

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA TECHNOLOGIÍ A MĚŘENÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Vyhodnocovací obvody pro senzory ve „smart textile“
aplikacích**

Originál zadání BP

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce se zabývá charakteristickými elektrickými parametry odporových a impedančních textilních senzorů teploty a vlhkosti a způsoby vyhodnocení signálů z těchto senzorů. Úvod práce je zaměřen na stručný soupis obecných metod pro měření odporu a impedance. V další části práce jsou charakterizovány základní elektrické vlastnosti konkrétních textilních senzorů a popsány vhodné vyhodnocovací metody. Praktická část je zaměřena na návrh, realizaci a ověření vhodné metodiky vyhodnocení signálů z textilních senzorů vlhkosti a teploty.

Klíčová slova

Inteligentní textilie, tkané senzory teploty a relativní vlhkosti, integračně-komparační metoda

Abstract

This thesis deals with characterization of basic electric parameters of textile temperature and humidity sensors based on resistive/impedance principle and suitable evaluation methods for signal processing. The beginning of the thesis is focused on measuring methods that are suitable for resistance/impedance measurement. The middle part presents elementary electric characteristics of particular textile sensors and appropriate evaluation methods are described. The practical part is focused on the design, realization and verification of the appropriate evaluation method intended for textile temperature and humidity sensors.

Key words

Smart textile, woven temperature and relative humidity sensors, integration comparative method

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 1.6.2015

David Kalaš

.....
Podpis

Obsah

OBSAH	6
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	7
ÚVOD	9
1 REŠERŠE V OBLASTI SS. A STŘ. METOD MĚŘENÍ IMPEDANČNÍCH A ODPOROVÝCH SENZORŮ	10
1.1 ZÁKLADNÍ METODY	10
1.1.1 Měření odporu	10
1.1.2 Měření impedance	10
1.2 MŮSTKOVÉ METODY	11
1.2.1 Wheatstoneův můstek	11
1.2.2 Thomsonův můstek	12
1.3 PŘEVODNÍK ODPOR-NAPĚTÍ	13
1.4 INTEGRAČNĚ-KOMPARAČNÍ METODA	14
2 TEXTILNÍ SENZORY	16
2.1 POPIS TEXTILNÍCH SENZORŮ	18
2.2 CHARAKTERIZACE TEXTILNÍCH SENZORŮ	19
2.2.1 Měření teploty	20
2.2.2 Měření relativní vlhkosti	21
3 VYHODNOCOVACÍ OBVODY	23
3.1 AD5933	23
3.2 NEINVERTUJÍCÍ OPERAČNÍ ZESILOVAČ S PŘEPÍNÁNÍM ODPORŮ VE ZPĚTNÉ VAZBĚ	24
3.3 INTEGRAČNĚ-KOMPARAČNÍ METODA	27
4 REALIZACE PRAKTICKÉHO MĚŘENÍ	31
ZÁVĚR	34
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	35
PŘÍLOHY	1
A.1 MĚŘENÍ VODIVÝCH NITÍ	1
B.1 MĚŘENÍ TEXTILNÍCH SENZORŮ VLHKOSTI A TEPLoty	2
C.1 MĚŘENÍ OBVODEM AD5933	5
D.1 NÁVRH DPS INTEGRAČNĚ-KOMPARAČNÍ METODY	10

Seznam symbolů a zkratek

$A_1 - A_3$	Řídící vstupy multiplexoru
C [F]	Elektrická kapacita
C_{NT} [F]	Referenční kondenzátor pro měření teploty
C_{NRH} [F]	Referenční kondenzátor pro měření vlhkosti
DPS	Deska plošného spoje
EN	Enable – blokovací vstup multiplexoru
I [A]	Elektrický proud
I_N [V]	Proud referenčním odporem
I_X [V]	Proud neznámým odporem
ICM	Integračně-komparační metoda
OZ	Operační zesilovač
P [W]	Elektrický výkon
PES	Polyester
T	Tranzistor
R [Ω]	Elektrický odpor
R_{ICM} [Ω]	Odpor změřený integračně-komparační metodou
R_N [Ω]	Referenční odpor
R_{NT} [Ω]	Referenční odpor teploty
R_{NRH} [Ω]	Referenční odpor vlhkosti
R_{RH1} [Ω]	Odpor textilního senzoru vlhkosti
R_{SS} [Ω]	Odpor změřený stejnosměrnou metodou
R_{T1} [Ω]	Odpor textilního senzoru teploty
R_{T2} [Ω]	Odpor kontrolního textilního senzoru teploty
R_X [Ω]	Neznámý odpor
RH	Relativní vlhkost
U [V]	Elektrické napětí
U_N [V]	Napětí na referenčním odporu
U_X [V]	Napětí na neznámém odporu
UART	Univerzální asynchronní přijímač / vysílač
USB	Univerzální sériová sběrnice
$ \bar{Z} $ [Ω]	Absolutní hodnota elektrické impedance

$ \overline{Z}_X $ [Ω]	Absolutní hodnota neznámé impedance
α [K^{-1}]	Teplotní součinitel odporu
Δt [K]	Rozdíl absolutních teplot
λ	Kořen diferenciální rovnice
τ_N [s]	Časová konstanta přechodového děje
φ [$^\circ$]	Fázový úhel
φ_X [$^\circ$]	Fázový úhel neznámé impedance

Úvod

Bakalářská práce je zaměřena na řešení způsobu vyhodnocení odporových a impedančních textilních senzorů teploty a relativní vlhkosti. Práce se zabývá jejich popisem, charakterizací elektrických parametrů, návrhem a praktickou realizací vyhovujícího vyhodnocovacího obvodu.

Začlenění elektrických elementů do textilií zažívá v poslední době velký rozmach. Výroba textilních senzorů, komunikačních a zobrazovacích zařízení atd. pokrývá oblast od armády po zdravotnictví a je jen otázkou času kdy se stane nedílnou součástí běžného života.

Cílem práce je zmapování elektrických parametrů konkrétních textilních senzorů teploty a vlhkosti, návrh vhodného vyhodnocovacího obvodu, který bude schopen měření v širokém rozsahu odporů a impedancí, neboť hodnota odporu konkrétních textilních senzorů pro měření relativní vlhkosti se pohybuje od desítek $k\Omega$ až po jednotky $G\Omega$, a provedení experimentu, na jehož základě by byla posouzena vhodnost zvolené vyhodnocovací metody.

1 Rešerše v oblasti ss. a stř. metod měření impedančních a odporových senzorů

Elektrický odpor ve stejnosměrných obvodech, potažmo impedance ve střídavých obvodech, je jedna ze základních vlastností, kterou vykazují všechny elektrické obvody, spotřebiče, izolace atd. Jedná se o fyzikální veličinu, vyjadřující schopnost elektrických vodičů vést proud, jejíž hodnotu ovlivňuje materiál, tvar a teplota vodiče.

1.1 Základní metody

1.1.1 Měření odporu

Mezi nejrozšířenější a nejjednodušší metody patří například Ohmova metoda. Neznámý odpor zde dostáváme z Ohmova zákona jako poměr napětí a proudu procházejícího obvodem (1.1).

$$R_X = \frac{U_X}{I_X} \quad (1.1)$$

Velmi podobné jsou si metody srovnávací a substituční. U obou metod využíváme, při zajištění konstantního proudu (napětí), sériového (paralelního) zapojení odporového normálu a neznámého odporu. V případě srovnávací metody neznámý odpor vypočítáme jako součin elektrického odporu odporového normálu a poměru napětí (převráceného poměru proudů) (1.2).

$$R_X = R_N \cdot \frac{U_X}{U_N} [\Omega] \quad \text{popř.} \quad R_X = R_N \cdot \frac{I_N}{I_X} [\Omega] \quad (1.2)$$

Substituční metoda je jednodušší v tom ohledu, že se neopírá o žádné vzorce, ale je založena na nastavení stejné výchylky. Zapojíme-li proměnný odporový normál a neznámý odpor sériově (paralelně), nastavujeme napětí (proud) na odporech na stejnou hodnotu. Po dosažení stejné výchylky se neznámý odpor rovná odporu proměnného odporového normálu [1].

1.1.2 Měření impedance

Impedance \bar{Z} se skládá z činné složky způsobující výkonovou ztrátu a jalové složky způsobující fázový posun proudu vůči napětí. Podobným způsobem jako při měření Ohmovou metodou můžeme postupovat i při měření impedance voltmetrem, ampérmetrem a wattmetrem. Pro absolutní impedanci platí stejný vztah jako u Ohmovy metody, tedy poměr napětí a proudu (1.3). Fázový posun dopočítáme ze vztahu pro výkon (1.4).

$$|\bar{Z}| = \frac{U}{I} [\Omega] \quad (1.3)$$

$$\varphi = \arccos \frac{P}{U \cdot I} [^\circ] \quad (1.4)$$

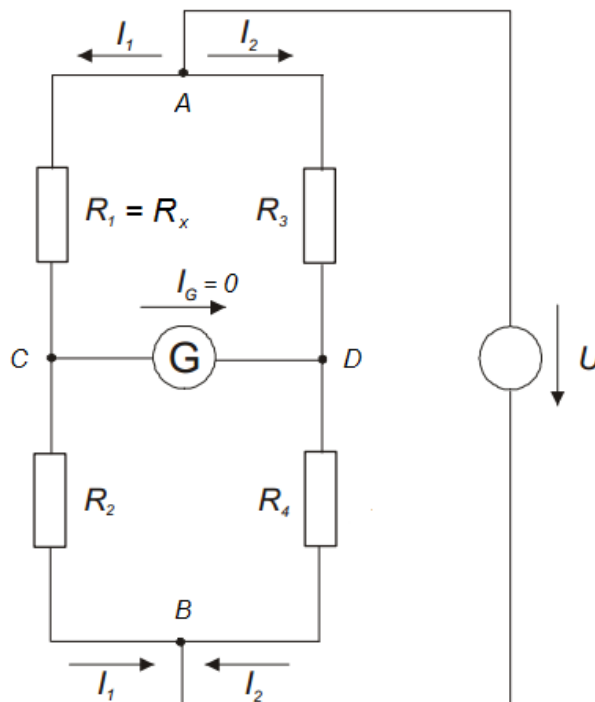
Rovněž u dalších metod existuje určitá paralela, jako u stejnosměrných měření odporů. Absolutní hodnotu impedance $|\bar{Z}|$ u metody tří voltmetrů vypočteme stejně jako sériového spojení odporů u srovnávací metody a analogicky i u metody tří ampérmetrů [1], [2].

1.2 Můstkové metody

Jedna z hlavních výhod můstkových metod je nezávislost na měřicích přístrojích. U již zmíněných metod dochází k nepřesnostem s ohledem na vzájemnou polohu voltmetru a ampérmetru v závislosti na jejich vnitřním odporu. Proto se zapojení takových metod dělí na zapojení pro malé a velké odpory.

1.2.1 Wheatstoneův můstek

Jediný měřicí přístroj, který Wheatstoneův můstek využívá, je galvanometr k nastavení nulové výchylky. Ten nijak zásadně neovlivňuje přesnost měření, a tak můžeme dosáhnout velmi přesného měření neznámého odporu [3], [4].



Obr. 1.1: Wheatstoneův můstek

Jakmile změnou odporů R_2 , R_3 a R_4 dosáhneme nulové výchylky galvanometru, tak můžeme říct, že potenciál v bodech C a D je stejný, galvanometrem neprochází žádný proud a z II. Kirchhoffova zákona vyplývá:

$$R_X \cdot I_1 = R_3 \cdot I_2$$

$$R_2 \cdot I_1 = R_4 \cdot I_2$$

vydělením rovnic dostaneme:

$$\frac{R_X}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

konečný tvar rovnice pro neznámý odpor:

$$R_X = R_2 \cdot \frac{R_3}{R_4} \text{ [}\Omega\text{]} \quad (1.5)$$

V případě použití Wheatstoneova můstku ve střídavých obvodech s obecnou impedancí platí pro absolutní hodnotu neznámé impedance analogický vztah jako pro odpor ve stejnosměrném zapojení (1.6). Tedy:

$$|\overline{Z}_X| = |\overline{Z}_2| \cdot \frac{|\overline{Z}_3|}{|\overline{Z}_4|} \text{ [}\Omega\text{]} \quad (1.6)$$

Daného vztahu jsme však dosáhli složitější cestou. Musíme psát rovnice pro impedance v exponenciálním tvaru a následně rozložit.

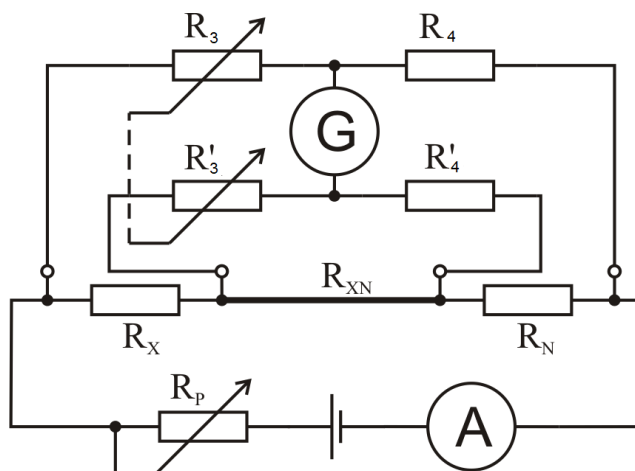
$$|\overline{Z}_X| \cdot e^{j\varphi_X} \cdot |\overline{Z}_4| \cdot e^{j\varphi_4} = |\overline{Z}_2| \cdot e^{j\varphi_2} \cdot |\overline{Z}_3| \cdot e^{j\varphi_3} = |\overline{Z}_X| \cdot |\overline{Z}_4| \cdot e^{j(\varphi_X + \varphi_4)} \cdot |\overline{Z}_2| \cdot |\overline{Z}_3| \cdot e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}$$

Pokud se rovnají součiny absolutních impedancí, pak se musí rovnat součty fázových posunů (1.7).

$$\varphi_X + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \quad (1.7)$$

1.2.2 Thomsonův můstek

Nevýhodou Wheatstoneova můstku jsou parazitní odpory, jež vznikají v propojovacích vodičích a jako přechodový odpor svorek. Parazitní odpor zanáší do měření velmi malých odporů znatelnou chybu, proto je nutné malé odpory měřit za pomoci dvojitých přívodů [3],[4].



