Politechnika Lubelska

Katedra Automatyki i Metrologii

Laboratorium

Podstaw Automatyki

MECHATRONIKA

Ćwiczenie nr **4**

Temat: Badanie dyskretnego w czasie układu regulacji

Lublin 2015

W technice sterowania często obok sygnałów ciągłych można spotkać sygnały dyskretne. Dyskretyzacja sygnałów w ogólności może polegać na dyskretyzacji wartości sygnału lub 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 technik impulsowych - jak na przykład:

- Urządzenia realizowane w technice cyfrowej
- Matematyczne układy cyfrowe

Zainteresowanie układami impulsowymi w automatyce, wynika z powszechności zastosowań urządzeń cyfrowych sterujących procesami przemysłowymi takich jak sterowniki programowalne i regulatory mikroprocesorowe. Zastosowanie techniki cyfrowej w wielu przypadkach pozwala na polepszenie jakości regulacji w stosunku do układów ciągłych.

4.1.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.

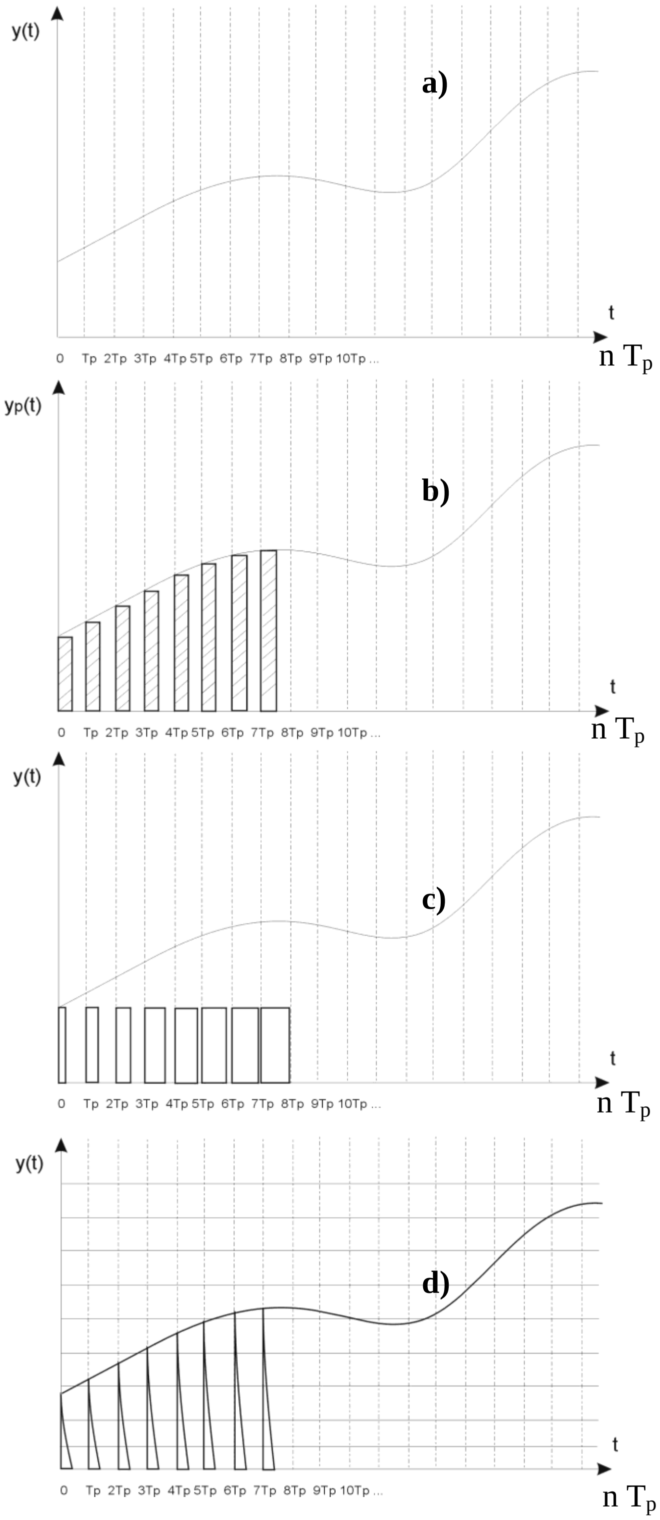
Przekształcenie sygnału ciągłego w sygnał impulsowy nazywa się modulacją impulsową, a urządzenie dokonujące modulacji impulsowej nazywamy - impulsatorem. Podstawowe rodzaje modulacji impulsowej są przedstawione na rysunku 4.1.

