

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektroniky a informačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Řídící deska indukčního průtokoměru

Autor práce:

Bc. Radek Klesa

Vedoucí práce:

prof. Ing. Pavel Karban, Ph.D.

2023

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2022/2023

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Radek KLESA**
Osobní číslo: **E21N0038P**
Studijní program: **N0714A060013 Elektronika a informační technologie**
Specializace: **Elektronika**
Téma práce: **Řídící deska indukčního průtokoměru**
Zadávací katedra: **Katedra elektroniky a informačních technologií**

Zásady pro vypracování

1. Prostudujte metody číslicového zpracování signálu na zařízeních s omezenými zdroji.
2. Navrhněte a realizujte napájení řídicí desky.
3. Navrhněte a realizujte řídicí obvod založený na procesoru architektury ARM.
4. Realizujte software pro řízení napájecích a měřících obvodů a zpracování dat.


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

Seznam doporučené literatury:

1. IEEE Standard for Ethernet - IEEE 802.3-2018.
2. Geoffrey Brown: Discovering the STM32 Microcontroller, 2016, CC BY-NC-SA 3.0.

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

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



L.S.

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



Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
vedoucí katedry

V Plzni dne 7. října 2022

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá problematikou napájení po Ethernetu (PoE) s možností využití pro indukční průtokoměr s přehledným uvedením do problematiky. Dále je zde prováděn návrh a realizace symetrického napájení pro analogové obvody, výběr vhodného řídicího procesoru a zpracování signálu z elektrod průtokoměru na číselnou hodnotu průtoku. Tato odvětví jsou v práci řešena spíše prakticky s teoretickým opodstatněním. Zrealizované obvody jsou podrobně testovány a podloženy výstupními daty s možností porovnání s návrhovou částí.

Klíčová slova

PoE, napájení po ethernetu, propustný měnič, DC-DC měnič, Buck-boost, symetrické napájení, průtokoměr, indukční průtokoměr, zpracování signálů, ARM, STM32, návrh DPS

Abstract

This diploma thesis deals with the topic of power over Ethernet (PoE) with the possibility of using it for an inductive flowmeter with a clear introduction to the topic. Furthermore, the design and implementation of a symmetrical power supply for analogue circuits, selection of a suitable control processor and processing of the signal from the flowmeter electrodes into a numerical flow value. These topics are rather addressed in the work practically with theoretical background. The implemented circuits are fully tested and documented with output data for comparison with the design part.

Keywords

PoE, Power over Ethernet, Forward converter, DC-DC converter, Buck-Boost, Dual Power Supply, Flow Meter, Inductive Flow Meter, EMF, Signal Processing, ARM, STM32, PCB design

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat prof. Ing. Pavlu Karbanovi, Ph.D. jako vedoucímu diplomové práce, za odborné vedení mé práce, za jeho čas, cenné poznámky a připomínky, a také za možnost častých osobních konzultací. Dále bych tímto chtěl vyjádřit poděkování všem respondentům, za jejich přínos pro výzkumnou část této diplomové práce. Jmenovitě bych pak chtěl poděkovat Ing. Michalu Liškovi jako zástupci firmy LUKR a.s. za technickou podporu a vzorkový materiál a Ing. Martinu Juříkovi za věcné diskuze kolem signálové zpracování. Nemohu opomenout velké poděkování kolegovi Bc. Petru Marku Staškovi za týmovou spolupráci nad komplexní problematikou kolem indukčního průtokoměru. V neposlední řadě patří obrovské poděkování mé rodině a přítelkyni, bez kterých bych tuto práci nemohl dokončit.

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratk	vi
Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	x
Seznam zdrojových kódů	xi
Úvod	1
1 Popis produktu	2
1.1 Zadání projektu	2
1.2 Matematický popis	3
2 Napájecí zdroje DC-DC	8
2.1 Symetrické napájení	8
2.2 Propustný měnič (Forward konvertor)	11
3 Power over Ethernet (PoE)	14
3.1 Normy IEEE pro PoE	14
3.2 Použití v projektu	17
3.3 Princip funkčnosti komunikace a klasifikace	18
4 Realizace symetrického napájení	19
4.1 Popis čipu TPS65131	19
4.2 Návrh a popis schématu	20
4.3 Návrh a popis desky plošného spoje	23
4.4 Výroba DPS	24
4.5 Osazení, oživení a testování modulu symetrického napájení	25
5 Realizace PoE modulu	36
5.1 Popis čipu TPS23754	36
5.2 Návrh a popis schématu	37
5.3 Návrh a popis desky plošného spoje	42
5.4 Osazení, oživení a testování modulu	42
6 Doplnkové zdroje	50
7 Řídící mikropočítač	52

7.1	Softwarové vybavení pro zpracování signálů	53
7.2	Schéma řídicího procesoru	54
8	Zpracování signálu	56
8.1	Vývojový diagram a software	56
8.2	Průběh napětí na elektrodách	57
8.3	Rušení	58
8.4	Vyhodnocení průtoku	61
9	Zhodnocení výsledků a směry pokračování práce	65
	Seznam použité literatury	69
A	Příloha	70
B	Příloha	72
C	Příloha	79
D	Příloha	87

Seznam použitých symbolů a zkratek

Symbols

Značka	Popis	Jednotka
B	magnetická indukce	T
A	magnetický vektorový potenciál	$\text{Wb} \cdot \text{m}^{-1}$
H	intenzita magnetického pole	$\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$
J	proudová hustota	$\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$
J_{ext}	externí proudová hustota	$\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$
v	vektor pohybu média	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
f_{sw}	Spínací frekvence	Hz
V_{POS}	Napětí na kladném výstupu symetrického napájení	V
$V_{\text{POS}_{\text{rip}}}$	Zvlnění napětí na kladném výstupu symetrického napájení	V
$V_{\text{POSESR}_{\text{rip}}}$	Zvlnění napětí na kladném výstupu symetrického napájení od ESR filtračního kondenzátoru	V
V_{NEG}	Napětí na invertovaném výstupu symetrického napájení	V
$V_{\text{NEG}_{\text{rip}}}$	Zvlnění napětí na invertovaném výstupu symetrického napájení	V
$V_{\text{NEGESR}_{\text{rip}}}$	Zvlnění napětí na invertovaném výstupu symetrického napájení od ESR filtračního kondenzátoru	V
I_{POS}	Proud z kladného výstupu symetrického napájení	A
$I_{\text{POS}_{\text{rip}}}$	Zvlnění proudu z kladného výstupu symetrického napájení	A
I_{NEG}	Proud ze záporného výstupu symetrického napájení	A
$I_{\text{NEG}_{\text{rip}}}$	Zvlnění proudu ze záporného výstupu symetrického napájení	A
V_{REF}	Napětí referenční	V
V_{IN}	Napětí na vstupu symetrického napájení	V
L_{BOOST}	Indukčnost induktoru pro boost měnič	H
L_{INV}	Indukčnost induktoru pro invertující měnič	H
$I_{\text{POS}_{\text{peak}}}$	Vrcholový proud induktorem boost měniče	A
$I_{\text{NEG}_{\text{peak}}}$	Vrcholový proud induktorem invertujícího měniče	A

Materiálové konstanty

Značka	Popis	Jednotka
μ_0	permeabilita vakua	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$
μ_r	relativní permeabilita	-
μ	$\mu = \mu_r \cdot \mu_0$ permeabilita	$\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$
σ	měrná elektrická vodivost	$\text{S} \cdot \text{m}^{-1}$

Zkratky

Zkratka	Popis
PoE	Power over Ethernet
PSE	Power Sourcing Equipment
PD	Powered Device
PM	Permanentní Magnet
UTP	Unshielded Twisted Pair
FTP	Foiled Twisted Pair
STP	Screened Twisted Pair
S/STP	Screened Shielded Twisted Pair
S/FTP	Screened Foiled Twisted Pair
SNMP	Simple Network Management Protocol
CCM	Continuous Conduction Mode
DCM	Discontinuous Conduction Mode
INN	Input Negative
INP	Input Positive
ZV	Zpětná Vazba
OZ	Operační Zesilovač
ESR	Equivalent Series Resistance
ESD	Electrostatic Discharge
CMSIS	Cortex Microcontroller Software Interface Standard
DSP	Digital Signal Processing
API	Application Programming Interface
RTOS	Real-Time Operating System

Seznam obrázků

1	Diagram měřící smyčky	2
2	Schéma průtokoměru [2]	3
3	Domény	4
4	Rozložení mag. pole a el. potenciálu pro PM při $B_r = 1,5$ T	6
5	Rozložení mag. pole a el. potenciálu pro PM při $B_r = 1,5$ T a Fe stínění	6
6	Rozložení elektrického potenciálu při $B_r = 1,5$ T a Fe stínění	7
7	Geometrie finálního magnetického obvodu	7
8	Diagram celého napájecího řetězce	8
9	Využití odporového děliče	9
10	Různá zapojení se 2 zdroji	10
11	Zapojení pro vytvoření virtuální země [6]	10
12	Propustný měnič - klasický (Forward)	11
13	Topologie se 2 spínači	12
14	Topologie s aktivním odlehčováním	12
15	Topologie s aktivním odlehčováním - úplná verze	13
16	Topologie PoE sítě, Alternative A [12]	15
17	Topologie PoE sítě, Alternative B [12]	17
18	Průběh klasifikace, detekce a připojení [12]	18
19	Porovnání špatně vyrobeného kusu DPS se správným	25
20	Zatěžovací charakteristika V_{POS} výstupu při $V_{IN} = 3,3$ V a $V_{IN} = 5$ V	27
21	Účinnosti V_{POS} v závislosti na zatížení	28
22	Pozorování teploty při zatěžování V_{POS}	28
23	Pozorování teploty při zatěžování V_{NEG}	29
24	Zvlnění na výstupu V_{POS} , PS=OFF, při $V_{IN} = 3,3$ V	30
25	Zvlnění na výstupu V_{POS} , PS=OFF při $V_{IN} = 5$ V	30
26	Zvlnění na výstupu V_{POS} , PS=ON, při $V_{IN} = 3,3$ V	30
27	Zvlnění na výstupu V_{POS} , PS=ON, při $V_{IN} = 5$ V	31
28	Zatěžovací charakteristika V_{NEG} výstupu při $V_{IN} = 3,3$ V a $V_{IN} = 5$ V	31
29	Účinnost V_{NEG} v závislosti na zatížení	32
30	Zvlnění na výstupu V_{NEG} , PS=OFF, při $V_{IN} = 3,3$ V	32
31	Zvlnění na výstupu V_{NEG} , PS=OFF, při $V_{IN} = 5$ V	33
32	Zvlnění na výstupu V_{NEG} , PS=ON, při $V_{IN} = 3,3$ V	33
33	Zvlnění na výstupu V_{NEG} , PS=ON, při $V_{IN} = 5$ V	33

34	Pohled na reálný hotový modul symetrického napájení	34
35	Schéma symetrického napájení	35
36	Zatěžovací charakteristika pro PoE modul	43
37	Účinnost v závislosti na zátěži při napájení z AUX	44
38	Pozorování teploty PoE modulu při zatěžování z PSE	44
39	Pozorování teploty PoE modulu při zatěžování z AUX	44
40	Zvlnění PoE na výstupu při napájení z AUX vstupu	45
41	Zvlnění PoE na výstupu při napájení z PoE (PSE)	45
42	Pohled na testované zařízení v EMC komoře	46
43	Průběh vyzařovaných emisí v závislosti na frekvenci	47
44	Reálný snímek zkonstruovaného PoE modulu	47
45	Schéma PoE modulu, 1. část	48
46	Schéma PoE modulu, 2. část	49
47	Pomocná napájení	51
48	Schéma s procesorem STM32F767	55
49	Vývojový diagram softwaru	56
50	Průběhy indukovaných napětí na elektrodách	57
51	Rušení na měřících elektrodách před a po filtraci	58
52	Porovnání rušivého signálu ve frekvenční oblasti před a po filtraci	58
53	Charakteristiky IIR Notch filtru na 100 Hz	59
54	Porovnání průběhů indukovaného napětí před a po filtraci	59
55	Křížová korelace pro signál indukovaného napětí a rušivého signálu	60
56	Porovnání signálů indukovaného napětí před a po odečtení rušení	61
57	Průběhy indukovaných napětí	61
58	Porovnání histogramů RMS signálu pro stav teče/neteče bez odečtení rušení	62
59	Porovnání histogramů RMS signálu pro stav teče/neteče po odečtení rušení	62
60	Převodní charakteristika zkonstruovaného průtokoměru	63
61	Kompletní sestava se všemi jednotkami	66
62	Snímek finální aplikace na výčepním zařízení	70
63	Snímek finální aplikace na výčepním zařízení - detail	71
64	Histogramy naměřených hodnot	87

Seznam tabulek

1	PoE IEEE normy [11][12]	16
2	Přehledová tabulka různých zapojení pro symetrické napájení	19
3	Elektrické parametry PoE modulu	36
4	Přehledová tabulka dostupných STM32 čipů	53

Seznam zdrojových kódů

1	Ukázka kódu pro komunikaci se zdrojem (případně el. zátěží)	26
2	Ukázka kódu pro sběr dat z ADC převodníku	57

Úvod

Motivace

Motivací k výběru této problematiky pro mě bylo oslovení od pana profesora Pavla Karbana s možností řešitelské účasti na projektu týkajícího se indukčního průtokoměru. Konkrétně se má úloha týká návrhu a realizace elektroniky a zpracování signálů.

Nabídku jsem ihned přijal, protože jsem viděl smysl v projektu a i můj dílčí úkol jasný. Pro mě je velmi důležité, když na něčem pracuji, vidět potenciál a využití mého úsilí, což zde beze sporu bylo na první pohled. Dále bych asi vyzdvihl to, že jsem měl možnost naučit se mnoho nového a hlavně si teoretické znalosti ze studia prakticky vyzkoušet. V tomto případě se jednalo o jednotky napájení, kdy na začátku byl požadavek, následně návrh na počítači a nakonec kus hardwaru, který mám fyzicky v ruce a plní funkci, pro kterou byl navržen. To byl pro mě jeden z důvodů v pokračování ve studiu a z mého pohledu hlavní náplň navazujícího studia. Takže jsem rád, že jsem se takto rozhodl a bylo mi potěšením takového projektu se účastnit a sepsat tuto práci.

Poznámky k práci

V práci je možné se seznámit s praktickou realizací a detailním popisem volby součástek pro konstrukci symetrického napájení a PoE PD modulu, kdy je napájení přiváděno přes Ethernetový kabel a dále zpracováno na výstupních $12 V_{DC}$. K tomu je zde možné také nalézt teoretický popis pro pochopení problematiky kolem PoE. V neposlední řadě jsou zde krom realizací i detaily oživení, testování a měření a zhodnocení výsledků s datovými výstupy.

Ještě doplním vysvětlení používaného stylu v celé práci. Jedná se o použití mezinárodního názvosloví, kdy napětí odpovídají značení „V” místo českého „U”. Je to především pro přehlednost při odkazování na technické listy nebo schémata. Dále pak zaokrouhlování ve výpočtech je prováděno na řadového hodnoty součástek, proto například $69 k\Omega \approx 69,8 k\Omega$.

1 Popis produktu

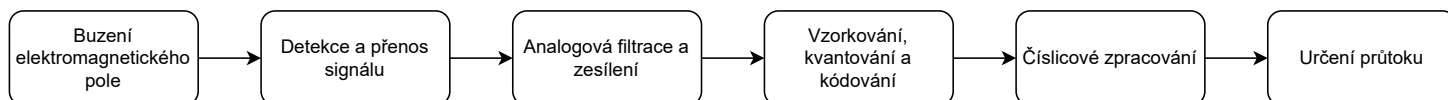
Pro lepší pochopení volby kroků provedených v návrzích v této práci, je vhodné seznámit čtenáře se zadáním projektu, na kterém bylo pracováno a zadání této diplomové práce odpovídalo prováděné činnosti. Má tak sloužit jako základní výchozí bod a dokumentace k projektu.

1.1 Zadání projektu

Cílem projektu, který firma LUKR CZ a.s. získala ve spolupráci s výzkumnou organizací ZČU, je navrhnout a vyrobit prototyp indukčního průtokoměru pro sycené nápoje. Poskytovatel je MPO (Ministerstvo průmyslu a obchodu).

Hlavním důvodem pro podání takového projektu je fakt, že žádný z komerčních řešení se nezabývá právě těmito nápoji. Aktuálně používaná řešení fungují na mechanickém principu (tzv. vrtulkové průtokoměry). Ty však mají omezenou přesnost a jsou také lehce zmanipulovatelné, kdy lze jednoduše vnějšími podněty ovlivnit či přímo znemožnit funkci zařízení. Konkrétněji má firma například problém s tím, že jejich zákazníci dají do potrubí bonbony antiperle nebo podobné věci, které zaseknou měřící vrtulku a tím je možné odebírat nápoje bez měření pro fakturaci.

Cílem projektu je tedy vytvořit takové zařízení, které bude neinvazivně měřit požadovanou kapalinu. Neinvazivností se rozumí měřit tak, aby nedocházelo k zahřívání, elektrickému nebo chemickému ovlivnění. Pro příkladnost tohoto požadavku lze uvést jednoduchý fakt, kdy zahřátí média v případě pivovarnictví může spustit kvašení, nebo silné elektrické pole ovlivnit chuť piva. Dalšími požadavky jsou automatická detekce média (pro případ čištění), dosažení přesnosti 0,5-1,5 %, ekonomicky přijatelné výrobní náklady a příprava na napojení průmysl 4.0. Kompletní zadání projektu lze dohledat pod označením EG21_374/0027241 na stránkách [TAČR](#). Požadavku zadavatele vyhovuje metoda jak ultrazvuková, tak indukční, která bude použita pro řešení tohoto projektu.



Obr. 1: Diagram měřící smyčky

Obecný princip funkčnosti

Takto na začátku se nabízí tedy myšlenka, jak vygenerovat magnetické pole. Obecně jsou známy dvě metody a to pomocí permanentních magnetů (PM) nebo pomocí elektromagnetů.

V tomto zařízení se uplatňuje Faradayův zákon elektromagnetické indukce pro pohybující se vodič

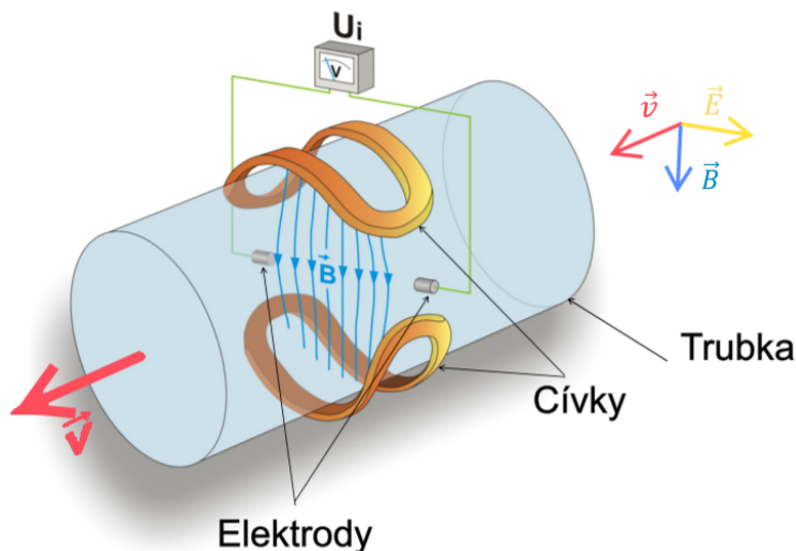
v magnetickém poli. Cívky (nebo PM) jsou umístěny proti sobě na trubce z nevodivého materiálu a vytvářejí homogenní magnetické pole \mathbf{B} uvnitř trubky. Kapalina, jejíž průtok je měřený, musí být vodivá, tedy vodivost $\sigma > 0$. Taková kapalina pak představuje vodič. Pokud kapalina protéká rychlostí \mathbf{v} skrze magnetické pole, indukuje se na elektrodách napětí u_i . Matematicky lze pak zjednodušeně vyjádřit jako [1]:

$$u_i = \oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \oint_l \mathbf{v} \times \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} \rightarrow u_i = -B \cdot l \cdot v, \quad (1)$$

kde B je magnetická indukce, l vzdálenost mezi elektrodami a v rychlost proudícího media. Výsledné indukované napětí na svorkách průtokoměru je dáno následovně.

$$u_i = - \left(\frac{d\phi}{dt} + B \cdot l \cdot v \right) \quad (2)$$

Názorná ukázka zařízení je také zřejmá na obr. 2. Je tedy patrné umístění elektrod kolmo k vektoru magnetické indukce \mathbf{B} . Indukované napětí je pak dáno jako rozdíl potenciálu na elektrodách.



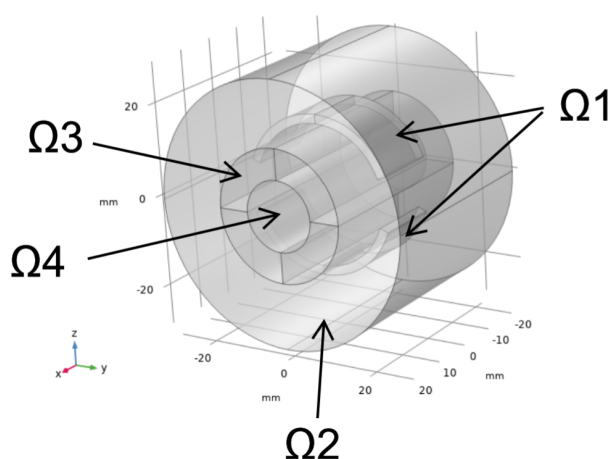
Obr. 2: Schéma průtokoměru [2]

1.2 Matematický popis

V této kapitole bude ukázán matematický model pro indukční průtokoměr za použití permanentních magnetů, což byla má část experimentu. Možnost použití budících cívek má ve své diplomové práci zpracovanou kolega Bc. Petr Marek Stašek, který se rovněž podílel na projektu. V této práci bude pouze uveden případný rozdíl v modelování a shrnuty závěry obou metod.

