

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

---

Fakulta elektrotechnická  
Katedra elektroniky a informačních technologií

## DIPLOMOVÁ PRÁCE

Měřicí a napájecí obvody indukčního průtokoměru

Autor práce:

**Bc. Petr Stašek**

Vedoucí práce:

**prof. Ing. Pavel Karban, Ph.D.**

---

2023

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2022/2023

# ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Petr STAŠEK**  
Osobní číslo: **E21N0044P**  
Studijní program: **N0714A060013 Elektronika a informační technologie**  
Specializace: **Elektronika**  
Téma práce: **Měřicí a napájecí obvody indukčního průtokoměru**  
Zadávací katedra: **Katedra elektroniky a informačních technologií**

## Zásady pro vypracování

1. Prostudujte metody zpracování nízkonapěťových signálů.
2. Navrhněte a realizujte napájecí obvod pro buzení magnetického pole.
3. Navrhněte a realizujte měřicí a detekční obvody (indukované napětí na elektrodách, měření elektrochemických veličin).
4. Navrhněte a realizujte analogové předzpracování naměřených dat.

Rozsah diplomové práce: **40 – 60**  
Rozsah grafických prací:  
Forma zpracování diplomové práce: **elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. Raj Mittra, Computational Electromagnetics, Springer-Verlag New York Inc., 2013, ISBN: 1461443814.
2. Cakoni, Fioralba; Colton, David; Haddar, Housseem, Computational Electromagnetism, Springer-Verlag GmbH, 2015, ISBN: 3319193058.

Vedoucí diplomové práce: **Prof. Ing. Pavel Karban, Ph.D.**  
Katedra elektrotechniky a počítačového modelování

Datum zadání diplomové práce: **7. října 2022**  
Termín odevzdání diplomové práce: **26. května 2023**



L.S.

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.**  
děkan

  
\_\_\_\_\_  
**Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.**  
vedoucí katedry

V Plzni dne 7. října 2022

# Abstrakt

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací napájecích obvodů induktoru budícího elektromagnetické pole indukčního průtokoměru. Dále je v práci popsán návrh obvodů zpracovávajících úpravu a digitalizaci signálu, jenž je detekován a nese informaci o aktuálním průtoku měřeného média. V textu je také uveden rozbor možnosti detekce protékaného média, což slouží jako nástroj pro zkvalitnění funkčnosti výsledného produktu. Výstupem veškerých dílčích součástí je kompletní prototypové zařízení schopné měřit průtok sycených nápojů.

## Klíčová slova

indukční průtokoměr, optimalizace magnetického obvodu, duální frekvence buzení, přenos signálu, analogové předzpracování signálu, digitalizace signálu, optická detekce média

# Abstract

The master thesis deals with the design and implementation of power supply circuits of the inductor exciting the electromagnetic field of the inductive flowmeter. Furthermore, the thesis describes the design of circuits processing the modification and digitalization of the signal, which is detected and carries information about the actual flow rate of the measured medium. The analysis of the possibility to detect the flowing medium is also presented, which serves as a tool to improve the functionality of the final product. The output of all subcomponents is a complete prototype device capable of measuring the flow rate of carbonated beverages.

## Keywords

elektromagnetic flow meter, magnetic circuit optimization, dual frequency excitation, signal transfer, analog signal preprocessing, signal digitization, optical detection of the medium

## Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat celému týmu realizující projekt Indukčního průtokoměru pro sycené nápoje a to jak akademickým pracovníkům katedry elektrotechniky a počítačového modelování Fakulty elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni, tak i zaměstnanci společnosti LUKR CZ a.s. Ing. Michalu Liškovi, který zajišťoval výrobu veškerých mechanických součástí průtokoměru. Dále také děkuji studentům doktorského studijního programu a Ing. Zdeňku Kubíkovi, Ph.D. z katedry elektroniky a informačních technologií, kteří mi poskytli velmi cenné rady při návrhu modulů. Zvláště bych chtěl poděkovat kolegovi Bc. Radku Klesovi, s nímž jsme společně trávili mnoho času řešením problematiky indukčního průtokoměru a jeho realizací.

# Obsah

<b>Seznam použitých symbolů a zkratek</b>	<b>vi</b>
<b>Seznam obrázků</b>	<b>viii</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>x</b>
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Princip indukčního průtokoměru</b>	<b>4</b>
2.1 Indukční průtokoměr z pohledu Faradayova indukčního zákona . . . . .	4
2.2 Reálný indukční průtokoměr . . . . .	5
2.2.1 Proudění kapalného média . . . . .	6
2.2.2 Magnetické pole vyvolané reálným budícím induktorem . . . . .	8
<b>3 Buzení magnetického pole</b>	<b>10</b>
3.1 Model průtokoměru . . . . .	10
3.1.1 Matematický model . . . . .	13
3.1.2 Výstupy modelu . . . . .	13
3.1.3 Optimalizace úhlu obepnutí hadičky cívkou . . . . .	14
3.1.4 Optimalizace průřezu vinutí cívky . . . . .	15
3.1.5 Vliv magnetického obvodu . . . . .	15
3.2 Výsledná podoba magnetického obvodu . . . . .	16
3.3 Napájecí obvody buzení magnetického pole . . . . .	18
3.3.1 Průběh budícího proudu . . . . .	18
3.4 Realizace modulu buzení magnetického pole . . . . .	20
3.4.1 Testování elektromagnetické kompatibility . . . . .	22
<b>4 Detekce a přenos signálu</b>	<b>25</b>
4.1 Snímací elektrody . . . . .	25
4.2 Přenos a konektivita signálu . . . . .	26
<b>5 Analogové předzpracování měřeného signálu</b>	<b>28</b>
5.1 Filtrace signálu . . . . .	28
5.1.1 Zdroje šumu . . . . .	28
5.1.2 Horní propust . . . . .	29
5.1.3 Dolní propust . . . . .	30
5.2 Přístrojový zesilovač . . . . .	31

---

5.3	Koncový zesilovač . . . . .	34
5.4	Realizace analogového předzpracování . . . . .	34
<b>6</b>	<b>Digitalizace zesíleného signálu</b>	<b>38</b>
6.1	Způsob převodu analogových dat na digitální . . . . .	38
6.1.1	Paralelní (flash) převodníky . . . . .	39
6.1.2	Převodníky s postupnou aproximací . . . . .	39
6.1.3	Sigma-delta převodníky . . . . .	40
6.1.4	Důležité parametry A/D převodníků . . . . .	40
6.2	Volba A/D převodníku . . . . .	42
6.3	Realizace digitalizace signálu . . . . .	43
<b>7</b>	<b>Detekce protékaného média</b>	<b>46</b>
7.1	Realizace modulu detekce protékaného média . . . . .	51
<b>8</b>	<b>Závěr</b>	<b>54</b>
	<b>Seznam použité literatury</b>	<b>57</b>
<b>A</b>	<b>Fotografie</b>	<b>58</b>
A.1	Analyzované roztoky . . . . .	58
A.2	EMC testování . . . . .	59
A.3	Instalace nového indukčního průtokoměru v restauračním zařízení . . . . .	60
<b>B</b>	<b>Schématická a výrobní dokumentace</b>	<b>61</b>
B.1	Kompletní schéma modulu buzení magnetického pole . . . . .	61
B.2	Výrobní dokumentace modulu buzení magnetického pole . . . . .	64
B.3	Kompletní schéma modulu analogového předzpracování . . . . .	69
B.4	Výrobní dokumentace modulu analogového předzpracování . . . . .	72
B.5	Kompletní schéma modulu analogově-digitální konverze a optické detekce média . . . . .	77
B.6	Výrobní dokumentace modulu analogově-digitální konverze a optické detekce média . . . . .	82



# Seznam použitých symbolů a zkratek

## Fyzikální veličiny

Značka	Popis	Jednotka
$F$	Síla	N
$B$	Elektromagnetická indukce	T
$E$	Intenzita elektrického pole	$V \cdot m^{-1}$
$q$	Elementární náboj	C
$I$	Elektrický proud	A
$U$	Elektrické napětí	V
$\phi$	Magnetický tok	Wb
$A$	Magnetický vektorový potenciál	$Wb \cdot m^{-1}$
$J$	Proudová hustota	$A \cdot m^{-2}$
$C$	Kapacita	F
$p$	Tlak	Pa

## Materiálové parametry

Značka	Popis	Jednotka
$Re$	Reynoldsovo číslo	–
$\varepsilon$	Permitivita	$F \cdot m^{-1}$
$\mu$	Permeabilita	$H \cdot m^{-1}$
$\gamma$	Elektrická vodivost	$S \cdot m^{-1}$
$\nu$	Kinematická viskozita	$m^2 \cdot s^{-1}$

## Ostatní

Značka	Popis	Jednotka
$k$	Boltzmannova konstanta	$J \cdot K^{-1}$
$T$	Termodynamická teplota	K
$d$	Průměr	m
$G$	Zesílení	–
$f$	Frekvence	Hz
$O$	Obvod	m
$t$	Čas	s
$l$	Délka	m
$S$	Plocha	$m^{-2}$
$v$	Rychlost	$m \cdot s^{-1}$

**Zkratky**

CMRR	Common-Mode Rejection Ration
DNL	Differential Non-Linearity
DPS	Deska Plošných Spojů
ENOB	Effective Number Of Bits
FSR	Full Scale Ratio
I2C	Inter-Integrated Circuit
INL	Integral Non-Linearity
LSB	Least Significant Bit
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MSB	Most Significant Bit
SINAD	Signal to Noise and Distortion Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SOIC	Small Outline Integrated Circuit
SPI	Serial Peripheral Interface
SPS	Sample Per Second
THD	Total Harmonic Distortion

Symbole použité ve výrobních schématech se mohou lišit od symbolů uvedených v této diplomové práci z důvodu kolize se značením schematických značek.

# Seznam obrázků

1	Blokové schéma měřící kaskády . . . . .	1
2	Uvažované umístění nového indukčního průtokoměru . . . . .	3
3	Grafická interpretace vodiče pohybujícího se v magnetickém poli . . . . .	4
4	Ideální případ proudění - pístový profil . . . . .	6
5	Laminární proudění . . . . .	7
6	Turbulentní proudění . . . . .	8
7	Siločáry magnetického pole procházející měřicím potrubím . . . . .	9
8	Základní zobrazení modelu indukčního průtokoměru . . . . .	9
9	Model průtokoměru vytvořený v SolidWorks . . . . .	10
10	Popis součástí modelovaného zařízení . . . . .	11
11	Radiální řez modelovaného průtokoměru . . . . .	12
12	Axiální řez modelovaného průtokoměru . . . . .	12
13	Parametrická studie délky cívky . . . . .	14
14	Optimalizace úhlu obepnutí hadičky cívkou . . . . .	14
15	Optimalizace průřezu cívky . . . . .	15
16	Řez počítačovým modelem indukčního průtokoměru . . . . .	15
17	Rozložení potenciálu mezi elektrodami s magnetickým obvodem . . . . .	16
18	Pohled na optimalizovaný model magnetického obvodu průtokoměru v programu SolidWorks . . . . .	17
19	Pohled na model magnetického obvodu průtokoměru s hranatým pláštěm v programu SolidWorks . . . . .	18
20	Stejnoseměrný průběh buzení . . . . .	19
21	Průběh buzení duální frekvencí . . . . .	20
22	Průběh vyzářované úrovně elektrického pole . . . . .	22
23	Rozložení blízkého pole modulu buzení magnetického pole . . . . .	23
24	Fotografie modulu buzení magnetického pole . . . . .	23
25	Schéma řízení budicího obvodu . . . . .	24
26	Blokové schéma snímacího řetězce . . . . .	25
27	Parametry špičky indukovaného napětí . . . . .	27
28	Možnosti vyvedení signálu z elektrod . . . . .	27
29	Blokové schéma analogového předzpracování . . . . .	28
30	Schéma horní propusti . . . . .	29
31	Worst-case analýza horní propusti . . . . .	30

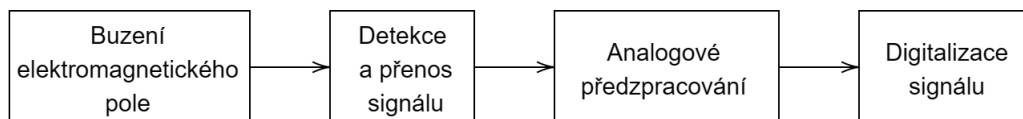
32	Schéma dolní propusti . . . . .	31
33	Worst-case analýza dolní propusti . . . . .	31
34	Schéma přístrojového zesilovače . . . . .	32
35	Vnitřní zapojení přístrojového zesilovače LT6370 [19] . . . . .	32
36	Závislost CMRR na frekvenci pro pouzdro S8E [19] . . . . .	33
37	Schéma koncového zesilovače . . . . .	34
38	Frekvenční charakteristika modulu analogového předzpracování . . . . .	36
39	Fotografie modulu analogového předzpracování . . . . .	36
40	Schéma analogového předzpracování . . . . .	37
41	Blokové schéma převodníku s postupnou aproximací . . . . .	39
42	Blokové schéma sigma-delta převodníku . . . . .	40
43	Chyby A/D převodíku . . . . .	41
44	Fotografie modulu analogově-digitální konverze . . . . .	44
45	Schéma zapojení externího A/D převodníku ADS8689 . . . . .	45
46	Absorbance měřených tekutin . . . . .	48
47	Principiální schéma optické detekce . . . . .	49
48	Vlnové délky testovaných LED . . . . .	50
49	Rozdíl napětí na rezistoru R32 mezi nápoji a sanitačními prostředky v závislosti na kombinaci LED - fototranzistor . . . . .	51
50	Fotografie modulu optické detekce . . . . .	52
51	Schéma zapojení modulu optické detekce . . . . .	53
52	Kompletní sestava modulů a vývojové desky indukčního průtokoměru . . . . .	55
A1	Kyvety s analyzovanými roztoky . . . . .	58
A2	Kádinky s analyzovanými roztoky . . . . .	58
A3	Konfigurace měřených modulů indukčního průtokoměru při EMC testování - zezadu	59
A4	Konfigurace měřených modulů indukčního průtokoměru při EMC testování - zepředu	59
A5	Indukční průtokoměr instalovaný ve výčepním zařízení . . . . .	60
A6	Detail na průtokoměr připojený k potravinářskému potrubí . . . . .	60

# Seznam tabulek

1	Mechanické parametry . . . . .	13
2	Naměřené hodnoty vodivosti a pH . . . . .	48
3	Specifikace testovaných fototranzistorů . . . . .	50

# 1 Úvod

Tato diplomová práce slouží jako podklad pro výzkumnou zprávu projektu Indukční průtokoměr pro sycené nápoje s označením CZ.01.1.02/0.0/0.0/21\_374/0027241 a proto se také podřizuje veškerým požadavkům tohoto projektu. Obecně je v této práci řešena část projektu realizující napájecí obvody induktoru budícího elektromagnetického pole, díky němuž se v protékaném médiu indukuje napětí. Toto napětí je pak třeba detekovat a přenést do modulu, ve kterém bude provedeno analogové předzpracování signálu spočívající v odstranění nepotřebných frekvencí a dále zesílení signálu na dostatečnou úroveň. Předzpracovaný napěťový signál je pak možné digitalizovat a tím tak předat data k dalšímu softwarovému zpracování v mikrokontroléru. Při digitalizaci signálu je nutné dbát na co možná nejnižší nepřesnost vzniklou vzorkováním a kvantováním signálu. Snahou je nesnižovat přesnost zařízení elektronickými obvody, která je v projektu stanovena na 0,5 až 1,5 %. Základní měřicí kaskádu lze popsat blokovým schématem na obrázku 1.



**Obrázek 1:** Blokové schéma měřicí kaskády

Základní měřicí kaskádu je třeba ještě doplnit o detekci protékaného média a to z důvodu možnosti realizace automatického přerušování měření průtoku v případě, že potrubím budou protékat například čisticí roztoky či voda. Různé sycené nápoje se mohou lišit mnoha svými parametry, mezi které může patřit například množství  $\text{CO}_2$ , pH, vodivost či absorpce různých vlnových délek záření.

V současné době se pro měření sycených nápojů používají mechanické principy, jako jsou kupříkladu lopátkové průtokoměry. Tato dosavadní měření jsou však dle společnosti LUKR CZ a.s. velmi snadno zmanipulovatelná a navíc jsou nepříznivá z hygienického hlediska, neboť obsahují velké množství různých komplikovaných tvarů a záhybů a při pravidelném čištění je tak obtížné z průtokoměru dobře odstranit usazené nečistoty. Indukční průtokoměr se jeví jako poměrně dobré řešení jak hrozby zmanipulovatelnosti měření, tak i snadné sanitace potrubí, protože už z principu je takovýto průtokoměr značně neinvazivní.

Umístění výsledného produktu projektu, kterým má být prototyp nového indukčního průtokoměru, je uvažováno pro malé průtoky v části soustavy potrubí před výčepním zařízením. Potrubí v těchto místech mohou mít různé průměry, vyvíjené zařízení je dimenzováno na potrubí s vnitřním průměrem 9,5 mm a vnější průměr 12,7 mm, na tyto rozměry musí být dimenzován především magnetický obvod, kterým bude potrubí o těchto rozměrech procházet. Příruby průtokoměru by však měly umožňovat připojení libovolného potrubí o různých průměrech.

Měření průtoku lze aktuálně provádět různými metodami. Ne všechny jsou však zcela vhodné

pro měření sycených nápojů jak z hlediska ovlivňování chemických vlastností nápojů, tak z hlediska nadměrného mechanického zásahu součástí průtokoměrých zařízení do měřicího potrubí. Současné metody měření průtoku mohou být například:

- ultrazvukový průtokoměr založený na Dopplerově jevu,
- Coriolisův průtokoměr založený na kmitání vlivem Coriolisovy síly,
- vortexový průtokoměr založený na principu von Kármánových vírů,
- turbínkové, lopatkové či jiné objemové průtokoměry a
- elektromagnetické indukční průtokoměry.

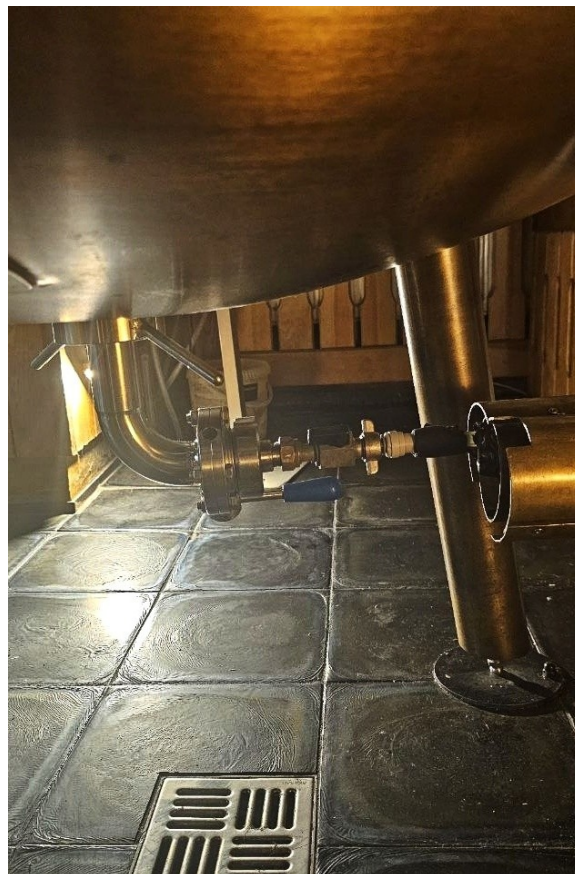
Ultrazvukové průtokoměry a jakákoliv optická zařízení určená k měření průtoku nejsou pro měření sycených nápojů vhodnou volbou. V těchto tekutinách se může objevovat pěna či dokonce bublinky, jejichž vlivem by docházelo k lomu světla a tím by bylo způsobeno snížení přesnosti. Při sanitačním čištění potrubí mohou průtokoměrem procházet jak čisticí kapaliny, tak také molitanová kulička, která se používá pro čištění usazených mechanických nečistot, z tohoto důvodu je velmi nevhodné použít lopatkové průtokoměry či jakákoliv jiná zařízení, která narušují homogenitu potrubí.

Jako nejvhodnější způsob pro měření průtoku sycených nápojů o malých průtocích se zdá být elektromagnetický indukční průtokoměr, který má minimální vliv na chemické vlastnosti měřených médií a umožňující snadnou sanitaci potrubního systému. Dle aktuálně citovaných zdrojů se však žádný z komerčně dostupných průtokoměrů nevyznačuje přenosem dat do nadřazeného systému přes ethernetové rozhraní spojeným s napájením po této sběrnici (Power over Ethernet). Dále se také většina dostupných průtokoměrů pohybuje mimo potřebný rozsah průtoku sycených nápojů v restauračních zařízeních, kde může být nově vyvíjený chytrý průtokoměr instalován. Využití nového inovativního průtokoměru napomůže restauračním zařízením i jejich dodavatelům snáze rozvrhnout distribuci zásobování, neboť s instalovaným chytrým průtokoměrem bude možné informaci o aktuálním množství nápoje v nádobě sdílet na cloudovém úložišti. [1] [2] [3]

Uvažované umístění nového indukčního průtokoměru pro sycené nápoje je v místě výstupního potrubí tankové nádoby, které je uvedeno na obrázku 2b. Fotografie tankové nádoby na obrázku 2 byla pořízena v Restauraci Švejk "U Pětatřicátníků" v Plzni. Aplikace průtokoměru v těchto místech není příliš invazivní a umožňuje tak snadné nasazení i v tankových nádobách, které jsou již v restauračních zařízeních instalovány.



(a) tanková nádoba



(b) výstupní potrubí tanku

**Obrázek 2:** Uvažované umístění nového indukčního průtokoměru



## 2 Princip indukčního průtokoměru

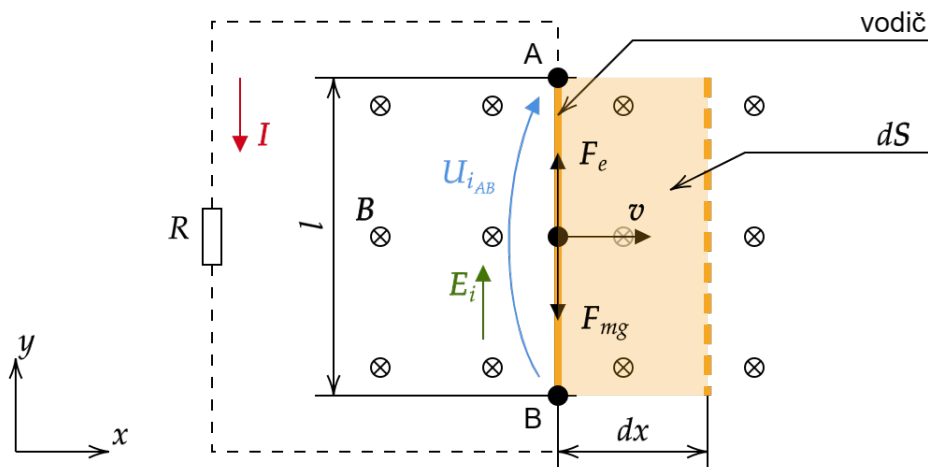
Princip indukčního průtokoměru je možné objasnit dvěma teoretickými pohledy. Prvním z nich je Faradayův indukční zákon, ve kterém je definováno indukované napětí na základě pohybujícího se vodiče v magnetickém poli. Druhým pohledem je vysvětlení na základě Lorenzova zákona, jenž popisuje sílu vyvolanou magnetickým polem, která způsobuje vychýlení pohybujícího se náboje. Oba z uvedených přístupů však vedou ke stejnému závěru. [4] [5]

### 2.1 Indukční průtokoměr z pohledu Faradayova indukčního zákona

Michael Faraday, který v roce 1831 objevil elektromagnetickou indukci, zároveň dokázal, že elektrina a magnetismus jsou dva projevy totožného jevu, jenž nese název elektromagnetismus. [6] Experimentálně ověřil, že elektrický proud procházející vodičem vyvolává magnetické pole a naopak. Na obrázku 3 je znázorněn vodič pohybující se rychlostí  $\mathbf{v}$  v homogenním magnetickém poli o indukci  $\mathbf{B}$ . Pokud je Lorentzova síla  $\mathbf{F}_L$  definována vztahem

$$\mathbf{F}_L = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) = q\mathbf{E} + q(\mathbf{v} \times \mathbf{B}) = \mathbf{F}_e + \mathbf{F}_{mg}$$

jako součet magnetické a elektrické složky, pak lze pro vodič pohybující se v magnetickém poli uvažovat tyto složky působící protichůdně. Toto tvrzení však platí pouze pro idealizovaný případ, kdy vodič, kterým je reprezentováno měřené médium, musí být kolmo na působící magnetické pole a analyzovaný prostor musí být kvádrový, jinak by docházelo k zakřivení siločar magnetického pole.



Obrázek 3: Grafická interpretace vodiče pohybujícího se v magnetickém poli

Magnetické pole působením magnetické složky síly  $\mathbf{F}_{mg}$  způsobí vychýlování elektronů od jed-

noho konce ke druhému konci vodiče o délce  $l$ . Tímto přemístěním nosičů vznikne ve vodiči elektrostatické pole o intenzitě  $\mathbf{E}$ .

Lokální magnetickou složku síly působící na vodič lze zapsat takto

$$\mathbf{F}_{\text{mg}} = q(\mathbf{v} \times \mathbf{B}),$$

a protože síla  $\mathbf{F}_{\text{mg}}$  je rovna intenzitě elektrického pole  $\mathbf{E}_i$  vynásobené elementárním nábojem  $q$ , je možné z předchozího vztahu určit intenzitu elektrického pole vyvolanou v opačném směru vůči síle, která ho vyvolala následovně

$$\mathbf{E}_i = -(\mathbf{v} \times \mathbf{B}).$$

Indukované napětí mezi konci vodiče pak lze podle druhé Maxwellovy rovnice určit integrálem intenzity elektrického pole.

$$U_{iAB} = - \int_A^B \mathbf{E}_i \cdot d\mathbf{l} = -B_y \cdot l \cdot v_x$$

Takto lze definovat složku indukovaného napětí, která je vyvolána pohybem média v měřicím potrubí. Vliv na celkové indukované napětí uvedené ve vztahu (1) měřené elektrodami má však ještě další složka indukovaného napětí, která je vyvolána změnou magnetického toku v čase.

$$U_i = - \left( \frac{d\phi}{dt} + B_y \cdot l \cdot v_x \right) \quad (1)$$

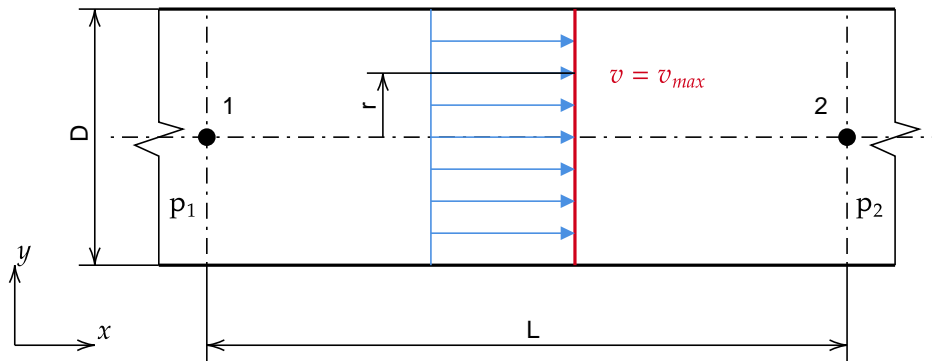
Složka indukovaného napětí vyvolaná změnou magnetického toku v čase má negativní vliv na časový průběh indukovaného napětí. K výrazné změně magnetického toku v magnetickém obvodu indukčního průtokoměru totiž dochází při nárůstu budicího proudu induktorem budicí elektromagnetické pole. Strmost budicího proudu induktorem by měla být co možná nejvyšší z důvodu omezení ztrát na spínacích prvcích. Nicméně tento fakt není v souladu s omezením strmosti v souvislosti s omezením špičky, která bude vznikat v průběhu indukovaného napětí vlivem strmého nárůstu budicího proudu a tím i strmou změnou magnetického toku. V průběhu měření indukovaného napětí na elektrodách se úroveň této složky ukázala jako výrazně převyšující složku indukovanou vlivem pohybu média v elektromagnetickém poli.

## 2.2 Reálný indukční průtokoměr

Doposud byly uvažovány idealizované parametry, elektromagnetické pole bylo předpokládáno homogenní, tedy pro elektromagnetickou indukci platilo, že  $\mathbf{B} = \text{konst.}$  Stejně tak vodič o délce  $l$  (respektive médium) byl přímý a rychlost proudění média  $\mathbf{v}$  byla konstantní. V reálném průtokoměru je však nutné zohlednit reálné podmínky, ve kterých zařízení pracuje. Pro zjednodušení nadcházejících vztahů bude uvažován pouze obdélníkový řez potrubím.

## 2.2.1 Proudění kapalného média

Rychlost pohybujícího se média (respektive vodiče pohybujícího se v magnetickém poli dle obrázku 3) byla prozatím v teoretických rozborech předpokládána po celé délce  $l$  konstantní. Rychlostní profil proudícího média tedy bylo možné uvažovat ideální pístový, tak jak je zobrazeno na obrázku 4.



Obrázek 4: Ideální případ proudění - pístový profil

Částice reálného kapalného média však vlivem tečného napětí s ubývající vzdáleností od stěny potrubí zpomalují. V těsné blízkosti stěny částice dokonce úplně zastaví a začnou ulpívat na stěně [7]. Z toho důvodu se ustálené proudění v trubici vyskytuje s určitým rychlostním profilem pro laminární proudění a jiným rychlostním profilem pro proudění turbulentní.

## Reynoldsovo číslo

Reynoldsovým číslem je možné určit hranici mezi laminárním, přechodovým a turbulentním prouděním. Tato bezrozměrná veličina určuje proudění vazké tekutiny reprezentované poměrem setrvačné a třecí síly a je možné ho dle [7] vyjádřit jako

$$Re = \frac{d_h \cdot v_s}{\nu},$$

kde  $v_s$  je střední rychlost, kterou je možno určit z průtoku kapaliny potrubím,  $\nu$  je kinematická viskozita a  $d_h$  je hydraulický průměr, který je definován jako poměr mezi čtyřnásobkem průřezu potrubí  $S_c$  a omočeným obvodem<sup>1</sup> potrubí  $O$ .

$$d_h = \frac{4 \cdot S_c}{O}.$$

Je-li uvažováno potrubí kruhového průřezu o průměru  $d$ , pak hydraulický průměr  $d_h$  určíme dle [7] vztahem

<sup>1</sup>Omočený obvod potrubí je součet všech stěn, které jsou v přímém kontaktu s kapalinou. [7]

$$d_h = \frac{4 \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4}}{\pi \cdot d} = d. \quad (2)$$

Ze vztahu (2) je tedy zřejmé, že pokud je potrubí o kruhovém průřezu, pak jeho hydraulický průměr odpovídá přesně průměru potrubí, což tedy znamená, že celé potrubí je ze své vnitřní strany kapalným médiem smáčeno.

## Laminární proudění

Pro laminární proudění platí, že má parabolický rychlostní profil, viz obrázek 5, a nastává v případě, kdy hodnota Reynoldsova čísla nepřesáhne více než 2320. Proudí-li médium potrubím kruhového průřezu, pak proudnice o nejvyšší rychlosti  $v_{\max}$  prochází osou symetrie, její hodnota pak odpovídá dvojnásobku střední rychlosti  $v_s$ , která byla určena z průtoku, viz [7]

$$v_{\max} = 2 \cdot v_s.$$

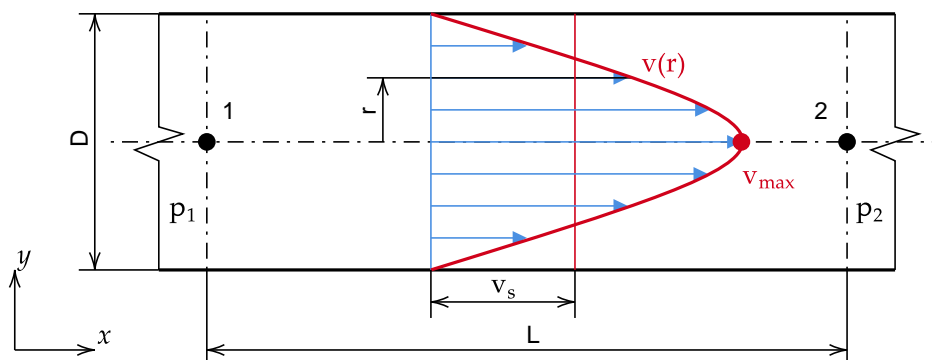
Velikost největší proudnice pak lze dle [8] vyjádřit jako

$$v_{\max} = \frac{\Delta p}{16\nu L} D^2.$$

Parabolický rychlostní profil je pak definován jako

$$v = \frac{\Delta p}{16\nu L} (D^2 - d^2),$$

kde  $\Delta p = p_1 - p_2$  je ztráta tlaku, ke které dochází pouze v případě, že dojde ke změně proudění,  $L$  je délka úseku, kde vlivem smykového tření dochází ke ztrátě tlaku,  $D$  je vnitřní průměr trubice,  $d = 2 \cdot r$  je aktuální průměr a  $\nu$  je dynamická viskozita. [8]



Obrázek 5: Laminární proudění

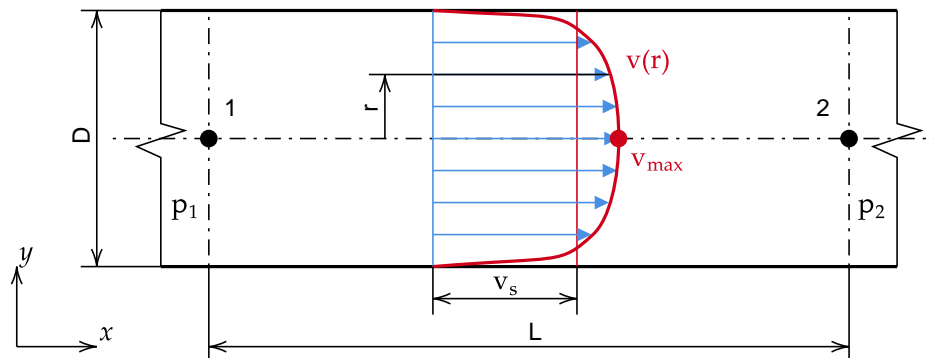
## Turbulentní proudění

Turbulentní proudění na rozdíl od proudění laminárního má rychlostní profil poněkud více zploštělý (patrné na obrázku 6) a vzniká tehdy, je-li hodnota Reynoldsova čísla alespoň 4000. Čím

vyšší je hodnota čísla  $Re$ , tím více klesá poměrná hodnota maximální rychlosti  $v_{\max}$  vůči rychlosti střední  $v_s$  [7].

