

1 Úvod do číslicové regulace

V následujícím textu budou uvedeny základní vlastnosti, popisy a přehledy týkající se problematiky číslicové regulace. Některé z kapitol budou také obsahovat řešené příklady pro snadnější zvládnutí dané problematiky. Kompletní učební text bude kopírovat osnovy předmětu Automatické řízení II, vyučovaného na katedře automatizační techniky a řízení, VŠB-TU Ostrava.

První kapitola se bude věnovat seznámení se s základními pojmy teorie číslicové regulace, dále pojmy z oblasti Z-transformace a vzorkováním. Druhá kapitola bude zaměřena na matematický popis lineárních diskretních dynamických systémů, resp. matematické modely. Třetí kapitola se bude zabývat popisem lineárního diskretního regulačního obvodu a jeho základními přenosy. Ve čtvrté kapitole budou popsány konvenční typy lineárních diskretních regulátorů a jejich modifikace, resp. polohový a přírůstkový algoritmus číslicových regulátorů. Pátá kapitola bude zaměřena na technické problémy při nasazení PSD regulátoru, resp. filtraci u lineárních diskretních regulačních obvodů. Šestá kapitola se bude zabývat stabilitou lineárních regulačních obvodů a to jak diskretních tak spojitých. Zde bude popsán princip bilineární transformace a také kritéria stability (algebraická, kmitočtová). V sedmé kapitole se budou nacházet postupy při popisování kvality regulačního pochodu a to v časové oblasti a v oblasti komplexní proměnné. Dále budou popsány sumační kritéria sloužící ke komplexnímu posouzení kvality regulačního pochodu a určování trvalých regulačních odchylek. Poslední osmá kapitola bude zaměřena na syntézu regulačních obvodů, tedy na návrh struktury regulátoru a jeho parametrů tak, aby byla dosažena požadovaná kvalita regulačního pochodu.

1.1 Význam číslicové regulace

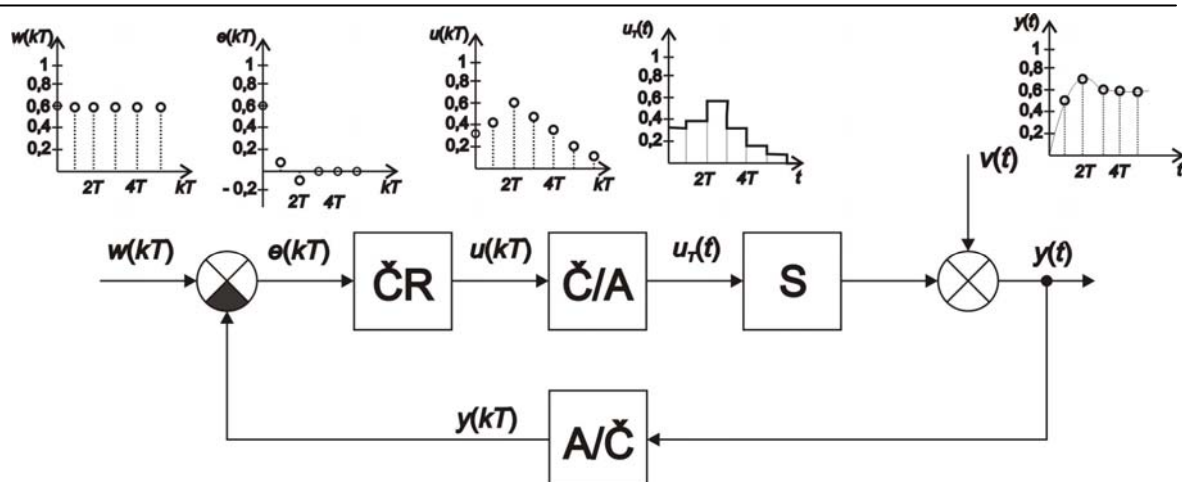
V současném rozmachu číslicové techniky dochází k stále častějšímu využívání číslicových regulátorů. Regulace vstupuje do našich životů v nejrůznějších formách. Ať už se jedná o přístroje, které využíváme v domácnosti či při výrobě v nejrůznějších závodech. V případě tohoto učebního textu se zaměříme na číslicové regulátory, které v diskretní formě realizují stejné algoritmy jako analogové regulátory.

V našem případě budou pojmy jako je číslicový (diskretní v úrovni i v čase) a diskretní (spojitý v úrovni a diskretní v čase) považovány za totožné neboť kvantizační chybu považujeme za zanedbatelnou [Vítečková, Víteček, 2006].