W technice sterowania sygnały impulsowe często oddziaływają 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.

Impulsatory

Przez impulsator idealny rozumie się człon funkcjonalny zamieniający sygnał ciągły y(t) na sygnał impulsowy y_p*(t), będący ciągiem impulsów Diraca 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.4.1. 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.4.1. modulacji występuje jeszcze: modulacja częstotliwości i modulacja fazy.

Idealny sygnał impulsowy można zapisać w postaci wzoru:

$$y_p^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y(nT_p) \cdot \delta(t - nT_p) \tag{4.1}$$

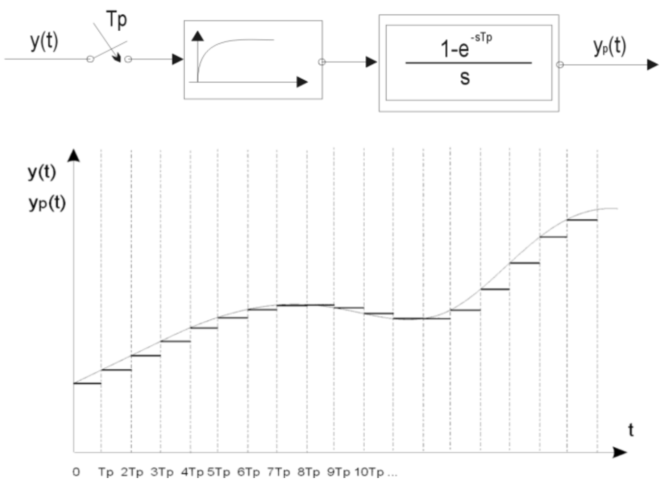
gdzie :

$y(n \cdot T_p)$ - jest szeregiem wartości sygnału ciągłego w chwilach $t = nT_p$, wskaźnik $n = 0,1,2,3,4, ...$ jest kolejnym numerem okresu impulsowania T_p (próbkowanie) bądź tzw. chwili próbkowania. $\delta(t\text{-}nT_p)$ - impulsowa funkcja Dirac'a.

Impulsator idealny liniowy to taki, którego efekt da się przedstawić jako szeregowe 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.4.2.*



Rys. 4.2. Schemat blokowy sygnału schodkowego z impulsatora rzeczywistego z ekstrapolatorem zerowego rzędu

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

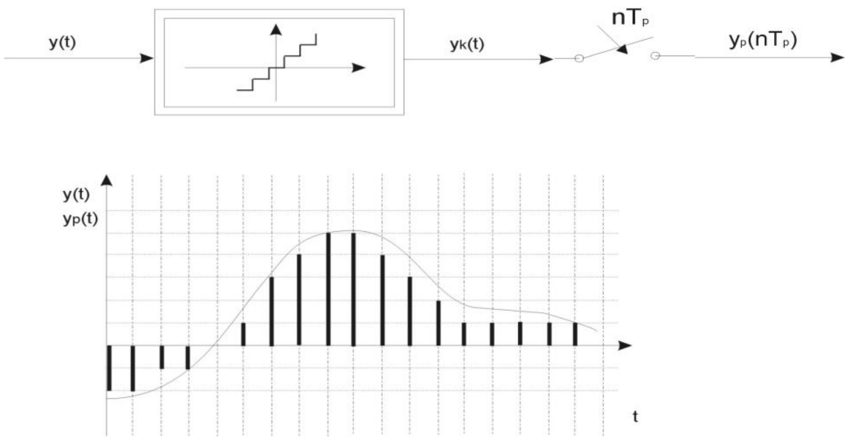
$$G_p(s) = \frac{1}{s}\left(1 - e^{-sT_p}\right) \tag{4.2}$$