Obr. 1.2: Thomsonův můstek

Z transfigurace trojúhelník hvězda dostáváme:

$$R_A = \frac{R'_4 R_{xN}}{R'_3 + R'_4 + R_{xN}} [\Omega] \quad \text{a} \quad R_B = \frac{R'_3 R_{xN}}{R'_3 + R'_4 + R_{xN}} [\Omega]$$

Stejným postupem jako u Wheatstoneova můstku, tedy využitím Kirchhoffových zákonů za nulového proudu galvanometrem, získáváme podmínky Thomsonova můstku.

$$\frac{R_X + R_A}{R_N + R_B} = \frac{R_3}{R_4}$$

$$R_X = R_N \cdot \frac{R_3}{R_4} + R_B \cdot \frac{R_3}{R_4} - R_A [\Omega]$$

Dosažením za R_A , R_B a jejich odečtením získáme:

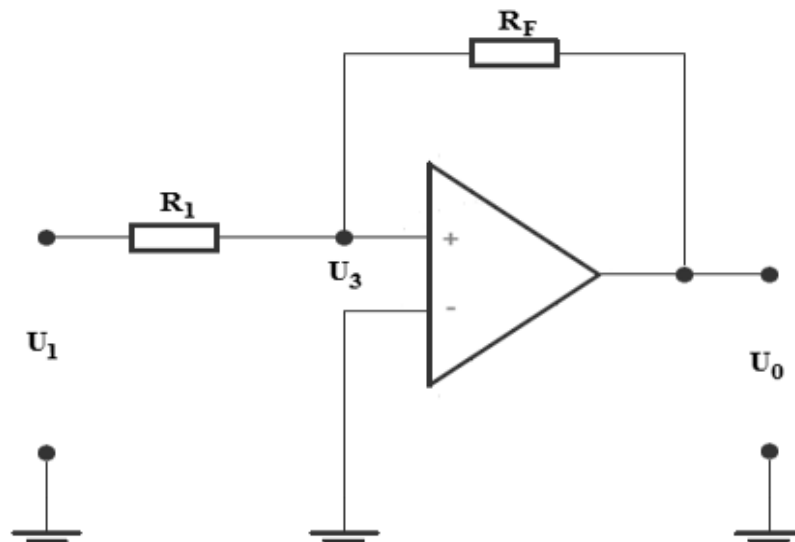
$$R_X = R_N \cdot \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_{xN} R'_4}{R'_3 + R'_4 + R_{xN}} \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} - \frac{R'_3}{R'_4} \right) [\Omega]$$

Je-li splněna pomocná podmínka $\frac{R_3}{R_4} = \frac{R'_3}{R'_4}$, pak je korekční člen nulový a odpor R_{xN} můžeme zanedbat. Vztah pro výpočet neznámého odporu vypadá následovně (1.8):

$$R_X = R_N \cdot \frac{R_3}{R_4} [\Omega] \quad (1.8)$$

1.3 Převodník odpor-napětí

Převodník odpor-napětí je v podstatě invertující zesilovač (obr. 1.3). Nezajímá nás ovšem závislost výstupního napětí na vstupním, ale závislost výstupního napětí na odporu připojenému k invertujícímu vstupu zesilovače, nebo na odporu ve zpětné vazbě, při konstantním vstupní napětí U_1 . Změnou odporu se mění zesílení operačního zesilovače a tím i výstupní napětí [5], [6].



Obr. 1.3: Invertující zesilovač

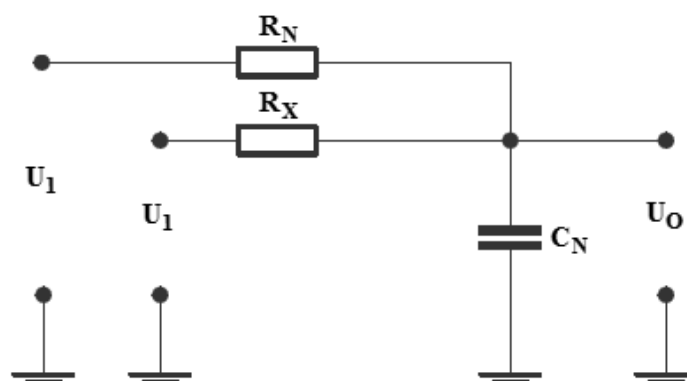
Po zavedení smyček a za podmínek nekonečně velké vstupní a nulové výstupní impedance z Kirchhoffových zákonů dostaneme rovnici:

$$\frac{U_1 - U_3}{R_1} + \frac{U_0 - U_3}{R_F} = 0$$

Při dalších výpočtech vycházíme z vlastností ideálního zesilovače, který má nulové napětí mezi vstupy ($U_3 = 0$) (1.9).

$$R_1 = -R_F \frac{U_1}{U_0} [\Omega] \quad (1.9)$$

1.4 Integračně-komparační metoda



Obr. 1.4: Integračně-komparační metoda

Tato metoda vychází z nabíjení kondenzátoru v RC článku. Podle velikosti odporu a kapacity kondenzátoru se mění časová konstanta τ , kterou odvodíme z rovnice pro přechodový děj 1. řádu (1.10).

$$U_1 = R \cdot C \cdot \frac{du_c}{dt} + u_c$$

Z čehož odvodíme homogenní diferenciální rovnici:

$$0 = R \cdot C \cdot K \cdot \lambda \cdot e^{\lambda t} + K \cdot e^{\lambda t}$$

Vydělením dostáváme:

$$0 = R \cdot C \cdot \lambda + 1$$

$$\lambda = \frac{-1}{RC}$$

Časová konstanta je rovna:

$$\tau = \frac{-1}{\lambda} = RC \text{ [s]} \quad (1.10)$$

U integračně-komparační metody (dále jen ICM) je RC článek rozšířen o referenční odpor R_N . V zásadě jde o to, abychom porovnávali časovou konstantu τ u RC článku s referenčním odporem R_N a u článku s neznámým odporem R_X . V první fázi se kondenzátor nabíjí přes referenční odpor. Časová konstanta má hodnotu $\tau_N = R_N \cdot C_N$. Poté je článek odpojen od zdroje napětí U_1 tak, aby došlo k vybití kondenzátoru. V druhé fázi je článek nabíjen přes neznámý odpor R_X a následně opět odpojen od zdroje a vybit přes R_X . Časová konstanta má tedy hodnotu $\tau_X = R_X \cdot C_N$ [7].

$$\tau_N = R_N \cdot C_N \text{ [s]}$$

$$\tau_X = R_X \cdot C_N \text{ [s]}$$

Vydělíme-li jednu rovnici druhou, zkrátí se kapacita C_N a triviálními úpravami dostáváme vztah pro velikost neznámého odporu R_X (1.11).

$$\frac{\tau_N}{\tau_X} = \frac{R_N \cdot C_N}{R_X \cdot C_N}$$

$$R_X = R_N \cdot \frac{\tau_X}{\tau_N} \text{ [\Omega]} \quad (1.11)$$

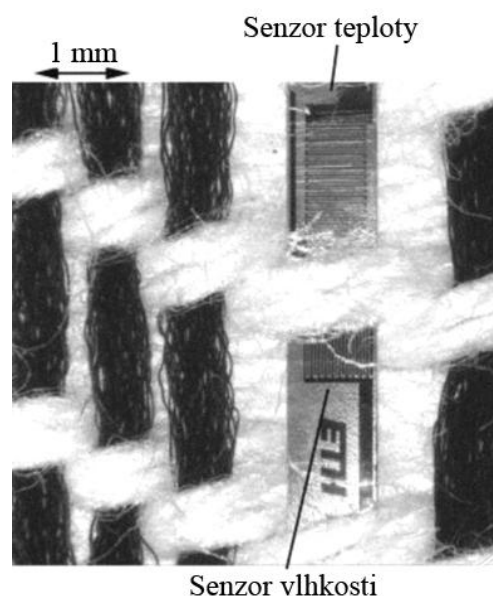
2 Textilní senzory

Pasivní chytré textilie (smart textile) umožňují detekci vnějších podmínek a podnětů. Integrují senzory, případně další podpurné elektronické součástky a mikročipy do textilních výrobků. Jedná se o velmi perspektivní odvětví, které přináší řadu výhod v oblasti zdravotnictví (např. monitorování zdravotního stavu pacienta a jeho životních funkcí), armády (detekce nebezpečných plynů), sportu (monitorování pohybu za účelem zvýšení efektivity tréninkových jednotek), módy (změna barvy oblečení) a v mnoha dalších.

Integrace teplotních a vlhkostních senzorů je možná za použití několika metod. První senzory zastupovaly standardní křemíkové čipy na deskách plošných spojů. Nejedná se však o přímou integraci mezi vlákna textilie. Nevýhodou této metody je tuhost v oblasti desky plošného spoje (dále DPS), čímž mohou textilie pro uživatele působit nekomfortně. Pozitivum přináší v odolnosti a dostupnosti potřebných technologií [8].

Uživatelsky přívětivější možností je vštíti miniaturních flexibilních substrátů, na kterých může být nanesen vodivý polymer pro měření vlhkosti a vodivá plocha či meandr měřící teplotu. V oblasti flexibilních substrátů existuje velká škála použitelných materiálů (např. kapton, parylene-C, polyethylentereftalát), materiálů pro měřicí motivy (např. zlato, platina a uhlíkové nanotrubičky) a metod jejich nanášení (fotolitografie, inkoustový tisk atd.). Nevýhodou může být v případě častého ohýbání popraskání motivu naneseného na substrát a malá akční plocha jednoho senzoru [9].

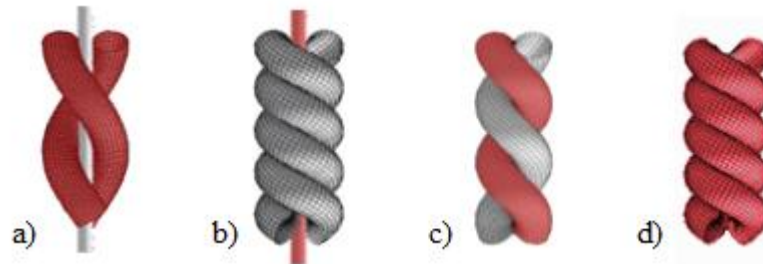
Touto aplikací se zabývali autoři v práci [10], kde použili polyimidový substrát o šířce 1 mm se zlatou odporovou plochou a PEDOT:PSS polymerem (obr. 2.1).



Obr. 2.1: Senzor vlhkosti a teploty na tenkém polyimidovém pásku. [Převzato z [10]]

Velkou výhodou tohoto řešení je integrace za použití standardního komerčního tkacího stroje. Úskalím metody je naopak delaminace polymeru během pracího cyklu.

Dalším možným způsobem provedení textilních senzorů je využití vodivých přízí. Ty jsou velmi ohebné a odolné vůči pracím cyklům, tím mají daleko větší životnost. Na druhou stranu se vyznačují omezenou detekční schopností. Vodivé nitě lze vyrobit pokovením běžných textilních nití, nebo z tenkých kovových vláken o průměru 1 – 100 μm . Podle zakomponování kovového vlákna do nitě rozlišujeme 4 druhy (obr. 2.2) [11], [12].



Obr. 2.2: Struktura vodivých nití (vodivé materiály zobrazeny červeně). a) Textilní vlákno opředené kovovými vlákny; b) Plněná příze; c) Příze s kovovým vláknem ve struktuře; d) kovová příze. [Převzato z [12]]

Princip snímání teploty vychází z prostého faktu, že odpor vodiče se mění se změnou teploty. V této závislosti definujeme teplotní součinitel odporu α (2.1). Rozlišujeme dva druhy teplotního součinitele: kladný teplotní součinitel, kde odpor vzrůstá společně s teplotou, a záporný teplotní součinitel, zde odpor naopak se vzrůstající teplotou klesá [13].

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{\Delta R}{\Delta t} \text{ [K}^{-1}\text{]}, \text{ kde} \quad (2.1)$$

R – počáteční odpor vodiče

ΔR – změna odporu při změně teploty Δt

Odpor vodiče je pak definován jako:

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha \Delta t) [\Omega], \text{ kde} \quad (2.2)$$

R_0 – odpor při teplotě 0 °C nebo-li 273,15 K.

Pokud chceme měřit vlhkost prostředí, je nutné použít dvě oddělené vodivé nitě, mezi kterými je dodržena konstantní vzdálenost. Odpor mezi přízemi se poté mění pouze v závislosti na relativní vlhkosti.

2.1 Popis textilních senzorů

Textilní senzory uvedené v této práci jsou na odporové bázi. Na konkrétních měřených vzorcích jsou dva vodivé meandry, které umožňují měřit teplotu a vlhkost.

Příze vhodná pro senzory teploty a vlhkosti byly vybrány na základě testovacího měření provedeného na vzorcích o délce 100 cm. Nitě tvořící vodivý motiv musí splňovat dva hlavní parametry, a sice stálost odporu při mechanickém namáhání (ohybu a tahu), a taktéž musí vykazovat detekovatelnou změnu odporu v závislosti na teplotě.