1.2 Schéma a popis číslicového regulačního obvodu

Číslicový regulační obvod je takový obvod, ve kterém alespoň jedna veličina má tvar posloupnosti diskretních hodnot vytvářených v pravidelně se opakujících okamžicích označovaných jako perioda T .

Na obr. 1. 1 je znázorněno blokové schéma regulačního obvodu s číslicovým regulátorem.



Obr. 1. 1 Blokové schéma regulačního obvodu s číslicovým regulátorem

Značení bloků:

- ČR – číslicový regulátor,
- A/Č – analogově-číslíkový převodník,
- S – regulovaná soustava,
- Č/A – číslicově-analogový převodník.

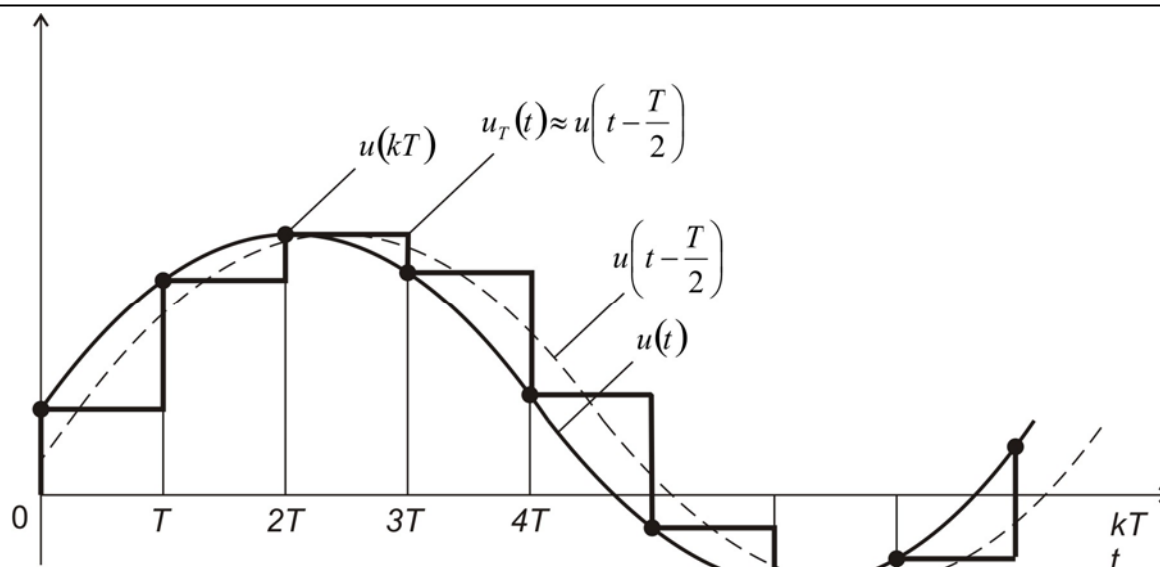
Značení veličin:

- $w(kT)$ – žádaná veličina,
- $e(kT)$ – regulační odchylka,
- $u(kT)$ – diskrétní akční veličina,
- $u_T(t)$ – tvarovaná akční veličina,
- $v(t)$ – poruchová veličina,
- $y(t)$ – regulovaná (výstupní) veličina,
- T – vzorkovací perioda.

Regulovanou soustavu vždy považujeme za spojitou. O převod spojitě (analogové) veličiny se stará A/Č převodník. Tento převodník je obvykle zapojen ve zpětné vazbě.

Důležitou podmínkou je, že A/Č převodník musí být přesnější než Č/A. Také se dá říci, že A/Č převodník považujeme za jakýsi omezující člen, na jehož přesnosti závisí přesnost celého regulačního obvodu.

Z číslicového regulátoru vystupuje diskrétní akční veličina $u(kT)$, která je následně Č/A převodníkem převedena na tzv. tvarovanou veličinu $u_T(t)$. Je zřejmé, že můžeme tvarovanou veličinu uvažovat jako spojitou veličinu $u(t)$ se zpožděním o velikosti $T/2$, tedy $u\left(t - \frac{T}{2}\right)$. Průběhy akčních veličin v číslicovém regulačním obvodu jsou zobrazeny na obr. 1. 2.



Obr. 1. 2 Průběhy akčních veličin v regulačním obvodu s číslicovým regulátorem

1.3 Z-transformace

Z-transformace je matematický aparát, který se využívá k popisu, analýze a syntéze diskretních regulačních obvodů [Wittenmark, Åström, Årzen; Vítečková, 1995].