pojedynczy k-ty impuls na wyjściu można zapisać jako:

$$y_{pk}(t) = y(kT_p)\{1(t - kT_p) - 1(t - kT_p - T_p)\} \tag{4.3}$$

Ze względu na fakt, że w mikroprocesorowych urządzeniach sterujących sygnały cyfrowe służą 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.

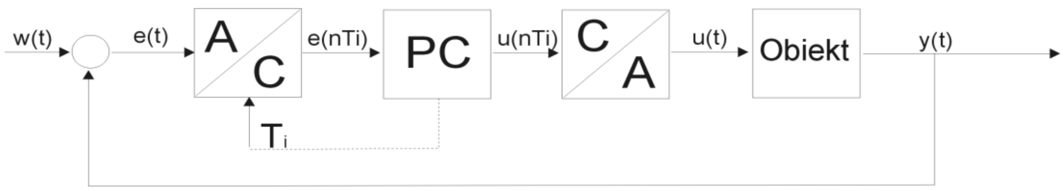
Impulsatorem kwantowym nazywamy taki impulsator, w którym parametry impulsów wyjściowych nie mogą przybierać wartości dowolnych, a jedynie całkowitą wielokrotność pewnej jednostki tzw. kwantu. Impulsator kwantowy powstaje z połączenia impulsatora idealnego z nieliniowym członem bezinercyjnym o charakterystyce kwantowej *(rys. 4.3.).*



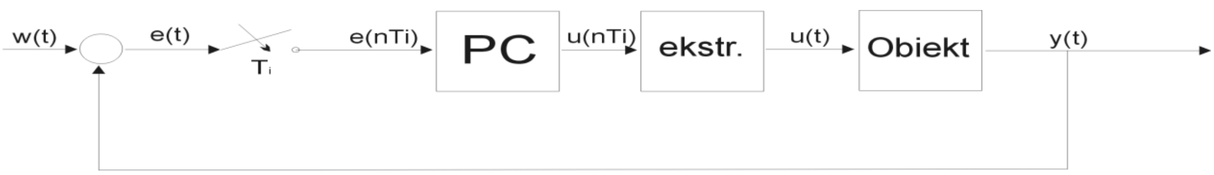
Rys. 4.3. Impulsator kwantowy idealny; schemat oraz impulsy wyjściowe

4.3.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. 4.3a. Schemat blokowy układu sterowania komputerowego z przetwornikiem A/C i C/A



Rys. 4.3b. Schemat równoważny (rys.4.3a) 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 ujednolicenia 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 całkowej transformacji Laplace'a.
Metoda trzecia jest najbardziej ogólna i polega na ujęciu zależności pomiędzy ciągami wartości sygnałów w postaci równań różnicowych i ich rozwiązaniu.

Dyskretne przekształcenie Laplace'a – Transformata „Z"

Transformata Z (4.4) (nazywana jest również dyskretną transformatą przekształceniem Laplace'a lub transformatą Dirichleta albo Laurent'a) jest szeregiem potęgowym, względem zmiennej zespolonej „z" określonym wzorem:

$$Z\{f(n)\} \overset{df}{=} \sum_{n=0}^{\infty} f(n)\cdot z^{-n} = F(z) \tag{4.4}$$

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 4.4.

Przekształcenie odwrotne wyraża się wzorem:

$$f(n) = \frac{1}{2\pi j}\oint Z^{k-1} * F(z)dz = \sum_{i=1}^{k} res\left[F(z) * Z^{k-1}\right] \tag{4.5}$$

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.

