



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

# NAPĚŤOVÁ REFERENCE S LTZ1000

VOLTAGE REFERENCE BASED ON LTZ1000 IC

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

**Bc. Stanislav Grohoř**

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

**Ing. Edita Hejátková**

**BRNO 2016**



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor

**Mikroelektronika**

**Student:** Bc. Stanislav Grohoř

**ID:** 146000

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2015/2016

**NÁZEV TÉMATU:**

**Napěťová reference s LTZ1000**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku přesných napěťových referencí. Zaměřte se na vlivy ovlivňující dlouhodobou stabilitu referenčního napětí. Navrhněte obvodové řešení referenčního zdroje založeného na integrovaném obvodu LTZ1000(A) a detailně specifikujte použité součástky. Provedte analýzu zapojení s důrazem na vlivy negativně působící na stabilitu reference. Realizujte navržené řešení, ověřte jeho funkčnost, změřte a analyzujte základní parametry obvodu a otestujte vlivy prostředí na funkci obvodu.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

**Termín zadání:** 8.2.2016

**Termín odevzdání:** 26.5.2016

**Vedoucí práce:** Ing. Edita Hejátková

**Konzultanti diplomové práce:** Ing. Martin Zobač, Ph.D., ÚPT AV ČR, Brno

**doc. Ing. Lukáš Fujcik, Ph.D.**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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

Práca pojednáva a problematike stability napät'ovej referencie s LTZ1000(A). V úvode sú špecifikované najhlavnejších parametre napät'ovej referencie z hľadiska stability a uvedené je rozdelenie napät'ových referencií podľa spôsobu zapojenia do obvodu a podľa architektúry. Uvedené sú výhody, nevýhody a porovnania dostupných referencií firmy Analog Devices a Linear Technology. Práca ďalej obsahuje podrobný popis napät'ovej referencie LTZ1000(A) a používaných obvodov. Uvedené sú hlavné faktory, ktoré vplyvajú na stabilitu referencie, napríklad teplota, návrh dosky plošného spoja, nastavenie pracovného prúdu Zenerovou diódou, prúdenie vzduchu a výber súčiastok obvodu s referenciou LTZ1000(A). Uvedený je popis návrhu modulu s výstupným napätím 7 V, 5 V a 10 V. Na troch vzorkách DPS je odmeraný teplotný koeficient a hodinová stabilita.

# KLÚČOVÉ SLOVÁ

LTZ1000, napät'ová referencia, teplotný drift, dlhodobá stabilita

# SUMMARY

The thesis deals with the issue of stability of voltage reference based on LTZ1000(A) integrated circuit. At the beginning are specified main parameters of voltage references in terms of stability. The work presents distribution references by architecture and by method of connection to the circuit. Work compares some references of Analog Devices and Linear Technology companies. In work is described voltage reference LTZ1000(A) and its circuits from datasheet. Listed are the main factor that influence the stability of reference, such as temperature, PCB design, Zener diode bias current, airflow and choice of circuit components. Given the description of a design module with the 7 V, 5 V and 10 V output. Made was three samples of PCB. Listed are results from long-term drift and temperature drift measures.

# KEYWORDS

LTZ1000, voltage reference, temperature drift, long-term stability

GROHOŮ, S. *Napěťová reference s LTZ1000*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 58 s. Vedoucí semestrální práce Ing. Edita Hejátková.

# PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že som svoju diplomovú prácu na tému „Napěťová reference s LTZ1000“ vypracoval samostatne pod vedením konzultanta diplomovej práce s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv, osobnostných a/alebo majetkových. Som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich ustanovení zákona č. 121/2000 Sb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení § 152 trestného zákona č. 140/1961 Sb.

V Brne dňa 20. mája 2016

.....

podpis autora

# POĎAKOVANIE

Ďakujem konzultantovi semestrálneho projektu 2 Ing. Martinovi Zobačovi, Ph.D. za účinnú metodickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní diplomovej práce. Taktiež ďakujem mojim rodičom za podporu pri štúdiu na univerzite a za jeho financovanie. V neposlednom rade by som chcel poďakovať aj svojej priateľke Monike za podporu pri vypracovaní tejto práce a za kontrolu rukopisu.

V Brne dňa 20. mája 2016

.....

podpis autora

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné  
infrastruktuře  
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072  
**Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)**  
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

# Obsah

ÚVOD.....	1
<b>1 Rozbor problematiky .....</b>	<b>3</b>
1.1 Vlastnosti napät'ovej referencie .....	3
1.1.1 Počiatočná chyba .....	3
1.1.2 Dlhodobý drift .....	4
1.1.3 Teplotný drift .....	5
1.1.4 Teplotná hysterézia .....	8
1.1.5 Šum .....	9
1.2 Delenie referencií podľa spôsobu zapojenia do obvodu .....	10
1.2.1 Paralelná referencia .....	11
1.2.2 Sériová referencia .....	11
1.3 Delenie referencií podľa architektúry .....	12
1.3.1 Zenerová referencia .....	12
1.3.2 Bandgap referencia .....	13
1.4 Precízna napät'ová referencia s LTZ1000.....	14
1.4.1 Základná charakteristika .....	14
1.4.2 Popis referencie a jej obvodového zapojenia.....	14
1.4.3 Analýza katalógového zapojenia .....	15
<b>2 Faktory vplývajúce na stabilitu LTZ1000(A) a spôsoby jej zvýšenia .....</b>	<b>18</b>
2.1 Návrh dosky plošného spoja z hľadiska šírenia tepla .....	18
2.1.1 DPS bez modifikácií .....	18
2.1.2 DPS s modifikáciou v podobe medeného prstenca.....	21
2.1.3 DPS s vyfrézovanými otvormi v tvare písmena L.....	22
2.1.4 DPS s vyfrézovanými otvormi v tvare kruhu .....	23
2.2 Návrh dosky plošného spoja z hľadiska pnutia .....	24
2.3 Výber rezistorov .....	27
2.3.1 Vplyv pnutia DPS na stabilitu rezistorov .....	27
2.3.2 Vplyv zmeny odporu rezistorov na výstupné napätie referencie.....	32
2.4 Nastavenie optimálnej teploty čipu.....	36
2.5 Šum Zenerovej diódy v závislosti na prúde.....	37
2.6 Opatrenia pri návrhu dosky plošných spojov s LTZ1000(A) .....	40
2.7 Prúdenie vzduchu.....	41
2.8 Výber operačných zosilňovačov .....	42
<b>3 Realizácia presnej referencie s LTZ1000(A) a overenie jej parametrov .</b>	<b>43</b>
3.1 Požiadavky na modul s LTZ1000(A) .....	43
3.2 Návrh modulu referencie s LTZ1000(A).....	43
3.2.1 Obvodová schéma.....	43
3.2.2 Špecifikácia zvolených rezistorov .....	45
3.2.3 Špecifikácia zvolených operačných zosilňovačov.....	45
3.2.4 Návrh dosky plošných spojov modulu .....	45
3.2.5 Osadenie súčiastok, čistenie DPS a testovanie funkčnosti modulu ....	48

3.3	Meranie teplotnej stability modulu .....	48
3.3.1	Následky prekročenia nastavenej teploty termostatu LTZ1000(A)....	51
3.4	Meranie dlhodobej stability modulu .....	52
<b>ZÁVER .....</b>		<b>57</b>
<b>POUŽITÁ LITERATÚRA .....</b>		<b>59</b>
<b>ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK .....</b>		<b>62</b>
<b>ZOZNAM PRÍLOH.....</b>		<b>65</b>
<b>A PRACOVISKO NA MERANIE TEPLTNÉHO DRIFTU</b>		
<b>A DLHODOBEJ STABILITY.....</b>		<b>66</b>
A.1	Popis pracoviska .....	66
A.2	Program na meranie teplotného driftu .....	68
A.3	Program na meranie stability .....	69
<b>B FOTOGRAFIE PRODUKTOV .....</b>		<b>71</b>
B.1	Testovacia doska s LTZ1000(A) .....	71
B.2	Pomocná reléová karta .....	71
B.3	Modul s referenciou LTZ1000(A) .....	72
<b>C VÝROBNÁ DOKUMENTÁCIA MODULU S LTZ1000(A) .....</b>		<b>73</b>
<b>D ROZLOŽENIE TEPLA NA DPS MODULU .....</b>		<b>77</b>

# Zoznam obrázkov

Obr. 1: Pravdepodobnostné rozloženie hodnôt výstupného napätia referencie LT1004-1.2 pre 1200 testovaných kusov [8] .....	4
Obr. 2: Typický dlhodobý drift troch referencií LT1461S8-2.5 [13] .....	5
Obr. 3: „Krabicová“ metóda určujúca teplotný koeficient referencie .....	6
Obr. 4: Graf maximálneho TK v závislosti na potrebnom rozlíšení systému a rozsahu pracovných teplôt [3] .....	7
Obr. 5: Závislosť výstupného napätia referencie LT1236 na teplote [16].....	7
Obr. 6: Tri typické závislosti výstupného napätia referencie LT1461 na teplote [13] .....	7
Obr. 7: Závislosť výstupného napätia referencie ADR4520 na teplote [17].....	8
Obr. 8: Rozloženie pravdepodobnosti veľkosti teplotnej hysterézie referencie LT1461S8-2.5 výrobcu Linear Technology [10, 13] .....	9
Obr. 9: Rozloženie pravdepodobnosti veľkosti teplotnej hysterézie referencie LT1790S6-2.5 výrobcu Linear Technology [10, 13] .....	9
Obr. 10: Šum v pásme 0,1 Hz až 10 Hz referencie LT1461-2,5 ( $U_{REF} = 2,5$ V) [13] .....	10
Obr. 11: Paralelná referencia je zapojená paralelne k záťaži.....	11
Obr. 12: Bloková schéma sériovej referencie s tromi výstupmi.....	12
Obr. 13: Nákres LTZ1000(A) zo spodnej strany spolu s vnútorným zapojením [22] .....	15
Obr. 14: Vnútorné zapojenie s vyznačenými vývodmi a diódami na substráte [22] .....	15
Obr. 15: Pohľad na čip LTZ1000 z vrchu (zdroj: internet) .....	15
Obr. 16: Základné zapojenie referencie s LTZ1000(A) [22].....	16
Obr. 17: Zapojenie LTZ1000(A) s ohrevom čipu [22].....	16
Obr. 18. : Vytvorený základný model pre analýzu prenosu tepla .....	19
Obr. 19: Pohľad na celkový model z bočnej strany.....	19
Obr. 20: Detail vnútra modelu referencie LTZ1000(A) .....	19
Obr. 21: Výsledky rozloženia tepla na doske bez modifikácii .....	20
Obr. 22: Detail na rozloženie teplôt na doske bez modifikácii.....	20
Obr. 23: Vyznačenie umiestnenia teplotných sond na doske .....	20
Obr. 24: Rozloženie teploty na doske s kruhovým medeným prstencom .....	21
Obr. 25: Detailne zobrazenie tepelného toku na doske s prstencom .....	22
Obr. 26: Rozloženie teploty na doske s vyfrézovanými otvormi v tvare písmena L .....	23
Obr. 27: Doska s vyfrézovanými otvormi v tvare kruhu .....	23
Obr. 28: Rozloženie teploty na doske s kruhovými drážkami.....	24
Obr. 29: Smer sily zaťažujúcej jednu stranu dosky referencie .....	25
Obr. 30: Rozloženie pnutia na doske bez modifikácii .....	25
Obr. 31: Rozloženie pnutia na vývodoch LTZ1000 s doskou bez modifikácii (legenda platí z obr. 30) .....	25

Obr. 32: Rozloženie pnutia na doske s vyfrézovanými otvormi v tvare písmena L .....	26
Obr. 33: Detail pnutia na vývodoch referencie (doska s drážkami tvaru L).....	26
Obr. 34: Rozloženie pnutia na doske s kruhovými drážkami .....	26
Obr. 35: Koncept návrhu testovacej DPS na test pnutím rezistorov .....	27
Obr. 36: Bočný pohľad na návrh testovania pri pnutí DPS .....	27
Obr. 37: Návrh celkovej aparatury na testovanie rezistorov pri pnutí DPS .....	28
Obr. 38: Schéma zapojenia testovania rezistorov pri pnutí .....	28
Obr. 39: Záber z merania pri pnutí DPS .....	29
Obr. 40: Detailný záber na DPS a mikrometrický šroub pri meraní.....	29
Obr. 41: Zmena odporu 10 k $\Omega$ rezistorov SMD (rezistory KOLMO na dlhšiu stranu DPS pri namáhaní na ťah – orientované dole) .....	30
Obr. 42: Zmena odporu 10 k $\Omega$ rezistorov SMD (rezistory PARALELNE s dlhšou stranou DPS pri namáhaní na ťah – orientované dole).....	30
Obr. 43: Zmena odporu 10 k $\Omega$ rezistorov THT (rezistory KOLMO na dlhšiu stranu DPS pri namáhaní na ťah – orientované dole) .....	31
Obr. 44: Zmena odporu 10 k $\Omega$ rezistorov THT (rezistory PARALELNE s dlhšou stranou DPS pri namáhaní na ťah – orientované dole).....	31
Obr. 45: Jedna z troch dosiek testovacieho zapojenia s LTZ1000 .....	33
Obr. 46: Pomocná relátková doska (160x120 mm) .....	33
Obr. 47: Schéma zapojenia testovacieho zapojenia s LTZ1000(A) .....	34
Obr. 48: Obslužný program pre riadenie relátkovej karty a automatizované meranie .....	35
Obr. 49: Závislosť teploty čipu na pomere deliča R4/R5 .....	37
Obr. 50: Bloková schéma zapojenia pri meraní závislosti NF šumu.....	38
Obr. 51 Vnútorý šum osciloskopu Tektronix MSO4034B .....	38
Obr. 52: Vlastný šum meracej aparatury (osciloskop, NF filter a zosilňovač).....	39
Obr. 53 Šum referencie pri prúde Zenerovou diódou 5 mA.....	39
Obr. 54 Šum referencie pri prúde Zenerovou diódou 0,25 mA.....	40
Obr. 55: Dizajn kruhových medených prstencov vytvárajúcich tepelný skrat .....	40
Obr. 56: Metódy minimalizácie vzniku termoelektrických napätí [33] .....	41
Obr. 57: Šum zapríčinený prúdením vzduchu okolo vývodov referencie LT1021-7 [2] .....	41
Obr. 58: Schéma zapojenia modulu referencie s LTZ1000(A) .....	44
Obr. 59: Návrh DPS modulu s LTZ1000(A) (zobrazená iba vrstva TOP) .....	46
Obr. 60: Náčrt frézovaných otvorov a štvrtina kruhového prstenca DPS modulu (rozmery v mm).....	46
Obr. 61 Rozliata meď pod referenciou a okolo vyfrézovaných otvorov .....	46
Obr. 62 Kryt referencie LTZ1000(A) zabraňujúci prúdeniu vzduchu okolo púzdra a vývodov .....	47
Obr. 63: Fotografia DPS modulu referencie s LTZ1000(A) zo strany súčiastok .....	48
Obr. 64: Závislosť výstupu 7V REF na teplote (tri identické vzorky DPS).....	49

Obr. 65: Závislosť výstupu 7V BUF na teplote (tri identické vzorky DPS) .....	49
Obr. 66: Závislosť výstupu 5V na teplote (tri identické vzorky DPS) .....	50
Obr. 67: Závislosť výstupu 10V na teplote (tri identické vzorky DPS) .....	50
Obr. 68: Následok prekročenia nastavenej teploty termostatu LTZ1000(A) .....	52
Obr. 69: Priebeh výchylky napätia pri 15-hodinovom meraní modulu č. 2 (vzťahnuté k priemernej hodnote napätia).....	53
Obr. 70: Teplota na puzdre referencie modulu č. 2 a v komore pri meraní hodinovej stability .....	54
Obr. 71: Graf štatistiky hodinovej stability modulu č. 1 .....	54
Obr. 72: Graf štatistiky hodinovej stability modulu č. 2 .....	55
Obr. 73: Graf štatistiky hodinovej stability modulu č. 3 .....	55
Obr. A.1: Teplotná komora spolu s napájacím zdrojom modulu a prístrojmi na meranie teploty v komore a na puzdre LTZ1000(A).....	66
Obr. A.2: Merací prístroj s rozlíšením na 8,5 miest Agilent 3458A .....	66
Obr. A.3: Kábel FLUKE 5440A-7003 .....	67
Obr. A.4: Náčrt pripojenia meracieho káblu k DPS .....	67
Obr. A.5: Záber na reálne pripojenie meracieho kábla k výstupu modulu.....	67
Obr. A.6: Zapojený modul referencie LTZ1000(A) pri meraní výstupu 7V BUF .....	68
Obr. A.7: Ovládací panel programu na meranie teplotného driftu .....	68
Obr. A.8: Ukážka výstupného súboru s hodnotami z merania .....	69
Obr. A.9: Ukážka programu na meranie dlhodobého driftu .....	70
Obr. B.1: Provizórny kryt LTZ1000(A) .....	71
Obr. B.2: DPS s nasadený krytom LTZ1000(A) .....	71
Obr. B.3: Neosadená DPS pomocnej reléovej karty vyrobená v ÚPT .....	71
Obr. B.4: Pomocná reléová karta spolu s testovacou kartou referencie LTZ1000(A) pri meraní citlivosti na zmenu $\Delta R1$ .....	71
Obr. B.5: Pohľad na vrchnú stranu DPS modulu.....	72
Obr. B.6: Pohľad na spodnú stranu DPS modulu .....	72
Obr. B. 7: Detail DPS modulu na časť s referenciou LTZ1000(A).....	72
Obr. C.1: Vodivý motív vrchnej (TOP) strany .....	73
Obr. C.2: Vodivý motív prvej vnútornej vrstvy .....	73
Obr. C.3: Vodivý motív druhej vnútornej vrstvy .....	73
Obr. C.4: Vodivý motív spodnej (BOTTOM) strany .....	74
Obr. C.5: Motív nepájivej masky vrchnej (TOP) vrstvy .....	74
Obr. C. 6: Motív nepájivej masky spodnej (BOTTOM) vrstvy .....	74
Obr. C.7: Potisk vrchnej strany DPS .....	75
Obr. C.8: Osadzovací plán súčiastok .....	75
Obr. D.1: Rozloženie tepla na DPS – najvyššia teplota v zóne je na tranzistore ..	77
Obr. D.2: Rozloženie tepla na DPS – najvyššia teplota v zóne je na referencii....	77
Obr. D.3: Teplota na puzdre T1 .....	77
Obr. D.4: Teplota v zone pri referencii – maximum je na DPS pod referenciou ..	77
Obr. D.5: Teplota v okolí IC2 LT1013 .....	77

Obr. D.6: Teplota v okolí IC3 až IC5, teplota kurzoru platí pre IC4..... 77

# Zoznam tabuliek

Tab. 1: Porovnanie počiatkovej chyby vybraných referencií [6, 7].....	3
Tab. 2: Príklady dlhodobého driftu vybraných referencií [6, 7].....	5
Tab. 3: Príklady teplotného koeficientu vybraných referencií [6, 7].....	7
Tab. 4: Porovnanie šumového napätia vybraných referencií [6].....	10
Tab. 5: Prehľad cien referencie LTZ1000 u rôznych distribútorov (v zátvorke cena pre LTZ1000A; všetky ceny platné k 1.2.2016) .....	14
Tab. 6: Tepelné vodivosti použitých materiálov pri teplotnej analýze.....	20
Tab. 7: Rozdiely teplôt vývodov u dosky bez modifikácií.....	21
Tab. 8: Rozdiely teplôt vývodov u dosky s medeným prstencom.....	22
Tab. 9: Použité rezistory pri meraní zmeny odporu pri pnutí DPS .....	29
Tab. 10: Zmena výstupného napätia pri zmene odporu rezistorov (katalógové hodnoty a hodnoty zo zdrojov z internetu).....	32
Tab. 11: Zmena výstupného napätia pri zmene odporu rezistorov (katalógové a namerané hodnoty) .....	36
Tab. 12: Nameraného hodnoty napätia UBE v závislosti na pomere deliča R4/R5 pre 3 identické dosky s LTZ1000.....	36
Tab. 13: Vybraté rezistory pre modul s referenciou LTZ1000(A) (zmena UREF pre zmenu teploty o 20°C) .....	45
Tab. 14: Dosiahnuté TK výstupov troch vzoriek modulu s LTZ1000(A).....	51
Tab. C.1: Zoznam súčiastok modulu s LTZ1000(A).....	76

# ÚVOD

Pre získanie informácie o skutočnej veľkosti napätia v elektrickom obvode, musíme toto napätie odmerať. Pri meraní porovnávame nameranú hodnotu s hodnotou referenčnou, ktorej veľkosť poznáme. V prípade presného merania musíme presne poznať aj hodnotu referenčného napätia. Referenčné napätie sa väčšinou generuje na výstupe napät'ovej referencie. Na jej vstup sa privádza napájacie napätie a z výstupu sa odoberá stabilné a presné referenčné napätie.

Stabilná referencia by mala byť nezávislá na okolitých vplyvoch a sama by mala generovať dokonalo konštantné napätie, nemenné počas prevádzky. Medzi vplyvy prostredia patrí napríklad zmena teploty počas prevádzky referencie, relatívna vlhkosť a prúdenie vzduchu. Tak isto ani sama referencia nemá dokonalé vlastnosti a výstupné napätie degraduje napríklad šumom. Tento šum je možné rozdeliť do dvoch frekvenčných pásiem. Prvé je typicky od 10 Hz do 10 kHz, druhé pásmo je od DC až po 10 Hz alebo podobne. Odfiltrovať vyššie frekvencie a tým zlepšiť stabilitu referencie je pomerne ľahké. Ťažšie je odfiltrovať nízke frekvencie. Medzi vplyvy znižujúce kvalitu výstupného napätia referencie patrí tiež jej starnutie. To sa prejavuje pomalou zmenou hodnoty referenčného napätia.

Všetky spomínané vplyvy je treba brať v úvahu aj pri najstabilnejšej komerčne dostupnej referencii, s označením LTZ1000(A). Vyrába ju už skoro 30 rokov firma Linear Technology. Z hľadiska nárastu vývoja elektroniky práve v posledných 30 rokoch sa môže zdať, že táto referencia je už zastarala, paradoxne ju však ešte žiadna iná z hľadiska stability neprekonala. LTZ1000(A) napät'ová referencia dosahuje bezkonkurenčné vlastnosti aj vďaka jednoduchosti polovodičového obvodu a systému ohrevu čipu vnútorným telesom, ktorý behom prevádzky udržiava teplotu čipu na konštantnej teplote. Daň za tak výborné parametre je zložitosť (vonkajšieho) obvodového návrhu z hľadiska presnej špecifikácie obvodových prvkov a veľký počet vplyvov, ktoré môžu z tak precíznej referencie urobiť referenciu s priemernými, dokonca s ešte horšími vlastnosťami.

Cieľom práce je zistiť aké vplyvy pôsobia na stabilitu referencie LTZ1000(A) a ako sa im dá predchádzať. Na internete je veľa možných spôsobov, ktoré majú údajne zlepšovať parametre tejto referencie. Málo ktorý z nich však bol podrobený dôkladnej expertíze a meraniu.

Táto práca je členená do troch hlavných kapitol. Prvá kapitola opisuje základné vlastnosti napät'ových referencií a ich delenia podľa typu architektúry a zapojenia v obvode. Na konci kapitoly je uvedený podrobný popis zapojenia referencie s LTZ1000(A).

Druhá kapitola podrobne opisuje faktory vplývajúce na stabilitu referencie. Uvedené sú teplotné simulácie a simulácie pnutia DPS. Diskutovaný je vplyv ohybu DPS na zmenu rezistorov v SMD a THT prevedení. Ďalej sa kapitola venuje citlivosti výstupného napätia referencie na zmenu odporu rezistorov vplyvom napríklad ohybu DPS alebo teploty. Uvedená je závislosť teploty čipu na pomere odporového deliča nastavujúceho teplotu čipu LTZ1000(A). Diskutovaný je vplyv šumu Zenerovej diódy v závislosti na prúde. Uvedené

sú opatrenia pri návrhu DPS. Na konci kapitoly sa venujem vplyvu prúdenia vzduchu a vplyvu operačných zosilňovačov v zapojení referencie LTZ1000(A).

V poslednej kapitole podrobne opisujem návrh modulu referencie s LTZ1000(A). Uvedená je obvodová schéma zapojenia a špecifikované sú zvolené rezistory a operačné zosilňovače. Podrobne je opísaný návrh DPS modulu. Popísané sú výsledky merania teplotného koeficientu jednotlivých výstupov modulu a meranie hodinovej stability.

# 1 ROZBOR PROBLEMATIKY

## 1.1 Vlastnosti napät'ovej referencie

Prakticky žiadna napät'ová referencia nemá na svojom výstupe presne dané a konštantné napätie po zapnutí, počas prevádzky a tak isto ani po roku neustálej činnosti. Referencia generuje šum a to sa prejavuje na jej výstupe, rovnako ako zmena napätia zapríčinená starnutím. Na stabilitu referencie vplyva ešte mnoho ďalších faktorov, ako napríklad okolité podmienky - teplota a jej výkyvy, vlhkosť vzduchu, prúdenie vzduchu. Všetky parametre referencie a vlastnosti by preto mali byť špecifikované v katalógovom liste. Hlavne z pohľadu dlhodobej stability napät'ovej referencie sú najdôležitejšie nasledujúce parametre.

### 1.1.1 Počiatočná chyba

Tento parameter vyjadruje počiatočnú odchýlku skutočnej hodnoty napätia na výstupe od hodnoty menovitej. Udáva sa v percentách alebo vo voltoch (V) pri špecifikovanej teplote okolia, konštantnom napájanom napätí a prúde záťažou [1; 2; 3; 4].

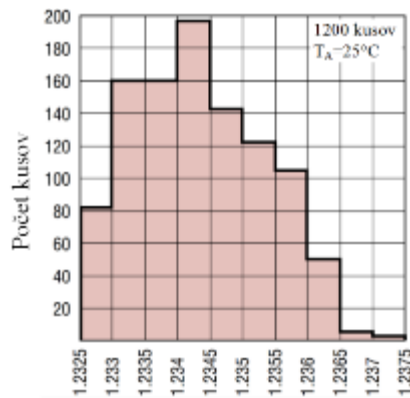
Tento parameter z pohľadu dlhodobej stability nezohráva žiadnu rolu, ale vo veľa aplikáciách môže byť podstatný. Vysoká počiatočná presnosť je nutná v systémoch, kde dodatočná kalibrácia nie je možná z obvodového, finančného, prípadne iného hľadiska. Ideálne riešenie je v aplikácii zvoliť referenciu s čo najvyššou počiatočnou presnosťou, čím ušetríme okrem iného aj náklady na kalibráciu [2; 5].

V tab. 1 sú vybrané referencie spoločnosti Analog Devices [6] a Linear technology [7]. Uvedená je ich architektúra, referenčné napätie a počiatočná presnosť v mV a v percentách.

**Tab. 1: Porovnanie počiatočnej chyby vybraných referencií [6, 7]**

Referencia	Výrobca	Architektúra	$U_{REF}$ [V]	Počiatočná presnosť [%]
<b>ADR291</b>	Analog	XFET	2,5	<b>±0,08</b>
<b>AD586</b>	Analog	Zenerová	5,0	<b>±0,04</b>
<b>AD680</b>	Analog	Bandgap	2,5	<b>±0,2</b>
<b>ADR4550</b>	Analog	Bandgap	5,0	<b>±0,02</b>
<b>LTC6655</b>	Linear	Bandgap	2,5	<b>±0,025</b>
<b>LT1461</b>	Linear	Bandgap	2,5	<b>±0,04</b>
<b>LT1236</b>	Linear	Zenerová	5,0	<b>±0,05</b>
<b>LM399</b>	Linear	Zenerová	7,0	<b>±2</b>
<b>LTZ1000A</b>	Linear	Zenerová	7,2	<b>±4</b>

V niektorých prípadoch môžeme v katalógovom liste nájsť aj údaj o typickom rozdelení pravdepodobnosti hodnôt počiatočného výstupného napätia referencie. Na obr. 1 je uvedený príklad z katalógového listu referencie LT1004 firmy Linear Technology [8].



**Obr. 1: Pravdepodobnostné rozloženie hodnôt výstupného napätia referencie LT1004-1.2 pre 1200 testovaných kusov [8]**

### 1.1.2 Dlhodobý drift

Výstupné referenčné napätie je iba v ideálnom prípade nemenné po celú dobu činnosti referencie. Parameter, ktorý garantuje (pri dodržaní špecifikovaných podmienok) maximálnu odchýlku referenčného napätia za určitú dobu, je označovaný ako dlhodobý drift (anglicky „long-term drift“).

Dlhodobý drift je odchýlka referenčného napätia voči jeho počiatočnej hodnote. Pre vyjadrenie dlhodobého driftu sa používa jednotka  $\text{ppm}/\sqrt{\text{kHr}}$ . Napätie má pritom tendenciu sa meniť väčšinou jedným smerom (buď klesá, alebo rastie). Spočiatku je drift referencie výraznejší, časom sa ustáľuje [1, 2, 3, 9, 4, 10].

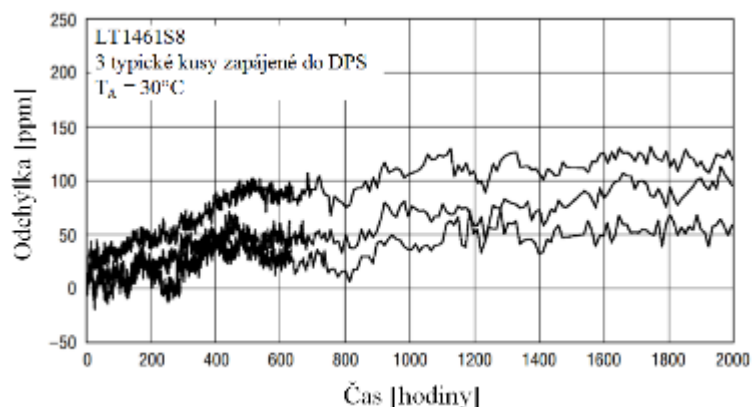
Dlhodobá stabilita sa posudzuje priamym meraním po určitú dobu (stovky až tisíce hodín), pričom ostatné parametre, ako je napr. teplota, vstupné napätie a výstupný prúd by sa meniť nemali. Kalibrácia vykonaná ihneď po spustení referencie odstráni počiatočnú nepresnosť. Na kompenzovanie vplyvov dlhodobého driftu však nestačí. Referenciu alebo prístroj, kde je referencia použitá, treba kalibrovať pravidelne. Keďže prvé desiatky až stovky hodín sú z hľadiska veľkosti driftu kritické, je ideálne urobiť kalibráciu referencie práve po uplynutí tejto doby [10, 11].

Hodnota v katalógovom liste popisujúca dlhodobý drift by mala vychádzať skutočne z dlhodobých meraní. Napät'ové referencie majú tendenciu starnúť rýchlejšie pri zvýšenej teplote, niektorí výrobcovia referencií pre skrátenie doby meraní zvýšili teplotu referencie. Výsledné dáta extrapolovali, aby odhadli proces starnutia niekoľko stoviek hodín dopredu. Tento postup je ale v niektorých prípadoch nesprávny a drift z urýchlených meraní pri zvýšenej teplote je odhadnutý zle. Tento chybný postup dáva väčšinou optimistickjšie výsledky [1, 10, 12].

Výraznejší počiatočný drift môže byť zapríčinený mechanickému namáhaniu, spôsobenému zvyčajne rozdielnym koeficientom rozťažnosti vývodov, čipu alebo materiálu púzdra. Veľký počiatočný drift je spôsobený tiež zmenami elektrických charakteristík elementov polovodičovej štruktúry, zahrňujúce zmeny na atómovej úrovni. Anglicky sa tento proces (proces starnutia) nazýva aging [1, 2, 4].

Typický dlhodobý drift je v katalógovom liste uvádzaný pre 1000 hodín. Pre získanie hodnoty driftu, ktorý odpovedá dlhšej dobe, je potrebné tento údaj získať napríklad dlhodobým meraním alebo prepočtom z hodnoty uvedenej v katalógu. Dlhodobý drift v čase typicky klesá. Hodnota dlhodobého driftu, odpovedajúca jednému roku je približne  $\sqrt{8,766}$ -krát, teda približne 3-krát väčšia ako 1000-hodinový drift [11, 5].

Na obr. 2 je zobrazený typický dlhodobý drift v rozsahu 2000 hodín pre tri kusy referencií LT1461 firmy Linear Technology (po presiahnutí 650 hodín bola redukovaná frekvencia meraní) [13, 12]. V tab. 2 sú na porovnanie uvedené hodnoty dlhodobé driftu vybraných referencií.