Definiční vztahy Z-transformace jsou:

$$X(z) = Z\{x(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)z^{-k} \quad (1.1)$$

$$x(kT) = Z^{-1}\{X(z)\} = \frac{1}{2\pi j} \oint_r X(z)z^{k-1} dz \quad (1.2)$$

kde

- z – komplexní proměnná,
- kT – diskretní reálná proměnná (diskretní čas),
- $x(kT)$ – diskretní originál (Z-originál),
- $X(z)$ – diskretní obraz (Z-obraz),
- Z – operátor přímé Z-transformace,
- Z^{-1} – operátor zpětné Z-transformace,
- T – vzorkovací perioda,
- r – poloměr kružnice, uvnitř které leží všechny singulární body funkce $X(z)$.

Zpětná Z-transformace se užívá, když hledáme k diskretnímu obrazu $X(z)$ originál $x(kT)$.

Diskretní časovou funkci $x(kT)$ získáme ze spojité časové funkce $x(t)$ zastoupením spojitého času t diskretním časem $x(kT)$, tzn.

$$t = t_k = kT; \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (1.3)$$

Pro diskretní časovou funkci se užívá ekvivalentní zápis

$$x(kT) = x[k] = x_k \quad (1.4)$$

Aby diskrétní časová funkce $x(kT)$ byla originálem, musí být:

a) nulová pro záporné k , tzn.

$$x(kT) = \begin{cases} x(kT) & k \geq 0 \\ 0 & k < 0 \end{cases} \quad (1.5)$$

b) exponenciálního řádu, tzn. musí vyhovovat nerovnosti

$$|x(kT)| \leq M e^{\alpha_0 kT} \quad (1.6)$$

$$M > 0, \alpha_0 \in (-\infty, \infty); k = 0, 1, 2, \dots$$

Splnění první podmínky se dá zajistit stejně jako při L-transformaci vynásobením diskrétní časové funkce diskrétním Heavisideovým jednotkovým skokem, který je dán vztahem

$$\eta(kT) = \begin{cases} 1 & k \geq 0 \\ 0 & k < 0 \end{cases} \quad (1.7)$$

Stejně jako u L-transformace zapisujeme korespondenci mezi diskrétním originálem a diskrétním obrazem ve tvaru

$$x(kT) \triangleq X(z) \quad (1.8)$$

Ukážeme si souvislost mezi L-transformací, definovanou vztahem

$$X(s) = L\{x(t)\} = \int_0^{\infty} x(t) e^{-st} dt \quad (1.9)$$

a Z-transformací.

V definičním vztahu (1. 9) spojitý čas t zastoupíme diskrétním časem kT a spojitý integrál diskrétní sumou, dostaneme

$$X(s) \approx T \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) e^{-skT} \quad (1.10)$$

Srovnáním vztahu (1. 10) a (1. 1) vidíme, že pro

$$z = e^{sT} \quad (1.11)$$

bude platit

$$X(s) = \lim_{T \rightarrow 0} [TX(z)]_{z=e^{sT}} \quad (1.12)$$

1.3.1 Základní vlastnosti Z-transformace

Základní vlastnosti Z-transformace jsou uvedeny v tab. 1. 1. Podrobnější jsou uvedeny např. v [Vítečková, 1995; Vítečková, 2005].

Tab. 1. 1 Základní vlastnosti Z-transformace

Linearita	$Z\{a_1 x_1(kT) \pm a_2 x_2(kT)\} = a_1 X_1(z) \pm a_2 X_2(z)$
Posunutí v časové oblasti vpravo (zpoždění)	$Z\{x[(k-m)T]\} = z^{-m} X(z), \quad m \geq 0$
Posunutí v časové oblasti vlevo (předstih)	$Z\{x[(k+m)T]\} = z^m \left[X(z) - \sum_{i=0}^{m-1} x(iT) z^{-i} \right], \quad m \geq 0$
Dopředná diference 1. řádu $\Delta x(kT) = x[(k+1)T] - x(kT)$	$Z\{\Delta x(kT)\} = (z-1)X(z) - zx(0)$