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:

$$\Delta^k y(n) + a_{k-1}\Delta^{k-1} y(n) + a_{k-2}\Delta^{k-2} y(n) + ... + a_1 \Delta y(n) + a_0 y(n) = u(n) \tag{4.6}$$

lub

$$y(k+n) + a_{k-1} y(k+n-1) + \dots + a_1 y(n+1) + a_0 y(n) = u(n) \tag{4.7}$$

W celu rozwiązania równania różnicowego konieczna jest znajomość funkcji wymuszającej U(n) oraz k warunków początkowych funkcji y(0) ... 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.

Transmitancja 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:

$$y[k+n] + ... + a_0\, y[n] = b_m\, u[k+m] + ... + b_0\, u[m] \tag{4.8}$$

Po dokonaniu obustronnej operacji przekształcenia Z powyższego równania można z niego wydzielić wyrażenie:

$$G[z] = \frac{Y[z]}{U[z]} = \frac{b_m Z^m + ... + b_0}{Z^k + ... + a_0} \tag{4.9}$$

Wyrażenie to nazywamy transmitancją dyskretną (transmitancją impulsową) układu opisanego równaniem (4.8), zaś mianownik transmitancji dyskretnej – wielomianem charakterystycznym. Transmitancja dyskretna G[z] jest transformatą Z dyskretnej charakterystyki impulsowej g(n) powstałej z dyskretyzacji ciągłej charakterystyki impulsowej g(t). Odpowiedź układu na dowolne wymuszenie można w dziedzinie transformat wyrazić jako:

$$Y[z] = G[z] \cdot U[z] \tag{4.10}$$

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

$$y[n] = \sum_{i=0}^{k} u[i] * g[n-i] \tag{4.11}$$

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

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:

$$y_p[n] = \sum_{i=1}^{k} C_i \cdot z_i^n \tag{4.12}$$

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

$$z^k + a_{k-1} \cdot z^{k-1} + ... + a_1 \cdot z^1 + a_0 \cdot z^0 = 0 \tag{4.13}$$

Stałe C_i wyznaczane są z warunków początkowych. Dla pierwiastków wielokrotnych wzór (4.12) przyjmuje postać:

$$y_p[n] = \sum_{i=1}^{k} \sum_{j=0}^{l_i - 1} C_{ij} \cdot z_i^n * n^j \tag{4.14}$$

gdzie l_i - krotność i-tego pierwiastka równania (4.13).

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

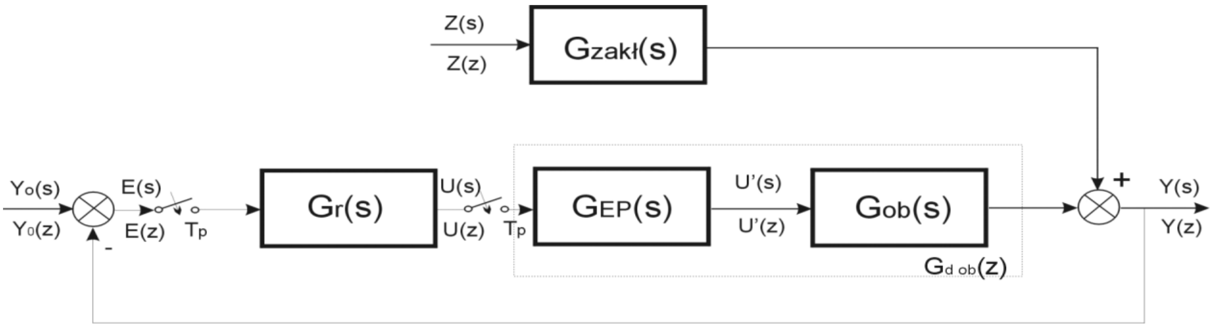
$$|z_i|<1 \tag{4.15}$$

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.