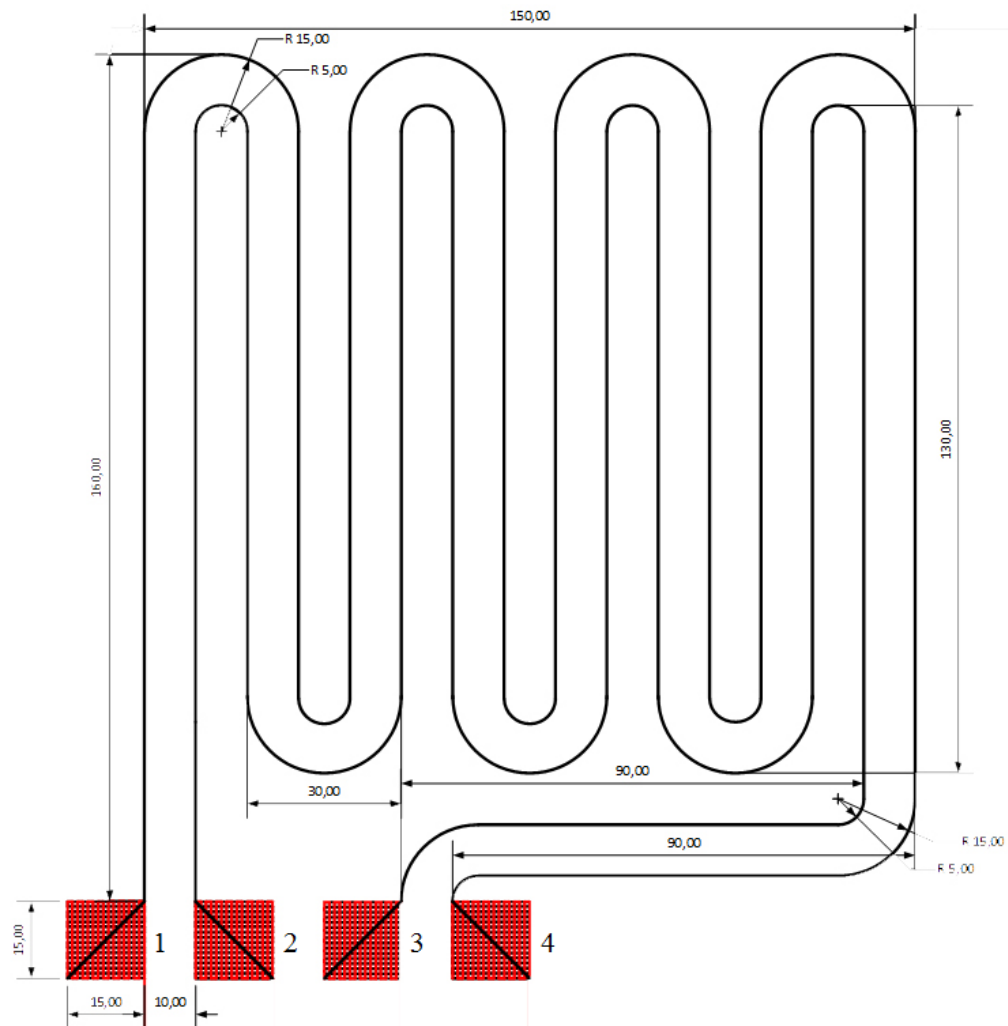
Z těchto požadavků vzešly tři typy použitelných nití: **1) Monel** - slitina na bázi mědi opředená nevodivou nití z polyesteru (PES), **2) kov 1.4301** - vlákna z žíhané legované nerezové oceli a **3) SilveR.STAT[®]** - příze z polyamidových vláken pokovených vrstvou stříbra. U posledně zmíněných nití však dochází k třepení, což při praktických měřeních vedlo ke zkratům mezi meandry [11].

Na relevantnost snímaných veličin má do značné míry vliv také způsob prošíání skrz tkaninu, poměr vodivých a nevodivých vláken a struktura příze. Obecně lze říci, že s větším poměrem nevodivých vláken vůči vodivým roste odpor. Lze tak dosáhnout odporu od jednotek Ω až po jednotky $k\Omega$ na element délky (výsledky jednotlivých testovaných druhů nití jsou uvedeny v příloze A.1). S větším poměrem nevodivých nití však může docházet k problému s kontaktováním, které je v konečné fázi realizováno niklovými druky.

V případě oboustranného použití vodivých, navzájem prošitých nití dochází vlivem pohybu nosné tkaniny k nekontrolovatelnému vytváření a zániku sériovo-paralelních kombinací přízí. Této skutečnosti by šlo využít například ke snímání pohybu, tlaku či přítomnosti osoby. Pro měření teploty je tento fakt ovšem nevyhovující a je tak nutné použít pouze jednu měřicí nit. Tato nit musí být navíc pro měření teploty stabilizována, aby časem nedocházelo ke změně odporu. Toho lze částečně dosáhnout žíháním a umělým stárnutím za zvýšené teploty.

Posledním krokem je návrh topologie senzorů. Ukázka druhé generace sensorového elementu na textilií pro kombinované měření vlhkosti a teploty je uvedena na obrázku 2.3. Délka jednotlivých meandrů by měla být v ideálním případě totožná, aby bylo možné teplotu korektně bez kompenzace vyhodnocovat oběma meandry. V případě první generace textilních senzorů bylo při vyšívání meandrů použito pravoúhlých topologií. První experimenty prokázaly, že během výroby docházelo při pravoúhlé změně směru šití k častému přetržení přízí, a tím k přerušení vodivých cest. K zajištění správné funkce a co nejmenšímu počtu špatně vyrobených vzorků byly navrženy zaoblené meandry s poloměrem 15 mm (viz

obr. 2.3). Fotografie senzoru realizovaného podle obr. 2.3 je uvedena v příloze B, obr. B.3.



Obr. 2.3: Druhá generace textilních senzorů vlhkosti a teploty

2.2 Charakterizace textilních senzorů

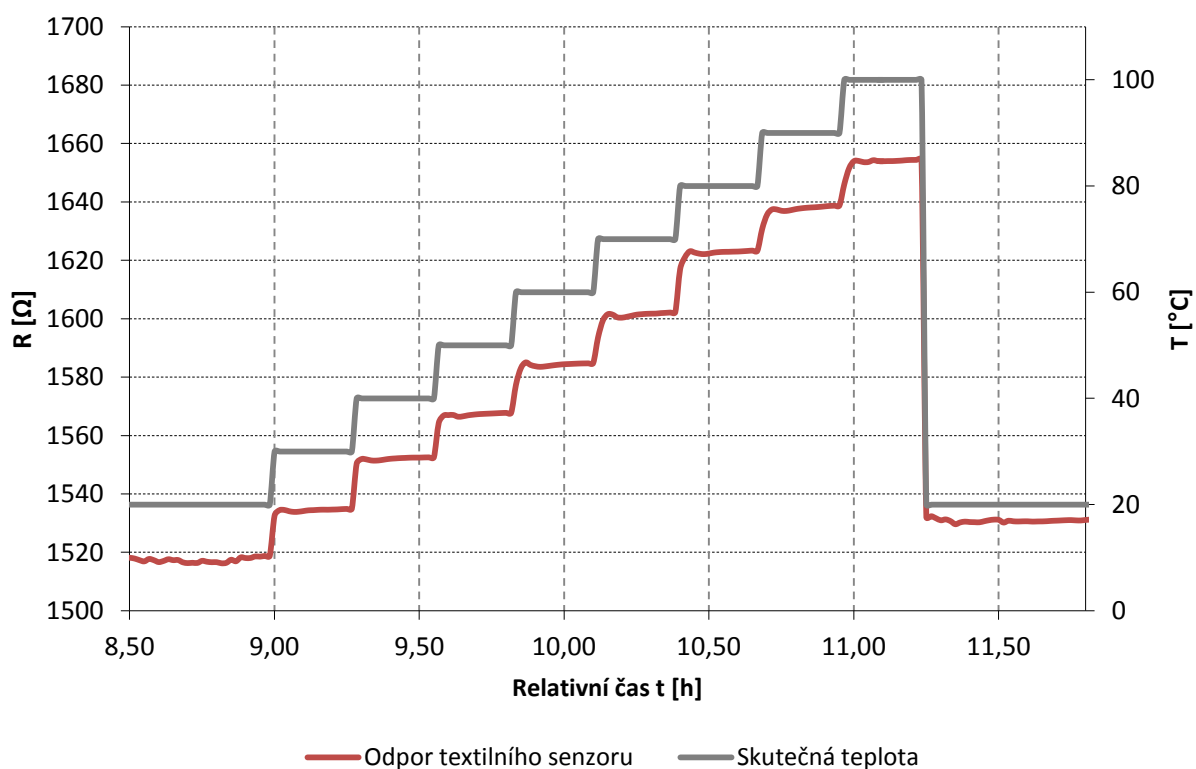
Měření elektrických parametrů senzorů bylo měřeno střídavě pomocí precizního LCR metru Agilent E4980A s multiplexorem (viz příloha B, obr. B.1) a stejnosměrně dvoukanálovým multimetrem Keithley 2612B (viz příloha B, obr. B.2). Vzhledem k tomu, že u senzorů vlhkosti očekáváme výrazné rozdíly naměřených hodnot mezi střídavým a stejnosměrným měřením (vliv kapacitního charakteru senzorů), byly tyto senzory měřeny střídavou i stejnosměrnou metodou. V případě teplotního senzoru bylo měření prováděno pouze stejnosměrně, protože byl předpokládán čistě odporový charakter nití. Střídavé měření vlhkostních senzorů bylo realizováno na frekvencích od 100 Hz do 100 kHz. Volba rozsahu frekvencí byla provedena s ohledem na sériově vyráběný obvod AD5933 od společnosti Analog Devices, který je schopen měření impedancí v tomto frekvenčním rozsahu a je v této

práci testován (více v kapitole 3.1). Stejnosemnná charakterizace senzorů byla prováděna při napětí 4,1 V. Volba tohoto napětí byla opět provedena s ohledem na parametry a napájecí napětí navrhovaných vyhodnocovacích obvodů reprezentující stejnosměrné měření (viz kapitola 3.2 a 3.3).

2.2.1 Měření teploty

Odporové senzory uvedené v této práci pracují s kladným teplotním součinitelem. Se zvyšující se teplotou dochází ke změnám v krystalové mřížce a elektrony se pohybují stále pomaleji, elektrický proud musí vynaložit větší sílu pro překonání daného odporu a na odporu se zvyšuje napětí.

Ze čtyř-vodičového měření realizovaného v klimatické komoře Votsch VC7018 je patrné, že se odpor Monelových nití mezi kontaktními plochami 1 a 4 (obr. 2.3) pohybuje přibližně v rozmezí od 1500 Ω do 1700 Ω (obr. 2.4). Z provedených experimentů vyplývá, že v důsledku teplotní „paměti“ nití se s každým teplotním cyklem při návratu k počáteční teplotě odpor zvyšuje zhruba o 10 Ω , přičemž absolutní rozdíl hodnot při každé změně teploty o 10 $^{\circ}\text{C}$ zůstává stejný. Do budoucna by bylo vhodné vlákna teplotně stabilizovat, aby byl odpor vzorku po každém teplotním cyklu při počáteční teplotě konstantní.

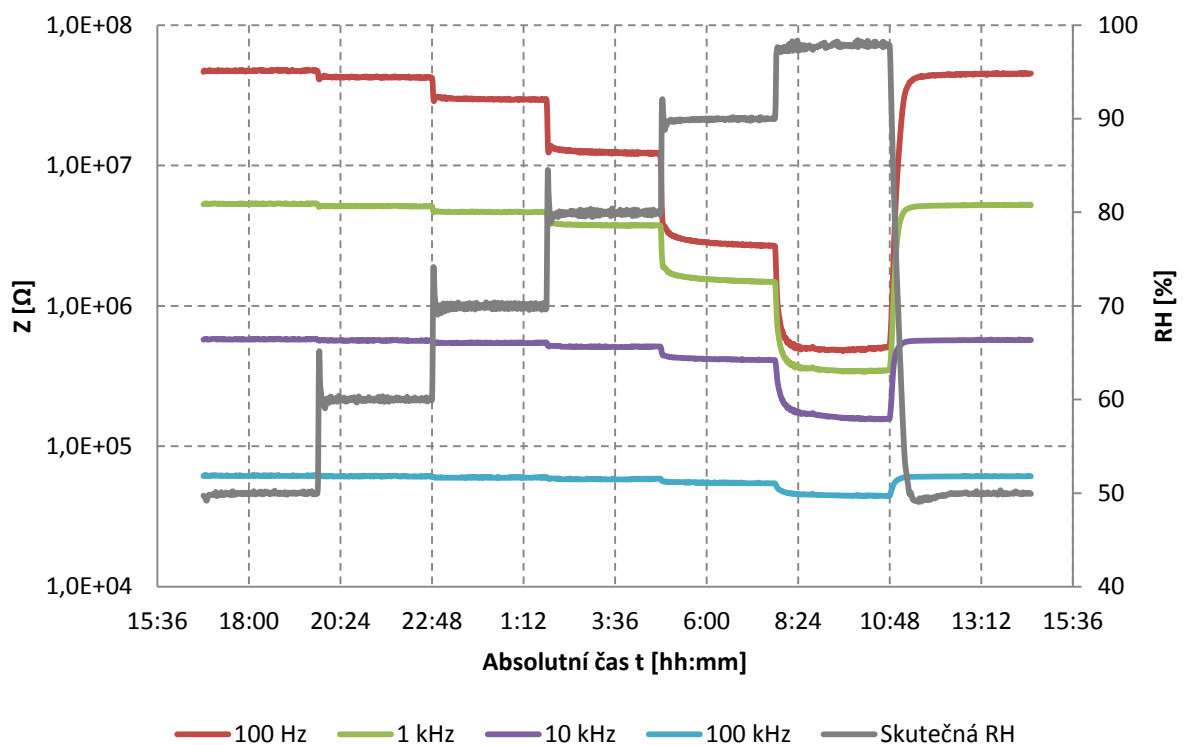


Obr. 2.4: Závislost odporu na teplotě teplotního senzoru v rozmezí od 20 $^{\circ}\text{C}$ do 100 $^{\circ}\text{C}$