Formulace rovnic pro domény

Simulace a numerické výpočty probíhaly v softwaru COMSOL Multiphysics. Na obr. 3 je 3D model vytvořený v COMSOLu s rozdělením na jednotlivé domény značené jako Ω . Pro tyto domény jsou dále formulovány matematické vztahy. Formulace jsou pro model s PM a v podkapitole 1.2 je uveden případný rozdíl a modifikace rovnic pro model s budícími cívkami.



Obr. 3: Domény

Bude se vycházet z obecné rovnice nestacionárního magnetického pole, která je dána vztahem (3).

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} (\operatorname{rot} \mathbf{A} - \mathbf{B}_r) - \sigma \mathbf{v} \times \operatorname{rot} \mathbf{A} + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \mathbf{J}_{\text{ext}} \quad (3)$$

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_{\text{pohyb}} + \mathbf{J}_{\text{trans}} + \mathbf{J}_{\text{pot}} + \mathbf{J}_{\text{ext}}$$

Níže bude následovat výčet řešení jednotlivých domén.

– Ω_1 - permanentní magnety:

- $\mu_r = 1,05$
- $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} + \mathbf{B}_r$, kde $\mathbf{B}_r = 1,47 \text{ T}$
- $\sigma = 714 \text{ kS/m}$

Vychází se z první Maxwellovy rovnice, pak platí:

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} (\operatorname{rot} \mathbf{A} - \mathbf{B}_r) = \mathbf{J}. \quad (4)$$

Za použití PM zde nefiguruje elektrický proud a $\mathbf{J} = 0$.

– $\Omega_2 = \Omega_3$ - nevodivá trubka a okolí pro model:

- $\mu_r = 1$
- $\sigma = 0 \text{ S/m}$

Opět vychází z první Maxwellovy rovnice, ale nevyskytuje se zde vliv permanentních magnetů.

$$\operatorname{rot} \left(\frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} \mathbf{A} \right) = 0$$

– Ω_4 - měřené médium:

$$- \mu_r = 1$$

$$- \sigma = 0,143 \text{ S/m}$$

Zde se bude vycházet z rovnice 3, z které vypadne transformační složka proudové hustoty, zůstane pohybová složka, která reprezentuje pohyb média, a vypadne ještě část s externí proudovou hustotou (není zde žádný el. proud).

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} (\operatorname{rot} \mathbf{A} - \mathbf{B}_r) - \sigma \mathbf{v} \times \operatorname{rot} \mathbf{A} = 0 \quad (5)$$

Okrajové podmínky

Okrajová podmínka pro magnetický vektor potenciálu \mathbf{A} na okraji řešené úlohy (vzduchové obálky) je

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

Odlíšnost při použití budících cívek

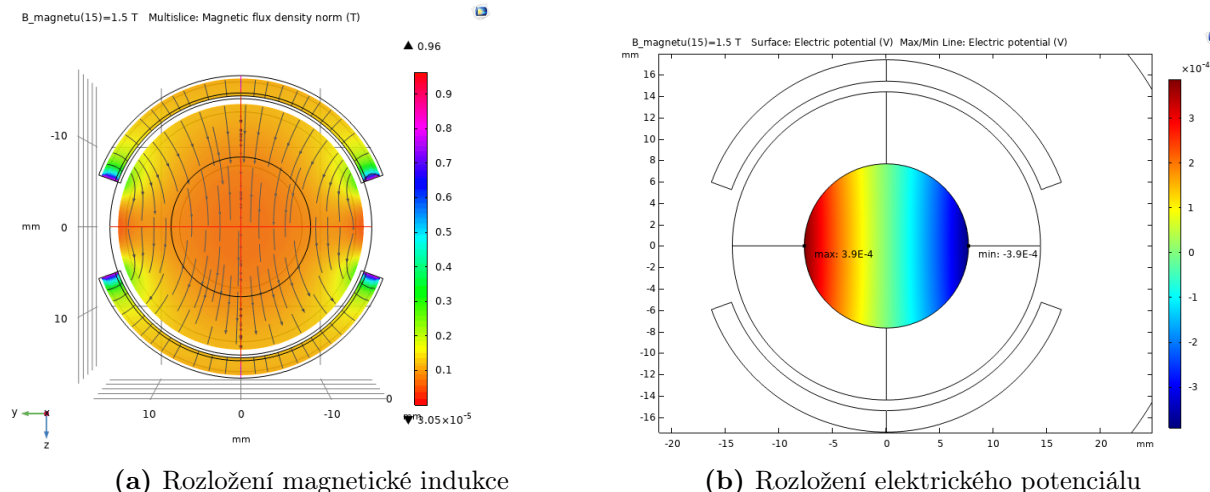
První odlíšnost je u domény Ω_1 , kde by ve vztahu (4) byla $\mathbf{B}_r = 0$ vlivem absence PM, $J \neq 0$ z důvodu přítomnosti elektrického proudu a $\mu_r = 1$ jako vlastnost mědi.

Druhý a poslední rozdíl je pak při formulaci rovnice pro doménu Ω_4 v rovnici (5) a spočívá opět v absenci remanentní indukce, tedy $\mathbf{B}_r = 0$, a přítomností proudové hustoty $J \neq 0$.

Počítačový model pro PM

Jedná se o numerická řešení, kde hraje roli velikost elementů, proto proběhla konvergence výpočtu. Dále jsou uvažovány pouze konvergované výsledky. V modelu byla uvažována $\mathbf{B}_r = 1,5 \text{ T}$, což je běžná hodnota neodýmových magnetů. Při pohledu na obr. 4a lze vidět téměř homogenní rozložení magnetického pole uvnitř zařízení v příčném řezu. V ose umístění elektrod dostáváme hodnotu \mathbf{B} v rozmezí 0,064 T a 0,081 T.

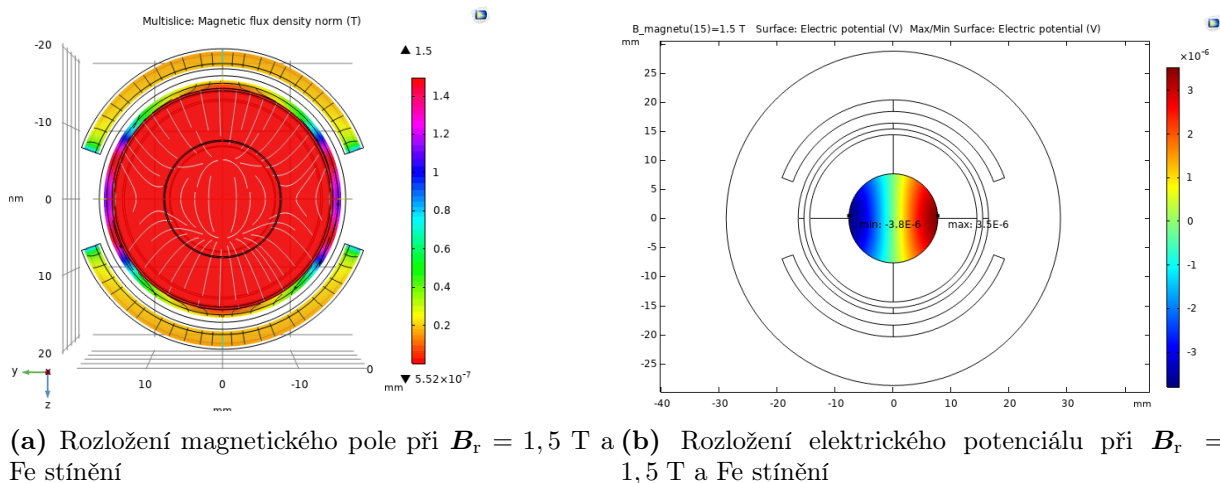
V případě rozložení elektrického potenciálu mezi elektrodami se lze podívat na obr. 4b. Je zde dosaženo hodnot $\pm 3,9 \cdot 10^{-4} \text{ V}$. Indukované napětí je pak dáno jako rozdíl těchto potenciálů.



Obr. 4: Rozložení mag. pole a el. potenciálu pro PM při $B_r = 1,5 \text{ T}$

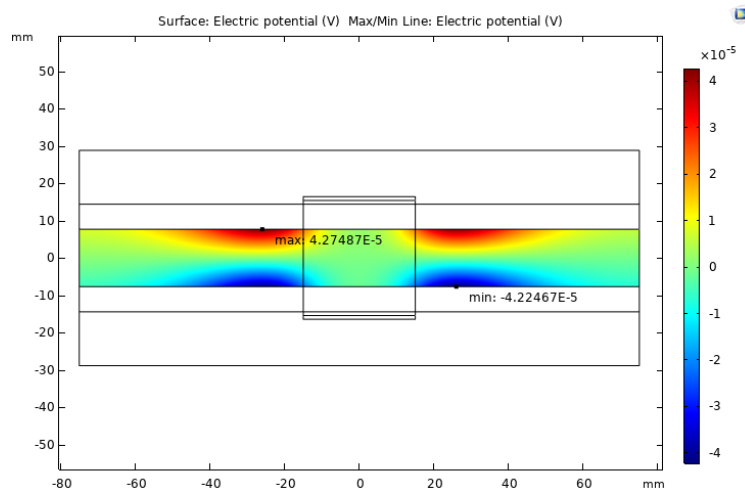
Počítačový model pro PM s magnetickým stíněním

Pro splnění požadavků zákazníka je potřeba magnetické pole uvnitř umět vypnout. To je běžnými způsoby u PM nemožné (i když dnes existují metody jako jsou elektropermanentní magnety s SmCo magnety) a nabízela se možnost vložného stínění. Výsledek rozložení magnetického pole uvnitř zařízení s Fe stíněním lze vidět na obr. 5a. Při porovnání s obr. 4a je patrné, že došlo ke snížení o 2 řády. Lze si tak logicky povšimnout i snížení elektrického potenciálu viz obr. 5b.



Obr. 5: Rozložení mag. pole a el. potenciálu pro PM při $B_r = 1,5 \text{ T}$ a Fe stínění

Problém však nastává při pohledu na rozložení potenciálu podél zařízení. Vlivem Fe stínění došlo k pohlcení siločar a pouze se potenciál přenesl (snížený) na okraj vložného stínění viz. obr. 6. Snaha také vedla na použití diamagnetického materiálu, avšak reálné mají $\mu_r \doteq 1$ a stínící účinek je nulový [3]. Pro dosažení kýženého účinku by bylo dosaženo supravodivými materiály, což je mimo oblast reálných možností.



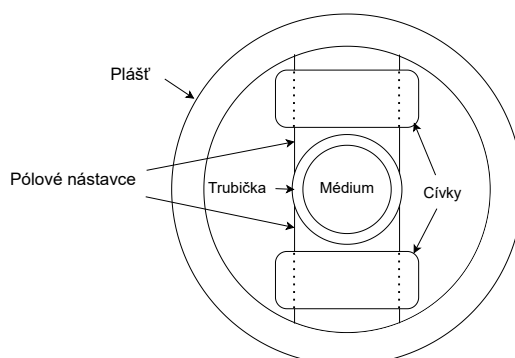
Obr. 6: Rozložení elektrického potenciálu při $B_T = 1,5$ T a Fe stínění

Závěr použití PM

Z teoretického hlediska lze použít PM do indukčního průtokoměru. Je dosaženo velmi vysokých hodnot indukovaného napětí, což vede k vyšší odolnosti proti šumu okolí, dále pak k jednoduchosti konstrukce a absenci budících obvodů, které by mohly způsobovat tepelný ohřev, a tím i jednodušší napájecí obvody. Jako nevýhodu lze brát to, že velká hodnota potenciálu již může negativně ovlivňovat médium, nerealizovatelnost vypínání buzení PM a také nemožnost střídavé polarizace buzení. Tímto byla zavržena tato varianta pro použití v tomto projektu, avšak může nalézt uplatnění v jiné aplikaci.

Konečný návrh

Finální návrh zrealizoval kolega Ing. Ondřej Sodomka. Jako nejlepší pro aplikaci vychází kulatý magnetický obvod o průměru 40 mm a délky 35 mm. Plášť má tloušťku 5 mm. Pólové nástavce soustřeďují magnetické pole do vnitřku trubičky, měly by být co možná nejširší, pro dobré obeptnutí. Uvnitř je téměř homogenní magnetické pole. Trubička má vnitřní průměr 9,5 mm a vnější 12,7 mm. Ze simulace vychází, že hodnota indukovaného napětí na elektrodách dosahuje řádově vyšších jednotek μV .



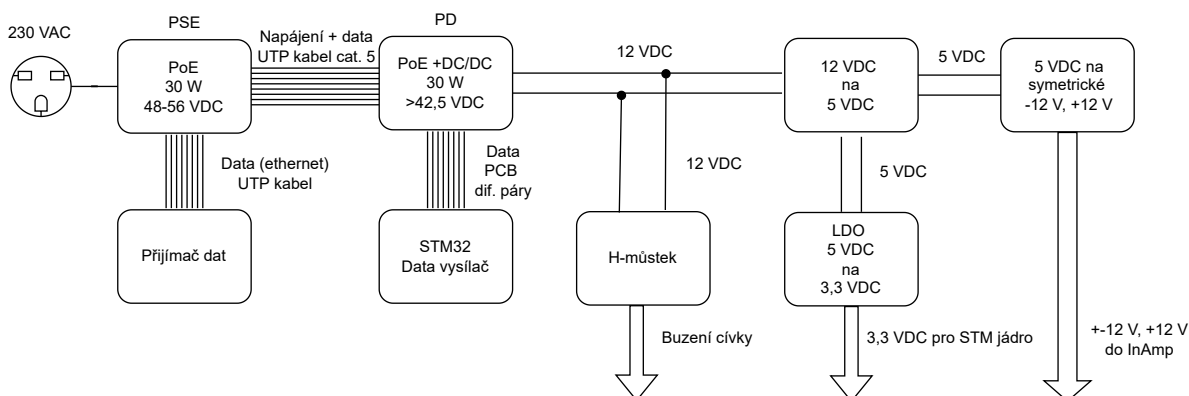
Obr. 7: Geometrie finálního magnetického obvodu

2 Napájecí zdroje DC-DC

Jelikož je v práci věnováno mnoho času a úsilí při praktické realizaci napájecích zdrojů, je vhodné uvést alespoň základní přehled a obecný princip jejich funkčnosti. Opět budou pochopitelnější prováděné kroky při návrhu. Cíleno je především na spínané napájecí zdroje, které pracují se stejnosměrnými napětími.

Na obr. 8 je uveden digram napájení všech nutných komponent celého měřicího aparátu. Detailněji zde bude rozebrán návrh PoE PD zařízení viz kapitola 5, které slouží jako hlavní přívod napájení do průtokoměru. Dále pak modul symetrického napájení viz kapitola 4, který slouží k napájení přesných operačních zesilovačů. Ostatní zdroje jako z 12 V_{DC} na 5 V_{DC} nebo na $3,3\text{ V}_{\text{DC}}$ zde nebudou příliš detailně rozebírány přes jejich obecnou znalost a široké nasazování, pouze bude připojeno schéma zapojení s průvodním popisem.

Jako PSE zařízení poslouží D-Link DPE-301GI pro potřeby této práce. Jedná se o certifikovaný PoE PSE injektor podle 802.3at.



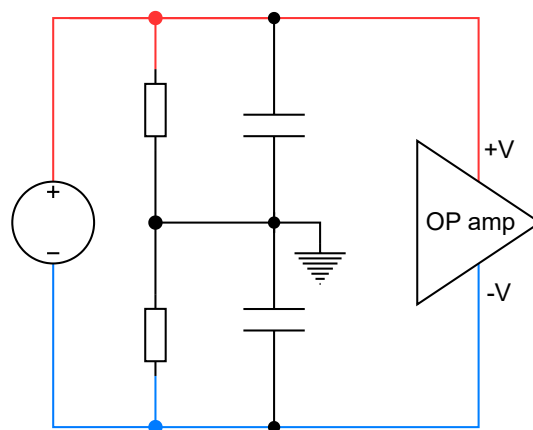
Obr. 8: Diagram celého napájecího řetězce

2.1 Symetrické napájení

Symetrickým či také duálním napájením se rozumí takové napájení, které má obě polarity proti referenčnímu bodu. Tento typ je hojně využíván pro práci s operačními zesilovači, které pracují diferencially a je potřeba zesilovat obě polarity a to se neobejde právě bez těchto zdrojů. Ani zde tomu není jinak, protože pro zesílení elektrodového signálu se používá přístrojový zesilovač, tak je nutné zrealizovat symetrické napájení. Níže budou popsány různé metody, jak takového napájení lze dosáhnout.

Odporový dělič

Jedná se o nejjednodušší metodu, jak vytvořit symetrické napájení. Jde převážně o teoretickou variantu s mnoho nedostatky, ale může být v některých aplikacích použita jako nouzové řešení. Podstatou je napěťový dělič, jak je znázorněn na obr. 9. Jako nedostatky lze brát nesymetrie vlivem tolerance součástek, omezenou zatěžovací schopnost v jednotkách mA, nestabilita vlivem změny zátěže nebo také nízká účinnost [4].

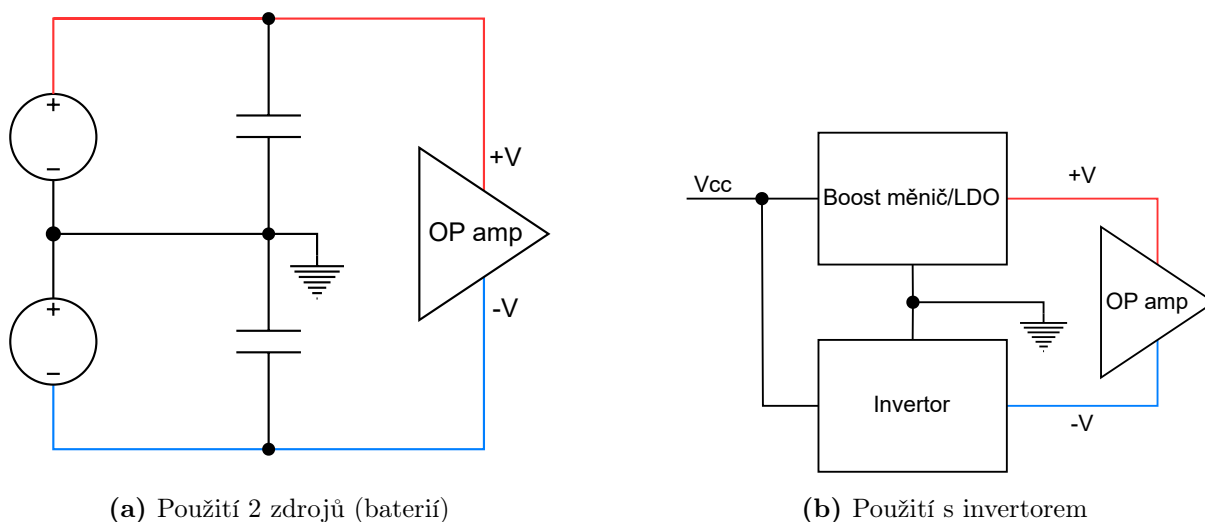


Obr. 9: Využití odporového děliče

Dva zdroje

V případě, kdy jsou k dispozici dva zdroje, je situace velmi jednoduchá. Typickým příkladem může být bateriové napájení, kdy je možné mít 2 stejné baterie řazené do série a místo spojení baterií je referenční bod - zem. Obdobně lze využít i dva různé nezávislé zdroje, které jsou řazené opět sériově viz obr. 10a.

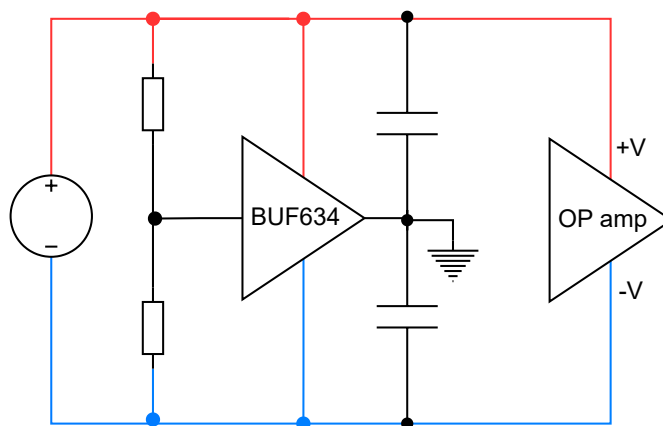
Obtížnější je realizace takového zdroje na DPS, kde není možné použít baterie a jiné velké zdroje. Předpokládejme stejnosměrné vstupní napájení. Pak je nemožné sériové řazení dvou stejných zdrojů kvůli absenci transformátoru a usměrňovače. Problémem je vždy společné zemní spojení. Řešením je spojení 2 zdrojů, klasického měniče na požadovanou úroveň a invertoru, jak je znázorněno na obr. 10b. Tyto zdroje mohou pracovat zcela nezávisle, mají pouze společnou zem. Tento případ je použit i ve zvoleném čipu TPS65131, jehož detail je popsán níže v podkapitole 4.1.



Obr. 10: Různá zapojení se 2 zdroji

Virtuální zem

Tato varianta využívá operační zesilovač a jeho vlastnosti virtuální země obr. 11. Mezi typické zástupce lze řadit například integrované obvody BUF634 nebo TLE2426 od Texas Instruments, které jsou konstruovány pro vytvoření umělé země jako rozdělení vstupního napájení. Jejich nevýhodou jsou velmi malé odběry max. 20 mA [5]. To však může být dostatečné pro široké množství aplikací a je tak tato varianta běžně používána. Výhodou je jednoduchost, široký rozsah vstupních napětí a tím i kompatibilita se zdroji.