4.4.Układy regulacji impulsowej

Schemat blokowy typowego układu regulacji impulsowej jednej zmiennej jest pokazany na *rys. 4.4.*



Rys. 4.4. 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:

$$D\{F(s)\} = \frac{1}{T_p}\sum_{r=\infty}^{+\infty} F\left(s + j\frac{2\pi}{T_p}r\right) + \frac{f(0)}{2} = F[z] \tag{4.16}$$

Wtedy odpowiednie transmitancje dyskretne będą równe:
Transmitancja dyskretna względem ekstrapolatora:

$$G_r[z] = D\{G_r(s)\cdot G_{EP}(s)\} \tag{4.17}$$

Transmitancja dyskretna układu otwartego:

$$G_0[z] = G_r[z]\cdot D\{G_{ob}(s)\} = G_r[z]\cdot G_{ob}[z] \tag{4.18}$$

Transmitancja dyskretna względem sygnału zakłócającego:

$$G_{zakl}(s) = D\{G_{zakl}(s)\} = G_{zakl}(z) \tag{4.19}$$

Uwaga: Sygnały z(t) oraz y(t) traktujemy sztucznie jako sygnały dyskretne, czyli tak, jakby wprowadzano impulsatory idealne (fikcyjne próbkowanie).

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

$$G_{d\,ob}(z) = D\{G_{EP}(s)\cdot G_{ob}(s)\} \tag{4.20}$$

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

$$G_z[z] = \frac{G_0[z]}{1+G_0[z]} = \frac{Y[z]}{Y_0[z]} \tag{4.21}$$

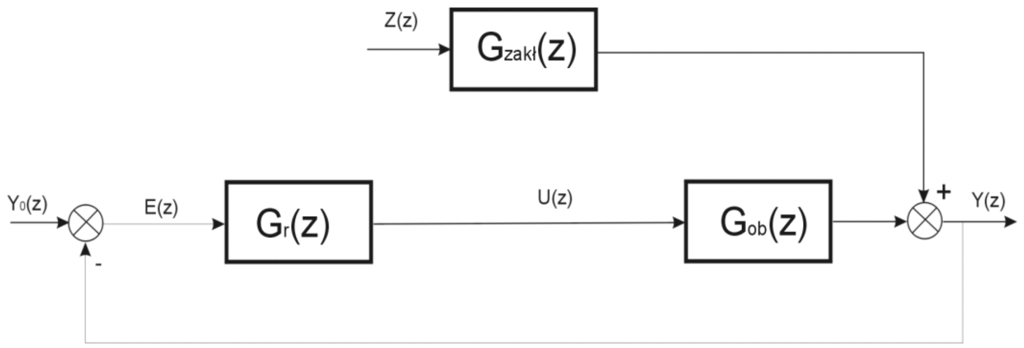
Transmitancji uchybowej od wymuszenia:

$$G_U[z] = \frac{1}{1+G_0[z]} = \frac{E[z]}{Y_0[z]} \tag{4.22}$$

Transmitancji uchybowej od zakłócenia w układzie zamkniętym:

$$G_z[z] = \frac{G_{zak}[z]}{1+G_0[z]} = \frac{E[z]}{Z[z]} \tag{4.23}$$

Schemat blokowy układu regulacji impulsowej analogiczny do układu ciągłego jest przedstawiony na rys. 4.5.



Rys. 4.5. Schemat blokowy układu regulacji impulsowej

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 → ∞ uchyb 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 zakłóceniowa 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 uchyb ustalony (uchyb statyczny) tzn. transmitancja dyskretna $G_0(z)$ nie zawiera czynnika $\frac{1}{z-1}$.

Uchyb statyczny można wyznaczyć z zależności:

$$e_u = \lim_{n->\infty} e[n] = A_0 \frac{1}{1+k_0} \tag{4.24}$$

Gdzie: A_0 – amplituda skoku wymuszenia lub zakłócenia

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

W układach regulacji impulsowej urządzeniami regulującymi są regulatory impulsowe, będące odpowiednikami regulatorów ciągłych PID. Współcześnie rolę regulatora impulsowego pełni regulator cyfrowy np. komputer pracujący w czasie rzeczywistym (on-line) i realizujący programowo algorytm regulacji.