**Obr. 2: Typický dlhodobý drift troch referencií LT1461S8-2.5 [13]**

**Tab. 2: Príklady dlhodobého driftu vybraných referencií [6, 7]**

Referencia	Výrobca	Architektúra	U <sub>REF</sub> [V]	Dlhodobý drift [ppm/ $\sqrt{\text{kHr}}$ ]
ADR291	Analog	XFET	2,5	50
AD586	Analog	Zenerová	5,0	15
AD680	Analog	Bandgap	2,5	25
ADR4550	Analog	Bandgap	5,0	25
LTC6655	Linear	Bandgap	2,5	20
LT1461	Linear	Bandgap	2,5	60
LT1236	Linear	Zenerová	5,0	30
LM399	Linear	Zenerová	7,0	8
LTZ1000A	Linear	Zenerová	7,2	0,3

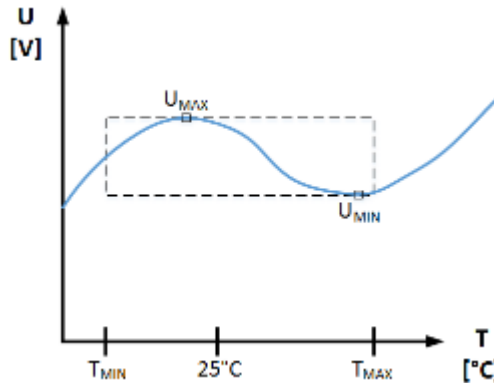
### 1.1.3 Teplotný drift

Udáva odchýlku výstupného napätia pri zmene teploty. Jednotkou teplotného driftu je ppm/°C, eventuálne mV/°C [2, 14, 4, 15, 1].

Teplotná závislosť je obecné nelineárna, ale je snaha ju vyjadriť pomocou jedného čísla v určitom teplotnom pásme. Metóda je viacerá. Najčastejšie sa používa tzv. „krabicová“ metóda (anglicky označovaná ako „box method“). Referenčné napätie je premerané v určitom teplotnom rozsahu (obr. 3). Minimálna a maximálna hodnota referenčného napätia, odmeraná v tomto teplotnom rozsahu, je použitá vo výpočte podľa vzťahu:

$$TC_{BOX} = 10^6 \cdot \left( \frac{U_{MAX} - U_{MIN}}{U_0} \right) \cdot \left( \frac{1}{T_{MAX} - T_{MIN}} \right) \quad [ppm; V, V, V, K, K], \quad (1)$$

kde  $U_{MAX}$  je maximálna a  $U_{MIN}$  minimálna odmeraná hodnota napätia,  $U_0$  je hodnota napätia pri izbovej teplote,  $T_{MAX}$  a  $T_{MIN}$  sú hraničné teploty merania [1, 2, 14]. Ako je možné vidieť na obr. 3, špecifikácia je najpresnejšia iba pre konkrétny teplotný rozsah. V určitom teplotnom intervale môže byť teplotný drift nižší alebo naopak, pri používaní referencie vo väčšom teplotnom rozsahu, ako je uvedené v špecifikácii, môže byť skutočný teplotný drift vyšší.



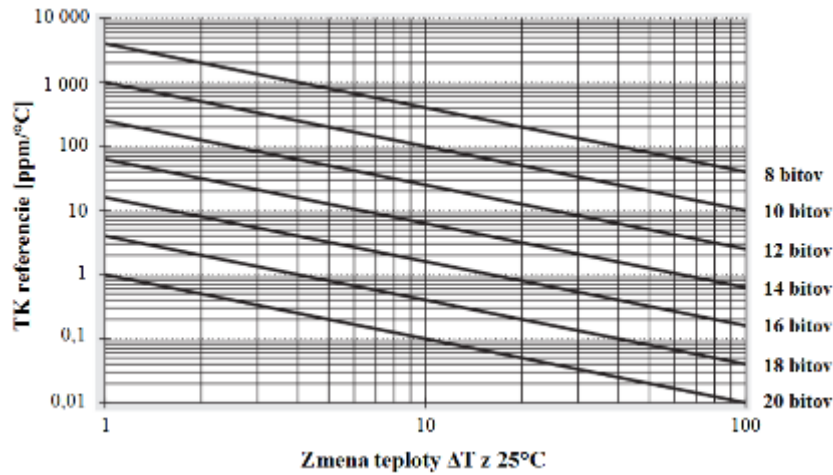
**Obr. 3: „Krabicová“ metóda určujúca teplotný koeficient referencie**

Ďalšia používaná metóda, nazývaná metóda koncových bodov (anglicky „endpoint method“) v svojom výpočte uvažuje napätie na najnižšej a najvyššej teplote, podľa vzťahu:

$$TC_{ENDPOINT} = 10^6 \cdot \left( \frac{U_{T_{MAX}} - U_{T_{MIN}}}{U_0} \right) \cdot \left( \frac{1}{T_{MAX} - T_{MIN}} \right) \quad [ppm; V, V, V, K, K], \quad (2)$$

kde  $U_{T_{MAX}}$  je hodnota napätia pri maximálnej teplote,  $U_{T_{MIN}}$  pri minimálnej teplote,  $U_0$  je hodnota napätia pri izbovej teplote,  $T_{MAX}$  a  $T_{MIN}$  sú maximálna a minimálna teplota [14]. Táto metóda by bola najpresnejšia v prípade, keby mal teplotný drift lineárny charakter. Okrem uvedených metód určovania teplotného driftu sa používa tiež metóda v preklade nazývaná „motýľ“ (anglicky „butterfly“) a tiež metóda tzv. sklonu (angl. slope method). Ich popisom sa nebudem zaoberať.

Je potrebné si uvedomiť, že žiadna zo spomínaných metód nám nedá presnú informáciu o tvare krivky závislosti výstupného napätia na teplote [3]. Je potrebné brať tiež v úvahu teplotný rozsah, pre ktorý je údaj TK v katalógovom liste uvedený. Môže byť uvedený pre rozsah teplôt 0 až 70 °C (komerčné použitie), -40 až 85 °C (priemyselný rozsah) a -40 až 125 °C (rozšírený teplotný rozsah) [3].

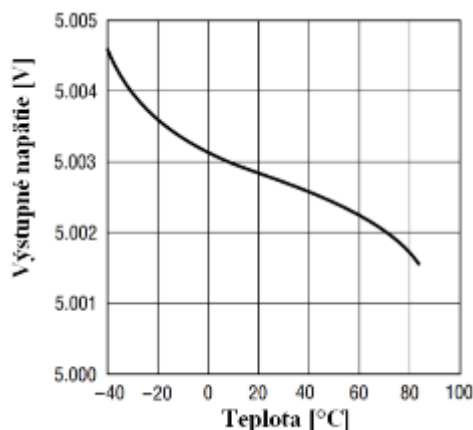


Obr. 4: Graf maximálneho TK v závislosti na potrebnom rozlíšení systému a rozsahu pracovných teplôt [3]

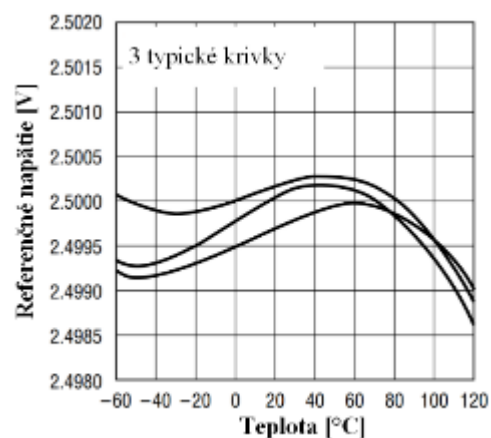
Tab. 3: Príklady teplotného koeficientu vybraných referencií [6, 7]

Referencia	Výrobca	Architektúra	$U_{REF}$ [V]	TKR [ppm/°C]
ADR291	Analog	XFET	2,5	8
AD586	Analog	Zenerová	5,0	2
AD680	Analog	Bandgap	2,5	20
ADR4550	Analog	Bandgap	5,0	2
LTC6655	Linear	Bandgap	2,5	2
LT1461	Linear	Bandgap	2,5	3
LT1236	Linear	Zenerová	5,0	5
LM399	Linear	Zenerová	7,0	1
LTZ1000A	Linear	Zenerová	7,2	0,05

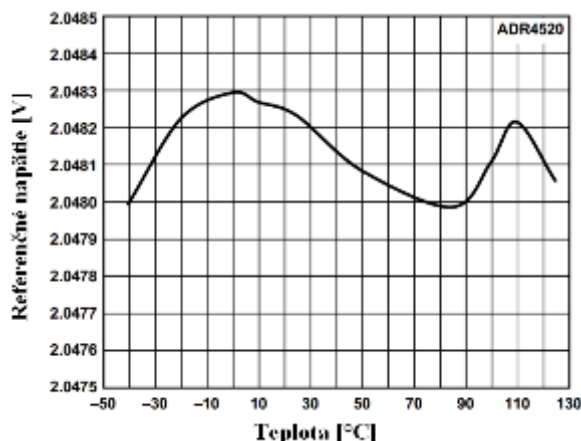
Na obr. 5, obr. 6 a obr. 7 sú uvedené príklady kriviek závislostí výstupného napätia rôznych referencií na teplote.



Obr. 5: Závislosť výstupného napätia referencie LT1236 na teplote [16]



Obr. 6: Tri typické závislosti výstupného napätia referencie LT1461 na teplote [13]



Obr. 7: Závislosť výstupného napätia referencie ADR4520 na teplote [17]

### 1.1.4 Teplotná hysterézia

Teplotná hysterézia (anglicky označovaná ako „thermal hysteresis” alebo „thermally induced hysteresis shift”) je vyjadrená ako odchýlka napätia pri zmene teploty a opätovnom vrátení sa na počiatočnú teplotu, udávaná v ppm [4, 10].

Údaj o typickej veľkosti teplotnej hysterézie sa získa z opakovaného teplotného cyklovania referencie. Najprv sa odmeria referenčné napätie pri izbovej teplote (25 °C) a následne sa referencia nahreje na teplotu vyššiu, častokrát na najvyššiu špecifikovanú teplotu (napr. 125 °C) a znovu sa zmeria napätie. Potom sa referencia schladí na teplotu minimálnu (napr. -40 °C) a taktiež sa napätie odmeria. Súčiastka sa opakovane teplotne nahrieva a chladí a namerané hodnoty sa uchovávajú. Na každej teplote sa súčiastka určitú dobu stabilizuje [14, 4, 17, 3, 10].

Teplotnú hysteréziu môžeme vyjadriť vzťahom:

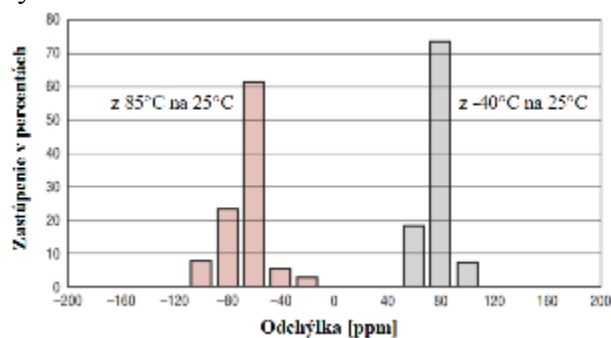
$$\Delta U_{OUT} = \left( \frac{U_0 - U_{TC}}{U_0} \right) \cdot 10^6 \text{ [ppm; } V, V, V], \quad (3)$$

kde  $U_0$  je napätie na počiatku a  $U_{TC}$  je priemerná hodnota napätia po teplotných cyklovaniach [17].

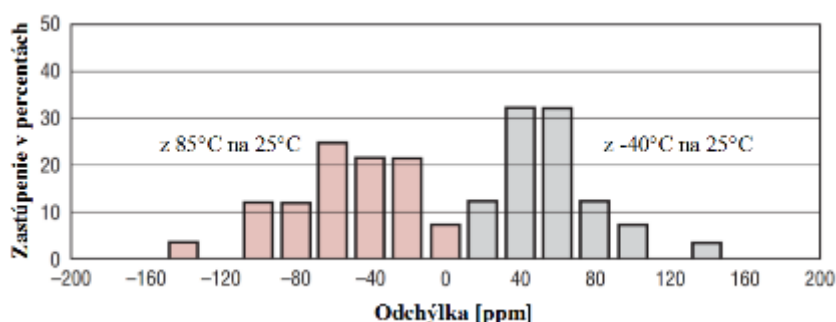
Teplotná hysterézia súvisí s rozdielnymi vlastnosťami púzdra referencie, jej čipu a dosky plošného spoja. Jej veľkosť teda závisí na type púzdra a jeho veľkosti. Často platí, že väčšie púzdra majú menšiu teplotnú hysteréziu [4, 1, 14, 18, 10].

Veľa výrobcov referencií tento údaj v katalógovom liste neuvádza, pričom sa jedná o parameter dôležitý hlavne u presných návrhov [10, 1]. Ak tento parameter v katalógovom liste uvedený je, platí pre podmienky, ktoré si výrobca stanovuje sám. Je preto nemožné tento parameter jednoducho porovnávať medzi súčiastkami od rôznych výrobcov. Teplotná hysterézia je vo výrobe často testovaná po vykonaní málo teplotných cyklov a v katalógovom liste je potom uvedená iba typická hodnota. Častokrát je hodnotnejší priamo graf rozloženia pravdepodobnosti veľkosti teplotnej hysterézie [1, 14]. Na obr. 8 a obr. 9 sú zobrazené rozloženia pravdepodobnosti veľkostí odchýlky napätia po teplotnom cyklovaní dvoch referencií firmy Linear Technology [13, 7]. Cyklovanie bolo uskutočnené zvlášť pre ohrev (do 85 °C) a zvlášť pre chladenie (-40 °C). Stabilizačná doba pri každej

krajnej teplote trvala 30 minút. Súčiastky boli pre dosiahnutie rovnomerného ohrevu zohrievané infračerveným žiarením.



**Obr. 8: Rozloženie pravdepodobnosti veľkosti teplotnej hysterézie referencie LT1461S8-2.5 výrobcu Linear Technology [10, 13]**



**Obr. 9: Rozloženie pravdepodobnosti veľkosti teplotnej hysterézie referencie LT1790S6-2.5 výrobcu Linear Technology [10, 13]**

Zaujímavým faktom je, že už pri prispájkovaní do DPS podrobíme referenciu jednému teplotnému cyklu, čím sa zmení hodnota výstupného napätia [10]. Tento jav je však možné následne skalibrovať. Predísť nepresnostiam, ktoré vznikajú teplotnou hysteréziou behom prevádzky referencie je možné iba pravidelnou kalibráciou.

Zenerové referencie sa spravidla vyznačujú menšou teplotnou hysteréziou než referencie typu bandgap [10].

### 1.1.5 Šum

Ako šum označujeme náhodné fyzikálne deje. Podľa charakteru a spôsobu vzniku poznáme napríklad tepelný, 1/f, výstrelový alebo blikavý šum.

Pretože referenčný zdroj má byť zdroj konštantného napätia, snažíme sa časovo premenné zložky napätia potlačiť. U nízkych frekvencií blížiacich sa nule sa to urobiť nedá. Niektoré referencie majú na pripojenie filtračného prvku dedikovaný vstup, napríklad Zenerová referencia AD587 [20, 5] firmy Analog Devices.

Keďže nízko frekvenčný šum je ťažšie odfiltrovať, je snaha zamedziť jeho vzniku. Väčšinou platí, že zvýšením prúdu referenčnou diódou u Zenerovej referencie sa zníži jej šum. Tento postup je možné uplatniť iba pre Zenerové referencie, ktorým sa dá prúd diódou externe nastavovať, napríklad referencia LT1034 [21] alebo LTZ1000 [22].

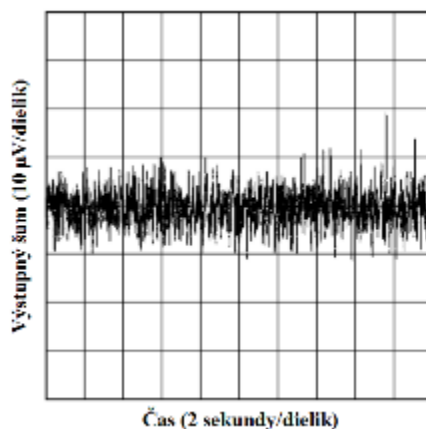
V katalógovom liste napät'ovej referencie je najčastejšie uvedený šum v pásme, kde sa už uplatňuje jeho 1/f zložka (uvedená hodnota je v  $\mu\text{V}_{\text{P-P}}$ ) a širokopásmový biely šum (v ppm alebo v  $\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ ). [3, 4]. Údaj o šume v katalógovom liste často nebýva dostatočne definovaný. Šum referencií je niekedy uvedený iba pre pásmo 0,1 až 10 Hz, alebo je uvedený iba údaj o širokopásmovom šume. Asi najlepším spôsobom špecifikácie šumu je vyobrazenie grafu spektrálnej hustoty napät'ového šumu v závislosti na frekvencii [5].

Šum referencie má vplyv na dynamický rozsah a presnosť systému. Preto sú v návrhoch precíznych systémov vyžadované referencie s nízkym šumom. Ak je referenčný zdroj použitý v systéme s D/A alebo A/D prevodníkom, mala by byť veľkosť šumu špička-špička (peak-to-peak) menšia ako polovica LSB (najmenej významný bit prevodníka) [3, 2].

**Tab. 4: Porovnanie šumového napätia vybraných referencií [6]**

Referencia	Výrobca	Architektúra	$U_{\text{REF}}$ (V)	Šumové napätie 0,1 až 10Hz ( $\mu\text{V}_{\text{P-P}}$ )	Šum
<b>ADR291</b>	Analog	XFET	2,5	8	<b>480 nV/<math>\sqrt{\text{Hz}}</math></b> (1 kHz)
<b>AD586</b>	Analog	Zenerová	5,0	4	<b>100 nV/<math>\sqrt{\text{Hz}}</math></b> (100 Hz)
<b>AD680</b>	Analog	Bandgap	2,5	10	<b>250 nV/<math>\sqrt{\text{Hz}}</math></b> (100 Hz)
<b>ADR4550</b>	Analog	Bandgap	5,0	1	<b>35,8 nV/<math>\sqrt{\text{Hz}}</math></b> (1 kHz)
<b>LTC6655</b>	Linear	Bandgap	2,5	0,625	<b>1,68 <math>\mu\text{V}_{\text{RMS}}</math></b> (10Hz - 1kHz)
<b>LT1461</b>	Linear	Bandgap	2,5	20	<b>24 <math>\mu\text{V}_{\text{RMS}}</math></b> (10 Hz - 1kHz)
<b>LT1236</b>	Linear	Zenerová	5,0	3	<b>3,5 <math>\mu\text{V}_{\text{RMS}}</math></b> (10Hz - 1kHz)
<b>LM399</b>	Linear	Zenerová	7,0	20	<b>50 <math>\mu\text{V}_{\text{RMS}}</math></b> (10Hz - 1kHz)
<b>LTZ1000A</b>	Linear	Zenerová	7,2	2	-

Na obr. 10 je zobrazený 20-sekundový priebeh výstupného napätia referencie LT1461 s referenčným napätím na výstupe  $U_{\text{REF}} = 2,5$  V.



**Obr. 10: Šum v pásme 0,1 Hz až 10 Hz referencie LT1461-2,5 ( $U_{\text{REF}} = 2,5$  V) [13]**

## 1.2 Delenie referencií podľa spôsobu zapojenia do obvodu

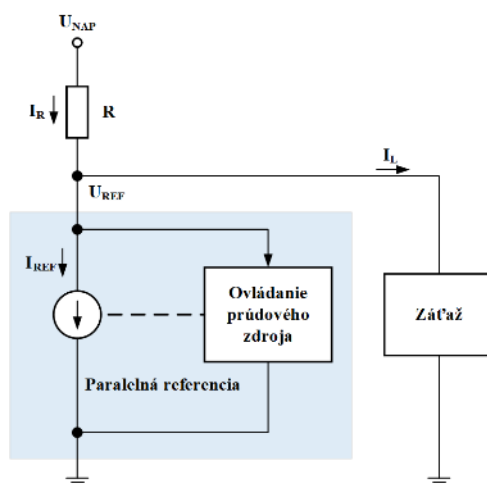
Podľa spôsobu zapojenia do obvodu môžeme väčšinu referencií rozdeliť do dvoch hlavných skupín. Prvú skupinu tvoria paralelné referencie a druhú referencie sériové. Každá z týchto skupín sa vyznačuje špecifickými vlastnosťami, ktoré ich viac menej predurčujú pre konkrétny typ aplikácie. V nasledujúcich dvoch podkapitolách budú tieto referencie bližšie opísané.

### 1.2.1 Paralelná referencia

Táto referencia pre svoju funkciu potrebuje iba dva vývody, vývod IN (OUT) a GND, a pracuje paralelne k záťaži. Konceptne sa podobá na jednoduchú Zenerovú diódu, ale vykazuje lepšie parametre. Táto referencia vyžaduje k svojej činnosti externý rezistor, resp. zdroj prúdu [23].

Príklad jednej topológie paralelnej referencie je na obr. 11. Paralelnú referenciu môžeme modelovať ako napätím riadený zdroj prúdu, pričom riadiace napätie sa odvodzuje z napätia medzi uzlom  $U_{REF}$  a GND.

Vo všeobecnosti môžu tieto referencie dodať menší prúd než referencie sériové, ktoré sú popísané v nasledujúcej podkapitole. Podrobnejší popis je možné nájsť v [4, 23].

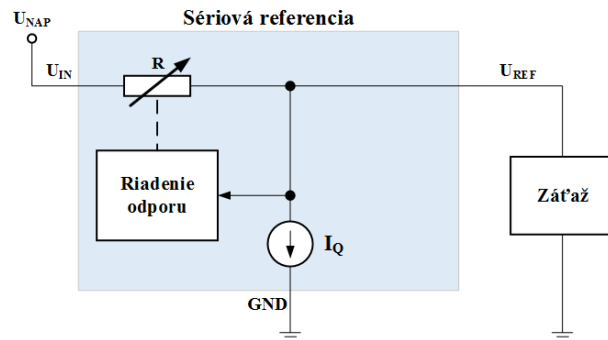


Obr. 11: Paralelná referencia je zapojená paralelne k záťaži

### 1.2.2 Sériová referencia

Tento typ referencií je do obvodu zapojený minimálne troma vývodmi, obvykle označovanými  $U_{IN}$ ,  $U_{REF}$  a GND. Jedná sa o lineárny regulátor napätia, ktorý dosahuje vyššiu stabilitu napätia ale za cenu menšieho výstupného prúdu v porovnaní s lineárnymi stabilizátormi [23].

Ako už z názvu vyplýva, tento typ referencie pracuje v sérii so záťažou. Príklad princípu fungovania je uvedený na obr. 12. Sériovú referenciu si môžeme predstaviť ako napätím riadený rezistor, kde napätie  $U_{REF}$  spätnoväzobne riadi interný odpor rezistoru  $R$ , ktorý je zapojený medzi vstup a výstup referencie. Regulácia teda funguje na základe úbytku napätia medzi vstupom a výstupom.



**Obr. 12: Bloková schéma sériovej referencie s tromi výstupmi**

Aby sériová referencia správne fungovala, musí byť napätie na vstupe väčšie voči výstupnému napätiu minimálne o hodnotu úbytku napätia na referencii (parameter v angl. nazývaný „dropout voltage“). Vstupné napätie musí byť menšie, ako je maximálne dovolené napätie. Prúd referenčným obvodom je obvykle malý. Podrobnejší popis princípu fungovania je dostupný z [4, 23].

### 1.3 Delenie referencií podľa architektúry

Podľa princípu fungovania môžeme väčšinu referencií rozdeliť do dvoch skupín: referencie využívajúce na vytvorenie referenčného napätia Zenerovú diódu a referencie využívajúce prechod báza-emitor bipolárneho tranzistoru, označujú sa ako tzv. bandgap referencie (slovo „bandgap“ v preklade označuje zakázaný pás PN prechodu). Oba spomínané druhy referencií sa vyznačujú špecifickými vlastnosťami a môžu byť navrhnuté ako paralelné alebo sériové [1].

Okrem iného sa ešte môžeme stretnúť s referenciami, využívajúcimi dva JFET tranzistory. Sú označované ako XFET referencie. Viac informácií je možné nájsť napríklad v aplikačnom liste firmy Texas Instruments [3] alebo firmy Analog Devices [24].

#### 1.3.1 Zenerová referencia

Najčastejšie sa tento typ využíva ako paralelná napäťová referencia. Zenerová dióda funguje na princípe Zenerovho javu (ak je napätie prierazu menšie ako 6 V), kedy s rastúcou teplotou napätie prierazu klesá. Zenerové (lavínové) diódy s väčším napätím prierazu (nad 6 V) fungujú na základe lavínového javu, pričom prierazné napätie s rastúcou teplotou stúpa. Pri hodnote napätia prierazu približne 6 V je Zenerové napätie teplotne skoro nezávislé a diódy práve s týmto prierazným napätím sa najčastejšie využívajú v Zenerových referenciách. Hodnota 6 V je približná a jej veľkosť sa líši na parametroch výroby [4, 3].

Zenerová referencia je vo veľa prípadoch cenovo drahšia v porovnaní s bandgap referenciami, ale má výbornú dlhodobú stabilitu a dobrú teplotnú stabilitu. Výnimočnými vlastnosťami sa táto referencia vyznačuje hlavne preto, že k fungovaniu potrebuje len malé množstvo aktívnych a pasívnych komponentov na čipe. Tomu odpovedá aj menšia veľkosť čipu, a to referencii pomáha zachovať veľmi dobré vlastnosti [4, 3, 2, 5].

Zenerové referencie sa často vyznačujú veľkou počiatočnou nepresnosťou. Teplotnú závislosť kompenzujú komponenty, najmä tranzistory a rezistory, vytvorené na čipe. Aj vďaka tomu lepšie Zenerové referencie dosahujú teplotnú stabilitu v rozsahu

max. 1 až 2 ppm/°C. Doplnením Zenerovej diódy ďalšími prvkami dosiahneme iné výstupné napätie. Tieto pridané komponenty ale do obvodu zanášajú ďalšie chyby [1].

Z dôvodu zvyšovania teplotnej stability sú v niektorých Zenerových referenciách na čip umiestnené topné telesa (napríklad v podobe rezistoru) doplnené snímačom teploty. Tak je možné zaistiť menej premenlivú prevádzkovú teplotu, čo pomáha znížiť teplotnú závislosť [1].

Nevýhodou väčšiny Zenerových referencií je nutnosť použitia relatívne vysokého napájacieho napätia, ktoré musí byť vyššie ako prierazné napätie Zenerovej diódy. To v prípade napájania obvodu nízkym napätím (typicky batériové aplikácie) použitie týchto referencií komplikuje. Ďalšou nevýhodou Zenerových referencií je značný šum a pomerne vysoká spotreba prúdu (aj v pohotovostnom režime), ktorá sa pohybuje v jednotkách mA (prípadne viac). To zamedzuje použitie týchto referencií v zariadeniach, kde je potrebná malá spotreba prúdu [1, 5].

V minulosti sa často využívali zenerové referencie typu 1N821A [29] alebo 1N4584 [30], ktoré v sebe mali integrovanú diódu v sérii so Zenerovou diódou kvôli kompenzovaniu TK. Rovnaký princíp využíva aj referencia LTZ1000(A).

V angličtine sa môžeme stretnúť s názvom buried Zener reference (pochovaná Zenerová referencia). Ide o Zenerovú referenciu, vytvorenú v objeme polovodičovej štruktúry.

### 1.3.2 Bandgap referencia

Bandgap referencie patria medzi najpoužívanejšie typy napäťových referencií. Pri svojej činnosti využívajú prúd  $I_{PTAT}$  (anglická skratka pre „current proportional to absolute temperature“) generovaný tranzistorom, ktorý je priamo úmerný teplote. Ak použijeme rezistor so správne zvoleným odporom, ale s teplotným koeficientom opačným než má prechod B-E tranzistoru a necháme týmto rezistorom pretekať prúd  $I_{PTAT}$ , vytvoríme teplotne stabilné napätie [4, 3]. Jeho hodnota sa u bandgap referencie pohybuje okolo hodnoty 1,25 V ( $U_{BE} + U_R$ ) [25].

Výhodou bandgap referencie je široká škála výstupných napätí, ktoré sú dosiahnuteľné jednoduchou modifikáciou obvodu na čipe (napríklad napätie 1,25 V, 2,5 V, 5 V, 10 V atď.). Medzi ďalšie výhody patrí často dobrá počiatočná presnosť, daná reprodukovateľnou technológiou výroby tranzistorov a rezistorov na čipe a tiež relatívne dobrá teplotná stabilita. Dôležitým faktorom je aj cena, kde z tohoto hľadiska bandgap referencie dominujú. Sú v drvivej väčšine lacnejšie ako referencie so Zenerovou diódou [1].

Staršie Bandgap referencie spravidla nedosahovali tak nízkeho šumu ako Zenerové referencie. Používali sa preto častejšie v systémoch s nižším rozlíšením. Novšie bandgap referencie už dosahujú po stránke šumu veľmi dobré parametre [2, 3].

Bandgap referencie sa často používajú priamo na čipoch AD a DA prevodníkoch alebo ako externé referenčné zdroje [2, 3].

## 1.4 Precízna napät'ová referencia s LTZ1000

### 1.4.1 Základná charakteristika

LTZ1000(A) je precízna napät'ová referencia ktorej, výstupné napätie je približne 7 V. Základom referencie je tzv. „pochovaná“ Zenerová dióda (anglicky „buried Zener diode“). Ďalej pozostáva z topného telesa a z dvoch tranzistorov. Referencia je v základnom zapojení (obr. 16) zapojená do obvodu, ktorého úlohou je okrem iného nastaviť pracovný bod Zenerovej diódy. V rozšírenom zapojení externý obvod zabezpečuje aj ohrev čipu referencie riadením topného telesa [22].

LTZ1000(A), vyvinutá skoro pred 30 rokmi, je nástupca ešte staršej referencie LM199 (LM399), ktorá taktiež obsahovala topné teleso. Rozdiel medzi LTZ1000 a LTZ1000A je ten, že čip LTZ1000A je pripevnený k puzdru spôsobom, ktorý zabezpečuje väčší tepelný odpor a tým klesá príkon topného telesa [22].

Vlastnosti, ktorými je LTZ1000A charakteristická:

- šum  $1,2 \mu\text{V}_{\text{P-P max.}}$ ,
- dlhodobý drift menší než  $2 \mu\text{V}/\sqrt{\text{kHr}}$ ,
- teplotný drift  $0,05 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ,
- púzdro TO-99.

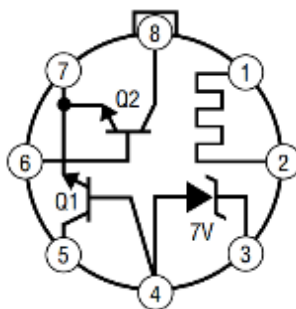
Referencia LTZ1000(A) je často používaná v zariadeniach, kde sa kladú vysoké nároky na teplotnú stabilitu, nízky šum a dlhodobú stabilitu. Z komerčne dostupných zariadení je používaná napríklad v 8,5 miestnom digitálnom multimetri značky Keysight (HP, Agilent), typ 3458A [26]. Ďalej sa táto referencia často používa v zariadeniach s vysokými nárokmi na stabilitu (elektrónové mikroskopy, litografi a pod.). Keďže ide o veľmi stabilnú referenciu, využíva sa tiež v metrológii, v kalibrátoroch a napät'ových štandardoch.

**Tab. 5: Prehľad cien referencie LTZ1000 u rôznych distribútorov (v zátvorke cena pre LTZ1000A; všetky ceny platné k 1.2.2016)**

Distribútor	Linear technology	Digikey	TME
Cena v USD	43,- (54,5)	47,- (59,-)	- (75,-)
Cena v CZK	1092,- (1390,-)	1185,- (1508,-)	- (1912,-)

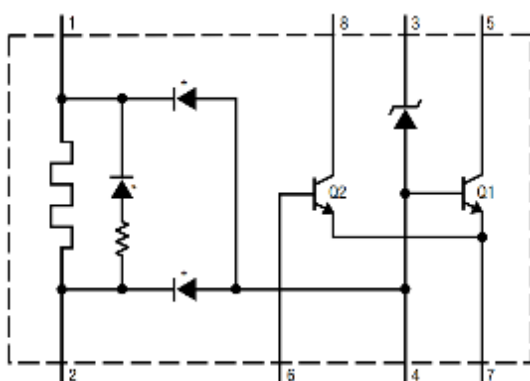
### 1.4.2 Popis referencie a jej obvodového zapojenia

LTZ1000(A) je presná napät'ová referencia, ktorá môže pri správnej aplikácii dosahovať špičkové vlastnosti. Je možné dosiahnuť teplotný koeficient menší než  $0,03 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  a dlhodobú stabilitu lepšiu ako  $1 \mu\text{V}_{\text{P-P}}$  za mesiac.. Tieto parametre sú však dosahované pri optimalizácii obvodu, v ktorom je referencia zapojená a pri dodržaní ďalších pravidiel [22].



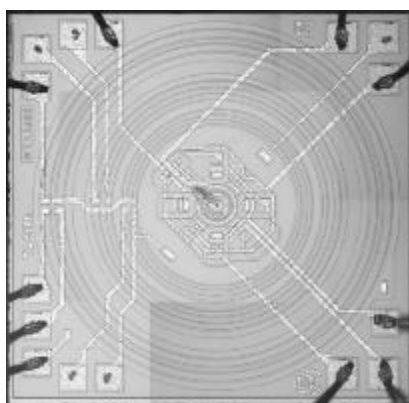
**Obr. 13: Nákres LTZ1000(A) zo spodnej strany spolu s vnútorným zapojením [22]**

Na obr. 13 je nákres púzdra referencie zo spodnej strany s vyznačením čísiel vývodov a zapojenia vnútorného obvodu. Na obr. 14 je zobrazený vnútorný obvod referencie v prehľadnejšej schéme zapojenia. Znakom \* sú vyznačené substrátové diódy. Uvedené sú taktiež čísla vývodov.



