



ZÁPADOČESKÁ
UNIVERZITA
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Měřicí karta pro testování elektrických pohonů

Autor práce: Bc. Prokop Schmid

Vedoucí práce: Ing. Jan Štěpánek, Ph.D.

Plzeň 2021

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2020/2021

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Prokop SCHMID**
Osobní číslo: **E19N0026P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Téma práce: **Měřicí karta pro testování elektrických pohonů**
Zadávací katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

Navrhněte univerzální měřicí kartu pro testovací stanoviště elektrických pohonů, která bude umožňovat variabilní osazení čidel.

1. Popište principy měření teploty pomocí senzorů PT100 a PT1000. Zvolte vhodné obvodové schéma pro řešení problematiky měření teploty.
2. Navrhněte obvodové schéma univerzálních měřicích vstupů pro průmyslové rozsahy 0-10 V a 0-20 mA.
3. Popište základní principy měření otáček elektrických strojů a připravte měřicí kartu pro připojení nejčastěji používaných čidel.
4. Navrhněte desku plošných spojů a osadte součástky. Implementujte základní software pro oživení měřicí karty.
5. Validujte parametry měřicí karty.

Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

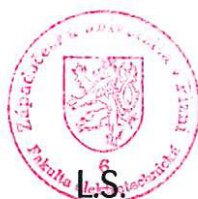
1. Ďaďo S., Kreidl M.: Senzory a měřicí obvody.
2. Fukátko T.: Detekce a měření různých druhů záření.
3. Kreidl M., Šmíd R.: Technická diagnostika.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jan Štěpánek, Ph.D.**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **9. října 2020**
Termín odevzdání diplomové práce: **27. května 2021**



Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan





Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací komplexního systému pro měření a zpracování veličin, které je nutné sledovat při měření elektrických motorů. Zejména se jedná o měření teploty, standardizovaných průmyslových signálů, momentu a otáček. Práce řeší konkrétní způsoby snímání a převodu veličin do digitální podoby včetně následného zpracování dat mikrokontrolérem řady ARM. Zařízení je konstruováno jako nástavba vývojového kitu od firmy Texas Instrument, jenž je vhodný pro připojení různých druhů senzorů a čidel.

Klíčová slova

měření teploty, PT100, PT1000, Sigma Delta, AD převodník, standardizované průmyslové signály, 0-10V, 0-20mA, měření momentu, měření otáček, IRC

Abstract

Schmid, Prokop. *Measuring card for testing electric drives* [Měřicí karta pro testování elektrických pohonů]. Pilsen, 2021. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering, Department of Electromechanics and Power Electronics. Supervisor: Jan Štěpánek

This thesis describes the design and implementation of a comprehensive system for measuring and processing variables that should be monitored during the measurement of electric motors. In particular, it is a measurement of temperature, standardized industrial signals, torque, and rotary speed. The thesis discusses specific ways of sensing and converting signals into digital form, including subsequent data processing by ARM series microcontroller. The device is designed as an extension of the development kit from Texas Instruments, which is suitable for connecting different types of sensors.

Keywords

temperature measurement, PT100, PT1000, Sigma Delta, AD converter, industrial signal ranges, 0-10V, 0-20mA, torque measurement, rotary measurement, IRC

Prohlášení

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

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

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

V Plzni dne 5. června 2021

Bc. Prokop Schmid

.....

Podpis

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Štěpánkovi, Ph.D. za cenné informace a umolnění realizace prototypu. Dále děkuji Ing. Ondřeji Bufkovi za odborné konzultace při tvorbě firmware.

Obsah

Seznam symbolů a zkratek	vii
1 Teoretická část	3
1.1 Měření teploty	3
1.1.1 Základní rozdělení teplotních senzorů	3
1.1.2 Odporové kovové senzory	3
1.1.2.1 Platinové senzory	5
1.1.3 Měřicí systém odporových senzorů teploty	6
1.1.3.1 Vliv měřicího proudu	6
1.1.3.2 Vliv přívodních vodičů	7
1.2 Měření otáček	9
1.2.1 Elektrodynamické snímače	9
1.2.2 Inkrementální snímače	10
1.2.2.1 Elektrická rozhraní	10
1.3 A/D převodník	12
1.3.1 Základní pojmy	12
1.3.2 $\Delta\Sigma$ A/D převodník	13
1.4 Měření napětí a proudu	13
1.4.1 Operační zesilovač	13
1.5 Komunikace	15
1.5.1 SPI	15
1.5.2 CAN	16
1.5.3 Ethernet	16
2 Návrh obvodového zapojení	17
2.1 Měření teploty	17
2.1.1 Návrh low-pass filtru ADC	19
2.1.2 PT100	22
2.1.3 PT1000	24
2.2 Měření otáček	25
2.3 Měření momentu	27
2.4 Měření napětí a proudu	28

2.4.1	Měření průmyslových signálů	28
2.4.2	Měření napětí 0 - 5 V	29
2.5	Zdroje napětí	30
3	Návrh desky plošného spoje	31
4	Ověření funkce zařízení	36
4.1	Návrh firmware	36
4.1.1	Měření teploty	36
4.1.2	Měření průmyslových signálů	39
4.1.3	Měření momentu	41
4.1.4	Měření napětí 0-5V	42
4.1.5	Měření otáček	43
5	Závěr	44
	Reference, použitá literatura	45
A	Reálné provedení Měřicí karty	48
B	Schémata zapojení	49
C	Deska plošných spojů	61
D	Seznam součástek	64

Seznam symbolů a zkratek

ADC	Analog-to-Digital Converter. Analogově digitální převodník.
CPR	Counts Per Revolution. Počet pulzů na otáčku.
DPS	Deska plošných spojů.
EMC	ElectroMagnetic Compatibility. Elektromagnetická kompatibilita.
EMI	ElectroMagnetic Interference. Elektromagnetické rušení.
ENOB	Effective Number Of Bits. Efektivní počet bitů.
f_m	Maximální frekvence signálu.
f_v	Vzorkovací frekvence.
HTL	High-Treshold-Logic.
IRC	Incremental Rotation enCoder. Inkrementální rotační snímač.
LSB	Least Significant Bit. Nejméně významný bit.
MCU	MicroController Unit. Mikroprocesor.
MISO	Master Input, Slave Output.
MOSI	Master Output, Slave Input.
MSB	Most Significant Bit. Nejvýznamnější bit.
OZ	Operační zesilovač.
PGA	Programmable gain amplifier. Programovatelný zesilovač.
RSI	Radio-Frequency Interference. Vysokofrekvenční rušení.
RTD	Resistence Temperature Detector. Odporové teplotní čidlo.
SNR	Signal to Noise Ratio. Poměr signálu k šumu.
SPI	Serial Peripheral Interface.
TTL	Transistor-Transistor-Logic. Tranzistorově-tranzistorová logika.
U_n	Jmenovité napětí.
$\Delta\Sigma$	Delta Sigma (modulace).

Úvod

Diplomová práce se zabývá návrhem měřicí karty pro sledování a záznam průběhů veličin v čase. Během testování nejrůznějších motorů je potřeba sledovat oteplení částí vinutí, regulaci otáček a momentu a v závislosti na aplikaci i další veličiny. Cílem práce je vytvořit zařízení, jež bude sloužit při testování motorů v laboratoři Západočeské univerzity a zajistí zpracování dat ze všech použitých senzorů.

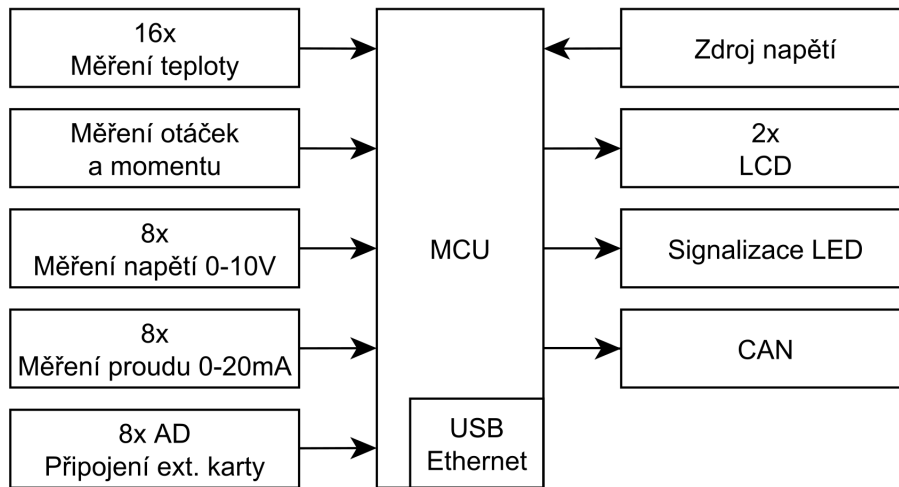
Karta tak umožní čtyřvodičové připojení až šestnácti odporových teplotních senzorů s možností volby PT100, nebo PT1000. Zároveň je vyžadováno měření otáček a momentu testovaného motoru a zaznamenávání dat v čase. Součástí zařízení jsou vstupní obvody pro současné zpracování standardizovaných rozsahů $0 - 10V$ a $0 - 20mA$ ($4 - 20mA$), jež umožní připojení průmyslových čidel vlhkosti, vibrací, tlaku etc. Dále pak měřicí karta umožní připojení další měřicí karty proudu a napětí s možností synchronizace měřených veličin.

Měřicí karta je řízena (ovládána) tzv. *LaunchPadem* s procesorem TM4C1294NCPDT od americké firmy *Texas Instruments*. Vstupní spínaný zdroj umožňuje napájení v rozsahu od $4,5V$ do $30V$ ($U_n = 24V$). Jednotlivé periferie jsou od sebe galvanicky odděleny a pro zajištění univerzálnosti použití jsou čidla momentu a otáček napájena externě. To umožňuje použít snímače od různých výrobců.

Během měření bude na stanovišti v provozu několik silných zdrojů elektromagnetického rušení. Z těchto důvodů je kladen důraz na zajištění elektromagnetické odolnosti (EMS), a tedy správné funkce zařízení.

Blokové schéma celého zapojení je zobrazeno na obr. 1. Dle zadání bude měřicí karta obsahovat dílčí části:

- Precizní 16 kanálové měření teploty (PT100 / PT1000)
- Univerzální rozhraní pro měření otáček IRC čidel
- Měření momentu v rozsahu $-10 V$ až $+10 V$ a $-5 V$ až $+5 V$
- Rozhraní pro standardní průmyslové rozsahy $0 - 10 V$, $0 - 20 mA$ ($4 - 20 mA$)
- Rozhraní pro externí měřicí zařízení $0 - 5 V$



Obrázek 1: Blokové schéma měřicí karty

1

Teoretická část

1.1 Měření teploty

Teplota patří mezi základní termodynamické stavové veličiny. Zpravidla je označována symboly: t , T , ϑ , Θ . Jednotkou termodynamické teploty v soustavě SI je kelvin \mathbf{K} . Mezi další používané jednotky se řadí stupeň Celsia $^{\circ}\mathbf{C}$ ($1^{\circ}\mathbf{C} = 1\mathbf{K}$, definovaný jako $\vartheta[^{\circ}\mathbf{C}] = T[\mathbf{K}] - 273,15$) a stupeň Fahrenheita $^{\circ}\mathbf{F}$ ($1^{\circ}\mathbf{F} = 5/9\mathbf{K}$, přičemž platí $0\mathbf{K} = 32^{\circ}\mathbf{F}$).

Teplota přímo souvisí s pohybovou (kinetickou) energií částic. V pevném skupenství molekuly neuspořádaně kmitají kolem rovnovážné polohy, v tekutém skupenství je pak pohyb molekul neuspořádaný v celém objemu.

Teplota je v praxi jednou z nejvíce sledovaných veličin napříč všemi odvětvími. To platí i v oboru výkonové elektroniky, kde je často koncentrovaný vysoký výkon na malé ploše a je třeba součástky chránit před akumulováním tepla.

1.1.1 Základní rozdělení teplotních senzorů

Obecně platí, že senzor je vstupní prvek celého měřicího řetězce. Je v přímém kontaktu s měřenou veličinou, kterou transformuje podle definovaných vztahů. Sensory pro měření teploty rozdělujeme na dotykové a bezdotykové. Dotykové senzory dále dělíme podle fyzikálního principu na elektrické, dilatační a speciální. S ohledem na zaměření práce bude dále rozvedena pouze kategorie odporových kovových senzorů, jež se řadí mezi elektrické dotykové senzory.

1.1.2 Odporové kovové senzory

Jak název napovídá, principem odporových senzorů je závislost elektrického odporu kovu na teplotě. Elektrické vlastnosti materiálu popisuje tzv. *pásový model pevných látek*. Model vysvětluje, že elektrony se v pevných látkách nacházejí v jednotlivých pásích. Ty se mohou navzájem dotýkat, překrývat nebo mezi nimi vznikne mezera, kterou nazýváme *zakázaný pás*. Elektrony zaplňují pásy od energeticky nejnižších po nejvyšší. Nejvyšší energetický pás zaplněný elektrony nazýváme *valenční pás*. První neobsazený elektronový

pás nazýváme *pás vodivosti*. U kovů je buďto valenční pás zaplněn jen z části, a nebo je plně obsazený a překrývá se s vodivostním pásem. Oba případy umožňují za určitých okolností přesun (excitaci) elektronů do volné vyšší hladiny. Izolanty naopak mají plně obsazený valenční pás, který je od vodivostního oddělený širokým zakázaným pásem. U polovodičů je situace obdobná, ale zakázaný pás je podstatně užší.

Při přesunu elektronů do vyšší hladiny může docházet ke srážkám s nečistotami materiálu v mřížce. Tento efekt se jeví jako elektrický odpor materiálu. Jak bylo zmíněno, se zvyšující se teplotou dochází ke zvyšování amplitudy kmitů jednotlivých částic a častějším srážkám elektronů. Teplotní součinitel α je dán vztahem 1.1. Je základní materiálovou konstantou a definuje závislost odporu na teplotě. Elektrický odpor kovových materiálů s teplotou stoupá a vyznačuje se kladným teplotním součinitelem. Elektrický odpor polovodičových materiálů s teplotou klesá a teplotní součinitel je záporný.

Jako citlivý materiál se pro výrobu kovových odporových čidel teploty většinou volí platina pro její chemickou netečnost, časovou stálost, vysokou teplotu tavení a také pro možnost dosažení vysoké čistoty (pro metrologické účely až 99,999%). Mimo platinu lze také použít nikl, měď, molybden nebo některé slitiny.

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial \vartheta} \quad (1.1)$$

Elektrický odpor materiálu, a tedy teplota v bezprostřední blízkosti senzoru v libovolném rozsahu, lze stanovit polynomem v obecném tvaru

$$R_{\vartheta} = R_0(1 + A\vartheta + B\vartheta^2 + C\vartheta^3 + \dots) \quad (1.2)$$

Pro teplotní rozsah $0 - 100^{\circ}\text{C}$ je pak možné použít pouze lineární část polynomu

$$R_{\vartheta} = R_0(1 + \alpha\vartheta) \quad (1.3)$$

kde ϑ je teplotní součinitel odporu,
 R_0 je el. odpor senzoru při teplotě 0°C .

Pro tento rozsah pak dle rov.1.1 platí pro teplotní součinitel odporu vztah

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100R_0} \quad (1.4)$$

kde R_{100} je el. odpor senzoru při teplotě 100°C .

Dráha materiálu, která tvoří měřicí část senzoru, může být vyrobena drátovou, tenkovrstvou, nebo tlustovrstvou technologií. Jelikož jsou teplotní roztažnosti vodivého a izolačního materiálu rozdílné, dochází k chybě vlivem vzájemného posunu. U platinových senzorů může při teplotách nad 400°C docházet k chybě až $\pm 0,25^{\circ}\text{C}$. Tento efekt lze částečně potlačit volným uložením drátku do vzduchové (popř. vakuové) mezery.

Dalším důležitým parametrem je tzv. redukovaný odpor W_{100} , který stanovuje čistotu materiálu.

$$W_{100} = \frac{R_{100}}{R_0} \quad (1.5)$$

1.1.2.1 Platinové senzory

Platina je běžně využívaným materiálem pro teplotní odporové kovové senzory. Požadavky na platinová čidla jsou stanoveny normou IEC-751 (IEC ČSN 60 751). Z té vychází i standardní jmenovitá hodnota odporu senzoru $R_0=100 \Omega$ při 0°C (PT100) a $W_{100} = 1,3850$. Existují však i standardy s přísnějšími nároky na čistotu kovu.

Pro teplotní rozsah -200°C až 850°C platí vztah

$$R_\vartheta = R_0[1 + A\vartheta + B\vartheta^2 + C(\vartheta - 100)\vartheta^3] \quad (1.6)$$

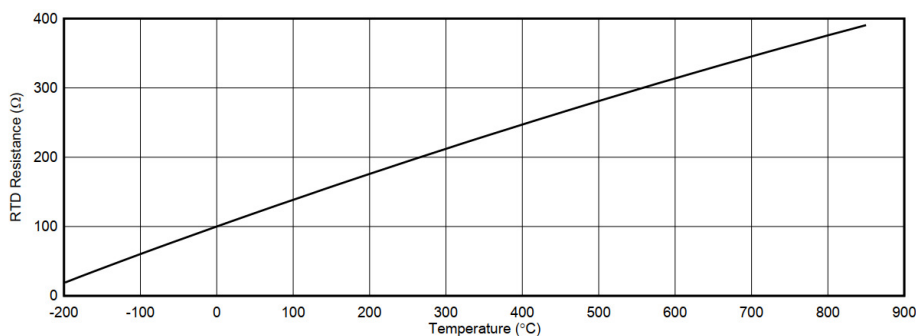
přičemž podle IEC-751 je:

$$\begin{aligned} A &= 3,9083^{-3}K^{-1} \\ B &= -5,775^{-7}K^{-2} \\ C &= -4,183^{-12}K^{-4} \quad ; \text{ pro } \vartheta < 0^\circ\text{C} \\ C &= 0 \quad ; \text{ pro } \vartheta > 0^\circ\text{C} \end{aligned}$$

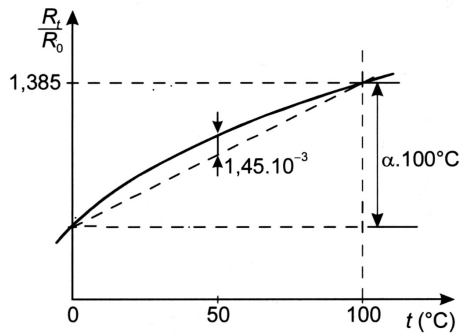
Vedle standardních čidel PT100 se vyrábějí platinová čidla s jmenovitým odporem 50, 200, 500, 1000 a 2000 Ω . Dle IEC-751 jsou senzory děleny do tolerančních tříd, viz tab. 1.1. V praxi je někdy nazývána třída AA jako 1/3 DIN nebo 1/3 B. Kromě doporučení IEC-751 je využívána i třída přesnosti 1/10 DIN, jež je brána jako 1/10 z třídy IEC B.

Třída	Tolerance ($^\circ\text{C}$)	Odpor při 0°C (Ω)	Chyba při 100°C ($^\circ\text{C}$)
AA	$\Delta t = \pm(0,10 + 0,0017 \vartheta)$	$100 \pm 0,04$	$\pm 0,27$
A	$\Delta t = \pm(0,15 + 0,002 \vartheta)$	$100 \pm 0,06$	$\pm 0,35$
B	$\Delta t = \pm(0,30 + 0,005 \vartheta)$	$100 \pm 0,12$	$\pm 0,8$
C	$\Delta t = \pm(0,60 + 0,01 \vartheta)$	$100 \pm 0,24$	$\pm 1,6$

Tabulka 1.1: Toleranční třídy platinových čidel teploty podle normy IEC-751



Obrázek 1.1: Odpor PT100 v rozmezí -200°C až 850°C [5]



Obrázek 1.2: Nelinearita PT100 [1]

Na obr. 1.1 je vykreslena závislost odporu senzoru Pt100 na teplotě. Nelinearita daného průběhu ve svém maximu přesahuje až 16Ω . Výřez téhož průběhu je na obr. 1.2. Při dosazení do vzorce 1.7 zjistíme, že na rozsahu $0^\circ C$ až $100^\circ C$ nelinearita dosahuje $0,38^\circ C$.

$$(\Delta\vartheta)_{max} = \frac{\Delta\left(\frac{R_t}{R_0}\right)_{max}}{\frac{R_{100}-R_0}{R_0}} 100 \quad (1.7)$$

Pro méně náročné aplikace lze nelinearitu PT100 zanedbat úplně.[1].

1.1.3 Měřicí systém odporových senzorů teploty

Systém by měl být navržen tak, aby vyhověl požadované přesnosti měření. Jedná se o nepřímou metodu měření, kdy pomocí elektrického proudu a napětí stanovujeme hodnotu odporu. Takový obvod by měl splňovat tyto základní požadavky:

- minimalizace vlivu proudu procházejícího senzorem
- minimalizace vlivu odporu přívodních kabelů
- analogová nebo číslicová linearizace

1.1.3.1 Vliv měřicího proudu

Při průchodu elektrického proudu senzorem dochází k úbytku napětí na jeho odporu a k přeměně části energie na teplo. Vzniká tak chyba měření vlivem oteplení dle vztahu 1.9

$$P = RI^2 \quad (1.8)$$

$$\Delta\vartheta = \frac{RI^2}{D} \quad (1.9)$$

kde $D [W.K^{-1}]$ je zatěžovací konstanta.

Po vyjádření zatěžovací konstanty je zřejmé, že jde o množství příkonu, jež je nutné dodat pro oteplení senzoru o $\Delta\vartheta = 1K$. Velikost konstanty D je závislá nejen na parametrech senzoru, ale i na okolním prostředí a je zpravidla udána výrobcem při definovaných podmínkách. Nabývá typických hodnot $2,5 - 10 mW.K^{-1}$ pro vzduchové a $40 - 150 mW.K^{-1}$ pro vodní prostředí. Proud $1 mA$ pak při maximální hodnotě senzoru PT100 ($R = 390, 4811\Omega$) způsobí ztrátový výkon $P_{max} < 0,4 mW$, což v případě $4 mW.K^{-1}$ má za následek chybu oteplením $\Delta\vartheta < 0,1 K$. [4][1].

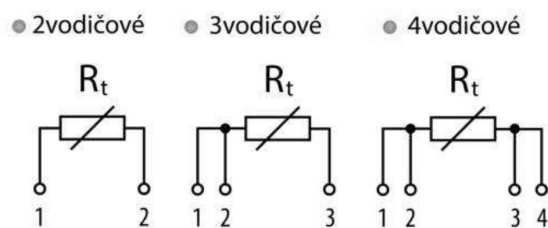
1.1.3.2 Vliv přívodních vodičů

Reálný vodič, sloužící k připojení senzoru, se vyznačuje odporem

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (1.10)$$

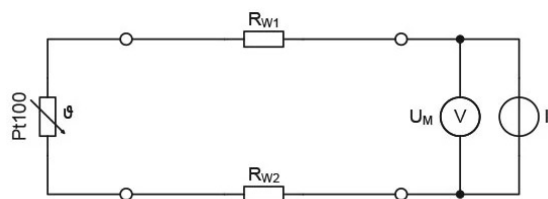
kde ρ je měrný el. odpor,
 l je délka vodiče,
 S je průměr vodiče.

Odpor vodičů tak může závažně ovlivnit přesnost měření. Pro omezení chyby jsou využívány senzory ve třívodičovém nebo čtyřvodičovém zapojení, viz obr. 1.3.



Obrázek 1.3: Druhy zapojení odporových senzorů, upraveno z [3]

U **dvouvodičového zapojení** dle obr. 1.4 protéká proud senzorem a nelze oddělit odpor přívodních vodičů. To je možné částečně omezit programově, popřípadě využitím senzoru s řádově vyšší hodnotou odporu R_ρ . Dvouvodičová konfigurace je nejméně přesnou metodou a lze ji použít pro méně náročné aplikace na krátké vzdálenosti.

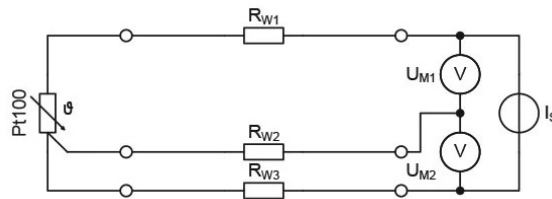


Obrázek 1.4: Schéma dvouvodičového zapojení [10]

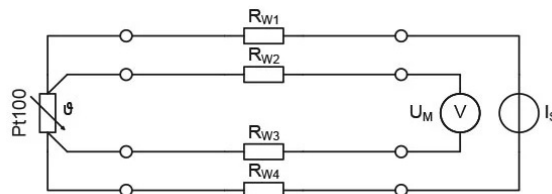
U **třívodičového zapojení** dle obr. 1.5 je možné třetím vodičem měřit odpor vedení a chybu eliminovat. Platí zde předpoklad, že přívodní vodiče mají stejné hodnoty el. odporu. Lze uplatnit metodu měření s dvěma proudovými zdroji, a vhodným měřením tak eliminovat odpor vodičů.

Čtyřvodičové zapojení dle obr. 1.6 je považováno za nejpresnější. Obsahuje dva vodiče pro vedení proudu a dva pro snímání napětí na senzoru. Vliv přívodních vodičů je zcela vyloučen za předpokladu, že vstupní odpor zařízení U_m je $R_{vst} > 10^5 \Omega$.

Pro vyhodnocení odporových senzorů je možné použít klasický pasivní (Wheatsonův) můstek v kombinaci s operačními zesilovači. Jeho nevýhodou je však nelineární převodní



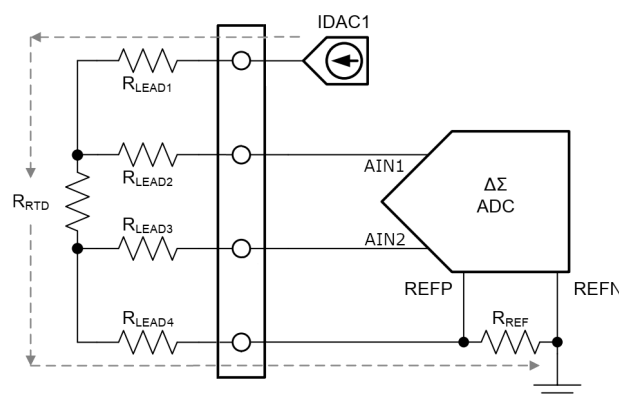
Obrázek 1.5: Schéma třívodičového zapojení [10]



Obrázek 1.6: Schéma čtyřvodičového zapojení [10]

charakteristika R-U. Tuto nevýhodu řeší tzv. aktivní můstková zapojení nebo zapojení s proudovým zdrojem.

Moderním způsobem řešení je tzv. poměrová metoda měření. Dnes je na trhu dostupných mnoho AD převodníků, jež jsou přímo určeny k vyhodnocování teplotních senzorů. Ve většině případů se jedná o převodníky typu $\Delta\Sigma$ s integrovaným přesným zdrojem proudu (běžně i 2 zdroje pro možnost třívodičového měření) k napájení senzoru. Referenční napětí V_{ref} je měřeno na přesném rezistoru R_{ref} , který je umístěn v proudové větvi s teplotním senzorem. Za předpokladu neměnných hodnot R_{RTD} a R_{ref} dochází při kolísání proudu I_{IDAC1} současně ke změnám obou napětí a jejich poměr zůstává konstantní. Výpočet odporu je vztažen k proměnné V_{ref} a vliv nepřesností měřicího proudu je tak eliminován. Příklad takového zapojení je na obr. 1.7.