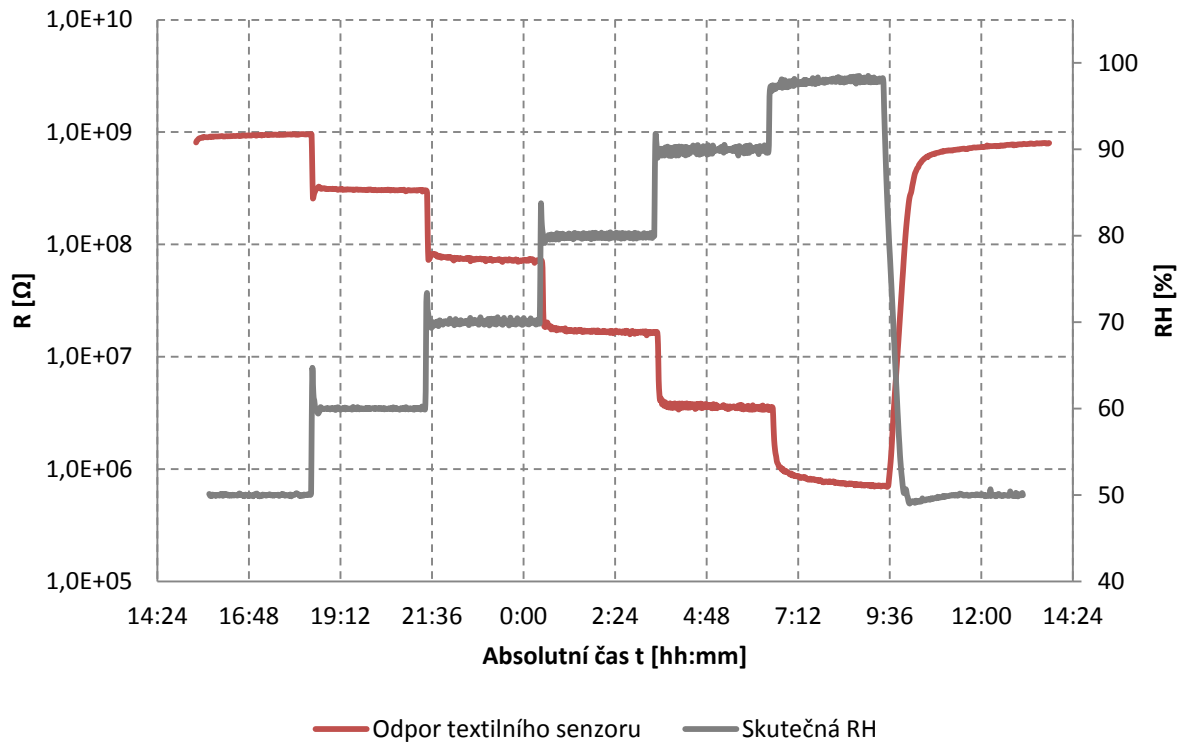
2.2.2 Měření relativní vlhkosti

Textilie, do níž jsou senzory všity, je nevodivá, proto je impedance resp. odpor mezi meandry číslo 1 a 2 (obr. 2.3), při běžné relativní vlhkosti a střídavém napájení o frekvenci 1 kHz (obr. 2.5) v řádech desítek M Ω . Zatímco při běžné relativní vlhkosti a stejnosměrném napájení se pohybujeme v řádech jednotek G Ω (obr. 2.6). Se zvyšující se vlhkostí se však vlhkost absorbuje do textilie a její vodivost se zvyšuje. Při téměř 100% relativní vlhkosti se impedance resp. odpor pohybuje v řádech desítek k Ω při střídavém napájení o frekvenci 1 kHz a v řádu stovek k Ω při stejnosměrném napájení.

Z provedených měření, prováděných na sérii 10 vzorků (viz příloha obr. B.4) prezentovaných na obr. 2.5 a 2.6, vyplývají hlavní požadavky na vyhodnocovací obvody. Změna impedance resp. odporu se v rámci relativní vlhkosti, v které by měl být senzor využíván, liší o několik řádů. Také proto jsou výše představené základní a můstkové metody prakticky nepoužitelné.



Obr. 2.5: Závislost impedance na relativní vlhkosti a frekvenci vlhkostního senzoru v rozsahu od 50 % do 98 % RH při konstantní teplotě 30 °C

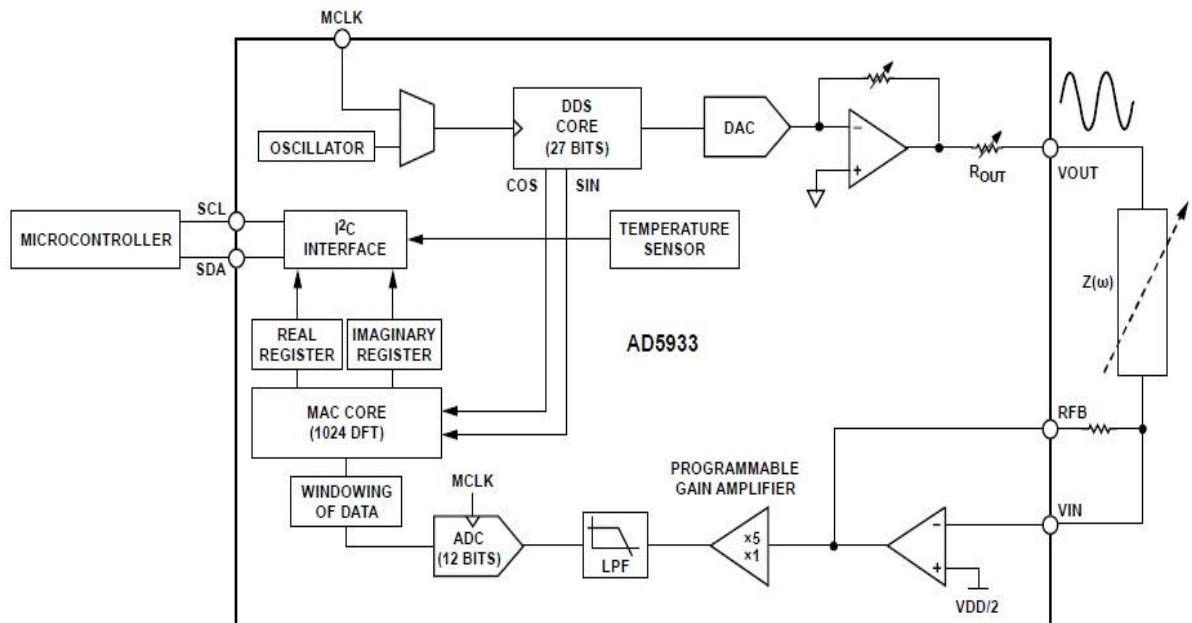


Obr. 2.6: Závislost odporu na relativní vlhkosti textilního senzoru v rozsahu od 50 % do 98 % RH při konstantní teplotě 30 °C

3 Vyhodnocovací obvody

3.1 AD5933

V rámci této bakalářské práce byl testován sériově vyráběný integrovaný obvod pro měření absolutní impedance a fáze AD5933 (obr 3.1) od společnosti Analog Devices [14].



Obr. 3.1: Blokové schéma AD5933 [Převzato z [14]]

Měřicí obvod je uzpůsoben ke komunikaci s počítačem přes USB port. Ovládání pomocí dodávaného softwaru umožňuje nastavit několik parametrů, jako je rozsah frekvencí, ve kterých má být impedance měřena, včetně kroku mezi jednotlivými frekvencemi (jako oscilátor může být použit vnitřní 16 MHz krystal, nebo libovolný externí oscilátor). Výstupní napětí V_{OUT} je možné nastavit ve čtyřech úrovních od 0.2 V až po 2 V špička-špička, zesílení koncového zesilovače 1x, nebo 5x, a v neposlední řadě může být měření realizováno jednorázově, nebo v rámci smyčky. Využit lze i měření teploty pomocí interního teploměru s přesností $\pm 2^\circ\text{C}$.

Před každým měřením je nutné provést kalibraci. To představuje zapojení známého odporu R_{FB} do zpětné vazby a doplnění jeho hodnoty do příslušného pole v uživatelském softwaru. Tuto hodnotu je důležité zadat co nejpřesněji. Software z ní vypočítává konstantu, podle které bude dále určovat neznámou měřenou impedanci.

Obvod je dle katalogových hodnot schopen měřit impedanci od $1\text{k}\Omega$ do $10\text{M}\Omega$ pro frekvence až do 100 kHz. Přesný způsob výpočtu neznámé impedance je uveden v katalogovém listu [14]. Z realizovaných měření vyplývá, že těchto parametrů je obvod při

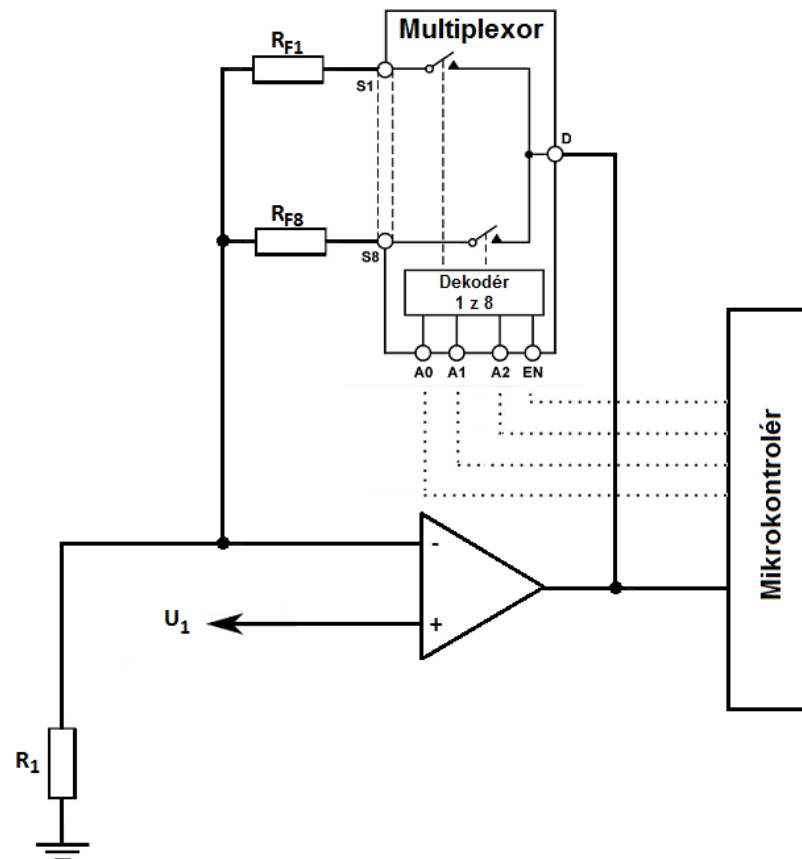
správném nastavení a kalibraci schopen dosahovat. Nicméně se nedokáže zdaleka přiblížit k oběma hranicím ($1\text{ k}\Omega$ a $10\text{ M}\Omega$) za téhož nastavení (tj. stejného V_{OUT} potažmo stejného R_{FB}). Tato nevýhoda patrně vyplývá ze samotného principu měření, kdy se do zpětné vazby operačního zesilovače připojuje neznámá impedance, jejíž hodnota se mění přes několik řádů. V důsledku toho je potřeba měnit hodnotu kalibračního odporu R_{FB} , aby se dosáhlo dostatečného zesílení a přitom nedocházelo k saturaci výstupního napětí.

Pro dané textilní senzory, které by představovaly $Z_{(\omega)}$ to znamená, že bychom museli během měření provádět čas od času novou kalibraci a za R_{FB} dosazovat jiný odpor, což je jednak nepraktické a rovněž je tento fakt stěží realizovatelný v případě, že neznáme hodnotu měřené impedance a nevíme ani v jakých řádech se pohybuje.

Z výsledků provedených měření (viz příloha C, tab. C2, C3, C4 a C5) se nabízí použití obvodu po zvýšení frekvence, na které bude senzor provozován. Vzhledem k převládajícímu kapacitnímu charakteru detektoru vlhkosti klesá se zvyšující se frekvencí rozsah impedance senzoru. Zároveň však klesá přesnost daného obvodu a citlivost senzorů. Pokud bychom se spokojili s chybou měření větší jak 10 % a s libovolnou změnou impedance neodpovídající skutečné hodnotě impedance senzoru, mohli bychom obvod používat například při frekvenci kolem 50 kHz. Pohybovali bychom se však pro danou frekvenci a zpětnovazební odpor R_{FB} na samé hranici měřitelné impedance obvodem AD5933. Vzhledem k tomu, že do konečné impedance senzorů musíme započítat dostatečnou rezervu zaručující správnou funkčnost i při nestandardních podmínkách je možné konstatovat (s ohledem na další aspekty jako pravděpodobná potřeba změny odporu R_{FB} při daném rozsahu měření impedancí), že výše popsaný obvod není pro naše účely příliš vhodný.

3.2 Neinvertující operační zesilovač s přepínáním odporů ve zpětné vazbě

Tato varianta (obr 3.2) vychází z myšlenky měřicího přípravku AD5933 od společnosti Analog Devices. Cílem bylo nalézt vhodnější řešení, které odstraní některé z již známých nevýhod spojené se zapojením s operačním zesilovačem. Dalším kritériem byl provoz na stejnosměrném napětí (5 V), které bude dodáváno nadřazeným systémem.



Obr. 3.2: Blokové schéma vyhodnocovacího obvodu s přepínáním odporů ve zpětné vazbě. Odpor R_1 představuje odpor textilního senzoru. $R_{F1} - R_{F8}$ jsou zpětnovazební odpory spínané multiplexorem.