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

4.5.Realizacja techniczna regulatorów cyfrowych

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

Tabela 4.1. Zestawienie podstawowych algorytmów regulacji impulsowej PID

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

Działanie regulatora D (różnicowanie) można zrealizować tylko na zasadzie **różnicy wstecznej** tzn. Δe = e[n] - e[n-1] dlatego też w tablicy 4.1 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 tablicy 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.

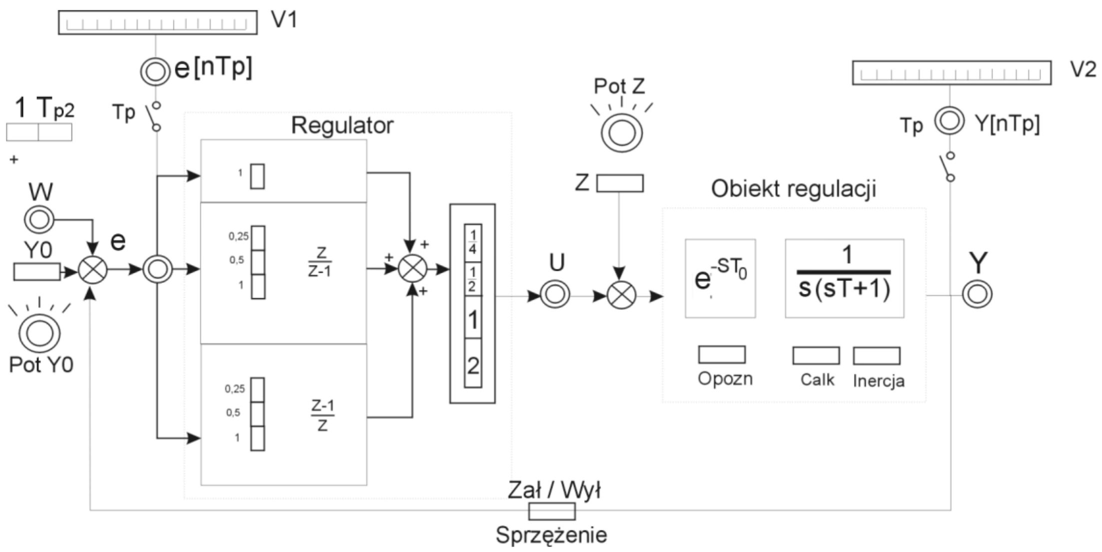
Realizacja techniczna ekstrapolatora

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 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.

$$G_{ob}(s)=\frac{1-e^{-sT_p}}{s}G_{ob}(s) \tag{4.25}$$

4.6.Instrukcja wykonania ćwiczenia nr 4

Ćwiczenie wykonuje się na elektronicznym modelu układu regulacji impulsowej, w postaci stojaka, którego płyta czołowa przedstawiona została na rys. 4.6.



Rys. 4.6. Płyta czołowa stanowiska laboratoryjnego

Z pomocą przycisków ”OPÓŹN”,”INERCJA”,”CAŁK**”** możliwy jest wybór wariantu ciągłego obiektu regulacji.
Elektroniczny model regulatora impulsowego PID posiada rozdzielone i niezależnie włączane bądź wyłączane (z odpowiednim współczynnikiem) działanie P, I, D. Umożliwia to swobodny wybór do badań struktury i nastaw algorytmu regulacji. W modelu nie jest realizowana operacja kwantowania a zakres zmian sygnałów ogranicza zasilanie. Model regulatora połączony z obiektem za pośrednictwem ekstrapolatora zerowego rzędu (ekstrapolator nie jest wyodrębniony w modelu układu). Okres impulsowania można nastawiać skokowo na wartość 1 lub 2 jednostek czasu przyciskiem $T_{p.}$
Sygnałami wymuszającymi w układzie mogą być: sygnał wartości zadanej Y_0 (przycisk Y_0), którego amplitudę można nastawić pokrętłem potencjometru, zakłócenie Z oraz dodatkowy sygnał wymuszający W (gniazdo W) podawany z zewnętrznego źródła.
Do obserwacji przebiegów ciągłych i dyskretnych sygnałów uchybu $e[nT_p]$, wyjściowego $y[nT_p]$ i i sygnału sterującego $u[nT_p]$ służą mierniki V1 i V2 oraz rejestrator wirtualny zbudowany na bazie karty pomiarowo-sterującej z USB. Sygnały można rejestrować łącząc wejścia karty z odpowiednimi gniazdami panelu.