**Obr. 14: Vnútorné zapojenie s vyznačenými vývodmi a diódami na substráte [22]**

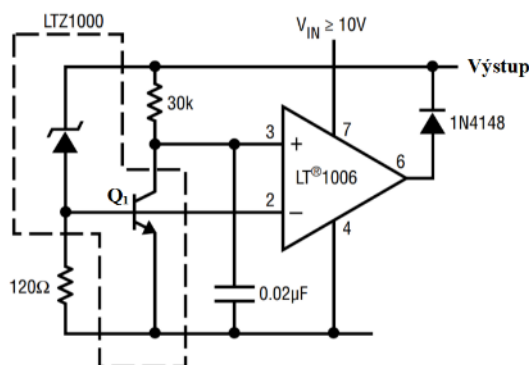
Vnútorný obvod referencie pozostáva z tranzistorov Q1 a Q2, zo Zenerovej referencie, substrátových diód, jedného rezistora a topného telesa. Topné teleso predstavuje rezistor (v tvare kružníc), ktorý je možné vidieť na mikroskopickom snímku na obr. 15. V strede sa nachádza vyhrievaná časť obvodu.



**Obr. 15: Pohľad na čip LTZ1000 z vrchu (zdroj: internet)**

### 1.4.3 Analýza katalógového zapojenia

Na obr. 16 je základná schéma zapojenia referencie LTZ1000(A) bez využitia ohrevu čipu [22].



**Obr. 16: Základné zapojenie referencie s LTZ1000(A) [22]**

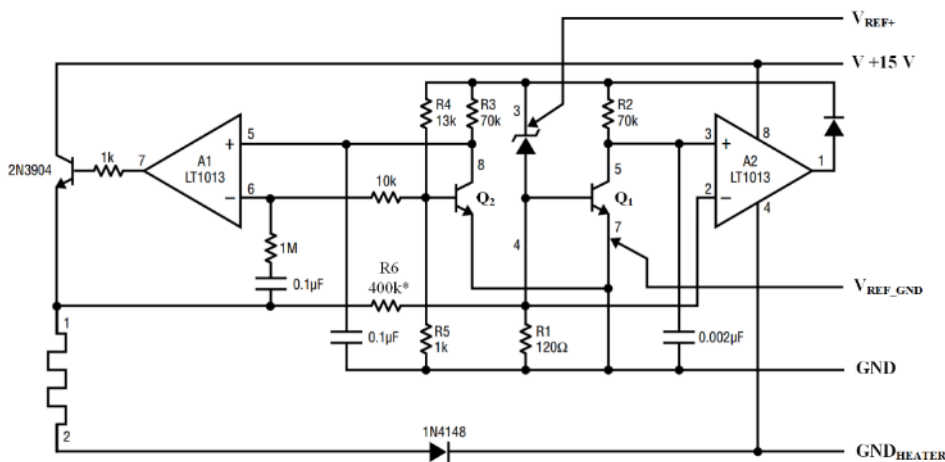
V základnom zapojení sa z vnútornej štruktúry využíva Zenerová dióda a jeden tranzistor, na obr. 14 s označením Q1. Tranzistor sa v tomto zapojení využíva na kompenzáciu teplotného koeficientu Zenerovej diódy, ako už bolo spomínané v kapitole 1.3.1.

Zapojenie funguje ako mostík, so  $120\ \Omega$  rezistorom a Zenerovou diódou na jednej strane a s tranzistorom a  $30\ \text{k}\Omega$  rezistorom na strane druhej. Mostík bude vyvážený v prípade, že bude platiť  $U_{BE} = U_{CE}$ . Vo vyváženom stave a pri uvedených hodnotách súčiastok tečie Zenerovou diódou približne  $5\ \text{mA}$  a tranzistorom prúd  $I_C$  približne  $220\ \mu\text{A}$ .

Výstupné napätie referencie má veľkosť danú súčtom úbytku napätia na Zenerovej dióde a úbytku na prechode B-E tranzistora. Výrobcom zvolené príznačné napätie Zenerovej diódy má takú veľkosť ( $7,2\ \text{V} - U_{BE}$ ), aby bol jej teplotný koeficient tranzistorom čo najlepšie vykompenzovaný, takže celkový TK je skoro rovný nule.

Prakticky sa v zapojení bez ohrevu čipu nedosiahne vyššia teplotná stabilita v porovnaní s lacnejšími referenciami. Použitie referencie LTZ1000(A) v takom prípade prakticky stráca význam.

Pri využití vnútorného termostatu sa zapojenie z obr. 16 rozšíri o ďalšie súčiastky. Celkové zapojenie aj s riadeným ohrevom čipu je na obr. 17 [22].



**Obr. 17: Zapojenie LTZ1000(A) s ohrevom čipu [22]**

V rozšírenom zapojení referencie LTZ1000(A) je použité aj topné teleso a tranzistor, snímajúci teplotu čipu (označený ako Q2). Odporovým deličom, pozostávajúcim z rezistorov R4 a R5, sa nastaví napätie odpovedajúce žiadanej teplote čipu (platí strmosť - 2 mV/°C). Operačný zosilňovač A1 nastaví pracovný bod tranzistoru (2N3904) tak, aby vykompenzoval rozdielne napätie na jeho vstupoch. Pri dosiahnutí rovnosti  $U_{BE} = U_{CE}$  je teplota čipu nastavená na požadovanú teplotu. Pri použití rezistorov R4 a R5 s hodnotami z obr. 17, je teplota nastavená na 60 °C.

Teplota okolia by behom prevádzky nemala prevýšiť nastavenú teplotu termostatu a medzi týmito teplotami by mala byť zachovaná určité rezerva. Teplota čipu 60 °C vyhovuje pre bežné laboratórne podmienky. V prístroji Keysight 3458A je teplota čipu LTZ1000(A) nastavená na 90 °C kvôli špecifikáciami zahrňujúci väčší rozsah teplôt meracieho prístroja [26].

## 2 FAKTORY VPLÝVAJÚCE NA STABILITU LTZ1000(A) A SPÔSOBY JEJ ZVÝŠENIA

Na stabilitu referencie vplýva veľké množstvo faktorov. Niektorým vplyvom môžeme predchádzať, iné môžeme iba minimalizovať (napr. zmena teploty, vlhkosť vzduchu, prúdenie vzduchu a podobne). Minimalizovať sa tiež snažíme vlastný šum referencie alebo chyby spôsobené pnutím DPS. Stabilita celého referenčného obvodu pri použití LTZ1000(A) nezávisí iba na samotnej referencii. Je dôležité sústrediť pozornosť aj na výber okolitých súčiastok.

Je možné sa dopátrať veľa spôsobov, ktoré by mali zlepšiť vlastnosti referencie s LTZ1000(A), no nie všetky z nich boli podrobené hlbšej expertíze. Nie je dokázané, či všetky tieto postupy naozaj pomáhajú zlepšiť stabilitu referencie, ak aj áno, tak je otázne v akej miere. V tejto podkapitole preto opíšem faktory vplývajúce na stabilitu referencie s LTZ1000(A) a postupy, ktoré by mali zlepšiť vlastnosti referencie s LTZ1000(A).

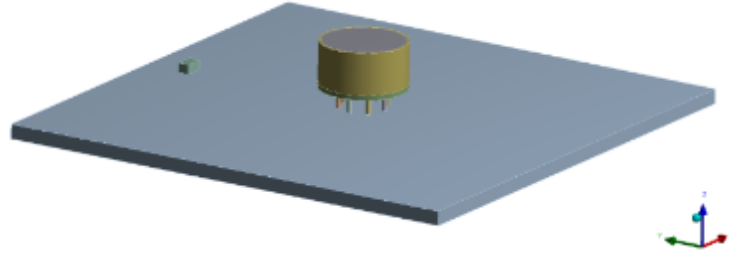
### 2.1 Návrh dosky plošného spoja z hľadiska šírenia tepla

Keďže doska plošného spoja (DPS) má okrem iného aj funkciu odvodu tepla, záleží na pozícii referencie na doske plošného spoja. Referencia by nemala byť v blízkosti zdroja tepla, napr. v blízkosti výkonovej súčiastky. Teplo sa šíri z bodu s vyššou hodnotou teploty do miesta s nižšou teplotou. Je potrebné zamedziť tomu, aby sa vplyvom rozdielnych teplôt vývodov referencie neuplatňovali termoelektrické napätia. Referencia LTZ1000(A) má vývody z kovaru a plošný spoj pozostáva z medi. Ich spojením vzniká termoelektrický článok s vysokým Seebeckovým koeficientom  $35 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Je preto nevyhnutné, aby vývody referencie boli na rovnakej teplote a tak sa generované termoelektrické napätie minimalizuje. V opačnom prípade pri meniacej sa teplote okolia vzniknuté napätie spôsobí zhoršenie TK a prejaví sa ako zvýšenie šumu v pásme nízkych frekvencií[22].

Aby sa zabránilo nerovnomernému prechodu tepla smerom k a od referencie LTZ1000(A), používajú sa rôzne modifikácie DPS, ktoré sa často vyskytujú na cudzích návrhoch DPS s LTZ1000(A). Urobil som preto teplotné analýzy v programe ANSYS a porovnal som rozloženie tepla na DPS s tými úpravami.

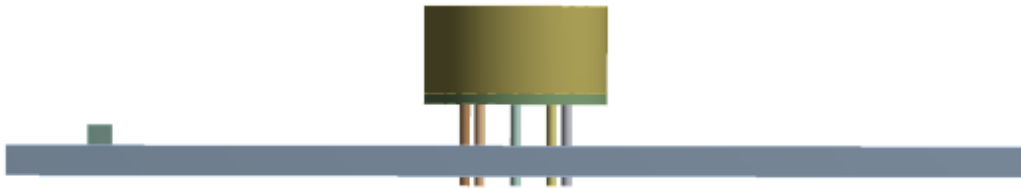
#### 2.1.1 DPS bez modifikácií

Vytvorený základný model pozostával z dosky z materiálu FR4 (pre zjednodušenie bez plošných spojov z medi) s rozmermi 50x50 mm a hrúbkou 1,5 mm, ďalej pozostával z modelu obvodu referencie LTZ1000(A) a z rezistoru v puzdre s veľkosťou 0805 (0,08x0,05 palca, teda 2x1,27x1 mm) (obr. 18). Rezistor slúžil ako asymetrický zdroj tepla pre posúdenie odolnosti návrhu na nežiadúci teplotný gradient v rámci DPS.



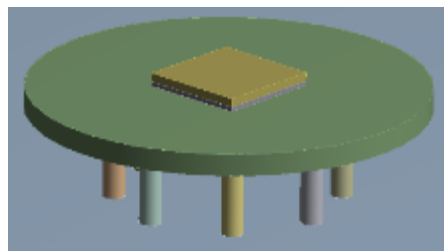
**Obr. 18. :** Vytvorený základný model pre analýzu prenosu tepla

Rezistor je umiestnený na vrchnej strane dosky, rovnako ako referencia.



**Obr. 19:** Pohľad na celkový model z bočnej strany

Na obr. 20 je možné vidieť detail vnútra modelu referencie. Žltou farbou je vyznačený model kremíkového čipu referencie (s odhadovanou veľkosťou podľa zdrojov z internetu). Sivú farbu ma izolačný materiál oddeľujúci čip a púzdro referencie. Jeho hrúbka a materiál (sklo) sú odhadnuté.



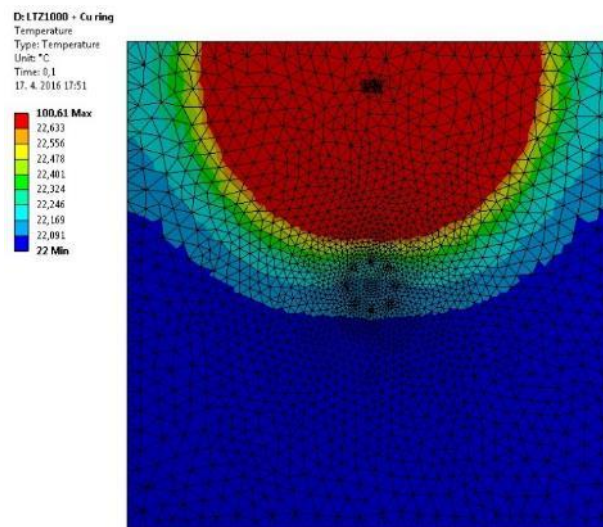
**Obr. 20:** Detail vnútra modelu referencie LTZ1000(A)

Materiál dosky je laminát so sklenenými vláknami a epoxidovou živicom (FR4). Materiál vývodov, kovár, bol určený z katalógového listu výrobcu. Ďalším použitým materiálom bola oceľ (použitá pre zjednodušenie modelu rezistora 0805 a ako púzdro referencie). Sklo bolo zvolené ako materiál oddeľujúci čip a púzdro obvodu referencie LTZ1000(A) pre podobné vlastnosti ako majú bežné materiály používané pre uchytenie čipu k puzdru súčiastky, presný materiál výrobca neuvádza. V nasledujúcej tabuľke (tab. 6) sú uvedené tepelné vodivosť použitých materiálov. Pre zjednodušenie celkového modelu nie je braná v úvahu spájka použitá na spojenie vývodov súčiastok k doske FR4. Materiály z tab. 6 boli použité aj v ostatných modeloch (opisované v kapitolách 2.1.2, 2.1.3 a 2.1.4). Rovnako tak boli zvolené podmienky okolia pre všetky nasledujúce prípady. Bola určená konvekcia s tzv. vrstvomým koeficientom  $6 \text{ W/m}^2$  a radiácia definovaná emisivitou 0,7.

**Tab. 6: Tepelné vodivosti použitých materiálov pri teplotnej analýze**

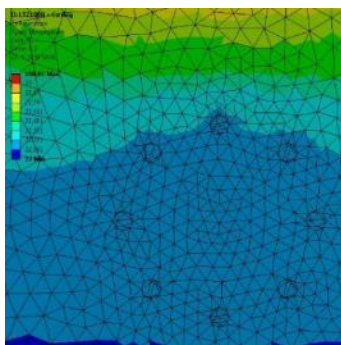
<b>Materiál</b>	<b>Tepelná vodivosť [Wm<sup>-1</sup>C<sup>-1</sup>]</b>
FR-4	0,294
Kovar	17,000
Kremík	148,000
Sklo	1,400
Oceľ	60,500
Meď	401,000

Pri prvej analýze bola nastavená vnútorná generácia tepla v rezistore na hodnotu  $4 \times 10^8 \text{ W/m}^3$  (z prepočtu stratového výkonu 1 W na objem rezistoru v puzdre 0805). Použitá bola statická teplotná analýza a výsledky rozloženia teploty na doske je možné vidieť na nasledujúcom obrázku (zobrazená je teplota v reze vedenom po povrchu dosky).

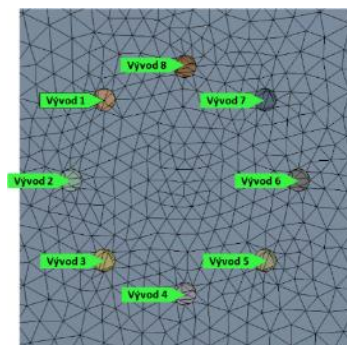


**Obr. 21: Výsledky rozloženia tepla na doske bez modifikácii**

Legenda na obrázku je prispôbená pre zväčšenie citlivosti v nižších teplotách, keďže nás zaujíma hlavne rozloženie teplôt pri vývodoch LTZ1000. Dosaiahnutá maximálna teplota je spôsobená veľmi malým odvodom (chladením) do dosky FR4. Na obr. 22 je možné vidieť rozloženie teplôt v okolí vývodov v detaile.



**Obr. 22: Detail na rozloženie teplôt na doske bez modifikácii**



**Obr. 23: Vyznačenie umiestnenia teplotných sond na doske**

Z obr. 22 je zložité určiť presnú (samozrejme v rámci presnosti výpočtu) teplotu na konkrétnych vývodoch. Preto som v miestach vývodov LTZ1000(A) umiestnil meracie sondy. Na obr. 23 je možné vidieť ich polohu s označením vývodu. V tab. 7 sú uvedené teploty v miestach teplotných sond.

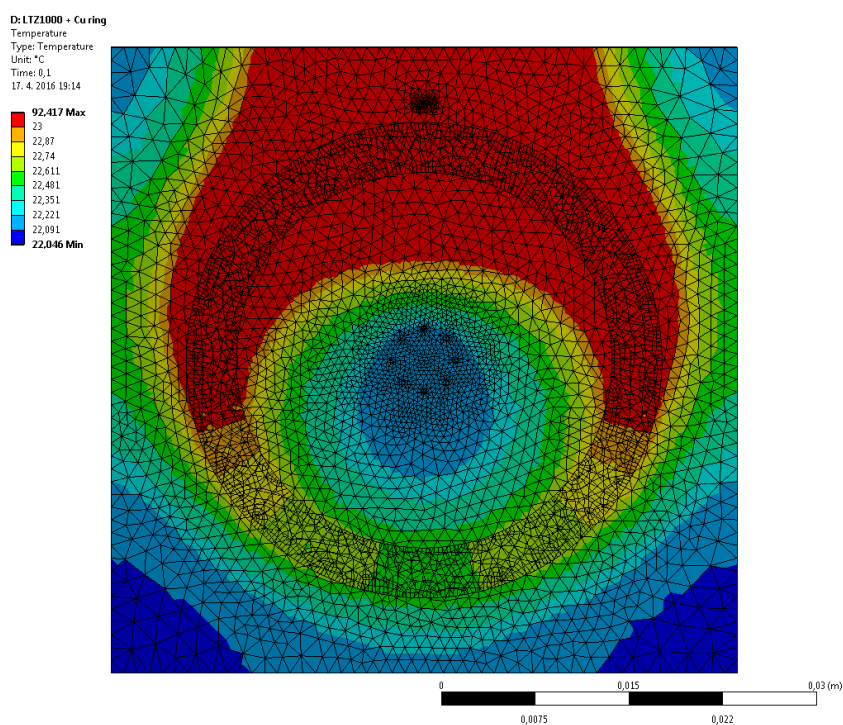
**Tab. 7: Rozdiely teplôt vývodov u dosky bez modifikácií**

Číslo vývodu	Teplota [°C]
1	22,169
2	22,128
3	22,107
4	22,102
5	22,107
6	22,128
7	22,169
8	22,196

Maximálny rozdiel teplôt v tomto prípade je 0,089°C. Ak by tento rozdiel teplôt bol medzi vývodmi citlivými na vzájomne rozdielnu teplotu, mohlo by vzniknúť termoelektrické napätie s hodnotou približne 3,1  $\mu\text{V}$  (ak platí 35  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ), čo je asi 0,5 ppm z hodnoty výstupného napätia.

### 2.1.2 DPS s modifikáciou v podobe medeného prstenca

Prvou modifikáciou, ktorú som analyzoval, bol kruhový medený prstenec umiestnený v určitej vzdialenosti okolo referencie. Bol vytvorený ako obojstranný medený plošný spoj so šírkou 4 mm a hrúbkou 35  $\mu\text{m}$  (viď. obr. 24).



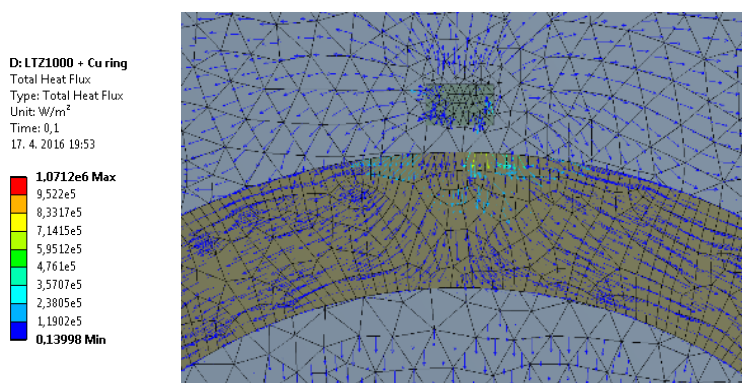
**Obr. 24: Rozloženie teploty na doske s kruhovým medeným prstencom**

Na predchádzajúcom obrázku je vidno, že teplota pristupuje k vývodom rovnomernejšie z každej strany. Hodnoty v miestach teplotných sond sú uvedené v tab. 8. Najväčší rozdiel teplôt vývodov je polovičný oproti prípadu bez tejto modifikácie.

**Tab. 8: Rozdiely teplôt vývodov u dosky s medeným prstencom**

Číslo vývodu	Teplota [°C]
1	22,189
2	22,167
3	22,150
4	22,145
5	22,150
6	22,167
7	22,188
8	22,200

Aj pri pohľade na tepelný tok vo vrchnej časti prstenca pri rezistore (obr. 25) je vidieť, že teplo prúdi z rezistoru priamo do prstenca a následne sa šíri v smere jeho tvaru.



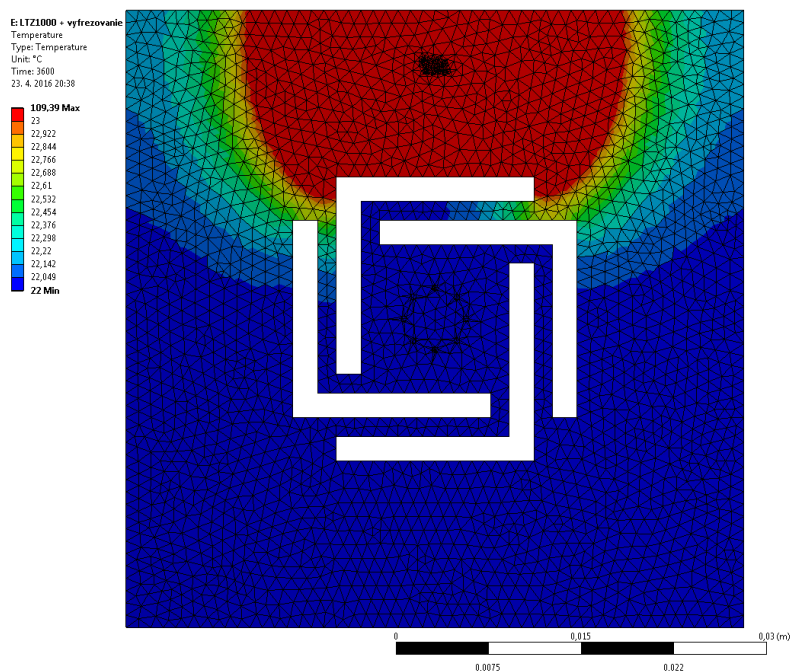
**Obr. 25: Detailne zobrazenie tepelného toku na doske s prstencom**

Z výsledkov analýzy je možné usúdiť, že táto modifikácia by mohla pomôcť k zlepšeniu stability referencie tým, že zníži rozdiel teplôt na vývodoch referencie. Je potrebné prstenec vytvoriť s dostatočnou šírkou, aby bolo teplo rozvedené po obvode prstenca čím lepšie.

### 2.1.3 DPS s vyfrézovanými otvormi v tvare písmena L

Ďalším možným spôsobom, ako zlepšiť stabilitu referencie by malo byť vytvorenie odporu teple, šíriacemu sa k LTZ1000(A) po doske plošného spoja. Jedným zo spôsobov je vyfrézovanie drážok v miestach, kde dochádza k prestupu tepla. Drážkami je možné oddeliť buď iba zdroj tepla od ostatnej časti DPS, alebo oddeliť časť DPS s referenciou od zvyšku dosky. Práve druhý spôsob som sa snažil overiť teplotnou simuláciou.

Referenčný obvod, umiestnený v strede DPS, bol tepelne oddelený od zvyšku dosky štyrmi vyfrézovanými drážkami v podobe písmena L. Drážky boli široké 2 mm a mostíky, ktoré prepájajú časť dosky pod referenciou so zvyškom DPS, mali šírku 1,5 mm. Výsledok simulácie je na nasledujúcom obrázku.



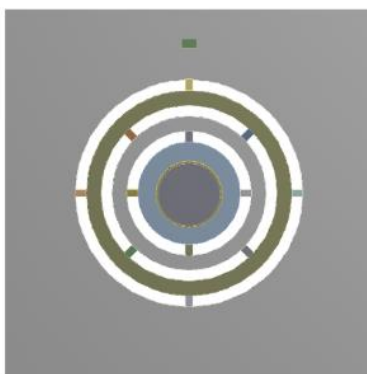
**Obr. 26: Rozloženie teploty na doske s vyfrézovanými otvormi v tvare písmena L**

Zdrojom tepla je opäť rezistor v puzdre 0805. Tepelný výkon generovaný vo vnútri tohto simulovaného rezistoru bol nastavený podobne ako v predošlom prípade na 1 W.

Výsledná teplota na všetkých vývodoch referencie bola rovnaká, rovnajúca sa teplote okolia (22°C) v rámci 0,001°C presnosti výpočtu.

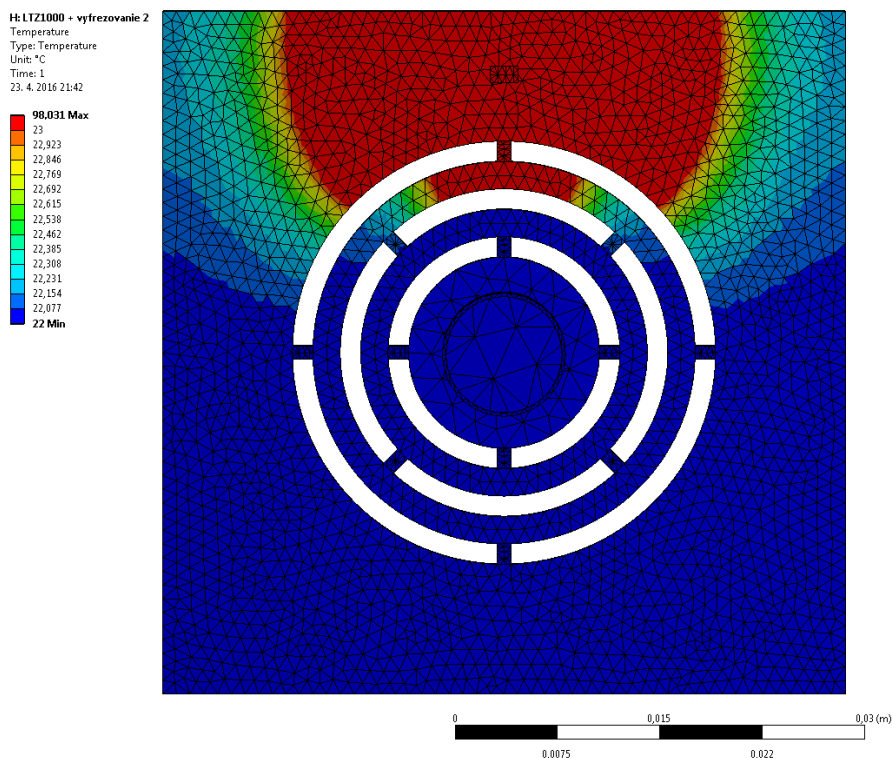
#### 2.1.4 DPS s vyfrézovanými otvormi v tvare kruhu

Podobným riešením zvýšenia tepelného odporu je aj príklad uvedený na nasledujúcom obrázku.



**Obr. 27: Doska s vyfrézovanými otvormi v tvare kruhu**

Vyfrézované otvory sú v tvare kruhov, prerušované prepojeniami medzi jednotlivými medzikružiami laminátu. Táto úprava má zrovnomerniť prestup tepla na časť dosky pod referenciou. Všetky parametre simulácie sú rovnaké ako v predošlom prípade. Šírka vyfrézovaných drážok bola 1,5 mm



**Obr. 28: Rozloženie teploty na doske s kruhovými drážkami**

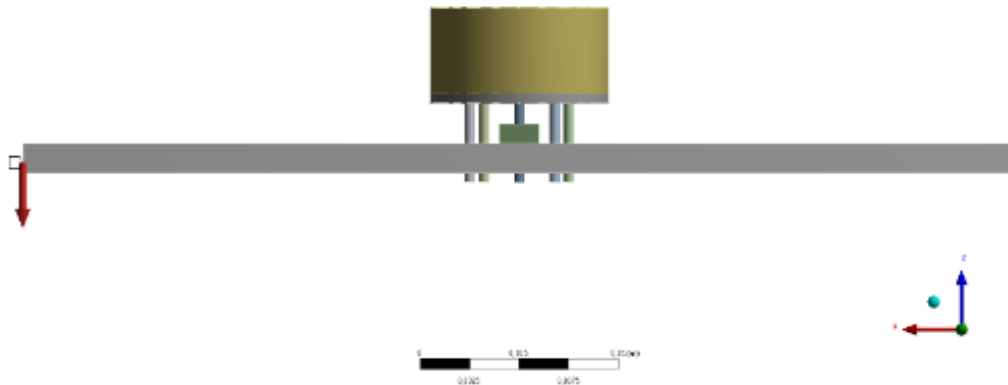
Rovnako ako v predošlom prípade, teploty na všetkých vývodoch dosahujú rovnakú teplotu 22°C. Nevýhodou tohto riešenia je veľká zabraná plocha pre vytvorenie vyfrézovaných otvorov v porovnaní s predošlým riešením. Drážky je možné samozrejme vytvoriť prípadne užšom frézou a takisto zúžiť medzikružia z laminátu a tým sa zabraná plocha zmenší.

Výsledky teplotných simulácií boli prospešné pre získanie predstavy o rozložení teploty a porovnanie jednotlivých tvarov i keď sa od reality môžu líšiť.

## 2.2 Návrh dosky plošného spoja z hľadiska pnutia

Doska s referenciou môže byť v reálnych podmienkach zasunutá v ráme alebo k nemu napevno priskrutkovaná. Pri zmene teploty vplyvom rozťažnosti FR4 laminátu a ostatných mechanických častí môže dôjsť k ohybu DPS. To zapríčini vznik pnutia vývodov referencie za vzniku chyb referenčného napätia.

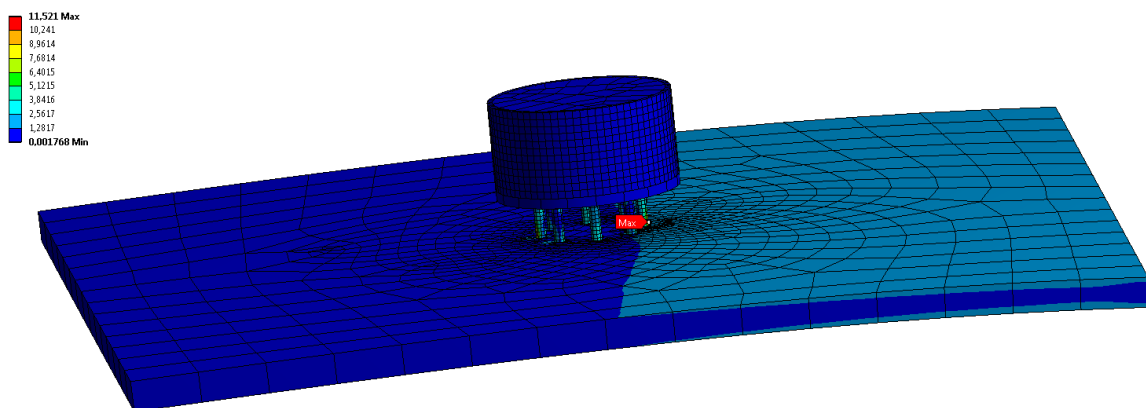
Podrobil som preto vytvorené modely dosiek s referenciou (modely rovnaké ako v teplotnej simulácii) pnutiu smerom v ose  $-z$  s intenzitou 1 N (obr. 29), pričom protiľahlá strana bola pevne prichytená. Testoval som dosku bez modifikácií, s vyfrézovanými otvormi v tvare písmena L a dosku s kruhovými otvormi. Zámerom bolo zistiť približnú veľkosť pnutia v miestach spojenia vývodov referencie s doskou pri konkrétnej sile ohybu a výsledné hodnoty u jednotlivých modifikácií navzájom porovnať.



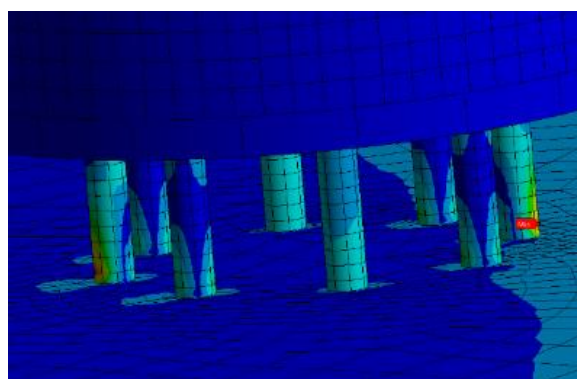
**Obr. 29: Smer sily zat'azujúcej jednu stranu dosky referencie**

Prvým analyzovaným prípadom bola doska bez modifikácii (obr. 30). Vzniknuté pnutie malo maximálnu hodnotu 11,521 MPa v mieste jedného z vývodov. Rozloženie pnutia vyobrazené farebným škálovaním je na obr. 31 (legenda platí z obr. 30).

H: Pnutie LTZ1000 bez Cu + Cu ring  
 Equivalent Stress  
 Type: Equivalent (von-Mises) Stress  
 Units: MPa  
 Time: 1  
 20. 5. 2016 14:52



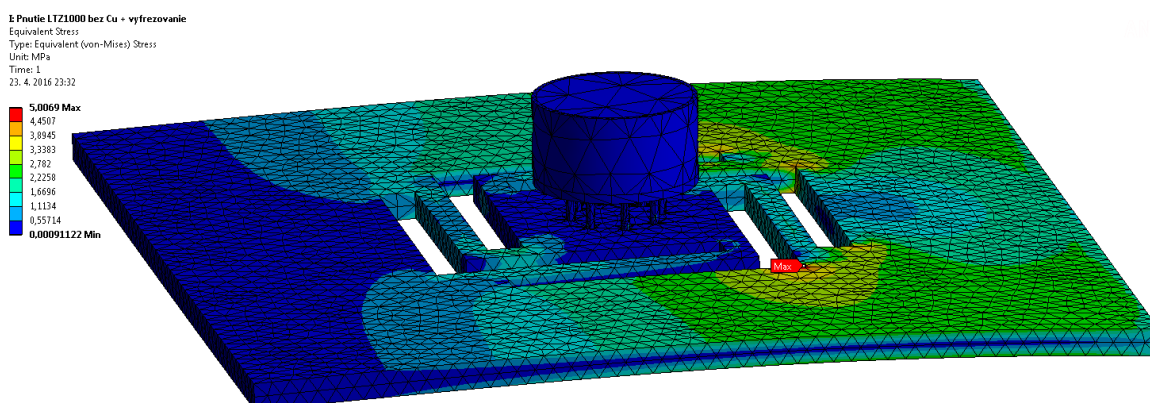
**Obr. 30: Rozloženie pnutia na doske bez modifikácii**



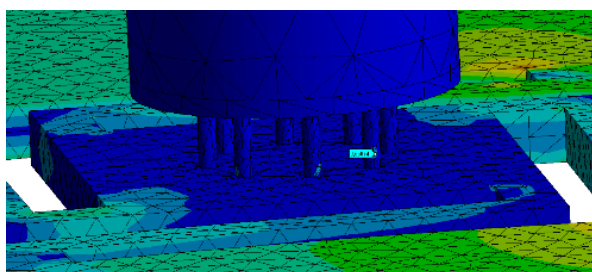
**Obr. 31: Rozloženie pnutia na vývodoch LTZ1000 s doskou bez modifikácii (legenda platí z obr. 30)**

Ďalším analyzovaným prípadom bola doska s vyfrézovanými otvormi v tvare L (obr. 32). Najvyššie dosiahnuté pnutie bolo polovičné oproti doske bez modifikácii a vzniklo

mimo vývody LTZ1000. Maximálne pnutie, ktoré vznikalo na vývodoch referencie bolo 0,65 MPa (viď. obr. 33), čo predstavuje iba jednu dvadsatinu z hodnoty tlaku na vývodoch dosky bez drážok.

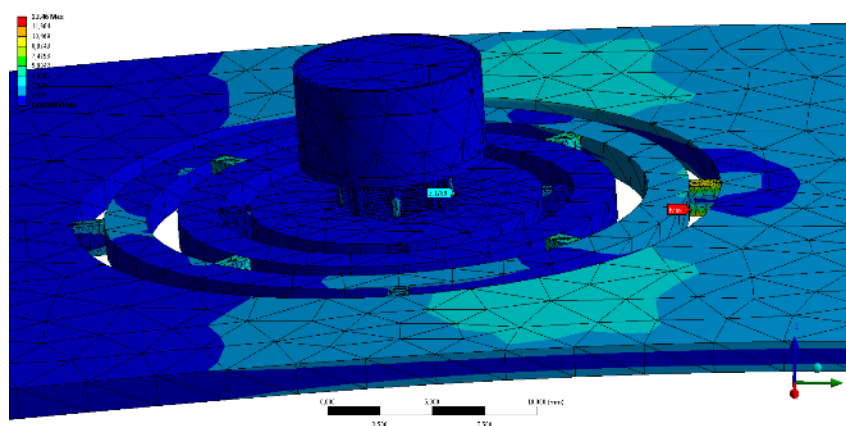


**Obr. 32: Rozloženie pnutia na doske s vyfrézovanými otvormi v tvare písmena L**



**Obr. 33: Detail pnutia na vývodoch referencie (doska s drážkami tvaru L)**

Posledným analyzovaným prípadom bola doska s kruhovými vyfrézovanými drážkami. Maximálny tlak (13,46 MPa) vzniká v mieste spojenia najväčšieho medzikružia so zbytkom dosky. Najväčší tlak vznikajúci na vývodoch referencie je vyznačený na obrázku modrín popisom a jeho veľkosť je 3,18 MPa. Zistené hodnoty tlaku sú väčšie než u dosky s drážkami v tvare L.



**Obr. 34: Rozloženie pnutia na doske s kruhovými drážkami**

Cieľom tejto analýzy bolo ukázať pozitívny vplyv frézovaných drážok pri zmeňovaní pnutia na vývodoch.

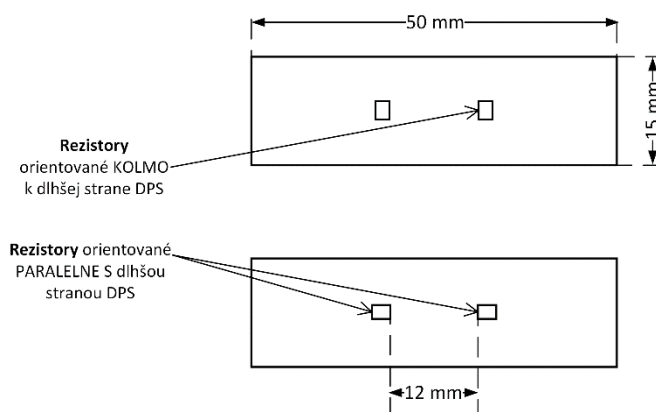
## 2.3 Výber rezistorov

Na celkovej stabilite referencie sa okrem iného podieľajú aj rezistory. Tie napríklad nastavujú teplotu čipu alebo prúd Zenerovou diódou a tranzistormi Q1 a Q2. Zmena týchto parametrov môže ovplyvniť zmenu výstupného napätia referencie a preto je treba výberu stabilných rezistorov venovať pozornosť. Pozornosť by sme mali sústrediť hlavne na stabilitu odporu rezistorov pri ohybe DPS a pri zmene teploty. Na tieto dva vplyvy som sa zamerlal v tejto podkapitole.

### 2.3.1 Vplyv pnutia DPS na stabilitu rezistorov

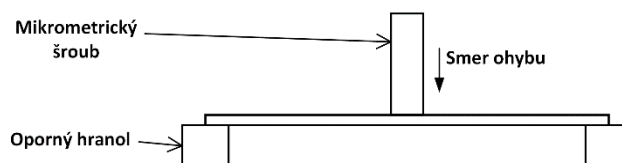
Aby som overil vplyv pnutia DPS na rezistory umiestnené na doske referencie, navrhol som mechanickú aparatúru a metódu merania zmeny odporu testovaných rezistorov.

Základnou myšlienkou bolo vytvoriť identické vzorky DPS pre každý typ rezistoru, pričom každý typ bude orientovaný kolmo a na ďalšej DPS paralelne s dlhšou stranou dosky, ako je to ukázané na obr. 35. Veľkosť DPS bola zvolená na 50 x 15 mm. Testované boli rezistory pre povrchovú montáž a vývodové. Na jednej doske boli umiestnené dva identické rezistory, každý na jednu polovicu DPS vo vzdialenosti 6 mm od stredu dosky (obr. 35).



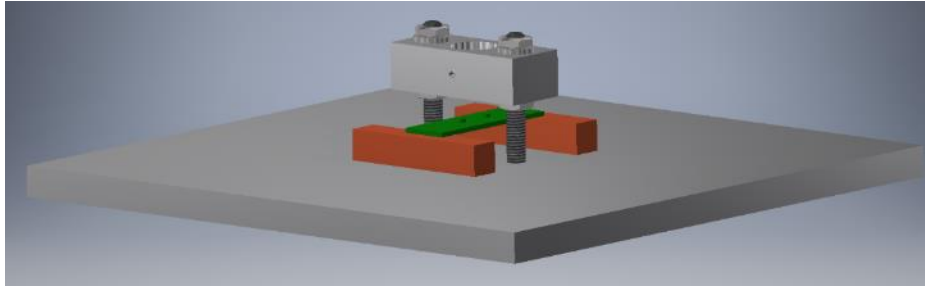
**Obr. 35: Koncept návrhu testovacej DPS na test pnutím rezistorov**

Medzera 12 mm bola vytvorená pre mikrometrický šroub, ktorým sa DPS zatlačal smerom dole a tak sa vytváralo na DPS pnutie. Oba konce dlhšej strany DPS boli položené na kovových oporných hranoloch s rozmermi 10 x 10 x 50 mm (obr. 36).



**Obr. 36: Bočný pohľad na návrh testovania pri pnutí DPS**

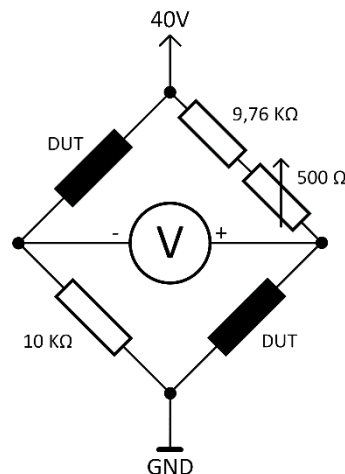
Na nasledujúcom obrázku je už návrh celkovej aparatúry. Testovaná DPS je vyznačená zelenou farbou, oporné hranoly oranžovou.



**Obr. 37: Návrh celkovej aparatúry na testovanie rezistorov pri pnutí DPS**

Mikrometrický šroub sa najprv upevní do vrchného hranola a jeho výška sa nahrubo nastaví posunom hranola po závitových tyčoch (M6). Následne je možné mikrometrický šroub dostaviť na úroveň dotyku s DPS. Rozlíšenie mikrometrického šroubu je 0,01 mm.

Testované rezistory sú zapojené do polovičného Wheatstnovho mostíka a pre zvýšenie citlivosti sú umiestnené na testovanej doske dva. Pre jednoduchosť sa predpokladá rovnaký charakter zmeny odporu pri pnutí oboch rezistorov súčasne. Na obr. 38 je schéma zapojenia. Testované rezistory sú na obrázku začiernené a označené ako DUT (z anglického „Device Under Test“). Výstupné napätie sa odoberá z diagonály. Na vyváženie mostíka vplyvom nepresnej hodnoty odporu rezistorov slúži 18-otáčkový trimer s hodnotou 500 Ω.



**Obr. 38: Schéma zapojenia testovania rezistorov pri pnutí**

Na nasledujúcich obrázkoch sú zábery z merania. Časť testovaných rezistorov aj časť zvyšných dvoch rezistorov sú zakryté, aby nedochádzalo vplyvom prúdenia vzduchu k zmene teploty rezistorov a tým k zmene ich odporu.



Obr. 39: Záber z merania pri pnutí DPS



Obr. 40: Detailný záber na DPS a mikrometrický šroub pri meraní

Testoval som tri typy SMD rezistorov a tri typy rezistorov s drôtovými vývodmi. Informácie o testovaných rezistoroch sú uvedené v nasledujúcej tabuľke.

Tab. 9: Použité rezistory pri meraní zmeny odporu pri pnutí DPS

Číslo DPS	Montáž	Typ	Séria	Výrobca	Cena [Kč]
1.1 a 1.2	SMD	Y162910K0000B9R	VFCP	VISHAY PG	260,00
2.1 a 2.2	SMD	RG2012N-103-W-T1	RG	SUSUMU	25,00
3.1 a 3.2	SMD	0805S8J0103T5E	-	ROYAL OHM	0,15
1.3 a 1.4	THT	Y145310K0000V9L	Z201	VISHAY PG	625,00
2.3 s 2.4	THT	PTF5610K000BZEB	PTF	VISHAY Dale	34,00
3.3 a 3.4	THT	YR1B10KCC	-	TE Connectivity	12,00

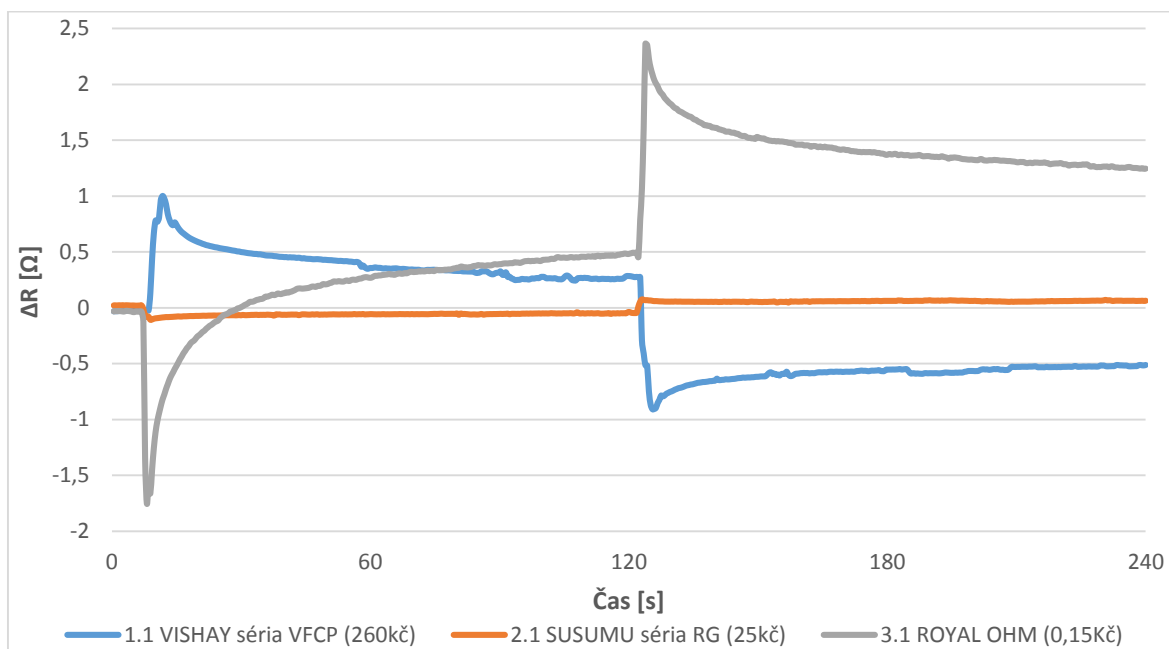
Rezistory, ktoré som testoval, sa od seba líšili okrem púzdra hlavne teplotným koeficientom odporu (TKR) a cenou. DPS s poradovým číslom 1.1 až 1.4 sú osadené SMD a vývodovými rezistormi s TKR max. 0,2 ppm/°C (v obmedzenom rozsahu iba 0,05 ppm/°C), čo predstavuje rezistory s najlepšou teplotnou stabilitou dostupnou na trhu. Skupina DPS s označením 2.1 až 2.4 sú rezistory s priemerným TKR s hodnotou max. 10 ppm/°C a posledná skupina 3.1 až 3.4 má teplotný koeficient 100 ppm/°C. Výber rezistorov bol takto zvolený preto, že som chcel overiť závislosť rezistorov s rôznou teplotnou stabilitou na zmene pnutia DPS, a tak určiť potenciálnu možnosť použitia jednotlivých rezistorov na doske referencie. Najviac ma zaujímalo, ako pri meraní dopadne teplotne veľmi stabilný rezistor série VFCP v puzdre SMD. To by malo menej odolávať pnutiu oproti puzdru s drôtovými vývodmi (rezistor série Z201). Posledným rozlíšením je orientácia rezistorov na DPS. Poradové číslo X.1 a X.3 označuje orientáciu rezistoru kolmo k dlhšej strane DPS, teda predpokladá sa menší vplyv pnutia na zmenu rezistoru. Poradové číslo X.2 a X.4 označuje orientáciu paralelne s dlhšou stranou.

Meranie prebiehalo tak, že som DPS ohol o 1 mm. Po uplynutí 2 minút som dosku uvoľnil. Odpor  $\Delta R$  bol z nameranej hodnoty napätia prepočítaný podľa vzorca:

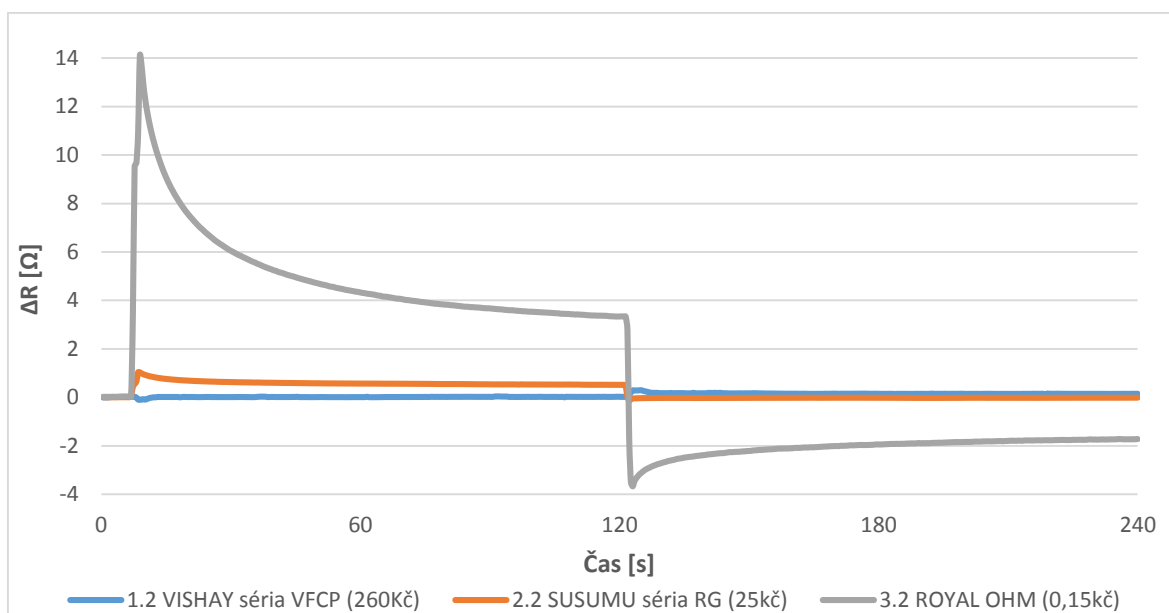
$$\Delta R = \frac{2U_D}{U_{CC}} \cdot R_{DUT} \quad [\Omega; V, V, \Omega], \quad (4)$$

kde  $U_D$  je odmerané napätie na diagonále mostíka,  $U_{CC}$  je napájacie napätie a  $R_{DUT}$  je menovitá hodnota odporu testovaného rezistoru (uvažujeme  $10\text{ k}\Omega$ ).

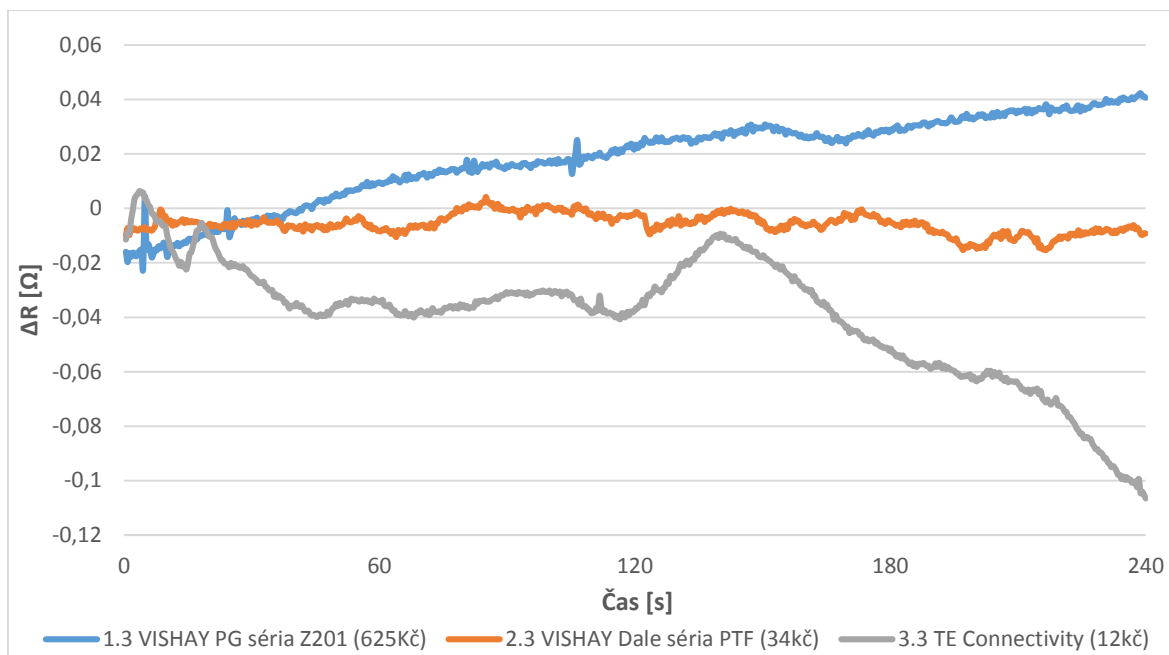
Na nasledujúcich obrázkoch sú výsledky testu. Na jednom grafe sú zobrazené rezistory v rovnakom type puzdra a s rovnakou orientáciou na DPS.



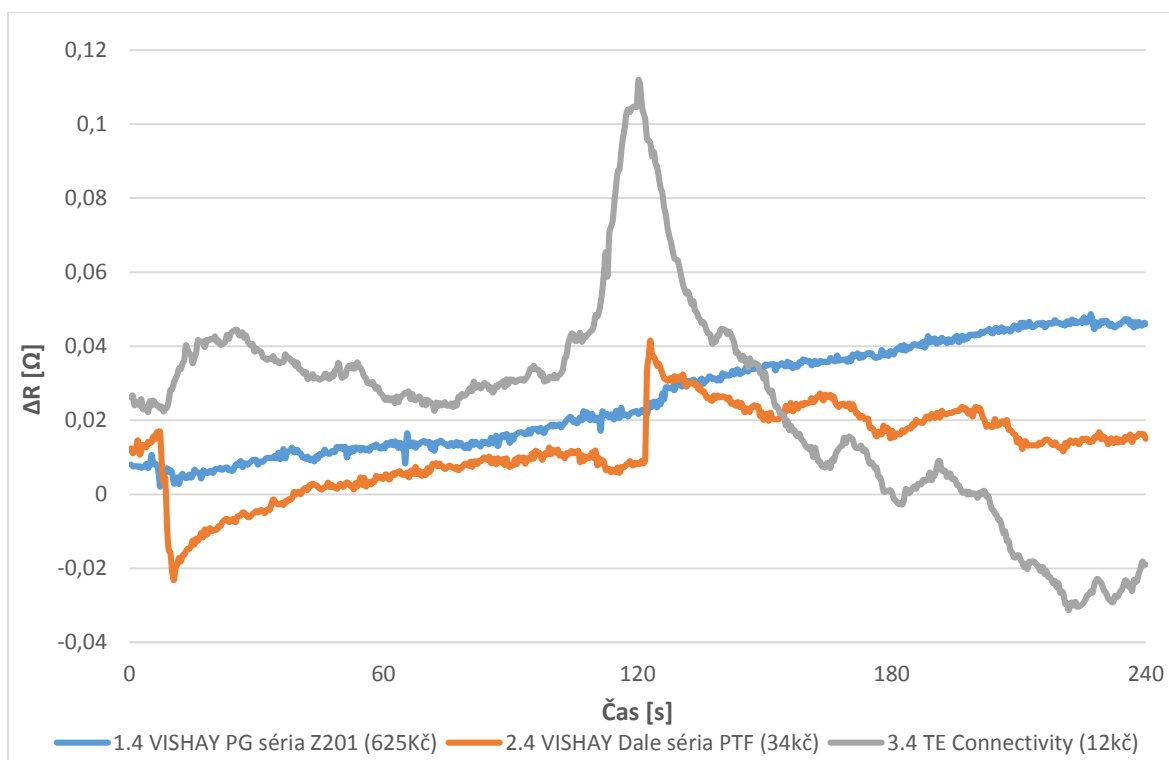
**Obr. 41: Zmena odporu  $10\text{ k}\Omega$  rezistorov SMD (rezistory KOLMO na dlhšiu stranu DPS pri namáhaní na ťah – orientované dole)**



**Obr. 42: Zmena odporu  $10\text{ k}\Omega$  rezistorov SMD (rezistory PARALELNE s dlhšou stranou DPS pri namáhaní na ťah – orientované dole)**



**Obr. 43: Zmena odporu 10 kΩ rezistorov THT (rezistory KOLMO na dlhšiu stranu DPS pri namáhaní na ťah – orientované dole)**



**Obr. 44: Zmena odporu 10 kΩ rezistorov THT (rezistory PARALELNE s dlhšou stranou DPS pri namáhaní na ťah – orientované dole)**

Z výsledkov vyplýva, že pnutie DPS má najväčší vplyv na zmenu odporu rezistorov v puzdre SMD (obr. 41 a obr. 42). Najhoršie dopadli obyčajné 0805 rezistory (ROYAL

OHM za 0,15kč). Najlepšie však obstáli pri teste s orientáciou kolmo k DPS rezistory SUSUMU séria RG, ktoré sú 10-krát lacnejšie než rezistory firmy VISHAY séria VFPC. Pri pnutí s orientáciou rezistorov paralelne s dlhšou stranou DPS obstáli tieto rezistory podobne ako rezistory SUSUMU. U všetkých rezistorov je vidieť, že po ohybe DPS a jej opätovnom uvoľnení sa odpor dlhú dobu ustáľuje na jeho pôvodnú hodnotu.

V prípade rezistorov pre montáž THT to dopadlo skoro o 2 rády lepšie (obr. 43 a obr. 44). Najhoršie sú opäť rezistory obyčajné, s veľkým TKR (rezistory TE Connectivity za 12kč). Pri orientácii rezistorov kolmo k dlhšej strane DPS nie sú patrné zmeny odporu. Výsledky sú skreslené zmenou odporu teplotným driftom rezistorov. Pri orientácii rezistorov paralelne s dlhšou stranou DPS je vidno zmenu odporu u rezistorov VISHAY Dale séria PTF (34kč) a TE Connectivity (12kč).

Predošlé štyri grafy zobrazovali závislosť zmeny odporu rezistorov namáhanými na ťah. V prípade opačnej orientácie DPS (namáhanie na tlak) dochádzalo všeobecne k menším zmenám odporu.

Z výsledkov tohto experimentu vyplýva, že rezistory vývodové (THT) vo všeobecnosti lepšie odolávajú pnutiu DPS. Nápad, aby sa SMD s nízkym TKR (VISHAY série VFPC) použili v zapojení s referenciou preto zrejme nebudem realizovať. Bolo by to možné iba u DPS, ktoré by mali malé rozmery a veľkú hrúbku (väčšia odolnosť voči pnutiu) a u rezistorov, na ktorých zmena výstupného napätia referencie je málo závislá.

### 2.3.2 Vplyv zmeny odporu rezistorov na výstupné napätie referencie

Výrobca v katalógovom liste LTZ1000(A) [22] udáva zmenu výstupného napätia pri zmene odporu rezistorov. V tab. 10 sú tieto hodnoty uvedené spolu s nameranými hodnotami z dvoch nezávislých zdrojov z internetu, ktoré boli získané meraním.

**Tab. 10: Zmena výstupného napätia pri zmene odporu rezistorov (katalógové hodnoty a hodnoty zo zdrojov z internetu)**

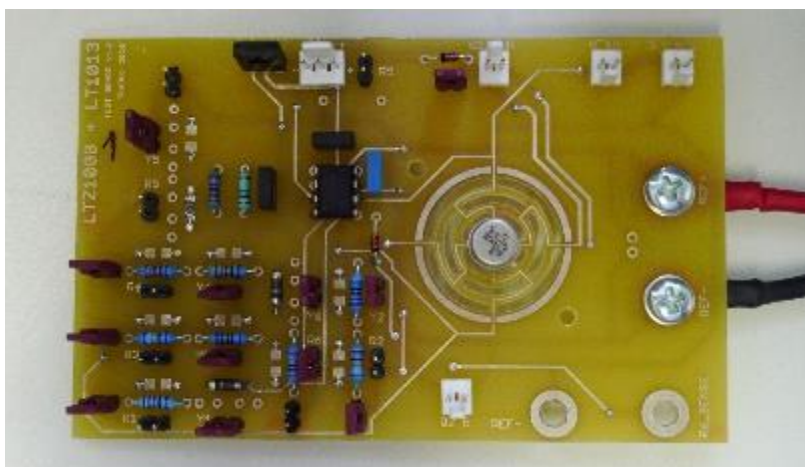
Rezistor	$\Delta R$ [ $\Omega$ ]	Výrobca	Internet Zdroj č.1	Internet zdroj č.2
-	-	$\Delta U_{REF}$ [ppm]	$\Delta U_{REF}$ [ppm]	$\Delta U_{REF}$ [ppm]
R1	0,012	<b>1</b>	-0,14	-0,14
R2	7	<b>0,3</b>	-0,4	-0,4
R3	7	<b>0,2</b>	-0,03	-0,07
R4/R5	$\Delta R=0,01\%$	<b>1</b>	+0,95	+1,2

Výrobca k hodnotám neuvádza bližšie špecifikácie, napríklad, či sa jedná o typické hodnoty alebo krajné. Ďalej z tohto popisu nie je jasné, či ide o kladnú zmenu alebo zápornú. Iné zdroje z internetu už uvádzajú aj znamienko (orientáciu zmeny). V prípade nie rovnakého charakteru zmien odporov (kladná alebo záporná zmena), by bol celkový vplyv zmien odporov menší. Pre odlišnosti v nameraných hodnotách z dvoch nezávislých zdrojov z internetu a v hodnotách výrobcu som sa rozhodol pre vlastné overenie citlivosti na zmenu odporov.

Citlivosť na zmenu odporov by bolo možné zistiť simuláciou. Problém je ale v tom, že neexistuje dostupný simulačný model LTZ1000(A). Pre overenie som preto zvolil postup

praktického overenia meraním zmien výstupného napätia referencie pri zmene odporu rezistorov R1 až R3 a pomeru deliča R4/R5. Modifikoval som zapojenie referencie a pridal do série s každým zo spomínaných rezistorov sériový rezistor s hodnotou približne 100 ppm z hodnoty odporu (označenie týchto pridaných rezistorov je vo formáte  $Yx$  – z čoho  $x$  označuje číslo rezistoru). Paralelne k tomuto odporu je vyvedená koliková lišta pre možnosť použitia skratovacej prepójky (jumper). V prípade odstránenia skratovacej prepójky sa odpor daného rezistoru  $R_x$  zvýši o cca 100 ppm - odpovedá veľkosti rezistoru  $Yx$ . Schéma zapojenia je na obr. 47.

Na obr. 45 je fotografia vytvorenej testovacej dosky. Vyrobil som tri kusy DPS z dôvodu zistenia rozptylu vlastností LTZ1000(A). Referencii na obrázku chýba kryt proti prúdeniu vzduchu.

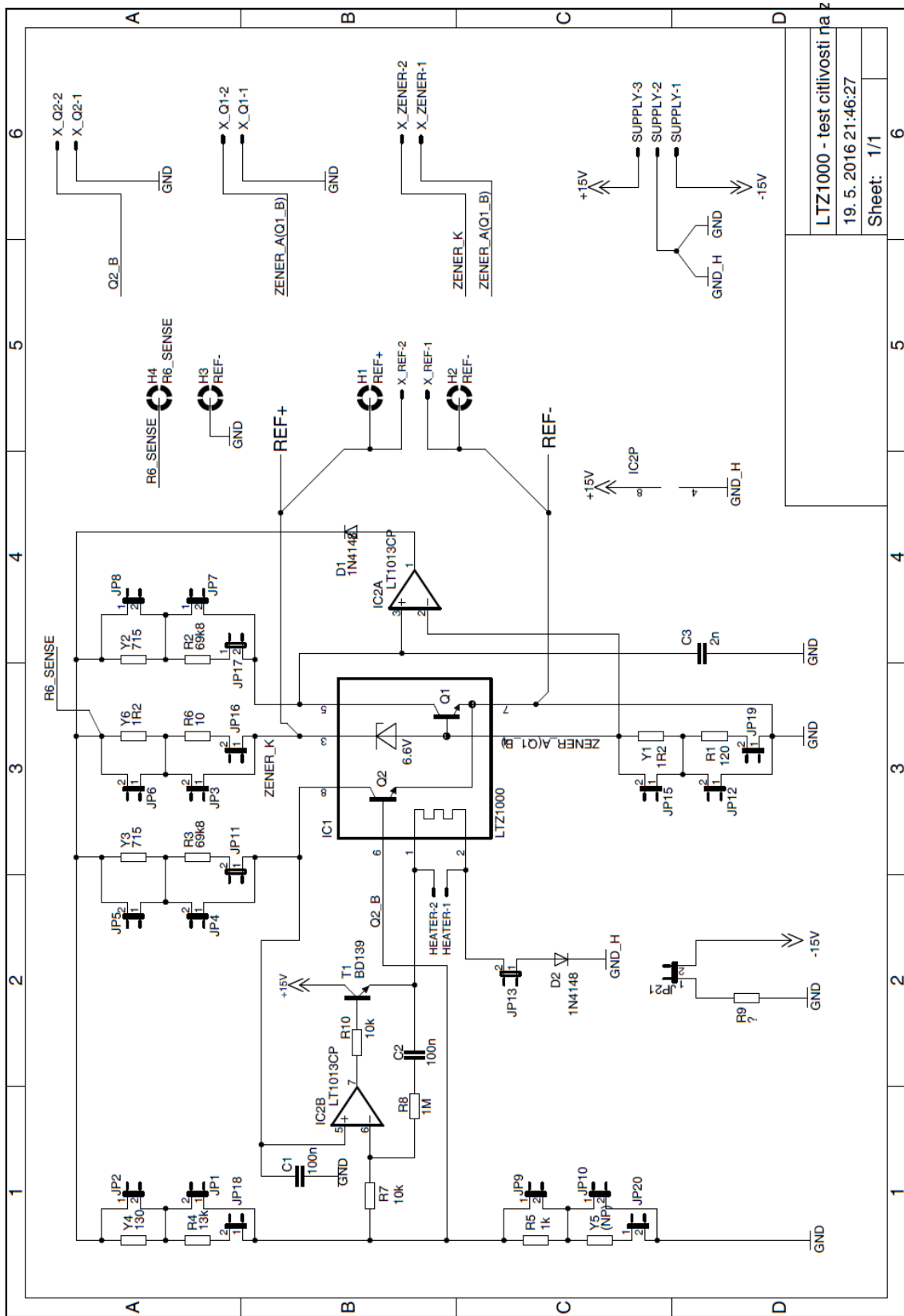


**Obr. 45: Jedna z troch dosiek testovacieho zapojenia s LTZ1000**

Na vyradzovanie sériových rezistorov som nepoužíval skratovacie prepójky (jumpery), ale pre čím menšie ovplyvnenie obvodu referencie a možnosť automatizácie merania som si navrhol a vytvoril pomocnú kartu riadenú cez softvér LabVIEW. Táto pomocná reléová karta obsahuje 32 relé. V tomto prípade som využíval iba štyri z nich (na skratovanie rezistorov Y1 až Y4). Ostatné relé využijem pri budúcich experimentoch. Výstupné napätie som odoberal zo svoriek H1 a H2 (REF+ a REF-).



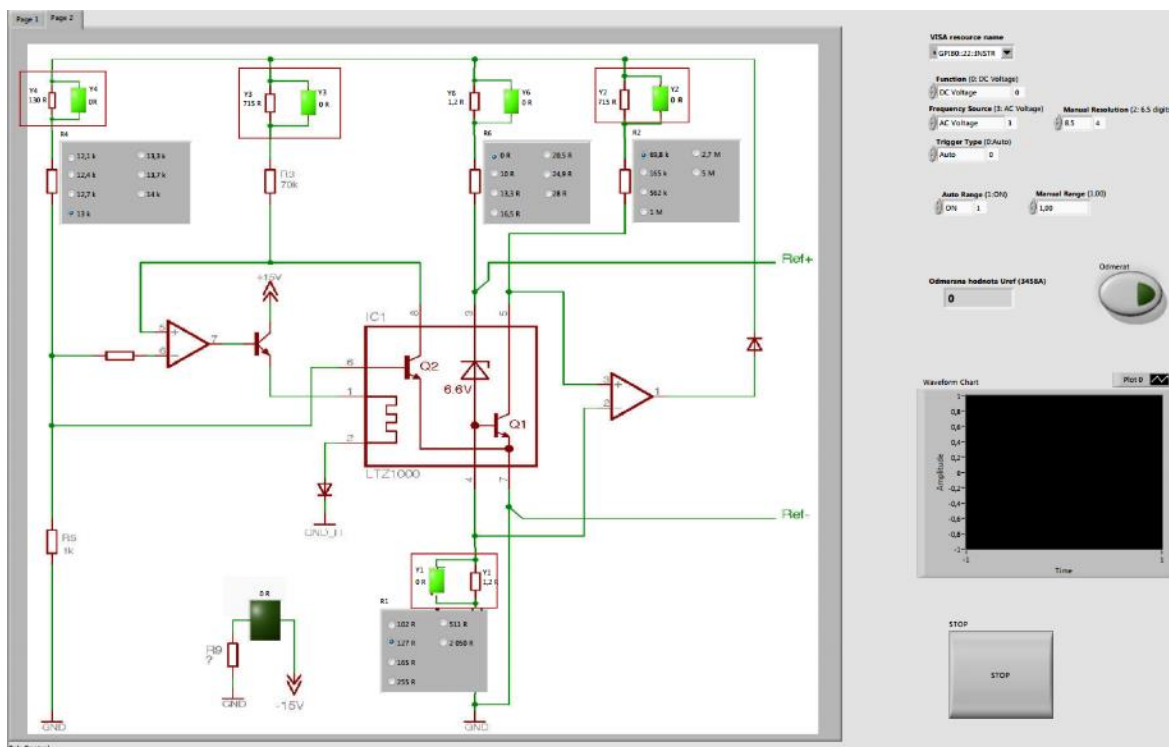
**Obr. 46: Pomocná relátková doska (160x120 mm)**



L7Z1000 - test citlivosti na z  
 19. 5. 2016 21:46:27  
 Sheet: 1/1

Obr. 47: Schéma zapojenia testovacieho zapojenia s LTZ1000(A)

Na obr. 46 je zobrazená karta s pomocnými relé. Jej schéma a návrh DPS sú umiestnené v prílohe C. Relé sú ovládané cez rozhranie USB prevodníkom FT4232, ktorý obsahuje štyri porty (konfigurácia bit-bang). Relé je určené na spínaný prúd max. 1 A a jeho zapnutie indikuje rozsvietená LED (na obrázku sú osadené iba šesť z nich). Pomocná karta bola prepojená s doskou referencie krútenou dvojlinkou. Obslužný program je uvedený na obr. 48. V červenom rámečku sú prídavné rezistory, ktoré som skratoval, alebo ponechával bez skratu.



**Obr. 48: Obslužný program pre riadenie relátkovej karty a automatizované meranie**

Zapnuté relé je interpretované ako rozsvietená kontrolka vedľa príslušného rezistoru a odpovedá to skratu. Ako pozadie je použitý obrázok zjednodušenej schémy referencie, čo zlepšuje orientáciu pri manuálnom spínaní relé. V pravej časti obrazovky sa nachádza graf nameraných hodnôt a základné nastavenie meracieho prístroja. V tomto prípade bol použitý merací prístroj HP 3458A pripojený na výstup referencie káblom s nízkou hodnotou termoelektrického napätia. Meraný rozsah bol nastavený na 10 V s rozlíšením na 8,5 miest.

Meranie prebiehalo tak, že po ustálení referencie som odmeral hodnotu napätia na jej výstupe. Následne som rozpojil relé, ktoré skratovalo príslušný rezistor  $Y_x$ . Hodnotu napätia na výstupe referencie som znovu odmeral. Pre každý rezistor som zapínal a vypínal relé cyklicky 15-krát. Výsledné hodnoty som nakoniec spriemeroval jednotlivo pre každú testovaciu dosku. Výsledok merania pre zmenu odporu rezistorov R1, R2, R3 a pomeru R4/R5 je uvedený v nasledujúcej tabuľke. Znamienko označuje charakter zmeny výstupného rezistoru.

**Tab. 11: Zmena výstupného napätia pri zmene odporu rezistorov (katalógové a namerané hodnoty)**

Rezistor	$\Delta R$ [ $\Omega$ ]	Katalógový list	Karta č. 1	Karta č. 2	Karta č. 3
-	-	$\Delta U_{REF}$ [ppm]	$\Delta U_{REF}$ [ppm]	$\Delta U_{REF}$ [ppm]	$\Delta U_{REF}$ [ppm]
R1	0,012	1	-0,11	-0,12	-0,11
R2	7	0,3	-0,42	-0,42	-0,42
R3	7	0,2	-0,07	-0,07	-0,08
R4/R5	$\Delta R=0,01\%$	1	+1,01	+1,14	+1,12

Moje výsledky sú podobné výsledkom zo zdrojov z internetu. Namerané údaje sa ale nezhodujú s údajmi z katalógového listu LTZ1000(A) (vid'. tab. 11).

Výsledky tiež priniesli charakter zmeny  $U_{REF}$  pri zmene jednotlivých rezistorov. Keďže iba zmena pomeru R4/R5 (nastavenie teploty čipu) vyvolá kladnú zmenu napätia, bolo by možné rezistory konfigurovať tak, že sa ich teplotný drift a drift LTZ1000(A) vynuší.

## 2.4 Nastavenie optimálnej teploty čipu

Z predchádzajúcich kapitol je zrejmé, že čip LTZ1000 obsahuje topné teleso. Teplota na ktorú sa čip bude vyhrievať sa nastavuje odporový deličom R4/R5 (obr. 17). Platí, že pokiaľ bude teplota okolia nižšia ako je teplota čipu, bude topné teleso plniť svoju funkciu a obvod bude viac odolávať zmenám teploty okolia, než keď teplota okolia prekročí nastavenú teplotu. V katalógovom zapojení je použitý pomer deliča R4/R5 = 13k/1k = 13:1, čo by malo odpovedať podľa katalógového listu teplote 60°C. Ja som sa pokúsil toto tvrdenie v praxi overiť a stanoviť závislosť teploty čipu na pomere deliča R4/R5.

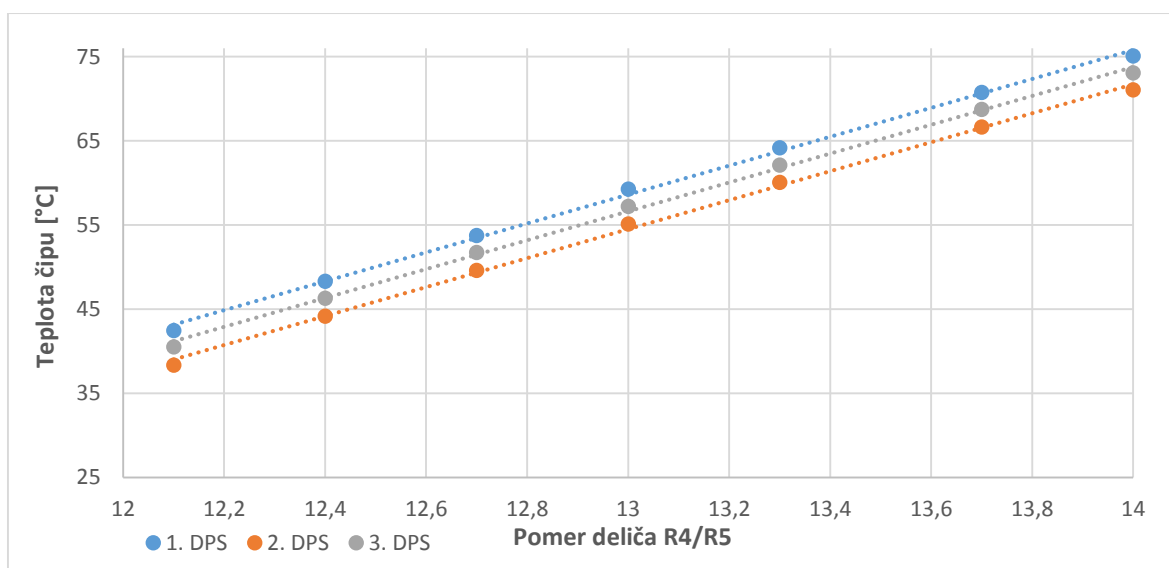
K tomu, aby som menil pomer deliča s minimálnymi dôsledkami na celkový obvod referencie, som využil opäť pomocnú relé kartu z obr. 46. Rezistor Y4 som mal skratovaný prepojkou na doske referencie a postupne som pripájal na miesto rezistoru R4 rezistory z pomocnej relátkovej karty. Na výber som mal rezistory s hodnotou 12,1; 14,4; 12,7; 13; 13,3; 13,7 a 14 k $\Omega$ . Meral som v tomto prípade napätie  $U_{BE}$  tranzistoru  $Q_1$  a tranzistoru  $Q_2$ . V nasledujúcej tabuľke je možné vidieť namerané hodnoty napätí  $U_{BE}$  tranzistorov.

**Tab. 12: Namerané hodnoty napätia  $U_{BE}$  v závislosti na pomere deliča R4/R5 pre 3 identické dosky s LTZ1000**

Pomer R4/R5	12,1	12,4	12,7	13	13,3	13,7	14
<b>Doska č. 1</b>							
$Q_1 U_{BE}$	0,4678	0,4562	0,4453	0,4343	0,4245	0,4113	0,4026
$Q_2 U_{BE}$	0,5437	0,5318	0,5205	0,5092	0,4988	0,4849	0,4757
<b>Doska č. 2</b>							
$Q_1 U_{BE}$	0,4751	0,4634	0,4526	0,4415	0,4317	0,4185	0,4096
$Q_2 U_{BE}$	0,5460	0,5340	0,5228	0,5113	0,5010	0,4870	0,4778
<b>Doska č. 3</b>							
$Q_1 U_{BE}$	0,4722	0,4607	0,4498	0,4388	0,4291	0,4158	0,4071
$Q_2 U_{BE}$	0,5445	0,5325	0,5213	0,5099	0,4996	0,4857	0,4764

Ďalej som odmeral napätia na báze tranzistoru  $Q_1$  pri vypnutom topení na čipe. Nameraná hodnota bola postupne pre každú dosku  $U_{BE} = 0,5028\text{ V}$ ;  $0,5018\text{ V}$  a  $0,5033\text{ V}$ . Pri výpočte teploty čipu som vychádzal z typického poklesu napätia  $U_{BE}$  o  $2\text{ mV}$  pri zvýšení teploty tranzistoru o  $1^\circ\text{C}$ . Odčítal som hodnotu napätia  $U_{BE}$  (pri zapnutom topení; so známym pomerom  $R_4/R_5$ ) od napätia  $U_{BE}$  pri vypnutom topení. Výsledný rozdiel napätí som vydělil hodnotou  $2\text{ mV}$  a získal som rozdiel teploty čipu so zapnutým a vypnutým ohrevom.

Závislosť teploty čipu na zvolenom pomere deliča  $R_4/R_5$  je na nasledujúcom grafe. Jednotlivé krivky odpovedajú trom identickým vzorkám DPS s LTZ1000.



**Obr. 49: Závislosť teploty čipu na pomere deliča  $R_4/R_5$**

Z výsledkov je patrný pomerne veľký rozptyl parametrov napät'ových referencií LTZ1000. Všetky 3 dosky sú identické, no napätia  $U_{BE}$  tranzistorov  $Q_1$  majú rozptyl  $\pm 4\text{ mV}$ . Z obrázku je možné ľahko určiť potrebný deliaci pomer  $R_4/R_5$  pre požadovanú teplotu a naopak. Po extrapolácii kriviek je možné určiť deliaci pomer aj pre teploty mimo tento graf.

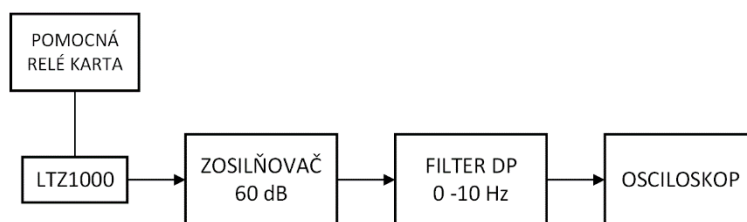
Výrobca odporúča nastavenie deliaceho pomeru 13:1. Odpovedá to teplote približne  $60^\circ\text{C}$  (zhoda nameraných dát s údajom z katalógového listu). Zníženie teploty má výhodu v menšom dlhodobom drifte, pretože sa spomalia procesy starnutia čipu referencie. Nevýhodou nízkej teploty je zase malá rezerva (odolnosť) voči teplote okolia a jej zmenám.

## 2.5 Šum Zenerovej diódy v závislosti na prúde

Nízkofrekvenčný šum, ako bolo uvedené v podkapitole 1.1.5, je z princípu nemožné odfiltrovať. Šum Zenerovej diódy v štruktúre LTZ1000(A) závisí na prechádzajúcom prúde a s jeho zvyšovaním klesá.

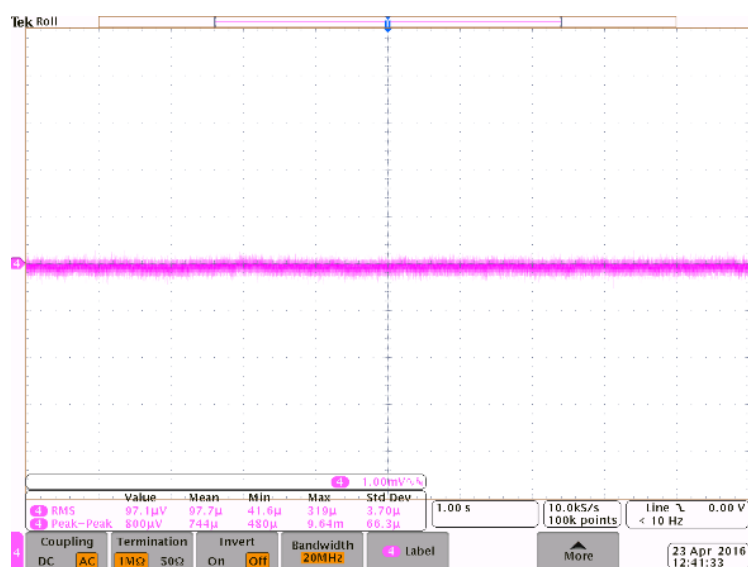
Urobil som experiment, pri ktorom som na miesto rezistoru  $R_1$  dal najprv rezistor s hodnotou  $102\ \Omega$  a potom s hodnotou  $2\ 050\ \Omega$  (odpovedá prúdu Zenerovou diódou približne  $5\text{ mA}$  a  $0,25\text{ mA}$ ). Obidva rezistory som pripojil pomocou mojej relé karty.

Meracia aparatúra pozostávala z nízko-frekvenčného filtra s medznou frekvenciou 10 Hz a s útlmom 20 dB/dek., zosilňovača so ziskom 60 dB (1000x) a osciloskopu Tektronix.



**Obr. 50: Bloková schéma zapojenia pri meraní závislosti NF šumu**

V prvom rade som zistil jednotlivé šumové príspevky. Šum pri skratovanom vstupe osciloskopu je možné vidieť na nasledujúcom obrázku. Nameraná hodnota šumu bola 97 nV<sub>ef</sub>.

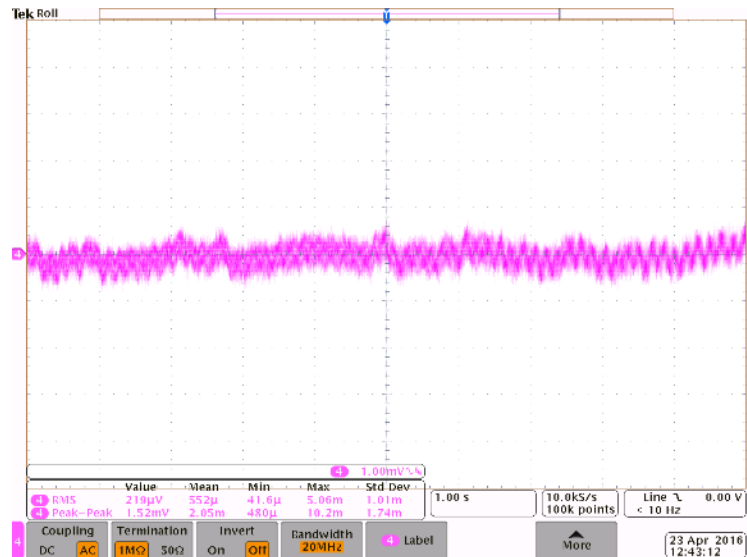


**Obr. 51 Vnútorný šum osciloskopu Tektronix MSO4034B**

Na nasledujúcom obrázku je vyobrazený šum osciloskopu, filtra a zosilňovača so skratovaným vstupom. Nameraná hodnota šumu bola 219 nV<sub>ef</sub>. Samozrejme meranie ovplyvňuje aj šum osciloskopu, odmeraný v predošlom prípade. Výsledný nameraný šum je nekorelovaný súčet príspevku osciloskopu a filtra so zosilňovačom. Príspevok zosilňovača a filtra odhadneme podľa vzťahu (5) a jeho veľkosť je 196 nV<sub>ef</sub>:

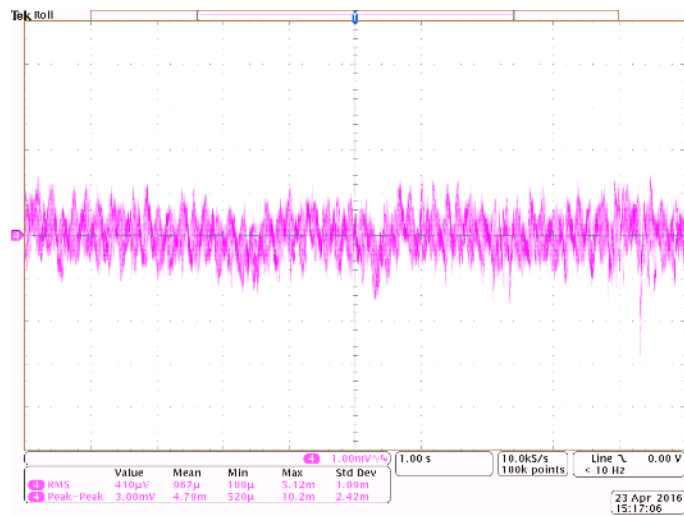
$$U_{eC} = \sqrt{U_{e_1}^2 + U_{e_2}^2} \quad [V; V, V], \quad (5)$$

, kde  $U_{eC}$  je celkový šum a  $U_{e_1}$  a  $U_{e_2}$  sú jednotlivé šumové príspevky.

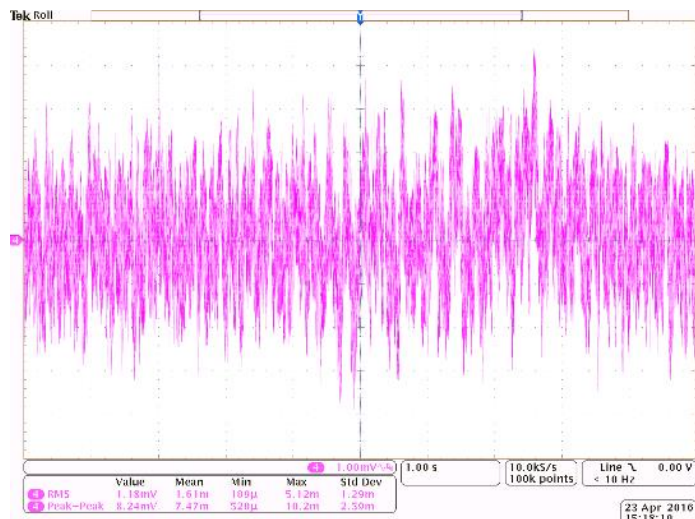


**Obr. 52: Vlastný šum meracej aparatury (osciloskop, NF filter a zosilňovač)**

Na nasledujúcich dvoch obrázkoch je zobrazený šum na výstupe referencie. Na obr. 53 je zobrazený šum pri použití rezistoru  $R_1 = 102 \Omega$  ( $I_Z = 5 \text{ mA}$ ). Jeho efektívna hodnota je  $410 \text{ nV}$  (spolu so šumom meracej aparatury). Príspevok referencie je  $346 \text{ nV}$  (vypočítaný podľa (5)). Na obr. 54 je zobrazený šum pri  $R_1 = 2050 \Omega$  ( $I_Z = 0,25 \text{ mA}$ ). Nameraná efektívna hodnota napäťového šumu bola  $1,18 \mu\text{V}$ . Príspevok referencie podľa (5) je v tomto prípade  $1,16 \mu\text{V}$ .



**Obr. 53 Šum referencie pri prúde Zenerovou diódou  $5 \text{ mA}$**



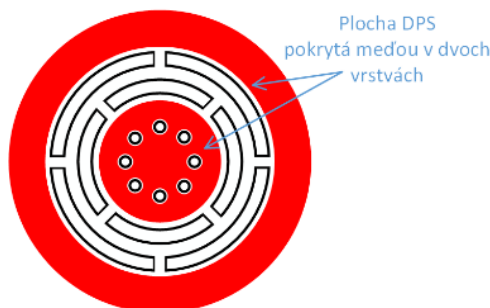
**Obr. 54 Šum referencie pri prúde Zenerovou diódou 0,25 mA**

Z výsledkov vyplýva, že šum Zenerovej diódy rastie so znižujúcim sa prúdom.

## 2.6 Opatrenia pri návrhu dosky plošných spojov s LTZ1000(A)

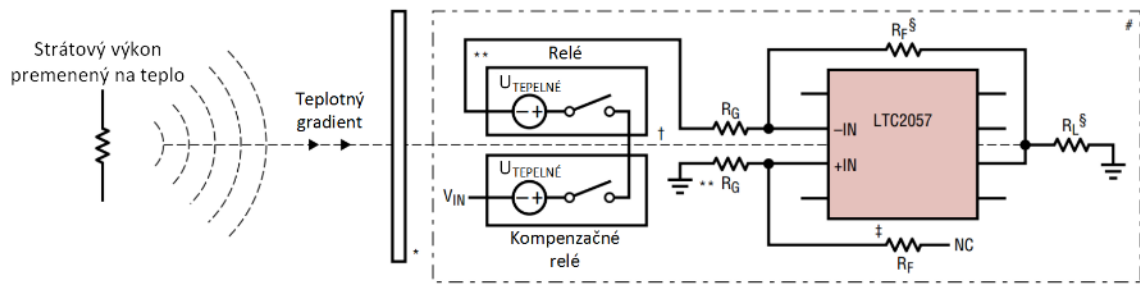
Pri návrhu DPS je potrebné okrem iného myslieť na minimalizáciu vzniku termoelektrických napätí. Tie vznikajú pri teplotných rozdieloch medzi dvoma odlišnými kovovými materiálmi, ktoré tvoria uzavretý obvod. Toto napätie by sa mohlo prejaviť na výstupe referencie ako časovo nestála chyba. Snažíme sa preto jeho vzniku predchádzať.

Ako už bolo spomínané v podkapitole 2.1, termoelektrické napätie vzniká okrem iného aj na rozhraní vývodov referencie a medzi DPS. Pri návrhu referencie s LTZ1000(A) by sme preto mali dbať o čo najlepšie rozloženie tepla na celej DPS, ale hlavne pod LTZ1000(A). Jedným z možných riešení je vytvoriť tepelný odpor medzi časťou DPS, kde je osadená LTZ1000 a medzi zvyškom DPS. Kruhový prstenec je možné vytvoriť okolo vyfrézovaných otvorov, ale tiež priamo pod LTZ1000(A). Najlepšie je použiť min. 4-vrstvú DPS s tým, že spoje smerom od referencie budeme viesť v minimálne dvoch vrstvách a v ostatných vytvoríme tepelný skrat rozliatou meďou. Meď ale nenechávame v miestach, kde chceme zvýšiť tepelný odpor. Príklad vytvorenia medených prstencov je uvedený na nasledujúcom obrázku. Tento motív vytvoríme v dvoch vrstvách.



**Obr. 55: Dizajn kruhových medených prstencov vytvárajúcich tepelný skrat**

Dôležité je, aby celý návrh plošných spojov na doske bol čo najviac symetrický, ako to je možné vidieť na príklade návrhu citlivého zosilňovača na obr. 56.



**Obr. 56: Metódy minimalizácie vzniku termoelektrických napätí [33]**

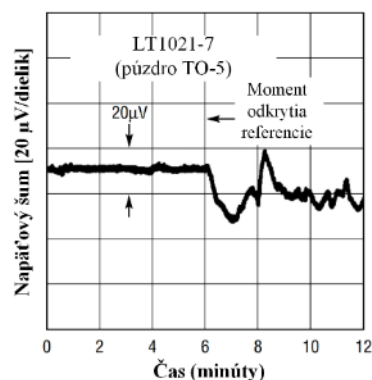
Teplotný gradient je v tomto prípade spôsobený stratovým výkonom rezistoru naľavo. Pre zamedzenie prenosu tepla je na doske umiestnený frézovaný otvor (označený znakom \*). V trase  $V_{IN}$  je potrebné jedno relé. Je tam však umiestnené aj druhé, ktoré z hľadiska funkcie je nadbytočné, ale jeho úlohou je vykompenzovať termoelektrické napätie vznikajúce na prechodoch vývod relé – meď ( $U_{TEPELNÉ}$ ). Taktiež zlepšuje symetrické rozloženie teploty vzhľadom k ose DPS. Operačný zosilňovač je tu v zapojení ako invertujúci zosilňovač. Rezistor  $R_G$  (s označením \*\*) zohráva opäť rolu teplotného vyváženia, konkrétne rezistoru  $R_G$  a čisto po elektrickej stránke nemá v obvode opodstatnenie. Rovnako ako kompenzácia tepelného chladenia plošného spoja rezistorom  $R_F$  ( $\ddagger$ ), ktorý nevedie nikam, ale je na doske umiestnený symetricky k ose voči spätnoväzbovému rezistoru  $R_F$ .

Ďalej je pri návrhu plošných spojov potrebné dbať na vznikajúce napäťové úbytky ktorých zmena v čase by pri prevádzke referencie mohla ovplyvniť výstupné referenčné napätie. V zapojení referencie z obr. 17 je patrné oddelenie zeme topného telesa od zeme referencie. Je to z dôvodu meniaceho sa prúdu topným telesom v čase, čo spôsobuje meniace sa úbytky na plošnom spoji (prúd sa pohybuje v rozmedzí 10 až 30 mA). Ďalej je vhodné do jedného bodu uzemňovať spoje rezistorov a iných komponentov, aby sa navzájom neovplyvňovali.

## 2.7 Prúdenie vzduchu

V okolí referencie by sme mali minimalizovať prúdenie vzduchu, vplyvom ktorého dochádza k nerovnomernému a časovo premennému ochladzovaniu vývodov referencie LTZ1000(A).

Na obr. 57 je zobrazený príklad priebehu výstupného napätia referencie LT1021-7, ktorá má puzdro konštrukčne podobné puzdru LTZ1000(A).



**Obr. 57: Šum zapríčinený prúdením vzduchu okolo vývodov referencie LT1021-7 [2]**

Referencia LT1021-7 bola v tomto prípade podrobená testu, pri ktorom bolo púzdro najprv zakryté pomocou plastového krytu a tak izolované od prúdenia vzduchu. Po 6 minútach bol kryt odstránený. Na obr. 57 je možné vidieť reakciu výstupu referencie, kedy sa stabilita po odstránení krytu výrazne zhoršila [2].

Podobne aj pri návrhu referencie s LTZ1000 je potrebné dbať o minimalizáciu prúdenia vzduchu v okolí vývodov referencie. Je nutné proti prúdeniu vzduchu chrániť ako časť vývodov medzi referenciou a DPS, tak konce vývodov na druhej strane DPS.

## 2.8 Výber operačných zosilňovačov

V katalógu liste LTZ1000 [22] uvádza výrobca údaj o vplyve teplotnej závislosti operačných zosilňovačov (ďalej iba OZ) v zapojení z obr. 17. Príspevok obidvoch zosilňovačov k odchýlke  $U_{REF}$  pri zmene teploty o  $50^{\circ}\text{C}$  je podľa výrobcu iba  $2\ \mu\text{V}$  (0,3 ppm). Keďže je tento príspevok zanedbateľný, nie je nutné kvôli zníženiu teplotného driftu meniť operačné zosilňovače LT1013 za iné, s nižším teplotným driftom.

Pozornosť je nutné sústrediť na vstupný prúdový a napäťový šum použitých OZ. LT1013 sa vyznačuje nízkym prúdovým šumom s hodnotou iba  $70\ \text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$  (pri 10 Hz), čo je v tomto zapojení výhodou, keďže v uzle pripojenia neinvertujúceho vstupu OZ A2 je impedancia obvodu pri nízkych frekvenciách  $70\ \text{k}\Omega$ . Tým vzniká napäťový šum s hodnotou približne  $5\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (pri 10 Hz). Vstupný napäťový šum LT1013 je pri 10 Hz  $24\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (údaj z katalógu), takže jeho príspevok je dominantný na celkovom šume. Vplyv šumu OZ A2 na referenčné napätie je potlačený ziskom stupňa s tranzistorom Q1.

# 3 REALIZÁCIA PRESNEJ REFERENCIE S LTZ1000(A) A OVERENIE JEJ PARAMETROV

V tejto kapitole popíšem návrh modulu s LTZ1000(A), vytvoreného taktiež z poznatkov uvedených v predošlých kapitolách. V ďalšej časti kapitoly sú výsledky z meraní.