V závislosti na nesymetrickém napájení bylo upuštěno od invertujícího zapojení, které převrací polaritu napětí na výstupu a bylo použito zapojení s neinvertujícím zesilovačem. Stejně jako u odvození vztahu pro invertující zesilovač předpokládáme nekonečnou vstupní a nulovou výstupní impedanci a nulové napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem (3.1), [5], [6].

$$U_1 = U_{R1} - U_3 \rightarrow U_1 = U_{R1} [V]$$

$$U_{R1} = U_1 = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_{F1-8}}$$

$$U_0 = U_1 \left(1 + \frac{R_{F1-8}}{R_1} \right) [V], \text{ kde} \quad (3.1)$$

R_1 – odpor měřeného textilního senzoru

R_{F1-8} – zpětnovazební odpory spínané multiplexorem

Při výběru operačního zesilovače (dále jen OZ) byl výběr zúžen na rail-to-rail zesilovače, abychom vzhledem k malému napájecímu napětí mohli využít maximální rozsah

výstupního napětí. V případě „obyčejného“ OZ bychom na výstupu mohli očekávat zmenšení rozsahu výstupního napětí až o 2 volty, což je vzhledem k uvažovanému napájecímu napětí 5 V nezanedbatelné zmenšení výstupního rozsahu. Po srovnání všech klíčových parametrů byl jako nejvhodnější vybrán operační zesilovač OPA192 od Texas Instruments.

S ohledem na nízké napájecí napětí stále vyvstával problém s přesycením, tzn. se ztrátou citlivosti OZ již při relativně malém zesílení. Už z funkce obvodu AD5933 je patrné, že bez změny odporu ve zpětné vazbě je pro popsání textilní senzory zapojení s OZ stěží použitelné. Do zpětné vazby byl tedy vložen multiplexor (obr. 3.3), který umožňuje, na základě podnětu z mikroprocesoru, přepínat odpor ve zpětné vazbě.

Po zvážení byl vybrán 8kanálový multiplexor, a to vzhledem k velkému rozsahu měřeného odporu. Sepnutí daného vstupu je řízeno dekodérem se čtyřmi vstupy, který je uvnitř součástky. Na tři vstupy dekodéru jsou přiváděny signály, které tvoří bitové adresy $A_0 - A_2$, jejichž binární kombinace určuje, který z kanálů multiplexoru bude sepnut. Čtvrtý digitálně řízený vstup EN slouží k aktivaci/deaktivaci multiplexoru a to bez ohledu na binární kombinaci na vstupech $A_0 - A_2$ [15].

Tab. 3.1: Sepnutí vstupu multiplexoru podle binární kombinace adres dekodéru

A_2	A_1	A_0	EN	Č. sepnutého vstupu
x	x	x	0	žádný
0	0	0	1	1
0	0	1	1	2
0	1	0	1	3
0	1	1	1	4
1	0	0	1	5
1	0	1	1	6
1	1	0	1	7
1	1	1	1	8

O binární kombinaci na multiplexoru rozhoduje mikroprocesor, který bitovou sekvencí vysílá v závislosti na výstupním napětí U_0 z neinvertujícího zesilovače. Zvolme pro jednoduchost hodnotu vstupního napětí $U_1 = 1$ V a možnosti měření trojnásobného a třetinového odporu R_1 vůči zpětnovazebnímu odporu R_F (tj. $R_1 \in \langle \frac{R_F}{3}, 3R_F \rangle$). Rozsah výstupního napětí bude poté 1,3-4 V (tj. $U_0 \in \langle 1,3, 4 \rangle$). Pokud napětí na výstupu klesne pod 1,3 V, pak se sepne vstup multiplexoru, na který je připojen odpor větší než odpor v předchozím stavu. Pokud napětí na výstupu vrostе nad 4 V, pak se sepne vstup multiplexoru, na který je připojen odpor menší než odpor v předchozím stavu. Přechod přes

zvolené rozhodovací úrovně je nutné vyhodnocovat s hysterezí, aby nedocházelo k neustálému přepínání zpětnovazebního odporu.

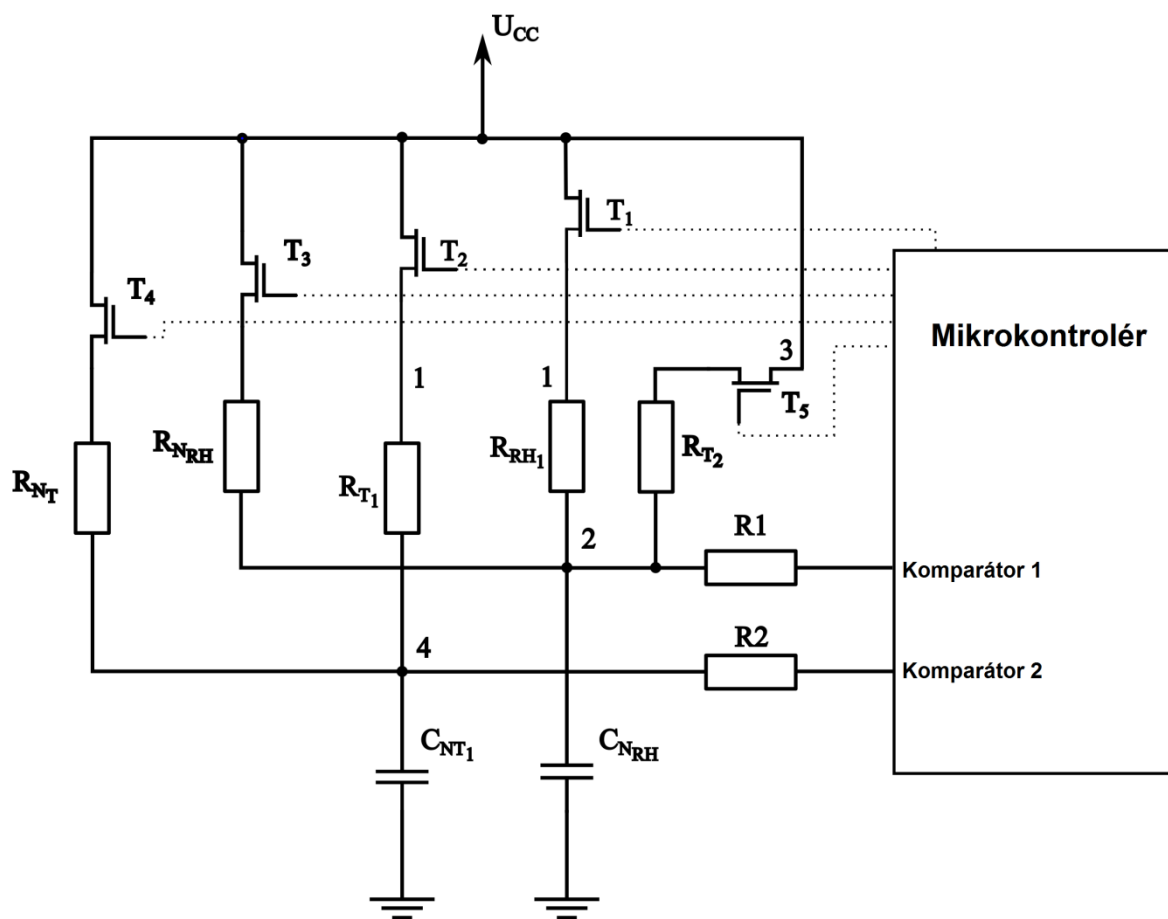
Odpory ve zpětné vazbě, které budou spínány multiplexorem, byly vybrány tak, abychom dosáhli většího měřicího rozsahu odporů, než je rozsah odporu textilních senzorů a s ohledem na zvolený rozsah výstupního napětí U_0 při vstupním napětí $U_1 = 1$ V. Zvoleny byly odpory: 150, 900 a 5500 k Ω , 33, 200, 1200 a 6500 M Ω a 10 G Ω .

Stejně jako u integračně-komparační metody, i zde může nastat nejistota, co se doby odečtu dat týče. Na začátku měření a v případě skokové změny vlhkosti může nastat zpoždění několika taktů. Hodnota odporu R_1 představující textilní senzor se stává neznámou. Pro správné zařazení zpětnovazebního odporu R_F je nutné změnit binární kombinaci vyslanou do digitálně řízeného multiplexoru připojující příslušný odpor a následně vyhodnotit a porovnat hladinu výstupního napětí U_0 s rozhodovacími úrovněmi. Tato operace se opakuje do doby, než se s výstupním napětím U_0 dostaneme mezi zvolené hranice 1,3 a 4 V.

Závěrem je potřeba k této metodě poznamenat, že vzhledem k některým uvažovaným zpětnovazebním odporům ($R_{F1} - R_{F8}$) s vysokou hodnotou (v řádech G Ω) se patrně nedá předpokládat využití multiplexorů, kde by bylo spínání jednotlivých odporů realizováno prostřednictvím tranzistorů. Odpor kanálu spínacích tranzistorů v rozepnutém stavu nebude zcela jistě dosahovat dostatečně vysokých hodnot, aby s ohledem na paralelní zapojení jednotlivých odporů ve zpětné vazbě nedocházelo k degradaci vysoké hodnoty odporu v řádu G Ω . Řešením by v tomto případě mohlo být spínání přes jazýčková relé, které v tomto ohledu dosahují zcela jiných izolačních parametrů.

3.3 Integračně-komparační metoda

Základní princip integračně-komparační metody byl již představen v kapitole 1.4. Její potenciál si však žádá rozšíření, které by bylo vhodné pro uvedené textilní senzory, neboť přináší řadu výhod. Zároveň však skýtá značnou nevýhodu v nesnadné experimentální realizaci měření [7]. Jak je ze vzorce (1.10) patrné, je čas τ přímo úměrný neznámému odporu. Přesný čas je však za použití běžné laboratorní techniky těžko měřitelný. Proto je nutné obvod realizovat pomocí mikroprocesoru (obr. 3.3), který se stará o měření času τ a řízení PMOS tranzistorů (T_1, T_2, T_3, T_4 a T_5). Za časovou konstantou τ je zároveň skryta další potenciální nevýhoda integračně-komparační metody – nekonstantní perioda odečtu dat.



Obr. 3.3: Blokové schéma integračně-komparační metody. Odporů R_{T1} , R_{T2} a R_{RH1} reprezentující textilní senzory teploty a vlhkosti. R_{NT} a R_{NRH} zastupují referenční odpory.

Uvnitř mikroprocesoru jsou komparátory, které porovnávají napětí na kondenzátoru C_{NT1} a C_{NRH} s komparačním napětím U_R , které je možné vybírat z několika hladin charakteristických pro zvolený typ mikroprocesoru. Případně se toto komparační napětí může rovnat napětí napájecímu, neboť hodnota napětí na kondenzátoru C_{NT1} , nebo C_{NRH} se v ustáleném stavu přechodového děje rovná hodnotě napájecího napětí U_{CC} . Čítač, který v mikroprocesoru uskutečňuje měření času τ , se vždy spustí po sepnutí jednoho z tranzistorů ($T_1 - T_5$) a zastaví se po dosažení komparační úrovně U_R . Mikroprocesor vzájemně porovnává podle vzorce (1.10) počet pulzů, které napočítal při měření na neznámých odporech R_{RH1} , R_{T1} a R_{T2} jež představují textilní senzor a na odporech referenčních R_{NRH} a R_{NT} . Detailní popis jednoho měřicího cyklu je uveden v tabulce (3.2). Čísla na obr. 3.3 umístěná vedle spojových cest představují kontaktní plochy senzoru (obr. 2.3). Z poměru τ_x a τ_n a měřené impedance vyplývá požadavek na hodnotu referenčního odporu. Časové konstanty τ_n a τ_x bychom měli

volit s ohledem na minimální rozlišení použitého čítače v mikrokontroléru. V případě, že by tyto konstanty byly srovnatelné s minimálním rozlišením čítače, docházelo by k výrazné chybě při měření.

Tab. 3.2: Spínání a činnost obvodu pro měření neznámého odporu komparačně integrační metodou

T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	Činnost
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Vybíjení C_{NT1} přes odpor R_2 do vstupu mikroprocesoru
vyp.	vyp.	vyp.	zap.	vyp.	Nabíjení kondenzátoru C_{NT1} přes odpor R_{NT} , měření času τ_{NT1}
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Vybíjení C_{NT1} přes odpor R_2 do vstupu mikroprocesoru
vyp.	zap.	vyp.	vyp.	vyp.	Nabíjení kondenzátoru C_{NT1} přes odpor 1. textilního senzoru teploty R_{T1} , měření času τ_{T1}
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Vybíjení C_{NT1} přes odpor R_2 do vstupu mikroprocesoru
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Výpočet odporu teplotního senzoru a převod na teplotu v mikroprocesoru
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Vybíjení C_{NRH} přes odpor R_1 do vstupu mikroprocesoru
vyp.	vyp.	zap.	vyp.	vyp.	Nabíjení kondenzátoru C_{NRH} přes odpor R_{NRH} , měření času τ_{NRH}
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Vybíjení C_{NRH} přes odpor R_1 do vstupu mikroprocesoru
zap.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Nabíjení kondenzátoru C_{NRH} přes odpor textilního senzoru vlhkosti R_{RH1} , měření času τ_{RH1}
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Vybíjení C_{NRH} přes odpor R_1 do vstupu mikroprocesoru
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Výpočet odporu vlhkostního senzoru a převod na relativní vlhkost v mikroprocesoru
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Vybíjení C_{NT1} přes odpor R_2 do vstupu mikroprocesoru
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	zap.	Nabíjení kondenzátoru C_{NRH} přes odpor 2. textilního senzoru teploty R_{T2} , měření času τ_{T2}
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Vybíjení C_{NT1} přes odpor R_2 do vstupu mikroprocesoru
vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	vyp.	Změření časové konstanty τ_{T2} a vyhodnocení zda je vodivá cesta poškozena, nebo ne

Měření referenční časové konstanty τ_n a neznámé časové konstanty τ_x by mělo být ideálně prováděno s co nejmenším časovým odstupem (vždy hned po počátečním vybití kapacity do vstupu mikroprocesoru). Minimalizují se tím vlivy okolního prostředí, nestabilita napájecího napětí a případně vliv stárnutí kapacitou. Tranzistor T_5 nemusí být spínán při každém měřícím cyklu, neboť zde není využíván pro měření teploty (tu již měříme prvním meandrem). Odpor teplotního senzoru se nepohybuje v tak širokém rozsahu jako odpor snímání vlhkosti, proto je u takového senzoru lehce detekovatelná závada spoje. Pokud by došlo k přerušení spoje u jednoho či druhého meandru, tak by došlo k omezení měření vlhkosti, které už by nebylo snímáno po celé ploše, ale pouze na její části. K detekci této závady navíc nepotřebujeme žádné speciální funkce obvodu. Měření a výpočty probíhají stejně jako u prvního meandru. Pokud dojde k přerušení spoje, dojde i k velkému nárůstu jeho odporu, a tím se prodlouží časová konstanta τ_T . Pokud se prodlouží časová konstanta τ_T , navýší se počet impulzů napočítaných mikroprocesorem. V případě, že nastavíme maximální hranici τ_T , lze snadno detekovat přerušení jedné z měřících přízí.

4 Realizace praktického měření

Ve spolupráci s katedrou technologií a měření byl realizován vyhodnocovací obvod založený na integračně-komparační metodě (dále jen ICM) (viz příloha D). Obvod umožňuje jednakanálové měření senzorů vlhkosti a dvoukanálové měření teploty. Komparační časovou konstantu τ_n pro měření vlhkosti udává rezistor $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ a kondenzátor $C_{16} = 1 \text{ nF}$ připojený na přesné referenční napětí V_{REF} . Časovou konstantu určíme jako jejich součin a tedy $\tau_{NRH} = 100 \text{ }\mu\text{s}$. Neznámý odpor vypočítáme podle vztahu:

$$R_X = 100 \cdot 10^3 \cdot \frac{\tau_{XRH}}{100 \cdot 10^{-6}} [\Omega] \quad (4.1)$$

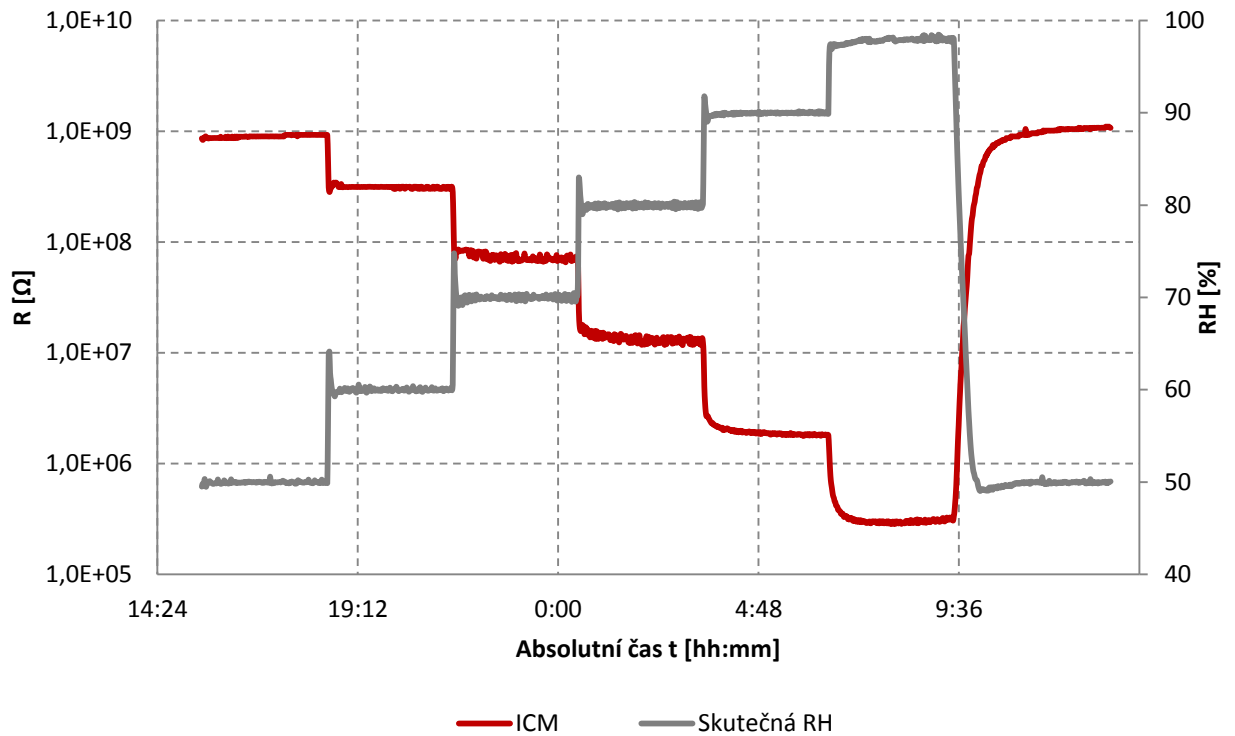
Komparační časovou konstantu τ_n pro měření teploty udává rezistor $R_8 = 1 \text{ k}\Omega$ a kondenzátor $C_{14} = 100 \text{ nF}$. τ_{NT} se rovná $100 \text{ }\mu\text{s}$.

Neznámý odpor vypočítáme podle vztahu:

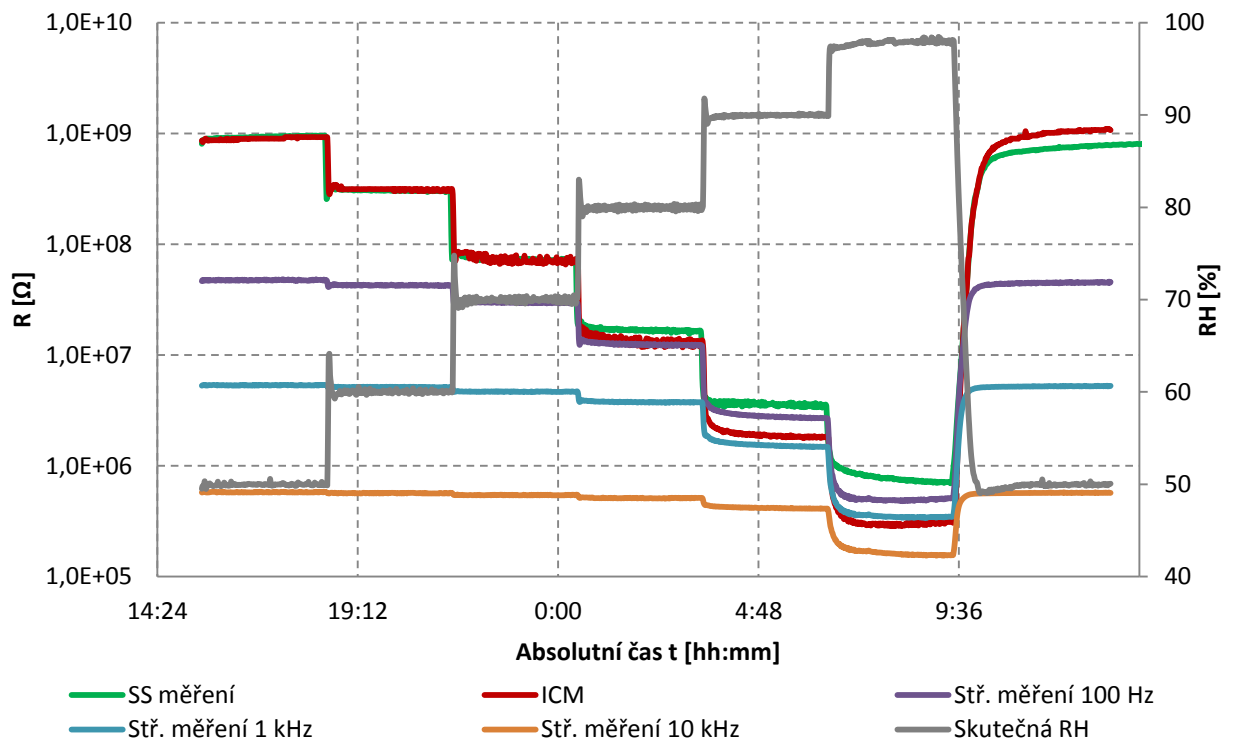
$$R_X = 1 \cdot 10^3 \cdot \frac{\tau_{XT}}{100 \cdot 10^{-6}} [\Omega] \quad (4.2)$$

Obvod je napájen přes USB konektor. Díky integrovanému obvodu FT232 pro převod z UART na USB je navíc využíván i pro přenos dat. Napájecí napětí je stabilizováno pomocí reference na hodnotu $4,096 \text{ V}$. Pro měření časových konstant a výpočet hodnoty teploty a vlhkosti byl vybrán procesor Atmel ATMega8 s externím 8MHz krystalem.

Měření tímto vyhodnocovacím obvodem (obr. 4.1) bylo prováděno při stejném vlhkostním cyklu jako při stejnosměrném a střídavém měření senzorů pomocí multimetru Keithley 2612B a LCR metru.



Obr. 4.1: Odpor textilního senzoru vlhkosti změřený integračně-komparační metodou pro RH od 50 % do 98 % při konstantní teplotě 30 °C



Obr. 4.2: Odpor textilního senzoru změřený při střídavém napájení o frekvenci 100 Hz, stejnosměrném napájení a integračně-komparační metodou pro RH od 50 % do 98 % při konstantní teplotě 30 °C

Z grafu na obr. 4.2 je patrné, že průběh odporu textilního senzoru měřený integračně-komparační metodou R_{ICM} se nejvíce podobá stejnosměrnému průběhu odporu R_{SS} v rozmezí od 50 do 70 % RH (hodnoty R_{SS} a R_{ICM} liší maximálně o 5 %). S rostoucí vlhkostí se však změřená hodnota odporu R_{ICM} začíná více podobat hodnotám změřeným při střídavém měření ($f=100$ Hz a 1 kHz). Je tak patrné, že měření integračně-komparační metodou nemůžeme jednoznačně prohlásit za stejnosměrné nebo střídavé měření. Tento fakt je pravděpodobně způsoben skutečností, že časová perioda nabíjené referenčního kondenzátoru souvisí s velikostí odporu textilního senzoru, tj. s časovou konstantou τ . Perioda odečtu dat je tedy rovněž závislá na časové konstantě τ a je dána cyklem popsáným v tabulce 3.2. Zjednodušeně je možné říci, že se zvyšující se relativní vlhkostí (=snižujícím se odporem) roste frekvence nabíjení a vybíjení referenčního kondenzátoru a pod tímto faktem je skryta určitá paralela s hodnotami změřenými při střídavém napájení.

Skutečnost, že odpor změřený ICM není pro relativní vlhkost do 70 % totožný s odporem stejnosměrným (naměřená chyba byla < 5%) může mít několik příčin. Senzor nebyl jednotlivými metodami měřen současně. Rozdíl ($R_{SS} - R_{ICM}$), tak může být způsoben tolerancí klimatické komory při nastavení relativní vlhkosti, nebo změnou parametrů senzorů v důsledku několikanásobného testování. Určitá nepřesnost může být způsobena i teplotní závislost referenčního odporu R_5 . Nicméně je možné předpokládat, že tato chyba je v porovnání s výše popsány zanedbatelná a s ohledem na výslednou přesnost (v rámci desítek procent relativní vlhkosti) je zbytečné se touto chybou podrobněji zabývat.

S ohledem na odpor textilního senzoru, který je při relativní vlhkosti 50 % v řádu desetin až jednotek $G\Omega$, by mohlo v případě potřeby měření relativní vlhkosti pod 50 % docházet k dalším chybám měření. Vzhledem k tomu, že při nízké relativní vlhkosti (pod 50 %) předpokládáme nárůst odporu senzoru vlhkostí, může být hodnota odporu senzoru v konečné fázi blízká svodu kondenzátoru, nebo hodnotě vstupní impedance komparátoru uvnitř mikroprocesoru. V takovém případě by část proudu procházela přes zmíněné izolační odpory do země a kondenzátor by se nabíjel pomaleji, což by se projevilo nárůstem velikosti měřené časové konstanty τ a následným zvětšením velikosti vypočítaného odporu (viz vztah 4.1). Vzhledem k tomuto faktu by měla být v další fázi vývoje textilních senzorů snížena hodnota odporu senzoru vlhkostí. Této skutečnosti by mohlo být dosaženo zmenšením vzdálenosti mezi meandry.

Závěr

Tato práce v úvodní kapitole shrnuje přehled stejnosměrných a střídavých metod měření odporu a impedance. V další části je věnována pozornost charakterizaci elektrických parametrů textilních senzorů vlhkosti a teploty, popisu vhodných metod pro vyhodnocení signálové odezvy těchto senzorů. Závěrečná část práce se poté zaměřuje na realizaci vybrané metodiky vyhodnocení a její ověření v praxi.

Z výsledků dosažených při charakterizaci textilních senzorů vyplývá, že impedance/odpor senzorů vlhkosti se v daném rozmezí (50 – 100 % RH) mění v rozsahu několika řádů. Naopak v případě senzoru teploty se v daném rozsahu (20 – 100 °C) hodnota odporu mění v řádu desítek až stovek ohmů. Z těchto údajů plynou hlavní požadavky na vyhodnocovací obvod, který by měl být jednak schopen měřit impedanci/odpor v rozsahu několika řádů (senzor vlhkosti) a současně by měl poskytovat dostatečnou citlivost pro detekci změny odporu v rozsahu několika desítek ohmů (senzor teploty).

V této práci byly zvažovány celkem tři varianty metodiky vyhodnocení pro textilní senzory vlhkosti a teploty (viz kapitola 3), přičemž jako optimální volba byla vybrána metoda integračně-komparační.