Obrázek 1.7: Příklad čtyřvodičového zapojení RTD, upraveno z [5]

Napětí na senzoru (RTD - resistance temperature detector) a referenční napětí převodníku, které je dáno hodnotou rezistoru, popisují rovnice 1.11 a 1.12.

$$V_{RTD} = V_{AIN1} - V_{AIN2} = R_{RTD} * I_{IDAC1} \quad (1.11)$$

$$V_{ref} = V_{AIN2} = R_{ref} * I_{IDAC1} \quad (1.12)$$

Dosazením a úpravou rovnice 1.13 získáme vztah pro hodnotu odporu senzoru R_{ref} , viz vztah 1.14.

$$OutputCode = gain * 2^{N-1} * \frac{V_{RTD}}{V_{ref}} \quad (1.13)$$

$$R_{RTD} = \frac{R_{ref} * OutputCode}{Code_{ADC_FS}} = R_{ref} \frac{OutputCode}{gain * 2^{N-1}} \quad (1.14)$$

kde $OutputCode$ je hodnota AD převodníku,
 $Code_{ADC_FS}$ je hodnota plného rozsahu AD převodníku,
 $gain$ je zesílení,
 N je počet bitů převodníku.

Na výše uvedeném příkladu je varianta zvaná *Low-Side Reference*. Dále je možné referenční rezistor umístit nad měřené RTD, neboli *High-Side Reference*, kde je do cesty proudu zařazen další rezistor pro posunutí napětí V_{AIN2} . Převodníky běžně obsahují větší počet měřících kanálů a vstupní multiplexer, který umožňuje sekvenční měření více senzorů se společným R_{ref} . [5][13].

1.2 Měření otáček

Měření frekvence otáčení, tak jako teploty, patří u pohonných systémů k základním parametrům. Nejen v trakčních aplikacích je jejich znalost nezbytná pro optimalizování chodu mechanického ústrojí a jeho řízení.

Senzory otáček fungují na základě různých fyzikálních principů. S ohledem na zaměření textu jsou rozvedeny pouze kategorie elektrodynamických senzorů a inkrementálních rotačních senzorů.

1.2.1 Elektrodynamické snímače

Základními představiteli jsou tachodynamo (stejnoseměrný točivý stroj) a tachalternátor (střídavý točivý stroj). Úhlová rychlost (otáčky) stejnosměrných i střídavých strojů je přímo úměrná indukovanému napětí.

$$n = \frac{U_i}{K_s \Phi} \quad (1.15)$$

kde U_i je napětí indukované v kotvě,
 K_s je konstanta stroje,
 Φ je magnetický tok.

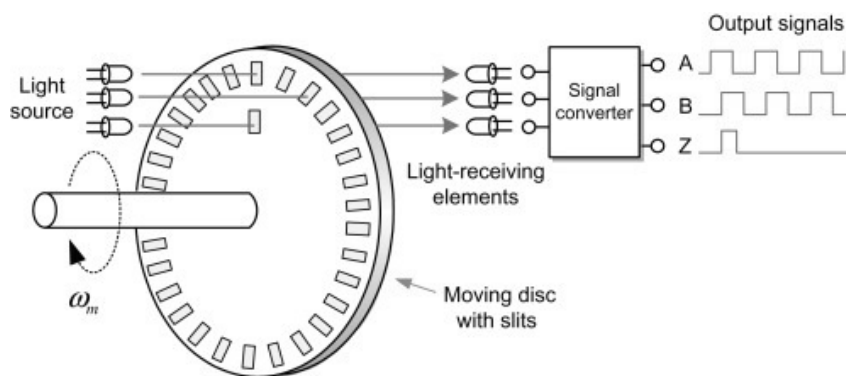
Vzhledem k tomu, že snímače nejsou výkonově zatěžovány a jen přenášejí informaci o úhlové rychlosti, mohou být optimalizovány na minimální tření. [9].

1.2.2 Inkrementální snímače

Inkrementální snímače jsou známy pod označením *IRC* (*Incremental Rotation enCoder*), nebo *Shaft Encoder*. Otáčivý pohyb je popsán úhlovými veličinami, jako

$$\begin{aligned} \text{úhlová rychlost:} & \quad \omega = d\varphi/dt, \\ \text{úhlové zrychlení:} & \quad \varepsilon = d\omega/dt = d^2\varphi/dt^2, \end{aligned}$$

Obr. 1.8 zobrazuje princip funkce IRC čidel. Rotační pohyb je přenášěn na kotouč, který má po obvodu rovnoměrně rozložené průzory. Jejich počet je označován jako CPR (z angl. Counts Per Revolution). Pohybem kotouče dochází k přerušování světelného pársku mezi jeho zdrojem a fotocitlivým přijímačem.



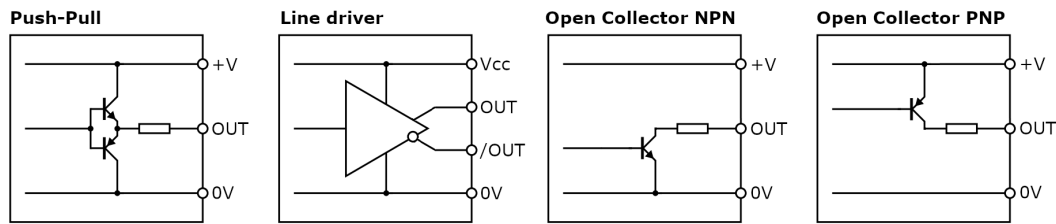
Obrázek 1.8: Princip funkce inkrementálního snímače, upraveno z [6]

Aby bylo možné rozlišit směr otáčení, přidává se ještě další dvojice světelného zdroje a přijímače, která je posunuta o polovinu rozteče průzoru. Výsledné elektrické signály jsou vzájemně posunuty o 90° . Označujeme je jako A a B. Běžně snímače obsahují třetí signál Z (popř. index), který indikuje nulovou polohu.

1.2.2.1 Elektrická rozhraní

Pulzní signál sestává ze dvou logických úrovní, nízké (L - Low) a vysoké (H - High). Těmto úrovním jsou přiřazeny napěťové hladiny, jež je reprezentují. Pro průmyslové aplikace jsou využívány základní elektrická rozhraní:

- Diferenciální signál
 - Line driver, RS-422/485
- Unipolární signál (single-ended)
 - Push-Pull, Totem-Pole, HTL - dvojčinný výstup,
 - Open Collector NPN/PNP - výstup typu otevřený kolektor.



Obrázek 1.9: Zapojení elektrických rozhraní

Diferenciální signál je způsob přenosu dat pomocí dvojice komplementárních signálů. Logická úroveň je určena rozdílem potenciálů mezi vodiči, jež se označují např. A a \bar{A} (negovaný výstup někdy značen jako $/A$). To umožňuje eliminovat tzv. přeslechy a šum, jelikož rušení působí na oba vodiče stejně. Obecně platí, že diferenciální signál umožňuje přenos dat s vysokou frekvencí a zároveň odolností vůči rušení. Linkové přijímače pracují běžně s TTL (Transistor-Transistor-Logic) úrovněmi.

Pro často využívané napěťové úrovně, vycházející ze standardu RS-422, platí:

- napětí na signálových vodičích se může pohybovat od -6 V do 10 V
- L: $A - B \geq +0,2\text{ V}$
- H: $A - B \leq -0,2\text{ V}$

Rozhraní **Push-Pull**, někdy nazývané *Totem-Pole* nebo **HTL** (High-Threshold-Logic), patří do signalizace se společnou zemí neboli *single-ended*. Logická úroveň je reprezentována potenciálem vodiče oproti zemi. Působící rušení je tak vyhodnocováno spolu s přenášenou informací.

Výstupní obvod je tvořen dvojicí tranzistorů v tzv. dvojčinném zapojení, viz obr. 1.9. V obou logických stavech je tak výstup aktivním zdrojem proudu. Oproti zapojení *Open Collector* je tak doba vzestupné hrany a sestupné hrany srovnatelná. HTL je reprezentováno napěťovými úrovněmi: L: $\geq 1\text{ V}$; H: $\leq U_{cc} - 3,0\text{ V}$, přičemž typické napájecí napětí je $10 - 30\text{ V}$. Široké rozmezí napěťových úrovní zvyšuje odolnost proti rušení.

Zapojení typu **Open Collector** je na obr. 1.9 zobrazeno v obou variantách. Varianta s NPN tranzistorem umožňuje zatížit výstup nízkou logickou úrovní ve stavu, kdy je tranzistor otevřený. Je nutné doplnit tzv. pull-up rezistor pro definování potenciálu i ve stavu, kdy je tranzistor zavřen. To způsobuje rozdílné doby přeběhu, jelikož rezistor tvoří RC článek s nenulovou časovou konstantou. Je tak nutné volit kompromis u hodnoty pull-up rezistoru mezi možnou rychlostí přenosu dat a proudovým zatížením vedení. Open Collector je jednoduché zapojení, jež je v porovnání s ostatními variantami náchylnější na rušení, avšak umožňuje snadno pracovat s jinou napěťovou úrovní, než samotný kódér.[8].

1.3 A/D převodník

A/D převodníky neboli analogově digitální převodníky jsou obvody sloužící k převodu spojitého signálu v čase na signál číslicový. Převod je realizován, aby bylo umožněno zpracování a vyhodnocení původně analogového signálu procesorem.

V případě unipolárních převodníků se pro číslicovou interpretaci analogové veličiny nejčastěji používá přímý binární kód. V případě bipolárních převodníků je nejběžnější interpretace v tzv. dvojkovém doplňku. Jeho výhoda spočívá v tom, že oproti tzv. jednotkovému doplňku a znaménkovému bitu má jasně definovanou hodnotu pro 0 V.

Převedený binární kód udává, kolikrát je v měřeném analogovém signálu obsažena základní kvantovací úroveň neboli kvantovací krok Q . Ten je dán vztahem:

$$Q = \frac{U_{REF}}{2^n} \quad (1.16)$$

kde U_{REF} je referenční napětí převodníku,
 2^n je počet bitů převodníku.

1.3.1 Základní pojmy

Převod analogového signálu na digitální je složen ze dvou fází, ze vzorkování a kvantování.

- **Vzorkování** je děj, při němž se v časových intervalech s danou periodou měří okamžitá hodnota analogového signálu. Výsledný signál je tvořen pulzy s okamžitou amplitudou původního signálu. Takzvaná vzorkovací frekvence určuje výsledný počet vzorků odebraných z analogového signálu. Při převodu spojitého signálu s nekonečným počtem bodů na množinu diskretních bodů dochází k takzvané vzorkovací chybě. S vyšší vzorkovací frekvencí tato chyba klesá, avšak konečný počet vzorků je limitován rychlostí převodníku a jeho kapacitou paměti.

Má-li analogový signál maximální kmitočet f_m , pak je zapotřebí podle Shannon-Kotelnikova teorému volit vzorkovací kmitočet f_v alespoň dvakrát vyšší. Nedodržení teorému způsobí překrytí kmitočtových spekter rozložených v okolí násobků vzorkovací frekvence a tzv. aliasing efekt.

Aliasing efekt je tedy nežádoucí jev, kdy se v kmitočtovém spektru navzorkovaného signálu objevují složky, které v původním signálu nebyly. Dojde tak k nenávratnému zkreslení vzorkovaného signálu. V praxi lze tomuto efektu nejčastěji předejít dvěma způsoby. Jedním je antialiasing filtr, který omezí frekvence vyšší než tzv. Nyquistova frekvence ($1/2 f_v$), a druhým je metoda převzorkování (*oversampling*), kdy je f_m několikanásobně nižší, než f_v .

- **Kvantování** je děj, kdy jsou jednotlivé změřené vzorky přiřazeny kvantovacím hladinám. Počet kvantizačních hladin je dán zpravidla N -tou mocninou čísla 2. Převodník s rozlišením 16 bitů tak přiřadí vzorek k jedné z 4096 kvantizačních hladin.

Velikost kvantizační chyby (šumu) se pohybuje v intervalu $[-1/2; +1/2]$ LSB (Least Significant Bit) neboli kvantovacího kroku.

Charakteristickým parametrem převodníku je SNR (Signal to Noise Ratio), který vyjadřuje poměr odstupů signálu od šumu. SNR ideálního převodníku je pro sinusový signál dán vztahem:

$$SNR = 6,02 * N + 1,76 \quad (1.17)$$

Reálné převodníky zavádějí šum a zkreslení. To má za následek snížení počtu bitů převodníku, a je tak zaveden pojem efektivní počet bitů - ENOB (Effective Number Of Bits). Hodnota ENOB je značně závislá na frekvenci a bývá výrobcem udána pro plný rozkmit signálu. Více o této problematice např. v [15].

1.3.2 $\Delta\Sigma$ A/D převodník

Převodník se skládá z $\Delta\Sigma$ smyčky prvního řádu, čítače a řídicích obvodů.

Převodníky jsou schopny dosáhnout vysoké linearity převodu při vysokém rozlišení. Modulátory typu $\Delta\Sigma$ používají metodu převzorkování, čímž rozprostřou kvantizační šum do širokého spektra. Digitální filtr pak omezí přenosové pásmo a signál decimuje a sníží vzorkovací kmitočet. Hodnotu převzorkování vyjadřuje koeficient OSR (OverSampling Ratio):

$$OSR = \frac{f_{MOD}}{f_{VZ.}} \quad (1.18)$$

Převodník lze ale charakterizovat jako pomalý, a proto je vhodný pro převod pomalu se měnících veličin.[14][16].

1.4 Měření napětí a proudu

Jak bylo zmíněno v kapitole 1.3, zpracování informace o okamžité hodnotě měřeného napětí provádí analogově-digitální převodník. Jeho pracovní oblast je zúžena na velikost referenčního napětí, z čehož vyplývá, že měřený signál musí být ve většině případů před převodem upraven. Jedním ze způsobů, jak úpravu realizovat, je využití operačních zesilovačů.

1.4.1 Operační zesilovač

Rozvoj operačních zesilovačů (označovaných OZ) souvisel s nástupem analogových počítačů, kde zesilovače realizovaly matematické operace. Operační zesilovače jsou stejnosměrné zesilovače napětí, zpravidla s diferenčním vstupem a vysokým napětovým zesílením.

Pro demonstrování jejich použití a funkce byl zaveden pojem *ideální OZ*. Základními vlastnostmi takového prvku jsou:

- nekonečné zesílení
- nekonečná šířka kmitočtového pásma
- úplné potlačení souhlasného signálu
- nekonečná vstupní impedance a nulová výstupní impedance
- nulový ofset, drift a šum

Reálné operační zesilovače pochopitelně takových parametrů dosáhnout nemohou, ale mnohé se jim přibližují. Výrobci nabízejí široké spektrum OZ pro různé aplikace. Pro přehlednost jsou tak dále děleny v závislosti na charakteristických vlastnostech, jako: přesné, rychlé, nízkošumové, nízkopříkonové, rail-to-rail (s téměř plným rozkmitem výstupního napětí) etc. Dále mohou být děleny dle napájení, které může být symetrické a nesymetrické.[23].

Reálný operační zesilovač je především popsán charakteristickými parametry. Mezi základní z nich patří:

- **Napěťové zesílení** (A_u) - parametr, který popisuje samotné zesílení OZ s otevřenou zpětnou vazbou.
- **Napěťová nesymetrie** (U_{I0}) - hodnota napětí, které musí být na vstupech OZ, aby výstupní napětí bylo nulové.
- **Proudová nesymetrie** (I_{I0}) - velikost proudu, který musí protékat vstupy OZ, aby výstupní napětí bylo nulové.
- **Potlačení souhlasného signálu** (CMR) - popisuje, o kolik se změní výstupní napětí při změně vstupního souhlasného napětí.
- **Vstupní klidový proud** (I_{IB}) - proud, který vtéká do bází tranzistorů.

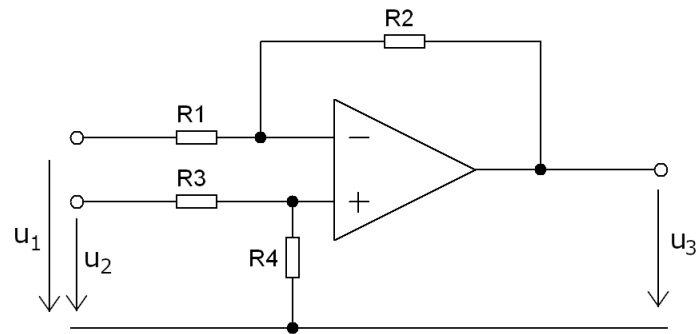
Funkce OZ vychází ze základních zapojení, do nichž patří i rozdílový (diferenční) zesilovač a napěťový sledovač. Jsou zmíněna právě tato dvě zapojení, jelikož jsou využita v zapojení měřicí karty.

Rozdílový zesilovač vznikne spojením invertujícího a neinvertujícího OZ a je na obr 1.10. Napěťové poměry lze vypočítat přímou aplikací Ohmova a Kirchoffových zákonů, nebo využitím metody superpozice. Výstupní napětí je popsáno vztahem:

$$u_3 = u_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - u_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (1.19)$$

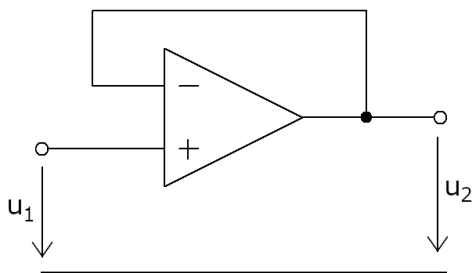
Ten lze za podmínky $R_1/R_2 = R_4/R_3$ zjednodušit. Často je využívána dokonce rovnost $R_1 = R_3$ a $R_2 = R_4$, čímž lze potlačit chybu teplotním driftem součástek. Pak algebraickými úpravami dostaneme zjednodušený vztah:

$$u_3 = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1) \quad (1.20)$$



Obrázek 1.10: Zapojení OZ jako rozdílový zesilovač

Zapojení tedy zesiluje rozdíl vstupních napětí, kde je zesílení definováno poměrem rezistorů.[22].



Obrázek 1.11: Zapojení OZ jako sledovač

Zapojení zvané napěťový sledovač (popř. jen sledovač) je zapojením neinvertujícího zesilovače se ziskem 1. Tedy napětí $u_1 = u_2$. Jelikož se vyznačuje vysokým vstupním odporem a malým výstupním odporem, jedná se o vhodné zapojení např. pro oddělení zdrojů s vysokým vstupním odporem.[21].

1.5 Komunikace

V elektronice je v mnoha ohledech komunikace nezbytnou součástí. Ať už za účelem nastavování parametrů, monitorování funkcí, nebo obecně pro přenos dat. V této kapitole budou nastíněna základní rozhraní, jež jsou využita v zapojení měřicí karty.

1.5.1 SPI

SPI (Serial Peripheral Interface) je sériové periferní rozhraní. Umožňuje obousměrnou komunikaci, mezi řídicí jednotkou nazývanou *master* a jednou nebo více podřízenými jednotkami *slave*. Komunikace je synchronizována hodinovým signálem, jenž udává *master* a *slave* podle něj vysílá. Frekvence takového signálu bývá stovky kHz až jednotky MHz.

Rozhraní se tak skládá z jednoho hodinového (SCK) a dvou datových (MOSI, MISO) vodičů. Jedná se tak o komunikaci *full duplex*, kdy mohou data putovat oběma směry současně. Při větším počtu jednotek *slave* je daná jednotka vybrána samostatným vodičem CS (Chip Select) a ostatní jsou v režimu vysoké impedance a komunikace se neúčastní. Data se pak přenášejí mezi posuvnými registry jednotky *master* a konkrétní jednotky *slave*. [25].

Jedná se o jednoduché elektrické rozhraní, jež je běžně součástí periférií většiny obvodů. V zapojení měřicí karty bude sloužit ke komunikaci mezi procesorem TM4C129 a externími AD převodníky ADS114S08.

1.5.2 CAN

CAN (Controller Area Network) je sériový komunikační protokol, jenž byl vyvinut především pro automobilový průmysl. Sběrnice se skládá z dvou vodičového vedení, kde jeden nese označení CAN_L a druhý CAN_H. Jedná se tak o diferenciální přenos signálu. Data jsou přenášena dvěma logickými stavy, log. „0“ - aktivní (dominantní) a log. „1“ - pasivní (recesivní). Napětové úrovně se liší podle druhu budičů komunikačních uzlů. Ty jsou buďto CAN - HS (High Speed), nebo CAN - LS (Low Speed) a jejich počet na sběrnici může být až 110.

Vysílaný datový rámec neobsahuje adresu a může být přijat libovolným počtem uzlů. Další vlastností je tzv. *bitová synchronizace*, kdy dochází k synchronizaci a přečtení informace s každou bitovou hranou.

Norma rozlišuje dvě základní specifikace, a to CAN2.0A a CAN2.0B, jež rozšiřuje původní verzi A o vícebitový identifikátor.

Nespornými výhodami sběrnice CAN je její spolehlivost, robustnost, diagnostika chyb a nízká cena. Nevýhodou je pak omezená délka vodičů, kdy se vzdáleností rychle klesá přenosová rychlost, a malý poměr délky datového slova a celkové délky rámce.[26].

1.5.3 Ethernet

Ethernet je nejpoužívanější síťovou technologií pro tvorbu domácích a průmyslových sítí. Přenos dat probíhá na kroucené dvojlince (UTP nebo STP), nebo po optickém kabelu. Rychlosti přenosu se mohou pohybovat v závislosti na použitém standardu od 1 Mbit/s po 100 Gbit/s.

Datový rámec obsahuje mimo jiné fyzickou MAC adresu cílového i vysílacího zařízení a datová informace může mít proměnnou délku od 46 do 15000 byte (dle IEEE 802.3).

Je-li komunikace řešena pouze jedním párem vodičů, je nutné využívat *poloduplexní* (half duplex) přenos s tím, že rozbočovače šíří data okolním zařízením. Běžně se ale využívá kabel se čtyřmi kroucenými páry vodičů, kde některé mohou sloužit pro vysílání a další pro příjem a fungovat jako *duplexní* (full duplex).

V dnešní době je naprostá většina elektronických zařízení vybavena konektorem RJ-45 pro připojení do sítě Ethernet. Ten je součástí i LaunchPadu TM4C1294XL, jenž lze připojit k počítačové síti a k Internetu.[27].

2

Návrh obvodového zapojení

V této kapitole bude představen postup návrhu obvodového zapojení. Jak již bylo nastíněno, zapojení se skládá z dílčích částí:

- Precizní 16 kanálové měření teploty (PT100 / PT1000)
- Univerzální rozhraní pro měření otáček IRC čidel
- Měření momentu v rozsahu -10 V až $+10\text{ V}$ a -5 V až $+5\text{ V}$
- Rozhraní pro standardní průmyslové rozsahy $0 - 10\text{ V}$, $0 - 20\text{ mA}$ ($4 - 20\text{ mA}$)
- Rozhraní pro externí měřicí zařízení $0 - 5\text{ V}$

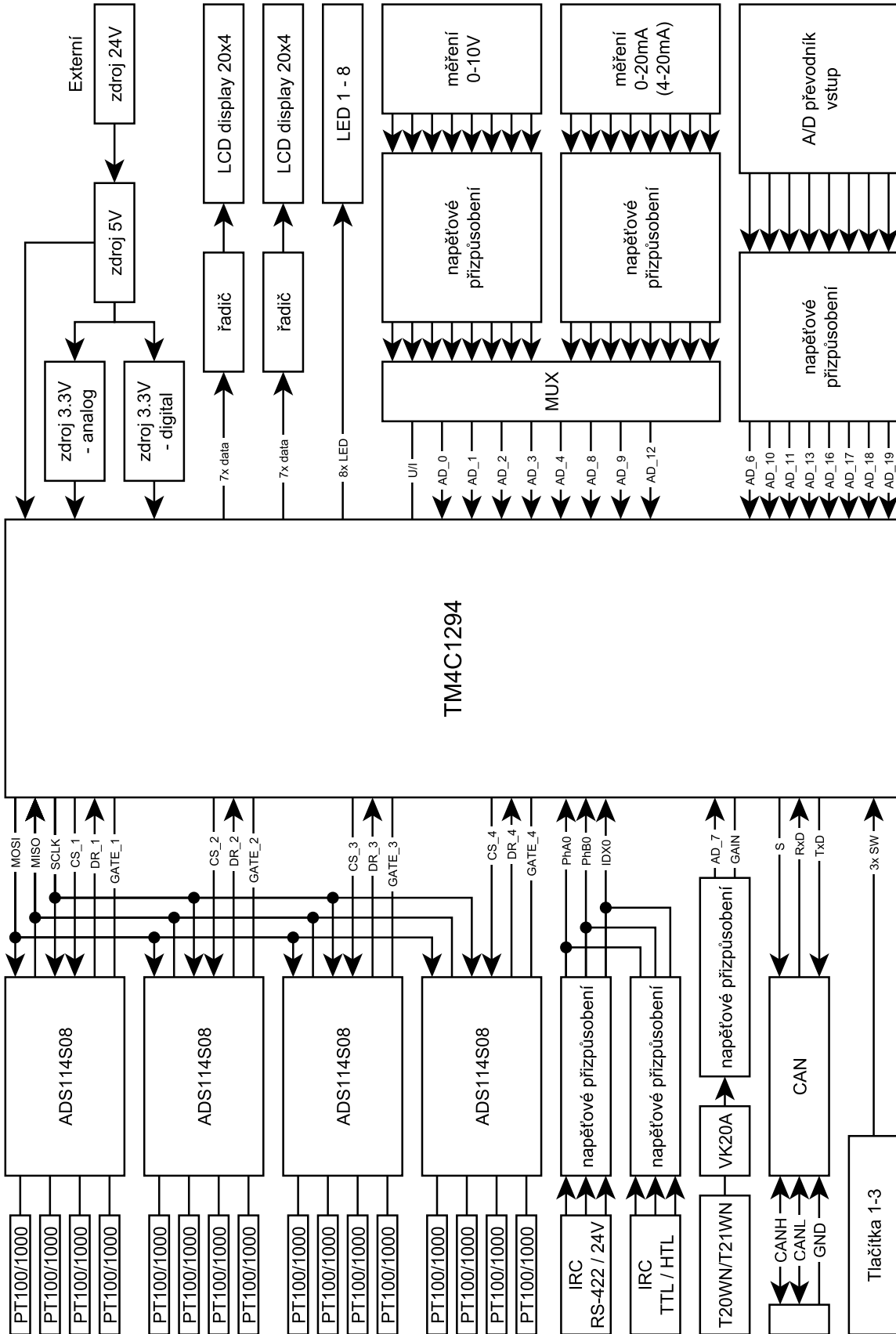
Signály z jednotlivých měřicích obvodů jsou dále zpracovávány v procesoru TM4C1294 od firmy *Texas Instrument*. Strukturu měřicí karty zobrazuje blokové schéma na obr. 2.1.

Následující kapitoly budou věnovány postupu návrhu daných částí obvodu zapojení.

2.1 Měření teploty

Základní principy vyhodnocování teplotních senzorů jsou popsány v kapitole 1.1. Po domluvě s vedoucím práce byla pro potřeby laboratoře stanovena minimální přesnost $0,1^\circ\text{C}$ pro měřicí rozsah 0 až 120°C . Pro zajištění kvality měřicího řetězce je použita metoda čtyřvodičového zapojení senzoru PT100, s možností měření i PT1000. Přední výrobci AD převodníků, jako *Texas Instrument*, *Maxim Integrated*, *Microchip Technology* etc., nabízejí integrované obvody s různým počtem vstupních kanálů, jež jsou multiplexovány. Pro čtyřvodičová zapojení senzorů připadají v úvahu převodníky se šesti kanály (2 senzory) a dvanácti kanály (4 senzory).