## 3.1 Požiadavky na modul s LTZ1000(A)

V nasledujúcich odrážkach sú stručne vymenované požiadavky na modul s referenciou LTZ1000(A):

- teplotný drift max. 0,05 ppm/°C,
- hodinový drift max. 0,7 ppm<sub>P-P</sub> (v pásme s periódou 1/8 sekundy až 1 hodina),
- výstupné napätie voliteľné: 5V, 7 V a 10 V,
- voľba rezistorov s ohľadom na cenu a vplyv na stabilitu referencie,
- návrh DPS s ohľadom na zabranú plochu.

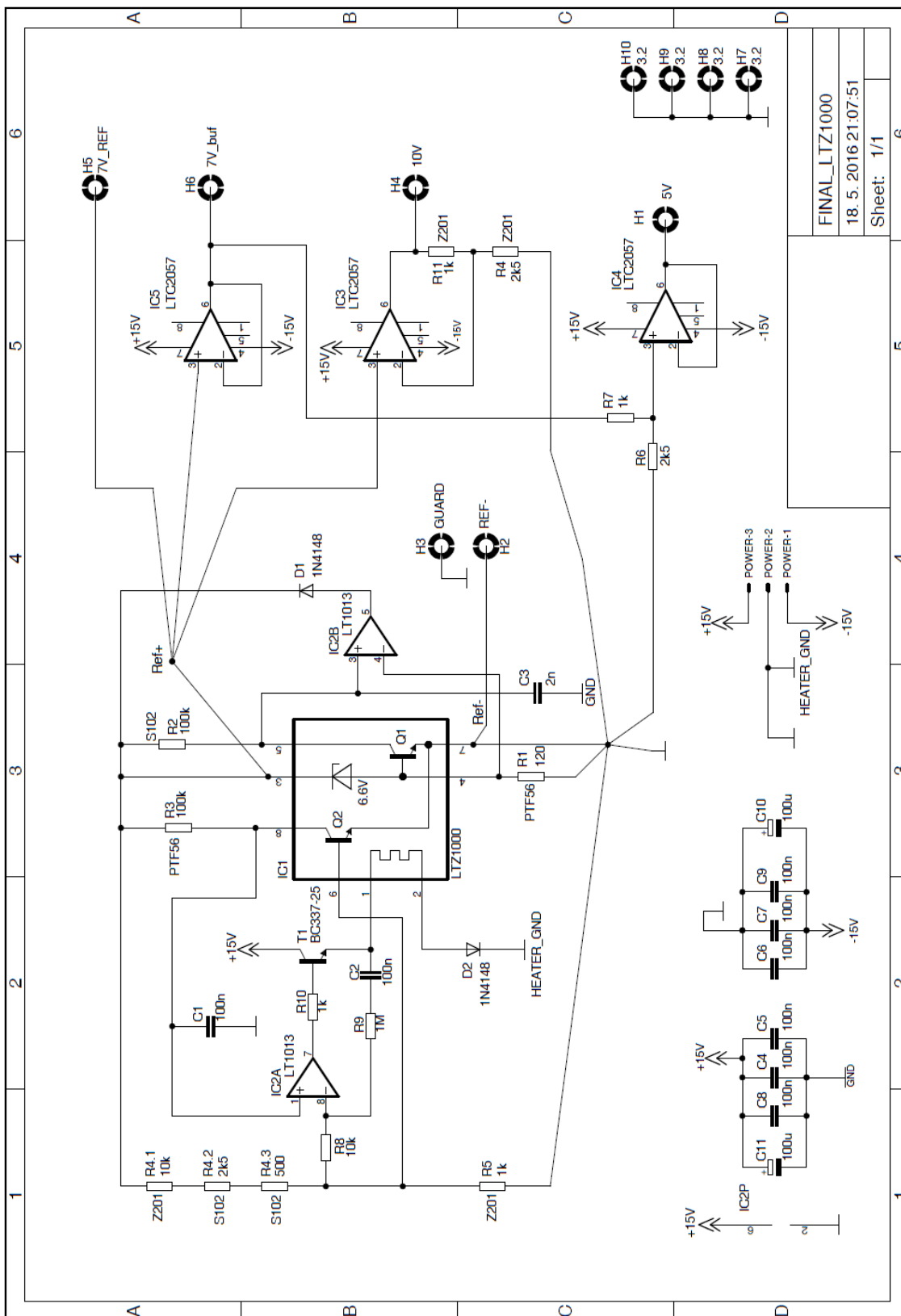
## 3.2 Návrh modulu referencie s LTZ1000(A)

V nasledujúcich podkapitolách opisujem obvodovú schému zapojenia, použité súčiastky a návrh dosky plošných spojov modulu referencie s LTZ1000(A).

### 3.2.1 Obvodová schéma

Na obr. 58 je schéma zapojenia modulu. V ľavej časti schémy je štandardné zapojenie referencie s LTZ1000(A). Rezistory R8, R9 a R10 a kondenzátor C2 sú v puzdre 0805 SMD. Napájacie napätie filtrujú SMD elektrolytické kondenzátory s hodnotou 100 µF/25V. Každý OZ má blokované napájanie 100 nF kondenzátorom. Referencia LTZ a OZ IC2 sú napájané iba z vetvy +15V. Hladina -15V slúži na napájanie výstupných operačných zosilňovačov. Tranzistor T1 je použitý BC337. Kondenzátory C1 a C3 sú fóliové pre montáž THT.

Modul ponúka viac hladín referenčného napätia. Obsahuje výstup 7V\_REF, ktorý je výstupom priamo z referencie. Ďalej výstup 7V\_BUF zo sledovača referenčného napätia (v schéme OZ s označením IC5). Výstup 10V vedie z neinvertujúceho zosilňovača s nastaveným pevným zosilnením 1,4-krát (IC3), ktorý je daný rezistormi R4 a R11 (1k a 2,5k). Zosilňuje sa napätie priamo z referencie. Ďalším výstupom je 5 V výstup (IC4), daný deličom pozostávajúcím z rezistorov R6 a R7. Ich pomer pre vytvorenie napätia 5 V z približne 7,1 V je rovnako ako v predošlom prípade 2,5:1. Táto súvislosť umožňuje celkom jednoducho iba za pomoci dvoch rezistorov nakonfigurovať výstupné napätie buď na 5 V alebo 10 V. Tieto dve hodnoty napäťových úrovní sú v praxi často využívané. Poslednými výstupnými svorkami sú GND (spoj je vedený priamo z referencie) a GUARD, pripojený na rozliatu med' vo vnútorných vrstvách. Spoj GND je rozdelený na globálny a na spoj pre topné teleso (v schéme nazvaný HEATER\_GND).



Obr. 58: Schéma zapojenia modulu referencie s LTZ1000(A)

### 3.2.2 Špecifikácia zvolených rezistorov

V zapojení referencie som oproti katalógovému zapojeniu zmenil menovitou hodnotu iba u rezistorov R2 a R3 zo 70 k $\Omega$  na 100 k $\Omega$ .

**Tab. 13: Vybraté rezistory pre modul s referenciou LTZ1000(A) (zmena U<sub>REF</sub> pre zmenu teploty o 20°C)**

Označenie	Hodnota	Výrobca	Rada	TKR [ppm/°C]	Cena [Kč]	$\Delta U_{REF}$ [ppm]
R1	120 $\Omega$	VISHAY	PTF56	5	49,-	-0,11
R2	100 k $\Omega$	VISHAY	S102	1	955,-	-0,08
R3	100 k $\Omega$	VISHAY	PTF56	5	39,-	-0,07
R4.1	10 k $\Omega$	VISHAY	Z201	0,05*	766,-	
R4.2	2,5 k $\Omega$	VISHAY	S102	1	625,-	+0,07**
R4.3	0,5 k $\Omega$	VISHAY	S102	1	630,-	
R5	1 k $\Omega$	VISHAY	Z201	0,05*	757,-	

\* TKR platí pre teplotný rozsah 0-60°C (pre rozsah 25-100°C platí 0,14 ppm/°C)

\*\* najhorší prípad (odpor rezistorov R4.1, R4.2 a R4.3 =>↑; odpor R5=>↓, alebo naopak)

Pri výbere rezistorov som pozornosť sústredil hlavne na ich teplotnú závislosť. Hľadal som iba vývodové rezistory, keďže testy rezistorov SMD pri ohybe DPS nedopadli priaznivo (viď kapitola 2.3.1). V tab. 13 uvádzam okrem iného predpokladané odchýlky napätia U<sub>REF</sub> pri zmene teploty rezistorov o 20°C. Vychádzal som z nameraných dát z tab. 11 (z kapitoly 2.3.2) a z informácií od výrobcu.

Rezistory R4, R6, R7 a R11 som zvolil z rady Z201 výrobcu VISHAY.

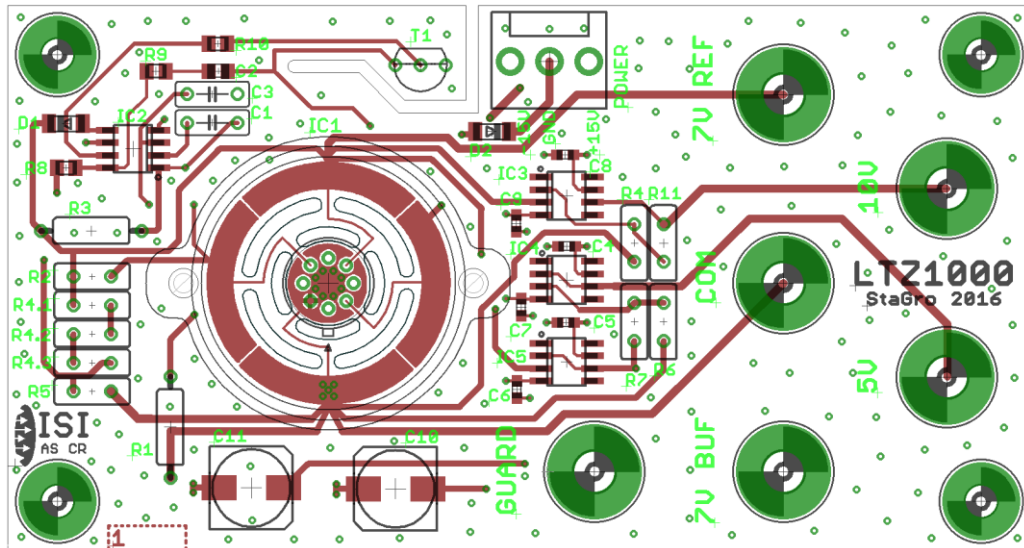
### 3.2.3 Špecifikácia zvolených operačných zosilňovačov

V zapojení modulu s LTZ1000(A) som na miesto IC2A a IC2B (obr. 58) použil výrobcom odporúčané OZ LT1013 (Linear Technology) z dôvodu nízkeho vstupného prúdového šumu (týka sa to konkrétne IC2B). Jeho prúdový šum sa v pásme frekvencií od 10 Hz a vyššie výrazne neprejaví v porovnaní s jeho napätovým šumom.

Šum v prípade OZ IC3 až IC5 nie je v obvode nijak potlačený a jeho vplyv je potrebné brať v úvahu. Napätový šum LTC2057 je v pásme DC-10 Hz rovný hodnote 0,21  $\mu V_{P-P}$ . Pre porovnanie, šum LT1013 je len v pásme 0,1 až 10 Hz rovný 0,55  $\mu V_{P-P}$  (spôsobené 1/f zložkou šumu LT1013). LTC2057 má väčší širokopásmový prúdový šum, ale ten sa v porovnaní s napätovým šumom pri tak malých impedanciách na vstupoch IC3 až IC5 neuplatní. Rovnako teplotný drift LTC2057 je menší (0,015  $\mu V/^\circ C$ ) než u LT1013 (2  $\mu V/^\circ C$ ). Ten sa na výstupe taktiež priamo prejaví. Z hľadiska dlhodobej a teplotnej stability je preto výhodnejšie v prípade IC3 až IC5 použiť LTC2057 na miesto týchto OZ LTC2057 v porovnaní s LT1013.

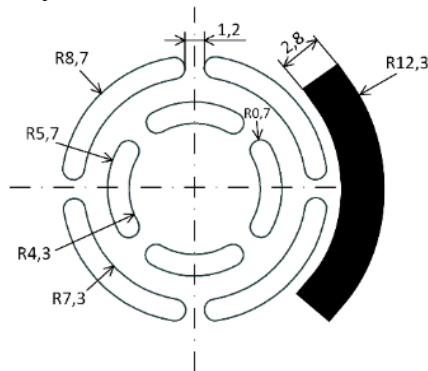
### 3.2.4 Návrh dosky plošných spojov modulu

Správny návrh DPS je veľmi podstatný pre dosiahnutie špičkových parametrov referencie s LTZ1000(A). Návrh DPS modulu s LTZ1000(A) je zobrazený na obr. 59.



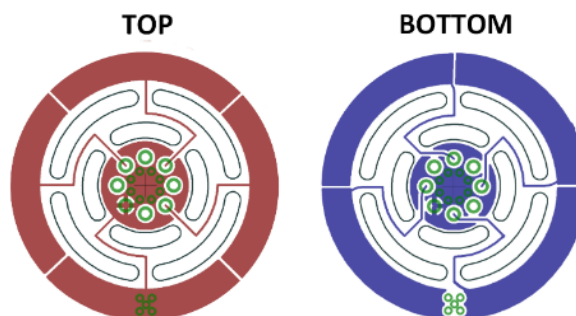
**Obr. 59: Návrh DPS modulu s LTZ1000(A) (zobrazená iba vrstva TOP)**

Z elektrických vrstiev je na obr. 59 zobrazená iba vrstva TOP (ostatná dokumentácia k DPS je v prílohe C). Referencia je umiestnená v ľavej polovici dosky. Tepelný odpor medzi časťou DPS pod LTZ1000(A) a zvyškom DPS je zvýšený vyfrézovanými otvormi v tvare oblúkov. Náčrt frézovaných otvorov so štvrtinou kruhového prstenca je na obr. 60.



**Obr. 60: Náčrt frézovaných otvorov a štvrtina kruhového prstenca DPS modulu (rozmery v mm)**

V časti DPS pod puzdrom referencie je vo vrstvách TOP a BOTTOM rozliata med' pre lepšie vyrovnanie teplôt. V týchto vrstvách sú tiež vytvorené kruhové prstence z medi v podobe štyroch oblúkov. Oblúky sú prekryté vo vrstve TOP a BOTTOM navzájom o  $45^\circ$ . Z vývodov LTZ1000(A) vedú spoje so šírkou 0,2 mm aby sa obmedzil prenos tepla. Pre lepšiu predstavu je to zobrazené na obr. 61.



**Obr. 61 Rozliata med' pod referenciou a okolo vyfrézovaných otvorov**

Horný a spodný oblúk z obr. 61 (TOP) sú vývody referenčného napätia. Z týchto bodov je potrebné viesť spoje jednotlivo aby sa eliminovala chyba spôsobená časovými zmenami prúdov v jednotlivých vetvách. Spodný oblúk vývodu REF- je prepojený prekovami do vnútorných vrstiev GND.

Jedným z najväčších zdrojov tepla na DPS je po samotnej referencii tranzistor T1, riadiaci výkon topného telesa. Pre zníženie prechodu tepla z jeho púzdra do oblasti LTZ1000(A) je tento tranzistor v puzdre pre vývodovú montáž a v jeho blízkosti je v doske vyfrézovaná drážka.

Delič pozostávajúci z R4.1, R4.2, R4.3 a R5 som umiestnil tesne k sebe. Keďže na ich pomere odporov závisí nastavená teplota termostatu, je umiestnenie týchto rezistorov blízko seba výhodné z hľadiska minimalizácie ich teplotných rozdielov a dáva možnosť ich puzdra teplotne zviazať vodivým materiálom. Rezistory R4, R6, R7 a R11 sú blízko seba z rovnakých dôvodov, navyše sú orientované kolmo k dlhšej strane DPS pre minimalizáciu zmeny odporu vplyvom ohybu DPS.

V strede osy symetrie DPS je umiestnený vývod COM. Je to záporný vývod referencie. Od tohto vývodu sú v polomere približne 19 mm umiestnené ostatné vývody modulu, s výnimkou vývodu GUARD. Napätie sa z vývodov odoberá vidlicovými kontaktami. Medzi vidlicou kábla a plochou prekovenej diery DPS je umiestnená medená podložka. To prispieva k eliminácii vzniku chyby vplyvom termoelektrického napätia. Ukážka pripojenia kábla FLUKE k vývodu modulu je v prílohe A.

Kritické uzemnené uzly využívajú dedikované spoje namiesto rozliatej medi z dôvodu eliminácie úbytkov na vnútornej vrstve.

Púzdro referencie LTZ1000(A) je chránené voči prúdeniu vzduchu plastovým krytom. Tento kryt je vyrobený z materiálu POM vyplnený PU penovou izoláciou. Kryt pozostáva z dvoch častí (obr. 62), väčšia časť zakrýva púzdro, vývody a vrchnú stranu DPS v blízkosti LTZ1000(A) a menšia časť zakrýva spodnú časť DPS a vývody vyčnievajúce z dosky. Cez DPS sú spolu spojené dvomi skrutkami M2,5.



**Obr. 62 Kryt referencie LTZ1000(A) zabraňujúci prúdeniu vzduchu okolo púzdra a vývodov**

Na obr. 63 je fotografia osadenej DPS modulu s referenciou LTZ1000(A). Viac fotografií je v prílohe B. Fotografie rozloženia teploty na osadenej DPS z termokamery sú v prílohe D.



Obr. 63: Fotografia DPS modulu referencie s LTZ1000(A) zo strany súčiastok

### 3.2.5 Osadenie súčiastok, čistenie DPS a testovanie funkčnosti modulu

Pri spájkovaní vývodov LTZ1000(A) som si dával pozor, aby som vývody zbytočne neprehrieval. Spájkoval som krátku dobu a medzi spájkovaním jednotlivých vývodov som čakal približne 30 sekúnd.

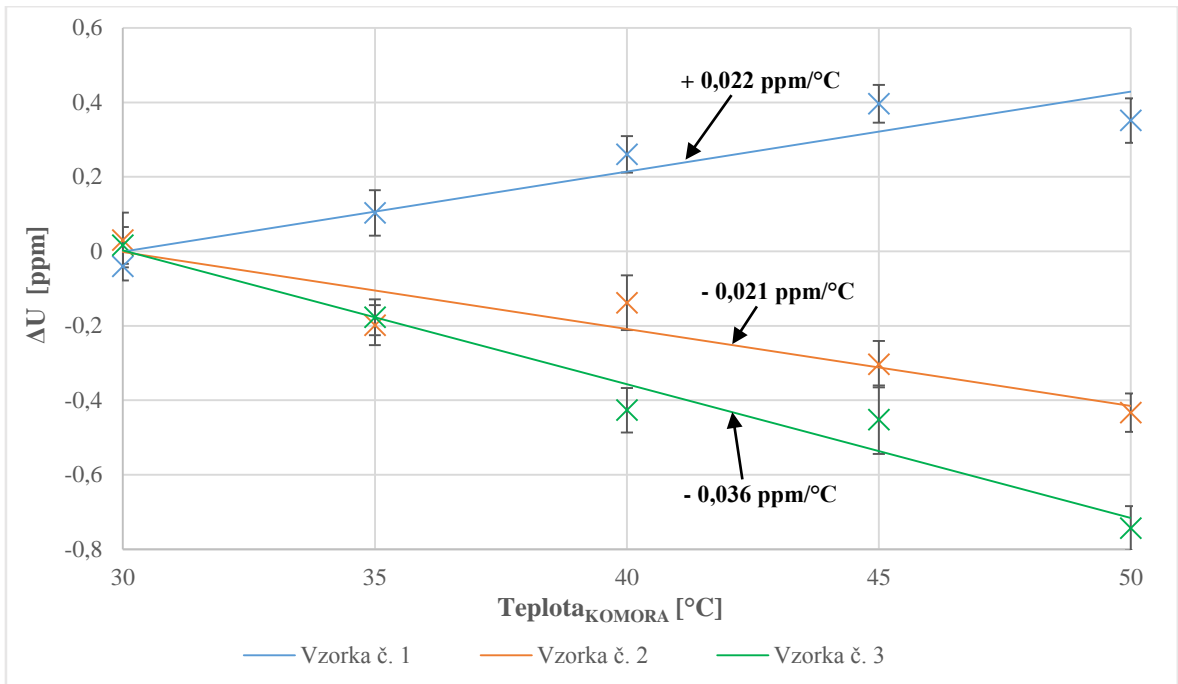
Pred meraním som DPS dôkladne zbavil zvyškov tavidla a ďalších nečistôt vyčistením v IPA (isopropylalkohol) s teplotou 50 °C pri pôsobení ultrazvuku. Čistil som v dvoch fázach (prvý oplach a druhý oplach). Nakoniec som DPS osušil v teplotnej komore po dobu 30 minút pri 70 °C.

Vzhľadom k jednoduchosti zapojenia spočívalo oživenie modulu v kontrole odberu zo zdroja a orientačné meranie výstupného napätia. Prúdový odber z vetvy -15 V je typicky 5 mA a z vetvy +15 V (po ustálení teploty čipu je typicky 35 mA. Žiadne nastavovanie sa neprevádza.

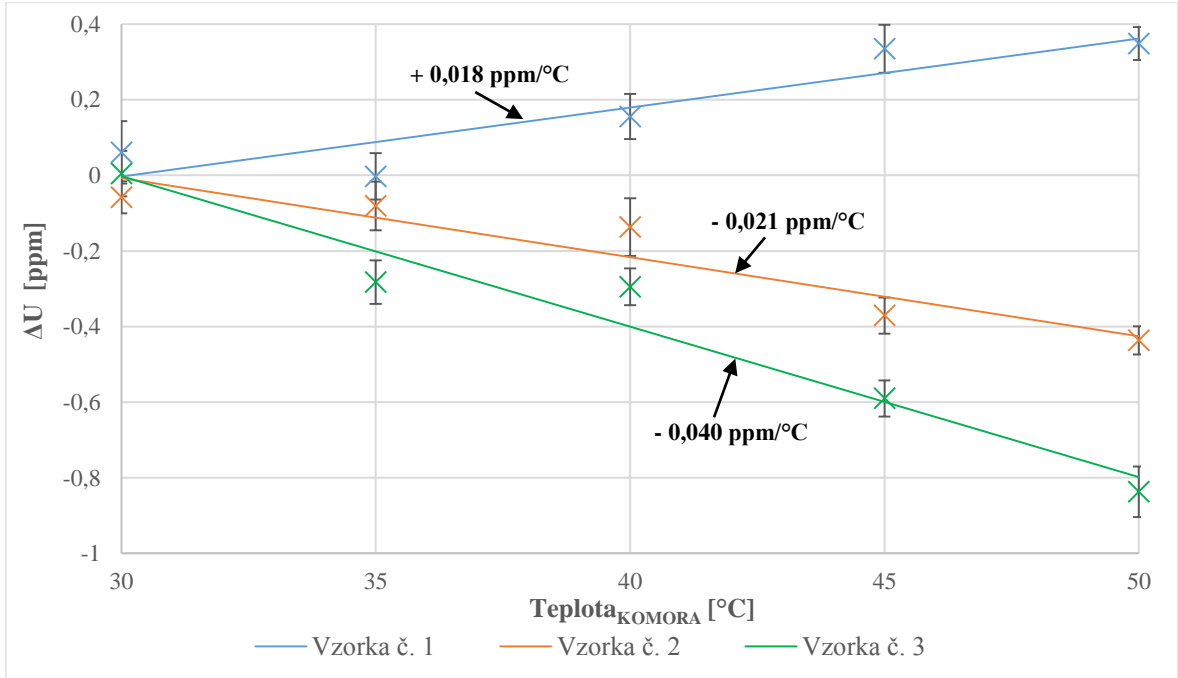
### 3.3 Meranie teplotnej stability modulu

Teplotnú stabilitu som testoval na troch rovnakých DPS modulu. Dosky boli umiestnené v teplotnej komore a jej teplotu som menil s korkom 5 °C od 30 °C po 50 °C. Doba ustáľovania bola približne 15 minút. Meral som každé výstupné napätie všetkých troch DPS pomocou DMM Keysight 3458A. Meracie pracovisko a program sú podrobnejšie opísané v prílohe A.

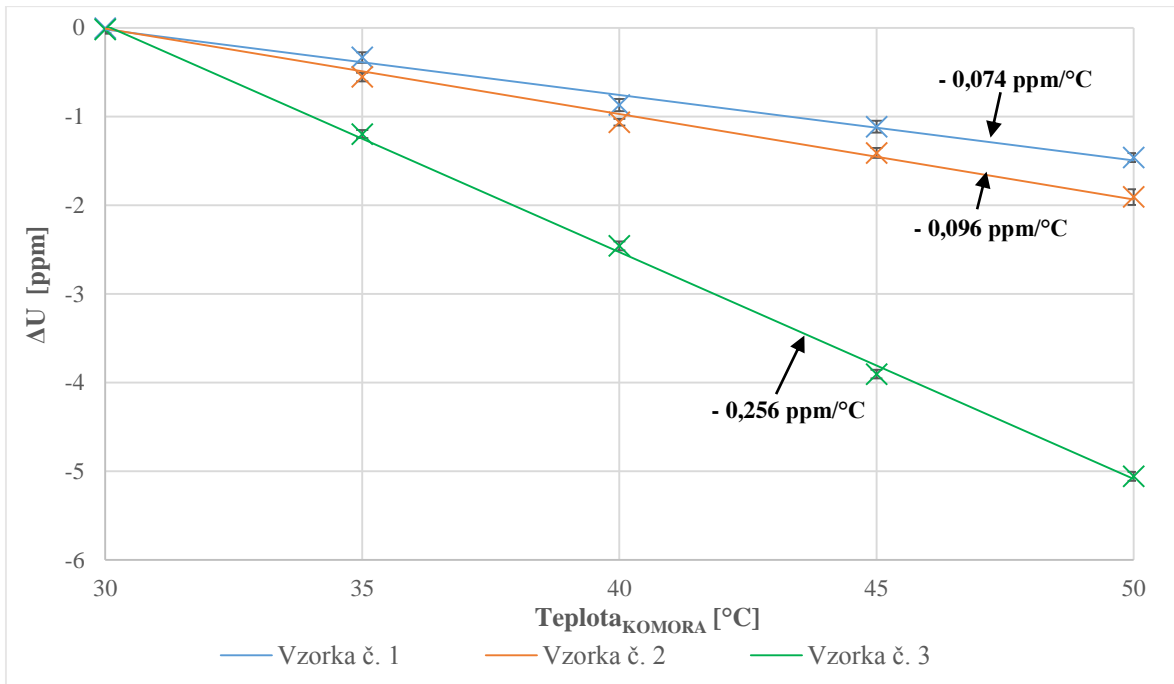
Meral som stabilitu všetkých výstupných napätí v rozsahu od 30 do 50 °C s krokom 5°C. Výstupné napätie som meral s periódou 8 s. Každú teplotu som ponechal nastavenú 30 minút. Prvých 15 minút prebiehalo ustáľovanie teploty všetkých častí modulu, z druhých 15 minút som dáta použil k vyhodnoteniu. Na nasledujúcich obrázkoch je závislosť napätia konkrétneho výstupu na teplote. Každý bod v grafe predstavuje strednú hodnotu z približne sto nameraných hodnôt (odpovedá približne 13 minútam vzorkovania s periódou 8 sekúnd). Zobrazené sú tiež chybové úsečky nameraného súboru hodnôt v uvedenom intervale  $\pm\sigma$ . Všetky body krivky sa vzťahujú k referenčnej teplote 30 °C. Teplotný koeficient získaný lineárnou regresiou je uvedený v grafe.



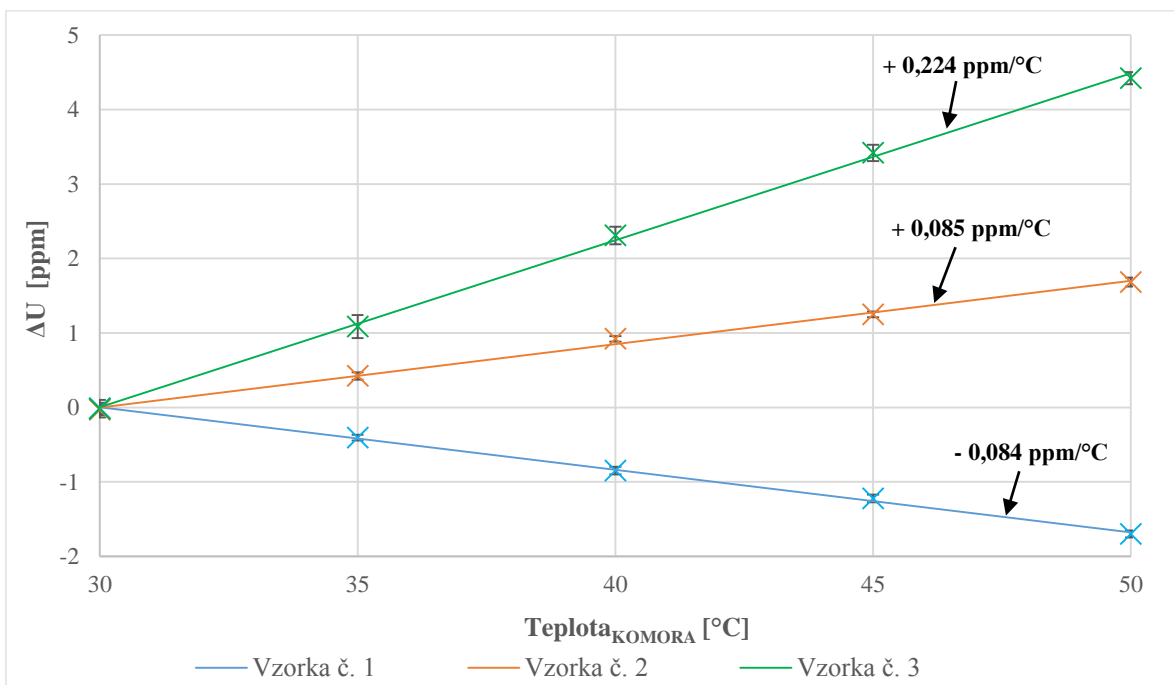
**Obr. 64: Závislost' výstupu 7V REF na teplotě (tri identické vzorky DPS)**



**Obr. 65: Závislost' výstupu 7V BUF na teplotě (tri identické vzorky DPS)**



**Obr. 66: Závislost' výstupu 5V na teplotě (tri identické vzorky DPS)**



**Obr. 67: Závislost' výstupu 10V na teplotě (tri identické vzorky DPS)**

Z výsledkov z obr. 64 vyplýva, že teplotný koeficient modulu referencie bol najväčší u 3. vzorky DPS rovnajúci sa  $-0,036 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . V ostatných dvoch prípadoch bola jeho hodnota  $+0,022$  a  $-0,021 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ .

Na obr. 65 je zobrazené výsledky pre závislosť napätia na výstupe 7V BUF (za sledovačom IC5). LTC2057 má typickú teplotnú závislosť vstupného offsetu menšiu než  $15 \text{ nV}/^\circ\text{C}$  v absolútnej hodnote, pri vyjadrení ako zmena napätia referencie (7 V) je to  $0,002 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Takto nízky príspevok zaniká v celkovej chybe merania.

Na obr. 66 a obr. 67 sú závislosti výstupu 5V a 10V. TK je výrazne väčšia, čo je spôsobené TK rezistorov R4, R6, R7 a R11.

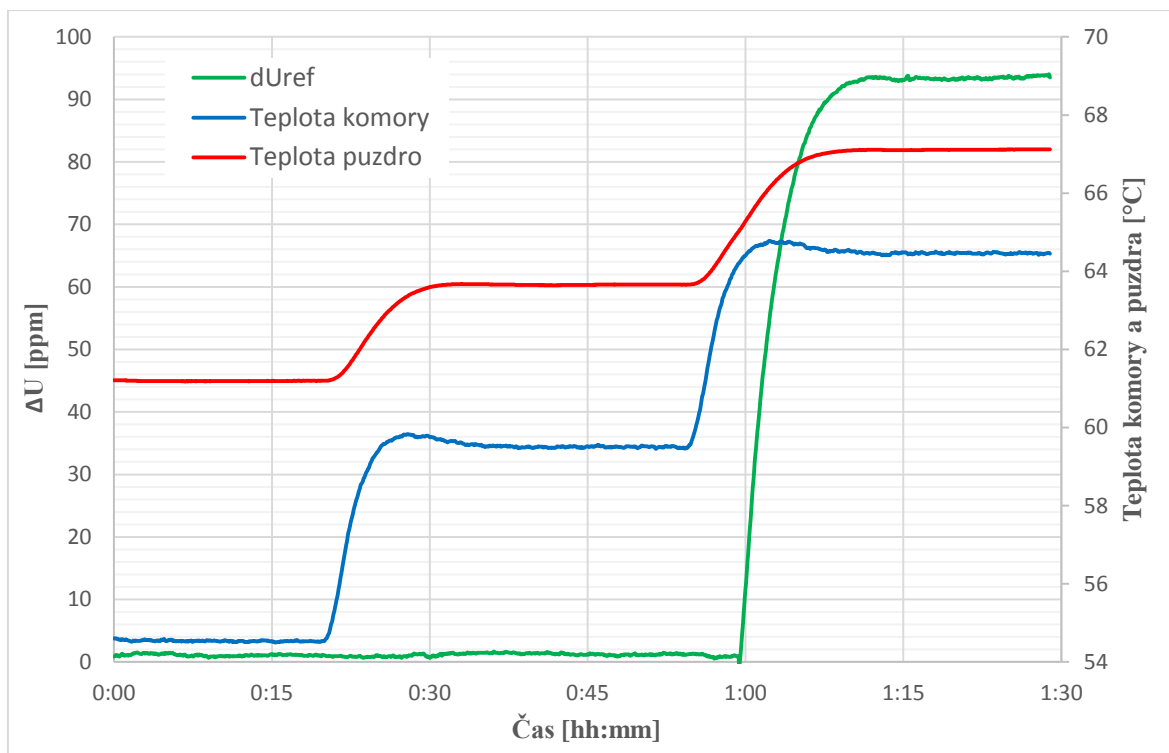
**Tab. 14: Dosiahnuté TK výstupov troch vzoriek modulu s LTZ1000(A)**

Výstup	Vzorka DPS	TK [ppm/°C]
<b>7V REF</b>	1	+0,022
	2	-0,021
	3	-0,036
<b>7V BUF</b>	1	+0,018
	2	-0,021
	3	-0,040
<b>5V</b>	1	-0,074
	2	-0,096
	3	-0,256
<b>10V</b>	1	-0,084
	2	+0,085
	3	+0,224

Z výsledkov tejto podkapitoly vyplýva, že testované vzorky majú v porovnaní s konkurenčnými referenciami (viď tab. 3) veľmi malý teplotný koeficient. Veľký dôraz je potrebné klásť na teplotnú závislosť rezistorov použitých v deliči na 5 V a v zosilňovači na 10V. TK týchto výstupov je horší. Všetky dosiahnuté TK sú uvedené v tab. 14.

