



ZÁPADOČESKÁ
UNIVERZITA
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Modul pro měření proudu s velkým rozsahem

Autor práce: Bc. Jan Lodr
Vedoucí práce: Ing. Michal Kubík, Ph.D.

Plzeň 2015

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2014/2015

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan LODR**
Osobní číslo: **E13N0127P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Modul pro měření proudu s velkým rozsahem**
Zadávatel: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Navrhněte schéma zapojení a desku plošného spoje modulu pro měření proudu v rozsazích od $100\mu\text{A}$ do 100A s rozhraním CAN.
2. Realizujte funkční vzorek navrženého modulu.
3. Měřením ověřte dosažené schopnosti modulu a zhodnoťte je.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

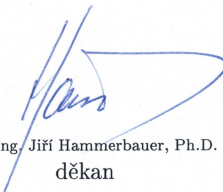
Vedoucí diplomové práce:

Ing. Michal Kubík, Ph.D.

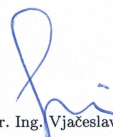
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2014**

Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2015**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

Abstrakt

Předložená diplomová práce se zabývá návrhem a realizací modulu pro měření proudu ve velkém rozsahu, a to od $100\ \mu\text{A}$ do $100\ \text{A}$. Modul je primárně určen pro měření proudové spotřeby automobilových řídicích jednotek. Modul komunikuje s okolními zařízeními prostřednictvím CAN rozhraní. Konstrukční požadavky jsou vymezeny pro používání modulu v HiL testeru. Teoretická část práce je zaměřena na možnosti měření elektrického proudu, konkrétně jsou blíže rozebrány metody měření založené na Hallově jevu a měření pomocí bočníku, které je následně využito pro návrh samotného modulu. Další část práce je zaměřena na výběr vhodných součástek a návrh desky plošného spoje. Ve třetí části je popsán návrh a realizace softwaru.

Klíčová slova

Měření proudu, měření proudové spotřeby, bočník, Hallova sonda, operační zesilovač, komparátor, CAN.

Abstract

Lodr, Jan. *Current measurement module with large measurement range [Modul pro měření proudu s velkým rozsahem]*. Pilsen, 2015. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Michal Kubík

The master thesis presents a current measurement module with large measurement range from $100\ \mu\text{A}$ to $100\ \text{A}$. This module is designed for current consumption measurement of electronic control units used in vehicles. The module communicates using CAN bus with other devices. Dimensions of the module are specified for using in a HiL tester. The theoretical part of the thesis focuses on options of current measurement, namely on current sensing with Hall's sensors and a shunt resistor, which is subsequently used for creating the module design. The next parts of master thesis describe printed circuit board design and software solution.

Keywords

Current measurement, current consumption measurement, shunt resistor, Hall's sensor, current sense amplifier, comparator, CAN bus.

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 10. května 2015

Bc. Jan Lodr

.....

Podpis

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu práce Ing. Michalu Kubíkovi, Ph.D. za cenné rady a připomínky. Dále je mojí milou povinností poděkovat paní Bc. Andree Daňkové za pečlivé přečtení rukopisu a za cenné připomínky. Obsahu i formě diplomové práce to velmi prospělo.

Tato diplomová práce vznikla za podpory Grantového systému ZČU SGS 2015.

Obsah

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	x
Seznam symbolů a zkratk	xi
1 Úvod	1
2 Metody měření proudu	2
2.1 Měření proudu pomocí bočníku	2
2.1.1 Low-side uspořádání	3
2.1.2 High-side uspořádání	4
2.2 Měření proudu pomocí Hallova jevu	5
2.2.1 Princip otevřené smyčky	5
2.2.2 Princip uzavřené smyčky	6
3 Návrh hardwaru modulu pro měření proudu	8
3.1 Operační zesilovač pro snímání proudu	10
3.1.1 Bočník	12
3.1.2 Vstupní odpor R_{IN} a výstupní odpor R_{OUT}	13
3.1.3 Ostatní funkce obvodu LTC6102	16
3.2 Komparátor	17
3.2.1 Vnitřní napěťové reference	18
3.2.2 Hystereze	19
3.2.3 Aplikace komparátoru	19
3.2.3.1 Rozhodovací úroveň 3 V	19
3.2.3.2 Rozhodovací úroveň 0,3 V	20
3.3 Budiče MOSFET tranzitorů	21
3.3.1 Funkce obvodu	21
3.3.2 Chybové stavy	22
3.4 Mikrokontrolér	24
3.4.1 Programování a debugování mikrokontroléru	25
3.5 High-speed CAN budič	25

3.5.1	Zakončení CAN sběrnice	27
3.5.2	Elektromagnetická kompatibilita CAN sběrnice	28
3.5.2.1	Tlumivka pro potlačení nesymetrické složky rušení	29
3.5.2.2	Kondenzátory	30
3.5.2.3	Ochranné ESD diody	30
3.6	Ethernet phyter	30
3.6.0.4	MDI rozhraní	31
3.6.0.5	Možnosti nastavení ethernetového phyteru	32
3.7	Napájení a teoretická maximální proudová spotřeba zařízení	33
3.7.1	Ztrátový výkon LDO	35
3.8	Chladič	35
4	Návrh softwaru modulu pro měření proudu	37
4.1	Inicializace	38
4.1.1	Inicializace GPIO	39
4.1.2	Inicializace čítačů	39
4.1.3	Inicializace SPI a řadiče LCD	40
4.1.4	Inicializace externích interruptů EXTI	40
4.1.5	Inicializace analogově-digitálního převodníku	41
4.1.5.1	Nastavení vzorkovací doby kanálu	42
4.1.5.2	Analogový watchdog	43
4.1.6	Inicializace DMA pro AD převodník	43
4.1.7	Inicializace CAN komunikace	44
4.1.7.1	Nastavení přenosové rychlosti	45
4.1.7.2	Vysílání zpráv	46
4.2	Hlavní program	46
5	Testovací vzorek	48
5.1	Realizace měření a zhodnocení výsledků	49
6	Závěr	54
	Reference, použitá literatura	55
	Přílohy	58
A	Desky plošných spojů, výkresy	58
A.1	3D model desky plošného spoje	59
A.2	Schémata zapojení	61
A.3	Signálové vrstvy	71
A.4	Osazovací výkresy	75
A.5	Seznam součástí	77

B Testovací modul	80
B.1 3D model desky plošného spoje	81
B.2 Schémata zapojení	82
B.3 Signálové vrstvy	83

Seznam obrázků

2.1	Rozdíl mezi dvouvývodovým a čtyřvývodovým bočníkem	3
2.2	Blokové schéma <i>low-side</i> uspořádání	4
2.3	Blokové schéma <i>high-side</i> uspořádání	4
2.4	Princip měření proudu s Hallovo sondou v otevřené smyčce Převzato z [27] . . .	6
2.5	Princip měření proudu s Hallovo sondou v uzavřené smyčce Převzato z [27] . . .	7
3.1	Blokové schéma CMB	9
3.2	Blokové schéma LTC6102 Převzato z [1] 	11
3.3	Ukázka bočníku pro kanál CH7 Převzato z [5] 	13
3.4	Doporučené zapojení obvodu LTC6102 a bočníku Převzato z [1] 	15
3.5	Komparátor LTC1445 Převzato z [11] 	18
3.6	Velikost kapacity a odporu k dosažení kritického tlumení Převzato z [11] 	18
3.7	Zapojení komparátoru pro rozhodovací úroveň 3 V	20
3.8	Zapojení komparátoru pro rozhodovací úroveň 0,3 V	21
3.9	Blokové schéma MOSFET budiče LTC1156 Převzato z [12] 	22
3.10	Ochrana proti proudovému přetížení tranzistoru a zátěže Převzato z [13] 	23
3.11	Ochrana proti zkratu na zátěži	23
3.12	Blokové schéma high-speed CAN budiče TJA1052i Převzato z [18] 	26
3.13	Signál modulovaný On-Off-klíčováním Převzato z [18] 	26
3.14	Příklad zapojení CAN sběrnice s ukázkou zapojení terminátorů jednotlivých uzlů Převzato z [19] 	28
3.15	Možnosti zlepšení EMC CAN sběrnice Převzato z [19] 	29
3.16	Typické zapojení ethernetového rozhraní na úrovni fyzické a linkové vrstvy Převzato z [20] 	31
3.17	Zapojení MDI rozhraní	32
4.1	Vývojový diagram programu	38
4.2	Analogový watchdog AD převodníku	43
4.3	Nastavení délky jednoho bitu	45
4.4	Vzorkovací frekvence AD převodníku a modulu	46
5.1	Osazovací výkres horní vrstvy testovacího vzorku	49
5.2	Ukázka vizualizace naměřených dat na LCD	49

5.3	Graf naměřených dat kanálu CH5	50
5.4	Graf naměřených dat kanálu CH6	50
5.5	Graf naměřených dat kanálu CH7	51
5.6	Graf	51
5.7	Úbytky napětí na jednotlivých kanálech	52
A.1	3D model měřicího modulu - horní vrstva	59
A.2	3D model měřicího modulu - spodní vrstva	60
A.3	Current Measurement Board – hlavní schéma	61
A.4	MCU – STM32F407	62
A.5	Kanály pro měření proudu	63
A.6	Current sense amplifier – LTC6102, CH1–CH6	64
A.7	Current sense amplifier – LTC6102, CH7	65
A.8	MOSFET budiče – LTC1156	66
A.9	Komparátory – LTC1445	67
A.10	Napájení	68
A.11	CAN budič – TJA1052i	69
A.12	Ethernet budič – DP83848C	70
A.13	Signálová vrstva TOP	71
A.14	Signálová vrstva GND	72
A.15	Signálová vrstva VCC	73
A.16	Signálová vrstva BOT	74
A.17	Osazovací výkres TOP	75
A.18	Osazovací výkres BOT	76
A.19	Seznam součástek 1.část	77
A.20	Seznam součástek 2.část	78
A.21	Seznam součástek 3.část	79
B.1	3D model testovacího modulu - horní vrstva	81
B.2	3D model testovacího modulu - spodní vrstva	81
B.3	Schéma testovacího vzorku	82
B.4	Signálová vrstva TOP	83
B.5	Signálová vrstva BOT	83

Seznam tabulek

3.1	Měřicí rozsahy zařízení a velikosti bočníků jednotlivých kanálů	8
3.2	Výkonová ztráta na bočníku při maximálním proudu kanálu	12
3.3	Předpokládané provozní a katalogové hodnoty operačního zesilovače LTC6102 pro výpočet ztrátového výkonu	14
3.4	Maximální velikost výstupního napětí v závislosti na napájecím napětí . .	15
3.5	Katalogové hodnoty pro výpočet maximální vstupní impedance AD převodníku	16
3.6	Maximální vstupní impedance AD převodníku	16
3.7	Hodnoty vstupních odporů R_{IN} a výstupních odporů R_{OUT}	16
3.8	Režimy bootování mikrokontroléru	25
3.9	Zapojení programovacího a debugovacího konektoru	25
3.10	Napájení 3,3 V z LDO regulátoru	34
3.11	Napájení 5 V z výstupu DC-DC měniče	34
3.12	Napájení izolovanými 5 V z HiL testeru	34
3.13	Napájení z měřicí větve	34
3.14	Hodnoty potřebné pro výpočet chladiče	35
4.1	Tabulka s programovatelnými vzorkovacími časy	43
4.2	Datový CAN rámeček	44
4.3	Popis funkce signalizačních LED	47
5.1	Měřicí rozsahy testovacího vzorku a velikosti bočníků jednotlivých kanálů .	48
5.2	Úbytky napětí na testovacím vzorku	52

Seznam symbolů a zkratek

AD	Analog-digital. Analogově-digitální.
AHB	Advanced High-Performance Bus. Pokročilá vysocevýkonná sběrnice.
ANSI C	American National Standards Institute for the C programming language. Americký národní standardizační institut pro programovací jazyk C.
APB	Advanced Peripheral Bus. Pokročilá periferní sběrnice.
ARM	Advanced RISC Machine.
CAN	Controller Area Network. Sběrnice CAN.
CDM	Charged-Device Model. Model nabíjené součástky.
CMB	Current Measured Board. Deska měřící proud.
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor. Komplementární kov-oxid-polovodič.
CPU	Central Processing Unit. Centrální procesorová jednotka.
DC	Direct current. Stejnoseměrný proud.
DFN	Dual Flat No-lead. Dvouřadé ploché bezvývodové pouzdro.
DIN	Deutsches Institut für Normung. Německý institut pro standardizaci.
DIP	Dual Inline Package. Dvouřadé pouzdro.
DMA	Direct Memory Access. Přímý přístup do paměti.
DSP	Digital Signal Processor. Digitální signálový procesor.
DUT	Device under test. Testované zařízení.
ECU	Electronic Control Unit. Elektronická řídicí jednotka.
EMC	Electromagnetic Compatibility. Elektromagnetická kompatibilita.
ESD	Electrostatic discharge. Elektrostatický výboj.
ETH	Ethernet.
EXTI	External Interrupt/event controller. Řadič externích interruptů/událostí.
FPU	Floating-point unit. Matematický koprocesor vykonávající instrukce s plovoucí řádovou čárkou.
GPIO	General purpose input output. Všeobecný vstup výstup.

HBM	Human Body Model. Model lidského těla.
HiL	Hardware-in-the-loop. Hardware ve smyčce.
HW	Hardware.
I ² C	Inter-Integrated Circuit. Multi-masterová sériové sběrnice.
JTAG	Joint Test Action Group.
LCD	Liquid Crystal Display. Displej z tekutých krystalů.
LDO	Low Dropout linear regulator. Lineární regulátor s malým úbytkem napětí.
LED	Light-Emitting Diode. Elektroluminiscenční dioda.
LQFP	Low-profile Quad Flat Package. Čtyřřadé nízkoprofilové pouzdro.
LSB	Least Significant Bit. Nejméně významný bit.
MAC	Media Access Control. Řízení přístupu média.
MCO	Microcontroller Clock Output. Hodinový výstup mikrokontroléru.
MDI	Medium-Dependent Interface. Rozhraní závislé na médiu.
MDK	Microcontroller Development Kit. Mikrokontrolérová vývojová sada.
MII	Media-Independent Interface. Rozhraní nezávislé na médiu.
MM	Machine Model. Strojový model.
MMC	MultiMediaCard. Standard paměťové karty.
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. Polem řízený tranzistor.
MPU	Memory Protection unit. Jednotka pro ochranu dat.
MSB	Most Significant Bit. Nejvýznamnější bit.
MSOP	Mini Small Outline Package. Malé vývodové pouzdro.
NVIC	Nested vectored interrupt controller. Řadič s vektory přerušení a podporou vnořených interruptů.
OOK	On-Off Keying. On-Off klíčování.
PWM	Pulse Width Modulation. Pulzně šířková modulace.
RF	Radio Frequency. Rádiová frekvence.
RISC	Reduced Instruction Set Computing. Procesor s redukovanou instrukční sadou.
RJ-45	Registered Jack-45. Registrovaný konektor.
RMII	Reduced Media-Independent Interface. Redukované rozhraní nezávislé na médiu.
RNG	Random Number Generation. Generování náhodných čísel.
RTC	Real-Time Clock. Hodiny reálného času.
SDIO	Secure Digital Input Output. Zabezpečený digitální vstup výstup.

SMD	Surface-Mount Device. Součástka pro povrchovou montáž.
SNI	Serial Network Interface. Sériové síťové rozhraní.
SNR	Signal-to-Noise Ration. Odstup signálu od šumu.
SO	Small Outline Integrated Circuit. Malý integrovaný obvod.
SPI	Serial Peripheral Interface. Sériové periferní rozhraní.
SRAM	Static Random Access Memory. Statická paměť.
SW	Software.
SWCLK	Serial Wire Clock. Hodinový signál pro SWD.
SWD	Serial Wire Debug.
SWDIO	Serial Wire Data Input output. Datový signál pro SWD.
SWO	Serial Wire Output. SWD výstup.
SWV	Serial Wire Viewer.
THT	Through-Hole Technology. Součástka s drátovými vývody.
TTL	Transistor-Transistor Logic. Tranzistorově-tranzistorová logika.
UART	Universal Asynchronous Receiver and Transmitter. Univerzální asynchronní přijímač a vysílač.
USART	Universal Synchronous/Asynchronous Receiver and Transmitter. Univerzální asynchronní přijímač a vysílač.
USB	Universal Serial Bus. Univerzální sériové sběrnice.
USB OTG FS	Universal Serial Bus On-The-GO Full-Speed.

1

Úvod

Měření proudu, ač to nemusí být na první pohled patrné, hraje důležitou roli při návrhu i samotném provozu každého elektrického i elektronického zařízení. Nedostatek proudu může ovlivnit správnou a spolehlivou funkci zařízení, naopak jeho přebytek může vést až k destrukci zařízení vlivem teplotního přetížení. V extrémních případech může dojít až ke vzniku požáru. Důvody pro měření proudu mohou být například zjištění proudového odběru zařízení, ověření správné funkce, testování napájecích zdrojů, řízení správného nabíjení baterií či diagnostika poruch obvodu.

V automobilovém průmyslu je současným trendem růst počtu řídicích jednotek ve vozidle, což s sebou přináší zvýšené nároky na proudovou spotřebu jak jednotlivých řídicích jednotek, tak celého elektronického systému vozidla. Odběr proudu se při tom může pohybovat v širokém rozsahu hodnot. Při spouštění náročnějších řídicích jednotek může docházet k velkým proudovým špičkám o velikostech až desítek ampér, naopak při režimu spánku je nutné, aby celý elektronický systém odebíral minimální množství proudu, aby vozidlo bylo provozuschopné i po delší době nečinnosti. Tento proud je nazýván *klidový* a jeho maximální přípustná velikost bývá v řádech miliampér v závislosti na kapacitě autobaterie. Právě měřením proudu se zabývám ve své diplomové práci.

Cílem mé práce je navrhnout modul pro měření proudu v rozsahu od $100\ \mu\text{A}$ do $100\ \text{A}$. Modul má být součástí HiL testeru, čemuž odpovídají konstrukční požadavky. Primární využití modulu je měření proudového odběru automobilových řídicích jednotek. Právě z tohoto důvodu má být modul vybaven komunikačním rozhraním CAN. Teoretická část práce se týká možností měření elektrického proudu, především metody založené na Hallově jevu a měření pomocí bočníku, které je následně využito pro návrh samotného modulu. Modul je v práci označován jako *Current Measured Board* (CMB). Další část práce je zaměřena na výběr vhodných součástek a návrh desky plošného spoje. Ve třetí části je popsán návrh a realizace softwaru.

Pro realizaci desky plošného spoje je použito návrhové prostředí Altium Designer, kód programu byl napsán ve vývojovém prostředí μVision . Samotná diplomová práce byla vytvořena v systému L^AT_EX.

2

Metody měření proudu

Tato kapitola je zaměřena na možnosti měření elektrického proudu. Elektrický proud je důležitá fyzikální veličina a jeho měření je vyžadováno v mnoho aplikacích, zahrnující průmyslová odvětví, automobiliv nebo domácnosti. Měření proudu je možné z hlediska zaměření a přesnosti rozdělit na dvě kategorie:

JISTICÍ – jedná se především o ochranné prvky, které mají za úkol ochránit zařízení před nadměrným proudem, kvůli kterému by mohlo dojít k destrukci zařízení nebo ohrožení lidského života. Takové měření proudu nemá příliš vysoké nároky na přesnost. Důležitá je zde rychlost odezvy a spolehlivost metody.

MĚŘICÍ – do této kategorie patří zařízení, u kterých je kladen důraz zejména na přesnost měření. Takové zařízení je nejčastěji nazýváno *ampérmetr*.

Je několik způsobů, jak měřit elektrický proud. Například pomocí bočnicku, proudovým transformátorem, senzorem založeným na Hallovo jevu, magnetorezistivním proudovým senzorem, proudovým senzorem využívající optické vlákno atd. Tato práce je zaměřena na měření proudové spotřeby elektronických zařízení, takže je třeba zaměřit se na měření stejnosměrných proudů. Komerčně nejvíce používané metody jsou první tři vyjmenované a z těchto tří metod pouze dvě měří jak střídavý, tak i stejnosměrný proud. Jsou to metody založené na měření proudu pomocí bočnicku a na měření proudu pomocí Hallova senzoru. Z tohoto důvodu budou dále blíže popsány právě tyto dvě metody.

2.1 Měření proudu pomocí bočnicku

Dobře známá rovnice George Simona Ohma zní:

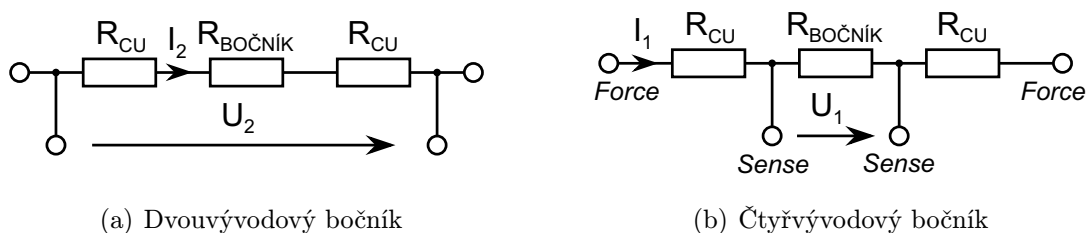
$$U_1 - U_2 = R_S \cdot I \quad [V] \quad (2.1)$$

kde R_S je odpor bočnicku, kterým protéká proud I a rozdíl napětí $U_1 - U_2$ je úbytek napětí, který je na odporu vytvořen. Na tomto principu funguje *metoda měření proudu pomocí bočnicku*. Úbytek napětí může být dále zesílen operačním zesilovačem a zpracováván

například Analogově-digitálním převodníkem. Výsledkem je tedy digitální číslo úměrné velikosti protékajícího proudu I . Existují dvě možnosti, kam bočník zapojit. První možnost je běžně označována jako *Low-side* a druhá jako *High-side*.

Měření proudu pomocí bočníku je snadno realizovatelné, přesné, levné, dobře integrovatelné a dají se takto měřit jak stejnosměrné, tak střídavé průběhy proudu. Hlavní nevýhodou této metody je, že měřicí a měřená část není žádným způsobem galvanicky oddělena. Při implementaci této metody je důležité dbát na následující body:

- **Úbytek napětí na bočníku** – Pro dobré rozlišení měření a přijatelný poměr signál-šum (SNR) je doporučený maximální úbytek napětí na bočníku 100 mV pro plný rozsah. Při napájecím napětí 5 V ale představuje úbytek 100 mV téměř 2% chybu měření.
- **Úbytek napětí na vývodech bočníku** – Pro měření velkého proudu je zapotřebí velmi malé hodnoty bočníku, a proto při snímání úbytku napětí na běžném dvouvývodovém bočníku vzniká chyba vlivem odporu samotných vývodů, pájených spojů a pájecích plošek, viz obrázek 2.1 (a). Tuto chybu lze eliminovat čtyřvývodovým bočníkem, který má jeden pár vývodů určený pro vedení měřeného proudu (vývody *Force*) a druhý pár pro měření úbytku napětí na samotném odporovém členu (vývody *Sense*). Takové zapojení je nazýváno *Kelvin connection* a je znázorněno na obrázku 2.1 (b). Čtyřvývodový bočník je výhodný i z hlediska teplotní stálosti odporu bočníku, protože odporový člen je většinou z materiálu mnohem méně teplotně závislého než měď, která je běžně používána pro výrobu plošných spojů a vývodů bočníků.
- **Výkonová ztráta na bočníku** – Ztrátový výkon na bočníku je roven odporu bočníku a druhé mocnině procházejícího proudu, což znamená, že při bočníku o hodnotě 1 m Ω a proudu 100 A je výkonová ztráta na bočníku 10 W!

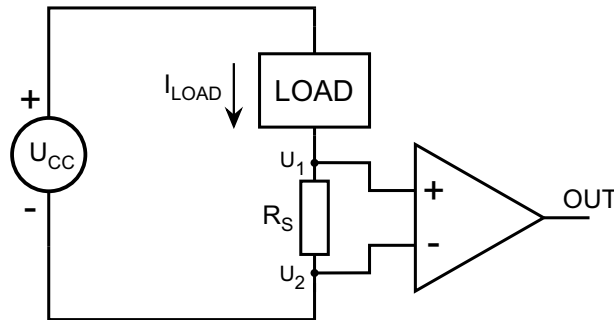


Obr. 2.1: Rozdíl mezi dvouvývodovým a čtyřvývodovým bočníkem

2.1.1 Low-side uspořádání

Ve většině aplikací je zátěž vztažena ke společnému zemnicímu potenciálu, a proto nejjednodušší metoda, jak změřit proud protékající zátěží, je vložit bočník mezi zátěž *LOAD*

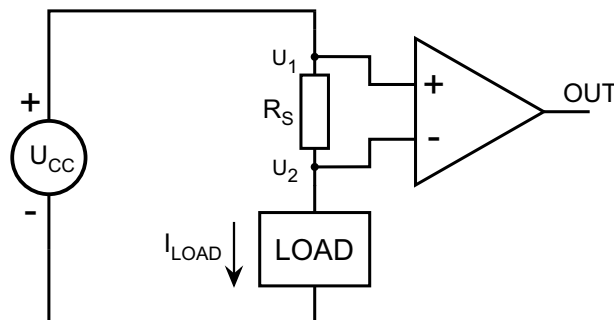
(U_1) a zemnicí potenciál (U_2), jak je na obrázku 2.2. K zesílení úbytku napětí na bočníku je možné použít libovolný operační zesilovač.



Obr. 2.2: Blokové schéma *low-side* uspořádání

Low-side uspořádání je sice jednoduché, ale má několik problémů. Za prvé, zátěž již není vztažena přímo k zemnicímu potenciálu celého zařízení, ale stává se plovoucí v závislosti na velikosti úbytku napětí na bočníku, což může vést k nesprávné funkci zátěže. Za druhé může být v zařízení vazba mezi zátěží a zemnicím potenciálem kvůli stínění a tato vazba může v závislosti na frekvenci měnit efektivní odpor bočníku. A za třetí, je při low-side zapojení problém s bezpečností. V případě, že je bočník zničen nebo odpojen, se celé napájecí napětí nachází na zemnicím potenciálu zátěže, který je jinak běžně připojen na zemnicí potenciál celého zařízení.

2.1.2 High-side uspořádání



Obr. 2.3: Blokové schéma *high-side* uspořádání

Druhou možností je připojit bočník mezi kladnou svorku napájecího zdroje a zátěž. High-side uspořádání vylučuje problémy low-side zapojení tím, že zátěž je bezpečně a pevně připojena na zemnicí potenciál celého zařízení. V případě poruchy bočníku je tedy zátěž odpojena od napájecího napětí a nikoliv od zemnicího potenciálu. High-side uspořádání má ale také své problémy. Za prvé, pro vysoké napájecí napětí je vyžadován odolný

monitorovací obvod. A za druhé, snímaný úbytek napětí na bočníku musí být posunut k referenčnímu zemnicímu potenciálu.

2.2 Měření proudu pomocí Hallova jevu

Protékající proud vodičem vytváří okolo vodiče magnetické pole. Směr proudu je určen pravidlem pravé ruky. Velikost intenzity magnetického pole H je přímo úměrná velikosti protékajícího proudu I a nepřímo úměrná vzdálenosti r podle vztahu:

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad [A/m] \quad (2.2)$$

Použitím vztahu mezi indukci a intenzitou magnetického pole $B = \mu_0 \mu_r H$ je možné vyjádřit velikost magnetické indukce B jako:

$$B = \frac{\mu_0 \mu_r I}{2\pi r} \quad [T] \quad (2.3)$$

kde μ_0 je permeabilita vakua a μ_r je relativní permeabilita.

A právě magnetická indukce může být pohodlně měřena senzorem založeným na Hallově jevu. Velikou výhodou měření proudu využívající Hallova jevu je, že do měřeného obvodu není vložen žádný prvek, který by představoval napěťový úbytek nebo výkonové ztráty. Měřicí prvek je tedy od měřeného obvodu zcela galvanicky oddělen. Měření proudu Hallovo sondou je vhodné pro měření stejnosměrných i střídavých proudů, disponuje širokým měřicím rozsahem přibližně od 250 mA do tisíců ampér, dobrou linearitou a přesností.

Existují dvě metody měření proudu využívající Hallova jevu. První metoda je *měření proudu v otevřené smyčce* a druhá je *měření proudu v uzavřené smyčce*. Topologie obou metod jsou v základním uspořádání stejné. Vodič, kterým teče měřený proud, prochází magnetickým jádrem, což představuje kruhový prstenec z magneticky měkkého materiálu o vysoké permeabilitě a nízké remanenci. V jádře je vzduchová mezera, do které je vložena Hallova sonda. Magnetické pole okolo vodiče je koncentrováno v jádře a velikost magnetické indukce je snímána Hallovo sondou. Nejčastěji se jako materiál magnetického jádra používá ferit, křemíková ocel nebo permalloy.

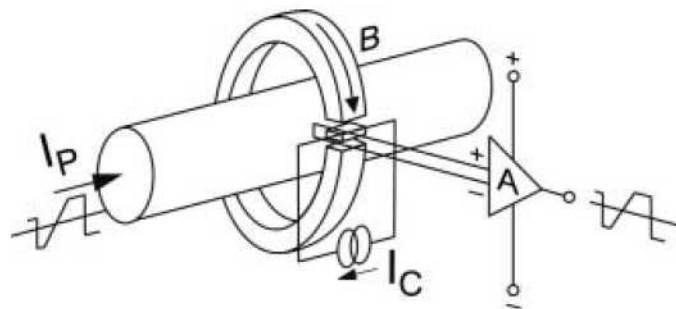
2.2.1 Princip otevřené smyčky

Uspořádání v *otevřené smyčce* je nejjednodušší, nejmenší a nejlevnější implementace Hallova senzoru pro měření proudu. Zapojení je znázorněno na obrázku 2.4. Řídicí proud I_C , Hallův senzor a operační zesilovač jsou běžně integrovány uvnitř měřicího elementu. Hallův jev spočívá v tom, že řídicí proud I_C protéká Hallovo elementem, což je ve skutečnosti polovodičová destička. Při působení magnetického pole v kolmém směru na Hallův element jsou vlivem Lorentzovy síly vychylovány volné nosiče elektrického proudu v elementu z podélného směru na okraj elementu. V důsledku tohoto vychýlení se na okrajích vytvoří rozdíl potenciálů, což představuje Hallovo napětí U_H dáno vztahem:

$$U_H = R_H \frac{B \cdot i_C}{h} \quad [V] \quad (2.4)$$

kde h je tloušťka Hallova elementu a R_H je Hallova konstanta, závislá na materiálu destičky a také na teplotě.

V lineární oblasti B-H charakteristiky materiálu, ze kterého je vytvořeno magnetické jádro, zůstává magnetická indukce B úměrná měřenému proudu I_P , takže Hallovo napětí U_H je také úměrné indukci B . Výstupní napětí z Hallova elementu je tedy úměrné proudu I_P plus napěťovému offsetu Hallovy sondy. Toto výstupní napětí má velikost pouze několika milivoltů, a proto ho je nutné ještě před samotným zpracováním zesílit operačním zesilovačem.



Obr. 2.4: Princip měření proudu s Hallovo sondou v otevřené smyčce |Převzato z [27]|

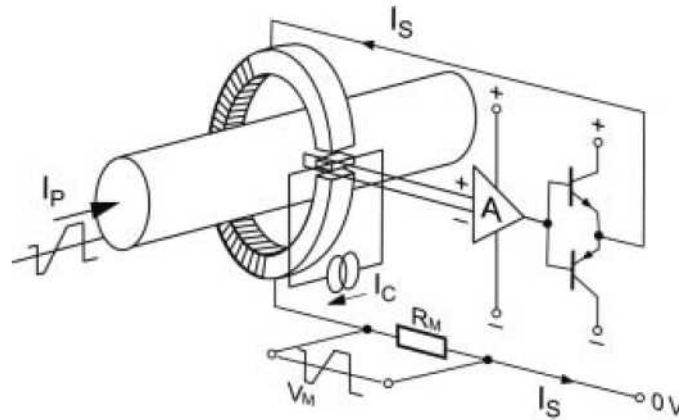
V závislosti na materiálu a rozměrech jádra a na minimální hodnotě měřeného rozsahu, je volen způsob uložení vodiče s měřeným proudem. Pro proudy vyšší jak 10 A je obvykle dostačující vést vodič s měřeným proudem přímo středem jádra. V případě měření menších proudů může být vodič navinut na jádře k zaručení dostatečné magnetické indukce, která je pak přímo úměrná počtu závitů.

Výhodou tohoto zapojení je tedy relativně nízká cena, malá velikost a nízká spotřeba elektrické energie. Mezi nevýhody patří nízká šířka pásma a pomalá časová odezva způsobená magnetickými ztrátami v magnetickém jádře a relativně velká teplotní závislost snímače.

2.2.2 Princip uzavřené smyčky

Materiál magnetického jádra vykazuje nejlepší linearitu a nejmenší teplotní závislost při nulové hodnotě magnetické indukce. Při nízkých hodnotách indukce je také přesnost Hallova snímače největší, protože multiplikativní chyba je snížena na minimum a zůstává pouze malá chyba způsobená offsetem snímače. Při měření velkých proudů metodou otevřené smyčky dochází k přesycování magnetického jádra a tím metoda ztrácí na účinnosti. Tuto nevýhodu odstraňuje měření proudu v *uzavřené smyčce*.