Zpětná diference 1. řádu $\nabla x(kT) = x(kT) - x[(k-1)T]$	$Z\{\nabla x(kT)\} = \frac{z-1}{z} X(z)$
Dopředná diference n -tého řádu	$Z\{\Delta x^n(kT)\} = (z-1)^n X(z) - z \sum_{i=0}^{n-1} (z-1)^{n-i-1} \Delta^i x(0)$
Zpětná diference n -tého řádu	$Z\{\nabla^n x(kT)\} = \left(\frac{z-1}{z}\right)^n X(z)$
Sumace v časové oblasti typu I – odpovídá dopředné diferenci [dopředná (pravá) obdélníková metoda]	$Z\left\{\sum_{i=0}^{k-1} x(iT)\right\} = \frac{1}{z-1} X(z)$
Sumace v časové oblasti typu II – odpovídá zpětné diferenci [zpětná (levá) obdélníková metoda]	$Z\left\{\sum_{i=0}^k x(iT)\right\} = \frac{z}{z-1} X(z)$
Koncová hodnota v časové oblasti	$x(\infty) = \lim_{k \rightarrow \infty} x(kT) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} X(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)X(z)$

1.3.2 Ukázka ze slovníku L a Z-transformace

Pro ukázkou je k dispozici výtah ze slovníku L a Z-transformace. Podrobněji např. v [Vítečková, 1995, Vítečková, 2005].

Tab. 1. 2 Výtah ze slovníku L a Z-transformace

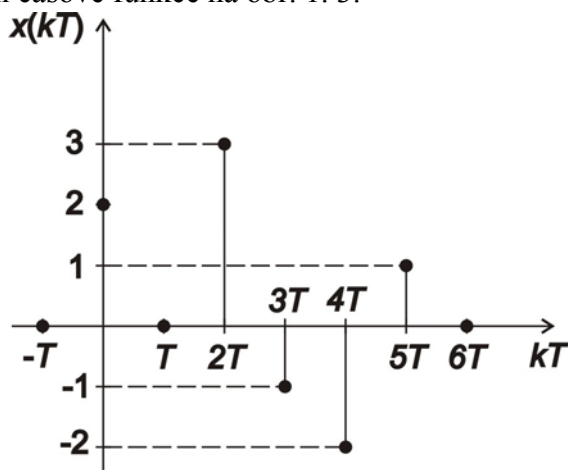
$x(t)$	$X(s)$	$x(kT)$	$X(z)$
$\delta(t)$	1	$\delta(kT)$	1
$\eta(t)$	$\frac{1}{s}$	$\eta(kT)$	$\frac{z}{z-1}$
t	$\frac{1}{s^2}$	kT	$\frac{Tz}{(z-1)^2}$
$\frac{t^2}{2}$	$\frac{1}{s^3}$	$\frac{(kT)^2}{2}$	$\frac{T^2}{2} \frac{z(z+1)}{(z-1)^3}$
		$\binom{k-1}{n-1} (\mp a)^{k-n}; k \geq n,$ 0 pro $k < n, a \neq 0$	$\frac{1}{(z \pm a)^n}$
$e^{\mp at}$	$\frac{1}{s \pm a}$	$e^{\mp akT}$	$\frac{z}{z-c}; c = e^{\mp aT}$
te^{-at}	$\frac{1}{(s+a)^2}$	$kT e^{-akT}$	$\frac{cTz}{(z-c)^2}; c = e^{-aT}$
		$(\mp a)^k, a \neq 0$	$\frac{z}{z \pm a}$

$x(t)$	$X(s)$	$x(kT)$	$X(Z)$
$\sin \omega t$	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$	$\sin \omega kT$	$\frac{z \sin \omega T}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1}$
$\cos \omega t$	$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$	$\cos \omega kT$	$\frac{z^2 - z \cos \omega T}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1}$

1.3.3 Z-transformace – řešené příklady

Příklad 1.1

Určete obraz diskrétní časové funkce na obr. 1. 3.



Obr. 1. 3 Diskrétní časová funkce – příklad 1.1

Řešení:

Z obr. 1. 3 vyplývá, že diskrétní časová funkce $x(kT)$ je originál. V souladu s definičním vzorcem Z-transformace, obraz je dán součtem nekonečné řady, kde u mocniny z^{-k} je odpovídající pořadnice diskrétní časové funkce $x(kT)$.

$$\begin{aligned} X(z) &= Z\{x(kT)\} = x(0)z^0 + x(T)z^{-1} + x(2T)z^{-2} + \dots = \\ &= 2z^0 + 0z^{-1} + 3z^{-2} - 1z^{-3} - 2z^{-4} + 1z^{-5} = \\ &= 2 + 3z^{-2} - z^{-3} - 2z^{-4} + z^{-5} \end{aligned}$$