Vztahy pro určení rychlostního profilu turbulentního proudění už jsou poněkud komplikovanější. Střední hodnota rychlosti proudění se dle [8] určí jako

$$v_s \cong \frac{v_{\max}}{1,24}.$$



Obrázek 6: Turbulentní proudění

### Stabilizační délka potrubí

Dojde-li k narušení ustáleného proudu kapaliny v potrubí, což může způsobit například čerpadlo nebo ohyb, pak je zapotřebí určit délku potrubí  $L_p$ , po jejímž překonání se proudění kapalného média opět stabilizuje. U laminárního proudění je tato délka vyjádřena následovně

$$L_p = 0,05 \cdot Re \cdot D.$$

Pro turbulentní proudění je pak platný vztah dle [8]

$$L_p = 1,359 \cdot \sqrt[4]{Re} \cdot D.$$

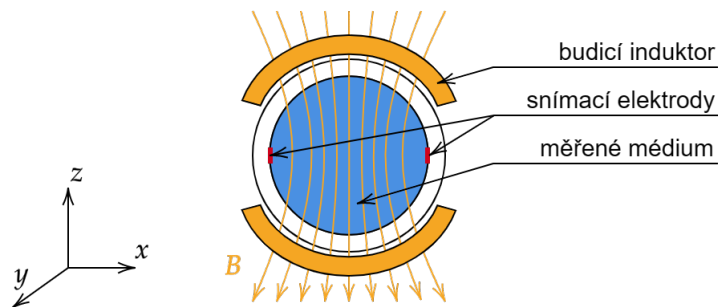
Pokud tedy platí, že médium protékající měřicím potrubím nemá pístový rychlostní profil, bude tedy odpovídat buď proudění laminárnímu či turbulentnímu, pak je zapotřebí původní vztah (1) pro určení indukovaného napětí upravit tak, aby v nich tento rychlostní profil byl zahrnut.

$$U_{iAB} = \int_A^B (\mathbf{v}(r) \times \mathbf{B}) dl \quad (3)$$

### 2.2.2 Magnetické pole vyvolané reálným budícím induktorem

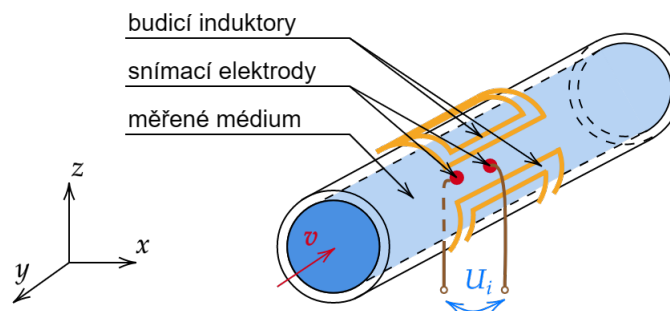
Dalším parametrem, který byl uvažován zjednodušeně, je elektromagnetická indukce  $\mathbf{B}$ . Magnetické pole, jímž prochází tekoucí médium, je totiž vyvolané reálným induktorem a ten není

schopen vyvolat homogenní magnetické pole. Siločáry magnetického pole lze díky sedlovému tvaru budících induktorů zjednodušeně uvažovat dle následujícího obrázku 7.



**Obrázek 7:** Siločáry magnetického pole procházející měřicím potrubím

Magnetické pole je vyvoláno dvojicí cívek v sérii, které jsou pro potřeby modelování protékány prozatím odhadnutým proudem v rozsahu 0,2 až 1 A. Kolmo na osu, ve které se nacházejí cívky, jsou pak umístěny elektrody, na kterých se indukuje napětí. Konfigurační uspořádání zařízení, jež bude podrobeno analýze počítačovým modelováním, je znázorněno na obrázku 8.



**Obrázek 8:** Základní zobrazení modelu indukčního průtokoměru

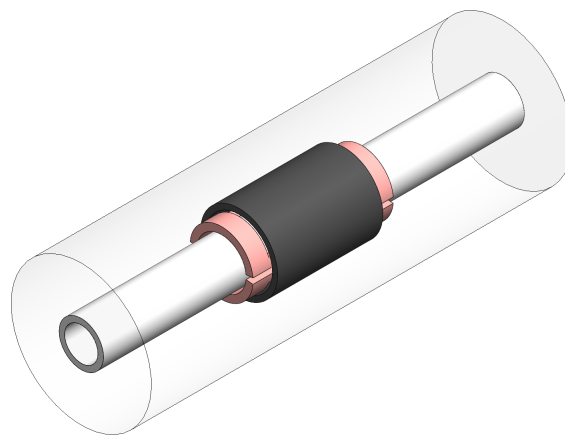
Obecně je určení elektromagnetické indukce vyvolané budícími induktory velmi komplikovanou záležitostí. Je však zřejmé, že  $\mathbf{B} \neq \text{konst.}$  v celém měřeném úseku, magnetické pole tedy nebude homogenní, a v tom případě indukované napětí již nebude odpovídat vztahu (1). Jelikož je magnetická indukce  $\mathbf{B}$  závislá na poloze v inkriminovaném prostoru, je dále proces maximalizace indukovaného napětí řešen počítačovou simulací v programu COMSOL Multiphysics. Tato simulace je dále popsána v následující kapitole 3.

## 3 Buzení magnetického pole

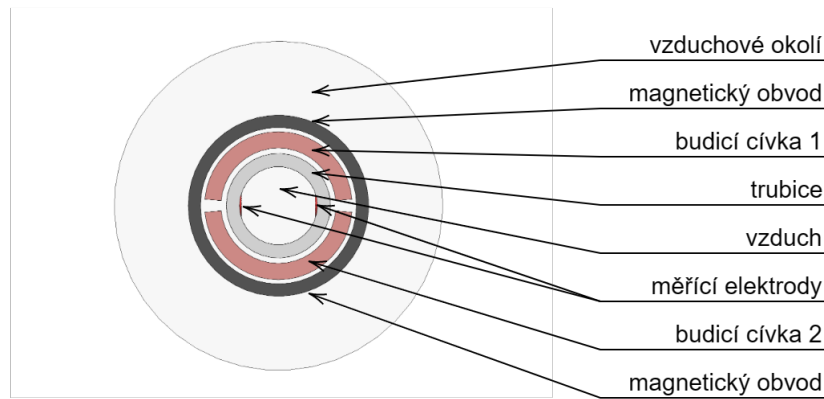
### 3.1 Model průtokoměru

Pro následné zpracování signálu vycházejícího z elektrod je výhodné, aby indukované napětí dosahovalo co možná nejvyšších hodnot. V případě velmi malých hodnot napětí dochází k nízkému odstupu signálu od šumu a indukované napětí úměrné rychlosti proudění kapaliny bude velmi zkreslené. Protože je ale výsledné zařízení určeno pro měření nápojů, je důležité, aby nedocházelo k jejich degradaci vlivem potenciálu mezi elektrodami. Napětí je tedy možné zvyšovat pouze do určité meze. Ta se ale při současných hodnotách buzení dle chemických měření provedených v rámci řešeného projektu nachází daleko od hodnot napětí, kterého lze dosáhnout na elektrodách průtokoměru. Mimo měření průtoku bude také zařízení obsahovat senzorku vhodnou pro snímání druhu média, kterým je průtokoměr protékán. Z různých možností bylo vybráno snímání optikou, kde je využíváno vlastnosti média pohlcovat různou vlnovou délku. Umístěný optický senzor bude mít minimální vliv na funkčnost průtokoměru a bude zanedbatelně ovlivňovat indukované napětí na elektrodách.

Pro přehlednost byl modelovaný tvar průtokoměru se všemi komponenty znázorněn pomocí 3D modelovacího nástroje SolidWorks na obrázku 9. Na obrázku 10 jsou popsány barevně rozlišené součásti celého zařízení.



**Obrázek 9:** Model průtokoměru vytvořený v SolidWorks



**Obrázek 10:** Popis součástí modelovaného zařízení

V obrázcích je také zahrnut magnetický obvod v podobě železného kroužku, i zde je prostor pro optimalizaci. V této práci byl pouze umístěn magnetický obvod o daných rozměrech do optimalizovaných rozměrů induktorů. Optimalizace rozměrů a tvaru magnetického obvodu spadala do náplně práce dalších členů týmu, proto budou v této práci zobrazeny pouze dosažené výsledky.

### Materiály domén

- vzduchové okolí, hadička - vzduch
  - relativní permeabilita  $\mu_r = 1$
  - elektrická vodivost  $\gamma = 0 \text{ S/m}$
  - relativní permitivita  $\varepsilon_r = 1$
- magnetický obvod - železo
  - relativní permeabilita  $\mu_r = 4000$
  - elektrická vodivost  $\gamma = 1,12 \cdot 10^7 \text{ S/m}$
  - relativní permitivita  $\varepsilon_r = 1$
- cívky - měď
  - relativní permeabilita  $\mu_r = 1$
  - elektrická vodivost  $\gamma = 5,998 \cdot 10^7 \text{ S/m}$
  - relativní permitivita  $\varepsilon_r = 1$

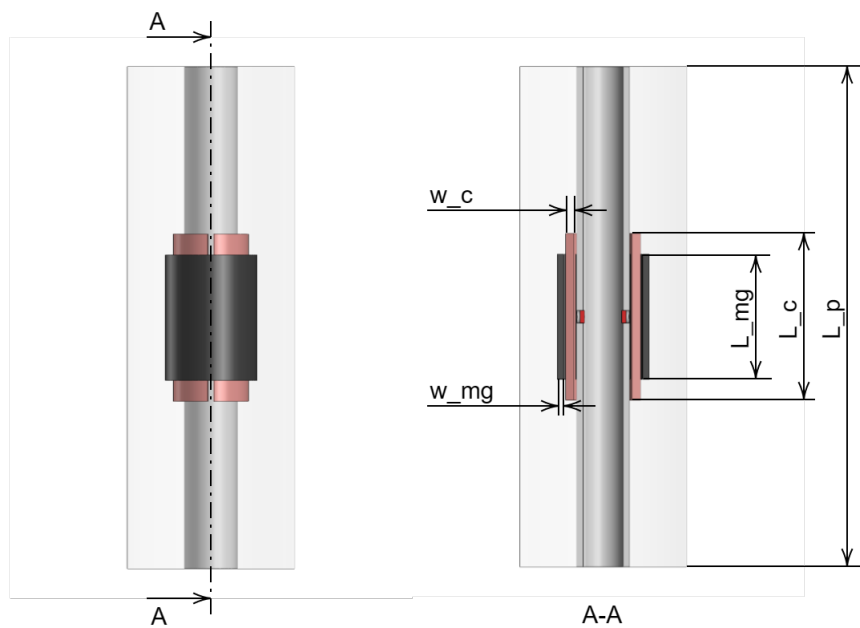
### Požadované výstupy

Jak bylo zmíněno, pro následné zpracování je požadována co možná nejvyšší hodnota indukovaného napětí. Toho lze dosáhnout vhodným a optimálním buzením, které je zde tvořeno dvojicí induktorů v sérii. Lze tedy měnit a pozorovat:

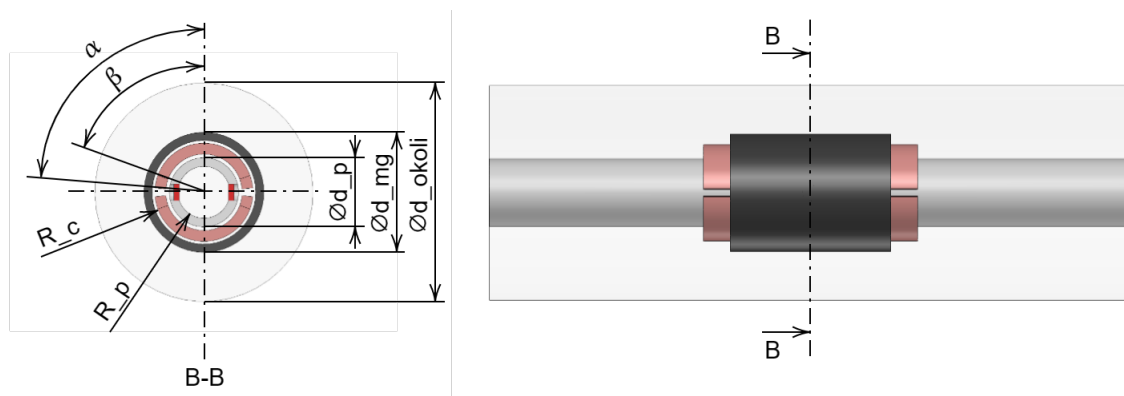


- délku cívek  $L_c$
- úhel obepnutí hadičky cívkou
- průřez vinutí cívky
- vliv magnetického obvodu

Veškeré mechanické parametry analyzovaného zařízení jsou uvedeny v tabulce 1 a znázorněny na obrázcích 11 a 12.



Obrázek 11: Radiální řez modelovaného průtokoměru



Obrázek 12: Axiální řez modelovaného průtokoměru

**Tabulka 1:** Mechanické parametry

parametr	hodnota	poznámka
$\alpha$	analyzováno	úhel obepnutí vnější strany cívky
$\beta$	analyzováno	úhel obepnutí vnitřní strany cívky
$R\_c$	9,35 mm	poloměr vnější strany cívky
$L\_c$	analyzováno	délka cívky
$w\_c$	2 mm	šířka vinutého svazku cívky
$R\_p$	4,75 mm	vnitřní poloměr hadičky
$d\_p$	12,7 mm	vnější průměr hadičky
$L\_p$	120 mm	délka hadičky
$d\_mg$	24,7 mm	vnější průměr magnetického obvodu
$L\_mg$	30 mm	délka magnetického obvodu
$d\_okolí$	analyzováno	průměr vzduchového okolí

### 3.1.1 Matematický model

Pro určení matematického modelu lze vycházet z obecné rovnice nestacionárního magnetického pole.

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} (\operatorname{rot} \mathbf{A} - \mathbf{B}_r) - \gamma \mathbf{v} \times \operatorname{rot} \mathbf{A} + \gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \mathbf{J}_{\text{ext}} \quad (4)$$

Jelikož je v tomto konkrétním případě buzení tvořeno dvojicí induktorů a zařízení neobsahuje žádné magnety, lze tedy při zanedbání mizivých remanentních indukcí ostatních použitých materiálů určit, že pro všechny domény platí

$$\mathbf{B}_r = 0 \text{ T.}$$

Okrajová podmínka pro magnetický vektorový potenciál na kraji vzduchového okolí je

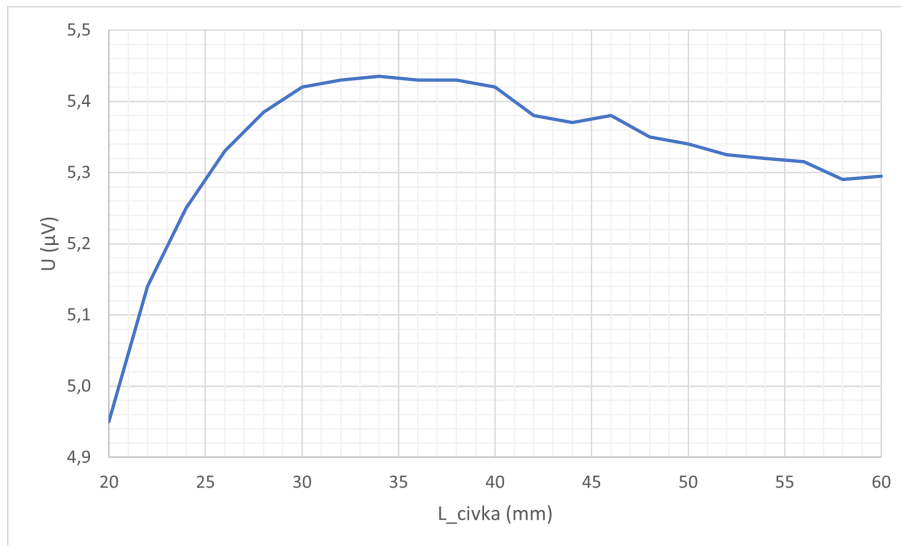
$$\mathbf{A} = 0.$$

### 3.1.2 Výstupy modelu

Výstupem modelu jsou vhodná doporučení pro výrobu magnetického obvodu i se zdrojem buzení, jenž je tvořen budícím induktorem. Zajímavým parametrem je délka budícího induktoru, která by měla být optimalizována tak, aby nedocházelo ke zbytečným tepelným ztrátám, nicméně musí umožňovat indukování co možná nejvyššího indukovaného napětí. Dalším zajímavým parametrem se zdá být úhel obepnutí měřicí trubice induktorem  $\alpha$  a dále úhel  $\beta$ , který vyjadřuje průřez budícího induktoru.

## Optimalizace délky cívky

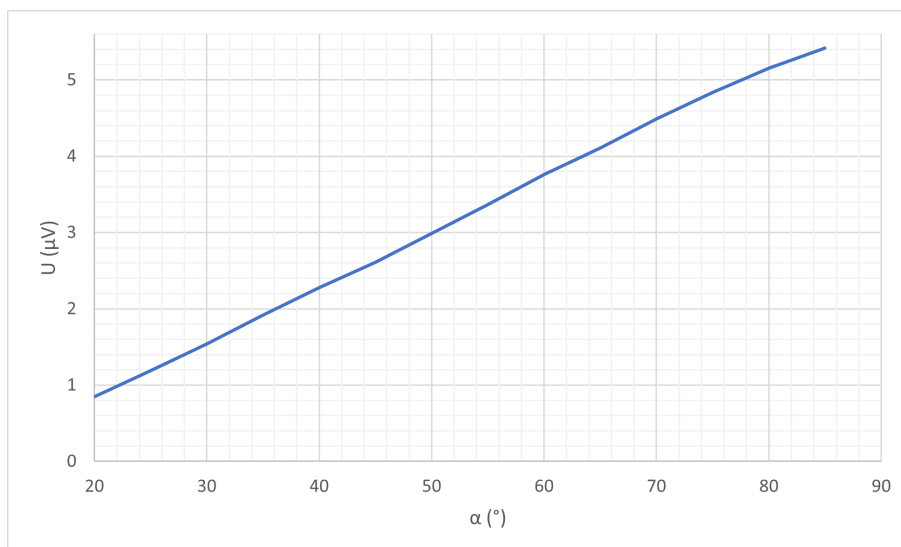
Hrubá parametrická studie byla provedena pro rozsah délek 20 až 60 mm a její výsledek je zobrazen na obrázku 13. Z této studie vyplývá, že nejvyššího potenciálu mezi elektrodami je možné dosáhnout při délce cívky okolo 35 mm.



Obrázek 13: Parametrická studie délky cívky

### 3.1.3 Optimalizace úhlu obepnutí hadičky cívkou

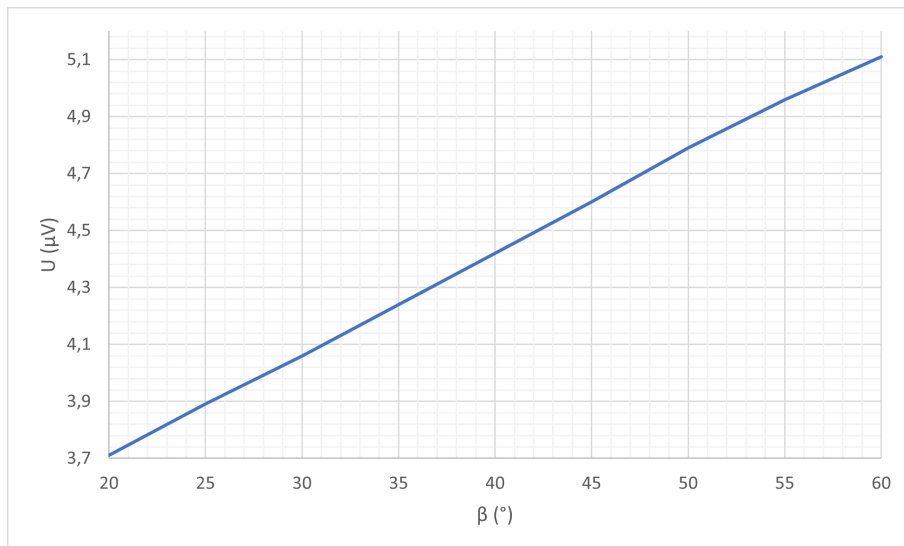
V tomto případě byla provedena parametrická analýza pro parametr  $\alpha$  a to v rozsahu 45 až 85°. Z grafického vyjádření získaných hodnot na obrázku 14 vyplývá, že nárůst indukovaného napětí je s nárůstem úhlu obepnutí  $\alpha$  téměř lineární. Proto tedy platí, že čím větší je úhel obepnutí, tím vyšší je indukované napětí na elektrodách.



Obrázek 14: Optimalizace úhlu obepnutí hadičky cívkou

### 3.1.4 Optimalizace průřezu vinutí cívky

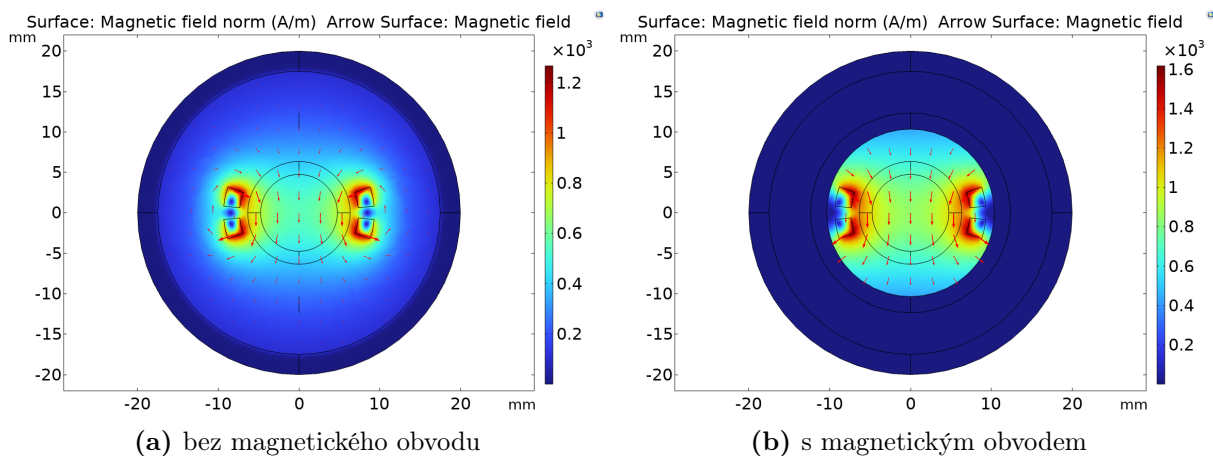
Změnou průřezu vinutí je v podstatě myšlena hustota závitů v navinutém induktoru. Opět byla provedena parametrická analýza tentokrát na úhel  $\beta$  a to v rozsahu 60 až 80° a opět lze z naměřených a do grafu vnesených hodnot tvrdit, že výsledná závislost je téměř lineární.



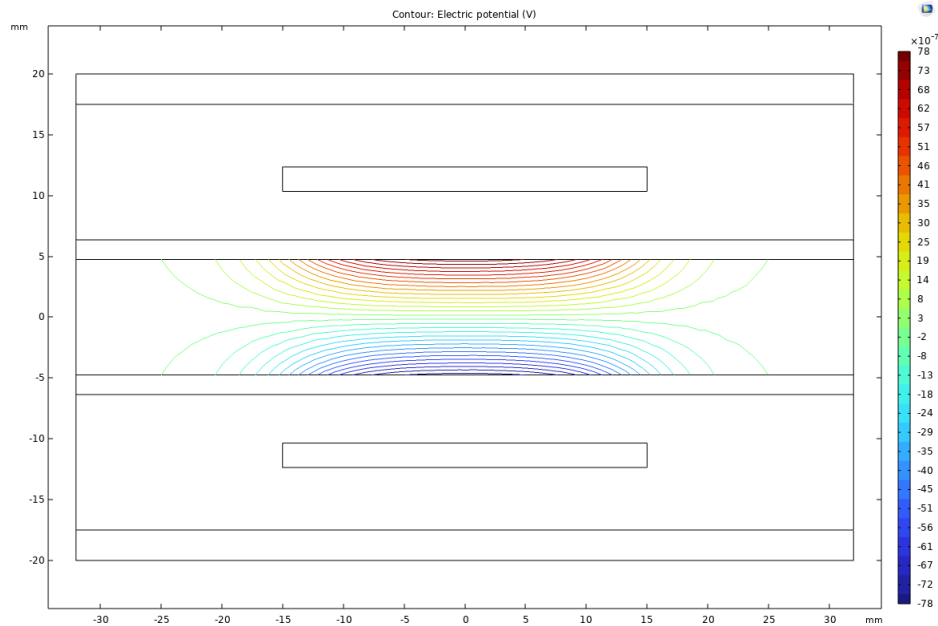
Obrázek 15: Optimalizace průřezu cívky

### 3.1.5 Vliv magnetického obvodu

Obrázek 16a, znázorňující řez počítačovým modelem indukčního průtokoměru bez magnetického obvodu a obrázek 16 zahrnující magnetický obvod, jasně dokazuje zásadní vliv přítomnosti magnetického obvodu na intenzitu magnetického pole uvnitř měřícího potrubí. Rozložení potenciálu mezi elektrodami v rovinném řezu provedeném v ose snímacích elektrod podél měřící trubice.



Obrázek 16: Řez počítačovým modelem indukčního průtokoměru



Obrázek 17: Rozložení potenciálu mezi elektrodami s magnetickým obvodem

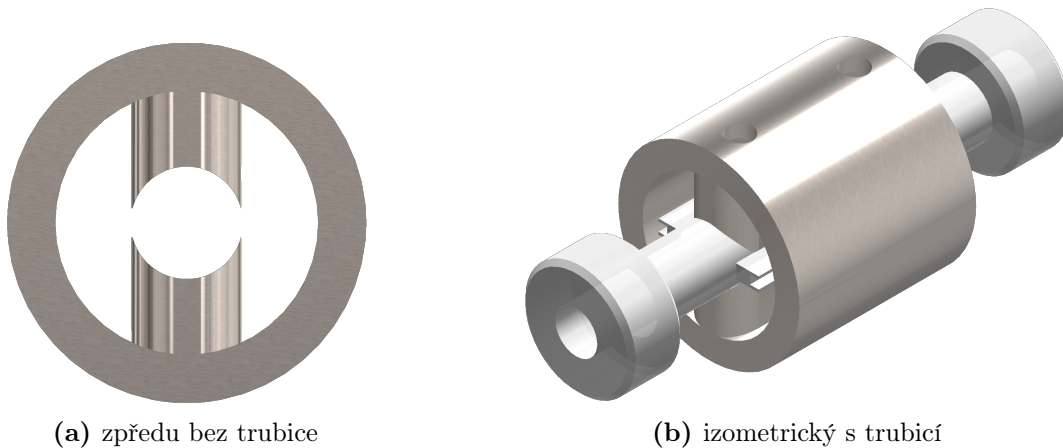
### 3.2 Výsledná podoba magnetického obvodu

Konstrukce průtokoměru analyzovaná v kapitole 3.1 má ještě prostor ke zlepšení vlastností magnetického obvodu. Cílem je navržení takového magnetického obvodu, který přizpůsobí magnetické pole tak, aby v měřeném místě byla co možná nejvyšší elektromagnetická indukce  $\mathbf{B}$ , na které je závislá velikost indukovaného napětí. Další úpravou a optimalizací magnetického obvodu se zabývali kolegové Ing. Ondřej Sodomka a Ing. Iveta Petrášová, Ph.D., kteří se podíleli na řešení projektu. Z jejich práce pak byla vyvinuta výsledná podoba magnetického obvodu. Tyto úpravy nemají zásadní vliv na výslednou velikost indukovaného napětí, neboť nejvyšší změny vykazovalo indukované napětí při optimalizacích popsanych v předchozí kapitole. Zásady pro vytvoření co možná nejlepšího magnetického obvodu plynoucí z dalších optimalizací jsou následovné.

- Pólové nástavce by měly být konstruovány tak, aby byly co možná nejširší. Zároveň ale v souvislosti s následujícím bodem nesmí dojít k takové šířce nástavců, aby se mezeru mezi nástavci nezmenšila natolik, aby se dotýkaly. V takovém případě by magnetický tok byl sveden mimo požadovanou oblast, tedy okolo hadičky mimo měřené médium.
- Ke vnějšímu plášti byly ještě přidány pólové nástavce, které napomáhají k lepšímu svodu magnetického toku do požadovaného měřícího místa. Se zvyšující se mezerou mezi pólovými nástavci lineárně klesá indukované napětí, proto je vhodné konstruovat mezeru co nejmenší. Toto je obdobou optimalizace úhlu obepnutí hadičky cívkou, která byla provedena v kapitole 3.1.3.
- Tloušťka vnějšího pláště musí být volena tak, aby nedošlo k jeho přesycení a zároveň by plášť neměl být zbytečně tlustý, aby nebylo plýtváno materiálem. Jako optimální se jeví tloušťka 5 mm.

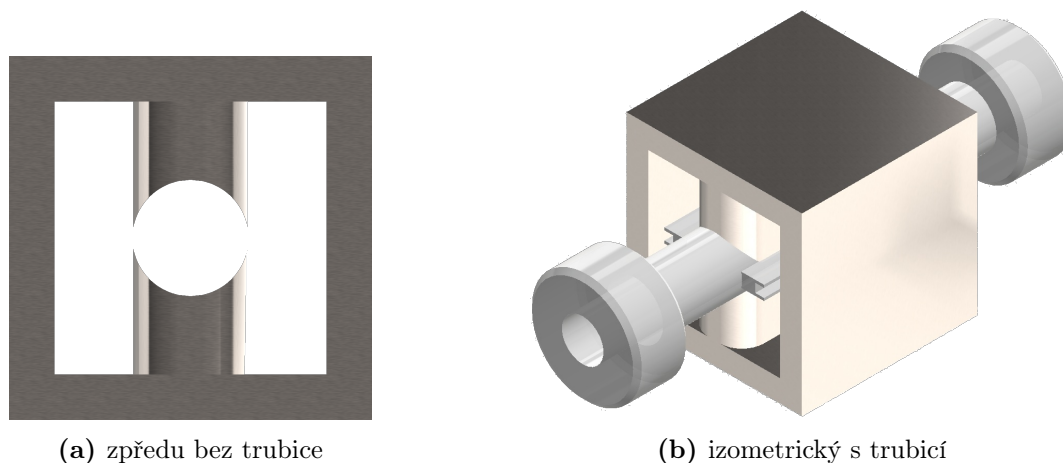
- Vnější plášť magnetického obvodu je dobré umístit co možná nejbližší k budicímu induktoru. Mezera mezi pláštěm a induktorem tedy musí být co nejmenší.
- Zkosení špiček pólových nastavců není vhodné provádět, indukované napětí se tak snižuje hyperbolicky.
- Průřez budicího induktoru by měl být co největší, zvyšuje se tak budicí magnetický tok, čímž dojde k růstu indukce a v konečné fázi také ke zvyšování potenciálu mezi měřicími elektrodami.

Z výstupních hodnot modelování těchto zmíněných bodů vyplývá, že z dalších úprav magnetického obvodu má největší vliv šířka pólových nastavců. Průtokoměr odpovídající optimalizací by tedy mohl vypadat tak, jak je vyobrazen na obrázku 18.



**Obrázek 18:** Pohled na optimalizovaný model magnetického obvodu průtokoměru v programu SolidWorks

Tento model průtokoměru s kulatým pláštěm má sice docela optimální tvar z hlediska siločar magnetického pole, nicméně značně zmenšuje prostor pro velikost induktoru umístěného na pólových nastavcích. Aby bylo vyhověno poslednímu bodu z doporučení vyplývajících z optimalizací - tedy bodu o co možná největším průřezu budicího induktoru, byl navržen ještě model magnetického obvodu průtokoměru s hranatým pláštěm. Ten umožňuje umístění většího induktoru. Čím větší je průřez budicího induktoru, tím vyšší je indukované napětí na elektrodách. Proto v případě, kdy toto napětí bude příliš nízké, je vhodné použít hranatý magnetický obvod namísto kulatého. Je ale třeba brát v úvahu, že výroba hranatého magnetického obvodu je poněkud náročnější, než výroba kulatého pláště.



**Obrázek 19:** Pohled na model magnetického obvodu průtokoměru s hranatým pláštěm v programu SolidWorks

### 3.3 Napájecí obvody buzení magnetického pole

V nejjednodušším možném případě průběhu budicího proudu by napájení magnetického obvodu bylo poměrně triviální. Pro provoz zařízení by tak bohatě postačoval pouhý spínač. V následujících kapitolách bude popsán moderní způsob řešení buzení indukčních průtokoměrů, který z velmi dobrých důvodů komplikuje průběh budicího proudu a tím pádem se výrazně problematizují spínací obvody a s nimi spojené spínací prvky.

#### 3.3.1 Průběh budicího proudu

Dle uvedených zdrojů se pro buzení magnetického proudu používá různých průběhů budicího proudu, což má své výhody i nevýhody. Nicméně ne všechny časové průběhy budicího proudu jsou vhodné pro aplikaci v indukčním průtokoměru pro sycené nápoje.