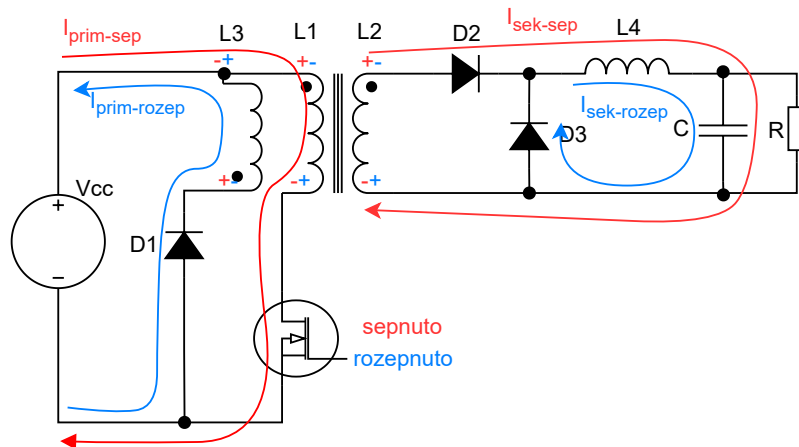
Obr. 11: Zapojení pro vytvoření virtuální země [6]

2.2 Propustný měnič (Forward konvertor)

Této topologii bude věnováno více pozornosti jednak z důvodu použití v navrženém modulu a druhak se lze celkem setkat se třemi variantami propustného měniče. Postupně zde budou uvedeny od základní varianty po nejsložitější s drobným popisem.

Propustný měnič s rekuperačním vinutím

Základní topologie s dvěma funkčními fázemi popisuje obr. 12. Hlavní součástí je transformátor, který vytváří galvanické oddělení výstupu a slouží k přenosu a akumulaci energie. Základní funkční takt znázorňuje červená křivka $I_{\text{prim-sep}}$, která představuje směr proudu primární stranou v případě sepnutí MOSFETu T1. V této fázi dochází k přenosu energie přes transformátor na výstup a akumulaci energie v L4, směr proudu je $I_{\text{sek-sep}}$. V moment vypnutí MOSFETu T1 by vzniklo na spínacím prvku velké přepětí vlivem indukčnosti transformátoru a musí tak být MOSFET T1 dostatečně dimenzován. Aby nedocházelo k přesycování jádra vlivem akumulované energie, je transformátor opatřen tzv. rekuperačním vinutím, které odvádí energii zpět do zdroje (případně vstupního kondenzátoru). V této fázi na sekundární straně slouží výkonová tlumivka jako zdroj a proud se uzavírá přes diodu D3. Rekuperační vinutí má stejný počet závitů jako primární vinutí a jsou vinuta současně a co nejtěsněji. To vede na větší rozměry takového transformátoru (i když v porovnání s Flyback nepotřebuje vzduchovou mezeru a je menší). Existují však metody, kdy je možné se obejít bez rekuperačního vinutí, které budou popsány níže.

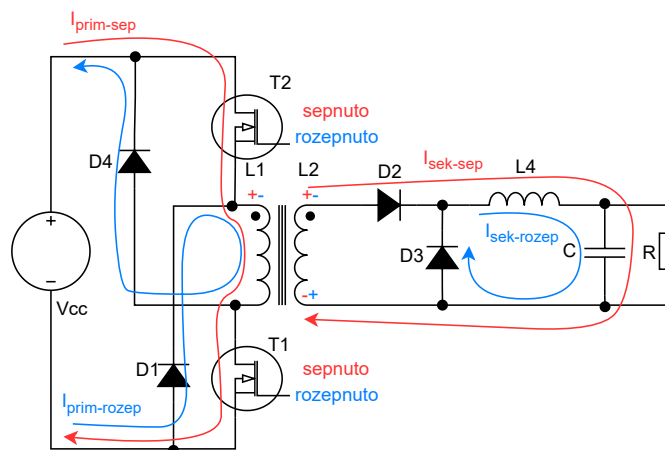


Obr. 12: Propustný měnič - klasický (Forward)

Propustný měnič se dvěma spínači

Jedna z variant, jak se vyhnout použití rekuperačního vinutí je zapojení se dvěma spínači viz obr. 13. První fáze je totožná se zapojením výše, proud prochází oběma MOSFETy a primárním vinutím ve směru $I_{\text{sek-sep}}$. Výhodou je menší napětí na spínacích součástkách vlivem sériového řazení. Oba MOSFETy jsou spínány i rozezpínány současně. V moment rozeznutí je opět nutno

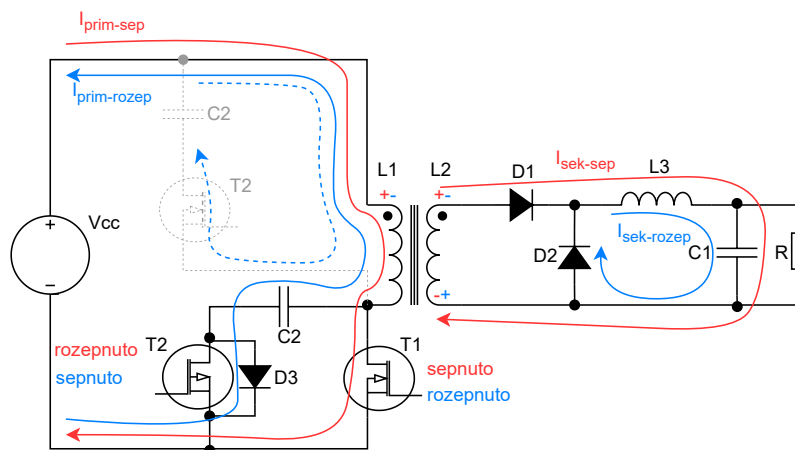
odvést akumulovanou energii v transformátoru. K tomu slouží křížem zapojené diody D1 a D4. V moment rozepnutí je zachován směr proudu z první fáze a vlivem propustné polarizace diod je vracena uložená energie zpět do zdroje. Za nevýhodu lze považovat problematické spínání horního MOSFETu T2, který v případě rozpojení T1 je odpojen od zemního potenciálu a je tak nutné zapojení opatřit například budícím transformátorem nebo jinými obvody k tomu určené.



Obr. 13: Topologie se 2 spínači

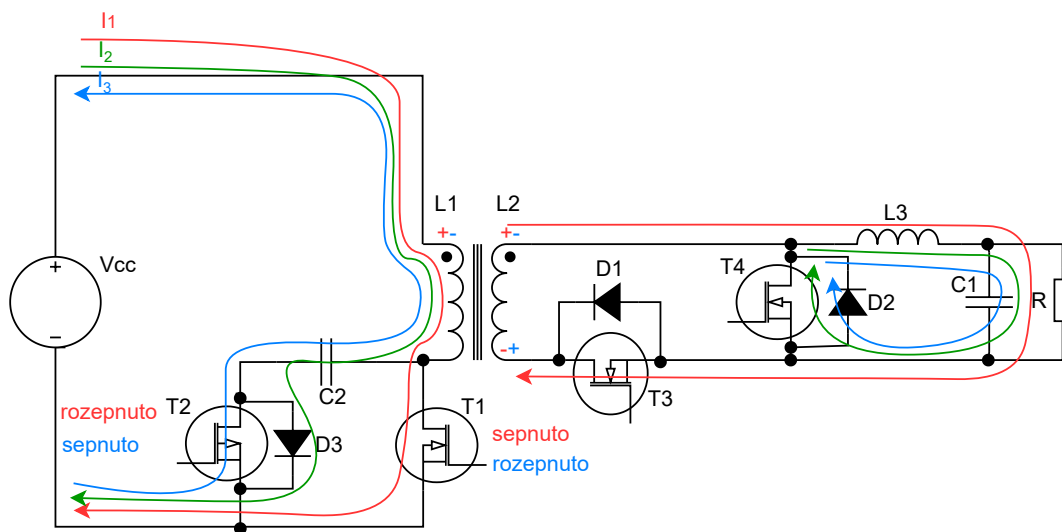
Propustný měnič s aktivním odlehčováním

Druhou možností je aktivní odlehčování. Opět se jedná o zapojení se dvěma spínači. Tato varianta je komplexnější a náročnější, ale přináší vyšší účinnost a širší rozsah pracovního cyklu. V dnešní době je velmi používaná a je to právě tato metoda, která je realizována na zkonstruovaném modulu. Jsou dvě možnosti, jak odlehčování zajistit. První je za pomoci NMOS MOSFETu, tato varianta je znázorněna v obr. 14 čerchovanou čarou (bez součástek T2, C2, D3 plnou čarou). První fáze je opět stejná jako v případech výše. V druhé odlehčovací dojde k rozepnutí spínače T1 a nahromaděná energie je přesunuta/akumulována do kondenzátoru C2. I v tomto případě je komplikované řízení MOSFETu z důvodu plovoucího potenciálu po odpojení T1 od země.



Obr. 14: Topologie s aktivním odlehčováním

Na posledním obr. 15 je složitější modifikace zapojení s aktivním odlehčováním. Ve své podstatě je na primární straně varianta z obr. 14 s využitím PMOS varianty. Sekundární strana měniče je doplněna o další dva spínače (MOSFETy), v podélné větvi T3 a v příčné T4. První fáze (červeně značené proudové smyčky) je propustná fáze, kdy je přenášén výkon na výstup jako v případech výše. Druhou fází je tzv. rezonanční (zeleně), kdy MOSFET T1 je vypnut v nule napětí a využívá se tzv. ZVS (Zero Voltage Switching). Je tak použito měkké spínání a dochází ke snížení ztrát. Tohoto stavu je dosaženo pomocí rezonance mezi indukčností primárního vinutí, kondenzátorem C2 a parazitní kapacitou MOSFETu T1. V moment vypnutí T1 dojde k zachování směru proudu, T2 je vypnutý, a tak prochází proud primárního vinutím přes diodu D3. Na sekundární straně převezme vedení proudu D2 pro zachování směru proudu vlivem změny polarity sekundárního vinutí. Je tak nulový vliv sekundární strany na primární. Proto je v tento moment primární proud pouze magnetizační. Odlehčovací fáze je znázorněna modře. Primární vinutí transformátoru je tzv. resetováno a je otočen směr primárního proudu. V tento moment je již plně otevřen T2 a vede proud, je otevřen T4 a uzavřen T3. Při reálné implementaci je spínání na sekundární straně řešeno pomocí přídavných tranzistorů, které reagují na polaritu napětí sekundární strany. Není tak potřeba další řízení od řídicího obvodu s nutností izolovaného přenosu informace. Zapínání probíhá obdobně jako vypínání, opět s využitím měkkého spínání díky rezonanci. Jedná se skutečně o rychlé přiblížení, jelikož úplný popis by obsáhl spoustu kapitol, více se lze dozvědět v citovaných zdrojích [7][8].



Obr. 15: Topologie s aktivním odlehčováním - úplná verze

3 Power over Ethernet (PoE)

Historicky bylo první zařízení vybaveno touto technologií VoIP telefon od firmy Cisco v roce 2000. Důvodem k používání této technologie bylo možnost použití přenosu hovorů po Ethernetu bez nutnosti připojovat telefon síťovým adaptérem kvůli napájení, což snižovalo eleganci celého řešení. V dalších letech došlo k masivnějšímu nasazování této technologie i jinými výrobci, převážně se zaměřující na přístupové body. První standardizace tohoto rozhraní se ujmula organizace IEEE, která stojí za standardizací pro Ethernet s normou IEEE 802.3. Poprvé se tedy objevila v ethernetovém standardu 802.3af [9]. Tato a další standardy budou blíže popsány v podkapitole 3.1.

PoE představuje spojení napájení a dat do jednoho svazku vodičů, což přináší tedy výhodu v jednoduchosti na zapojení a nároku na instalaci. V dnešní době je cena běžného UTP kabelu (nebo příslušné variace) velmi nízká a propojení mezi cílovým napájeným zařízením (PD) a napáječem (PSE, zdrojem, switchem nebo injektorem) je velmi jednoduché bez přílišné odbornosti. Obecně lze tedy říci, že toto řešení šetří náklady a umožňuje velkou flexibilitu v instalaci. Například tak je možné instalovat bezpečnostní kamery na místa, kde mají největší potenciál využití a není tam možné za běžných podmínek přivést potřebné napájení. Dále poskytuje dostatečnou bezpečnost zařízením a obsluze, jelikož není potřeba připojovat síťové napětí. V neposlední řadě je tu spolehlivost, kdy je možné celý systém snadno zálohovat záložními zdroji UPS z centrálního místa, a škálovatelnost v podobě jednoduchého přepojení nebo připojení dalších zařízení [10].

Pro všechny tyto výhody byl právě tento standard vybrán jako zdroj napájení pro tento projekt. V cílové instalaci zákazníka je možnost mít nasazeno až 8 průtokoměrů, kdy pro napájení všech postačí jeden škálovatelný PoE switch s daným počtem portů a mít tak data dostupná na jednom centrálním místě.

3.1 Normy IEEE pro PoE

IEEE 802.3af

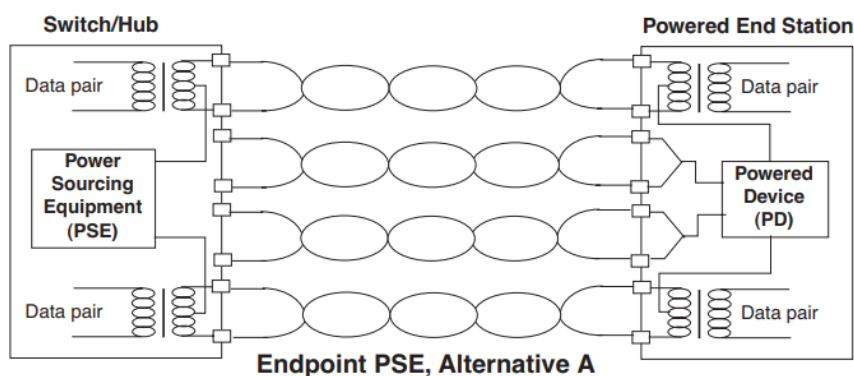
Jedná se o první standard, který definuje standard pro PoE. První standard IEEE 802.3 byl již v roce 1983, kdy byly definovány první standardy Ethernetu. Kromě definice základních pojmů a celkově popisu principu fungování, je PoE navrženo na 15,4 W (44 VDC a 350 mA) na napájecí straně PSE. Při započtení ztrát na vedení je zaručeno, že při splnění podmínek bude na napájeném zařízení PD minimálně 12,95 W [11][12]. Použit je standardní RJ-45 konektor s UTP kabelem CAT-5 (charakteristická impedance 100 Ω).

Napájení se přenáší v tomto standardu po nevyužitých datových vodičích v UTP kabelu. Běžně jsou pro data použity pouze 2 páry kroucených vodičů a zbylé dva páry mohou být použity pro

napájení. Nutno podotknout, že při tomto řešení je maximální dosahovaná rychlost toku dat 10-100 Mbps. Tato varianta přenosu je v normách IEEE a u výrobců zařízení označována jako Alternative B, Typ B, nebo Mód B. Zapojení je tedy DC+ na piny 4 a 5, DC- na piny 7 a 8 [13][12].

Další možností přenosu napájení je přes common-mode na každý pár. Tato varianta nenarušuje přenos dat vodičem, jelikož data jsou přenášena a vyhodnocována diferenciálně. Tato metoda je v normách popsána a definována jako Alternative A, Typ A nebo Mód A. V tomto případě se ovšem návrh neobejde bez použití transformátoru s vyvedeným středem pro separaci napájení. Zapojení je tedy DC+ na piny 1 a 2, DC- na piny 3 a 6 [12].

Součástí jsou i definice pojmů jako PSE, což značí zdroj napájení, nebo PD, které označuje napájené zařízení. Jsou zde i veškeré požadavky na ně kladeny, včetně minimální a maximální hodnoty napětí na PSE a PD a další elektrické požadavky. Důležitý je také fakt, že každé PoE PD zařízení musí podporovat mód A i B. Kompletní přehledová tabulka tab. 1 pro porovnání je uvedena níže.



Obr. 16: Topologie PoE sítě, Alternative A [12]

IEEE 802.3at

Při pohledu do normy se jedná stále o stejný princip jako první standard IEEE 802.3af, stále je přenos po dvou párech, ale došlo ke dvojnásobnému zvýšení výkonu. Toho je dosaženo vyšším proudem ze zdroje do PD. Přes veškeré aktivní komunikace je nutná kompatibilita PD Type 2 s PSE Type 1. Dosaženo toho je dvojitou klasifikací. Jakmile projdou obě klasifikace, jedná se o Type 2 a PD zařízení může počítat s výkonem min. 25,5 W. V případě úspěšné pouze jedné klasifikace se jedná o Type 1 a PD má k dispozici pouze 15,4 W. K tomu aby nadřazený HW měl informaci o tom, jaké zařízení je na napájecí straně a kolik výkonu je k dispozici, tak se používá výstupní pin T2P z řídicích obvodů pro tuto jednoduchou indikaci.

IEEE 802.3bt

Aktuálně nejnovější standard, který dovoluje přenášet výkon až 90 W. Z důvodu maximální zatížitelnosti vodičů a množství přenášeného výkonu jsou využity všechny páry pro přenos napájení v porovnání s IEEE 802.3af a IEEE 802.3at, kde jsou přenášeny pouze přes 2 páry. V normě je bližší specifikace a rozšíření základní normy o PoE IEEE 802.3af.

Tab. 1: PoE IEEE normy [11][12]

Standard	802.3af	802.3at	802.3bt	802.3bt
Alternativní název	PoE	PoE+	PoE++	PoE++
PoE Type	Type 1	Type 2	Type 3	Type 4
PSE výkon (W)	15,4	30	60	90
PD výkon (W)	12,95	25,5	51	71,3
Kabel CAT	CAT 3, 5	CAT 5e	CAT 5e	CAT 5e
Max. délka kabelu (m)	100	100	100	100
Párů pro přenos napájení	2	2	4	4
Minimální napětí na PD (V)	37	42,5	42,5	41,1
Napěťový rozsah na PSE (V)	44-57	50-57	50-57	52-57
Maximální proud (mA)	350	600	600	960
Podporovaný mód	A, B	A, B	A, B	A, B

Aktivní PoE

Jedná se o veškerá zařízení podporující standardy IEEE, kdy probíhá komunikace mezi PSE a PD a výkon do PD je dodáván až na základě jeho požadavku. To přináší výhodu v podobě neustálé kontroly napájených zařízení a možnost použití SNMP pro monitorování celé napájené sítě těchto zařízení.

Pasivní PoE

Tento typ se často nazývá jako „Always On PoE” a jak tento název napovídá, jedná se o trvalé napájení bez komunikace mezi PSE a PD. Tato varianta je často používána v levnějších zařízeních a v aplikacích, kde není potřeba velkého výkonu a ani velkých přenosových rychlostí. Významný fakt je, že tato varianta není standardizována a nespĺňuje IEEE normy již z principu.

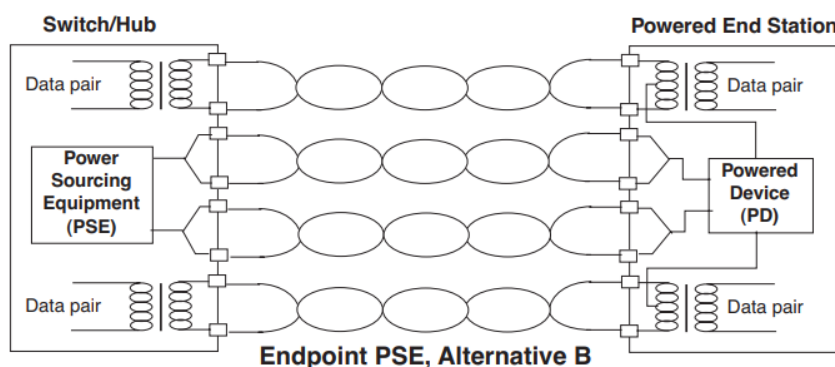
Výrobci pasivních napáječů používají obyčejné injektory na volné nedatové páry. To znamená, že je možné pouze zapojení v Alternative B. Injektováno je nejčastěji stejnosměrné napájení 48 V, někdy však i 24 V. Již tedy z tohoto je patrné, že není možné připojovat jiná zařízení nebo přenášet data například do běžného počítače bez rizika.

Tuto pasivní variantu lze nalézt v produktové politice některých výrobců, kdy jsou kompatibilní jejich napáječe s jejich finálním zařízením. Typickým příkladem mohou být bezpečnostní kamery nebo výrobci síťových zařízení jako MikroTik nebo Ubiquity.

Další nevýhodou je, že napáječe mají pouze výstupní napětí a proud, typicky maximální výkon je do 24 W, a neuvažují se ztráty na vedení jako u standardizovaného. Limit vzdálenosti je tedy dán jen přijatelným úbytkem a přeneseným výkonem pro PD.

Pasivní PoE tím, že napájí zařízení bez ohledu na to, jestli PD se na druhém konci nachází, nemá uživatel žádnou kontrolu nad funkcí PD a ani žádnou ochranu. Proto by se měla zařízení dovybavovat galvanickou izolací a nadproudovou ochranou.

Hlavním důvodem pro použití těchto zařízení je cena, kdy injektor neobsahuje žádnou elektroniku a jedná se čistě o DC zdroj.