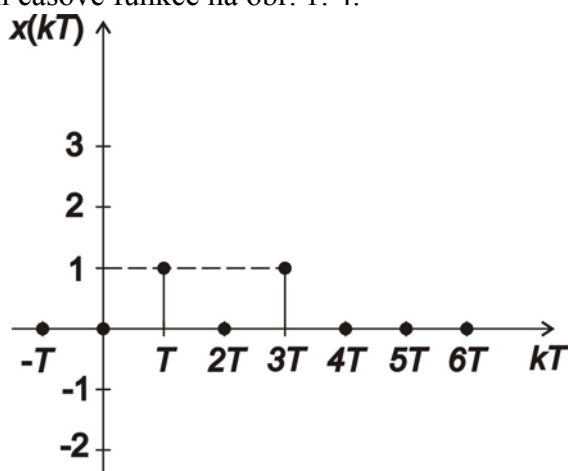
Nyní zapíšeme získaný obraz $X(z)$ v kladných mocninách komplexní proměnné z a získáme

$$X(z) = \frac{2z^5 + 3z^3 - z^2 - 2z + 1}{z^5}$$

Při srovnání průběhů $x(kT)$ a obrazu $X(z)$ v kladných mocninách komplexní proměnné z zjistíme, že diskrétní časovou funkci trvající r kroků (v našem případě $r = 5$) odpovídá obraz, který má r -násobný nulový pól, tzn. $z_1 = z_2 = \dots = z_r = 0$.

Příklad 1.2

Určete obraz diskretní časové funkce na obr. 1. 4.



Obr. 1. 4 Diskretní časová funkce – příklad 1.2

Řešení:

$$X(z) = Z\{x(kT)\} = 0z^0 + 1z^{-1} + 0z^{-2} + 1z^{-3} + 0z^{-4} + 0z^{-5} \dots = z^{-1} + z^{-3}$$

Jak je vidět z obou předchozích příkladů, nalezení obrazu, když známe časové pořadnice v jednotlivých diskretních časových okamžicích je velmi jednoduché.

Příklad 1.3

Pomocí přímé Z-transformace určete obrazy diskretních časových funkcí:

1. $\delta(kT)$
2. $\eta(kT)$

Řešení:

1. Diskretní Diracův impuls je definován vztahy

$$\delta(kT) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$$

$$Z\{\delta(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} \delta(kT) z^{-k} = 1$$

Z-obraz diskretního Diracova impulsu je roven 1.

2. Dle vztahu (1. 7) píšeme

$$Z\{\eta(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} \eta(kT) z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} z^{-k} = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots$$

Výraz vynásobíme z^{-1} .

$$z^{-1} Z\{\eta(kT)\} = z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + \dots$$

Oba předešlé vztahy odečteme a získáme

$$Z\{\eta(kT)\} - z^{-1} Z\{\eta(kT)\} = 1$$

Po úpravě je Z-obraz diskretního Heavisideova skoku:

$$Z\{\eta(kT)\} = \frac{1}{1-z^{-1}} = \frac{z}{z-1}$$

$$\eta(kT) \triangleq \frac{z}{z-1}$$

Příklad 1.4

Stanovte originál $x(kT)$ k funkci $X(z) = \frac{z(3z+4)}{(z+2)(z+3)(z+4)}$.

Řešení:

Funkci $X(z)$ upravíme tak, že jí vydělíme z .

$$\frac{X(z)}{z} = \frac{3z+4}{(z+2)(z+3)(z+4)}$$

Nyní lze provést rozklad pravé strany na parciální zlomky a dosazovací metodou dopočítat koeficienty A , B a C parciálních zlomků.

$$\frac{3z+4}{(z+2)(z+3)(z+4)} = \frac{A}{z+2} + \frac{B}{z+3} + \frac{C}{z+4}$$

$$3z+4 = A(z+3)(z+4) + B(z+2)(z+4) + C(z+2)(z+3)$$

Za z dosadíme

$$z = -2: \quad -2 = 2A \Rightarrow A = -1$$

$$z = -4: \quad -8 = 2C \Rightarrow C = -4$$

$$z = -3: \quad -5 = -B \Rightarrow B = 5$$

Po dosazení a úpravě získáme obraz funkce ve tvaru

$$X(z) = -\frac{z}{z+2} + \frac{5z}{z+3} - \frac{4z}{z+4}$$

Pomocí slovníku L a Z-transformace z tab. 1. 2 provedeme zpětnou Z-transformaci podle vztahu

$$Z^{-1}\left\{\frac{z}{z \pm a}\right\} = (\mp a)^k; \quad a \neq 0$$

A získáme originál k $X(z)$

$$x(kT) = -(-2)^k + 5(-3)^k - 4(-4)^k$$

Dostali jsme řešení v tzv. uzavřeném tvaru. Hodnotu $x(kT)$ můžeme dopočítat pro libovolně velké k .