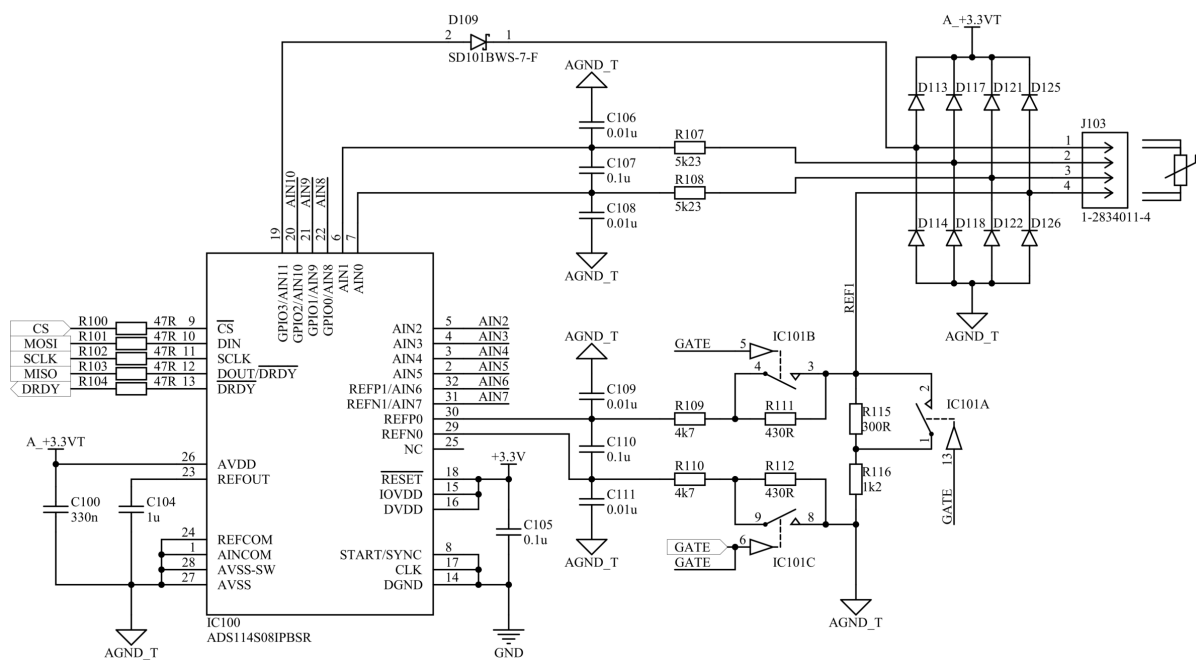
Měření až šestnácti senzorů je rozděleno do čtyř kanálů, kde každý kanál je tvořen jedním 12 kanálovým převodníkem. Tato struktura navíc umožňuje libovolné přepínání jednotlivých kanálů pro nastavení snímače na PT100, nebo PT1000 a jejich současné měření. S ohledem na dostupnost a typ pouzdra byl zvolen převodník ADS114S08. Jde o vysoce přesný 12 kanálový analogově-digitální převodník typu delta-sigma ($\Delta\Sigma$) od



Obrázek 2.1: Blokové schéma

firmy *Texas Instrument*. Nabízí rozlišení 16 bitů, nízkou spotřebu do 280 μ A a nízkošumový programovatelný zesilovač PGA (Programmable gain amplifier) se zesílením od 1 do 128. Převodník je vybaven rozhraním SPI, jež zajišťuje komunikaci s mikroprocesorem. Více informací v katalogovém listu [12].

Na obr. 2.2 je schéma zapojení jednoho senzoru k AD převodníku. Analogový spínač IC101 mění konfiguraci referenčního rezistoru a jeho RC filtru. Další 3 senzory jsou spolu se vstupním filtrem a diodou připojeny na analogové vstupy/výstupy AIN2 až AIN10. Během měření dochází postupně k připojování proudového zdroje na výstupy AIN8 - AIN11 a měření daného senzoru. Návrh zapojení rozvádí následující kapitoly.



Obrázek 2.2: Schéma zapojení převodníku ADS114S08

2.1.1 Návrh low-pass filtru ADC

U zapojení tzv. poměrové metody dochází k potlačení chyb vzniklých nepřesnostmi proudového zdroje, viz kap. 1.1. V mnoha aplikacích se však ještě přidávají externí filtry pro zvýšení odolnosti zařízení proti vysokofrekvenčnímu rušení (RSI) a elektromagnetickému rušení (EMI). Toho je zejména využíváno v prostředí se silným elektromagnetickým polem, kde jsou snímače velice náchylnými členy měřicího řetězce.

Aby byla chyba vlivem nepřesnosti budicího proudu eliminována, a aby tedy zůstal konstantní poměr U_{RTD} (při konstantní hodnotě elektrického odporu) a U_{ref} , musí být filtr měřicích vstupů a filtr referenčních vstupů nastaveny na stejnou mezní frekvenci f_0 . Při navržení filtrů s rozdílnou f_0 dochází k jinému útlumu signálů, což může případně vést až ke zhoršení výsledné přesnosti měření.

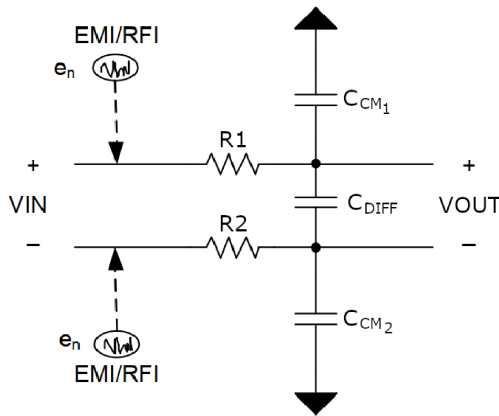
Na obr. 2.3a je zobrazena obecná topologie filtru, užívaná často v zapojeních diferencíálních zesilovačů. Tzv. low-pass RC filtr je tvořen dvěma rezistory, jedním kondenzátorem pro symetrické rušení (differential mode) a dvěma kondenzátory pro nesymetrické rušení (common mode). Takovýto pasivní filtr se vyznačuje útlumem se strmostí -20dB/dekádu pro oba typy rušení. Běžně je volena kapacita kondenzátoru C_{DIFF} alespoň 10x vyšší než kondenzátorů C_{CM} . Symetrická složka je tak tlumena při 20x nižší frekvenci než nesymetrická složka. Je tomu proto, aby byl snížen vliv nesouladu kapacit kondenzátorů C_{CM1} a C_{CM2} . Obecně platí vztahy pro:

mezní frekvence (differential mode)

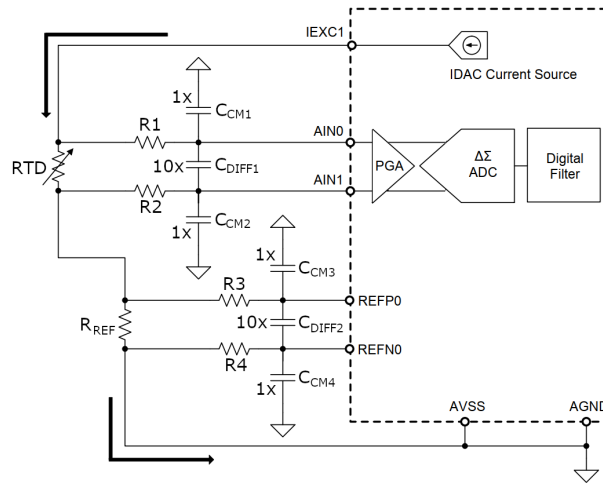
$$f_{-3dB} = \frac{1}{2 * \pi * (R1 + R2) * (C_{DIFF} + \frac{C_{CM}}{2})} \quad (2.1)$$

mezní frekvence (common mode)

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2 * \pi * (R * C_{CM})} \quad (2.2)$$



(a) Obecná topologie filtru



(b) Zapojení v poměrové metodě

Obrázek 2.3: Filtrování vstupních signálů, upraveno z [11]

Používané zapojení filtrů u tzv. poměrové metody je na obr. 2.3b. Po úpravě rovnic. 2.1 a 2.2 získáme vztahy pro:

mezní frekvence filtrů (differential mode):

$$f_{-3dB_{RTD}} = \frac{1}{2 * \pi * C_{DIFF1} * (R_{RTD} + R1 + R2)} \quad (2.3)$$

$$f_{-3dB_{REF}} = \frac{1}{2 * \pi * C_{DIFF2} * (R_{REF} + R3 + R4)} \quad (2.4)$$

mezní frekvence filtrů (common mode):

$$f_{-3dB_{RTD1}} = \frac{1}{2 * \pi * C_{CM1} * (R1 + R_{RTD} + R_{REF})} \quad (2.5)$$

$$f_{-3dB_{RTD_2}} = \frac{1}{2 * \pi * C_{CM1} * (R2 + R_{REF})} \quad (2.6)$$

$$f_{-3dB_{REF_1}} = \frac{1}{2 * \pi * C_{CM3} * (R3 + R_{REF})} \quad (2.7)$$

$$f_{-3dB_{REF_2}} = \frac{1}{2 * \pi * C_{CM4} * (R4)} \quad (2.8)$$

Vstupní impedance zesilovače PGA umožňuje použití rezistorů až v řádech $k\Omega$. Dle katalogového listu je typická hodnota při povoleném PGA $I_{AINx} = 100$ pA. Z tohoto důvodu je doporučeno nevolit hodnotu rezistorů příliš vysokou (do 10 $k\Omega$), aby měření nebylo ovlivněno úbytkem napětí na RC filtru.

Aby bylo měření pro 16 senzorů vůbec realizovatelné, je zvolen digitální *low-latency* filtr. Při datové rychlosti 20 SPS se vyznačuje potlačením frekvencí 50 a 60 Hz s útlumem 95,4 dB. Při stejné rychlosti je doba převodu 56,604 ms. Jeden senzor je tak možné snímat v intervalech 905,7 ms - ve skutečnosti se časový úsek prodlouží z důvodu jednak přechodových jevů filtrů, jednak samotného řízení programu. AD převodník nabízí i tzv. *Sinc³* filtr, jenž vykazuje znatelně užší propustné pásmo, ale je 3x pomalejší.

V tabulce 2.1 jsou vypsány parametry RC filtrů pro obě hodnoty $R_{REF} = 1,2$ $k\Omega$ a $R_{REF} = 1,6$ $k\Omega$, viz kapitoly 2.1.2 a 2.1.3. Pro zvolený filtr je definována hodnota *bandwidth (-3dB)* - 13.2 Hz. Se změnou odporu senzoru se f_0 posouvá. Ta je nastavena na ≈ 10 x vyšší hodnotu než u digitálního filtru.

PT100	R_{RTD}	$R_{REF} = 1.2k\Omega$	PT1000	R_{RTD}	$R_{REF} = 1.6k\Omega$
C_{DIFF1}	$0.1\mu F$	$0.1\mu F$	C_{DIFF1}	$0.1\mu F$	$0.1\mu F$
C_{DIFF2}	$0.1\mu F$	$0.1\mu F$	C_{DIFF2}	$0.1\mu F$	$0.1\mu F$
C_{CM1}	$0.01\mu F$	$0.01\mu F$	C_{CM1}	$0.01\mu F$	$0.01\mu F$
C_{CM2}	$0.01\mu F$	$0.01\mu F$	C_{CM2}	$0.01\mu F$	$0.01\mu F$
R1	5.23k Ω	4.7k Ω	R1	5.23k Ω	5.13k Ω
R2	5.23k Ω	4.7k Ω	R2	5.23k Ω	5.13k Ω
f_0	150.2 Hz	150.79 Hz	f_0	134.26 Hz	138.95 Hz
		150.14 Hz			133.58 Hz

Tabulka 2.1: Parametry RC filtrů

Zavedení RC filtru do zapojení vyžaduje časovou prodlevu, než se přechodový děj filtru ustálí. U 16bit převodníků je vyžadováno alespoň $11,78 * \tau$ pro ustálení na 1/2 LSB, viz [13]. Pro nejdelší časovou konstantu filtru platí vztah:

$$\tau = \frac{1}{2 * \pi * f_0} = 1,1915 * 10^{-3} \rightarrow 14,036 \text{ ms} \quad (2.9)$$

Modulační frekvence ADS114S08 je řízena interním oscilátorem $f_{CLK} = 4,096$ MHz a platí:

$$t_{MOD} = 16 * t_{CLK} = 16 * \frac{1}{f_{CLK}} = 3,906 * 10^{-6} \quad (2.10)$$

Z rovnic 2.9 a 1.18 plyne, že před započítáním vzorkování měřeného signálu musí být po připojení zdroje proudu zavedena prodleva alespoň $t = 3593,44 * t_{MOD}$. Tomu odpovídá programovatelná funkce $t = 4096 * t_{MOD}$. Tím se každé měření prodlouží o 16 ms.

Míra převzorkování je u ADS114S08 programovatelná v rozmezí od 64 do 102400 dle vztahu:

$$OSR = \frac{f_{MOD}}{f_{VZ.}} = \frac{256 * 10^3}{20} = 12800 \quad (2.11)$$

Pro navržený RC filtr bude útlum při $f_{MOD} \approx 65$ dB a omezí tak šum v překlopeném přenosovém pásmu.

2.1.2 PT100

Zdroj proudu udržuje nastavenou hodnotu s přesností $\pm 0,5\%$ (typ.), dokud platí podmínka $U_{IDAC} < U_{IDAC_{MAX}}$. Tuto mez určíme podle katalogového listu jako:

$$U_{IDAC_{MAX}} = AVDD - 0,6 = 3,3 - 0,6 = 2,7 \text{ V}$$

Pro optimální využití rozsahu převodníku byl zvolen proud $IDAC = 1 \text{ mA}$ a referenční rezistor $R_{ref} = 1200 \Omega$. Zanedbáme-li konečnou impedanci vstupů AD převodníku, bude při maximální hodnotě $PT100 = 146,068 \Omega$ ($T = 120^\circ \text{C}$) platit:

$$U_{IDAC} = I * (R_{REF} + R_{PTC}) + U_D = (1200 + 146,068) * 1 * 10^{-3} + 0,4 = 1,746 \text{ V} < 2,7 \text{ V} \quad (2.12)$$

kde U_D je úbytek napětí na Schottkyho diodě, která je řazena do série pro ochranu proudového zdroje, viz 2.2.

Dle rovnice 2.12 je ověřeno, že nedojde k přetěžování programovatelného proudového zdroje.

Maximální ztrátový výkon na senzoru je $P_{RTD} = 0,146 \text{ mW}$, což při uvažování $D = 2,5$ odpovídá chybě $\Delta\vartheta = 0.058^\circ \text{C}$, dle vztahu 1.9. Obecně platí doporučení volit referenční napětí blízké polovině napájecího napětí, což umožní maximální využití rozsahu. V tomto případě bude převodník pracovat s referenčním napětím $U_{REF} = 1,2 \text{ V}$.

Pro *Low-Side Reference* zapojení, jako je např. na obr. 2.3b, lze na měřicích vstupech zjednodušeně určit napětí:

$$U_{AIN0} = (R_{REF} + R_{PTC}) * I_{IDAC} = U_{IDAC} = 1,346 \text{ V} \quad (2.13)$$

$$U_{AIN1} = R_{REF} * I_{IDAC} = U_{REF} = 1200 * 1 * 10^{-3} = 1,2 \text{ V} \quad (2.14)$$

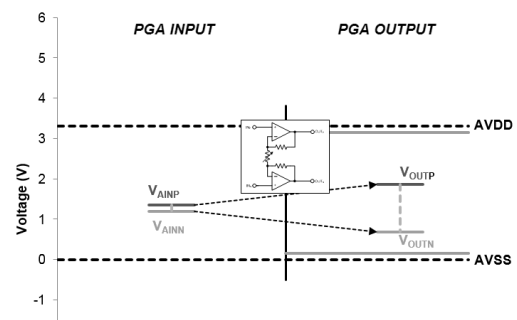
$$U_{IN_{MAX}} = R_{PTC} * I_{IDAC} = 146,068 * 1 * 10^{-3} = 146,1 \text{ mV} \quad (2.15)$$

Za předpokladu, že napětí $U_{IN_{MAX}}$ po zesílení nesmí přesáhnout meze referenčního napětí, bylo zvoleno zesílení PGA 8.

$$\begin{aligned} AVSS + 0.15V + \left[|U_{IN_{MAX}}| * \frac{(Gain - 1)}{2} \right] &\leq U_{AIN1} \\ U_{AIN0} &\leq AVDD - 0.15V - \left[|U_{IN_{MAX}}| \frac{(Gain - 1)}{2} \right] \end{aligned} \quad (2.16)$$

Měřené napětí musí být v rozmezí udaném vztahem 2.16, který je definován výrobcem v katalogovém listu. Navržená konfigurace splňuje danou podmínku ($0,661 \leq U_{AIN1}$; $U_{AIN0} \leq 2,639$).

Převodník produkuje kód ve formě dvojkového doplňku, což je běžný způsob reprezentace znaménkových celých čísel. V případě měření odporu je podstatné pouze kladné vyjádření čísla, tedy polovina rozsahu převodníku ($+FSR - LSB$). Navíc ačkoliv při nejvyšší hodnotě senzoru teploty téměř dosáhneme maxima napětového rozsahu, reálně se měřené hodnoty budou pohybovat pouze na $\approx 15\%$ celého rozsahu převodníku, viz 2.17 a 2.18. To je zapříčiněno relativně vysokou hodnotou počátečního odporu v porovnání se stanoveným měřicím rozsahem senzoru. Přesto bude rozsah $0 - 120^\circ C$ rozdělen na 10048 kvantizačních kroků ($LSB = 4,5776\mu V$). Na obr. 2.4 je zobrazeno využití rozsahu.



Obrázek 2.4: Využití rozsahu AD [17]

$$\frac{U_{IN_{MAX}} * Gain}{U_{AIN2}} * 100 \rightarrow 97,33\% \quad (2.17)$$

$$\frac{(U_{IN_{MAX}} - U_{IN_{MIN}}) * Gain}{U_{AIN2}} * 100 \rightarrow 15,36\% \quad (2.18)$$

Dynamický rozsah převodníku je určen z hodnot uvedených v [12, Table3]:

$$\log_2 \left(\frac{FSR}{V_{Noise,RMS}} \right) = \log_2 \left(\frac{0,3}{9,5 * 10^{-6}} \right) = 14,947 \quad (2.19)$$

V závislosti na procentuálním využití rozsahu převodníku dochází ke ztrátě bitů dle vztahu:

$$\log_2 \left(\frac{U_{IN_{MAX}} - U_{IN_{MIN}}}{FSR} * Gain \right) = -0,966 \quad (2.20)$$

Pro dodržení přesnosti $0,1^\circ C$ je zapotřebí dostatečný počet bitů. Dle vztahu 2.21 je podmínka splněna ($10,23 \text{ bit} < 13,98 \text{ bit}$).

$$\log_2 \left(\frac{\text{max. signál}}{\text{min. signál}} \right) = \log_2 \left(\frac{120}{0,1} \right) = 10,23 \quad (2.21)$$

2.1.3 PT1000

Návrh pro senzor PT1000 je analogicky stejný jako v kapitole 2.1.2. Dále budou uvedeny pouze základní rozdíly.

Pro měření byl zvolen proud $I_{DAC} = 750\mu A$ a referenční rezistor $R_{ref} = 1600 \Omega$. Tomu odpovídá maximální ztrátový výkon $P_{RTD} = 0,822 \text{ mW}$ a při uvažování $D = 2,5$ vzniká chyba až $\Delta\vartheta = 0.328^\circ C$ (dle vztahu 1.9). K tomu je přistoupeno s ohledem na to, že doba, při níž bude proud protékat senzorem, bude řádově kratší než doba, kdy bude senzor zahříván pouze okolním prostředím. Zároveň lze předpokládat, že při měření testovaných motorů bude senzor v těsném kontaktu s masivní hmotou s vysokým součinitelem tepelné vodivosti.

Pro stejný teplotní rozsah bude senzor nabývat hodnot od 1000 do 1460,68 Ω .

$$U_{IDAC} = I * (R_{REF} + R_{PTC}) + U_D = (1200 + 1460.68) * 0.75 * 10^{-3} + 0,4 = 2.696 \text{ V} < 2,9 \text{ V} \quad (2.22)$$

Dle rovnice 2.22 je ověřeno, že nedojde k přetěžování programovatelného proudového zdroje. Jeho limitní mez je vypočtena z katalogového listu.

Jak bylo uvedeno v kapitole 2.1.2, napětí na měřicích vstupech převodníku určíme dle vztahů:

$$U_{AIN0} = (R_{REF} + R_{PTC}) * I_{DAC} = U_{IDAC} = 2,296 \text{ V} \quad (2.23)$$

$$U_{AIN1} = R_{REF} * I_{DAC} = U_{REF} = 1600 * 0,75 * 10^{-3} = 1,2 \text{ V} \quad (2.24)$$

$$U_{INMAX} = R_{PTC} * I_{DAC} = 1460,68 * 0,75 * 10^{-3} = 1,096 \text{ V} \quad (2.25)$$

S ohledem na hodnotu měřeného napětí U_{INMAX} převodník umožňuje pouze zesílení PGA1. Měřené napětí splňuje podmínku udanou vztahem 2.16, a to ($0,15 \leq U_{AIN1}$; $U_{AIN0} \leq 3.15$).

Dynamický rozsah převodníku je určen z hodnot uvedených v [12, Table3]:

$$\log_2 \left(\frac{FSR}{V_{Noise,RMS}} \right) = \log_2 \left(\frac{2,4}{76,3 * 10^{-6}} \right) = 14,94 \quad (2.26)$$

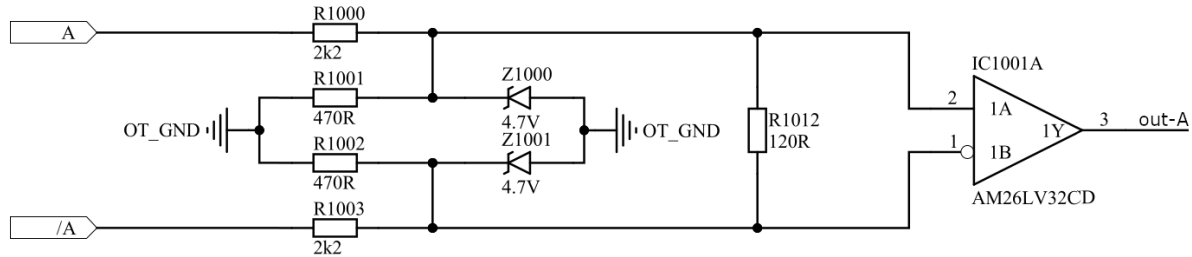
V závislosti na procentuálním využití rozsahu převodníku dochází ke ztrátě bitů dle vztahu:

$$\log_2 \left(\frac{U_{INMAX} - U_{INMIN}}{FSR} * Gain \right) = -4,059 \quad (2.27)$$

Pro dodržení přesnosti $0,1^\circ C$ je zapotřebí dostatečný počet bitů. Dle vztahu 2.21 je podmínka splněna ($10,23 \text{ bit} < 10,881 \text{ bit}$).

2.2 Měření otáček

Jak bylo popsáno v kapitole 1.2, výstupní signály čidel otáček se mohou významně lišit. Jedním z cílů měřicí karty bylo pokrýt co nejširší pole senzorů. Zapojení pro měření otáček je rozděleno do dvou částí. Jedna obsahuje linkový přijímač pro diferenciální signál a druhá zpracovává *single-ended* signál.



Obrázek 2.5: Schéma zapojení linkového přijímače AM26LV32E

Jako linkový přijímač byl zvolen AM26LV32E od firmy *Texas Instrument*, viz [18]. Zpracovává signály definované standardem RS-422 až do 32 MHz. Zapojení kanálu A je na obr. 2.5. Logické úrovně jsou definovány jako:

$$L \leq 0.8 \text{ V}$$

$$H \geq 2 \text{ V}$$

A=H	→ Y=H
\bar{A} =L	

A=L	→ Y=L
\bar{A} =H	

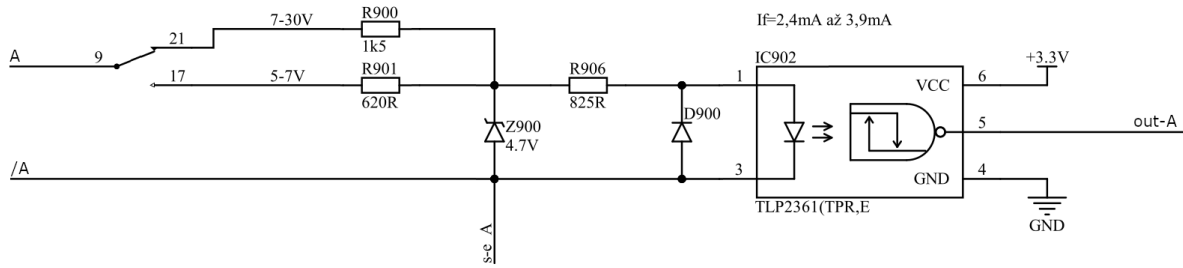
Před přijímač se zapojuje terminační rezistor pro tlumení odrazů na vedení. Ten je důležitý zejména pro vyšší rychlosti a delší vedení. Jeho hodnota bývá 100 nebo 120 Ω . Mimo to jsou pro ochranu vstupů přijímače začleněny Zenerovy diody Z1000 a Z1001.

Pro příjem standardizovaných úrovní RS-422 zůstanou rezistory R100 a R101 neosazené a R99 a R102 jsou nahrazeny nulovými. V případě potřeby komunikace s úrovními 24 V jsou hodnoty rezistorů použity dle obrázku a není zapojený terminační rezistor. Úrovně jsou tak sníženy napětovým děličem.

Dále měřicí karta obsahuje zapojení s optrony, jež umožňuje zpracování diferenciálních i *single-ended* signálů s úrovními 5 - 30 V. Zapojení kanálu A je na obr. 2.6.

Pro zapojení byl zvolen TLP2361, jenž se řadí mezi vysokorychlostní optrony s hradlem a Push-Pull výstupem. Pro aplikaci, kdy je uvažováno měření otáček do frekvencí ≈ 200 kHz (odpovídá např. $\omega = 3000$ ot/min s rozlišením 4096 imp/ot), je optron vyhovující.

Vstupní proud I_F do LED by se měl pohybovat v rozmezí od 2 mA do 6 mA, přičemž napětí na diodě U_F se bude pohybovat v okolí 1,5 V. Z těchto hodnot je navrženo zapojení dle následujících vztahů:



Obrázek 2.6: Schéma zapojení optronu TLP2361

Zenerova dioda Z900 slouží pro stabilizaci napětí na LED diodě optronu. Zvolíme-li max. hodnotu proudu $I_F = 4\text{mA}$, bude pro rozsah napětí 7 - 30 V platit:

$$R_{906} = \frac{U_Z - U_F}{I_F} = \frac{4,7 - 1,5}{4 * 10^{-3}} = 800 \rightarrow 825 \Omega \quad (2.28)$$

Pro vstupní napětí 7 V je zvolena hodnotu $I_F = 2,4 \text{ mA}$:

$$R_{IN} = \frac{U_{IN} - U_F}{I_F} = \frac{7 - 1,5}{2,4 * 10^{-3}} = 2291 \rightarrow R_{900} = 1,5 \text{ k}\Omega \quad (2.29)$$

Nejvyšší proud odebíraný z čidla tak bude 17 mA, přičemž 13 mA poteče Zenerovou diodou. Její ztrátový výkon nepřesáhne 0,06 W. Čidlo otáček ani Zenerova dioda nebudou přetěžovány.

Výpočet pro nižší rozsah 5 - 7 V je obdobný. Pro napětí 5 V je zvolena hodnotu $I_F = 2,4 \text{ mA}$:

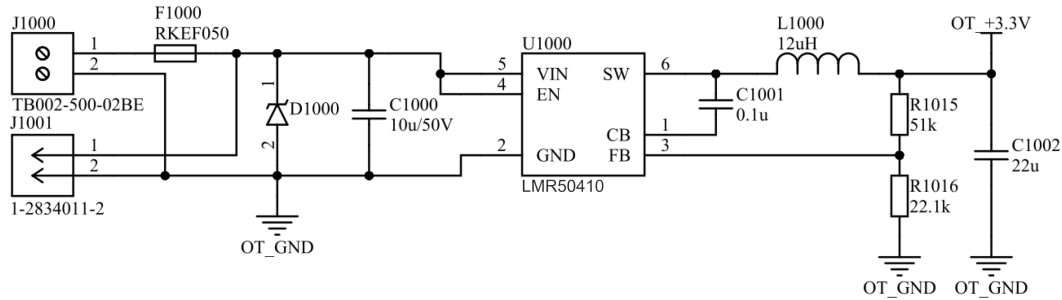
$$R_{IN} = \frac{U_{IN} - U_F}{I_F} = 1458 \rightarrow R_{901} = 620 \Omega \quad (2.30)$$

Bude-li vstupní napětí $U_{IN} = 7 \text{ V}$, LED diodou poteče 3,82 mA.