### 3.3.1 Následky prekročenia nastavenej teploty termostatu LTZ1000(A)

V tomto experimente som skúsil zvýšiť teplotu komory nad nastavenú teplotu termostatu LTZ1000(A). Výsledok merania výstupu 7V REF modulu č. 1 je na nasledujúcom obrázku.



**Obr. 68: Následok prekročenia nastavenej teploty termostatu LTZ1000(A)**

Na obr. 68 je možné vidieť, že pri zmene teploty komory z 55 °C na 60 °C nedôjde v zobrazenej mierke k výraznej zmene napätia 7V REF. Po navýšení teploty komory o 5 °C došlo k odchýlke napätia skoro o 100 ppm (700 μV). Z tohto výsledku vyplýva, že zvýšenie teploty nad nastavenú teplotu termostatu sa prejaví v miere nezlučiteľnej s požiadavkami na stabilitu referencie.

### 3.4 Meranie dlhodobej stability modulu

Meranie som uskutočnil na všetkých troch moduloch v konfigurácii rovnakej, ako pri meraní teplotného driftu. Automatizovaný program sa v tomto prípade líšil od predošlého. Meranie každej vzorky trvalo 15 hodín pri konštantnej teplote komory 30 °C. Napätie bolo merané iba na výstupoch 7V BUF pomocou DMM Keysight 3458A. Program na meranie dlhodobej stability je podrobnejšie opísaný v prílohe A.

Cieľom tohto merania bolo získať údaj o hodinovej stabilite. Keďže z charakteru šumu vyplýva, že jeho hodnota nebude rovnaká v každom hodinovom intervale, je pre získanie dôveryhodnejších výsledkov potrebné merať dlhšiu dobu než jednu hodinu a štatisticky spracovať výsledky. Dĺžku merania som preto zvolil na 15 hodín. Najprv som z prvej hodiny vyjadril rozdiel maximálnej a minimálnej odchýlky od priemernej hodnoty napätia (získanej zo všetkých dát nameraných za 15 hodín) a vyjadril som ho podľa vzťahu

$$\Delta U_{P-P} = U_{MAX} - U_{MIN} \quad [ppm; ppm, ppm], \quad (6)$$

kde  $U_{MAX}$  je maximálna nameraná odchýlka a  $U_{MIN}$  je minimálna odchýlka. V grafe je táto hodnota označovaná p-p (z anglického „peak-to-peak“).

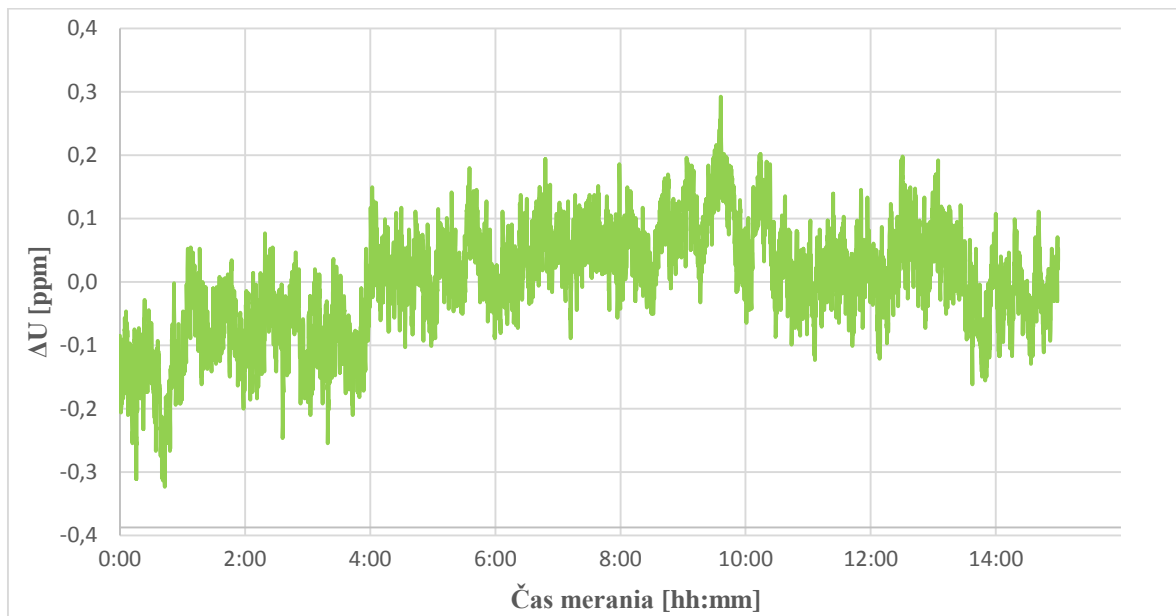
Ďalej som z dát hodinového okna určil smerodajnú odchýlku  $\sigma$  podľa vzťahu

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \tilde{x})^2}{n}} \quad [ppm; ppm, ppm, -], \quad (7)$$

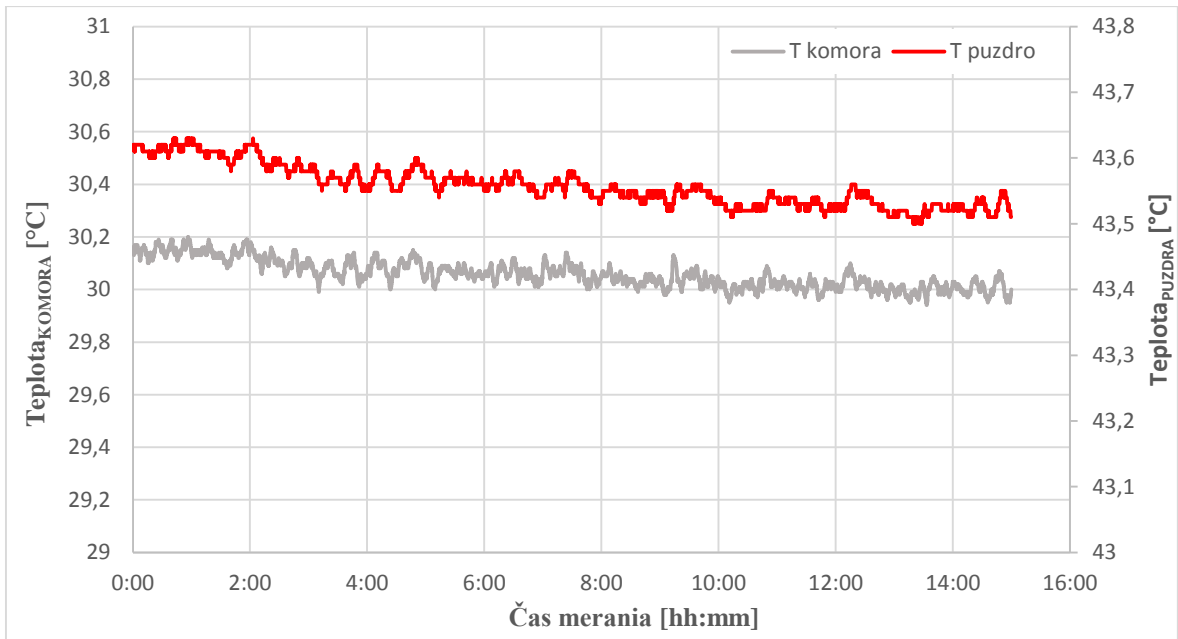
kde  $x_i$  je nameraná hodnota odchýlky,  $\tilde{x}$  je aritmetický priemer odchýlky a  $n$  je počet nameraných údajov. Vo výsledkoch uvádzam hodnotu  $6\sigma$ .

Následne som hodinové okno posunul o jednu vzorku a opäť vypočítal aktuálne hodnoty p-p a  $6\sigma$  podľa (6) a (7). Tento postup som opakoval až do poslednej hodiny nameraných dát. Výsledkom je 14 hodinový úsek, skrátený o jednu hodinu dát použitých na spracovanie.

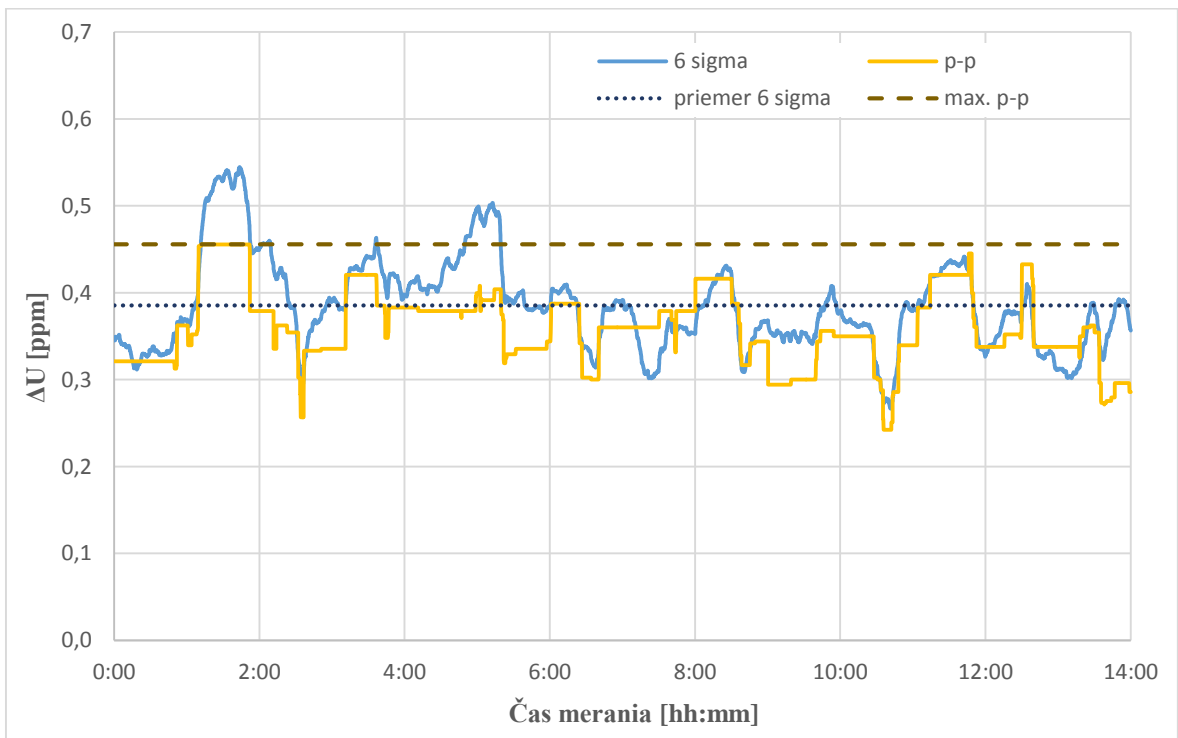
Meral som výstup 7V BUF na každom z troch modulov. Nastavená teplota v komore bola 30 °C. Meranie som spustil po hodine ustáľovania na tejto teplote a meral som s periódou 8 s. Na obr. 69 je priebeh 15-hodinového merania na module č. 2. Na obr. 71 až obr. 73 sú pre jednotlivé moduly uvedené hodnoty p-p (špička-špička) a  $6\sigma$  pre plávajúce hodinové okno. Vyznačená je aj maximálna hodnota p-p a priemerná hodnota  $6\sigma$ .



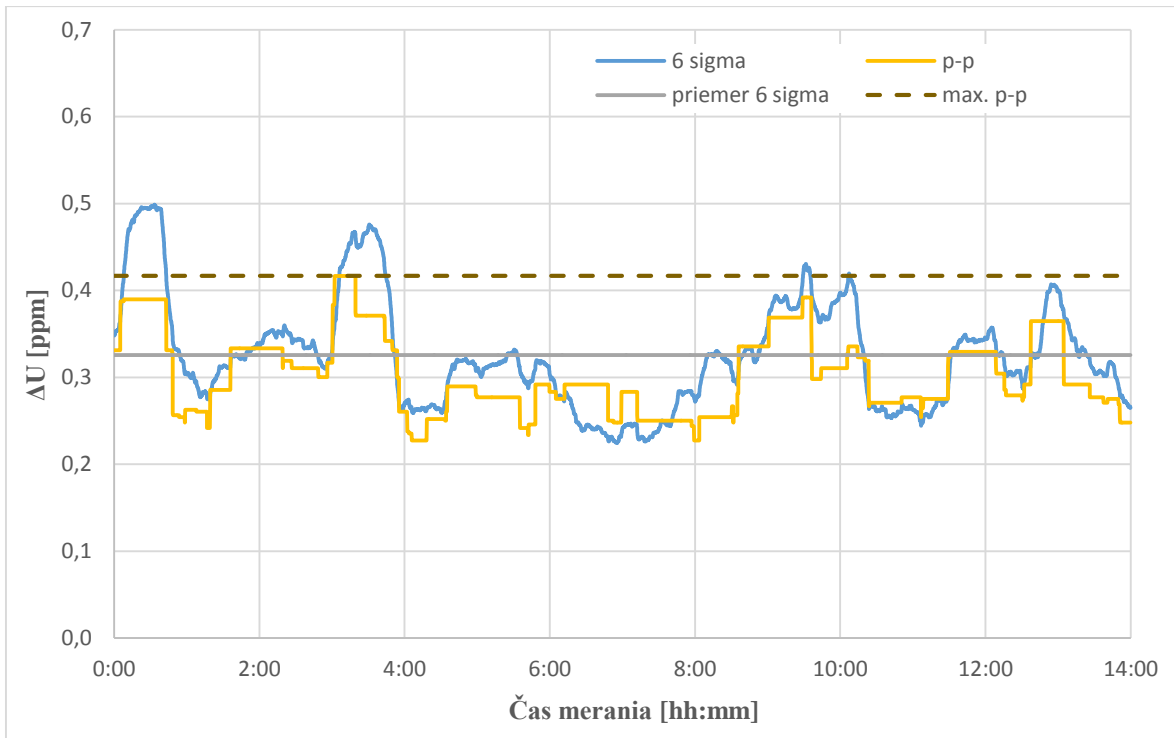
**Obr. 69: Priebeh výchylky napätia pri 15-hodinovom meraní modulu č. 2 (vzťahnuté k priemernej hodnote napätia)**



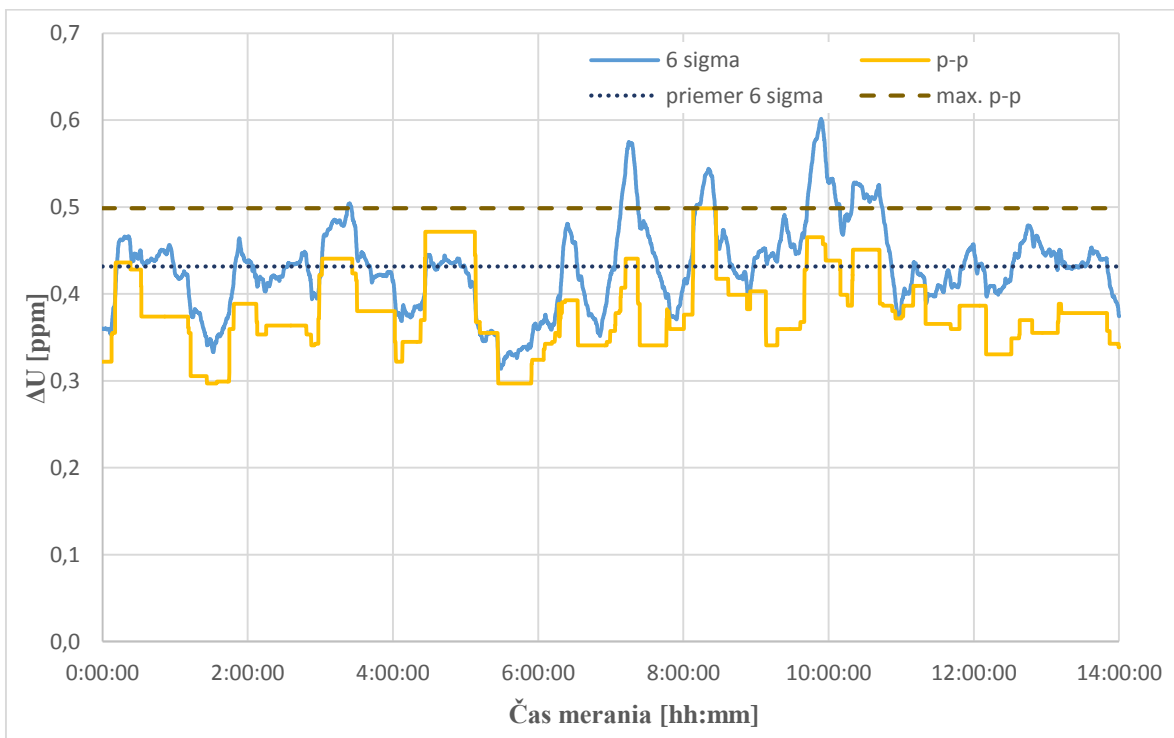
**Obr. 70: Teplota na puzdre referencie modulu č. 2 a v komore pri meraní hodinovej stability**



**Obr. 71: Graf štatistiky hodinovej stability modulu č. 1**



**Obr. 72: Graf štatistiky hodinovej stability modulu č. 2**



**Obr. 73: Graf štatistiky hodinovej stability modulu č. 3**

Výsledky merania stability ukázali, že u modulu č. 1 bola p-p hodnota šumu v hodinovom okne maximálne 0,46 ppm, u modulu č. 2 to bolo max. 0,42 ppm a u modulu č. 3 0,5 ppm. Na jednotlivé namerané hodnoty môže vplývať zmena teploty v klimatizovanej

miestnosti (bolo by vhodné merať teplotu v blízkosti prístroja 3458A, ten má na danom rozsahu teplotný koeficient  $0,5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ). Malé odchýlky teploty puzdra referencie (viď obr. 70) by nemali vo veľkej miere vplývať na zmenu výstupného napätia, keďže výstupné napätie 7V BUF je slabo závislé na teplote.

Namerané hodnoty hodinovej stability platia pre frekvenčné pásmo 0,30 mHz až 125 mHz.

# ZÁVER

V predloženej práci sa venujem problematike presného návrhu napäťovej referencie s LTZ1000(A) firmy Linear Technology.

V prvej kapitole sú uvedené vybrané parametre napäťových referencií, ktoré sa priamo podieľajú na ich stabilite. Dôležité je sledovať najmä teplotný drift, dlhodobý drift, šum a v niektorých aplikáciách aj počiatočnú chybu a teplotnú hysteréziu. Všetky tieto parametre podrobne opisujem a uvádzam porovnania vybraných referencií firmy Analog Devices a Linear Technology v prehľadných tabuľkách. Ďalej v tejto kapitole uvádzam delenie napäťových referencií podľa spôsobu zapojenia do obvodu na paralelné a sériové a podľa architektúry na dva najpoužívanejšie, a to na Zenerové referencie a bandgap referencie a podrobne ich popisujem. Na konci prvej kapitoly uvádzam informácie o precíznej napäťovej referencii LTZ1000(A) a popisujem princíp fungovania základného a rozšíreného zapojenia referencie.

V druhej kapitole uvádzam súhrne vybrané faktory, ktoré majú vplyv na stabilitu referencie LTZ1000(A). Na začiatku sa sústredím na návrh z hľadiska rovnomerného rozloženia teplôt na vývodoch referencie a na riešenia minimalizujúce šírenie tepla. Z výsledkov vyplýva, že modifikácie v podobe vyfrézovaných otvorov v blízkosti referencie a aplikácia tepelných skratov v podobe kruhových medených prstencov pomáhajú zrovnomeniť teplotu vývodov referencie LTZ1000(A). Ďalej uvádzam výsledky simulácii pnutia DPS a vplyvu modifikácii v podobe vyfrézovaných otvorov okolo referencie. V nasledujúcej podkapitole sa venujem problematike výberu vhodných rezistorov do zapojenia referencie. Uvádzam experiment, ktorého výsledky ukazujú, že rezistory vývodovej montáže v porovnaní s rezistormi SMD dosahujú menšie odchýlky odporu vplyvom pnutia (ohybu) DPS. Ďalej uvádzam experiment, ktorého výsledky ukázali skutočnú citlivosť referenčného napätia na zmenu odporu rezistorov R1 až R5. Tieto hodnoty sa v porovnaní s katalógovými líšili napr. u rezistoru R1 približne 9-krát. Experiment som vykonal za pomoci reléovej dosky vlastnej konštrukcie a riadiaceho programu. Ďalej v tejto kapitole uvádzam závislosť nastavenej teploty čipu na pomere deliča R4/R5 v prehľadnom grafe. Uvádzam výsledky merania šumu na výstupe referencie pri prúde Zenerovou diódou 5 mA a 0,25 mA. Nameraný šum bol 345 nV<sub>ef</sub>, resp. 1,16 uV<sub>ef</sub>. V nasledujúcich častiach kapitoly sa venujem opatreniam pri návrhu DPS. Uvádzam informácie o návrhu z hľadiska minimalizácie vplyvu termoelektrických napätí, informácie o vytváraní plošných spojov s rešpektovaním časovo nestálych napäťových úbytkov na spojoch. Na konci kapitoly uvádzam riešenie krytu, zabraňujúceho prúdeniu vzduchu v blízkosti vývodov referencie a v závere diskutujem výber operačných zosilňovačov.

V poslednej kapitole popisujem vlastný návrh referencie ako modul s výstupom 7V priamo z referencie, výstupom oddeleným napäťovým sledovačom a výstupmi s napätím 5 V a 10 V. Venujem sa podrobne konkrétnemu výberu rezistorov a operačných zosilňovačov do zapojenia modulu. Ďalej v kapitole uvádzam návrh plošných spojov modulu a metódu prepojenia meracieho prístroja s výstupmi modulu. V závere uvádzam výsledky z meraní teplotného driftu a hodinovej stability na troch vzorkách pre všetky

výstupy modulu. Výstupy 7V REF a 7V BUF dosahujú TK s hodnotou max. 0,04 ppm/ °C. Výstupy 5 V a 10 V majú horší TK s hodnotou do 0,25 ppm/ °C. Zhoršenie TK na týchto výstupoch je zrejme zapríčinené nerovnakou veľkosťou a hlavne charakterom TKR rezistorov R4, R6, R7 a R11. Hodinová stabilita modulov nepresiahla hodnotu špička-špička 0,5 ppm.

# POUŽITÁ LITERATÚRA

- [1] WHELAN, Brendan. *How to Choose a Voltage Reference* [online]. California: Linear Technology Corporation, 2009 [cit. 10. 11. 2015]. Dostupné z: <https://sites.google.com/site/novaiso690/>
- [2] LEE, Mitchell. *Understanding and Applying Voltage References* [online]. California: Linear Technology Corporation, 1999 [cit. 12. 11. 2015]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an82f.pdf>
- [3] MILLER, Perry a MOORE, Doug. *Precision voltage references* [online]. Dallas: Texas Instruments Incorporated, 2005 [cit. 12. 11. 2015]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt183/slyt183.pdf>
- [4] LAUMEISTER, Bill a FRY, David. *Understanding Voltage-Reference Topologies and Specifications* [online]. San Jose: Maxim Integrated Products, Inc., 2013 [cit. 15. 11. 2015]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/719>
- [5] ZUMBAHLEN, Hank. *Linear circuit design handbook*. Boston: Elsevier/Newnes Press, 2008, ix, 943 p. ISBN 9780750687034.
- [6] Analog Devices [online]. Analog Devices, Inc.: ©1995-2015 [cit. 19.11.2015]. Dostupné z: <http://www.analog.com/en/index.html>
- [7] Linear Technology [online]. 2015 Linear Technology: ©2015 [cit. 19.11.2015]. Dostupné z: <http://www.linear.com/>
- [8] LINEAR TECHNOLOGY. *LT1004: Micropower Voltage Reference* [online]. California: Linear Technology Corporation, 1985 [cit. 19. 11. 2015]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt183/slyt183.pdf>
- [9] MARKELL, Richard a WRIGHT, John. *SOT-23 Voltage Reference Has 0.05% Initial Accuracy, 10ppm/°C Tempco, Operates on 35μA* [online]. California: Linear Technology Corporation, 2000 [cit. 19. 11. 2015]. Dostupné z: [http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LT1790\\_0900\\_Mag.pdf](http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LT1790_0900_Mag.pdf)
- [10] WRIGHT, John. *SOT-23 Don't Be Fooled by Voltage Reference Long-Term Drift and Hysteresis* [online]. California: Linear Technology Corporation, 2000 [cit. 23. 11. 2015]. Dostupné z: <http://www.linear.com/docs/en/design-note/dn229f.pdf>
- [11] BRAZIL, Colm. *The Effect of Long-Term Drift on Voltage References* [online]. Boston: Analog Devices, Inc., 2004 [cit. 23. 11. 2015]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-713.pdf>
- [12] WRIGHT, John. *3ppm/°C Micropower Reference Draws only 50μA and Operates on 2.8V* [online]. California: Linear Technology Corporation, 1999 [cit. 24. 11. 2015]. Dostupné z: [http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LT1461\\_1199\\_Mag.pdf](http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LT1461_1199_Mag.pdf)

- [13] LINEAR TECHNOLOGY. *LT1461: Micropower Precision Low Dropout Series Voltage Reference Family* [online]. California: Linear Technology Corporation, 1999 [cit. 24. 11. 2015]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1461fb.pdf>
- [14] MEGAW, David. *Voltage Reference Selection Basics* [online]. Dallas: Texas Instruments Incorporated, 2005 [cit. 25. 11. 2015]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva602/snva602.pdf>
- [15] FRY, David. *Understanding Voltage-Reference Temperature Drift* [online]. San Jose: Maxim Integrated Products, Inc., 2012 [cit. 25. 11. 2015]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4419>
- [16] LINEAR TECHNOLOGY. *LT1236: Precision Reference* [online]. California: Linear Technology Corporation, 1995 [cit. 25. 11. 2015]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/lt1236.pdf>
- [17] ANALOG DEVICES. *ADR4550: Ultralow Noise, High Accuracy Voltage Reference* [online]. Boston: Analog Devices, Inc., 2012 [cit. 25. 11. 2015]. Dostupné z: [http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADR4520\\_4525\\_4530\\_4533\\_4540\\_4550.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADR4520_4525_4530_4533_4540_4550.pdf)
- [18] ANDERSON, B. Michael a WHELAN, Brendan. *Reliable Precision Voltage Reference with 5ppm/°C Drift is Factory Trimmed and Tested at -40°C, 25°C and 125°C* [online]. California: Linear Technology Corporation, 2009 [cit. 27. 11. 2015]. Dostupné z: [http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LTMag-V18N4-02-LTC6652-Michael\\_Anderson.pdf](http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LTMag-V18N4-02-LTC6652-Michael_Anderson.pdf)
- [19] LINEAR TECHNOLOGY. *LTC6655: 0.25ppm Noise, Low Drift Precision References* [online]. California: Linear Technology Corporation, 2009 [cit. 27. 11. 2015]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6655fe.pdf>
- [20] ANALOG DEVICES. *ADR587: High Precision 10 V Reference* [online]. Boston: Analog Devices, Inc., 2007 [cit. 27. 11. 2015]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD587.pdf>
- [21] LINEAR TECHNOLOGY. *LT1034-1.2/LT1034-2.5: Micropower Dual Reference* [online]. California: Linear Technology Corporation, 1995 [cit. 27. 11. 2015]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1034fe.pdf>
- [22] LINEAR TECHNOLOGY. *LTZ1000/LTZ1000A: Ultra Precision Reference* [online]. California: Linear Technology Corporation, 1987 [cit. 27. 11. 2015]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1000afe.pdf>
- [23] MAXIM INTEGRATED. *Series or Shunt Voltage Reference?* [online]. San Jose: Maxim Integrated Products, Inc., 2007 [cit. 28. 11. 2015]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4003>

- [24] ANALOG DEVICES. *MT-087 Tutorial: Voltage References* [online]. Boston: Analog Devices, Inc., 2009 [cit. 29. 11. 2015]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-087.pdf>
- [25] Brokaw, A.P. „A simple three-terminal IC bandgap reference“, in *Solid-State Circuits*, IEEE Journal of , vol.9, no.6, pp.388-393, Dec. 1974
- [26] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *3458A Digital Multimeter, 8½ Digit* [online]. California: Keysight Technologies, ©2000-2015 [cit. 05. 12. 2015]. Dostupné z: <http://www.keysight.com/en/pd-1000001297:epsg:pro-pn-3458A/digital-multimeter-8-digit>
- [27] FLUKE [online]. Fluke Corporation: ©1995-2015 [cit. 05.12.2015]. Dostupné z: <http://eu.flukecal.com/>
- [28] WILLIAMS, Jim a BRUBAKER, J. *A Standards Lab Grade 20-Bit DAC with 0.1ppm/°C Drift* [online]. California: Linear Technology Corporation, 2001 [cit. 05. 12. 2015]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an86f.pdf>
- [29] MICROSEMI. *1N821 thru 1N829A-1 DO-7: 6.2 & 6.55 Volt Temperature Compensated Zener Reference Diodes* [online]. Scottsdale: Microsemi Scottsdale Division, 2003 [cit. 05. 12. 2015]. Dostupné z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/microsemi/sa6-3.pdf>
- [30] DIGITRON SEMICONDUCTORS. *1N4565(A)-1N4584(A): 6.4v Temperature compensated zener diode* [online]. Scottsdale: Digitron Semiconductors, 2003 [cit. 05. 12. 2015]. Dostupné z: [http://www.digitroncorp.com/Documents/Datasheets/1N4565\(A\)-1N4584\(A\).aspx?ext=.pdf](http://www.digitroncorp.com/Documents/Datasheets/1N4565(A)-1N4584(A).aspx?ext=.pdf)
- [31] Witt, T.J.; Reymann, D.; Avrons, D., "The stability of some Zener-diode-based voltage standards," in *Instrumentation and Measurement*, IEEE Transactions on , vol.44, no.2, pp.226-229, Apr 1995
- [32] FLUKE CALIBRATION. *A practical approach to maintaining DC reference standards* [online]. Washington: Fluke Corporation, 2010 [cit. 05. 12. 2015]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-087.pdf>
- [33] LINEAR TECHNOLOGY. *LTC2057/LTC2057HV: High Voltage, Low Noise Zero-Drift Operational Amplifier* [online]. California: Linear Technology Corporation, 2013 [cit. 27. 4. 2016]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2057f.pdf>

## ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK

### Symboly

<i>Symbol</i>	<i>Definícia</i>	<i>Jednotka</i>
$k$	Boltzmannová konštanta = $8,62 \cdot 10^{-5}$	eV/K
$T$	Absolútna teplota	K
$U_{REF-LTD}$	Dlhodobý drift (angl. „long term drift“)	ppm/ $\sqrt{\text{kHod}}$
$T_A$	Teplota okolia	$^{\circ}\text{C}$
$TC_{BOX}$	Teplotný koeficient určený krabicovou metódou	ppm/ $^{\circ}\text{C}$
$U_{MAX}$	Maximálne napätie	V
$U_{MIN}$	Minimálne napätie	V
$U_0$	Napätie pri teplote $25^{\circ}\text{C}$	V
$T_{MAX}$	Maximálna teplota	K
$T_{MIN}$	Minimálna teplota	K
$TC_{ENDPOINT}$	Teplotný koeficient získaný tzv. konečnou metódou	ppm/ $^{\circ}\text{C}$
$U_{T_{MAX}}$	Napätie pri maximálnej teplote	V
$U_{T_{MIN}}$	Napätie pri minimálnej teplote	V
$\Delta T$	Zmena teploty	K
$\Delta U_{OUT\_HYS}$	Teplotná hysterezia napätia	ppm
$U_{OUT\_TC}$	Hodnota napätia po teplotnom cyklovaní	V
$U_{REF}$	Referenčné napätie na výstupe referencie	V
$I_R$	Prúd rezistorom	A
$I_L$	Prúd záťažou	A
$I_{REF}$	Prúd referenciou	A
$U_{IN}$	Vstupné napätie	V
$I_Q$	Vlastná spotreba (rozdiel medzi vstupným a výstupným prúdom) referencie	A
$U_{BE}$	Napätie medzi bázou a emitorom	V
$U_{CE_{MAX}}$	Maximálne napätie medzi kolektorom a emitorom tranzistora	V
$U_{ef}$	Efektívna hodnota napätia	V

## Skratky

ÚPT	Ústav prístrojové techniky AV ČR, v. v. i.
DPS	Doska plošného spoja
ppm	Počet častí na milión (angl. „Parts per Milion“)
TK	Teplotný koeficient
RMS	Efektívna hodnota (angl. „Root Mean Square“)
NF	Nízkofrekvenčný
VF	Vysokofrekvenčný
LSB	Bit s najnižším významom (angl. „Least significant bit“)
IN	Vstup
OUT	Výstup
GND	Bod s nulovým potenciálom (ground) – vzťažný uzol
XFET	Druh referencie ktorý využíva JFET tranzistory
TO-99	Typ púzdra súčiastok
SMD	Súčiastka pre povrchovú montáž („Surface mount device“)
SMT	Technológia povrchovej montáže („Surface mount technology“)
THT	Vývodová montáž („Through hole technology“)

# PRÍLOHY

# ZOZNAM PRÍLOH

<b>A</b>	<b>PRACOVISKO NA MERANIE TEPLOTNÉHO DRIFTU A DLHODOBEJ STABILITY</b>	<b>66</b>
A.1	Popis pracoviska . . . . .	66
A.2	Program na meranie teplotného driftu . . . . .	68
A.3	Program na meranie stability . . . . .	69
<b>B</b>	<b>FOTOGRAFIE PRODUKTOV</b>	<b>71</b>
B.1	Testovacia doska s LTZ1000(A) . . . . .	71
B.2	Pomocná reléová karta . . . . .	71
B.3	Modul s referenciou LTZ1000(A) . . . . .	72
<b>C</b>	<b>VÝROBNÁ DOKUMENTÁCIA MODULU S LTZ1000(A)</b>	<b>73</b>
<b>D</b>	<b>ROZLOŽENIE TEPLA NA DPS MODULU</b>	<b>77</b>

# A PRACOVISKO NA MERANIE TEPLOTNÉHO DRIFTU A DLHODOBEJ STABILITY

## A.1 Popis pracoviska

Merania prebiehali v klimatizovanej miestnosti s teplotou  $22\text{ }^{\circ}\text{C}$  ( $\pm 1\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). Modul referencie bol umiestnený v komore s ohrevom. Ohrev je riadený PID regulátorom ECO24. Zaznamenával som teplotu v komore a teplotu púzdra referencie dvoma prístrojmi Agilent 34410A pomocou platinových odporových snímačov PT100 s priemerom 2 mm, s presnosťou 0,3 % a dobou odozvy na vzduchu dlhou 10 sekúnd (výrobca TE connectivity, typ snímača NB-PTCO-002). Senzor merania teploty púzdra referencie je umiestnený v krytke a pre lepšiu tepelnú vodivosť je použitá teplovodivá pasta. Napájací zdroj som použil Agilent 3631A (obr. A.1).