Sposób rejestracji przebiegów:

1. Uruchomić środowisko Measurement & Automation Explorer (Pulpit/Regulacja impulsowa/Measurement & Automation),
2. W drzewie po lewej stronie odnaleźć pozycję „VI Logger Tasks/Rejestrator”, kliknąć.
3. Uruchomić stanowisko.
4. Podłączyć przewody karty pomiarowej do odpowiednich sygnałów.
5. Nad polem wykresu kliknąć przycisk „Run task”.
6. Załączyć odpowiednim przyciskiem na tablicy żądany sygnał.
7. Odczekać do momentu, gdy na ekranie pojawi się przebieg zawierający zarówno moment skoku jednostkowego, jak i wartość sygnału w stanie ustalonym.
8. Kliknąć przycisk „Stop task”.
9. Wyłączyć odpowiednim przyciskiem na tablicy zadany sygnał.
10. Zachować widoczny wykres.
11. Powtórzyć punkty 4-10 dla kolejnych parametrów zgodnie z instrukcją.

Badanie poszczególnych elementów układu otwartego

1. Zarejestrować przebiegi na wejściu i wyjściu podstawowych elementów modelu regulacji impulsowej:
    a. Ekstrapolatora (sygnały e i $e[nTp]$) przy skokowej i ciągłej zmianie e (np. liniowo narastającej).
    b. Regulatora (sygnały e oraz U) tj. jego poszczególnych działań składowych i wariantów przy skokowej zmianie e.
    c. Obiektu (sygnały Z i Y) w postaci wybranej przez prowadzącego zajęcia przy skokowej zmianie sygnału wejściowego (np. zakłócenia Z).
2. Na podstawie zarejestrowanych przebiegów dokonać identyfikacji badanych elementów oraz przeprowadzić analizę wpływu charakteru wymuszeń, parametrów, rodzaju działań na parametry reakcji badanych elementów.

Badanie układu regulacji impulsowej (układu zamkniętego)

3. Zarejestrować przebiegi:
    a. dyskretnego sygnału uchybu $e[nTp]$,
    b. ciągłego sygnału wyjściowego Y,
    c. ciągłego sygnału sterującego U

    od wymuszenia skokowego w układzie regulacji impulsowej z wybranym przez prowadzącego obiektem oraz przy następujących wariantach algorytmu regulatora impulsowego: **P, I, PI, PD, PID** dla różnych okresów próbkowania. Dla każdego z wariantów regulatora badać nie więcej niż 5 odpowiedzi na skok jednostkowy.
4. Ocenić wpływ:
    a. okresu próbkowania na stabilność układu,
    b. całkowania i wzmocnienia na uchyb ustalony,
    c. różniczkowania na jakość przebiegu przejściowego uchybu.
5. Porównać jakość przebiegów uchybu regulacji i sygnału wyjściowego przy różnych nastawach regulatora, szacując wartości wybranych wskaźników jakości regulacji.
6. Dobrać metodą prób i błędów nastawy zapewniające uzyskanie korzystnych przebiegów uchybu (minimum uchybu ustalonego i czasu regulacji). Dokonać analizy uzyskanych wyników.
7. Dla wybranych wariantów nastaw zarejestrować i ocenić przebiegi uchybu dla właściwości kompensacyjnych układu zadając w stanie ustalonym testowe zakłócenie skokowe.

Uwaga!

1. Wyniki rejestracji można szkicować lub pobrać do dalszej obróbki z plików.
2. Zachować ostrożność przy obsłudze rejestratora – nie zmieniać jego parametrów konfiguracyjnych.
3. Dla zachowania szerokiego zakresu zmian sygnałów wartości wymuszeń i zakłóceń nie powinny przekraczać 3 V.