Měření proudu Hallovo sondou na principu uzavřené smyčky se někdy nazývá také měření s *kompensovaným Hallovo jevem*. Tato metoda má na magnetickém jádře navíc



Obr. 2.5: Princip měření proudu s Hallovo sondou v uzavřené smyčce |Převzato z [27]|

navinuto kompenzační vinutí. Měřený proud I_P vytváří v magnetickém obvodu primární magnetický tok, který je stejně jako u metody s otevřenou smyčkou snímán Hallovo sondou. Vzniklé napětí U_H je úměrné toku v jádře a je dále zpracováno zesilovačem. Zesilovač pracuje jako zdroj proudu napájející kompenzační vinutí s N závitů. Proud tohoto kompenzačního vinutí I_S vytváří v magnetickém obvodu sekundární tok, který má opačnou orientaci než primární tok, takže se oba toky navzájem kompenzují. V momentě, kdy se oba toky navzájem zcela vyruší, musí platit, že jsou oba toky shodné. Pro proudy, které tyto toky vytvořily, musí tedy platit rovnice:

$$I_S = \frac{I_P}{N} \quad [A] \quad (2.5)$$

Tento proud je tedy přesný obraz měřeného proudu I_P zmenšený poměrem závitů N . Hallův senzor v tomto zapojení tedy plní funkci nulového indikátoru. Proud I_S je možné měřit pomocí odporu R_M , na kterém vzniká úbytek napětí, který je možné dále vyhodnocovat.

Jelikož při měření v uzavřené smyčce není jádro přesycováno, je tato metoda v porovnání s měřením v otevřené smyčce přesnější, vykazuje lepší linearitu, má rychlejší odezvu a vysokou přesnost. Při kmitočtech nad 3 až 5 kHz působení elektroniky postupně slábne a proud se přenáší na principu transformátoru jako při měření proudovým transformátorem, což způsobuje velmi přesné a velmi dynamické měření. Nevýhodou tohoto uspořádání je vyšší cena a hlavně velké nároky na napájecí zdroj, jelikož při velkém měřicím rozsahu musí zdroj dodat velký kompenzační proud.

3

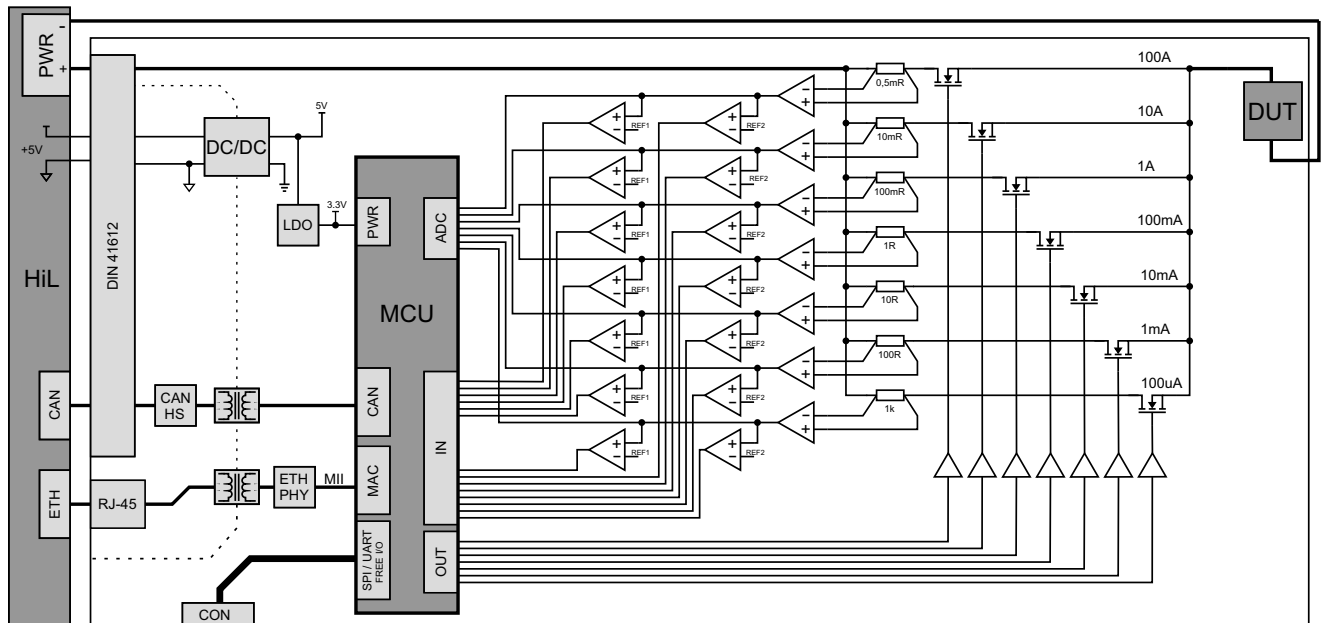
Návrh hardwaru modulu pro měření proudu

Current Measured Board, dále jen CMB, je zařízení primárně určené k měření proudové spotřeby automobilových elektronických řídicích jednotek (ECU). Předpokládané využití modulu je výhradně v HiL testerech. Hardware In the Loop (HiL) je metoda využívaná k testování reálných zařízení pomocí systému pracujícího v reálném čase. Tento systém budí zkoušenou jednotku testovacími stimuly a zároveň vyhodnocuje její odezvu. Velikost CMB modulu odpovídá evropskému standardu Eurocard o rozměrech 100 mm x 160 mm, aby ji bylo možné zasunout do rackové skříně HiL testeru. Zařízení je zapojeno v *high-side* části, což znamená, že je připojeno mezi kladnou svorku napájecího zdroje a měřenou jednotku (DUT). Měřená jednotka je tedy připojena na zemnicí potenciál. Vlastnosti tohoto uspořádání jsou blíže rozebrány v kapitole 2.1.2. Zařízení je schopné měřit proud v rozsahu od $100\ \mu\text{A}$ do 100 A. Celý měřicí rozsah je rozdělen do sedmi menších rozsahů. Každý měřicí kanál se skládá z přesného měřicího odporu (dále jen bočníku) a spínače v podobě MOSFET tranzistoru s N kanálem. Podrobnější popis těchto rozsahů se nachází v tabulce 3.1. Blokové schéma CMB je zobrazeno na obrázku 3.1.

Kanál	Rozsah proudu	Velikost bočníku
CH1	0 . . . $100\ \mu\text{A}$	1 k Ω
CH2	$100\ \mu\text{A}$. . . 1 mA	100 Ω
CH3	1 mA . . . 10 mA	10 Ω
CH4	10 mA . . . 100 mA	1 Ω
CH5	100 mA . . . 1 A	100 m Ω
CH6	1 A . . . 10 A	10 m Ω
CH7	10 A . . . 100 A	0,5 m Ω

Tab. 3.1: Měřicí rozsahy zařízení a velikosti bočníků jednotlivých kanálů

Ještě před návrhem finálního modulu CMB byl navržen, vyroben a proměřen testovací vzorek se třemi měřicími kanály CH5 až CH7. Tento vzorek byl vytvořen za účelem ověření



Obr. 3.1: Blokové schéma CMB

funkčnosti vybrané metody měření a výběru vhodných komponent pro finální modul CMB. Popisu testovacího vzorku se věnuje kapitola 5. V této kapitole bude dále popisován již finální modul CMB.

Měřený proud je do modulu přiváděn a následně odváděn přes konektor DIN 41612, ve kterém je pro tento účel 8 pozlacených masivních hrotů. Elektrický proud je dále veden po desce plošného spoje paralelně ve vrstvách Top a Bottom. Deska má celkem čtyři vrstvy. Vnější vrstvy s plátováním mědi o tloušťce $35\ \mu\text{m}$ jsou využity pro signálové vodiče a vedení měřeného proudu. Vnitřní vrstvy o tloušťce $18\ \mu\text{m}$ slouží jako napájecí a zemnicí plocha.

Měřený proud prochází přes bočník, na kterém vzniká úbytek napětí. Tento úbytek napětí je snímán operačním zesilovačem. Výstup z operačního zesilovače je zaveden do analogově-digitálního převodníku, dále jen AD převodník. AD převodník je součástí mikrokontroléru. V AD převodníku je analogový signál následně převeden na digitální hodnotu, která je dále v mikrokontroléru zpracovávána. Přepínání rozsahů je řešeno komparátory. Na každý kanál připadají dva komparátory. Jeden hlídá minimální možnou hodnotu úbytku napětí na bočníku a druhý hlídá maximální hodnotu úbytku. V případě, že je úbytek na bočníku menší než minimální hodnota, je sepnut nižší rozsah, naopak při překročení maximální hodnoty je sepnut rozsah následující. O spínání MOSFET tranzistorů se starají high-side MOSFET budiče. Jednotlivé obvody budou podrobněji probírány v následujících kapitolách.

Modul komunikuje pomocí rozhraní CAN a Ethernet. Obě rozhraní jsou od sběrnic galvanicky odděleny. Vodiče pro sběrnici CAN jsou vyvedeny na DIN konektor, pro Ethernet je využíván samostatný Modular Jack konektor pro připojení kabelu s koncovkou RJ-45. Z mikrokontroléru jsou dále vyvedeny na kolíkovou lištu volné piny pro možné budoucí

využití, například pro SPI, I²C nebo UART komunikaci.

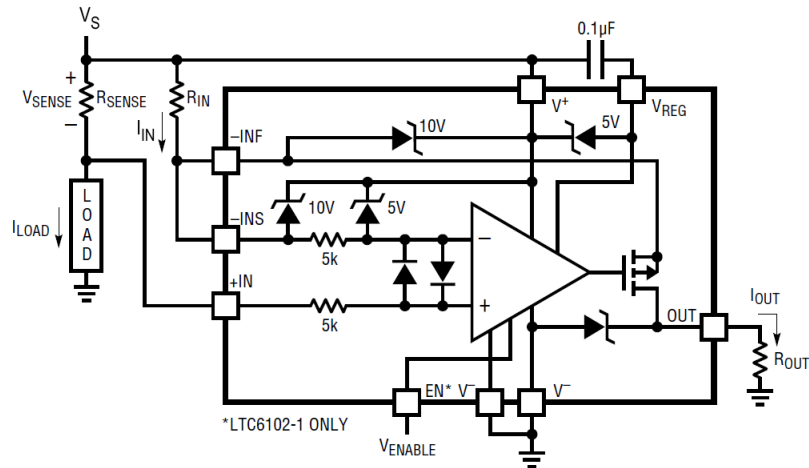
Modul je současně napájen ze dvou zdrojů. Operační zesilovače pro vyhodnocování úbytku napětí a MOSFET budiče vyžadují pro svou správnou činnost napájení z měřicí cesty. Proud potřebný pro funkci těchto obvodů je odebírán ještě před bočníky. Bočníky tedy protéká stejný proud, jaký odebírá DUT, a není tím tedy nijak omezena přesnost měření. Zbytek desky je napájen 5 V zdrojem z HiL testeru. Toto napětí je na desce galvanicky odděleno DC-DC měničem.

Schéma zapojení CMB modulu, návrh layoutu jednotlivých signálových vrstev a 3D model modulu se nachází v příloze A.

3.1 Operační zesilovač pro snímání proudu

Úbytek napětí na bočníku vyhodnocuje obvod LTC6102 od firmy Linear Technology. Firma Linear Technology nabízí velké množství obvodů s označením *Current Sense Amplifiers* pro různé aplikace. Nabízí obvody pro měření střídavého nebo stejnosměrného proudu, obvody, které měří proud pouze v jednom směru nebo v obou směrech a obvody pro topologii low-side nebo high-side měření elektrického proudu. Linear Technology nabízí všechny své *Current Sense Amplifiers* s proudovým výstupem. Podobné obvody pro snímání úbytku napětí nabízí i firma Texas Instruments. Zesilovače nabízí ve třech možných variantách, které se liší v interpretaci výstupní veličiny. První kategorie jsou obvody s analogovým proudovým výstupem, další kategorie je s analogovým napěťovým výstupem a poslední kategorie je s digitálním výstupem. Důvod, proč byl vybrán obvod LTC6102 je ten, že obvody od Texas Instruments dokáží snímat maximální úbytek napětí 10 mV, což je pro navrhovanou aplikaci nedostačující.

LTC6102 má oproti jiným current sense operačním zesilovačům velmi široký dynamický rozsah. Je schopen vyhodnotit úbytek napětí až 2 V. Spodní hranice snímání je určena napěťovým offsetem, který tento zesilovač nemá větší než 10 μ V, s teplotním driftem menším jak 50 nV/°C. Dynamický rozsah, který je určen maximální a minimální snímatelnou hodnotou úbytku napětí, je tedy roven 106 dB. Další významnou výhodou tohoto obvodu je široký rozsah napájecího napětí. LTC6102 je možno napájet napětím od 4 V do 60 V. Pokud by tento rozsah nebyl dostačující, vyrábí se ještě verze LTC6102HV, která má rozsah napájecího napětí od 5 V do 100 V. Díky vysokoimpedančním vstupům má zesilovač vstupní klidový proud maximálně 3 nA. Zisk zesilovače je nastavitelný kombinací odporů R_{IN} a R_{OUT} , což umožňuje pohodlné nastavení rozmezí výstupního napětí s ohledem na navazující obvody. Obvod má proudový výstup s otevřeným kolektorem. Další výhodou je vysoká rychlost obvodu, která umožňuje snímat signály až do frekvence 200 kHz, a rychlá časová odezva na změnu vstupního signálu, která odpovídá času okolo 1 μ s. Díky těmto vlastnostem je možné měřit přechodové děje, jako například proudové špičky. LTC6102 je vyráběn v osmi pinovém SMD pouzdře MSOP nebo v DFN pouzdře o velikosti 3 mm x 3 mm.



Obr. 3.2: Blokové schéma LTC6102 [Převzato z [1]]

Struktura obvodu LTC6102 je podobná standardnímu operačnímu zesilovači. Obvod disponuje vysokoimpedančními vstupy, zpětnou vazbou a nízkým ofsetem. Díky tomu je možné obvod používat stejně dobře jak na zesilování napětí, tak v aplikacích na měření proudu. Na obrázku 3.2 je zobrazeno blokové schéma obvodu. Princip obvodu je následující. Měřený proud teče přes bočník R_{SENSE} a zátěž do zemnicího potenciálu. Na bočníku vzniká úbytek napětí V_{SENSE} , který je přímo úměrný velikosti odporu bočníku a protékajícímu měřenému proudu. Jelikož mezi vstupy operačního zesilovače $+IN$ a $-INS$ platí virtuální nula, tak na vstupním odporu R_{IN} je stejný úbytek napětí, jako na bočníku, tedy napětí V_{SENSE} . Odporem R_{IN} tedy protéká proud I_{IN} daný Ohmovým zákonem:

$$I_{IN} = \frac{V_{SENSE}}{R_{IN}} \quad [A] \quad (3.1)$$

Vysoká impedance vstupů zesilovače nedovolí téci proudu I_{IN} do vstupů $+IN$ a $-INS$, a tudíž celý proud (při zanedbání vstupního klidového proudu o maximální velikosti 3 nA) poteče do vstupního pinu $-INF$ a odtud přes vnitřní MOSFET tranzistor na výstupní pin OUT . Lze tedy konstatovat, že vstupní proud I_{IN} je roven výstupnímu proudu I_{OUT} . Výstupní proud je pomocí odporu R_{OUT} , připojeného mezi svorkami OUT a V^- , transformován na napětí. Toto výstupní napětí V_{OUT} je tedy dáno vztahem:

$$V_{OUT} = V^- + I_{OUT} \cdot R_{OUT} \quad [V] \quad (3.2)$$

Výraz je možné upravit na tvar:

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} \quad [V] \quad (3.3)$$

kde vztah R_{OUT}/R_{IN} představuje nastavitelný zisk zesilovače. Výpočtu hodnot těchto rezistorů je věnována podkapitola 3.1.2.

Proudový výstup je velkou výhodou, protože v porovnání s napěťovým výstupem je minimalizována chyba úbytku napětí na vedení mezi výstupem operačního zesilovače

a vyhodnocovacím obvodem. V našem případě vstupem AD převodníku zabudovaného v mikrokontroléru. Chyba je minimalizována za předpokladu, že odpor R_{OUT} je umístěn co nejbližší mikrokontroléru.

3.1.1 Bočník

Výběr bočníku má na funkčnost celého zařízení velmi významný vliv. Zprv je potřeba brát v úvahu výkonové ztráty. Čím větší bude odpor bočníku, tím větší ztrátový výkon bude muset vydržet. V tabulce 3.2 jsou uvedeny hodnoty výkonové ztráty na bočnicích při průchodu maximálního proudu kanálu. S ohledem na tuto tabulky byly vybrány patřičné hodnoty bočniců. Výkonová ztráta byla vypočtena podle vztahu:

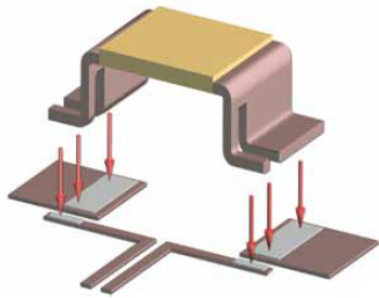
$$P = RI^2 \quad [W] \quad (3.4)$$

Kanál	Odpor bočníku	Maximální proud	Výkonová ztráta
CH1	1 k Ω	100 μ A	10 μ W
CH2	100 Ω	1 mA	100 μ W
CH3	10 Ω	10 mA	1 mW
CH4	1 Ω	100 mA	10 mW
CH5	100 m Ω	1 A	100 mW
CH6	10 m Ω	10 A	1 W
CH7	0,5 m Ω	100 A	5 W

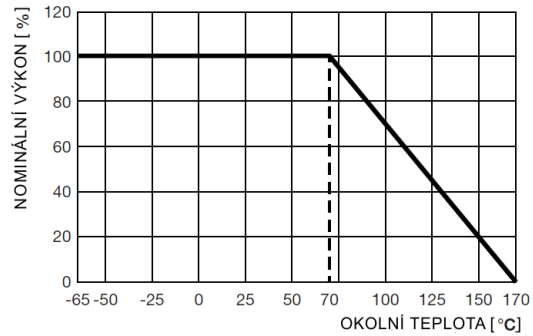
Tab. 3.2: Výkonová ztráta na bočnicích při maximálním proudu kanálu

Další faktor, který ovlivňuje výběr bočníku, je maximální úbytek napětí, jaký je schopný operační zesilovač vyhodnocovat. Tento faktor byl jeden ze stěžejních požadavků při výběru operačního zesilovače. Pro navržené velikosti bočníku je rozsah úbytků napětí pro kanály CH1 až CH6 kanál stejný, a to od 10 mV do 100 mV. Pro kanál CH7 je rozsah úbytků od 5 mV do 50 mV. Dynamický rozsah snímaného napětí je tedy 20 dB. LTC6102 je schopen vyhodnocovat úbytky napětí v rozsahu od přibližně 10 μ V do 2 V, což představuje dynamický rozsah 106 dB. Důvod, proč není využíván celý dynamický rozsah LTC6102, spočívá v nastavení výstupního signálu, tedy v nastavení velikostí odporů R_{IN} a R_{OUT} , což bude popsáno v následující podkapitole.

Pro měření velkých proudů je výhodné použít čtyřvývodové bočnicové, jako je například znázorněn na obrázku 3.3. Toto zapojení je také známé pod anglickým výrazem *Kelvin connection*. Jeden pár vývodů, označován jako *Force*, slouží k vedení velkého měřeného proudu a druhý pár, označován jako *Sense*, slouží ke snímání úbytku napětí. Pájený spoj a pájecí ploška, kterými teče velký proud, můžou způsobit významnou chybu měření, díky jejich relativně velkému odporu v poměru k velikosti odporu bočníku. Tuto chybu významně potlačuje právě čtyřvývodový bočník. Struktura obvodu LTC6102 využívá tohoto čtyřbovodého měření. Vstupní piny $+IN$ a $-INS$ jsou určeny pro připojení



(a) Čtyřvývodový bočník pro kanál CH7



(b) Graf závislosti procentuálního zatížení na okolní teplotě pro vybraný bočník

Obr. 3.3: Ukázka bočníku pro kanál CH7 [Převzato z [5]]

Sense vývodů a vstup *-INF* je určen pro vstupní proud, který teče přímo na výstupní pin. Na obrázku 3.3 (a) je bočník s odporem $0,5 \text{ m}\Omega$, který je na měřicí kartě používán pro kanál CH7, tedy pro maximální proud 100 A . Tento bočník je schopen vydržet výkonové zatížení 7 W , až do $70 \text{ }^\circ\text{C}$ teploty okolního prostředí, pro vyšší teploty možnost výkonového zatížení klesá podle obrázku 3.3 (b).

3.1.2 Vstupní odpor R_{IN} a výstupní odpor R_{OUT}

Externí rezistor R_{IN} nastavuje velikost vstupního, a tedy i výstupního proudu, podle rovnice 3.1. R_{IN} musí být vybrán tak, aby poskytoval požadované rozlišení, ale musí být brán ohled na maximální možný výstupní proud, který je obvod schopen dodat. V katalogovém listu [1] je udávána maximální hodnota výstupního proudu $I_{OUT} = 1 \text{ mA}$. Hodnota výstupního proudu je závislá na výkonové ztrátě operačního zesilovače, která se vypočte jako:

$$P_{CELK} = P_{OUT} + P_Q \quad [W] \quad (3.5)$$

kde P_{OUT} je ztrátový výkon způsobený výstupním proudem a P_Q je ztrátový výkon způsobený napájecím proudem. Oba tyto ztrátové výkony se vypočítají jako:

$$P_{OUT} = (V_{-INF} - V_{OUT}) I_{OUT} \quad [W] \quad (3.6)$$

když

$$V_{-INF} \approx V^+ \quad (3.7)$$

pak

$$P_{OUT} \approx (V^+ - V_{OUT}) I_{OUT} \quad [W] \quad (3.8)$$

$$P_Q = I_S \cdot V^+ \quad [W] \quad (3.9)$$

V tabulce 3.3 jsou předpokládané provozní hodnoty a hodnoty získané z katalogového listu ke konkrétnímu operačnímu zesilovači s označením LTC6102IMS8. [1]

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotky
V^+	Napájecí napětí	14,8	V
I_S	Maximální napájecí proud	650	μA
V_{OUT}	Maximální výstupní napětí	3,3	V
I_{OUT}	Maximální výstupní proud	1	mA
R_{THJA}	Teplotní koeficient pro pouzdro MSOP	200	$^{\circ}C/W$
T_{MAX}	Maximální pracovní teplota	85	$^{\circ}C$

Tab. 3.3: Předpokládané provozní a katalogové hodnoty operačního zesilovače LTC6102 pro výpočet ztrátového výkonu

Po dosazení hodnota z tabulky 3.3 do výrazů pro výpočet ztrátového výkonu, dostaneme:

$$P_{OUT} = (14,8 - 3,3) 1 \text{ mA} = 11,5 \quad [mW] \quad (3.10)$$

$$P_Q = (650 \text{ mA}) 14,8 = 9,62 \quad [mW] \quad (3.11)$$

$$P_{CELK} = 11,5 + 9,62 = 21,12 \quad [mW] \quad (3.12)$$

Z celkové výkonové ztráty se vypočte hodnota oteplení součástky T_{OTEP} , která se následně připočte k teplotě okolí T_{OK} , za kterou dosadíme pro výpočet například $25^{\circ}C$.

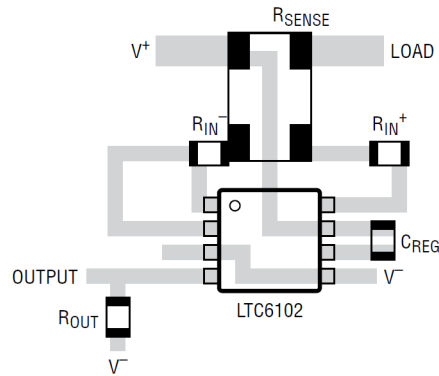
$$T_{OTEP} = R_{THJA} \cdot P_{CELK} = 200 \cdot 21,12 \text{ mW} = 4,224 \quad [^{\circ}C] \quad (3.13)$$

$$T_{CELK} = T_{OTEP} + T_{OK} = 4,224 + 25 = 29,224 \quad [^{\circ}C] \quad (3.14)$$

Výsledná teplota T_{CELK} musí být vždy menší, než Maximální pracovní teplota. Pokud tato podmínka nebude dodržena, dojde ke zničení obvodu.

LTC6102 tedy může poskytovat větší výstupní proud než je 1mA, ale je důležité brát na vědomí výkonovou ztrátu na součástce a okolní podmínky, ve kterých je obvod provozován.

Dalším důležitým faktorem při výběru R_{IN} je návrh layoutu pro R_{IN} . Obzvláště pro malé hodnoty odporu. Všechny cesty a pájené spoje mají svojí impedanci, která velikost vstupního odporu zvyšuje a způsobuje chybu měření. Také je důležité poznamenat, že velikost odporu mědi se s teplotou mění, takže tato chyba je pro různé provozní podmínky odlišná. LTC6102 je navržen tak, aby tato chyba byla co nejvíce potlačena. Obvod má rozdělený invertující vstup do dvou pinů. Pin *-INS* slouží k připojení *Sense* vývodů bočníku a teče do něj pouze vstupní klidový proud o velikosti přibližně 3nA. Celý vstupní proud tedy teče přes pin *-INF*. Pro ještě větší potlačení chyby je ideální vést cesty do invertujících vstupů odděleně a měly by být co nejkratší. Pro největší přesnost je vhodné



Obr. 3.4: Doporučené zapojení obvodu LTC6102 a bočnicku [Převzato z [1]]

používat čtyřvývodový bočnick a velikost vstupního odporu R_{IN} by neměla přesáhnout $10\ \Omega$. Doporučené zapojení obvodu LTC6102 a bočnicku je na obrázku 3.4.

V zapojení na obrázku 3.4 je přidán ještě jeden vstupní odpor R_{IN+} mezi neinverující vstup operačního zesilovače a bočnick. Účel tohoto odporu je poskytnout stejné vodivostní podmínky pro oba vstupy zesilovače, což zmenšuje nerovnováhu vstupních kladových proudů a zlepšuje citlivost obvodu. Oba vstupní rezistory mají totožnou velikost odporu.

Výstupním odporem R_{OUT} protéká výstupní proud I_{OUT} a stanovuje tedy velikost výstupního napětí. Právě touto hodnotou se musíme řídit při výběru velikost odporu R_{OUT} . Maximální napětí na tomto odporu nesmí přesáhnout maximální výstupní napětí obvodu LTC6102, ani maximální vstupní napětí následujícího obvodu. V našem případě je následující obvod AD převodník, který je schopen převádět napětí v rozsahu $0\ \text{V}$ až $3.3\ \text{V}$. Velikost maximálního výstupního napětí obvodu LTC6102 je závislá na napájecím napětí obvodu a je shrnuta v tabulce 3.4.

Napájecí napětí [V]	Maximální výstupní napětí [V]
4	1
6	3
$12 \leq V^+ \leq 60$	8

Tab. 3.4: Maximální velikost výstupního napětí v závislosti na napájecím napětí

Výstupní odpor R_{OUT} určuje i výstupní impedanci obvodu. Je tedy nutné zjistit, s jakou impedancí je následující obvod schopen pracovat. Maximální vstupní impedance AD převodníku R_{AIN} se vypočte ze vztahu:

$$R_{AIN} = \frac{k - 0,5}{f_{ADC} \cdot C_{ADC} \cdot \ln(2^{N+2})} - R_{ADC} \quad [\Omega] \quad (3.15)$$

kde k je počet vzorkovacích period, f_{ADC} je frekvence AD převodníku, C_{ADC} je hodnota vnitřního *sample and hold* kondenzátoru, R_{ADC} je hodnota vnitřního odporu a N je

počet bitů AD převodníku.

V tabulce 3.5 jsou hodnoty veličin pro výpočet maximální vstupní impedance AD převodníku, získané z katalogového listu mikrokontroléru STM32F407. [6]

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotky
f_{ADC}	frekvence ADC	30	MHz
C_{ADC}	Sample and hold kondenzátor	4	pF
R_{ADC}	Vnitřní odpor	6	k Ω
N	počet bitů AD převodníku	12	-
k	počet vzorkovacích period	3; 15; 28; 56; 84; 112; 144; 480	-

Tab. 3.5: Katalogové hodnoty pro výpočet maximální vstupní impedance AD převodníku

Po dosažení hodnot z tabulky 3.5 do rovnice 3.15 byly získány výsledky pro čtyři zvolené hodnoty počtu vzorkovacích period k , které jsou uvedené v tabulce 3.6.

Počet vzorkovacích period k	Maximální vstupní odpor AD převodníku R_{AIN} [k Ω]
15	6,451
28	17,615
56	41,66
84	65,705

Tab. 3.6: Maximální vstupní impedance AD převodníku

Velkou výhodou je proudový výstup. Z tohoto důvodu může být obvod LTC6102 umístěn ve větší vzdálenosti od AD převodníku a nevniknou ztráty ve vedení, způsobené úbytkem napětí na vedení. Pro největší přesnost měření, by měl být výstupní odpor R_{OUT} umístěn co nejbližší vstupu AD převodníku.

Při zahrnutí všech výše uvedených faktorů byly vybrány hodnoty odporů R_{IN} a R_{OUT} uvedené v tabulce 3.7.

Kanál	R_{IN} [Ω]	R_{OUT} [k Ω]	Rozsah ΔU_{SENSE} [mV]	Rozsah I_{OUT} [mA]	Rozsah V_{OUT} [V]
CH1 - CH6	100	3	10 - 100	0,1 - 1	0,3 - 3
CH7	50	3	5 - 50	0,1 - 1	0,3 - 3

Tab. 3.7: Hodnoty vstupních odporů R_{IN} a výstupních odporů R_{OUT}

3.1.3 Ostatní funkce obvodu LTC6102

Obvod LTC6102 je vybaven vnitřním regulátorem napájecího napětí, který slouží pro vnitřní předpětí obvodu. Tento regulátor je určen pouze pro potřeby samotného obvodu a

nesmí být používán jako regulátor napětí pro externí obvody. Pro správnou činnost regulátoru by měl být připojen mezi piny V_{REG} a V^+ kondenzátor o kapacitě 100 nF. Jelikož se jedná o blokovací kondenzátor, tak by měl být umístěn co nejbližší pinům obvodu.

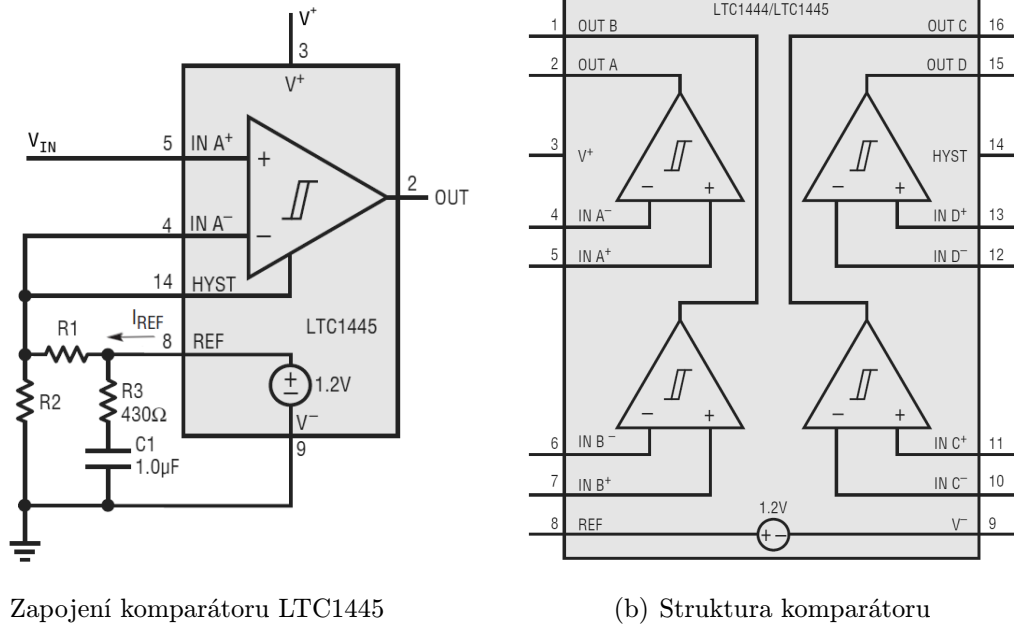
Obvod LTC6102 je dále nabízen ve verzi LTC6102-1. Tato verze se od té základní liší přidáním vstupem $ENABLE$, který v případě nečinnosti obvodu může uvést zařízení do režimu snížené spotřeby. Zařízení má v tomto režimu proudový odběr maximálně $1 \mu\text{A}$, v normálním režimu zařízení odebírá typicky $300 \mu\text{A}$. Doba na přepnutí z režimu nízké spotřeby do normálního režimu se pohybuje okolo $500 \mu\text{s}$. Tento čas je způsoben převážně nabíjením blokovacího kondenzátoru. Režim snížené spotřeby je výhodný například pro zařízení napájené z baterií. Pro zadanou úlohu je ale důležitější rychlost měření než vlastní spotřeba obvodu a z toho důvodu byt tedy vybrán základní obvod LTC6102.

3.2 Komparátor

V případě, že úbytek na bočníku dosáhne hodnoty 10 mV (5 mV pro kanál CH7), tak je současný kanál vypnut a zároveň zapnut kanál pro nižší rozsah. Když je dosaženo úbytku napětí 100 mV, tak je přepnuto na následující vyšší kanál. Hlídní těchto mezních hodnot úbytku napětí na bočníku je zařízeno komparátory. Každému rozsahu náleží dva komparátory, jeden pro spodní rozhodovací úroveň a druhý pro horní rozhodovací úroveň. Byl vybrán komparátor od značky Linear Technology s označením LTC1445. Jde o komparátor s velmi nízkým proudovým odběrem, programovatelnou hysterezí, TTL/CMOS výstupy a vnitřní referencí. V jednom pouzdře se nachází čtyři komparátory. Obvod je dodáván v šestnácti pinových pouzdrech PDIP pro THT provedení nebo SO16 a DFN pro SMD provedení.

Komparátor disponuje odděleným zemnicím potenciálem pro výstupní stav komparátoru, což umožňuje napájet komparátor napětím v rozsahu od $\pm 1 \text{ V}$ do $\pm 5 \text{ V}$. Připojením zemnicího pinu V^- na společnou zem celého zařízení, je možné komparátor napájet jednostranným napájecím napětím, a to v rozsahu od 2 V do 11 V. V případě, že je zapotřebí větší výstupní proud než 1 mA nebo je používán napájecí zdroj s velkým vnitřním odporem, pak je v hodné připojit na napájecí pin V^+ blokovací kondenzátor.