Obr. 17: Topologie PoE sítě, Alternative B [12]

3.2 Použití v projektu

Jak bylo zmíněno v úvodu práce a popisu aplikace v kapitole 1, výsledkem má být indukční průtokoměr. S tím souvisí požadavek na napájení řídicí elektroniky a vytvoření magnetického pole. V kapitole 1 výše bylo zdůvodněno, že PM nejsou pro tuto aplikaci vhodné a že bude použit magnetický obvod s budícími cívkami. To vede k nezbytně rozsáhlejšímu napájení pro budící obvody.

V komerčních řešeních se běžně používá měřicí elektronika v místě umístění elektrod s nutností dlouhých přívodních napájecích vodičů a datových pro přenos informace, nebo se elektronika umísťuje do řídicího centra a signál z elektrod se přenáší na velkou vzdálenost přes stíněný kabel. V tento moment, kdy průtokoměr bude umístěn na potrubí relativně malého průměru (11 mm), nebude třeba tak velká budící energie [14]. Proud nutný pro buzení cívek na tomto průměru potrubí je maximálně 1 A při 12 V. To vede na možnost použití PoE, které v cílové aplikaci umožňuje přenášet výkon až na vzdálenost 100 m, poskytuje bezpečnost (splňuje požadavky SELV zařízení), přenos dat (Ethernet - odolnost na rušení), možnost umístění všech obvodů přímo v místě měření. Tím dochází k relativnímu zjednodušení v podobě standardizace a je možné použít, jakýkoliv PSE modul splňující IEEE 802.3at, nebo případně celý PoE switch v moment použití vícero průtokoměrů najednou. Dále se tak eliminuje rušení, které by se na signál mohlo dostat dlouhým přenosovým vedením. V neposlední řadě přináší úsporu v nákladech na přívodní vedení a stíněný signálový vodič. Při jednoduchém porovnání nejlevnější UTP

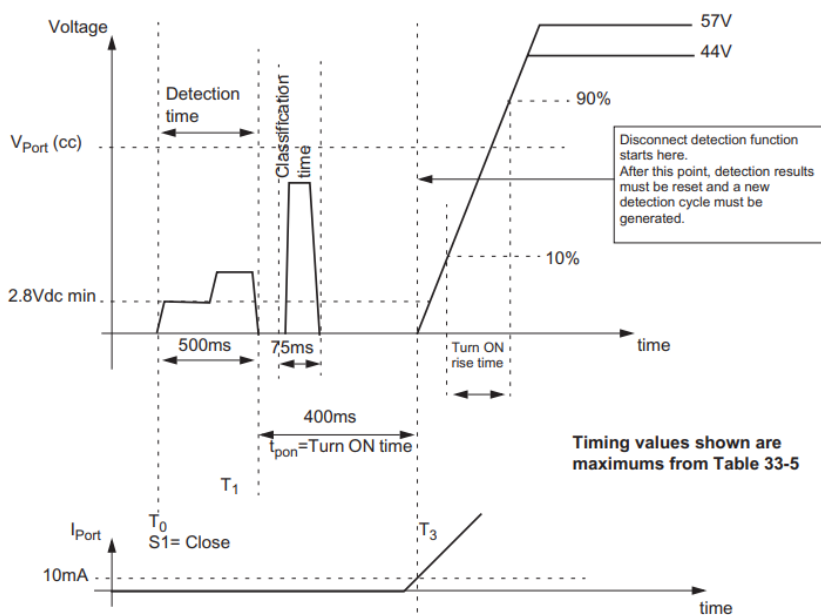
kabel CAT6 od prodejce CZC.cz stojí přibližně 4,5 Kč/m (cena k 17.4.2023 pro 305 m), síťový napájecí kabel CYLY 3x0,5 od prodejce GMelectronic vyjde na 12,5 Kč. Pro srovnání pořizovacích nákladů na kabeláž s referenčním komerčním průtokoměrem Flow 38 nebylo možné dohledat stejný typ, jelikož kabel není označen a pravděpodobně se jedná o zakázkovou výrobu. Ale pro lepší představu o ceně obdobného kabelu byl vybrán u dodavatele TME.EU kabel LiYCY-CY s cenovkou 116,5 Kč/m. Měl by nyní být zřejmý rozdíl v pořizovacích nákladech.

3.3 Princip funkčnosti komunikace a klasifikace

Tato kapitola se zaměřuje na způsob komunikace mezi PSE a PD a celkové chování systému. Jedná se o velmi podstatnou část k dobrému pochopení toho, co se děje uvnitř, jaké požadavky jsou kladeny na čip a případné hledání chyby v případě nefunkčního řešení.

Komunikační protokol

Na obrázku 18 je znázorněn typický průběh komunikace napěťových hladin mezi PSE a PD. Detekce je prováděna tak, že PSE odesílá periodicky malý proud a pokud je na druhé straně zařízení s impedancí kolem $25\text{ k}\Omega$, bude na ní velmi malé napětí, minimálně však $2,8\text{ V}_{\text{DC}}$ [12]. Odtud by tedy měla být jasnější opatrnost při volbě vstupních filtrů. V případě úspěšné detekce se přechází do další fáze a tou je klasifikace. Při té si PD zařízení říká o požadovaný výkon. Pro IEEE 802.3af je klasifikace pouze jedna, v případě IEEE 802.3at je po první úspěšné klasifikaci ještě jedna klasifikace. V moment úspěšné klasifikace je PD zařízení přidělen požadovaný výkon. Pokud by PD požadovalo výkon podle Type 2, tedy $25,5\text{ W}$ a bylo připojeno PSE zařízení Type 1 s patřičným maximem, pak proběhne pouze jedna klasifikace a zařízení musí pracovat jen s tímto výkonem. Z tohoto důvodu je použitý řídicí čip vybaven pinem T2P [15].



Obr. 18: Průběh klasifikace, detekce a připojení [12]

4 Realizace symetrického napájení

Symetrické napájení je v tomto projektu nezbytné pro napájení operačních zesilovačů v analogovém předzpracování. Je zřejmé, že kvalita tohoto napájení se promítne do analogových obvodů a následně i do zpracovávaného signálu. Je mnoho aplikací, které nebudou na kvalitu příliš náročné, avšak s očekáváním indukovaného napětí na elektrodách v řádu μV byla snaha o dosažení co možná nejkvalitnějšího duálního napájení.

Při výběru vhodného zapojení hrály velkou roli parametry jako vstupní napětí, výstupní napětí, zvlnění napětí nebo cena. Bohužel však pro dobu psaní a realizace obvodů byl nejdůležitější parametr skladová dostupnost, která byla u mnoha součástek žalostná. Byl tedy zvolen kompromis mezi všemi parametry a dostupností. K orientaci a porovnání mezi různými obvody slouží tabulka 2 níže.

Na základě zvážení všech parametrů a dostupnosti byl pro potřeby práce a projektu vybrán čip TPS65131 od výrobce Texas Instruments. Detailněji se zapojení a vše kolem modulu budou věnovat podkapitoly níže.

Tab. 2: Přehledová tabulka různých zapojení pro symetrické napájení

Typ	V_{IN} (V)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (mA)	η (%)	V_{ripple} (mV _{PP})	Cena (Kč)	Izolované
L165	36	$\pm V_{\text{IN}}/2$	3500	-	-	-	Ne
LM380	20	$\pm V_{\text{IN}}/2$	1300	-	-	60	Ne
ICL7660	1,5-10	$\pm V_{\text{IN}}$	50	98	150	80	Ne
TL081	40	$\pm V_{\text{IN}}/2$	-	-	-	40	Ne
LTC3388	6-12	± 5	50	90	50-110	500	Ne
TPS65133	6,9-6	± 12	250	>90	15-20	150	Ne
TPS65130/1	2,9-6	± 15	500	90	10-20	150	Ne
LT3472	2,2-16	± 34	350	80	-	200	Ne
TPS55010	3-6	± 15	40	90	10	200	Ano
TPS54160	18-30	± 18	300	90	50	250	Ne
MeanWell mod.	5 (12)	± 12	42	72	100	100	Ano
TI DCP011512	13,5-16,5	± 15	66	80	20 (50% load)	350	Ano
TI LM27762	2,7-5,5	± 5	250	70	2	80	Ne

4.1 Popis čipu TPS65131

Jedná se o čip, který má ve svých vnitřních obvodech implementovány boost a invertující měnič. Oba měniče fungují nezávisle na sobě a je možné použít například jen jeden z nich. Sdílí pouze vnitřní hodinový signál a referenční napětí. Oba výstupy jsou odděleně kontrolovány fixní frekvencí (PWM) a fungují na principu CCM. Pro malé zátěže je invertující měnič schopen pracovat v režimu DCM. Čip je navržen a optimalizován pro provoz na baterii, proto je zde dbáno na úsporu energie a účinnost. Z toho důvodu mají oba měniče možnost vypnutí a zapnutí nezávisle

na sobě přes piny ENP (Enable Positive) a ENN (Enable Negative). V případě, že jsou oba vypnuté, zařízení odebírá pouze shutdown proud do V_{IN} a je možné odpojit zátěž přes BSW.

Pro spuštění je zde implementován soft-start, který je zde pro eliminaci proudových špiček a případnou nežádoucí vazbu na další zařízení. Bez tohoto spouštěče by mohlo dojít i k vybavení nadproudové ochrany. Spuštění trvá maximálně 1 ms.

Čip je vybaven několika ochranami. První z nich je přepětová, která se vybaví při překročení napětí o 5 % od normálu. Druhou je podpětová ochrana, u které dojde k vybavení v případě nižšího napětí, než je provozní. V tomto případě jsou měniče odpojené a funguje pouze řízení. Samozřejmostí je zde tepelná ochrana, která při překročení teploty vypne zařízení a opět zapne při poklesu v hysterezi 5 °C, nebo nadproudový limit.

Pro zvýšenou úsporu energie je zde „*power save mode*“. Funguje hlavně pro malé zátěže, kde se pracuje s horší účinností. Funkce je takové, že se výstupní napětí „nabije“ pár pulzy a přejde do úsporného režimu, dokud výstupní napětí nespadne pod určitou mez. Dochází k tomu, že proud induktorem přechází z CCM do DCM. Tento režim se nastavuje vstupními piny PSN (Power Save Negative) a PSP (Power Save Positive).

4.2 Návrh a popis schématu

V následující části bude uvažován popis ke schématu obr. 35, v plném rozlišení a velikosti je možné jej nalézt na konci této kapitoly.

Výstupní napětí

Napětí na výstupu V_{POS} i V_{NEG} jsou nastavitelná zpětnovazebními napěťovými děliči. Napětí V_{POS} je dáno přes dělič do FBP (Feedback Positive) pinu. Napětí na $R4$ je dáno napětím V_{REF} , což je 1,213 V. Pro správné fungování ZV a dosažení přesnosti je zapotřebí, aby proud děličem byl 100x větší, jak proud do FBP (typicky 50 nA). Proto by rezistor $R4$ měl být menší jak 200 k Ω . Pro výstup $V_{POS} = 12$ V byl zvolen rezistor $R4$ z řadové hodnoty 110 k Ω (tak aby vycházel rezistor $R3$ co nejblíže řadové hodnotě). Rezistor $R3$ se pak dopočte dle následujícího vztahu.

$$R3 = R4 \cdot \left(\frac{V_{POS}}{V_{REF}} - 1 \right) = 110 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{12}{1,213} - 1 \right) = 978,2 \text{ k}\Omega \approx 976 \text{ k}\Omega$$

Nejbližší řadovou hodnotou je tedy odpor 976 k Ω . Na výstupu V_{POS} by pak teoreticky mělo být 11,98 V

Záporné napětí se nastavuje velmi obdobně, ale napětí FBN (Feedback Negative) se reference nebere proti GND, ale proti V_{REF} a proto se bere jako 0 V. Respektive zpětnovazební OZ pro FBN se vyvažuje na 0 V. Více je vidět na funkčním diagramu 7.2 v datovém listu [16]. Napětí na rezistoru $R7$ je tedy bráno 1,213 V. Rezistor $R8$ se pak určí následovně:

$$R8 = -R7 \cdot \left(\frac{V_{\text{NEG}}}{V_{\text{REF}}} \right) = -130 \cdot 10^3 \cdot \frac{-12}{1,213} = 1,29 \text{ M}\Omega \approx 1,3 \text{ M}\Omega.$$

Nejbližší hodnotou je pak řadový odpor 1,3 M Ω . S těmito hodnotami by tedy mělo být teoreticky na výstupu V_{NEG} -12,13 V.

Volba tlumivek

Jelikož se jedná o indukční měnič napětí, je nutné vhodně zvolit induktor, který slouží pro uložení energie počas přeměny. Výrobce čipu doporučuje volit vrcholné napětí induktoru nižší, než je proudový limit vnitřní výkonové spínací součástky. V tomto případě, kdy je použit čip TPS65131, jsou tyto limity 1950 mA pro každý z vnitřních měničů. Reálná velikost těchto proudů pak závisí na velikosti vstupního napětí V_{IN} , výstupních napětí V_{POS} a V_{NEG} a proudu jdoucí do zátěže. Vrcholové proudy lze pak určit ze vztahů níže.

$$I_{\text{POS}_{\text{peak}}} = \frac{V_{\text{POS}}}{V_{\text{IN}} \cdot 0,64} \cdot I_{\text{POS}} = \frac{12}{3,3 \cdot 0,64} \cdot 0,3 = 1,7 \text{ A} \quad (6)$$

$$I_{\text{NEG}_{\text{peak}}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{NEG}}}{V_{\text{IN}} \cdot 0,64} \cdot I_{\text{NEG}} = \frac{3,3 - (-12)}{3,3 \cdot 0,64} \cdot 0,3 = 2,17 \text{ A} \quad (7)$$

Dále je možné určit velikost induktorů ze vztahů níže. Je zde uvažováno přibližně 20% zvlnění proudů ze vztahů (6) a (7) výše.

$$L_{\text{BOOST}} = \frac{V_{\text{IN}} \cdot (V_{\text{POS}} - V_{\text{IN}})}{I_{\text{POS}_{\text{rip}}} \cdot f_{\text{sw}} \cdot V_{\text{POS}}} = \frac{3,3 \cdot (12 - 3,3)}{0,4 \cdot 1,38 \cdot 10^6 \cdot 12} = 4,3 \mu\text{H} \quad (8)$$

$$L_{\text{INV}} = \frac{V_{\text{IN}} \cdot V_{\text{NEG}}}{I_{\text{NEG}_{\text{rip}}} \cdot f_{\text{sw}} \cdot (V_{\text{NEG}} - V_{\text{IN}})} = \frac{3,3 \cdot (-12)}{0,4 \cdot 1,38 \cdot 10^6 \cdot ((-12) - 3,3)} = 4,7 \mu\text{H} \quad (9)$$

Je tedy možné použít induktory s indukčností 4,7 μH v obou případech, což i přímo odpovídá doporučení výrobce. Je však možné použít i větší induktor. To by mělo za následek menší zvlnění proudu, ale docházelo by ke zpomalení odezvy na rychlejší změny proudu, nárůstu ceny a velikosti na desce plošného spoje. Ze vztahů (8) a (9) je patrné, že vyšší spínací frekvence má pozitivní vliv na velikost induktoru.

Vstupní kondenzátor

Tak jako každý vstup napájení je nutno opatřit filtračním kondenzátorem, ani zde se nejedná o výjimku. Výrobce doporučuje minimálně 4,7 μF . V tomto designu jsou umístěny 2 tyto kondenzátory paralelní, tedy 9,4 μF a paralelně k nim je připojen 100 nF kondenzátor pro případné

osazení tantalovými kondenzátory místo keramických. Při výběru je nutné ohlídat maximální napětí kondenzátoru, ale v tomto případě s napájením 3,3 V to nečiní potíže.

Výstupní kondenzátory

Jedná se opět o filtrační kondenzátory, tentokrát na výstupu. Při jejich volbě je nutno si definovat maximální výstupní zvlnění. Zde bylo zvoleno zvlnění při maximálních odběrech na obou výstupech na 10 mV. Pro určení výstupních kondenzátorů slouží následující vzorec:

$$C_{\text{POS}_{\min}} = \frac{I_{\text{POS}} \cdot (V_{\text{POS}} - V_{\text{IN}})}{f_{\text{sw}} \cdot V_{\text{POS}_{\text{rip}}} \cdot V_{\text{POS}}} = \frac{0,3 \cdot (12 - 3,3)}{1,38 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 12} = 15,8 \mu\text{F}. \quad (10)$$

$$C_{\text{NEG}_{\min}} = \frac{I_{\text{NEG}} \cdot V_{\text{NEG}}}{f_{\text{sw}} \cdot V_{\text{NEG}_{\text{rip}}} \cdot (V_{\text{NEG}} - V_{\text{IN}})} = \frac{0,3 \cdot (-12)}{1,38 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot ((-12) - 3,3)} = 17 \mu\text{F} \quad (11)$$

V předchozím výpočtu nebylo uvažováno ESR kondenzátorů, které působí další zvlnění. Pro zvolené kondenzátory je ESR na f_{sw} okolo 1 m Ω . Zvlnění od ESR je dáno dvěma vztahy níže.

$$V_{\text{POS}_{\text{ESR}_{\text{rip}}}} = I_{\text{POS}} \cdot R_{\text{ESR}-C} = 0,3 \cdot 1 \cdot 10^3 = 3 \text{ mV}$$

$$V_{\text{NEG}_{\text{ESR}_{\text{rip}}}} = I_{\text{NEG}} \cdot R_{\text{ESR}-C} = 0,3 \cdot 1 \cdot 10^3 = 3 \text{ mV}$$

Výsledné zvlnění je tedy dáno jako součet zvlnění od kapacity a zvlnění od ESR. V tomto případě je výsledné zvlnění tedy 13 mV na obou výstupech.

Při návrhu byla zvolena kapacita 4,7 μF jako vstupní kondenzátor z ekonomického důvodu při nákupu součástek. Pro dosažení požadované kapacity je tento kondenzátor umístěn 4x paralelně, tedy výsledná kapacita 18,8 μF . Výsledkem paralelního řazení je nižší odpor kondenzátorů, vyšší rezonanční kmitočet a větší útlum.

Ochranné diody

Pro správnou činnost a ochranu měničů je nutné zapojit do obvodu ochranné usměrňovací diody. Tato ochrana je důležitá pro případ, kdy jsou malé zátěže a měnič může přejít do režimu DCM. Dále pak pro případ, že by na výstupu bylo menší napětí než na vstupu (respektive větší pro negovaný výstup). Jediný požadavek je splnění proudové podmínky výstupního proudu. Za účelem minimalizace ztrát je doporučeno použít Shottkyho diody.

Stabilizace zpětné vazby

Pro pozitivní výstup tvoří zpětnou vazbu odpory R3 a R4. Pro zrychlení řízení je k odporu R3 připojen zpětnovazební kondenzátor, jehož hodnota se vypočte pro jednotlivé výstupy ze vztahů:

$$C_{\text{POS}_{\text{ZV}}} = \frac{6,8 \mu\text{s}}{R3} = \frac{6,8 \cdot 10^{-6}}{976 \cdot 10^3} = 6,97 \text{ pF}$$

$$C_{\text{NEG}_{\text{ZV}}} = \frac{7,5 \mu\text{s}}{R4} = \frac{7,5 \cdot 10^{-6}}{1,3 \cdot 10^3} = 5,8 \text{ pF.}$$

Oba kondenzátory byly zvoleny blízké řadové hodnotě, tedy jedná se o kondenzátory 6,8 pF. K těmto kondenzátorům je ještě doporučeno řadit sériový odpor o velikosti 10 k Ω - 100 k Ω pro omezení vazby rušení z těchto kondenzátorů. Jelikož se jedná od umístění ve ZV, je kladen důraz na jejich kvalitu a stabilitu, proto jsou voleny s dielektrikem C0G.

Kompenzační kondenzátory

Zařízení jako takové samo o sobě kompenzuje řídicí smyčky obou měničů, systém však potřebuje pro tuto funkci kondenzátory, které je nutno pro svou velikost dodat jako externí komponenty. Jedná se o kondenzátor C19, který je připojen na CN (Compensation Negative) a doporučená hodnota je 4,7 nF, a o kondenzátor C20 připojen na CP (Compensation Positive) a doporučená hodnota je 10 nF.

Vstupní filtr

Pro eliminaci rušení napájení čipu je doporučeno umístit vstupní filtr mezi piny vstupního napájení VIN a invertující vstup INN (Input Negative). Tento filtr může tvořit běžný RC článek, kde jsou doporučené hodnoty součástek 100 Ω a 100 nF. V případě očekávání strmých hran od napájecího napětí, je vhodné použít LC filtr, kdy je možné místo odporu použít feritovou perlu se stejnou hodnotou. Zde je použit první zmíněný.

4.3 Návrh a popis desky plošného spoje

Při návrhu designu plošného spoje byl použit návrhový software Altium Designer. Cíleno bylo především na univerzálnost zařízení, otestování funkcionality a možnost použít jako rozšiřující shield na vývojové desky Nucleo od společnosti STMicroelectronics. Na této desce byl tedy využit Zio konektor, který má společné piny a rozteč s deskami Arduino. Je potom možné je použít i s těmito kity. V příloze B lze nalézt podklady k tomuto modulu.

U rozmisťování součástek na DPS je snaha o logické uspořádání jako je ve schématu s ohledem na co nejkratší cesty. Tak jak je doporučeno v datové listu, pro dosažení co nejkratších cest byly použity součástky s pouzdrem 402 (palcové). Nejkritičtější nebo možná spíše nejcitlivější částí na design jsou zpětné vazby, proto jsou zpětnovazební odpory skutečně velmi blízko pinům zpětné vazby pro eliminaci parazitní indukčnosti cest.

