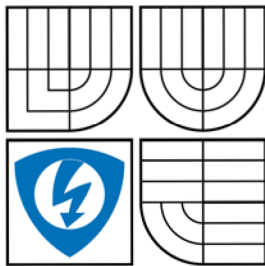


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELEKOMMUNICATIOIS**

TERMoeLEKTRICKÉ ZAŘÍZENÍ S PELTIERIHO ČLÁNKY

THERMOELECTRIC DEVICE WITH PELTIER ELEMENTS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

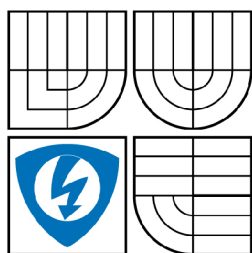
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

TOMÁŠ KLÍR

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. IVAN RAMPL, CSc.

BRNO 2007



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Teleinformatika

Student: Tomáš Klír

ID: 98493

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Termoelektrické zařízení s Peltieriho články

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte elektronické zařízení využívající Peltieriho články k udržování stabilní teploty v biologickém termostatu. Podmínkou je homogenní rozložení teploty v celém objemu tepelně izolovaného prostoru. Zaměřte se zejména na eliminaci rychlých teplotních změn a proto použijte vhodný princip regulátoru (např. proporcionálně-integračně-derivační PID regulátor). Experimentálně ověřte funkčnost navrženého zařízení.

Nastavitelný rozsah teplot v prostoru termostatu: $T = (20 - 40) \text{ }^{\circ}\text{C}$,

Napájení: $U_{\text{ss}} = 12 \text{ V}$

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ĎAĎO, S.: Senzory a převodníky. ISBN: 80-01-03123-3. ČVUT Praha, 2006

[2] FUKÁTKO, T.: Detekce a měření různých druhů záření. ISBN: 80-7300-193-4. BEN-technická literatura, 2006

[3] Kol. autorů: Elektronika - polovodičové součástky a základní zapojení. ISBN: 80-7300-123-3. BEN-technická literatura, 2006

[4] BALÁŤE, J.: Automatické řízení. ISBN: 978-80-7300-148-3 / 9788073001483. BEN-technická literatura, 2004

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 2.6.2009

Vedoucí práce: doc. Ing. Ivan Rampl, CSc.

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Předseda oborové rady

Abstrakt

Tato bakalářská práce obsahuje popis jednotlivých prvků biologického termostatu. Je zde popsán termoelektrický jev a Peltierův článek, který ho využívá. V textu jsou popsány nejčastější způsoby měření teploty. Pro její řízení jsou zde popsány základní typy regulátorů – P, PI, PD, PID a PSD. Tato práce obsahuje jak jejich teoretický popis, tak metody pro stanovení jejich parametrů. Dále jsou zde popsány obvodové prvky pro řízení výkonu Peltierova článku a mikroprocesoru a popis programu mikroprocesoru.

Abstract.

This bachelors thesis contains description of particular components of the biological thermostat. There is described Thermoelectric effect and Peltier element, witch it use. The text describes the most common methods of temperature measurement. For its management are described basic types of regulators - P, PI, PD, PID and PSD. This work contains the theoretical description and methods for the determination of their parameters. There are also described circuit elements for performance management of Peltier element and microprocessor and a description of control program of the microprocessor.

Klíčová slova

Termoelektrický jev, Seebeckův koeficient, Peltierův koeficient, Peltierův článek, termistor, NTC, PTC, P, PI, PD, PID, PSD.

Key words

Thermoelectric effect, Seebeck coefficient, Peltier coefficient, Peltier element, termistor, NTC, PTC, P, PI, PD, PID, discreet PID.

KLÍR, T. *Termoelektrické zařízení s Peltieriho články*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 51s. Vedoucí práce doc. Ing. Ivan Rampl, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Termoelektrické zařízení s Peltieriho články“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji svému vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Ivanovi Ramplovi, CSc. za vhodnou metodickou a odbornou pomoc při zpracování této bakalářské práce a za zajištění podmínek pro měření.

V Brně dne

.....

podpis autora

OBSAH

Úvod	7
1 Peltierův článek	8
1.1 Termoelektrický jev	8
1.2 Peltierův článek	10
2 Teplotní senzory	11
2.1 Termistory	11
2.2 Integrované teplotní senzory	15
3 Regulátory	16
3.1 Analogové regulátory	16
3.1.1 Identifikace regulované soustavy	19
3.1.2 Stanovení parametrů regulátorů	21
3.2 Diskrétní regulátory	25
4 Biologický termostat	29
5 Mikroprocesor	31
6 Komunikační rozhraní	33
7 Regulační člen	34
8 Výpočet parametrů regulátoru	35
9 Závěr	43
Seznam použitých zdrojů	44
Seznam použitých zkratek	45
Seznam příloh	46
A Řídící jednotka	47
A.1 Schéma zapojení řídicí jednotky	47
A.2 Seznam součástí	48
A.3 DPS – pohled se strany spojů	49
A.4 DPS – osazovací plán	49
A.5 DPS – fotografie zeshora	50
B Obsah přiloženého CD	51

ÚVOD

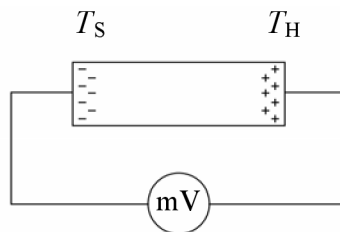
Biologický termostat je zařízení sloužící k zajištění konstantní teploty volitelné v určitém rozsahu. Je použitelný v oblasti biotechnologie, botaniky, potravinářství a jiných odvětvích, kde je zapotřebí prostředí určitým způsobem, v našem případě udržením konstantní teploty, idealizovat.

Tuto práci je možno rozdělit na dvě části. Na teoretickou (kapitoly 1–3) a praktickou (kapitoly 4–8). Teoretická část obsahuje popis přeměny elektrické energie na tepelnou a opačně a možnosti regulace. Je zde popsán způsob přeměny elektrické energie na tepelnou pomocí Peltierova článku, především jak vzniká teplotní rozdíl na jeho stranách. Pro opačný způsob, tedy měření teploty, jsou zde především popsány vlastnosti termistorů, které jsou pro tento účel nejpoužívanější. Pro možnost regulace jsou popsány analogové P, PI, PD, PID regulátory a diskrétní PSD regulátor a vybrané postupy pro jejich návrh. Praktická část obsahuje popis obvodových prvků takového zařízení. Závěr praktické části tvoří vlastní měření na biologickém termostatu a návrh regulátoru.

1. PELTIERŮV ČLÁNEK

1.1 Termoelektrický jev

Termoelektrický jev [3, 4] popisuje, jak může být tepelná energie přeměněna na elektrickou energii a opačně. K porozumění jsou důležité dva nejznámější termoelektrické jevy a to jev Seebeckův a Peltierův. Seebeckův jev popisuje, jak na vodiči, jehož konce mají rozdílnou teplotu, vzniká elektrické napětí. Toto napětí je důsledek pohybu elektronů od teplejšího konce T_H ke konci chladnějšímu T_S (obr. 1.1). Vzniklé napětí je úměrné rozdílu teplot. Míru úměrnosti vyjadřuje Seebeckův koeficient [3], také znám jako termoelektrický. Aby však bylo možné měřit Seebeckův koeficient, je zapotřebí připojit daný materiál k milivoltmetru, jehož přívodní kabely mají svůj Seebeckův koeficient. Měříme tedy pouze rozdíl těchto koeficientů.



Obr. 1.1: Seebeckův článek

Opakem Seebeckova jevu je Peltierův jev. Ten popisuje, jak může být tepelná energie přenášena mezi spoji různých vodičů, kterými protéká proud. Převod tepelné energie je závislý na velikosti proudu procházejícího obvodem a jeho směru. Míru úměrnosti určuje Peltierův koeficient Π [3], který určuje, jaké množství tepla se přenese na jednotku proudu procházejícího obvodem. Stejně jako u Seebeckova koeficientu lze měřit pouze rozdíl koeficientů různých vodičů.

Peltierův koeficient je mezi dvěma různými kovy velice malá oproti polovodičům. To je důsledek toho, že u kovů má energie elektronů velmi blízko k Fermiho energii. Představme si, že napětí přiložené na polovodič způsobí průchod proudu o proudové hustotě:

$$j_q = n \cdot (-e) \cdot (-v_e), \quad (1.1)$$

kde n je hustota elektronů, $-e$ náboj elektronu a v_e driftová rychlost elektronu.

Nyní uvažujeme množství energie přenesené touto proudovou hustotou. Celkovou energii elektronu ε tvoří převážně jeho kinetická energie. Tuto energii musíme porovnat s Fermiho energií ζ .

$$\varepsilon - \zeta . \quad (1.2)$$

Fermiho energie je uvažována, jelikož rozdílné vodiče mají v místě styku stejnou Fermiho energii, a tak slouží jako referenční bod. Toto vede k toku energie j_u :

$$j_u = n \cdot (\varepsilon - \zeta) \cdot (-v_e) . \quad (1.3)$$

Peltierův koeficient vyjadřuje $j_u = -j_q$ a je tedy, v tomto případě pro elektrony:

$$\Pi_e = -\frac{(\varepsilon - \zeta)}{e} . \quad (1.4)$$

Tato konstanta nabývá záporných hodnot, což znamená, že tok energie a tok náboje jsou opačné. Pro nosiče kladných nábojů je postup obdobný. Místo n dosazujeme počet děr p a $-v_e$ nahradíme v_n . Peltierův koeficient tedy bude mít tvar:

$$\Pi_d = \frac{(\varepsilon - \zeta)}{e} . \quad (1.5)$$

V tomto případě má tok energie shodný směr s tokem náboje. Seebeckův koeficient je definován jako:

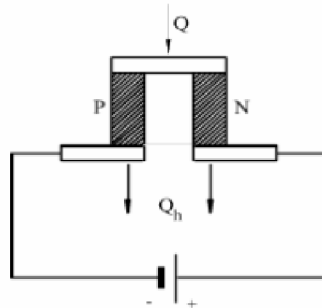
$$\alpha = \frac{E}{T} , \quad (1.6)$$

kde E je intenzita vyvolaného elektrostatického pole a T absolutní teplota. Seebeckův koeficient a Peltierův koeficient spojuje Kelvinův vztah:

$$\Pi = \alpha \cdot T . \quad (1.7)$$

1.2 Peltierův článek

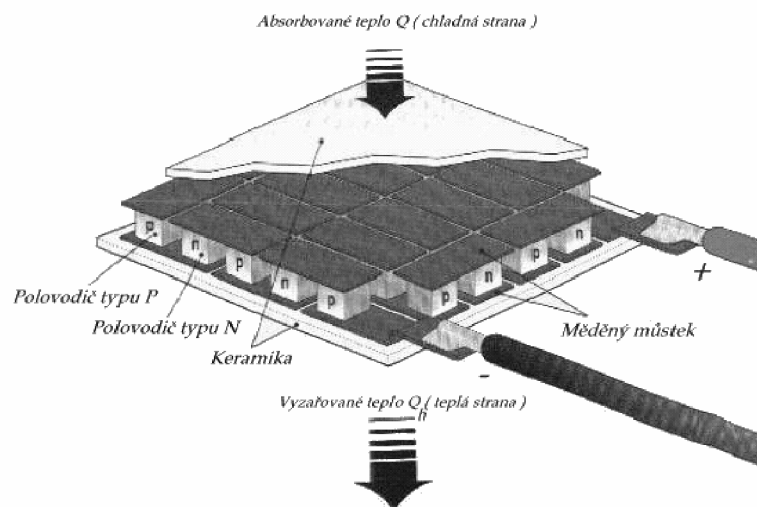
Peltierův článek [4] se převážně používá pro chlazení. Jeho základní zapojení je na obr. 1.2.



Obr. 1.2: Základní zapojení Peltierova článku [4]

Q zde značí teplo absorbované, Q_H teplo vyzařované, P a N jsou polovodiče s děrovou a elektronovou vodivostí.

K výrobě se nejčastěji používají vizmut-telluridy kvůli jejich malému měrnému odporu a tepelné vodivosti. Jako materiál pro spojovací můstek se převážně používá měď. Při spojení těchto dvou materiálů však dochází k difúzi do polovodičového materiálu, což má za následek zvýšení přechodového odporu. Tím při průchodu proudu obvodem vzroste i Jouleovo teplo, které pak negativně ovlivňuje chladicí schopnosti článku (konkrétně maximální teplotní rozdíl spojů). Tyto elementární články se zapojují do série ve větší celky (obr. 1.3) pro dosažení většího chladicího výkonu. Keramika má zde význam izolátoru. Musí mít samozřejmě velmi dobrou tepelnou vodivost. Dalším kaskádním řazením lze dosáhnout vyšších teplotních rozdílů.



Obr. 1.3: Peltierův článek [4]

2. TEPLOTNÍ SENZORY

Teplotní senzory [5, 6, 9] lze rozdělit do dvou základních skupin:

- dotykové,
- bezdotykové.

Dotykové senzory lze dále rozdělit na:

- elektrické – odporové kovové senzory, odporové polovodičové senzory (termistory), P-N senzory, integrované polovodičové senzory, termočlánky,
- dilatační – kapalinové, plynové, bimetalové,
- speciální – akustické, magnetické, s tekutými krystaly, teploměrné barvy, šumové.

Bezdotykové senzory se dělí na:

- tepelné – bolometry, pyrometry,
- kvantové – infračervené fotodiody, fotovodivostní detektory

Tepelné senzory využívají ohřevu citlivé části senzoru vlivem infračerveného záření měřeného senzoru. Kvantové využívají přímé interakce fotonů záření s polovodičovým materiálem detektoru. Bezdotykové senzory však umožňují měření pouze povrchové teploty.

Pro náš případ jsou nevhodnější dotykové (neměříme teplotu povrchu), elektrické (není zapotřebí složitě převádět na elektrický signál). V zadaném rozsahu teplot se používají nejčastěji termistory [9]. Jejich přednosti jsou: malé rozměry a cena, velký teplotní koeficient.

2.1 Termistory

Jsou to polovodičové součástky vyrobené z polykrystalické keramiky ze směsi oxidů a kovů. Svoji vlastnost získávají při spékání v rozmezí teplot (1000–1400)°C, kdy při vytváření hranic jednotlivých zrn vznikají chyby v krystalické mřížce. Ty pak při zvýšení teploty způsobí změnu mechanismu vedení proudu. Jejich nevýhoda je v nelineární závislosti odporu na teplotě a je tedy zapotřebí tuto závislost dodatečně linearizovat. Termistory se, podle změny odporu v pracovní oblasti, dělí na dva typy:

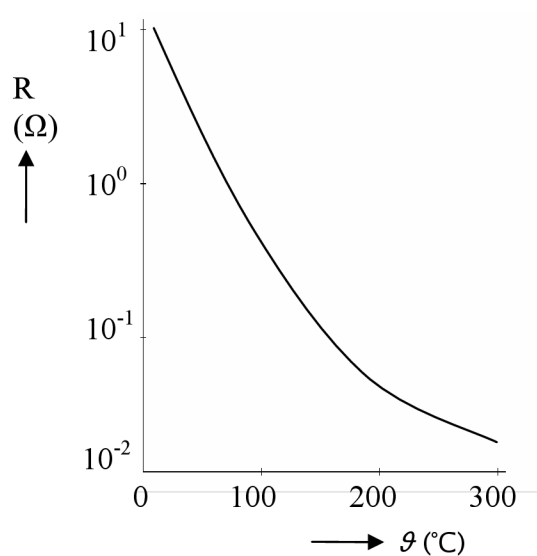
- NTC (Negative Temperature Coefficient) termistory nebo-li negastory,
- PTC (Positive Temperature Coefficient) termistory nebo-li pozistory.