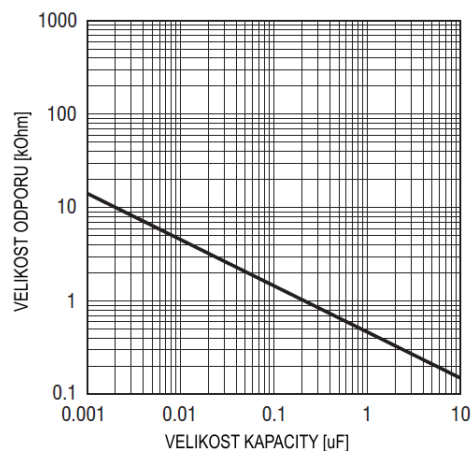
Napětí na vstupu komparátoru U_{IN} se může při normálním provozu pohybovat v rozmezí napětí připojených na pinech V^- až do $V^+ - 1,3 \text{ V}$. Maximální napětí na vstupu, při kterém ještě nedojde ke zničení obvodu, může být o 300 mV pod napětí na pinu V^- nebo o 300 mV nad napětím na pinu V^+ . Výstupní napětí komparátoru se překlápí mezi napětím na V^- a V^+ . V navržené měřicí kartě jsou komparátory napájeny 5 V, takže na pin V^+ je připojeno +5 V a na pin V^- je připojena společná zem zařízení. Mikrokontrolér je napájen 3,3 V, ale jeho vstupy jsou tzv. *5 V tolerant*, takže je možné na ně přivést napětí o velikost 0 V až 5 V. Obvod je schopen dodat výstupní proud až 40 mA.



Obr. 3.5: Komparátor LTC1445 [Převzato z [11]]

3.2.1 Vnitřní napěťové reference

Struktura komparátoru LTC1445 zahrnuje vnitřní bandgap referenci o napětí 1,221 V, vztaženou k napětí na pinu V^- . Na výstupní pin reference REF je možné připojit blokovací kondenzátor ($C1$ na obrázku 3.5), který zabraňuje náhodnému překlopení výstupu vlivem zákmitů napájecího napětí. Tento blokovací kondenzátor může mít kapacitu až $0,01 \mu\text{F}$ aniž by se obvod rozkmital. V případě, že je do série s kondenzátorem přidán ještě tlumicí rezistor o určitém odporu ($R3$ na obrázku 3.5), tak velikost kapacity kondenzátoru může vzrůst až na $100 \mu\text{F}$. V grafu na obrázku 3.6 je zobrazena závislost mezi velikostí kapacity kondenzátoru a velikostí sériového odporu, k dosažení kritického tlumení.



Obr. 3.6: Velikost kapacity a odporu k dosažení kritického tlumení [Převzato z [11]]

3.2.2 Hystereze

Komparátor má nastavitelnou hysterezi o maximální šířce 100 mV. Tato šířka hystereze se nastavuje dvojicí rezistorů R1 a R2 (obrázek 3.5). Šířka hysterezního pásma U_{HB} se vypočte jako dvojnásobek rozdílu napětí mezi piny *REF* a *HYST*. Rozdíl mezi těmito piny může být maximálně 50 mV, což odpovídá maximální možné šířce hysterního pásma 100 mV. V případě, že hystereze není vyžadována, pak je nutné tyto piny navzájem zkratovat. Akceptovatelná hodnota proudu vytékajícího z reference I_{REF} je v rozsahu od 0,1 μ A do 5 μ A.

Výpočet hodnot odporů R1 a R2 je následující:

$$R1 = \frac{U_{HB}}{2 \cdot I_{REF}} \quad [\Omega] \quad (3.16)$$

$$R2 = \frac{(1.221 - \frac{U_{HB}}{2})}{I_{REF}} \quad [\Omega] \quad (3.17)$$

3.2.3 Aplikace komparátoru

Celkem byly použity čtyři obvody LTC1445. V každém obvodu se nachází čtyři komparátory, celkový počet komparátorů je tedy šestnáct, ale pro aplikaci je využíváno pouze čtrnáct komparátorů. Sedm komparátorů (dva obvody LTC1445) je nastaveno na rozhodovací úroveň 300 mV a zbylých sedm komparátorů je nastaveno na rozhodovací úroveň 3 V. Díky výše uvedenému požadavku na vstupní napětí U_{IN} bylo zvoleno napájecí napětí komparátorů 5 V. V následujících podkapitolách bude popsán výpočet externích rezistorů pro nastavení rozhodovacích úrovní.

3.2.3.1 Rozhodovací úroveň 3 V

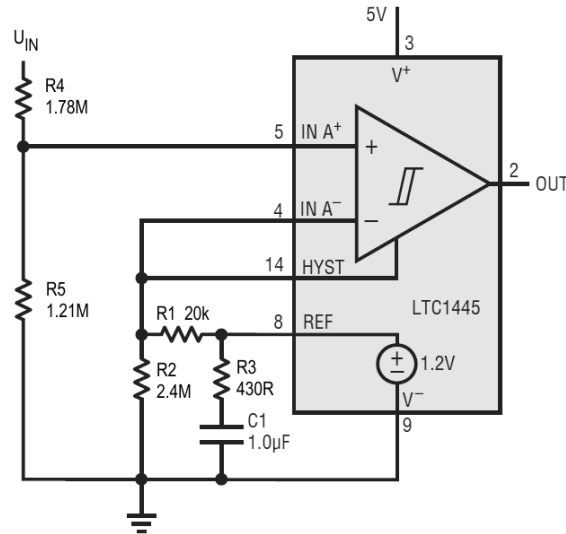
Rezistory R4 a R5 dělí vstupní napětí U_{IN} na neinvertujícím vstupu komparátoru, rezistory R1 a R2 nastavují hysterezi komparátoru na hodnotu 50 mV a rezistor R3 s kondenzátorem C1 slouží jako blokovácí člen pro výstupní napětí reference.

Výpočet poměru referenčního a vstupního prahového napětí, při kterém nastane změna výstupu:

$$Pom = \frac{U_{REF}}{U_{IN}} = \frac{1,221}{3} = 0,407 \quad [-] \quad (3.18)$$

Šířka hysterezního pásma vstupního napětí U_{HB} byla určena 50 mV. Na rezistoru R1 musí tedy vzniknout úbytek napětí o poloviční hodnotě U_{HB} . Tento úbytek označovaný jako U_{HBIN} se vypočte následujícím vztahem:

$$U_{HBIN} = U_{HB} \cdot Pom = 50 \text{ m} \cdot 0,407 = 20,35 \quad [mV] \quad (3.19)$$



Obr. 3.7: Zapojení komparátoru pro rozhodovací úroveň 3 V

Výstupní proud z napěťové reference I_{REF} může být v rozsahu od $0,1 \mu\text{A}$ do $5 \mu\text{A}$, z toho důvodu byla určena hodnota rezistoru $R1 = 20 \text{ k}\Omega$. Tomu dle vzorce 3.16 odpovídá hodnota výstupního proudu:

$$I_{REF} = \frac{U_{HBIN}}{2 \cdot R1} = \frac{20,35 \text{ mV}}{2 \cdot 20 \text{ k}} = 0,509 \quad [\mu\text{A}] \quad (3.20)$$

Z rovnice 3.17 lze tedy dopočítat hodnotu rezistoru R2:

$$R2 = \frac{(1,221 - \frac{U_{HBIN}}{2})}{I_{REF}} = \frac{(1,221 - \frac{20,35 \text{ mV}}{2})}{0,509 \mu\text{A}} = 2,38 \doteq 2,4 \quad [M\Omega] \quad (3.21)$$

Hodnoty odporu R4 a R5 se vypočítají z rovnic:

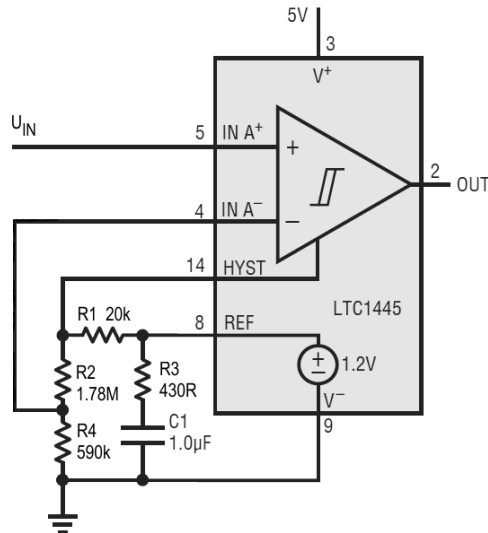
$$R5 = \frac{U_{REF}}{I_{KLID}} = \frac{1,221}{1 \mu\text{A}} \approx 1,21 \quad [M\Omega] \quad (3.22)$$

$$R4 = R5 \left[\frac{U_{IN}}{U_{REF} + \frac{U_{HBIN}}{2}} - 1 \right] = 1,21 \text{ M} \left[\frac{3}{1,221 + \frac{20,35 \text{ mV}}{2}} - 1 \right] = 1,74 \approx 1,78 \quad [M\Omega] \quad (3.23)$$

3.2.3.2 Rozhodovací úroveň 0,3 V

Komparátory s rozhodovací úrovní 0,3 V jsou zapojeny podle obrázku 3.8. Rezistor R3 a kondenzátor C1 slouží opět jako blokovácí pro referenčního napětí. Rezistory R1, R2 a R4 slouží k nastavení hystereze komparátoru. Rezistor R2 z obrázku 3.7 o velikosti $2,4 \text{ M}\Omega$ je rozdělen mezi rezistory R2 a R4, které vytvářejí dělič napětí.

Rozhodovací úroveň napětí 0,3 V je vytvořena vydělením referenčního napětí odpory R1, R2 a R4 podle následujícího vztahu:



Obr. 3.8: Zapojení komparátoru pro rozhodovací úroveň 0,3 V

$$U_{TH} = U_{REF} \left[\frac{R4}{R1 + R2 + R4} \right] = 1,221 \left[\frac{590 \text{ k}}{20 \text{ k} + 1,78 \text{ M} + 590 \text{ k}} \right] = 0,301 \quad [\text{V}] \quad (3.24)$$

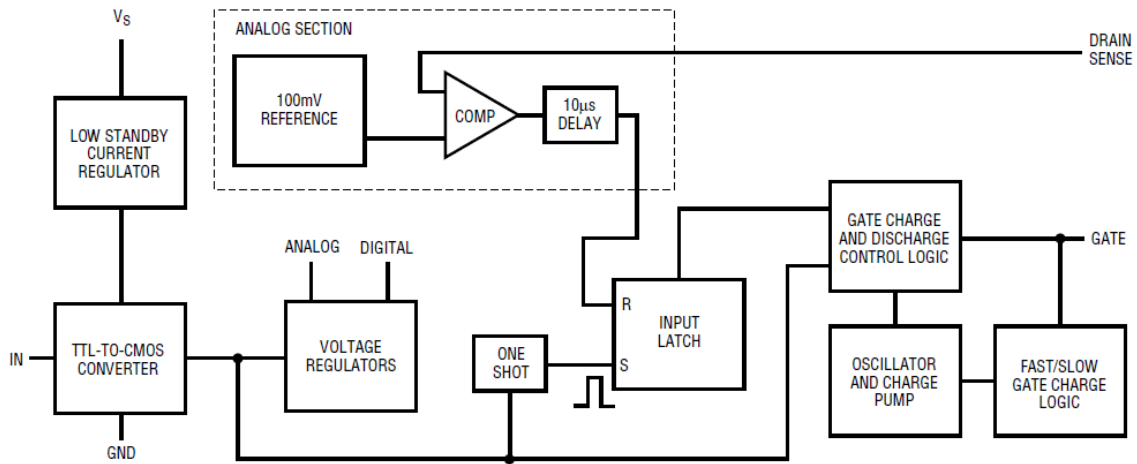
Rozhodovací napětí je přivedeno na invertující vstup komparátoru.

3.3 Budiče MOSFET tranzistorů

Pro spínání N-kanálových MOSFET tranzistorů je využíváno obvodu LTC1156 od firmy Linear Technology. V jednom pouzdře se nachází čtyři nezávislé MOSFET budiče. Firma Linear Technology dále vyrábí variantu se dvěma budiči v jednom pouzdře pod označením LTC1155 nebo variantu s jedním budičem pod označením LTC1154. Tento budič je určen pro *High-side* topologii. Rozhodovací napětí běžného N-kanálového MOSFET tranzistoru $U_{GS(th)}$ se pohybuje okolo hodnoty 2 V. A minimálně toto napětí je potřeba dostat nad napětí zátěže. Budič má interní nábojovou pumpu, která na *GATE* výstupu generuje potřebné napětí pro sepnutí MOSFET tranzistoru. Obvod je možné napájet napětím v rozsahu od 4,5 V až 18 V. Obvod v režimu spánku odebírá pouze 16 μA . Tento režim je aktivní, když na všech vstupech *IN* je logická 0. V pracovním režimu a při napájecím napětí 12 V obvod odebírá přibližně 180 μA na každý aktivní vstup. Budič je dodáván v šestnácti pinových pouzdrech DIP pro THT provedení nebo SOL pro SMD provedení. Kromě čtyř budičů se v obvodu nachází ještě ochranný obvod. Každý ze čtyř budičů se skládá z bloků znázorněných na obrázku 3.9.

3.3.1 Funkce obvodu

Každý budič má svůj vlastní vysokoimpedanční vstup *IN* pro aktivaci budiče. Obvod je navržený tak, aby vstupní logické úrovně vyhovovaly celé řadě různých zařízení. Vstupní



Obr. 3.9: Blokové schéma MOSFET budiče LTC1156 [Převzato z [12]]

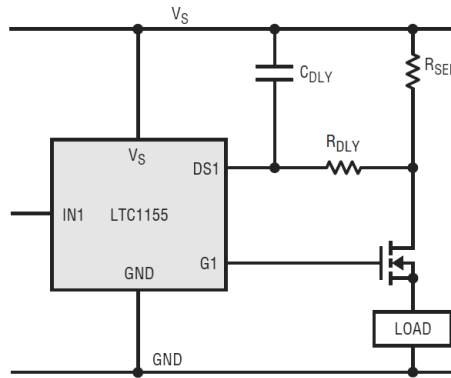
rozhodovací úroveň mezi logickou 0 a 1 je nastavena na 1,3 V s hysterezí přibližně 100 mV. Napěťový regulátor s nízkým proudovým odběrem (*Low standby current regulator*) poskytuje předpětí pro převodník úrovní z TTL na CMOS (*TTL-TO-CMOS converter*). Výstup z toho převodníku povoluje nebo zakazuje činnost zbytku obvodu. Tím je zajištěn v režimu spánku minimální proudový odběr zařízení. Dále tento výstup řídí další vnitřní regulatory (*Voltage regulators*), které vytváří dvě napětí. Jedno pro napájení nízkonapěťové CMOS logiky a druhé pro napájení analogového bloku. Výstupy těchto regulátorů jsou izolovány od zbytku obvodu, takže šum generovaný nábojovou pumpou neovlivňuje zbylé části obvodu. Zejména vnitřní 100 mV referenci nebo analogový komparátor.

Bloky *Gate charge and discharge control logic*, *oscilator and charge pump* a *Fast/Slow gate charge logic* zajišťují řízené buzení gate hradla MOSFET tranzistoru. Každý MOSFET tranzistor má na vstupu mezi hradlem gate a substrátem parazitní kapacitu v řádech pF, která se při sepnutí tranzistoru musí nabít a při vypnutí vybit. Když je obvod vstupním pinem *IN* zapnut a vypnut, tak vnitřní nábojová pumpa nabije hradlo gate a následně ho vybije. Poměr rychlosti nabíjení a vybíjení je obvodem řízen tak, aby docházelo k minimálnímu vyzařování elektromagnetického rušení. Toto ale neplatí při chybových stavech (viz kapitola 3.3.2), kdy v případě indikace poruchy je gate hradlo vybito velice rychle a to v řádech několika μs . Vnitřní nábojová pumpa generuje podstatně vyšší napětí, než je napájecí napětí. Kondenzátory nábojové pumpy jsou integrovány na čipu.

3.3.2 Chybové stavy

Obvod LTC1156 je schopen hlídat maximální proud tekoucí MOSFET tranzistorem a v případě překročení této mezní hodnoty je schopen tranzistor rychle vypnout a zabránit zničení tranzistoru nebo obvodu, který tranzistor spíná. Schéma zapojení je znázorněno na obrázku 3.10.

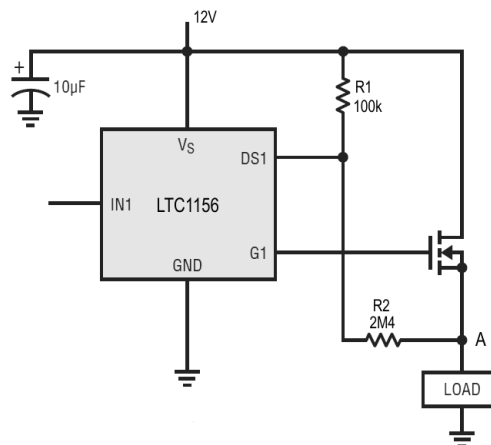
Vnitřní napěťová 100 mV reference je porovnávána s úbytkem napětí na odporu R_{SEN} a je-li úbytek na rezistoru větší než 100 mV, je vyresetován blok *Input latch* z obrázku 3.9



Obr. 3.10: Ochrana proti proudovému přetížení tranzistoru a zátěže [Převzato z [13]]

a hradlo gate je rychle vybito. V důsledku toho je tranzistor rozeprt. Velikostí odporu R_{SEN} lze tedy nastavit maximální proud tranzistorem a zároveň i zátěží. Napájecí pin V_S tedy slouží ke dvěma účelům. Za prvé slouží k napájení samotného obvodu a za druhé jako čtyřbodové připojení odporu R_{SEN} . Mělo by být tedy při návrhu plošného spoje dbáno na to, aby rezistor R_{SEN} byl co nejbližší napájecímu pinu obvodu tak, aby byla minimalizována chyba vlivem úbytku napětí příliš dlouhém spoji. V případě, že je zátěž převážně kapacitního charakteru, je vhodné doplnit obvod pro snímání chyby rezistorem R_{DLY} a kondenzátorem C_{DLY} , které zastávají funkci zpožďovacího členu.

Tohoto zapojení není v návrhu CMB využíváno, jelikož maximální proud tranzistorem a zátěží je hlídán pomocí sestavy bočnicku, obvodu LTC6102 a komparátoru. V návrhu CMB je využíváno *ochrany proti zkratu na zátěži* podle zapojení na obrázku 3.11.



Obr. 3.11: Ochrana proti zkratu na zátěži

Při bezporuchovém stavu je napětí v bodě A rovno $12V - U_{tr}$, kde U_{tr} je úbytek napětí na tranzistoru. Odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu je řádu desítek miliohmů, takže U_{tr} nabývá velmi nízkých hodnot. Tento malý úbytek napětí je vydělen děličem napětí z rezistorů $R1$ a $R2$. Bez výpočtu se dá konstatovat, že napětí na rezistoru $R1$ je zanedbatelné a obvod tedy pracuje v normálním režimu.

V případě zkratu zátěže na zemnicí potenciál je napětí v bodě A rovno potenciálu země a na tranzistoru je celé napětí 12 V. Po vydělení tohoto úbytku odporovým děličem je na rezistoru R1 napětí:

$$U_{R1} = U_{tr} \frac{R1}{R1 + R2} = 12 \frac{100 k}{100 k + 2,4 M} = 480 \quad [mV] \quad (3.25)$$

Napětí U_{R1} je porovnáno s napěťovou referencí 100 mV uvnitř budiče, je vyhodnocen chybový stav a tranzistor je vypnut.

Další zajímavá a užitečná zapojení s budiči LTC115x je možné dohledat v [12], [13] a [14].

3.4 Mikrokontrolér

Jako centrální řídicí a výpočetní obvod celého zařízení byl zvolen mikrokontrolér STM32F407 od firmy STMicroelectronics. Tento mikrokontrolér je založen na 32-bitovém RISC jádru ARM *CortexTM-M4* s pracovním kmitočtem až 168 MHz. Nabízí vlastnosti jako jsou ko-procesorová jednotka pro výpočty s plovoucí řádovou čárkou (FPU), instrukce pro zpracování signálu (DSP) a jednotku pro ochranu dat (MPU). Mikrokontrolér disponuje paměťmi FLASH o velikosti 1 MB a SRAM o velikosti 192 KB.

STM32F407 má velmi bohaté portfolio periférií. Nabízí tři 12-bitové AD převodníky, dva DA převodníky, hodiny reálného času (RTC), dvanáct 16-bitových čítačů (dva z nich se mohou naprogramovat s PWM výstupem), dva 32-bitové čítače a generátor náhodných čísel (RNG). Dále nabízí standardní i pokročilé komunikační rozhraní, jako je I2C, SPI, UART, USART, USB, CAN, ETHERNET, SDIO/MMC a kamerové rozhraní pro CMOS senzory.

Mikrokontrolér je možné napájet napětím v rozsahu od 1,8 V do 3,6 V, v rozmezí teplot od -40 °C do +105 °C. V teplotním rozsahu od 0 °C do 70 °C může klesnout napájecí napětí až na hladinu 1,7 V. Proudová spotřeba zařízení je závislá na mnoha faktorech zahrnující pracovní kmitočet, počet aktivní periférií, okolní teplota, napájecí napětí, vytížení vstupních a výstupních pinů, softwarové konfiguraci atd. V největším možném vytížení obvodu a při teplotě 105 °C je proudová spotřeba maximálně 117mA. Více informací v [6].

Mikrokontrolér je vyráběn v několika variantách, které se od sebe liší velikostí FLASH paměti a velikostí a typem pouzdra, s čímž souvisí počet a rozmanitost periférií. CMB zařízení je osazeno mikrokontrolérem s obchodním označením STM32F407ZGT6. Tato varianta je v pouzdře LQFP se 144 piny.

Pro zdroj hodinového kmitočtu je možné využít externí krystalový oscilátor na frekvenci 8 MHz nebo integrovaný RC oscilátor. Mikrokontrolér je možné vyresetovat tlačítkem *RESET* umístěným na horní vrstvě zařízení. Pomocí pájitelných můstek SB3 a SB4 je možné nastavit režim bootování. Jednotlivé režimy jsou shrnuty v tabulce 3.8. V případě, že je vybrán bootovací režim *Systémová paměť*, tak pro Bootloader použitý

k přeprogramování FLASH paměti lze použít jedno z rozhraní USART1, USART2, CAN2 nebo USB OTG FS v režimu Device.

Výběrové piny		BOOT mode
BOOT1	BOOT2	
x	0	FLASH paměť
0	1	Systémová paměť
1	1	Embedded SRAM

Tab. 3.8: Režimy bootování mikrokontroléru

3.4.1 Programování a debugování mikrokontroléru

Mikrokontrolér STM32F407 je programován a debugován programátorem ST-LINK/V2 přes SWD (Serial Wire Debugging) rozhraní. SWD rozhraní je podobné JTAG rozhraní, poskytuje stejné možnosti programování a debugování (spustit, zastavit na breakpointech, krokování), ale pro svoji činnost potřebuje pouze dva vodiče. Jeden pro synchronizační hodinový signál *SWCLK* a druhý pro obousměrný tok dat *SWDIO*. Přidáním vodiče *SWO* (Serial Wire Output) vznikne technologie s označením *SWV* (Serial Wire Viewer). SWD v kombinaci s *SWV* umožňuje pokročilejší debugovací funkce včetně trasování v reálném čase. Pro programování je na desce plošného spoje osazen konektor P2 s označením SWD. Zapojení konektoru je v tabulce 3.9.

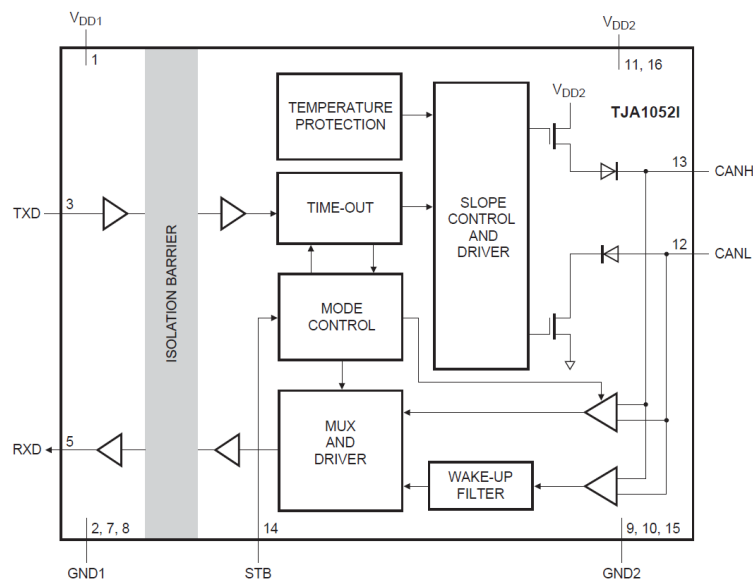
Číslo pinu	Označení	Popis
1	MCU VDD	Napájecí napětí mikrokontroléru
2	SWCLK	Synchronizační hodinový signál
3	GND	Zemnicí vodič
4	SWDIO	Datový vodič
5	NRST	Reset mikrokontroléru
6	SWO	Pin umožňující SWV

Tab. 3.9: Zapojení programovacího a debugovacího konektoru

3.5 High-speed CAN budič

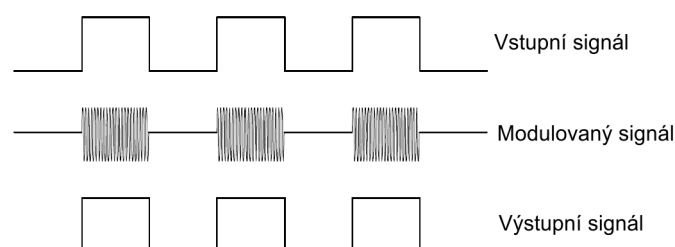
Jedním z požadavků na zařízení je komunikace po CAN sběrnici, která bude od HiL testeru galvanicky oddělena. Jako budič CAN sběrnice byl vybrán obvod TJA1052i, který disponuje integrovaným galvanickým oddělením mezi CAN řadičem a fyzickým dvou vodičovým CAN vedením. Z toho důvodu už není potřeba používat externí galvanické oddělovače,

což zlepšuje spolehlivost a celkové zpoždění signálu. Obvod implementuje CAN fyzickou vrstvu podle normy ISO11898-2:2003. TJA1052i patří ke třetí generaci high-speed CAN budičů od firmy NXP Semiconductors, která nabízí oproti minulým generacím zlepšení v elektromagnetické kompatibilitě (EMC) a v ochraně proti elektrostatickému výboji (ESD). Zařízení má také integrovanou ochranu proti přehřátí. V případě, že obvod přesáhne teplotu 190 °C, výstupy budiče budou zakázány. Obvod je dodáván v SMD pouzdře SO16.



Obr. 3.12: Blokové schéma high-speed CAN budiče TJA1052i [Převzato z [18]]

Izolátory využívají kapacitní izolační technologii a jsou umístěny v TXD a RXD datové cestě. Vstupní signál izolátoru je modulován nosným kmitočtem pomocí RF oscilátoru, využívající amplitudové klíčování, konkrétně On-Off-klíčování (OOK). Celá přenosová smyčka má maximální zpoždění 220 ns. Na obrázku 3.13 je ukázka On-Off-klíčování.



Obr. 3.13: Signál modulovaný On-Off-klíčováním [Převzato z [18]]

Jelikož má obvod integrované galvanické oddělení, tak vyžaduje i galvanicky oddělená napájení. Napětí na pinu V_{DD1} je napětí poskytující požadovaný proud pro piny RXD a TXD , přes které budič komunikuje s mikrokontrolérem. Toto napětí může být v rozsahu od 3 V do 5,25 V, takže zařízení je kompatibilní jak s třívoltovými, tak pětivoltovými mi-

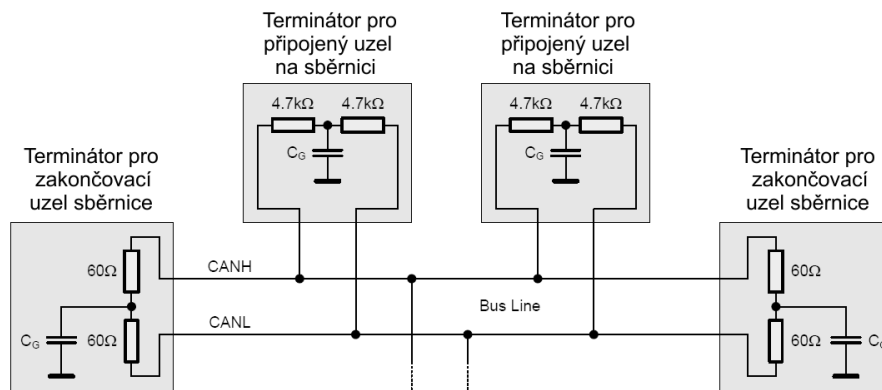
krokontroléry. Tato část obvodu odebírá v dominantním stavu ($U_{TXD} = 0\text{ V}$) maximálně 2,6 mA a při recesivním stavu ($U_{TXD} = V_{DD1}$) maximálně 5,6 mA. Druhá část obvodu TJA1052i je napájena napětím přivedeným na pin V_{DD2} , které může být v rozsahu od 4,75 V do 5,25 V. Při dominantním stavu musí dodat proud maximálně 70 mA a při recesivním stavu maximálně 10 mA. Obě napájecí napětí musí být samozřejmě opatřena patřičnými blokovacími kondenzátory.

CAN budič je schopen pracovat ve dvou pracovních režimech. První režim je nazýván *normální mód*, ve kterém je povolena CAN komunikace v plném rozsahu a CAN budič pracuje bez omezení. Druhý režim je *režim snížené spotřeby*, ve kterém se zařízení aktivně neúčastní CAN komunikace s ostatními uzly, což znamená, že nevysílá ani nepřijímá pravidelné CAN zprávy, pouze naslouchá zprávám o určitých parametrech. Přepínání mezi těmito režimy je zařízení pomoci pinu *STB* a hladinou napájecího napětí na pinu V_{DD2} . Zařízení CMB je předurčeno pro provoz v laboratorních podmínkách, tudíž *režim snížené spotřeby* není využíván a pin *STB* je v návrhu přes pájitelný můstek SB1 uzemněn, takže je defaultně nastaven *normální mód*. Důležité je poznamenat, že pin *STB* má vnitřní pull-up odpor, takže v případě, že pin zůstane nezapojen, je obvod defaultně v *režimu snížené spotřeby*. Více o jednotlivých režimech v [18] a [19]. Pro úplnost je potřeba dodat, že obvod CAN budiče se může nacházet ještě ve třetím stavu, ve *vypnutém módu*, ve kterém je zařízení zcela pasivní a pouze detekuje hladinu napájecího napětí na pinu V_{DD2} . Tento stav je vyvolán v případě, že na pinu V_{DD2} je napětí v rozmezí 1,3 V až 2,7 V.

3.5.1 Zakončení CAN sběrnice

Budič je připojen na CAN sběrnici přes vodiče *CANH* a *CANL*. Uzly připojené na konec sběrnice musí obsahovat diferenční terminátory, jejichž velikost impedance se v ideální případě rovná velikosti charakteristické impedance vedení. Tyto terminátory pak slouží k zamezení odrazů signálu. U CAN sběrnice se používá zakončovací impedance o velikosti $120\ \Omega$. Ve skutečnosti se místo jednoho zakončovacího rezistoru o velikosti $120\ \Omega$, využívá kombinace dvou $60\ \Omega$ rezistorů s vyvedeným středem, který je přes kondenzátor C_G uzemněn. Doporučená hodnota tohoto kondenzátoru je v rozmezí od 4,7 nF do 47 nF. Toto uspořádání se jako celek projevuje jako filtr typu dolní propust slouží k omezení souhlasné složky rušivého signálu.

Uzly připojené na sběrnici mohou být vybaveny terminátorem se stejným uspořádáním. Hodnoty odporů by měly být vybírány tak, aby celková zátěž sběrnice všech terminálních rezistorů zůstávala v rozmezí hodnot mezi $45\ \Omega$ a $65\ \Omega$. Například pro sběrnici s deseti uzly, z toho dva uzly plní funkci zakončovacích uzlů sběrnice, je typická hodnota zakončovacích impedancí u jednoho připojeného uzlu $9,4\ \text{k}\Omega$. Paralelní kombinace všech terminátorů, včetně těch zakončovacích, má odpor $57\ \Omega$. Na obrázku 3.14 je ukázka zapojení CAN sběrnice.



Obr. 3.14: Příklad zapojení CAN sběrnice s ukázkou zapojení terminátorů jednotlivých uzlů
 [Převzato z [19]]

3.5.2 Elektromagnetická kompatibilita CAN sběrnice

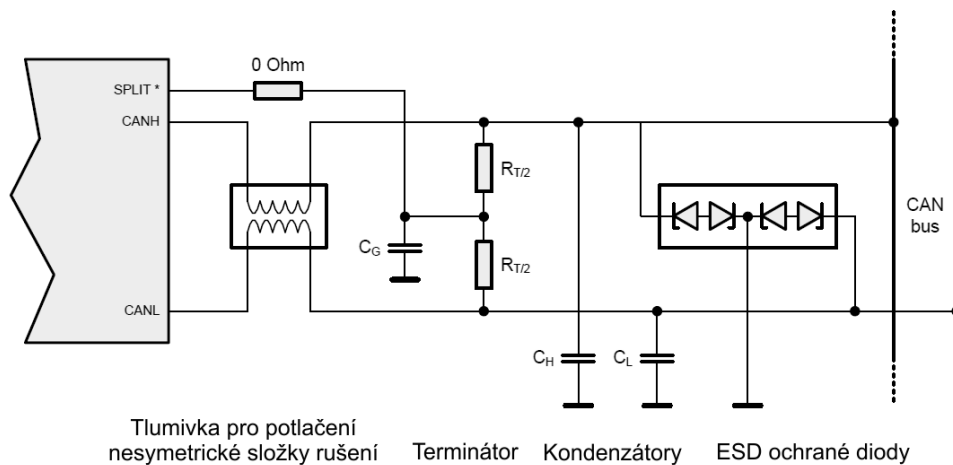
Elektromagnetická kompatibilita, dále jen EMC, a spolehlivost jsou neodlučitelnými požadavky systému, který má správně fungovat v každém okamžiku a za všech možných okolností. Neustálý rozvoj elektroniky významně mění jak koncepci a způsoby použití elektronických zařízení, tak i nároky na jejich umístění a instalaci. Přenos informací v jakékoli podobě, záznam i zpracování dat jsou soustavně vystaveny působení rušivých vlivů. Zdrojů těchto rušení může být nepřehledné množství. Rušení se šíří jak po vedení, tak vyzařováním ve formě elektromagnetického pole. Zdroje rušení mohou být *přirodního* charakteru, jako například Slunce, vesmír a nebo elektronické procesy v atmosféře, nebo tzv. *umělé*, k nimž patří nejrůznější technická zařízení, jako zapalovací systémy, elektrické motory, elektrické rozvody, světelné spotřebiče a podobně. Nestačí se omezit pouze na rušení přicházejících z okolního prostředí, stejně významné je i rušení, které vzniká uvnitř samotného zařízení, a tím zařízení ruší samo sebe nebo se dokonce samo stává zdrojem rušení pro okolní zařízení.

Rušení se obecně projevuje nežádoucími vazbami, interferenčním šumem, rezonančními a přechodovými ději a podobně. Jako důsledek rušení může být nejen nesprávná funkce zařízení, zkeslení či znehodnocení přenosu nebo záznamu dat, ale i v některých extrémních případech může způsobit destrukci samotného zařízení. V krajních případech může být ohrožen i lidský život. Proto je velmi důležité se otázkou EMC zabývat při návrhu každého elektronického i obecně elektrického zařízení. Problematika EMC je součástí legislativy všech vyspělých států.

Samotný obvod TJA1052i je konstruován tak, aby vyhovoval EMC normám. Například sklon hran vysílaného signálu na sběrnici je řízen a optimalizován v bloku *Slope control and driver* (na obrázku 3.12) tak, aby docházelo k minimálnímu vyzařování elektromagnetického rušení. Zajištění maximální EMC není pouze záležitostí CAN budiče, ale je také potřeba dbát na návrh celého zařízení. Velmi důležité faktory jsou i správné zakončení a topologie sběrnice, externí obvody a součástky, a samotný návrh layoutu desky plošného

spoje. Správné zakončení CAN sběrnice bylo již probráno v minulé podkapitole.

Základním prvkem ochrany proti elektromagnetickému rušení je diferenční přenos signálu. Informace je přenášena jako rozdíl napětí mezi vodiči *CANH* a *CANL*. Případné rušení se tedy indukuje do obou vodičů stejně a diferenční napětí mezi vodiči zůstává neporušené. Další možnosti, jak zlepšit EMC jsou filtry pro potlačení symetrické a nesymetrické složky rušení, ESD ochranné diody a použití stíněného kabelu s kroucenými páry. Na druhou stranu je ale třeba brát v úvahu, že přidáním prvku pro zlepšení EMC na vodiče CAN sběrnice může být narušen samotný přenášený signál, a že jsou tyto ochranné prvky limitovány normami pro fyzickou vrstvu CAN sběrnice. Příklad zapojení komponentů pro zlepšení EMC je na obrázku 3.15.



Obr. 3.15: Možnosti zlepšení EMC CAN sběrnice [Převzato z [19]]

3.5.2.1 Tlumivka pro potlačení nesymetrické složky rušení

Princip cívky pro potlačení nesymetrické složky rušení, tzv. *tlumivka s proudovou kompenzací*, spočívá v tom, že oba vodiče *CANH* i *CANL* jsou navinuty na společném jádře ve stejném smyslu tak, že symetrické proudy, tekoucí jedním vodičem tam a druhým zpět, mají v jádře cívky opačný směr magnetického toku. Vzájemně se tedy ruší a výsledná impedance pro symetrické proudy je prakticky nulová. Naopak pro nesymetrické rušivé proudy, takové, které protékají oběma vodiči ve stejném směru, mají magnetické toky stejný směr, takže výsledná impedance pro tyto proudy je vysoká. Přesto nedochází k přehřívání jádra, ani k úbytku napětí v obvodu pracovního proudu. Tlumivka s proudovou kompenzací tedy pomáhá snižovat vyzařování rušivého signálu a zlepšuje odolnost proti nesymetrickému rušení bez výrazného zkreslení užitečného signálu na vodičích *CANH* a *CANL*.

U dřívějších generací CAN budičů bylo nutné při použití nestíněných vodičů použít i tlumivku s proudovou kompenzací, aby byly splněny přísné EMC normy. Třetí generace byla optimalizována pro používání terminátorů s rozdělenými zakončovacími odpory a

uzemněným středem přes kondenzátor a bez použití tlumivky. Zda-li tlumivku použít, či nepoužít, závisí na prostředí a aplikaci, kde bude výsledné zařízení s CAN budičem používáno. V samotném návrhu měřicího modulu CMB tlumivka s proudovou kompenzací využívána není.

3.5.2.2 Kondenzátory

Další možností, jak posílit EMC imunitu, je přidání kondenzátorů s odpovídající kapacitou mezi vodiče *CANH*, *CANL* a zemnicí potenciál. Odpor vodičů s kapacitou kondenzátorů tvoří filtr typu dolní propust, což zapříčiní tlumení vysokofrekvenčního rušení. Velikost kapacity kondenzátorů je nutné volit tak, aby bylo docíleno nízké zlomové frekvence, ale zároveň musí být zlomová frekvence vyšší než frekvence přenášených dat. Důležité je také poznamenat, že kondenzátory zpožďují přenos dat, jelikož zmenšují strmost náběžných a doběžných hran přenášeného signálu. Velikost kondenzátorů je tedy omezena kmitočtem přenášených dat a počtem uzlů sběrnice. Pro přenosovou rychlost 500 kbit/s by hodnota kondenzátorů měla být nižší než 100 pF. Pro rychlost 125 kbit/s by velikost kondenzátorů neměla přesáhnout hodnotu 470 pF. Kondenzátory jsou obvykle umístěny mezi tlumivkou s proudovou kompenzací a ESD ochrannými diodami.

3.5.2.3 Ochranné ESD diody

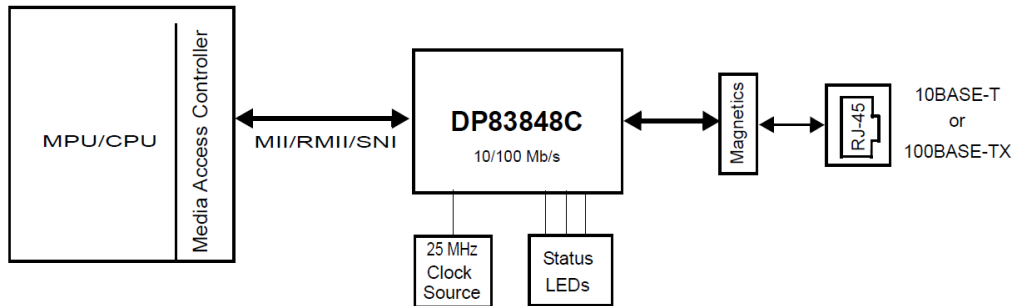
Elektrostatický výboj, dále jen ESD, vzniká dotykem materiálů s nerovnovázným počtem elektronů na povrchu a vznikají všude tam, kde jsou vhodné podmínky pro jejich vznik, což znamená nízká vlhkost vzduchu a umělé podlahové krytiny. Jejich nebezpečí pro elektronická zařízení spočívá ve velmi vysoké hodnotě napětí elektrostatického pulsu, která může dosahovat až 15 kV, a také ve velké šířce rušivého spektra. Energie výboje je velmi malá, dosahuje obvykle hodnoty do 10 mJ, ale je dostačující pro zničení polovodičových obvodů, zejména založených na CMOS technologii.

CAN budič TJA1052i je navržený tak, aby na pinech *CANH* a *CANL* odolal ESD puls do ± 8 kV podle měření na *modelu lidského těla* (HBM), ± 300 V podle *strojového modelu* (MM) a ± 500 V podle *modelu nabíjené součástky* (CDM). Díky tomu už obvykle nejsou vyžadovány další ochranné ESD prostředky. V případě, že je vyžadována maximální ochrana proti ESD pulsům, je možné použít ochranné diody. Například super rychlé diody nazývané PESD1CAN a PESD2CAN, které mají velmi nízkou kapacitu (typicky 11 pF) a ochrání obvod před pulsy většími než 15 kV. Ochranné diody by měly být umístěny co nejbližší konektoru.

3.6 Ethernet phyter

Měřicí modul CMB je kromě CAN rozhraní vybaven ještě ethernet, dále jen ETH, rozhraním. Komunikace přes ETH rozhraní je navržena pro budoucí možné využití a v základní

verzi nebude naprogramováno. Z tohoto důvodu nebudou obvody pro ETH komunikaci probírány tak podrobně, jako předešlé obvody, a pro bližší seznámení s těmito obvody bude potřeba nahlédnout do literatury [20] a [21].



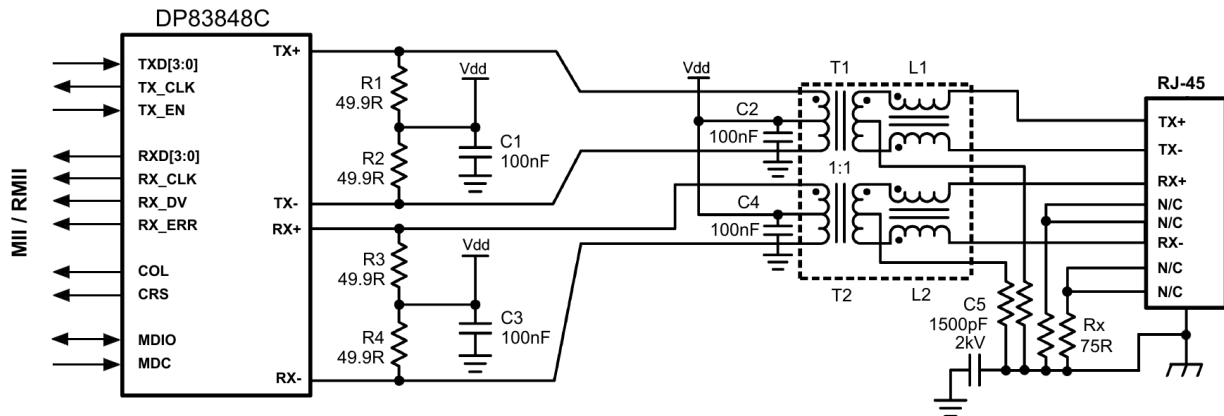
Obr. 3.16: Typické zapojení ethernetového rozhraní na úrovni fyzické a linkové vrstvy
[Převzato z [20]]

Zařízení využívá pro přístup k fyzické vrstvě ETH sítě phyter DP83848C dodávaný firmou Texas Instruments. Obvod DP83848C podporuje ETH protokoly 10BASE-T a 100BASE-TX, které zajišťují kompatibilitu a součinnost se všemi ostatními standardy založenými na ETH síti. Dále tento ETH phyter podporuje MII i redukované MII (RMII) rozhraní mezi ETH phyterem a MAC jednotkou, která je integrována v mikrokontroléru. Pro úplnost doplňuji, že je možnost komunikovat i přes SNI rozhraní. Zařízení je možné napájet napětím v rozsahu od 3 V do 3,6 V. Obvod disponuje celou řadou režimů pro snížení spotřeby, které zajišťují, že maximální proudová spotřeba obvodu je nižší než 80 mA. Pro zdroj hodinového kmitočtu je používán externí krystalový oscilátor o frekvenci 25 MHz. Tento kmitočet je používán v případě využívání plného MII rozhraní. V případě využívání RMII je nutné mít zdroj hodinového kmitočtu o dvojnásobné frekvenci. Pro tento režim je na vstup $X1$ přiveden MCO výstup z mikrokontroléru, kde je kmitočet 50 MHz generován pomocí fázového závěsu. Obvod je dodáván ve 48-pinovém LQFP pouzdře. Na obrázku 3.16 je obvyklé zapojení fyzické a linkové vrstvy ETH sítě.

3.6.0.4 MDI rozhraní

Zařízení je ke komunikačnímu médiu připojeno prostřednictvím MDI rozhraní, které je ve standardním provedení zakončeno Modular Jack konektorem typu RJ-45. Data mohou být přenášena v plně duplexním režimu (full-duplex) nebo v polo duplexním režimu (half-duplex) po dvou párech diferenčních vodičů, které jsou galvanicky odděleny transformátorem s převodovým poměrem 1:1, který je součástí konektoru.

Diferenční vysílaná data jsou generována na páru vodičů $Tx+$ a $Tx-$. Tento signál bezprostředně budí oddělovací transformátor T1, jehož střed je napájen napětím 3,3 V. Budicí proud transformátoru tedy vytéká z napájecího zdroje přes příslušnou polovinu vinutí do odpovídajícího výstupu phyteru $Tx+$ nebo $Tx-$, podle toho, který z výstupů



Obr. 3.17: Zapojení MDI rozhraní

je právě v úrovni nízké napěťové hladiny. Sekundární vinutí transformátoru T1 je přes tlumivku s proudovou kompenzací L1, která slouží ke kompenzaci nesymetrické složky rušivého signálu, připojeno na výstupní piny konektoru. Transformátor a tlumivka jsou navinuty na společném magnetickém obvodu. Obdobnou funkci jako tlumivka L1 má kondenzátor C2 a článek Rx, C5 připojený mezi středem sekundárního vinutí a kostrou přístroje. Rezistory Rx jsou také integrovány v konektoru. Rezistory R1 a R2 připojené mezi vodiči $Tx+$ a $Tx-$ tvoří impedanční přizpůsobení komunikační linky na charakteristickou impedanci vedení $100\ \Omega$. Příjemný obvod s vodiči $Rx+$ a $Rx-$ je zapojen stejným způsobem.

3.6.0.5 Možnosti nastavení ethernetového phyteru

Pracovní režim a jiné funkce ETH phyteru je možné nastavit pomocí tzv. *strapovacího* nastavení na kolíkovém konektoru P5. Spojením jednotlivých párů pinů konektoru lze přes $2,2\ \text{k}\Omega$ pull-up nebo pull-down rezistor nastavit na pinech ETH phyteru logickou jedničku nebo nulu. Při zapnutí phyteru nebo při resetu jsou po určitou dobu vzorkovány *strapovací* piny obvodu a hodnoty na těchto pinech jsou uloženy do patřičných řídicích registrů, které mají na starosti nastavení pracovních režimů phyteru nebo jiná nastavení. V případě, že zůstanou všechny piny konektoru P5 rozpojeny, bude phyter pracovat v defaultní režimu. V následující části jsou rozepsány možnosti nastavení pomocí *strapovacího* konekturu P5 (číslování odpovídá rozložení pinů na konektoru):

1. Výběr MII/RMII režimu

Prvním párem pinů strapovacího konekturu je možné nastavit, zda bude použito MII nebo RMII rozhraní mezi ETH phyterem a MAC jednotkou. Phyter obsahuje vnitřní pull-down rezistor, takže v případě, že piny konekturu zůstanou rozpojeny, je nastaven režim pro využívání MII rozhraní. Spojením pinů je nastaveno RMII rozhraní.

2. Konfigurace LED

Dalším párem pinů strapovacího konektoru je možné nastavit konfiguraci LED. Lze vybírat mezi dvěma režimy. ETH rozhraní náleží celkem tři luminiscenční diody a z toho dvě jsou součástí Modular Jack konektoru. Bližší informace k jednotlivým režimům v [20].

3. Režim Auto-MDIX

Spojením těchto pinů je zakázán *Auto-MDIX režim*. V defaultním režimu je povolen. Bližší informace k *Auto-MDIX režimu* v [20].

4. Nastavení adresy ETH budiče

Následujícími pěti páry PHYAD[4:0] lze nastavit adresu ETH phyteru. Je možné nastavit až 32 různých adres v rozsahu od 0 (00000) do 31 (11111). Při nastavení adresy 0, je nastaven *MII izolační režim* (více v [20]). Jelikož pin PHYAD[0] má vnitřní pull-up resistor a piny PHYAD[4:1] vnitřní pull-down rezistory, tak defaultní adresa je nastavena na 1 (00001).

5. Nastavení Auto-Negotiation

Spojením pinů *AN_EN* je zakázán Auto-Negotiation. V defaultním režimu je povolen. Auto-Negotiation je podvrstva umožňující jednotlivým zařízením, která jsou připojena ke komunikační lince, vzájemnou výměnu informací o možnostech komunikace a výběr optimálního režimu, který jsou obě strany schopny provozovat. Piny *AN0* a *AN1* slouží již k samotnému nastavení komunikačních režimů 10BASE-T nebo 100BASE-TX a případně half-duplex nebo full-duplex. Více informací o samotném nastavení v [20].

3.7 Napájení a teoretická maximální proudová spotřeba zařízení

Zařízení je napájeno přes DIN konektor prostřednictvím HiL testeru z 5 V napěťového zdroje, který je schopen dodat proud 500 mA. Toto napětí, je na desce plošného spoje galvanicky odděleno DC-DC měničem NMK0505SAC od firmy Murata Power Solutions. Tento DC-DC měnič disponuje 83 % účinností a výstupní proud může být až 400 mA. Z 5 V výstupu DC-DC měniče jsou napájeny komparátory a lineární Low-Dropout regulátor MC33275 od firmy ON Semiconductor. Pomocí LDO je napětí z 5 V sníženo na 3,3 V. LDO regulátor je schopen dodat výstupní proud až 300 mA. Napětím 3,3 V je napájen mikrokontrolér, CAN budič a ETH phyter. V tabulkách 3.10 až 3.13 je teoretická maximální proudová spotřeba jednotlivých komponent modulu při maximálním vytížení a za nejhorších provozních podmínek. Reálná proudová spotřeba zařízení je závislá na mnoha faktorech, jako je vytížení obvodu, napájecí napětí nebo okolní teplota. Hodnoty

v tabulkách jsou získány z katalogových listů jednotlivých obvodů nebo jsou vypočítány. V tabulce 3.10 je maximální proud odebíraný z LDO regulátoru. V tabulce 3.11 je proud odebíraný z výstupu z DC-DC měniče, kromě proudu, který odebírá LDO regulátor. V tabulce 3.12 je proud, který odebírá zařízení ještě před DC-DC měničem, tedy přímo z 5 V zdroje HiL testeru. V tabulce 3.13 je proud, který je odebírán z měřicí větve. Tento proud je odebírán ještě před bočníkem, takže bočníkem protéká již stejný proud jako měřenou jednotkou DUT. Celkový maximální proud odebíraný z 5 V zdroje HiL testeru může být tedy 311,1 mA.

Komponenta	Max proudová spotřeba	Jednotky
MCU	117	mA
pull-up MCU	1	mA
CAN budič	5,6	mA
ETH phyter	80	mA
pull-up ETH	7,5	mA
LED	30	mA
Celkem	241,1	mA

Tab. 3.10: Napájení 3,3 V z LDO regulátoru

Komponenta	Max proudová spotřeba	Jednotky
komparátory	32	μA

Tab. 3.11: Napájení 5 V z výstupu DC-DC měniče

Komponenta	Max proudová spotřeba	Jednotky
CAN budič	70	mA

Tab. 3.12: Napájení izolovanými 5 V z HiL testeru

Komponenta	Max proudová spotřeba	Jednotky
Operační zesilovače	3,15	mA
MOSFET budiče	1,26	mA
Ochrana proti zkratu	4,8	μA
Celkem	4,41	mA

Tab. 3.13: Napájení z měřicí větve

3.7.1 Ztrátový výkon LDO

Jedním z kritických parametrů LDO regulátoru je výkonová ztráta na součástce, která se vypočte ze vztahu:

$$P_D = (U_{IN} - U_{OUT}) I_{OUT} = (5 - 3,3) 241,1 \text{ mA} = 409,7 \quad [\text{mW}] \quad (3.26)$$

Maximální možná teplota okolí, při které je dosažena kritická teplota čipu součástky, se vypočte ze vztahu:

$$T_A \leq T_J - (P_D \cdot R_{THJA}) = 150 - (0,4097 \cdot 92) = 112,3 \quad [^\circ\text{C}] \quad (3.27)$$

kde T_J je maximální možná teplota čipu a R_{THJA} je teplotní odpor mezi čipem a okolím pro pouzdro DPAK-3.

Regulátor má interní ochranu proti zkratu a proti přehřátí, takže pro teploty vyšší jak $112,3^\circ\text{C}$ bude obvod vypnut.

3.8 Chladič

Pro správnou činnost celého zařízení je zapotřebí pasivního chlazení MOSFET tranzistoru pro kanál CH7, tedy pro maximální proud 100A. Použitý tranzistor IRFB7430 od firmy International Rectifier v pouzdře TO-220AB má maximální odpor v sepnutém stavu $R_{DS(ON)}$ roven $1,3 \text{ m}\Omega$. Při maximální proudu 100 A vzniká na tranzistoru výkonová ztráta 13 W podle následujícího vztahu:

$$P_D = R_{DS(ON)} \cdot I^2 = 1,3 \text{ m} \cdot 100^2 = 13 \quad [\text{W}] \quad (3.28)$$

V tabulce 3.14 jsou vypsány hodnoty potřebné pro výpočet pasivního chlazení. Pouzdro tranzistoru je od chladiče odděleno slídovou izolační podložkou, jelikož jsou k jednomu chladiči přimontovány dva tranzistory.

Symbol	Parametr	Hodnota	Jednotky
R_{THJA}	Tepelný odpor mezi čipem a okolím	62	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_{THJC}	Tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem	0,4	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_{THCS}	Tepelný odpor izolační podložky	1,2	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_{THSA}	Tepelný odpor mezi chladičem a okolím	2	$^\circ\text{C}/\text{W}$
T_J	Maximální teplota čipu	175	$^\circ\text{C}$

Tab. 3.14: Hodnoty potřebné pro výpočet chladiče

Vztah pro výpočet oteplení tranzistoru je následující:

$$T_J - T_A \geq (R_{THJC} + R_{THCS} + R_{THSA}) \cdot P_D \quad (3.29)$$

Maximální teplota okolí T_A bez použití chladiče se spočte ze vztahu:

$$T_A \leq T_J - (R_{THJA} \cdot P_D) \quad [^{\circ}C] \quad (3.30)$$

$$T_A \leq 175 - (62 \cdot 13) \leq -631 \quad [^{\circ}C] \quad (3.31)$$

Z výsledku rovnice 3.31 je patrné, že se tranzistor při průchodu maximálního proudu 100 A sám neuchladí a tudíž bude potřebovat přídavné pasivní chlazení. Výpočet maximální teploty okolí při které dosáhne teplota čipu kritického bodu s použitým chladičem, se vypočte úpravou rovnice 3.29:

$$T_A \leq T_J - (R_{THJC} + R_{THCS} + R_{THSA}) \cdot P_D \quad [^{\circ}C] \quad (3.32)$$

$$T_A \leq 175 - (0,4 + 1,2 + 2) \cdot 13 \leq 128,2 \quad [^{\circ}C] \quad (3.33)$$

Tranzistor pro kanál CH6 s označením IRLB8743 od firmy International Rectifier, také v pouzdře TO-220AB, má maximální odpor kanálu při sepnutém stavu 3,2 mΩ. Ztrátový výkon na tranzistoru při maximálním proudu kanálu 10 A je tedy podle rovnice 3.28 roven 0,32 W. Použitím rovnice 3.30 bylo zjištěno, že tranzistor nepotřebuje přídavný chladič. Kritické teploty čipu bude dosaženo při okolní teplotě 155,16 °C. Z konstrukčního hlediska je ale i tento tranzistor přimontován ke chladiči.

Pro kanály CH1 až CH5 jsou použity totožné MOSFET tranzistory BSO052N03S od firmy Infineon Technologies AG v SMD pouzdře PG-DSO-8. Tranzistor má odpor kanálu v sepnutém stavu maximálně 5,2 mΩ, což pro proud 1 A představuje ztrátový výkon 5,2 mW. Takto nízké výkonové zatížení také nevyžaduje žádné přídavné chlazení. Kritická teplota čipu bude dosažena při okolní teplotě 149,22 °C. Pro kanály s nižším proudovým zatížením již není potřeba počítat jejich výkonové zatížení ani kritickou teplotu okolí, protože je stejná jako u kanálu CH5, tedy přibližně 150 °C.

4

Návrh softwaru modulu pro měření proudu

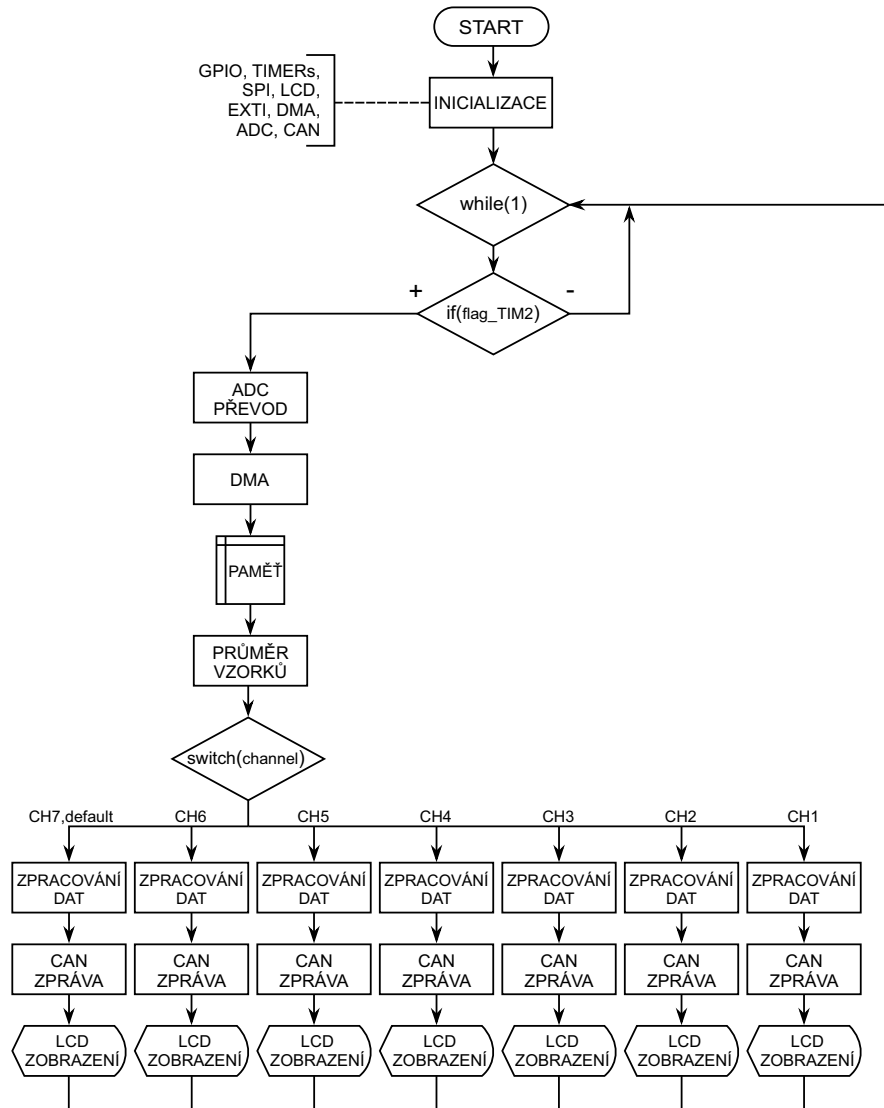
Software pro modul byl naprogramován v jazyce *ANSI C* ve vývojovém prostředí *μVision* od firmy Keil. Toto vývojové prostředí kombinuje funkce správy celého projektu, vytváření a editace zdrojových kódů, odlaďování (*debugování*) chyb programu, simulaci signálů a trasování programu. *μVision* je určen především pro programování embedded systémů založených na jádrech ARM. Toto vývojové prostředí je možné bezplatně stáhnout z webových stránek výrobce ve verzi *MDK-Lite*. Bezplatná verze je ale omezena maximální velikostí kódu. Maximální velikost kódu, který je možné v této verzi přeložit, debugovat nebo simulovat, je 32 KB.

Jak už bylo zmíněno v kapitole 3.4, pro modul byl vybrán 32-bitový mikrokontrolér s jádrem ARM *CortexTM-M4*. Nejdůležitější úkonem při práci s mikrokontrolérem je nastavení správného hodinového kmitočtu. Bezprostředně po zapnutí nebo resetování mikrokontroléru je pro hodinový kmitočet defaultně vybrán vnitřní RC oscilátor o frekvenci 16 MHz. Aplikace může dále zvolit, zdali bude využívat i nadále tento vnitřní RC oscilátor, nebo využije externí zdroj hodinového kmitočtu, který může být v rozmezí od 4 do 26 MHz. Modul je osazen krystalovým 8 MHz oscilátorem a tato frekvence je dále zvýšena integrovaným fázovým závěsem na 168 MHz, což je výrobcem udáváno jako maximální hodnota systémového kmitočtu. V případě poškození externího oscilátoru přepne mikrokontrolér automaticky zpět na vnitřní RC oscilátor.

Na čipu jsou kromě lokálních sběrnic jednotlivých dílčích částí mikrokontroléru také tři AHB sběrnice a dvě APB sběrnice, které slouží k připojení interních periférií na čipu mikrokontroléru. APB sběrnice jsou k AHB sběrnici připojeny pomocí speciálních mostů, které fungují jako *slave* zařízení s handshake mechanismem a vlastním časováním. Kmitočet pro periferní obvody je odvozen od maximálního kmitočtu těchto sběrnic. Všechny tyto sběrnice ústí ve 32-bitové vícevrstvé propojovací matici, která zajišťuje bezproblémový a efektivní provoz celého mikrokontroléru. Matice zajišťuje vzájemné propojení všech master zařízení (CPU, DMA, Ethernet, USB HS) a slave zařízení (FLASH paměť, RAM paměť, řadič paměti, AHB a APB periférie), což umožňuje paralelní operace

a zvětšuje datovou propustnost. Kmitočet pro AHB a APB sběrnice je pomocí děliček odvozen od hlavního systémového kmitočtu. Maximální kmitočet AHB sběrnic je stejný jako maximální kmitočet systémových hodin, tedy 168 MHz. APB sběrnice jsou rozděleny na rychlou APB2 sběrnici s maximálním kmitočtem 84 MHz a pomalou APB1 sběrnici o maximálním kmitočtu 42 MHz.

Na obrázku 4.1 je zobrazeno blokové schéma programu.



Obr. 4.1: Vývojový diagram programu

4.1 Inicializace

Po uvedení zařízení do provozu je nejprve nutné inicializovat všechny využívané periférie. Prvním krokem při inicializaci každé periférie je povolení hodin pro danou periférii a následný reset periférie. Takto musí začínat každá inicializační funkce, jinak není možné s periférií dále pracovat.

4.1.1 Inicializace GPIO

Při GPIO inicializaci probíhá nastavení bran a jednotlivých pinů mikrokontroléru. Tato inicializace je obsahem funkce *GPIO_init()*. Vybraný mikrokontrolér má celkem 7 bran, které jsou označeny písmeny A až G a každá brána má 16 pinů. Celkový počet programovatelných pinů je tedy 112. Každému pinu je možné v patřičném řídicím registru naprogramovat jedno ze čtyř následujících nastavení:

- **Vstup** – pro vstupní pin je možné vybrat jednu ze dvou konfigurací. První možnost je označována jako *plovoucí vstup* a druhá možnost je využít vnitřního pull-up nebo pull-down rezistoru k definování klidové logické hodnoty na vstupu. Každý pin má na vstupu Schmittův klopný obvod k vytvarování vstupního signálu. Vstupní signál je vzorkován každý hodinový impuls AHB1 sběrnice a logická hodnota ze vstupního pinu je uložena do vstupního datového registru. Bezprostředně po resetu jsou všechny piny defaultně nastaveny do *vstupního plovoucího* režimu.
- **Výstup** – výstup je možné provozovat v *push-pull* režimu nebo v režimu *otevřený kolektor*. Výstupní signál je vzorkován s každým hodinovým impulzem AHB1 sběrnice a data na výstupu jsou nastavována výstupním datovým registrem. Stejně jako u vstupní konfigurace je aktivní vstupní Schmittův obvod a je možné využít vnitřní pull-up nebo pull-down rezistor.
- **Alternativní funkce** – tohoto nastavení je využíváno v případě, že je potřeba využít pin pro potřeby některé z periférií. Většinou je jeden pin společný pro několik periférií, využíván může být ovšem pouze jednou z nich. Samotná konfigurace je totožná s výstupní konfigurací, ale s tím rozdílem, že není využíváno výstupního datového registru. Přiřazení alternativní funkce konkrétnímu pinu probíhá v registrech GPIOx_AFRL a GPIOx_AFRH.
- **Analogový vstup/výstup** – při analogové konfiguraci je zcela vynechán vstupní i výstupní datový registr. Schmittův obvod je také neaktivní. Tato konfigurace je využívána především AD a DA převodníky. Je důležité mít na paměti, že v analogové konfiguraci není vstupní pin 5 V tolerantní, takže maximální přípustná hladina napětí na pinu odpovídá napájecímu napětí mikrokontroléru.

Ve *výstupní* a *alternativní* konfiguraci je možné naprogramovat rychlost změny výstupního signálu, což znamená regulaci strmosti hran signálu. Tato vlastnost má dopad na snížení vnitřního šumu obvodu, snížení spotřeby a snížení elektromagnetického vyzařování. Při nastavení největší rychlosti změny se výstupní signál mění s frekvencí 84 MHz.

4.1.2 Inicializace čítačů

Aplikací jsou využívány dva čítače TIM6 a TIM2 z celkem 14 možných čítačů. Čítač TIM6 je 16-bitový, TIM2 je 32-bitový a jejich základní hodinový kmitočet je 84 MHz.

Z tohoto kmitočtu je pomocí 16-bitové předděličky vytvořena frekvence čítání. Hodnota dělicího poměru je uložena v registru TIMx_PSC. Oba čítače jsou nastaveny v režimu čítání nahoru, což znamená, že čítače čítají od 0 do maximální hodnoty, která je nastavena v TIMx_ARR registru.

Hodnota přetečení pro čítač TIM6 je nastavena na $1\ \mu\text{s}$ a po jeho přetečení je nastaven ve stavovém registru bit UIF. Čítač TIM2 má nastavenou hodnotu přetečení na 100 ms. TIM7 má povolený interrupt, takže po přetečení čítače je vygenerován interrupt, který je obsluhován ve funkci **EXTI2_IRQHandler()**.

4.1.3 Inicializace SPI a řadiče LCD

Modul je doplněn pro vizuální zobrazení dat LCD displejem. Displej je připojen přes SPI rozhraní vyvedené na volné piny z procesoru na konektor P5. Displej využívá low-power CMOS LCD řadič PCD8544. Displej má rozlišení 48x84 pixelů a obsahuje statickou RAM paměť k ukládání zobrazovaných dat. RAM paměť je rozdělena do šesti bank po 84 bytech. Napájecí napětí vnitřní logiky je v rozsahu od 2,7 V do 3,3 V. Řadič LCD displeje je schopen zpracovat hodinový kmitočet o maximální frekvenci 4 MHz. Pro komunikaci je využívána periférie SPI3, která je připojena na APB1 sběrnici o maximálním kmitočtu 42 MHz. Z této frekvence je pomocí předděličky vytvořena 2,5 MHz hodinová frekvence pro SPI přenos. Inicializace SPI komunikace probíhá ve funkci **SPI_device_init()** kde je nastavena kromě synchronizačního kmitočtu také polarita hodinových pulzů, délka a formát vysílaných dat a další parametry týkající se řízení SPI komunikace.

Samotná inicializace řadiče LCD displeje probíhá ve funkci **LCD_initDisplay()**, ve které jsou nastavovány řídicí registry LCD řadiče pro správnou funkci displeje. Pro bezchybnou funkci displeje je nutné vkládat mezi odvílané bloky zpoždění minimálně $10\ \mu\text{s}$. Zpoždění je vytvářeno voláním funkce **delay_us(unsigned int delay)**, kde za formální parametr funkce je dosazena délka zpoždění v μs . Toto zpoždění je vytvořeno čítačem TIM6.

4.1.4 Inicializace externích interruptů EXTI

Jak už bylo zmíněno v předchozích kapitolách, přepínání rozsahů je zajištěno 14ti komparátory. Na každý kanál připadají dva komparátory. Jeden pro detekci minimálního úbytku napětí na bočníku a druhý pro detekci maximálního úbytku. Výstup z každého komparátoru je přiveden na vstup mikrokontrolér. Aby bylo zajištěno co nejrychlejší přepínání kanálů, tak každému výstupu náleží jeden externí interrupt.

Řadič externího přerušení disponuje 23 kanály. Prvních 16 kanálů náleží GPIO bránám, a zbylých 7 je přiděleno perifériím. Libovolný pin GPIO lze tedy přidělit na patřičný kanál externího přerušení. Má to však omezení. Ke kanálu 0 lze připojit pouze nulté piny jednoho GPIO, což znamená, že připojíme-li na kanál 0 pin PA0, už není možné na tento kanál připojit žádný jiný nultý pin GPIO, jako například PB0, PC0, až PG0. Takové

omezení platí pro všechny kanály. Toto omezení však není pro navržený modul nikterak zásadní, protože pro aplikaci je využíváno z 16ti externích GPIO přerušení pouze 14.

Inicializace externích interruptů probíhá ve funkci *EXTI_init()*, kde jsou nejprve namapovány jednotlivé externí interrupty na vybrané GPIO piny, poté jsou jednotlivé interrupty odmaskovány, neboli povoleny, a dále je nastaveno na jakou hranu má být interrupt aktivován. Je možné vybrat jak náběžnou, tak doběžnou a nebo obě hrany. Na závěr je nutné povolit interrupt v NVIC řadiči.

NVIC je řadič s vektory přerušení a podporou vnořených interruptů, který obsahuje 82 maskovatelných interruptových kanálů přerušení a umožňuje nastavit 16 úrovní priorit. Je využívána tzv. preemptivní priorita, což znamená, že u nekonfigurovaných priorit mají všechny priority nastavenou hodnotu 0 a při současném požadavku dvou interruptů má přednost interrupt s nižším indexem. Tabulku vektorů je možné dohledat v [7]. Je-li mikrokontrolér v interruptu a nastane další požadavek na interrupt, ale s vyšší prioritou, tak je současný interrupt přerušen a je vykonán interrupt s vyšší prioritou. Přejde-li ale požadavek se stejnou prioritou, tak stávající interrupt přerušen není a nový požadavek je akceptován až po návratu ze stávajícího interruptu. Jádro mikrokontroléru je s NVIC řadičem úzce spojeno, což způsobuje nízkou latenci při zpracování jednotlivých interruptů. Všechny interrupty a výjimky jsou řízeny NVIC řadičem, a proto při využívání interruptů nějakou z periférií, jako je tomu například u čítače TIM7, je nutné mít každý konkrétní interrupt v NVIC řadiči povolen.

4.1.5 Inicializace analogově-digitálního převodníku

Mikrokontrolér má k dispozici tři 12-bitové AD převodníky s postupnou aproximací. Rozlišení převodníku lze snížit na 10, 8 nebo 6 bitů, modulem je však využíváno pro dosažení největší přesnosti plného rozlišení. Na vstup je možné připojit až 16 externích signálů. První AD převodník ADC1 má navíc k externím vstupním signálům ještě 3 vnitřní signály, kterými je možné snímat teplotu čipu, vnitřní referenční napětí a bateriové napětí na pinu V_{BAT} . Na tento pin je možné připojit externí zdroj napětí v podobě baterie nebo superkapacitoru, který je automaticky aktivován při poruše napájecího napětí.

AD převodník lze provozovat v pěti základních režimech:

- **Jednokanálový** – v tomto režimu je po přivedení spouštěcího impulzu převeden pouze jeden vybraný kanál a tím je převod ukončen.
- **Skenovací** – v tomto režimu je již převáděno více kanálů, jejichž počet a pořadí jsou určeny v ADC_SQR registrech. Taková skupina kanálů je nazývána *pravidelná*. Po přivedení spouštěcího impulzu jsou postupně převáděny všechny kanály ve skupině a převod je ukončen po úspěšném převedení posledního kanálu. Tohoto pracovního režimu je využíváno v aplikaci.
- **Jednokanálový spojitý** – tento režim je podobný *jednokanálovému režimu* s tím

rozdílem, že kanál je nepřetržitě převáděn až do doby, kdy je převod ukončen SW požadavkem.

- **Skenovací spojitý** – v tomto režimu je po převedení posledního kanálu v *pravidelné* skupině převáděn opět první kanál a tento cyklus je opakován až do přivedení ukončovacího SW požadavku.
- **Injektovaný** – tento režim lze svojí funkcí přirovnat k interruptům. Je možné vytvořit tzv. *injektovanou* skupinu, která se může skládat maximálně ze čtyř kanálů. Tato skupina má pak vyšší prioritu než *pravidelná* skupina. V případě přivedení startovacího impulsu pro injektovaný režim je přerušen převod kanálů z *pravidelné* skupiny, je převedena *injektovaná* skupina a následně je pokračováno v převodu *pravidelné* skupiny. Pro tento režim není možné využít DMA.
- **Přerušovaný** – v tomto režimu je možné rozdělit *pravidelnou* skupinu kanálu do menších podskupin. Po přivedení spouštěcího impulsu je převedena první podskupina, po další přivedení startovacího impulsu druhá podskupina atd.

Převod je možné spouštět SW požadavkem (nastavením bitu SWSTART v řídicím registru), nebo je převod možné spouštět některým z časovačů. Po převodu je výsledná hodnota uložena v datovém registru jako 16-bitové celé číslo. V případě potřeby je možné využít součinnost dvou vybraných AD převodníků nebo všech tří AD převodníků. Při této součinnosti lze nastavovat různé pracovní režimy, ve kterých například mohou AD převodníky převádět stejné kanály, ale v navzájem opačném pořadí. Další užitečný režim je například *prokládaný režim*, díky němuž lze zkrátit vzorkovací čas na polovinu. Více o těchto režimech v [7].

Pro aplikaci je potřeba použít 7 kanálů pro 7 výstupů z operačních zesilovačů. Jelikož piny připojené na převodníky ADC1 a ADC2 byly již z velké části využívány alternativními funkcemi používaných periférií, například rozsáhlým MII ethernetovým rozhraním, pro vyhodnocování měřeného proudu byl tedy vybrán převodník ADC3. Převodník ADC1 je využíván pro měření referenčního napětí a teploty čipu. Inicializace AD převodníků probíhá ve funkci *ADC_init()*. Hodinový kmitočet pro AD převodníky je nastaven na 30 MHz, což je maximální možná pracovní frekvence. Dále je nastaven skenovací režim a zarovnání dat v datovém registru na pravou stranu. V dalších krocích je nastavena doba převodu jednoho kanálu na 16,4 μ s, počet a pořadí převodu jednotlivých kanálů v pravidelné skupině a je aktivováno DMA. Na závěr je AD převodník povolen.

4.1.5.1 Nastavení vzorkovací doby kanálu

Doba, po kterou je vzorkován vstupní signál, je určena třemi bity SMP v registrech ADC_SMPRx. Tyto bity udávají počet vzorkovacích cyklů v násobcích hodinového kmitočtu AD převodníku. Maximální kmitočet AD převodníku je 30 MHz, což odpovídá pe-

riodě 33,33 ns. Pro každý kanál je možné nastavit jinou dobu vzorkování. Celková doba vzorkování kanálu je vypočtena následujícím vztahem:

$$T_{CELK} = \text{vzorkovací doba} + 12 \text{ cyklů} \quad [\mu\text{s}] \quad (4.1)$$

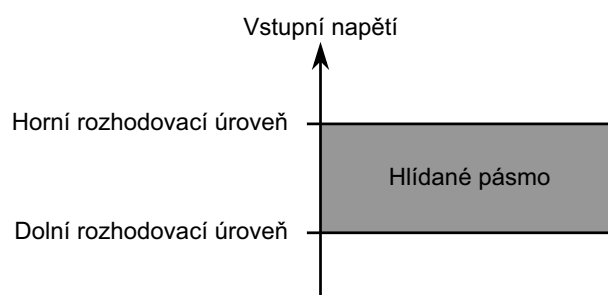
kde *vzorkovací doba* je doba určená počtem vzorkovacích cyklů nastavených bity SMP a *12 cyklů* je pevný čas, který je přičítán ke každému nastavenému vzorkovacímu času. V tabulce 4.1 jsou vypsané všechny možné nastavitelné vzorkovací časy.

SMP[2:0] bity	000	001	010	011	100	101	110	111
Počet vzorkovacích cyklů	3	15	28	56	84	112	144	480
T_{CELK} [μs]	0,5	0,9	1,33	2,27	3,2	4,13	5,2	16,4

Tab. 4.1: Tabulka s programovatelnými vzorkovacími časy

4.1.5.2 Analogový watchdog

AD převodníky dále nabízí funkci *analogového watchdogu*. Nejedná se však o watchdog v pravém slova smyslu, ale jde o okénkový komparátor. Do registru ADC_HTR se nastavuje horní komparační mez a do registru ADC_LTR dolní komparační mez. V případě, že vstupní analogové napětí překročí jednu z mezí, je buď nastaven stavový bit AWD v řídicím registru, nebo nastane interrupt, je-li povolený v NVIC řadiči. Takto je možná hlídat jeden, ale i více kanálů. Má to však své omezení a to, že rozhodovací úrovně jsou pro všechny kanály stejné. Tímto analogovým watchdogem by bylo možné nahradit soustavu komparátorů. Takové řešení by bylo sice snadnější a levnější, ale také pomalejší, jelikož přepínání rozsahů by nastalo až po vyhodnocení výstupu z AD převodníku.



Obr. 4.2: Analogový watchdog AD převodníku

4.1.6 Inicializace DMA pro AD převodník

Jakmile je převáděn více jak jeden vstup AD převodníku, je vhodné využít DMA, neboli *přímý přístup do paměti*. Využitím této funkce je zabráněno přemazání výsledků uložených v datovém registru. Po převedení každého vstupního signálu z *pravidelné* skupiny je

AD převodníkem vygenerován požadavek pro DMA řadič a hodnota z datového registru je překopírována přímo do paměti, aniž by bylo zasaženo do průběhu programu. Vybraný mikrokontrolér obsahuje dva DMA řadiče a oba mohou zpracovávat až 8 datových toků mezi periférií a pamětí, pamětí a pamětí a nebo mezi pamětí a periférií. V cestě každého datového toku je vložena vyrovnávací paměť FIFO. DMA řadič zpracovává DMA požadavky podobně jako interruptový řadič, tedy podle přidělené priority jednotlivých požadavků. U DMA řadiče je možné nastavit čtyři úrovně priorit: *nízká*, *střední*, *vyšší* a *velmi vyšší*.

Inicializace DMA řadiče je volána funkcí ***DMA_init()***. Uvnitř této funkce je nejprve vybrán datový kanál přidělený AD převodníku ADC3, dále je určen směr toku dat z periférie do paměti, s čímž souvisí nastavení zdrojové a cílové adresy. Zdrojová adresa je nastavena v registru DMA_SxPAR a je do ní uložena adresa výstupního datového registru AD převodníku. Pro cílovou adresu, uloženou v registru DMA_SxPAR, je určena adresa vytvořeného pole *DST_Buffer*. Toto pole je datového typu *unsigned short int*, jelikož data uložená v datovém registru AD převodníku mají velikost také 16 bitů. Velikost pole *DST_Buffer* je nastavena pomocí makra *BUFFSIZE*, které je dafaultně nastaveno na 7. Tato hodnota je dána počtem měřených kanálů modulu. Dále je v řídicím registru nastavena nejvyšší priorita DMA žádosti, velikost přenášených dat na 16 bitů, automatické inkrementování ukazatele do paměti a je aktivován *kruhový režim*, který zařídí, že po přenesení posledních dat z datového registru je nastaven ukazatel v paměti zpět na první buňku pole *DST_Buffer*. V aplikaci není využíváno vyrovnávací paměti FIFO, jelikož je zpracováván pouze jeden DMA požadavek, takže data jsou z datového registru přímo kopírována do paměti. Nakonec je DMA řadič povolen.

4.1.7 Inicializace CAN komunikace

Modul komunikuje s okolními zařízeními pomocí *high-speed CAN* rozhraní o přenosové rychlosti 1 MBit/s. Je využíván CAN rámeček 2.0A, což představuje 11-bitový identifikátor, který je dafaultně nastaven na hodnotu 0x1C2. CAN rámeček umožňuje vysílat až 8 datových bytů, v aplikaci je ale využíváno pouze 5 bytů viz tabulka 4.2. První 4 byty reprezentují naměřenou hodnotu proudu, poslední byte informuje o aktuálně sepnutém měřicím kanálu. Naměřená hodnota je vysílána jako neznaménkové celé číslo s nejmenším krokem 100 nA.

Byte CAN zprávy	Byte 0	Byte 1	Byte 2	Byte 3	Byte 4
Pořadí bitů	0...7	8...15	16...23	24...31	Kanál
Rozsah	0x00000000...3B9ACA00				0...6

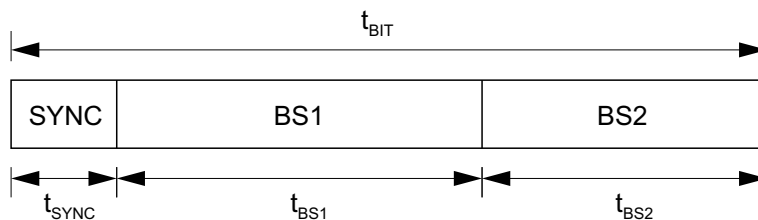
Tab. 4.2: Datový CAN rámeček

Inicializace CAN řadiče je volána funkcí ***CAN_init()***. Řadič má tři provozní režimy, jsou to *inicializační režim*, *normální režim* a *režim spánku*. Po uvedení zařízení do provozu

nebo po resetu se CAN řadič nachází v *režimu spánku*. Řadič je tedy nejprve nutné uvést do provozu zrušením *režimu spánku*, což je realizováno smazáním bitu SLEEP v řídicím registru. Následně je nastavením bitu INRQ zapnut *inicializační režim*. Jelikož nastavení *inicializačního režimu* proběhne až po uvedení sběrnice do klidového stavu, je nutné testovat stavový bit INAK, který potvrzuje nastavení *inicializačního režimu*.

4.1.7.1 Nastavení přenosové rychlosti

CAN komunikace je založena na bitové synchronizaci a nastavení přenosové rychlosti je uskutečněno nastavením délky jednoho bitu. Zároveň je nutné ustanovit pozici vzorkovacího bodu. Tato operace je znázorněna na obrázku 4.3. Délka jednoho bitu je rozdělena do třech částí. V první části označené jako SYNC je očekávána hrana signálu. Rozhraní mezi segmenty BS1 a BS2 určuje pozici vzorkovacího bodu.



Obr. 4.3: Nastavení délky jednoho bitu

Délky jednotlivých segmentů jsou nastaveny pomocí násobků časového kvanta t_{SYNC} , které je odvozené od kmitočtu sběrnice APB1 vynásobeného konstantou uloženou v registru v bitech BRP. Je nutné dát pozor při nastavování bitů BRP, jelikož hodnota uložená v těchto bitech je o jedna menší než požadovaná hodnota. Z tohoto důvodu v následujícím výpočtu k bitům BRP přičítána jednička:

$$t_{SYNC} = (BRP[9:0] + 1) t_{APB1} = (3 + 1) \frac{1}{42 M} = 95,238 \quad [ns] \quad (4.2)$$

Délky segmentů BS1 a BS2 se tedy vypočítají ze vztahů:

$$t_{BS1} = t_{SYNC} (TS1[3:0] + 1) = 95,238 n (5 + 1) = 571,43 \quad [ns] \quad (4.3)$$

$$t_{BS2} = t_{SYNC} (TS2[2:0] + 1) = 95,238 n (3 + 1) = 380,92 \quad [ns] \quad (4.4)$$

Výsledná přenosová frekvence je dána vztahem:

$$f_{CAN} = \frac{1}{t_{SYNC} + t_{BS1} + t_{BS2}} = 954 \quad [kHz] \quad (4.5)$$

Dále jsou nastaveny bity SJW[1:0], které představují resynchronizační skok. V případě, že hrana signálu přijde později, než přijímač očekává, je segment BS1 prodloužen o tento resynchronizační skok. Přejde-li hrana signálu dříve, je zkrácen segment BS2 o resynchronizační skok. Tento skok je možné nastavit v rozmezí jednoho až čtyř násobků časového kvanta t_{SYNC} .

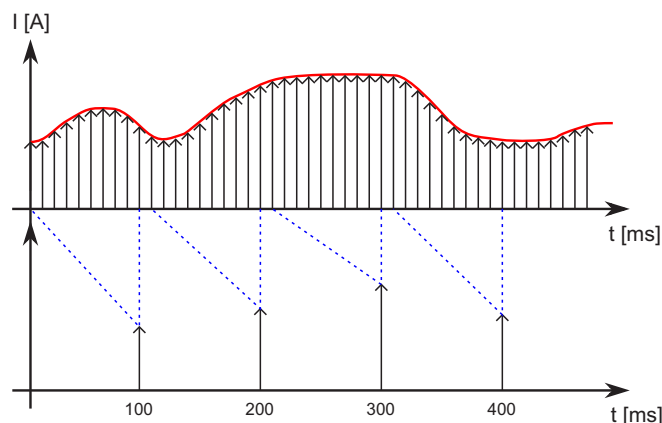
4.1.7.2 Vysílání zpráv

Pro odeslání zprávy musí být vybrán prázdný vysílací mailbox, nastaven identifikátor zprávy, délka vysílaných dat a samotná vysílaná data. Jakmile jsou tyto úkony nastaveny, je možné nastavit TXRQ bit v řídicím registru. Poté mailbox čeká až mu bude přidělena nejvyšší priorita, aby mohl být odeslán. Vyslání zprávy začne v okamžiku, kdy je na sběrnici zaznamenán klidový stav. Po úspěšném odvysílání zprávy jsou ve stavovém registru nastaveny bity RQCP a TXOK a odvysílaný mailbox je vyprázdněn. V případě, že nastane chyba při vysílání, je ve stavovém registru nastaven bit TERR a je rozsvícena signalizační LED LD9. Pokud vysílaná zpráva prohraje arbitráž s jinou vysílanou zprávou, je nastaven bit ALST.

Nastavování priority pro vysílání zpráv je možné řídit dvěma způsoby. První způsob je závislý od identifikátoru zprávy uložené v mailboxu. Zpráva s nejnižším identifikátorem má přednost před ostatními zprávami a bude odeslána jako první. Druhý způsob, jak řídit přiřazování priority, je podle pořadí, v jakém byly zprávy ukládány v mailboxech. V tomto případě má nejvyšší prioritu první uložená zpráva. Tohoto způsobu je využíváno v programu modulu, aby bylo zaručeno, že data budou vysílána ve stejném pořadí, v jakém byla naměřena. Tento režim je nastaven bitem TXFP v řídicím registru.

4.2 Hlavní program

Princip fungování hlavního programu je závislý na vhodném způsobu získání vstupních dat. Na obrázku 4.4 je znázorněn průběh vzorkování vstupního signálu. Vzorkovací frekvence AD převodníku je 100 Hz, což představuje jeden vzorek za 10 ms. Vždy je průměrováno 10 vzorků, takže navenek má modul vzorkovací frekvenci 10 Hz. V případě potřeby lze jednoduchou úpravou programu (makrem ARR_TIM2) zvýšit vzorkovací frekvenci AD převodníku až na 5 kHz. Úpravou doby převodu AD převodníku dle tabulky 4.1 a snížením počtu průměrovaných vzorků (makrem N_OF_AVERAGE) lze vzorkovací frekvenci dále významně navýšit.



Obr. 4.4: Vzorkovací frekvence AD převodníku a modulu

Po bloku INICIALIZACE z obrázku 4.1 následuje nekonečná smyčka, ve které je prováděna hlavní část programu. Nejprve je testována proměnná *flag_TIM2*, která je nastavena po každém přetečení čítače TIM2, tedy každých 100 ms, což odpovídá vzorkovací frekvenci modulu. V případě, že je příznak nastaven, je nejprve zavolána funkce *convADC()*. Tato funkce provádí vzorkování AD převodníku a průměrování nasnímaných vzorků. Následně je příkazem *switch* testována globální proměnná *channel*, pomocí které je indikován měřený kanál modulu. V závislosti na sepnutém kanálu je pointrem ukazováno do paměti na místo, kde je uložena výsledná hodnota proudu pro konkrétní měřený kanál. Tato hodnota je odeslána CAN zprávou a zobrazena na displej, kde je znázorněna jak naměřená hodnota proudu, tak aktuálně sepnutý kanál. Sepnutý kanál je signalizován i luminiscenční diodou. Popis funkcí jednotlivých LED je v tabulce 4.3. Po zapnutí modulu je jako výchozí stav nastaven měřicí kanál CH7, který odpovídá měřenému proudu 10 A až 100 A. Tento kanál je sepnut i v případě, že v proměnné *channel* je uložena nedefinovaná hodnota.

LED	Barva	Popis
LD1	zelená	Aktivní kanál CH1
LD2	zelená	Aktivní kanál CH2
LD3	zelená	Aktivní kanál CH3
LD4	zelená	Aktivní kanál CH4
LD5	zelená	Aktivní kanál CH5
LD6	zelená	Aktivní kanál CH6
LD7	zelená	Aktivní kanál CH7
LD8	oranžová	Porucha DMA přenosu
LD9	oranžová	Porucha CAN přenosu
LD10	červená	Chyba modulu

Tab. 4.3: Popis funkce signalizačních LED

5

Testovací vzorek

Ještě před návrhem finálního modulu CMB byl navržen, vyroben a proměřen testovací vzorek se třemi měřicími rozsahy. Tento vzorek byl vytvořen za účelem ověření funkčnosti vybrané metody měření a výběru vhodných komponent pro finální modul CMB. Vzorek je osazen kanály CH5 až CH7, které rozsahově odpovídají kanálům modulu CMB. Návrhy se rozcházejí až ve zvolené hodnotě bočnicku pro nejvyšší rozsah CH7. Testovací modul je osazen bočnickem o velikosti $1\text{ m}\Omega$, ale u CMB modulu byla kvůli nižší výkonové ztrátě zvolena hodnota $0,5\text{ m}\Omega$. Proudové rozsahy jednotlivých kanálů a zvolené hodnoty bočníků jsou shrnuty v tabulce 5.1. Schéma zapojení testovacího modulu, návrh layoutu signálových vrstev a 3D model se nachází v příloze B.

Kanál	Rozsah proudu	Velikost bočnicku
CH5	100 mA . . . 1 A	100 m Ω
CH6	1 A . . . 10 A	10 m Ω
CH7	10 A . . . 100 A	1 m Ω

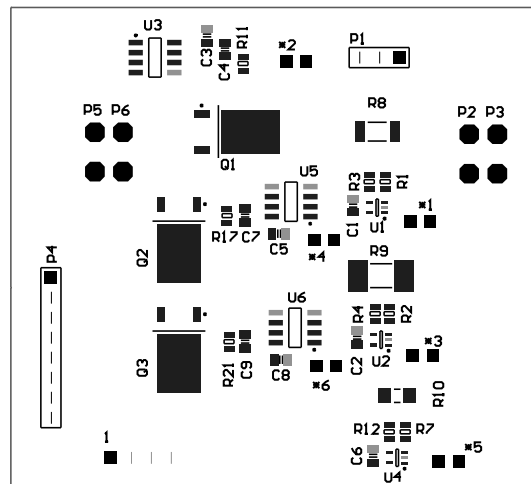
Tab. 5.1: Měřicí rozsahy testovacího vzorku a velikosti bočníků jednotlivých kanálů

Každý kanál vzorku je stejně jako na modulu CMB osazen bočnickem a MOSFET tranzistorem. Tranzistory jsou spínány MOSFET budiči LTC1154, které se liší od budičů LTC1156 velikostí pouzdra, počtem budičů na čipu a také délkou spínacích časů. Spínací čas u obvodu LTC1154 se pohybuje při napájení 12 V okolo $80\text{ }\mu\text{s}$, u budičů LTC1156 se tato doba pohybuje při totožných provozních podmínkách okolo $180\text{ }\mu\text{s}$. Dále obvod LTC1154 navíc disponuje vstupem *Enable*, který poskytuje sekundární možnost řízení při spolupráci více budičů v rámci jednoho zařízení. Posledním rozdílem je přítomnost výstupního diagnostického pinu *Status*, který je typu otevřený kolektor a slouží k signalizaci chybového stavu budiče.

Největší změnou proti modulu CMB je použití operačních zesilovačů LTC6101. Tyto operační zesilovače nedosahují tak přesných výsledků jako operační zesilovače LTC6102. Mají vyšší napěťový ofset, který dosahuje hodnoty až $400\text{ }\mu\text{V}$ (u LTC6102 pouze $3\text{ }\mu\text{V}$), dále obvod nemá vývody pro připojení čtyřvývodového bočnicku a také obvod vyžaduje

pro svoji činnost vyšší klidové proudy.

Testovací vzorek je připojen k Discovery kitu od firmy STMicroelectronics, který je osazen též mikrokontrolérem STM32F407. Vývojový kit má vyvedeny všechny piny mikrokontroléru na kolíkové lišty, na které je možné připojit externí zařízení. Přes konektor P4 testovacího vzorku jsou přivedeny signály spojené s řízením spínání MOSFET budičů. Konektor P1 slouží k připojení výstupů operačních zesilovačů na AD převodník. Konektory P2 a P3 slouží pro přivedení měřeného proudu na vzorek a konektory P5 a P6 tento proud odvádí.



Obr. 5.1: Osazovací výkres horní vrstvy testovacího vzorku

5.1 Realizace měření a zhodnocení výsledků

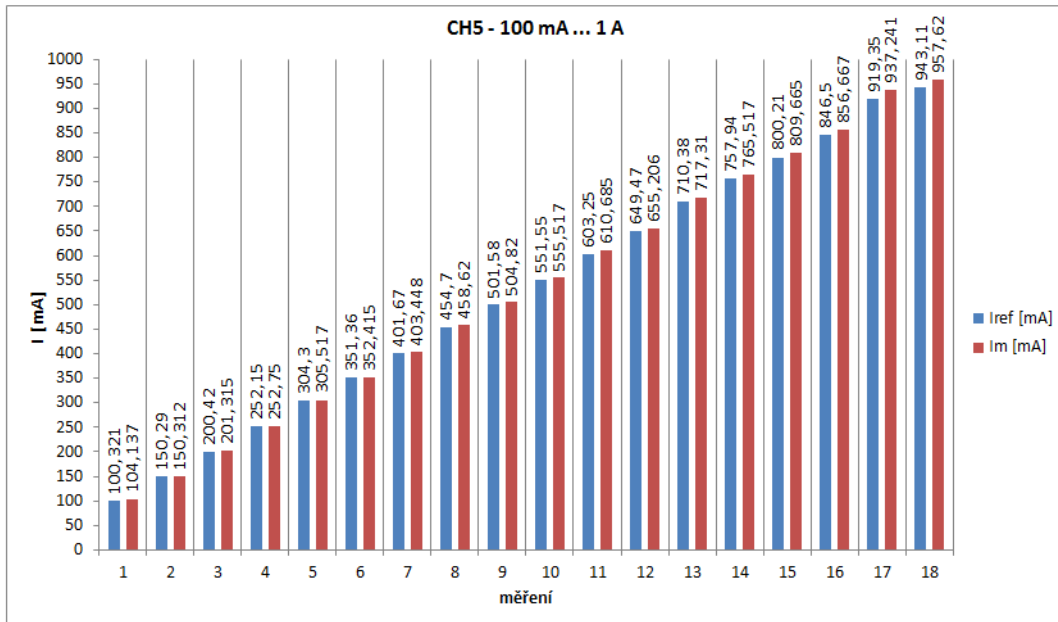
V rámci ověření dosažených možností testovacího vzorku byly proměřeny celé rozsahy CH5 a CH6, rozsah CH7 bylo možné proměřit pouze do 12 A z důvodu proudového omezení cejchovacího ampérmetru. Testovací vzorek byl ocejchován do proudu 3 A multimetrem Agilent 34401A a pro proud do 12 A byl použit multimetr ESCORT 3146A.



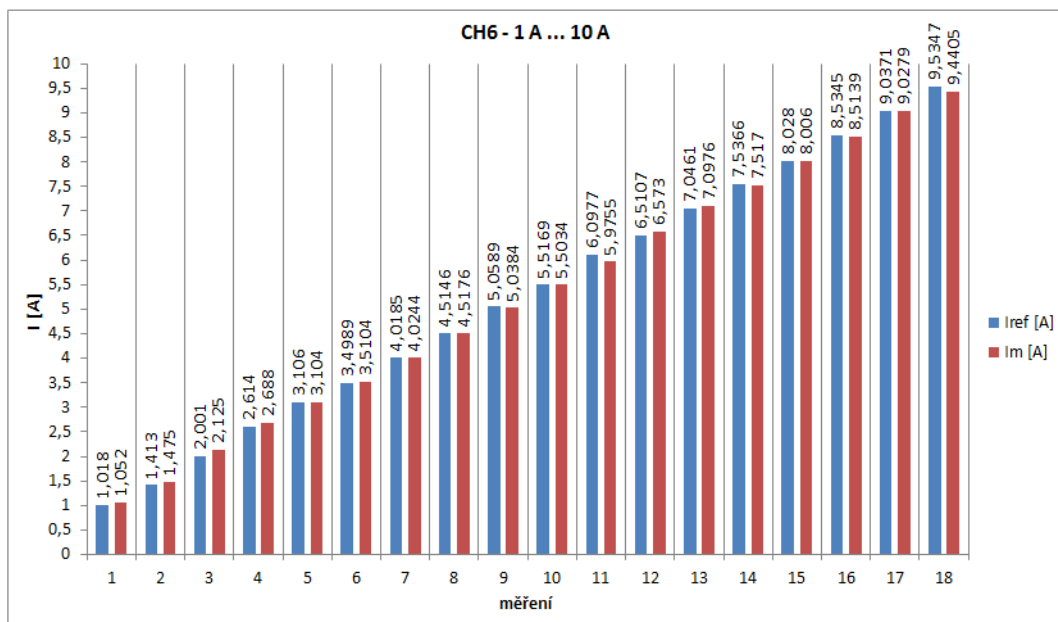
Obr. 5.2: Ukázka vizualizace naměřených dat na LCD

Pro pohodlné odečítání hodnot naměřených testovacím vzorkem byl k Discovery kitu připojen displej. Stejný displej je možné připojit k samotnému modulu CMB. Na obrázku 5.2 je ukázka vizualizace naměřených dat na displeji.

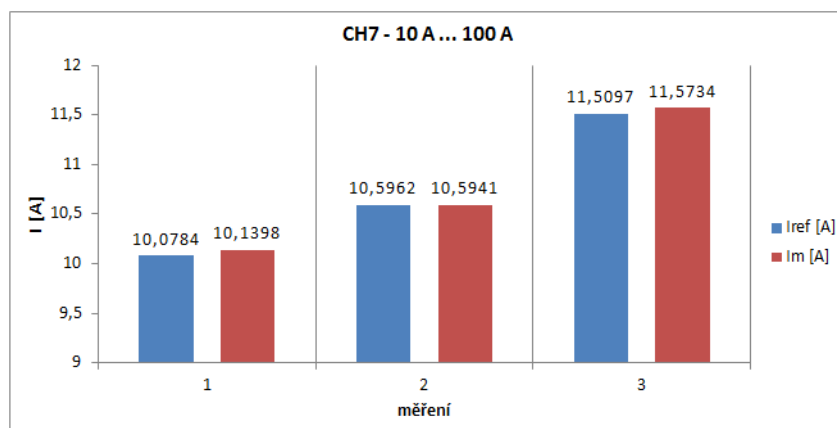
V následujících grafech na obrázcích 5.3, 5.4 a 5.5 jsou znázorněny naměřené hodnoty proudu pro jednotlivé kanály. Modré sloupce s označením I_{ref} odpovídají hodnotám naměřeným cejchovacími multimetry, červené sloupce s označením I_m jsou hodnoty naměřené testovacím vzorkem.



Obr. 5.3: Graf naměřených dat kanálu CH5



Obr. 5.4: Graf naměřených dat kanálu CH6

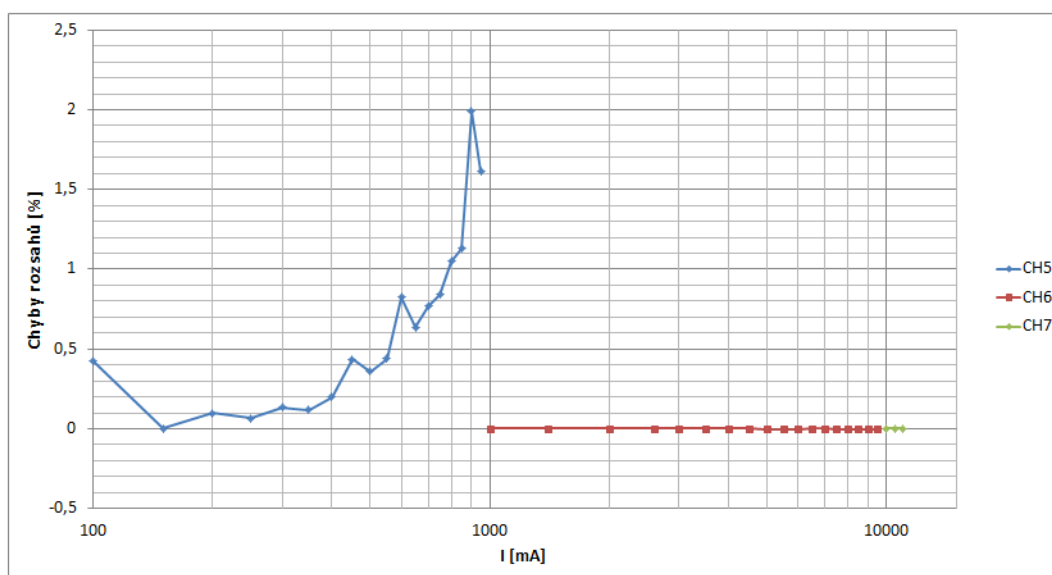


Obr. 5.5: Graf naměřených dat kanálu CH7

Pro každou naměřenou hodnotu byla spočítána odchylka od referenční hodnoty získané cejchovacím multimetrem. Tato chyba je vztažena k odpovídajícímu rozsahu a je vyjádřena v procentech. Chyba byla vypočítána následujícím vztahem:

$$\Delta_i = \frac{I_m - I_{ref}}{I_{r(max)} - I_{r(min)}} 100 \quad [\%] \quad (5.1)$$

kde I_m je naměřená hodnota proudu testovacím vzorkem, I_{ref} je referenční hodnota získaná cejchovacím multimetrem a výraz $I_{r(max)} - I_{r(min)}$ je rozsah měřicího kanálu testovacího vzorku.



Obr. 5.6: Graf

Z naměřených hodnot je patrné, že největší chybu vykazuje testovací vzorek pro kanál CH5. Tyto odchylky jsou pravděpodobně způsobeny bočníkem s nižší přesností, ale i přesto chyba nedosahuje více než 2%. Pro rozsahy CH6 a CH7 je chyba téměř nulová. Je však velmi pravděpodobné, že se zvyšujícími se proudy by chyba narůstala z důvodu

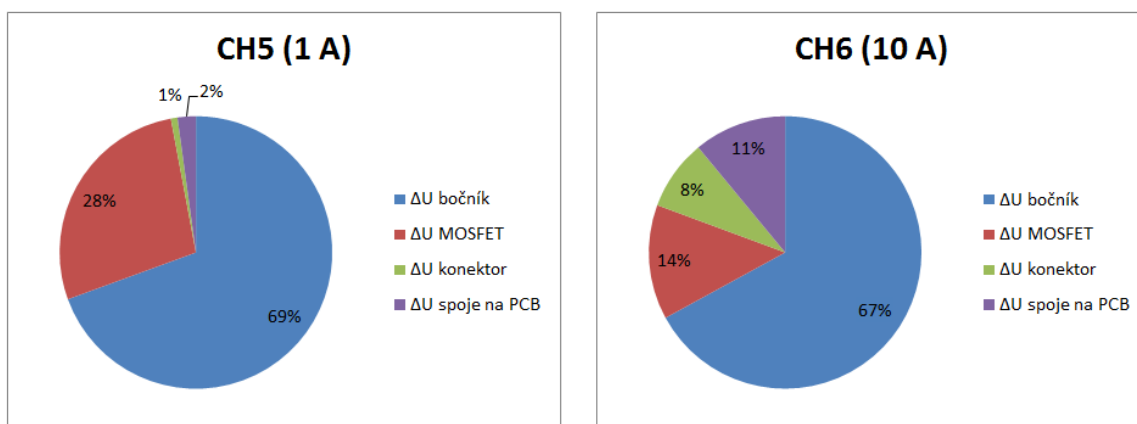
využití dvouvývodového bočnicku místo čtyřvývodového. Dále je možné očekávat, že finální modul CMB bude dosahovat ještě lepších výsledků s ohledem na použité komponenty.

V tabulce 5.2 je přehled úbytků napětí měřicích kanálů CH5 a CH6 při průchodu maximálního proudu daného kanálu. Úbytek napětí na kanálu CH7 byl měřen pouze při proudu 15 A, jelikož testovací vzorek byl navržen primárně pro ověření funkčnosti vybrané metody a komponent, nikoli pro velké výkonové ztráty. Vzorek nedisponuje žádným přídatným chlazením a je navržen na maximální proud 20A.

Proud [mA]	Úbytek napětí [mV]	Kanál
100	142,7	CH5
1000	141,92A	CH6
15000	77,829	CH7

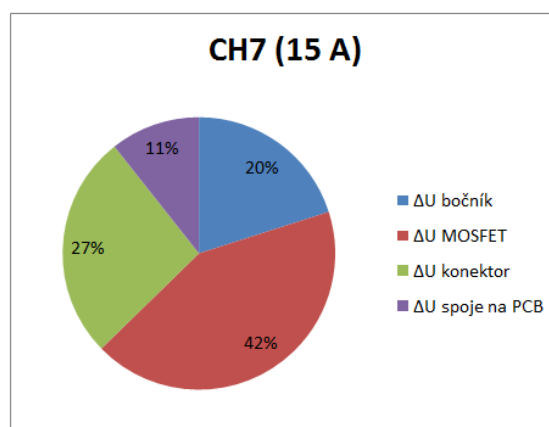
Tab. 5.2: Úbytky napětí na testovacím vzorku

Na obrázku 5.7 jsou znázorněny procentuální podíly jednotlivých částí testovacího vzorku na celkovém úbytku napětí.



(a) Úbytek napětí na kanálu CH5

(b) Úbytek napětí na kanálu CH6



(c) Úbytek napětí na kanálu CH7

Obr. 5.7: Úbytky napětí na jednotlivých kanálech

Celkový úbytek napětí testovacího vzorku je tvořen úbytky nejen na bočníku, ale v poměrně velkém zastoupení také na MOSFET tranzistoru. Pro velké proudy se také významně uplatňují úbytky na konektorech a vodičích desky plošného spoje. U modulu CMB je naopak očekáváno, že bude celkový úbytek napětí tvořen především úbytkem napětí na bočníku, jelikož je minimalizován odpor zbylých komponent. Modul je osazen tranzistory s menším odporem kanálu, jsou použity pozlacené konektory pro přivedení měřeného proudu, deska má zesílenou tloušťku mědi horní a spodní vrstvy a celková plocha vodičů na desce plošného spoje je větší, takže výsledný odpor spojů je tedy menší.

S ohledem na zkušenosti získané při návrhu i měření na testovacím vzorku bylo možné tyto znalosti následně uplatnit pro návrh finálního modulu CMB. V následujícím přehledu jsou shrnuty zásadní změny modulu CMB oproti testovacímu vzorku:

- Použití čtyřvýchodových bočniců pro měřené proudy větší jak 1 A.
- Použití operačních zesilovačů s nižším napěťovým ofsetem a možností připojení čtyřvýchodového bočnicu.
- Zvýšení napájecího napětí mikrokontroléru ze 3 V (Discovery kit) na 3,3 V, což znamená i zvětšení rozsahu vstupního signálu pro AD převodník.
- S ohledem na zvýšení napájecího napětí mikrokontroléru bylo možné zvětšit zisk operačního zesilovače změnou hodnot jeho vstupního a výstupního rezistoru. Tímto byl také zvětšen jeho výstupní dynamický rozsah.
- Umístění výstupního rezistoru operačního zesilovače blíže mikrokontroléru, čímž byl minimalizován úbytek napětí na vodičích.
- Použití pozlacených konektorů a maximalizace plochy vodičů na desce plošného spoje pro vedení měřeného proudu.

6

Závěr

Pro návrh a realizaci modulu pro měření proudu s velkým rozsahem bylo nejprve nutné seznámit se s metodami měření elektrického proudu. Této problematice je věnována kapitola 2. Blíže jsou zde popsány metody měření proudu pomocí Hallova senzoru a bočnicku. Pro vlastní řešení modulu byla s ohledem na cenu a přesnost měření v závislosti na měřicím rozsahu zvolena metoda měření proudu pomocí bočníků. Rozsah měřicího modulu je od $100\ \mu\text{A}$ do $100\ \text{A}$ a pro pokrytí celého rozsahu bylo nutné použít sedm přepínatelných rozsahů se sedmi různými hodnotami bočníků.

Principem celé metody je snímání úbytků napětí na bočnicích operačními zesilovači a zpracování výsledných signálů AD převodníkem integrovaným v mikrokontroléru. Nejprve bylo tedy nutné vybrat vhodné komponenty pro realizaci měřicího systému a následně bylo možné přistoupit k návrhu samotného modulu. Z důvodu bližšího seznámení s vybranými komponenty a ověření funkčnosti metody byl navržen a vyroben testovací vzorek se třemi měřicími rozsahy. Tento vzorek je blíže popsán v kapitole 5. Díky tomuto funkčnímu vzorku bylo možné úspěšně ověřit vybranou měřicí metodu a následně přistoupit k návrhu finálního modulu pro HiL tester. Výběru vhodných součástek a návrhu hardwaru pro modul je věnována kapitola 3.

Modul pro komunikaci využívá CAN rozhraní. Zařízení pravidelně vysílá zprávu o naměřené hodnotě proudu a o právě sepnutém měřicím kanálu. Dále je také modul osazen ethernet rozhraním, které ovšem není v rámci diplomové práce využíváno, nicméně je připraveno pro případné budoucí komunikační rozšíření. Navíc je naprogramována komunikace s displejem, který je možné připojit k modulu pro vizualizaci naměřených dat. Popisu celého programu pro modul se věnuje kapitola 4.

Cílem práce bylo navrhnout modul pro měření proudu v rozsahu od $100\ \mu\text{A}$ do $100\ \text{A}$ s rozhraním CAN. Byl realizován funkční testovací vzorek, na kterém bylo provedeno základní měření pro ověření navržené metody. Dále bylo navrženo schéma zapojení i deska plošného spoje pro finální modul pro použití v HiL testeru, pro který byl také navržen potřebný software. Tímto byly splněny všechny body zadání. Deska je nyní ve výrobě a projekt je předmětem dalšího vývoje.

Literatura

- [1] Linear Technology Corporation. *LTC6102 Precision Zero Drift Current Sense Amplifier* Milpitas, CA: LT, 2007. Dostupné z: www.linear.com/LTC6102
- [2] WHELAN, B. J.. *Measure Microamps to Amps or Reduce Power Dissipation by 99 %, You Decide!* 2007. [cit. 2015-04-04]. Dostupné z: www.linear.com/LTC6102
- [3] CHEN, L.. *3mm x 3mm, 16-Bit ADC Brings Accurate, Precise High Side Current Sensing to Tight Spaces* 2009. [cit. 2015-04-04]. Dostupné z: www.linear.com/LTC6102
- [4] Munson, J.. *Ultraprecise Current Sense Amplifier Dramatically Enhances Efficiency and Dynamic Range – Design Note 423* 2007. [cit. 2015-04-04]. Dostupné z: www.linear.com/LTC6102
- [5] Vishay Dale. *Power Metal Strip Resistors, Very High Power (to 7 W), Low Value (down to 0.0005Ω), Surface Mount* 2014. Dostupné z: www.vishay.com
- [6] STMicroelectronics. *STM32F405xx STM32F407xx Datasheet - production data* 2013. Dostupné z: www.st.com
- [7] STMicroelectronics. *RM0090 - Reference manual - STM32F405xx, STM32F407xx* 2014. Dostupné z: www.st.com
- [8] STMicroelectronics. *UM1075 - User manual - ST-LINK/V2 in-circuit debugger/programmer for STM8 and STM32* 2012. Dostupné z: www.st.com
- [9] STMicroelectronics. *PM0214 - Programming manual STM32F3xxx and STM32F4xxx Cortex-M4 programming manual* 2012. Dostupné z: www.st.com
- [10] STMicroelectronics. *UM1472 - User manual Discovery kit for STM32F407/417 lines* 2014. Dostupné z: www.st.com
- [11] Linear Technology Corporation. *LTC1443/LTC1444/LTC1445 Ultralow Power Quad Comparators with Reference Datasheet* 2012. Dostupné z: <http://www.linear.com/parametric/Comparators>

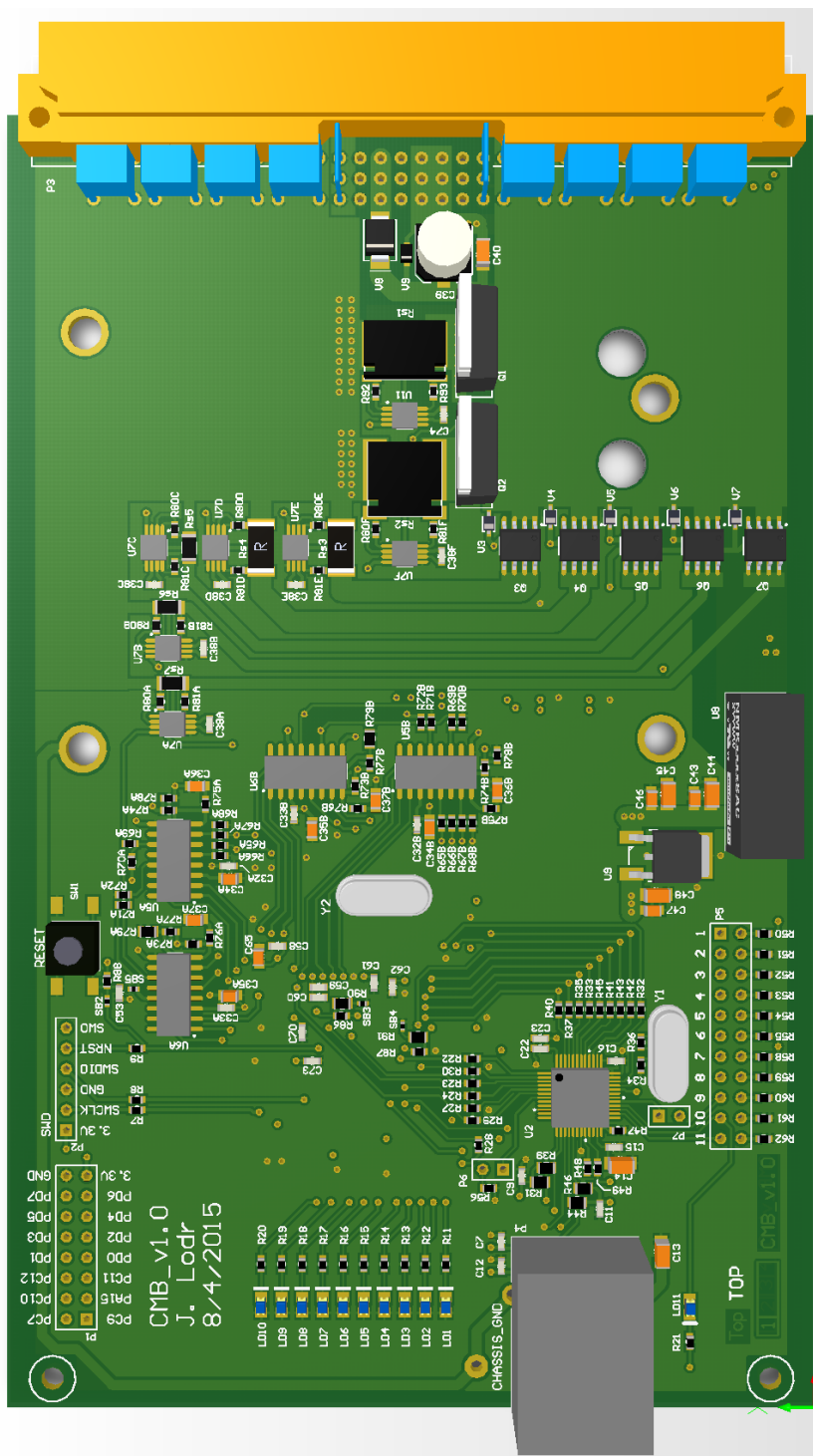
- [12] Linear Technology Corporation. *LTC1156 - Quad High Side Micropower MOSFET Driver with Internal Charge Pump* Dostupné z: <http://www.linear.com/LTC1156>
- [13] Linear Technology Corporation. *LTC1155 - Dual High Side Micropower MOSFET Driver* Dostupné z: <http://www.linear.com/LTC1155>
- [14] Linear Technology Corporation. *LTC1154 - High Side Micropower MOSFET Driver* Dostupné z: <http://www.linear.com/LTC1154>
- [15] STMicroelectronics. *STM32F405xx, STM32F407xx* Dostupné z: <http://www.st.com>
- [16] STMicroelectronics. *RM0090 Reference manual - STM32F405xx/07xx, STM32F415xx/17xx, STM32F42xxx and STM32F43xxx advanced ARM-based 32-bit MCUs* Dostupné z: <http://www.st.com>
- [17] STMicroelectronics. *UM1075 - User manual - ST-LINK/V2 in-circuit debugger/programmer for STM8 and STM32* Dostupné z: <http://www.st.com>
- [18] NXP Semiconductors. *TJA1052i - Galvanically isolated high-speed CAN transceiver - Product datasheet* 2015. Dostupné z: <http://www.nxp.com>
- [19] NXP Semiconductors. *AH1301 - Galvanically isolated high-speed CAN transceiver - Technical Report* 2014. Dostupné z: <http://www.nxp.com>
- [20] Texas Instruments Incorporated. *DP83848C PHYTER Commercial Temperature Single Port 10/100 Mb/s Ethernet Physical Layer Transceiver* 2011. Dostupné z: <http://www.ti.com>
- [21] Texas Instruments Incorporated. *AN-1469 PHYTER Design & Layout Guide* 2013. Dostupné z: <http://www.ti.com>
- [22] ON Semiconductor. *Low dropout micropower voltage regulator* 2013. Dostupné z: <http://onsemi.com>
- [23] Murata Power Solutions. *NMK Series - 3kVDC Isolated 2W Single & Dual Output DC/DC Converters* 2013. Dostupné z: <http://www.ti.com>
- [24] International Rectifier. *StrongIRFET IRFB7430PbF* 2015. Dostupné z: <http://www.irf.com>
- [25] International Rectifier. *IRLB8743PbF* 2009. Dostupné z: <http://www.irf.com>
- [26] Infineon Technologies AG. *OptiMOS2 Power-Transistor* 2009. Dostupné z: <http://www.infineon.com>
- [27] Gudel, C. *Taking Transducer Technology to the Limits of Current Measurement Accuracy* 2008. Dostupné z: <http://www.powerguru.org>

- [28] Wang, Liu, Zhao, Yang *Split Core Closed Loop Hall Effect Current Sensors and Applications* 2012.
- [29] Honeywell *HALL EFFECT SENSING AND APPLICATION*. Dostupné z: <http://www.honeywell.com/sensing>
- [30] Infineon Technologies AG. *Current Sensing Using Linear Hall Sensors*.2009 Dostupné z: <http://www.infineon.com>
- [31] IRS Systementwicklung GmbH. *Documentation CMM II Current Measurement Module (100A digital/100A analog)*.2012 Dostupné z: www.irs-engineering.com
- [32] Vaculík, V. *Snímače proudu*. Brno, 2011
- [33] Záhlava, V. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů: principy a pravidla praktického návrhu*. Praha: BEN - technická literatura, 2010. ISBN 978-80-7300-266-4.
- [34] SVAČINA, J. *Základy elektromagnetické kompatibility: Přednášky* Brno: VUT, 2001. [cit. 2015-04-15].

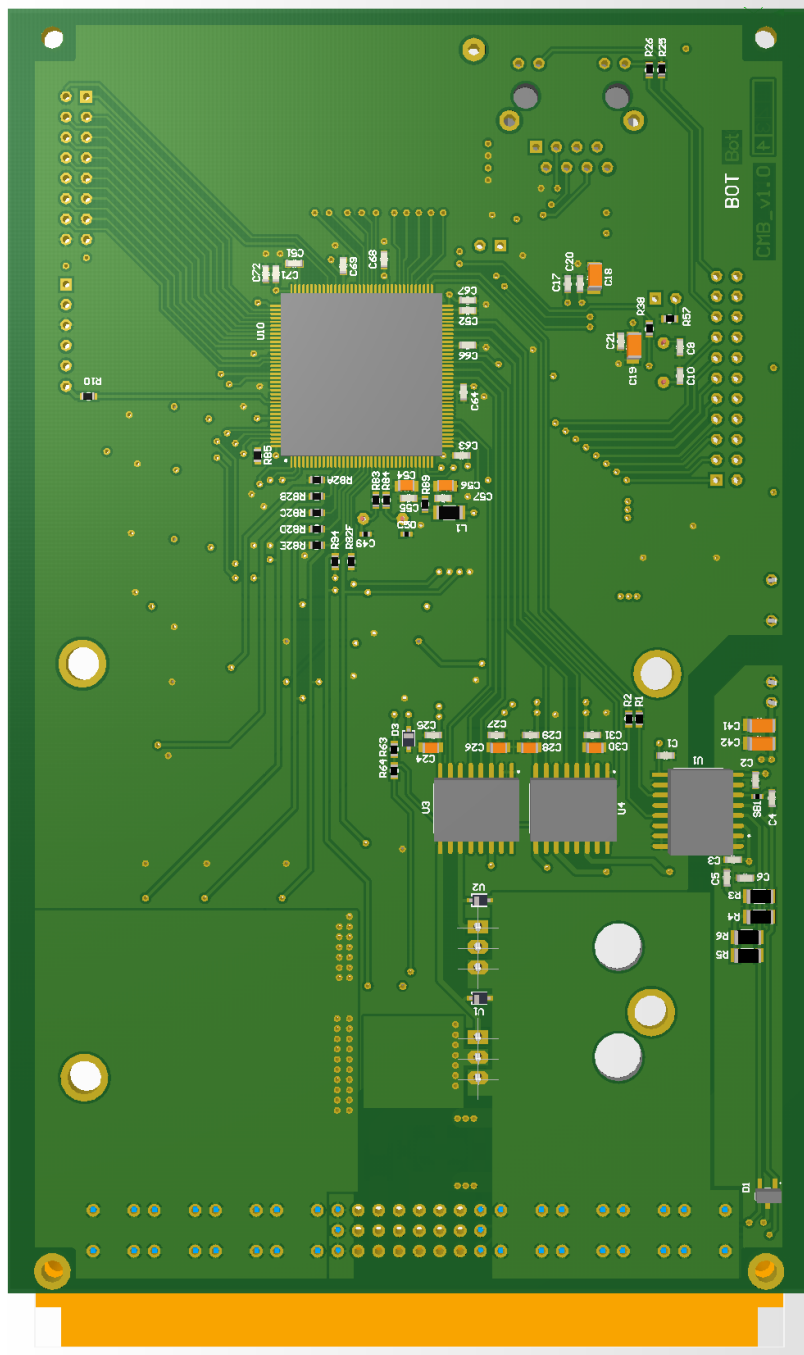
Příloha A

Desky plošných spojů, výkresy

A.1 3D model desky plošného spoje

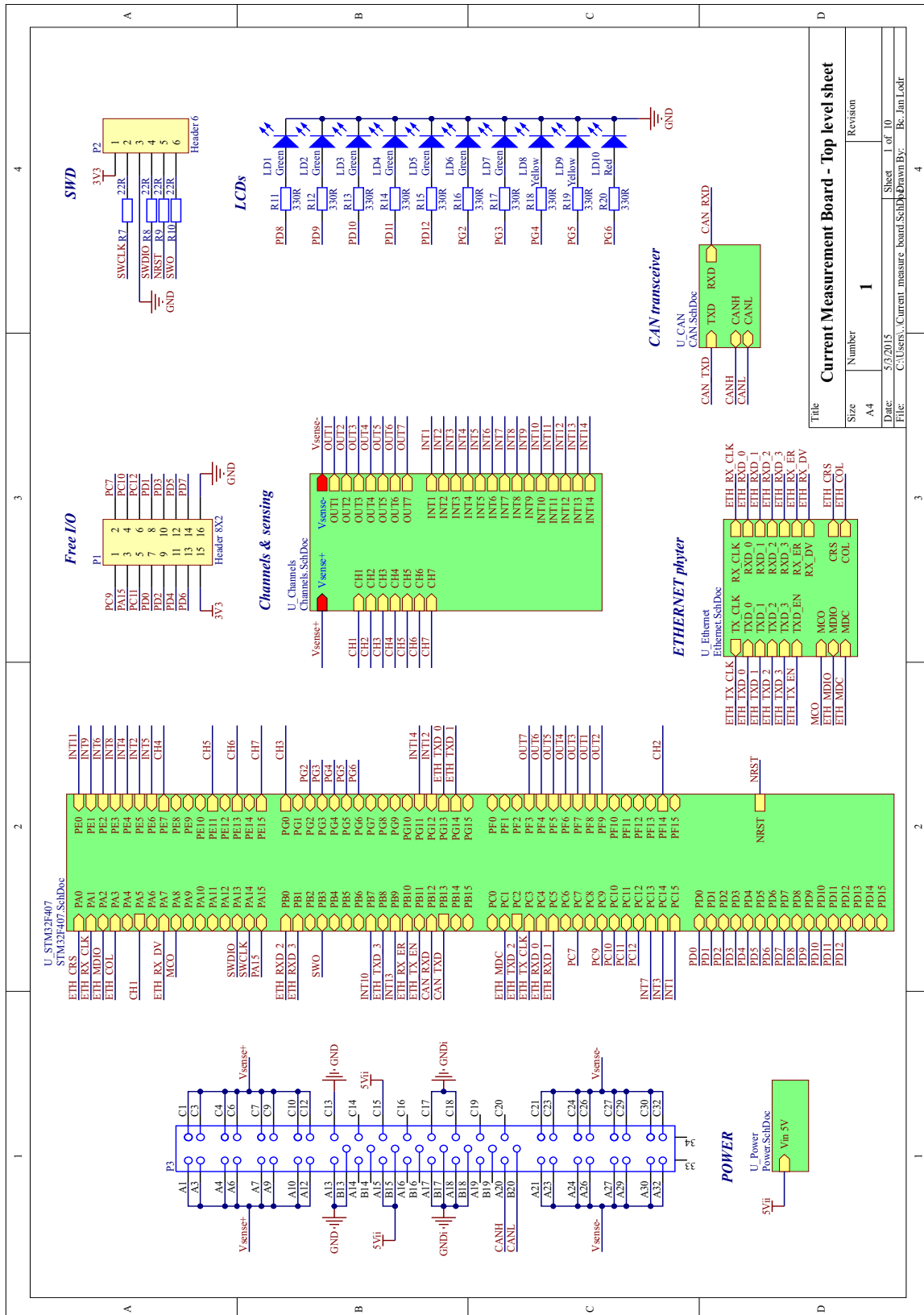


Obr. A.1: 3D model měřicího modulu - horní vrstva

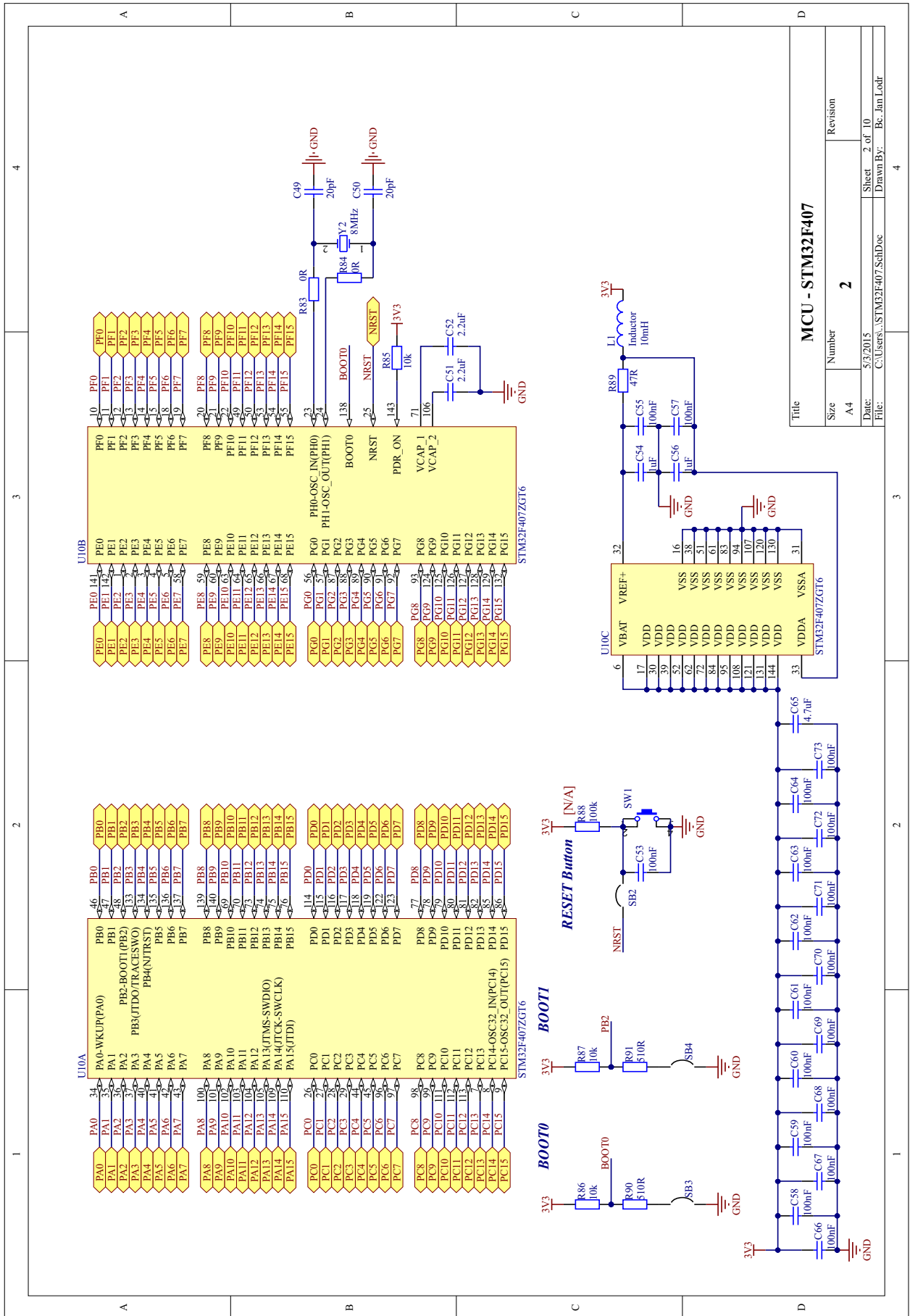


Obr. A.2: 3D model měřicího modulu - spodní vrstva

A.2 Schémata zapojení

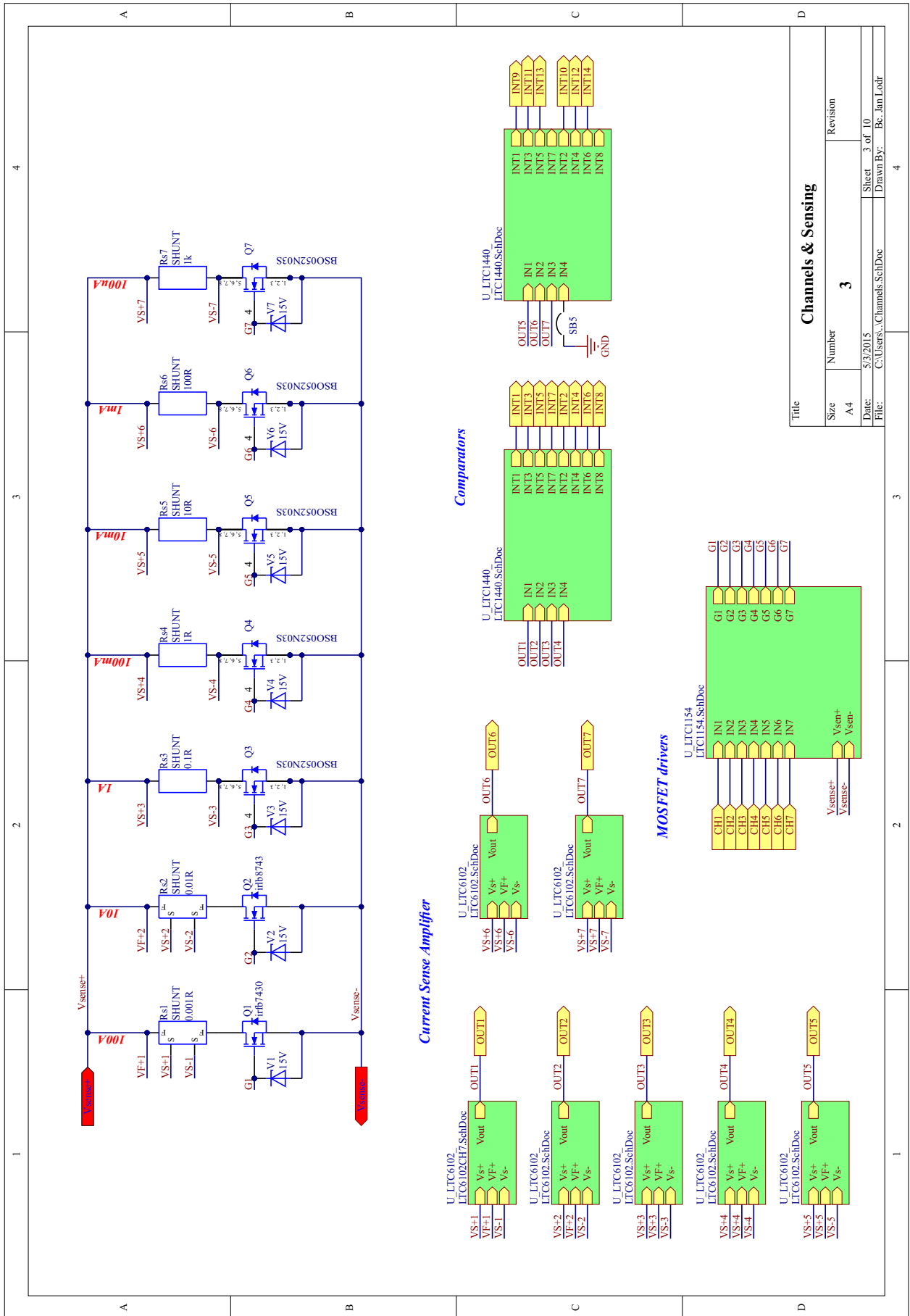


Obr. A.3: Current Measurement Board – hlavní schéma

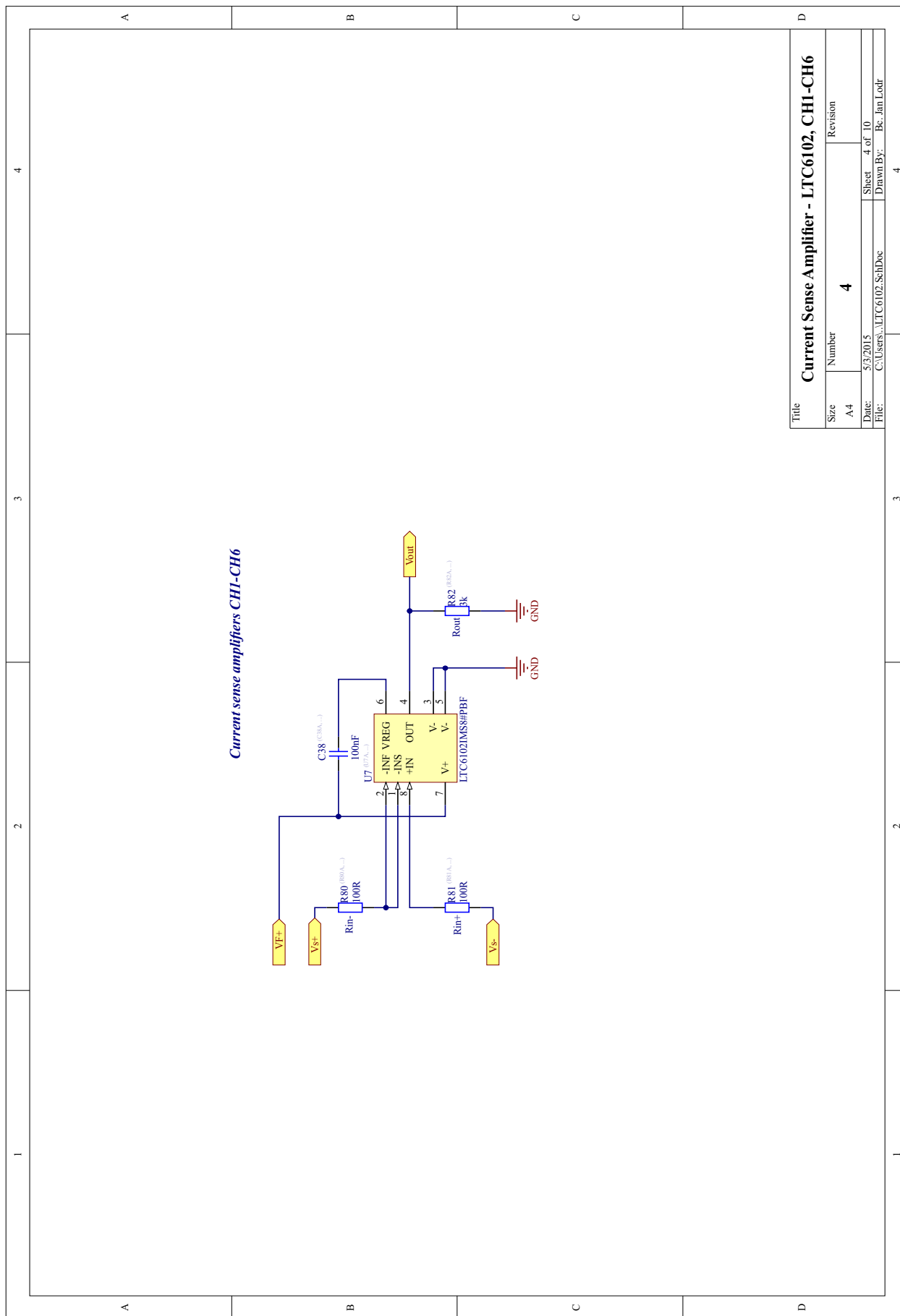


Title		MCU - STM32F407	
Size	Number	Revision	
A4	2		
Date:	5/3/2015	Sheet:	2 of 10
File:	C:\Users\... \STM32F407_SchDoc	Drawn By:	Bc. Jan Lodr

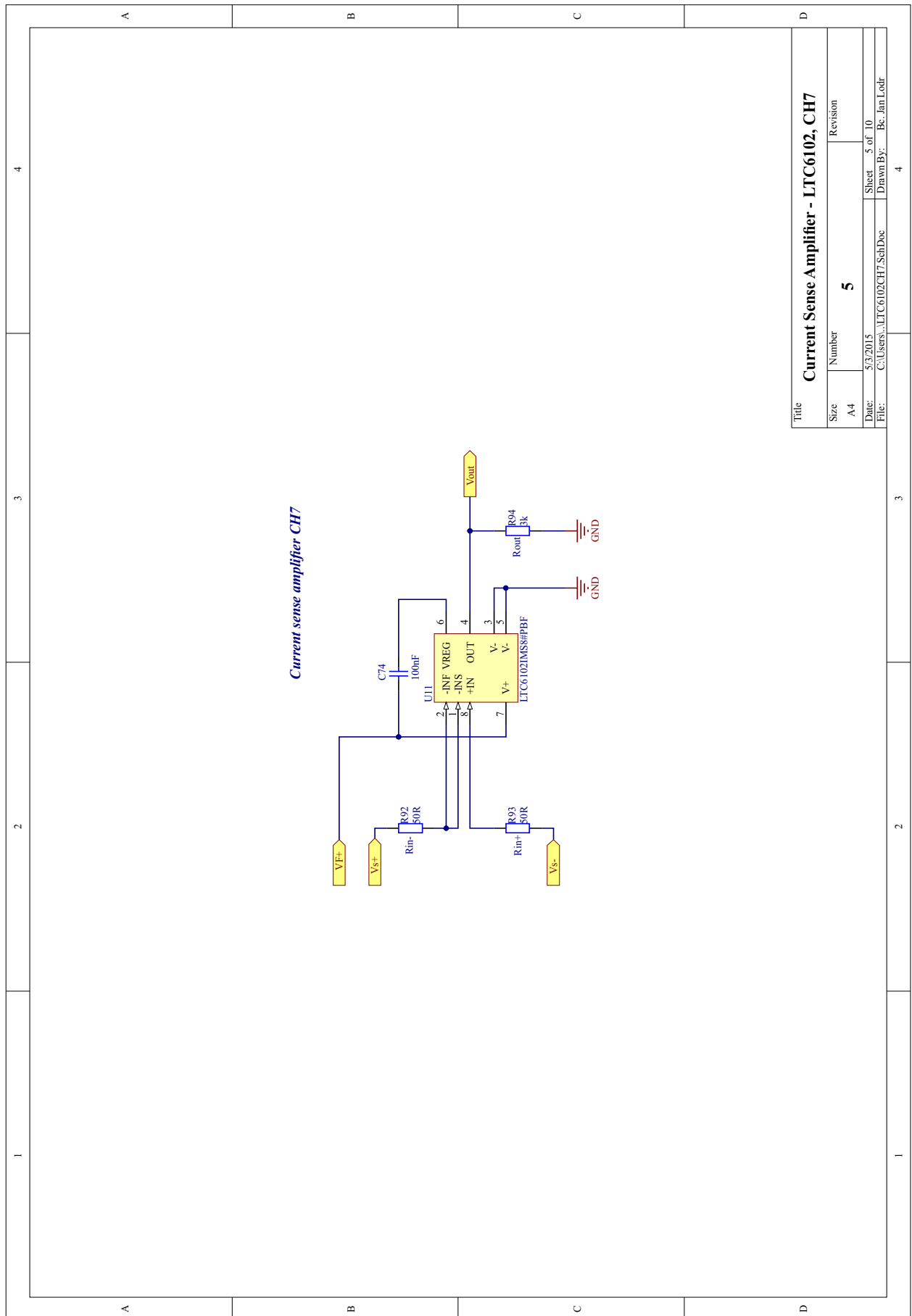
Obr. A.4: MCU – STM32F407



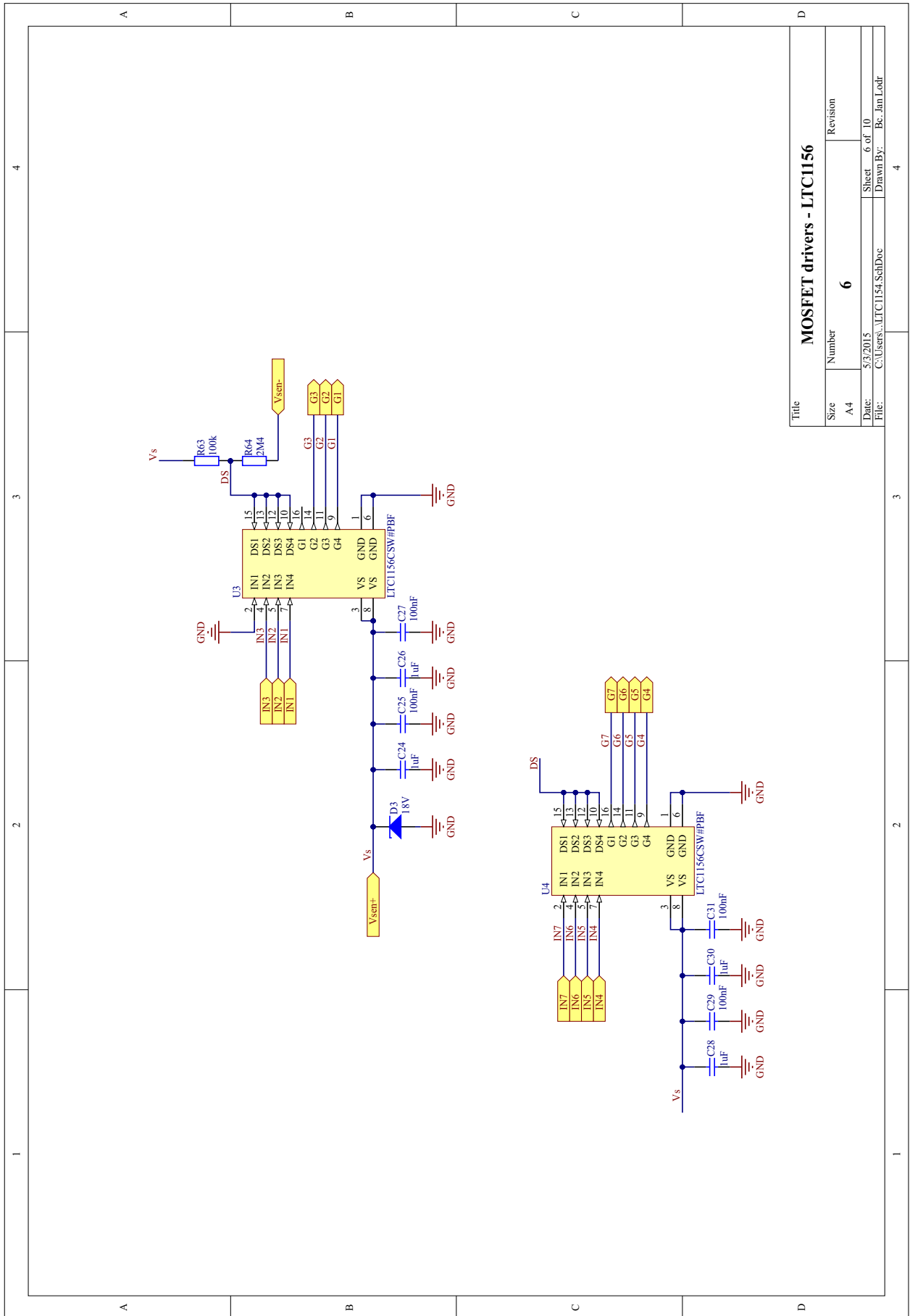
Obr. A.5: Kanály pro měření proudu



Obr. A.6: Current sense amplifier – LTC6102, CH1–CH6

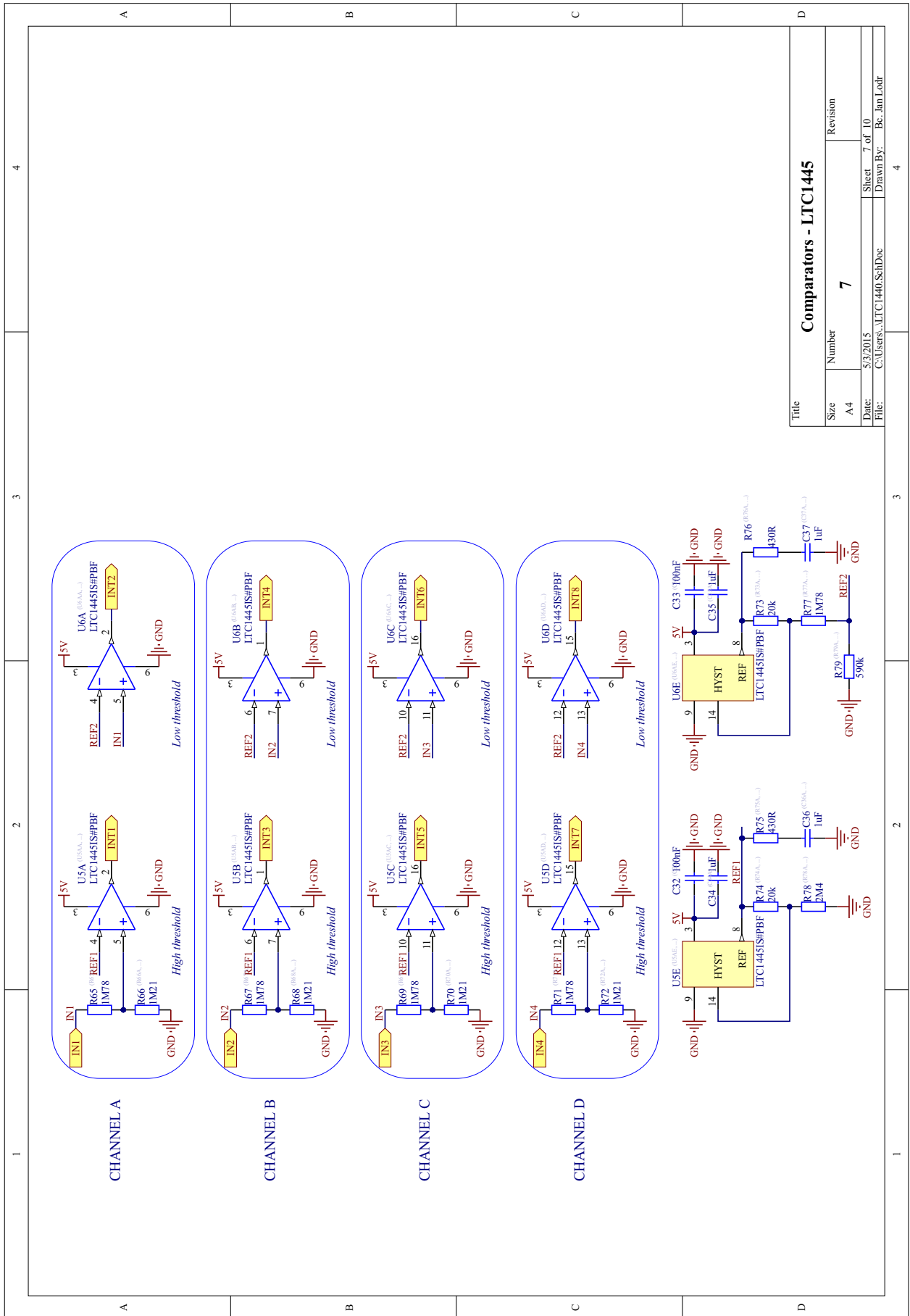


Obr. A.7: Current sense amplifier – LTC6102, CH7



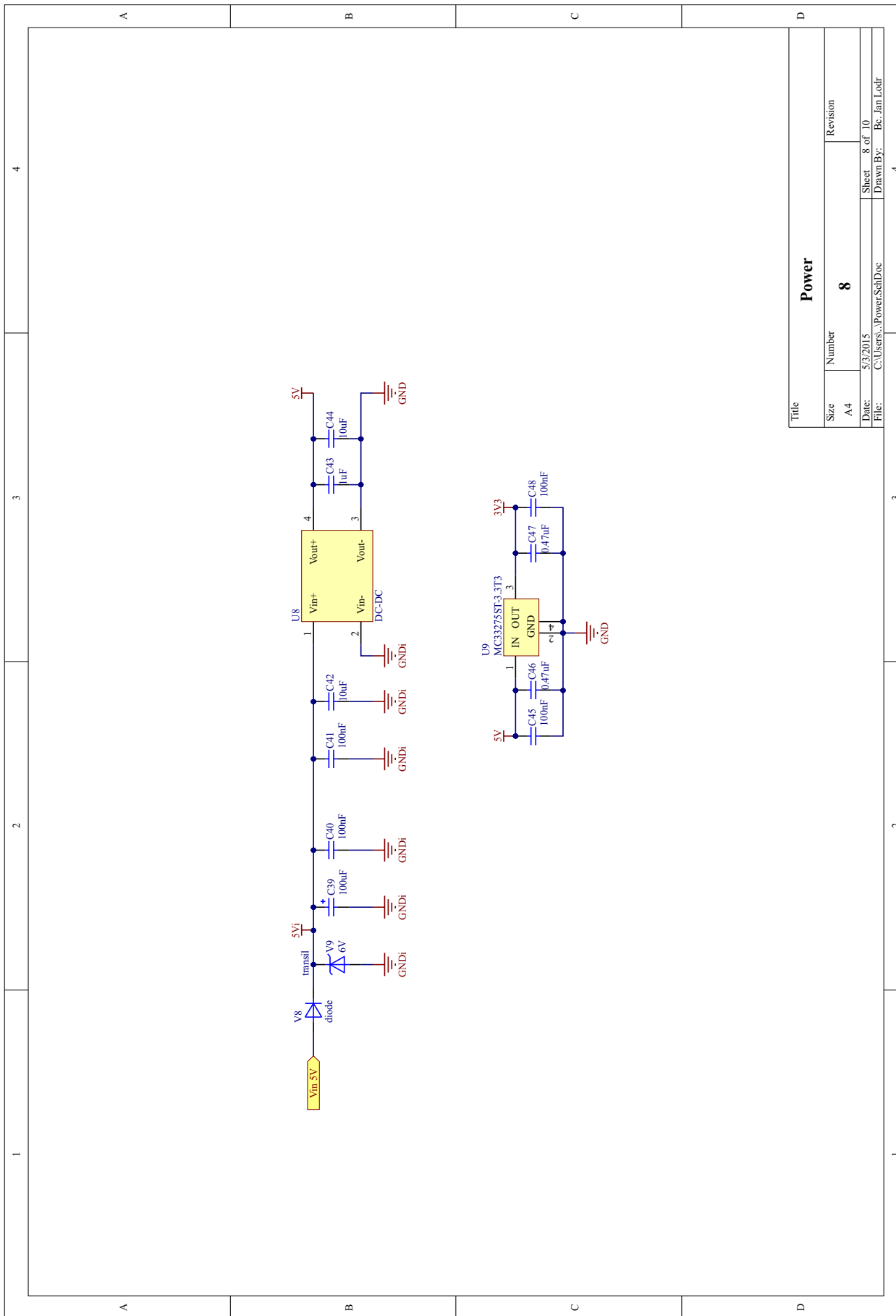
Title		MOSFET drivers - LTC1156	
Size	Number	Revision	
A4	6		
Date:	5/3/2015	Sheet	6 of 10
File:	C:\Users\...LTC1154_SchDoc	Drawn By:	Bc. Jan Lodr

Obr. A.8: MOSFET budiče – LTC1156



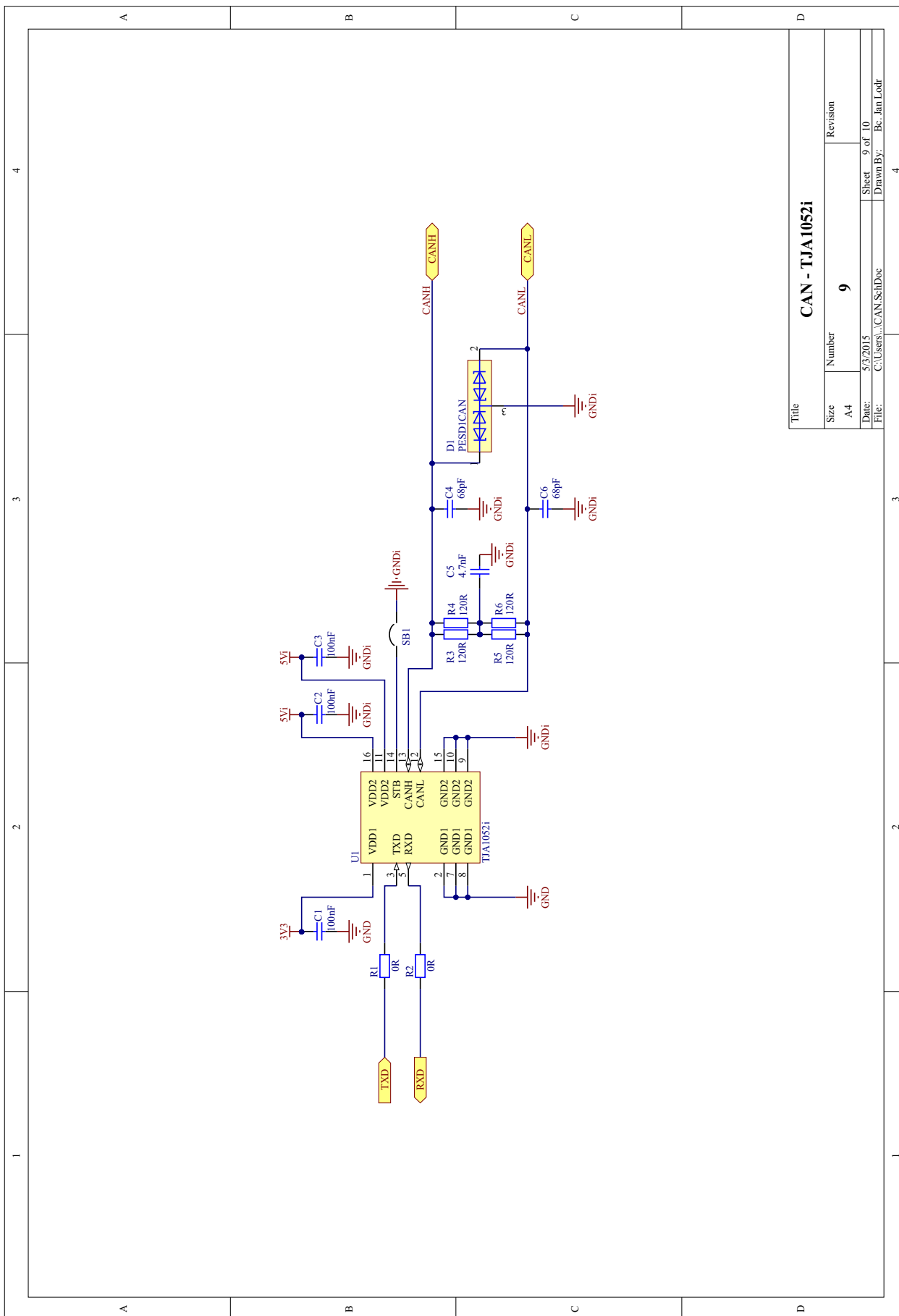
Title		Comparators - LTC1445	
Size	Number	Revision	
A4	7		
Date:	5/3/2015	Sheet	7 of 10
File:	C:\Users\...LTC1440.SchDoc	Drawn By:	Bc. Jan Lodr

Obr. A.9: Komparátory – LTC1445



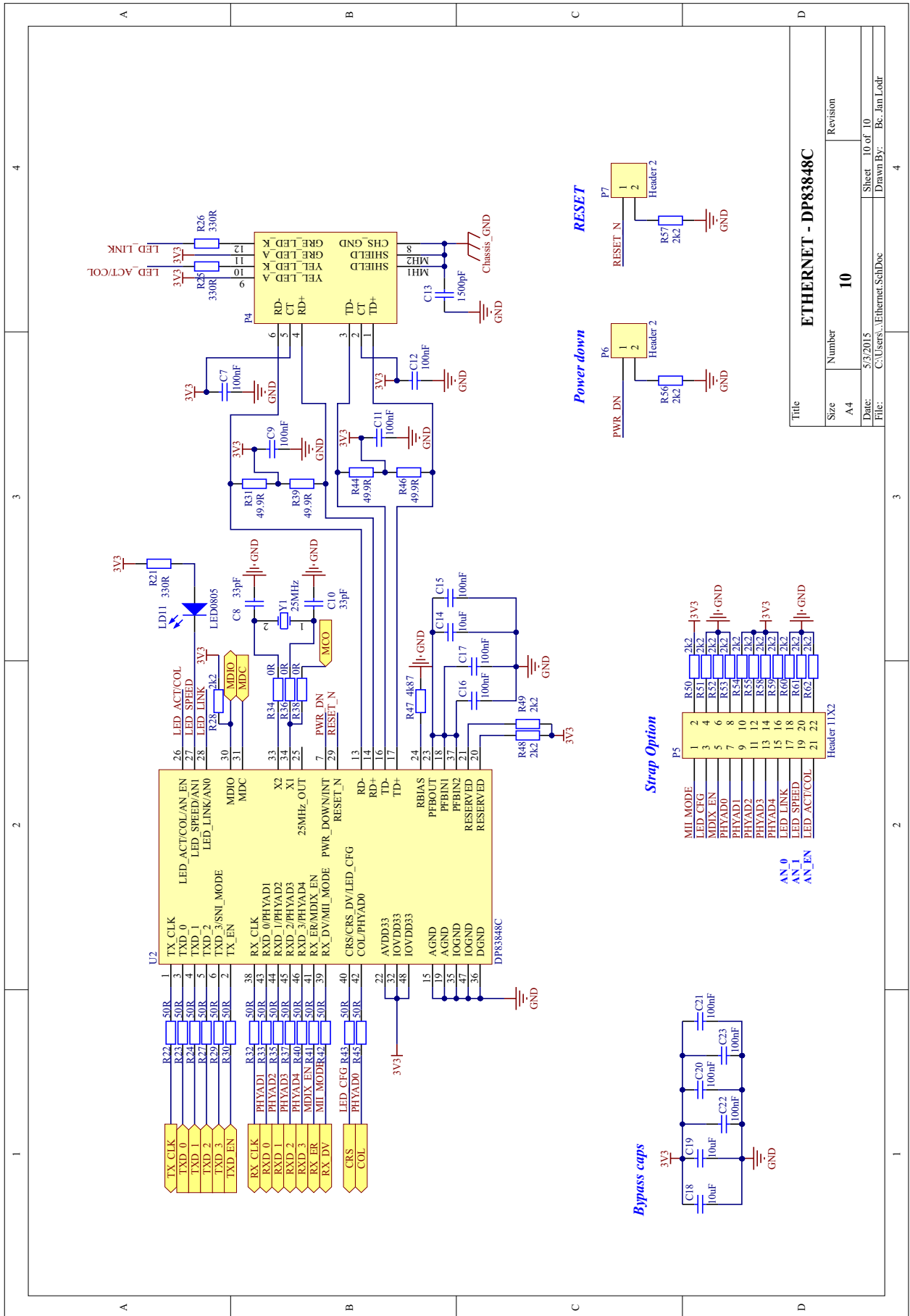
Title		
Size	Number	Revision
A4	8	
Date:	5/3/2015	Sheet 8 of 10
File:	C:\Users\...Power.SchDoc	Drawn By: Bc. Jan Lodr

Obr. A.10: Napájení



Title		CAN - TJA1052i	
Size	Number	Revision	
A4	9		
Date:	5/3/2015	Sheet	9 of 10
File:	C:\Users\...CAN_SchDoc	Drawn By:	Bc. Jan Lodr

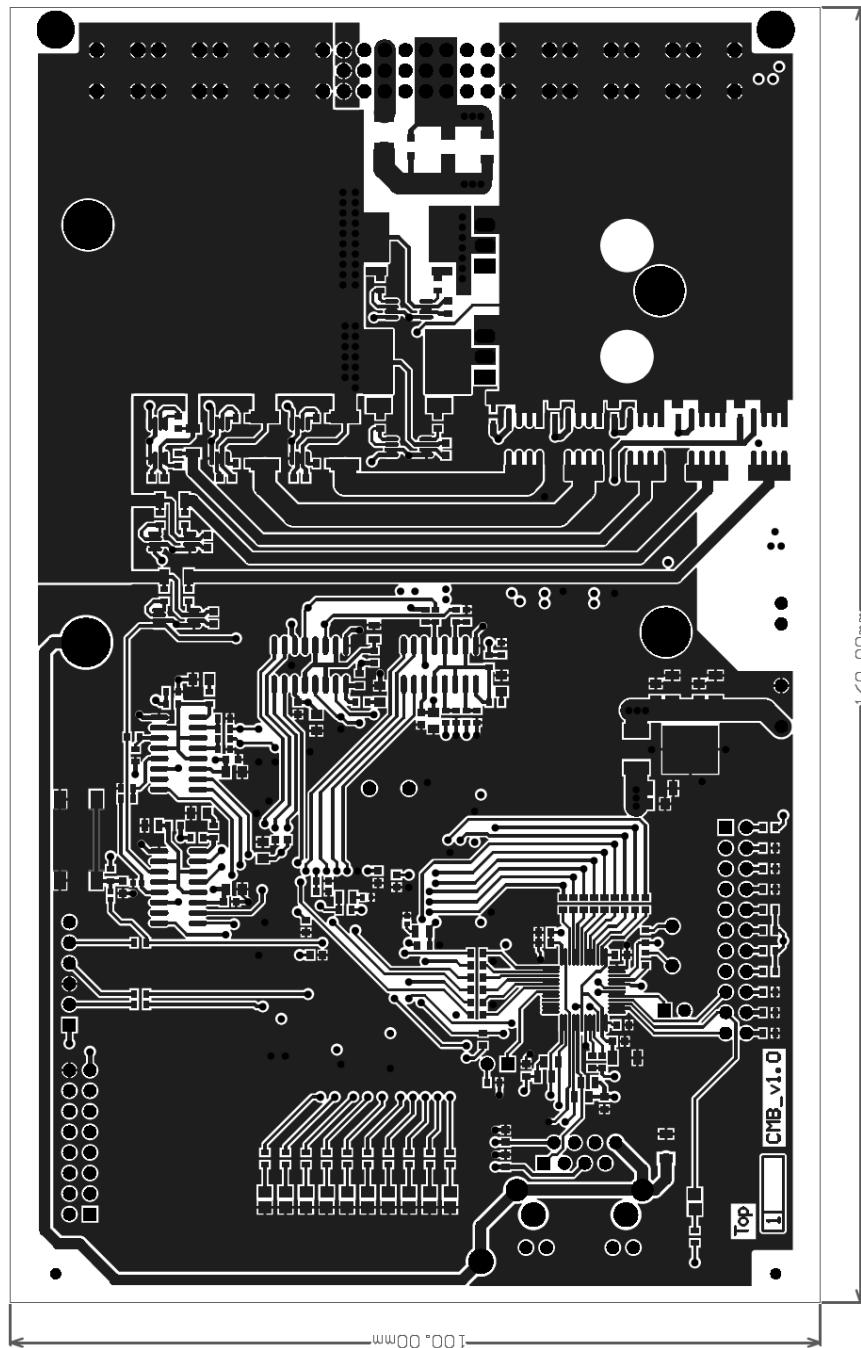
Obr. A.11: CAN budič – TJA1052i



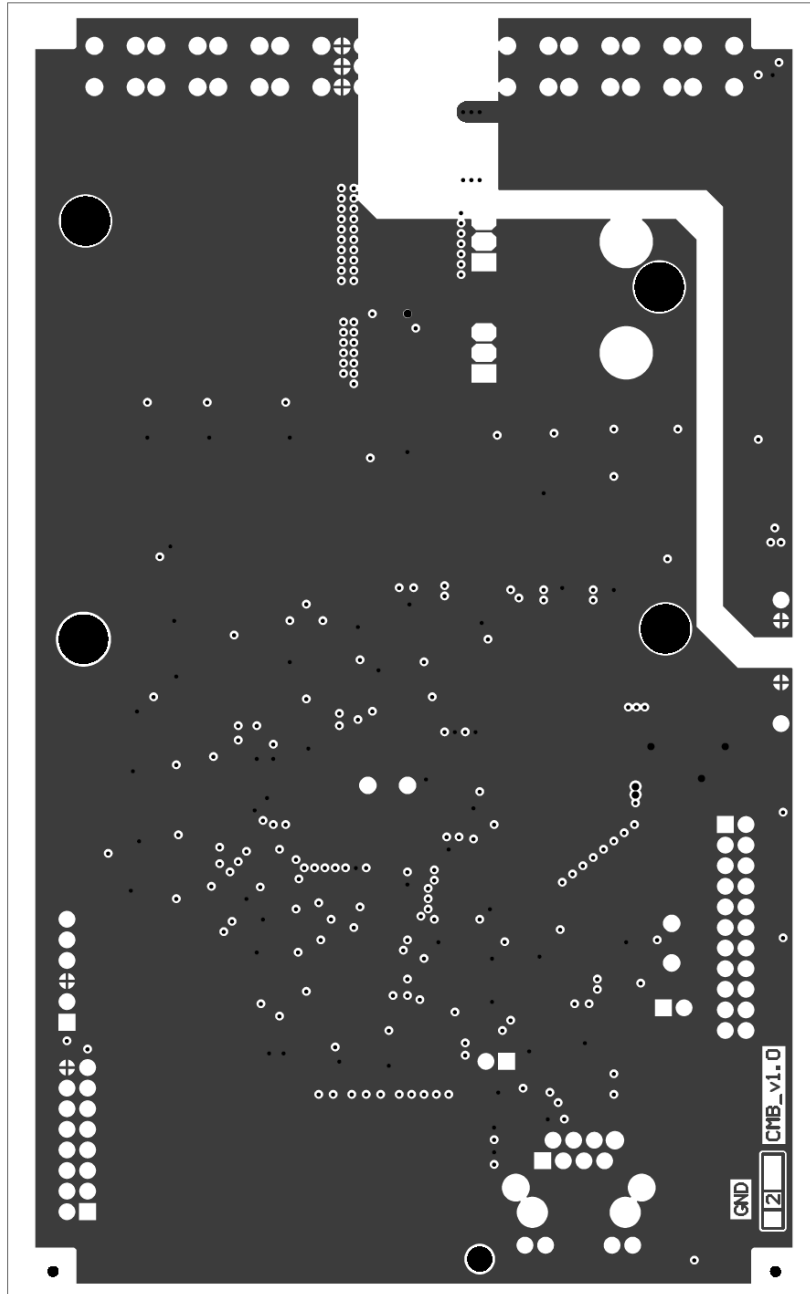
Title		ETHERNET - DP83848C	
Size	Number	Revision	
A4	10		
Date:	5/3/2015	Sheet:	10 of 10
File:	C:\Users\... \Ethernet_SchDoc	Drawn By:	Bc. Jan Lodr

Obr. A.12: Ethernet budič – DP83848C

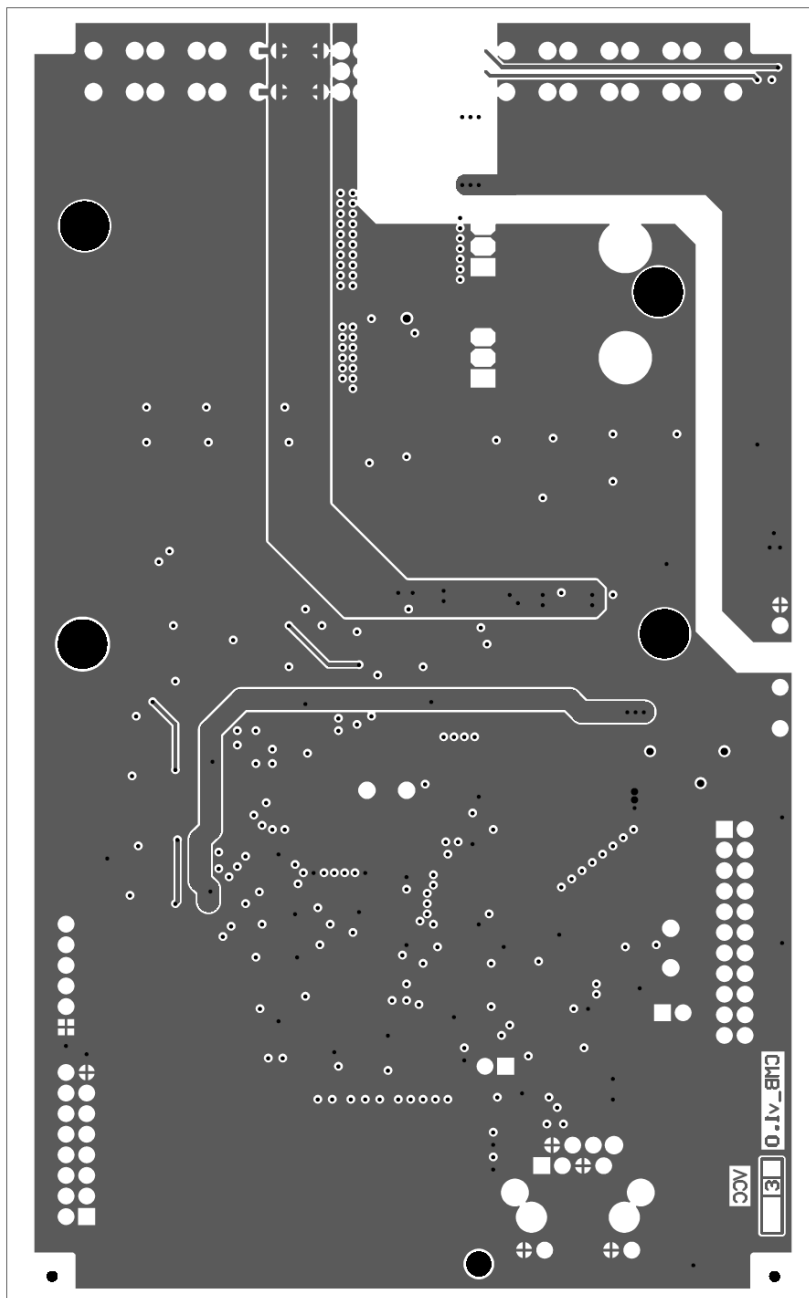
A.3 Signálové vrstvy



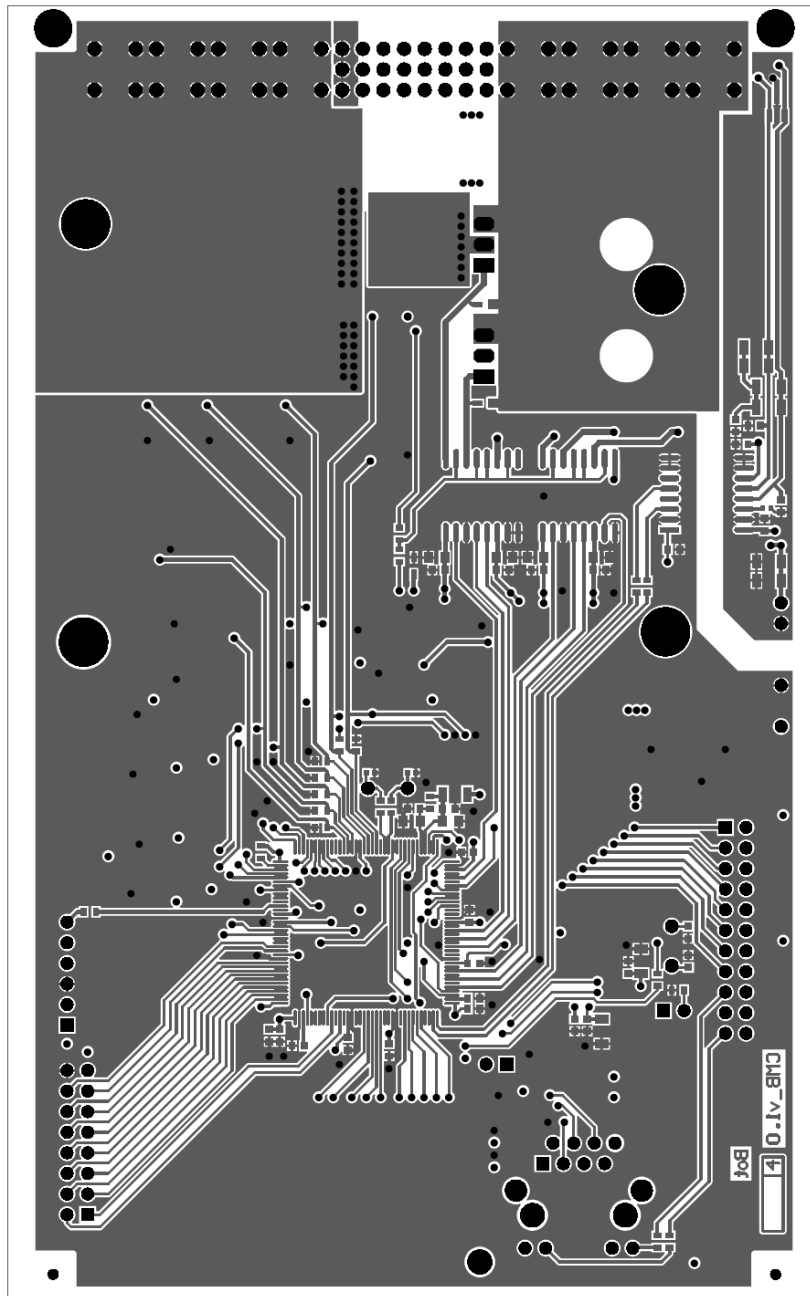
Obr. A.13: Signálová vrstva TOP



Obr. A.14: Signálová vrstva GND

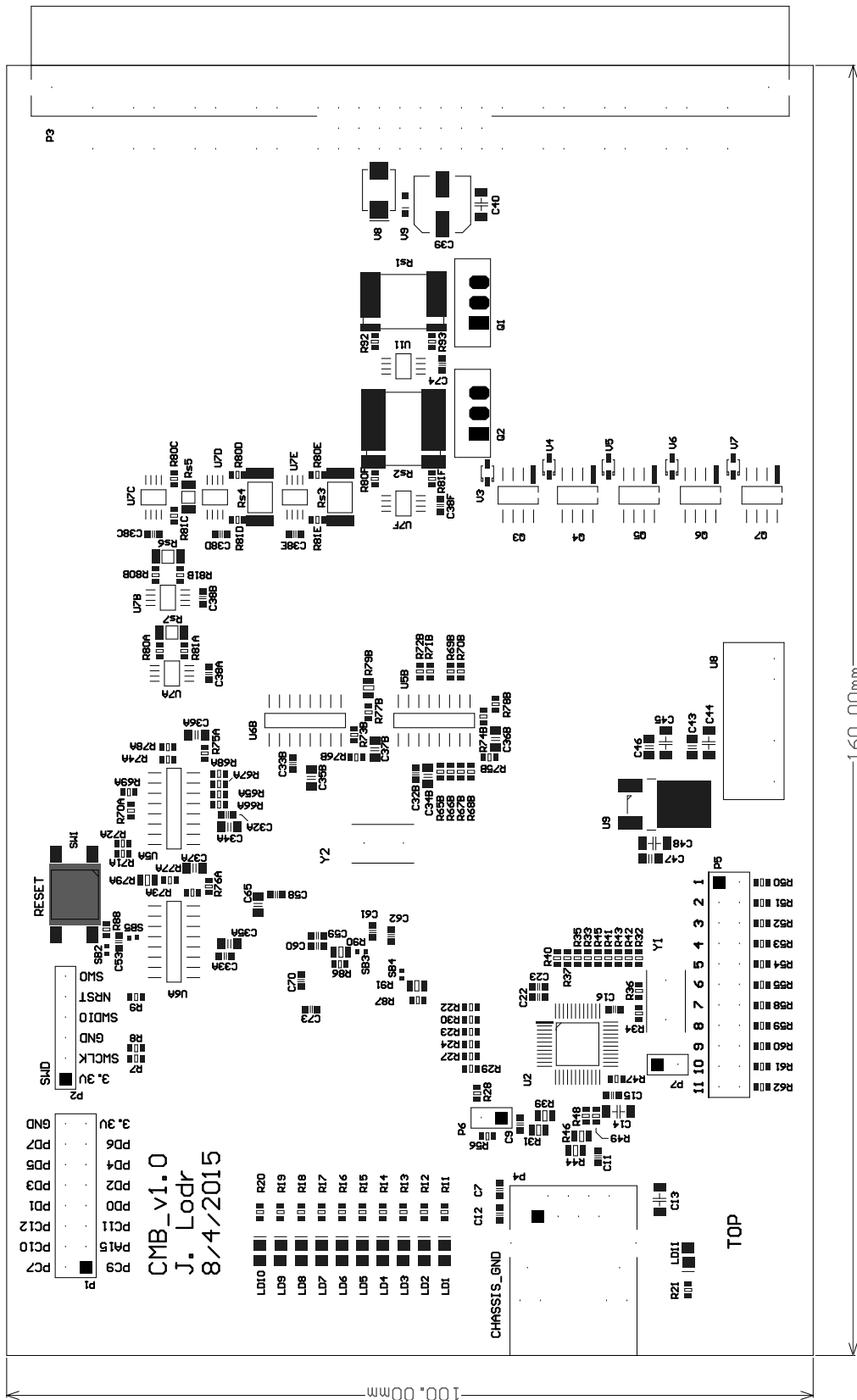


Obr. A.15: Signálová vrstva VCC

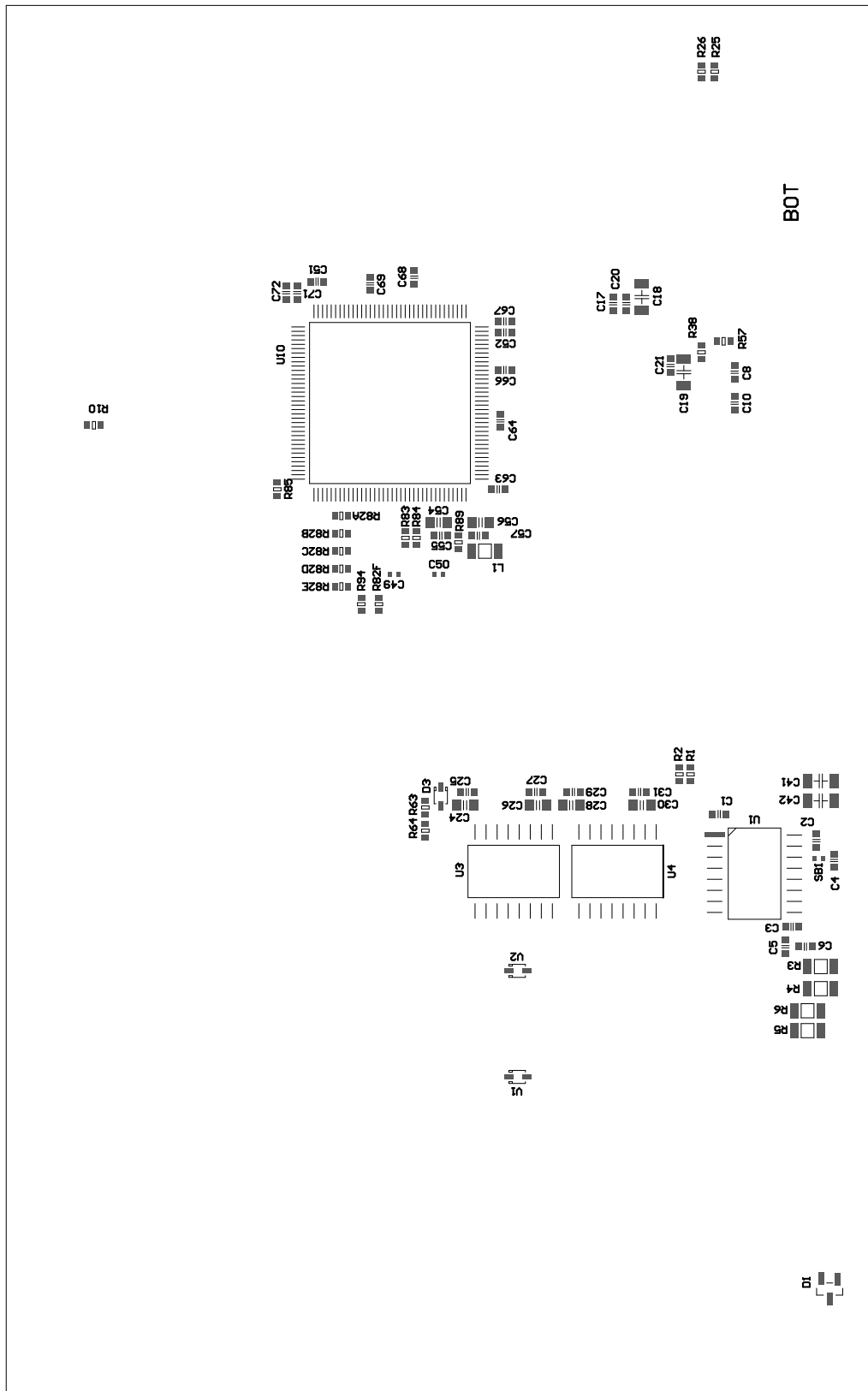


Obr. A.16: Signálová vrstva BOT

A.4 Osazovací výkresy



Obr. A.17: Osazovací výkres TOP



Obr. A.18: Osazovací výkres BOT

A.5 Seznam součástek

<div style="display: flex; justify-content: space-between; align-items: center;"> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px;"> <h3>Bill of Materials</h3> </div> <div style="background-color: #cccccc; width: 100px; height: 20px;"></div> </div>				
Project: <u>Current Measuring Board</u> Author: <u>Bc. Jan Lodr</u> Creation Date: <u>5.5.2015</u>				
Description	Quantity	Designator	Value	Footprint
Capacitor - 0603	47	C1, C2, C3, C7, C9, C11, C12, C15, C16, C17, C20, C21, C22, C23, C25, C27, C29, C31, C32A, C32B, C33A, C33B, C38A, C38B, C38C, C38D, C38E, C38F, C53, C55, C57, C58, C59, C60, C61, C62, C63, C64, C66, C67, C68, C69, C70, C71, C72, C73, C74	100nF	sm_cap_0603
Capacitor - 0603	2	C4, C6	68pF	sm_cap_0603
Capacitor - 0603	1	C5	4.7nF	sm_cap_0603
Capacitor - 0603	2	C8, C10	33pF	sm_cap_0603
Capacitor - 1206	1	C13	1500pF	sm_cap_1206
Capacitor - 1206	3	C14, C18, C19	10uF	sm_cap_1206
Capacitor - 0805	15	C24, C26, C28, C30, C34A, C34B, C35A, C35B, C36A, C36B, C37A, C37B, C43, C54, C56	1uF	sm_cap_0805
Capacitor elektrolyt	1	C39	100uF	sm_cap_elyt6m
Capacitor - 1206	4	C40, C41, C45, C48	100nF	sm_cap_1206
Capacitor - 1206	2	C42, C44	10uF	sm_cap_1206
Capacitor - 0805	2	C46, C47	0.47uF	sm_cap_0805
Capacitor - 0402	2	C49, C50	20pF	sm_cap_0402
Capacitor - 0603	2	C51, C52	2.2uF	sm_cap_0603
Capacitor - 0805	1	C65	4.7uF	sm_cap_0805
PESD1CAN	1	D1		SM_TRA_SOT23
Zener diode 18V	1	D3		sm_dio_SOD323
Inductor - 1206	1	L1	10mH	sm_res_1206
LED - 0805, GREEN	7	LD1, LD2, LD3, LD4, LD5, LD6, LD7		LED-2012[0805]_BLUE
LED - 0805, YELLOW	2	LD8, LD9		LED-2012[0805]_BLUE
LED - 0805, RED	1	LD10		LED-2012[0805]_BLUE
LED - 0805, YELLOW	1	LD11		LED-2012[0805]_BLUE
Header, 8x2	1	P1		HDR2X8
Header, 6x1	1	P2		HDR1X6
Connector	1	P3		EURO2.54-2H24
Modula connector	1	P4		JACK1.27-4H8G
Header, 11x2	1	P5		HDR2X11
Header, 2x1	2	P6, P7		HDR1X2
MOSFET IRFB7430	1	Q1		TO220AB-BT137-800
MOSFET IRLB8743	1	Q2		TO220AB-BT137-800
MOSFET BSO052N03S	5	Q3, Q4, Q5, Q6, Q7		SOIC8 - with cooling pad

Obr. A.19: Seznam součástek 1.část

Description	Quantity	Designator	Value	Footprint
Resistor - 0603	7	R1, R2, R34, R36, R38, R83, R84	0R	sm_res_0603
Resistor - 1206	4	R3, R4, R5, R6	120R	sm_res_1206
Resistor - 0603	4	R7, R8, R9, R10	22R	sm_res_0603
Resistor - 0603	13	R11, R12, R13, R14, R15, R16, R17, R18, R19, R20, R21, R25, R26	330R	sm_res_0603
Resistor - 0603	15	R22, R23, R24, R27, R29, R30, R32, R33, R35, R37, R40, R41, R42, R43, R45	50R	sm_res_0603
Resistor - 0603	16	R28, R48, R49, R50, R51, R52, R53, R54, R55, R56, R57, R58, R59, R60, R61, R62	2k2	sm_res_0603
Resistor - 0805	4	R31, R39, R44, R46	49.9R	sm_res_0805
Resistor - 0603	1	R47	4k87	sm_res_0603
Resistor - 0603	1	R63	100k	sm_res_0603
Resistor - 0603	3	R64, R78A, R78B	2M4	sm_res_0603
Resistor - 0603	10	R65A, R65B, R67A, R67B, R69A, R69B, R71A, R71B, R77A, R77B	1M78	sm_res_0603
Resistor - 0603	8	R66A, R66B, R68A, R68B, R70A, R70B, R72A, R72B	1M21	sm_res_0603
Resistor - 0603	4	R73A, R73B, R74A, R74B	20k	sm_res_0603
Resistor - 0603	4	R75A, R75B, R76A, R76B	430R	sm_res_0603
Resistor - 0805	2	R79A, R79B	590k	sm_res_0805
Resistor - 0603	6	R80A, R80B, R80C, R80D, R80E, R80F	100R	sm_res_0603
Resistor - 0603	6	R81A, R81B, R81C, R81D, R81E, R81F	100R	sm_res_0603
Resistor - 0603	7	R82A, R82B, R82C, R82D, R82E, R82F, R94	3k	sm_res_0603
Resistor - 0603	3	R85, R86, R87	10k	sm_res_0603
Resistor - 0603	1	R88	100k	sm_res_0603
Resistor - 0603	1	R89	47R	sm_res_0603
Resistor - 0805	2	R90, R91	510R	sm_res_0805
Resistor - 0603	1	R92	50R	sm_res_0603
Resistor - 0603	1	R93	50R	sm_res_0603
Shunt resistor	1	Rs1	0.001R	Rshunt
Shunt resistor	1	Rs2	0.01R	0_01R
Shunt resistor - 2512	1	Rs3	0.1R	SM_RES_2512
Shunt resistor - 2512	1	Rs4	1R	SM_RES_2512
Shunt resistor - 1206	1	Rs5	10R	sm_res_1206
Shunt resistor - 1206	1	Rs6	100R	sm_res_1206
Shunt resistor - 1206	1	Rs7	1k	sm_res_1206
Solder bridge - 0402	4	SB1, SB2, SB3, SB4		sm_res_0402
Solder bridge - 0402	1	SB5		sm_res_0402
Switch button, 4pins	1	SW1		sm_mch_lsh

Obr. A.20: Seznam součástek 2.část

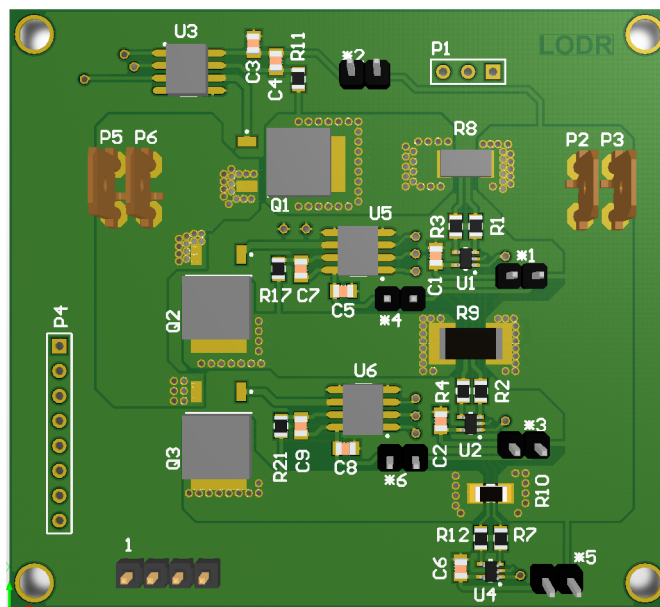
Description	Quantity	Designator	Value	Footprint
TJA1052i	1	U1		sm_io_SO16_w300
DP83848C	1	U2		sm_io_LQFP48_pit20_w275
LTC1156CSW#PBF	2	U3, U4		LT-SW-16_N
LTC1445IS#PBF	4	U5A, U5B, U6A, U6B		LT-S16_N
LTC6102IMS8#PBF	7	U7A, U7B, U7C, U7D, U7E, U7F, U11		LT-MS8-8_N
DC-DC 5V-5V	1	U8		SIP
LDO	1	U9		SM_TRA_D3PAK_PIT180_W255_L285
STM32F407ZGT6	1	U10		STM-LQFP144_N
Diode zener	7	V1, V2, V3, V4, V5, V6, V7	15V	sm_dio_SOD323
Diode	1	V8	diode	SM_DIO_SMB
Diode transil unidir	1	V9	6V	sm_dio_CDSOD323
Crystal Oscillator 25MHz	1	Y1		XTAL-1
Crystal Oscillator 8MHz	1	Y2		XTAL-1

Obr. A.21: Seznam součástek 3.část

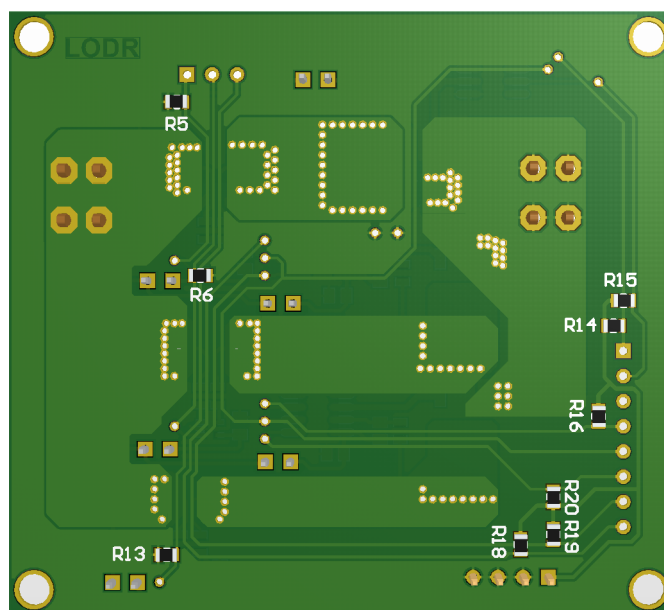
Příloha B

Testovací modul

B.1 3D model desky plošného spoje

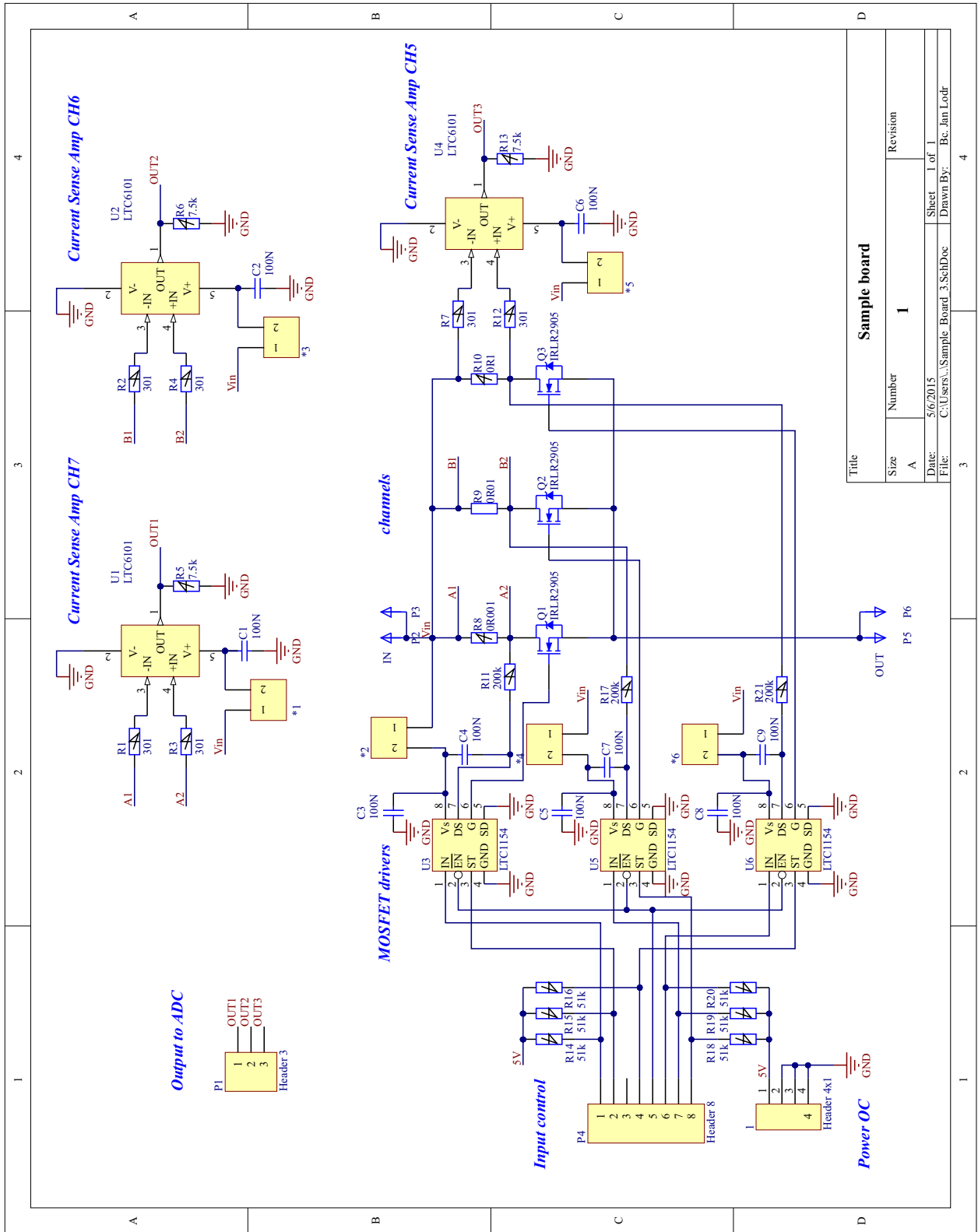


Obr. B.1: 3D model testovacího modulu - horní vrstva



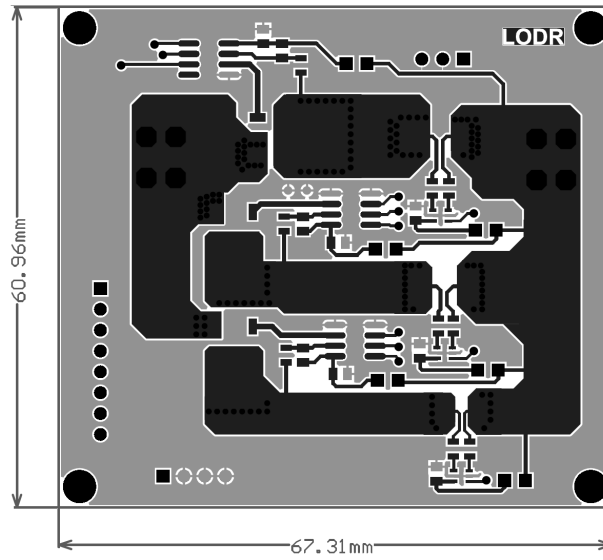
Obr. B.2: 3D model testovacího modulu - spodní vrstva

B.2 Schémata zapojení

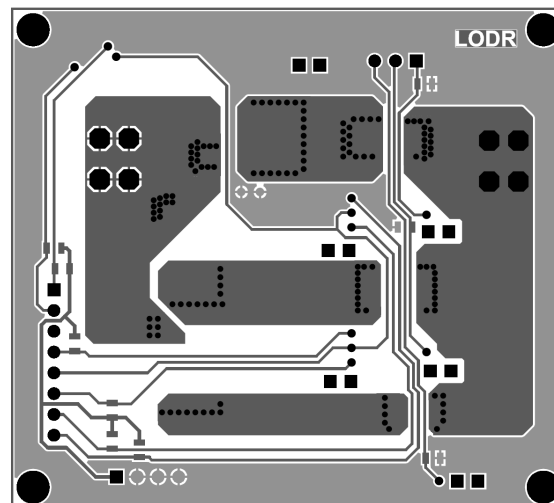


Obř. B.3: Schéma testovacího vzorku

B.3 Signálové vrstvy



Obr. B.4: Signálová vrstva TOP



Obr. B.5: Signálová vrstva BOT