Bude-li napětí $U_{IN} = 5 \text{ V}$, LED diodou poteče 2,44 mA.

Pro režim diferenciálního přenosu je doplněna dioda D900 pro ochranu optronu. Na LED diodě tak nevznikne nebezpečné závěrné napětí. V režimu single-ended přenosu je vodič označený „s-e A“ sveden spolu s ostatními kanály na společnou zem.

Jak již bylo zmíněno, pro zajištění univerzálnosti měřicího zařízení bylo přistoupeno k napájení čidla z externího zdroje. s ohledem na přenášený obdélníkový signál s frekvencí až 200 kHz je zapojení pro měření otáček zdrojem rušení. Aby byl tento efekt minimalizován, je vstupní část galvanicky oddělena od zbylých částí. Optrony tvoří na přenosové cestě optickou vazbu. U zapojení s linkovým přijímačem je oddělení realizováno obvodem SI8635 od firmy *Silicon Labs*, který funguje na principu kapacitní vazby. Napájení obvodů je tak řešeno přímo ze svorkovnice pro externí zdroj. Schéma zapojení regulátoru spínaného napětí LMR50410 je na obr. 2.7.

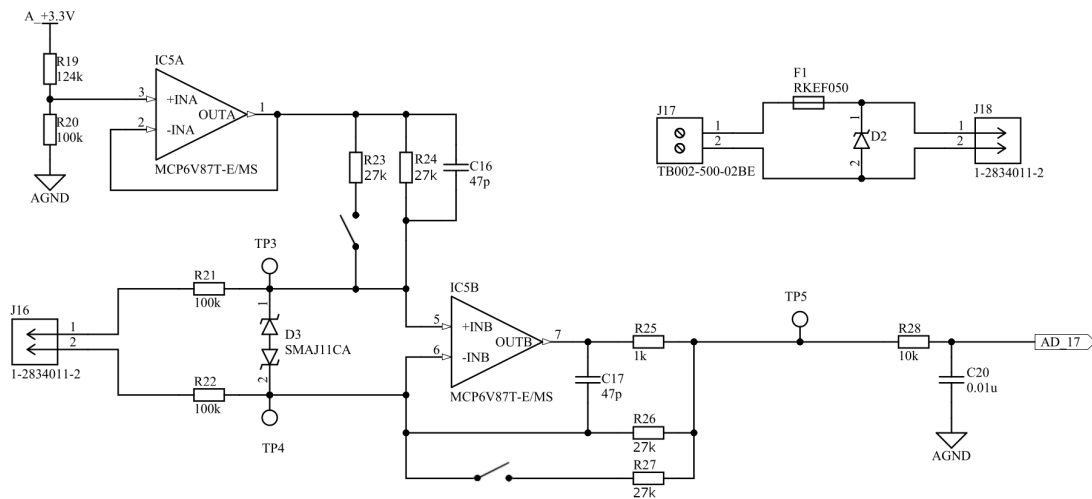


Obrázek 2.7: Schéma zapojení LMR50410

2.3 Měření momentu

Průmyslová čidla momentu mají běžně výstupní informaci převedenou do úrovně napětí. Rozsah měřicí karty koresponduje s momentovými čidly typu T20WN (-10V - +10V) a T21WN (-5V - +5V) od firmy *HBM*.

Zapojení na obr. 2.8 se skládá ze dvou operačních zesilovačů MCP6V87T. Operační zesilovač IC5A je umístěn jako impedanční přizpůsobení mezi napěťovým děličem a R34. Tak je nastaven napěťový offset 1,5V.



Obrázek 2.8: Schéma zapojení MCP6V87T

IC5B tvoří zapojení rozdílového zesilovače. V prvním návrhu plošného spoje byl umístěn analogový přepínač pouze ve zpětné vazbě. Aby nedocházelo k rozdílnému zesílení invertující a neinvertující větve při rozepnutí kontaktů vypínače, bylo zapojení doplněno o analogicky stejné přepínání rezistorů. Pro výpočet zesílení lze vyjít ze vztahu 1.19. Jelikož jsou vypínače řízeny stejným signálem, platí:

$$\begin{aligned}
 R_{21} &= R_{22} \\
 R_{24} &= R_{26} \\
 \frac{R_{26} * R_{27}}{R_{26} + R_{27}} &= \frac{R_{23} * R_{24}}{R_{23} + R_{24}}
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

Pro rozepnutý stav platí vztah:

$$A_{DIFF} = \frac{R26}{R22} = \frac{R24}{R21} = 0,27 \quad (2.32)$$

Pro sepnutý stav platí vztah:

$$A_{DIFF} = \frac{\frac{R26 \cdot R27}{R26 + R27}}{R22} = \frac{\frac{R23 \cdot R24}{R23 + R24}}{R21} = 0,135 \quad (2.33)$$

Vstupní signál je zeslaben s konstantou 0,135 (rozsah +/-10V) a 0,27 (rozsah +/-5V) a zároveň posunut o 1,5 V. Operační zesilovače jsou nesymetricky napájeny napětím 3,3 V a v kombinaci s bipolárním transilem nehrozí poškození vstupního pinu převodníku. Transformované napětí je tak připraveno pro přímé vyhodnocení 12 bitovým AD převodníkem procesoru. Rezistor R28 a kondenzátor C20 tvoří antialiasingový filtr s mezní frekvencí 1,59 kHz.

V pravé horní části obr. 2.8 je zobrazeno zapojení svorkovnic s tepelnou pojistkou a unipolární TVS diodou. Byla zvolena dioda s průrazným napětím $V_{BR} = 33,3 - 36,8 V$. Takové řešení, podobně jako v kap. 1.2, umožňuje napájet čidlo momentu jeho jmenovitým napětím z externího zdroje a není vázáno na napěťové úrovně měřicí karty.

2.4 Měření napětí a proudu

2.4.1 Měření průmyslových signálů

Jak bylo popsáno v kapitole 1.4.1, pro své vlastnosti se aplikační oblast operačních zesilovačů přesunula zejména do měřicí a řídicí techniky. Dle zadání má měřicí zařízení obsahovat 8 kanálů pro měření napěťového rozsahu 0 - 10 V a 8 kanálů pro měření proudového rozsahu 0 - 20 mA (4 - 20 mA). Aby bylo dosaženo vyšší efektivity, bylo rozhodnuto, že obvody pro měření napětí a proudu budou analogovým přepínačem připojovány k celé bráně AD převodníku procesoru.

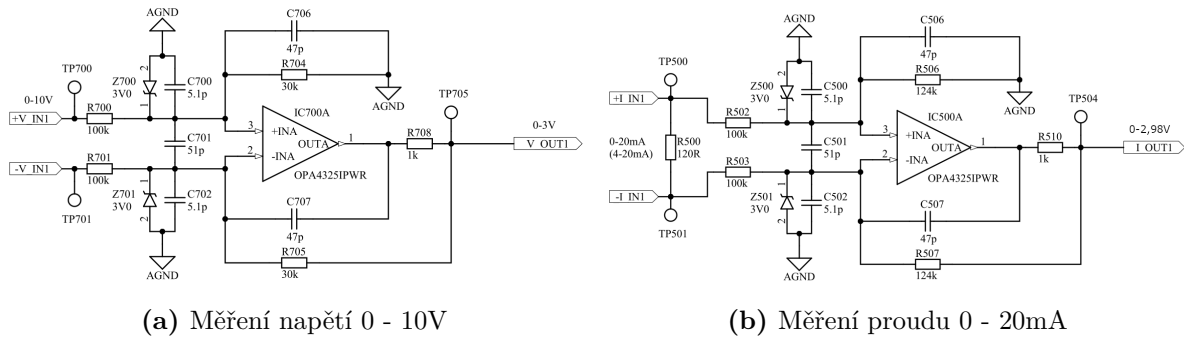
Při výběru přepínače hrála roli zejména nabíjecí kapacita Q_C , svodový proud I_L a doba sepnutí/rozepnutí (t_{ON}/t_{OFF}). Byly zvoleny dva obvody TS3A5018 od firmy *Texas Instruments* v konfiguraci kontaktů 4 x SPDT. Disponují parametry: $Q_C = 2 \text{ pC}$, $I_L = 0,05 \text{ } \mu\text{A}$, $t_{on} = 5 \text{ ns}$, $t_{off} = 3 \text{ ns}$ a $r_{on} = 10 \text{ } \Omega$ (uvedeny jsou typické hodnoty).

Pro zapojení rozdílových zesilovačů, které jsou na obr. 2.9, byl vybrán OZ OPA4325. Jedná se o zesilovač s maximálním napěťovým offsetem $V_{os} = 150 \mu V$, CMRR=114 dB a *rail-to-rail* výstupním napětí ($V_{Omax} = 20 \text{ mV}$).

Pro napěťové zapojení z obr. 2.9a platí následující vztahy:

$$A_{DIFF} = \frac{R707}{R703} = 0,3 \quad (2.34)$$

Při proudu $I_{IN} = 20 \text{ mA}$ vzniká úbytek napětí na rezistoru R500 $\rightarrow U_{IN} = 2.4 \text{ V}$.



(a) Měření napětí 0 - 10V

(b) Měření proudu 0 - 20mA

Obrázek 2.9: Schéma zapojení OPA4325

Pro proudové zapojení z obr. 2.9b platí následující vztahy:

$$A_{DIFF} = \frac{R507}{R503} = 1,24 \quad (2.35)$$

Operační zesilovače jsou pro úsporu energie a pro jednoduchost zapojení napájeny nesymetricky. To má za následek, že dle parametrů OZ bude výstupní napětí regulováno až od 20 mV. Tato hodnota však pro zesílení $A_{DIFF} = 0,3$ odpovídá hodnotě vstupního signálu 0,066 V a pro $A_{DIFF} = 1,24$ hodnota odpovídá signálu 0,13 mA. Tyto hodnoty jsou pro citlivost běžných průmyslových senzorů dostačující.

Budou-li v zapojení použity rezistory s přesností 1%, lze dopočítat maximální chybu u obou zapojení, která vznikne vlivem těchto nepřesností, na 2%. S ohledem na fakt, že prototyp zařízení bude sloužit k ověření použitelnosti při měřeních, lze tuto chybu akceptovat.

Při řízení programu musí být vložena časová prodleva mezi přepnutím přepínače a vzorkováním dat. Časová prodleva je složena z času, jenž je nutný pro samotné přepnutí přepínače - t_{on}/t_{off} , a času, než se ustálí přechodový děj na vedení.

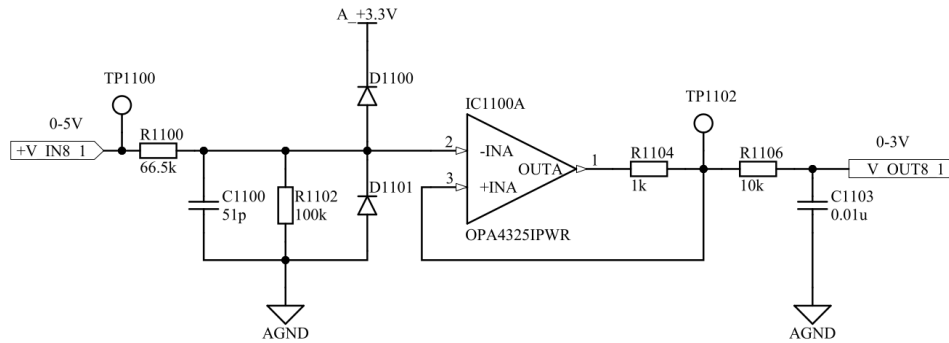
2.4.2 Měření napětí 0 - 5 V

Dalším z požadavků na měřicí kartu byla možnost propojení s dalšími kartami pomocí plochého kabelu. Výstupní signál karet je definován jako *single-ended* 0 - 5 V. Jelikož budou všechny signály měřeny proti společné zemi, bylo zvoleno zapojení s napěťovým děličem, jež je na obr. 2.10.

Napěťový dělič tvořený rezistory R1100 a R1102 udává poměr převodu. Ten lze vyjádřit vztahem:

$$U_{OUT} = U_{IN} \frac{R1102}{R1100 + R1102} \quad (2.36)$$

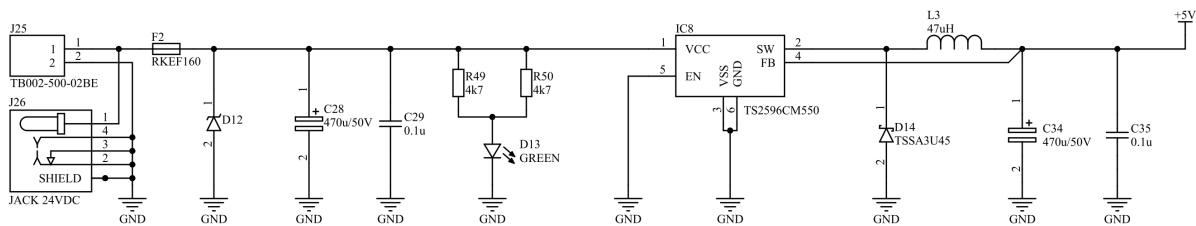
Obdobně jako u měření průmyslových signálů může dojít k chybě vlivem nepřesností komponent až 2,7%. Jak bylo zmíněno, je tato skutečnost akceptována.



Obrázek 2.10: Měření napětí 0 - 5V

2.5 Zdroje napětí

Pro správnou funkci měřicích obvodů je zapotřebí zajistit konstantní zdroj napětí. Jak je znázorněno v blokovém schématu 2.1, napájení je rozčleněno do tří napěťových hladin. První stupeň tvoří regulátor spínaného napětí TS2596 od firmy *Taiwan Semiconductor*, jenž snižuje a stabilizuje vstupní napětí v rozsahu 4,5 - 30V na 5 V. Jeho zapojení je na obrázku 2.11. Z hladiny 5 V je přes omezovač proudu TPS2041B napájen LaunchPad, na němž je umístěn lineární regulátor napětí pro samostatný procesor.



Obrázek 2.11: Zapojení regulátoru napětí TS2596

Dále je z 5 V sníženo napětí lineárním regulátorem TC2117-3.3V na 3,3 V. Tato hladina slouží pro napájení periférií pracujících s digitálním signálem. Z téže hladiny je přes tlumivku a kondenzátor odděleno napájení pro analogovou část obvodů převodníků ADS114S08.

Druhý lineární regulátor TC2117-3.3V tvoří oddělenou napěťovou hladinu pro analogové obvody.

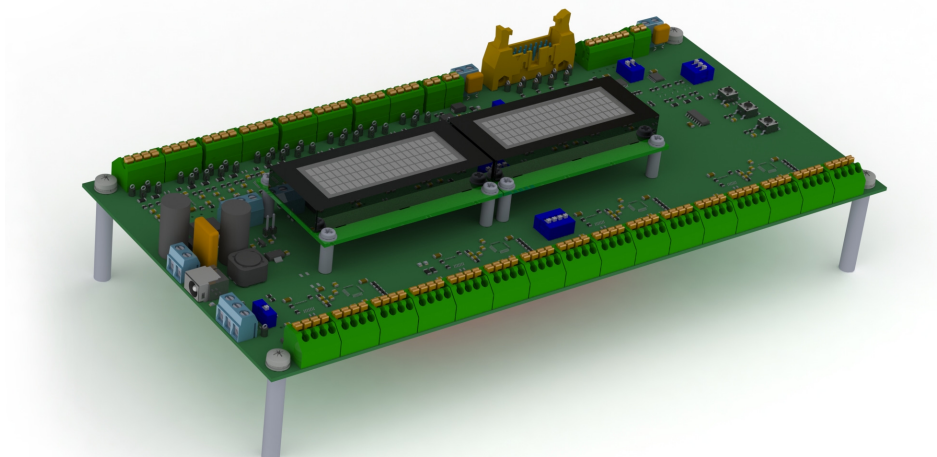
3

Návrh desky plošného spoje

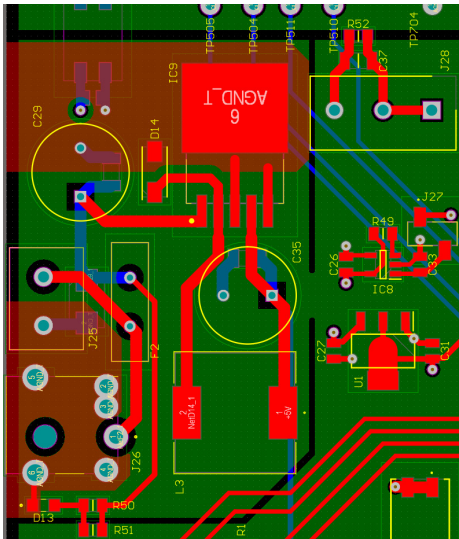
Pro navržení desky plošného spoje (DPS) byla použita studentská licence návrhářského programu Altium Designer (20.1.8).

V zapojení měřicí karty je pro připojení senzorů použito 16 svorek (4 poz.) pro měření teploty, 8 svorek (4 poz.) pro měření průmyslových rozsahů, 16 pinový konektor Harting, 1 svorka (2 poz.) pro měření momentu a 1 svorka (6 poz.) pro měření otáček. Pro uživatelsky přívětivé zacházení byly zvoleny svorky typu 1-2834011-x od firmy *TE Connectivity*. Rozměr svorky se čtyřmi pozicemi, jež má největší zastoupení, má délku přední hrany 15,5 mm. Rozměr DPS byl tak určen především podle rozmístění svorek a činí 277,5 x 134,6 mm (10925 x 5300 mil).

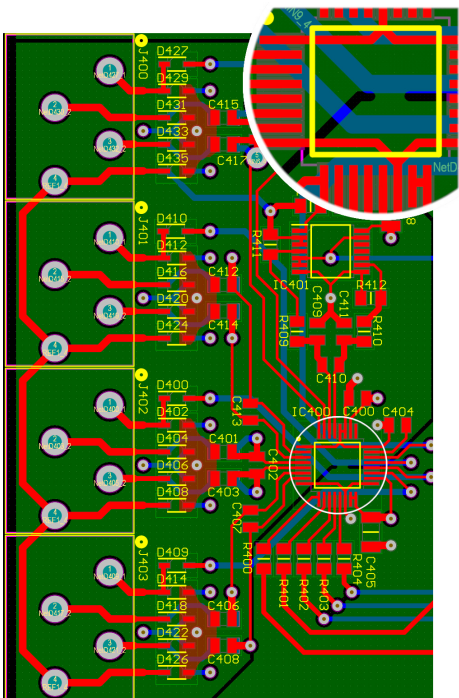
S ohledem na komplexnost navrhovaného zařízení byl plošný spoj realizován jako čtyřvrstvý. Vnitřní vrstvy slouží pro nízkoimpedanční rozvod napájení a vnější vrstvy jsou pak signálové. Na obr. 3.1 je vizualizace výsledné měřicí karty vytvořená v programu SolidWorks. Jako uživatelské rozhraní slouží dva LCD displeje (20 x 4 znaků) a tři tlačítka v pravé části DPS. Ze spodní strany tlačítek a v jejich těsném okolí je umístěno minimum součástek, aby nebyly při ovládání měřicí karty poškozeny.



Obrázek 3.1: Vizualizace měřicí karty v programu SolidWorks



Obrázek 3.2: Layout zdroje napětí

Obrázek 3.3: Layout převodníku
(otočeno o -90°)

fyzicky odděleno od ostatní GND. Spojení potenciálů je řešeno přes tlumivku L1 přímo u zdroje napětí. Dle obecně známých doporučení byla snaha překonat izolační bariéru signálovými cestami vždy v kolmém směru. Ne vždy to však bylo možné. Rozvržení vnitřních vrstev GND a napájení je zobrazeno v přílohách na obr. C.3 a C.4.

Kompletní náčrt jednotlivých částí měřicí karty, jež jsou důležité pro uživatele, je na obr 3.4. Jednotlivé spínače typu DIP jsou rozmístěny u daných periférií, aby bylo ovládání intuitivní.

Spínaný **zdroj** s ochranami je umístěn samotně v levé části vedle displejů. Karta může být napájena buď přes šroubovací svorkovnici s roztečí 5 mm, nebo přes power jack 1.65 x 5.5 mm, jež jsou umístěny vedle sebe. Regulátor spínaného napětí TS2596 je oddělen izolační bariérou a vodivý můstek je umístěn až u vývodu výstupního kondenzátoru C35. Je tak omezeno uzavírání smyčkových proudů, které by mohly způsobovat rušení v okolních částech DPS. Součástky jsou uspořádány tak, aby feedback byl co nejkratší a vedl přímo od výstupního kondenzátoru. Svorkovnice J28 slouží k případnému připojení stínění kabelů, kde jedna svorka je uzemněna přímo a dvě nepřímo.

Při pohledu shora jsou ve spodní části měřicí karty umístěny jednotlivé kanály pro **měření teploty**. Jak bylo zmíněno v kap. 2.1, měření se skládá ze čtyř AD převodníků, přičemž každý vyhodnocuje čtyři senzory. Převodníky jsou připojeny přes rezistory Rx00 - Rx04 na společnou SPI sběrnici, jež prochází přes DPS ve vrstvě TOP. Na obr 3.3 je zobrazeno rozvržení jednoho převodníku ADS114S08. Dle doporučení z katalogového listu je uzemnění analogové části odděleno od okolí izolační bariérou, přičemž je s digitální GND přímo spojeno pod převodníkem úzkým můstkem.

Při pohledu shora jsou u každého kanálu svorky řazeny zleva od Jx00 do Jx04. Tak lze snadno určit, který senzor je měřen, a je možné zjistit konfiguraci jednotlivých kanálů.

Měření napětí, proudu a momentu, jež je při pohledu shora umístěno v horní části, je vztaženo ke společnému analogovému uzemnění. To je

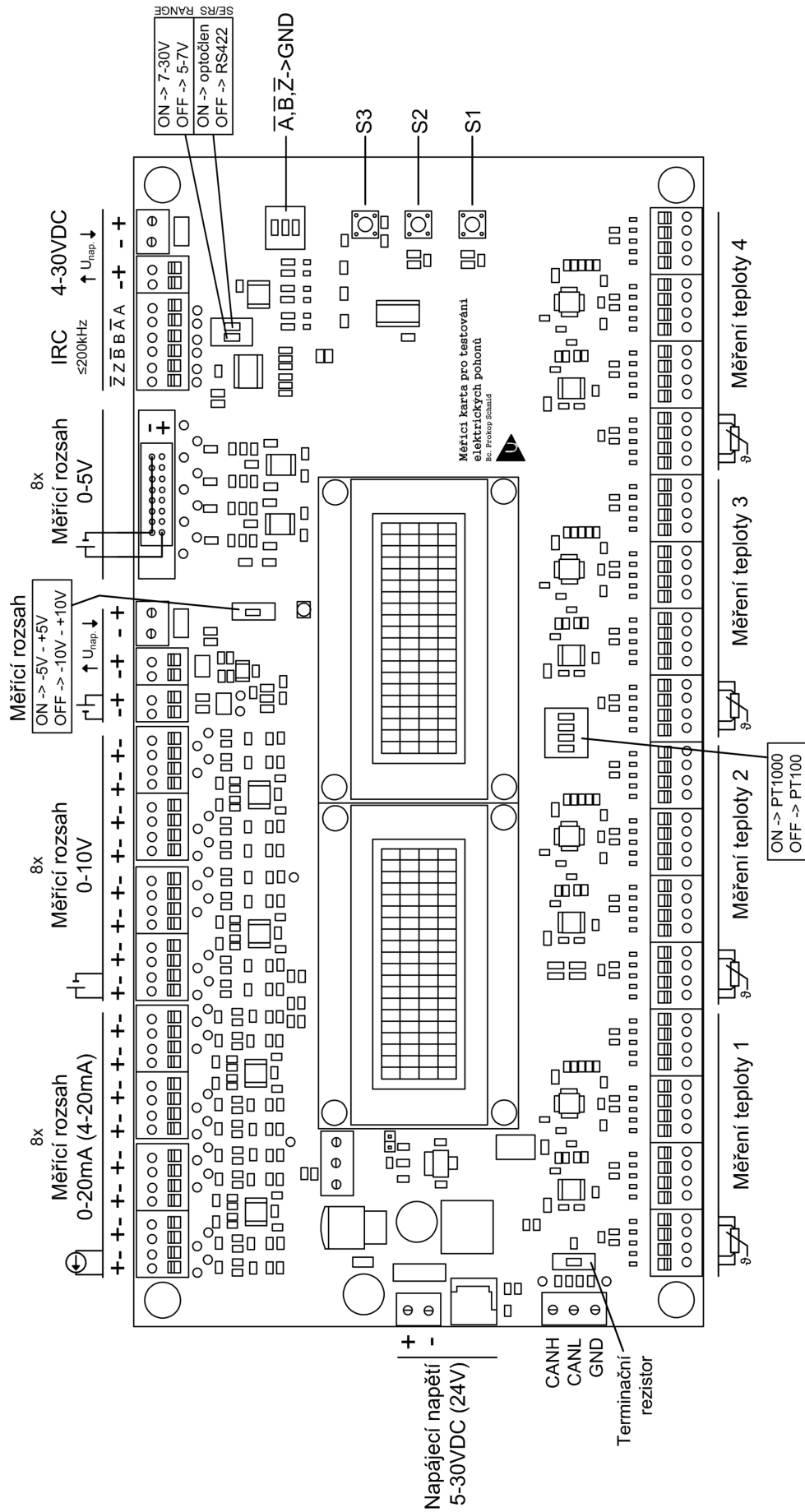
Na obr. 3.5 je znázorněno, jak je umístěn samotný LaunchPad. Ten je připojený přes BoosterPack konektory, které zajišťují spojení po elektrické i mechanické stránce. Bylo k tomu přistoupeno z důvodu, že váha kitu je 22,96 g a drží ji 82 kontaktů. Díky svému umístění je snadno dostupný jeho USB konektor, který slouží pro „debug“, konektor RJ-45, umožňující připojení k počítačové síti, a tlačítko RESET.

V tab. 3.1 jsou zaneseny názvy portů a pinů procesoru, ke kterým jsou jednotlivé periferie připojeny. Např. pro periferii „Proud“ a „Napětí“ se čísla svorek liší, ale piny procesoru jsou totožné, jelikož jsou přepojovány analogovým přepínačem. Stav přepínače je udán logickou hodnotou signálu U/I (ten je z důvodu nedostatku místa umístěn o kolonku níže). Jednotlivé signály často nemohly být vedeny na stejný port procesoru. To lze vyřešit inicializací, byť nepatrně složitější.

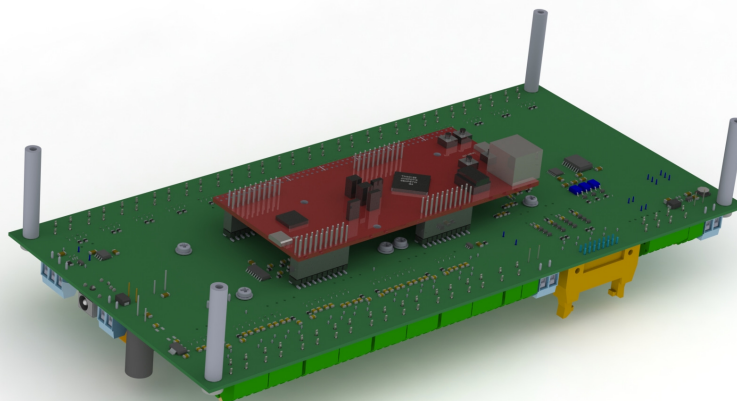
Proud	J8(1-2)	J8(3-4)	J9(1-2)	J9(3-4)	J10(1-2)	J10(3-4)	J11(1-2)	J11(3-4)	
	A8 (PE_5)	A0 (PE_3)	A12 (PD_3)	A4 (PD_7)	A1 (PE_2)	A2 (PE_1)	A9 (PE_4)	A3 (PE_0)	
Napětí	J12(1-2)	J12(3-4)	J13(1-2)	J13(3-4)	J14(1-2)	J14(3-4)	J15(1-2)	J15(3-4)	
	A8 (PE_5)	A0 (PE_3)	A12 (PD_3)	A4 (PD_7)	A1 (PE_2)	A2 (PE_1)	A9 (PE_4)	A3 (PE_0)	
Moment	J16	GAIN						U/I	
	A7 (PD_4)	PP_1						PM_5	
Nap.ext.	J4(1)	J4(3)	J4(5)	J4(7)	J4(9)	J4(11)	J4(13)	J4(15)	
	A19 (PK_3)	A18 (PK_2)	A17 (PK_1)	A6 (PD_5)	A16 (PK_0)	A11 (PB_5)	A10 (PB_4)	A13 (PD_2)	
IRC	J900(1-2)	J900(3-4)	J900(5-6)	RANGE	SE/RS	/EN			
	PL_1	PL_2	PL_3	PA_4	PA_5	PN_4			
Teplota 1	CS	DR	MOSI (3)	MISO (3)	SCLK (3)	GATE			
	PM_3	PF_2	PQ_2	PQ_3	PQ_0	PK_4			
	Teplota 2	PQ_1				PA_7	PM_7		
	Teplota 3	PM_6				PK_7	PK_5		
Teplota 4	PK_6	PH_1				PP_5			
LED	LED1	LED2	LED3	LED4	LED5	LED6	LED7	LED8	
	PP_3	PN_5	PP_4	PC_6	PH_3	PC_4	PH_2	PC_5	
Tlačítka	SW1	SW2	SW3						
	PM_0	PM_2	PM_1						
Display1	E_1	R/W_1	RS_1	DB4_1	DB5_1	DB6_1	DB7_1		
	PL_4	PL_5	PA_6	PG_0	PF_3	PM_4	PC_7		
Display2	E_2	R/W_2	RS_2	DB4_2	DB5_2	DB6_2	DB7_2		
	PP_0	PG_1	PH_0	PD_0	PN_2	PP_2	PN_3		

Tabulka 3.1: Přiřazení signálů k jednotlivým pinům

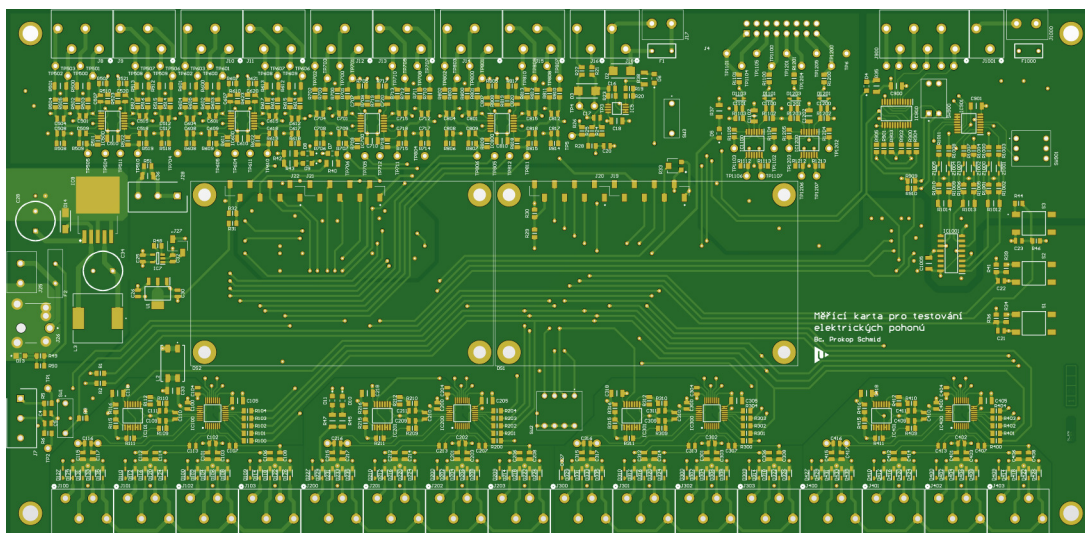
Vizualizace celého plošného spoje ze strany TOP a BOT jsou na obr. 3.6 a 3.7. Jak lze vidět, převážná většina komponent je určena pro povrchovou montáž. Bylo mi umožněno využít univerzitní vybavení, rozmístit součástky pomocí ručního osazovacího systému a následně vše zapájet v peci technologií reflow (přetavením).



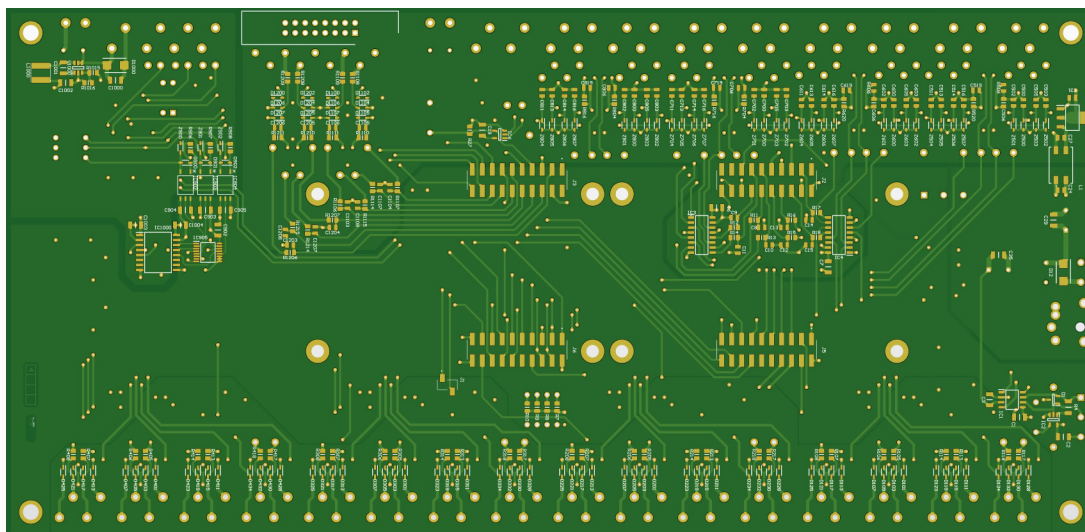
Obrázek 3.4: Přehled rozmístění svorkovnic



Obrázek 3.5: Vizualizace měřicí karty v programu SolidWorks



Obrázek 3.6: Vizualizace DPS z pohledu TOP



Obrázek 3.7: Vizualizace DPS z pohledu BOT (překlopené okolo osy Y)

4

Ověření funkce zařízení

4.1 Návrh firmware

Program pro mikroprocesor byl napsán v programovacím jazyce C ve vývojové aplikaci *Code Composer Studio* (10.0.0.00010), jež je vyvinuta firmou Texas Instruments.

V rámci testování zařízení byl založen projekt a postupně napsány jednotlivé funkce pro všechny periferie, které byly ožívovány. Takto založený projekt může být v budoucnu dobrým základem pro kompletní firmware.

4.1.1 Měření teploty

Nejprve byla za pomoci logického analyzátoru *DSLogic Plus* od firmy *DreamSourceLab* zprovozněna SPI komunikace mezi MCU a externími AD převodníky. Frekvence hodinového signálu byla nastavena na 100 kHz a po úspěšném čtení výchozích hodnot jednotlivých registrů bylo přistoupeno k samostatnému měření teploty.

Při každém spuštění firmware dojde k zapsání hodnot do daných registrů, viz tab. 4.1.

Č. registru	Nastavené parametry
0x03	delay: $4096t_{MOD}$; PGA: enabled; gain: 1/8
0x04	conversion mode: Single-shot; data rate: 20 SPS
0x05	internal voltage reference: always on
0x06	IDAC: 1000/750 μ A

Tabulka 4.1: Inicializace ADS114S08

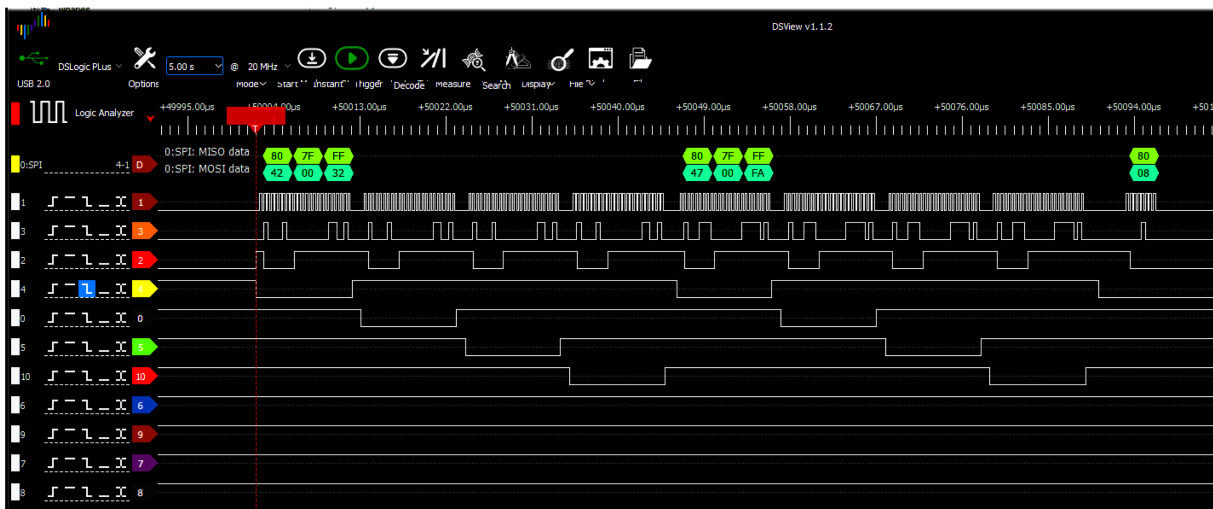
V hlavní smyčce programu pak cyklicky dochází k zapsání hodnot do registrů 0x02 a 0x07 všech převodníků, jež definují konfiguraci přepínačů MUX pro daný senzor. Následně pak dochází k započítí měření. Ve chvíli, kdy převodník odešle naměřená data do mikroprocesoru, sousední převodník spustí měření senzoru připojeného na stejné pozici. Průběh měření jedné pozice všech převodníků je zobrazen na obr 4.1. Jedná se o záznam

z programu *DSView*, kde jsou signály v pořadí: 1-SCLK, 3-MOSI, 2-MISO, 4-CS1, 0-CS2, 5-CS3, 10-CS4, 6-DR1, 9-DR2, 7-DR3, 8-DR4.



Obrázek 4.1: Průběh komunikace SPI během měření 4 senzorů (DSView)

Obr. 4.2 zobrazuje konfiguraci přepínačů všech převodníků a odeslání příkazu **START** (08) prvnímu převodníku. Data na vodiči MISO jsou v průběhu zápisu do registrů ignorována. Ve chvíli, kdy je CS1 ve stavu log.0 a převodník přečte příkaz *START*, přeruší vysílání zastaralých dat a po uplynutí nastavené prodlevy *delay* začne vzorkovat měřený signál.



Obrázek 4.2: Nastavení registrů 0x02 a 0x07 a start měření prvního kanálu (DSView)

V okamžiku, kdy jsou data připravena, a tedy DR1 je ve stavu log.0, převodník je odeslá do mikroprocesoru. Obr. 4.3 zobrazuje případ, kdy převodník měřil prázdnou svorku (0x7FFF), první byte obsahuje výpis ze *status* registru (funkce byla zapnuta pro testování).

Všechna data byla podle potřeby sledována na LCD displejích nebo vypisována přes sériový port pomocí programu *PuTTY*.



Obrázek 4.3: Příjem dat od prvního kanálu (DSView)

Na obr. 4.4 je zobrazen výpis sériového portu, kdy byly obsazeny pozice:

ADS1:1 = 1000 Ω (0,1%)	ADS2:2 = 120 Ω (0,1%)
ADS1:2 = 1200 Ω (0,1%)	ADS2:3 = PT100
ADS2:1 = 100 Ω (0,1%)	ADS2:4 = PT100

```

COM7 - PuTTY
[15] ADS4 : sensor3 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[16] ADS4 : sensor4 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[ 1] ADS1 : sensor1 - 1000.45 ohm -> 0.11 deg
[ 2] ADS1 : sensor2 - 1200.98 ohm -> 51.82 deg
[ 3] ADS1 : sensor3 - 1471.99 ohm -> 123.00 deg
[ 4] ADS1 : sensor4 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[ 5] ADS2 : sensor1 - 100.17 ohm -> 0.28 deg
[ 6] ADS2 : sensor2 - 120.03 ohm -> 51.66 deg
[ 7] ADS2 : sensor3 - 109.07 ohm -> 23.30 deg
[ 8] ADS2 : sensor4 - 109.16 ohm -> 23.52 deg
[ 9] ADS3 : sensor1 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[10] ADS3 : sensor2 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[11] ADS3 : sensor3 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[12] ADS3 : sensor4 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[13] ADS4 : sensor1 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[14] ADS4 : sensor2 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[15] ADS4 : sensor3 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg
[16] ADS4 : sensor4 - 1471.95 ohm -> 122.99 deg

```

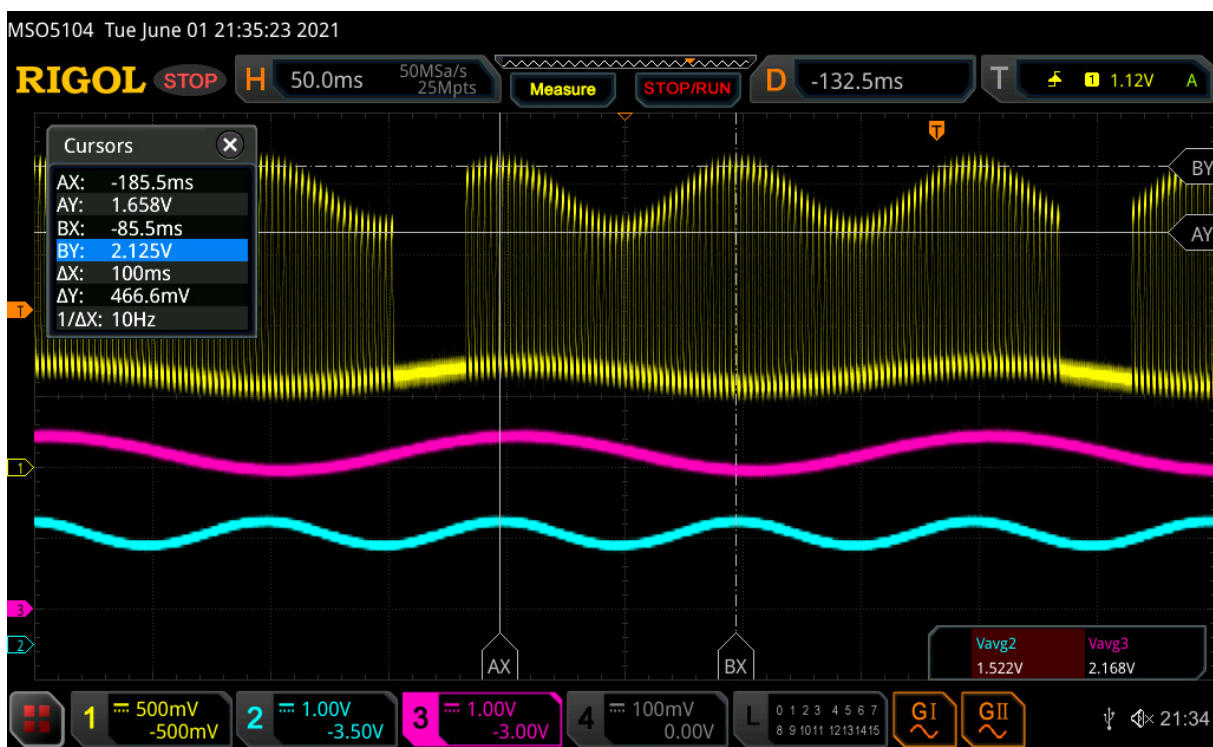
Obrázek 4.4: Výpis ze sériového portu

4.1.2 Měření průmyslových signálů

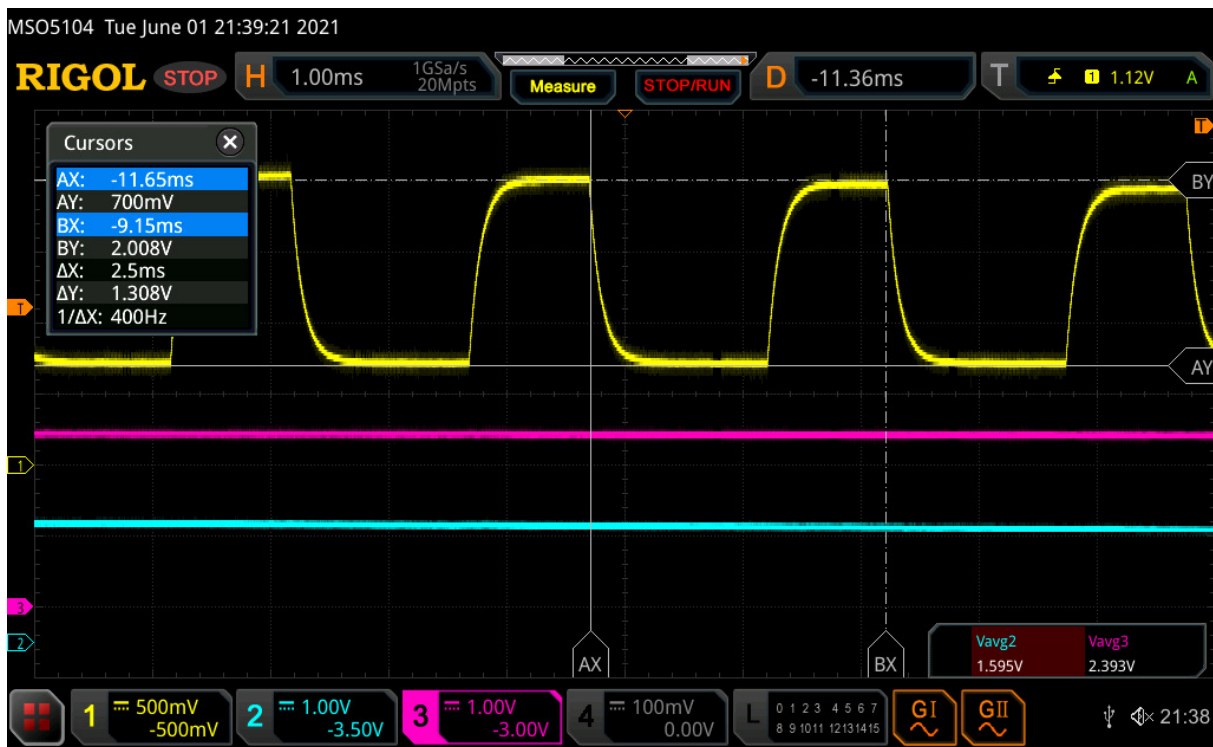
Na obr. 4.5 a obr. 4.6 jsou oscilogramy z digitálního osciloskopu MSO5104 značky RIGOL. Na prvním oscilogramu je zobrazeno několik period měřených signálů. Kanál **ch.2** (tyrkysová křivka) zobrazuje výstupní signál generátoru na vstupní svorce J8(3-4) - tedy měření proudu. Kanál **ch.3** (růžová) zobrazuje výstupní signál druhého generátoru, připojeného ke svorce J12(3-4) - tedy měření napětí. Pro názornost jsou u měřených signálů nastaveny rozdílné frekvence 5 a 10Hz i odlišné úrovně stejnosměrné složky napětí.

Na kanálu **ch.1** (žlutá) je zobrazen vzorkovaný signál, který je měřen na vstupním pinu AD převodníku. V rámci testování periferie je pro vyhodnocování signálů průměrováno 100 za sebou jdoucích vzorků a následně dochází k přepočtu úrovně na hodnotu napětí/proudu a vypsání přes sériový port/displej. Až bude měřicí karta do laboratoře zavedena, bude nutné snížit počet průměrovaných hodnot, aby frekvence zobrazování byla mezi 50Hz a ≈ 10 Hz (např. 8 vzorků s dobou vykreslení na displeji 20 ms \rightarrow 25 Hz).

Na druhém oscilogramu je zobrazen průběh přepnutí analogového přepínače. Po uplynutí doby přepnutí a odeznění přechodového děje ($510 \mu\text{s}$) převodník uloží do paměti hodnoty vzorků všech vstupních signálů a dojde k opětovnému přepnutí přepínače. Vzorkovací frekvence f_v je tak stanovena organizací firmware a způsobem řízení převodníku.



Obrázek 4.5: Vzorkování signálů: Ch.1 (žlutá) - napětí na AIN0, Ch.3 (růžová) - napětí na J8(3-4), Ch.2 (tyrkysová) - napětí (proud) na J12(3-4)



Obrázek 4.6: Vzorkování obou signálů s $f_v = 400\text{Hz}$: Ch.1 (žlutá) - napětí na AIN0, Ch.3 (ružová) - napětí na J8(3-4), Ch.2 (tyrkysová) - napětí (proud) na J12(3-4)

```

COM7 - PuTTY
U = AIN7: 0.47      V
I = AIN7: 0.95     mA
U = AIN0: 2.23     V
I = AIN0: 12.75    mA
U = AIN1: 0.47     V
I = AIN1: 0.94     mA
U = AIN2: 0.46     V
I = AIN2: 0.95     mA
U = AIN3: 0.47     V
I = AIN3: 0.94     mA
U = AIN4: 0.46     V
I = AIN4: 0.93     mA
U = AIN5: 0.47     V
I = AIN5: 0.98     mA
U = AIN6: 0.48     V
I = AIN6: 1.00     mA
U = AIN7: 0.46     V
I = AIN7: 0.94     mA

```

Obrázek 4.7: Výpis ze sériového portu

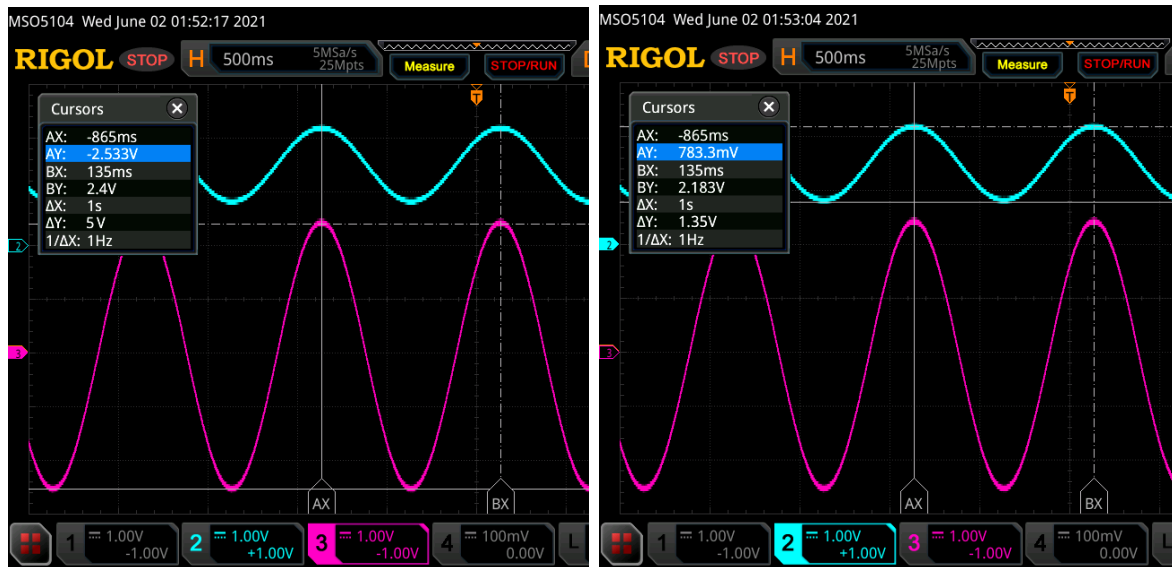
Pro zachycení oscilogramů byly připojeny dva generátory na první pozici obou měřicích obvodů.

Ve výpisu ze sériového portu na obr. 4.7 můžeme vidět, že velikost napětí po převodu vychází 2,23 V, přičemž střední hodnota měřeného signálu je dle osciloskopu 2,168 V.

Změřený proud vychází 12,75 mA, což odpovídá napětí na rezistoru 1,53 V, přičemž dle osciloskopu je střední hodnota měřeného signálu 1,522 V. Chyba měření je způsobena zejména nepřesnostmi rezistorů v zapojení.

4.1.3 Měření momentu

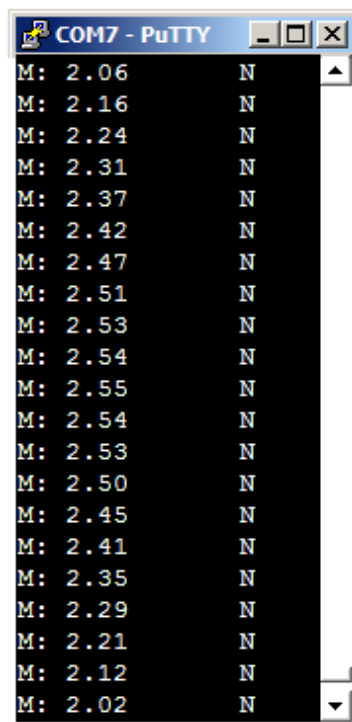
V kapitole 2.3 byl popsán princip úpravy bipolárního signálu pro unipolární AD převodník. Oscilogramy zachycené při připojení signálu ve tvaru sinus na svorku J16 jsou na obr. 4.8a a na obr. 4.8b. Úroveň vstupního signálu je snížena s konstantou 0,27 a posunuta o 1,5 V.



(a) Ch.3 (růžová): Vstupní signál - $2.5 \cdot \sin()$

(b) Ch.2 (tyrkysová): Výstupní signál - $0.675 \cdot \sin()$

Obrázek 4.8: Snížení amplitudy vstupního signálu s konstantou 0.27



Obrázek 4.9: Výpis ze sériového portu

Příklad vzorkování měřeného signálu o frekvenci 1 Hz je vypsán do sériového portu, jehož část je na obr. 4.9. Vzorkovací frekvence je nastavena na $f_v = 40$ MHz s průměrováním po sobě jdoucích 100 vzorků. Je tak vypsáno 21 vzorků z horní části kladné půlperrody signálu.

Hodnota amplitudy je změřena jako $U_A = 2,55$ V, přičemž vstupní signál byl nastaven na amplitudu 2,5 V. Dochází tak k chybě měření o velikosti 2%.

Frekvence jsou zvoleny pouze pro demonstrování měření proměnných signálů.

4.1.4 Měření napětí 0-5V

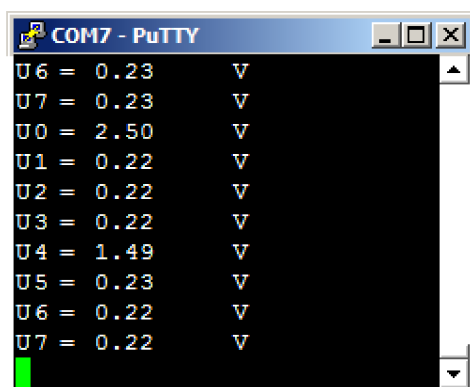
Oscilogram na obr. 4.10 zobrazuje dva vstupní signály a průběhy těchto signálů za napěťovými sledovači.

Kanál **ch.1** zobrazuje vstupní signál připojený na svorku J4(1), který má pro názornost trojúhelníkový průběh s amplitudou 2,5 V. Tentýž signál, snížený napěťovým děličem, má amplitudu 1,5 V a je zobrazen na kanálu **ch.2**.

Kanál **ch.3** zobrazuje vstupní sinusový průběh připojený na svorku J4(9), jehož amplituda má 2 V. Průběh téhož signálu je zobrazen na kanálu **ch.4** a má amplitudu 1,2 V.



Obrázek 4.10: Ch.1 (žlutá) - napětí na J4(1), Ch.2 (tyrkysová) - napětí na AIN19, Ch.3 (růžová) - napětí na J4(9), Ch.4 (modrá) - napětí na AIN16



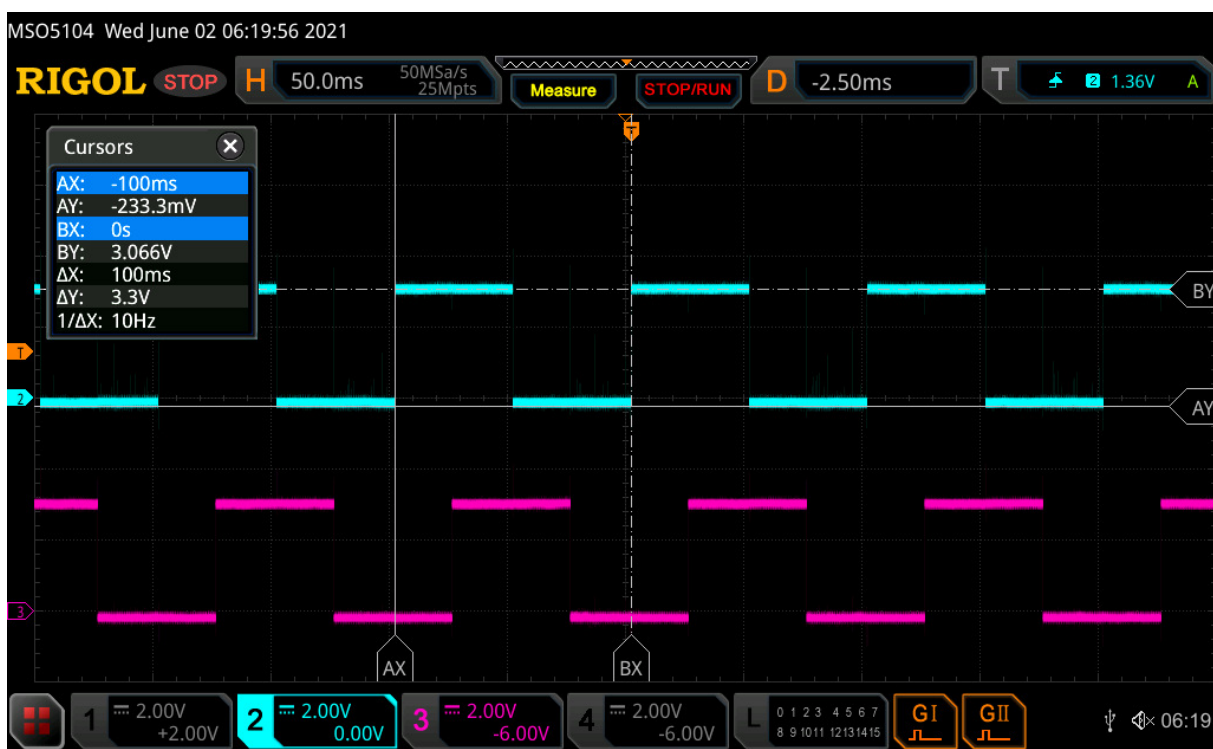
Obrázek 4.11: Výpis ze sériového portu

Při testování periferie byla nastavena vzorkovací frekvence $f_v = 400$ kHz. Na obr. 4.11 jsou vyneseny hodnoty AD převodníku přepočtené na napětí. Pro ověření přesnosti byla vzorkována stejnosměrná napětí, přičemž na kontaktu 1 bylo přiloženo napětí 2,5 V (U_0) a na kontaktu 9 bylo přiloženo napětí 1,5 V (U_4).

4.1.5 Měření otáček

Během realizace měřicí karty jsem neměl příležitost pracovat s elektrickým motorem osazeným IRC čidlem. Periferie byla pouze vyzkoušena připojeným funkčním generátorem. Bylo možné vytvořit 2 obdélníkové průběhy s amplitudou 5 V, vzájemně posunuté o 90°. Takový signál odpovídá zapojení s optrony s nastaveným rozsahem 5 - 7 V. Obvod s linkovým přijímačem byl následně vyzkoušen pomocí dvou obdélníkových průběhů o definovaných úrovních -2,5 V a 2,5 V. V obou případech byla nastavena perioda signálů $T = 100 \text{ ms}$ se střídou 50%.

Výsledné signály na vstupech PhA a PhB mikrokontroléru jsou znázorněny na obr. 4.12. Pro zapojení s optrony i s linkovým přijímačem jsou výstupní průběhy totožné.



Obrázek 4.12: Ch.2 (tyrkysová) - kanál A, Ch.3 (růžová) - kanál B

5

Závěr

Práce se věnuje návrhu a realizaci prototypu měřicí karty pro testování elektrických motorů. V programu Altium Desighner bylo navrženo kompletní schéma zapojení včetně způsobu napájení a následně byl vytvořen návrh DPS celého zařízení. Základní firmware byl napsán v jazyce C v programovacím prostředí Code Composer Studio.

Při návrhu zařízení bylo dbáno na univerzálnost použití v širokém rozsahu dnes dostupných senzorů. Prototyp se podařilo realizovat, ale dosažená přesnost bude zhodnocena až při aplikování zařízení v laboratoři.

Jednotlivé periferie byly testovány samostatně mimo dosah většího zdroje elektromagnetického rušení. Z toho důvodu není možné definitivně určit odolnost zařízení vůči rušivým jevům. Podařilo se však ověřit, že chyba měření všech periférií nepřesahuje předem vypočtenou procentuální hodnotu. Např. lze dosáhnout desetinásobného snížení chyby všech zapojení s OZ použitím rezistorů s přesností 0.1%.

Zhotovená čtyřvrstvá deska plošného spoje byla osazena součástkami dle navrženého schématu. Implementací vytvořeného základního firmware a následným měřením byla ověřena správná funkce jednotlivých měřicích periférií. Výsledný prototyp zařízení je dle zadání složen z dílčích částí:

- Precizní 16 kanálové měření teploty (PT100 / PT1000)
- Univerzální rozhraní pro měření otáček IRC čidel
- Měření momentu v rozsahu -10 V až $+10\text{ V}$ a -5 V až $+5\text{ V}$
- Rozhraní pro standardní průmyslové rozsahy $0 - 10\text{ V}$, $0 - 20\text{ mA}$ ($4 - 20\text{ mA}$)
- Rozhraní pro externí měřicí zařízení $0 - 5\text{ V}$

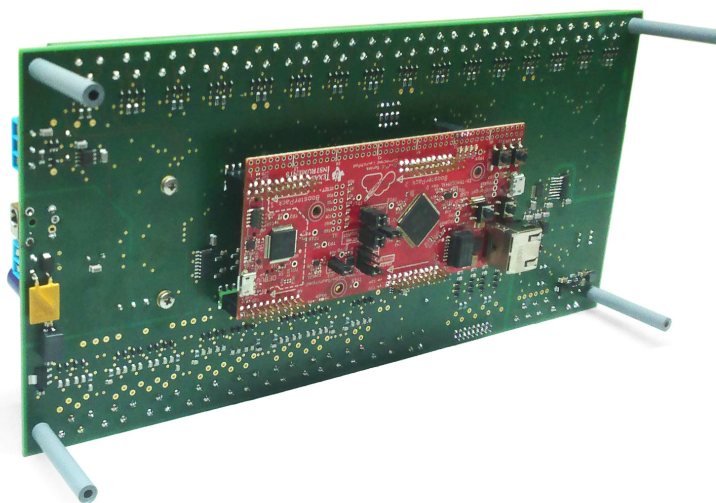
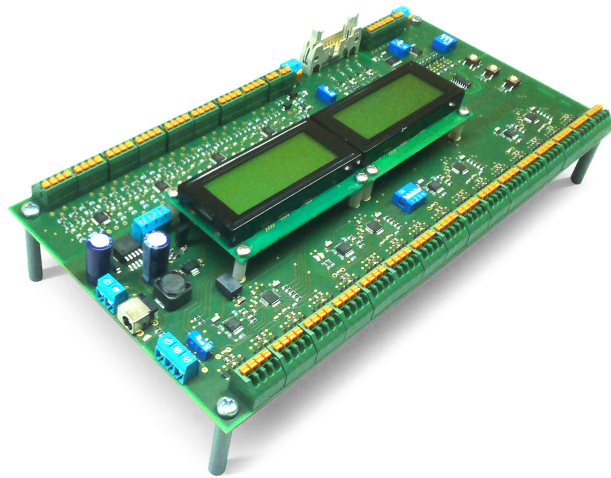
Literatura

- [1] ĎAĎO, Stanislav a Marcel KREIDL. Senzory a měřicí obvody. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 80-01-02057-6.
- [2] FRK, Martin a Zdenka ROZSÍVALOVÁ. Přehled, přesnost a citlivost teplotních senzorů v praxi. Elektrotechnika [online]. 2012(4) [cit. 2021-6-2]. ISSN 1213-1539. Dostupné z: <https://bit.ly/2IeeRFU>
- [3] SENSIT. Příručka pro konstruktéry, projektanty a realizátory měřicí a regulační techniky. [online]. 2017 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <http://www.sensit.cz/dataftp/flippingbook/Sensit-konstrukcni-prirucka-2017/index.htm>
- [4] KREIDL, Marcel. Měření teploty: senzory a měřicí obvody. Praha: BEN - technická literatura, 2005. Senzory neelektrických veličin. ISBN 80-7300-145-4.
- [5] TEXAS INSTRUMENTS. A Basic Guide to RTD Measurements [online]. 2018 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/pdf/sbaa275>
- [6] SANG-HOON, Kim. Electric Motor Control: Speed estimation and sensorless control of alternating current motors [online]. 2017 [cit. 2021-6-2]. ISSN 9780128121382. Dostupné z: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B978012812138200009X>
- [7] LARM a.s.: Optoelektronické inkrementální snímače [online]. [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <http://www.larm.cz/optoelektronicke-inkrementalni-snimace/>
- [8] KELLY, Jason. A Comparison of Common Encoder Output Signals [online]. [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.cuidevices.com/blog/comparison-of-common-encoder-output-signals>
- [9] ZEHNULA, Karel. Snímače neelektrických veličin. 2., upr. a dopl. vyd. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1983. Automatizace a regulace, sv. 21.
- [10] PROFESS. Snímače teploty Pt100 - princip, zapojení, třídy přesnosti [online]. [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: https://www.profess.cz/cs/pci/odporove_snimace_teploty

- [11] TEXAS INSTRUMENTS. RTD Ratiometric Measurements and Filtering Using the ADS1148 and ADS1248 Family of Devices [online]. 2013 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/sbaa201/sbaa201.pdf?ts=1622539815801>
- [12] TEXAS INSTRUMENTS. Datasheet: ADS114S0x Delta-SigmaADC [online]. 2017 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/document-viewer/ADS114S06/datasheet>
- [13] TEXAS INSTRUMENTS. Four-wire PT100 RTD measurement circuit with low-side reference [online]. 2020 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/pdf/sbaa336>
- [14] TEXAS INSTRUMENTS. How delta-sigma ADCs work, Part 2 [online]. 2011 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/pdf/slyt438>
- [15] LIZON, Bryan. Fundamentals of Precision ADC Noise Analysis [online]. 2020 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/pdf/slyy192>
- [16] Pinker, Jiří a Koucký, Václav. Analogové elektronické systémy. 4. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2010. 2 sv. ISBN 978-80-7043-917-3.
- [17] TEXAS INSTRUMENTS. ADS1X7X-EXCEL-CALC-TOOL Calculation tool [online]. In: . [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/tool/ADS1X7X-EXCEL-CALC-TOOL>
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. Datasheet: AM26LV32 [online]. In: . [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/gpn/AM26LV32E>
- [19] HW SERVER S.R.O. RS 485 & 422. Vývoj HW [online]. 1998 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/teorie-a-praxe/dokumentace/rs-485-422.html>
- [20] TOSHIBA. Datasheet: TLP2361 [online]. 2015 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/408/TLP2361_datasheet_en_20151102-1079441.pdf
- [21] PINKER, Jiří a Václav KOUCKÝ. Analogové elektronické systémy. 4. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2010. ISBN 978-80-7043-917-3.
- [22] HOLT, Harry. A Deeper Look into Difference Amplifiers [online]. [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/deeper-look-into-difference-amplifiers.html>
- [23] PUNČOCHÁŘ, Josef. Operační zesilovače v elektronice. 5. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-059-8.

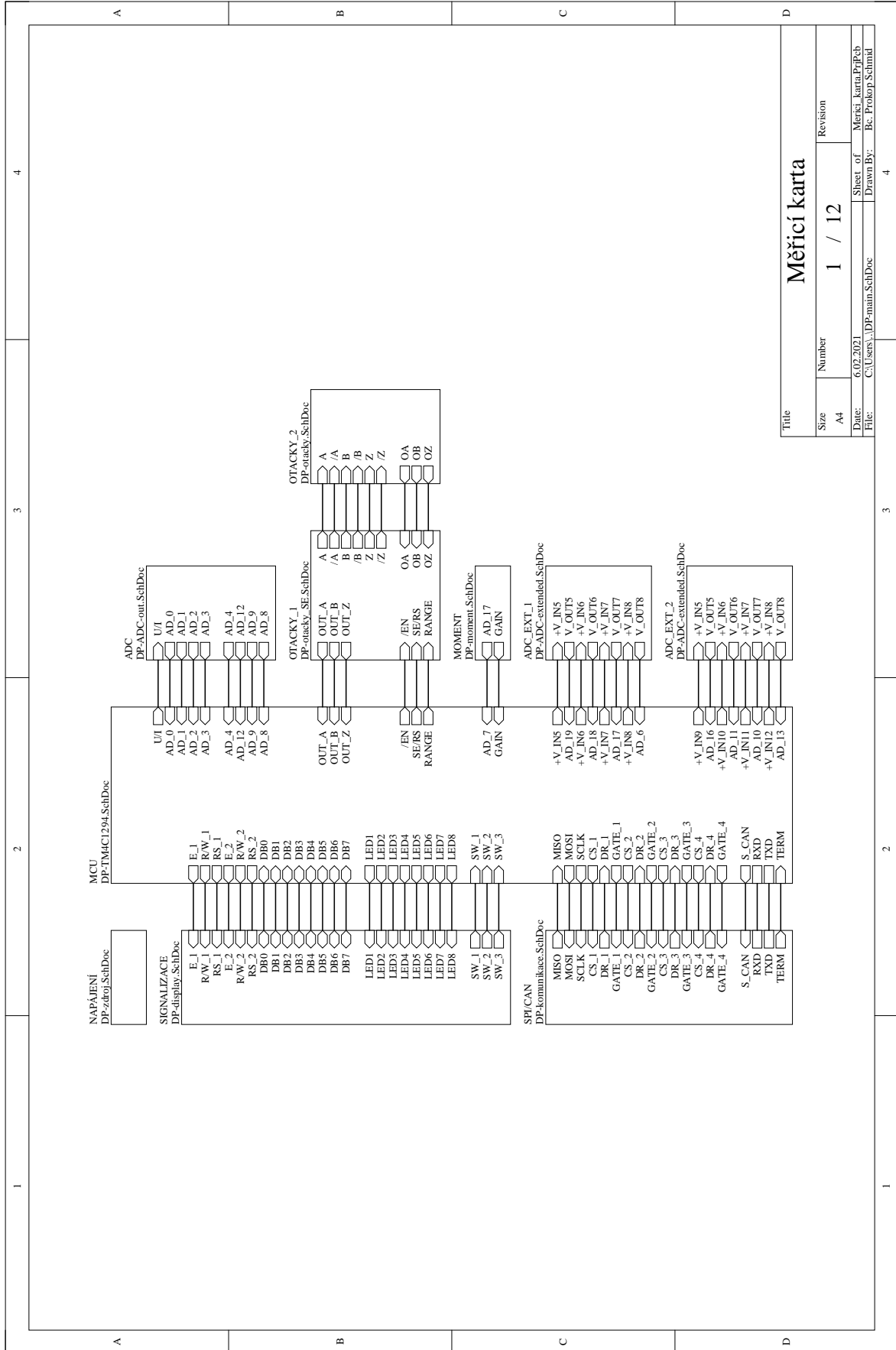
- [24] FREEMAN, Jerry. Techniques to enhance op amp signal integrity in low-level sensor applications (Part 4 of 4) [online]. 2008 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.eetimes.com/techniques-to-enhance-op-amp-signal-integrity-in-low-level-sensor-applications-part-4-of-4/>
- [25] TIŠNOVSKÝ, Pavel. Externí sériové sběrnice SPI a I2C [online]. 2008 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <https://www.eetimes.com/techniques-to-enhance-op-amp-signal-integrity-in-low-level-sensor-applications-part-4-of-4/>
- [26] POLÁK, Karel. Sběrnice CAN. Elektrevue [online]. 2003 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <http://www.elektrevue.cz/clanky/03021/index.html>
- [27] SATRAPA, Pavel. Sběrnice CAN. Lupa.cz [online]. 2002 [cit. 2021-6-2]. Dostupné z: <http://www.lupa.cz/clanky/jak-prisel-na-svet-ethernet/>

A. Reálné provedení Měřicí karty

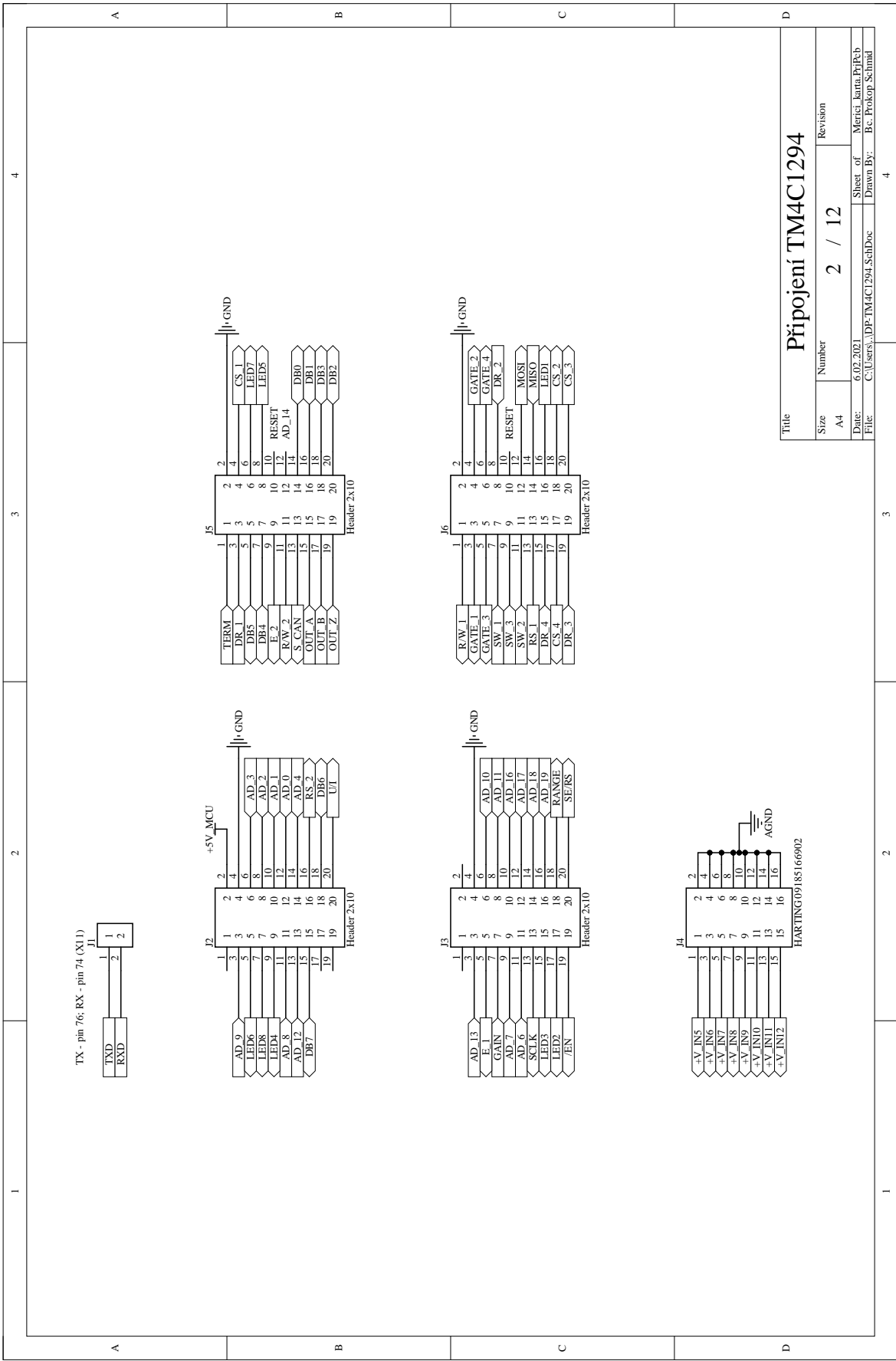


Obrázek A.1: Realizace měřicí karty

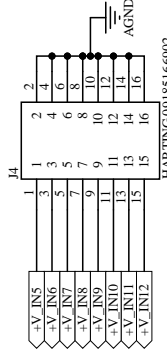
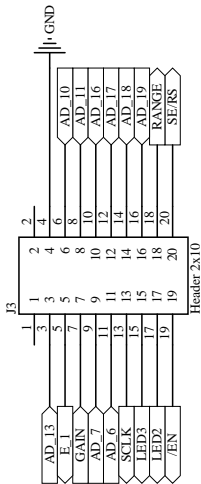
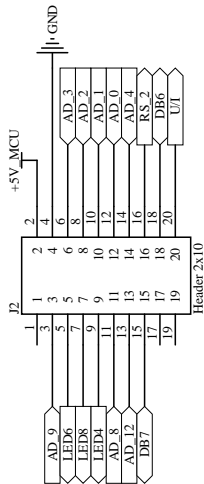
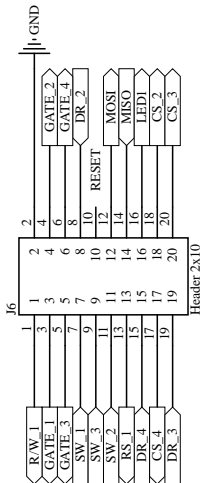
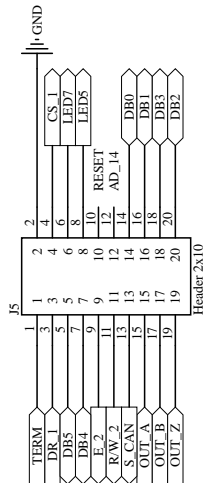
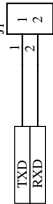
B. Schémata zapojení



Title		Revision	
Size	Number	Revision	
A4	1 / 12		
Date:	6.02.2021	Sheet of	Merici_karta_PpPeb
File:	CSUsers\DP-main_SchDoc	Drawn By:	Bc. Prokop Schmid

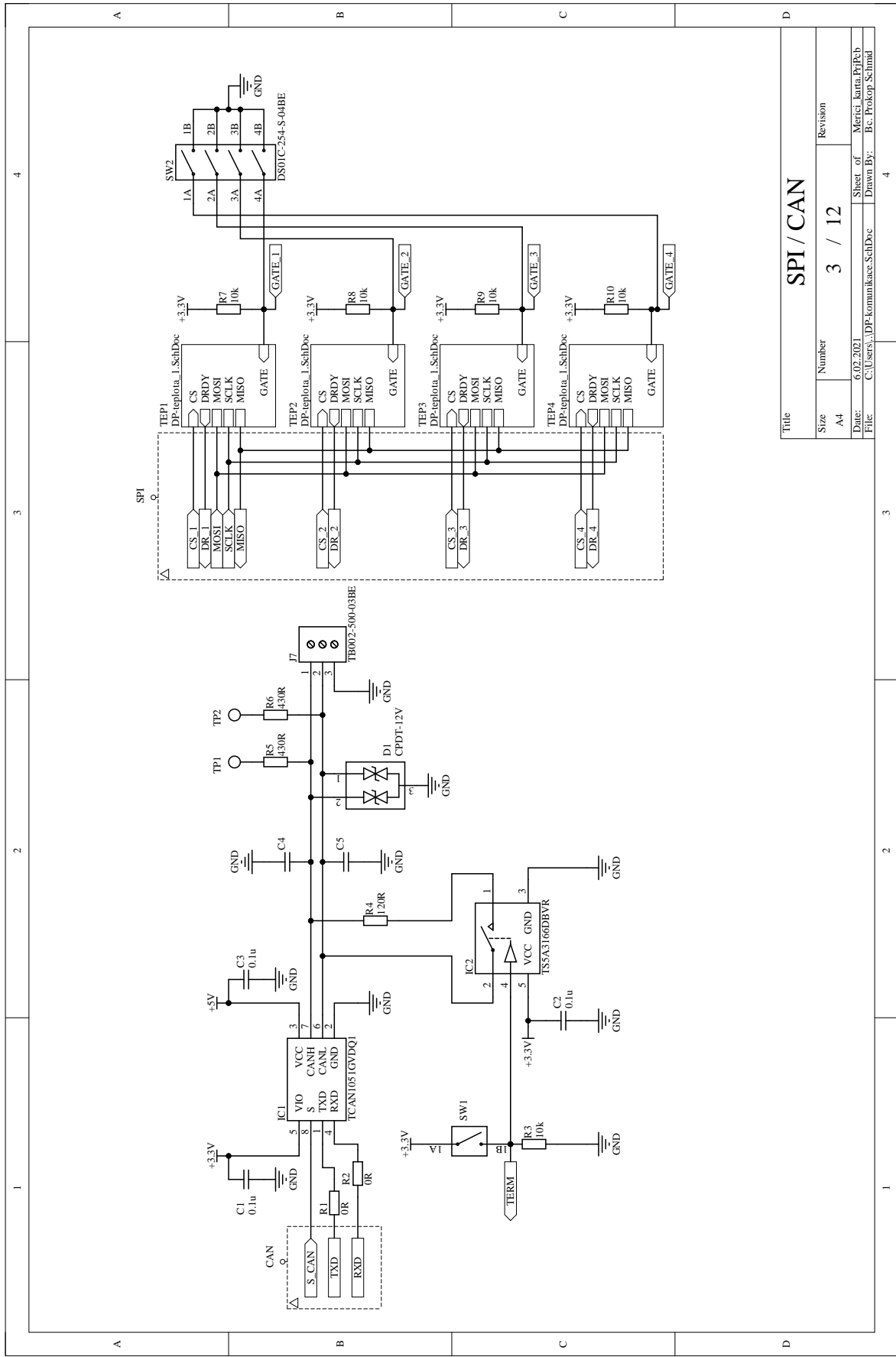


TX - pin 76; RX - pin 74 (X1)

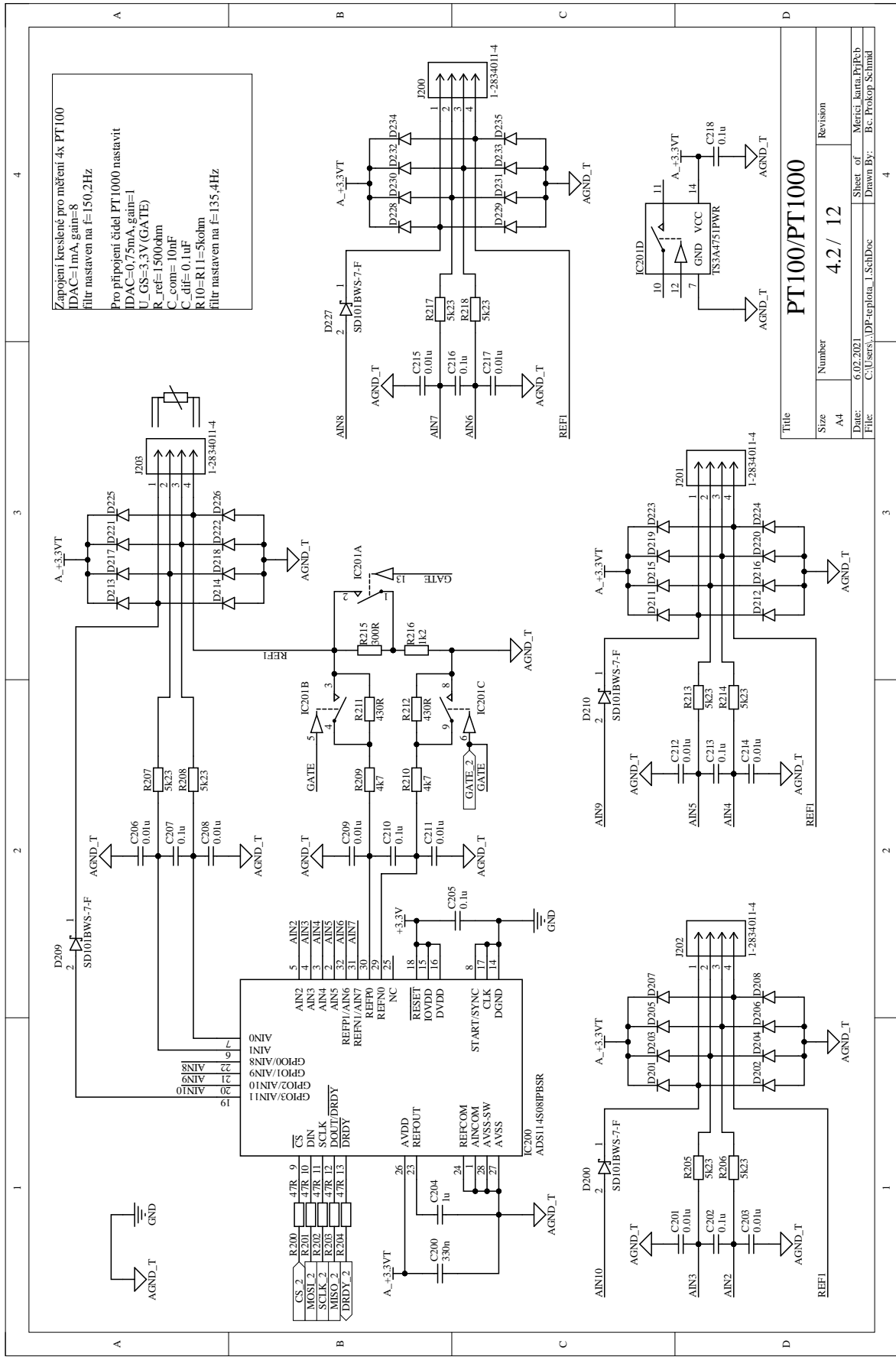


Title		Revision	
Size	Number	2 / 12	
A4	6.02.2021		
Date:	Mertl_karta_PriRb		
File:	C:\Users\...IDP-TM4C1294_SchDoc		
Drawn By:		Bc. Prokop Schmid	

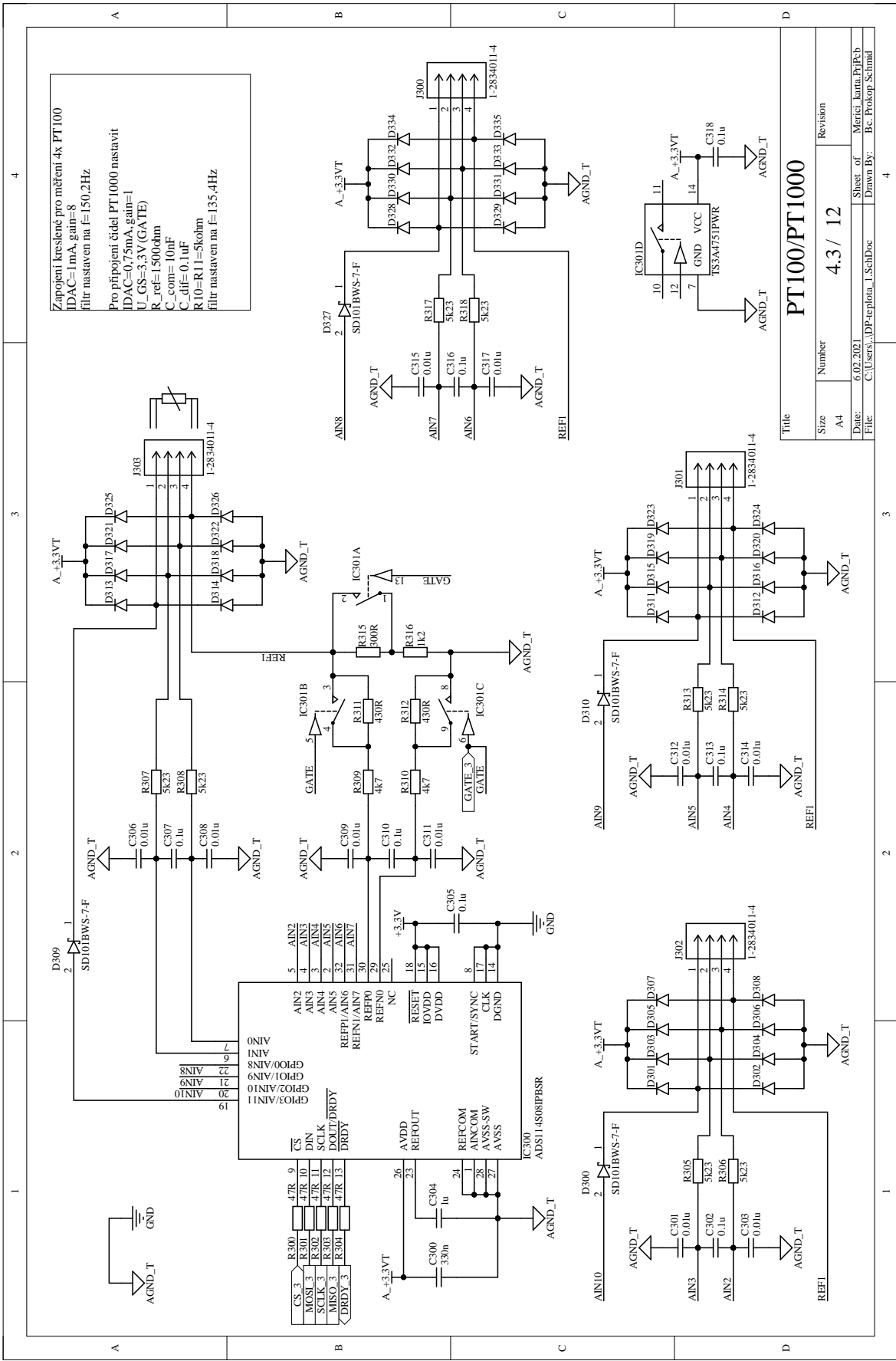
Připojení TM4C1294

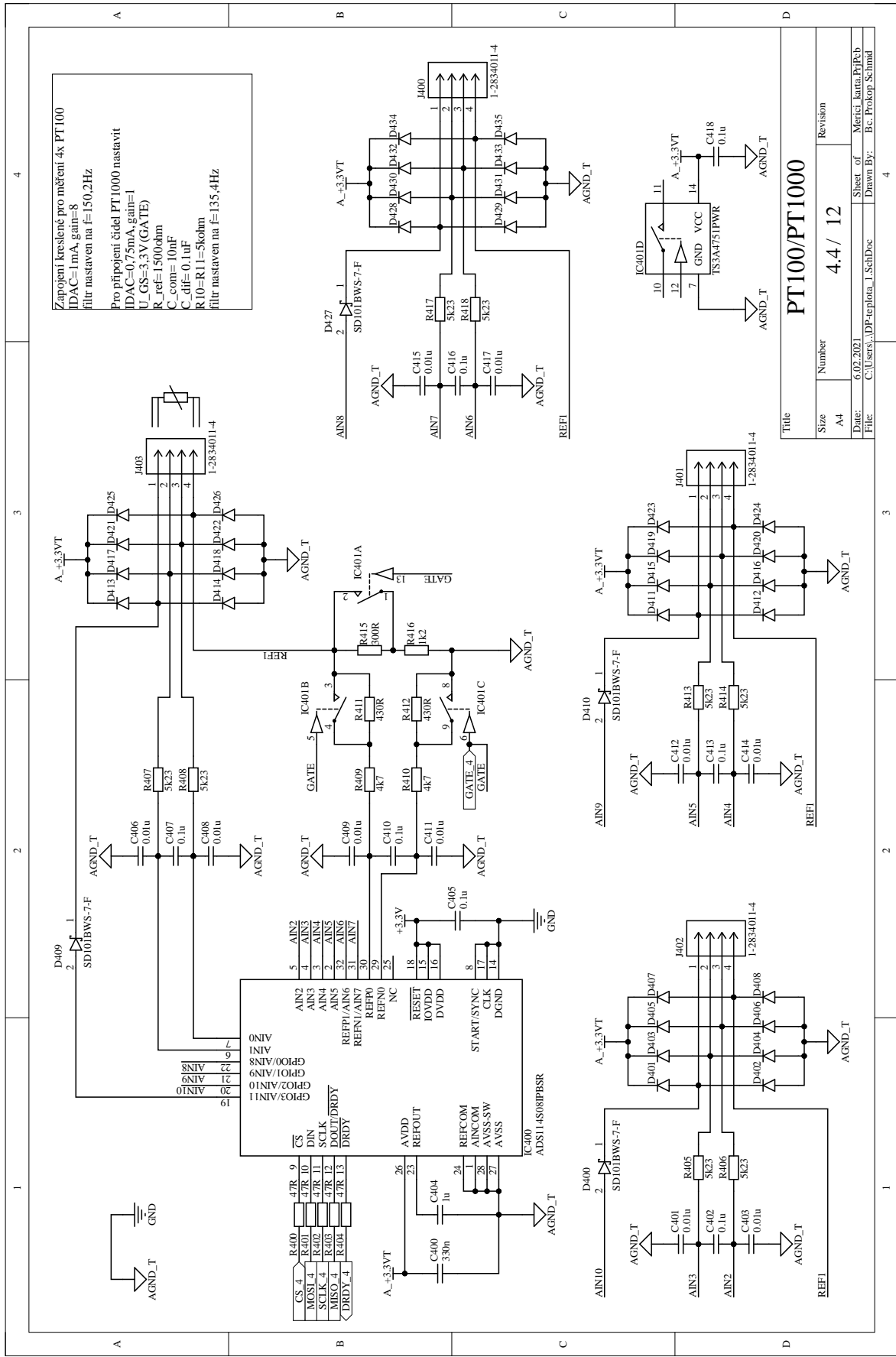


Title		SPI / CAN	
Size	Number	Revision	
A4	3 / 12		
Date:	6.02.2021	Sheet of	Mertel_karta_PriRb
File:	C:\Users\..._DP-komunikace_SchDoc	Drawn By:	Bc. Prokop Schmid



Title		Revision	
Size	Number	4.2 / 12	
A4	Date:	6.02.2021	
File:	C:\Users\...DP-teplota_1_SchDoc	Sheet of	Meriel_karta_Pt100b
		Drawn By:	Bc. Prokop Schmidt



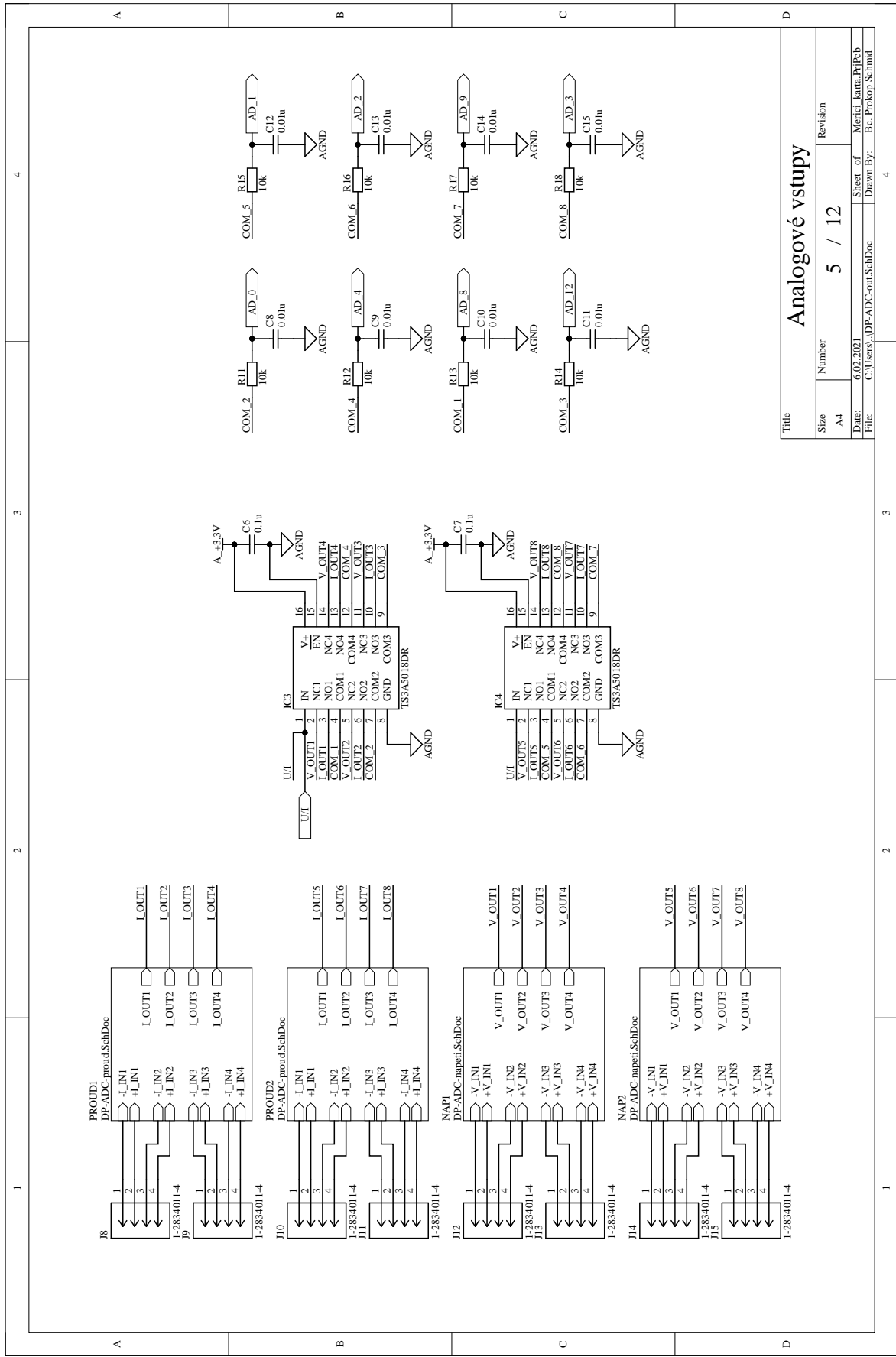


Zapojení kreslené pro měření 4x PT100
 IDAC=1mA, gain=8
 filtr nastaven na f=150,2Hz

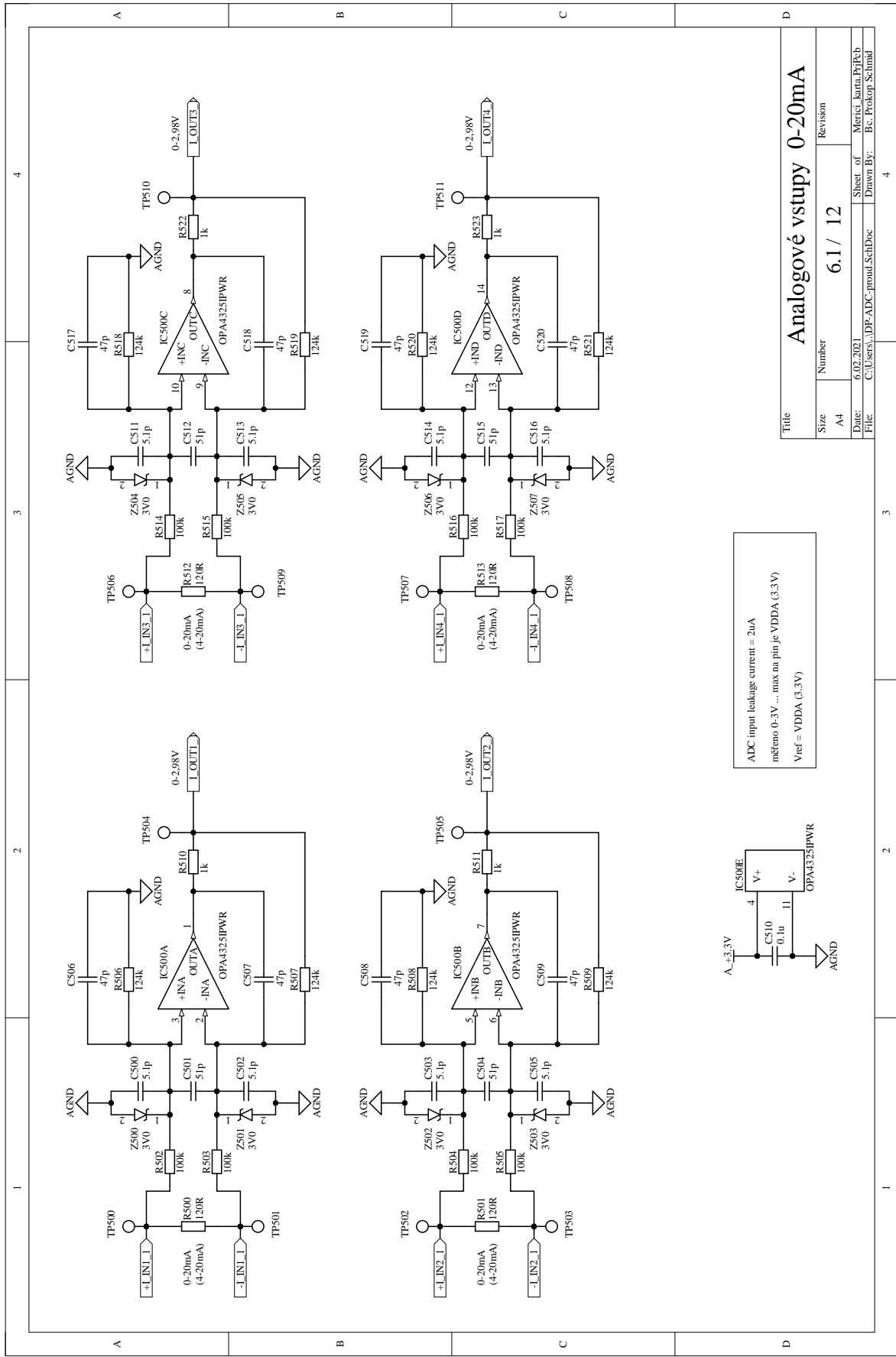
Pro připojení čidel PT1000 nastavit
 IDAC=0,75mA, gain=1
 U_{GS}=3,3V (GATE)
 R_{ref}=1500ohm
 C_{com}=10nF
 C_{dlf}=0,1uF
 R10=R11=Skohm
 filtr nastaven na f=135,4Hz

Title		Revision	
Size	Number	4.4 / 12	
A4	6.02.2021	Sheet of Merel_karta_Pt100b	
File:	C:\Users\...DP-teplota_1_SchDoc	Drawn By: Bc. Prokop Schmidt	

PT100/PT1000

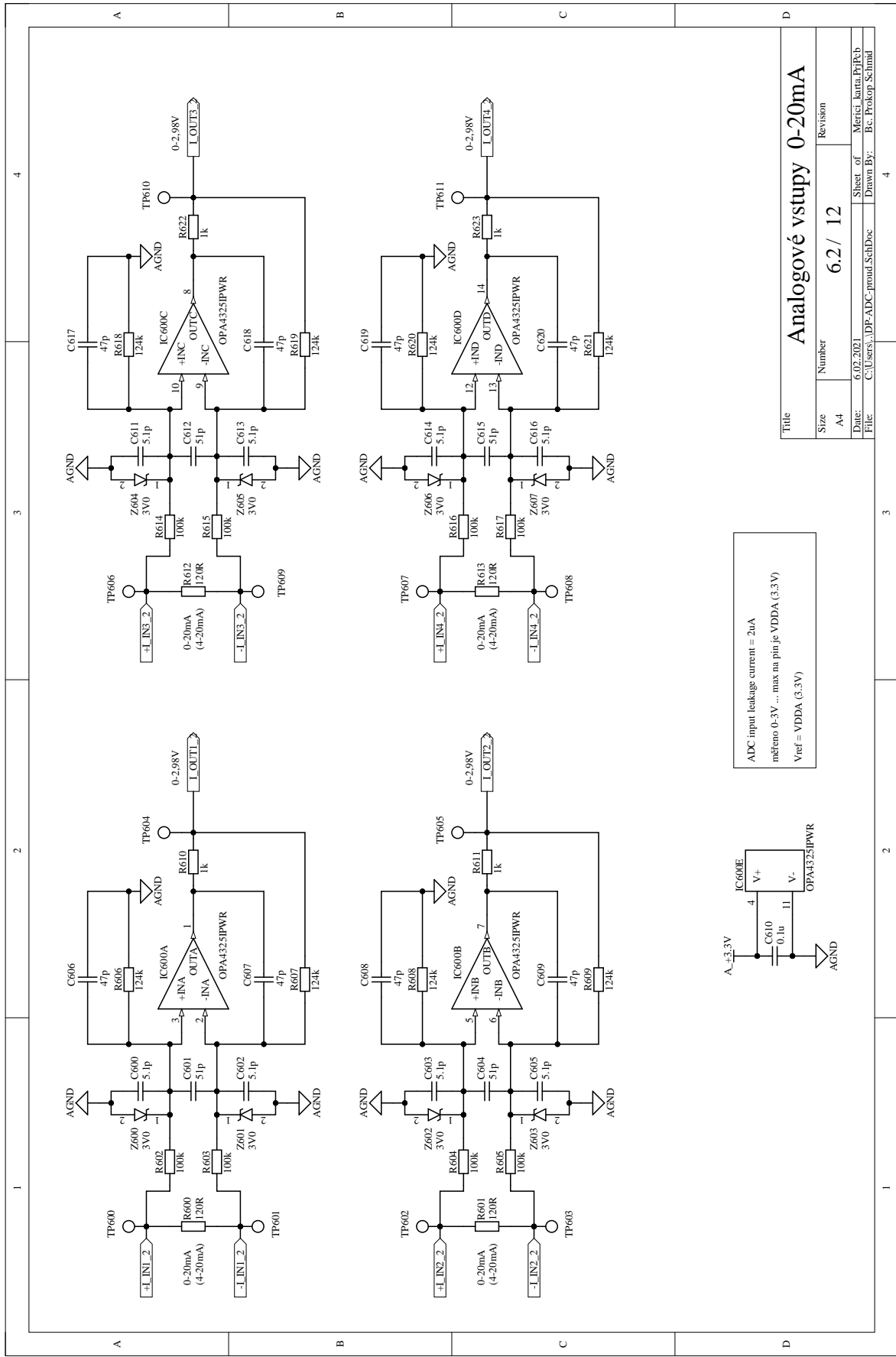


Title		Revision	
Size	Number	5 / 12	
A4			
Date:	6.02.2021	Sheet of Merel_karta_Priřeb	
File:	C:\Users\...IDP-ADC-out.SchDoc	Drawn By: Bc. Prokop Schmidt	

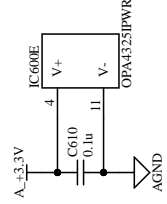


ADC input leakage current = 2uA
měřeno 0-3V ... max na pin je VDDA (3.3V)
Vref = VDDA (3.3V)

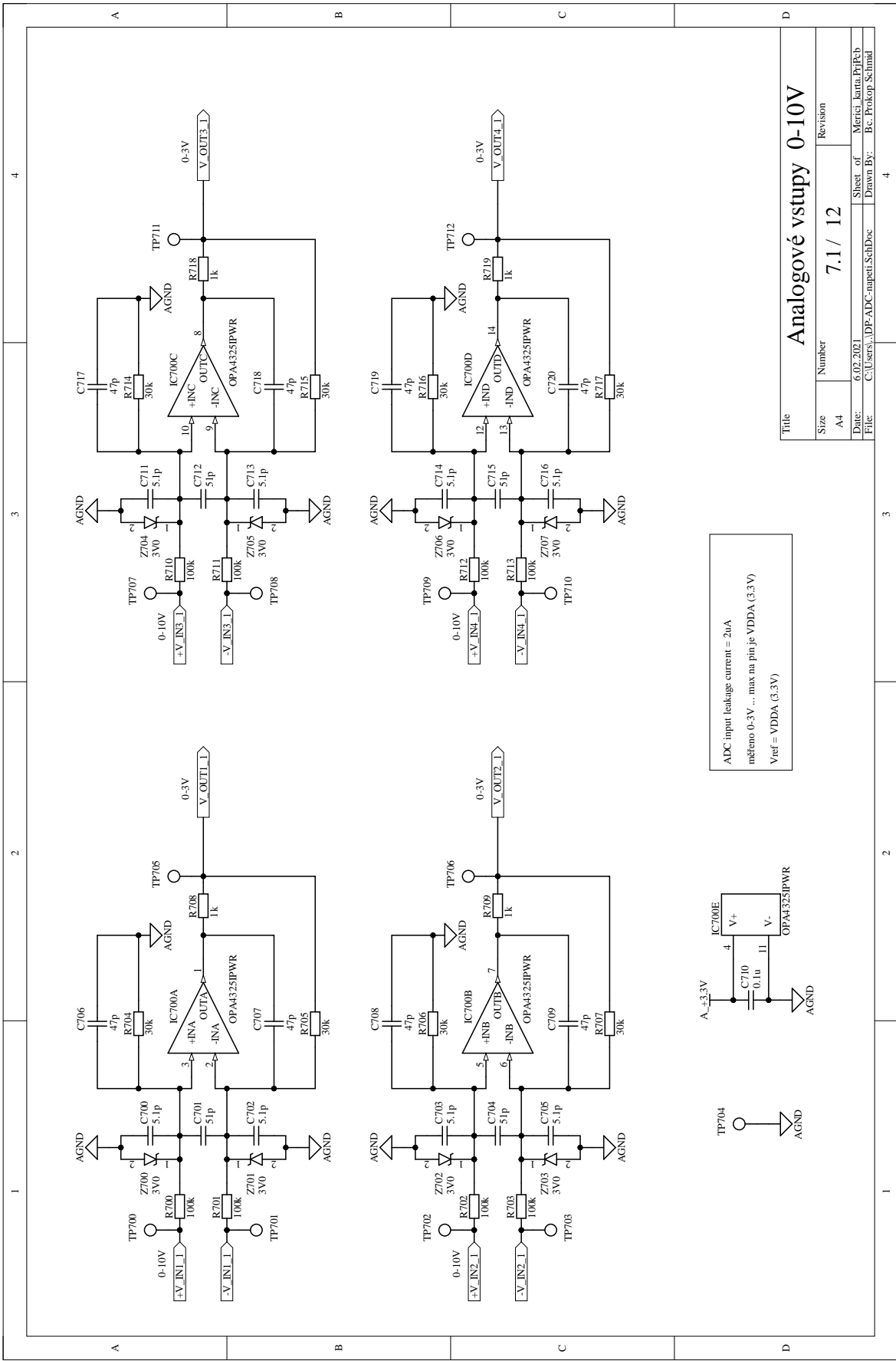
Title		Revision	
Size	Number	6.1 / 12	
A4	Sheet of		
Date: 6.02.2021		Mercei_karta_PriRb	
File: C:\Users\...IDP-ADC-proud.SchDoc		Drawn By: Bc. Prokop Schmid	



