

MIKROPOČÍTAČOVÉ RIADENIE TEPELNEJ SÚSTAVY

Štefan Chamraz *

Cieľom príspevku je opísať implementáciu teoreticky navrhnutého algoritmu PS regulátora jednoduchkej tepelnej sústavy v mikropočítači ATmega88. Dôraz je kladený na *použitie* A/D prevodníka a obvodov reálneho času. Vo funkcii akčného člena je použitý prevodník PWM, ktorého parametre sú navrhnuté tak, aby sa dala použiť teória lineárnych obvodov.

Kľúčové slová: PS regulátor, A/D prevodník, kvantovanie v čase, dopravné oneskorenie, PWM signál, oneskorenie akčného zásahu, RISC architektúra, zabudované systémy

1 ÚVOD

Podklad tohto príspevku bol pôvodne použitý ako študijný materiál pre dištančných študentov. V závere prednášok **Monolitické mikropočítače** (MMP) sme prezentovali návrh a realizáciu jednoduchého regulačného obvodu napätia [1]. Neskôr sme zadali túto tému ako diplomový projekt. Opäť sa jednalo o aplikáciu MMP pri riadení jednoduchkej, tento krát, tepelnej sústavy. Rozdiely boli nepatrné:

- Rozsahy signálov nie sú unifikované.
- V meracom kanály regulovanej veličiny nie je použitý A/D prevodník, ale špeciálny obvod s PWM výstupom.
- Regulovaná veličina je posunutá o teplotu okolia.

Podľa zadania sa mal dôraz klásť na samotný regulátor, na jeho vlastnosti, ako sú: Ručná a automatická prevádzka. Modifikácia parametrov regulátora. Zobrazovanie vybraných stavových veličín na LCD zobrazovači. Komunikácia s nadradeným počítačom. Archivácia udalostí. Viac menej sme predpokladali, že študentom je zrejماً podstata kybernetiky: Ak viem riadiť jednu sústavu prvého rádu, tak vieme riadiť „všetky“ sústavy prvého rádu. Stačí len priradiť správne fyzikálne rozmery a vhodne ich nanormovať. Ako sa neskôr ukázalo, problémom bolo *samostatné* pretransformovanie teoretického návrhu regulátora do konkrétneho výberu periférnych obvodov mikropočítača a ich nastavenie. Túto „novú“ tému sme spracovali do podoby prednášky, ktorú sme rozdelili do niekoľkých bodov tak, aby sme nemuseli používať slová typu *majme*, *predpokladajme*, *zvoľme*, ale skôr sme sa snažili odpovedať na otázky typu „Prečo práve...?“:

- V časti venovanej identifikácii parametrov regulovanej sústavy sme kládli dôraz na: Regulovaná sústava je „od - do“. Neoddeliteľnou súčasťou regulovanej sústavy je akčný člen a snímač. Regulovanou veličinou je výstup snímača.

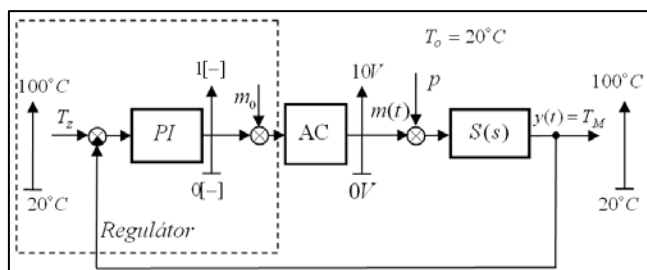
- Návrh spojite pracujúceho regulátora a prepočet na diskretný regulačný obvod. Študenti sa počas štúdia naučia veľa metód syntézy. Ak im položíme otázku: Aké obmedzenia treba splniť pri použití konkrétnej metódy syntézy? Odpoveď je poväčšine typu: „Ak nezaberie použijeme ďalšiu“. Najpoužívanejšou metódou je MATLAB. Tu sme museli vynaložiť dosť úsilia na to, aby sme vysvetlili, že dnes stačí poznať, jeden, dva vzorce pre výpočet štruktúry a parametrov regulátora pre jednoduchý SISO obvod, v ktorom spojitou pracujúca regulovaná sústava môže obsahovať aj dopravné oneskorenie a dokonca môže byť aj nestabilná.

- Zahrnutie podstatných nelinearít regulačného obvodu (akčný člen, spracovanie výstupu snímača, ...) do celkového návrhu bolo pre študentov problematické.

Príspevok [1] sme upravili tak, aby odpovedal tepelnej sústave. Parametre regulovanej sústavy sme zvolili, tak aby odpovedali aspoň približne reálnej a zopakovali sme podstatné body návrhu. Výsledkom návrhu bolo potvrdenie vhodnosti použitia ATmega88 [2] vo funkcii radiaceho mikropočítača. Podľa zadania diplomového projektu vo funkcii snímača teploty bol použitý obvod SMT 160-30 [3]. Niektoré body sú ďalej spracované podrobnejšie.

2 SPOJITO PRACUJÚCI OBVOD

Teoretický rozbor sme začali vytvorením analógového modelu regulovanej sústavy, viď obr.1.



Obr.1 Základná schéma regulačného obvodu

* Štefan Chamraz, Slovenská technická univerzita v Bratislave, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava, Slovensko; stefan.chamraz@stuba.sk . Projekt bol podporený grantom KEGA 3/5201/07.

Odhadli sme štruktúru a parametre regulovanej sústavy, ktorá je tvorená výkonovým rezistorom. Štruktúra regulovanej sústavy je

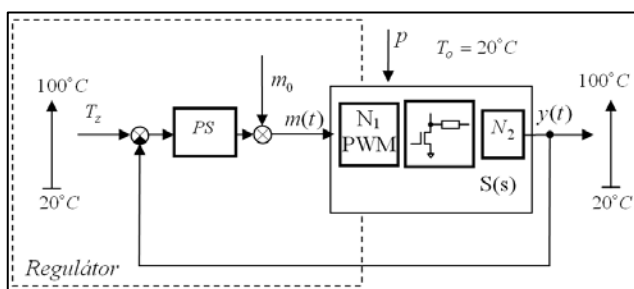
$$S(s) = \frac{K}{1+sT} \quad (1)$$

a parametre regulovanej sústavy sú: $K = 8 [^{\circ}C/V]$, $T = 60 [s]$. Teplotu okolia sme odhadli na $T_O = 20 [^{\circ}C]$. Výkonový rezistor je pripojený na zdroj regulovateľného napätia, t.j. akčný člen (AC) je výkonový a spojitou regulovateľný v rozsahu $<0 \div 10 [V]>$. Teoretická zmena regulovanej veličiny je $T_M = <20 \div 100 [^{\circ}C]>$. Na začiatku sme predpokladali, že meriame priamo teplotu a túto veličinu spracováva regulátor na akčný zásah v rozsahu $<0 \div 1 [-]>$. Zosilnenie akčného člena je $K_{AC} = 10 [V/-]$. Spojito pracujúci regulátor je navrhnutý pomocou metodiky inverznej dynamiky

$$R(s) = K_R \frac{1+sT_I}{sT_I}, \quad (2)$$

kde $K_R = 1/80 [-/^{\circ}C]$ a $T_I = 60 [s]$. Predpokladáme, že dynamika riadenia je $T_w = T_I = T = 60 [s]$.

Vlastnosti takto navrhnutého obvodu sme overili v MATLABE. (Vid'. priebeh 3, obr.5) Po zvládnutí tejto úlohy sme modifikovali návrh o slovíčko embedded. Embedded systémy sú svojou podstatou jednoduché, poväčšine jednocelové zariadenia, ktoré majú spĺňať určité kvalitatívne vlastnosti, pričom sa požaduje čo najnižšia cena. Je zrejme že blok označený v obr.2 ako N_1 je vo funkcii akčného člena a blok N_2 je snímačom regulovanej veličiny.

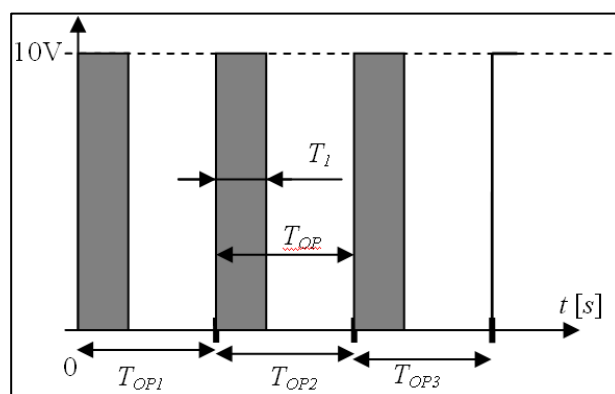


Obr.2 Bloková schéma regulačného obvodu

Teória spojitých lineárnych regulačných obvodov predpokladá, že oba tieto členy pracujú spojitou a lineárne. Vyššie sme predpokladali spojitú činnosť akčného člena. Spojito pracujúci regulovateľný výkonový zdroj napätia je zložitý a nákladné zariadenie. Cena tohto bloku je poväčšine väčšia ako má stáť celé zariadenie. Prax vo funkcii bloku N_1 používa buď relé, resp. výkonový polovodičový spínací prvok. „A cena ide dole.“ Z pohľadu teórie riadenia je priebeh akčného zásahu takto navrhnutého obvodu nespojitý - polohový. Jednoducho povedané dostali sme sa do oblasti nelineárnych obvodov.

Ak by sme použili ako snímač teploty, napr. PT100, museli by sme použiť merací prevodník s unifikovaným

signálom na výstupe. A opäť by bola cena vysoká. Riešením je použitie „dostatočne presného a lacného“ snímača teploty, ktorý je realizovaný ako integrovaný obvod (IC) so zabudovaným meracím prevodníkom. Použili sme IC typu SMT 160 – 30. Výstupom tohto obvodu je PWM signál v TTL úrovni, ktorého plnenie je funkciou meranej teploty. Aby bol tento IC lacný je vyrábaný tak, že nemá pevne nastavenú frekvenciu opakovania (je funkciou „výroby“, okolitej teploty, napájacieho napätia, ...). Pre nás to znamená: Nestačí zmerať čas trvania logickej jednotky, resp. nuly (vid'. obr.3) počas jednej periódy opakovania PWM signálu a túto veličinu prepočítať na meranú teplotu. Budeme musieť v každej perióde, po jej skončení, vypočítať plnenie a až túto veličinu prepočítame podľa vzťahu dodaného výrobcom na meranú teplotu T_M . Akčný člen, ako aj obvod merania a vyhodnotenia teploty sú svojou podstatou nelineárne. My sa snažíme o také použitie týchto obvodov, aby sme v konečnom dôsledku mohli použiť teóriu lineárnych spojitých obvodov.



Obr.3 Základné parametre PWM signálu

Podobne postupujeme aj pri náhrade spojitého PI regulátora číslicovým regulátorom PS. Realizácia algoritmu riadenia je v podstate nelineárny číslicový obvod, v ktorom okrem známych pojmov, ako sú kvantovanie v čase a v amplitúde vystupuje aj dosť výrazné „náhodné“ oneskorenie v čase. Tieto tvrdenia podporíme nasledovne: Použitý mikropočítač je (bude) von Neumannovej architektúry. Jednotlivé inštrukcie sú spracovávané sériovo. Výsledok spracovania získame až po určitom čase, a teda s oneskorením. Regulovaná veličina je spojitá a jej spektrum je obmedzené. Výstupná veličina – akčný zásah je stupňová. Spektrum výstupného signálu nie je totožné so spektrom vstupného signálu. To znamená číslicový regulátor pracuje ako nelineárny obvod, ako spektrálny prevodník. Tieto necnosti, hlavne dopravné oneskorenie sa dajú využiť pri syntéze tak, že konečné riešenie bude kvalitatívne lepšie ako pôvodné spojitý.

Od pôvodných prenosov (1.), (2.) a regulačného obvodu, obr.1 sme sa dostali do oblasti „chaosu“, kde všetko ovplyvňuje všetko a my chceme deterministicky

navrhnuť meniteľné prvky regulátora. Dokonca s lepšími vlastnosťami ako mal pôvodný lineárny obvod.

3 SPRACOVANIE SIGNÁLU REGULOVANEJ VELIČINY

V teoretickom rozbere predpokladáme zmenu regulovanej teploty v rozsahu $T_M = < 20 \div 100 [^{\circ}C] >$ a zmenu okolitej teploty v rozsahu $T_O = < 0 \div 20 [^{\circ}C] >$. Použitý obvod dokáže merať teplotu v rozsahu $< -30 \div 100 [^{\circ}C] >$. Z katalógového listu sme vybrali nasledovné, parametre: Linearita v rozsahu $< 0 \div 100 [^{\circ}C] >$ je $0.2 [^{\circ}C]$. Opakovateľnosť merania závisí od prevedenia obvodu a rozsahu merania : cca je $1 [^{\circ}C]$. Frekvencia opakovania, vid'. obr.3, je $f_{OP} = 1 \div 4 [kHz]$. Plnenie ako funkcia meranej teploty je dané vzťahom

$$d.c. = \frac{T_1}{T_{OP}} = 0.32 + 0.0047 \cdot T_M [-; ^{\circ}C] \quad (3)$$

Pri analýze budeme predpokladať, že obvod je lineárny a, že meriame – vyhodnocujeme teplotu s presnosťou, ktorá odpovedá vlastnosťami 8-bitovému prevodníku (Ak bude treba, a bude sa dať realizovať, túto požiadavku spríšnime). Rozsah teplôt $< 0 \div 100 [^{\circ}C] >$ chceme merať presnejšie ako $\frac{100 [^{\circ}C]}{256 [-]} \cong 0.39 [^{\circ}C / inkrement]$. Túto

požiadavku môžeme do reči čísiel previesť takto: Interval opakovania $T_{OP} (4 kHz) = 250 [\mu s]$, ten kratší, v rozsahu od $0.0 [^{\circ}C] \cong 0.32 * 250 = 80.0 [\mu s]$ do

$100.0 [^{\circ}C] \cong 0.79 * 250 = 197.5 [\mu s]$ treba rozdeliť na (viac ako) 256 intervalov. Tejto požiadavke odpovedá taktovanie procesora na hodnote väčšej ako $2 MHz$. Toto je jedna z prvých požiadaviek na vlastnosti procesora - mikropočítača. Problémom takto zvolenej frekvencie je synchronizácia, resp. nesynchronizácia PWM signálu obvodu SMT a oscilátora mikropočítača. Z dôvodu znižovania nákladov celkového riešenia by sa dal teoreticky použiť zabudovaný $2 MHz$ RC oscilátor MMP. Pre konkrétne zapojenie navrhujeme použiť $8 MHz$ kryštálový oscilátor, aby sme sa vyhli problémom s kalibráciou zabudovaného RC oscilátora a, aspoň čiastočne, s synchronizáciou.

Ak chceme vyhodnotiť meranú teplotu T_M , potrebujeme zmerať dva časy, T_1 a T_{OP} , ako počet vzoriek taktovania oscilátora T_{CLK} . Pre $f_{CLK} = 8 [MHz]$ a horší prípad $T_{OP} (1 kHz) = 1 [ms]$, napočíta použitý čítač pre zistenie periódy opakovania až $\frac{1 [ms]}{0.125 [\mu s]} = 8000 [SC]$.

To znamená, že buď použijeme 16-bitové počítadlo, resp.

na vstupe počítadla použijeme deličku frekvencie a počítadlo napr. 10-bitové. Použitie preddeličky je opäť spojené s problémom "synchronizácia". Ak neuvažujeme spracovanie PWM signálu, je oneskorenie samotného prevodníka ($0.25 [ms] \div 1 [ms]$). Toto oneskorenie je voči časovej konštante sústavy, ktorú sme odhadli na minutu, zanedbateľné. Ďalšie „oneskorenie“ (prakticky môže trvať dlhšie ako $1 [ms]$) je samotné spracovanie vzťahu (3) pomocou FPP aritmetiky.