##### Konstantní buzení

Zmíněným nejjednodušším případem je konstantní průběh budicího proudu. Toto buzení se používá od roku 1832 a je stále vhodné pro měření průtoku kovů. Mezi zásadní nevýhody patří výrazná trvalá spotřeba energie, ale především fakt, že by mohla nastat polarizace kovových elektrod. V případě trvalé polarizace elektrod by mohlo docházet k elektrolyze média při povrchu elektrod. [9]

##### Střídavé buzení

Tento typ buzení používaný od roku 1920 přináší oproti předchozímu průběhu výrazné posunutí vpřed s ohledem na polarizaci elektrod, která zde takřka vymizí. Tento fakt představuje obrovskou

výhodu takto provedeného sinusového průběhu buzení. Další výhodou pro použití tohoto průběhu je, možnost využití síťové frekvence k měření, tudíž není třeba žádné složité řízení budicího proudu, postačí obyčejný transformátor. [9] [10]

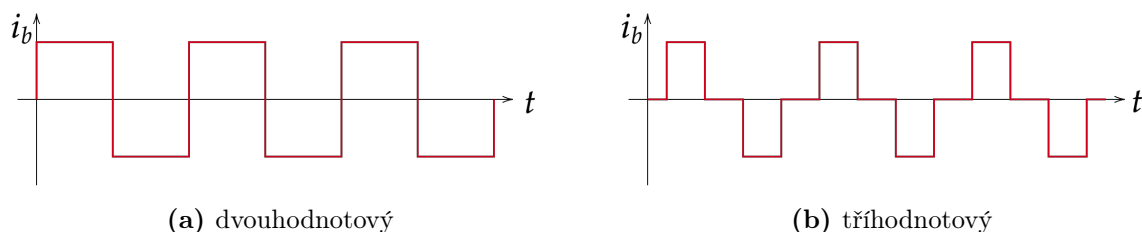
Toto buzení má ale samozřejmě své nevýhody, je-li totiž budicí induktor přes transformátor připojen na síť, pak se také do buzení bude propisovat kolísání napětí a také rušení ze sítě. Dále je poměrně nevýhodné napájet buzení střídavým proudem, je-li k dispozici napájení například z baterie, pak dochází ke zvýšení složitosti řídicích obvodů. Také u takto buzených průtokoměrů dochází k driftu nulového bodu, proto je nutné tato zařízení často kalibrovat. [9] [10]

## Pulzní buzení

Stejnosemné pulzní buzení o nízké frekvenci se v průtokoměrech začalo objevovat po roce 1975 a to v násobcích  $1/16$  až  $1/2$  síťového kmitočtu. [10]

Aby se předešlo šíření rušení do dalších částí měřících obvodů, volí se spínací frekvence poměrně nízké a to tak, aby nedocházelo k příliš velkým rušivým indukovaným napětím. Při nízkých frekvencích se ale opět začíná objevovat problém s polarizací elektrod. Nejen tento fakt, ale i problém s nestabilitou nulového bodu, vede k využití spíše tříhodnotového bipolárního spínání, než dvouhodnotového spínání - obrázek 20a. To má ve svém průběhu úsek nulového proudu budicími induktory, průběh je znázorněn na obrázku 20b. Právě úsek nulového proudu výrazně pomáhá při kalibraci nulového bodu. Znatelnou výhodou tříhodnotového průběhu přináší spotřeba energie, která se tímto oproti konstantnímu stejnosměrnému či střídavému buzení výrazně snižuje a to až o 75 %. [9]

V kapitole 5.1.1 jsou popsány zdroje šumu, které se v průtokoměru mohou vyskytovat. Mezi jinými je také zmíněn náhodný nízkofrekvenční šum typu  $1/f$ , jenž jak již z označení tohoto šumu vyplývá má typický průběh šumového napětí  $u_n$  nepřímé úměry, proto jsou jeho hodnoty výrazně vyšší právě při nižších frekvencích. Z toho plyne, že průtokoměrný systém buzený nízkofrekvenčním pulzním proudem bude náchylnější na rušení. [10]



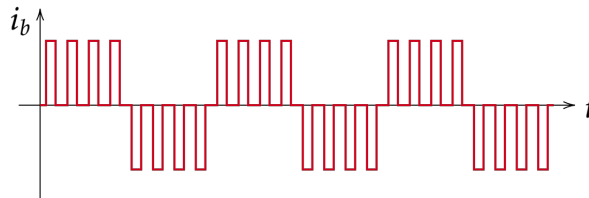
Obrázek 20: Stejnosemné průběhy buzení

## Buzení duální frekvencí

Prozatím nejvhodnějším typem buzení je průběh budicího proudu se dvěma frekvencemi, které jsou superponovány na sebe. V anglické literatuře se toto buzení uvádí jako *dual-frequency exci-*



*tation.* Tento systém buzení začalo prosazovat mnoho firem (ABB, Toshiba, Yokogawa,...) s různými hodnotami superponovaných frekvencí, vždy se však jedná o nízkou frekvenci v řádech jednotek Hz a vyšší frekvenci v řádech desítek Hz. V případě vyšší koncentrace znečištění měřného média, například různými kaly, se jako vyšší frekvence volí signál až o stovkách Hz. Firma Yokogawa například pro běžné měření využívá jako vyšší frekvenci 75 Hz a pro zakalená a znečištěná měření frekvenci 160 Hz. [11]



**Obrázek 21:** Průběh buzení duální frekvencí

Použitím budicího signálu s duální frekvencí, jenž je zobrazen na obrázku 21, lze dosáhnout mnoha výhod. Pulzní stejnosměrná technologie přináší možnost dosažení vyšší přesnosti a také má výrazný vliv na stabilitu nulového bodu. Zároveň je díky vyšší frekvenci možné budit magnetické pole mnohem vyšším proudem při zachování stejného odběru energie ze zdroje. Zvýšení budicího proudu či jeho zachování ve srovnání s budícím signálem ve tvaru obdélníku o jedné frekvenci ovšem s nižším odběrem energie ze zdroje ale není jediným přínosem druhé složky budicího proudu s vyšší frekvencí. Díky zvýšenému počtu pulzů v jedné periodě je možné provést násobně více měření při ustálení každého kladného pulzu, čímž dochází ke zvýšení počtu naměřených vzorků, což vede k dalšímu zvyšování přesnosti měření průtoku. [12]

### 3.4 Realizace modulu buzení magnetického pole

Modul buzení magnetického pole byl realizován na čtyřvrstvé desce plošných spojů a to v topologii H můstku, jehož tranzistory jsou řízeny řadiči MOSFET tranzistorů. Schéma realizovaného modulu je uvedeno na obrázku 25.

#### Spínače budicího proudu

Budicí induktor tvořící magnetické pole je řízen jednofázovým střídačem v podobě H můstku. K sestavení základního schématu H můstku jsou třeba 4 spínače se zpětnými diodami, které umožní uzavření proudové smyčky v případě, že dojde k rozepnutí spínačů. Jako vhodné spínače byly zvoleny čtyři tranzistory řízené elektrickým polem (MOSFET), konkrétně velice dostupné typy s označením IRF540N. Tyto tranzistory mají dle katalogového listu výrobce velmi nízký odpor v sepnutém stavu, díky kterému bude docházet k nízké výkonové ztrátě na tranzistorech [13]. Z tohoto důvodu budou tyto tranzistory v rozsahu proudu používaného pro buzení induktoru klást velmi nízké nároky na chlazení součástek.

## Problematika spínání tranzistorů

Tranzistory bohužel není možné spínat přímo výstupem z mikrokontroléru, protože potenciál na výstupním pinu se vždy vztahuje ke společnému potenciálu, jenž je označován jako GND. Na tento potenciál jsou také připojeny tranzistory obou spodních větví H můstku, tedy tranzistory Q2 a Q4. V případě spínání tranzistorů ve spodních větvích H můstku je možné spínání realizovat přímo výstupním pinem mikrokontroléru, potřebné napětí pro sepnutí  $U_{GS}$  je totiž přímo připojeno na gate a source vývody tranzistorů. Pro případ horních větví (tranzistory Q1 a Q3) toto ale možné není, neboť řídicí napětí není přivedeno přímo na vývody gate a source, protože vývod source není připojen k nulovému potenciálu (GND), nýbrž do středu H můstku, kde se nachází zátěž. Dalším důvodem, proč není vhodné spínat tranzistory přímo mikrokontrolérem, je pro tento konkrétní případ vyšší prahové napětí  $U_{GS(th)}$ , než které je na výstupu mikrokontroléru. Pro tuto aplikaci je dle katalogového listu prahové napětí  $V_{GS(th)} = 2$  až  $4$  V, což vzhledem k  $3,3$  V logické úrovni výstupů řadiče neposkytuje možnost spolehlivého řízení. Aby bylo možné tranzistory spolehlivě řídit, používají se tzv. řadiče MOSFET tranzistorů, které se vyrábějí v takové integrované podobě, že je možné k nim pouze připojit hlavní výkonové tranzistory a součástky, které definují některé jejich parametry.

## Řadič MOSFET tranzistorů

Pro projekt indukčního průtokoměru byly využity půlmůstkové řadiče MOSFET tranzistorů TPS2832 od výrobce Texas Instruments, které jsou dimenzovány na napájení od  $4,5$  V do  $15$  V se zatěžujícím proudem o velikosti  $2$  A. Tyto řadiče v sobě mají integrovanou kontrolu mrtvého času (dead-time control), která zabraňuje průchodu proudu výkonovými tranzistory během spínání, což znamená, že řadič nedovolí sepnutí spínače na horní straně H můstku, jestliže není spínač spodní větve vypnutý. [14]

Nízká logická úroveň je v katalogovém listu definována maximální hodnotou  $1$  V, zatímco vysoká logická úroveň je zde uvedena v rozsahu  $0,7 \cdot V_{CC}$  až  $V_{CC}$  [14]. Z tohoto důvodu je vstupní řídicí signál řadiče přicházející z mikrokontroléru ještě zesílen tranzistory Q5 a Q6.

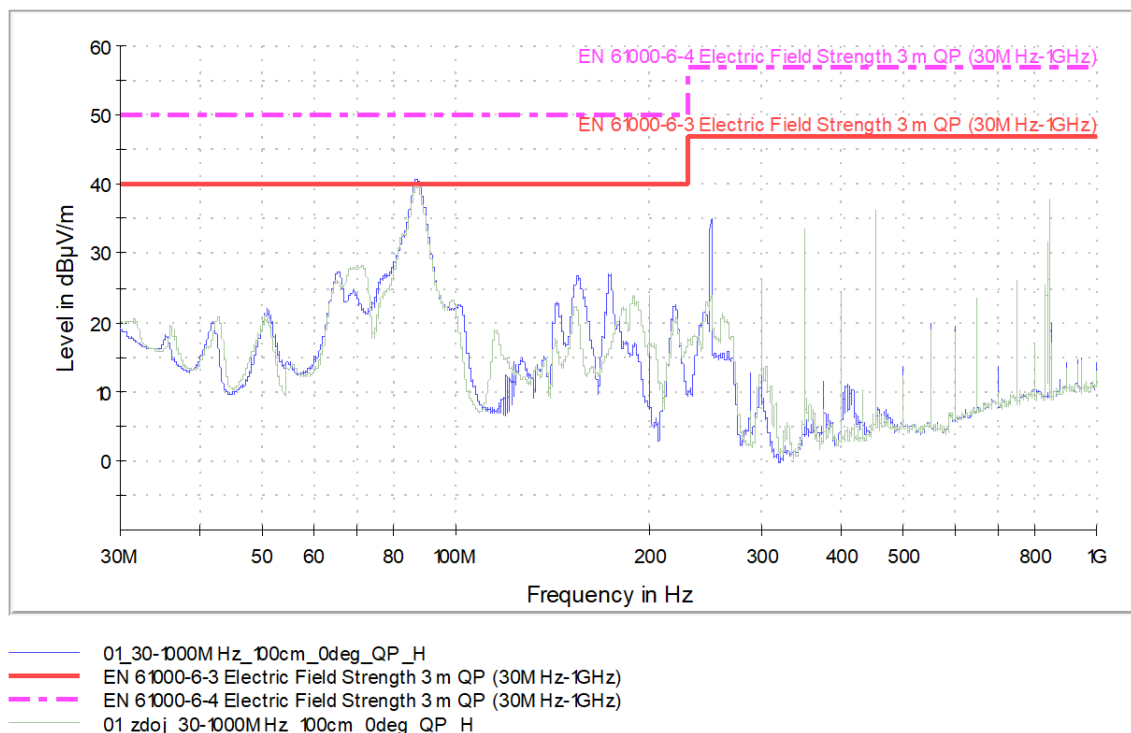
## Bootstrap kapacitory

Zajímavou komponentou v obvodu jsou také kapacitory C4 a C6, které jsou součástí tzv. bootstrapping obvodu, jenž umožňuje spínání horních tranzistorů můstku. Bootstrap kapacitory jsou v době, kdy je tranzistor vypnut, nabíjeny. Ty jsou pak využity při spínání tranzistorů, kdy je řídicí signál o nízkém napětí zesílen na napětí vyšší, odpovídající potenciálu uchovanému na kapacitoru. V katalogovém listu je uveden rozsah kapacity bootstrap kapacitorů od  $0,1$  do  $1$   $\mu$ F [14]. Při ožívování desky H můstku byly osazeny kapacitory o velikosti  $0,1$   $\mu$ F, ty se však ukázaly jako nedostatečné, neboť při tak nízkých používaných frekvencích spínání nedokázaly udržet tranzistory sepnuté v celém požadovaném intervalu. Tyto kondenzátory byly v průběhu tvorby prototypu vyměněny za součástky o maximální doporučené velikosti kapacity, tedy kapacitory

s kapacitou  $1\ \mu\text{F}$ , tato konfigurace obvodu je již dostačující pro nárokový interval sepnutí tranzistorů.

### 3.4.1 Testování elektromagnetické kompatibility

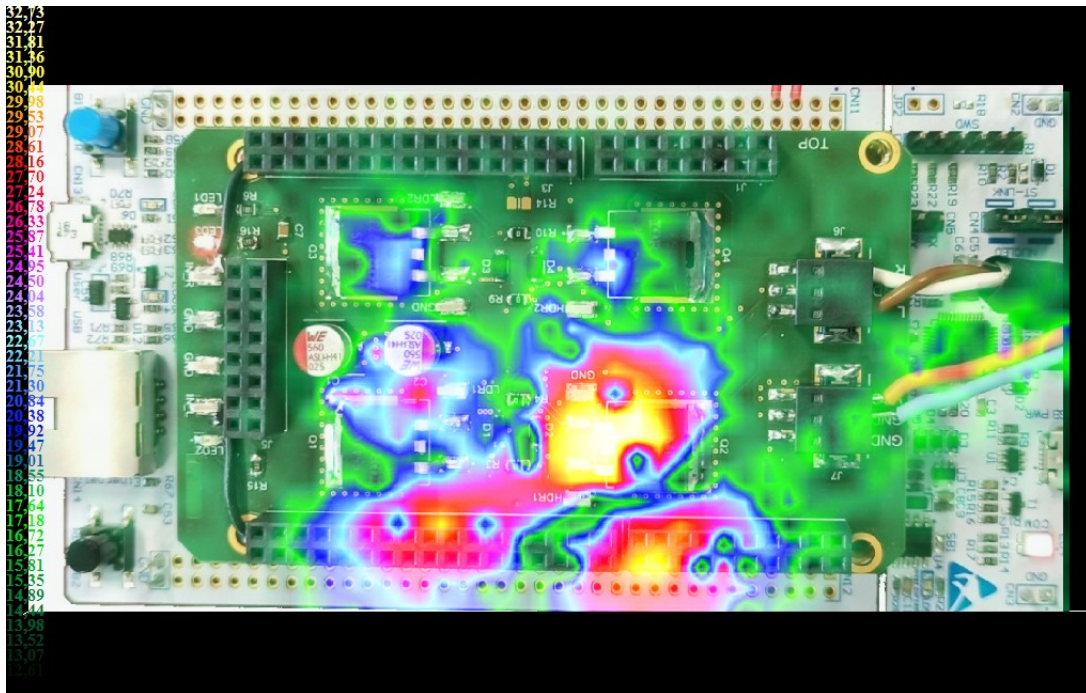
Modul buzení magnetického pole byl podroben testování jak odolnosti proti rušení elektrickým polem, tak i měření vyzařované úrovně elektrického pole ve frekvenčním pásmu od 30 do 1000 MHz. Při testování odolnosti modul obstál, nicméně při měření vyzařování bylo při napájení z powerbanky detekováno překročení limitu pro prostředí obytné, obchodní a lehkého průmyslu dle ČSN EN IEC 61000-6-3 ed. 3 okolo frekvence 80 MHz. Testování tedy bylo provedeno ještě jednou, tentokrát však s ověřeným napájecím zdrojem s nízkou úrovní vyzařované intenzity elektrického pole. Výsledkem testu je sice křivka nedosahující limitní křivky pro prostředí obytné, obchodní a lehkého průmyslu, nicméně od tohoto limitu je křivka vzdálena přibližně  $0,5\ \text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ . V grafu na obrázku 22 jsou vyneseny výsledky testování vyzařování modulu buzení magnetického pole při napájení z powerbanky (modrá křivka) a při napájení ze stabilizovaného zdroje (zelená křivka). Dále jsou zde zobrazeny limitní křivky pro prostředí obytné, obchodní a lehkého průmyslu (červená křivka) a pro průmyslové prostředí (růžová čerchovaná křivka).



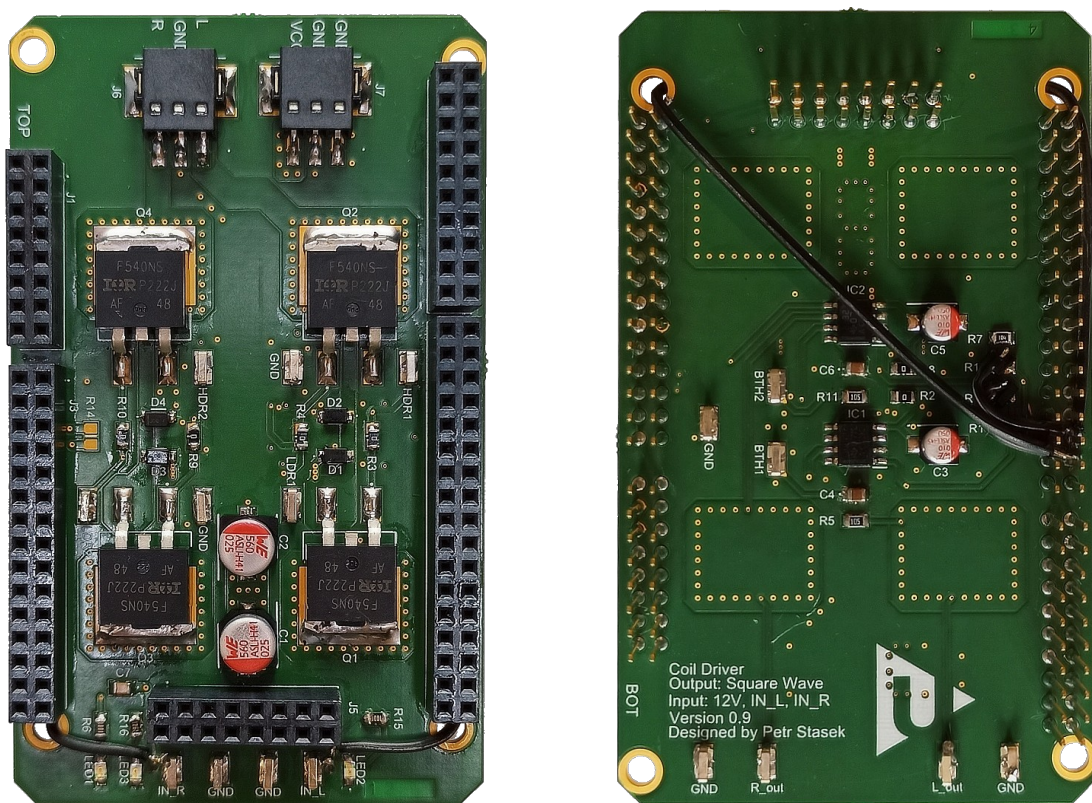
Obrázek 22: Průběh vyzařované úrovně elektrického pole

Vzhledem k tomu, že byly výsledky testování velmi blízko k limitní křivce, byl modul ještě podrobněji testován pomocí skeneru blízkého pole. Výsledky tohoto testování pro skenerem detekovanou frekvenci 76,35 MHz jsou uvedeny na obrázku 23 a je z nich patrné, že poměrně vysokým zdrojem vyzařované intenzity je tranzistor Q2. Možným řešením tohoto nadměrného vyzařování je umístění rezistorů R3, R4, R9 a R10 mezi výstupní pin řadičů MOSFET tranzistorů a vývod

gate jednotlivých tranzistorů. Tím může být dosaženo nižší strmosti spínaného proudu, čímž dojde k omezení jeho frekvenčního spektra. V katalogovém listu jsou uvedeny hodnoty odporu zmíněných rezistorů  $4,7\ \Omega$ . [14]



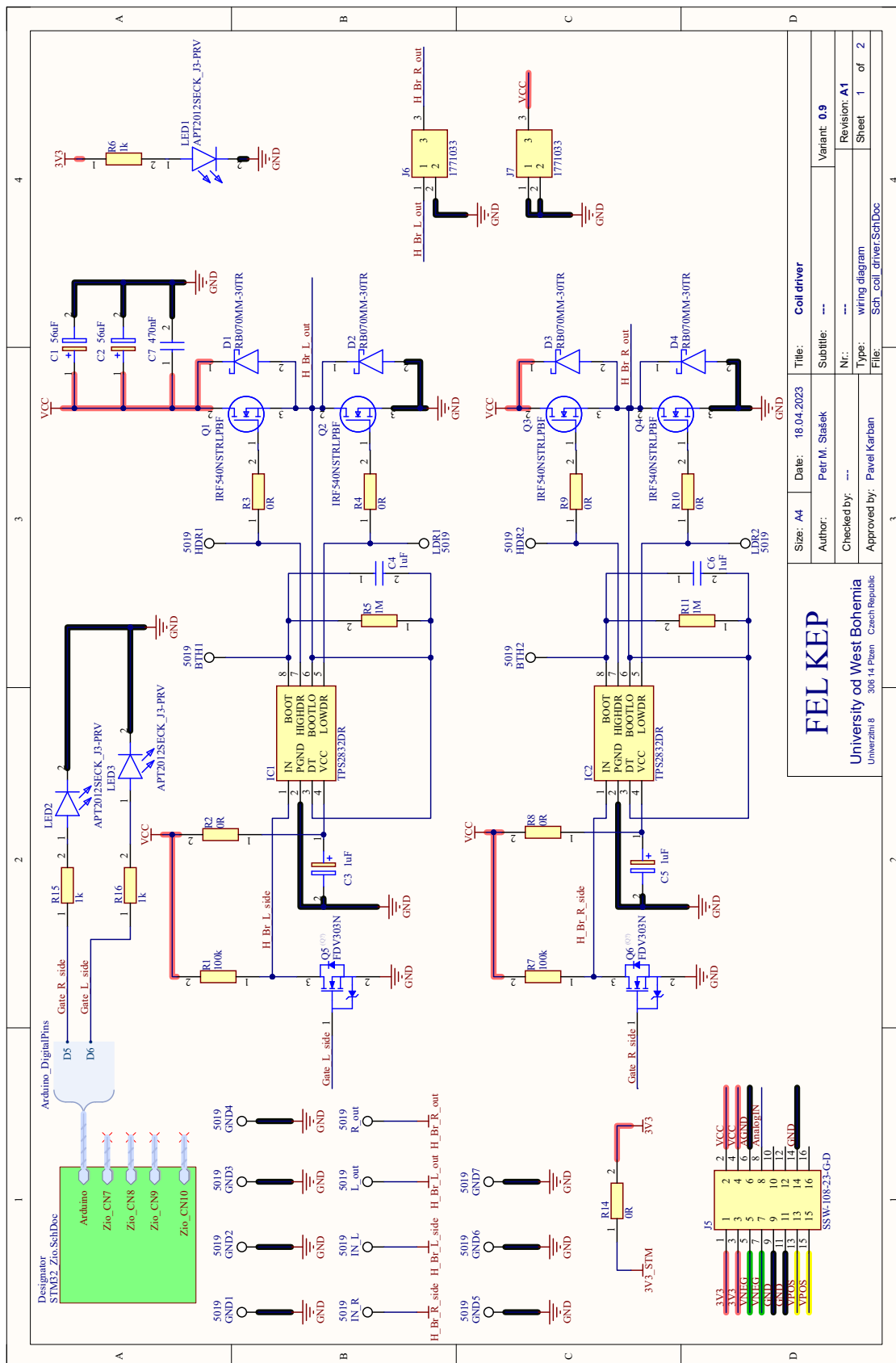
Obrázek 23: Rozložení blízkého pole modulu buzení magnetického pole



(a) shora

(b) zespodu

Obrázek 24: Fotografie modulu buzení magnetického pole

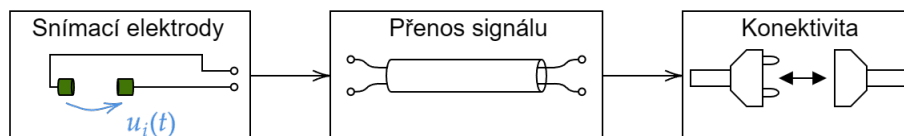


<p><b>FEL KEP</b> University of West Bohemia Univerzita 8 306 14 Pízen Czech Republic</p>		Size: A4	Date: 18.04.2023	Title: <b>Coil driver</b>
		Author: Petr M. Stašek	SubTitle: ---	Variant: <b>09</b>
Checked by: ---		Type: wiring diagram		Revision: <b>A1</b>
Approved by: Pavel Karban		File: Sch_coll_driver.SchDoc		Sheet <b>1</b> of <b>2</b>

Obrázek 25: Schéma řízení budicího obvodu

## 4 Detekce a přenos signálu

Tato kapitola se zabývá jak snímáním velmi nízkého indukovaného napětí na elektrodách indukčního průtokoměru, tak i přenosem signálu od snímacích elektrod do modulu analogového předzpracování. Oblast zájmu této kapitoly lze graficky shrnout obrázkem 26.



Obrázek 26: Blokové schéma snímacího řetězce

### 4.1 Snímací elektrody

Elektrody jsou velmi podstatným prvkem v měřící kaskádě, neboť právě ty jsou v přímém kontaktu s měřeným médiem a není možné je jakkoliv od média izolovat. Problematika elektrod použitých ke snímání indukovaného napětí je poměrně náročná a komplexní. Je třeba brát v úvahu, že na materiál elektrod i na jejich provedení musí být kladeny velmi podstatné a přísné nároky. I přes veškerá možná omezení mechanickými vlastnostmi elektrod není možné jejich vliv absolutně odstranit. Samotný děj snímání elektrického potenciálu je doprovázen šumem jak od přechodu iontové vodivosti v kapalném médiu na elektronovou vodivost kovových elektrod, tak i třením částic média o elektrody.

#### Koroze elektrod

Snímací elektrody musí být co možná nejvíce odolné proti korozi. Jelikož je indukční průtokoměr určen pro použití v potravinářském průmyslu, je nepřijatelné, aby docházelo jak k chemickému, tak i fyzickému rozkladu elektrod ve styku s měřeným médiem, neboť by tak bylo médium ovlivňováno. Zároveň má také rozklad elektrod velice nepříznivý vliv na samotné indukované napětí na elektrodách, protože to je přímo úměrné vzdálenosti měřících elektrod. Pokud by tedy měly elektrody příliš nízkou odolnost proti korozi, pak by docházelo k nárůstu jejich vzdálenosti od sebe navzájem a byla by tak nepříznivě ovlivňována časová stabilita přesnosti celého zařízení.

Problematiku koroze elektrod lze eliminovat použitím standardně využívané, pro styk s potravinářskými komoditami běžně využívané nerezové oceli, jenž je využívána ve společnosti LUKR CZ a.s., která se podílí na vývoji projektu indukčního průtokoměru.

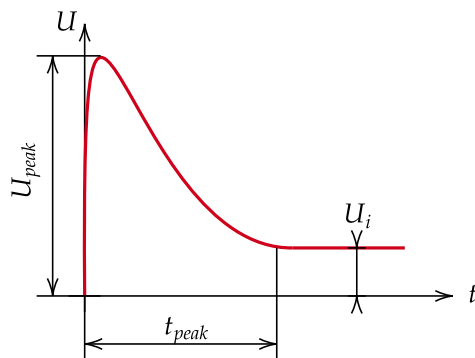
## Mechanické provedení elektrod

Jelikož jsou snímací tělíska provedena z nerezové oceli, je nutné napojit je na běžně dostupný měděný vodič. Tímto stykem dvou různých materiálů ale nastává problém se vznikem termoelektrického napětí ve spoji dvou vodičů - tedy snímacích tělísek z nerezové oceli a měděných vodičů. Toto vzniklé termoelektrické napětí má stejnosměrný charakter a protože budou spoje měřících tělísek a vodičů vždy v přibližně stejné teplotě, neboť jsou snímací měřící elektrody v těsné blízkosti, bude toto stejnosměrné napětí na obou elektrodách velice podobné. Oba spoje tedy působí jako stejnosměrné zdroje umístěné ve stejném směru, což znamená, že tyto zdroje působí jako nesymetrická rušivá napětí, vůči kterým je nutné se v dalším zpracování signálu vymezit.

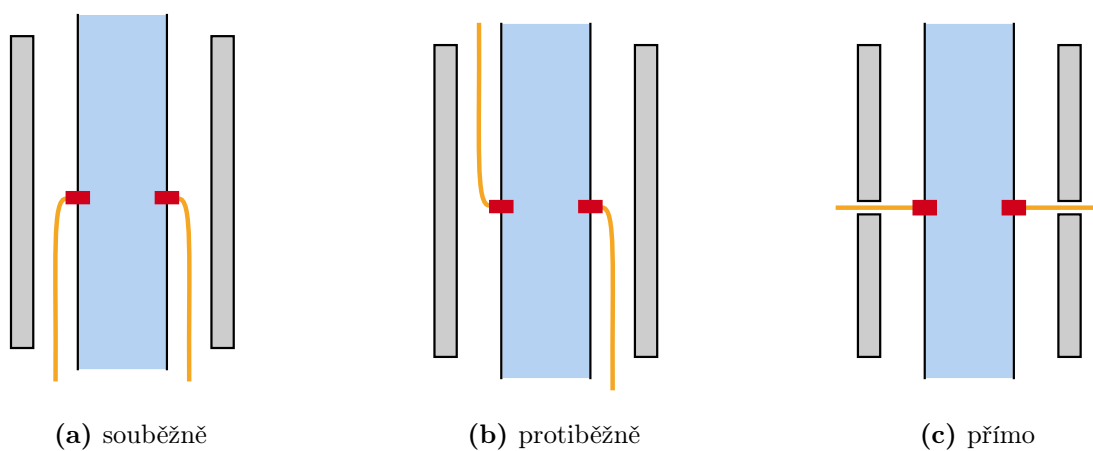
## 4.2 Přenos a konektivita signálu

Přenos naměřeného signálu o velmi nízkém napětí z elektrod do analogového předzpracování nelze zanedbat. Z důvodu tak slabého signálu je nutné jej co možná nejlépe chránit před vnějšími rušivými vlivy. Protože je signál nízkofrekvenčního charakteru, není nutné vyžadovat po přenosové vedení skvělé frekvenční vlastnosti, je však důležité dbát na to, aby vedení bylo kvalitně stíněno. Jako poměrně levná a dostupná varianta se ukázalo využití stíněných datových kabelů, zejména pak kategorie 7 (známé jako Cat-7). Tento datový kabel má stíněné nejen jednotlivé kroucené páry, ale je poté stíněn ještě jako celek. Z tohoto kabelu pro vedení naměřeného signálu z elektrod byl tedy využit jeden stíněný pár a zbytek vodičů byl připojen na nulový zemní potenciál. Dobré vlastnosti tohoto kabelu pro dané využití byly také potvrzeny zkušenostmi pracovníků částečně bezodrazové komory určené k testování elektromagnetické kompatibility na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity. Zvolenému kabelu je také přizpůsoben vstupní konektor modulu analogového předzpracování.

Zajímavým zjištěním při realizaci měřících obvodů byl fakt, že směr vyvedení vodičů od elektrod má nepříznivý vliv na podobu průběhu indukovaného napětí. Přívody společně s měřeným médiem tvoří smyčku, v níž se pak tvoří indukované napětí úměrné její ploše, z tohoto důvodu je nutné najít vhodné konstrukční řešení, které plochu smyčky omezí. Výsledné indukované napětí obsahuje napěťovou špičku, která je způsobena prudkým nárůstem budícího proudu, ta tak tedy tvoří složku indukovaného napětí způsobenou změnou toku. Tato složka v podobě napěťové špičky má výrazně větší velikost, než napětí indukované vlivem pohybu měřeného média a není pro měření průtoku příliš užitečná. Je dobré tuto složku indukovaného napětí eliminovat tím, že dojde ke zmenšení plochy smyčky mezi přívodními vodiči a médiem. Během testování byly provedeny tři možné polohy měřících elektrod dle obrázku 28 (šedá - magnetický obvod, modrá - médium, červená - elektrody, oranžová - vodiče) obvod a porovnáván byl tvar špičky indukovaného napětí, jejíž parametry jsou znázorněny na obrázku 27.



Obrázek 27: Parametry špičky indukovaného napětí



(a) souběžně

(b) protiběžně

(c) přímo

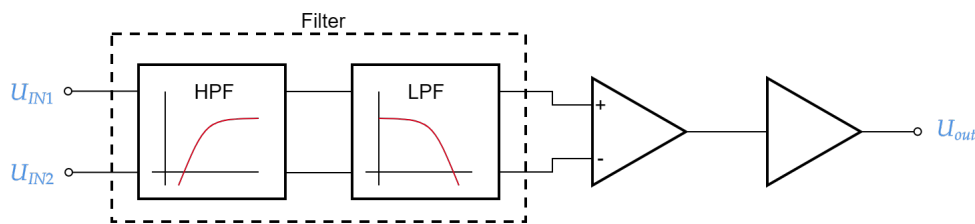
Obrázek 28: Možnosti vyvedení signálu z elektrod

Ve všech testovaných polohách elektrod byl také testován vliv stínění vodičů, přičemž se ukázalo, že stínění má poměrně výrazný vliv na výšku pulzu  $U_{peak}$  a s tím spojenou i šířku pulzu  $t_{peak}$ . U vodičů bez stínění byl pulz mnohem vyšší než u vodičů stíněných. Jako nejhorší varianta se pak ukázaly vodiče uspořádané dle obrázku 28a, tedy vyvedené souběžně, zde dosahoval pulz nejvyšších hodnot ze všech tří variant. O něco lépe na tom byla varianta vyvedení vodičů protiběžně dle obrázku 28b, nicméně nejlepší parametry napěťové špičky vykazuje varianta s přímo vyvedenými vodiči - obrázek 28c. V této variantě vodiče procházejí elektromagnetickým polem jen minimálně a proto na ně změna pole spojená s nárůstem budicího proudu nemá takový vliv jako na ostatní varianty. Nevýhodou této konfigurace je nutnost dalšího mechanického zásahu do magnetického obvodu v podobě otvorů pro elektrody.



## 5 Analogové předzpracování měřeného signálu

Nízkonapěťový signál přivedený z měřících elektrod, které jsou v přímém kontaktu s protékajícím médiem, je přiveden do přístrojového zesilovače. Není možné však vstupní signál přímo zesílit. Blokové schéma analogového předzpracování je uvedeno na obrázku 29.