ADC input leakage current = 2µA
měřeno 0-3V ... max na pin je VDDA (3.3V)
Vref = VDDA (3.3V)

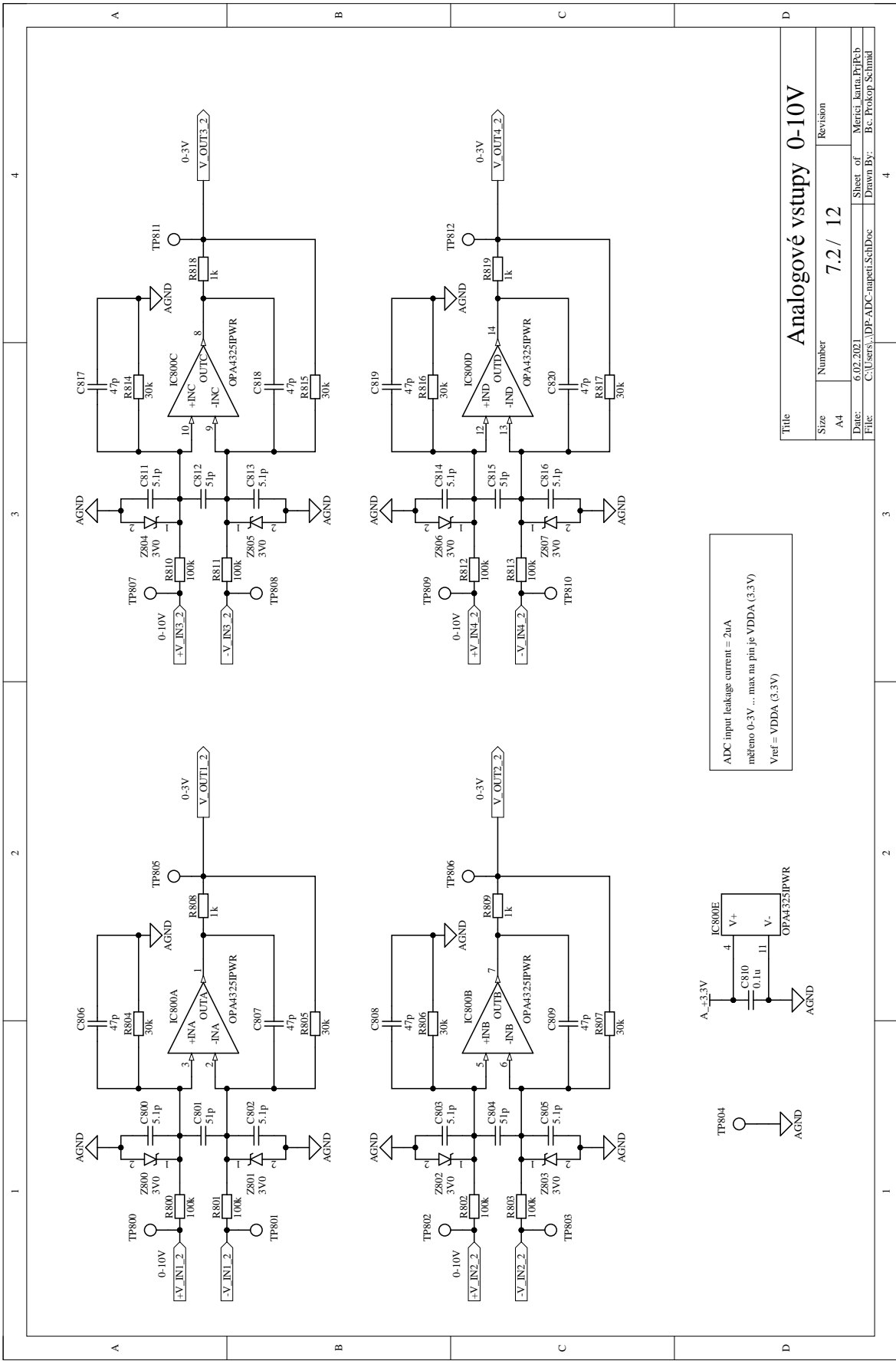


Title		Revision	
Size	Number	6.2 / 12	
A4			
Date:	6.02.2021	Sheet of Merel_karta_Přířeb	
File:	C:\Users\...IDP-ADC-proud.SchDoc	Drawn By: Bc. Prokop Schmidt	

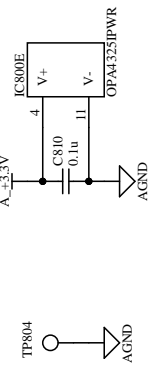


ADC input leakage current = 2uA
měřeno 0-3V ... max na pin je VDDA (3.3V)
Vref = VDDA (3.3V)

Title	
Size	Number
A4	7.1 / 12
Date:	Revision
6.02.2021	
File:	Sheet of
C:\Users\...IDP-ADC-napeti\SchDoc	Merel_karta_PtRb
	Drawn By: Bc. Prokop Schmid



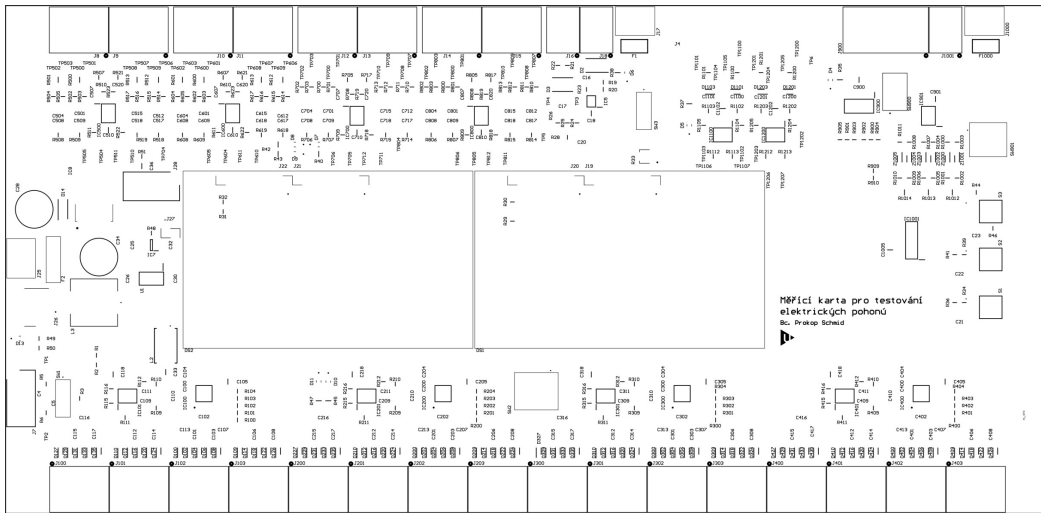
ADC input leakage current = 2uA
měřeno 0-3V ... max na pin je VDDA (3.3V)
Vref = VDDA (3.3V)



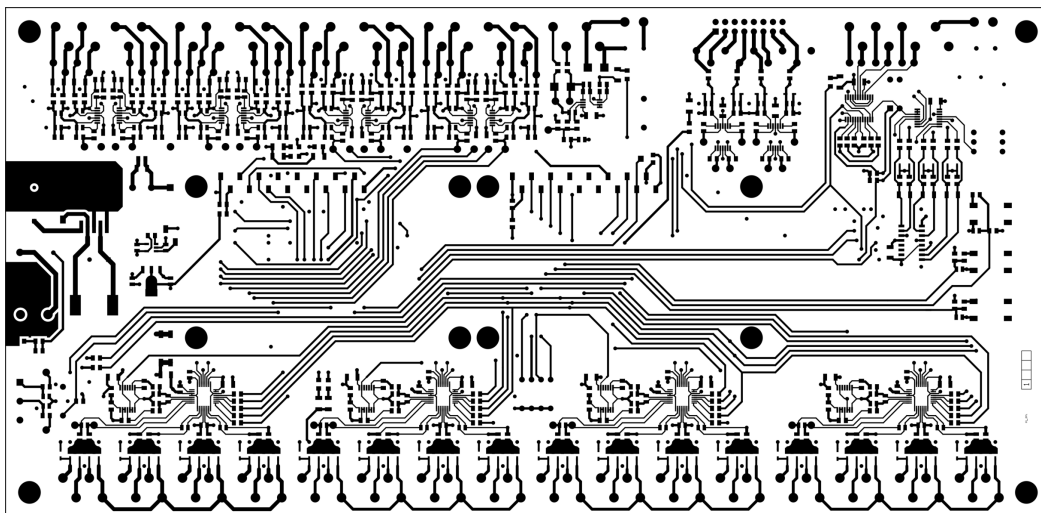
Analogové vstupy 0-10V

Title	Revision	
Size	Number	Revision
A4	7.2 / 12	
Date:	6.02.2021	Sheet of
File:	C:\Users\...IDP-ADC-napeti\SchDoc	Drawn By:
		Merci! karta.Přířeb
		Bc. Prokop Schmidt

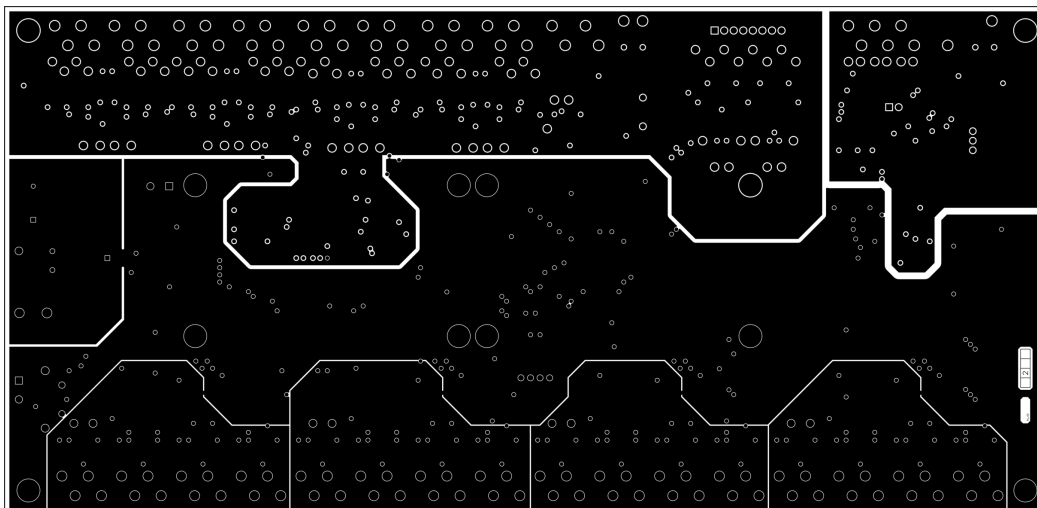
C. Deska plošných spojů



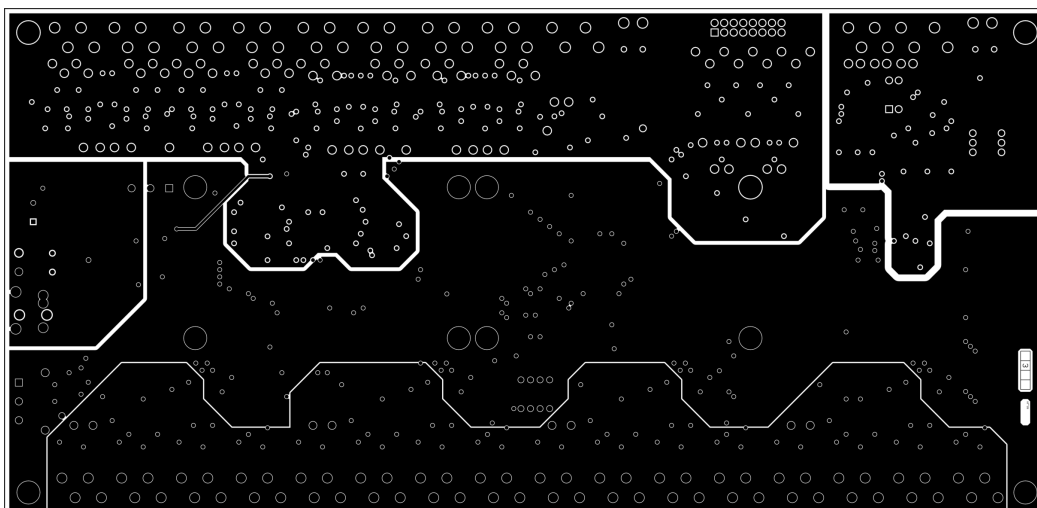
Obrázek C.1: Vrstva potisku TOP (1:2)



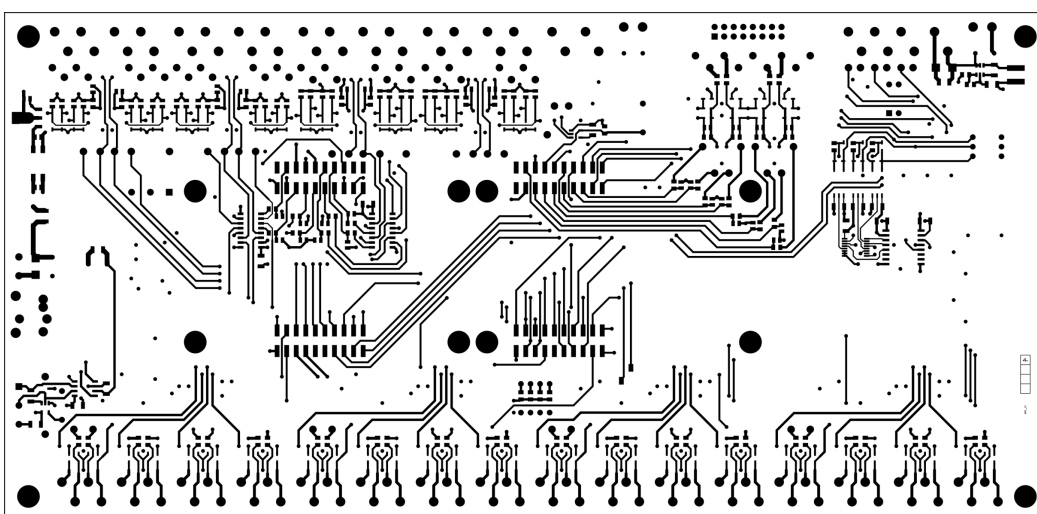
Obrázek C.2: Vrstva 1: TOP (1:2; pozitivní)



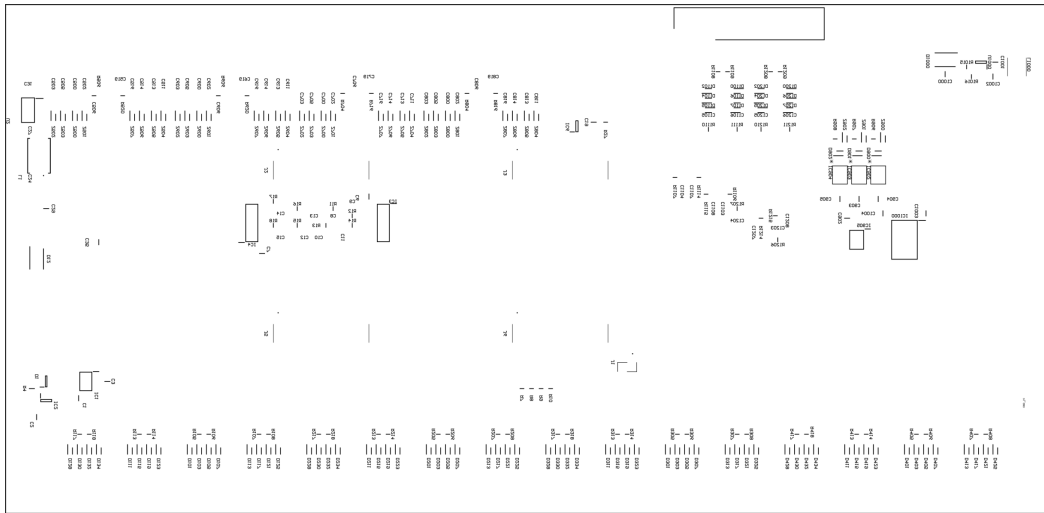
Obrázek C.3: Vrstva 2: GND (1:2; pozitivní)



Obrázek C.4: Vrstva 3: POWER (1:2; negativní)



Obrázek C.5: Vrstva 4: BOT (1:2; negativní)



Obrázek C.6: Vrstva potisku BOT (1:2)

D. Seznam součástek

Množství	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
2	C4, C5		0805	SMD keramický kondenzátor
57	C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C20, C101, C103, C106, C108, C109, C111, C112, C114, C115, C117, C201, C203, C206, C208, C209, C211, C212, C214, C215, C217, C301, C303, C306, C308, C309, C311, C312, C314, C315, C317, C401, C403, C406, C408, C409, C411, C412, C414, C415, C417, C1103, C1104, C1107, C1108, C1203, C1204, C1207, C1208	0.01u	0805	SMD keramický kondenzátor
35	C1, C2, C3, C6, C7, C18, C19, C21, C30, C36, C37, C105, C118, C205, C218, C305, C318, C405, C418, C510, C610, C710, C810, C900, C901, C902, C903, C904, C905, C1001, C1003, C1004, C1005, C1102, C1202	0.1u	1206	SMD keramický kondenzátor
23	C22, C23, C24, C102, C107, C110, C113, C116, C202, C207, C210, C213, C216, C302, C307, C310, C313, C316, C402, C407, C410, C413, C416	0.1u	0805	SMD keramický kondenzátor
1	C1000	10u/50V	1206	SMD keramický kondenzátor
11	C25, C26, C27, C28, C31, C32, C33, C104, C204, C304, C404	1u	0805	SMD keramický kondenzátor
2	C34, C1002	22u	1206	SMD keramický kondenzátor
4	C100, C200, C300, C400	330n	0805	SMD keramický kondenzátor
2	C29, C35	470u/50V	5 mm rozteč	elektrolitický kondenzátor
34	C16, C17, C506, C507, C508, C509, C517, C518, C519, C520, C606, C607, C608, C609, C617, C618, C619, C620, C706, C707, C708, C709, C717, C718, C719, C720, C806, C807, C808, C809, C817, C818, C819, C820	47p	0805	SMD keramický kondenzátor
32	C500, C502, C503, C505, C511, C513, C514, C516, C600, C602, C603, C605, C611, C613, C614, C616, C700, C702, C703, C705, C711, C713, C714, C716, C800, C802, C803, C805, C811, C813, C814, C816	5.1p	0805	SMD keramický kondenzátor
24	C501, C504, C512, C515, C601, C604, C612, C615, C701, C704, C712, C715, C801, C804, C812, C815, C1100, C1101, C1105, C1106, C1200, C1201, C1205, C1206	51p	0805	SMD keramický kondenzátor
16	D100, D109, D110, D127, D200, D209, D210, D227, D300, D309, D310, D327, D400, D409, D410, D427	SD101BWS-7-F	SOD-323-2	Shottkyho dioda
1	D14	TSSA3U45	DO-214AC	Shottkyho dioda
147	D101, D102, D103, D104, D105, D106, D107, D108, D111, D112, D113, D114, D115, D116, D117, D118, D119, D120, D121, D122, D123, D124, D125, D126, D128, D129, D130, D131, D132, D133, D134, D135, D201, D202, D203, D204, D205, D206, D207, D208, D211, D212, D213, D214, D215, D216, D217, D218, D219, D220, D221, D222, D223, D224, D225, D226, D228, D229, D230, D231, D232, D233, D234, D235, D301, D302, D303, D304, D305, D306, D307, D308, D311, D312, D313, D314, D315, D316, D317, D318, D319, D320, D321, D322, D323, D324, D325, D326, D328, D329, D330, D331, D332, D333, D334, D335, D401, D402, D403, D404, D405, D406, D407, D408, D411, D412, D413, D414, D415, D416, D417, D418, D419, D420, D421, D422, D423, D424, D425, D426, D428, D429, D430, D431, D432, D433, D434, D435, D900, D901, D902, D1100, D1101, D1102, D1103, D1104, D1105, D1106, D1107, D1200, D1201, D1202, D1203, D1204, D1205, D1206, D1207	BAS416Z	SOD-323-2	SMD dioda

Množství	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
4	D4, D5, D6, D7	RED	0805	SMD LED - červená
3	D8, D10, D13	GREEN	0805	SMD LED - zelená
2	D9, D11	YELLOW	0805	SMD LED - žlutá
1	D1	CPDT-12V	SOT-23-3	SMD TVS dioda
3	D2, D12, D1000	SMBJ30A	DO-214AA-2	SMD TVS dioda
1	D3	SMAJ11CA	DO-214AC-2	SMD TVS dioda
2	DS1, DS2	NHD-0420AZ-FL-YBW-33V3		Displej 20x4 znaků
2	F1, F1000	RKEF050	5.84 mm rozteč	Vratná pojistka
1	F2	RKEF160	5 mm rozteč	Vratná pojistka
4	IC100, IC200, IC300, IC400	ADS114508IPBSR	TQFP-32	ADC
2	IC901, IC905	NX3L4053PW	TSSOP-16	Analogový přepínač 3 x SPDT
2	IC3, IC4	TS3A5018DR	SOP-16	Analogový přepínač 4xSPDT
4	IC101, IC201, IC301, IC401	TS3A4751PWR	TSSOP-14	Analogový přepínač 4xSPST
3	IC2, IC6, IC7	TS5A3166DBVR	SOT-23-5	Analogový přepínač SPST
1	IC1	TCAN1051GVDQ1	SOIC-8	CAN driver
1	IC1001	AM26LV32CD	SOP-16	Linkový přijímač
1	IC900	TS3A27518EPWR	TSSOP-24	MUX 6 x 2:1
1	IC8	TPS2041B	SOT-23-5	Omezení proudu
1	IC5	MCP6V87T-E/MS	MSOP-8	OZ
6	IC500, IC600, IC700, IC800, IC1100, IC1200	OPA4325IPWR	TSSOP-14	OZ
1	IC9	TS2596CM550	TO-263-5	Regulátor napětí
3	IC902, IC903, IC904	TLP2361(TPR,E		SMD optron
1	IC1000	SI8635BC-B-IS1	SOIC-16	
1	J26	JACK 24VDC		2.5 x 5.5 mm
4	J2, J3, J5, J6	Header 2x10		Headr 10x2
4	J19, J20, J21, J22	10129378-916001BLF		Headr 16x1
2	J23, J24	801-87-016-10-001101		Headr 16x1 - female
2	J1, J27	103185-2		Headr 2x1
3	J16, J18, J1001	1-2834011-2		Svorka 2 poz.
24	J8, J9, J10, J11, J12, J13, J14, J15, J100, J101, J102, J103, J200, J201, J202, J203, J300, J301, J302, J303, J400, J401, J402, J403	1-2834011-4		Svorka 4 poz.
1	J900	1-2834011-6		Svorka 6 poz.
3	J17, J25, J1000	TB002-500-02BE		Svorkovnice 2 poz.
2	J7, J28	TB002-500-03BE		Svorkovnice 3 poz.
1	J4	HARTING 09185166902		
2	L1, L2	SRF0905A-501Y		SMD Tlumivka
1	L1000	12uH		SMD Tlumivka
1	L3	47uH		SMD Tlumivka
2	R1, R2	OR	0805	SMD rezistor
44	R20, R21, R22, R49, R502, R503, R504, R505, R514, R515, R516, R517, R602, R603, R604, R605, R614, R615, R616, R617, R700, R701, R702, R703, R710, R711, R712, R713, R800, R801, R802, R803, R810, R811, R812, R813, R1102, R1103, R1110, R1111, R1202, R1203, R1210, R1211	100k	0805	SMD rezistor
31	R3, R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R16, R17, R18, R28, R29, R31, R33, R37, R42, R47, R52, R909, R910, R1106, R1107, R1114, R1115, R1206, R1207, R1214, R1215	10k	0805	SMD rezistor
1	R19	120k	0805	SMD rezistor
20	R4, R36, R38, R39, R41, R43, R44, R46, R48, R500, R501, R512, R513, R600, R601, R612, R613, R1012, R1013, R1014	120R	1206	SMD rezistor
16	R506, R507, R508, R509, R518, R519, R520, R521, R606, R607, R608, R609, R618, R619, R620, R621	124k	0805	SMD rezistor
4	R23, R24, R26, R27	14.7k	0805	SMD rezistor
30	R25, R30, R32, R35, R40, R45, R510, R511, R522, R523, R610, R611, R622, R623, R708, R709, R718, R719, R808, R809, R818, R819, R1104, R1105, R1112, R1113, R1204, R1205, R1212, R1213	1k	0805	SMD rezistor
4	R116, R216, R316, R416	1k2	0805	SMD rezistor
3	R900, R902, R904	1k5	0805	SMD rezistor
1	R1016	22.1k	0805	SMD rezistor
6	R1000, R1003, R1004, R1007, R1008, R1011	2k2	0805	SMD rezistor

Množství	Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
4	R115, R215, R315, R415	300R	0805	SMD rezistor
16	R704, R705, R706, R707, R714, R715, R716, R717, R804, R805, R806, R807, R814, R815, R816, R817	30k	0805	SMD rezistor
10	R5, R6, R111, R112, R211, R212, R311, R312, R411, R412	430R	0805	SMD rezistor
6	R1001, R1002, R1005, R1006, R1009, R1010	470R	0805	SMD rezistor
20	R100, R101, R102, R103, R104, R200, R201, R202, R203, R204, R300, R301, R302, R303, R304, R400, R401, R402, R403, R404	47R	0805	SMD rezistor
10	R50, R51, R109, R110, R209, R210, R309, R310, R409, R410	4k7	0805	SMD rezistor
1	R1015	51k	0805	SMD rezistor
32	R105, R106, R107, R108, R113, R114, R117, R118, R205, R206, R207, R208, R213, R214, R217, R218, R305, R306, R307, R308, R313, R314, R317, R318, R405, R406, R407, R408, R413, R414, R417, R418	5k23	0805	SMD rezistor
3	R901, R903, R905	620R	0805	SMD rezistor
8	R1100, R1101, R1108, R1109, R1200, R1201, R1208, R1209	66.5k	0805	SMD rezistor
3	R906, R907, R908	825R	0805	SMD rezistor
1	R34	10k		SMD trimr
3	S1, S2, S3	2-1437565-8		SMD tlačítko
2	SW1, SW3	DS01-254-L-01BE		DIP spínač
1	SW900	DS01-254-L-02BE		DIP spínač
1	SW901	DS01C-254-L-03BE		DIP spínač
1	SW2	DS01C-254-S-04BE		DIP spínač
47	TP1, TP2, TP3, TP4, TP6, TP500, TP501, TP502, TP503, TP506, TP507, TP508, TP509, TP600, TP601, TP602, TP603, TP606, TP607, TP608, TP609, TP700, TP701, TP702, TP703, TP704, TP707, TP708, TP709, TP710, TP800, TP801, TP802, TP803, TP804, TP807, TP808, TP809, TP810, TP1100, TP1101, TP1104, TP1105, TP1200, TP1201, TP1204, TP1205	test point		
2	U1, U2	TC2117-3.3VDBTR	SOT-223-3	Regulátor napětí
1	U1000	LMR50410	SOT-23-6	Regulátor napětí
32	Z500, Z501, Z502, Z503, Z504, Z505, Z506, Z507, Z600, Z601, Z602, Z603, Z604, Z605, Z606, Z607, Z700, Z701, Z702, Z703, Z704, Z705, Z706, Z707, Z800, Z801, Z802, Z803, Z804, Z805, Z806, Z807	3V0	SOD-323-2	SMD Zenerova dioda
9	Z900, Z901, Z902, Z1000, Z1001, Z1002, Z1003, Z1004, Z1005	4.7V	SOD-323-2	SMD Zenerova dioda