Ak by výpočet trval dlhšie ako $0.25 [ms]$, museli by sme riešiť ďalší problém. Ako často a kedy vyhodnocovať PWM signál. V každom prípade treba na meranie časov T_1 a T_{OP} použiť prerušovací podsystem mikropočítača. Vyjadrieme T_M zo vzťahu (3)

$$T_M = \frac{T_1}{T_{OP}} - 0.32 \quad [^{\circ}C; -, -] \quad (4)$$

Upravme (4) tak, aby sme mohli použiť celo číselnú aritmetiku. Vynásobme čitateľ číslom 100 000 a menovateľ číslom 10 000. Výsledkom bude

$$T_M = \frac{T_1 \cdot 100000}{T_{OP} \cdot 10000} - 32000 \quad [^{\circ}C; -, -] \quad (5)$$

Číslo odpovedajúce času T_1 je z intervalu ($0'' \div 8000$) a času T_{OP} z intervalu ($2000 \div 8000$).

Súčin $\frac{T_1 \cdot 100000}{T_{OP}}$ budeme realizovať ako dátový typ *long* (4B). Výsledok vzťahu (4), odpovedajúci meranej teplote T_M , bude celé číslo (dátový typ *int* (2B)), vynásobený desiatimi. T.j. uvažujeme zobrazenie s pevnou desiatinnou bodkou. Celkový čas spracovania vzťahu (4) treba overiť, napríklad simuláciou v prostredí AVR STUDIO.

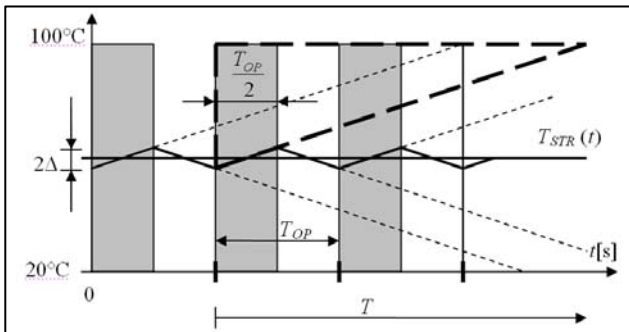
4 VOĽBA PERIÓDY OPAKOVANIA PWM BLOKU

Regulovanú sústavu sme navrhli tak, že je realizovaná ako 33Ω rezistor spínaný pomocou výkonového tranzistora na napätie 10V, vid'. obr.2. Teplotu v okolí rezistora meriame pomocou obvodu SMT. Zosilnenie a časovú konštantu reálnej sústavy treba zmerať pre viacero pracovných bodov. Ak je prevodová charakteristika skoro lineárna, stačí uvažovať jedno zosilnenie. V konkrétnom prípade si treba uvedomiť čo je vstupom a čo výstupom identifikovanej sústavy. V našom konkrétnom prípade je vstupom plnenie PWM bloku a výstupom regulovaná veličina. Plnenie PWM bloku je buď číslo z intervalu $< 0 \div 1 >$, resp. $< 0 \div 100 [\%] >$. Takéto intervaly sú uvádzané v teoreticky prácach. Mikropočítačová prax vyjadruje plnenie ako celé číslo, odpovedajúce poväčšine 8, 9, 10-bitovému číslu. V ďalšom budeme uvažovať číslo z intervalu $< 0 \div 100 [\%] >$. Zosilnenie sústavy potom bude

$K = 0.8 [^{\circ}C/\%]$. Tejto hodnote odpovedá zosilnenie regulátora: $K_R = 1.25 [\%/^{\circ}C]$.

Na určenie periódy opakovania PWM výstupu môžeme použiť nasledovný postup. Predpokladajme, že PWM signál, jeho plnenie je $d.c. = 50 [\%]$. Tejto hodnote odpovedá stredná hodnota regulovanej veličiny (v našom prípade je to stred teoretického rozsahu regulácie)

$$T_{STR}(t) = 20 + \frac{100 - 20}{2} = 60 [^{\circ}C]. \text{ Vid' obr.4.}$$



Obr.4. Určenie T_{OP} PWM bloku

Bez zdôrazňovania sme predpokladali, že výstup akčného člena, ktorý je ovládaný PWM signálom sa navonok správa ako analógová opravná veličina z rozsahu $< 0 \div 10 [V] >$. Vysokofrekvenčné zložky sú zo signálu $T_M = T_{STR} = 60 [^{\circ}C]$ odfiltrované, a zostane len odpovedajúca jednosmerná zložka. To znamená, že reťazec blokov: PWM blok, spínací tranzistor, regulovaná sústava (a snímač teploty) sa správajú ako dolnopriepustný filter.

K tomu aby sme určili skutočnú hodnotu zvlnenia stačí riešiť trojčlenku, vid' obr.4:

$$\frac{100 [^{\circ}C] - ((T_{STR}(t) = 60 [^{\circ}C]) - \Delta)}{2\Delta} = \frac{T = 60 [s]}{T_{OP}/2} \quad (6)$$

Vystupujú tu dve neznáme: Zvlnenie („amplitúda“ kmitania) 2Δ a perióda opakovania T_{OP} . Z (6) vypočítame T_{OP} tak, aby $\Delta = 0.05 [^{\circ}C]$. Navrhujeme takú periódu opakovania, aby zvlnenie bolo menšie ako „ $LSB/2$ “, „A/D“ prevodníka. Riešením (6) je $T_{OP} \doteq 300 [ms]$. Konkrétnu menšiu hodnotu, ak sa to dá, nastavíme podľa možnosti zvoleného čítača/časovača. To znamená, podobne ako pre taktovanie „A/D“ prevodníka, nastavenie periódy vzorkovania, ani pre PWM blok nevieme nastaviť periódu opakovania ľubovoľnú ale len konkrétne hodnoty dané frekvenciou oscilátora $f_{OSC} = 8 [MHz]$, použitým preddeličom a zvoleným módom vybraného počítadla.

Vyššie určené hodnoty $T_{OP} \doteq 300 [ms]$ a $f_{OSC} = 8 [MHz]$ sú základné parametre pre výber

konkrétneho počítadla/časovača a mód jeho činnosti. Zvolíme¹ počítadlo/časovač jedna s preddeličom nastaveným na hodnotu 1024. Ak zvolíme mód činnosti 7, čo je **desaťbitové** počítadlo (Poznámka: číslo 1024 a slovo „desaťbitové“ netreba spájať.) bude výsledná hodnota periódy opakovania cca $130 [ms]$. Kratšiu hodnotu ako sme vypočítali, použiť môžeme. Regulovaná sústava bude lepšie filtrovať akčný zásah s takouto periódou opakovania.

5 ALGORITMUS RIADENIA

Algoritmus riadenia, PS regulátor je daný rovnicou

$$\begin{aligned} PS_S : m(nT_v) &= m_P(nT_v) + m_S(nT_v) + m_0 & (7) \\ e(nT_v) &= w_z(nT_v) - y(nT_v); \quad m_P(nT_v) = K_R e(nT_v) \\ m_S(nT_v) &= m_S((n-1)T_v) + K_R \frac{T_v}{T_I} e((n-1)T_v) \end{aligned}$$

Samostatné naprogramovanie tohto vzťahu „v reálnom čase“ bol pre študentov (dištančné štúdium) dosť veľký problém. Neustále zaznievala otázka: Prečo musíme použiť v integrátore (sumátore) $e((n-1)T_v)$, ak máme k dispozícii $e(nT_v)$? Odpoveď typu: Preto, že sme pri syntéze a prepočtoch spojitého regulátora na číslicový použili konkrétnu metódu numerickej integrácie väčšinou študenti nechceli zobrať ako dostatočné zdôvodnenie.

Na základe už vyššie uvedeného, má byť $m(nT_v)$ celé číslo z intervalu $< 0 \div 100 [\%] >$. Pri úprave, programovaní tejto rovnice si treba uvedomiť nasledovné skutočnosti: Číslo $m(nT_v)$ je vstupom do PWM bloku. Vyššie sme tento interval upravili na $< 0 \div 1023 [-] >$. Pozmení sa tým aj hodnota zosilnenia sústavy $K = \frac{80}{1024} \doteq 0.078 [^{\circ}C / -]$ aj regulátora $K_R = \frac{1024}{80} [- / ^{\circ}C]$.

Regulačnú odchýlku zobrazujeme ako celé číslo násobené desiatimi. Zatiaľ nepoznáme číselnú hodnotu periódy vzorkovania T_v .

Logickým pokračovaním syntézy jednotlivých prvkov regulačného obvodu je možnosť vynechania PWM bloku. Otázka: „Ako, a kde treba pozmeniť návrh?“ zostala zo strany študentov nezodpovedaná.