Výsledky měření integračně-komparační metodou jsou uvedeny v kapitole 4, kde jsou porovnány se střídavým a stejnosměrným měřením z kapitoly 2.2. Rovněž jsou zde diskutovány výhody a nevýhody realizovaného řešení s návrhem na další vylepšení této metodiky. Nicméně z již dosažených výsledků vyplývá, že zvolená integračně-komparační metoda vyhodnocení je pro dané textilní senzory použitelná a umožňuje tak poměrně snadnou a relativně levnou variantu vyhodnocení pro odporové senzory v chytrých textiliích.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] ZÜGLEROVÁ, Hana. *Elektrotechnická měření*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 255 s. ISBN 80-730-0022-9.
- [2] BRTNÍK, Bohumil. *Elektrická měření pro bakaláře*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2011, 170 s. ISBN 978-80-7300-405-7.
- [3] HAASZ, Vladimír, Miloš SEDLÁČEK. *Elektrická měření: přístroje a metody*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005, 337 s. ISBN 80-010-2731-7.
- [4] TŮMOVÁ, O., ČTVRTNÍK, V., GIRG, J., ŠVARNÝ, J. *Elektrická měření : měřicí metody*. Plzeň : Západočeská univerzita, 2005, 218 s. ISBN: 80-7043-412-0
- [5] BEZDĚK, Miloslav. *Elektronika: [učebnice]*. 1. vyd.. České Budějovice: Kopp, 2004, 286 s. ISBN 80-723-2171-4.
- [6] PINKER, J., KOUCKÝ, V. *Analogové elektronické systémy (1. část)*. Plzeň : Západočeská univerzita, 2004, 142 s. ISBN: 80-7043-284-5
- [7] KROUPA, Michael. *Organické materiály – Senzory par a plynů*. Plzeň, 2014. Disertační práce. Západočeská univerzita v Plzni.
- [8] SOUKUP, R., T. BLECHA, A. HAMACEK a J. REBOUN. Smart textile-based protective system for firefighters. *Proceedings of the 5th Electronics System-integration Technology Conference (ESTC)*. IEEE, 2014, s. 1-5. DOI: 10.1109/ESTC.2014.6962821. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6962821>
- [9] MATTANA, Giorgio, Thomas KINKELDEI, David LEUENBERGER, Caglar ATAMAN, Jinyu J. RUAN, Francisco MOLINA-LOPEZ, Andres Vasquez QUINTERO, Giovanni NISATO, Gerhard TROSTER, Danick BRIAND a Nico F. DE ROOIJ. Woven Temperature and Humidity Sensors on Flexible Plastic Substrates for E-Textile Applications. *IEEE Sensors Journal*. 2013, vol. 13, issue 10, s. 3901-3909. DOI: 10.1109/JSEN.2013.2257167. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6494581>
- [10] CHINESE ACADEMY OF SCIENCES. *2011 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*. Piscataway: IEEE, 2011. ISBN 978-145-7701-573.
- [11] ŠOHAJ, Petr. *Spolehlivost tištěných a vsívaných vodivých motivů v textilních substrátech*. Plzeň, 2014. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni.
- [12] SUH, Minyoung. *Textile world* [online]. 2010 [cit. 2015-04-18]. Dostupné z: http://www.textileworld.com/Issues/2010/April_Online_Issue/Features/E-Textiles_For_Wearability-Review_Of_Integration_Technologies

- [13] ŠPRINGL, Vít. Měření teploty - kovové odporové senzory teploty. *HW.cz | Vše o elektronice a programování* [online]. 2004 [cit. 2015-01-27]. Dostupné z: <http://www.hw.cz/teorie-a-praxe/dokumentace/mereni-teploty-kovove-odporove-senzory-teploty.html>
- [14] AD5933: 1 MSPS, 12 Bit Impedance Converter Network Analyzer. *Analog Devices* [online]. 2013 [cit. 2015-01-27]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5933.pdf>
- [15] PINKER, J. a POUPA, M. *Číslicové systémy a jazyk VHDL*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006, 349 s. ISBN 80-730-0198-5.

Přílohy

Příloha A

A.1 Měření vodivých nití

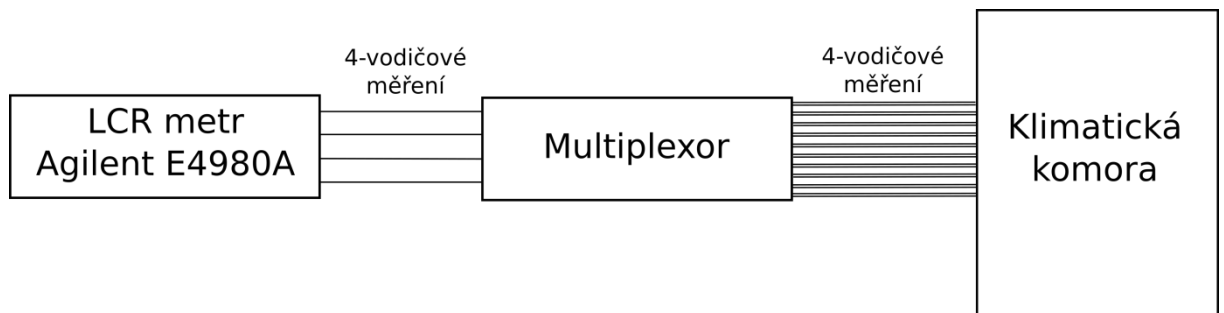
Tab. A.1: Přehled složení a poměru vláken nití a jejich odpor na metr délky

Složení nitě	El. odpor [Ω]
88 % PES a 12 % chromniklová nerezová ocel 27 tex; 1x drát	2731
92 % PES a 8 % chromniklová nerezová ocel 38 tex; 1x drát	2416
85 % PES a 15 % chromniklová nerezová ocel 41 tex; 2x drát	1216
31 % PES a 69 % mosaz 72 tex; 8x drát	7,7
31 % PES a 69 % mosaz 54 tex; 6x drát	10
31 % PES a 69 % mosaz 37 tex; 4x drát	14,9
48 % PES a 52 % mosaz 71 tex; 6x drát	10,1
48 % PES a 52 % mosaz 48 tex; 4x drát	14,9
48 % PES a 52 % mosaz 36 tex; 3x drát	19,6
65 % PES a 35 % mosaz 53 tex; 3x drát	20,2
42 % PES, 23 % mosaz a 35 % SilveR.STAT [®] 54 tex; 2x drát	29,7
34 % PES, 38 % mosaz a 28 % SilveR.STAT [®] 66 tex; 4x drát	15,4
23 % PES, 51 % mosaz a 26 % SilveR.STAT [®] 72 tex; 6x drát;	9,9
23 % PES, 51 % mosaz a 26 % SilveR.STAT [®] 72 tex; 6x drát; vyšší zákrut	9,9
15 % PES, 34 % mosaz a 51 % SilveR.STAT [®] 74 tex; 4x drát	15,2
19 % PES, 20 % mosaz a 61 % SilveR.STAT [®] 62 tex; 2x drát	30,5
40 % mosaz a 60 % SilveR.STAT [®] 63 tex; 4x drát	49,6
25 % mosaz a 75 % SilveR.STAT [®] 50 tex; 2x drát;	77,6

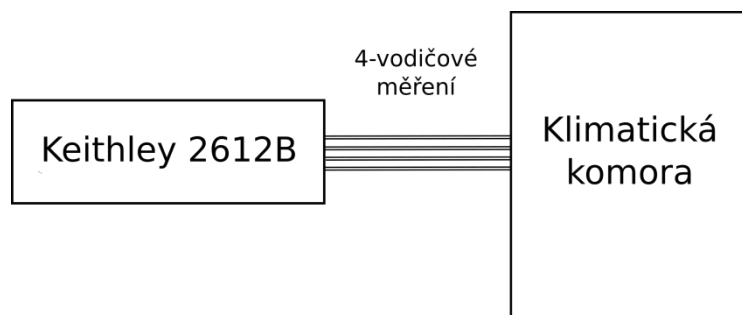
Příloha B

B.1 Měření textilních senzorů vlhkosti a teploty

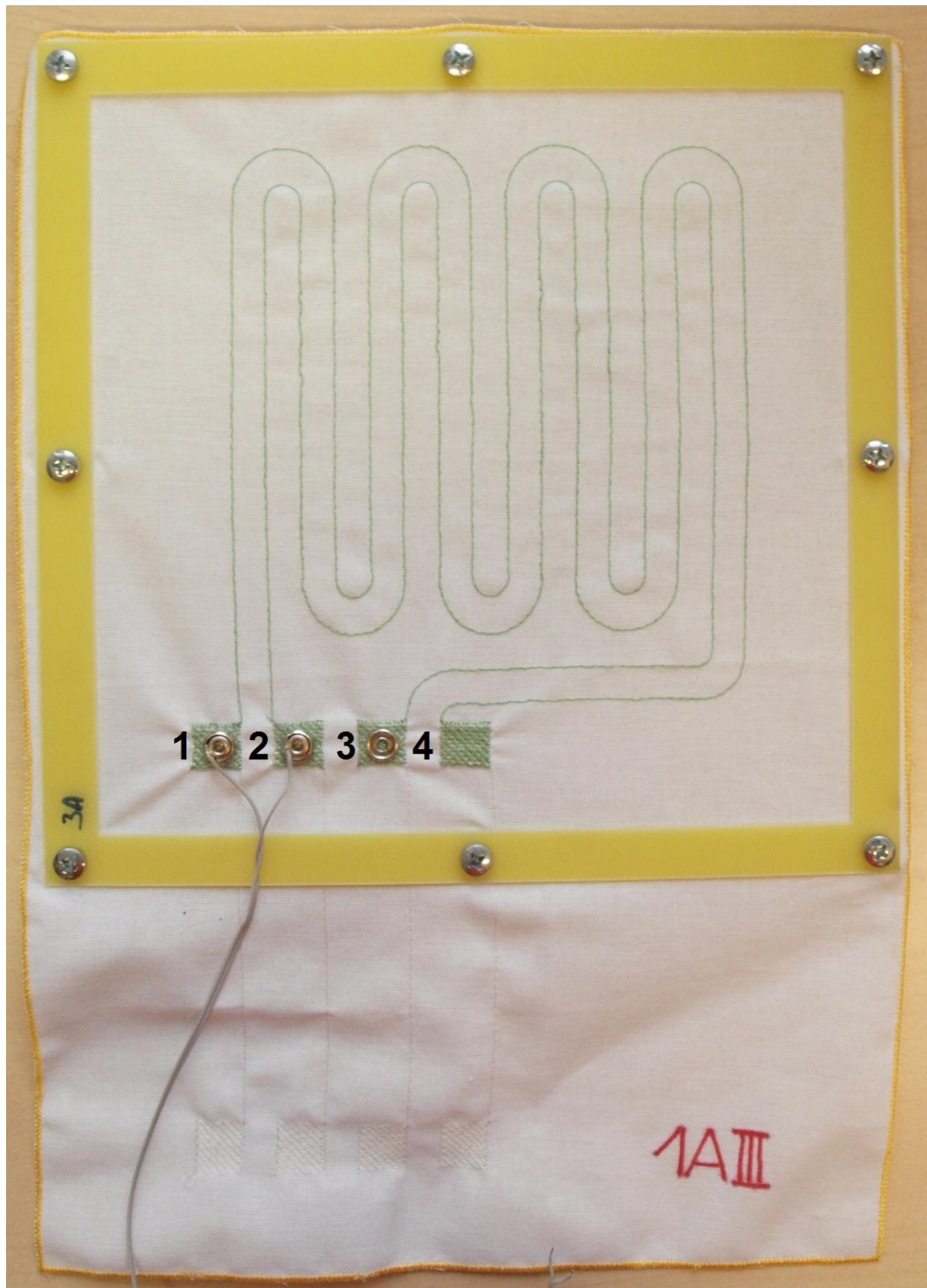
Stejnoseměrné i střídavé měření textilních senzorů bylo realizováno čtyř-vodičovou metodou, která potlačuje chybu zanesenou parazitním odporem a kapacitou přívodních vodičů. V případě střídavého měření byl z důvodů měření více vzorků v rámci jednoho experimentu použit multiplexor, který umožnil měření 10 vzorků pomocí jednoho LCR metru.



Obr. B.1: Blokové schéma střídavého měření série textilních senzorů



Obr. B.2: Blokové schéma stejnosměrného měření série textilních senzorů



Obr. B.3: Vzorek teplotního a vlhkostního senzoru s číselným označením kontaktních ploch

Vzorčky senzorů v upevňovacím rámečku (obr. B.3) zabraňující pohybu textilie během měření. Senzory jsou kontaktovány niklovými druky. Měření teploty lze provádět vnější, nebo vnitřní dvojicí kontaktů. Měření vlhkosti (případ na obr. B.3) lze realizovat dvojicí druků vlevo, nebo vpravo.



Obr. B.4: Umístění série vzorků v klimatické komoře Votsch VC 7018

Příloha C

C.1 Měření obvodem AD5933

Měření probíhalo pro krajní rozsahy výstupního napětí V_{OUT} 2 a 0,2 Všpička-špička, aby bylo zjištěno jaký vliv má toto napětí na měřící rozsah. Maximální přípustná chyba byla zvolena jako 10 % ze skutečné hodnoty sériově vyráběných metalizovaných rezistorů se známou hodnotou. Hodnota R_{min} představuje minimální a R_{max} maximální měřitelný odpor, s ohledem na 10% odchylku od skutečné hodnoty, pro daný rozsah výstupního napětí V_{OUT} . Rozsah frekvencí, stejně jako odpor ve zpětné vazbě R_{FB} , byl zvolen na základě výsledků střídavého měření (obr. 2.5). Impedance textilních vzorků se od frekvence 10 kHz pohybuje v rozsahu jednoho řádu (od desítek/stovek k Ω do stovek k Ω /jednotek M Ω).