Obrázek 29: Blokové schéma analogového předzpracování

### 5.1 Filtrace signálu

Signál snímaný elektrodami může obsahovat i nechtěné složky frekvenčního spektra. Proto jsou v kaskádě analogového předzpracování umístěny dva filtry omezující šířku pásma, které je přivedeno na přístrojový zesilovač. Jelikož je filtrace umístěna ještě před zesílením, je nutné, aby filtrační prvky co možná nejméně ovlivňovaly měřený signál například šumem či útlumem. Z důvodu omezení šumu byly použity nízkošumové drátové vinuté rezistory, které vykazují takřka nejnižší hodnoty tepelného šumu [15]. Nevýhodou těchto rezistorů je však jejich vyšší cena ve srovnání s ostatními typy, proto pro případ komercializace projektu je vhodnější použít rezistory levnější, například tenkovrstvé, neboť ty vykazují také obstojné šumové vlastnosti [15].

#### 5.1.1 Zdroje šumu

Mezi zdroje šumu mohou patřit již zmíněné rezistory v měřící kaskádě, které jsou zdrojem především tepelného šumu, který dle spektrální hustoty spadá do kategorie bílých šumů. Tepelný šum vzniká tam, kde se v cestě elektrického proudu vyskytuje odpor, což tedy napovídá, že se tento šum generuje naprosto všude v jakémkoliv reálném obvodu. Šumové napětí  $U_n$  se pro tento případ určuje takto

$$U_n = \sqrt{4kTR},$$

kde  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  je Boltzmannova konstanta,  $T$  je termodynamická teplota a  $R$  je velikost odporu. [16]

Dalším ze zdrojů šumu v průtokoměru jsou elektrochemické reakce, mezi měřeným médiem a ko-

vovými elektrodami. Důležité je brát v úvahu, že zde dochází k přechodu mezi iontovou vodivostí u kapalin a elektronovou vodivostí, která se vyskytuje u kovů. Tento přechod mezi vodivostmi se dále propisuje do měřicí soustavy jako šumový potenciál. Ty potenciály se vyskytují na obou elektrodách, proto tento šum působí nesymetrickým charakterem. S tímto rušením by se měl snadno vypořádat přístrojový zesilovač s vysokým CMRR. Během měření také dochází ke tření média o elektrody, což způsobuje šum o náhodném nízkofrekvenčním charakteru typu  $1/f$ . Čím vyšší je rychlost proudění média, tím vyšších hodnot tento šum dosahuje. [17]

Nelze opomenout také rušení vznikající indukovaním napětí nechtěnými indukcemi procházející skrz médium. V tomto případě samozřejmě nelze opomenout silový síťový kmitočet 50 či 60 Hz. Nechtěné indukované napětí nemusí být způsobeno pouze okolní sítí, nýbrž vliv mohou mít také vířivé proudy v médiu. [17]

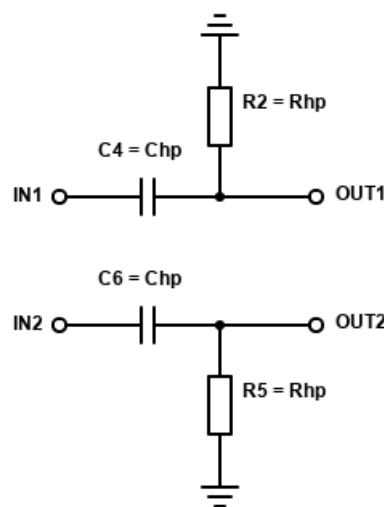
### 5.1.2 Horní propust

Jako první v kaskádě je ihned za vstupem od měřících elektrod umístěn filtr typu horní propust. Tento filtr je zde umístěn především proto, že měřený signál může obsahovat stejnosměrnou složku, která by mohla způsobovat saturování výstupu přístrojového zesilovače. Dle výsledků testování během průběhu projektu také docházelo k tomu, že napětí na elektrodách kolísalo kolem nulového potenciálu, což způsobovala právě stejnosměrná složka napětí obsažená mezi měřícími elektrodami. Vzhledem k indukovanému napětí na elektrodách byla stejnosměrná složka dokonce několikanásobně vyšší, proto byl při daném nastaveném zesilení přístrojový zesilovač prakticky neustále v saturaci.

Velikosti rezistorů  $R_{hp}$  a kapacitorů  $C_{hp}$  byly stanoveny dle známého vztahu pro výpočet zlomového kmitočtu

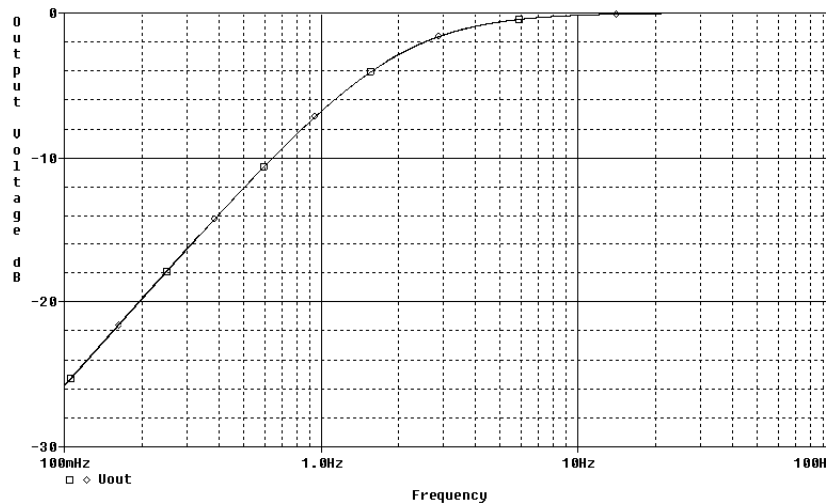
$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_{hp} C_{hp}} \approx 1,94 \text{ Hz.}$$

Jednoduché schéma použité pro horní propust je znázorněno na obrázku 30.



Obrázek 30: Schéma horní propusti

Použité kapacity o kapacitě 820 nF ve filtru mají toleranci 5 % a drátové vinuté rezistory 0,1 %, s jmenovitým odporem 100 k $\Omega$ . Tyto hodnoty byly zaneseny do obvodu a pomocí nástroje PSpice for TI byl obvod podroben simulaci. Na obrázku 31 je zanesen výsledek worst-case analýzy obvodu. Z těchto charakteristik je zřejmé, že i se zahrnutým tolerančním rozptylem hodnot rezistorů a kapacitorů nemá filtr takřka žádnou odchylku útlumu při zlomovém kmitočtu  $f_{-3dB} \approx 1,9$  Hz, ani jinde v propustném a nepropustném pásmu.



Obrázek 31: Worst-case analýza horní propusti

### 5.1.3 Dolní propust

Mezi rušivé vlivy patří také vysokofrekvenční rušení, které se značí jako RFI (Radio Frequency Interference), což představuje rušení způsobené radiovými vysílači vysílajícími na dlouhých a středních vlnách. Toto rušení působí na všechny vodiče v daném svazku vedení a může ve vodičích způsobovat indukování napětí. [18]

Aby se předešlo dalšímu ovlivňování měřeného signálu rušením a došlo k omezení vysokofrekvenčních rušivých vlivů, je do filtrační kaskády zařazen také filtr typu dolní propust. Tento filtr by měl být navržen tak, aby byl schopen filtrovat jak symetrické proudy, tak i proudy nesymetrické.

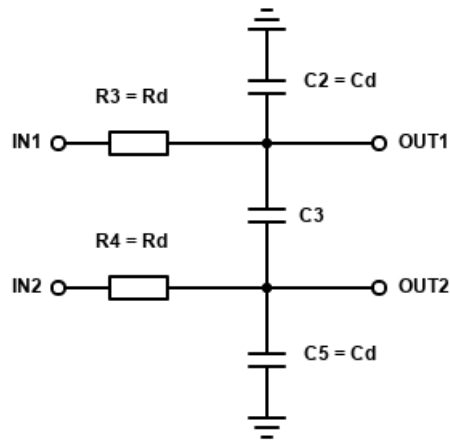
V citovaném katalogovém listu použitého přístrojového zesilovače je uveden doporučený filtr symetrických proudů (anglicky differential mode) s hodnotami 1,54 k $\Omega$  pro  $R_d$ , 10 nF pro kapacity  $C_d$  a 100 nF pro  $C_3$  [19]. S takto stanovenými hodnotami pak lze vypočítat zlomový kmitočet s předpokladem, že  $C_d = 0,1 \cdot C_3$ , takto

$$f_{\text{DIFF}} = \frac{1}{2\pi R_d(2 \cdot C_3 + C_d)} \approx 10 \text{ kHz.}$$

Pro nesymetrické proudy (anglicky common mode) je v katalogovém listu [19] uvedený filtr vypočtený dle vztahu

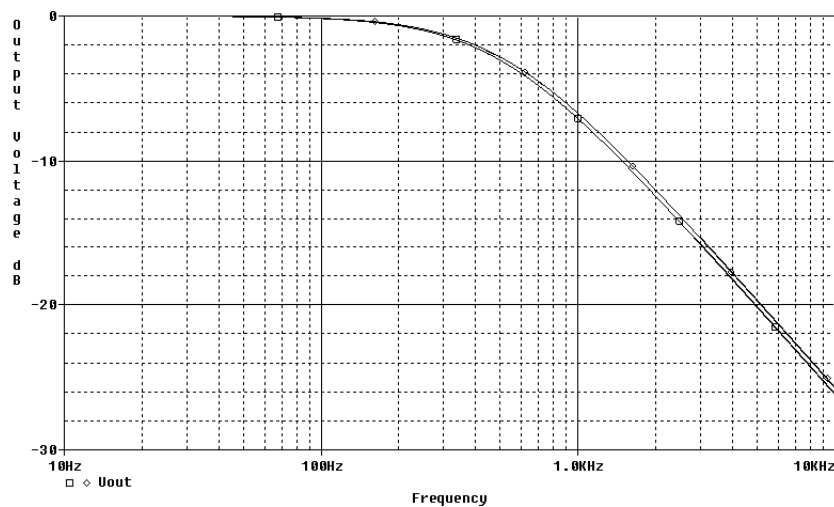
$$f_{\text{CM}} = \frac{1}{2\pi R_d C_d} \approx 500 \text{ Hz.}$$

I zde je při výpočtech zahrnuta podmínka  $C_d = 0,1 \cdot C_3$ . Kapacitory a rezistory jsou pak zapojeny dle schématu na obrázku 32.



Obrázek 32: Schéma dolní propusti

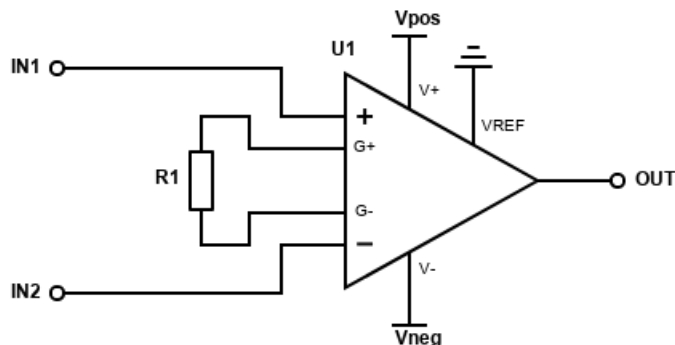
Tak jako předchozí filtr typu horní propust, tak i tato dolní propust byla podrobena worst-case analýze. Tolerance i tak jako u předchozího filtru je pro kapacitory 5 % a pro rezistory 0,1 %. V nynějších charakteristikách je již rozptyl útlumu poněkud znatelnější, stále je však pro zlomový kmitočet velmi malý.



Obrázek 33: Worst-case analýza dolní propusti

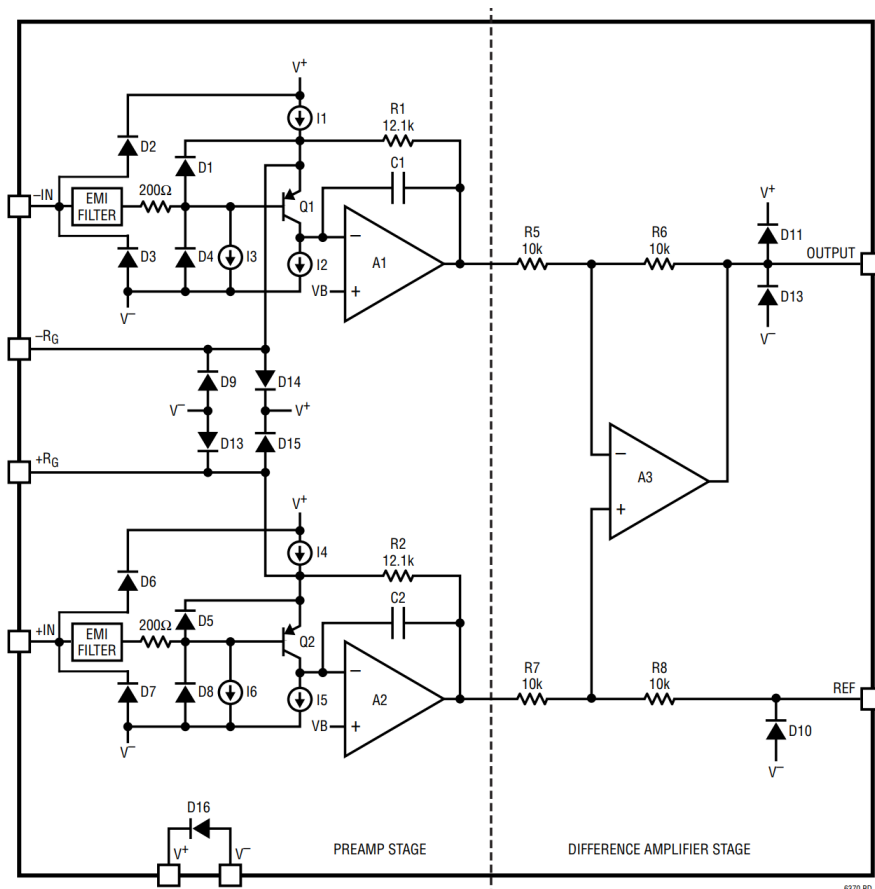
## 5.2 Přístrojový zesilovač

Již vyfiltrovaný měřený signál, zbavený veškerých nechtěných frekvenčních složek, je v tomto bodě měřicí kaskády možné začít zesilovat. Jako vhodná komponenta pro zesílení signálu se jeví přístrojový zesilovač, který se na rozdíl od rozdílového zesilovače vyznačuje nejen vysokou vstupní impedancí, ale také především nastavením zesílení pouhým jedním rezistorem. [20]



Obrázek 34: Schéma přístrojového zesilovače

Aby bylo možné vypočítat velikost odporu  $R_G$ , který určuje velikost zesílení výstupního signálu přístrojového zesilovače U1 vůči vstupnímu signálu, je nejprve potřeba podívat se na vnitřní zapojení použitého zesilovače na obrázku 35. Odpor pro nastavení zesílení je sice na schématu přístrojového zesilovače v obrázku 34 označen jako R1, nicméně toto schéma odpovídá reálnému značení prvků na vytvořených DPS. Jako  $R_G$  je tato hodnota odporu označována proto, že výrobce ve svém vnitřním zapojení jako rezistor R1 a s ním R2 označuje jako rezistory, které jsou potřebné k výpočtu zesílení.



Obrázek 35: Vnitřní zapojení přístrojového zesilovače LT6370 [19]

Dle katalogového listu [19] lze vypočítat velikost odporu pro zvolené zesílení  $G = 1000$  takto

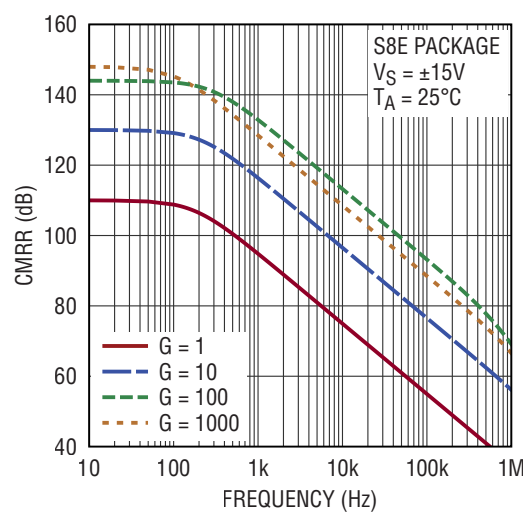
$$R_G = \frac{R1 + R2}{G - 1} = \frac{12,1 \cdot 10^3 + 12,1 \cdot 10^3}{1000 - 1} = \frac{24,2 \cdot 10^3}{1000 - 1} = 24,22 \text{ k}\Omega.$$

K tomuto výsledku je dle elektrotechnické řady E96 s 1 % tolerancí nejbližší hodnota 24,3  $\Omega$ . Proto je v následujícím výpočtu ještě upřesněno skutečné zesílení pro reálný použitý rezistor i se zahrnutou tolerancí rezistoru.

$$G = 1 + \frac{R1 + R2}{R_G} = 1 + \frac{24,2 \cdot 10^3}{24,3 \pm 1\%} = 996,88^{+22,65}_{-21,63}$$

Za zmínku také stojí důvod, proč není uvažována tolerance i u rezistorů R1 a R2. V katalogovém listu výrobce [19] je uvedeno, že zmíněné rezistory jsou trimrovány tak, aby hodnota při nastaveném zesílení  $G = 100$  dosahovala hodnoty s tolerancí pouhých 0,08 %. Z toho důvodu není tolerance těchto rezistorů ve výpočtu uvažována, neboť jsou tyto rezistory velmi přesné.

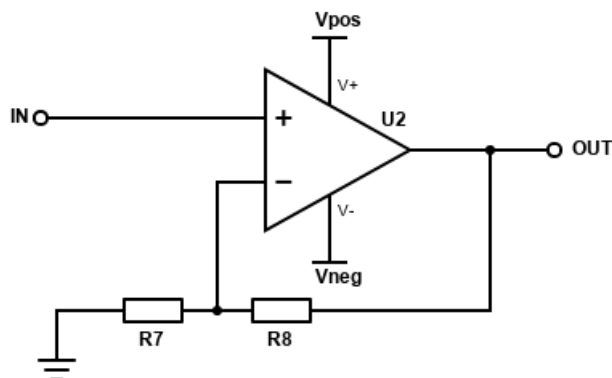
Jedním důvodem, proč bylo zvoleno zesílení  $G = 1000$ , byl poměrně vysoký činitel potlačení souhlasného signálu CMRR, jenž dle obrázku 36 dosahuje téměř 150 dB. Dalším důvodem volby vysokého zesílení hned v prvním zesilovacím stupni měřicí kaskády je snížení šíření šumu. Z průběhů CMRR na obrázku 36 je možné si povšimnout, že pro tak velké zvolené zesílení začíná činitel potlačení souhlasného rušení klesat dříve, než pro zesílení nižší. Tento fakt by pro jinou aplikaci byl jistě velmi nepříjemný, nicméně měřený signál na elektrodách se pohybuje v poměrně úzkém nízkofrekvenčním pásmu, které se pohybuje v takové části křivky CMRR, kde klesání ještě není tak razantní. Proto je vhodné pro tuto aplikaci použít zvolenou konfiguraci. Zajímavé také je, že dle [19] se křivky CMRR v závislosti na frekvenci poměrně značně mění s různými pouzdry, například pro pouzdro DD10 dle katalogového listu platí, že CMRR klesá při zesílení  $G = 1000$  až při téměř stonásobné frekvenci. Pro tuto aplikaci však byl použit přístrojový zesilovač v pouzdře S8E, které je totožné s pouzdrem 8-SOIC s tím rozdílem, že toto pouzdro má vyvedený thermal pad ze spodní strany pouzdra.



**Obrázek 36:** Závislost CMRR na frekvenci pro pouzdro S8E [19]

### 5.3 Koncový zesilovač

Maximálním možným zesílením nastaveným v bloku přístrojového zesilovače ještě není možné dosáhnout uspokojivé úrovně napětí, která by byla vhodná pro digitalizaci. Proto je jako poslední blok kaskády analogového předzpracování zařazen ještě koncový zesilovač. Tento zesilovač má jediný úkol a to zvýšit hladinu napětí tak, aby byl využit plný rozsah vstupního napětí analogově digitálního převodníku zajišťující digitalizaci měřeného signálu. Použité neinvertující zapojení koncového zesilovače je zaneseno na obrázku 37.



Obrázek 37: Schéma koncového zesilovače

Bohužel i přes mnohá zpřesňování modelu potrubí s magnetickým obvodem se nepodařilo namodelovat průtokoměr tak, aby skutečně indukované napětí odpovídalo napětí, které vyplývalo z modelu. Kvantitativní hodnota indukovaného napětí dle modelu sice není správná, nicméně kvalitativní rozložení velmi dobře odpovídá reálnému zařízení. Skutečné indukované napětí na elektrodách je násobně vyšší, oproti modelům. Na velikost indukovaného napětí může mít vliv mnoho faktorů a je složité určit jakou hodnotu bude mít v dané konkrétní aplikaci. Proto je takřka nemožné stanovit přesně hodnoty rezistorů R7 a R8, které dle následujícího vztahu určují velikost zesílení koncového zesilovače.

$$U_{out} = U_{in} \cdot \left(1 + \frac{R8}{R7}\right)$$

Z tohoto důvodu bylo při návrhu desky plošných spojů analogového předzpracování počítáno s tím, že tyto rezistory budou dodány ve chvíli, když bude známa hodnota maximálního indukovaného napětí zesíleného přístrojovým zesilovačem.

### 5.4 Realizace analogového předzpracování

Signál přivedený do modulu konektorem RJ45 vstupuje jako první do přepěťové ochrany, která je tvořena dvojicí obousměrných transilů. Tato přepěťová ochrana slouží také jako ochrana proti elektrostatickým výbojům, ke kterým by mohlo docházet při styku člověka se vstupním konektorem. Kompletní schéma zapojení modulu analogového předzpracování je uvedeno na obrázku 40.

## Zamezení vlivu okolního rušení na modul

Při návrhu bylo dbáno na vhodnou volbu tras veškerých cest na DPS. Cesty jsou kupříkladu navrženy tak, aby obsahovaly co možná nejméně zakřivení, zároveň jsou také většinu své délky vedeny až ve druhé vrstvě, aby byly ze všech stran obklopeny zemními plochami. Jak nízkona-  
pětové citlivé cesty, tak i deska samotná je opatřena zemními kovovými propojkami jednotlivých vrstev, citlivé cesty jsou tak stíněny nejen vrstvami zemních ploch, ale i propojkami ze stran. Kovové propojky umístěné okolo celé desky slouží jako ochrana před vnějším rušením.

## Filtrace signálu

Na přepětovou ochranu navazuje dvojice filtrů, jež dohromady tvoří pásmovou propust. Pasivní filtry jsou navrženy tak, aby nepropouštěly stejnosměrnou složku přijímaného signálu a zároveň aby byly utlumeny vyšší nežádoucí frekvence. Hodnoty zlomových kmitočtů jednotlivých filtrů a jejich výpočty jsou popsány v kapitole 5.1. Jako prevence před injekcí rušivých vlivů byly ve filtrační části modulu použity součástky s dobrými šumovými vlastnostmi, z nichž lze především zmínit například drátové vinuté či tenkovrstvé rezistory.

## Zesílení signálu

Poté, co je signál zbaven nepotřebných frekvencí, je veden do zesilovacích stupňů modulu. Základním zesilovacím prvkem je zde nízkošumový přístrojový zesilovač LT6370, který dle katalogového listu produkuje šum  $0,2 V_{PP}$  pro nízké frekvence od 0,1 do 10 Hz a dále pro vyšší frekvence  $7 nV/\sqrt{Hz}$  [19]. Aby bylo dosaženo co možná nejvyššího odstupu měřeného signálu od šumu, bylo využito nejvyšší zesílení  $G \approx 1000$  nastavené opět rezistorem s nízkým produkovaným šumem. Jelikož je přijímaný signál příliš nízký, je tisícinásobné zesílení ještě stále malé na to, aby byl efektivně využit A/D převodník navazující na analogové předzpracování. Z toho důvodu na přístrojový zesilovač navazuje ještě další operační zesilovač, který lze nastavit tak, aby napětí vystupující z toho modulu dostačující pro potřebný rozsah analogově-digitální konverze. Výstupní Rail-to-Rail operační zesilovač OPA189 od výrobce Texas Instruments je opět volen nízkošumový.

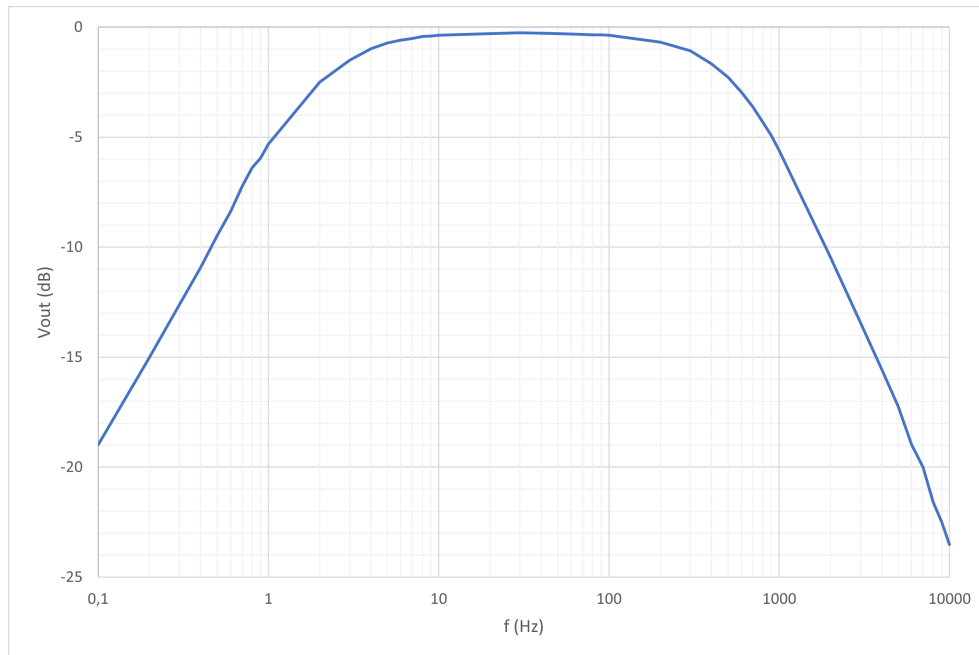
Zesílený signál zbavený nepotřebných frekvencí slouží jako výstup modulu analogového předzpracování. Protože je výstupní signál roven výstupu symetricky napájeného koncového operačního zesilovače, pak také i výstupní signál dosahuje hodnot symetrického napájení, tedy od  $-12$  do  $12 V$ .

## Frekvenční charakteristika

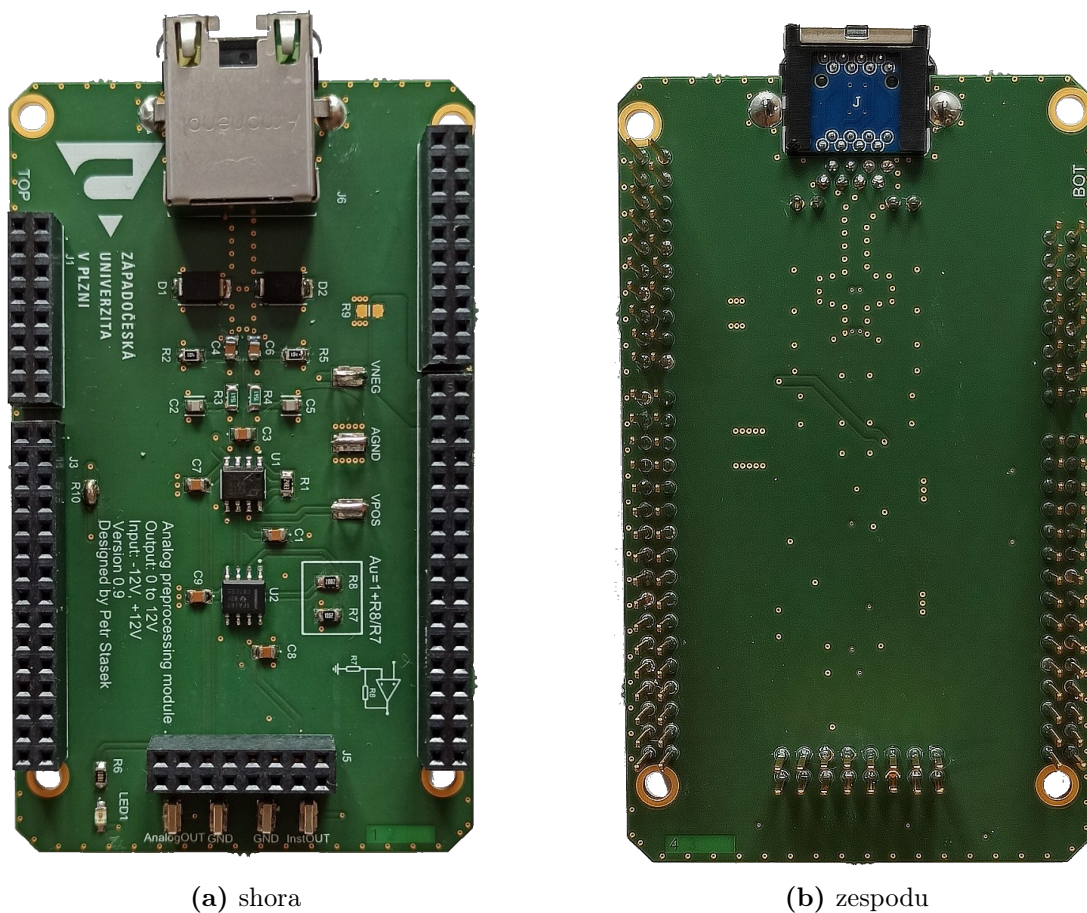
Sestavený modul s celkovým nastaveným zesílením  $G \approx 3000$  byl podroben analýze měřením frekvenční charakteristiky. Funkčním generátorem AFG1022 od výrobce Tektronix byl na vstup obvodu vpouštěn symetrický signál o amplitudě  $4 mV_{PP}$  ve frekvencích od 0,1 Hz do 10 kHz.



Výstupní napětí bylo poté měřeno osciloskopem Tektronix MDO3014. Z naměřených hodnot byla vynesena frekvenční charakteristika měřeného modulu a ta je také uvedena na obrázku 38.



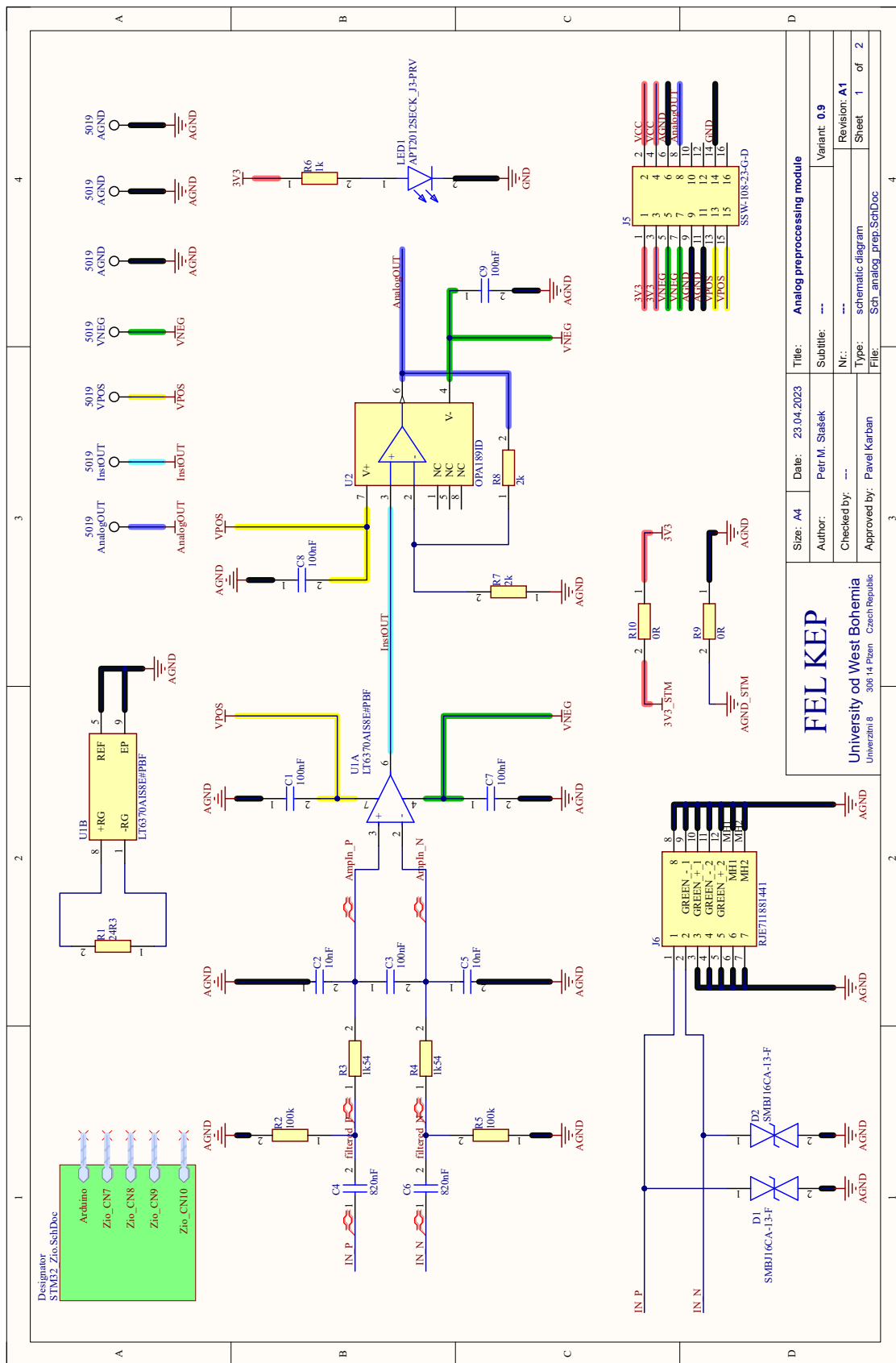
**Obrázek 38:** Frekvenční charakteristika modulu analogového předzpracování



(a) shora

(b) zesponu

**Obrázek 39:** Fotografie modulu analogového předzpracování



Obrázek 40: Schéma analogového předzpracování

## 6 Digitalizace zesíleného signálu

Aby bylo možné naměřený analogový (spojitý v čase) signál dále číslicovým mikrokontrolérem zpracovávat, je nutné jej převést do digitální formy. Digitální signál má díky definovaným kvantizačním hladinám také nespornou výhodu v mnohem vyšší odolnosti vůči šumu. Výstupní digitální data z převodníku mohou být do mikrokontroléru přenášena paralelně v jednotlivých bitech, nebo sériově po sběrnici. U většiny výrobců se nyní uplatňuje přenos dat po sběrnici SPI či například I2C.