Příklad 1.5

Stanovte originál $x(kT)$ k funkci $X(z) = \frac{z-3}{z^2-z+2}$.

Řešení:

Provedeme dělení mnohočlenů.

$$\begin{aligned}
(z-3) : (z^2 - z + 2) &= z^{-1} - 2z^{-2} - 4z^{-3} + 8z^{-5} + \dots \\
-\underline{(z-1+2z^{-1})} & \\
0-2-2z^{-1} & \\
-\underline{(-2+2z^{-1}-4z^{-2})} & \\
0-4z^{-1}+4z^{-2} & \\
-\underline{(-4z^{-1}+4z^{-2}-8z^{-3})} & \\
0+0+8z^{-3} &
\end{aligned}$$

Nyní určíme originál k funkci $X(z)$.

$$x(0) = 0$$

$$x(T) = 1$$

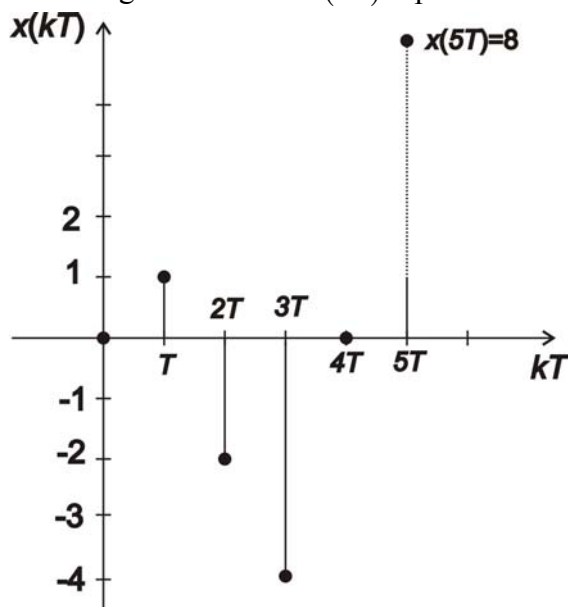
$$x(2T) = -2$$

$$x(3T) = -4$$

$$x(4T) = 0$$

$$x(5T) = 8$$

Toto řešení je v tzv. otevřeném tvaru. Máme omezený počet hodnot originálu $x(kT)$. Na obr. 1. 5 je grafické znázornění originálu funkce $x(kT)$ z příkladu 1.5.



Obr. 1. 5 Grafické znázornění originálu $x(kT)$ z příkladu 1.5

1.4 Vzorkování

Signály získané měřením v reálném prostředí jsou obecně funkce spojitého času a nabývají obvykle nekonečného počtu hodnot ze spojitého intervalu. Nazývají se analogové veličiny nebo analogové signály. Záznam těchto signálů pro jejich zpracování nebo jen prostou reprodukci v číslicových systémech (analyzátoch, číslicových počítačích) nelze uskutečnit bez jejich vzorkování a kvantování. Vzorkování je tedy operace, při které je nahrazen signál se spojitým časem posloupností vzorků [Tůma, 2006].

Pro volbu vzorkovací periody T , resp. vzorkovací frekvence ω_v neexistují přesná pravidla, ale její volba do značné míry může ovlivnit kvalitu a stabilitu diskrétního

regulačního obvodu a jeho vlastnosti [Balátě, 2003]. V následující tabulce jsou vypsány doporučené hodnoty vzorkovací periody pro různá nasazení [Vítečková, Víteček, 2006].

Tab. 1. 3 Doporučené vzorkovací periody T pro různá nasazení

Vzorkovací perioda T	Proces
$(10 - 500) \mu\text{s}$	přesné řízení a modelování, elektrické systémy, energetické systémy, přesné řídicí roboty
$(0,5 - 20) \mu\text{s}$	stabilizace výkonových systémů, letové simulátory, trenažéry
$(10 - 100) \text{ms}$	zpracování obrazů, virtuální realita, umělé vidění
$(0,5 - 1) \text{s}$	monitorování a řízení objektů, chemické procesy, elektrárny
$(1 - 3) \text{s}$	regulace průtoků
$(1 - 5) \text{s}$	regulace tlaku
$(5 - 10) \text{s}$	regulace hladiny
$(10 - 20) \text{s}$	regulace teploty