Tab. C.1: Rozsah měřitelného odporu obvodem AD5933, pro frekvence od 10 do 40 kHz a výstupní napětí V_{OUT} 2 a 0,2 Všpička-špička

Frekvence [kHz]		R_{FB} [k Ω]	V_{OUT} [Vp-p]	R_{min} [k Ω]	R_{max} [k Ω]
od	do				
10	40	1000	2	850	1600
			0,2	Mimo toleranci	Mimo toleranci
		830	2	630	930
			0,2	59	610
		330	2	200	600
			0,2	19,3	560
		200	2	11,5	830
			0,2	11,5	300
		100	2	60	880
			0,2	6,5	280
		47	2	27,5	830
			0,2	2,6	250
		26,7	2	15,6	820
			0,2	1,5	190
		10	2	6,6	500
			0,2	0,6	80

Bylo zjištěno, že při větším výstupním napětí V_{OUT} dokážeme měřit větší hodnoty neznámé impedance, ovšem na úkor hodnot menších. Pro $V_{OUT} = 2$ Vp-p dokážeme změřit až 6x násobek toho co pro $V_{OUT} = 0,2$ Vp-p, naopak pro $V_{OUT} = 0,2$ Vp-p dokážeme změřit až 10x méně toho co pro $V_{OUT} = 2$ Vp-p. Pro další měření bylo zvoleno výstupní napětí

V_{OUT} 1 Vp-p, tak abychom dokázali měřit hodnoty větší i menší přibližně rovnoměrně.

Dále bylo zjištěno, že přesnost měření klesala se vzrůstající frekvencí. Další měření probíhala v užším rozsahu frekvencí a pro stejný zpětnovazební odpor R_{FB} , tak abychom při měření neznámé impedance v rozsahu impedancí textilního senzoru nemuseli odpor ve zpětné vazbě měnit. Změřené hodnoty $R_{naměřená}$, které se od skutečných $R_{skutečná}$ liší maximálně o 10 %, jsou v tabulce vyznačeny šedým podkladem.

Tab. C.2: Rozsah měření odporu obvodem AD5933, pro frekvence od 39 do 41 kHz
a kalibrační odpor $R_{FB} = 560 \text{ k}\Omega$

Frekvence [kHz]		$R_{FB} \text{ [k}\Omega\text{]}$	$V_{OUT} \text{ [Vp-p]}$	$R_{naměřená} \text{ [k}\Omega\text{]}$	$R_{skutečná} \text{ [k}\Omega\text{]}$
od	do				
39	41	560	1	2500	3220
				2500	3000
				2200	2830
				2020	2560
				1870	2330
				1670	2000
				1600	1830
				1420	1560
				1230	1330
				1130	1220
				1010	1100
				930	1000
				780	830
				770	780
				340	330
				225	220
				207	200
				187	182
				175	168
				150	140
137	100				
134	82				
133	68				

Tab. C.3: Rozsah měření odporu obvodem AD5933, pro frekvence od 49 do 51 kHz
a kalibrační odpor $R_{FB} = 560 \text{ k}\Omega$

Frekvence [kHz]		$R_{FB} \text{ [k}\Omega\text{]}$	$V_{OUT} \text{ [Vp-p]}$	$R_{naměřená} \text{ [k}\Omega\text{]}$	$R_{skutečná} \text{ [k}\Omega\text{]}$
od	do				
49	51	560	1	2200	3220
				2200	3000
				2200	2830
				2050	2560
				1850	2330
				1500	2000
				1500	1830
				1350	1560
				1150	1330
				1070	1220
				980	1100
				950	1000
				810	830
				780	780
				350	330
				230	220
				212	200
				195	182
				180	168
				155	140
140	100				
137	82				
135	68				

Tab. C.4: Rozsah měření odporu obvodem AD5933, pro frekvence od 69 do 71 kHz
a kalibrační odpor $R_{FB} = 560 \text{ k}\Omega$

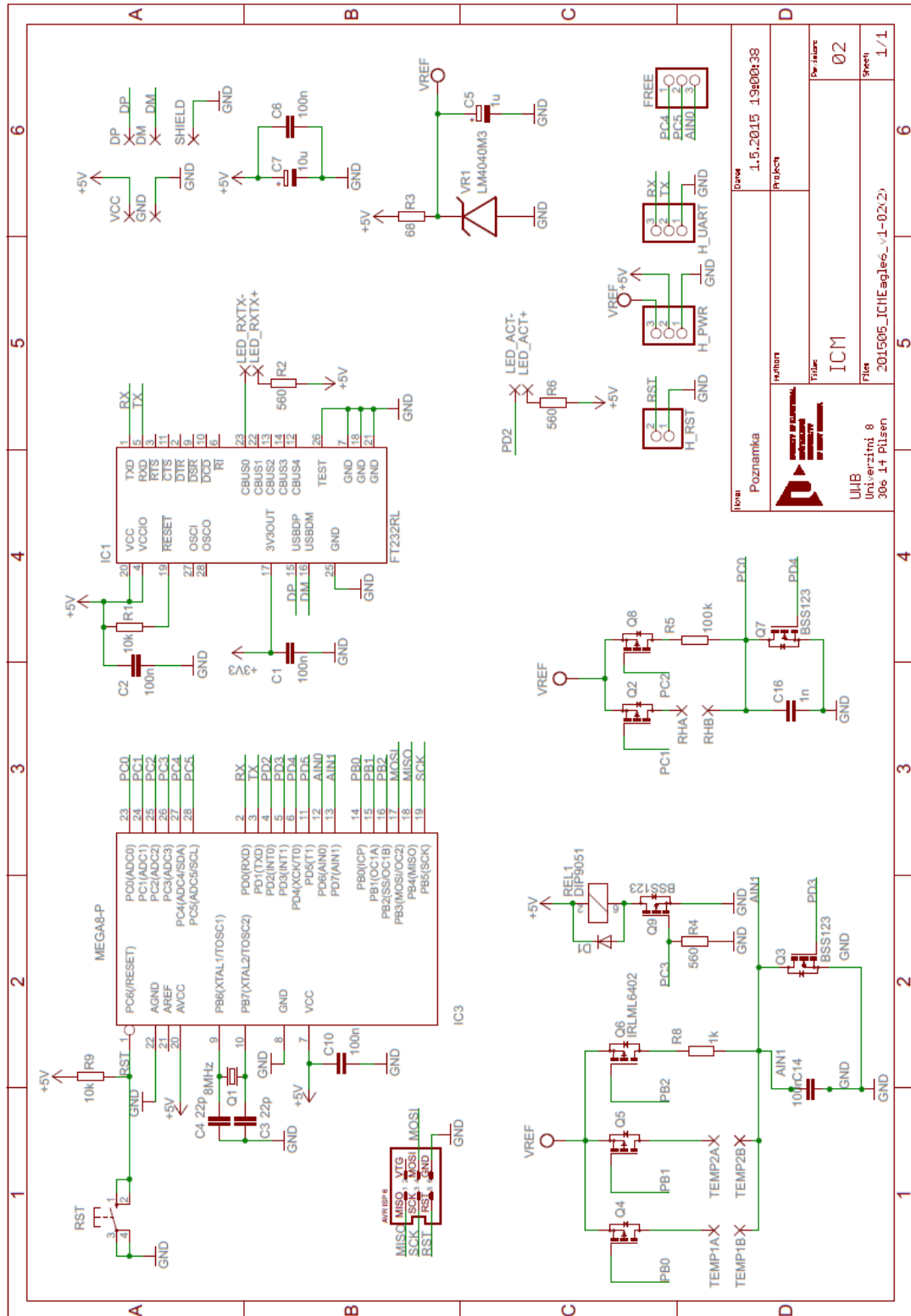
Frekvence [kHz]		$R_{FB} \text{ [k}\Omega\text{]}$	$V_{OUT} \text{ [Vp-p]}$	$R_{naměřená} \text{ [k}\Omega\text{]}$	$R_{skutečná} \text{ [k}\Omega\text{]}$
od	do				
69	71	560	1	1650	3220
				1650	3000
				1630	2830
				1550	2560
				1430	2330
				1360	2000
				1360	1830
				1250	1560
				1090	1330
				990	1220
				900	1100
				810	1000
				720	830
				770	780
				360	330
				242	220
				222	200
				204	182
				188	168
				161	140
145	100				
145	82				
144	68				

Tab. C.5: Rozsah měření odporu obvodem AD5933, pro frekvence od 79 do 81 kHz
a kalibrační odpor $R_{FB} = 560 \text{ k}\Omega$

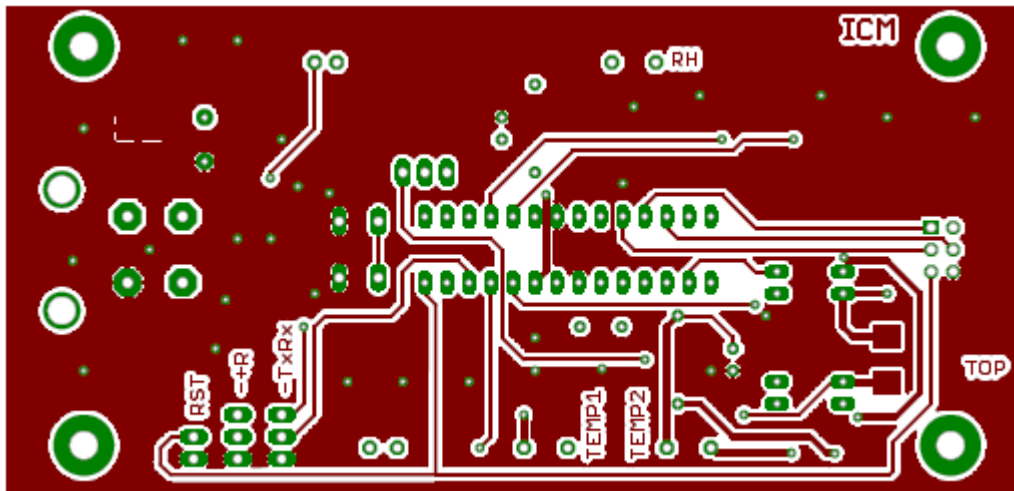
Frekvence [kHz]		$R_{FB} \text{ [k}\Omega\text{]}$	$V_{OUT} \text{ [Vp-p]}$	$R_{naměřená} \text{ [k}\Omega\text{]}$	$R_{skutečná} \text{ [k}\Omega\text{]}$
od	do				
79	81	560	1	1500	3220
				1500	3000
				1470	2830
				1430	2560
				1350	2330
				1280	2000
				1220	1830
				1115	1560
				1020	1330
				950	1220
				860	1100
				810	1000
				680	830
				742	780
				352	330
				240	220
				222	200
				204	182
				189	168
				162	140
147	100				
147	82				
147	68				

Příloha D

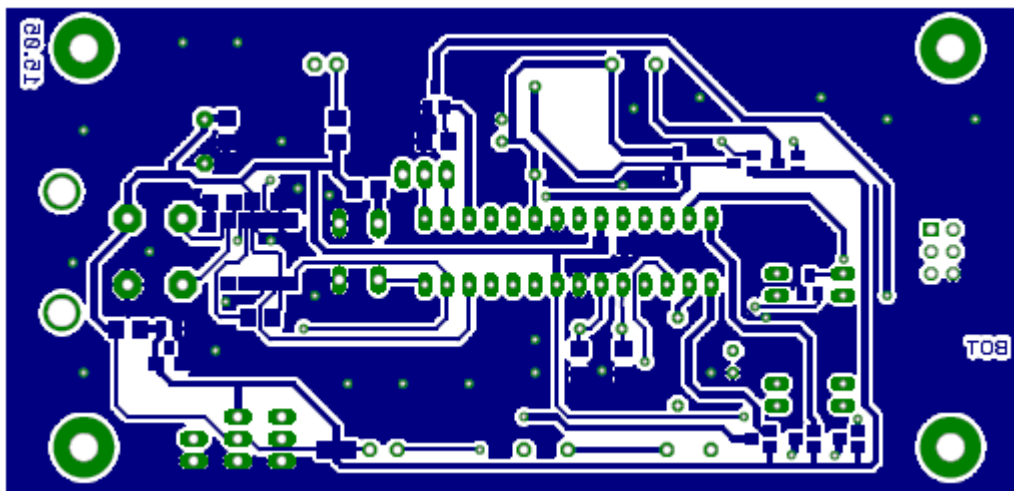
D.1 Návrh DPS integračně-komparační metody



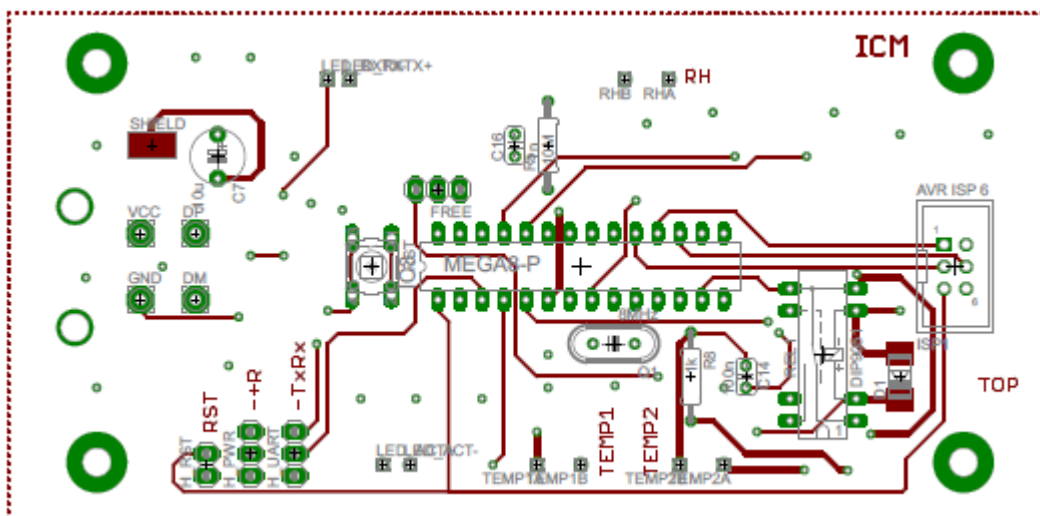
Obr. D.1: Schéma integračně-komparační metody



Obr. D.2: Deska plošného spoje – vodivá vrstva TOP



Obr. D.2: Deska plošného spoje – vodivá vrstva BOTTOM



Obr. D.3: Osazovací výkres - TOP