### 6.1 Způsob převodu analogových dat na digitální

Zařízení realizující převod signálu spojitého v čase do diskrétního signálu je analogově-digitální převodník, dále uváděný ve zkráceném tvaru jako A/D převodník.

Obecně lze funkci převodu analogového signálu na digitální kategorizovat do dvou oblastí, z nichž první je vzorkování signálu a za ním následuje kvantování. Při vzorkování signálu dochází k detekci okamžité hodnoty časově spojitého signálu. V tomto kroku je vždy nutné dodržet vzorkovací teorém  $f_{vz} \geq 2 \cdot f_{max}$ , který říká, že vzorkovací frekvence musí být vždy alespoň dvojnásobně větší, oproti maximální frekvenci vzorkovaného signálu. V případě nedodržení vzorkovacího teorému by došlo ke znehodnocení informace vzorkovaného signálu. Pokud bude zvolena nízká vzorkovací frekvence, pak dojde k velké chybě vzorkování, která způsobuje zkreslení navzorkovaného signálu. Oproti tomu příliš vysoká vzorkovací frekvence však umožňuje vytvoření velkého množství dat, je tedy třeba brát v úvahu oba tyto faktory a vzorkovací kmitočet volit vhodně. [21]

Jakmile je signál navzorkován, přichází na řadu fáze kvantování signálu. Zde jsou vzorky signálu převedeny na data ve dvojkové soustavě. Rozlišení převodníku je právě takové, kolik je bitů výstupního paketu bitů, tedy  $2^N$ , kde  $N$  je počet bitů. Právě podle počtu bitů je také možné určit citlivost převodníku a zároveň je tímto údajem také určen kvantovací krok, jenž určuje rozdíl mezi dvěma po sobě jdoucími hodnotami. Nachází-li se skutečná hodnota vzorku signálu mezi dvěma kvantizačními úrovněmi, pak rozdíl mezi skutečnou hodnotou a hodnotou kvantizační úrovně tvoří chybu kvantování, ta však může dosahovat maximálně poloviny kvantizačního kroku. Jsou-li tyto chyby kvantování v posloupnosti, pak tvoří kvantizační šum, který má charakter bílého šumu, neboť jsou zde rovnoměrně zastoupeny všechny frekvenční složky. [21]

Existuje více architektur A/D převodníků, ne všechny jsou ale vhodné pro aplikaci v měřicí kaskádě indukčního průtokoměru. Nejčastěji používané typy jsou popsány níže.

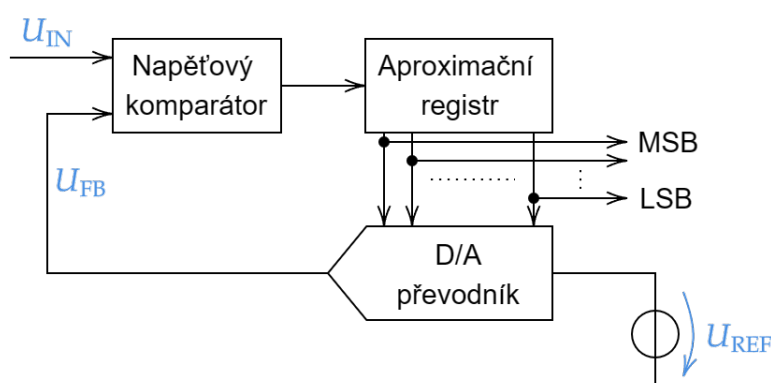
### 6.1.1 Paralelní (flash) převodníky

Paralelní v anglické literatuře označované jako flash převodníky se vyznačují velice krátkou dobou převodu analogového signálu na digitální. Princip takového převodníku spočívá v rozdělení referenčního napětí na takový počet úrovní, jako je počet kvantizačních úrovní převodníku. Tyto rozdělené úrovně referenčního napětí jsou pak porovnávány komparátorem pro každou kvantizační úroveň, což znamená, že je potřeba tolik komparátorů, kolik je kvantizačních hladin, tedy  $2^N - 1$ . Výstupy jednotlivých komparátorů jsou přivedeny do prioritního kodéru, kde jsou tyto jednotlivé úrovně převedeny na výstupní slovo A/D převodníku. S rostoucím počtem bitů tedy kvadraticky roste počet potřebných komparátorů, tím roste i plocha čipu převodníku, což má vliv na výslednou cenu. Flash převodníky jsou sice velmi rychlé, nicméně v případě potřeby velmi nízkého rozlišení (tedy v případě převodníku s více než 12 bitů) se tyto architektury převodníků již nevyplácí. [22] [21]

### 6.1.2 Převodníky s postupnou aproximací

Architektura tohoto převodníku je vytvořena tak, že vstupní signál je porovnáván s výstupem zpětnovazebního digitálně-analogového převodníku. Jednotlivé kvantizační úrovně jsou v aproximačním registru měněny tak, aby se vstupní napětí  $U_{IN}$  dle vztahu 5 vyrovnalo zpětnovazebnímu napětí  $U_{REF}$ . Rozlišení takového převodníku je pak závislé na počtu bitů aproximačního registru. Základní bloky převodníku s touto архитектурou jsou znázorněny na obrázku 41. [22]

$$U_{IN} = \frac{U_{REF}}{2^N} \sum_{i=0}^{N-1} 2^i \cdot z_i; \quad z_i = 0,1 \quad (5)$$

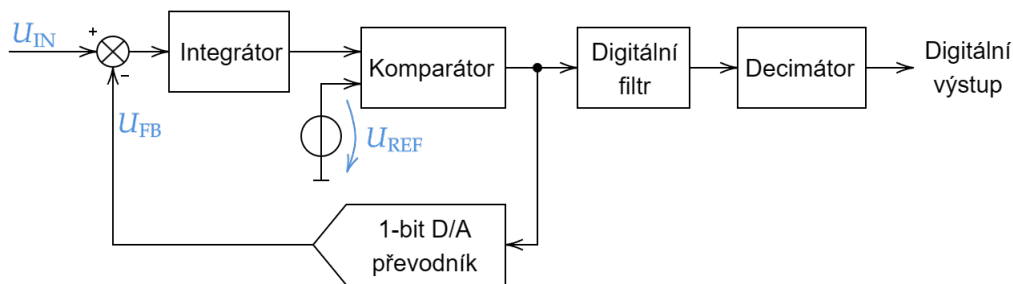


**Obrázek 41:** Blokové schéma převodníku s postupnou aproximací

Tyto převodníky vyžadují neměnné napětí vstupního signálu během převodu, jinak může převodník vykazovat značné chyby. Proto je vhodné, aby převodníky s postupnou aproximací měly na svém vstupu umístěný vzorkovací obvod s pamětí. Převodníky s touto архитектурou jsou poměrně přesné a v porovnání se sigma-delta převodníky i velmi rychlé. [22] [23]

### 6.1.3 Sigma-delta převodníky

Převodníky pracující se sigma-delta modulací se skládají z bloků zobrazených na obrázku 42. Vstupní napětí  $U_{IN}$  vstupuje do převodníku a je porovnáváno se zpětnovazebním napěťovým výstupem  $U_{FB}$  jednobitového digitálně-analogového převodníku. Porovnaný signál zmenšený o zpětnovazební napětí je dále veden do integrátoru a z něj do komparátoru, jehož výstup slouží jako vstup pro 1 bitový digitálně-analogový převodník umístěný ve zpětné vazbě. Zároveň je výstup z komparátoru výstupem sigma-delta modulace a je dále zpracováván digitálním filtrem a decimátorem. Výstupem takovéto smyčky jsou již digitalizovaná data. [24]



Obrázek 42: Blokové schéma sigma-delta převodníku

Tyto převodníky nabízejí velmi vysoké rozlišení, na rozdíl od převodníků s postupnou aproximací, které se prodávají většinou do 16 bitů, nabízejí běžně sigma-delta převodníky až 24 bitový výstup. Díky složitějšímu zpracování informace oproti ostatním převodníkům mají tyto poněkud pomalejší odezvu, což může být problém v aplikacích, kde je rychlost odezvy kritická.

### 6.1.4 Důležité parametry A/D převodníků

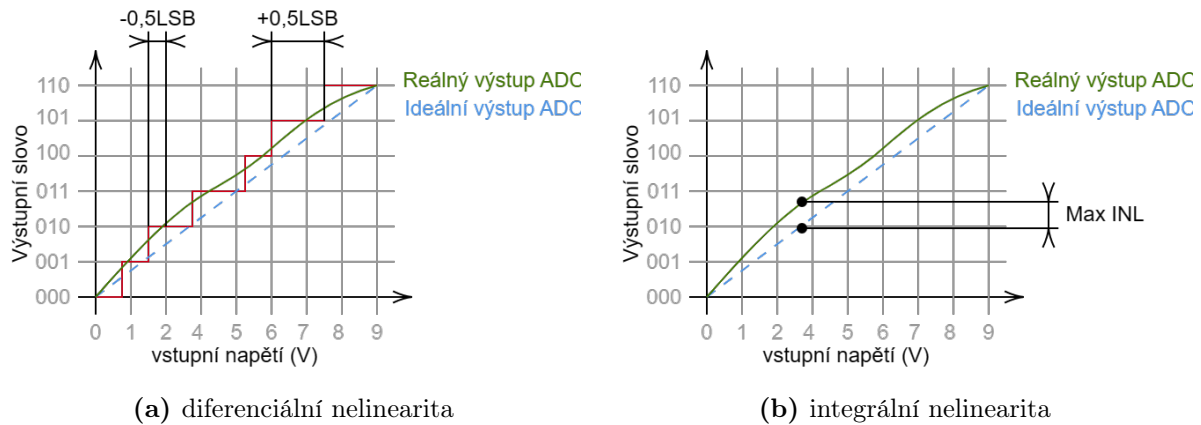
A/D převodníky lze charakterizovat podle jejich parametrů. Díky těmto parametrům lze například určit velice důležitý údaj, kterým je efektivní počet bitů, tento parametr je však závislý na dalších parametrech, z nichž některé lze najít v katalogových listech.

#### DNL - Differential Non-Linearity

Diferenciální nelinearita se řadí mezi chyby A/D převodníků. Vyjadřuje, jak se liší šířka jednotlivých kroků skutečné charakteristiky od ideální převodní charakteristiky. Tato chyba dosahuje maximálně  $\pm 0,5$  LSB. [25]

#### INL - Integral Non-Linearity

Další nelinearita, kterou může A/D převodník způsobovat, je integrální nelinearita. Tato chyba vyjadřuje odchylku skutečné charakteristiky od ideální lineární charakteristiky. Integrální nelinearita může být interpretována jako součet diferenciálních nelinearit. [25]



Obrázek 43: Chyby A/D převodíku

### SNR - Signal to Noise Ratio

Parametr SNR je definován jako poměr mezi úrovní nežádoucího šumu v daném prostředí a úrovní užitečného signálu. Čím vyšší je tato hodnota, tím vyšší je kvalita signálu, neboť je tímto také vyjádřeno, o kolik je signál silnější než šum. Níže je uvedena obecná definice SNR a z ní odvozený výpočet pro ideální A/D převodník. [25]

$$SNR_{dB} = 20 \cdot \log \left( \frac{U_{RMS}(signal)}{U_{RMS}(noise)} \right) = 6,02 \cdot N + 1,763$$

### THD - Total Harmonic Distortion

Reálný A/D převodník na rozdíl od ideálního není lineární, proto při průchodu signálu dochází k jeho zkreslení na výstupu. Vlivem nelinearity takového systému jsou do signálu superponovány i další frekvenční složky, které ve vstupním signálu nebyly přítomny. Hodnota THD je definována takto

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} U_n^2}}{U_1}$$

Hodnota THD by v praktických aplikacích měla být co možná nejnižší. [25]

### SINAD - Signal to Noise and Distortion Ratio

SINAD je kombinací parametrů SNR a THD, která je definována jako poměr efektivních hodnot signálu ku signálu všech ostatních zdrojů šumu vyjma stejnosměrné složky.

$$SINAD_{dB} = -10 \log \left( 10^{-\frac{SNR}{10}} + 10^{-\frac{THD}{10}} \right)$$

Obdobně jako SNR i parametr SINAD by měl být co možná nejvyšší. [25]

## ENOB - Effective Number of Bits

Tento parametr vyjadřující efektivní počet bitů je jinou formou vyjádření poměru užitečného signálu ku zdrojům šumu a zkreslení (SINAD). Jinými slovy ENOB vyjadřuje, kolik bitů z reálného A/D převodníku lze dokonale využívat v daném prostředí.

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,763}{6,02} \quad (6)$$

Ideální převodník by měl využívat takový počet bitů, na který je konstruovaný, nicméně vlivem rušivých vlivů se tento počet bitů snižuje. Snahou však je, aby parametr ENOB odpovídal počtu bitů A/D převodníku. [25]

## 6.2 Volba A/D převodníku

Pro konkrétní specifickou aplikaci se jako vhodná volba zdá 16 bitový A/D převodník s postupnou aproximací. Tato architektura se oproti sigma-delta převodníkům sice vyznačuje nižší přesností, jako hlavní výhodou se ale při volbě jevila rychlost převodu. S vyšší rychlostí je totiž možné dosáhnout vyšší vzorkovací frekvence převodníku a to přináší nespornou výhodu při získávání dat při vzorkování indukovaného napětí. Začít sbírat vzorky je možné až v momentě, kdy se ustálí přechodný děj indukovaného napětí vyvolaný nárůstem budicího proudu, neboť zde v tomto bodu je jednoznačně možné získat informaci o průtoku v podobě indukovaného napětí. V tomto poměrně krátký časový úsek je vhodné, aby A/D převodník umožňoval sběr co možná nejvíce vzorků, se kterými lze dále pracovat v mikrokontroléru. Architektura sigma-delta převodníků s nižší vzorkovací frekvencí by tento počet vzorků snižovala, což se jeví jako nevýhoda. Volba paralelního převodníku byla vyloučena z důvodu nízkého počtu bitů, čímž by docházelo ke snížené přesnosti převedených dat.

Jako vhodný převodník v modulu byl zvolen 16 bitový ADS8689 od výrobce Texas Instruments. Dle katalogového listu má tento převodník možnost volby mezi devíti rozsahy, z nichž pět umožňuje bipolární vstupní signál, zbylé čtyři pak umožňují unipolární vstup a to vždy v násobku referenčního napětí. Tento převodník umožňuje využít referenční napětí buď interní, či externí. Zveřejněny jsou také dynamické parametry převodníku pro všechny vstupní rozsahy, z nichž zajímavý je nejen odstup signálu od šumu  $SNR \approx 92$  dB pro nejvyšší rozsah a  $SNR \approx 90$  dB pro rozsah nejnižší, ale také parametr SINAD, jehož hodnoty dosahují stejných hodnot jako parametry SNR. Tedy pro nejvyšší rozsah 92 dB a pro nejnižší rozsah 90 dB. Tento převodník dosahuje vzorkovací frekvence 100 kSPS, je však možné nahradit ho jinými typy převodníků s totožnými vlastnostmi a stejným pouzřem, například ADS8685 (500 kSPS) či ADS8681 (1 MSPS). V době, kdy byl A/D převodník pořizován, však byly problémy s dostupností jiných typů převodníků.[26]

Dle vztahu 6 a parametru SINAD lze tedy vypočítat efektivní počet bitů zvoleného A/D pře-

vodníku pro jeho maximální bipolární rozsah takto

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,763}{6,02} = \frac{92 - 1,763}{6,02} = 14,99 \approx 14 \text{ bit.}$$

Při využití nejvyššího rozsahu  $FSR = 24,576 \text{ V}$  pak tedy lze rozlišení s využitelnými 14 bity vypočítat dle následujícího výpočtu.

$$\Delta U = \frac{FSR}{2^{ENOB}} = \frac{24,576}{2^{14}} = 1,5 \text{ mV}$$

### 6.3 Realizace digitalizace signálu

Modul analogově-digitální konverze uvedený na obrázku 45 je implementován na společné desce s modulem optické detekce. Každý z těchto modulů je osazen na jedné vrstvě. Z důvodu dalšího možného využití modulu v jiných projektech je na desce umožněna volba používaného A/D převodníku a to vložением propojovacích rezistorů R24 a R25. Pokud je vložen propojovací rezistor R24, pak je vstupní signál tohoto modulu veden na vstupní analogový pin vývojové desky podporující použité unifikované rozvržení konektorů (STM32 Nucleo-144 či Arduino) a umožňuje tak využití interních A/D převodníků, které bývají implementované v mikrokontrolérech. V projektu indukčního průtokoměru byl jako primární zvolen externí 16 bitový A/D převodník ADS8689.

ADS8689 umožňuje připojení externího referenčního napětí, toto však není použito a jako reference je využit vnitřní zdroj referenčního napětí, jehož hodnota je  $4,096 \text{ V}$  [26]. Aby nemusel být vstupní signál do A/D převodníku dále upravován, je využito rozsah  $\pm 3 \cdot U_{REF} = \pm 12,288 \text{ V}$ , jenž je v převodníku implementován ve výchozím stavu po resetu, proto tedy nemusí být vstupní rozsah nastavován.

#### Napájení A/D převodníku

Zvolená komponenta pro svou činnost vyžaduje oddělené napájení analogové části a digitální části. Analogová část má v katalogovém listu uvedenou doporučenou hodnotu napájecího napětí  $5 \text{ V}$  a digitální část pak  $3,3 \text{ V}$  [26]. Proto je v tomto modulu zabudován stabilizátor napětí, který snižuje napájecí napětí modulu  $12 \text{ V}$  na požadované napájecí napětí analogové části A/D převodníku  $U_{DD} = 5 \text{ V}$ . Napájení digitální části je realizováno ze stabilizátoru umístěného na vývojové desce STM32 Nucleo-144. Každý z napájecích pinů je pak opatřen blokovacím kondenzátorem o kapacitě  $1 \mu\text{F}$ . Každá část napájení, tedy digitální i analogová, má svoji vlastní zemní plochu, ty jsou pak spojeny v jednom bodě pod pouzdrem převodníku.

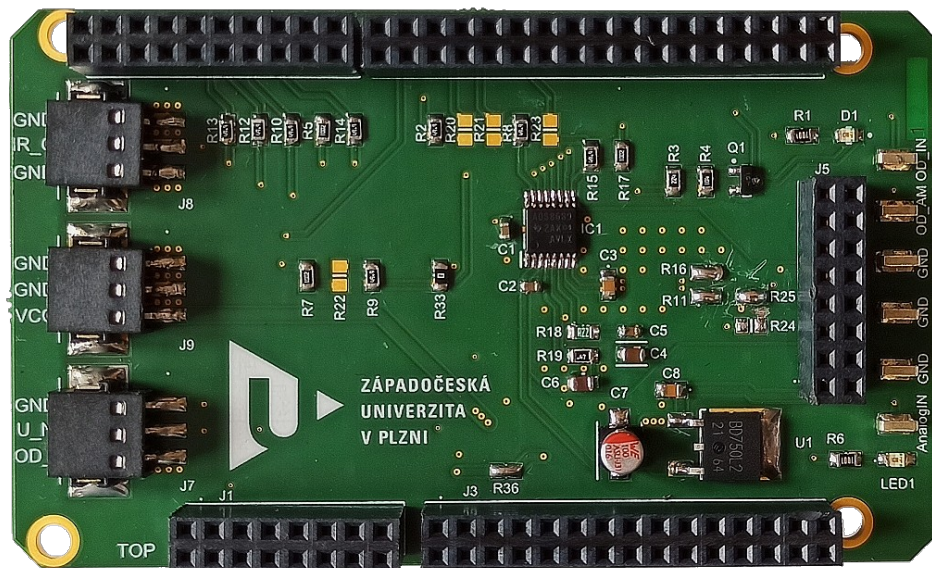
#### Propojení převodníku a mikrokontroléru

Použitý převodník umožňuje komunikaci, která využívá sběrnici SPI. Sestavený model je tak díky této komunikaci možné využít nejen k jedné konkrétní vývojové desce, ale předurčuje jej

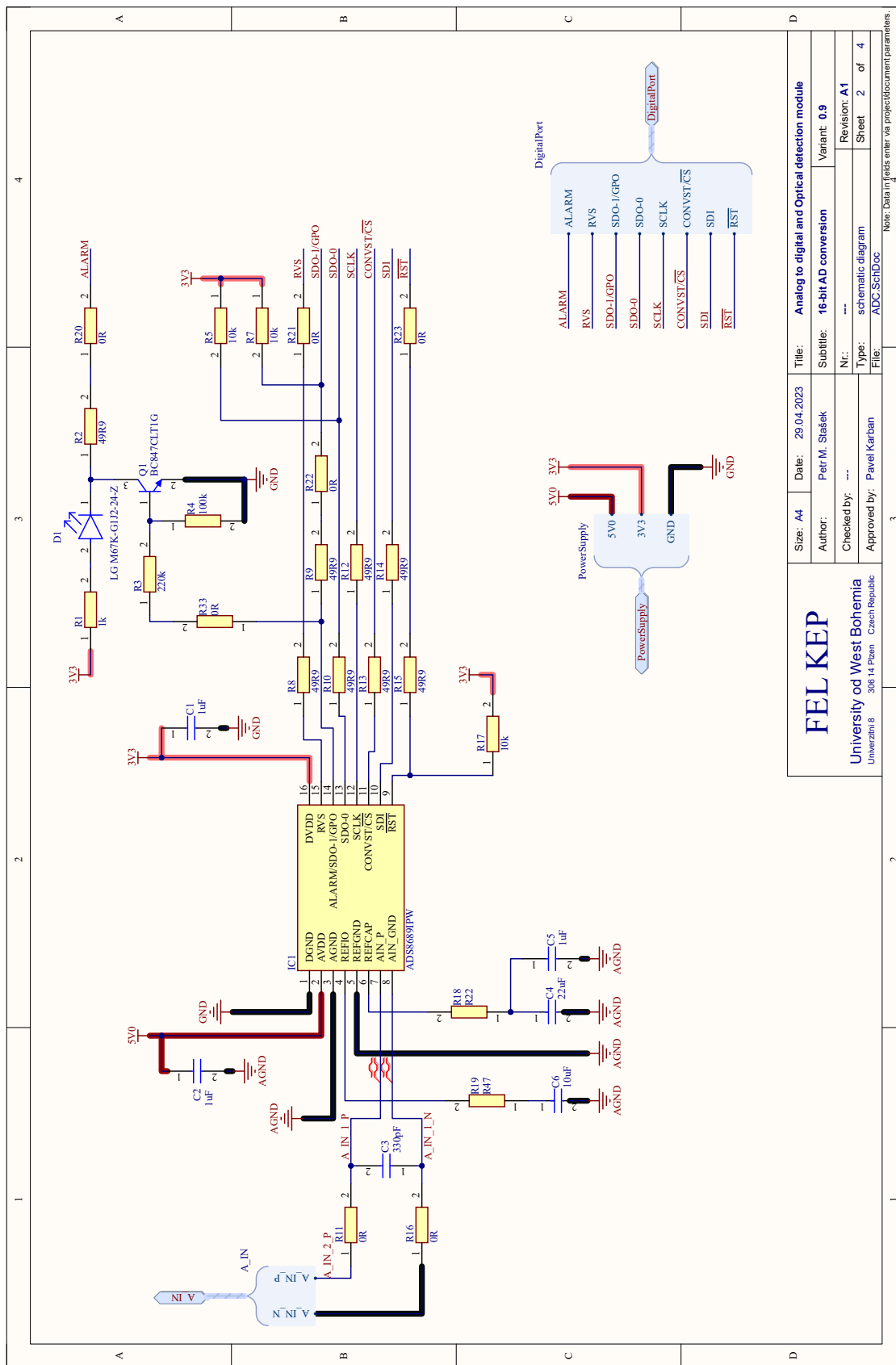


k univerzálnímu použití. ADS8689 podporuje i režim multiSPI, který umožňuje propojení výstupních dat převodníku s více zařízeními v sérii, toto ale v tomto projektu není využíváno, protože k mikrokontroléru je připojeno pouze jedno zařízení komunikující po sběrnici SPI.

Pro propojení A/D převodníku a mikrokontroléru jsou využívány čtyři signálové vodiče, z nichž každý je opatřen rezistorem s hodnotou  $49,9\ \Omega$ , který odpovídá elektrotechnické řadě E96 a napomáhají ke zvýšení integrity signálu omezením napěťových překmitů. Signál propojený pinem s označením CONVST/ $\overline{CS}$  slouží jako vstupní signál určující komponentu, se kterou budou ostatní zařízení komunikovat. Signál SDO-0 je určen pro přenos výstupních dat z A/D převodníku, zatímco signál SDI přijímá příchozí data. Veškerá komunikace ve sběrnici SPI je pak řízena jednotným hodinovým signálem přivedeným na pin SCLK. Do mikrokontroléru je také možné přivést signál  $\overline{RST}$  pro reset převodníku. Během testování tato potřeba nevznikla, a proto je tato cesta ponechána rozpojena v místě propojovacího rezistoru R23. Stejně tak je v řízení nevyužit i signál ALARM, jenž slouží k signalizaci chybových stavů, je zde však připojena LED signalizující možnost chybového stavu.



Obrázek 44: Fotografie modulu analogově-digitální konverze



Obrázek 45: Schéma zapojení externího A/D převodníku ADS8689

## 7 Detekce protékaného média

Inovativnost nově vyvíjeného indukčního průtokoměru mimo jiné spočívá v automatickém přerušení měření průtoku v případě přítomnosti jiného média v měřícím potrubí, než je aktuálně požadovaná tekutina. Z tohoto důvodu je zapotřebí spolehlivě detekovat tekutinu přítomnou v potrubí a to za stálého dodržení zásad, které byly dodržovány i při detekci indukovaného napětí. Detektory protékaného média by neměly příliš mechanicky zasahovat do potrubí, aby nebylo zamezeno snadné sanitaci potrubí. Zároveň je také nepřijatelné, aby detektory jakkoliv ovlivňovaly chemické složení tekutiny.

V průběhu řešení projektu Indukčního průtokoměru pro sycené nápoje byly zvoleny tři různé způsoby detekování média - měření vodivosti, pH a optická detekce tvořená kombinací LED - fototranzistor. Všechny tyto způsoby byly ověřeny měřením v elektrochemické laboratoři katedry elektrotechniky a počítačového modelování na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity ve spolupráci s Ing. Lenkou Stachovou, Ph.D. Výsledky měření byly zároveň s úvahou o náročnosti dané měřicí metody porovnány mezi sebou.

Měření byly podrobeny dvě skupiny různých tekutin, které se mohou v provozu v indukčním průtokoměru reálně vyskytovat. Při běžném provozu mohou být v měřícím potrubí přítomny nápoje uvedené níže, které se dle spektrofotometrického měření provedeného na všech tekutinách (obrázek 46) podle absorpance různých vlnových délek dělí na dvě skupiny - světlé nápoje a tmavé nápoje.

– Světlé nápoje:

- Birel - pomelo&grep
- Víno bílé - Ryzlink rýnský
- Purkmistr - PL/DC 11°
- Purkmist - IPA 14°
- Purkmistr - světlý ležák 12°

– Tmavé nápoje:

- Kofola Original
- Víno červené - Cabernet Sauvignon
- RAUCH - černý rybíz
- Purkmistr - tmavý ležák 12°
- Purkmistr - pšeničné pivo 12°
- Purkmistr - černá IPA 14°
- Purkmistr - weizenbock 17°

Dále se v měřicím potrubí mohou vyskytovat sanitační prostředky. Potravinářská potrubí je nutné pravidelně čistit a to jak vodou, tak i speciálními sanitačními přípravky zásaditými či kyselými. Veškeré tekutiny, které se mohou v potrubí vyskytovat při čištění jsou:

- destilovaná voda,
- kohoutková voda - Plzeň,
- čistící roztok - kyselý a
- čistící roztok - zásaditý.

## Měření vodivosti a pH

V elektrochemické laboratoři byly pod dohledem Ing. Lenky Stachové, Ph.D. naměřeny hodnoty vodivosti konduktometrem WTW Cond7310 s čtyřelektrodovou měřicí celou TetraCon s platinovými diskovými elektrodami a pH pomocí pH metru a inometru Labicom PHI 04 analyzovaných tekutin. Tyto naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 2 a je z nich patrný rozdíl mezi sanitačními prostředky a nápoji jak ve vodivosti tak v pH. Rozporuplná je hodnota vodivosti kohoutkové vody, která se může výrazně lišit v závislosti na místě odběru. Ze zkušeností Ing. Lenky Stachové, Ph.D. i konzultanta Ing. Michala Lišky ze společnosti LUKR CZ a.s. se hodnota vodivosti kohoutkové vody může v případě vysokého množství obsažených minerálů velmi blížit k hodnotám vodivosti měřených nápojů. Nejen díky nejednoznačnostem, které způsobují různé hodnoty vodivosti vody, kterou jsou potravinářská potrubí čištěna, ale také z důvodu náročnosti metody měření vodivosti, byla tato metoda detekce protékaného média vyloučena pro finální použití. Jedna z metod přesného určení vodivosti kapaliny spočívá ve vyvažování můstku, do něhož jsou připojeny většinou platinové elektrody, jež jsou v kontaktu s měřenou kapalinou. Ve srovnání s optickou detekcí je tato metoda neobstojná. [27]

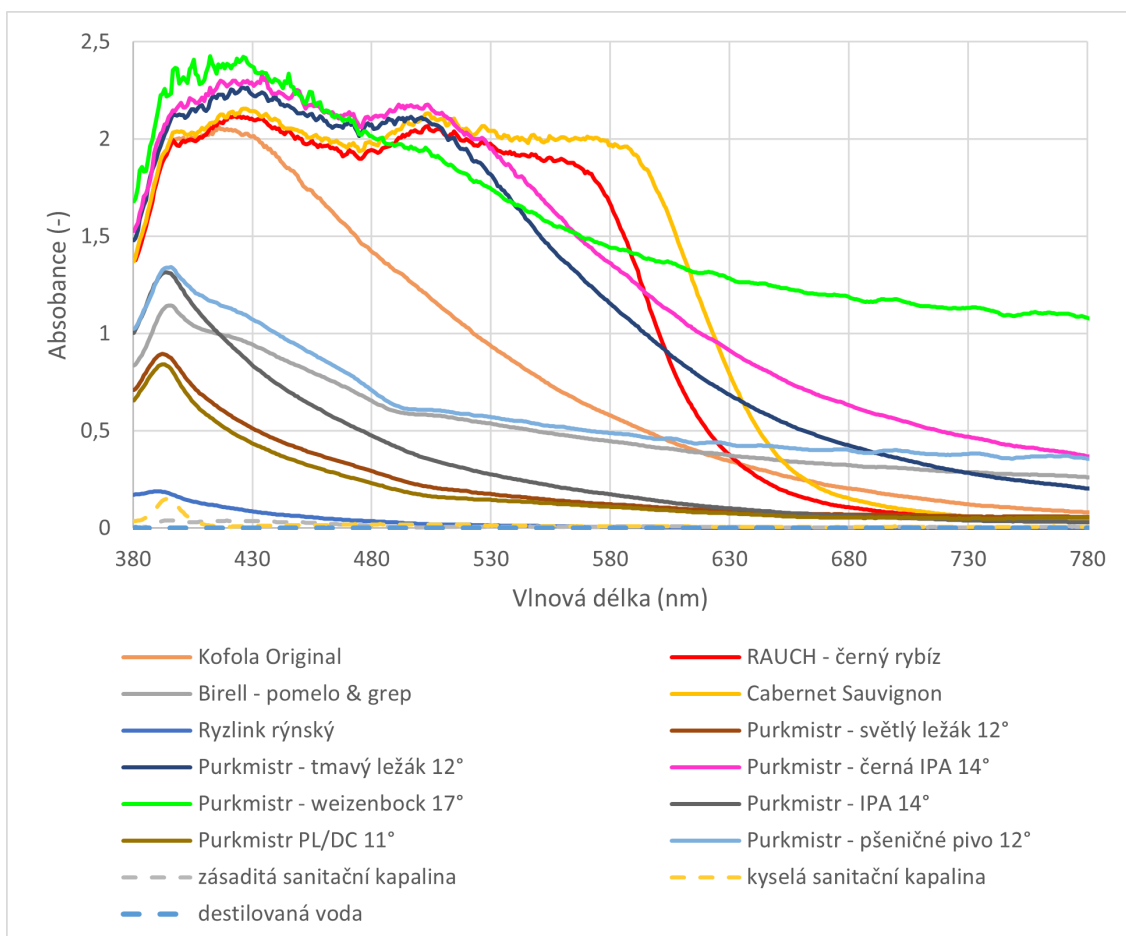
Naměřené rozdíly faktoru pH mezi nápoji a sanitačními prostředky jsou velmi výrazné. Faktor pH se prakticky u veškerých sycených nápojů pohybuje okolo hodnoty 4, hodnoty pH faktoru čistících roztoků i kohoutkové vody jsou od pH faktoru sycených nápojů však velmi vzdálené. Pokud však byla metoda detekce protékaného média měřením vodivosti vyloučena z důvodu komplikované proveditelnosti, pak aplikace metody měření pH faktoru nepřipadá v úvahu. Mimo pouze orientačního měření lakmusovými papírky lze uvést například potenciometrické měření pH, které je založeno na porovnávání potenciálového rozdílu mezi referenční elektrodou umístěnou ve speciální skleněné baňce s roztokem o známém pH a druhou elektrodou, která je v kontaktu s měřeným roztokem. Mezi těmito dvěma elektrodami pak při rozdílném pH faktoru dvou srovnávaných roztoků vzniká potenciálový rozdíl. [27]

**Tabulka 2:** Naměřené hodnoty vodivosti a pH

Médium	Vodivost ( $\mu\text{S}/\text{cm}$ )	pH
Čistící roztok - kyselý	4260	2,4
Čistící roztok - zásaditý	51400	13,3
Kohoutková voda - Plzeň	383	7,0
Průměr tmavé nápoje	1975	4,0
Průměr světlé nápoje	1763	4,1

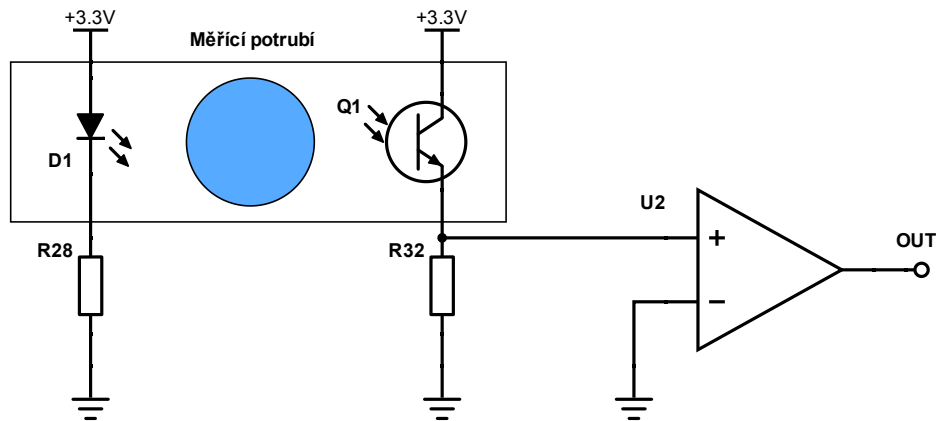
## Měření optických vlastností

Další testovanou možností detekce protékaného média bylo zvoleno sledování optických vlastností analyzovaných tekutin. S pomocí Ing. Petra Kadlece, Ph.D. z katedry materiálů a technologií Fakulty elektrotechnické ZČU bylo provedeno spektrofotometrické měření absorpance uvedených tekutin. Takřka každá jakkoliv zabarvená tekutina se vyznačuje tím, že pohlcuje určité vlnové délky frekvenčního spektra. Výsledky měření světelné absorpance přístrojem Vernier SpectroVis Plus Spectrophotometer v rozsahu vlnových délek od 380 nm do 780 nm jsou vyneseny v grafu na obrázku 46.

