uchyby, itp.) w **układzie zamkniętym**, przy wybranym obiekcie np.:
  1. **inercyjnym bez i z opóźnieniem,**
  2. **całkującym z inercją**

oraz przy różnych wariantach algorytmu regulatora, nastawach i okresie próbkowania.

Porównać uzyskane przebiegi, oceniając wpływ struktury i parametrów układu na jakość regulacji mierzoną wybranymi wskaźnikami jakości (uchyby ustalony, czas regulacji, przeregulowanie, ...Zwrócić jakościowo uwagę na warunki stabilności i wpływ elementarnych działań algorytmu regulacji na jakość regulacji.

- Dla **ustalonego** przez prowadzącego dobrać metodą prób i błędów **nastawy** zapewniające uzyskanie **korzystnych przebiegów uchybu** (np. minimum czasu regulacji).

## 5.6. LITERATURA

- [1]. *Frelek B., Komor Z., Kruszyński H., Markowski A. „Laboratorium podstaw automatyki ” ; Skrypt P.W. ‘80r.*
- [2]. *Cypkin J.Z.: „Teoria układów impulsowych ” ; PWN. W-wa ‘65r.*
- [3]. *Jury E.J.:” Przekształcenie  $Z$  i jego zastosowania ” ; WNT. W-wa ‘68r.*
- [4]. *Nowacki P.J., Szklarski L., Górecki H.: ”Podstawy teorii układów regulacji automatycznej” T.II. PWN. W-wa ‘74r.*
- [5]. *Ackerman J.: ”Regulacja impulsowa ” ; WNT. W-wa ‘74r.*
- [6]. *Steiglitz K.: „Wstęp do systemów dyskretnych ” ; WNT. W-wa ‘77r.*
- [7]. *Kaczorek.T.: „Teoria sterowania. Tom 1” ; PWN. W-wa ‘77r.*