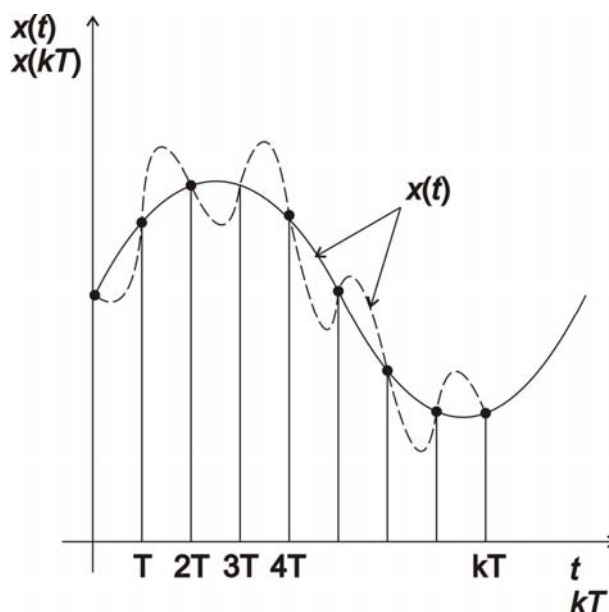
Jak je vidět na obr. 1. 6 diskretní časové funkci $x(kT)$ odpovídá nekonečně mnoho spojitéch funkcí $x(t)$.

Dle Shannonova–Kotelnikova teorému je pro dokonalou reprodukci spojitěho signálu při převodu z číslicového tvaru nutné, aby vzorkovací frekvence ω_v byla minimálně dvakrát větší než maximální frekvence ve spektru měřeného signálu ω_m jak je uvedeno v rovnici (1. 13).

$$\omega_v \geq 2\omega_m; \quad T \leq \frac{\pi}{\omega_m} \quad (1. 13)$$

Diskretní časovou funkci $x(kT)$ ze spojitě časové funkce $x(t)$ získáme nahrazením spojitěho času t diskretním časem kT .

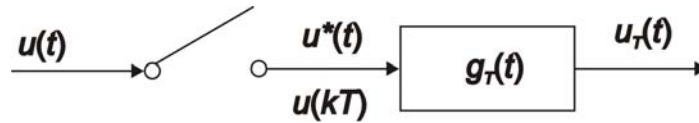
$$t = t_k = kT; \quad k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (1. 14)$$



Obr. 1. 6 Diskretní časová funkce a jí odpovídající různé spojitě časové funkce

1.4.1 Vzorkovač a tvarovač

Tvarovač a vzorkovač (obr. 1. 7) převádějí spojité signál $u(t)$ na tvarovaný signál $u_T(t)$ v podobě schodovité časové funkce na obr. 1. 2.



Obr. 1. 7 Schéma δ -vzorkovače a tvarovače

Tvarovač tohoto typu se označuje jako tvarovač nultého řádu.

Tvarovaný signál $u_T(t)$ v k -tém intervalu je pomocí posunutých Heavisideových skoků dán vztahem [Víteček, 1988]

$$u_T(t) = u(kT) \{ \eta(t - kT) - \eta[t - (k+1)T] \} \quad kT \leq t < (k+1)T \quad (1.15)$$

Jak je vidět na obr. 1. 2 celý tento výraz vyjadřuje obdélník s výškou $u(kT)$ a šířkou T . Tvarovaný signál $u_T(t)$ pro $t \in \langle 0, \infty \rangle$ je dán vztahem

$$u_T(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) \{ \eta(t - kT) - \eta[t - (k+1)T] \} \quad (1.16)$$

Po provedení Laplaceovy transformace vztahu (1. 16) získáme obraz tvarovaného signálu

$$U_T(s) = L\{u_T(t)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) \left[\frac{1}{s} e^{-kTs} - \frac{1}{s} e^{-(k+1)Ts} \right] = \underbrace{\frac{1 - e^{-Ts}}{s}}_{\text{tvarování}} \underbrace{\sum_{k=0}^{\infty} u(kT) e^{-kTs}}_{\text{vzorkování}} \quad (1.17)$$

resp.