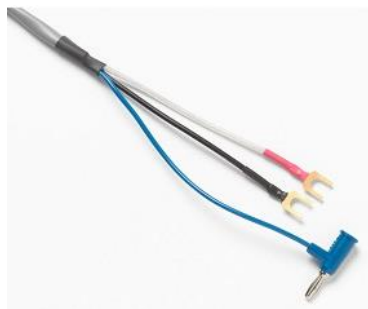
**Obr. A.1:** Teplotná komora spolu s napájacím zdrojom modulu a prístrojmi na meranie teploty v komore a na puzdre LTZ1000(A)

Napätie výstupov modulu som meral pomocou DMM Agilent 3458A s rozlíšením 8,5 platných miest (obr. A.2). Meral som na rozsahu 10V. Teplotný koeficient meracieho prístroja na tomto rozsahu je  $TK = 0,5 + 0,01$  (ppm merania + ppm rozsahu) /  $^{\circ}\text{C}$ . Merací prístroj bol spolu s teplotnou komorou a ostatnými prístrojmi umiestnený v uzatvárateľnom „racku“.



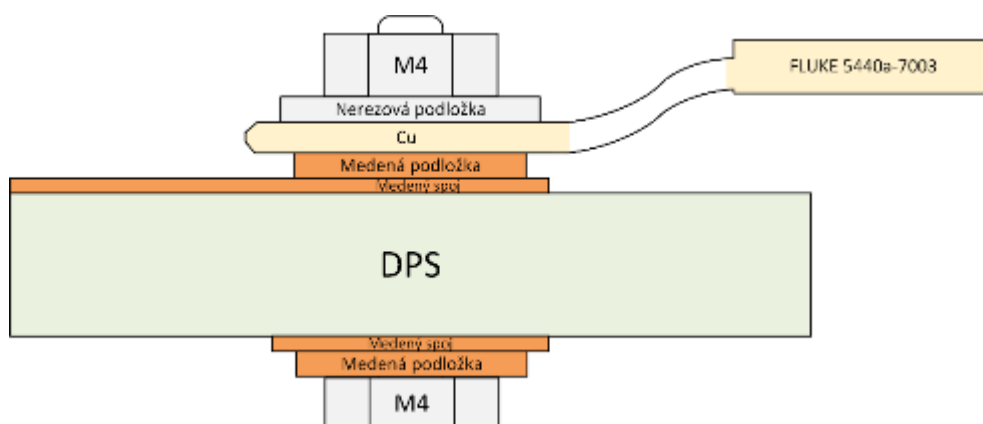
**Obr. A.2:** Merací prístroj s rozlíšením na 8,5 miest Agilent 3458A

Modul referencie bol s merací prístrojom 3458A prepojený pomocou káblu FLUKE 5440A-700 (obr. A.3), vyrobeného z materiálu minimalizujúceho vznik termoelektrických napätí (pozlátená meď).



**Obr. A.3: Kábel FLUKE 5440A-7003**

Orientačný náčrt pripojenia káblu FLUKE k vývodu referencie je zobrazený na obr. A.4. Reálny snímok je na obr. A.5.



**Obr. A.4: Náčrt pripojenia meracieho kábla k DPS**



**Obr. A.5: Záber na reálne pripojenie meracieho kábla k výstupu modulu**

Tienenie kábla FLUKE je na jednej strane pripojené na vývod GUARD prístroja 3458A, na druhej strane je pripojené na GUARD vývod modulu.

Modul referencie pri meraní výstupu 7V BUF je zobrazený na obr. A.6.



Obr. A.6: Zapojený modul referencie LTZ1000(A) pri meraní výstupu 7V BUF

## A.2 Program na meranie teplotného driftu

Automatizované meranie teplotného driftu som urobil pomocou programu LabVIEW. Na nasledujúcom obrázku je ovládací panel programu.



Obr. A.7: Ovládací panel programu na meranie teplotného driftu

Vstupné hodnoty sú počiatočná teplota komory (30 °C), inkrement teploty (5 °C), konečná teplota (50 °C), doba ustáľovania teploty (30 min) a cesta k súboru na ukladanie nameraných dát.

V strede ovládacieho panelu sú grafy troch meraných údajov: relatívna zmena napätia výstupu modulu voči prvej nameranej hodnote [v ppm], teplota komory a teplota puzdra [v °C].

Výstupné údaje sú umiestnené v pravej časti panelu. Zobrazuje sa hodnota aktuálnej odchýlky napätia voči prvej nameranej hodnote [v ppm], absolútna hodnota napätia [vo V], ubehnutý čas od začiatku merania [vo formáte hh:mm:ss], aktuálne nameraná teplota v komore a na puzdre [v °C], poradové číslo merania, aktuálne nastavená teplota [v °C]

a ubehnutý čas od začiatku ustaloovania teploty [vo formáte hh:mm:ss]. Fáza ohrevu a fáza ustaloovania teploty sú indikované červenou a zelenou kontrolkou. Program sa vypína tlačidlom STOP.

Všetky meracie prístroje sa po spustení programu inicializujú. Na multimetroch 34410A sa nastaví meranie teploty 4-vodičovou metódou a nastaví sa menovitá hodnota RTD senzoru teploty na 100  $\Omega$ . Multimeter 3458A sa nastaví do režimu merania jednosmerného napätia s integračnou dobou 200 NPLC (odpovedá štyrom sekundám integrácie). Aktivuje sa tiež funkcia „autozero“ pre nulovanie vstupného ofsetu DMM 3458A. Rozlíšenie sa nastaví na 8,5 miest. V tomto režime trvá 8 sekund meranie jednej vzorky (4 sekundy meranie + 4 sekundy nulovanie ofsetu).

Ďalej sa vytvorí textový výstupný súbor podľa zadanej cesty z políčka *Suborova cesta*. Do súboru sa pri inicializácii zapíše hlavička a počas merania dáta. Ku každej nameranej vzorke sa uloží absolútny čas a dátum merania, čas ubehnutý od začiatku merania, poradové číslo merania, absolútna hodnota nameraného napätia, teplota komory a teplota púzdra. Na obr. A.8 je ukážka zopár hodnôt zapísaných vo výstupnom súbore.

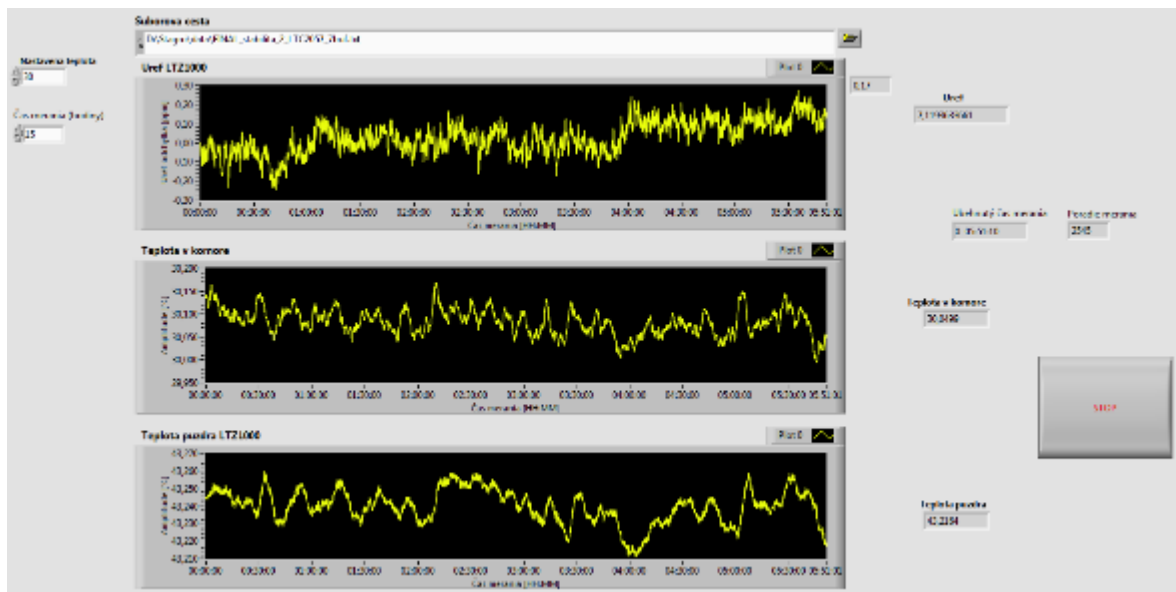
Dátum a čas	Čas merania	Vzorka	uref[V]	T komora[°C]	T puzdro[°C]
16.5.2016 20:54:59	0 00:00:00	0	7,1403994747	30,15	43,62
16.5.2016 20:55:08	0 00:00:08	1	7,1403996824	30,16	43,62
16.5.2016 20:55:16	0 00:00:17	2	7,1403995192	30,15	43,62
16.5.2016 20:55:24	0 00:00:25	3	7,1403994747	30,15	43,62
16.5.2016 20:55:32	0 00:00:33	4	7,1403991928	30,14	43,62
16.5.2016 20:55:41	0 00:00:41	5	7,1403990444	30,14	43,62
16.5.2016 20:55:49	0 00:00:50	6	7,1403995044	30,14	43,62
16.5.2016 20:55:57	0 00:00:58	7	7,1403995192	30,14	43,62
16.5.2016 20:56:06	0 00:01:06	8	7,1403997121	30,13	43,62
16.5.2016 20:56:14	0 00:01:15	9	7,1403995637	30,13	43,62
16.5.2016 20:56:22	0 00:01:23	10	7,1403995044	30,15	43,62
16.5.2016 20:56:30	0 00:01:31	11	7,1403995637	30,15	43,61
16.5.2016 20:56:39	0 00:01:39	12	7,1403992966	30,15	43,62

**Obr. A.8: Ukážka výstupného súboru s hodnotami z merania**

### A.3 Program na meranie stability

Program na meranie stability je podobný programu na meranie teplotného driftu referencie, vstupných a výstupných hodnôt je ale menej. Ukážka GUI programu je na obr. A.9.

Pred spustením merania sa nastaví cesta pre výstupný súbor, čas merania (hodiny) a nastavená teplota komory. V strede sú opäť tri grafy zobrazujúce odchýlku napätia od počiatkovej hodnoty (ppm), teplotu v komore a na púzdre (°C). V pravej časti je zobrazená aktuálna odchýlka napätia (ppm), absolútna hodnota napätia (V), teplota komory a púzdra (°C). Program sa spustí a beží pokiaľ sa nestlačí tlačidlo STOP alebo neubehne doba zvolená v kolónke *Čas merania (hodiny)*. Nastavenia prístrojov sú rovnaké ako v predošlom prípade.



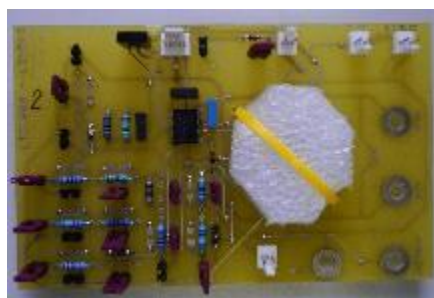
**Obr. A.9: Ukážka programu na meranie dlhodobého driftu**

# B FOTOGRAFIE PRODUKTOV

## B.1 Testovacia doska s LTZ1000(A)

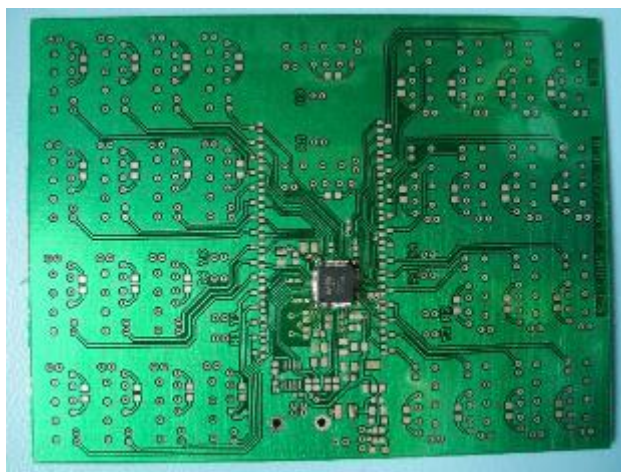


Obr. B.1: Provizórny kryt LTZ1000(A)

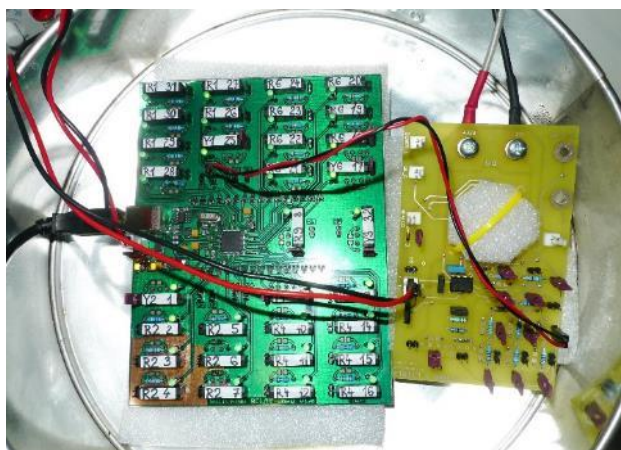


Obr. B.2: DPS s nasadený krytom LTZ1000(A)

## B.2 Pomocná reléová karta

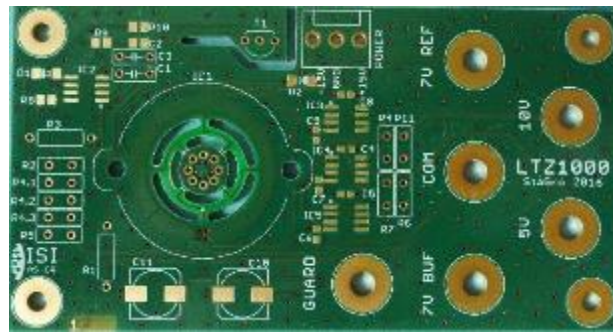


Obr. B.3: Neosadená DPS pomocnej reléovej karty vyrobená v ÚPT

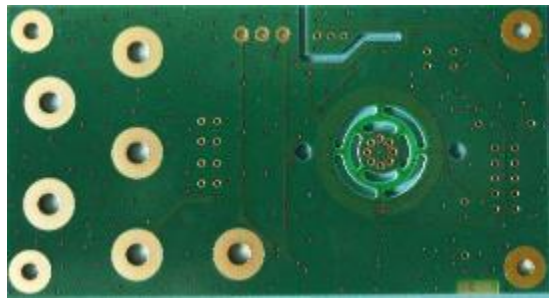


Obr. B.4: Pomocná reléová karta spolu s testovacou kartou referencie LTZ1000(A) pri meraní citlivosti na zmenu  $\Delta R1$

### B.3 Modul s referenciou LTZ1000(A)



Obr. B.5: Pohľad na vrchnú stranu DPS modulu



Obr. B.6: Pohľad na spodnú stranu DPS modulu

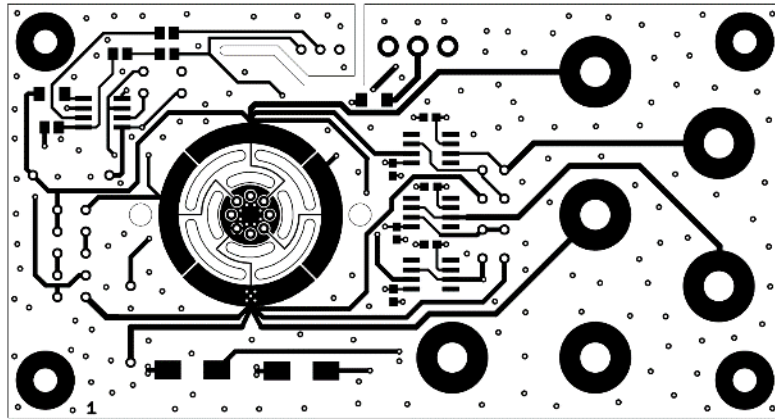


Obr. B. 7: Detail DPS modulu na časť s referenciou LTZ1000(A)

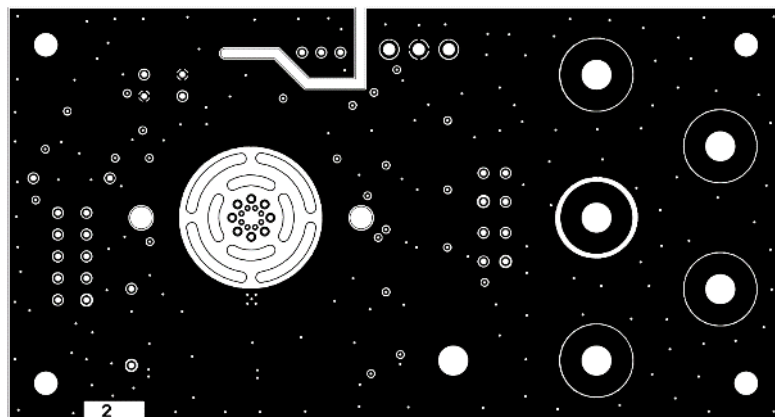
# C VÝROBNÁ DOKUMENTÁCIA

## MODULU S LTZ1000(A)

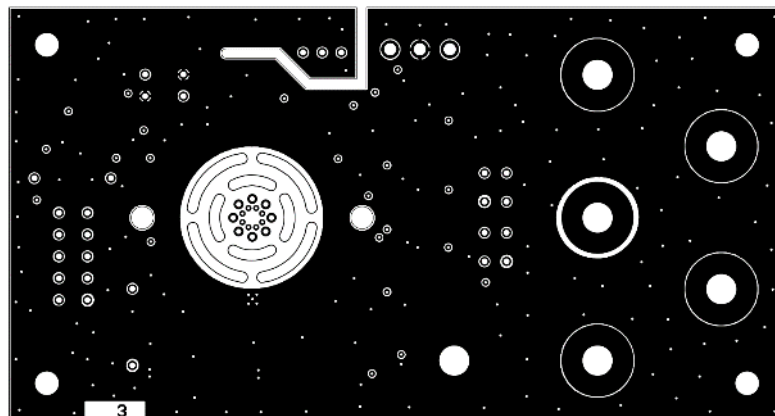
Na nasledujúcich obrázkoch sú jednotlivé vrstvy v mierke 1:1. Každý motív obsahuje aj vrstvu obrysu DPS.



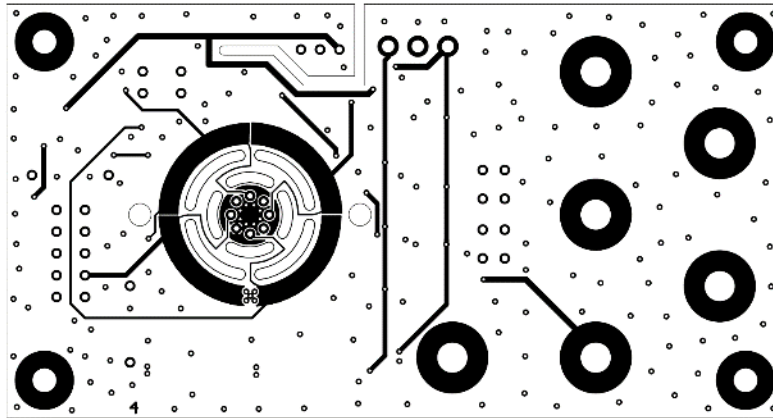
Obr. C.1: Vodivý motív vrchnej (TOP) strany



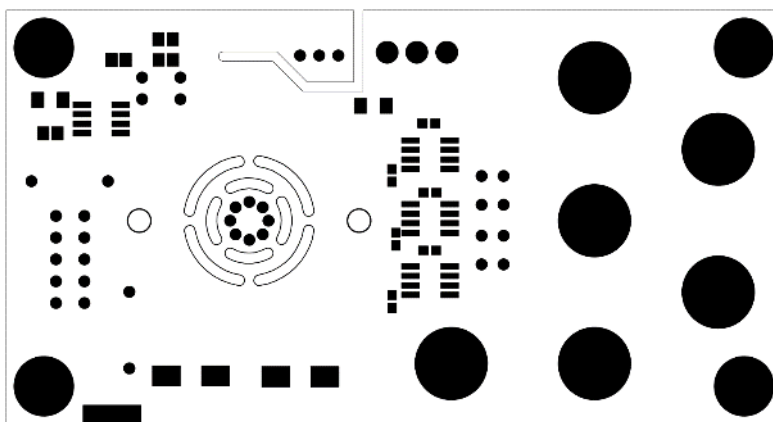
Obr. C.2: Vodivý motív prvej vnútornej vrstvy



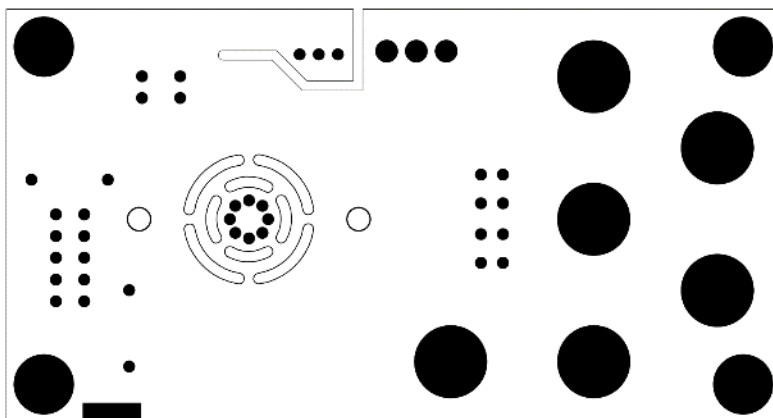
Obr. C.3: Vodivý motív druhej vnútornej vrstvy



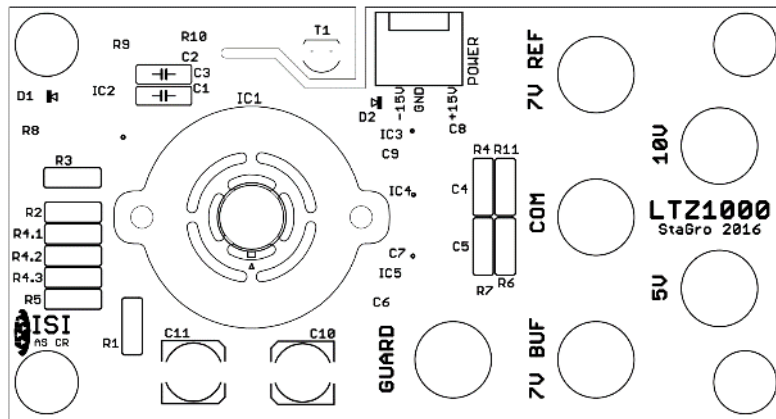
Obr. C.4: Vodivý motív spodnej (BOTTOM) strany



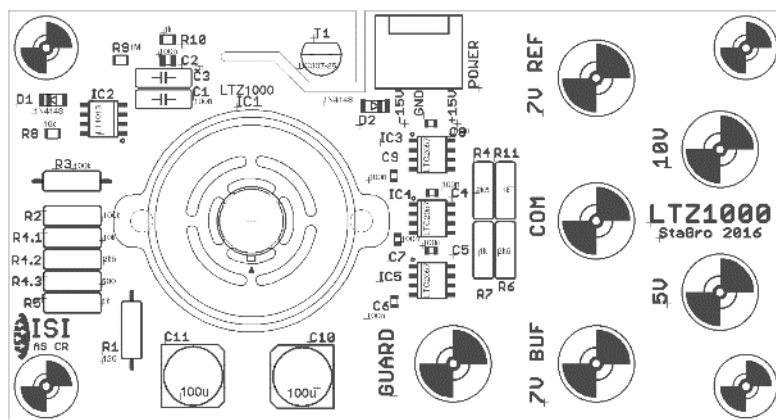
Obr. C.5: Motív nepájivej masky vrchnej (TOP) vrstvy



Obr. C. 6: Motív nepájivej masky spodnej (BOTTOM) vrstvy



Obr. C.7: Potisk vrchnej strany DPS



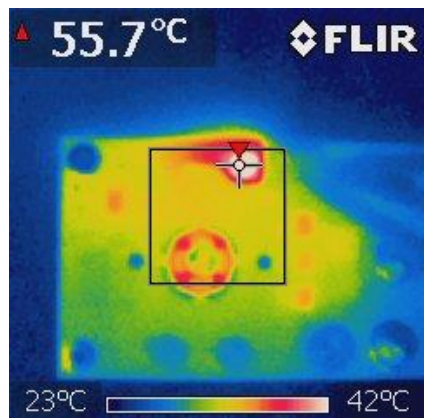
Obr. C.8: Osadzovací plán súčiastok

**Tab. C.1: Zoznam súčiastok modulu s LTZ1000(A)**

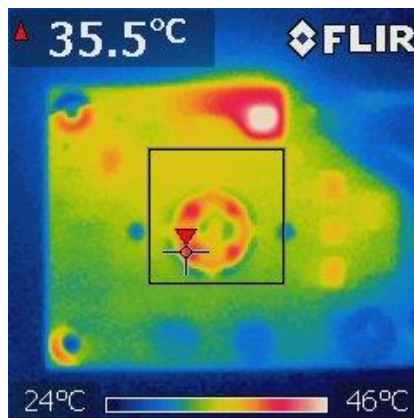
Označenie	Popis	Hodnota	Puzdro
C1	Kondenzátor fóliový	100n	C050-025X075
C2	Kondenzátor keramický	100n	C0805
C3	Kondenzátor fóliový	2n	C050-025X075
C4	Kondenzátor keramický	100n	C0603
C5	Kondenzátor keramický	100n	C0603
C6	Kondenzátor keramický	100n	C0603
C7	Kondenzátor keramický	100n	C0603
C8	Kondenzátor keramický	100n	C0603
C9	Kondenzátor keramický	100n	C0603
C10	Kondenzátor elektrolytický	100u	153CLV-0810
C11	Kondenzátor elektrolytický	100u	153CLV-0810
D1	Usmerňovacia dióda	1N4148	MINIMELF
D2	Usmerňovacia dióda	1N4148	MINIMELF
IC1	Napäťová referencia	LTZ1000	TO05-8
IC2	OZ	LT1013	SOIC8
IC3	OZ	LTC2057	SO08
IC4	OZ	LTC2057	SO08
IC5	OZ	LTC2057	SO08
X1	Napájací konektor	3-pin	KK-156-3
R1	Rezistor VISHAY	120	PTF56
R2	Rezistor VISHAY	100k	S102
R3	Rezistor VISHAY	100k	PTF56
R4	Rezistor VISHAY	2k5	Z201
R4.1	Rezistor VISHAY	10k	Z201
R4.2	Rezistor VISHAY	2k5	S102
R4.3	Rezistor VISHAY	500	S102
R5	Rezistor VISHAY	1k	Z201
R6	Rezistor VISHAY	2k5	Z201
R7	Rezistor VISHAY	1k	Z201
R8	Rezistor	10k	M0805
R9	Rezistor	1M	M0805
R10	Rezistor	1k	M0805
R11	Rezistor VISHAY	1k	Z201
T1	Tranzistor BC337	BC337-25	TO92-CBE

## D ROZLOŽENIE TEPLA NA DPS MODULU

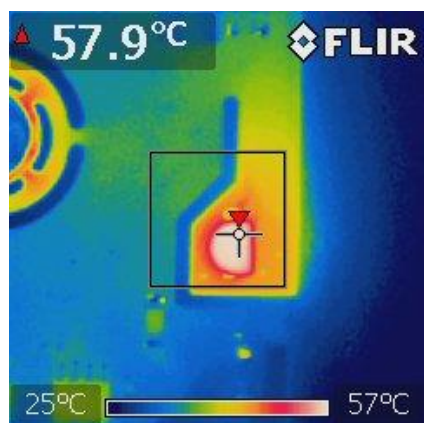
Nasledujúce obrázky ukazujú rozloženie teploty zosnímané zariadením FLIR i5.



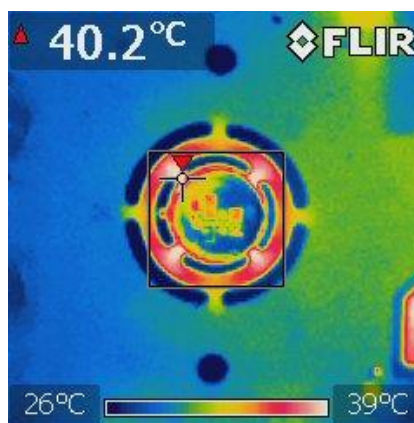
Obr. D.1: Rozloženie tepla na DPS, najvyššia teplota v zóne je na tranzistore



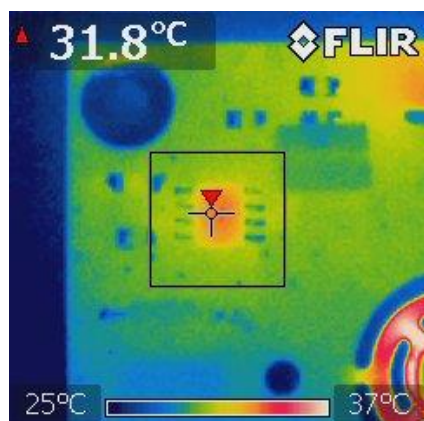
Obr. D.2: Rozloženie tepla na DPS, najvyššia teplota v zóne je na referencii



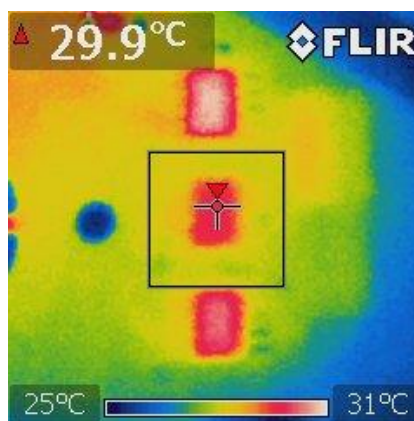
Obr. D.3: Teplota na puzdre T1



Obr. D.4: Teplota v zóne pri referencii, maximum je na DPS pod referenciou



Obr. D.5: Teplota v okolí IC2 LT1013



Obr. D.6: Teplota v okolí IC3 až IC5, teplota kurzoru platí pre IC4