**Obrázek 46:** Absorbance měřených tekutin

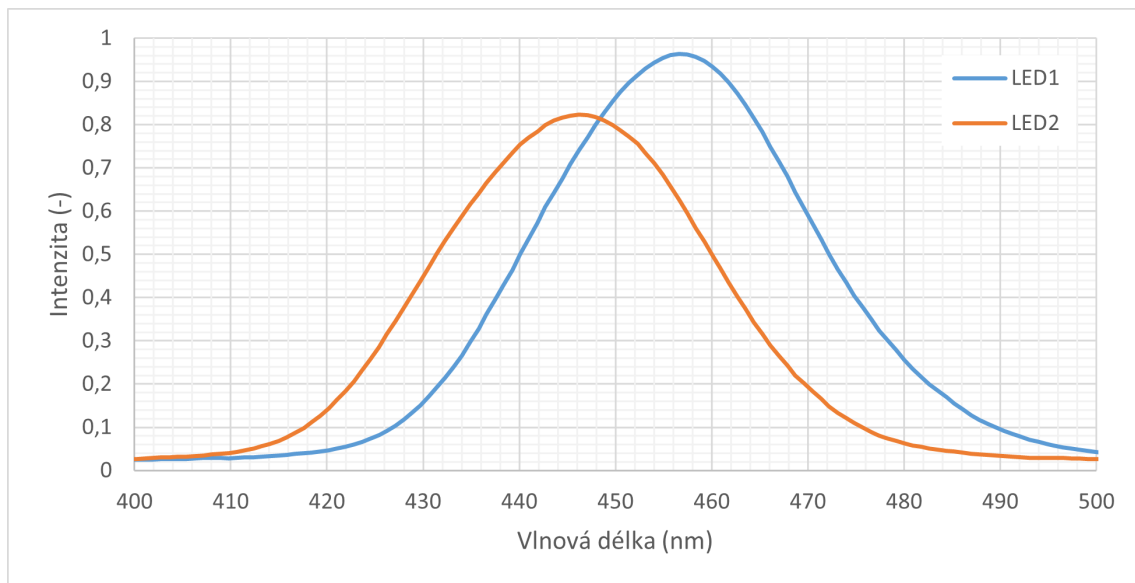
Z těchto naměřených dat je zřejmé rozdělení různých tekutin do tří skupin, z nichž první jsou

čiré kapaliny, do kterých spadají především sanitální prostředky, dále pak světlé nápoje, které pohlcují užší frekvenční spektrum. Tmavé nápoje absorbují značně široké frekvenční spektrum a to s mnohem vyššími hodnotami absorbance, než nápoje spadající do světlé skupiny. Dále je na těchto průbězích zřejmá absorbanční špička, která odpovídá přibližně 390 nm, což je vlnová délka korespondující s hranicí fialového a ultrafialového záření.



**Obrázek 47:** Principiální schéma optické detekce

Princip detekování protékajícího média s využitím různých optických vlastností testovaných tekutin je znázorněn na obrázku 47. Z důvodu omezení negativních vlivů záření o vlnových délkách blízkých se ultrafialovému záření na nápoje protékající měřicím potrubím, byla jako světelný emitor zvolena luminiscenční dioda (LED) modré barvy, která se nachází v těsné blízkosti vlnových délek fialové barvy a absorbance tekutin zde stále vykazuje nezanedbatelné hodnoty. Jako snímač pak slouží fototranzistor umístěný zrcadlově v ose LED, který je otevírán úměrně absorbancí vlnových délek různých tekutin. Úbytek napětí na rezistoru R32 závislý na intenzitě záření, která je schopna proniknout měřeným médiem, je pak zesilován operačním zesilovačem U2 a jeho výstup je pak vyveden na vstup interního A/D převodníku mikrokontroléru STM32, kde tento signál může být dále vyhodnocován. U testovaných LED bohužel nebyla známa vlnová délka světelného záření, proto bylo provedeno ještě další měření spektrofotometrem a to měření intenzity záření v závislosti na vlnové délce, která je vynesena v grafu na obrázku 48. Na tomto obrázku je možné odečíst nejvyšší hodnotu intenzity světelného záření u dvou testovaných LED s čirým pouzdrem o průměru 5 mm pro LED1 a 3 mm pro LED2.

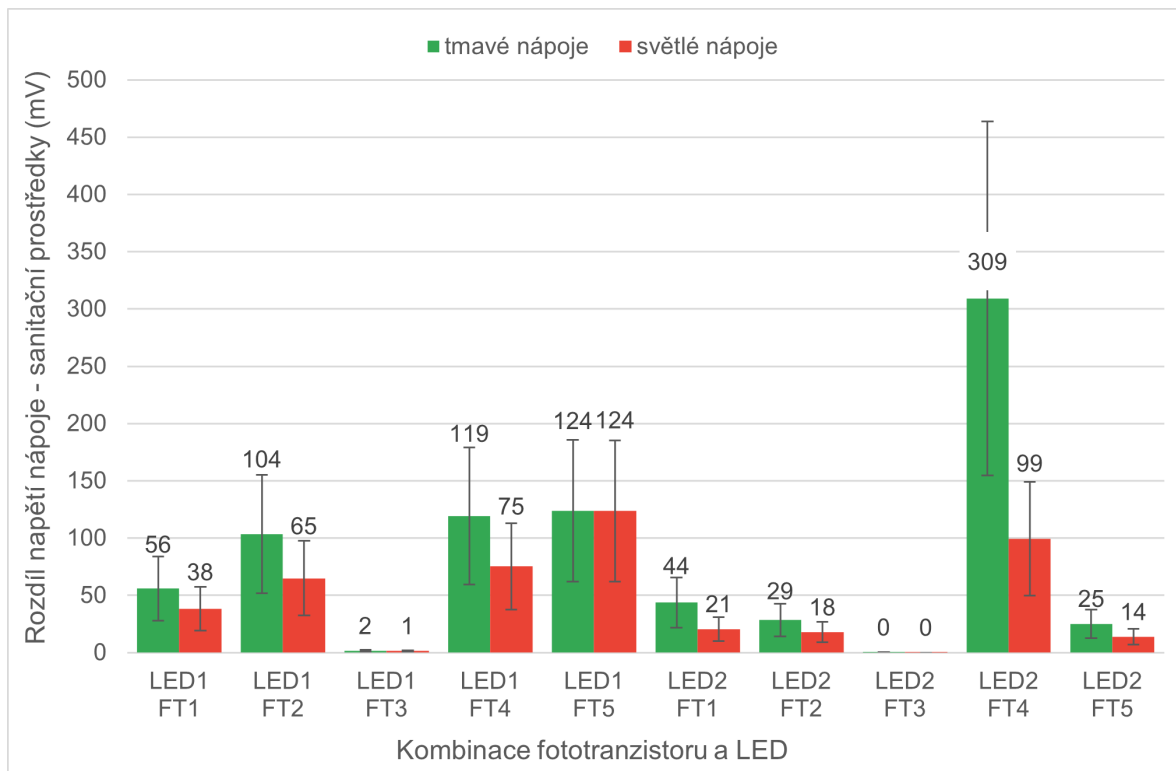


Obrázek 48: Vlnové délky testovaných LED

Zajímavým ukazatelem pro detekci protékaného média je rozdíl mezi nápoji a sanitačními prostředky. Dvě testované LED byly porovnávány s pěti různými fototranzistory pro každou testovanou tekutinu a byla sledována hodnota napětí na rezistoru R32. Tyto hodnoty pak byly následně zpracovány a výsledkem je graf na obrázku 49, ve kterém jsou vyneseny hodnoty rozdílného napětí na rezistoru R32 v porovnání tmavých a světlých nápojů spolu se sanitačními prostředky. Vynesené hodnoty jsou výsledkem zprůměrovaných hodnot úbytků napětí ve skupině tmavých a světlých nápojů. Specifikace testovaných tranzistorů je uvedena v tabulce 3. Z grafu je patrné, že nejvyšší rozdíl úbytku napětí vykazuje kombinace LED číslo 2 a fototranzistoru číslo 4.

Tabulka 3: Specifikace testovaných fototranzistorů

Označení	Výrobce	Označení	Pouzdro	Průhlednost pouzdra
FT1	LUCKY LIGHT	304PTC4B-1AD	3 mm	Čirá
FT2	OSRAM	SFH309-5	3 mm	Čirá
FT3	LUCKY LIGHT	304PTD4B-1A	3 mm	Tmavá
FT4	LUCKY LIGHT	503PTC2E-1AD	5 mm	Čirá
FT5	KUNGBRIGHT	L-53P3BT	5 mm	Tmavá



**Obrázek 49:** Rozdíl napětí na rezistoru R32 mezi nápoji a sanitačními prostředky v závislosti na kombinaci LED - fototranzistor

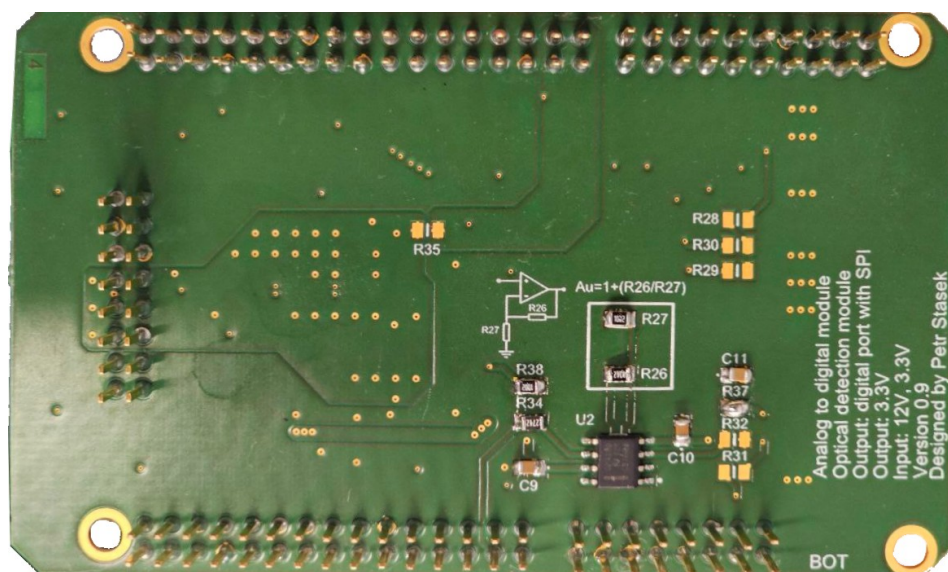
## 7.1 Realizace modulu detekce protékaného média

Modul detekce je realizován na společné desce plošných spojů s analogově digitální konverzí. Toto řešení bylo zvoleno z úsporného hlediska, protože oba moduly nevyžadují příliš mnoho plochy pro osazení potřebných komponent a bylo by tedy neekonomické vytvářet další modul. Fotografie na obrázku 50 znázorňuje realizované schéma uvedené na obrázku 51 na spodní straně společné desky obou zmíněných modulů. Detailní zapojení modulu je uvedeno v příloze B.5.

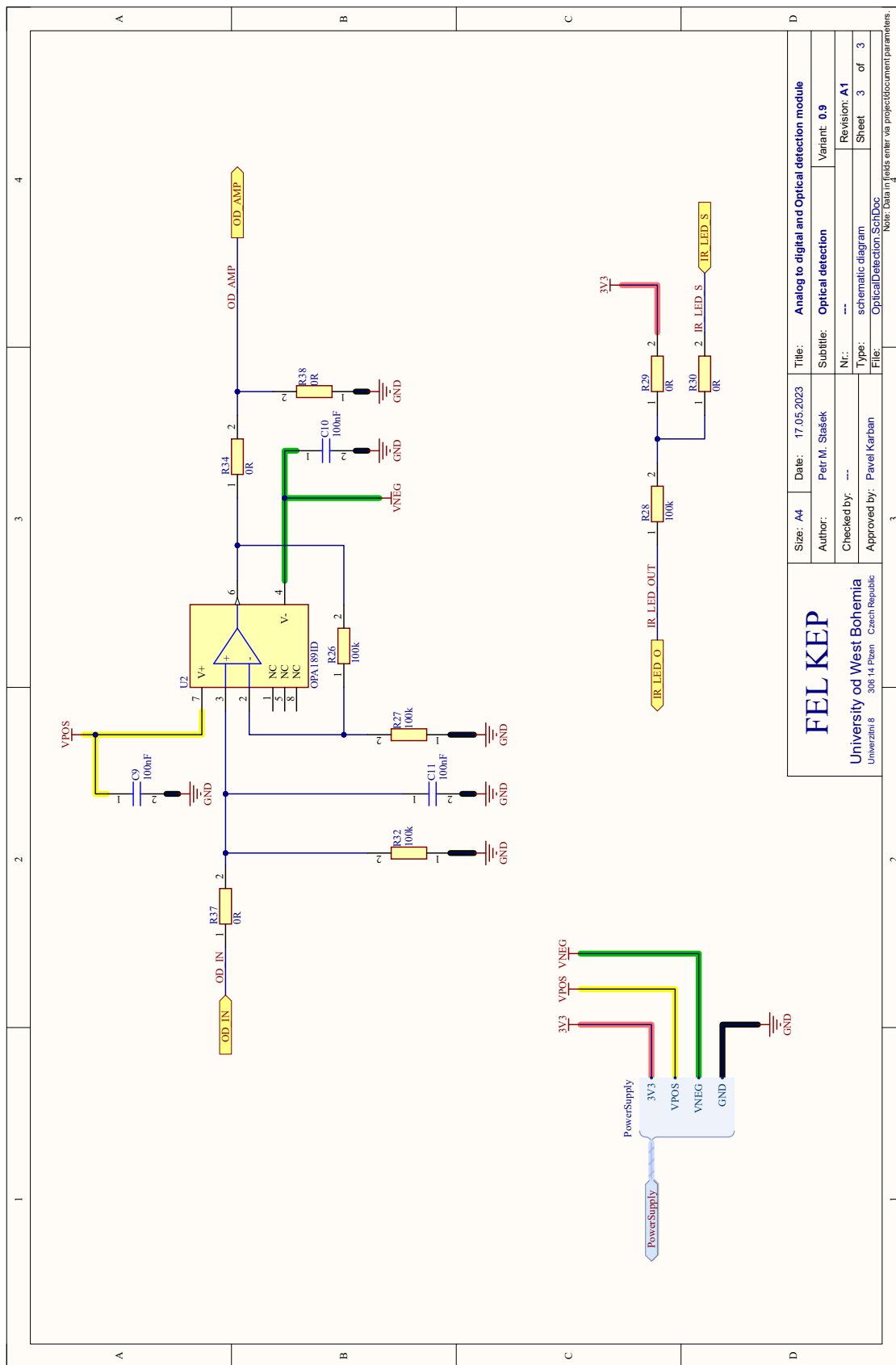
Jako vhodná metoda detekce protékaného média byla zvolena metoda závislá na absorpci různých světelných vlnových délek. Díky tomuto jevu je možné fototranzistorem detekovat světelné záření vysílané luminiscenční diodou do analyzovaného média. Diodu emitující záření ve vhodné vlnové délce je možné umístěním rezistoru R29 připojit buď přímo na napájecí napěťovou hladinu 3,3 V, nebo ji lze připojit k výstupnímu pinu mikrokontroléru umístěním rezistoru R30. V sérii s fototranzistorem je pak proti nulovému potenciálu umístěný rezistor R32, na kterém je operačním zesilovačem U2 snímán úbytek napětí. Snímací fototranzistor je k modulu připojen konektorem J7. Díky zpětné vazbě operačního zesilovače tvořené rezistory R26 a R27 je možné nastavit zesílení měřeného úbytku napětí tak, aby byl efektivně využit plný rozsah interního A/D převodníku v mikrokontroléru STM32. Napájení operačního zesilovače je uvažováno symetrické o napětí  $\pm 12$  V, proto je nutné úroveň výstupního signálu z operačního zesilovače ještě snížit na rozsah odpovídající vstupnímu napěťovému rozsahu A/D převodníku, který je 0 až 3,3 V. Z tohoto důvodu je na výstupu operačního zesilovače uvažován napěťový dělič tvořený rezistory R34



a R38 z něhož jež vychází výstupní signál, který je připojen na vstupní pin A/D převodníku.



Obrázek 50: Fotografie modulu optické detekce



Obrázek 51: Schéma zapojení modulu optické detekce

## 8 Závěr

V rámci diplomové práce byly realizovány čtyři klíčové oblasti projektu zabývající se vývojem inovativního chytrého průtokoměru pro sycené nápoje. Výstupem každé oblasti je pak speciální prototypový modul, který díky využití unifikovaného rozvržení konektorů umožňuje kompatibilitu s dostupnými vývojovými deskami STM32 Nucleo-144 či Arduino. K napájení těchto modulů je využit modul napájení přes ethernet (PoE) a modul symetrického napájení vyvinutý Bc. Radkem Klesou, jenž je jedním z členů výzkumného týmu projektu.

S využitím počítačových modelů byl navrhnout a optimalizován magnetický obvod s budícím induktorem, který vytváří magnetické pole v měřícím potrubí průtokoměru, díky němuž pak dochází ke vzniku indukovaného napětí v měřeném médiu. Induktor tvořící magnetické pole je napájen navrženým a realizovaným modulem buzení magnetického pole s vlastními budiči MOSFET tranzistorů střídače. Díky modulárnosti zařízení je možné tento násuvný modul umístit na vývojovou desku a snadno tak implementovat požadovaný průběh budícího proudu. V rámci ladění byl prototyp modulu podroben zkouškám elektromagnetické kompatibility, a protože se křivka vyzařované intenzity elektrického pole velmi blížila limitní křivce pro prostředí obytné, obchodní a lehkého průmyslu, byl také lokalizován zdroj rušení a byly představeny kroky k jeho eliminaci. Při testování odolnosti proti rušení však modul obstál.

V magnetickém poli měřící trubice jsou umístěny elektrody, které detekují napětí indukované v měřeném médiu. Během vývoje projektu byl zjištěn zásadní vliv polohy vodičů, jenž přenáší detekovaný signál od snímacích elektrod do dalších modulů v měřící kaskádě, na detekovaný průběh napětí. Nejvhodnějším řešením se ukázalo přímé a co možná nejkratší vyvedení vodičů, čímž dochází k minimálnímu vlivu magnetického pole na vodiče. Napěťová hladina detekovaného signálu je velice nízká (desítky až stovky  $\mu\text{V}$ ), proto přenos signálu od elektrod do následujícího modulu analogového předzpracování musel být realizován tak, aby byl slabý signál velmi málo ovlivňován a z toho důvodu byl zvolen datový kabel Cat-7. Tento kabel je nejen velice odolný proti rušení, ale také je poměrně levný a dostupný, zároveň poskytuje poměrně pohodlnou a spolehlivou konektivitu pomocí unifikovaných konektorů RJ-45.

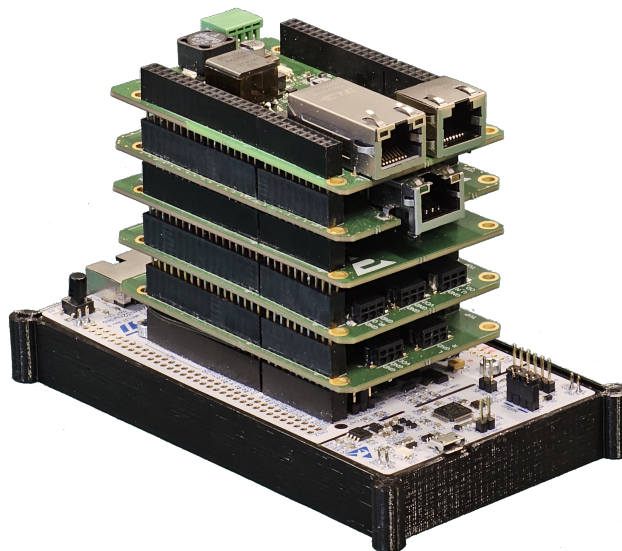
Jako jedna ze součástí měřící kaskády byl navržen a realizován modul analogového předzpracování, ve kterém je implementována základní filtrace nepožadovaného frekvenčního spektra pro následnou digitalizaci signálu. Filtrovaný signál je v tomto modulu také zesílen a to s využitím nížkošumového přístrojového zesilovače a koncového zesilovače. Při návrhu modulu bylo dbáno na minimalizaci vlivů působících na signál.

Třetím násuvným modulem je digitalizace signálu, která je realizována 16 bitovým A/D převodníkem s postupnou aproximací. Převodník je k mikrokontroléru připojen přes sběrnici SPI a nabízí celkem devět napěťových vstupních rozsahů, které mohou být i symetrické. Toto z modulu dělá poměrně univerzální zařízení, které je možné v kombinaci s modulem symetrického napájení od

Bc. Radka Klesy využít jako samostatný přípravek pro digitalizaci velmi nízkých napětí. Jelikož i tento modul využívá unifikovaného rozvržení konektorů vývojových desek STM32 Nucleo-144 či Arduino, je možné ho tedy snadno využít i v dalších aplikacích s těmito vývojovými deskami. Jako samostatná jednotka byl tento modul a modul analogového předzpracování představen na Studentské odborné soutěži SVOČ 2023, kde se v sekci Elektrotechnika, elektronika a elektro-technologie (NMgr.) umístil na prvním místě.

Na společné DPS s modulem digitalizace signálu je také umístěn modul detekce protékajícího média. Před realizací tohoto prvku byla provedena série měření elektrochemických vlastností různých nápojů, které by se v novém průtokoměru mohly vyskytovat. Výstupem těchto měření je zvolená metoda optické detekce, která se ukázala jako levná a nejsnáze proveditelná. Samotný modul je pak proveden pouhým zesílením úbytku napětí na rezistoru, jenž je v sérii s fototranzistorem snímajícím záření procházející médiem vyvolané luminiscenční diodou, jejíž vlnová délka byla určena dle naměřených vlastností analyzovaných nápojů.

Optimalizovaný magnetický obvod a veškeré prototypové moduly vytvořené v rámci této diplomové práce tvoří v kombinaci s dalšími modely a číslicovým zpracováním od kolegy Bc. Radka Klesy kompletní funkční celek nového indukčního průtokoměru. Sestava modulů a vývojové desky je zachycena na fotografii v obrázku 52. Tato práce tedy přispěla k úspěšné realizaci projektu a díky modulárnosti jednotlivých celků nabízí i jejich další využití. Při řešení projektu se prokázala výborná inženýrská spolupráce obzvláště v kolektivu realizující mechanickou a elektronickou část. Tato diplomová práce bude využita jako součást závěrečné zprávy projektu a bude sloužit jako podklad pro komercializační fázi výzkumného projektu, která předpokládá nasazení nového průtokoměru do průmyslu.



**Obrázek 52:** Kompletní sestava modulů a vývojové desky indukčního průtokoměru

# Seznam použité literatury

- [1] *Magneticko-induktivní senzory proudění*, [online], cit. 15.5.2023, 2023. URL: [https://www.ifm.com/cz/cs/category/200\\_020\\_030\\_010\\_010%5C#/best/1/100](https://www.ifm.com/cz/cs/category/200_020_030_010_010%5C#/best/1/100).
- [2] *Indukční průtokoměry*, [online], cit. 15.5.2023, 2023. URL: <https://www.elis.cz/vyroby/mereni-prutoku/indukcni-prutokomery>.
- [3] *Indukční průtokoměry*, [online], cit. 15.5.2023, 2023. URL: <https://www.kapka-vodomery.cz/e-shop/vodomery/indukcni-prutokomery>.
- [4] K. Kadlec, „Indukční průtokoměr - princip, vlastnosti a použití,“ *Automa – časopis pro automatizační techniku*, č. 10, s. 10–13, 2012.
- [5] V. Mañas, „Indukční průtokoměry,“ Bakalářská práce, Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň, 2011.
- [6] *Michael Faraday – Pracuj, dokonči, publikuj!* [online], cit. 3.3.2023. URL: <http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/44630.pdf>.
- [7] L. Soukup, „Analýza proudění v potrubí kruhového i nekruhového průřezu metodou využívající rozložení hustoty vířivosti po průřezu,“ Dizertační práce, Vysoké učení technické v Brně, Brno, 2016.
- [8] H. Cambelová, „Měření rychlosti proudící kapaliny v trubici,“ Bakalářská práce, České vysoké učení technické v Praze, Praha, 2016.
- [9] J. G. Webster, *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, vydání první. CRC Press, 1999. DOI: [10.1201/9781003040019](https://doi.org/10.1201/9781003040019).
- [10] L. K. a Colm Slattery, „Electromagnetic Flow Meters Achieve High Accuracy,“ *Analog Dialogue*, roč. 48, č. 1, ún. 2014. URL: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-48/number-1/articles/electromagnetic-flow-meters-achieve-high-accuracy.pdf>.
- [11] M. Kumar, S. Kumar a S. Kumar, „A Review of Machine Learning Techniques for Intrusion Detection System,“ *2020 International Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI)*, s. 1–6, 2020. DOI: [10.1109/CCOMIN48264.2020.9138428](https://doi.org/10.1109/CCOMIN48264.2020.9138428).
- [12] Yokogawa, *WT5000 Precision Power Analyzer*, [online], cit. 11.3.2023, 2019. URL: <https://web-material3.yokogawa.com/LF01E00A00-11EN.us.pdf>.
- [13] *IRF540NS DataSheet*, Infineon, lis. 2003.
- [14] *Fast synchronous-buck MOSFET drivers with dead-time control*, SLVS195C, Rev. C, Texas Instruments, led. 2001.
- [15] T. Kupařowitz, „Assessment of noise sources in resistors,“ in *Student EEICT 2015*, Vysoké učení technické v Brně, 2015, s. 418–422, ISBN: 978-80-214-5148-3.
- [16] M. Humpolíková, „Šumová analýza základních obvodů pro analogové zpracování zvukových signálů,“ Bakalářská práce, Vysoké učení technické v Brně, Brno, 2018.

- [17] Z. Watral, J. Jakubowski a A. Michalski, „Electromagnetic flow meters for open channels: Current state and development prospects,” *Flow Measurement and Instrumentation*, roč. 42, s. 16–25, 2015, ISSN: 0955-5986. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.flowmeasinst.2015.01.003>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0955598615000047>.
- [18] M. Gregořica, *Rušivé vlivy působící na vedení xDSL systémů*, [online], led. 2005. URL: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/05003/index.html>.
- [19] *25 $\mu$ V, 0.3 $\mu$ V/°C, Low Noise Instrumentation Amplifier*, Rev. 0, Analog Devices, zář. 2019.
- [20] C. K. a Lew Counts, *A designer's guide to instrumentation amplifiers*, vydání třetí. Analog Devices, 2006.
- [21] J. Vonášek, „Návrh a realizace A/D převodníku s jednočipovým mikro počítačem,” Bachelářská práce, Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích, České Budějovice, 2006.
- [22] A. Electronics, *Analog-to-Digital (ADC) Converter Types & Basic Functions*, [online], cit. 20.4.2023, 2019. URL: <https://www.arrow.com/en/research-and-events/articles/analog-to-digital-adc-converter-types-and-basic-functions>.
- [23] B. Black, *Analog-to-Digital Converter Architectures and Choices for System Design*, cit. 20.4.2023, 1999.
- [24] B. Baker, „How delta-sigma ADCs work,” *Analog Applications Journal*, roč. 3, s. 13–16, 2011, ISSN: 0955-5986. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0955598615000047>.
- [25] *Atmel AVR127: Understanding ADC Parameters*, Rev.: Atmel-8456D-Understanding-ADC-Parameters\_AVR127\_Application Note-05/2016, Atmel Corporation, květ. 2016.
- [26] *ADS868x 16-Bit, High-Speed, Single-Supply, SAR ADC Data Acquisition System With Programmable, Bipolar Input Ranges*, SBAS633E, REVISED AUGUST 2022, Texas Instruments, ún. 2016.
- [27] J. Formánek, „Podklady k principu měření hodnoty pH a vodivosti kapalin,” *Výukové texty pro předmět Měřicí technika*, roč. 8, URL: <http://home.zcu.cz/~formanek/mmvyuka/Data/ivk-mt-soubory/14-F.pdf>.

# A Fotografie

## A.1 Analyzované roztoky

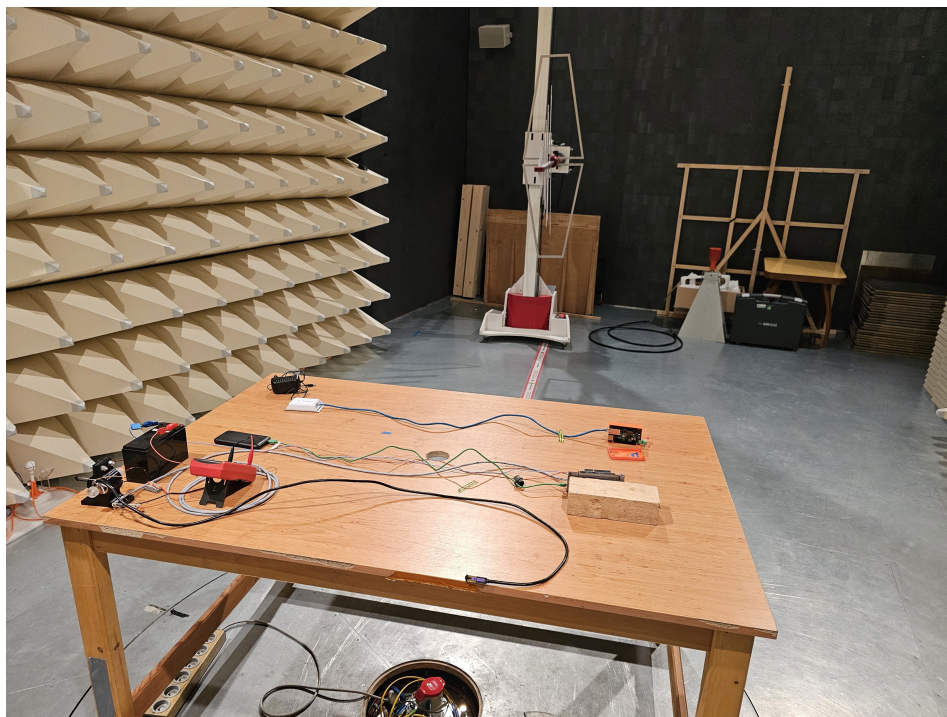


Obrázek A1: Kivety s analyzovanými roztoky

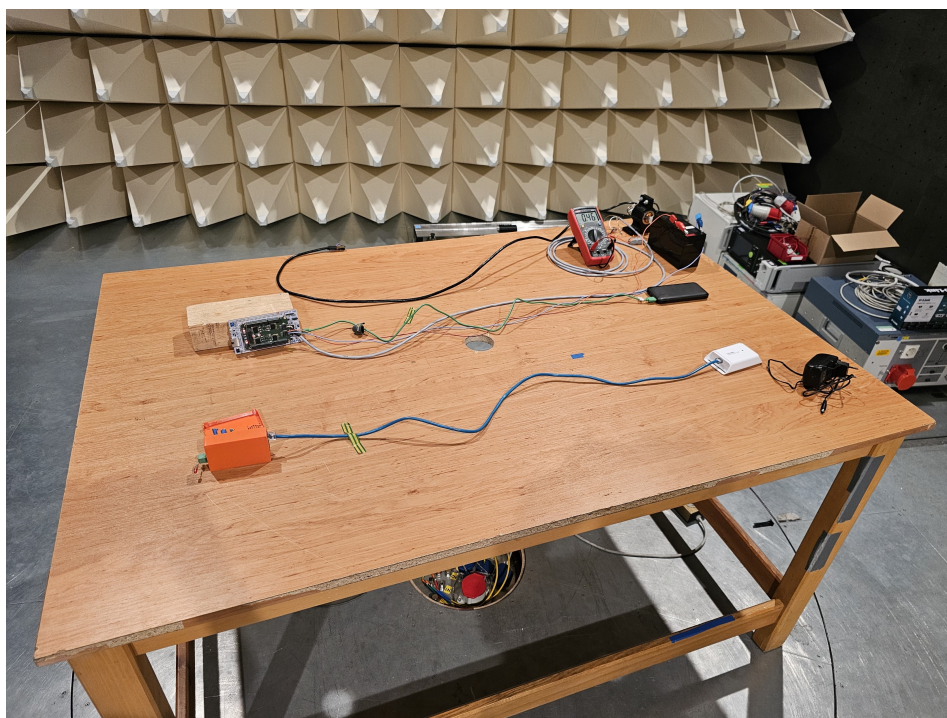


Obrázek A2: Kádinky s analyzovanými roztoky

## A.2 EMC testování



**Obrázek A3:** Konfigurace měřených modulů indukčního průtokoměru při EMC testování - zezadu



**Obrázek A4:** Konfigurace měřených modulů indukčního průtokoměru při EMC testování - zepředu



### A.3 Instalace nového indukčního průtokoměru v restauračním zařízení



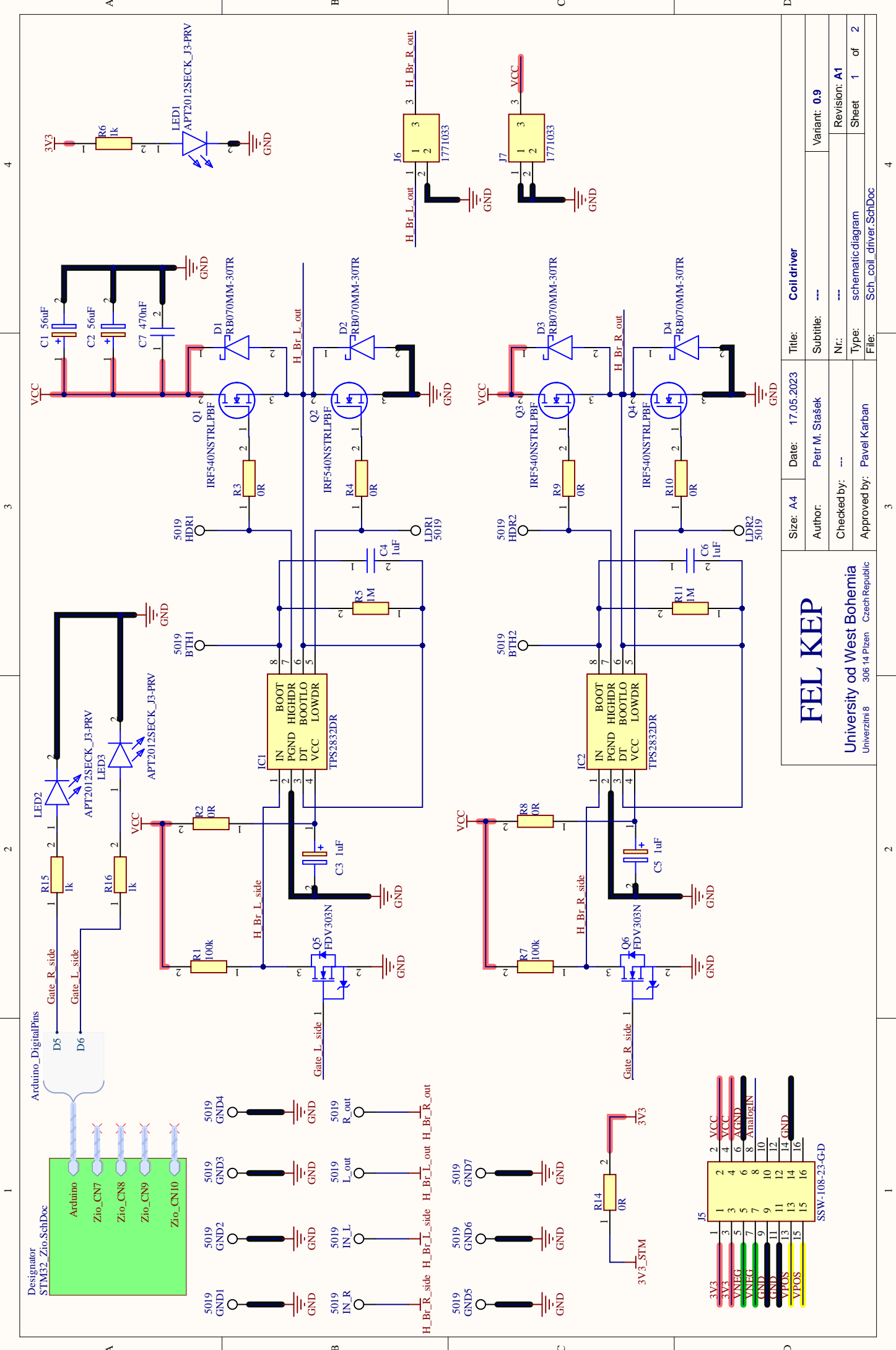
Obrázek A5: Indukční průtokoměr instalovaný ve výčepním zařízení