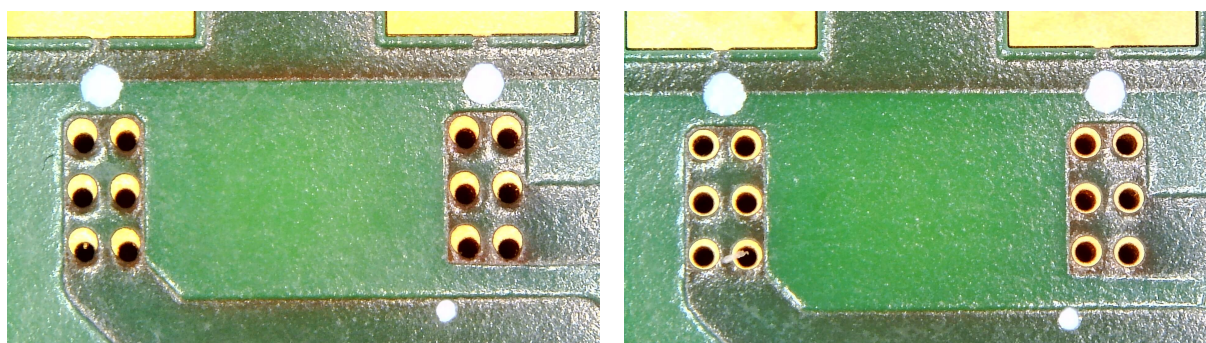
Samozřejmostí je použití stejného značení na DPS jako ve schématu. Pro snazší testovatelnost, ožívování a případnou opravu zde bylo přidáno několik součástek navíc. Prvními z nich jsou testovací očka (test points, značeny TP) pro připojení osciloskopických sond. Dalšími jsou nulové odpory R18, R19 a R20 pro možnost fyzického odpojení vstupu a výstupů. Pak odpory R1 a R9, opět nulové, které jsou zde pro možnost výměny za jiný pro snímání proudu do zpětných vazeb, odpory R11 a R12 pro připojení kompenzačních kondenzátorů. Nakonec pak odpor R21 pro možnost přivedení napájení z Nucleo kitu místo externího vstupu. Ve své podstatě se jedná pouze o konfigurační odpory, které je možné nahradit jinou hodnotou nebo pájecím můstkem. Ve finální verzi elektroniky se s těmito odpory nepočítá z důvodu šetření nákladů a prostoru na DPS. Zde jsou však velmi vhodné z výše zmíněných důvodů. Na závěr jsou zde přidány pájecí můstky pro konfiguraci čipu v různých módech, které byly zmíněny výše v podkapitole 4.1.

Při pohledu na schéma si lze povšimnout barevného zvýraznění některých cest. To znamená, že byla použita funkce návrhového software pro zvýšení přehlednosti a následnou jednodušší orientaci při rozmisťování součástek na DPS a vytváření propojů.

4.4 Výroba DPS

Výrobu DPS měla na starost německá společnost Aisler. Společnost má velmi přehledný průvodce objednávkou. Nenabízí však žádnou volbu parametrů, pro čtyřvrstvou desku je možné zvolit pouze „Beautiful Board“, kde je ihned automaticky zvolena zelená nepáživá maska, bílý potisk, ENIG povrchová úprava apod. Minimální odběrné množství je 3 ks od každého designu, cena se pak pohybovala okolo 35 € za design. Dodání objednávky je přibližně do 14 dní.

Jednalo se o první zkušenost s touto společností, bohužel hned první byla nemilá. Byly doručeny desky s posunutým vrtáním, respektive všechny díry byly vyosené mimo, ale všechny stejně. Při pohledu na obr. 19a je dobře vidět, jak moc jsou veškeré díry mimo v porovnání s dobře vyrobeným kusem na obr. 19b. Na základě fotografií byla uznána reklamace a zaslány nové desky, což bohužel způsobilo časový skluz.



(a) Vyosené vrtání na DPS

(b) Nový kus se psrávným vrtáním

Obr. 19: Porovnání špatně vyrobeného kusu DPS se správným

4.5 Osazení, oživení a testování modulu symetrického napájení

Osazení modulu

Kompletní osazení desky bylo provedeno ručně. Byla použita bezoplachová olovnatá pájecí pasta ve složení SN63/Pb37 od výrobce Relife, jedná se o levný produkt z ČLR. Hlavním důvodem pro její použití byl fakt, že již z předchozích prací byla vyzkoušená a fungovala dobře. K dispozici byla ještě bezolovnatá pasta z Polska od AG TERMOPASTY. Tou byl osazován invertor a zkušenost s ní nebyla zrovna dobrá, protože než došlo k přetavení, vypařilo se všechno tavidlo a bylo téměř nemožné bez vnějšího dodání pastu přetavit. I tak došlo k dřívějšímu spálení luminiscenční diody (LED) a nejspíše i čipu LM2611, protože při spuštění zapojení bylo ve zkratu, po výměně tohoto čipu běžnou pájecí metodou zapojení v pořádku fungovalo.

Pasta byla dávkována pomocí injekční jehly na všechny plošky. Součástky byly ručně umístěny pinzetou a přetavení proběhlo pomocí horkovzdušné páječky s teplotou 350 °C a nejnižší foukací výkon, aby nedošlo k odfouknutí nejmenších součástek v 402 pouzdře.

Oživení modulu

Před prvotním spuštěním bylo celé zařízení zkontrolováno optickou metodou pod mikroskopem a dále i elektrickým zvukovým testem pomocí multimetru na eliminaci možného zkratu. První spuštění proběhlo s nastavením konfiguračních pájecích můsteků pro ENP, ENN, PSP a PSN vše na V_{IN} . Napájení bylo přivedeno na připravené testpointy na okraji desky z laboratorního zdroje. Testovací napětí je 3,3 V. LED indikuje přítomnost napájení. Po změření výstupního V_{POS} proti GND je hodnota napětí 11,87 V a V_{NEG} proti GND je -12,02 V. Na první pohled je zařízení funkční, splňuje předpoklady, výstupní napětí s drobnou odchylkou odpovídá předpokladu z podkapitoly 4.2. Drobná odchylka je dána výrobní tolerancí součástek, kdy například rezistory pro odporový dělič R3, R4 a R7, R8 mají toleranci hodnot 1 %, pak bychom se pro V_{POS} dostali v případě krajních hodnot na interval 11,76 V až 12,19 V a pro V_{NEG} -12,38 V až -11,89 V.

```

import pyvisa as visa

class Device(object): #trida pro vytvoreni objektu pristroje
    def __init__(self):
        self.rm = visa.ResourceManager()
        self.device_list = self.rm.list_resources()
        self.id = self.get_id()
        self.device = self.rm.open_resource(self.id)

    def get_id(self): #zjisteni id pripojeneho pristroje
        for id in self.device_list:
            if (len(id.split('::')) == 5 and
                id.split('::')[3].startswith('DL')): #nebo 'DP' pro DP811A
                return id

    def write(self, command):
        self.device.write(command)

    def query(self, command): #fronta pro cteni hodnot
        return self.device.query(command)

    def read_voltage(self): #pro cteni hodnoty napeti z pristroje
        return float(self.query(':MEAS:VOLT?')) #pro proud: ':MEAS:CURRE?'

```

Zdrojový kód 1: Ukázka kódu pro komunikaci se zdrojem (případně el. zátěží)

Testování modulu

Pro měření a vyhodnocování vlastností byly použity přístroje od výrobce Rigol. Jako zdroj byl použit model DP811A s rozsahem až 40 V, 5 A nebo 20 V, 10 A a jako zátěž model DL3031 s možností zadání požadavku na odpor, napětí, výkon nebo zatěžovací proud.

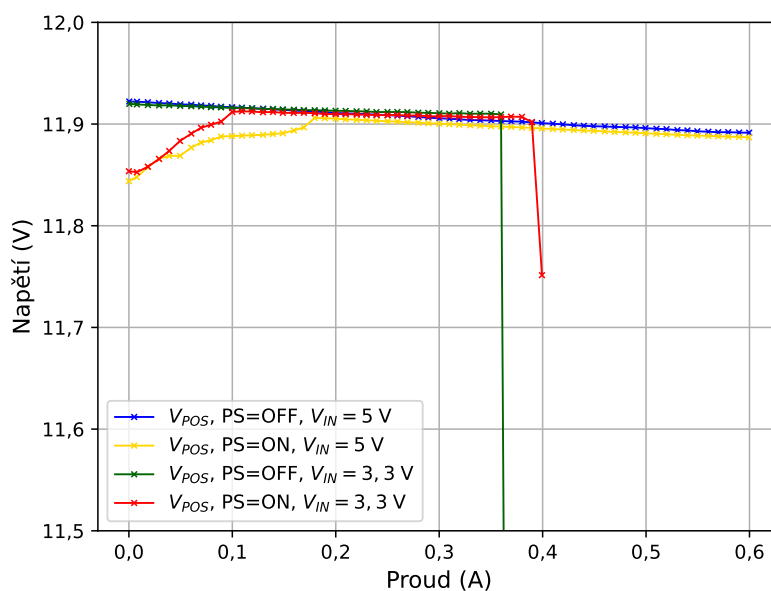
Aby bylo měření maximálně efektivní, došlo k plnému zautomatizování měření. Za tímto účelem byly napsány knihovny pro oba přístroje a následně pak i samotný měřicí program. To vše je napsáno v jazyce Python za použití knihovny pyVisa, která umožňuje práci s VISA (Virtual instrument software architecture), kde se jedná o API pro práci s měřicími přístroji [17]. Výhodou tohoto řešení je, že není potřeba žádný software, pouze programovací jazyk Python a zmíněná knihovna pyVisa. Velmi populární jsou nástroje Instrument Control Toolbox pro Matlab, kdy je ovšem potřeba licence pro samotný nástroj i Matlab.

Jako nejjednodušší popis lze říci, že knihovna umožňuje komunikovat s přístrojem přes jakékoliv připojení (USB, LAN, RS232 nebo GIOB) za pomoci SCPI příkazů. Níže je názorná ukázka části vlastní knihovny pro přístroje. Dále je samotné použití konkrétních SCPI příkazů dle manuálu k přístrojům s funkcí „write”.

Vlastní měřicí program obsahuje vytvořené objekty nad oběma přístroji a obsluhu pomocí konkrétních SCPI příkazů. Pro zdroj se jedná o požadavek na napětí a maximální proud pro případnou ochranu měřeného zařízení. U elektronické zátěže jde pak při měření zatěžovací charakteristiky při zadávání požadavku na proud o limit proudu a samotné nastavování proudu s krokem 10 mA s periodou 5 s. Data jsou ukládána do souboru pro další zpracování a vizualizaci.

Zatěžovací charakteristiky V_{POS} výstupu

Měření byla prováděna pro dvě varianty vstupního napětí, tak jak jsou časté pro použití v elektronice a to 3,3 V a 5 V. Při pohledu na grafy níže je patrné, že vyšší hladina vstupního napětí má též vliv na velikost maximálního odebíraného proudu, tj. stav strmého poklesu napětí. Při pohledu na graf obr. 20 lze vidět, že modul je plně použitelný do cca 390 mA při $V_{IN} = 3,3$ V a zapnutém Power Save (PS) módu, v případě vypnutého PS je to pak o 20 mA méně. Dá se říci, že toto přibližně odpovídá cílenému předpokladu 400 mA z úvodu kapitoly a z výpočtů viz rovnice (10) a (11). Prvotní zvlnění do cca 100 mA při $V_{IN} = 3,3$ V je způsobeno zapnutým režimem PSP a práci v režimu DCM, jak bylo zmíněno v úvodu podkapitoly 4.1, kdy dochází k uložení energie a sleduje se napětí na výstupu, pokud poklesne pod určitou mez, dojde zpět k nabití. Proto má výstup i větší časovou periodu tohoto zvlnění viz níže v podkapitole zvlnění.

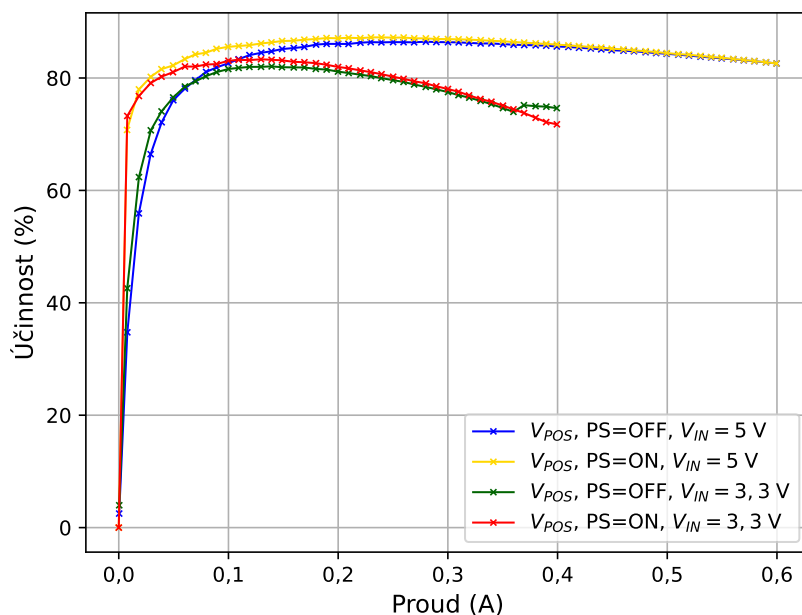


Obr. 20: Zatěžovací charakteristika V_{POS} výstupu při $V_{IN} = 3,3$ V a $V_{IN} = 5$ V

Výstup při napájení $V_{IN} = 5$ V má větší rozsah zatížení, až 600 mA, kde by bylo možné i více, jen už docházelo k limitaci na vstupu při dosažení maximálního proudu na vstupních součástkách. Pokud bychom uvažovali $V_{IN} = 3,3$ V a část od 100 mA do 390 mA, je pokles napětí 10 mV, část od 0 mA do 100 mA pak 59 mV. Při napájení $V_{IN} = 5$ V dosahuje pokles 19 mV při zatížení od 180 mA do 600 mA. Na počátku je pak 62 mV do oněch 180 mA.

Účinnost V_{POS} výstupu

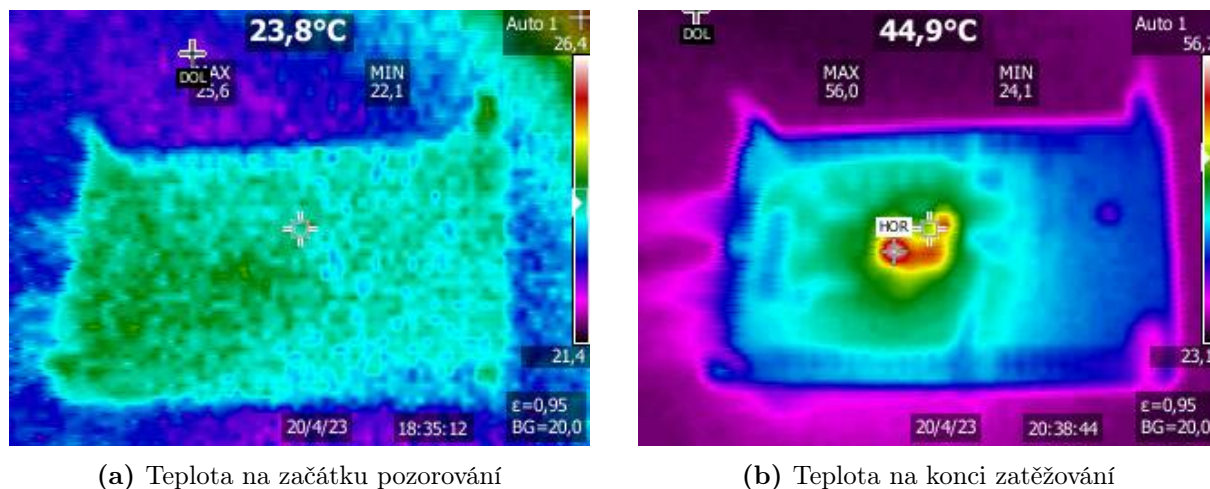
Z pohledu účinnosti je modul poměrně úsporný a vhodný například pro aplikace napájené z baterie. Při pohledu na graf obr. 21 si lze všimnout účinnosti dosahující v maximu 83,3 % při 130 mA a pro $V_{IN} = 5$ V pak dokonce 87,3 % při 240 mA. Je také zřejmý vliv PS módu, kdy je výrazně zvýšena účinnost při malých odběrech do 100 mA, pak modul přejde do CCM a účinnost je téměř shodná s vypnutým PS.



Obr. 21: Účinnosti V_{POS} v závislosti na zatížení

Tepelné namáhání

Při měření byly také pořizovány snímky z termokamery. Měřená teplota je spíše orientační a měla za úkol spíše informativní charakter a přibližnou vizualizaci namáhaných komponent. Veškeré snímky jsou pořízeny na termokameře Fluke TiS20 s rozlišením 320x240 px. Pro porovnání byl snímek pořízen na začátku před spuštěním zátěže a na konci měření. Zátěž zde byla s požadavkem na výstupní proud 400 mA pro V_{POS} při $V_{IN} = 3,3$ V, doba zatěžování byla 10 min. Rozložení teploty si pak lze prohlédnout na obr. 22a a 22b. Pro výstup V_{NEG} byla zátěž 300 mA jinak stejné podmínky měření, výstupní snímky jsou na obr. 23a a 23b.

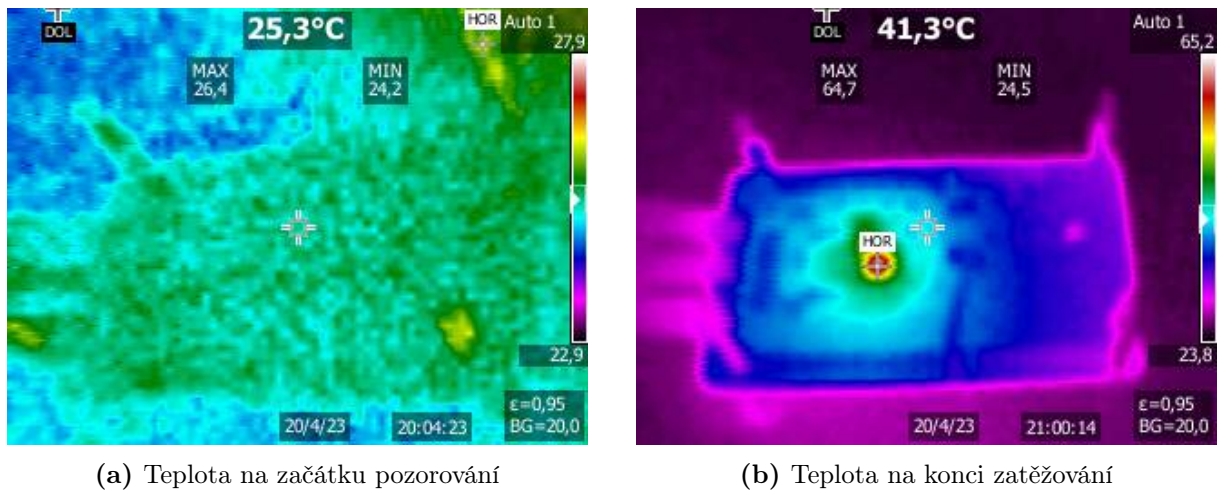


(a) Teplota na začátku pozorování

(b) Teplota na konci zatěžování

Obr. 22: Pozorování teploty při zatěžování V_{POS}

Ze snímků 22b a 23b je jasně patrné, že nejvíce namáhanou součástí je samotný řídicí čip. Jeho teplota při testu dosáhla 56 °C a 65 °C, což na velikost zatěžování lze přijatelné teploty,



Obr. 23: Pozorování teploty při zatěžování V_{NEG}

kdy nehrozí poškození zařízení. Jak bylo zmíněno v úvodu, čip je vybaven tepelnou ochranou na teplotu přechodu $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Běžná pracovní teplota přechodu je $125\text{ }^{\circ}\text{C}$. Pro výpočet teploty přechodu z teploty pouzdra lze použít vztah níže [18].

$$\vartheta_J = \vartheta_C + P_{TOT} \cdot R_{\vartheta,CJ} = \vartheta_C + R_{DS_{ON}} \cdot I^2 \cdot R_{\vartheta,CJ} \quad (12)$$

Po dosazení do vztahu (12) dostáváme:

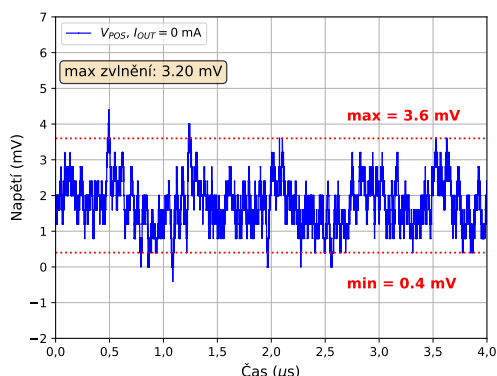
$$\vartheta_J = 56 + 0,3 \cdot 1,9^2 \cdot 36,8 = 95,9\text{ }^{\circ}\text{C}$$

Tento údaj je nutno brát s rezervou z důvodu přesnosti termokamery. Lze si však alespoň vytvořit představu o tom, jak si čip vede z hlediska tepelného namáhání. Pokud bychom uvažovali teplotu přechodu $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ při maximálním zatížení, je zde ještě dostatečná rezerva do oněch $125\text{ }^{\circ}\text{C}$. Stejně lze postupovat pro výstup V_{NEG} , kde je odlišná hodnota $R_{DS_{ON}}$.

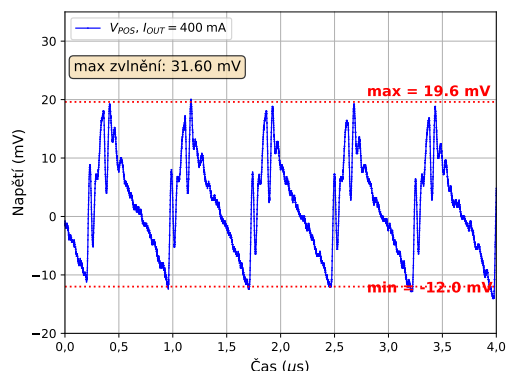
Zvlnění V_{POS} výstupu

Z hlediska zvlnění výstupního napětí byl pro měření použit osciloskop Tektronix MDO 3024. Nastaven byl se vstupním filtrem na pásmo 20 MHz, AC vstup z důvodu měření 12 V a přístroj umožňuje pouze 10V offset. Dále pak byla sonda opatřena zemnicí pružinkou pro minimalizaci plochy zemní smyčky. Měřeno bylo na výstupním kondenzátoru C5 s X7R dielektrikem.

V případě nulové zátěže v grafech 24a a 25a s vypnutým PS je vidět velmi malé zvlnění do 5 mV, kdy hraje i svou roli přesnost osciloskopu, kdy na grafech je vidět schodová funkce s nižším rozlišením pro tak malé úrovně napětí. Lze však předpokládat, že zvlnění se bude v těchto mezích kolem 5 mV pohybovat. Pro připojené zátěže je již zvlnění zřejmé a pohybuje se kolem 32 mV v případě 3,3V napájení a maximální zátěži 400 mA, v případě 5V napájení a 600 mA zátěže je zvlnění kolem 36 mV.

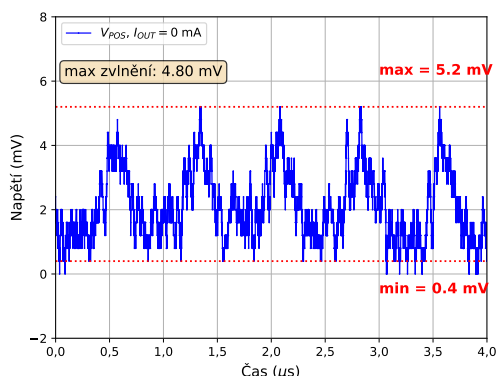


(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž

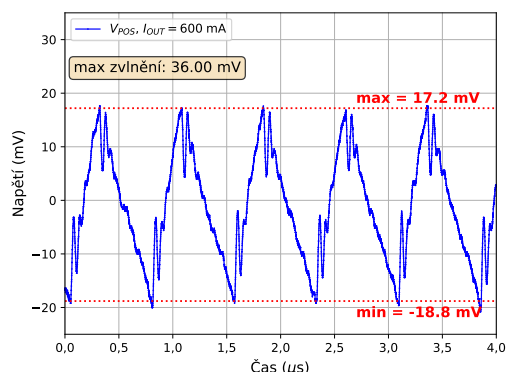


(b) Zvlnění pro zátěž 400 mA

Obr. 24: Zvlnění na výstupu V_{POS} , PS=OFF, při $V_{IN} = 3,3$ V

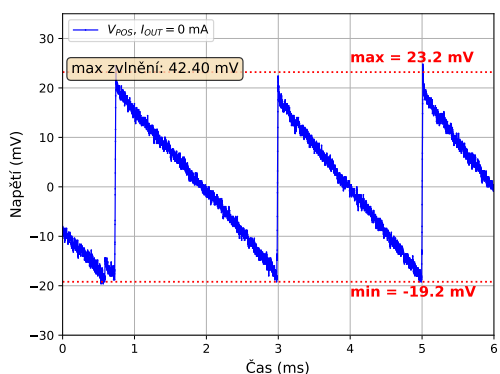


(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž

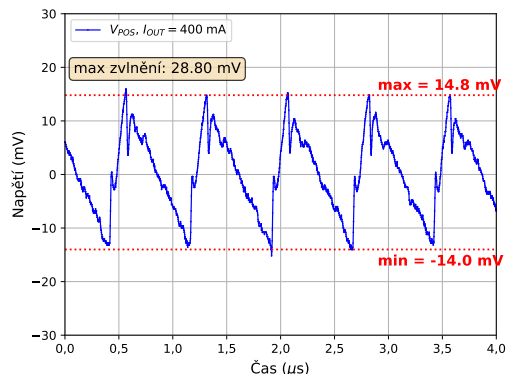


(b) Zvlnění pro zátěž 600 mA

Obr. 25: Zvlnění na výstupu V_{POS} , PS=OFF při $V_{IN} = 5$ V



(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž

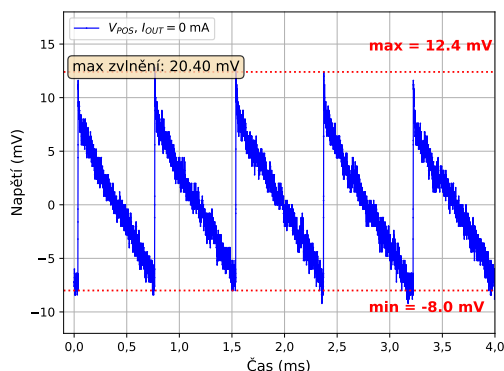


(b) Zvlnění pro zátěž 400 mA

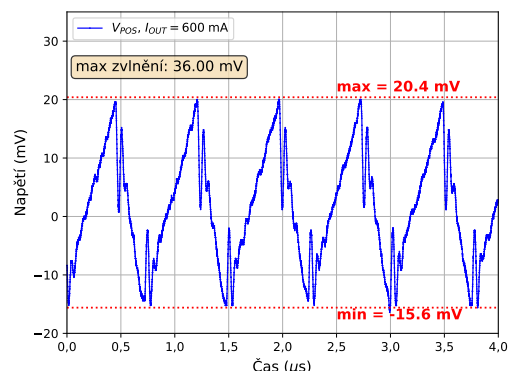
Obr. 26: Zvlnění na výstupu V_{POS} , PS=ON, při $V_{IN} = 3,3$ V

Zatěžovací charakteristiky V_{NEG} výstupu

Obdobně jako byl analyzován pozitivní výstup V_{POS} , probíhalo měření i v případě negativního výstupu V_{NEG} . Z grafu na obr. 28 opět jako v případě V_{POS} vychází, že s vyšším vstupním



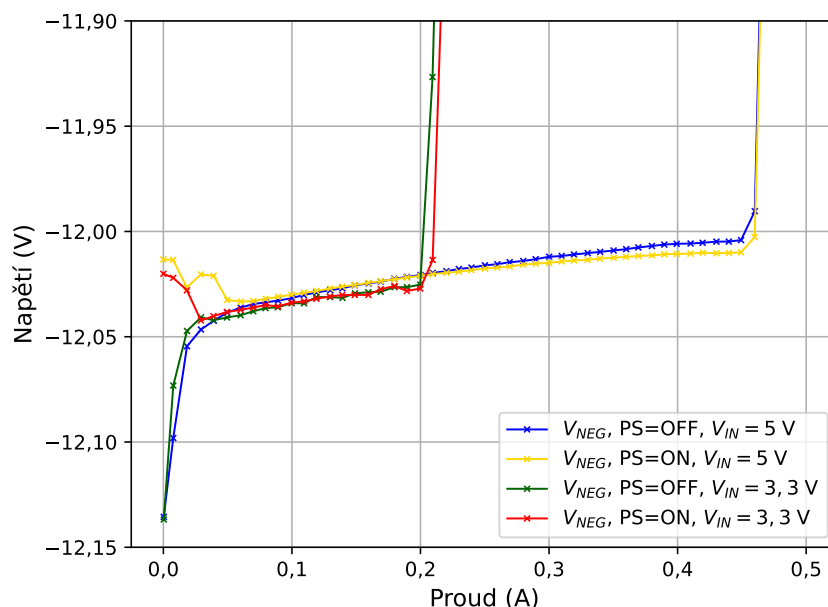
(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž



(b) Zvlnění pro zátěž 600 mA

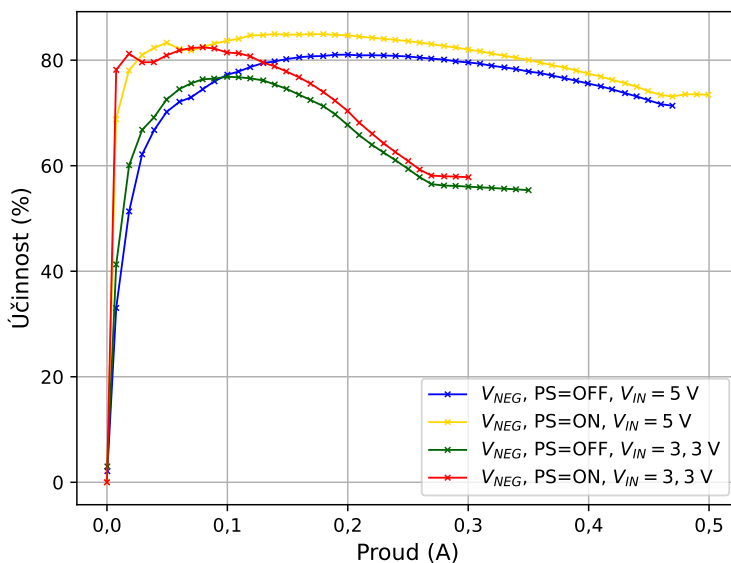
Obr. 27: Zvlnění na výstupu V_{POS} , PS=ON, při $V_{IN} = 5$ V

napětím lze dosáhnout většího výstupního proudu, zde konkrétně je to 460 mA pro $V_{IN} = 5$ V v porovnání s 210 mA pro $V_{IN} = 3,3$ V. Z hlediska poklesu napětí, i zde je zapnutý PSN, který má však menší vliv než u pozitivního výstupu. Projevuje se pouze do 50 mA a rozdíl napětí je v obou případech 20 mV. Při napájení $V_{IN} = 3,3$ V je pak pokles 15 mV až do odběru 200 mA a při $V_{IN} = 5$ V je to pak 23 mV až do 450 mA.

**Obr. 28:** Zatěžovací charakteristika V_{NEG} výstupu při $V_{IN} = 3,3$ V a $V_{IN} = 5$ V

Účinnost V_{NEG} výstupu

V případě účinnosti, která je znázorněna v grafu na obr. 29, dosahuje invertující měnič až 83 % pro $V_{IN} = 3,3$ V a až 85 % pro $V_{IN} = 5$ V. Je tedy opět zřejmá vysoká účinnost měniče, a to dokonce i při velmi nízkých odběrech kolem 10 mA, kdy dosahuje účinnosti blízké se 80 %. Nutno však stejně jako v předchozím případě podotknout vliv PS režimu, který zlepšuje účinnost při nižších odběrech a nad 100 mA je téměř totožná.

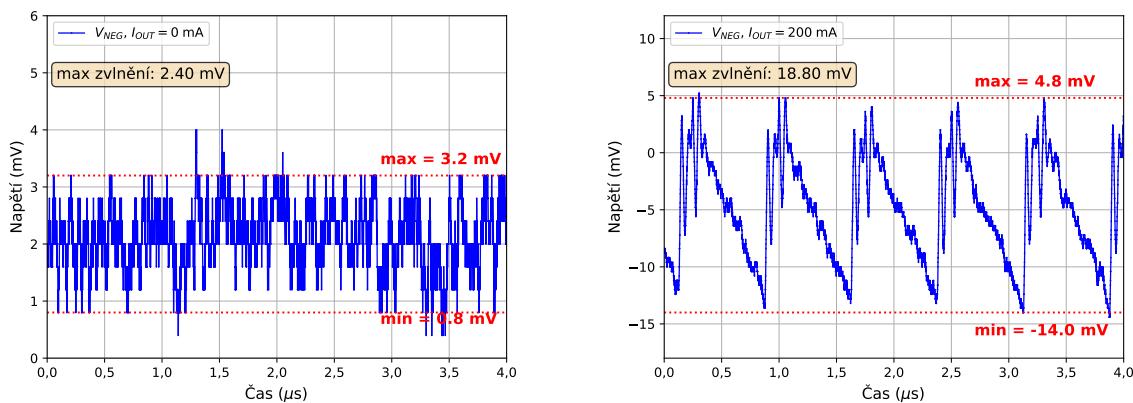


Obr. 29: Účinnost V_{NEG} v závislosti na zatížení

Zvlnění V_{NEG} výstupu

I v tomto případě lze postupovat velmi obdobně, jako v případě výše s výstupem V_{POS} . Měřeno bylo na výstupním keramickém kondenzátoru C18 s dielektrikem X7R. Opět zde při nulovém odběru narážíme na limit měřicího přístroje, ale i zde lze říci, že zvlnění na výstupu se bude pohybovat na velmi malých číslech do 5 mV, jak je možné vidět v grafech na obr. 30a a 31a. Pro plné zatížení výstupu pro obě testované vstupní hladiny je pak zvlnění do 20 mV pro 3,3V vstup a kolem 30 mV v případě 5V napájení.

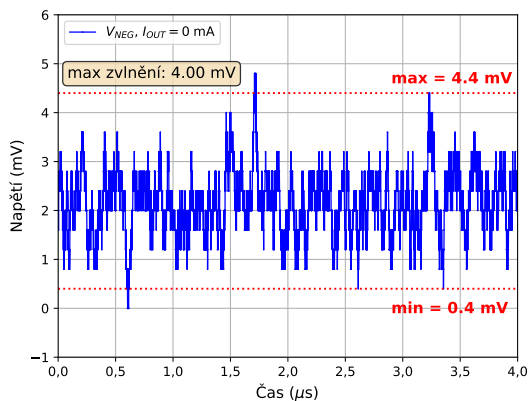
Zde byl také testován výstup i pro PS režim, kdy také dochází k akumulaci energie jako v případě výše. Je pak možné pozorovat pilový průběh s větší časovou základnou, je možné se průběhy prohlédnout v grafech obr. 32a a 33a. Lze si také povšimnout opačný směr poklesu v porovnání s pozitivním výstupem V_{POS} viz obr. 26a a obr. 27a.



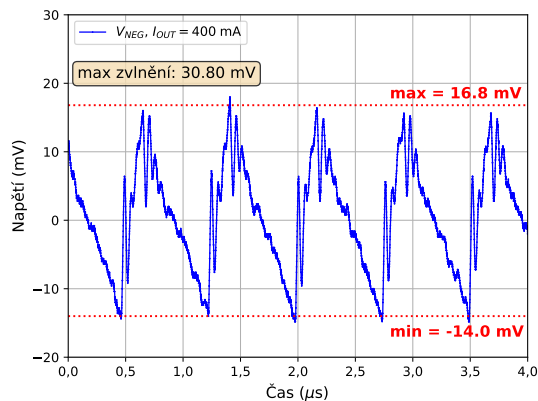
(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž

(b) Zvlnění pro zátěž 200 mA

Obr. 30: Zvlnění na výstupu V_{NEG} , PS=OFF, při $V_{IN} = 3,3 V$

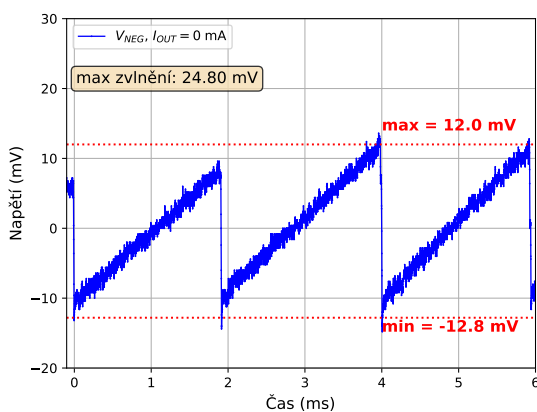


(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž

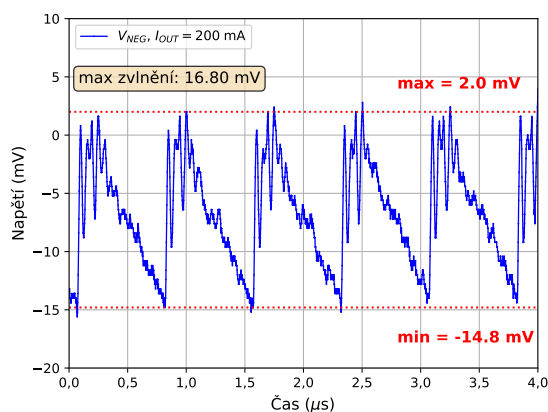


(b) Zvlnění pro zátěž 400 mA

Obr. 31: Zvlnění na výstupu V_{NEG} , PS=OFF, při $V_{IN} = 5$ V

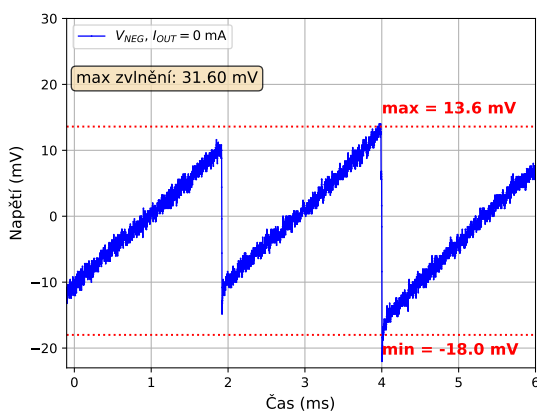


(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž

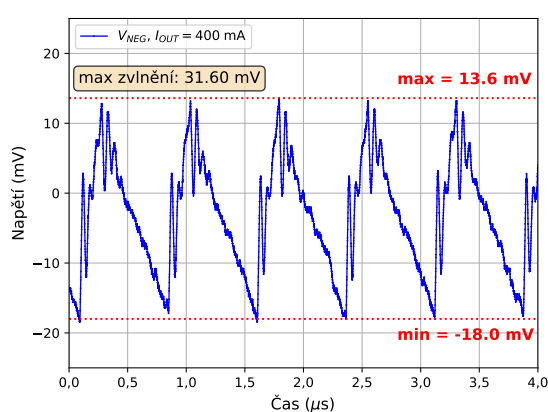


(b) Zvlnění pro zátěž 200 mA

Obr. 32: Zvlnění na výstupu V_{NEG} , PS=ON, při $V_{IN} = 3,3$ V



(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž

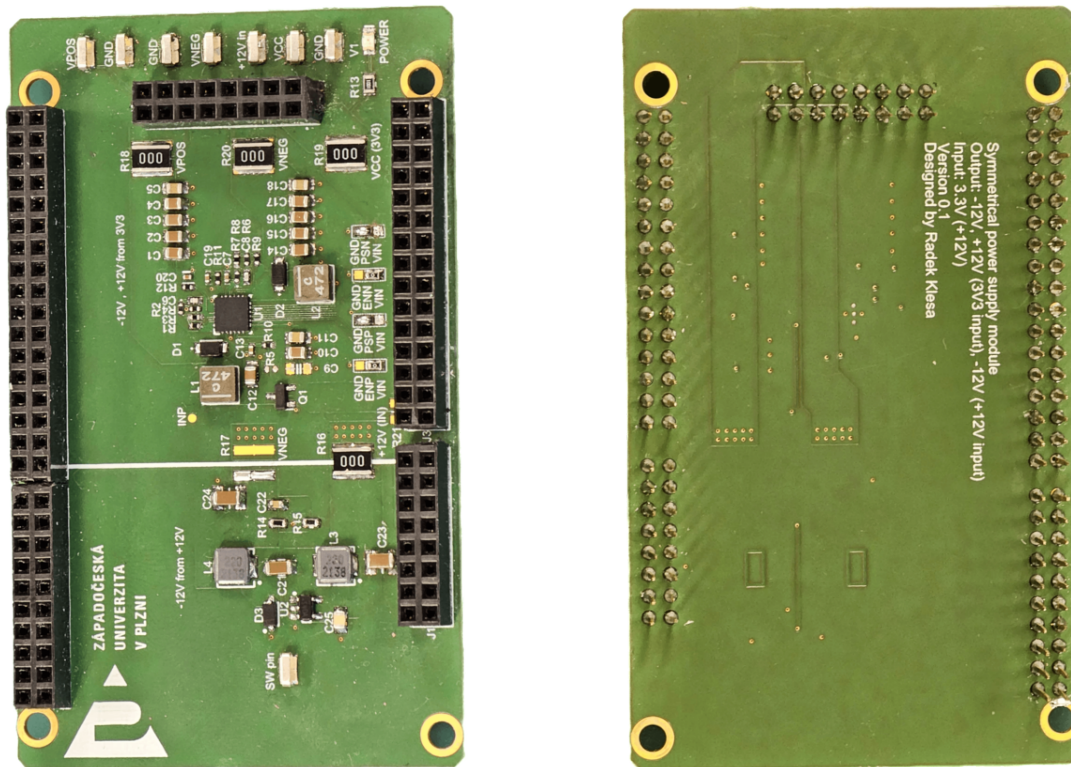


(b) Zvlnění pro zátěž 400 mA

Obr. 33: Zvlnění na výstupu V_{NEG} , PS=ON, při $V_{IN} = 5$ V

Celkové zhodnocení

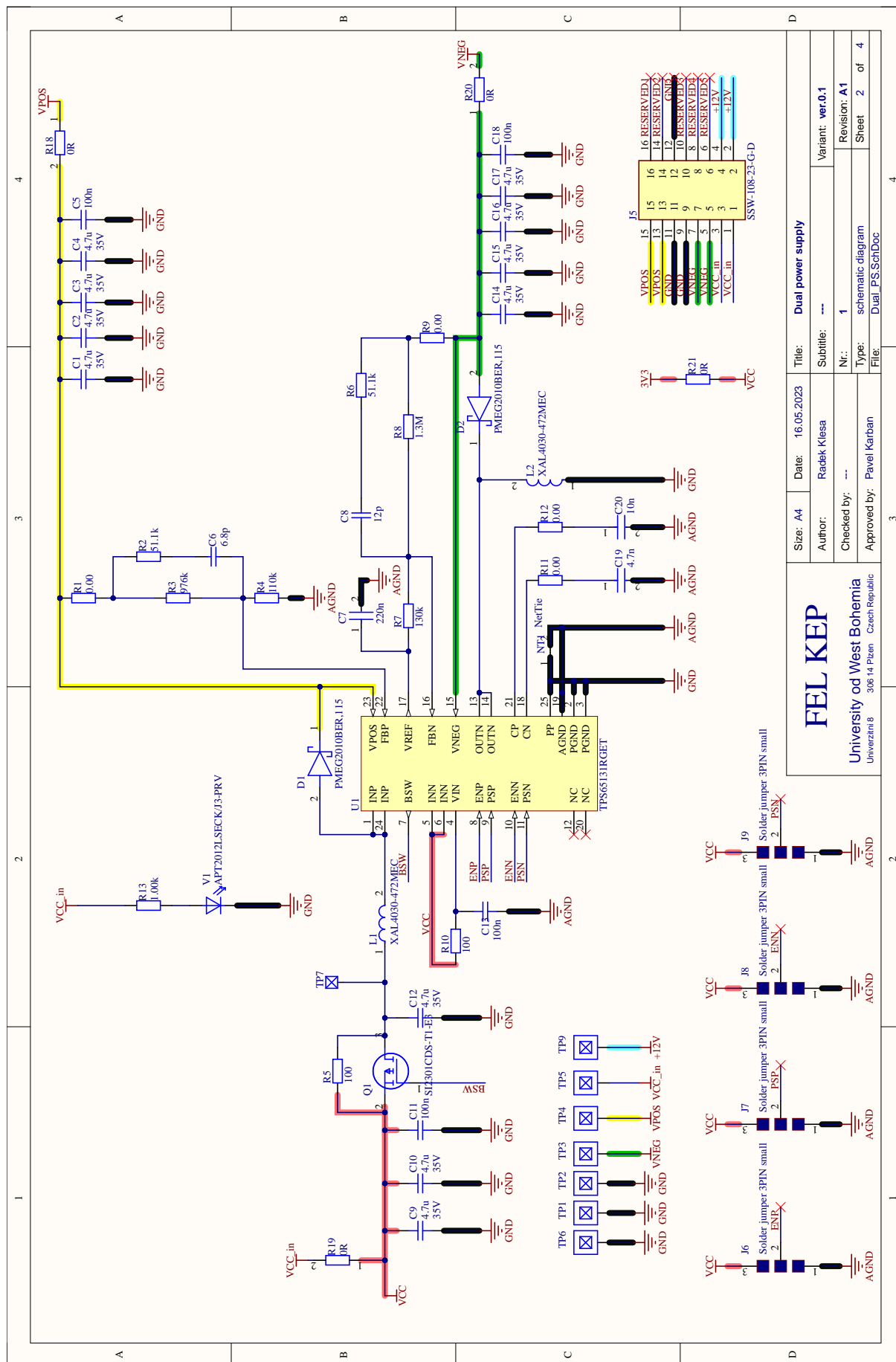
V krátkém shrnutí lze říci, že se povedlo navrhnout a zkonstruovat modul, který vykazuje velmi dobré vlastnosti. Modul je velmi univerzální s možností snadné konfigurace a použití s vývojovými kity. Na vstupu může pracovat s napětí 3,3 V nebo 5 V. Dosahuje účinnosti až 87 % pro V_{POS} a 85 % pro V_{NEG} . Použitelný rozsah zatížení je výrazně vyšší, než je potřebný rozsah, tedy více než 600 mA pro pozitivní a 400 mA pro negativní výstup. To vše dokládají naměřená data.



(a) Pohled shora

(b) Pohled zdola

Obr. 34: Pohled na reálný hotový modul symetrického napájení



Obr. 35: Schéma symetrického napájení

5 Realizace PoE modulu

PoE modul je hlavním zdrojem napájení pro celý navržený stack. Pro upřesnění se jedná o PD zařízení a PSE bude používáno dostupné komerční řešení. Jako řídicí čip byl zvolen TPS23754 od Texas Instruments. Tento čip podporuje standard IEEE 802.3at, který byl zmíněn výše v podkapitole 3.1. Jedná se tedy o aktivní PoE se všemi jeho výhodami a náležitostmi.

Tento modul má být opět co nejuniverzálnější pro možnost širšího uplatnění a hlavně vyzkoušení, testování a změření vlastností pro následnou integraci. Proto modul je opět realizován jako rozšiřující HAT nebo shield pro desky Nucleo nebo Arduino.

Modul je vybaven dvěma RJ-45 konektory, první z nich je PoE vstup (větší z konektorů, jelikož obsahuje transformátor a Bob-Smith terminaci) a druhý je vstup/výstup ethernetových dat. Je tedy možný obousměrný přenos dat a modul funguje v podstatě jako extrakce napájení v kombinaci v DC-DC měničem.

Jako měnič byla zvolena topologie propustného měniče s dvěma spínači (Active clamp Forward Converter). Výhody a nevýhody této topologie včetně popisu činnosti jsou shrnuty v kapitole 2.

Parametry modulu jsou shrnuty v tabulce 3. Tyto parametry vychází převážně z podporovaného standardu.

Tab. 3: Elektrické parametry PoE modulu

PoE V_{IN} (V)	42,5-57
PoE $I_{IN,MAX}$ (mA)	720
AUX V_{AUX} (V)	36-57
V_{OUT} (V)	12
I_{OUT} (A)	1,9 (2,5 pro AUX)
Účinnost (%)	<90

Následující informace vychází převážně z datového listu použitého čipu nebo obecného design manuálu s doporučeními od výrobce [15][19].

5.1 Popis čipu TPS23754

Tento SoC je nezbytnou součástí navrhovaného modulu. Čip se stará o veškerou komunikaci s PSE dle IEEE standardu. Jako výhodou lze brát to, že má v sobě integrovány řídicí obvody pro DC-DC měniče. Jedná se tak o velmi univerzální a technicky pokročilý čip. Má dva výstupy určené k řízení spínaných zdrojů, takže je možné použít topologii blokujícího nebo propustného měniče s dvěma spínači.

Je vybaven i řadou ochran jako jsou proudový foldback nebo tepelná ochrana. Mnoho věcí je

konfigurovatelných, například klasifikace pro odpověď PSE na množství požadovaného výkonu, mrtvý čas nebo spínací frekvence.

Jako další výhodu lze brát možnost zálohování externím zdrojem nebo použití napájení z externího adaptéru. Varianta vybavená PPD pinem a příslušným obvodovým vybavením umožňuje podporu pasivního PoE. V tomto modulu je však z důvodu dostupnosti použit model TPS23754-1, který má PPD pin jako NC (Not Connected).

5.2 Návrh a popis schématu

Vstup PoE je řešen přes RJ-45 konektor s integrovaným transformátorem (s PoE podporou a vyvedenými středy) a Bob-Smith terminací. Takto je možné eliminovat počet diskretních součástek a tím i místo na DPS.

Vyvedené středy z vinutí jednotlivých párů slouží k extrahování napájení. Toto napájení je následně usměrněno v diodovém usměřňovači. Pro tento standard je ještě možné použít klasický diodový usměřňovač, pro vyšší výkon (PoE type 3) by již bylo nutné použít pokročilejší s IC pro snížení ztrát). Zde jsou použity schottky diody, které snižují ztráty až o 30 % ve srovnání s klasickými Si diodami.

Jelikož PD musí dle normy splňovat typ A i B, tak je usměřňovač zapojen na všechny páry, i když napájení se přenáší jen po dvou párech.

Terminace datových cest je přes 75Ω rezistory a 1nF kondenzátor na zem. Toto závisí na fyzické vrstvě Ethernetu PHY a je nutno předem zkontrolovat kompatibilitu a případně přepojit.

Za usměřňovačem je umístěn jednoduchý EMI filtr z kondenzátorů a feritových perel. Velikost kondenzátorů je nutno hlídat, jelikož na vstupu může být maximální hodnota 120 nF. V případě větší kapacity nebude správně fungovat detekce PD ze strany PSE a nebude přiděleno napájení. Při volbě typického 100nF filtračního kondenzátoru mezi VSS a VDD u napájeného čipu je možné ve filtru zvolit hodnoty 1 nF a mít tak ještě rezervu. V případě nevyhovujícího EMI měření je pak právě toto místo pro úpravy.

Ochrana před ESD

Jako ochrana čipu před ESD a Surge je zde umístěna TVS dioda mezi VSS a VDD. Další doporučení hlavně pro venkovní aplikace je mezi VSS a PGND, ta zde však není obsazena. Jelikož čip má maximální dovolené napětí 100 V, je tak volena i ochranná dioda. Při zvolení typu SMAJ58 je její provozní napětí 58 V (což vyhovuje maximu 57 V pro PoE) a upínací napětí pak 93,6 V. Při zvolení typu vyššího v řadě by pak bylo upínací napětí velmi blízko limitu, ne-li již přes.

Detekční pin DEN

Význam „Detection and Enable” a slouží pro detekci zařízení napájecím PSE. V případě diodového usměrňovače je doporučeno použít rezistor 24,9 k Ω , pro řízený s IC o něco menší.

Nastavení frekvence pinem FRS

Jedná se o pin pro konfiguraci frekvence pomocí rezistoru. v DS je dána tabulka volby těchto odporů. V tomto případě byla zvolena hodnota frekvence 250 kHz, protože musí být splněna tato frekvence i u transformátoru měniče. Zde je zvolen PA2649NLT od firmy PULSE a jeho pracovní frekvence je právě 250 kHz. Odpor pro volbu frekvence se pak vypočte následovně:

$$R_{\text{FRS}} \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{17250}{f_{\text{sw}} \text{ (kHz)}} = \frac{17250}{250} = 69 \text{ k}\Omega \approx 69,8 \text{ k}\Omega. \quad (13)$$

Nastavení mrtvého času DT

Pin je určen pro nastavení mrtvého času v případě, že topologie využívá dva MOSFETy. Jeho význam spočívá v tom, že je použit PMOS a NMOS MOSFET a mrtvý čas slouží k tomu, aby nedošlo k sepnutí jednoho, zatímco druhý je ještě ve vodivém stavu. Pro spínací frekvenci $f_{\text{sw}} = 250 \text{ kHz}$ je doporučena DT hodnota 40-90 ns. Hodnota odporu se pak vypočte následovně:

$$R_{\text{DT}} \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{t_{\text{DT}} \text{ (ns)}}{2} = \frac{80}{2} = 40 \text{ k}\Omega \approx 40,2 \text{ k}\Omega. \quad (14)$$

Výstup V_B

Čip obsahuje vnitřní DC-DC měnič a toto je jeho výstup. Na svém vstupu pracuje s napětím pro napájení čipu V_C . Na výstupu měniče je 5,1 V a slouží pro napájení zpětnovazebního optočlenu. Pro správnou funkčnost je třeba připojit k tomuto výstupu filtrační kondenzátor s hodnotou 100 nF.

Vstupní filtr

Tvoří jej součástky před primárním vinutím transformátoru. Filtr má za úkol snížit zvlnění na vstupu a tím i na výstupu. Induktor je volitelný a lze zvolit libovolnou hodnotu. V tomto případě byl zvolen induktor 3,3 μH . Kondenzátor je doporučen pro navrhovaný výkon s hodnotou 33 – 47 μF , ale jelikož je zde induktor a paralelní další kondenzátory, tak jeho hodnota je 22 μF . V případě velkého zvlnění je možné jej nahradit za větší. Obecně je tento filtr důležitý z důvodu spouštění.

Napájení čipu V_C

Čip je napájen skrze V_C , nikoli V_{DD} nebo V_{SS} . Proto má transformátor 2 primární vinutí a druhý z nich, AUX, slouží pro napájení čipu. Dle datasheetu je doporučena hodnota napětí na V_C pin 18 V. Vybraný transformátor má na tomto vinutí hodnotu 15 V a tedy plně vyhovuje požadavkům.

Pro filtraci tohoto napájení je v případě použité topologie použít větší kondenzátor. Dle doporučení výrobce je to 22 μF . Induktor je v tomto případě také nezbytný vzhledem k použité topologii. Ten má za úkol snížit zvlnění a jeho hodnota by měla být minimálně 1 mH, lepší je však použít větší s hodnotou 2,2 mH. Zde je však použita minimální doporučená hodnota 1 mH z důvodu dostupnosti při nákupu součástek.

Volba vstupních MOSFETů

V této topologii jsou použity 2 MOSFETy, jeden odlehčovací PMOS, řízen výstupem GAT2 a druhý řízen výstupem GATE. Nároky jsou kladeny takové, aby $V_{DS} \geq 150\text{V}$, náboj báze co možná nejmenší. Proudově pak musí vydržet podle vstupní impedance a výkonu, obvykle se dimenzuje na 2-3 A.

Pro správné nastavení rezonance odlehčovacího MOSFETu jsou oba MOSFETy odděleny kondenzátorem o velikosti 47 nF. Slouží také jako akumulátor energie

Vstupní rezistory na hradla MOSFETů musí být v rozsahu 3-50 Ω , zde je zvoleno 4,7 Ω . Jejich význam spočívá ve zpomalení zapínání. Lepší je zvolit menší než větší, jinak by mohlo vést na problém s časováním.

Tranzistor Q1 je opatřen pull-down rezistorem na GATE vstupu pro definování úrovně.

Snímání proudu

Jedná se o snímání proudu na primární straně vinutí transformátoru. Ke snímání slouží rezistor pro snímání proudu. Jeho velikost je 100 m Ω a je připojen mezi source MOSFETu IC1 a zemní spojení PGND. Přes tento rezistor prochází veškerý proud a proto musí být dostatečně dimenzován. Pokud by se předpokládalo vstupní proud stejně jako v předchozích krocích kolem 2-3 A, tak při tomto odporu je vhodné dimenzovat na ztrátový výkon kolem 1 W.

Snímání proudu se provádí jako měření napětí na přesném známém rezistoru. Napětí ze snímacího rezistoru je přenášeno do čipu přes rezistor R3, pro který je v této topologii doporučena hodnota 1 – 5 k Ω , byl tedy zvolen přibližný střed 2,49 k Ω . Někdy je možné přidat ještě kondenzátor k tomuto odporu a tvořily by společně RC filtr a omezovali strmost hran. Velikost tohoto kondenzátoru by neměla přesáhnout 100 pF a není v tomto případě vůbec osazen.

Common-Mode kondenzátory

Slouží pro zlepšení EMI a oddělení definovanou impedancí zemní plochy GND a PGND. Jelikož se jedná o galvanicky oddělené plochy, je důležité, aby kondenzátory splňovaly požadavky na velká napětí. Z hlediska stanovení IEEE normou izolace měniče na $1500 V_{RMS}$ je vhodné zvolit pracovní napětí kondenzátorů kolem 2 kV.

Výkonový transformátor

Pro navrhovaný modul je právě transformátor nejkritičtější součástí k výběru. Jelikož se jedná o propustný měnič, tak trafo neobsahuje vzduchovou mezeru, je tím pádem menší. Dále není potřeba rekuperační vinutí z důvodu použití odlehčovacího MOSFETu. Transformátor by měl být tedy navržen pro propustný měnič, spínací frekvence 250 kHz, primární vinutí odpovídá napěťovému rozsahu PoE, tedy až 57 V. Výstup měniče je navrhován na 12 V, tedy i výstup tohoto trafua by měl být navržen na 12 V a výkonově odpovídat PoE type 2, tedy až 30 W. Nutností je také BIAS vinutí na primární straně pro napájení IC v rozsahu napětí do 18 V. Těmto požadavkům vyhovují například transformátory PA2649NLT nebo PA4065NLT od firmy PULSE. V tomto designu byl použit první zmíněný kvůli dostupnosti na trhu.

Za zmínku zde stojí zmatek v datových listech výrobce, kdy u BIAS vinutí je v datasheetu na Mouseru začátek vinutí na jednom konci a v datasheetu na stránkách výrobce na druhém konci.

Výstupní kondenzátory

Jako u každého jiného zdroje je nezbytností umístit na výstup kondenzátory pro snížení zvlnění napětí. Ideální je kombinace elektrolytického kondenzátoru s velkou kapacitou a keramického s nízkým ESR pro filtraci rušivých složek z měniče. Ten je zde nutný, protože bez něj by se dostávalo dále vysokofrekvenční rušení ze spínání. Nutné je zvolit součástky tak, aby mezi jejich rezonančními kmitočty nebyla příliš velká vzdálenost, to by pak vedlo na nízkou impedanci na určitém rušivém kmitočtu. Zde byl zvolen elektrolytický kondenzátor o kapacitě $100 \mu F$ a keramické dva paralelně pro dosažení větší filtrace s kapacitou $10 \mu F$

Sekundární strana měniče

Jak bylo zmíněno v obecném popisu v podkapitole 2.2, jedná se o složitější a komplexnější část návrhu, než pro běžný měnič. Je to způsobeno právě odlehčováním, kdy je nutné spínání dvou MOSFETů, jak také bylo popsáno. Z toho důvodu jsou použity kvalitní výkonové MOSFETy SIR882BDP-T1-RE3 od Vishay ve velkém pouzdře pro lepší disipaci výkonu, velmi malý $R_{dsON} = 6,9 m\Omega$, velmi malá prodleva a rychlé zapnutí. Zde je absence řízení z kontrolního čipu, ale je možné spínání součástek z teoretického hlediska pouze pomocí dalších součástek. Klíčovou vlastností je změna polarity na sekundární straně transformátoru. To vede na možnost přepínání

či řízení jen na základě této vlastnosti, kdy při kladné polaritě je sepnut sériový MOSFET Q6 vlivem otevřeného Q3, v tento moment je na Q4 nulové napětí a Q5 je tak zavřený. V odlehčovacím módu je otočená polarita, na Q3 je nulové napětí a Q6 je uzavřen, na Q4 je kladné napětí a Q5 je otevřen. Pro správné spínání jsou použity 10V Zenerovy diody, které udržují V_{GS} spínacích MOSFETů na 9,3 V (tj. polovina jejich maximální hodnoty, dostatečná na plné otevření). Rezistory R17 a R18 je nastaven proud do bází tranzistorů na hodnotu 1 mA.

Smyčka zpětné vazby

Zpětná vazba je založena na režimu regulace proudu. To přináší výhodu ve stabilitě systému. Jako napěťová reference je použita klasická TL431 s referenčním napětím 2,495 V.

Výstupní napětí měniče se nastavuje pomocí odporového děliče ve zpětné vazbě. Výrobce přímo nedefinuje volbu součástek, je však možné dohledat v návrhovém manuálu hodnoty 40,2 k Ω a 10,5 k Ω pro výstup 12 V. Dále je pouze doporučeno v případě změny výstupního napětí pouze měnit spodní rezistor R24, protože horní má velký vliv na stabilitu systému. Pro návrh však byly použity hodnoty součástek z evaluační desky výrobce k použitému čipu, tedy 10 k Ω a 2,61 k Ω , dopočtené výstupní napětí je pak:

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R21}{R24}\right) = 2,495 \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{2,61 \cdot 10^3}\right) = 12,05 \text{ V.} \quad (15)$$

Tento vztah platí při zanedbání úbytku na odporu R21, ale ten je zanedbatelný, protože proud tímto odporem ve ZV podle datasheetu má maximálně 4 μA .

Pro přenos ZV na vstup a zachováním izolační vzdálenosti je použit optron. Opět je zde kladen nárok ze strany výrobce a to přenosový poměr proudu 80-160 %. Vyhovující je například HMHA2801A všemi svými parametry. V případě nedodržení by bylo přílišné zesílení a utlumený výstup.

T2P výstup

Tento výstup slouží zbytku obvodu nebo procesoru k indikaci, o jaké PSE zařízení se jedná. V případě, že je zapojen PSE type 2, znamená to, že zbytek obvodu může využívat 25,5 W, v opačném případě se jedná o type 1 PSE a je možné používat maximálně 12,95 W. Type 2 je indikován jako LOW hladina na pinu T2P.

Pro dosažení galvanického oddělení je tento výstup přenášen skrze optočlen. Zde byl vybrán typ PC357N4J000F od výrobce Sharp s $\text{CTR} = 300\text{-}600\%$, jak je doporučeno výrobcem.

5.3 Návrh a popis desky plošného spoje

Deska plošného spoje byla realizována tak, aby rozložení součástek odpovídalo logickému uspořádání dle schématu. Důležité bylo správné dělení podle zemních potenciálů, kdy na modulu se vyskytují celkem 3 zemní plochy, zemnicí EARTH od přívodních konektorů, výkonová PGND, která je galvanicky oddělena od digitální výstupní země GND výkonovým měničovým transformátorem. Mezi těmito plochami byla snaha udržet izolační vzdálenost na $1500 V_{RMS}$ podle normy pro Ethernet [20]. Pro dosažení toho byla zvolena clearance 2 mm. Bylo proto nutné i součástky seskupovat tak, aby byly na správném zemním potenciálu a nezasahovali do jiného. V příloze C lze nalézt výkres, návrh DPS ve vrstvách, BOM a další informace.