LITERATURA

1. Cypkin J.Z.: „Teoria układów impulsowych”, PWN. W-wa ‘65r.
2. Jury E.J.: ”Przekształcenie Z i jego zastosowania”, WNT. W-wa ‘68r.
3. Ackerman J.: ”Regulacja impulsowa”, WNT. W-wa ‘74r.
4. Steiglitz K.: „Wstęp do systemów dyskretnych”, WNT. W-wa ‘77r.
5. Kaczorek.T.: „Teoria sterowania. Tom 1”, PWN. W-wa ‘77r.
6. Brzózka J.: Regulatory cyfrowe w automatyce. MIKOM W-wa 2002.

Wzór protokołu (lekko zaciemnione pola wypełnia prowadzący)

<table>
<tr><td colspan="7">Laboratorium Podstaw Automatyki</td></tr>
<tr><td colspan="6">Temat: Badanie dyskretnego w czasie układu regulacji.</td><td>Nr: 4</td></tr>
<tr><td>Grupa:</td><td rowspan="2">Imiona i nazwiska osób:
1.
2.
3.
4.</td><td rowspan="2">Podpisy:</td><td>Data wykonania:</td><td colspan="2">Termin:
[ ] - planowy
[ ] – odróbkowy</td><td>Ocena:</td></tr>
<tr><td>Zespół:</td><td>Data oddania:</td><td>Opóźnienie:</td><td colspan="2">Dzień tygodnia:

Godz. zajęć:</td></tr>
</table>

Podsumowanie części I:

L.p.	**Etap**	**Wykonanie**		
		Poprawne	Poprawne, ale z małymi błędami	Z rażącymi błędami lub niewykonane
1.	Rejestracja przebiegów odpowiedzi skokowej w układzie otwartym (ekstrapolator, regulator, obiekt)			
2.	Identyfikacja badanych elementów i analiza wpływu charakteru wymuszeń, parametrów, rodzaju działań na parametry reakcji badanych elementów.			
3.	Rejestracja przebiegów odpowiedzi skokowej w układzie zamkniętym ($e[nTp], U, Y$) dla obiektu inercyjnego / i / inercyjnego z opóźnieniem*			
4.	Ocena wpływu: • okresu próbkowania na stabilność układu, • całkowania i wzmocnienia na uchyb ustalony, • różniczkowania na jakość przebiegu przejściowego uchybu.			
5.	Porównanie jakości przebiegów uchybu regulacji i sygnału wyjściowego przy różnych nastawach regulatora.			
6.	Dobranie nastaw zapewniających uzyskanie korzystnych przebiegów uchybu (minimum uchybu ustalonego i czasu regulacji). Analiza uzyskanych wyników.			
7.	Ocena przebiegów uchybu w wybranych wariantach nastaw pod kątem właściwości kompensacyjnych układu.			
Uwagi:				

Podsumowanie części II:

L.p.	**Etap**	**Wykonanie**		
		Poprawne	Poprawne, ale z małymi błędami	Z rażącymi błędami lub niewykonane
1.	Rejestracja przebiegów odpowiedzi skokowej w układzie zamkniętym ($e[nTp], U, Y$) dla obiektu całkującego / i / całkującego z opóźnieniem*			
2.	Ocena wpływu: • okresu próbkowania na stabilność układu, • całkowania i wzmocnienia na uchyb ustalony, • różniczkowania na jakość przebiegu przejściowego uchybu.			
3.	Porównanie jakości przebiegów uchybu regulacji i sygnału wyjściowego przy różnych nastawach regulatora.			

4.	Dobranie nastaw zapewniających uzyskanie korzystnych przebiegów uchybu (minimum uchybu ustalonego i czasu regulacji). Analiza uzyskanych wyników.			
5.	Ocena przebiegów uchybu w wybranych wariantach nastaw pod kątem właściwości kompensacyjnych układu.			
Uwagi:				

* - niepotrzebne skreślić

Realizacja ćwiczenia przez studentów: