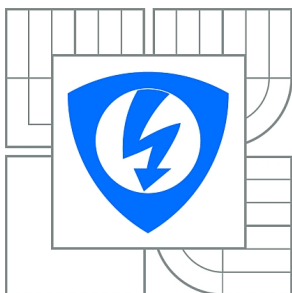




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

KALIBRACE A LINEARIZACE ODPOROVÝCH SNÍMAČŮ

CALIBRATION AND LINEARIZATION OF AN RTD SENSOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

VÁCLAV HUCL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. PETR BENEŠ, Ph.D.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Automatizační a měřicí technika

Student: Václav Hucl

ID: 106481

Ročník: 3

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Kalibrace a linearizace odporových snímačů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem projektu je na vhodně zvolených příkladech teoreticky i prakticky demonstrovat výhody i nevýhody různých principů kalibrace a linearizace odporových snímačů, zejména pak snímačů teploty. V práci se věnujte pouze kalibraci a linearizaci statických parametrů snímačů pomocí analogových a číslicových metod.

Navržené metody prakticky ověřte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle vlastního literárního průzkumu a doporučení vedoucího práce.

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 31.5.2010

Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

prof. Ing. Pavel Jura, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

První část práce je zaměřena na popis existujících metod pro analogovou a číslicovou kalibraci a linearizaci statických parametrů odporových snímačů. Druhá část se zabývá konkrétní úlohou linearizace termistoru NTC pomocí multivibrátoru složeného ze dvou tranzistorů stejné polaroty a multivibrátoru, kde aktivním prvkem je operační zesilovač.

Poslední část bakalářské práce je věnována číslicové linearizaci metodou křivkového doplnku a pomocí lineární interpolace po částech, jejich použití s termistorem NTC a porovnáním jejich vlastností.

Klíčová slova

Kalibrace, linearizace, termistor NTC, multivibrátor, křivkový doplněk, interpolace po částech

Abstract

First part of this work is focused on the description exist method of analogue and digital calibration and linearization static parameters resistance sensors. Second part deal with concrete problem linearization thermistor NTC by multivibrator compound of two transistors same polarity and multivibrator, where active element is operational amplifier.

Last part of bachelor work is devoted digital linearization based on curve fitting and linearization based on piecewise-linear interpolation, their using with thermistor NTC and comparison their attributes.

Key words

Calibration, linearization, thermistor NTC, multivibrator, curve fitting, piecewise-linear interpolation

Bibliografická citace

HUCL, V. *Kalibrace a linearizace odporových snímačů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 51 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Kalibrace a linearizace odporových snímačů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a 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: **31. května 2010**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Petru Benešovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: **31. května 2010**

.....
podpis autora

Obsah

1. ÚVOD	8
2. PŘEHLED KALIBRAČNÍCH A LINEARIZAČNÍCH METOD.....	9
2.1 Linearizace	9
2.1.1 Linearizace charakteristiky senzoru	9
2.1.2 Linearizace založená na korekční tabulce	10
2.1.3 Linearizace založená na lineární interpolaci po částech.....	11
2.1.4 Linearizace pomocí křivkového doplňku	11
2.1.5 Linearizace můstkového zapojení s jedním měřicím prvkem	12
2.1.6 Linearizace můstkového zapojení se dvěma měřicími prvky.....	13
2.2 Kalibrace	14
2.2.1 Seřízení pomocí rezistorů	14
2.2.2 Klasická kalibrace vyvážení a plné výchylky.....	15
3. NÁVRH LINEARIZACE TERMISTORU NTC	16
3.1 Termistor NTC.....	16
3.2 Termistor použitý při měření	16
3.3 Zjištění převodní charakteristiky termistoru	17
3.4 Požadavky na linearizační obvod.....	19
4. TRANZISTOROVÝ MULTIVIBRÁTOR.....	20
4.1 Popis obvodu multivibrátoru.....	20
4.2 Návrh multivibrátoru pro linearizaci charakteristiky termistoru	21
4.3 Měření přenosové charakteristiky multivibrátoru.....	24
5. MULTIVIBRÁTOR S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM.....	29
5.1 Popis Astabilního multivibrátoru s operačním zesilovačem.....	29
5.2 Astabilní multivibrátor s operačním zesilovačem pro převodník	33
5.2.1 Výpočet vlivu odporu R_v pro účely kalibrace.....	34
5.3 Měření přenosové charakteristiky multivibrátoru s operačním zesilovačem..	36
6. ČÍSLICOVÁ LINEARIZACE	40
6.1 Popis použitého mikrokontroleru.....	40
6.2 Linearizace metodou křivkového doplňku.....	41
6.3 Linearizace založená na lineární interpolaci po částech	43

7. ZÁVĚR.....	47
8. POUŽITÁ LITERATURA:.....	49
9. SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ	51

1. ÚVOD

Cílem této práce je na zvoleném příkladu teoreticky i prakticky demonstrovat výhody i nevýhody různých principů kalibrace a linearizace odporových snímačů. Projekt je zaměřen pouze na kalibraci a linearizaci statických parametrů pomocí analogových a číslicových metod.

První část bakalářské práce je věnována popisu existujících metod pro analogovou a číslicovou kalibraci a linearizaci statických parametrů odporových snímačů [1], [2] a [3].

Druhá část se zabývá konkrétní úlohou linearizace termistoru NTC pomocí multivibrátoru (astabilního klopného obvodu) složeného ze dvou tranzistorů stejné polaroty. Rozborem jeho zjištěných vlastností a vhodnosti pro dané použití s vyhodnocením výsledků.

Na základě zjištěných vlastností tranzistorového multivibrátoru je navrženo řešení pomocí multivibrátoru, kde aktivním prvkem je operační zesilovač. Jeho proměření a zhodnocení parametrů.

Poslední část bakalářské práce je věnována číslicové linearizaci metodou křivkového doplňku a pomocí lineární interpolace po částech, naprogramováním algoritmu pro jejich použití s termistorem NTC a porovnáním jejich vlastností a vhodnosti použití.

2. PŘEHLED KALIBRAČNÍCH A LINEARIZAČNÍCH METOD

2.1 LINEARIZACE

2.1.1 Linearizace charakteristiky senzoru

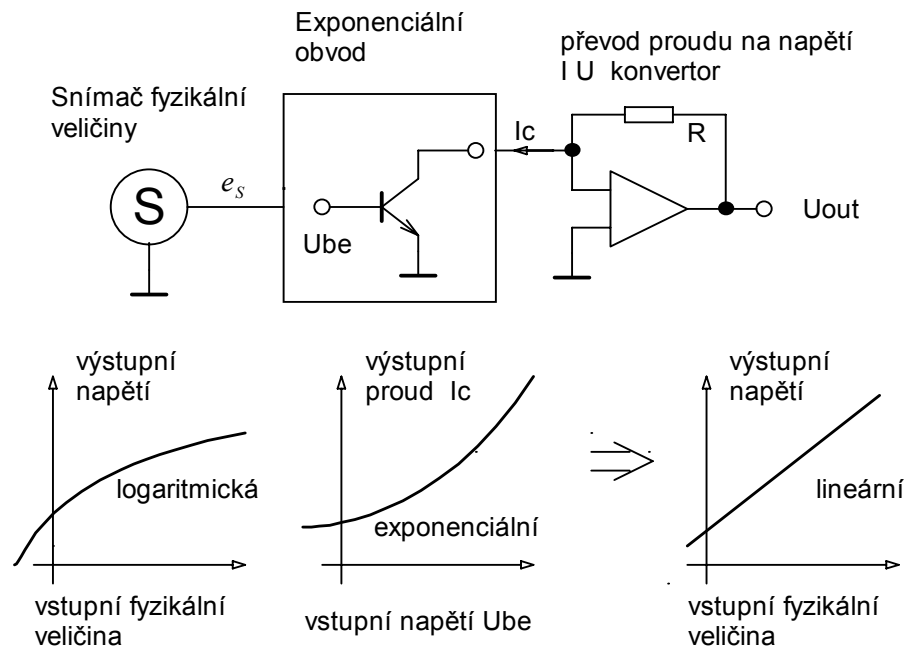
Senzory nemají zpravidla lineární průběh, který můžeme vyjádřit nelineární funkcí. Abychom libovolnou funkci linearizovali, potřebujeme k ní znát funkci inverzní. Pro realizaci této funkční závislosti lze použít nelineární prvky nebo obvody, kterými lze vytvořit potřebnou funkční závislost mezi vstupním a výstupním signálem. Jako nelineární funkční člen jehož výstupní signál bude určitou předepsanou funkcí vstupního signálu můžeme použít prvky jejichž charakteristika se bude v určité oblasti blížit k požadované inverzní funkci. K tomu se používá velmi často různých zapojení s diodami, tranzistory, feromagnetickými obvody apod. Funkční členy můžeme vytvořit také tak, že žádanou funkci sestavíme z přímkových úseků pomocí členů, které mají lomené charakteristiky. Pro potřeby linearizace lze využít vedle nelineární voltampérové charakteristiky funkčního členu i nelineární obvod, jehož přenosová funkce se bude v určité oblasti blížit k požadované funkci. Vstupní veličinou může být změna odporu, kapacity apod. a výstupem veličina vhodná pro další zpracování nebo vizualizaci.

Jestliže má senzor např. převod logaritmický, můžeme ho vyjádřit rovnicí:

$$e_s = f(\varphi) = a + b \cdot \ln(c + d \cdot \varphi)$$

kde a, b, c, d jsou konstanty závislé na vlastnostech senzoru.

Tento druh nelinearity můžeme snadno linearizovat použitím elektronického obvodu s exponenciálním průběhem, který je inverzní k logaritmickému průběhu senzoru. Využije se exponenciální vztah mezi napětím báze-emitor U_{be} a kolektorovým proudem I_C bipolárního tranzistoru.

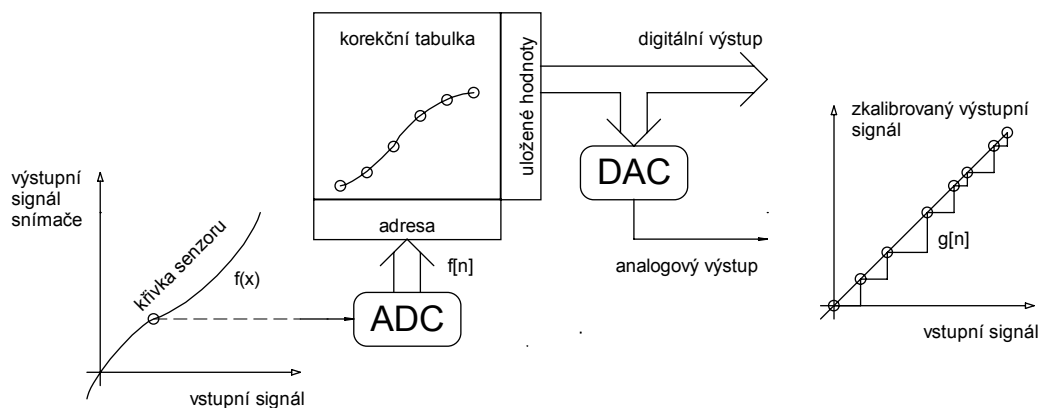


Obr. 1. Linearizace typické přenosové funkce [1]

2.1.2 Linearizace založená na korekční tabulce

Linearizaci jakéhokoli typu přenosu lze provést pomocí inverzní funkce senzoru zadané do tabulky a vyhledání výstupní hodnoty odpovídající vstupnímu měřenému signálu senzoru.

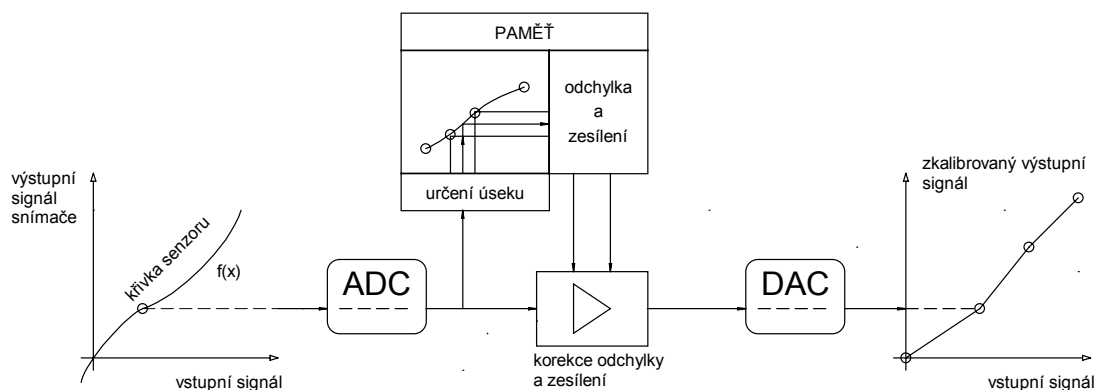
Výstupní signál senzoru převedeme pomocí analogově-digitálního převodníku na číslicová data, která pomocí korekční tabulky převedeme na lineární průběh a pošleme na vystup, kde je může zpětně převést na analogový signál pomocí digitálně-analogového převodníku.



Obr. 2. Linearizace pomocí tabulky hodnot [1]

2.1.3 Linearizace založená na lineární interpolaci po částech

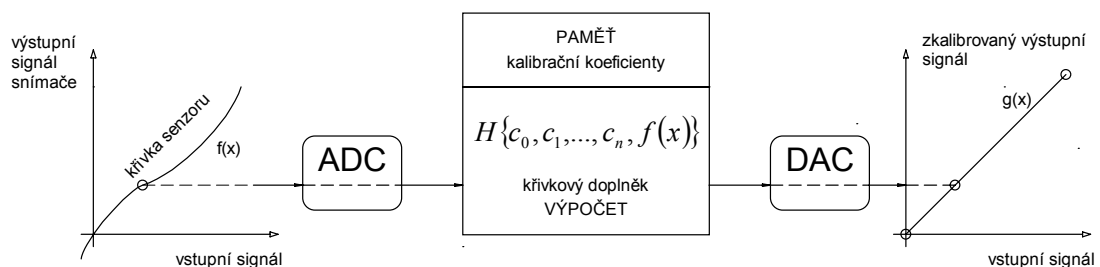
Metoda je založena na rozdělení charakteristiky na úseky. Jednotlivé úseky jsou pak interpolovány přímkou jejíž koeficienty jsou uloženy do paměti. Výhodou je, že nemusíme mít v paměti odpovídající hodnoty pro celý rozsah výstupu senzoru, ale stačí rozsah jednotlivých částí a k nim hodnoty koeficientů lineárních náhrad. Nevýhoda metody je v omezené přesnosti a pro velmi nelineární průběhy je třeba velký počet úseků.



Obr. 3. Lineární interpolace po částech [1]

2.1.4 Linearizace pomocí křivkového doplňku

Linearizace se provádí nalezením inverzní funkce k výstupní nelineární charakteristice senzoru. Výhodou metody je potřeba malé paměti jen na koeficienty a jeden korekční předpis pro celý rozsah měření, nevýhodou je složitý výpočet, který potřebuje možnost práce ve plovoucí řádové čárce. Tento způsob lze použít i pro analogovou linearizaci, v případě, že máme k dispozici obvod, který nám realizuje inverzní funkci.

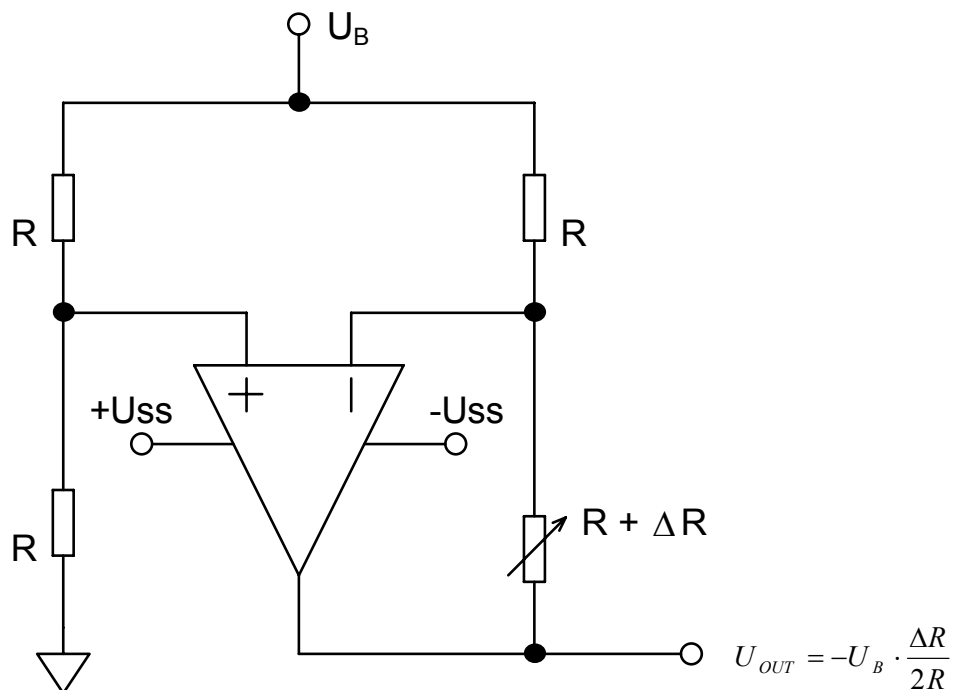


Obr. 4. Linearizace pomocí křivkového doplňku [1]

2.1.5 Linearizace můstkového zapojení s jedním měřicím prvkem

Metoda 1:

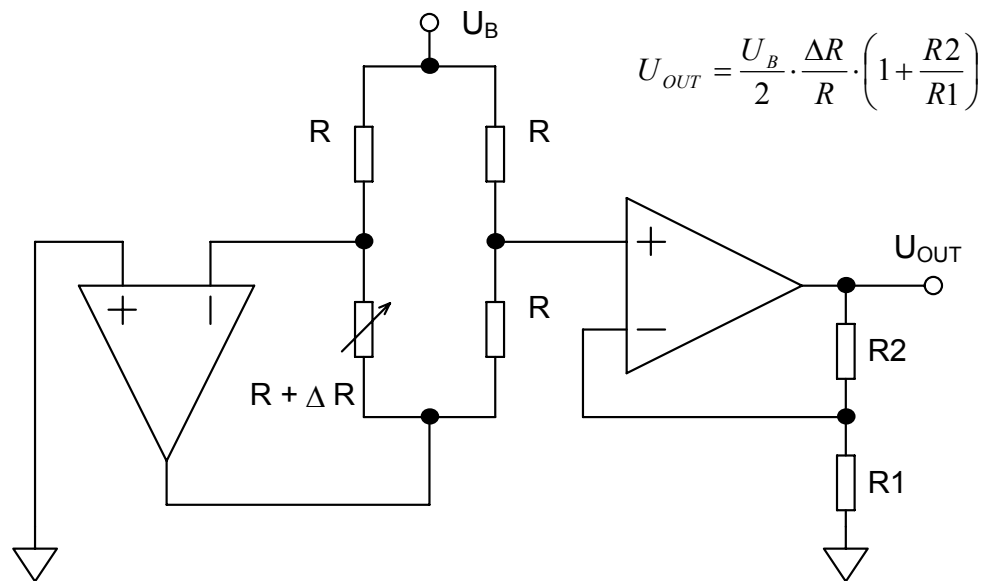
Na schématu je snímač zapojen v můstkovém zapojení s operačním zesilovačem, který dodává napětí v sérii s měřicím prvkem. Toto napětí má stejnou velikost a opačnou polaritu než napětí na měřicím prvku a je lineární s ΔR . Požijeme operační zesilovač jako výstup můstku pro snížení výstupní impedance měřicího můstku. Toto aktivní můstkové zapojení obr. 5 má výstup lineární i pro velké změny odporu měřicího prvku ΔR . Jelikož je ale výstupní signál malý, je třeba většinou výstup zesílit dalším zesilovačem.



Obr. 5. Můstkové zapojení s jedním měřicím prvkem - metoda 1 [2]

Metoda 2:

Spodní část můstku obr. 6 tvoří řízený operační zesilovač, který udržuje konstantní proud protékající měřicím členem. Výstupní signál je odebírán z pravé větve zapojení a zesílen operačním zesilovačem v neinvertujícím zapojení. Výstup je lineární, ale obvod vyžaduje dvou operačních zesilovačů se symetrickým napájením. Odporů R_1 a R_2 musí být stejné pro přesný výsledek.

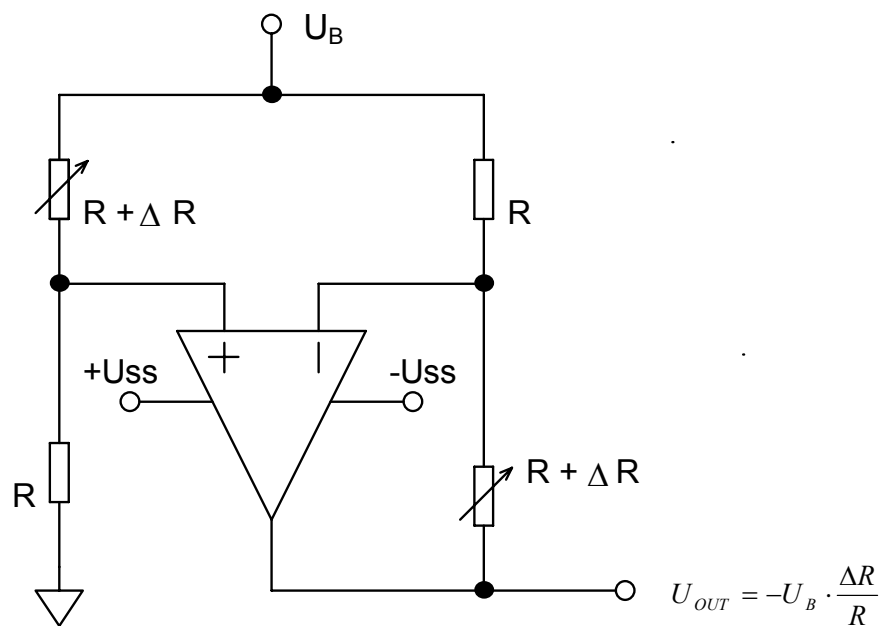


Obr. 6. Můstkové zapojení s jedním měřicím prvkem - metoda 2 [2]

2.1.6 Linearizace můstkového zapojení se dvěma měřicími prvky

Metoda 1:

Tato metoda je podobná první metodě linearizace pro jeden měřicí prvek. Většinou je třeba výstup dále zesílit dalším zesilovačem.

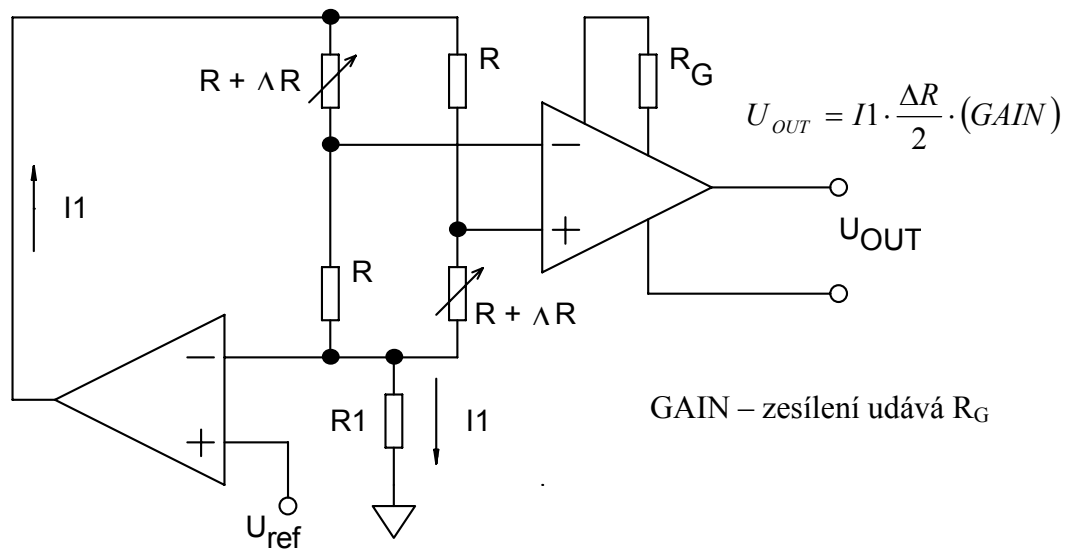


Obr. 7. Můstkové zapojení se dvěma měřicími prvky - metoda 1 [2]

Metoda 2:

Tato metoda používá referenční napětí k udržování konstantního proudu všemi větvemi obvodu i při změně odporu, díky tomu je výstup lineární funkcí ΔR .

Přístrojový zesilovač poskytuje dodatečné zesílení. Tento obvod nepotřebuje mít symetrické napájení zesilovačů.

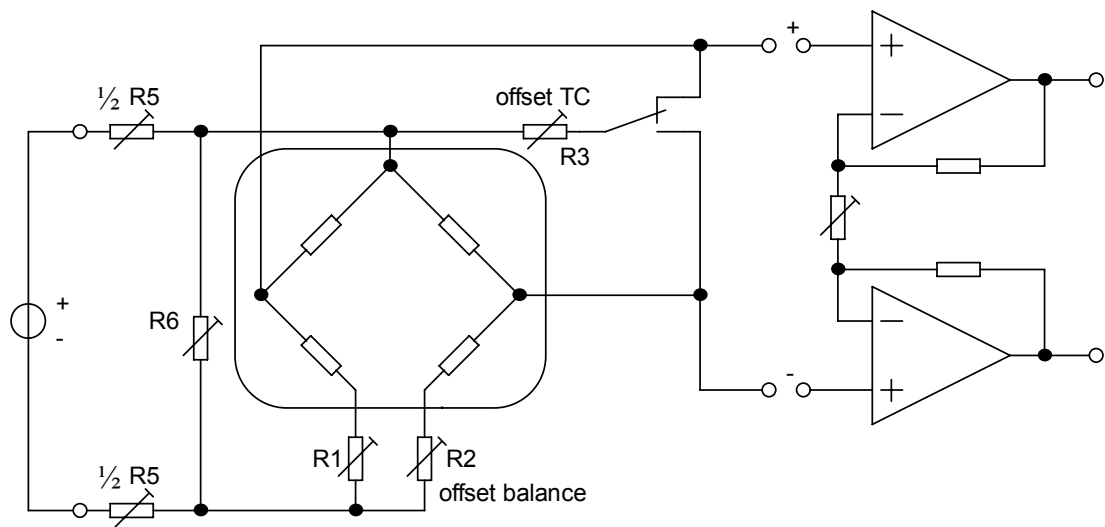


Obr. 8. Můstkové zapojení se dvěma měřicími prvky - metoda 2 [2]

2.2 KALIBRACE

2.2.1 Seřízení pomocí rezistorů

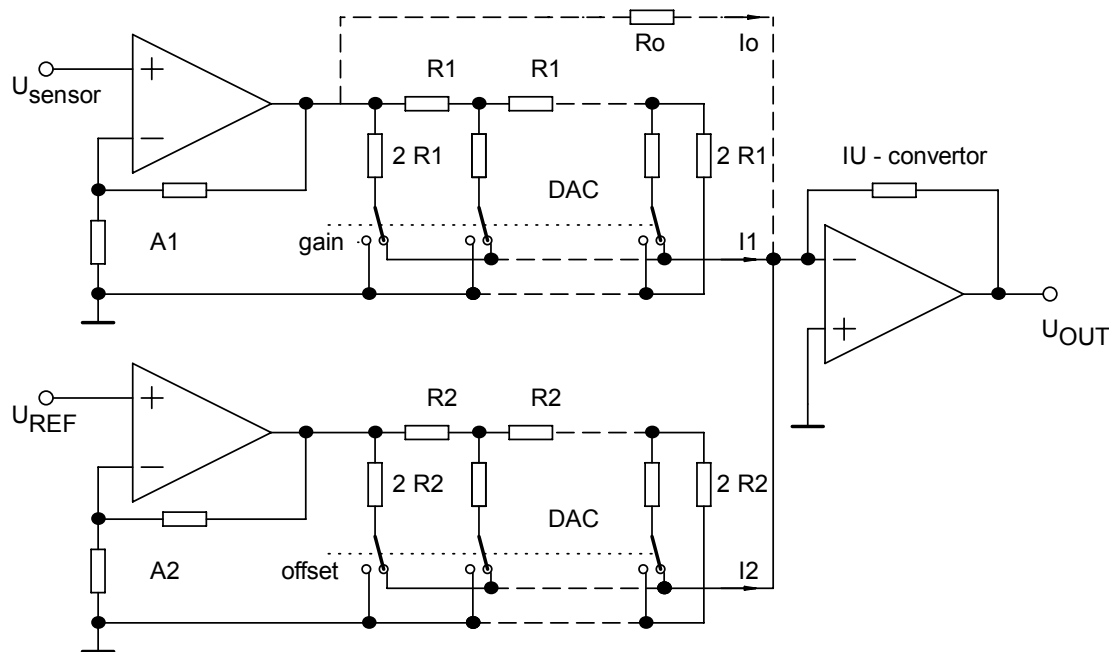
Máme-li měřicí prvek zapojen v můstkovém zapojení s přidáním trimry R_1 až R_6 , můžeme toto zapojení použít pro kalibraci. Změnou odporu R_1 a R_2 je možné můstek vyvážit. Odpor R_3 je tepelně závislý odpor, který bude kompenzovat teplotní koeficient měřicího prvku. Odporový dělič složený z R_5 a R_6 slouží k nastavení napěťové reference můstku a tedy k normalizování napětí na výstupu.



Obr. 9. Rezistorové seřízení [1]

2.2.2 Klasická kalibrace vyvážení a plné výchylky

Schéma zobrazuje přímé využití digitálně-analogového převodníku (DCA) k vytvoření programovatelného výstupu analogového měřicího obvodu. Výstup senzoru V_{sensor} je přiveden na vstup obvodu a napěťový signál je převeden pomocí DAC na proud. Velikost proudu je řízena přepínači v DAC. Výstupní proud je zpětně převeden na napětí pomocí IV-konvertoru



Obr. 10. Klasická kalibrace vyvážení a plné výchylky [1]

3. NÁVRH LINEARIZACE TERMISTORU NTC

3.1 TERMISTOR NTC

Termistory NTC [5], [6] jsou tepelně závislé odpory, vyrobené z polovodičových materiálů s velkým záporným teplotním součinitelem odporu. U kovových vodičů se mění elektrický odpor jen zmenšováním volné dráhy nosičů náboje při zvyšování teploty. U polovodičů přibývá s teplotou volných nosičů náboje, odpor polovodiče tedy klesá. Poměrná změna odporu s teplotou je asi desetkrát větší než u kovu. Těto vlastnosti lze výhodně využít například v měřicí a regulační technice, v automatizaci a sdělovací technice. Termistory NTC mají exponenciální závislost odporu $R(T)$ na teplotě T což ztěžuje jejich použití pro přímé měření teploty.

Základní vztah mezi odporem a teplotou termistoru udává rovnice:

$$R(T) = R(T_0) \cdot e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (1)$$

V rovnici (1) je $R(T_0)$ odpor termistoru při teplotě T_0 , $R(T)$ je odpor termistoru při požadované teplotě T , B je konstanta charakterizující materiál termistoru a je slabě závislá na teplotě.

3.2 TERMISTOR POUŽITÝ PŘI MĚŘENÍ

Linearizaci jsme aplikovali pro termistor Agilent E2308A [10].

Parametry tohoto termistoru jsou:

Typická hodnota:	5000Ω při 25°C
Teplotní rozsah:	-40°C až 150°C
Přesnost:	typicky menší než 1°C
Rozptylová konstanta:	5,7mW/°C v klidné vodě

3.3 ZJIŠTĚNÍ PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKY TERMISTORU

Nejprve proměříme závislost odporu termistoru na teplotě. Bylo provedeno pomocí digitálního multimetru Agilent 34401A.

K temperování měřeného termistoru sloužila kalibrační pícka se stabilizací nastavené teploty (AMETEK ETC 125A). Měření bylo provedeno v rozsahu teplot 0°C až 100°C.

Pro námi měřený termistor použijeme tvar aproximační funkce:

$$R = A \cdot e^{\frac{B}{T}} \quad (2)$$

Parametry A a B vypočítáme z hodnot naměřených na měřeném termistoru:

$$B = \frac{\ln R(T_1) - \ln R(T_2)}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} = \frac{\ln 9794,5 - \ln 458,79}{\frac{1}{283,16} - \frac{1}{363,16}} = 3934,603K \quad (3)$$

$$A = R(T_1) \cdot e^{-\frac{B}{T_1}} = 9794,5 \cdot e^{-\frac{3934,603}{283,16}} = 0,009043\Omega \quad (4)$$

Dosazením hodnot vypočítaných z rovnic (3) a (4) do rovnice (2) získáváme výslednou aproximační funkci:

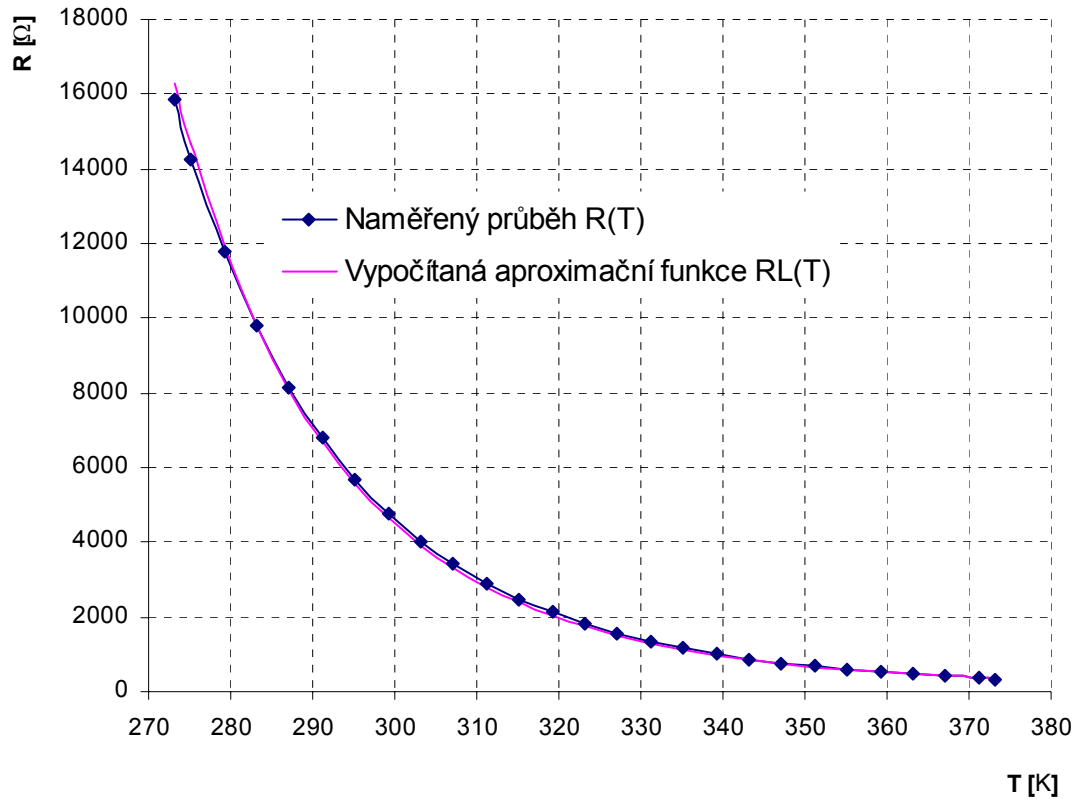
$$R = 0,009043 \cdot e^{\frac{3934,603}{T}} \quad (5)$$

Naměřenou a vypočítanou závislost odporu termistoru na teplotě zakreslíme do grafu č.1.

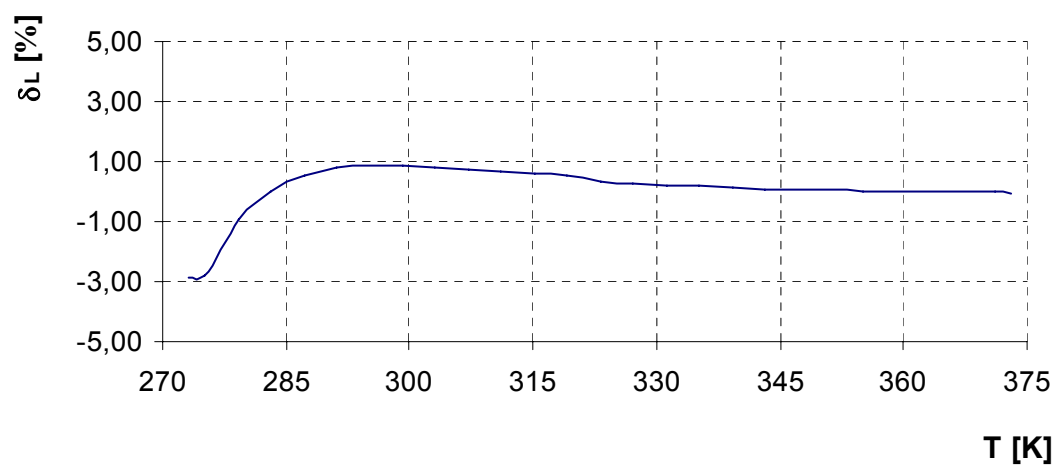
V grafu č.2 je vykreslen průběh odchylky naměřeného průběhu od aproximační funkce.

Pro nejnižší teploty je odchylka větší, ale pro teploty vyšší než 10°C se aproximační funkce téměř shoduje s naměřenou charakteristikou.

Graf č.1: Závislost odporu termistoru na teplotě



Graf č.2: Graf odchylky naměřeného průběhu od aproximační funkce



3.4 POŽADAVKY NA LINEARIZAČNÍ OBVOD

Jak bylo uvedeno v kapitole 2.1.1 obecně platí, že funkce se stane lineární, když za proměnnou dosadíme funkci inverzní.

Funkce (2), kterou chceme linearizovat je $R = A \cdot e^{\frac{B}{T}}$

Abychom tuto funkci linearizovali, potřebujeme k ní znát funkci inverzní. Tu vypočítáme tak, že si vyjádříme z funkce vstupní proměnnou a na její místo zpátky dosadíme výstupní proměnnou, kterou ve funkci nahradíme vstupní proměnnou.

Z funkce (2) vyjádříme $T = \frac{B}{\ln \frac{R}{A}}$ a

záměnou vstupní a výstupní proměnné získáme funkci inverzní: $R = \frac{B}{\ln \frac{T}{A}}$.

Je zřejmé, že když dosadíme za proměnnou T do funkce (2) funkci inverzní vyjde nám lineární rostoucí funkce $f(T) = T$. Pokud pro linearizaci nemáme obvod, který nám tuto funkci bude realizovat, nebo použijeme nelineární obvod, jehož přenosová funkce se bude v určité oblasti blížit k požadované funkci a vykazuje-li inflexní bod lze jeho okolí využít pro realizaci lineárního převodu.

Budeme vycházet ze znalosti, že funkční závislost typu $\frac{K1}{K3 \cdot e^{\frac{B}{T}} + K2}$ je ryze

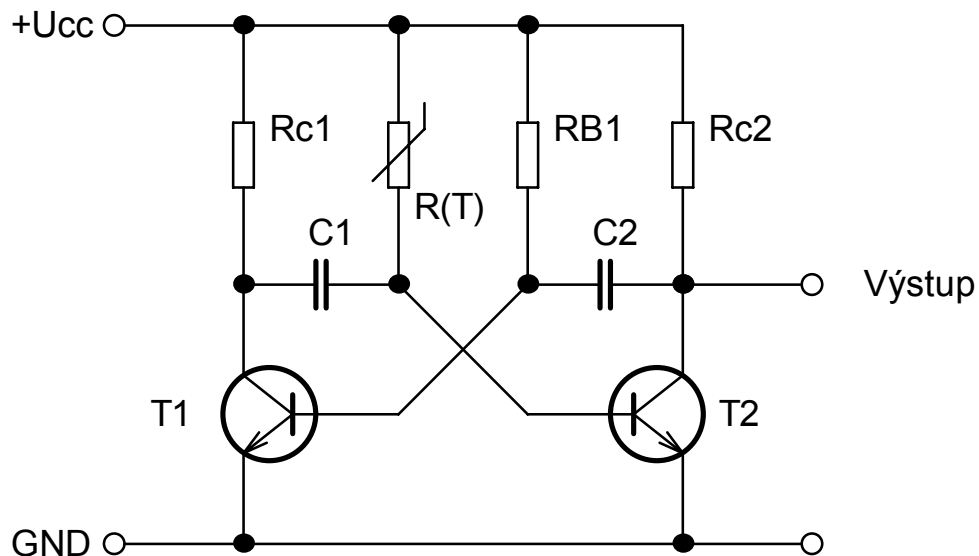
rostoucí a má jediný inflexní bod. Této skutečnosti je možno využít například v zapojení multivibrátoru pro realizaci téměř lineárního převodníku teplota-kmitočet pro omezený interval měřené teploty. Linearizací multivibrátorem se budeme dále detailně zabývat. Použití této metody není explicitně vázáno jen pro linearizaci exponenciální funkce.

V [4] je uvedeno řešení lineárního teploměru s termistorem NTC, které pracuje na základě srovnání exponenciální závislosti odporu termistoru na teplotě s průběhem napětí při nabíjení kondenzátoru. Jedná se o metodu výslovně vázanou pouze pro linearizaci exponenciálního průběhu.

4. TRANZISTOROVÝ MULTIVIBRÁTOR

4.1 POPIS OBVODU MULTIVIBRÁTORU

Jedná se o generátor pravoúhlých signálů. Zapojení je odvozeno z klopného obvodu a proto je někdy v literatuře nazýván astabilní klopný obvod.



Obr. 11. Schéma zapojení multivibrátoru se dvěma tranzistory stejné polarity

Činnost multivibrátoru [7], [8], [9] lze vysvětlit pomocí průběhu napětí na bázích a kolektorech tranzistorů. Jestliže je tranzistor T_1 v nasyceném stavu, je tranzistor T_2 uzavřen záporným napětím na bázi. Napětí na bázi T_2 exponenciálně stoupá s časovou konstantou $C_1 \cdot R(T)$ a ze záporného napětí směřuje asymptoticky ke kladnému napětí. Krátce po průchodu nulovou hladinou se však uvede do vodivého stavu tranzistor T_2 , což způsobí pokles napětí na kolektoru. Pokles napětí se přenese kondenzátorem C_2 na bázi T_1 , na jehož kolektoru stoupne napětí, tento vzestup se přenese kondenzátorem C_1 do báze T_2 a nastane lavinový děj, jehož výsledkem je nasycení tranzistoru T_2 a uzavření T_1 . Na kolektoru T_1 stoupá napětí s časovou konstantou $R_{C1} \cdot C_1$ a kondenzátor C_1 se nabije na napětí blízké hodnotě napájecího napětí U_{cc} . Napětím téměř stejné velikosti je uzavřen T_1 a na jeho bázi se mění napětí velikosti $-(U_{cc} - U_{BE} - U_{CE})$ na kladné napětí U_{cc} . Po uplynutí doby dané

časovou konstantou $R_{B2} \cdot C_2$ se uvede T_1 opět do vodivého stavu a celý cyklus se opakuje.

Z toho vyplývá, že zpočátku je tranzistor uzavřen napěťovým skokem odpovídajícím přibližně velikosti napájecího napětí. Uzavření trvá potud, pokud napětí na bázi nedosáhne opět hodnoty potřebné pro otevření tranzistoru. Pro dobu uzavření tranzistoru T_1 platí:

$$t_1 = \ln 2 \cdot (R_{B2} \cdot C_2) \quad (6)$$

Pro dobu uzavření tranzistoru T_2 platí:

$$t_2 = \ln 2 \cdot (R(T) \cdot C_1) \quad (7)$$

Pro kmitočet multivibrátoru pak platí vztah

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\ln 2 \cdot (R(T) \cdot C_1 + R_{B2} \cdot C_2)} \quad (8)$$

4.2 NÁVRH MULTIVIBRÁTORU PRO LINEARIZACI CHARAKTERISTIKY TERMISTORU

Do vzorce pro výpočet kmitočtu multivibrátoru (8) dosadíme vypočítanou aproximační funkci termistoru (5), čímž dostaneme funkční závislost kmitočtu na teplotě

$$f = \frac{1}{\ln(2) \cdot \left(A \cdot e^{\frac{B}{T}} \cdot C_1 + R_{B2} \cdot C_2 \right)} \quad (9)$$

Provedeme optimalizaci převodní charakteristiky tak, aby hodnota odporu R_{B2} odpovídala inflexnímu bodu funkce, a ten ležel uprostřed převodní charakteristiky. Tím dostaneme optimální výstupní závislost kmitočtu na teplotě. Tranzistorový multivibrátor je symetrické zapojení a proto pro další výpočty budou hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C$. Inflexní bod spočítáme z druhé derivace funkce kmitočtu f podle teploty T .

Vypočítáme první derivaci:

$$\frac{\partial f}{\partial T} = \frac{\ln(2) \cdot A \cdot B \cdot C \cdot e^{\frac{B}{T}} \cdot T^{-2}}{\left(\ln(2) \cdot A \cdot C \cdot e^{\frac{B}{T}} + \ln(2) \cdot C \cdot R_{B2} \right)^2} \quad (10)$$

a druhou derivaci pro určení inflexního bodu:

$$\frac{\partial^2 f}{\partial T^2} = \frac{\ln(2) \cdot A \cdot B \cdot C \left[e^{\frac{B}{T}} \cdot (-B) \cdot T^{-4} + e^{\frac{B}{T}} \cdot (-2) \cdot T^{-3} \right] \cdot \left(\ln(2) \cdot A \cdot C \cdot e^{\frac{B}{T}} + \ln(2) \cdot C \cdot R_{B2} \right)^2}{\left(\ln(2) \cdot A \cdot C \cdot e^{\frac{B}{T}} + \ln(2) \cdot C \cdot R_{B2} \right)^4} - \frac{\ln(2) \cdot A \cdot B \cdot C \cdot e^{\frac{B}{T}} \cdot T^{-2} \cdot \left[(\ln(2) \cdot A \cdot C)^2 \cdot e^{2 \frac{B}{T}} \cdot (-2B) \cdot T^{-2} - 2 \cdot (\ln(2))^2 \cdot A \cdot B \cdot C^2 \cdot R_{B2} \cdot e^{\frac{B}{T}} \cdot T^{-2} \right]}{\left(\ln(2) \cdot A \cdot C \cdot e^{\frac{B}{T}} + \ln(2) \cdot C \cdot R_{B2} \right)^4} \quad (11)$$

Dále položíme druhou derivaci nule a vyjádříme hodnotu R_{B2} :

$$R_{B2} = \frac{A \cdot e^{\frac{B}{T}} \cdot (B - 2 \cdot T)}{2 \cdot T - B} = 1259,04 \Omega \quad (12)$$

Aby kmitočet pro maximální teplotu byl 10kHz použijeme [11] kapacitu kondenzátoru $C = 100\text{nF}$.

Vypočítaná závislost kmitočtu na teplotě má tvar:

$$f = \frac{1}{\ln(2) \cdot 1 \cdot 10^{-7} \left(0,009043 \cdot e^{\frac{3934,603}{T}} + 1259,04 \right)} \quad (13)$$

Kvůli zjištění míry linearizace vypočítáme lineární náhradu funkce f pomocí metody nejmenších čtverců:

$$f_L = K \cdot T + f_0 \quad (14)$$

$$K = \frac{n \cdot \sum_i^n (T_i \cdot f_i) - \sum_i^n T_i \cdot \sum_i^n f_i}{n \cdot \sum_i^n T_i^2 - \left(\sum_i^n T_i \right)^2} = 88,406 \quad (15)$$

$$f_0 = \frac{\sum_i^n f_i - K \cdot \sum_i^n T_i}{n} = -23744,3 \quad (16)$$

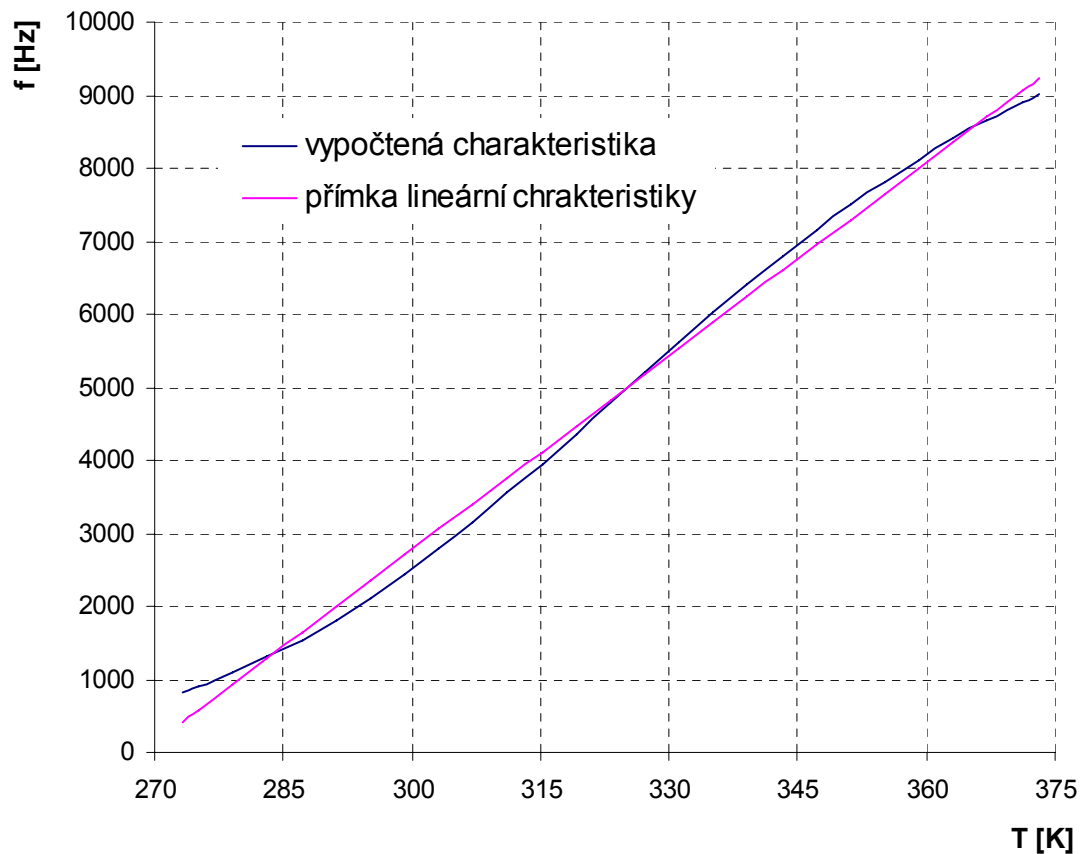
kde: n ... počet naměřených vzorků

Výsledná přímka prokládající vypočítanou funkci f má rovnici:

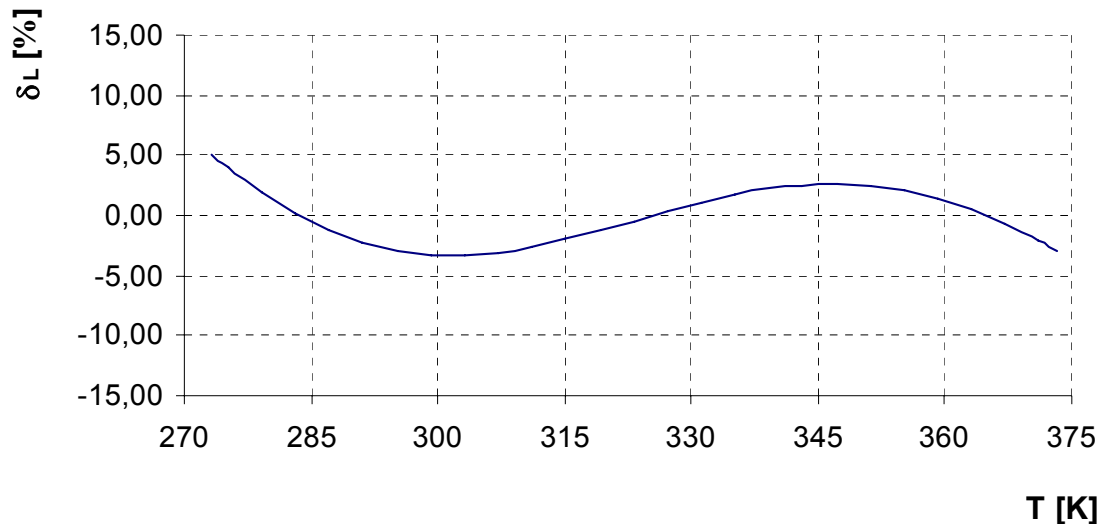
$$f_L = 88,406 \cdot T - 23744,3 \quad (17)$$

Vypočítanou funkci vyneseme do grafu:

Graf č.3: Teoretická závislost kmitočtu multivibrátoru na teplotě



Graf č.4: Graf odchyly vypočítané charakteristiky od přímky



4.3 MĚŘENÍ PŘENOSOVÉ CHARAKTERISTIKY MULTIVIBRÁTORU

Zapojíme navržený multivibrátor dle schématu na obr.11. Jednotlivé součástky mají následující hodnoty:

$C_1 = 100\text{nF}$ keramický kondenzátor TK783

$C_2 = 100\text{nF}$ keramický kondenzátor TK783

$R_{C1} = 220\Omega$ miniaturní uhlíkový odpor

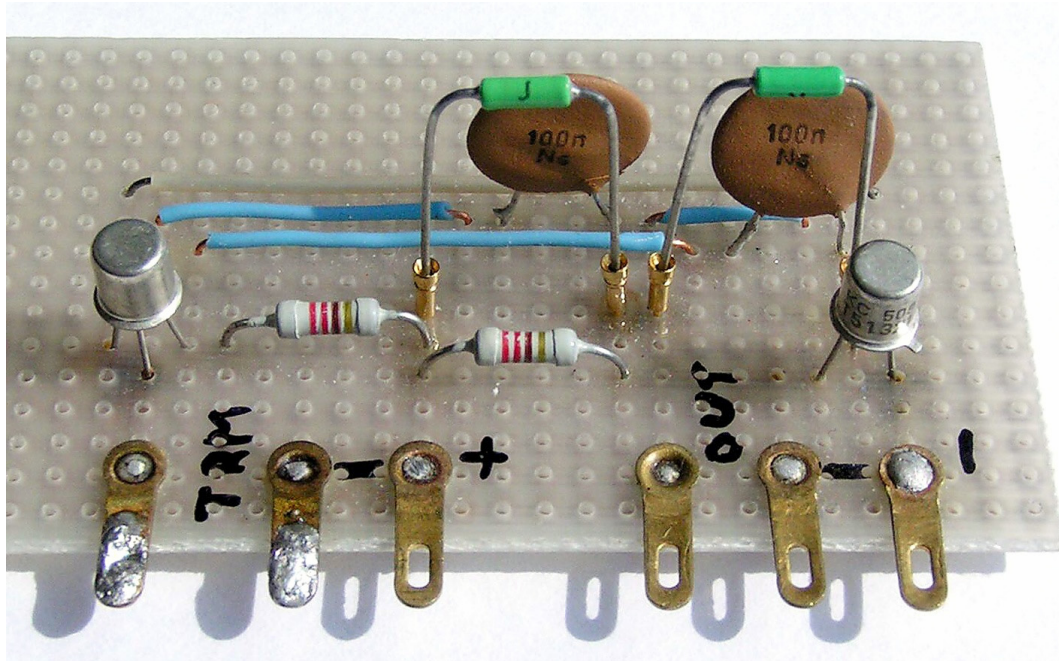
$R_{C2} = 220\Omega$ miniaturní uhlíkový odpor

$R_{B2} = 1259\Omega$ precizní potenciometr

$T_1 = \text{KC509}$ nízkofrekvenční tranzistor

$T_2 = \text{KC509}$ nízkofrekvenční tranzistor

Kondenzátory C_1 a C_2 byly vybrány měřením z většího množství kondenzátorů tak, aby se jejich kapacita co nejméně lišila. Odpory R_{C1} a R_{C2} byly použity z toleranční řady 20% bez provedení výběru. Na místě T_1 , T_2 vyhoví běžný nízkofrekvenční tranzistor se zesilovacím činitelem $h_{21e} > 100$.

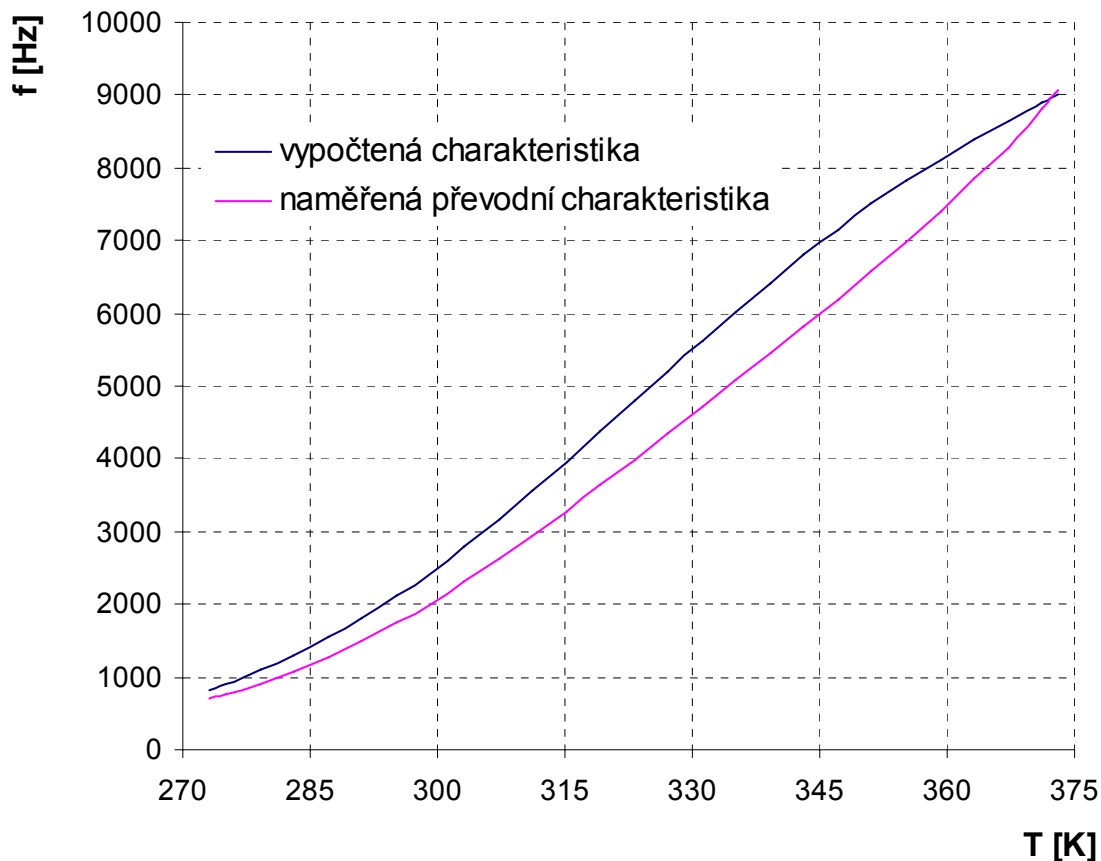


Obr. 12. Multivibrátor se dvěma tranzistory stejné polarity

Pro napájení obvodu multivibrátoru byl použit stejnosměrný regulovatelný stabilizovaný zdroj, na kterém bylo nastaveno $U = 2V$. Napájecí napětí bylo nastaveno co nejmenší tak, aby obvod ještě spolehlivě kmital a termistor byl co nejméně namáhám procházejícím proudem. K temperování termistoru na měřenou teplotu sloužila kalibrační pícka se stabilizací nastavené teploty (AMETEK ETC 125A). Měřící termistor byl volně zasunut do jímky kovového tělesa pece, které je temperováno.

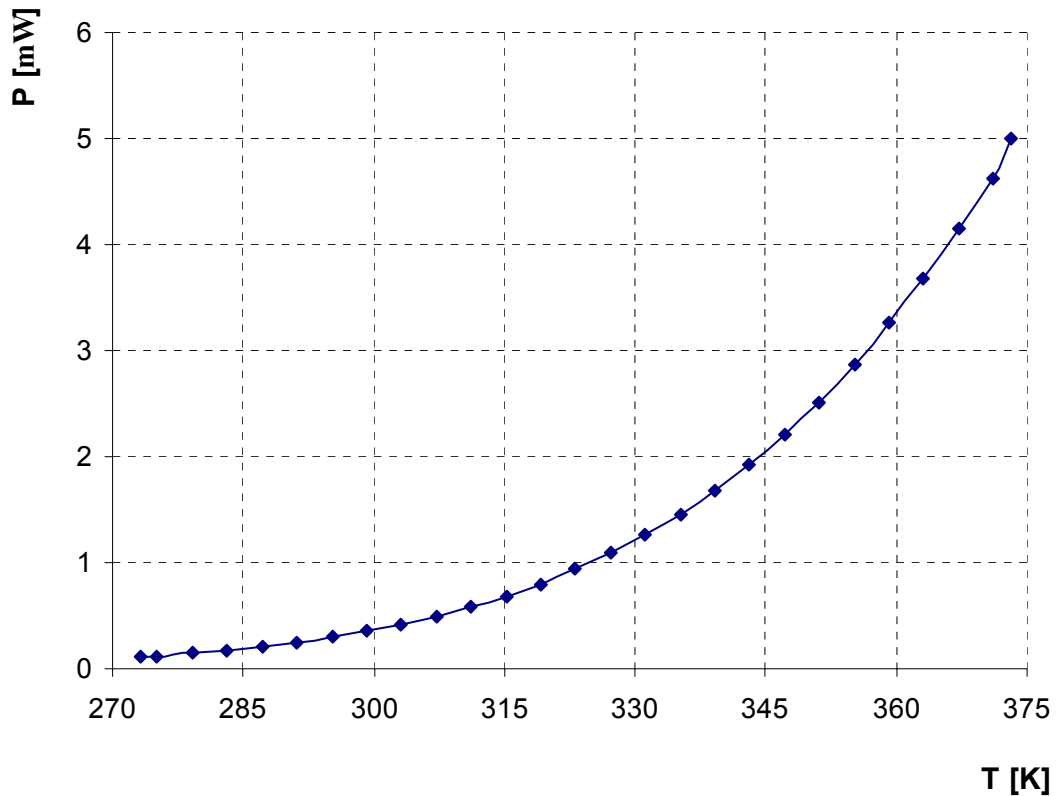
Naměřené hodnoty jsou vyneseny do grafu č. 5:

Graf č.5: Srovnání naměřené a vypočítané převodní charakteristiky



Pro nejnižší teploty je naměřený kmitočet nižší než vypočítaná hodnota. Důvodem bude nízké napájecí napětí, při kterém se uplatní úbytky napětí na přechodech báze-emitor tranzistorů. Vzorec pro výpočet kmitočtu byl odvozen za zjednodušujícího předpokladu, že napětí báze-emitor je mnohem menší, než napájecí napětí. Naměřená charakteristika sleduje tendenci vypočítané charakteristiky, až do oblasti kolem inflexního bodu, a nad inflexním bodem se stává téměř lineární. Pro vyšší teploty se naměřená charakteristika nezačíná být konkávní jako vypočítaná, ale opět konkávní, což je způsobeno tím, že s rostoucí teplotou termistoru klesá jeho odpor a roste ztrátový výkon jehož důsledkem je vlastní oteplení termistoru procházejícím proudem. Tento ohřev způsobuje, že termistor má vyšší teplotu, než je teplota kalibrační pícky.

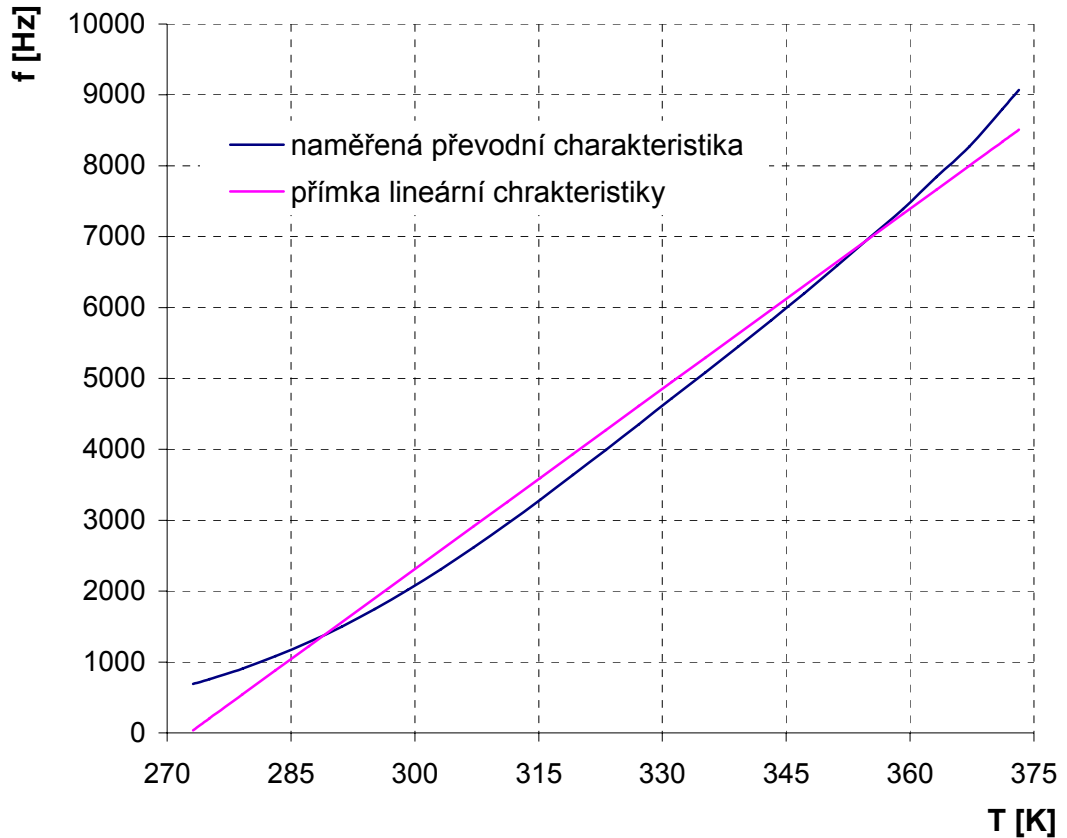
Graf č.6: Výkonové zatížení termistoru protékajícím proudem



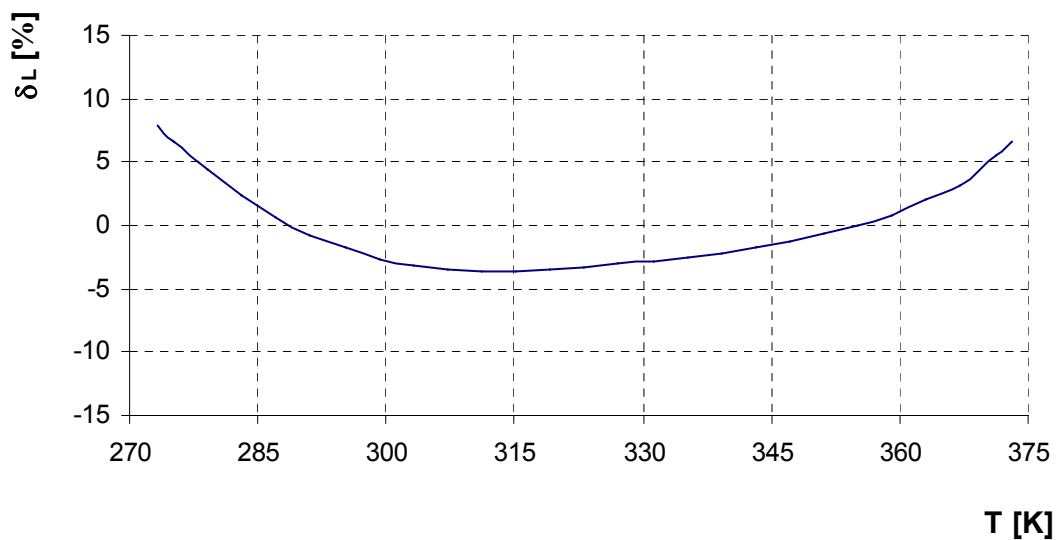
Graf č.6 nám znázorňuje, jak roste vlastní výkonová ztráta termistoru s okolní teplotou danou pískou. Ztrátový výkon roste progresivně po exponenciále. To vysvětluje, proč se nám naměřená charakteristika v horní části neshoduje s vypočítanou charakteristikou.

Pro zhodnocení lineárnosti naměřené charakteristiky (graf. č. 7) tuto porovnáme s přímkovou lineární závislostí získanou pomocí metody nejmenších čtverců z naměřených hodnot.

Graf č.7: Naměřená převodní charakteristika



Graf č.8: Graf odchyly naměřené charakteristiky od přímky



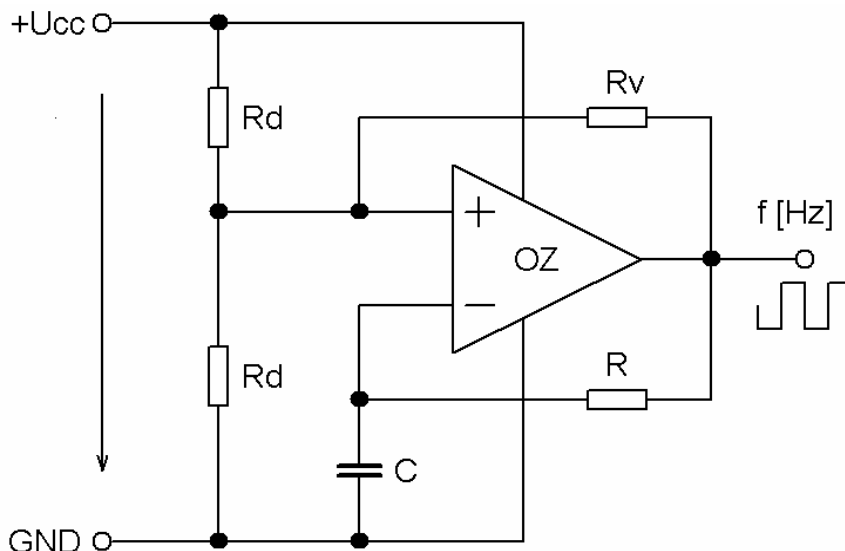
Z grafu č.7 vidíme, že naměřená charakteristika má ve střední části lineární charakter.

5. MULTIVIBRÁTOR S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM

5.1 POPIS ASTABILNÍHO MULTIVIBRÁTORU S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM

Tranzistorový astabilní multivibrátor (astabilní klopný obvod - AKO) má dva časovací obvody RC. Na místě jednoho odporu je zapojen termistor pro snímání teploty a druhý odpor slouží pro nastavení převodní charakteristiky kmitočtu f na teplotě T tak, aby inflexní bod ležel ve středu pracovní části. Pro potřeby kalibrace, abychom dostavili výstupní kmitočet AKO tak, aby měl požadovanou hodnotu ve vztahu k referenční teplotě, lze využít jen kondenzátory C. Ty obvod obsahuje dva a musely by jsme je měnit stejně oba současně. Tento způsob je v technické praxi nepoužitelný. Měřící termistor v tranzistorovém multivibrátoru je trvale zatížen výkonem, který odpovídá napájecímu napětí obvodu (snížené o napětí U_{BE} tranzistoru) a v činném chodu navíc i vybíjecím proudem kondenzátoru jehož napětí se přes sepnutý tranzistor sečte s napětím zdroje. Tento výkon nám ohřívá termistor a tím zanáší systémovou chybu měřené veličiny, která se projevila při měření vyšších teplot.

Pro řešení převodníku kmitočtu f na teplotě T , který bude mít lepší vlastnosti lze použít zapojení AKO s operačním zesilovačem [12], [13] a [14]. Jedná se o relaxační generátor, který má jen jeden zásobník energie (kondenzátor). Toto zapojení je s možností kalibrace a bude méně výkonově zatěžovat měřící termistor. Základní zapojení AKO s operačním zesilovačem je na obr. 13.



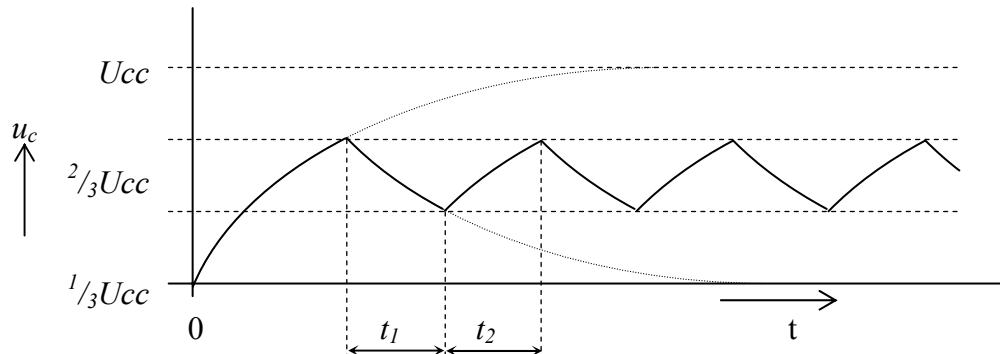
Obr. 13. Astabilní multivibrátor s operačním zesilovačem

Obsahuje pouze jeden časovací obvod RC, dva odpory R_d odporového děliče pro vytvoření referenčního středu a odpor kladné zpětné vazby R_v , který vytváří referenční hysterezi pro dva mezními stavy mezi kterými multivibrátor neustále (periodicky) kmitá. Tyto dva stavy souvisejí s maximem resp. minimem energie nahromaděné v akumulacním prvku (kondenzátoru C). Směr toku energie je řízen OZ, který plní funkci komparátoru, jehož výstup se mění vždy, jakmile množství energie nahromaděné v akumulacním prvku dosáhne mezního stavu. Úroveň mezního stavu je dána stavem odporového děličem, kde je zpětnovazební odpor R_v připojen paralelně k jednomu z odporů R_d podle výstupu komparátoru tj. operačního zesilovače OZ. Chování relaxačního generátoru lze popsat následovně:

Nabíjení akumulacního prvku -> dosažení horního mezního stavu -> překlopení komparátoru -> vybíjení akumulacního prvku -> dosažení dolního mezního stavu -> překlopení komparátoru -> nabíjení akumulacního prvku...

V případě, že odpor kladné zpětné vazby R_v bude mít stejnou hodnotu jako odpor R_d odporového děliče pro vytvoření referenčního středu, bude referenční napětí podle stavu výstupu komparátoru nabývat hodnoty $1/3U_{cc}$ nebo $2/3U_{cc}$, kde U_{cc} je hodnota napájecího napětí.

Graf průběhu napětí na kondenzátoru C je následující:



Obr. 14. Průběh napětí na kondenzátoru u_c v závislosti na čase t

Činnost obvodu lze rozdělit do dvou fází, které se periodicky opakují:

První fáze - nabíjení kondenzátoru C . Po zapnutí napájecího napětí je na kondenzátoru C napětí u_c nulové. Výstup OZ je kladný (stav H) a reference je na hodnotě $2/3 U_{cc}$. Přes odpor R se začne nabíjet kondenzátoru C , na kterém napětí exponenciálně narůstá přes hodnotu $1/3 U_{cc}$ až k hodnotě $2/3 U_{cc}$. Jakmile napětí na kondenzátoru C dosáhne hodnoty $2/3 U_{cc}$, dojde ke změně stavu OZ, který pracuje jako komparátor a výstup se stane záporný (stav L). Obvod přejde do druhé fáze, kdy se kondenzátor C začne vybíjet přes rezistor $R1$. Průběh vybíjení je stejně jako u nabíjení exponenciální. Napětí na C začne klesat pod hodnotu $2/3 U_{cc}$. Jakmile napětí na C klesne pod hodnotu $1/3 U_{cc}$, dojde ke změně stavu OZ a výstup přejde do stavu H. Obvod přejde opět do první fáze, kdy k nabíjení kondenzátoru C dochází z hodnoty $1/3 U_{cc}$ na hodnotu $2/3 U_{cc}$ jak je uvedeno v grafu. Fázi nabíjení odpovídá čas t_1 a vybíjení t_2 .

Určíme dobu nabíjení kondenzátoru C pro dobu přechodného děje t_1 , tj. od času nabíjení na hodnotu $2/3 U_{cc}$ odečteme čas potřebný pro nabití kondenzátoru C na hodnotu $1/3 U_{cc}$.

Nabíjení kondenzátoru C lze popsat diferenciální rovnicí:

$$C \frac{du_c}{dt} = \frac{U_{cc} - u_c}{R}$$

Řešení této diferenciální rovnice má tvar:

$$u_c = U_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

ze které si vyjádříme čas t potřebný pro nabití kondenzátoru C na hodnotu u_c

$$t = -R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{U_{cc} - u_c}{U_{cc}} \right) \quad (18)$$

Dobu nabíjení t_1 vypočítáme z (18) jako čas pro nabití kondenzátoru C na hodnotu $u_c = \frac{2}{3}U_{cc}$, od kterého odečteme čas, za který se kondenzátor C nabil na hodnotu $u_c = \frac{1}{3}U_{cc}$.

$$t_1 = -R \cdot C \cdot \left[\ln \left(\frac{U_{cc} - \frac{2}{3}U_{cc}}{U_{cc}} \right) - \ln \left(\frac{U_{cc} - \frac{1}{3}U_{cc}}{U_{cc}} \right) \right] \quad \text{potom}$$

$$t_1 = R \cdot C \cdot \ln 2 \quad (19)$$

Podobně lze postupovat i při vyjadřování doby t_2 , za kterou se kondenzátor C vybije z hodnoty $\frac{2}{3}U_{cc}$ na hodnotu $\frac{1}{3}U_{cc}$. Obvod lze v tomto případě popsat diferenciální rovnicí:

$$C \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R} = 0$$

Její řešení má tvar:

$$u_c = U_{cc} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (20)$$

Doba vybíjení t_2 je čas, za který se kondenzátor C z hodnoty $\frac{2}{3}U_{cc}$ vybije na hodnotu $\frac{1}{3}U_{cc}$. To znamená, že se kondenzátor C vybije z výchozí hodnoty na poloviční hodnotu za čas t_2 , který vypočítáme:

$$\frac{1}{3}U_{cc} = \frac{2}{3}U_{cc} \cdot e^{-\frac{t_2}{RC}} \quad \text{a po úpravě} \quad (21)$$

$$t_2 = R \cdot C \cdot \ln 2 \quad (22)$$

Vztah pro nabíjení kondenzátoru (19) je identický jako pro vybíjení, kde konstanta $\ln 2$ je platná pro případ, že odpory R_d a R_v mají stejnou hodnotu.

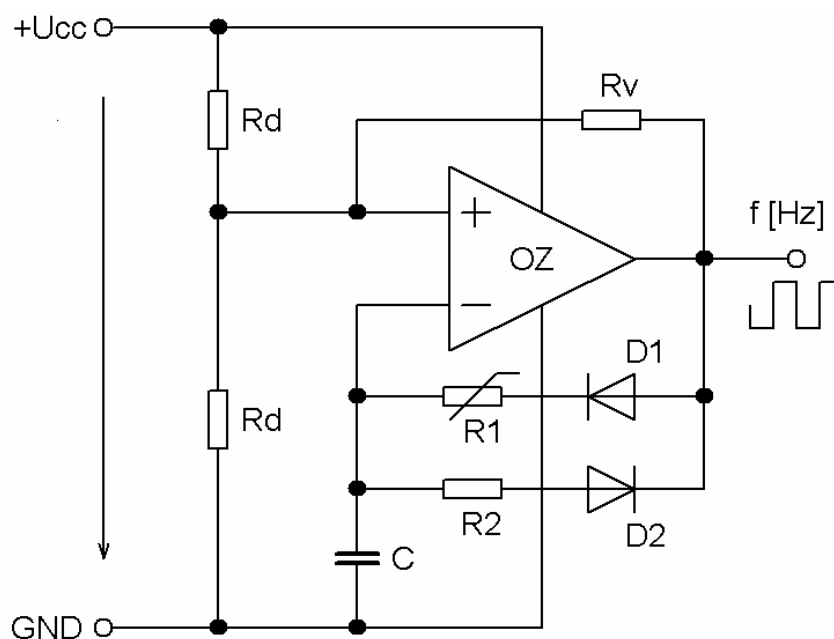
Pro kmitočet oscilací multivibrátoru platí:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} \quad (23)$$

5.2 ASTABILNÍ MULTIVIBRÁTOR S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM PRO PŘEVODNÍK

Upravíme zapojení AKO pro potřeby převodníku kmitočtu f na teplotě T tak, aby jedna fáze periodického děje byla řízena odporem termistoru a doba druhé fáze byla dána hodnotou odporu pro inflexní bod. Pro kalibraci využijeme změnu napětí hystereze referenčního napětí pro dva mezními stavy mezi kterými multivibrátor kmitá. Tím změníme dobu nabíjení i vybíjení kondenzátoru C současně jedním prvkem a to odporem kladné zpětné vazby R_v .

Dioda $D1$ a $D2$ na obr.14, spolu se svým sériovým předřazeným odporem, určuje individuální časovou konstantu pro každou polaritu vstupního napětí operačního zesilovače. Toto zapojení AKO s operačním zesilovačem je upraveno tak, aby se kondenzátor C nabíjel přes termistor $R1$ a vybíjel přes odpor $R2$, který slouží k nastavení inflexního bodu.



Obr. 15. Astabilní multivibrátor s operačním zesilovačem jako převodník teploty na kmitočet

Pro čas t_1 nabíjení kondenzátoru C použijeme vztah (19), ve kterém za R dosadíme odpor termistoru $R1$:

$$t_1 = R1 \cdot C \cdot \ln 2$$

Stejně tak pro čas t_2 vybíjení kondenzátoru C použijeme vztah (21), ve kterém za R dosadíme odpor $R2$:

$$t_2 = R2 \cdot C \cdot \ln 2$$

Pro výpočet kmitočtu oscilací platí vztah (22), do kterého dosadíme hodnoty pro odpory termistoru $R1$ a odporu $R2$ inflexního bodu:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{(R1 + R2) \cdot C \cdot \ln 2} \quad (24)$$

5.2.1 Výpočet vlivu odporu R_v pro účely kalibrace

Vztah pro nabíjení kondenzátoru (19) je identický jako pro vybíjení (22). Konstanta $\ln 2$, která platí pro případ rovnosti odporů $R_d = R_v$ se stane funkcí odporu R_v , když pro kalibraci využijeme změnu napětí hystereze referenčního napětí. Vypočítáme vliv odporu R_v na kmitočet f stejně jako (21) tak, že vyjádříme referenční hodnoty napětí odpory tvořící referenční dělič.

Horní hodnota, na kterou se kondenzátor C nabije je:

$$u_{CH} = U_{CC} \cdot \frac{R_d}{R_d + \frac{R_v \cdot R_d}{R_v + R_d}} \quad (25)$$

Spodní hodnota, na kterou se kondenzátor C vybije je:

$$u_{CL} = U_{CC} \cdot \frac{\frac{R_v \cdot R_d}{R_v + R_d}}{R_d + \frac{R_v \cdot R_d}{R_v + R_d}} \quad (26)$$

Dílčí napětí (25) a (26) dosadíme do vztahu (21) a upravíme do tvaru

$u_{CL} = u_{CH} \cdot e^{-\frac{t_2}{R2 \cdot C}}$ dílčí napětí podle (25) a (26). Po úpravě získáme vztah:

$$t_2 = R2 \cdot C \cdot \ln \frac{R_v + R_d}{R_v} \quad (27)$$

Analogicky platí vztah (27) i pro čas t_1 :

$$t_1 = R2 \cdot C \cdot \ln \frac{Rv + Rd}{Rv} \quad (28)$$

Dosazením do vztahu (23) vztahy (27) a (28) pro časy periody vypočítáme kmitočet.

$$f = \frac{1}{(R1 + R2) \cdot C \cdot \ln \frac{Rv + Rd}{Rv}} \quad (29)$$

Za $R1$ dosadíme vztah (2) pro aproximační charakteristiku závislosti odporu termistoru na teplotě a vypočítáme převodní funkci teploty T na kmitočet f .

$$f = \frac{1}{\left(R2 + A \cdot e^{\frac{B}{T}} \right) \cdot C \cdot \ln \frac{Rv + Rd}{Rv}} \quad (30)$$

Stejně jak pro tranzistorový multivibrátor provedeme optimalizaci převodní charakteristiky tak, aby hodnota odporu $R2$ odpovídala inflexnímu bodu funkce a ten ležel uprostřed převodní charakteristiky.

Inflexní bod vypočítáme z druhé derivace funkce (30), kterou položíme rovnou nule:

$$\frac{\partial^2 f}{\partial T^2} = 0$$

Po provedené druhé derivaci vyjádříme vztah pro $R2$, který je identický se vztahem (12) vyjádřený již dříve pro tranzistorový multivibrátor:

$$R2 = \frac{A \cdot e^{\frac{B}{T}} \cdot (B - 2 \cdot T)}{2 \cdot T - B} \quad (31)$$

Tím máme dispozici všechny základní vztahy pro návrh převodníku teplota-kmitočet s operačním zesilovačem. Odpor snímače teploty bude dán použitým typem termistoru. Po změření jeho závislost odporu na teplotě T v daném pracovním intervalu spočítáme parametry A a B jeho aproximační funkce (2). Spočítáme ze vztahu (31) hodnotu odporu $R2$ pro inflexní bod. Velikost odporů děliče Rd není významná a volíme je tak, aby představovaly malé výkonové zatížení např. 100kΩ. Zpětnovazební odpor Rv pracuje v relaci s odpory Rd . Bude realizován proměnným

odporem s horní hodnotou rovnou odporu R_d . Kondenzátor C vypočítáme ze vztahu (24) a jeho hodnotu zvolíme jako nejbližší vyšší z výrobní řady a dostavení na požadovaný kmitočet se provede změnou odporu R_v . Na místě operačního zesilovače je třeba použít typ s rychlým přeběhem, a aby pracoval již při malém napájecím napětí. Pro tento účel je vhodný například typ LF353.

5.3 MĚŘENÍ PŘENOSOVÉ CHARAKTERISTIKY MULTIVIBRÁTORU S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM

Zapojíme navržený multivibrátor dle schématu na obr.15. Jednotlivé součástky mají následující hodnoty:

$C = 100\text{nF}$ keramický kondenzátor TK783

$R_d = 82\text{k}\Omega$ miniaturní uhlíkový odpor

$R_2 = 1259\Omega$ cermentový keramický potenciometr TP095

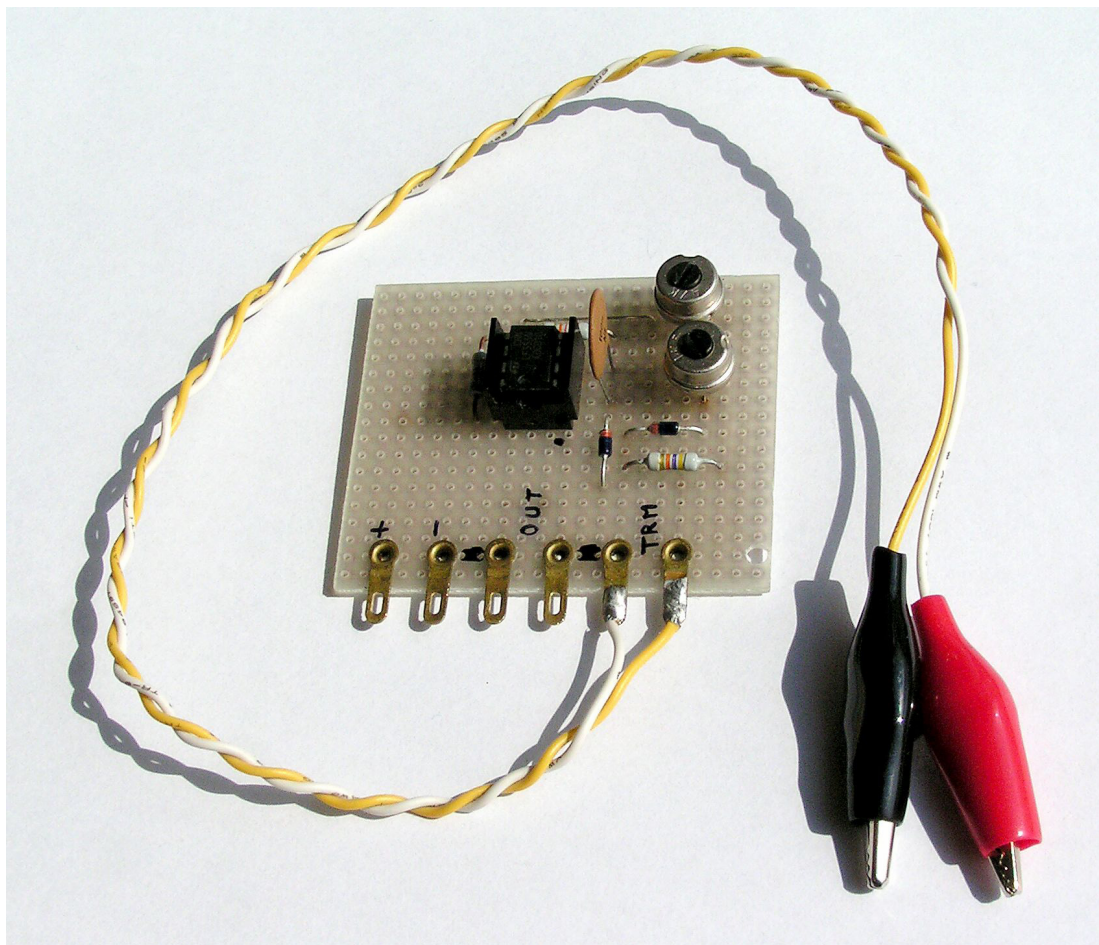
$R_v = 73600\Omega$ cermentový keramický potenciometr TP095

$D_1 = \text{KA263}$ křemíková detekční dioda

$D_2 = \text{KA263}$ křemíková detekční dioda

$OZ = \text{LF353}$ operační zesilovač

Kondenzátor C byl vybrán měřením z většího množství kondenzátorů. Odporů R_d byly použity z toleranční řady 20% bez provedení výběru. Na místě D_1 , D_2 vyhoví běžné diody KA263. V místech odporů R_2 a R_v jsme v zapojení použili cermentové keramické potenciometry, abychom mohli v případě potřeby přenastavit zapojení na použití s jiným senzorem. Použitý operační zesilovač LF353 byl zvolen pro jeho malé pracovní napájecí napětí a vysokou rychlosti přeběhu.

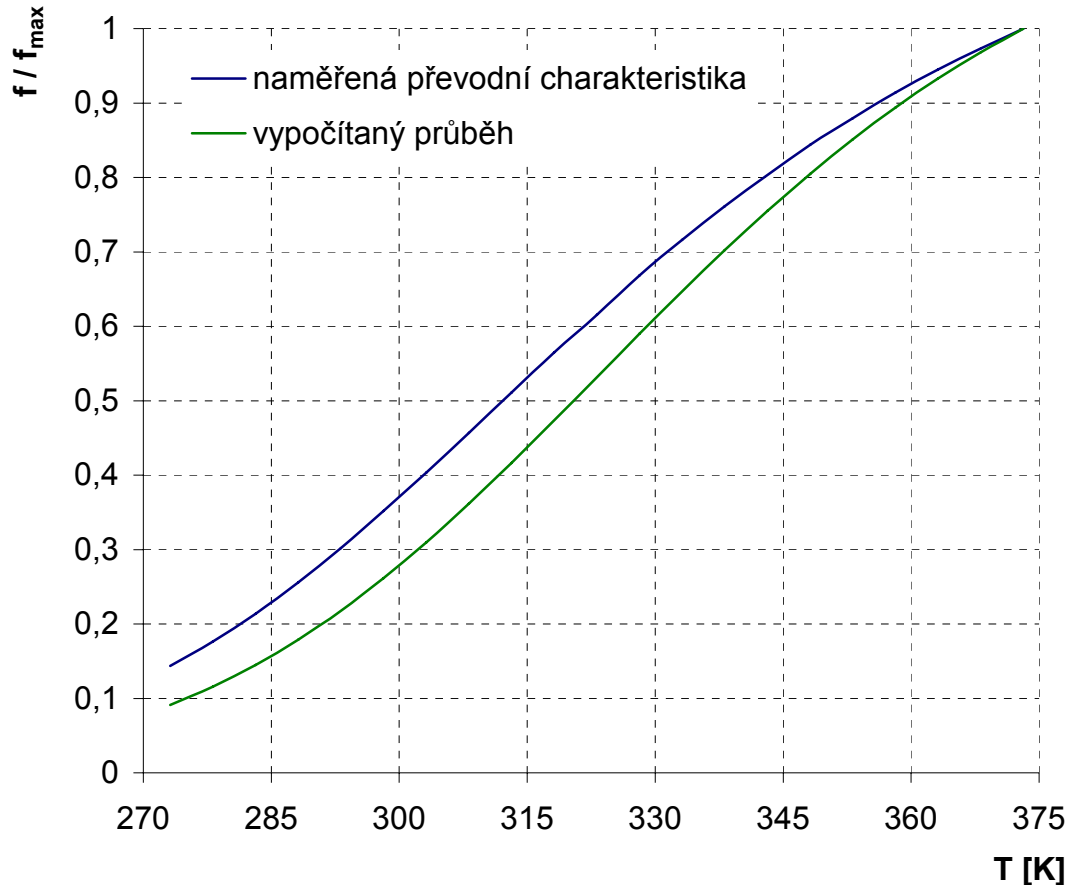


Obr. 16. Astabilní multivibrátor s operačním zesilovačem

Pro napájení obvodu multivibrátoru byl použit stejnosměrný regulovatelný stabilizovaný zdroj, na kterém bylo nastaveno $U = 7V$. Napájecí napětí bylo nastaveno co nejmenší tak, aby obvod ještě spolehlivě kmital a termistor byl co nejméně namáhám procházejícím proudem. K temperování termistoru na měřenou teplotu sloužila kalibrační pícka se stabilizací nastavené teploty (AMETEK ETC 125A). Měřicí termistor byl volně zasunut do jímky kovového tělesa pece, které je temperováno.

Naměřené hodnoty jsou vyneseny do grafu č. 9.

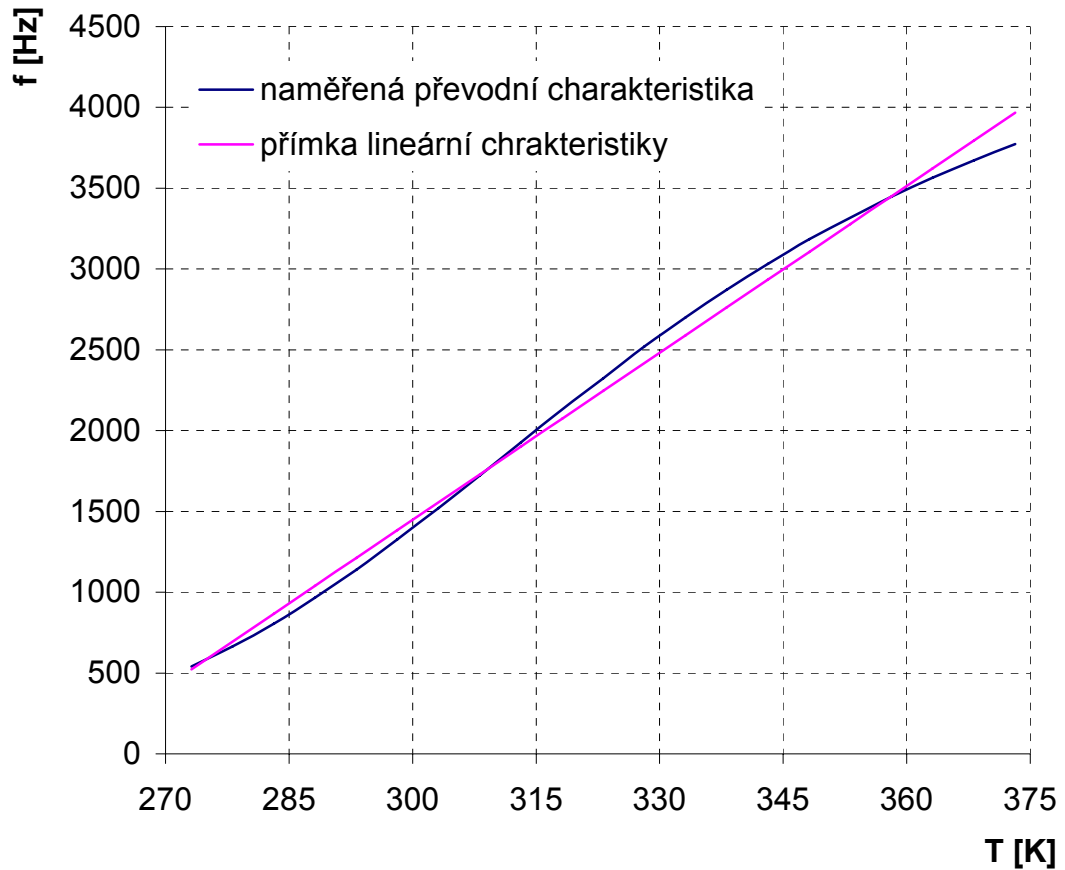
Graf č.9: Srovnání naměřené a vypočítané převodní charakteristiky



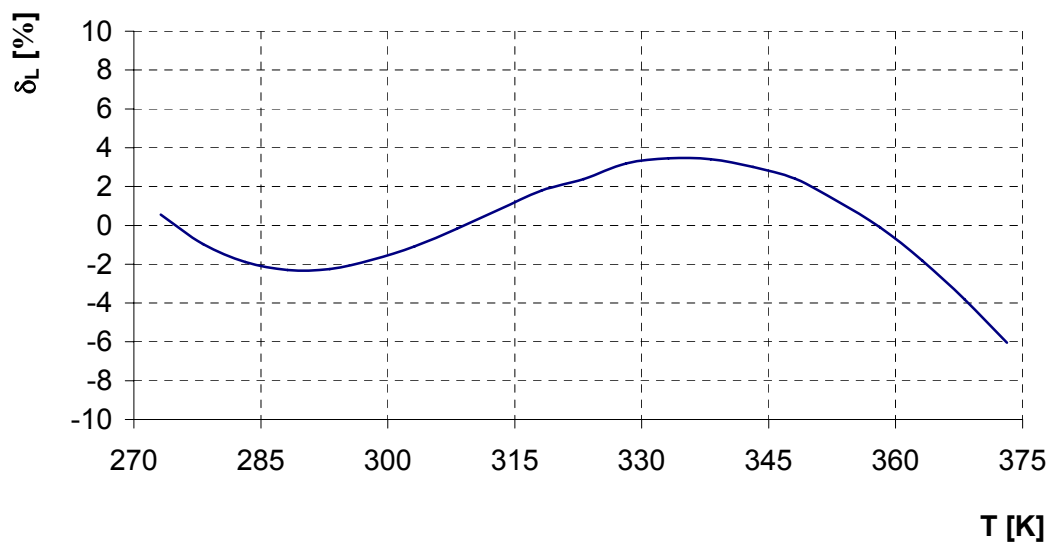
Pro srovnání naměřené a vypočítané převodní charakteristiky vyneseme závislost kmitočtu pro lepší názornost jako poměr f/f_{\max} . Naměřené hodnoty kmitočty vyšly nižší než vypočítané. Důvodem je, že vzorce pro výpočet teoretické hodnoty předpokládají výstupní napětí operačního zesilovače stejné jako je napájecí napětí, ale v případě nízkého napájecího napětí 7V se uplatňují napěťové úbytky na diodách a saturační napětí zesilovače. Proto je nabíjecí napětí kondenzátoru nižší a s tím se prodloužila doba jeho nabíjení a výsledná hodnota kmitočtu na výstupu obvodu se snížila. Jak je vidět z grafu č.9, tak předpokládaný tvar přenosové charakteristiky byl zachován.

Pro zhodnocení lineárnosti naměřené charakteristiky (graf č.10) tuto porovnáme s přímkovou lineární závislostí získanou pomocí metody nejmenších čtverců z naměřených hodnot.

Graf č.10: Naměřená převodní charakteristika



Graf č.11: Graf odchytky naměřené charakteristiky od přímky



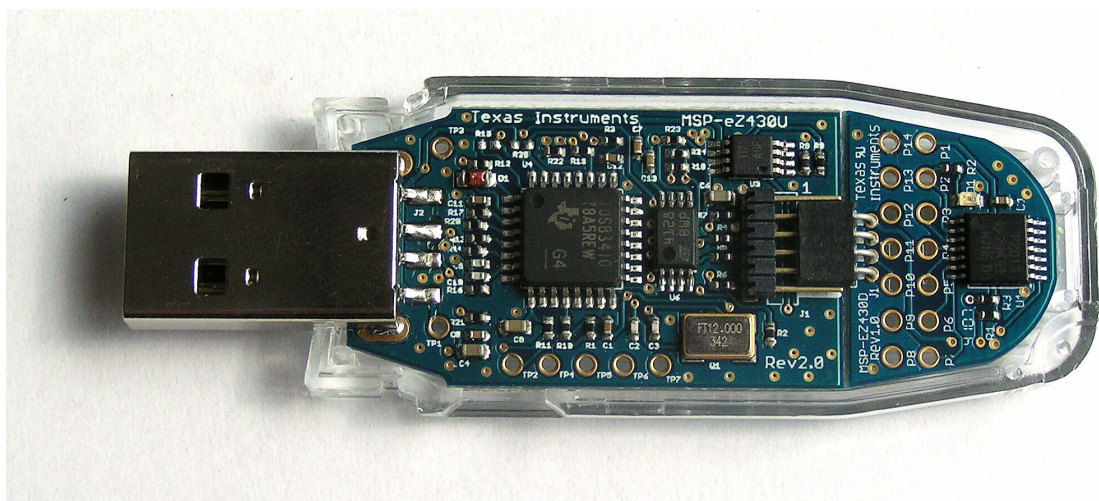
6. ČÍSLICOVÁ LINEARIZACE

6.1 POPIS POUŽITÉHO MIKROKONTROLERU

Pro číslicovou linearizaci jsme použili mikrokontroler MSP430F2013. Jedná se o mikrokontroler firmy Texas Instruments.

Parametry mikrokontroleru:

- nízké napájecí napětí v rozsahu 1,8V až 3,6V
- velmi nízká spotřeba
 - aktivní režim: 220 μ A na 1MHz, 2,2V
 - pohotovostní režim: 0,5 μ A
 - vypnutý režim (obnovování RAM): 0,1 μ A
- velmi rychlé probuzení z pohotovostního režimu za méně než 1 μ s
- 16-bitová RISC architektura
- doba jednoho instrukčního cyklu 62,5ns
- pracovní frekvence 16MHz
- 16-bitový Sigma-Delta A/D převodník s rozdílovými PGA vstupy a vnitřní referencí
- Univerzální sériové rozhraní (USI) podporující SPI a I2C
- Paměť: 2kB + 256B Flash paměť, 128B RAM



Obr. 17. Mikrokontroler MSP430F2013

6.2 LINEARIZACE METODOU KŘIVKOVÉHO DOPLŇKU

Úkolem vytvořeného algoritmu je nahrazení analogového obvodu s multivibrátorem. Takže výstupem je hodnota kmitočtu lineárně závislého na změně teploty termistoru, kde vstupní hodnota je změřený odpor termistoru. Pro výpočet linearizační funkce vycházíme z rovnice (17) představující lineární závislost mezi změnou kmitočtu na změně hodnoty odporu a z vypočítané aproximační funkce závislosti odporu termistoru na jeho teplotě (5), ze které vyjádříme teplotu T. Jejich zkombinováním získáme výslednou linearizační funkci:

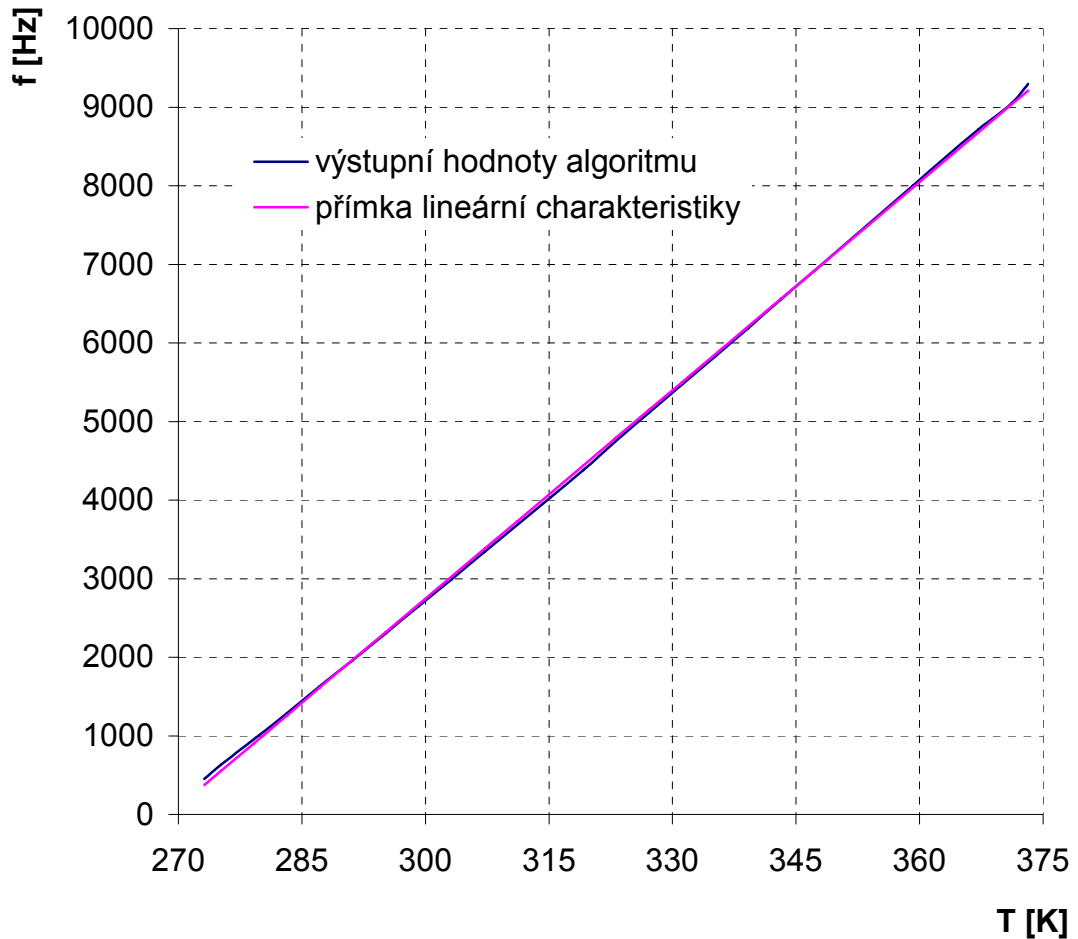
$$f_L = 88,406 \cdot \frac{3943,603}{\ln \frac{R}{0,009043}} - 23744,3 \quad (32)$$

Výsledný linearizační algoritmus nahraný do mikrokontroleru je:

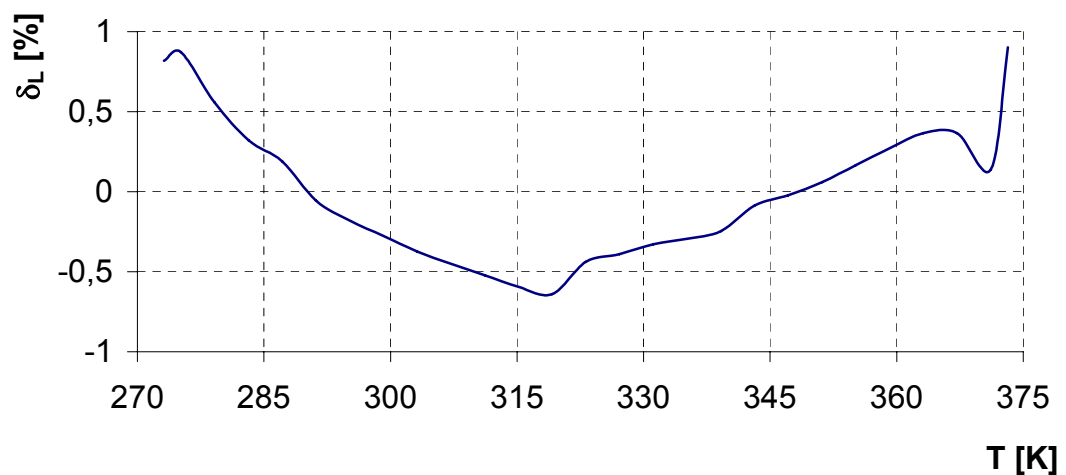
```
float main(void)
{
    float R;
    float f;
    R=14030;
    if ((R > 15849) || (R < 337))
        f = 0;
    else
        f=(88.40658*3934.603194/log(R/0.009043046))-23744.3;
    return f;
}
```

V algoritmu je navíc ošetřeno, že pokud teplota termistoru nebude ze zkoumaného intervalu teplot od 0°C do 100°C, tak výstupní hodnota kmitočtu se bude rovnat 0, jelikož chování převodní funkce nebylo mimo zkoumaný interval zjišťováno.

Graf č.12: Výsledná převodní charakteristika



Graf č.13: Graf odchylky výstupních hodnot algoritmu od přímky



Odchylka výstupních hodnot od lineární charakteristiky se pohybuje od +0,9% do -0.6%. Tato odchylka je zapříčiněna vlastností použité aproximační funkce závislosti odporu termistoru na teplotě.

Tabulka 1: Náročnost algoritmu na mikrokontroler

Celková doba běhu programu	4331 cyklů	270,7μs
Doba vyhodnocení vstupní hodnoty	4279 cyklů	267,4μs
Využití paměti	2138b	

6.3 LINEARIZACE ZALOŽENÁ NA LINEÁRNÍ INTERPOLACI PO ČÁSTECH

Algoritmem budeme tvořit stejnou funkci jako předešlou metodou. Zde jsme nepoužili výpočet pomocí linearizační funkce (32), ale rozdělili jsme charakteristiku na 26 úseků, které jsme proložili lineární interpolací. Samotný výpočet probíhá tak, že určíme, ve které části charakteristiky se nacházíme a výstupní hodnotu zjistíme pomocí přímkové aproximace nejbližších dvou bobů z kalibrační tabulky.

Výsledný linearizační algoritmus nahraný do mikrokontroleru je:

```
float main(void)
{
    float R;
    float tabf [27];
    float tabR [27];
    float f;
    int i;
    int p;
    //kalibrační tabulka převodu teplota->kmitočt
    //tabulka frekvencí
    tabf[0] = 404.8354;    tabf[1] = 581.6486;    tabf[2] = 935.2749;
    tabf[3] = 1288.901;   tabf[4] = 1642.528;    tabf[5] = 1996.154;
    tabf[6] = 2349.780;   tabf[7] = 2703.407;    tabf[8] = 3057.033;
    tabf[9] = 3410.659;   tabf[10] = 3764.286;   tabf[11] = 4117.912;
    tabf[12] = 4471.538;  tabf[13] = 4825.164;   tabf[14] = 5178.791;
    tabf[15] = 5532.417;  tabf[16] = 5886.043;   tabf[17] = 6239.670;
    tabf[18] = 6593.296;  tabf[19] = 6946.922;   tabf[20] = 7300.549;
```

```
tabf[21] = 7654.175; tabf[22] = 8007.801; tabf[23] = 8361.428;  
tabf[24] = 8715.054; tabf[25] = 9068.680; tabf[26] = 9245.494;
```

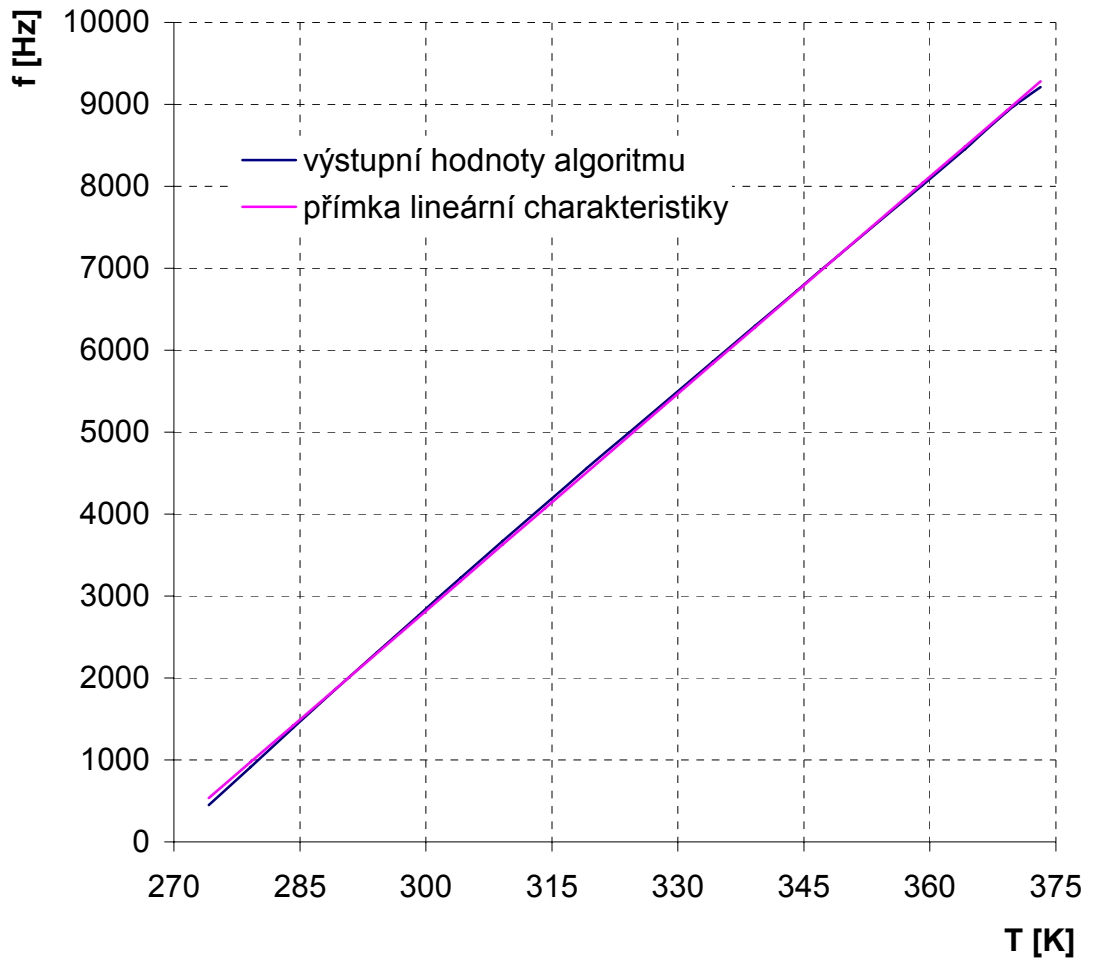
```
//tabulka odporů  
tabR[0] = 15849; tabR[1] = 14238; tabR[2] = 11804;  
tabR[3] = 9794.5; tabR[4] = 8152; tabR[5] = 6811.3;  
tabR[6] = 5702.5; tabR[7] = 4790.1; tabR[8] = 4042.2;  
tabR[9] = 3422.3; tabR[10] = 2909.5; tabR[11] = 2483.4;  
tabR[12] = 2125.7; tabR[13] = 1808.8; tabR[14] = 1554.7;  
tabR[15] = 1340.6; tabR[16] = 1161.3; tabR[17] = 1008.9;  
tabR[18] = 876.03; tabR[19] = 765.76; tabR[20] = 671.02;  
tabR[21] = 589.35; tabR[22] = 519.14; tabR[23] = 458.79;  
tabR[24] = 407.73; tabR[25] = 365.74; tabR[26] = 337.87;
```

```
//naměřená hodnota odporu termistoru  
R=14000;
```

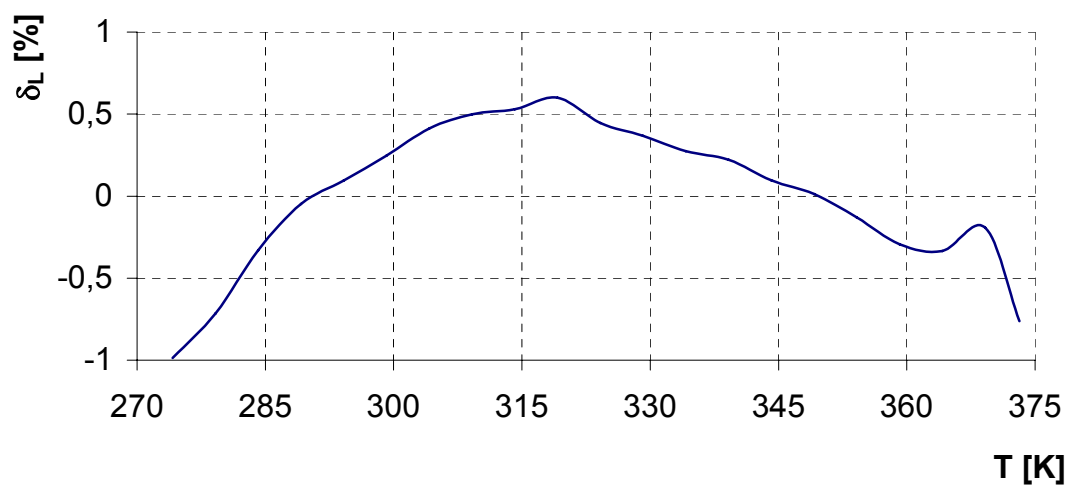
```
i = 1;  
p = 1;  
if ((R > tabR[0]) || (R < tabR[26]))  
    f = 0;  
else  
    do  
    {  
        if (R >= tabR[i])  
        {  
            f = tabf[i]-(tabf[i]-tabf[i-1])*((tabR[i]-R)/(tabR[i]-tabR[i-1]));  
            p = 0;  
        }  
        else  
            i++;  
    }  
    while (p != 0);  
return f;  
}
```

V algoritmu je navíc ošetřeno, že pokud teplota termistoru nebude ze zkoumaného intervalu teplot od 0°C do 100°C, tak výstupní hodnota kmitočtu se bude rovnat 0, jelikož chování převodní funkce nebylo mimo zkoumaný interval zjišťováno.

Graf č.14: Výsledná převodní charakteristika



Graf č.15: Graf odchylky výstupních hodnot algoritmu od přímky



Tabulka 2: Náročnost algoritmu na mikrokontroler

Celková doba běhu programu	2143 až 3928 cyklů	133,9 až 245,5 μ s
Doba vyhodnocení vstupní hodnoty	1568 až 3353 cyklů	98 až 209,6 μ s
Využití paměti	2138b	

Algoritmus prochází jednotlivé úseky ve smyčce, dokud nedojde do úseku, do kterého patří vstupní proměnná a vypočítá výstupní hodnotu. Proto je doba běhu programu závislá na vstupní hodnotě.

7. ZÁVĚR

V projektu bylo ověřeno, že zvolená metoda linearizace termistoru NTC navrženým multivibrátorem je použitelná. Na základě teoretického rozboru byl proveden návrh obvodu, který byl zrealizován a experimentálně vyzkoušen v laboratoři. Nevýhodou této linearizace pomocí funkčního obvodu tvořeného tranzistorovým multivibrátorem je značné zatěžování termistoru protékajícím proudem, proto je nutné použít termistory s větším odporem, ke snížení výkonové ztráty na něm, aby měření nebylo zkresleno vlastním ohřevem. Při návrhu, realizaci a ověření obvodu tvořeného tranzistorovým multivibrátorem byly získány důležité poznatky a zkušenosti, nutné pro případné další práce. Jedná se o parametry jak termistoru NTC tak i způsobu sledování změny jeho odporu, aby vlivem měřicího obvodu nebyl zpětně ovlivňován termistor.

V multivibrátoru s operačním zesilovačem podle obr. 14 je měřící termistor výkonově zatěžován pouze při nabíjení kondenzátoru C po dobu t_1 . Výkonové zatížení termistoru je v zapojení obvodu s operačním zesilovačem příznivější, jelikož tímto neteče trvale proud odpovídající napájecímu napětí, jak tomu je u tranzistorového multivibrátoru. Navržený multivibrátor jsme realizovali a experimentálně vyzkoušeli v laboratoři. Proměřením bylo ověřeno, že zapojení s operačním zesilovačem méně zatěžuje termistor a na výsledné přenosové charakteristice nebylo patrné zkreslení způsobené vlastním ohřevem.

V obou řešeních linearizačních funkčních bloků je termistor přímo činnou součástí daných zapojení. Pro další snížení výkonového zatížení termistoru by bylo nutné, aby funkční obvod (multivibrátor) byl ovládán řídicím signálem z termistoru přes oddělovací obvod.

V projektu byla provedena číslicová linearizace pomocí metody křivkového doplňku a lineární aproximaci po částech. Bylo zjištěno, že obě zkoumané metody mají vysokou přesnost a jejich odchylka se pohybuje do $\pm 1\%$. Metoda křivkového doplňku je náročnější na výpočetní výkon, jelikož její realizace vyžaduje výpočty v pohyblivé řádové čárce a při programování algoritmu musíme znát rovnici, která nám aproximuje přenos nelinearity snímače. Pro metodu lineární aproximace

musíme mít proměřen dostatečný počet bodů charakteristiky, které propojíme lineárními úseky. Je náročnější na paměť, ale vystačíme se základními matematickými operacemi (+, -, *, /) a rozhodování (<, >). Přesnost metody křivkového doplňku je dána přesností aproximační funkce a u metody lineární aproximace po částech je přesnost dána počtem bodů. Pro použitý počet bodů a přesnost použité aproximační funkce vyšli obě metody přibližně stejně přesné. Zvýšením počtu bodů u metody lineární aproximace po částech se zvýší množství potřebné paměti a prodlouží doba běhu algoritmu, ale dosáhne se lepší přesnosti linearizace. Pro danou situaci není rychlost výpočtu podstatná vzhledem k setrvačnost systému na měření teploty.

8. POUŽITÁ LITERATURA:

- [1] HORN, G.; HUIJSING, J.: Integrated Smart Sensors – Design and Calibration. Kluwer Academic Publisher, str. 51-192, 1998, ISBN 0-7923-8004-5
- [2] KESTER, W.: Practical design techniques for sensor signal conditioning. Analog Dvices, 1999, kapitola 2, str. 9-11, ISBN 0-916550-20-6
- [3] ĎAĎO, S.;KREIDL, M.: Senzory a měřicí obvody. Vydavatelství ČVUT, Praha, 1996, str. 33-34, ISBN 80-01-01500-9
- [4] Sdělovací technika, rok 1984, číslo 4, Praha, SNTL Nakladatelství technické literatury, str. 157-158
- [5] FRANK, H.;ŠNEJDAR, V.: Principy a vlastnosti polovodičových součástek. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha, 1976, str. 255-260
- [6] STRÁNSKÝ, J. a kol: Polovodičová technika I. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha, 1976, str. 106-109
- [7] VACHALA, V. KŘIŠŤAN, L.: Oscilátory a generátory. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha, 1974, str. 122-124
- [8] KELLER, V.: Obvody impulsové techniky. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha, 1976, str. 169-172
- [9] STRÁNSKÝ, J. a kol: Polovodičová technika II. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha, 1975, str. 370-373
- [10] Stránky výrobce termistoru Agilent E2308A
URL: <http://www.home.agilent.com/> [cit. 2009-12-11].
- [11] TOMÁŠEK, K.:Nomogramy v tranzistorové technice. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha, 1971, str. 49, 184
- [12] UHLÍŘ, J., SLÍPKA, J.: Polovodičové, impulsové a spínací obvody. Polovodičová technika svazek 10. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha, 1976, str. 140-149
- [13] DOSTÁL, J.: Operační zesilovače. Polovodičová technika svazek 26. SNTL Nakladatelství technické literatury, Praha, 1981, str 184-188
- [14] Amatérské radio pro konstruktéry, ročník XXIX, rok 1980, číslo 4, Praha, Naše vojsko, 1980, str. 131-132

[15] Technická dokumentace k mikrokontroleru MSP430

URL: <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/msp430f2013.html>

[cit. 2010-05-21].

9. SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ

A, B	parametry aproximační funkce termistoru
C	kondenzátor použitý v multivibrátorech
f	kmitočet multivibrátoru
f_L	lineární náhrada funkce f
K, f_0	parametry lineární funkce f_L
$R(T)$	odpor termistoru při teplotě T
R_{B2}	bázový odpor tranzistorového multivibrátoru použitý k nastavení inflexního bodu
R_V	zpětnovazební odpor multivibrátoru s operačním zesilovačem použitý pro kalibraci
R_2	vybíjecí odpor multivibrátoru s operačním zesilovačem použitý pro nastavení inflexního bodu
T	teplota termistoru
t_1	doba uzavření tranzistoru T_1
t_2	doba uzavření tranzistoru T_2
U_{CC}	napájecí napětí
u_{CH}	horní hodnota, na kterou se kondenzátor C nabije u multivibrátoru s operačním zesilovačem
u_{CL}	spodní hodnota, na kterou se kondenzátor C vybije u multivibrátoru s operačním zesilovačem