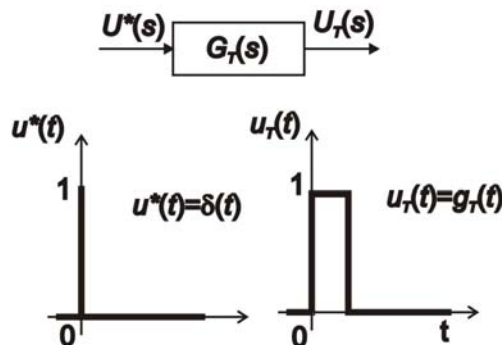
$$U_T(s) = G_T(s) \cdot U^*(s) \quad (1.18)$$

$$G_T(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \quad (1.19)$$

$$U^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) e^{-kTs} \quad (1.20)$$

Z předešlých vztahů je tedy viditelné, že samotný převod spojitěho signálu $u(t)$ na tvarovaný $u_T(t)$ se dá rozdělit na vzorkování a následné tvarování. Vlastnosti tvarovače se dají popsat jeho přenosem (1. 19) a z tohoto přenosu se dá získat impulsní funkce.

$$g_T(t) = L^{-1}\{G_T(s)\} = L^{-1}\left\{\frac{1 - e^{-Ts}}{s}\right\} = \eta(s) - \eta(t - T) \quad (1.21)$$



Obr. 1. 8 Impulsní charakteristika tvarovače

Impulsní funkce $g_T(t)$ je tedy pravoúhlý impuls s jednotkovou výškou a šířkou T .

Ideálním vzorkováním spojitého signálu $u(t)$ získáme $u^*(t)$, který získáme zpětnou Laplaceovou transformací obrazu $U^*(s)$ daného vztahem (1. 20).

$$u^*(t) = L^{-1}\{U^*(s)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT)\delta(t - kT) \quad (1. 22)$$

V souladu s vlastnostmi Diracových impulsů můžeme psát

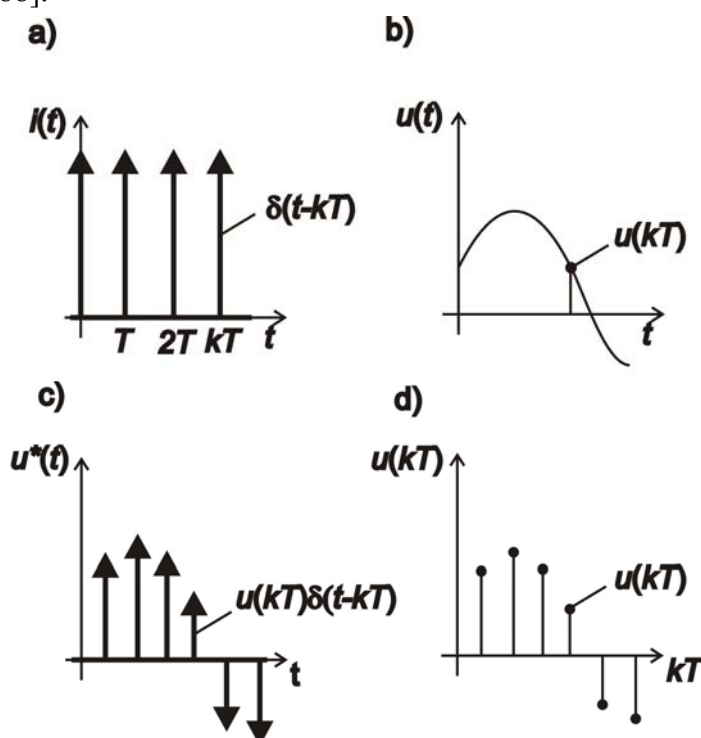
$$u^*(t) = u(t) \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) = u(t) \cdot i(t) \quad (1. 23)$$

kde

$$i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (1. 24)$$

Ze vztahu (1. 24) je vidět, že ideálně vzorkovaný signál $u^*(t)$ lze brát jako posloupnost Diracových impulsů $i(t)$ modulovanou spojitým signálem $u(t)$. Dle toho tedy můžeme říct, že vzorkovač, který převádí spojitý signál $u(t)$ na signál vzorkovaný $u^*(t)$ je jakousi fyzikálně realizovatelnou matematickou fikcí a proto jej nazýváme δ -vzorkovačem.

Reálný vzorkovač si většinou představujeme ve formě A/Č převodníku. Pro jednoduchost většinou δ -vzorkovač od reálného vzorkovače nerozlišujeme. Mluvíme tedy pouze o vzorkovači, na jehož výstupu je vzorkovaný signál $u^*(t)$ nebo diskrétní signál $u(kT)$ [Víteček, 1988].



Obr. 1. 9 Vzorkování a časová diskretizace signálu: a) posloupnost Diracových impulsů, b) spojitý signál, c) vzorkovaný signál, d) diskrétní signál