Obrázek A6: Detail na průtokoměr připojený k potravinářskému potrubí

# B Schématická a výrobní dokumentace

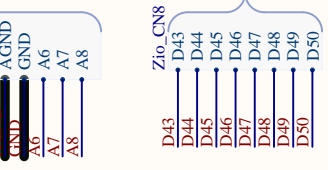
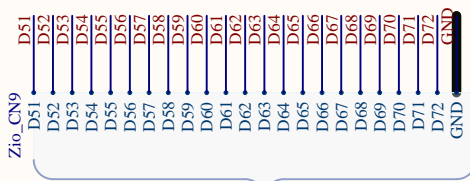
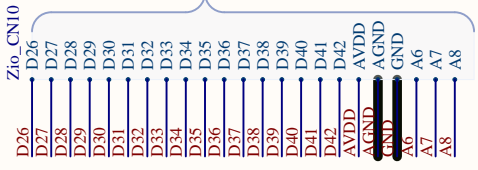
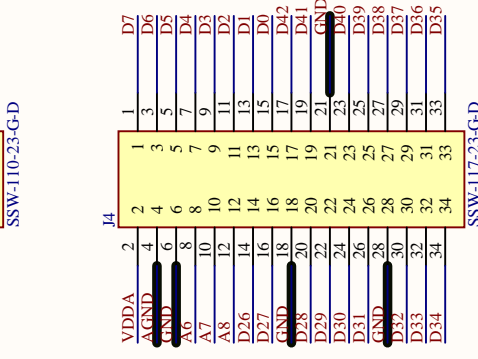
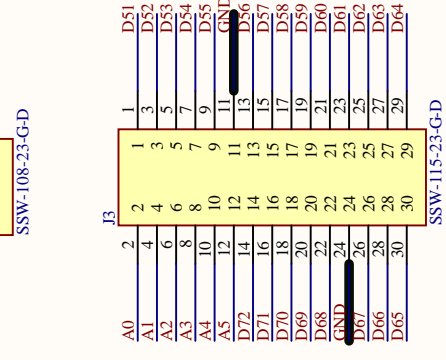
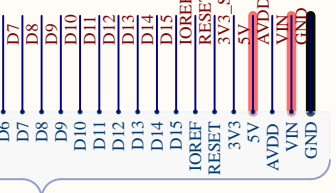
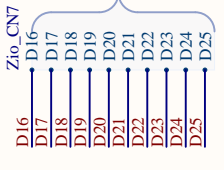
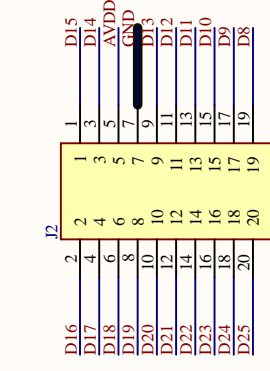
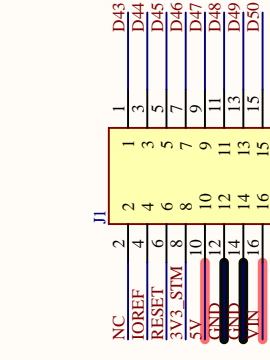
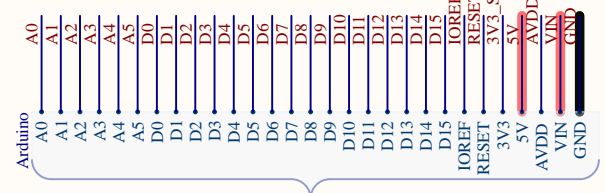
## B.1 Kompletní schéma modulu buzení magnetického pole



Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Coil driver
Author: Petr M. Stašek	Subtitle: ---	Variant: 0.9
Checked by: ---	Nr: ---	Revision: A1
Approved by: Pavel Karban	Type: schematic diagram	Sheet 1 of 2
	File: Sch_coil_driver.SchDoc	

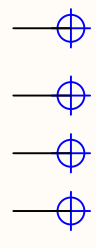
**FEL KEP**  
 University of West Bohemia  
 Univerzity 8 306 14 Pízen Czech Republic

5019 GND1	5019 GND2	5019 GND3	5019 GND4	5019 IN_L	5019 L_out	5019 R_out	5019 H_Br_L_side	5019 H_Br_L_out	5019 H_Br_R_side	5019 H_Br_R_out	5019 GND5	5019 GND6	5019 GND7
-----------	-----------	-----------	-----------	-----------	------------	------------	------------------	-----------------	------------------	-----------------	-----------	-----------	-----------



Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Coil driver
Author: Petr M. Stašek	Subtitle: Nucleo-144 connectivity	Variant: 0.9
Checked by: ---	Revision: A1	Sheet 2 of 2
Approved by: Pavel Karban	Type: schematic diagram	File: STM32_Zio_SchDoc

**FEL KEP**  
 University of West Bohemia  
 Univerzita 8 306 14 Pízen Czech Republic



Note: Data in fields enter via project/document parameters.

## B.2 Výrobní dokumentace modulu buzení magnetického pole

### Layer Stack Legend

Material	Layer	Thickness	Dielectric Material	Type	Gerber
	Top Overlay			Legend	GTO
Surface Material	Top Solder	0.0mm	Solder Resist	Solder Mask	GTS
<b>Copper</b>	<b>Top Layer</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>GTL</b>
Prepreg		<i>0.1mm</i>	<i>2313</i>	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Mid Layer 1</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>G1</b>
Core		<i>1.3mm</i>	<i>FR-4</i>	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Mid Layer 2</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>G2</b>
Prepreg		<i>0.1mm</i>	<i>2313</i>	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Bottom Layer</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>GBL</b>
Surface Material	Bottom Solder	0.0mm	Solder Resist	Solder Mask	GBS
	Bottom Overlay			Legend	GBO

Total thickness: 1.6mm

# FELKEP

UWB in Pilsen  
Univerzitni 8 306 14 Pilsen Czech

Size: A4

Date: 17.05.2023

Title: Coil driver module

TOP

Author: Petr M. Stašek

Subtitle: Layer Stack Legend

Variant:  
0.9

Checked by: ---

Nr: ---

Revision: A 1

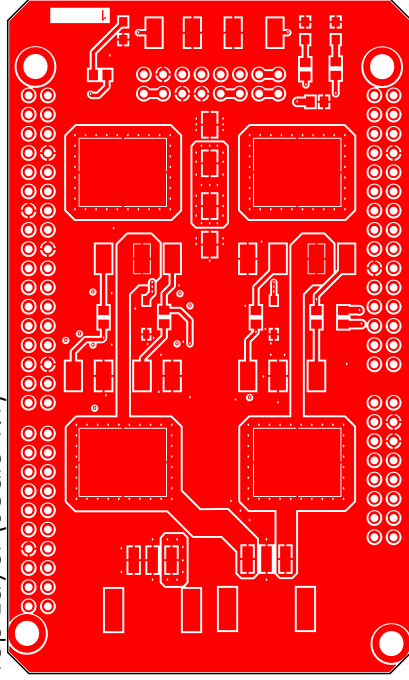
Approved by: Pavel Karban

Type: board design

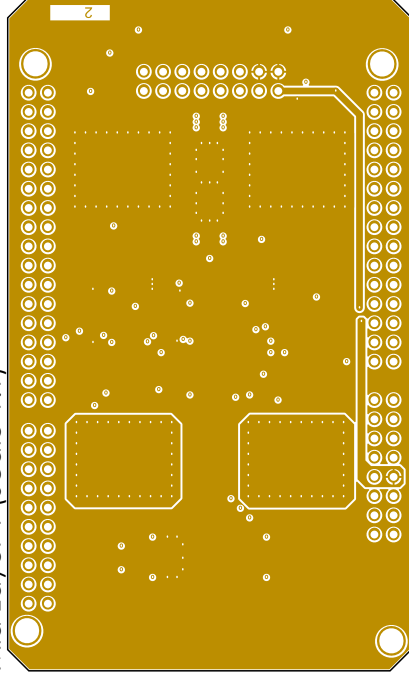
Sheet 1 of 4

File: Draftsman\_coil\_driver.PCBDwfl

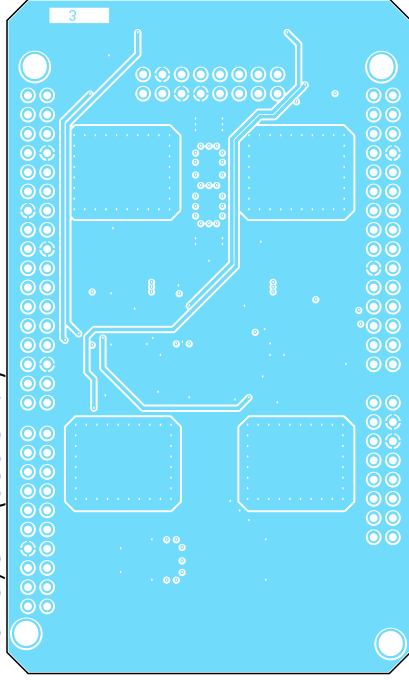
Top Layer (Scale 1:1)



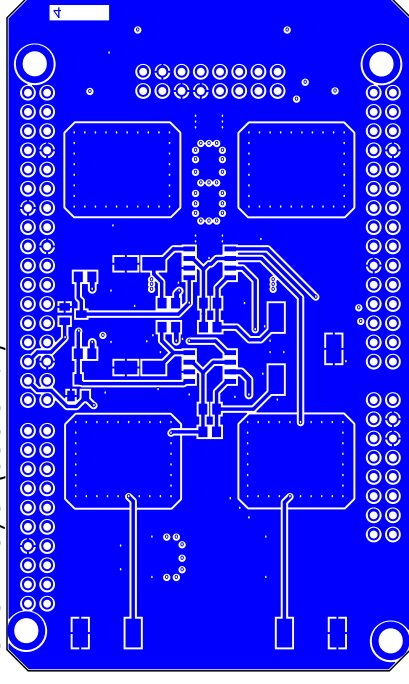
Mid Layer 1 (Scale 1:1)



Mid Layer 2 (Scale 1:1)



Bottom Layer (Scale 1:1)



# FELKEP

UWB in Pilsen  
Univerzitni 8

306 14 Pilsen

Czech

Size: A4

Date: 17.05.2023

Author: Petr M. Stašek

Checked by: ---

Approved by: Pavel Karban

Title: Coil driver module

Subtitle: Layers

Nr: ---

Type: board design

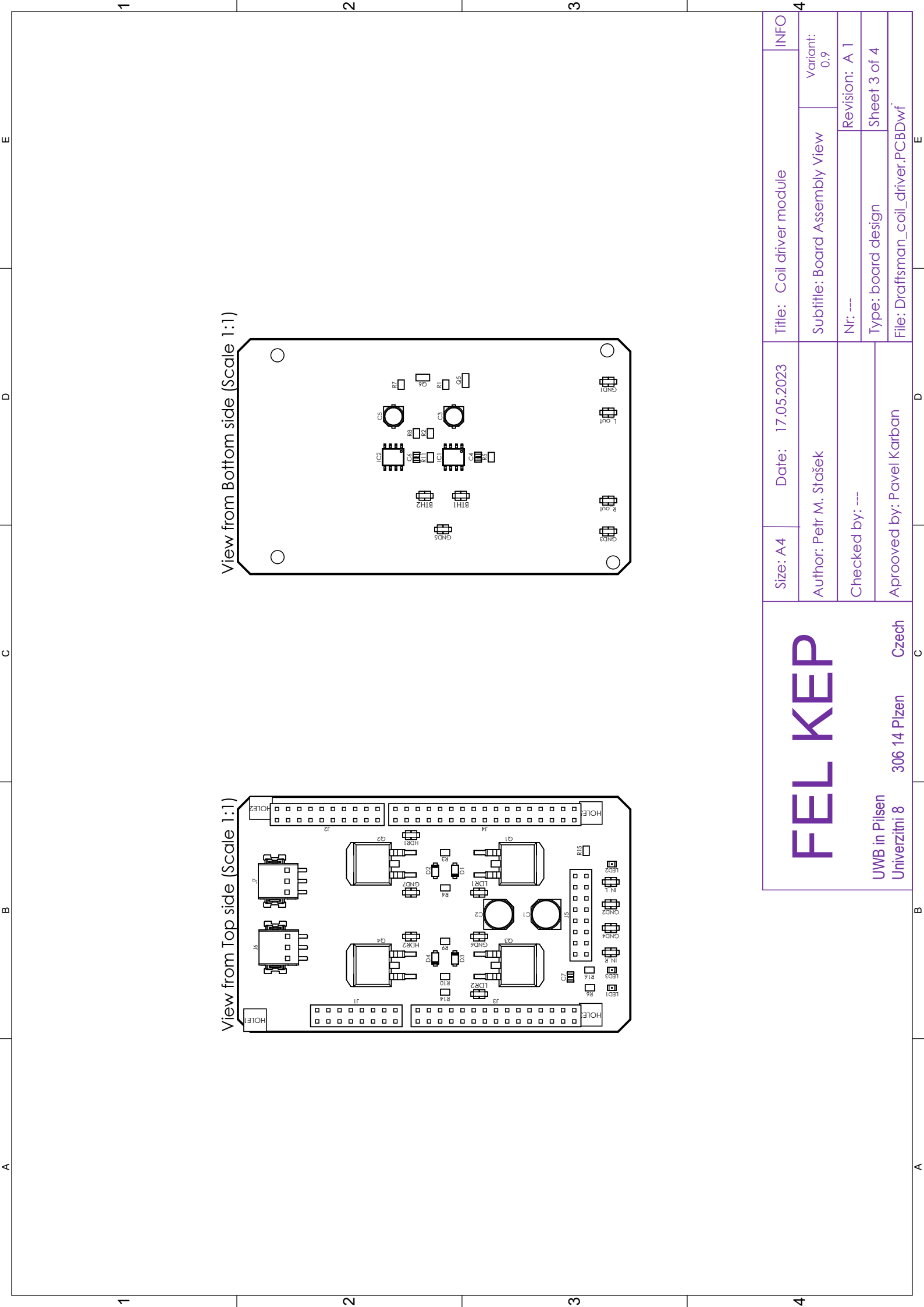
File: Draftsman\_coil\_driver.PCBDwfl

Variant:  
0.9

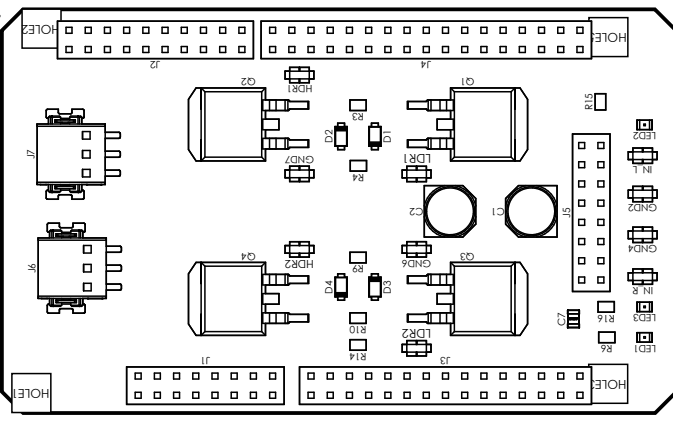
Revision: A 1

Sheet 2 of 4

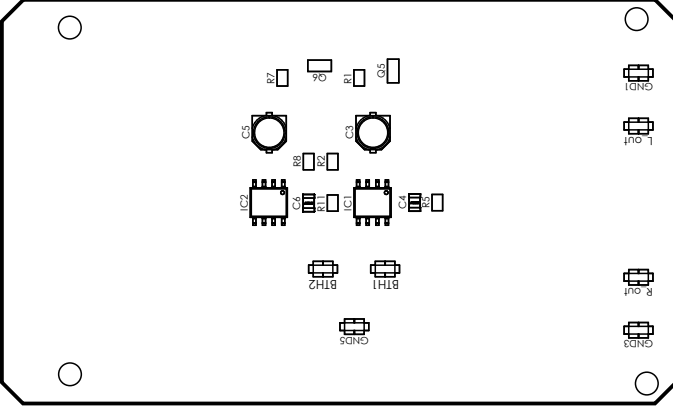
BOT



View from Top side (Scale 1:1)



View from Bottom side (Scale 1:1)



Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Coil driver module	INFO
Author: Petr M. Stašek		Subtitle: Board Assembly View	Variant: 0,9
Checked by: ---		Nr: ---	Revision: A 1
Approved by: Pavel Karban		Type: board design	Sheet 3 of 4
		File: Draftsman_coil_driver.PCBDwf	

# FELKEP

UWB in Pilsen  
 Univerzity 8 306 14 Pilsen Czech



Bill Of Materials

Line #	Designator	Comment	Quantity	Manufacturer_Name	Manufacturer_Part_Nu mber	Mouser Part Number
1	BTH1, BTH2, GND1, GND2, GND3, GND4, GND5, GND6, GND7, HDR1, HDR2, IN_L, IN_R, L_out, LDR1, LDR2, R_out	5019	17	Keystone Electronics	5019	534-5019
2	C1, C2	56uF	2	Wurth Elektronik	865080443008	710-865080443008
3	C3, C5	1uF	2	Wurth Elektronik	865060640001	710-865060640001
4	C4, C6	1uF	2	KEMET	C0805R104J5RACTU	80- C0805R104J5RACTU
5	C7	470nF	1	KEMET	C0805C474K5RACTU	80-C0805C474K5R
6	D1, D2, D3, D4	RB070MM-30TR	4	ROHM Semiconductor	RB070MM-30TR	755-RB070MM-30TR
7	IC1, IC2	TPS2832DR	2	Texas Instruments	TPS2832DR	595-TPS2832DR
8	J1, J5	SSW-108-23-G-D	2	SAMTEC	SSW-108-23-G-D	200-SSW10823GD
9	J2	SSW-110-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-110-23-G-D	200-SSW11023GD
10	J3	SSW-115-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-115-23-G-D	200-SSW11523GD
11	J4	SSW-117-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-117-23-G-D	200-SSW11723GD
12	J6, J7	1771033	2	Phoenix Contact	1771033	651-1771033
13	LED1, LED2, LED3	APT2012SECK_J3-PRV	3	Kingbright	APT2012SECKJ3-PRV	604- APT2012SECKJ3PRV
14	Q1, Q2, Q3, Q4	IRF540NSTRLPBF	4	Infineon	IRF540NSTRLPBF	942-IRF540NSTRLPBF
15	Q5, Q6	FDV303N	2	onsemi	FDV303N	512-FDV303N
16	R1, R7	100k	2	Panasonic	ERA-6AED105V	667-ERA-6AED105V
17	R2, R3, R4, R8, R9, R10	0R	6	Panasonic	ERJ-6GEY0R00V	667-ERJ-6GEY0R00V
18	R5, R11	1M	2	Panasonic	ERA-6AED105V	667-ERA-6AED105V
19	R6, R15, R16	1k	3	Panasonic	ERJ-6ENF1001V	667-ERJ-6ENF1001V
20	R14	0R	1	Panasonic	ERJ-6GEY0R00V	667-ERJ-6GEY0R00V

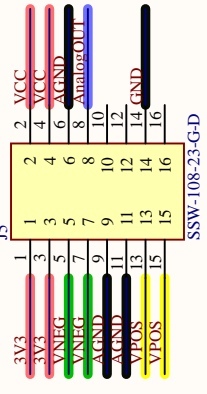
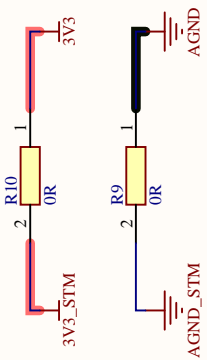
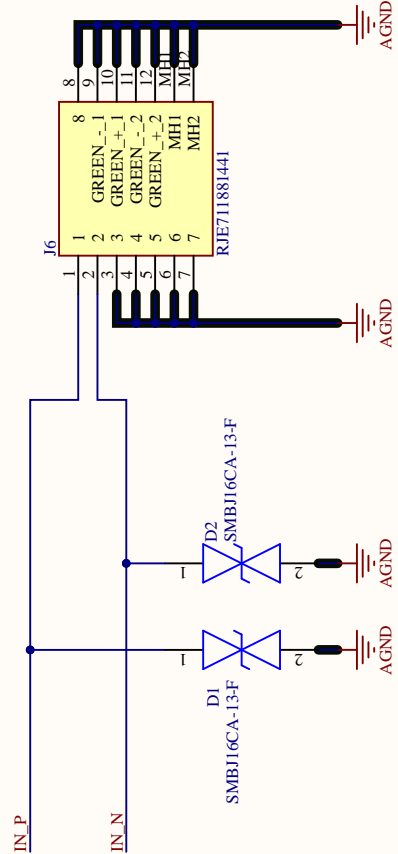
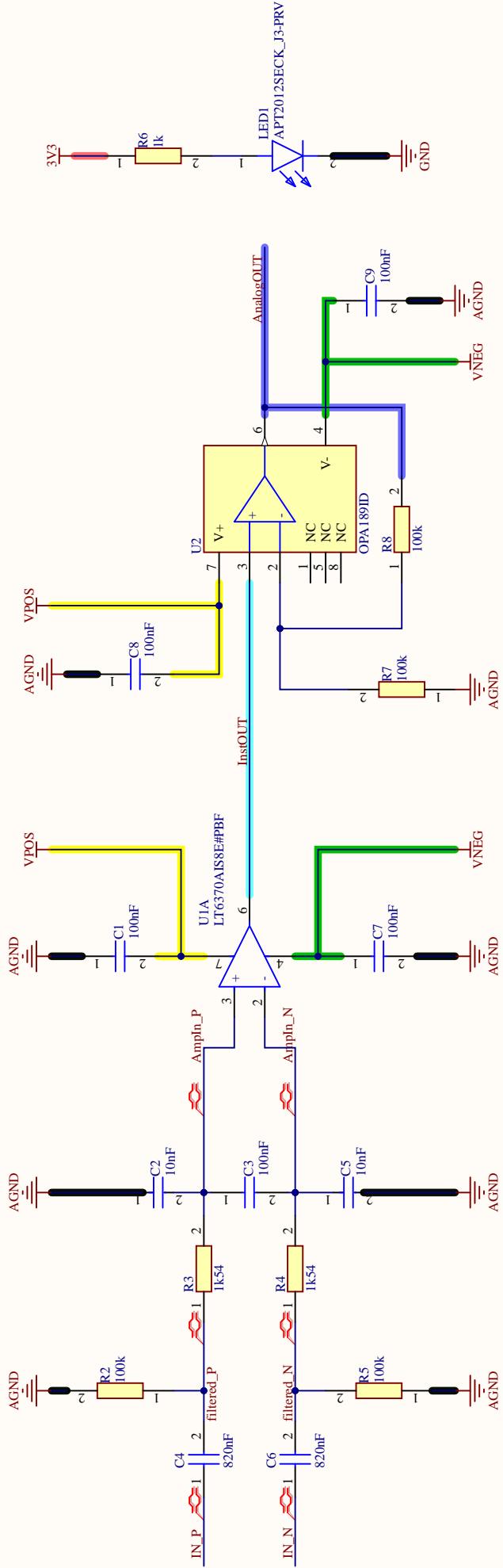
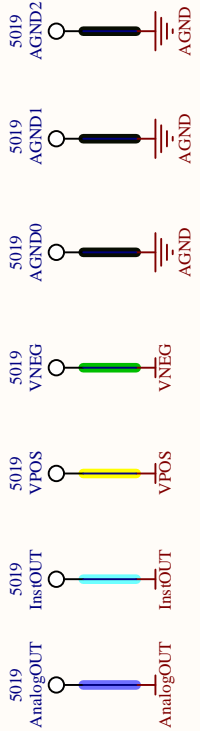
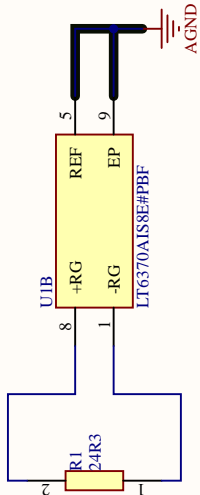
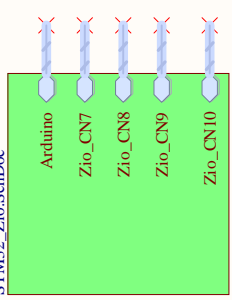
# FELKEP

UWB in Pilsen      306 14 Pízen      Czech  
Univerzity 8

Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Coil driver module	INFO
Author: Petr M. Stašek		Subtitle: Bill of Materials	Variant: 0.9
Checked by: ---		Nr: ---	Revision: A 1
Approved by: Pavel Karban		Type: board design	Sheet 4 of 4
File: Draftsman_coil_driver.PCBDwfl			

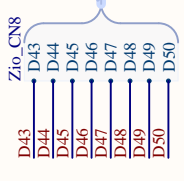
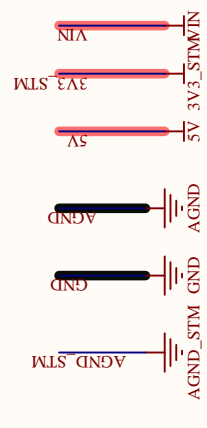
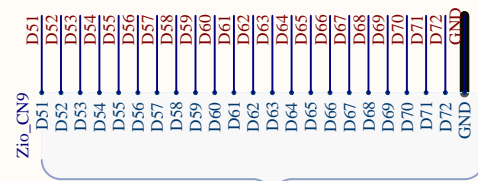
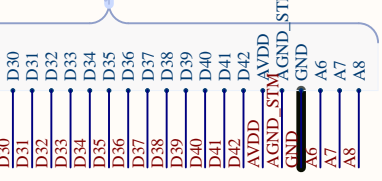
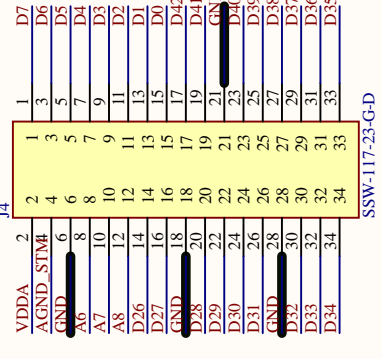
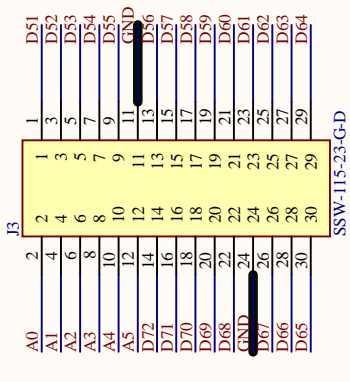
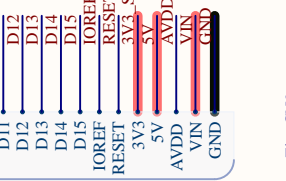
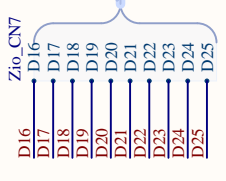
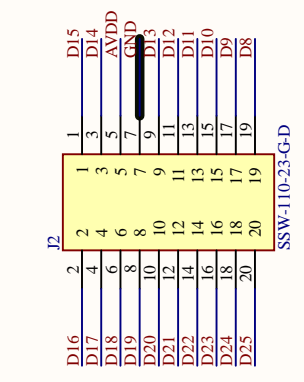
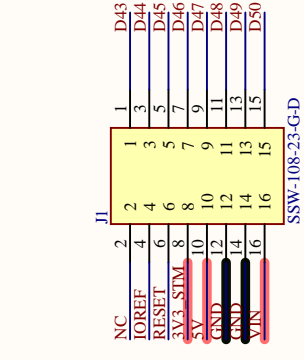
## B.3 Kompletní schéma modulu analogového předzpracování

Designator  
STM32\_Zio\_SchDoc



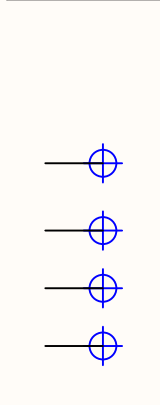
Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Analog preprocessing module
Author: Petr M. Stašek	SubTitle: ---	Variant: 0.9
Checked by: ---	Nr: ---	Revision: A1
Approved by: Pavel Karban	Type: schematic diagram	Sheet 1 of 2
	File: Sch_analog_prep.SchDoc	

**FEL KEP**  
 University of West Bohemia  
 Univerzita 8 306 14 Pízen Czech Republic



Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Analog preprocessing module
Author: Petr M. Stašek	Subtitle: Nucleo-144 connectivity	Variant: 0.9
Checked by: ---	File: schematic diagram	Revision: A1
Approved by: Pavel Karban	File: STM32_Zio_SchDoc	Sheet 2 of 2

**FEL KEP**  
 University of West Bohemia  
 Univerzita 8 306 14 Pízen Czech Republic



## B.4 Výrobní dokumentace modulu analogového předzpracování

### Layer Stack Legend

Material	Layer	Thickness	Dielectric Material	Type	Gerber
	Top Overlay			Legend	GTO
Surface Material	Top Solder	0.0mm	Solder Resist	Solder Mask	GTS
<b>Copper</b>	<b>Top Layer</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>GTL</b>
<i>Prepreg</i>		<i>0.1mm</i>	2313	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Mid Layer 1</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>G1</b>
<i>Core</i>		<i>1.3mm</i>	FR-4	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Mid Layer 2</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>G2</b>
<i>Prepreg</i>		<i>0.1mm</i>	2313	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Bottom Layer</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>GBL</b>
Surface Material	Bottom Solder	0.0mm	Solder Resist	Solder Mask	GBS
	Bottom Overlay			Legend	GBO

Total thickness: 1.6mm

# FELKEP

UWB in Pilsen  
Univerzitni 8 306 14 Pilsen Czech

Size: A4

Date: 17.05.2023

Title: Analog preprocessing module

Author: Petr M. Stašek

Subtitle: Layer Stack Legend

Variant:  
0.9

Checked by: ---

Nr: ---  
Revision: A 1

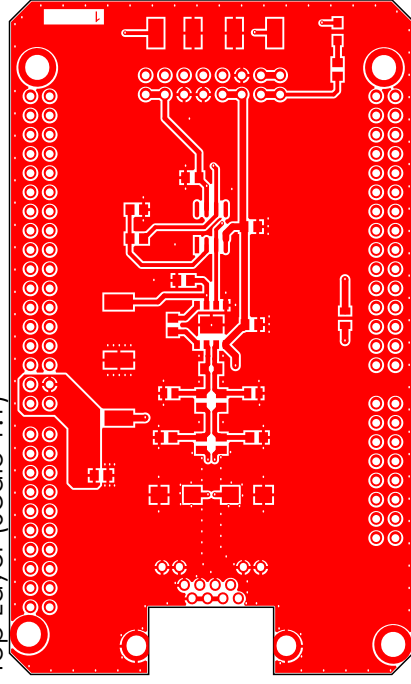
Approved by: Pavel Karban

Type: board design

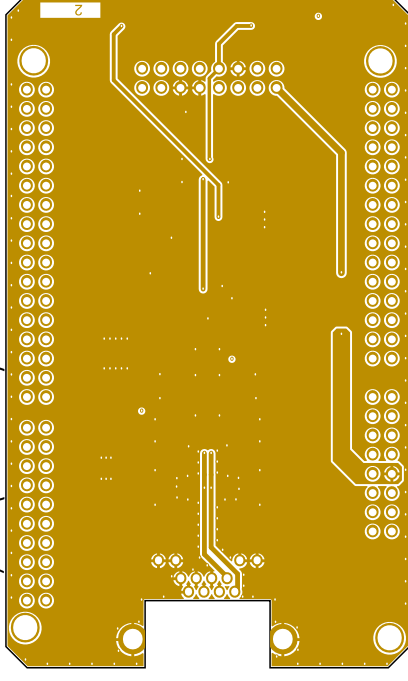
Sheet 1 of 4

File: Draftsman\_analog\_prep.PCBDwf

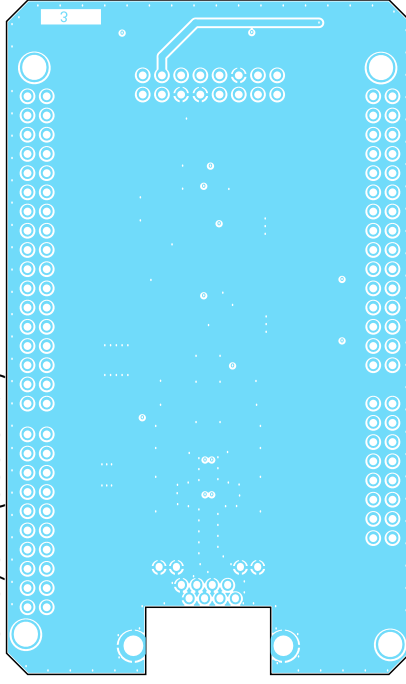
Top Layer (Scale 1:1)