VÝPOČET PERIÓDY VZORKOVANIA

Perióda vzorkovania T_v vystupuje vo vzťahu (7) dva

krát. 1.) Ako racionálne číslo: $\frac{T_v}{T_I}$. 2.) Ako diskretný krok

reálneho času. V čase $t = nT_v$; $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ treba vypočítať novú hodnotu opravnej veličiny – plnenia. Periódu vzorkovania môžeme buď odhadnúť, resp. podľa [4] aj vypočítať

¹ Tu sa slovu „zvolíme“ nevyhneme. Treba naštudovať konkrétnu časť katalógového listu a vybrať taký obvod a mód činnosti, ktorý najlepšie spĺňa naše požiadavky.

$$T_v \doteq 0.22T_w \quad (8)$$

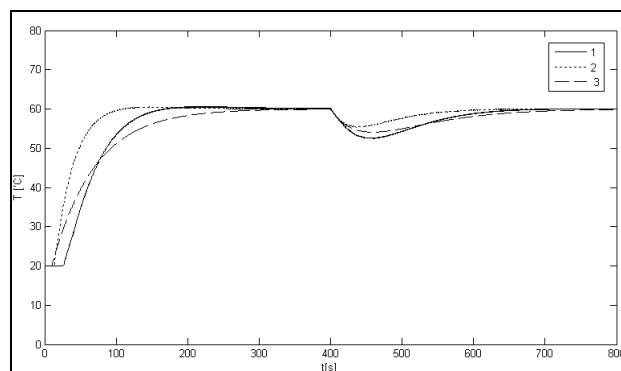
Pre $T_w = 60 [s]$ bude perióda vzorkovania $T_v = 13.2 [s]$. Je zrejmé, že takéto oneskorenie nedokážeme pre $f_{OSC} = 8 [MHz]$ vytvoriť na jeden krát. Oneskorenie vytvoríme pomocou počítadla a „krátkeho“ programu.

Regulovaná veličina sa dostane do pásma $+1\%$ za čas $t_{reg} = 5T_w$. Vzťah (8) bol pôvodne určený pre výpočet periódy vzorkovania pre také prípady, kde sa prejaví čas spracovania vzťahu (7) a oneskorenie pri prenose informácie. Ak oneskoríme nastavenie novej hodnoty plnenia až o jeden krok - T_v , prechodný proces riadenia bude odpovedať „jednopercentnej“ exponenciále a bude trvať cca $t_{reg} = 2.9T_w + (0 \div 1)T_v$. (Vid'. priebeh 1, obr.5)

Z pohľadu nášho príkladu je vhodnejšie namiesto realizácie oneskorenia zmeniť zosilnenie regulátora (otvoreného obvodu) na dvojnásobnú hodnotu. Stabilitu obvodu nenarušíme a odozva na skok riadenia, dynamika systému, bude rýchlejšia. Podobne to platí aj pre skok poruchy na vstupe do sústavy. Prekmit spôsobený poruchou bude menší. (Vid'. priebeh 2, obr.5). Súvis zosilnenia regulátora K_R a periódy vzorkovania T_v bol pre študentov ďalším problémom.

6 ZÁVER

Vyššie uvedené teoretické a „praktické“ doporučia boli spracované po niekoľkých modifikáciách do podoby záverečnej práce študenta.



Obr.5 Odozva sústavy na skok želanej veličiny a na skok poruchy na vstupe do sústavy

REFERENCES

- [1] CHAMRAZ, Š., BALOGH, R.: Implementation of the First Order Control System, (2009), [Vtlačí.]
- [2] ATmega 48/88/168. 8-bitový mikropočítač. www.atmel.com
- [3] SMT 160-30. Snímač teploty s PWM výstupom.. www.smartec.nl
- [4] CHAMRAZ, Š.: Choice of Sampling Period. In: Cybernetics and Informatics. International Conference. Ždiar, Slovak Republic, 10.-14.2.2008. - Bratislava : STU, 2008. - ISBN 978-80-227-2828-7. - CD-Rom. [Upravená verzia.]

Received 28 June 2009