Rozdílné je také umístění pracovní oblasti. PTC termistor se používá v rozmezí teplot (80–125) °C. V této oblasti může jeho odpor vzrůst až o 60 % na stupeň změny teploty. Pro náš zadaný rozsah teplot tedy není vhodný.

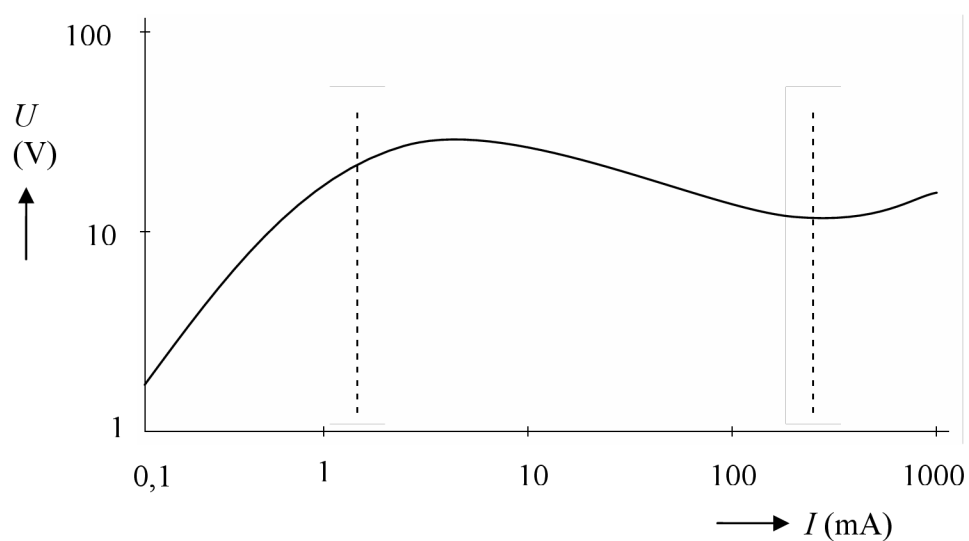
NTC termistor má záporný teplotní koeficient a změna odporu na stupeň teploty se zmenší o (3–5,5) %. Závislost odporu na teplotě je na obr. 2.1. Vhodnější je však

voltampérová charakteristika (obr. 2.2), která se nemění při zahřívání termistoru v důsledku průchodu proudem. Nazývá se tzv. statickou charakteristikou [9]. Je rozdělena na tři části:

- první část je téměř lineární a teplota termistoru odpovídá teplotě okolí,
- v druhé části se již začne výrazněji projevovat Jouleovo teplo a zvýšením teploty klesne odpor termistoru. Při určitém proudu dosáhne napětí na termistoru maxima a poté klesá.
- Ve třetí části je teplota termistoru na teplotě okolí téměř nezávislá.



Obr. 2.1: Závislost odporu NTC termistoru na teplotě



Obr. 2.2: Voltampérová charakteristika termistoru

Charakteristiku lze ovlivnit například chlazením termistoru, změnou velikosti a typu povrchu. Tyto změny ovlivňují velikost lineární části a tvar charakteristiky zůstává přibližně stejný. Pokud do termistoru dodáváme konstantní elektrický výkon, teplota nejdříve vzroste, ale po určité době se odvede do okolí a termistor dosáhne stacionárního stavu.

Prochází-li termistorem proud, který způsobí jeho zanedbatelný ohřev, je vztah pro výpočet odporu termistoru:

$$R_T = A \cdot e^{\frac{B}{T}}, \quad (2.1)$$

Po zlogaritmování dostaneme vztah:

$$\ln R_T = A + \frac{B}{T}, \quad (2.2)$$

kde A je konstanta závislá na geometrickém rozměru, B teplotní konstanta termistoru a T termodynamická teplota v K.

V rozsahu (0–50) °C je nelinearita $\pm 0,3^\circ\text{C}$. Teplotní součinitel je definován rovnicemi:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT} \quad [\text{K}^{-1}], & \alpha &= \frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT} \cdot 100 \quad [\% \cdot \text{K}^{-1}], \\ \alpha &= \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dt} \quad [^\circ\text{C}^{-1}], & \alpha &= \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dt} \cdot 100 \quad [\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}]. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Derivováním dostaneme:

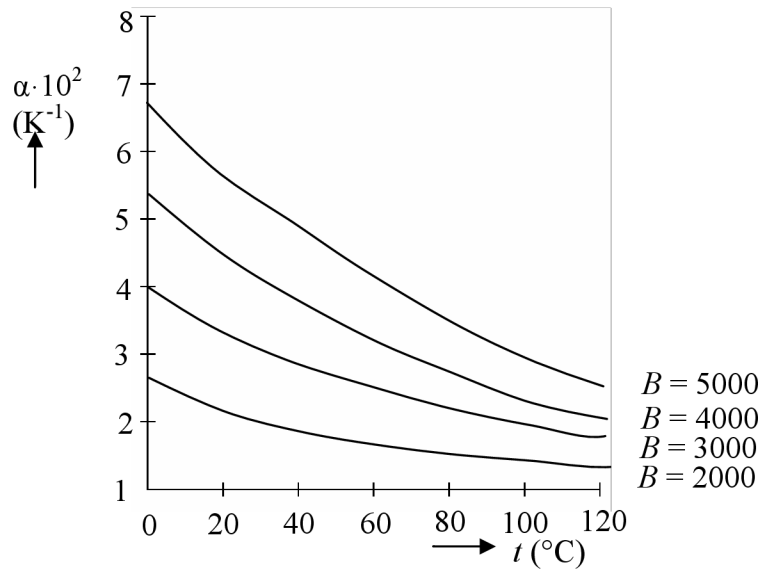
$$\begin{aligned} \alpha &= -\frac{B}{T^2} \quad [\text{K}^{-1}], & (2.4) \\ \alpha &= -\frac{B}{T^2} \cdot 100 \quad [\% \cdot \text{K}^{-1}]. \end{aligned}$$

Hodnota teplotního součinitele je pro každou hodnotu B různá, jak je vidět na obr. 2.3. Vydělíme-li vztahy (2.1) a (2.2) pro teploty T_1 (odpor termistoru R_1) a T_2 (odpor termistoru R_2), zbavíme se konstanty A.

$$R_1 = R_2 \cdot e^{\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T_2}} = R_2 \cdot e^{\frac{B \cdot (T_2 - T_1)}{T_1 \cdot T_2}}, \quad (2.5)$$

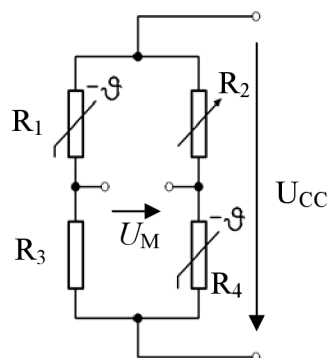
logaritmováním dostaneme:

$$B = \frac{T_1 \cdot T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{R_1}{R_2} \quad (2.6)$$



Obr. 2.3: Závislost teplotního činitele na teplotě a konstantě B

Jak již bylo napsáno, termistor je zapotřebí linearizovat. Pokud je teplota vyhodnocována mikroprocesorem, není nic jednoduššího, než upravit rozhodovací úrovně. Dalšími možnostmi jsou připojení jednoho či více odporů. Ty lze připojit buď sériově, paralelně nebo pomocí můstkového zapojení. Můstkových zapojení termistoru je mnoho a uvedu zde pouze jedno (obr. 2.4) [9]. Jsou zde zapojeny dva termistory, což vede nejenom k linearizaci, ale také ke zvýšení citlivosti. Můstkové napětí U_M je dále zapotřebí zesílit rozdílovým zesilovačem.



Obr. 2.4: Můstkové zapojení termistoru

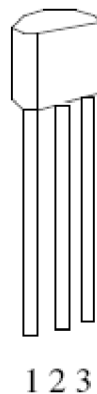
Toto zapojení by jsem zvolil, pokud bych celé zařízení vyráběl sám. Jelikož je A/D převodník již integrován v mikroprocesoru, je cena takového senzoru i s rozdílovým zesilovačem o více než o polovinu menší. Vyráběl jsem však pouze řídicí elektroniku a senzor již je integrován v zapůjčeném Termoboxu (viz kapitolu 4). Jedná se o integrovaný senzor popisovaný v následující kapitole.

2.2 Integrované teplotní senzory

Jsou to již linearizované obvody, které již bývají kalibrovány během výroby. Jejich jediná nevýhoda je vyšší cena.

V Termoboxu je integrovaný senzor SMT160-30 (obr. 2.5) [12]. Ten se vyrábí ve čtyřech různých pouzdrech (TO18, TO92, TO220, SOIC). Jeho výstup je realizován puslně šířkovou modulací a je možné ho přímo připojit na vstup mikroprocesoru. Odpadá tedy nutnost použití A/D převodníku. Další výhodou je možnost použití připojení až dvacet metrů dlouhým třídrátovým kabelem. Tento senzor je také kalibrován již během výroby. Charakteristické vlastnosti SMT160-30 jsou:

- absolutní přesnost $1,2^{\circ}\text{C}$ (v rozsahu $-45 - 130^{\circ}\text{C}$), $0,7^{\circ}\text{C}$ (v rozsahu $-40 - 100^{\circ}\text{C}$),
- nelinearita maximálně $0,2^{\circ}\text{C}$,
- napájecí napětí 5 V , odběr $160 - 200\ \mu\text{A}$,
- výstupní frekvence 4 kHz .



Obr. 2.5: Integrovaný teplotní senzor SMT160-30 (pouzdro TO92) [12]:

1 – výstup, 2 – $+V_{CC}$, 3 – GND

Střída $D.C.$ tohoto senzoru je tedy lineárně závislá na teplotě t ($^{\circ}\text{C}$) a vypočítá se podle vztahu:

$$D.C. = 0,32 + 0,0047 \cdot t. \quad (2.7)$$

3. REGULÁTORY

Regulátory mají za úkol zajistit co nejmenší odchylku žádané a skutečné hodnoty dané veličiny. V dnešní době se často používají diskrétní regulátory, které vychází z analogových. Budou zde tedy popsány analogové regulátory a jejich převod na diskrétní. Jelikož je tato problematika velmi rozsáhlá, budou zde popsány jen základy. Více je možné se dozvědět v [8, 10, 11, 13, 16]. Laplaceova a Z transformace je důkladně popsána i s příklady v [2].

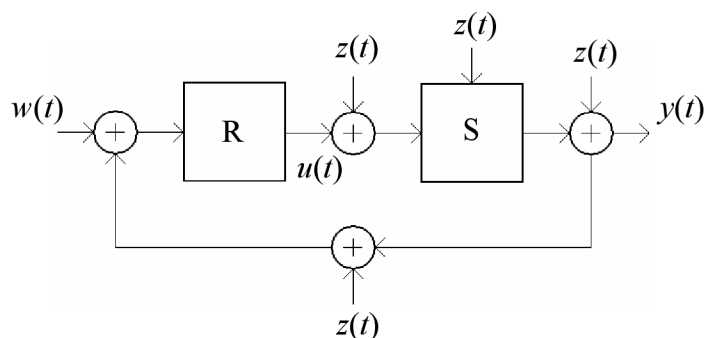
3.1 Analogové regulátory

Základní zapojení řízení se zpětnou vazbou (regulace) [11, 13] je na obr. 3.1. Blok R zde představuje regulátor a S regulovanou soustavu. Pokud by nebyla zapojená zpětná vazba, jednalo by se o systém přímého řízení (ovládání). Správné sledování vstupní veličiny je potom možné dosáhnout jen pokud má regulátor správné informace o regulované soustavě a nepůsobí zde žádné poruchy. Díky zpětné vazbě je regulátor schopen reagovat na důsledky poruch $z(t)$. Vstupní (řídící) veličina $w(t)$ je porovnávána s hodnotou výstupní (regulované) veličiny y :

$$e = w - y, \quad (3.1)$$

kde e je regulační odchylka.

Podle té volí regulátor velikost akčního zásahu $u(t)$ tak, aby výstupní veličina co nej přesněji kopírovala vstupní.



Obr. 3.1: Základní zapojení řízení se zpětnou vazbou

Regulátor je možné popsat diferenciální (u diskrétních regulátorů diferenční) rovnicí. Vyřešit takovou rovnici je velmi složité a proto se převádí pomocí Laplaceovy transformace

(u diskrétních regulátorů Z transformace) na tzv. přenosovou funkci, se kterou se již snadno počítá, a poté se převede zpět na diferenciální funkci. Přenosovou funkci lze poté vyjádřit pomocí zesílení jednotlivých složek či pomocí časových konstant jednotlivých složek. Nejčastěji používané regulátory v praxi jsou složeny ze tří základních složek [2, 13]:

- proporcionální – P,
- integrační – I,
- derivační – D.

Kombinací těchto základních složek pak vznikají regulátory PD, PI a PID.

Proporcionální složka udává, jaký rozdíl má být mezi výstupní a vstupní veličinou. Mezi vstupní a výstupní veličinou platí přímá úměra, tato složka je tedy realizována pouhým násobením. Její diferenciální rovnice a přenosová funkce je:

$$u(t) = r_0 \cdot e(t), \quad (3.2)$$

$$F_R(p) = r_0 = K_R, \quad (3.3)$$

přičemž F_R je přenosová funkce regulátoru, r_0 a K_R jsou konstanty vyjadřující zesílení P – složky regulátoru. Použitím tohoto regulátoru však nemůžeme dosáhnout nulové regulační odchylky.

Integrační složka při existenci regulační odchylky přičítá k akčnímu zásahu jí úměrnou hodnotu, dokud odchylka nezmizí. Tato složka však má negativní vliv na rychlost regulačního děje a na stabilitu obvodu. Pro integrační složku platí vztahy:

$$u(t) = r_i \int_0^t e(t) dt + x(0), \quad (3.4)$$

$$F_R(p) = \frac{r_i}{p} = \frac{1}{T_i p}, \quad (3.5)$$

kde T_i představuje časovou integrační konstantu a r_i zesílení integrační složky.

Nedostatky integrační složky odstraňuje derivační složka, tzn. zvyšuje stabilitu a urychluje regulační děj. Působí jako „brzda“. S rychlejší změnou regulační odchylky působí více proti změně. Tato složka lze použít pouze v kombinaci s předchozími typy, proto nebudu uvádět rovnice pro její popis.

Pro PD regulátor složený z proporcionální a derivační složky platí:

$$u(t) = r_0 \cdot e(t) + r_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (3.6)$$

$$F_R(p) = r_0 + r_d p = K_R (T_D p + 1), \quad (3.7)$$

kde r_d představuje zesílení derivační složky a T_D derivační časovou konstantu, která se vypočítá:

$$T_D = \frac{r_d}{r_0}. \quad (3.9)$$

PI regulátor, složen z proporcionální a integrační složky, je charakterizován vztahy:

$$u(t) = r_0 \cdot e(t) + r_i \int_0^t e(t) dt + x(0), \quad (3.10)$$

$$F_R(p) = r_0 + \frac{r_i}{p} = k_r \frac{T_r p + 1}{p} = \frac{T_r p + 1}{T_i p}, \quad (3.11)$$

kde

$$k_r = r_i = \frac{1}{T_i}, \quad T_r = \frac{r_0}{r_i}, \quad r_0 = \frac{T_r}{T_i}. \quad (3.12)$$

Nakonec PID regulátor skládající se ze všech tří složek charakterizují rovnice:

$$u(t) = r_0 \cdot e(t) + r_d \frac{de(t)}{dt} + r_i \int_0^t e(t) dt + x(0), \quad (3.13)$$

$$F_R(p) = r_0 + \frac{r_i}{p} + r_d p = K_R \left(1 + T_D p + \frac{1}{T_I p}\right) = k_r \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{p}, \quad (3.14)$$

kde

$$K_R = r_0, \quad T_D = \frac{r_d}{r_0}, \quad T_I = \frac{r_0}{r_i}, \quad k_r = r_i, \quad (3.15)$$

$$T_{1,2} = \frac{-T_I \pm \sqrt{T_I(T_I - 4T_D)}}{2T_I T_D}.$$

V praxi se často místo r_0 používá pásmo proporcionality pp . To udává, o kolik se musí změnit vstupní veličina, aby se akční veličina změnila v celém rozsahu.

$$pp = \frac{1}{r_0} \cdot 100 \quad (\%). \quad (3.16)$$

Výše uvedená derivační složka však nespĺňuje podmínku fyzikální realizovatelnosti, jelikož v čitateli přenosové funkce je polynom vyššího řádu než je ve jmenovateli. Proto se zavádí realizační časová konstanta ε , tzv. setrvačný člen. Přenosová funkce pro PD regulátor potom vypadá:

$$F_R(p) = K_R \frac{T_D p + 1}{\varepsilon p + 1}, \quad \varepsilon \ll T_D \quad (3.17)$$

a pro PID regulátor:

$$F_R(p) = K_R \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{p(\varepsilon p + 1)}, \quad \varepsilon \ll T_1, T_2. \quad (3.18)$$

3.1.1 Identifikace regulované soustavy

Pro návrh regulátoru je většinou zapotřebí znát matematický model regulované soustavy. Zjistit jej je pro většinu v praxi používaných soustav značně složité či dokonce nemožné. Pro běžné a linearizovatelné soustavy se převážně hledá přibližný model soustavy. Ten je možné získat buď pomocí diferenciálních či diferenčních rovnic nebo měřením statických a dynamických vlastností soustavy. Pro měření vlastností soustavy se používají dva typické signály – skoková změna vstupní veličiny a harmonický průběh vstupní veličiny [13].

Při použití skokové změny vstupní veličiny získáme přechodovou charakteristiku systému. Takovýto postup je vhodné použít pro soustavy, jejichž časové konstanty jsou v rozmezí jednotek až tisíců sekund.

Použitím harmonického vstupního signálu, jehož frekvenci budeme postupně měnit, získáme frekvenční charakteristiku systému. Tato metoda je naopak vhodnější pro menší časové konstanty systému, jelikož po změně frekvence je vždy zapotřebí vyčkat na odeznění přechodového děje.

Pro změření těchto charakteristik je však zapotřebí odstavit soustavu z běžného provozu, což není vždy přijatelné. Byla tedy vyvinuta řada „on-line“ postupů, jimiž se však zabývat nebudeme.

Aproximace regulovaných soustav

Jde o postup, během kterého se nahradí přesné hodnoty jejich přibližným odhadem. Aproximaci lze obecně uplatnit na jakýkoliv popis soustavy. Zde však bude popsána pouze aproximace přechodové charakteristiky, která je i v praxi nejpoužívanější. Jedná-li se o přetlumené soustavy, používají se pro různé soustavy jednotlivé typy aproximací. Pro soustavu prvního řádu s dopravním zpožděním:

$$F_1(p) = \frac{k}{Tp+1} e^{-dp}, \quad (3.19)$$

pro soustavu druhého řádu s různými časovými konstantami:

$$F_2(p) = \frac{k}{(T_1p+1)(T_2p+1)}, \quad (3.20)$$

pro soustavu druhého řádu s dopravním zpožděním:

$$F_3(p) = \frac{k}{(T_1p+1)(T_2p+1)} e^{-dp} \quad (3.21)$$

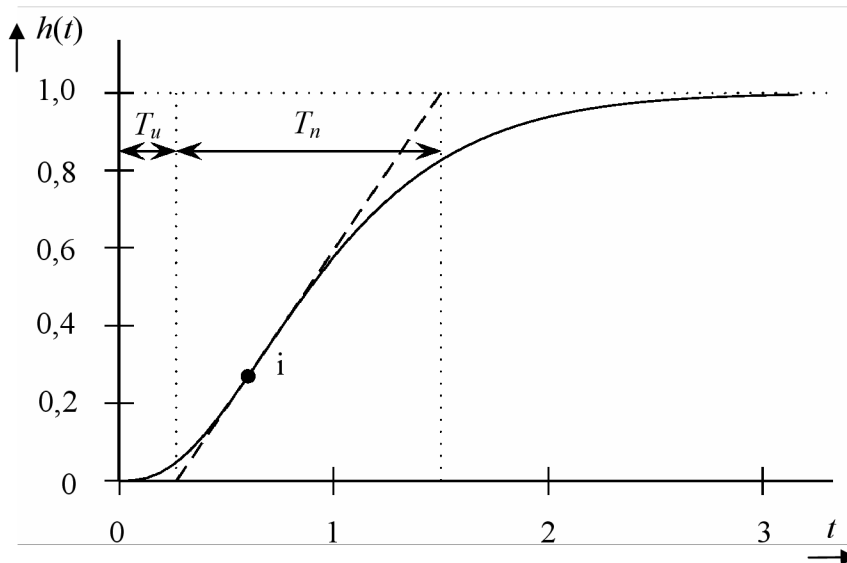
a pro soustavu n-tého řádu se stejnými časovými konstantami:

$$F_4(p) = \frac{k}{(Tp+1)^n}. \quad (3.22)$$

Jednotlivé časové konstanty se zjistí pomocí obrázku 3.2, kde se v inflexním bodě i vytvoří tečna ke křivce. T_n poté značí dobu náběhu a T_u dobu průtahu. Pro přenos $F_1(p)$ platí $T = T_n$ a $d = T_u$. Aproximace přenosem typu $F_3(p)$ a $F_3(p)$ je vhodné použít pro charakteristiky, jejichž inflexní bod je nižší než 0,264. Pro vyšší inflexní body je vhodný přenos $F_4(p)$, kde se časová konstanta určí podle tabulky 3.1.

Tab. 3.1: Určení řádu a časové konstanty

Řád n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
T_u/T_n	0,000	0,104	0,218	0,319	0,410	0,493	0,570	0,642	0,709
T_n/T	1,000	2,718	3,695	4,463	5,119	5,699	6,226	7,144	7,590



Obr. 3.2: Parametry přechodové charakteristiky

3.1.2 Stanovení parametrů regulátorů

Metody pro získání parametrů regulátorů lze rozdělit do skupin [11]:

- analytické metody,
- metoda pokus-omyl,
- inženýrský postup,
- automatické nastavování parametrů

Analytické metody [2, 8, 10, 11, 13] určují parametry regulátoru na základě matematického modelu. Takovýchto metod je velké množství a některé z nich budou popsány dále.

Metoda pokus-omyl [8, 11], jak již název napovídá, je založena na experimentování. Při této metodě se jednotlivé složky nastavují v pořadí P, I, D. Nejdříve eliminujeme vliv integrační složky (T_I nastavíme na maximum) a derivační složky (T_D nastavíme na minimum). Nastavíme zesílení proporcionální složky na malou hodnotu (např. 0,5) a postupně zvyšujeme dokud nedosáhneme požadovaného kompromisu mezi rychlostí odezvy a její kmitavostí. Poté postupně snižujeme integrační složku, dokud regulační pochod a trvalá regulační odchylka nevyhovuje. Nakonec zvyšujeme derivační složku. Opět do doby, kdy nám již přechodová charakteristika vyhovuje.

Inženýrský postup je kombinací obou předcházejících. Nejdříve se přibližně určí parametry regulátoru analytickou metodou a poté se doladuje metodou pokus-omyl.

Automatické nastavování parametrů [11] je v dnešní době velmi časté. Regulátor si nejprve regulovaný systém sám otestuje, převážně se používají různé varianty metody

Zieglera a Nicholase (bude popsána dále), a poté nastaví příslušné parametry. Toto nastavení však bývá velmi přibližné.

Analytické metody

Je již vypracováno velmi mnoho metod pro získání požadovaného přechodového děje. Liší se jak vlastnosti regulované soustavy, ze kterých se vychází, tak i způsoby přepočtů na parametry regulátorů. Budou zde popsány pouze tři metody. První z nich je metoda Zieglera a Nicholse [2, 11, 13, 16], další dvě metody využívají k získání parametrů regulátorů přechodovou a statickou charakteristiku.

Metoda Zieglera a Nicholse, označovaná často jako metoda ZN, je bezpochyby jedna z neznámějších. Byla vytvořena již v roce 1942. V té době autoři považovali za optimální přechodovou charakteristiku se třemi až čtyřmi viditelnými překmity. Ne vždy je možné akceptovat tolik překmitů a v důsledku toho vzniklo mnoho modifikací této metody. Tato metoda je založená na postupném zvyšování zesílení regulátoru (s eliminovaným vlivem integrační a derivační složky) až do kritického zesílení K_{krit} . Při tomto zesílení již dochází k periodickým, netlumeným kmitům s periodou T_{krit} . Parametry regulátoru se poté zjistí podle tabulky 3.2. Tato metoda je čistě empirická a dodnes zřejmě nebyla teoreticky objasněna.

Tab. 3.2: Stanovení parametrů regulátoru metodou ZN

Typ regulátoru	K_R	T_I	T_D
P	$0,5K_{krit}$		
PI	$0,45K_{krit}$	$0,83T_{krit}$	
PID	$0,6K_{krit}$	$0,5T_{krit}$	$0,125T_{krit}$

Při hledání parametrů regulátoru pomocí statické a přechodové charakteristiky systému podle [2] je zapotřebí zjistit dobu průtahu a náběhu podle obr. 3.2. Dále je zapotřebí znát zesílení regulované soustavy k_s . To se získá pomocí statické charakteristiky a vorce:

$$k_s = \frac{\Delta y}{\Delta u}. \quad (3.23)$$

Pomocí tabulky 3.3 se zjistí časová integrační a derivační konstanta a k_I^* , která značí, o kolik se přednastaví akční veličina při odchylce $e = 1$. Pro získání K_R musíme ještě vypočítat y_{\max} :

$$y_{\max} = k_s \cdot u_{\max}, \quad (3.24)$$

dále hodnotu $(\Delta y)_r$ určující k jaké změně odchylky musí dojít, aby se regulační orgán přednastavil o 100 %:

$$(\Delta y)_R = \frac{u_{\max}}{k_R^*} \quad (3.25)$$

a pásmo proporcionality:

$$pp = \frac{(\Delta y)_R}{y_{\max}} \cdot 100 \text{ (\%)} \quad (3.26)$$

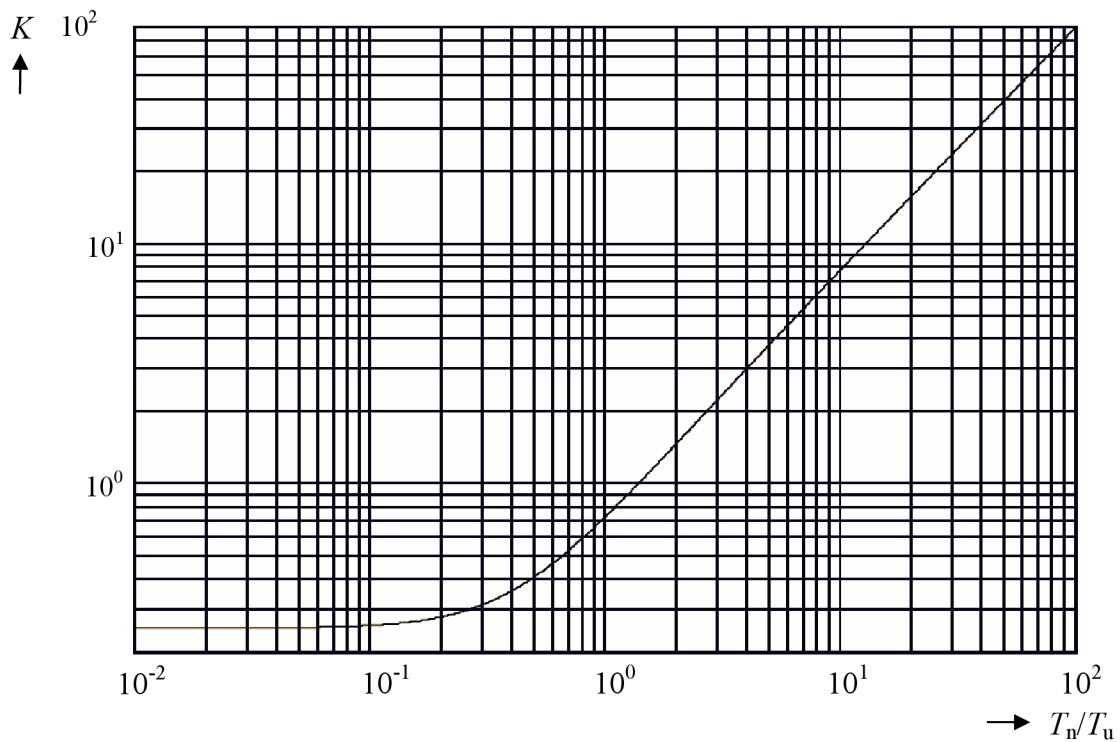
Zesílení regulátoru K_R poté bude:

$$K_R = \frac{1}{pp} \cdot 100 \quad (3.27)$$

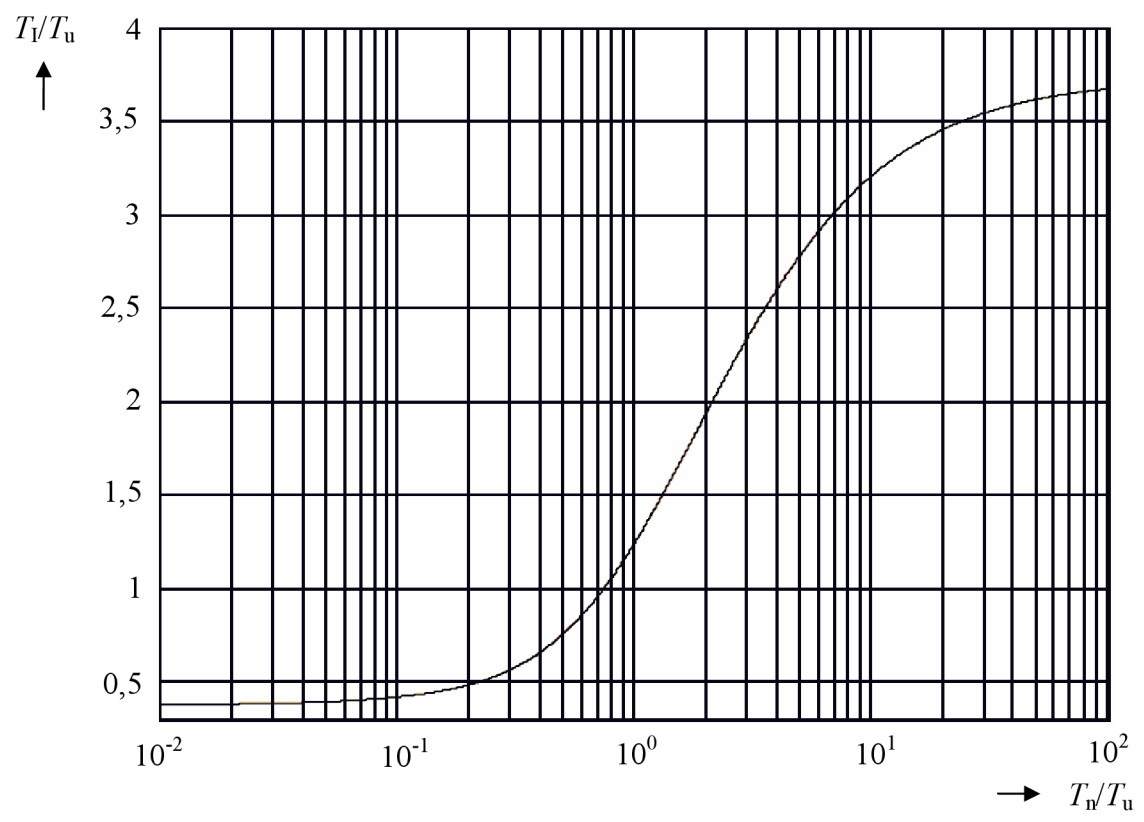
Tab. 3.3: Stanovení parametrů regulátoru z přechodové a statické charakteristiky regulovaného systému

Typ regulátoru	$k_r^* \equiv r_0$	T_I	T_D
P	$\frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_s}$		
PI	$0,9 \frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_s}$	$3,5T_u$	
PD	$1,2 \frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_s}$		$0,25T_u$
PID	$1,25 \frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_s}$	$2T_u$	$0,5T_u$

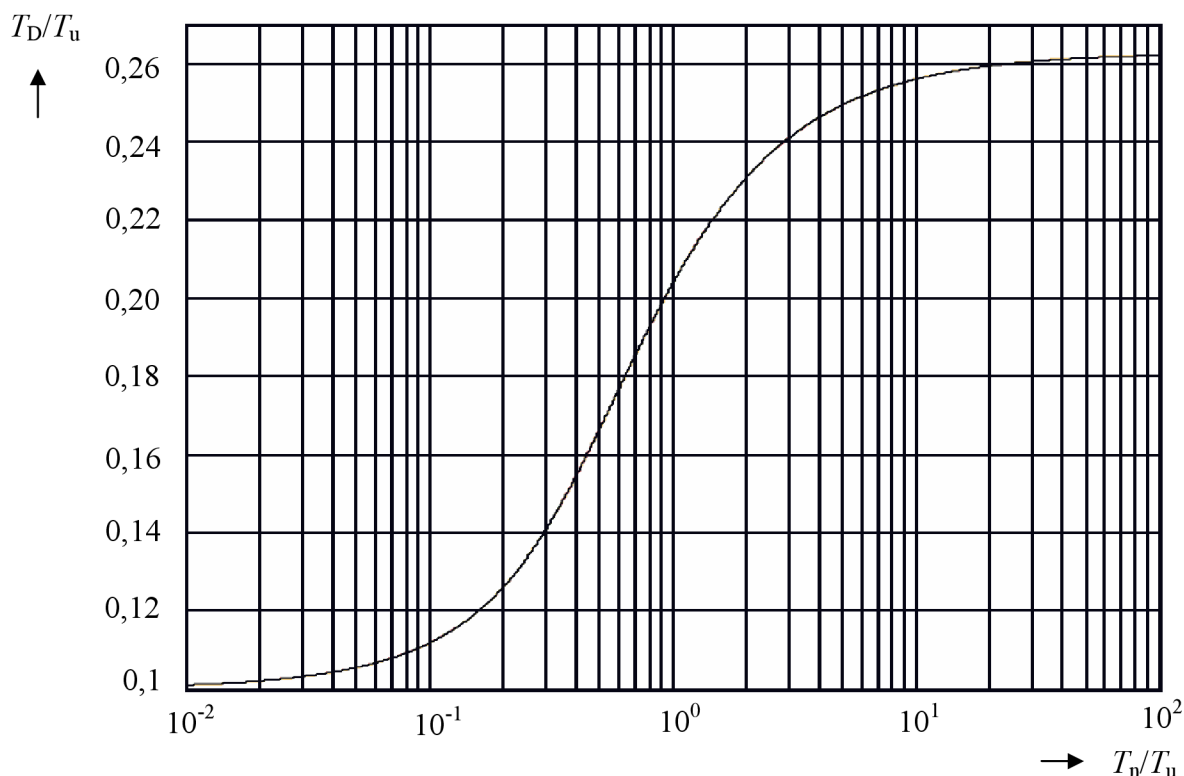
Další metodou získání parametrů z přechodové charakteristiky je podle [10]. Zde se z charakteristik odečtou hodnoty K_R (obr. 3.3), T_I/T_U (obr. 3.4), T_D/T_U (obr. 3.5) na základě poměru T_n/T_u a jednoduše se vypočítají časové konstanty. Pro každý typ regulátoru jsou však tyto charakteristiky jiné.



Obr. 3.3: Určení zesílení K_R PID regulátoru



Obr. 3.4: Určení poměru T_l/T_u PID regulátoru



Obr. 3.5: Určení poměru T_D/T_u PID regulátoru

3.2 Diskrétní regulátory

Zde bude probírán již pouze PSD regulátor [2, 11, 13, 16], zbylé typy regulátorů jsou popsány v [2]. Na rozdíl od spojitého regulátoru určuje velikost akční veličiny diskrétní regulátor pouze v okamžicích $t=kT$, kde T je perioda vzorkování. V tento okamžik je hodnota akční veličiny shodná jako při použití analogového regulátoru a je možné psát:

$$u(kT) = K_R \cdot e(kT) + \frac{K_R}{T_I} I(kT) + K_R \cdot T_D \cdot D(kT), \quad (3.28)$$

kde $I(kT)$ je hodnota integrálu v čase kT a $D(kT)$ hodnota derivace v čase (kT) . Pro náhradu integrace se používají náhrady zpětná obdélníková (ZOBD), dopředná obdélníková (DOBD) a lichoběžníková (LICHŮ). Pro zpětnou obdélníkovou náhradu platí:

$$I(kT) = \int_0^t e(t) dt \approx T \sum_{i=1}^k e(iT) \hat{=} \frac{Tz}{z-1}, \quad (3.29)$$

pro dopřednou:

$$I(kT) = \int_0^t e(t)dt \approx T \sum_{i=0}^{k-1} e(iT), \quad (3.30)$$

a pro lichoběžníkovou:

$$I(kT) = \int_0^t e(t)dt \approx T \sum_{i=1}^k \frac{e(iT) + e[(k-1)T]}{2}. \quad (3.31)$$

Derivace se nahrazuje zpětnou diferencí prvního řádu:

$$D(kT) = \frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} \triangleq \frac{z-1}{Tz}. \quad (3.32)$$

Podle těchto náhrad se diskretní PID regulátor nazývá proporcionálně sumačně diferenční (PSD) regulátor. Diferenční rovnice při použití ZOBD poté vypadá:

$$u(kT) = K_R \left\{ e(kT) + \frac{T}{T_I} \sum_{i=1}^k e(iT) + \frac{T_D}{T} \{e(kT) - e[(k-1)T]\} \right\} + u(0) \quad (3.33)$$

a přenos regulátoru má tvar:

$$F_R(z) = K_R \left\{ 1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \right\}. \quad (3.34)$$

Toto je tzv. polohový algoritmus. Jeho zásadní nevýhodou je nutnost uchovávat všechny hodnoty $e(iT)$. Proto se používá přírůstkový algoritmus, který určuje pouze změnu akční veličiny oproti předchozí hodnotě:

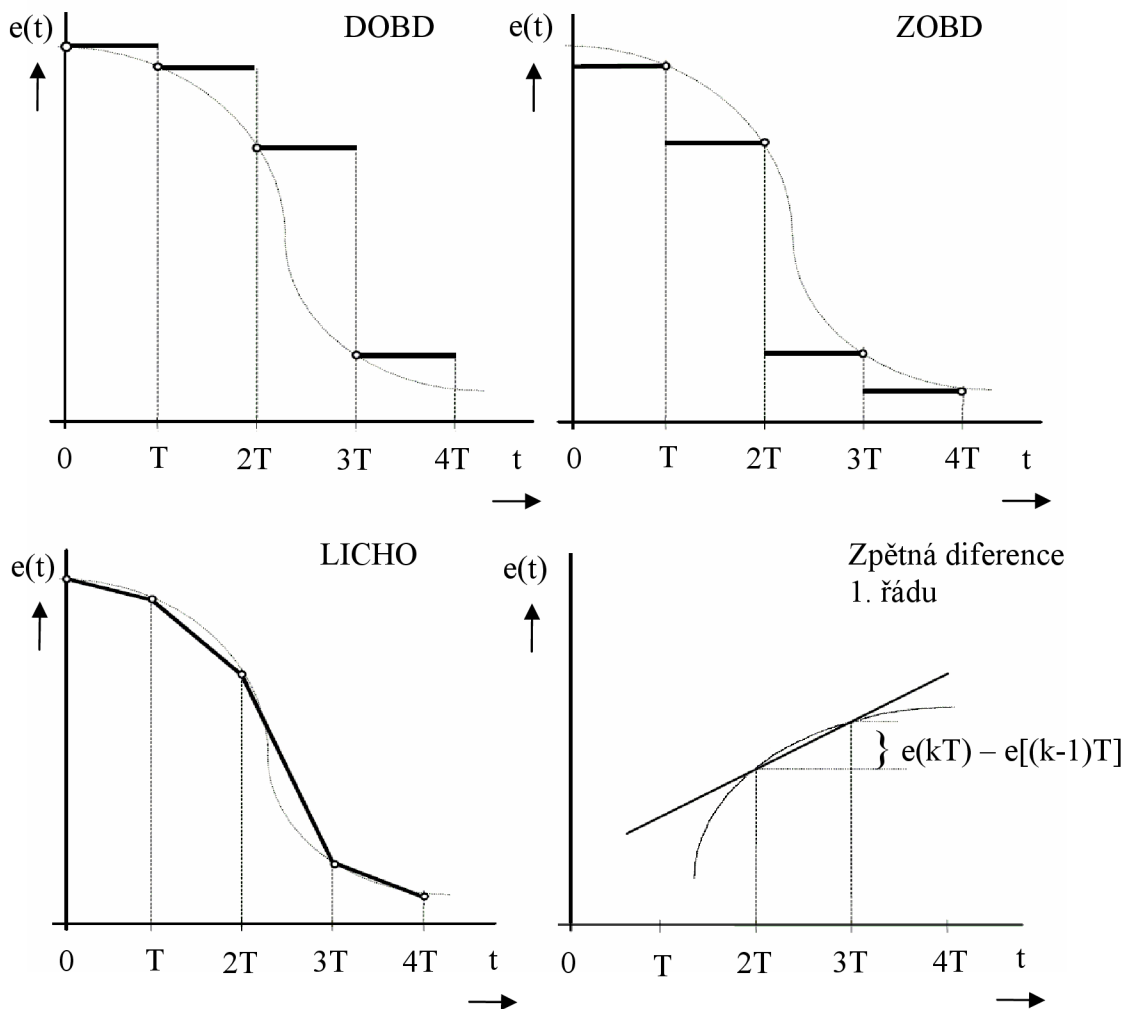
$$\begin{aligned} \Delta u(kT) &= u(kT) - u[(k-1)T] = \\ &K_R \left\{ \{e(kT) - e[(k-1)T]\} + \frac{T}{T_I} \left\{ \sum_{i=1}^k e(iT) - \sum_{i=1}^{k-1} e(iT) \right\} + \right. \\ &+ \left. \frac{T_D}{T} \{e(kT) - 2e[(k-1)T] + e[(k-2)T]\} \right\} = \\ &= K_R \left\{ \{e(kT) - e[(k-1)T]\} + \frac{T_I}{T} \{e(kT)\} + \right. \end{aligned}$$

$$+ \frac{T_D}{T} \left\{ e(kT) - 2e[(k-1)T] + e[(k-2)T] \right\}, \quad (3.35)$$

kde

$$u(kT) = K_R \left\{ e(kT) + \frac{T}{T_I} \sum_{i=1}^k e(iT) + T_D \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} \right\}, \quad (3.36)$$

$$u[(k-1)T] = K_R \left\{ e[(k-1)T] + \frac{T}{T_I} \sum_{i=1}^{k-1} e(iT) + T_D \frac{e[(k-1)T] - e[(k-2)T]}{T} \right\}. \quad (3.37)$$



Obr. 3.6: Náhrady integrálu a derivace

Zavedením parametrů q_0, q_1, q_2 , které se stanoví podle tabulky 3.4, se rovnice zjednoduší na:

$$\Delta u(kT) = q_0 e(kT) + q_1 e[(k-1)T] + q_2 e[(k-2)T]. \quad (3.38)$$

Přírůstkový algoritmus, jak je vidět z rovnice (3.34), vypočítává změnu na základě momentální, minulé a předminulé odchylky. Pro akční veličinu tedy platí:

$$u(kT) = q_0 e(kT) + q_1 e[(k-1)T] + q_2 e[(k-2)T] + u[(k-1)T]. \quad (3.39)$$

Tomu odpovídá přenos regulátoru:

$$F_R(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (3.40)$$

I tato metoda má však velkou nevýhodu a to v podobě velkých parametrů q_0, q_1, q_2 při malé vzorkovací periodě T . Řídící algoritmus tedy generuje příliš velké hodnoty akční veličiny. Opět tedy vznikla řada modifikací. Jednou z nich je třeba podle Takahashima nahrazení regulační odchylky regulovanou veličinou v proporcionální a derivační části:

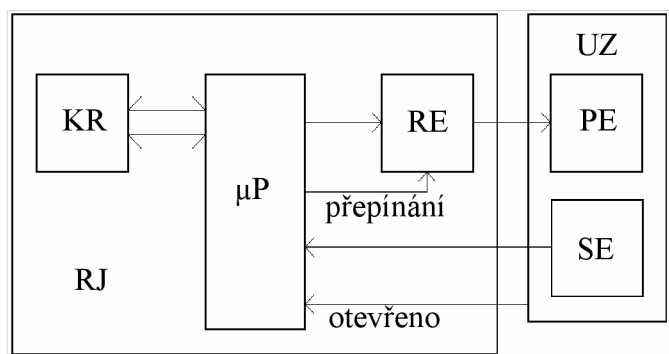
$$\Delta u(kT) = K_R \left\{ -y(kT) + y[(k-1)T] \right\} + \frac{T}{T_I} e(kT) + \frac{T_D}{T} \left\{ -y(kT) + 2y[(k-1)T] - y[(k-2)T] \right\}. \quad (3.41)$$

Tab. 3.4: Výpočty parametrů q_0, q_1, q_2 podle použité náhrady integrálu

Varianta	q_0	q_1	q_2
ZOBD	$K_R \left(1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{T_I} \right)$	$-K_R \left(1 + 2 \frac{T_D}{T} \right)$	$K_R \frac{T_D}{T}$
DOBD	$K_R \left(1 + \frac{T_D}{T} \right)$	$-K_R \left(1 + 2 \frac{T_D}{T} - \frac{T}{T_I} \right)$	$K_R \frac{T_D}{T}$
LICHO	$K_R \left(1 + \frac{T_D}{T} + \frac{T}{2T_I} \right)$	$-K_R \left(1 + 2 \frac{T_D}{T} - \frac{T}{2T_I} \right)$	$K_R \frac{T_D}{T}$

4. BIOLOGICKÝ TERMOSTAT

Toto zařízení má za úkol udržovat konstantní nastavenou teplotu uvnitř uzavřeného prostoru. K vytápění, či ochlazování, tohoto prostoru slouží Peltierův článek. Vnitřní teplota je snímána pomocí teplotního senzoru. Podmínkou je homogenní rozložení teploty po celém objemu, což zajišťuje nucený oběh vzduchu. Blokované biologického termostatu by tedy mohlo vypadat podle obr. 4.1.



Obr. 4.1: Blokové schéma zařízení

KR zde představuje komunikační rozhraní sloužící k nastavování a zobrazování požadované teploty; μP mikroprocesor, který bude celý systém řídit; RE regulační člen Peltierova článku; RJ řídicí jednotku; PE Peltierův článek a SE teplotní senzor. Signál přepínání slouží k přepínání funkce (topení nebo chlazení) Peltierova článku. Signál otevřeno indikuje otevřená dvířka uzavřeného prostoru UZ.

Jelikož konstrukce uzavřeného, tepelně izolovaného prostoru je velmi náročná, byl mi zapůjčen od Enjoy spol. s.r.o. již hotový Termobox Lab-08N (obr. 4.2). Z tohoto výrobku jsem demontoval řídicí jednotku a vytvořil vlastní. V termoboxu jsem využil již integrovaného Peltierova článku TEC1-12704 a teplotního senzoru. Nejdůležitější vlastnosti tohoto Peltierova článku jsou:

- maximální napájecí napětí $U_{\text{max}} = 15,4 \text{ V}$, maximální proud $I_{\text{max}} = 3,9 \text{ A}$
- maximální možný přenesený tepelný výkon $Q_{\text{max}} = 33,4 \text{ W}$

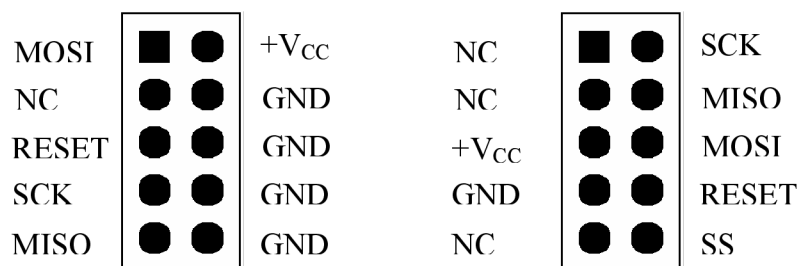


Obr. 4.2: Termobox Lab-08N

Kompletní schéma řídicí jednotky je v příloze A.1 a seznam součástí v příloze A.2. Celá řídicí jednotka je na jedné desce plošného spoje (příloha B). Jelikož obsahuje oproti jednotce v Termoboxu navíc komunikační rozhraní, nebylo možné dodržet původní rozměry a již se nevešla do prostoru pro ní určeného. Její rozměry jsou 167x67 mm.

5. MIKROPROCESOR

Je zde použit mikroprocesor ATMEL AVR typ ATmega16 [16, 14]. Využívá Harvardské architektury, tj. paměť programu a paměť dat je oddělená. Program umístěný v programové paměti využívá pipeline. Zatím co je jedna instrukce prováděna, druhá se již načítá. Mikroprocesor umožňuje jak klasické paralelní programování, kdy je zapotřebí jej vyndat a vložit do programátoru, i sériové programování přímo v obvodu díky In-System Programmable Flash memory (ISP). Standardně se používá konektor ML10 s daným rozmístěným signálů na pinech. V této řídicí jednotce je však rozmístění signálů jiné, aby jsem mohl v případě potřeby změny programu během měření využít programátor v Enjoy spol. s.r.o. a vyřešit problém přímo na místě. Standardní rozmístění pinů ISP konektoru a rozmístění pinů v mém přípravku na obrázku 5.1. Dále mikroprocesor obsahuje tři čítače/časovače (dva 8bitové a jeden 16bitový), dvě externí přerušování a další obvody, které nejsou použity a nebudu je tedy vyjmenovávat. Pouze za zmínku stojí ještě A/D převodník, který by bylo možné využít při měření teploty pomocí termistorů.



Obr. 5.1: Rozmístění signálů ISP na konektoru:
vlevo standardní, vpravo zde použité

Programovat mikroprocesor lze v jazyce Assembler či v jazyce C. Naprogramovat složitější program v Assembleru je prakticky velmi obtížné, proto je tento zdrojový kód napsán v jazyce C. Pro napsání zdrojového kódu byl použit program CodeVisionAVR V2.04.1 Evaluation. Tento program obsahuje nejenom vývojové prostředí, ale také kompilátor C pro AVR a umožňuje programování mikroprocesoru. Já sem měl ale půjčený programátor STK500v2, domácí výroby, se kterým tento program nekomunikoval. Pro nahrání zdrojového souboru do mikroprocesoru jsem použil AVR Studio4. V AVR Studiu bylo také zapotřebí nastavit pojistky, konkrétně zakázat rozhraní JTAG soužící k ladění programu přímo v obvodu.

Program samotný je napsán tak, aby bylo možné jej snadno použít v jiném mikroprocesoru. Stačí pouze změnit definice použitých I/O pinů, nastavení pinů samotných a

nastavení časovačů a přerušení. Každá funkční část programu je napsána jako jedna funkce, ty jsou: main, mereni, vypocet, strida, zobraz, nastaveni, bzuceni.

Funkce main je hlavní funkcí programu, která se spustí jako první. Obsahuje inicializaci potřebných obvodů a nastavení I/O portů. Dále obsahuje vlastní program. Ten se skládá pouze z detekování stisknutí tlačítka. Všechny ostatní funkce jsou volány z přerušení.

Funkce mereni obsahuje algoritmus pro měření střídavy teplotního senzoru a její přepočítání na teplotu. Součástí této funkce je také pojistka proti překročení teploty. Ta se aktivuje při překročení 70 °C. Její funkce spočívá v nemožnosti nastavení spínání Peltierova článku a je trvale vypnut. Pokud teplota klesne pod tuto mez, obvod opět začne fungovat jako před vypnutím.

Funkce strida se stará o spínání Peltierova článku podle nastavené střídavy, pravidelné volání funkce mereni a výpočet potřebné střídavy spínání Peltierova článku, tomu je věnována kapitola 8. Funkce je rozdělena na úseky po 8,192 ms. To je perioda přerušení časovače 2, která byla zvolena, aby bylo možné provést měření během jednoho úseku. Počet těchto úseků je nastaven na 100. Střidu tedy lze měnit s krokem 0,01.

Vypocet počítá potřebnou střidu spínání Peltierova článku pomocí PSD regulátoru. Také mění parametry regulátoru podle funkce Peltierova článku a přepíná jeho funkci.

O zobrazování hodnot na segmentovém LED displeji se stará funkce zobraz, která je volána při přerušení časovače 0, tj. s periodou 2,048 ms. Pokud je aktivní nastavování (viz dále) zobrazuje se nastavená hodnota. Jinak se zobrazuje aktuální teplota uvnitř termoboxu. Jejich rozlišení je zajištěno svítící desetinou tečkou při aktivním nastavování. Jelikož je možné zobrazit pouze nezáporné hodnoty menší než 100, je při záporných teplotách zobrazována hodnota „LO“ a při teplotách vyšších než 100 °C „HI“.

Funkce nastaveni se volá při stisknutí tlačítka a umožňuje nastavit požadovanou teplotu v rozmezí (20–40) °C.

Bzuceni se zavolá při otevření dvířek. V tomto případě se přeruší všechny činnosti řídicí jednotky a pouze „pípá“. Tato funkce je volána pomocí externího přerušení 1.

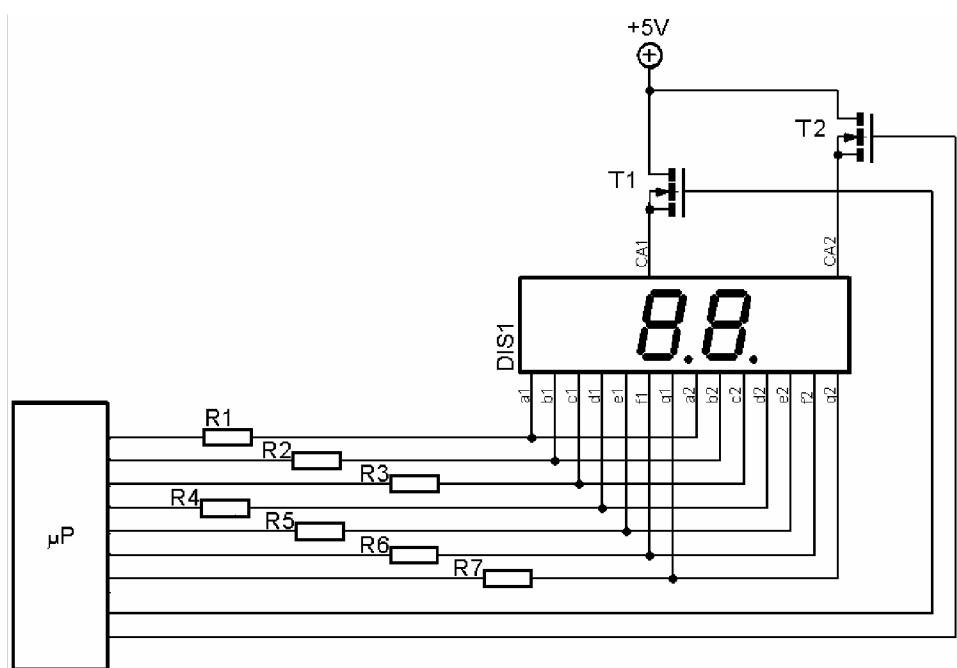
6. KOMUNIKAČNÍ ROZHRAŇÍ

Pro zobrazení nastavené a skutečné teploty uvnitř zařízení slouží dvoumístný sedmi segmentový LED displej. Jsou dva způsoby zobrazení informace na vícemístných displejích.

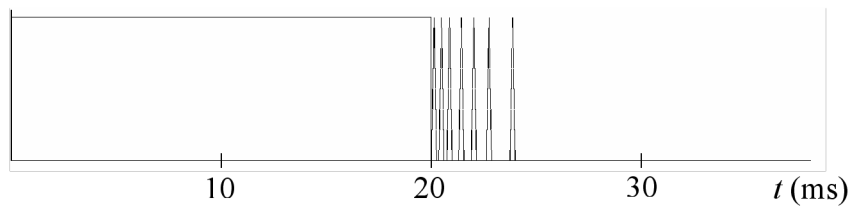
První je statické buzení. Při tomto způsobu je každý segment každého místa připojen zvlášť k mikroprocesoru a všechny místa displeje zobrazují současně. Jeho výhodou je jednoduchost řídicího programu. Nevýhody jsou velká spotřeba a především nutnost velkého počtu výstupních pinů mikroprocesoru, díky čemuž se prakticky nepoužívá.

Další způsob je dynamické buzení. Využívá neschopnosti lidského oka vnímat rychlé blikání a setrvačnosti LED segmentů. Odpovídající segmenty jednotlivých míst jsou propojeny společně k mikroprocesoru. Jednotlivá místa jsou přepínána buď tranzistorem a během aktivní doby jsou na výstupních pinech mikroprocesoru hodnoty odpovídající danému místu. Je nutné zajistit dostatečně rychlé přepínání míst, aby nebylo pozorovatelné blikání displeje. Tato rychlost se odvíjí od počtu míst a použitého displeje. V mém případě blikání vymizelo při periodě přepínání v řádu horních jednotek milisekund. Schématické zapojení tohoto typu buzení je na obrázku 6.1.

Nastavování teploty se provádí pomocí dvou tlačítek. Po stisku tlačítka však není proces stisknutí ustálený, ale dochází zde k několika přeskokům (obr. 6.2). Několikanásobnému nechtěnému stisku tlačítka je možné zamezit prodlevou v řídicím programu (přibližně 10 ms) nebo připojením RC členu.



Obr. 6.1: Dynamické buzení LED displeje



Obr. 6.2: Průběh stisknutí tlačítka

7. REGULAČNÍ ČLEN

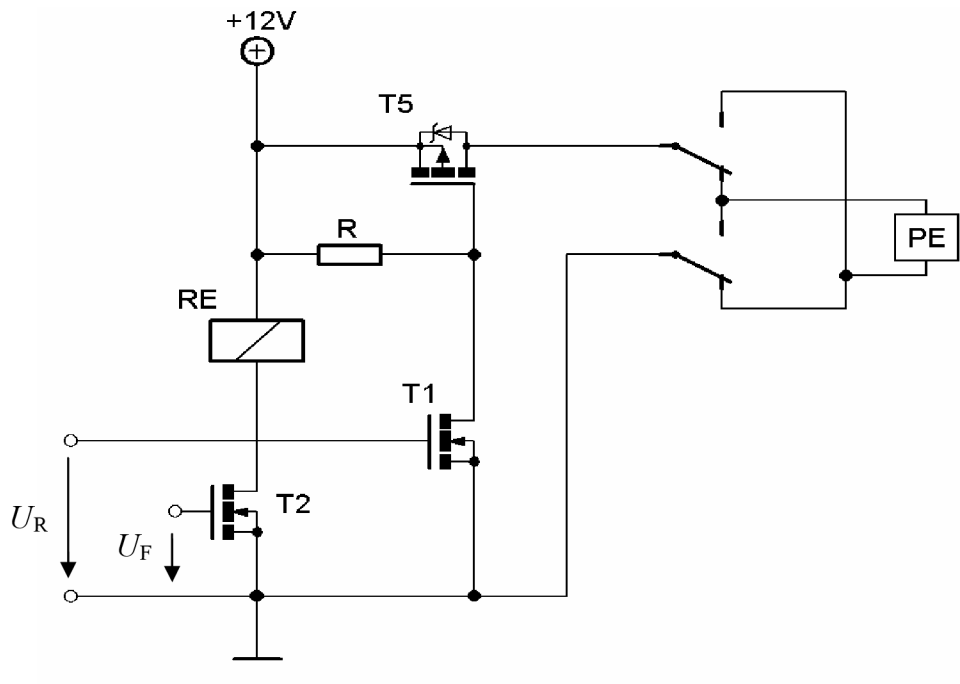
Pomocí tohoto členu mikroprocesor ovládá výkon Peltierova článku. Zde jsou opět dvě možné řešení.

Výkon je možné regulovat proměnným zdrojem proudu. Takovéto zdroje s přijatelnou účinností jsou však velmi složité.

Jako další možnost je dvoustavové řízení, kdy je článek střídavě připojován a odpojován od pevného zdroje. Změnou střídavy se pak mění i výkon Peltierova článku. Tento typ regulace se používá u prodáváných regulátorů výkonu Peltierova článku a je použit i v tomto zařízení. Frekvence přepínání běžně prodáváných regulátorů bývá až 1MHz a teplotní stabilita 0,001 °C.

Jelikož zde dochází ke spínání velmi velkého proudu, je použit výkonový unipolární tranzistor MOSFET (T_5) [7] s velmi malým přechodovým odporem, v našem případě s P-kanálem. K jeho sepnutí však nestačí pouze 5 V, které jsou na výstupu mikroprocesoru, a je proto spínán dalším unipolárním tranzistorem s N-kanálem (T_1), na jehož hradlo je přivedeno napětí U_R . MOSFET je tedy spínán 12 V.

Další funkcí regulačního členu je změna polarity Peltierova článku. To je uskutečněno dvoukontaktním relé spínaným napětím U_F pomocí tranzistoru T_2 . Schéma zapojení celého regulačního členu i s Peltierovým článkem je na obrázku 7.1.



Obr. 7.1: Schématické zapojení regulačního členu

8. VÝPOČET PARAMETRŮ PSD REGULÁTORU

Jelikož větší časová konstanta Termoboxu je v řádu tisíců, je pro nás vhodné získat parametry regulátoru pomocí přechodové a statické charakteristiky Termoboxu.

K jejich získání jsem manuálně nastavoval výkon Peltierova článku pomocí řídicí jednotky. K získání statické charakteristiky (obr. 8.2, 8.4) jsem postupně zvyšoval střihu spínání a po odeznění přechodového děje odečetl teplotu uvnitř Termoboxu. Pro získání přechodové charakteristiky (obr. 8.1, 8.3) jsem nastavil plný výkon Peltierova článku a zaznamenával průběh teploty. V případě topení je změřena pouze část charakteristiky, aby nedošlo ke zničení článku kvůli příliš vysoké teplotě. Teplotu jsem u obou typů měření vždy přepočítával na střihu, kterou má při dané teplotě senzor v Termoboxu, jelikož vstupní a výstupní veličina systému musí mít stejné jednotky.

Při postupu podle [2] pro chlazení jsem z grafů (obr. 8.1, obr. 8.2) odečetl hodnoty $T_n = 380$ s, $T_u = 1920$ s a $k_S = 0,094$. Následně jsem vypočítal parametry PID regulátoru:

$$T_I = 2 \cdot T_u = 2 \cdot 380 = 760 \text{ s,}$$

$$T_D = 0,5 \cdot T_u = 0,5 \cdot 380 = 190 \text{ s.}$$

$$k_R^* = 1,25 \frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_s} = 1,25 \frac{1920}{380} \frac{1}{0,094} = 67,19,$$

$$y_{\max} = k_s \cdot u_{\max} = 0,094 \cdot 1 = 0,094,$$

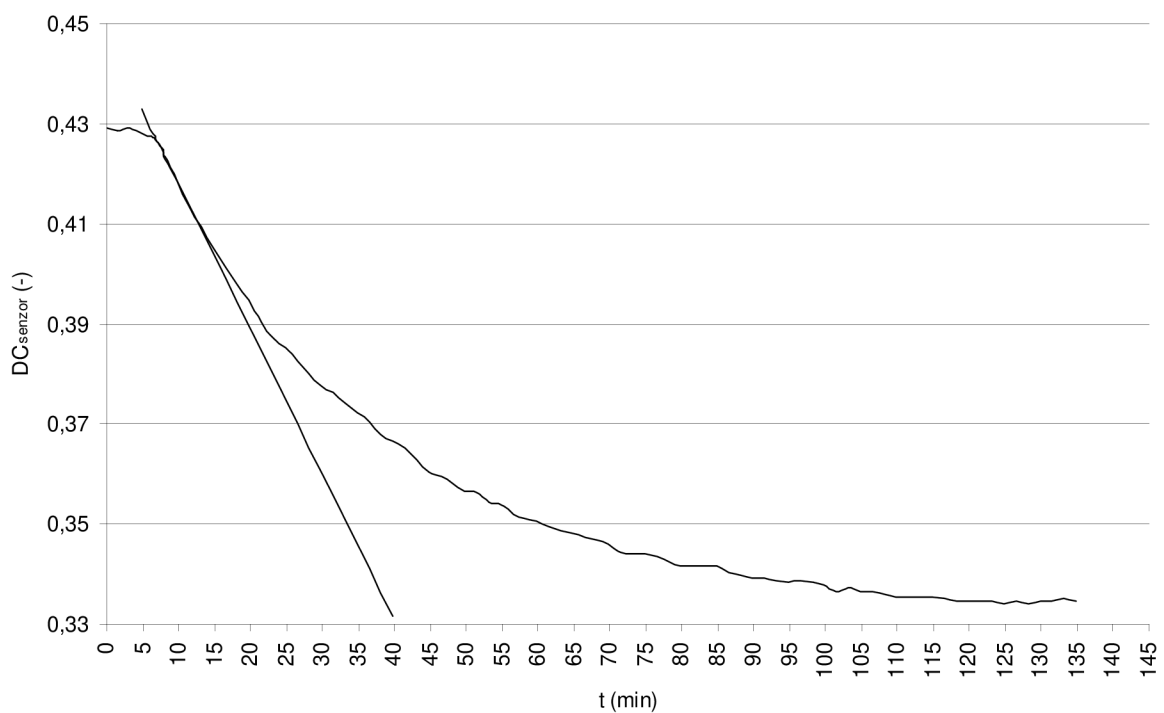
$$(\Delta y)_R = \frac{u_{\max}}{k_R^*} = \frac{1}{67,19} = 0,0149,$$

$$pp = \frac{(\Delta y)_R}{y_{\max}} \cdot 100 = \frac{0,0149}{0,094} \cdot 100 = 15,85 \%,$$

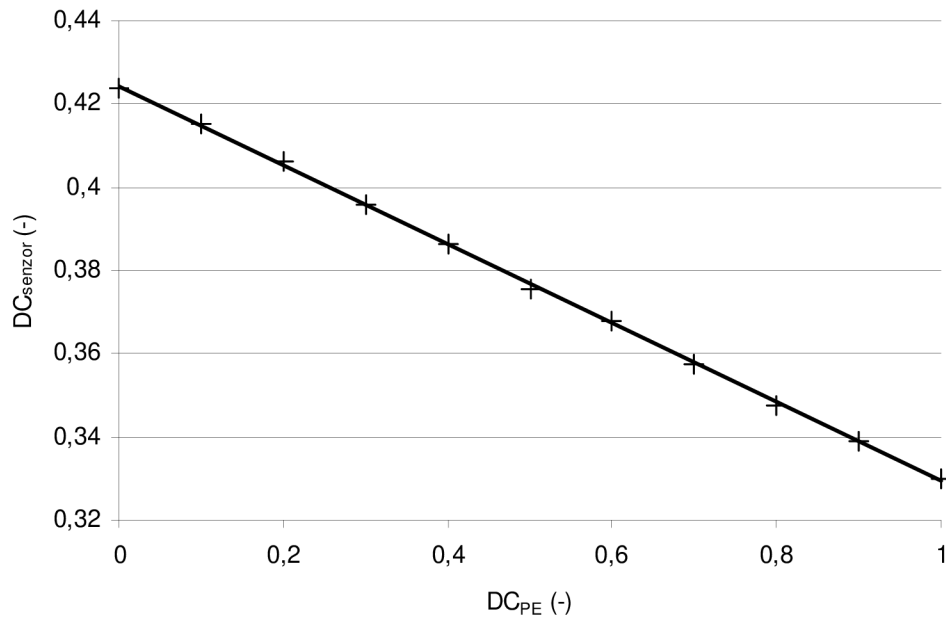
$$K_R = \frac{1}{pp} \cdot 100 = \frac{1}{15,85} \cdot 100 = 6,3.$$

Výsledná rovnice pro PSD regulátor je potom:

$$u(kT) = u[(k-1)T] + 6,3 \left\{ e(kT) - e[(k-1)T] + \frac{0,8192}{760} e(kT) + \frac{190}{0,8192} \{ e(kT) - 2 \cdot e[(k-1)T] + e[(k-2)T] \} \right\}.$$



Obr. 8.1: Přechodová charakteristika – chlazení



Obr. 8.2: Statická charakteristika – chlazení

Obdobným způsobem jsem postupoval i pro topení. Přechodová charakteristika je na obr. 8.3 a statická na obr. 8.4. Aby nedošlo k poškození zařízení, změřil jsem jen část charakteristiky, která je ale pro nalezení tečny v inflexním bodě dostačující. Jelikož je statická charakteristika lineární, lze předpokládat, že se k ustálení by došlo při střídě senzoru $DC_{senzor} = 0,77778$. Tomu odpovídají časové konstanty $T_u = 49$ s a $T_n = 2297$ s. Zesílení regulovaného systému je $k_s = 0,3431$. Parametry PID regulátoru tedy jsou:

$$T_I = 2 \cdot T_u = 2 \cdot 49 = 98 \text{ s},$$

$$T_D = 0,5 \cdot T_u = 0,5 \cdot 49 = 24,5 \text{ s}.$$

$$k_R^* = 1,25 \frac{T_n}{T_u} \frac{1}{k_s} = 1,25 \frac{2297}{49} \frac{1}{0,3431} = 170,7,$$

$$y_{\max} = k_s \cdot u_{\max} = 0,3431 \cdot 1 = 0,3431,$$

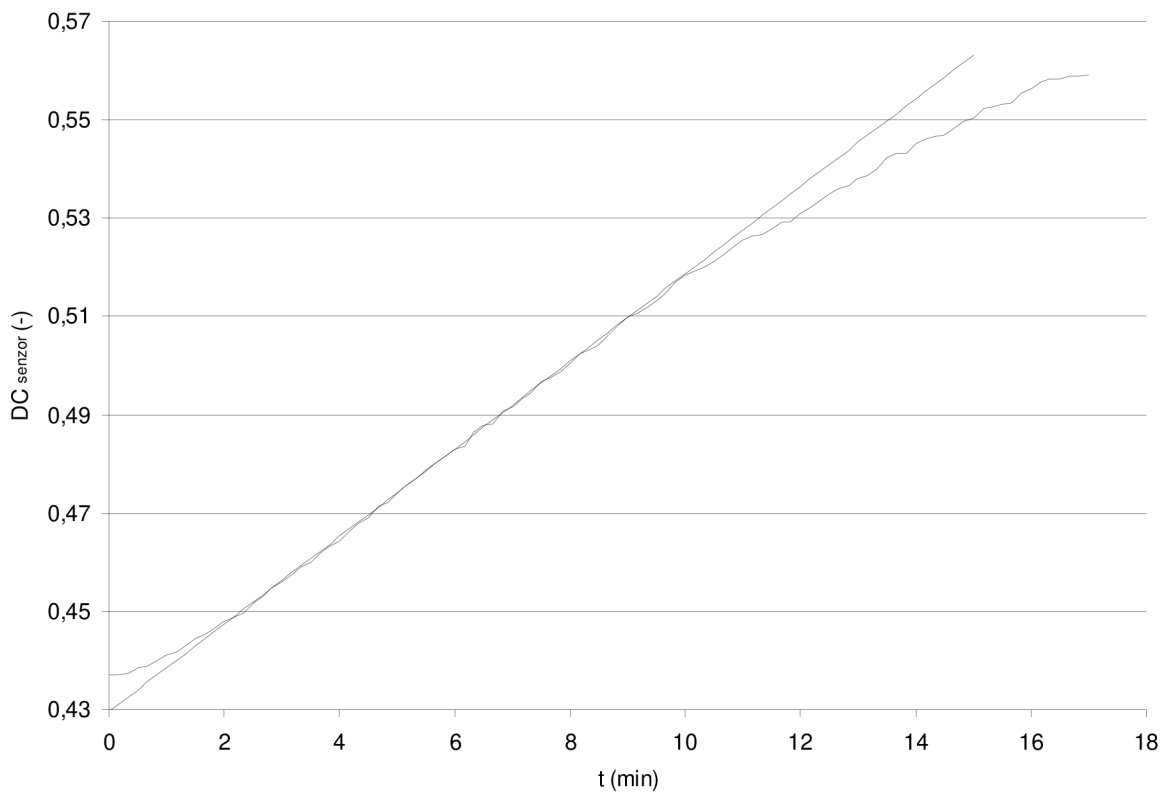
$$(\Delta y)_R = \frac{u_{\max}}{k_R^*} = \frac{1}{170,7} = 0,005858,$$

$$pp = \frac{(\Delta y)_R}{y_{\max}} \cdot 100 = \frac{0,005858}{0,3431} * 100 = 1,7 \%,$$

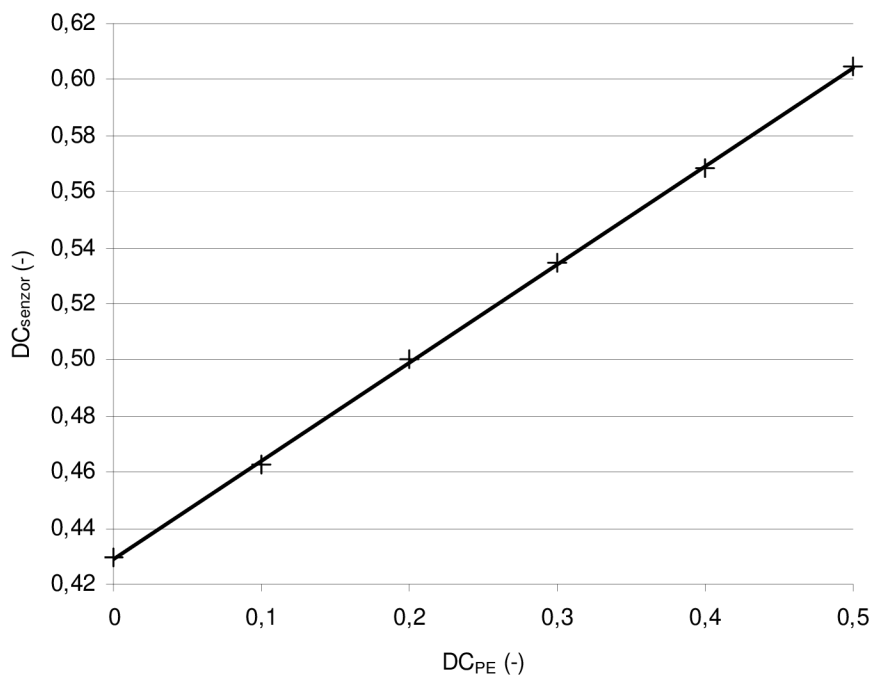
$$K_R = \frac{1}{pp} \cdot 100 = \frac{1}{1,7} \cdot 100 = 58,82.$$

Výsledná rovnice pro PSD regulátor je potom:

$$u(kT) = u[(k-1)T] + 58,82 \left\{ e(kT) - e[(k-1)T] + \frac{0,8192}{98} e(kT) + \frac{24,5}{0,8192} \{ e(kT) - 2 \cdot e[(k-1)T] + e[(k-2)T] \} \right\}.$$



Obr. 8.3: Přechodová charakteristika – topení

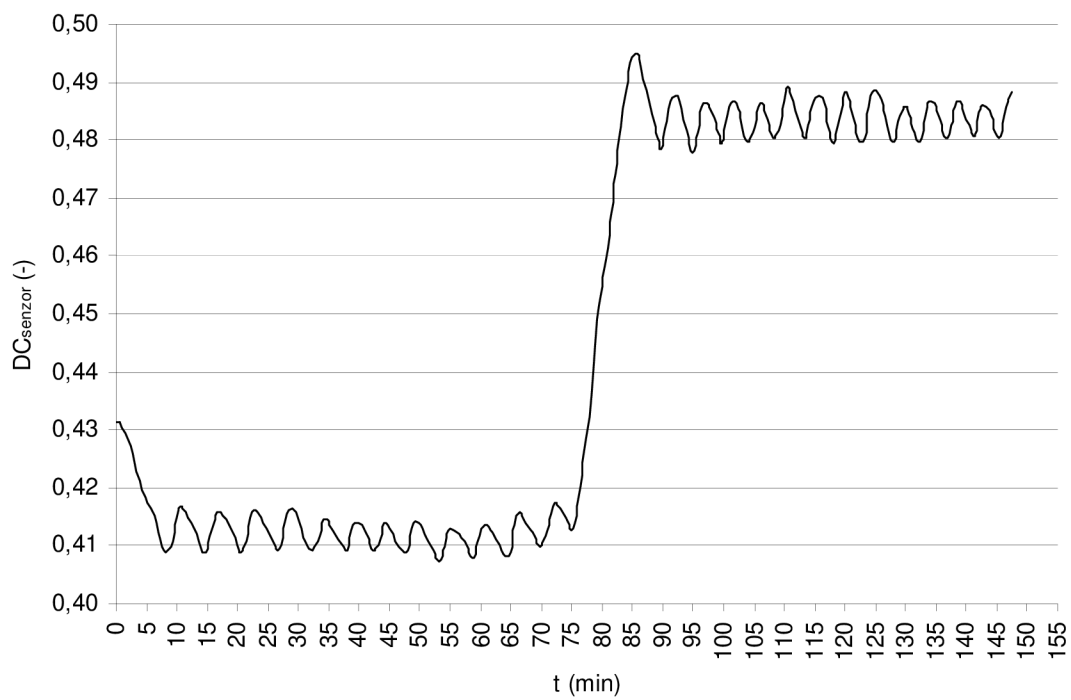
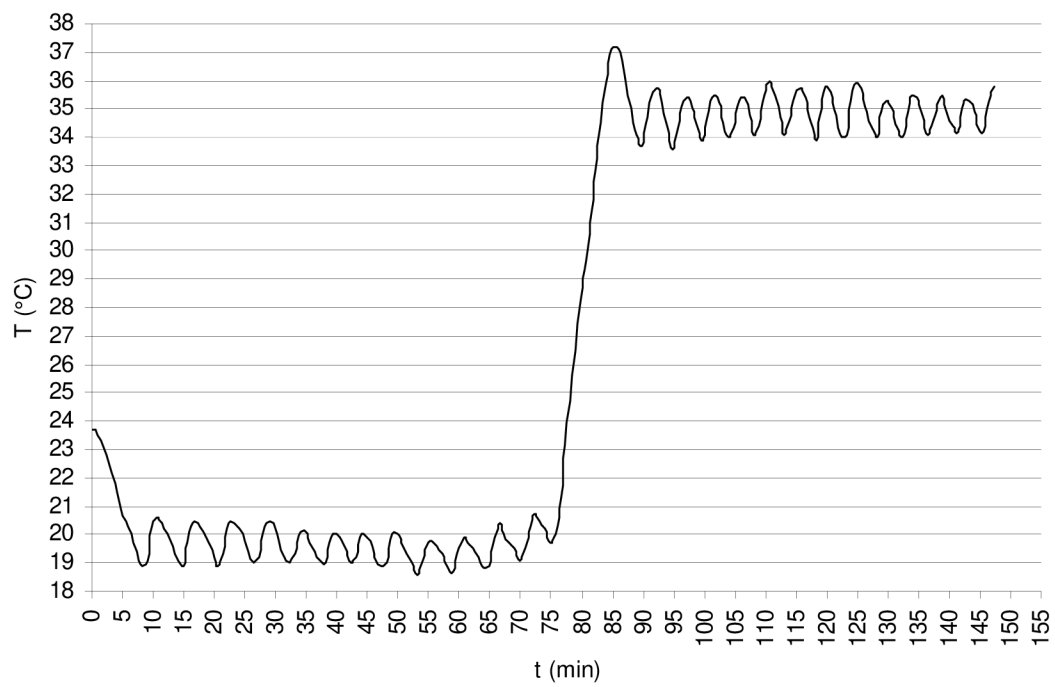


Obr. 8.4: Statická charakteristika – topení

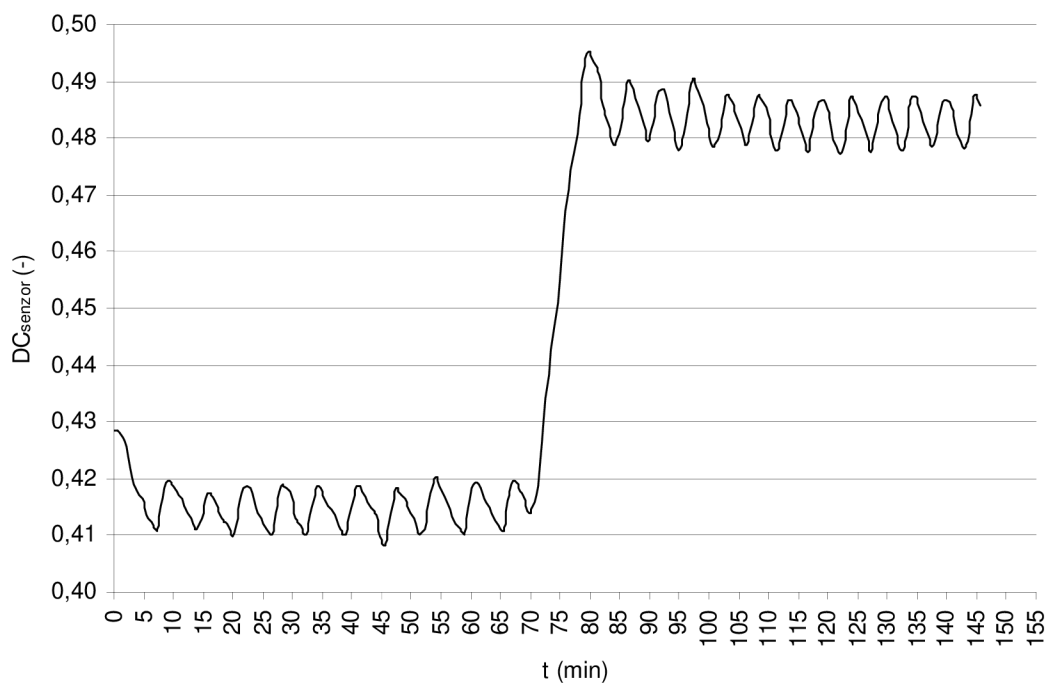
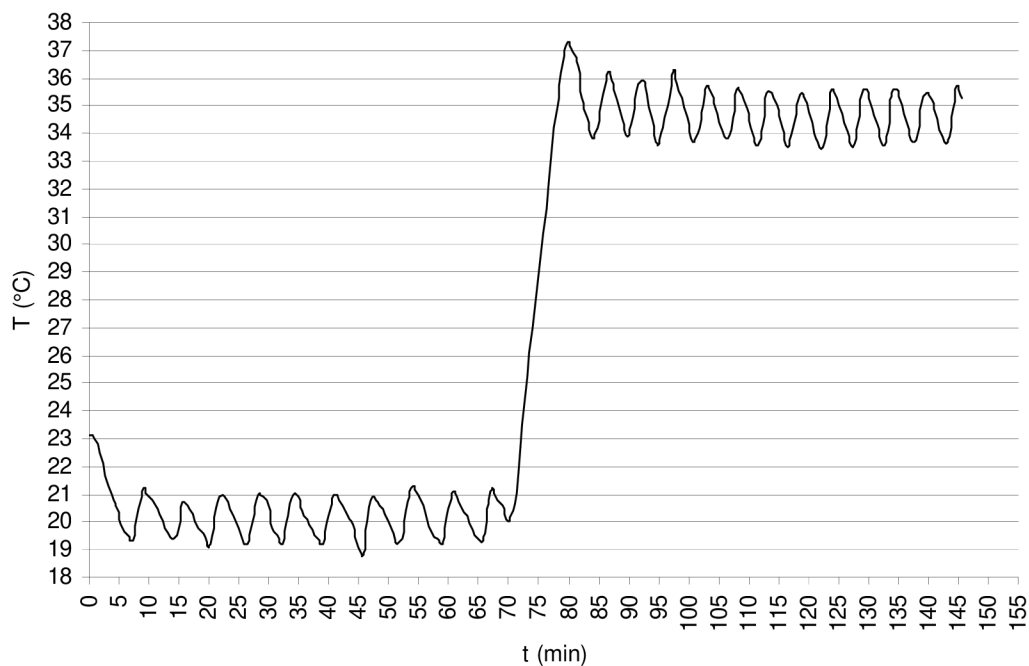
Při těchto hodnotách však byl regulátor velmi nestabilní. Docházelo k neustálému přepínání chlazení a topení. Peltierův článek byl stále nastaven na maximální výkon. Pro odstranění tohoto jevu jsem snižoval integrační časovou konstantu až na hodnotu $T_I = 0,0076$ s pro chlazení a $T_I = 0,098$ s pro topení, tento jev vymizel. Průběh teploty při tomto nastavení je na obr. 8.5. Nejdříve byla nastavena hodnota $20\text{ }^\circ\text{C}$ ($DC_{\text{senzor}} = 0,414$) pro ověření regulace chlazení a následně $35\text{ }^\circ\text{C}$ ($DC_{\text{senzor}} = 0,4845$) pro ověření regulace topení. Regulátor se mi však nepovedlo lépe vyladit a proto jsem vyzkoušel jiný postup získání parametrů.

Při získání parametrů podle [10] jsem pomocí grafů (obr. 3.3, 3.4, 3.5) získal hodnoty $K_R = 3,76$, $T_I = 0,0073$ s, $T_D = 0,000657$ s pro chlazení a $K_R = 35$, $T_I = 0,0734$ s a $T_D = 0,00532$ s. Časové konstanty jsou již podobné upraveným konstantám z minulého postupu. Zesílení je zase naprosto odlišné. Časový průběh regulace (obr. 8.6) je však velmi podobný. Bohužel ani v tomto případě se mi nepodařilo regulátor vyladit.

Jako další postup pro získání parametrů regulátoru bych použil metodu pokus-omyl, která zaručeně vede ke správnému výsledku. Tato metoda ale vyžaduje velké množství pokusných měření a to v kombinaci s délkou jednoho měření klade velmi velkou časovou náročnost. Kvůli této nevýhodě již nebylo možné tuto metodu použít.



Obr. 8.5: Dosažená regulace při získání parametrů podle [2]

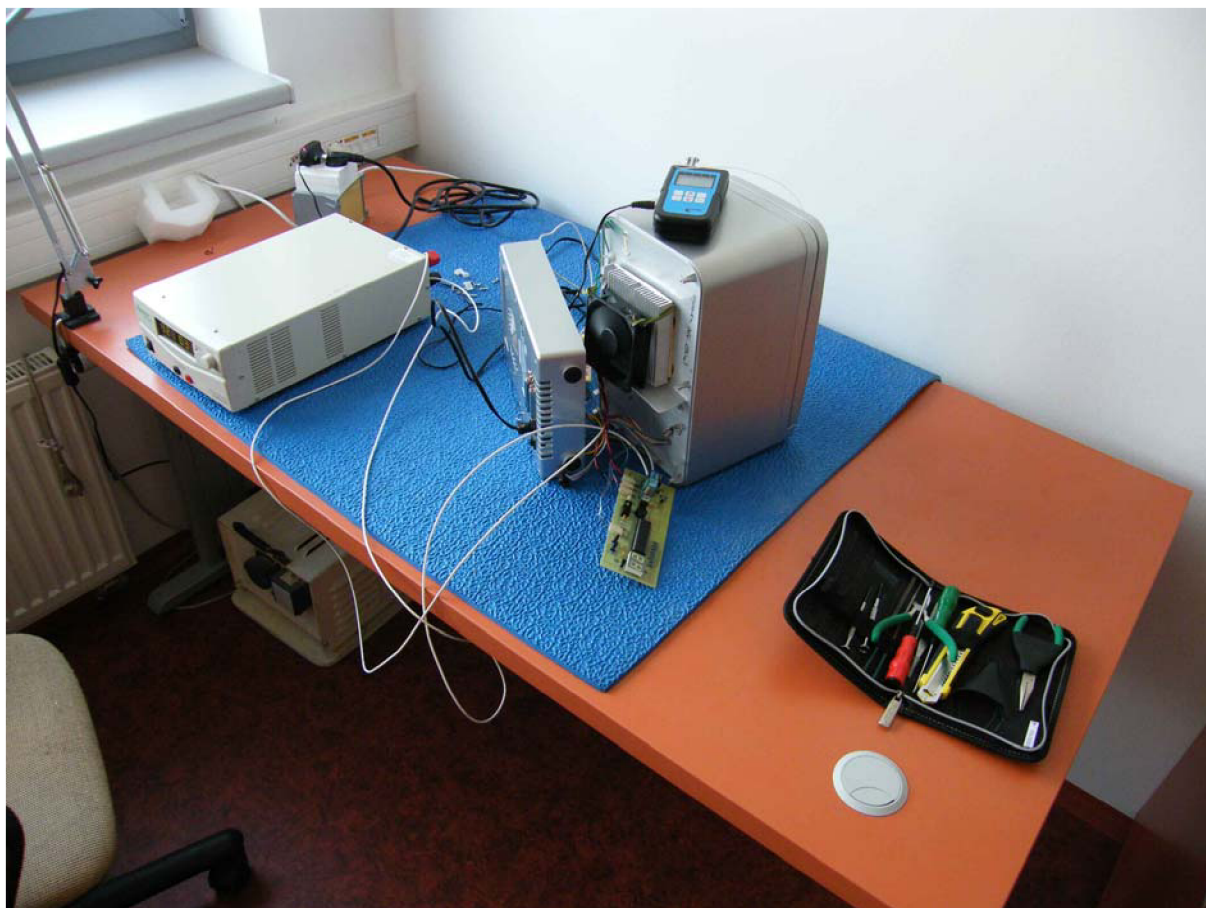


Obr. 8.6: Dosažená regulace při získání parametrů podle [10]

K měření jsem použil:

- Termobox Lab-08N s vlastní řídicí jednotkou,
- teploměr Comet D0321

Měřicí pomůcky a prostory (fotografie je na obr. 8.7) mi byly zapůjčeny Enjoy spol. s.r.o.



Obr. 8.7: Pracoviště pro měření

9. ZÁVĚR

Na základě teoretických poznatků jsem sestrojil schéma řídicí jednotky biologického termostatu. Následně jsem tuto jednotku realizoval. Po obvodové stránce nebyl žádný problém. Přesvědčil jsem se o vhodnosti použití integrovaného senzoru teploty. Ten svou jednoduchostí plně kompenzuje svojí cenu. Problém však nastal při určování parametrů regulátoru. Po změření příslušných charakteristik se mi nepodařilo pomocí inženýrské metody vyladit regulátor tak, aby teplota uvnitř biologického termostatu nekolísala. Při nejlepším dosaženém výsledku kolísala teplota v rozmezí přibližně $\pm 1^\circ\text{C}$. Použitím metody pokus-omyl, v praxi velmi často používané, by bylo možné parametry vyladit. Tato metoda je však při takto velkých hodnotách doby náběhu velmi časově náročná.

SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ

- [1] ATMEL *Datasheet ATmega16* [online]. URL:
http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2466.pdf
- [2] BALÁTĚ, J. *Automatické řízení*. 2003, ISBN 80-7300-020-2.
- [3] DOORAGHI, A.: *Applications of the Thermoelectric Effect* [online]. URL:
<http://physics.ucsd.edu/students/courses/winter2007/physics152a/thermo.pdf>
- [4] DŘÍNEK, M.: *Peltierovy termobaterie* [online]. 1999. URL:
<http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Dokumentace/ART652-Peltierovy-termobaterie.html>
- [5] ĎAĎO, S.: *Senzory a převodníky*. 2006, ISBN: 80-0103123-3.
- [6] FUKÁTKO, T.: *Detekce a měření různých druhů záření*. 2006, ISBN: 80-7300-193-4.
- [7] FROH, M. a kol. *Elektronika – polovodičové součástky a základní zapojení*. 2006, ISBN 80-7300-123-4.
- [8] KLÁN, P. *Moderní metody nastavení PID regulátorů* [online]. 2000. URL:
http://www.mybox.cz/valter/Pdf/moderni_nastav_pid.pdf
- [9] KREIDL, M.: *Měření teploty – senzory a měřicí obvody*. 2005, ISBN:80-7300-145-4.
- [10] KUKAL, J. *O volbě parametrů PI a PID regulátorů* [online]. 2006, URL:
<http://www.automatizace.cz/article.php?a=1017>
- [11] PIVOŇKA, P. *Číslicová řídicí technika*. Skriptum, FEKT VUT v Brně, 2003
- [12] SMARTEC *Datesheet SMT 160-30* [online]. 2005, URL:
<http://www.smartec.nl/pdf/DSSMT16030.PDF>
- [13] VAVŘÍN, P. BLÁHA, P. *Řízení a regulace I*. Skriptum, FEKT VUT v Brně.
- [14] VÁŇA, V. *Mikrokontroléry ATMEL AVR – popis procesorů a instrukční soubor*. 2003, ISBN: 80-7300-083-0.
- [15] VÁŇA, V. *Mikrokontroléry ATMEL AVR – programování v jazyce C*. 2003, ISBN: 80-7300-102-0.
- [16] VELEBA, V. *Číslicová řídicí technika – počítačová cvičení*. Skriptum. VUT v Brně 2005.

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK

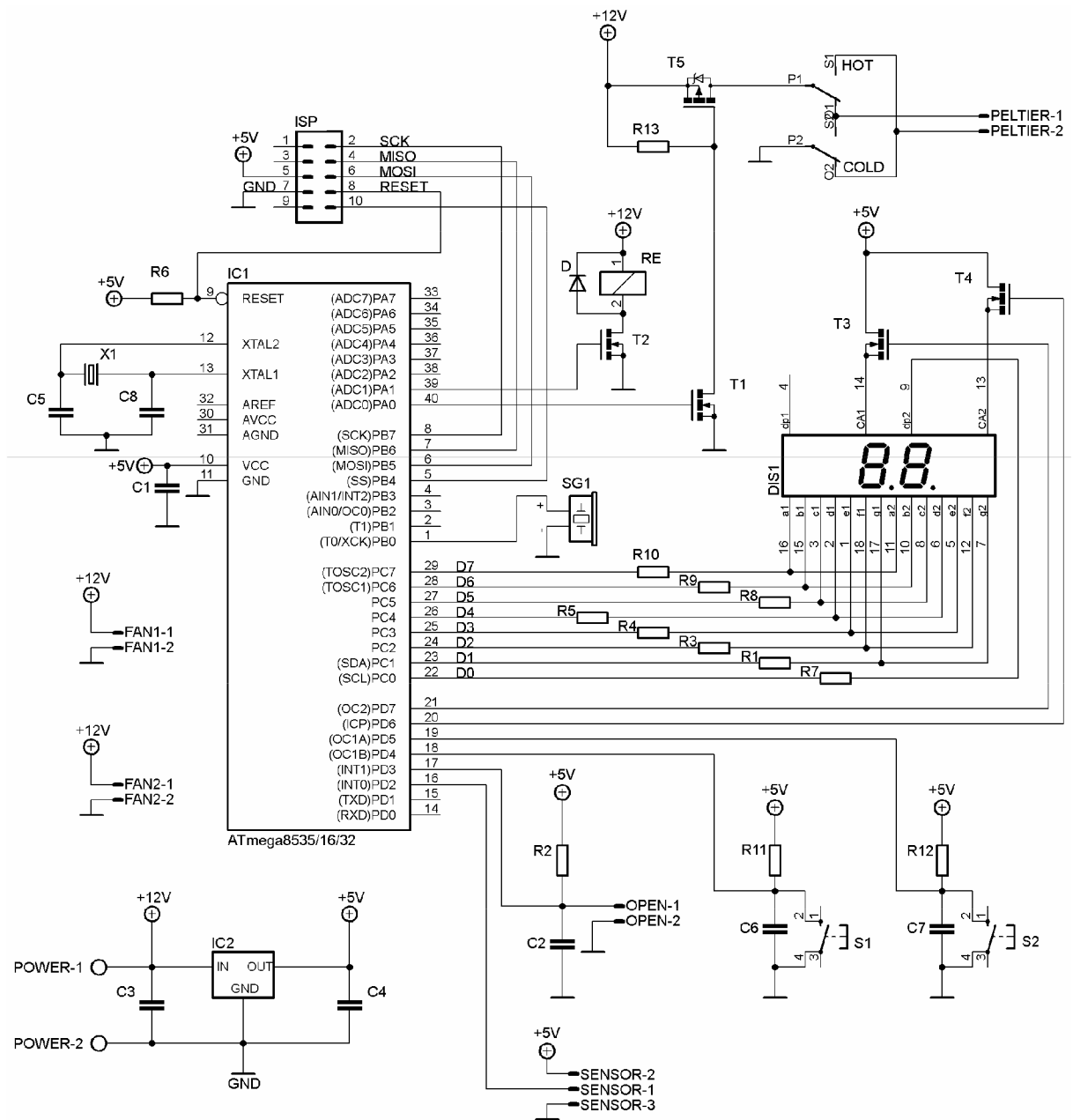
A/D	analogově digitální
D	derivační složka regulátoru
DOBD	dopředná obdélníková náhrada integrálu
I	integrační složka regulátoru
I/O	vstupní a výstupní
ISP	programování v obvodu
KR	komunikační rozhraní
LICHO	lichoběžníková náhrada integrálu
MOSFET	unipolární tranzistor se strukturou kov-oxid-polovodič
NTC	záporný teplotní koeficient
P	proporcionální složka regulátoru, proporcionální regulátor
PD	proporcionálně derivační regulátor
PE	Peltierův článek
PI	proporcionálně integrační regulátor
PID	proporcionálně integračně derivační regulátor
PSD	proporcionálně sumačně diferenční regulátor
PTC	kladný teplotní koeficient
R	regulátor
RE	regulační člen
RJ	řídící jednotka
S	regulovaná soustava
SE	teplotní senzor
μP	mikroprocesor
UZ	uzavřený prostor
ZOBD	zpětná obdélníková náhrada integrálu

SEZNAM PŘÍLOH

- A Řídící jednotka
 - A.1 Schéma zapojení řídicí jednotky
 - A.2 Seznam součástí
 - A.3 DPS – pohled ze strany spojů
 - A.4 DPS – osazovací plán
 - A.5 DPS – fotografie seshora
- B Obsah přiloženého CD

A ŘÍDÍCÍ JEDNOTKA

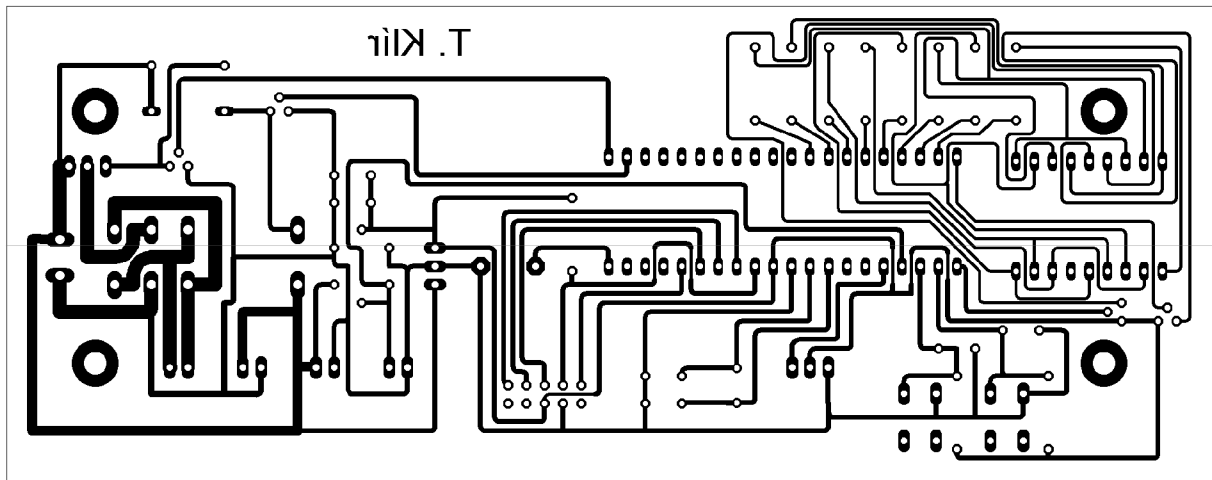
A.1 Schéma zapojení řídicí jednotky



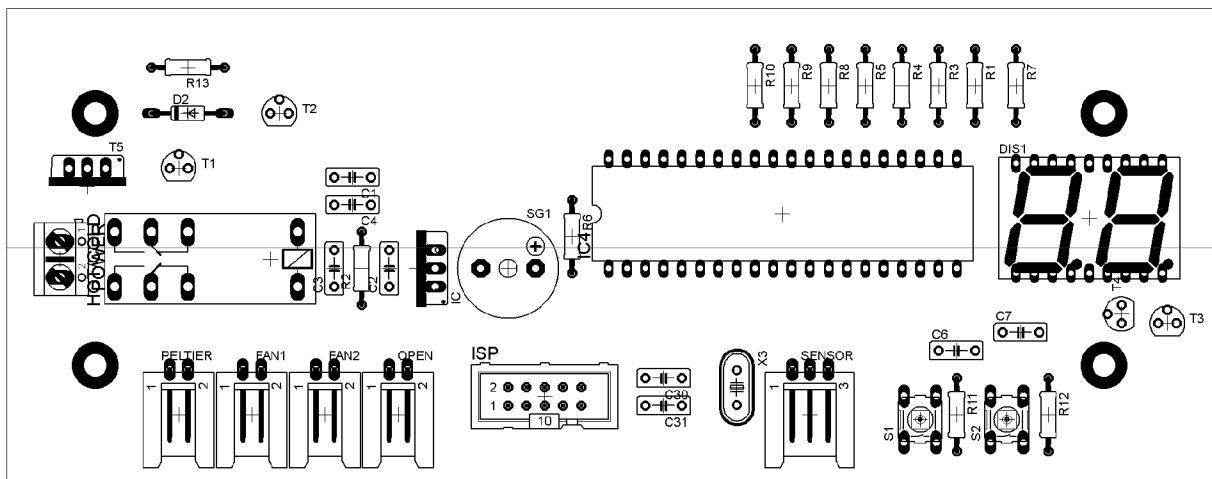
A.2 Seznam součástek

Označení	Kusů	Hodnota/Označení	Součástka (pouzdro)
X1	1	8 MHz	Krystal (nízký)
T ₁ , T ₂ , T ₃ , T ₄	4	BS-170	Unipolární tranzistor (TO92)
T ₅	1	IRF-4905	Unipolární tranzistor (TO220)
R ₁ , R ₃ , R ₄ , R ₅ , R ₇ , R ₈ , R ₉ , R ₁₀	8	120 Ω	Rezistor
R ₂ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₃ ,	4	10 kΩ	Rezistor
R ₆	1	4,7 kΩ	Rezistor
C ₁ , C ₂ , C ₄ , C ₆ , C ₇	5	100 nF	Kondenzátor (RM 5mm)
C ₅ , C ₈	2	27 pF	Kondenzátor (RM 5mm)
C ₃	1	330 nF	Kondenzátor (RM 5mm)
D	1	1N4148	Dioda
DIS1	1	DA56-11GWA	Segment. LED displej
S ₁ , S ₂	2	P-B1720D	Tlačítko
FAN ₁ , FAN ₂ , OPEN, PELTIER	4	PSH02-02WG	Konektor
SENZOR	1	PSH02-03WG	Konektor
ISP	1	ML10	Konektor
POWER	1	ARK300V-2P	Svorkovnice
RE	1	RELEF0452-12	Relé
SG1	1	KPE242	Sirána
IC ₁	1	ATmega16	Mikroprocesor (DIL40)
IC ₂	1	7805-STM	Stabilizátor (TO220)

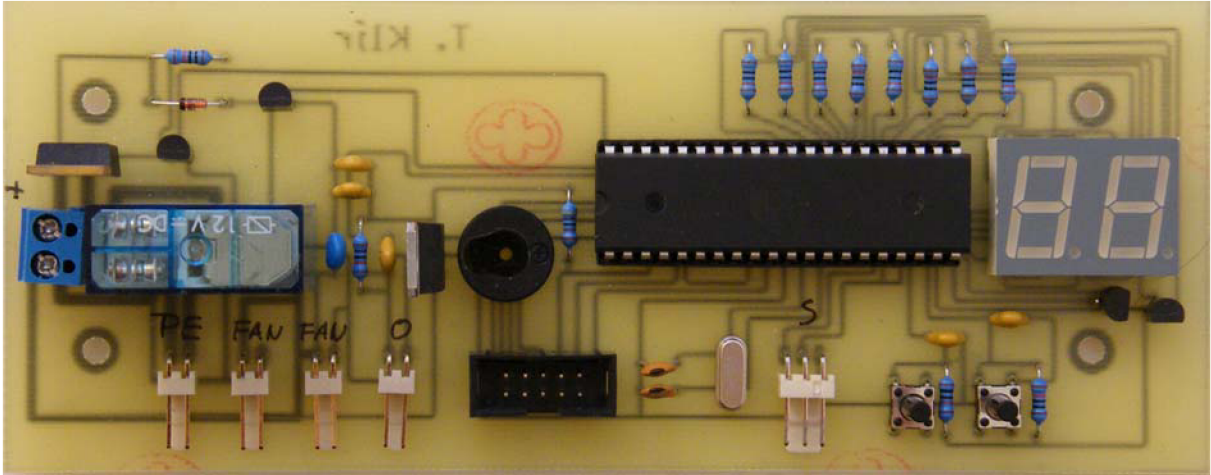
A.3 DPS – pohled ze strany spojů



A.4 DPS – osazovací plán



A.5 DPS – fotografie zeshora



B OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

/mereni.xls	tabulky a grafy získané při měření
/program.c	zdrojový program pro mikroprocesor napsaný v CodeVisionAVR 2
/xklirt00.pdf	elektronická verze bakalářské práce