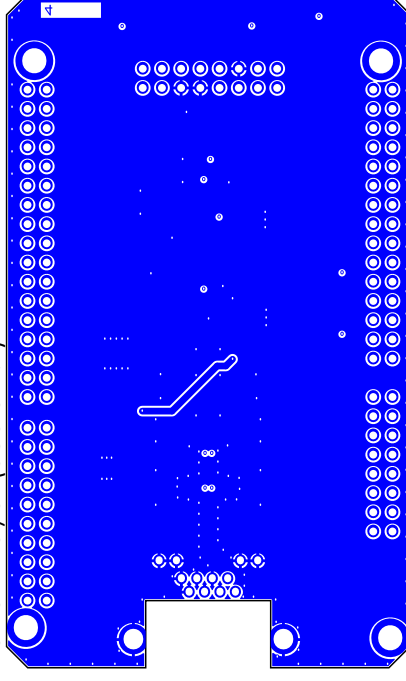
Mid Layer 1 (Scale 1:1)



Mid Layer 2 (Scale 1:1)



Bottom Layer (Scale 1:1)

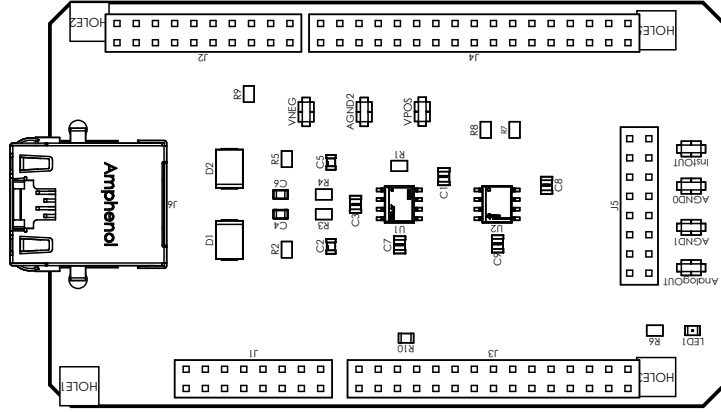


**FELKEP**

UWB in Pilsen  
Univerzity 8      306 14 Pizen      Czech

Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Analog preprocessing module
Author: Petr M. Stašek		Subtitle: Layers
Checked by: ---		Nr: ---
Approved by: Pavel Karban		Type: board design
		Revision: A 1
		Sheet 2 of 4
		File: Draftsman_analog_prep.PCBDwf
		Variant: 0,9

View from Top side (Scale 1:1)



View from Bottom side (Scale 1:1)



# FELKEP

UWB in Pilsen  
Univerzity 8 306 14 Pilsen Czech

Size: A4

Date: 17.05.2023

INFO

Author: Petr M. Stašek

Subtitle: Board Assembly View

Variant:  
0.9

Checked by: ---

Nr: ---

Revision: A 1

Approved by: Pavel Karban

Type: board design

Sheet 3 of 4

File: Draftsman\_analog\_prep.PCBDwf



Bill Of Materials

Line #	Designator	Comment	Quantity	Manufacturer_Name	Manufacturer_Part_Nu mber	Mouser Part Number
1	AGND0, AGND1, AGND2, AnalogOUT, InstOUT, VNEG, VPOS	5019	7	Keystone Electronics	5019	534-5019
2	C1, C3, C7, C8, C9	100nF	5	KEMET	C0805R104J5RACTU	80- C0805R104J5RACTU
3	C2, C5	10nF	2	KEMET	C0805C103J5RACTU	80-C0805C103J5R
4	C4, C6	820nF	2	KEMET	C0805C824K4RACTU	80-C0805C824K4R
5	D1, D2	SMBJ16CA-13-F	2	Diodes Inc.	SMBJ16CA-13-F	621-SMBJ16CA-13-F
6	J1, J5	SSW-108-23-G-D	2	SAMTEC	SSW-108-23-G-D	200-SSW10823GD
7	J2	SSW-110-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-110-23-G-D	200-SSW11023GD
8	J3	SSW-115-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-115-23-G-D	200-SSW11523GD
9	J4	SSW-117-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-117-23-G-D	200-SSW11523GD
10	J6	RJE711881441	1	Amphenol Communication Solutions	RJE711881441	523-RJE711881441
11	LED1	APT2012SECK_J3-PRV	1	Kingbright	APT2012SECKJ3-PRV	604- APT2012SECKJ3PRV
12	R1	24R3	1	Panasonic	ERJ-6ENF24R3V	
13	R2, R5	100k	2	Panasonic	ERA-6AED105V	667-ERA-6AED105V
14	R3, R4	1k54	2	Vishay	TNPW08051K54BEEA	71- TNPW08051K54BEEA
15	R6	1k	1	Panasonic	ERJ-6ENF1001V	667-ERJ-6ENF1001V
16	R7, R8	100k	2	Panasonic	ERA-6AED105V	667-ERA-6AED105V
17	R9, R10	0R	2	KEMET	RC0805FR-070RL	603-RC0805FR-070RL
18	U1	LT6370AIS8E#PBF	1	Analog Devices	LT6370AIS8E#PBF	584- LT6370AIS8E#PBF
19	U2	OPA189ID	1	Texas Instruments	OPA189ID	595-OPA189ID

# FELKEP

UWB in Pilsen  
Univerzitni 8 306 14 Pizen Czech

Size: A4 Date: 17.05.2023

Author: Petr M. Stašek

Checked by: ---

Approved by: Pavel Karban

Title: Analog preprocessing module

Subtitle: Bill of Materials

Nr: ---

Type: board design

File: Draftsman\_analog\_prep.PCBDwf

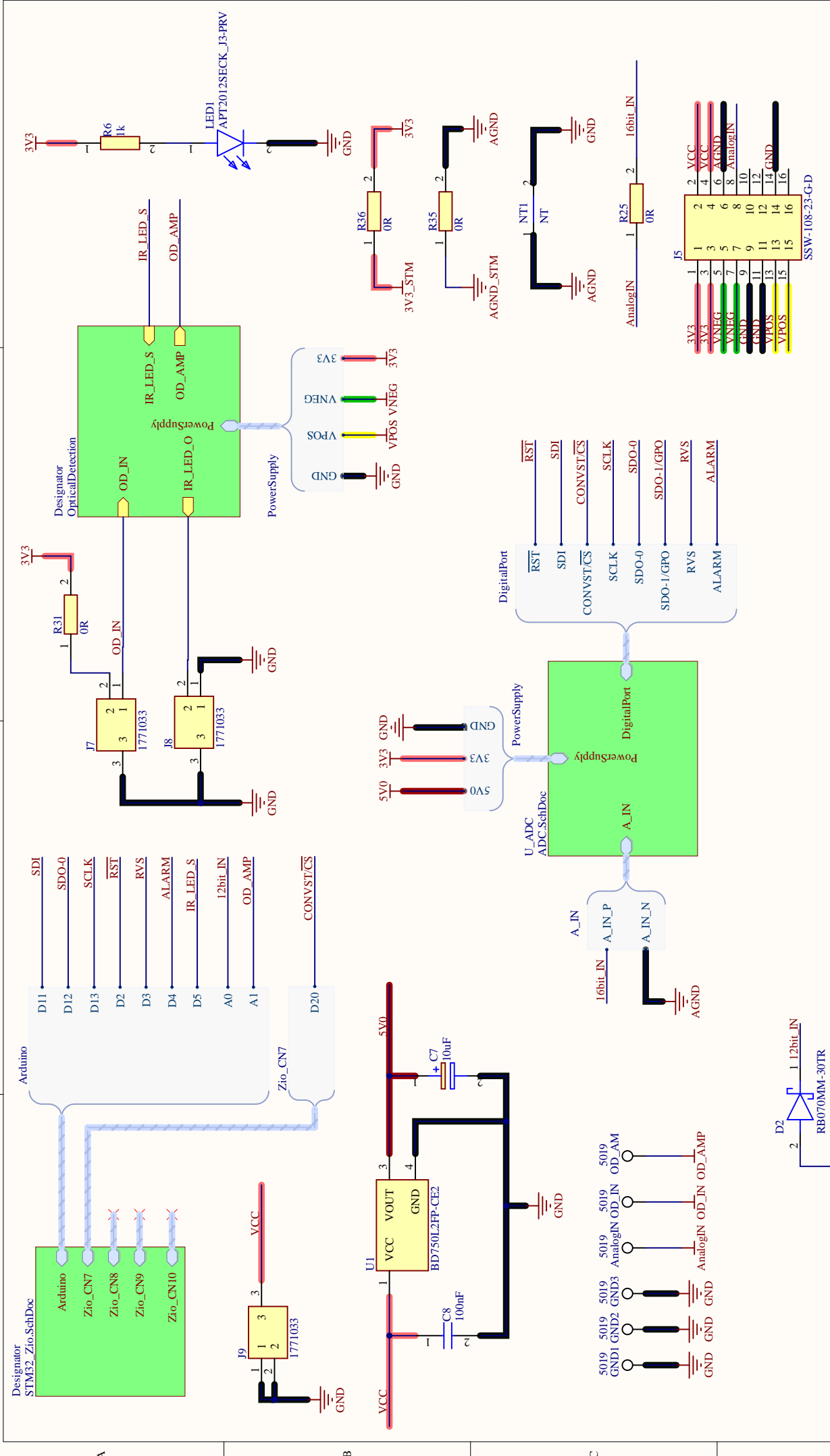
Variant:  
[No Variations]

Revision: A 1

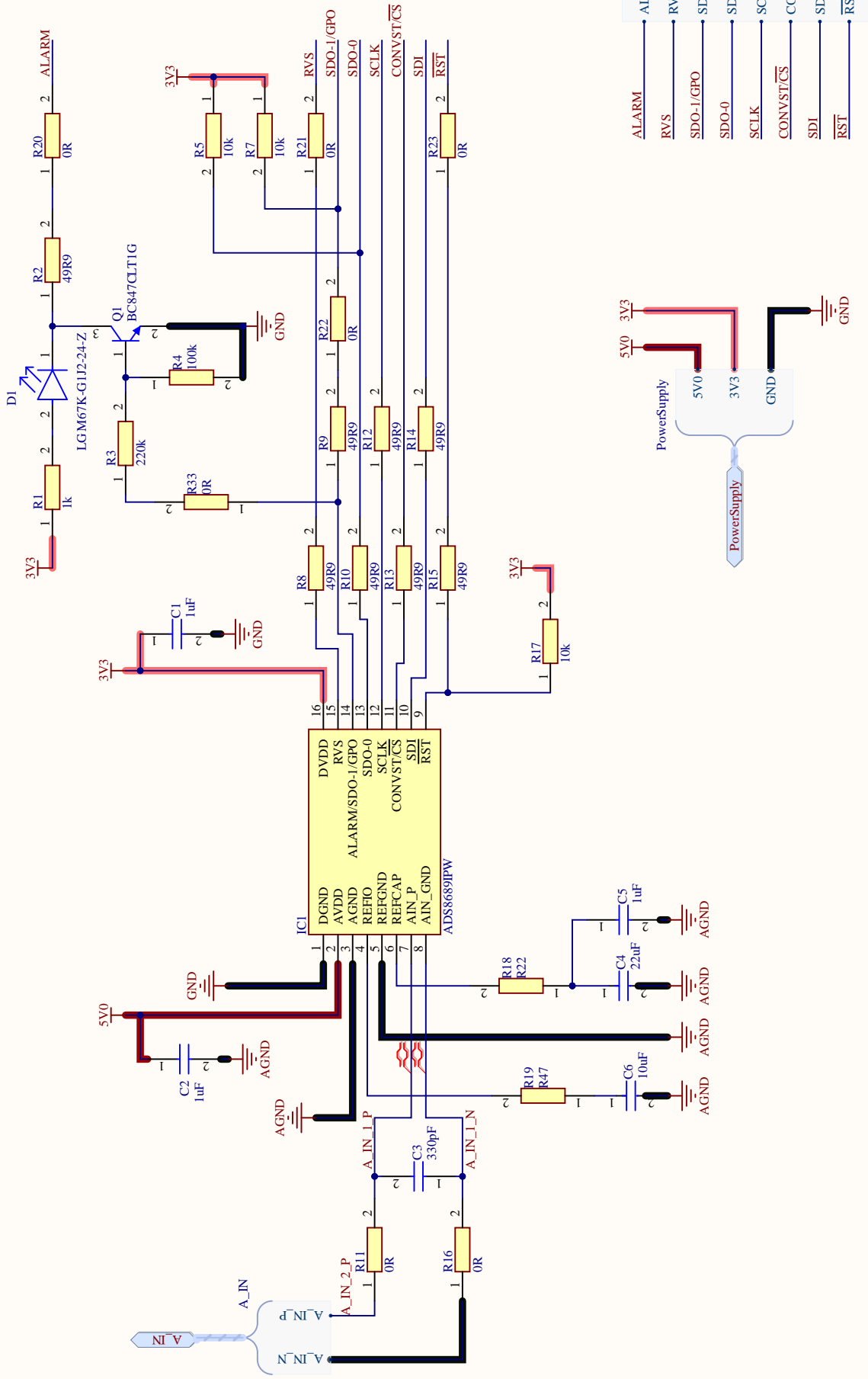
Sheet 4 of 4

INFO

## **B.5 Kompletní schéma modulu analogově-digitální konverze a optické detekce média**

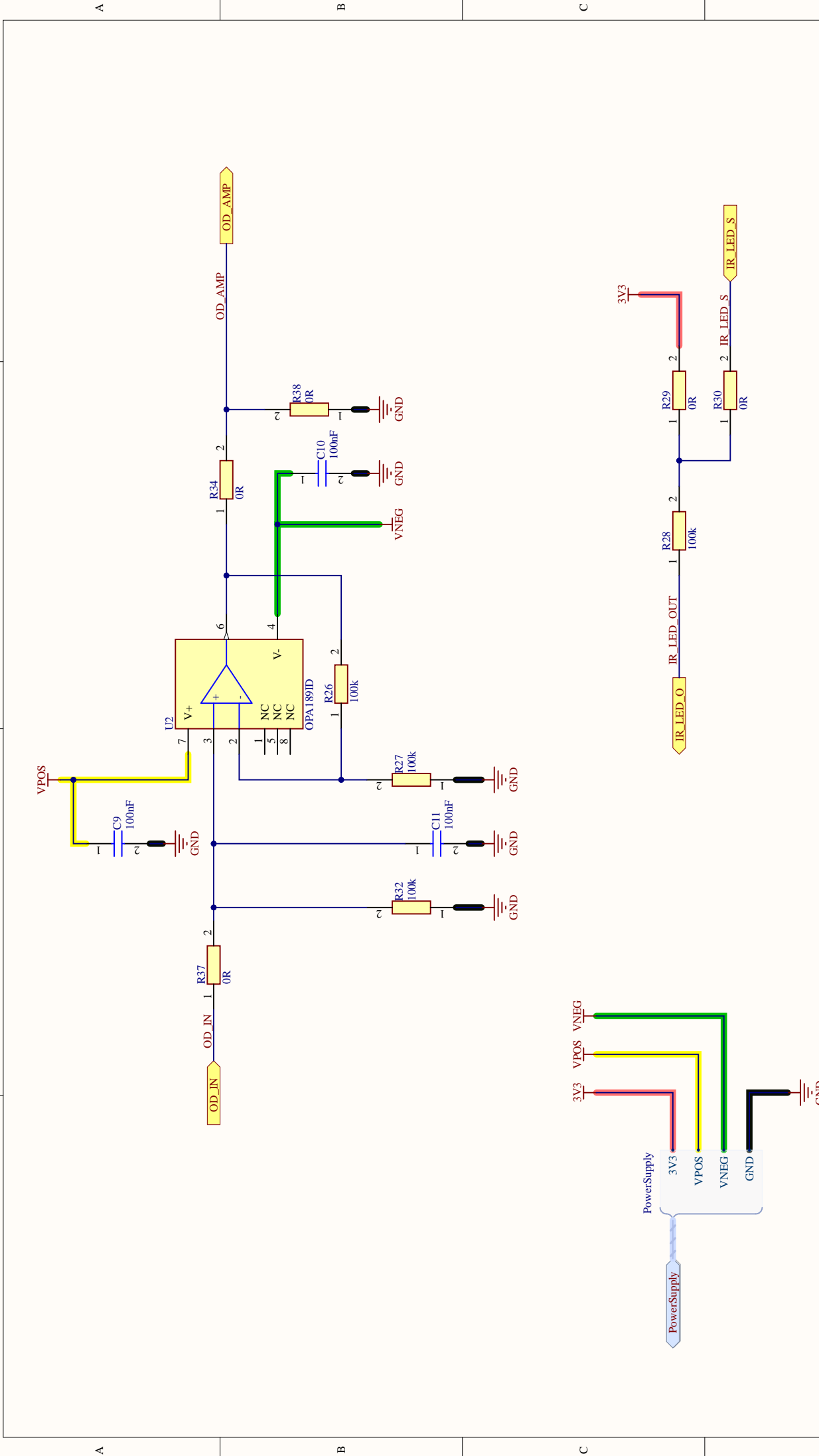


<h1 style="text-align: center;">FEL KEP</h1> <p style="text-align: center;">University of West Bohemia Univerzita 8 306 14 Pízen Czech Republic</p>		Size: A4 Author: Petr M. Stašek Checked by: --- Approved by: Pavel Karban	Date: 17.05.2023 Variant: 0.9	Title: Analog to digital and Optical detection module Subtitle: Main schematic Nr.: --- Type: schematic diagram File: Sch_ADC_OD_SchDoc	Revision: A1 Sheet 1 of 3
---	--	--	----------------------------------	---	------------------------------



Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Analog to digital and Optical detection module
Author: Petr M. Stašek	SubTitle: 16-bit AD conversion	Variant: 0.9
Checked by: ---	Nr: ---	Revision: A1
Approved by: Pavel Karban	Type: schematic diagram	Sheet 2 of 3
	File: ADC_SchDoc	Note: Data in fields enter via project/document parameters.

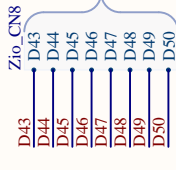
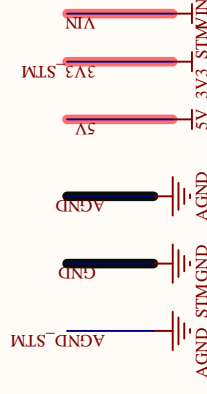
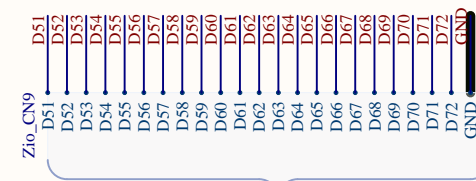
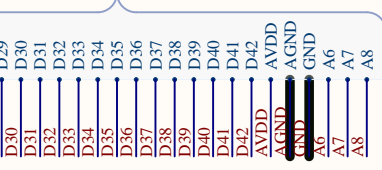
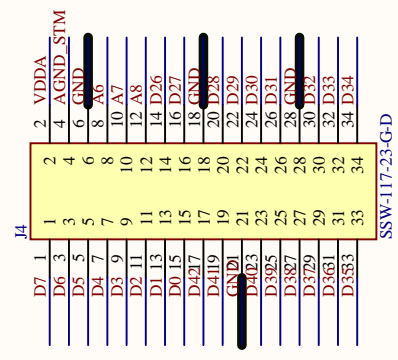
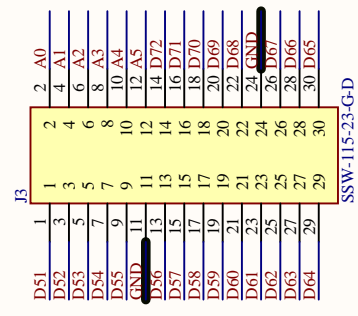
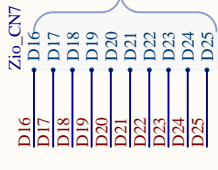
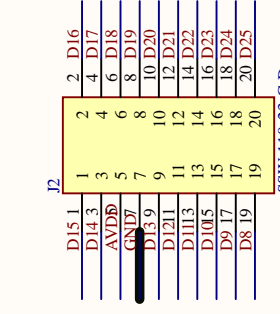
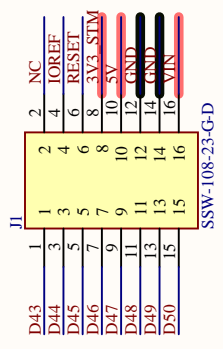
**FEL KEP**  
 University of West Bohemia  
 Univerzity 8 306 14 Pízen Czech Republic



Size: A4		Date: 17.05.2023	Title: Analog to digital and Optical detection module
Author: Petr M. Stašek		SubTitle: Optical detection	Variant: 0.9
Checked by: ---		Nr: ---	Revision: A1
Approved by: Pavel Karban		Type: schematic diagram	Sheet 3 of 3
		File: OpticalDetection.SchDoc	

**FEL KEP**  
 University of West Bohemia  
 Univerzity 8 306 14 Pízen Czech Republic

Note: Data in fields enter via project/document parameters.



Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Analog to digital and Optical detection module
Author: Petr M. Stašek	Subtitle: Nucleo-144 connectivity	Variant: 0.9
Checked by: ---	Nr: ---	Revision: A1
Approved by: Pavel Karban	Type: schematic diagram	Sheet 4 of 4
File: STM32_Zio_SchDoc		

**FEL KEP**  
University of West Bohemia  
Univerzity 8 306 14 Pízen Czech Republic

## **B.6 Výrobní dokumentace modulu analogově-digitální konverze a optické detekce média**

### Layer Stack Legend

Material	Layer	Thickness	Dielectric Material	Type	Gerber
	Top Overlay			Legend	GTO
Surface Material	Top Solder	0.0mm	Solder Resist	Solder Mask	GTS
<b>Copper</b>	<b>Top Layer</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>GTL</b>
Prepreg		<i>0.1mm</i>	<i>2313</i>	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Mid Layer 1</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>G1</b>
Core		<i>1.3mm</i>	<i>FR-4</i>	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Mid Layer 2</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>G2</b>
Prepreg		<i>0.1mm</i>	<i>2313</i>	<i>Dielectric</i>	
<b>Copper</b>	<b>Bottom Layer</b>	<b>0.0mm</b>		<b>Signal</b>	<b>GBL</b>
Surface Material	Bottom Solder	0.0mm	Solder Resist	Solder Mask	GBS
	Bottom Overlay			Legend	GBO

Total thickness: 1.6mm

# FELKEP

UWB in Pilsen  
Univerzitni 8 306 14 Pilsen Czech

Size: A4

Date: 17.05.2023

Title: Analog to digital and Optical  
detection module

TOP

Author: Petr M. Stašek

Subtitle: Layer Stack Legend

Variant:  
0.9

Checked by: ---

Nr: ---

Revision: A 1

Approved by: Pavel Karban

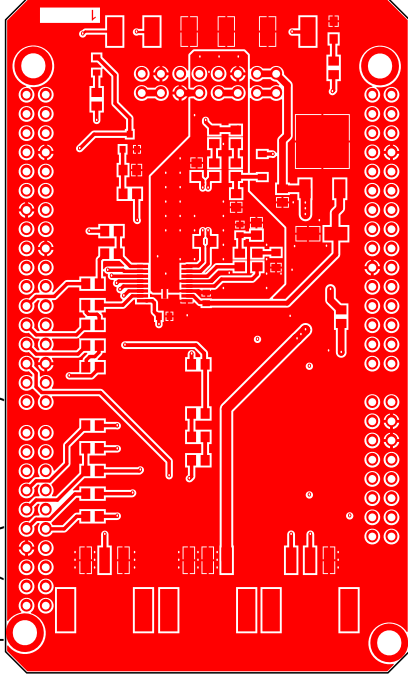
Type: board design

Sheet 1 of 4

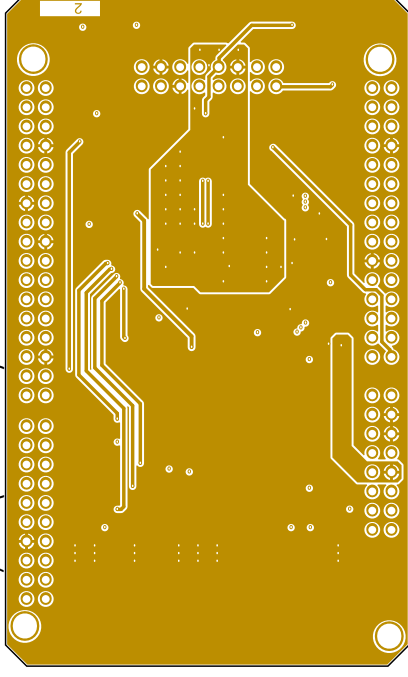
File: Draftsman\_ADC.PCBDwfl



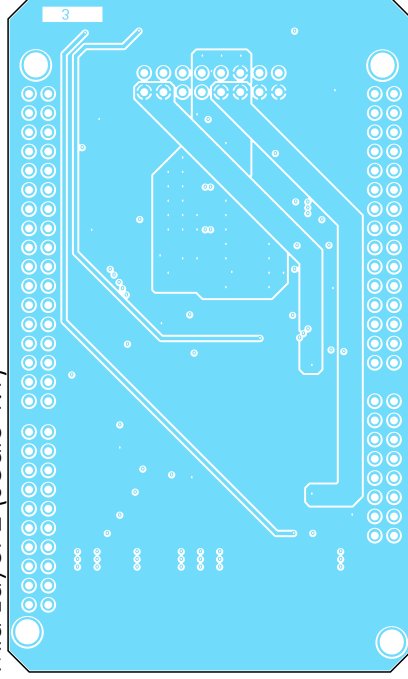
Top Layer (Scale 1:1)



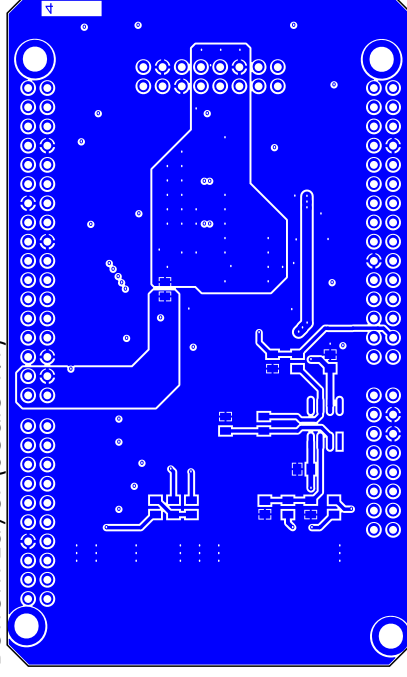
Mid Layer 1 (Scale 1:1)



Mid Layer 2 (Scale 1:1)



Bottom Layer (Scale 1:1)

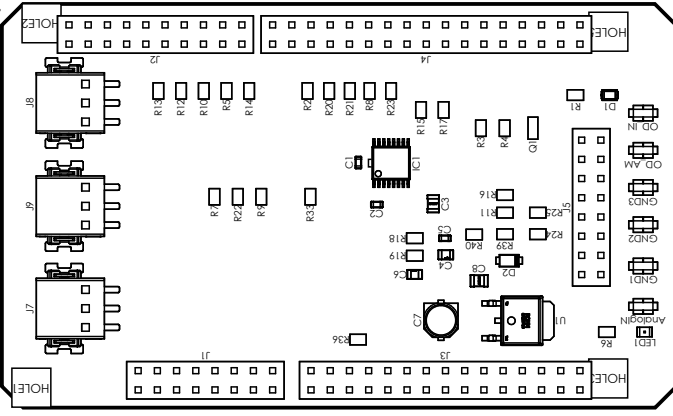


**FELKEP**

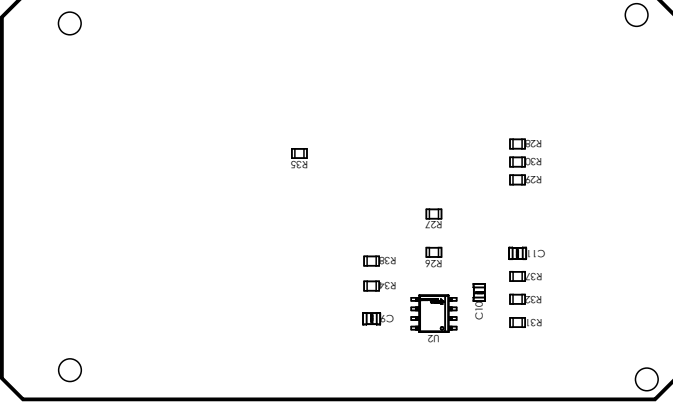
UWB in Pilsen  
Univerzity 8      306 14 Pilsen      Czech

Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Analog to digital and Optical detection module	
Author: Petr M. Stašek		Subtitle: Layers	Variant: 0,9
Checked by: ---		Nr: ---	Revision: A 1
Approved by: Pavel Karban		Type: board design	Sheet 2 of 4
		File: Draftsman_ADC.PCBDwfl	

View from Top side (Scale 1:1)



View from Bottom side (Scale 1:1)



# FELKEP

UWB in Pilsen  
Univerzitni 8

306 14 Pilsen

Czech

Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Analog to digital and Optical detection module	INFO
Author: Petr M. Stašek		Subtitle: Board Assembly View	Variant: 0,9
Checked by: ---		Nr: ---	Revision: A 1
Approved by: Pavel Karban		Type: board design	Sheet 3 of 4
		File: Draftsman_ADC.PCBDwf	

Bill Of Materials

Line #	Designator	Comment	Quantity	Manufacturer_Name	Manufacturer_Part_Nu mber	Mouser Part Number
1	AnalogIN, GND1, GND2, GND3, OD_AM, OD_IN	5019	6	Keystone Electronics	5019	5019
2	C1, C2, C5	1uF	3	AVX	0603YC105JAT2A	581-0603YC105JAT2A
3	C3	330pF	1	KEMET	C0805C331J1RACTU	80-C0805C331J1R
4	C4	22uF	1	KEMET	C0805C226M8PACTU	80-C0805C226M8P
5	C6	10uF	1	KEMET	C0805C106K3PACTU	80-C0805C106K3P
6	C7	10uF	1	Würth Elektronik	865080340001	710-865080340001
7	C8, C9, C10, C11	100nF	4	KEMET	C0805R104J5RACTU	80- C0805R104J5RACTU
8	D1	LG M67K-G1J2-24-Z	1	OSRAM Opto Semiconductors Inc.	LG M67K-G1J2-24-Z	720-LGM67KG1J224Z
9	D2	RB070MM-30TR	1	ROHM Semiconductor	RB070MM-30TR	755-RB070MM-30TR
10	IC1	ADS8689IPW	1	Texas Instruments	ADS8689IPW	595-ADS8689IPW
11	J1, J5	SSW-108-23-G-D	2	SAMTEC	SSW-108-23-G-D	200-SSW10823GD
12	J2	SSW-110-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-110-23-G-D	200-SSW11023GD
13	J3	SSW-115-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-115-23-G-D	200-SSW11523GD
14	J4	SSW-117-23-G-D	1	SAMTEC	SSW-117-23-G-D	200-SSW11723GD
15	J7, J8, J9	1771033	3	Phoenix Contact	1771033	651-1771033
16	LED1	APT2012SECK_J3-PRV	1	Kingbright	APT2012SECKJ3-PRV	604- APT2012SECKJ3PRV
17	Q1	BC847CLT1G	1	onsemi	BC847CLT1G	863-BC847CLT1G
18	R1, R6	1k	2	Panasonic	ERJ-6ENF1001V	667-ERJ-6ENF1001V
19	R2, R8, R9, R10, R12, R13, R14, R15	49R9	8	Panasonic	ERJ-6ENF49R9V	667-ERJ-6ENF49R9V
20	R3	220k	1	Panasonic	ERJ-6GEYJ224V	667-ERJ-6GEYJ224V
21	R4	100k	1	Panasonic	ERA-6AED105V	667-ERA-6AED105V
22	R5, R7, R17	10k	3	Panasonic	ERJ-6ENF1002V	667-ERJ-6ENF1002V
23	R11, R16, R20, R21, R22, R23, R33	0R	7	Panasonic	ERJ-6GEY0R00V	667-ERJ-6GEY0R00V
24	R18	R22	1	Susumu	RL1220S-R22-F	754-RL1220S-R22-F
25	R19	R47	1	Panasonic	ERJ-6RQFR47V	667-ERJ-6RQFR47V
26	R24, R25, R31, R35, R36, R39	0R	6	Panasonic	ERJ-6GEY0R00V	667-ERJ-6GEY0R00V
27	R26, R27, R28, R32	100k	4	Panasonic	ERA-6AED105V	667-ERA-6AED105V
28	R29, R30, R34, R37, R38	0R	5	Panasonic	ERJ-6GEY0R00V	667-ERJ-6GEY0R00V
29	R40	100k	1	Panasonic	ERA-6AED105V	667-ERA-6AED105V
30	U1	BD750L2FP-CE2	1	ROHM Semiconductor	ROHM Semiconductor	755-BD750L2FP-CE2
31	U2	OPA189ID	1	Texas Instruments	OPA189ID	595-OPA189ID

# FELKEP

UWB in Pilsen      306 14 Pízen      Czech  
Univerzity 8

Size: A4	Date: 17.05.2023	Title: Analog to digital and Optical defection module	INFO
Author: Petr M. Stašek		Subtitle: Bill of Materials	Variant: 0.9
Checked by: ---		Nr: ---	Revision: A 1
Approved by: Pavel Karban		Type: board design	Sheet 4 of 4
File: Draftsman_ADC.PCBDwf			