5.4 Osazení, oživení a testování modulu

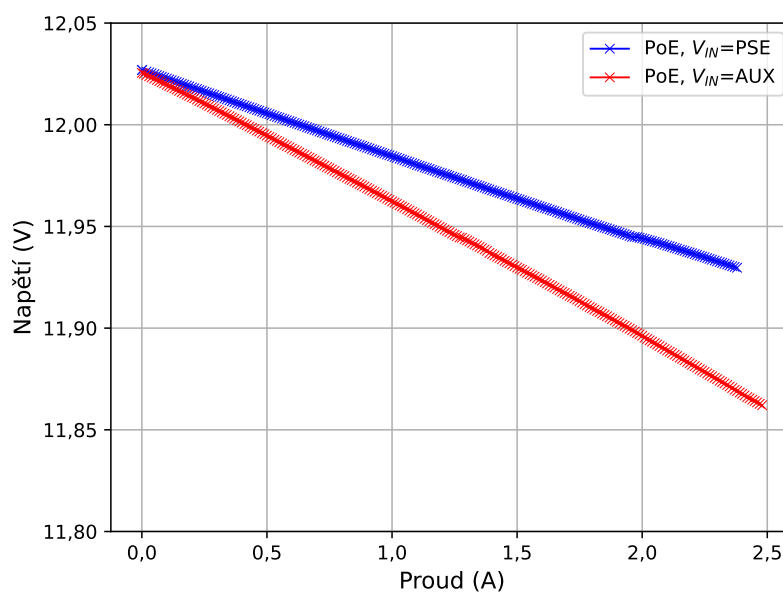
Oživení modulu

Osazení probíhalo současně s modulem pro symetrické napájení. Postup je tedy obdobný jako v podkapitole (4.5). Před prvním spuštěním byl modul opět zcela zkontrolován podle schématu na eliminaci jakéhokoliv zkratu z procesu pájení. Napájení bylo z PSE zařízení, které tvořil napáječ D-Link DPE-301, který splňuje podmínky podle IEEE 802.3at pro PSE. Došlo k připojení do vstupního portu a změřeno napětí multimetrem HIOKI DT4282 a ověření výstupního napětí, kde bylo změřeno 12,04 V a bylo možné prohlásit zařízení jako funkční, kdy hodnota téměř přesně odpovídá předpokladu z rovnice 15. Bylo tedy možné pokračování v analýze.

Zatěžovací charakteristika

Stejným způsobem jako výše pro první modul v sekci 4.5 probíhalo měření pro PoE modul. Testování probíhalo pro dvě možnosti vstupního napájení, první přímo z PoE PSE zařízení a druhé z vnějšího DC laboratorního zdroje Rigol DP811A při napětí 40 V. Výsledkem je zatěžovací charakteristika viz graf obr. 36. Z něj lze vyčíst téměř lineární pokles napětí v závislosti na zátěži pro obě testované varianty. V případě PSE vstupu je pokles 97 mV na celém rozsahu zatěžování a 163 mV v případě AUX vstupu.

Při zatěžování nemohl být překročen limit 2,5 A z důvodu hraniční hodnoty proudu pro transformátor. V případě PSE napájení bylo zatěžováno až do limitace na 2,42 A, kdy již došlo ke ztrátě napájení na straně zdroje. Došlo tedy k nadměrnému odběru a jak standard stanoví, bylo odebráno napájení přímo na PSE a na PD bylo 0 V. Tímto byla i vyzkoušena funkce ochrany a došlo k reakci zařízení přesně dle očekávání. V moment odpojení bylo na zátěži 27 W.



Obr. 36: Zatěžovací charakteristika pro PoE modul

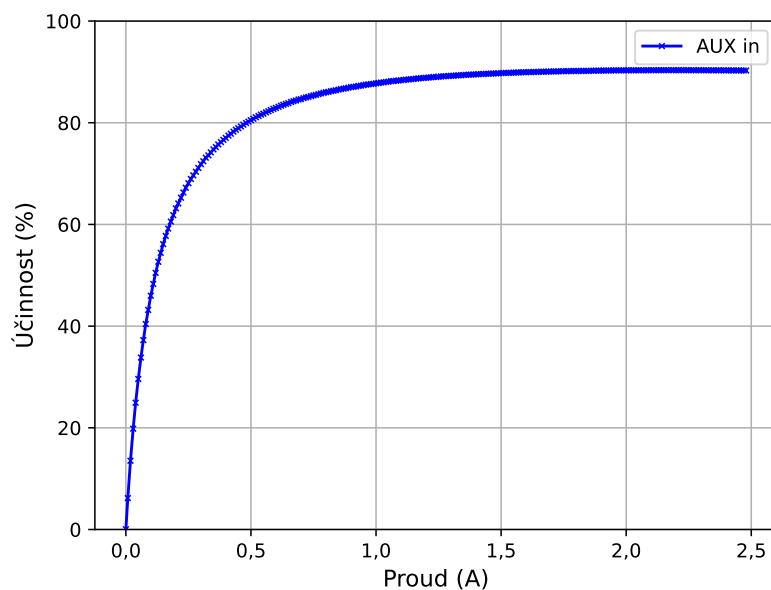
Účinnost

Z důvodu absence snímacího odporu nebo jiné možnosti měření vstupního proudu při napájení z PSE byla křivka účinnosti měřena pouze při napájení z externího zdroje přes AUX vstup. Výsledkem je charakteristika viz obr. 37, kde je dosaženo maximální účinnosti 90,3 %. Jedná se o velmi dobrý výsledek díky použité topologii a odpovídá předpokladu kolem 90 %. Je zřejmá výrazně vyšší účinnost pro vyšší odběry, což je dáno poměrově větším výstupním výkonem ku ztrátám, které již nestoupají takovou rychlostí.

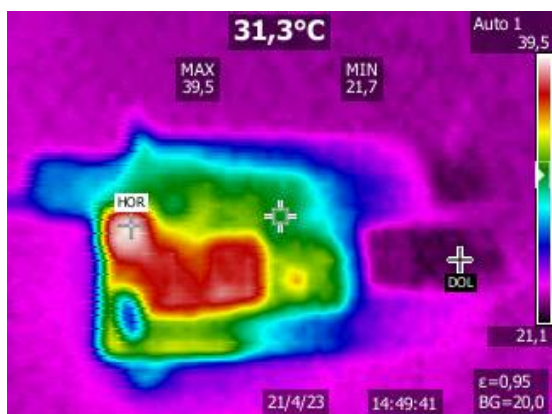
I přes chybějící charakteristiku pro napájení přes PSE lze očekávat podobný průběh, kde bude o něco menší dosažená účinnost vlivem usměrňovače na vstupu (přibližně 2-3 %).

Tepelné namáhání

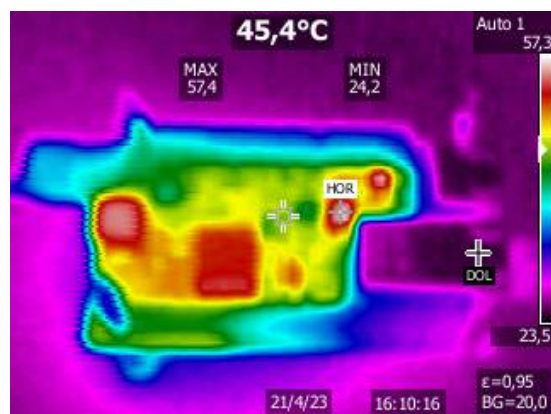
Stejně jako pro první modul, tak i zde byla snímána teplota pomocí termokamery. Opět se jedná převážně o informativní charakter, kdy je možné odhalit případné problémy nebo ohlídat namáhání součástek. Ze snímků 38b a 39b, kdy probíhalo zatížení pro maximální možný odebíraný proud po dobu několika minut do stavu ustálené teploty je zřejmé zahřívání převážně 3 prvků a to výkonového transformátoru, výstupní tlumivky a usměrňovacích diod. V případě napájení z PSE tak lze odhalit, které dva páry se účastní vedení proudu, zde se jedná o VC1 a VC4, takže použité PSE od D-link lze zařadit do alternativy A viz obr. 16.



Obr. 37: Účinnost v závislosti na zátěži při napájení z AUX

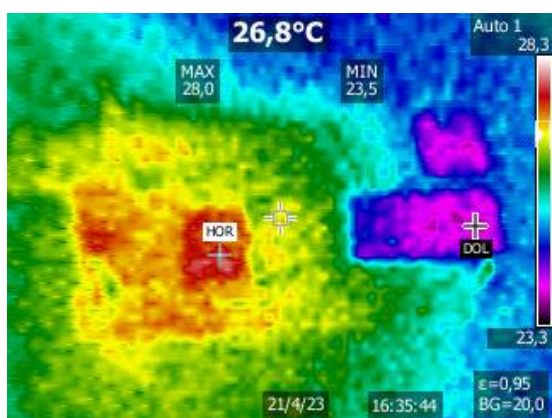


(a) Ustálená teplota bez zátěže

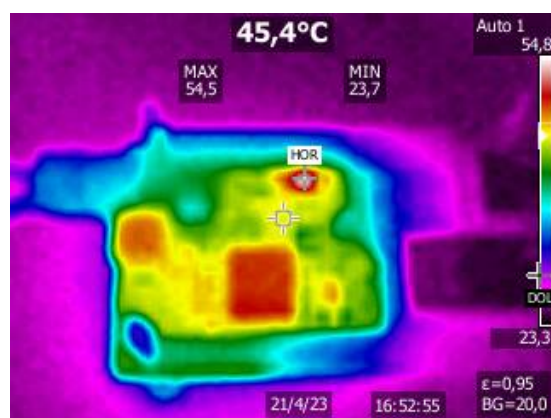


(b) Teplota na konci zatěžování (2 A)

Obr. 38: Pozorování teploty PoE modulu při zatěžování z PSE



(a) Teplota krátce po zapnutí



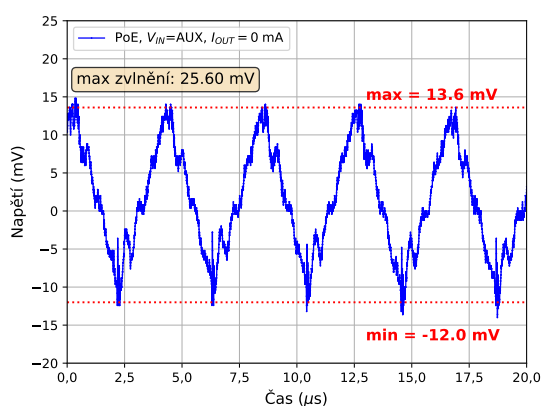
(b) Teplota na konci zatěžování (2 A)

Obr. 39: Pozorování teploty PoE modulu při zatěžování z AUX

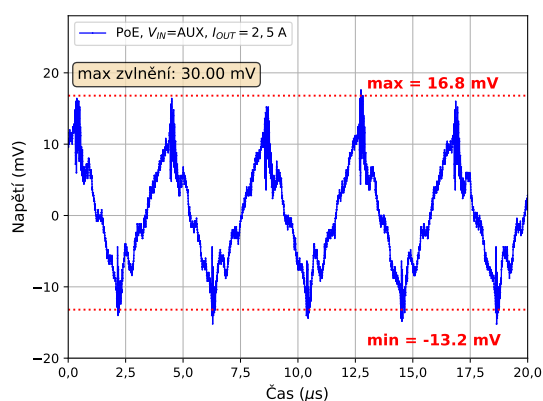
Zvlnění výstupního napětí

Opět byl pro měření použit osciloskop Tektronix MDO 3024. Nastaven byl se vstupním filtrem na pásmo 20 MHz, AC vstup. Měřicí sondou se zemnicí pružinkou bylo měřeno zvlnění na výstupním kondenzátoru C19 s dielektrikem X7R.

Měření byla provedena pro obě možnosti vstupních napájení pro celý rozsah zatěžování. Zvlnění se zásadně moc neliší v zavilosti na použitém zdroji. Z naměřených dat pro odpojenou zobrazených na grafech obr. 40a a obr. 41a lze pozorovat rozdíl 2,8 mV. V případě maximální zátěže 2,5 A pro AUX vstup dosahuje zvlnění 30 mV, což při takovém odběru lze považovat ze velmi dobrý výsledek. Průběh těchto zvlnění při plných zátěžích jsou na obr. 40b a 41b.

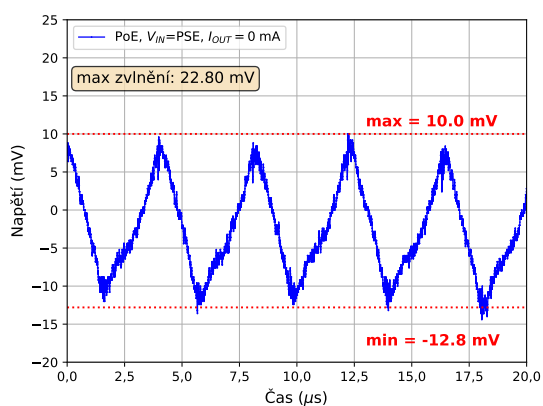


(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž

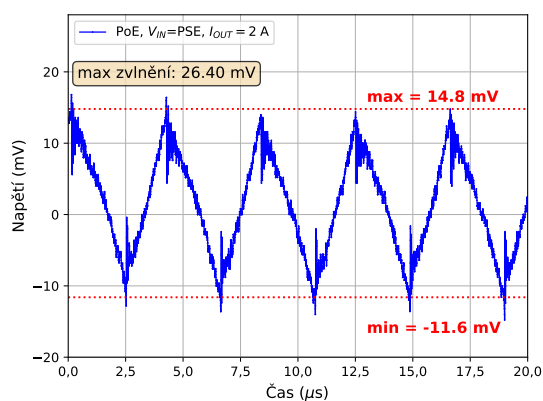


(b) Zvlnění pro zátěž 2,5 A

Obr. 40: Zvlnění PoE na výstupu při napájení z AUX vstupu



(a) Zvlnění pro odpojenou zátěž



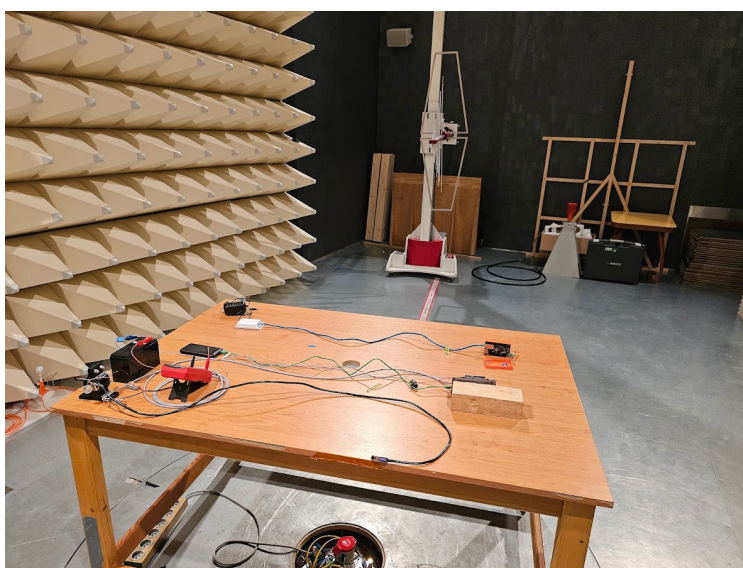
(b) Zvlnění pro zátěž 2 A

Obr. 41: Zvlnění PoE na výstupu při napájení z PoE (PSE)

Měření v EMC komoře

Testování elektromagnetické kompatibility (EMC) probíhalo ve spolupráci s Ing. Zdeňkem Kubíkem, Ph.D. v certifikované EMC laboratoři na FEL ZČU. Testování byl podroben sestavený PoE modul. Konkrétně se jednalo o test odolnosti a měření úrovně vyzařovaných emisí.

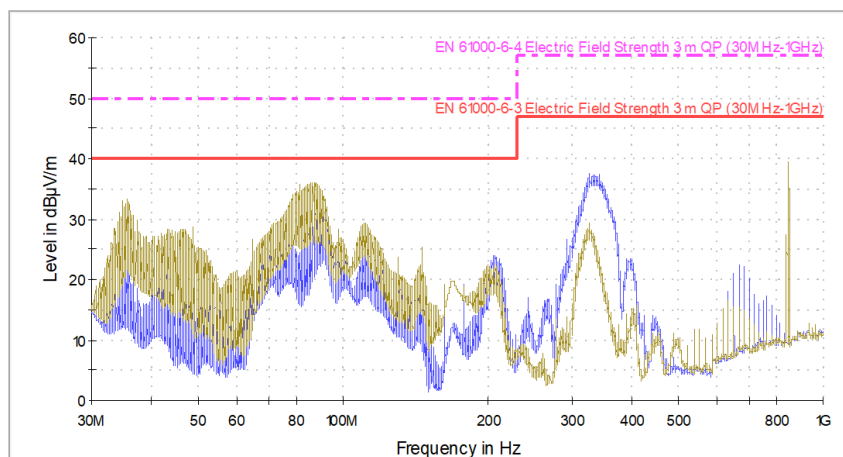
Při testu odolnosti bylo zařízení testované podle ČSN EN IEC 61000-6-3 ed. 3 vyzařovaným polem o úrovni 10 V/m v pásmu od 80 MHz až do 1 GHz s přeladováním o 1 % předchozího kmitočtu. Modul byl testován jako celek s napájecím PSE zařízením, vodič mezi nimi měl 1 m, jak stanoví norma. Pro vizuální kontrolu byl modul na výstupu opatřen LED indikující provozní stav 12 V na výstupu. V celém rozsahu měření pro obě polarizace antény zařízení nevykazovalo žádné anomálie a bylo plně funkční.



Obr. 42: Pohled na testované zařízení v EMC komoře

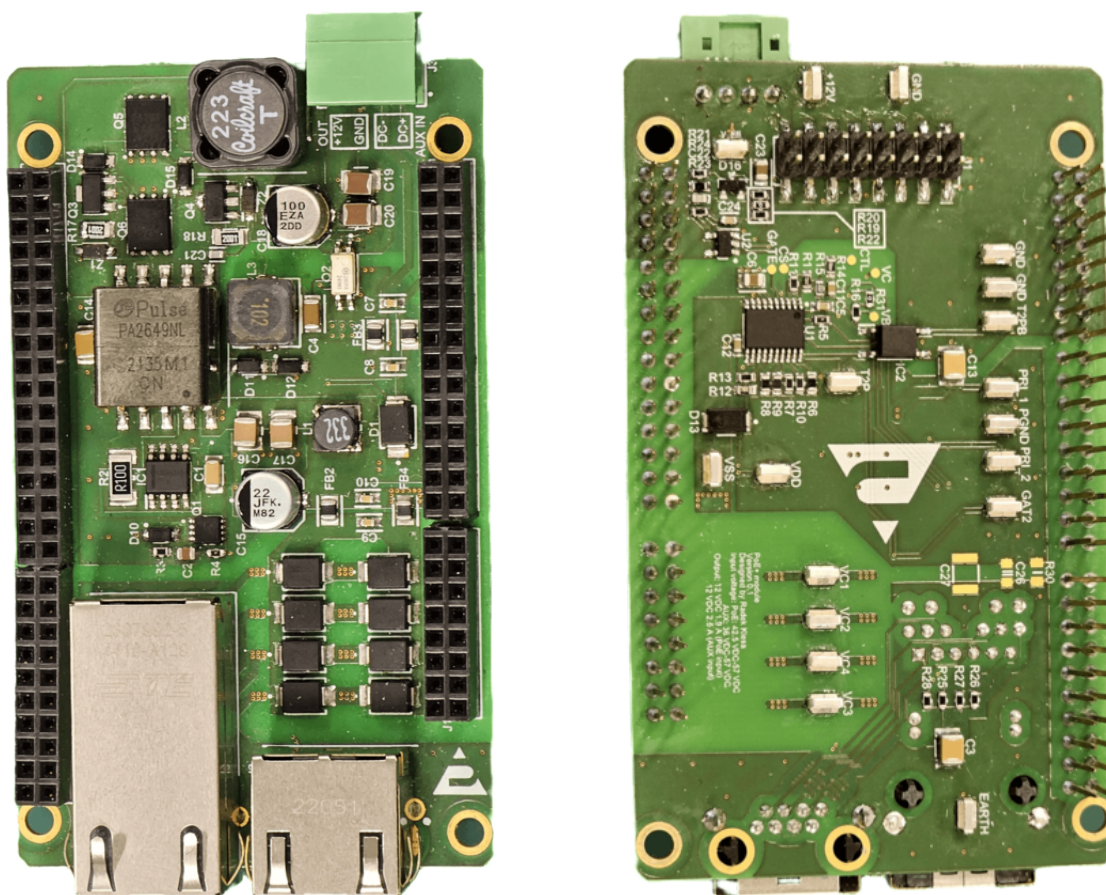
Druhé bylo měření vyzařovaných emisí do okolí. To probíhalo opět podle normy ČSN EN IEC 61000-6-3 ed. 3 ve vzdálenosti 3 m od antény. Měření probíhalo od 30 MHz do 1 GHz. Norma stanoví 6 GHz, ale jelikož v zařízení není nic běžící nad 108 MHz, tak je možné měřit jen do 1 GHz. Opět bylo měřeno pro obě polarizace antény. Výsledek měření kvazi-špičkovým detektorem je pak znázorněn na v grafu obr. 43. Na něm jsou uvedené limitní křivky pro domácnost podle ČSN EN IEC 61000-6-3 ed. 3 a pro průmysl podle ČSN EN IEC 61000-6-4 ed. 3. Dále pak výsledky měření pro horizontální a vertikální polarizaci antény. Je zde zřejmé, že úrovně vyzařování jsou pod úrovní obou limitních křivek a tím pádem testu vyhovělo.

Na obr. 42 je pak pořízená fotografie přímo v EMC komoře, kde na dřevěném stole s otočnou platformou je umístěn PoE modul s PSE napájecím. Zde konkrétně je modifikace pro měření emisí a vertikální polarizací antény bez absorbérů na podlaze. V případě měření odolnosti byly na podlaze mezi anténou a stolem umístěné pěnové absorbéry pro eliminaci odrazů s následnou interferencí.



- POE_30-100M Hz_100cm_0deg_QP_H
- EN 61000-6-3 Electric Field Strength 3 m QP (30MHz-1GHz)
- EN 61000-6-4 Electric Field Strength 3 m QP (30MHz-1GHz)
- POE_30-100M Hz_100cm_0deg_QP_V

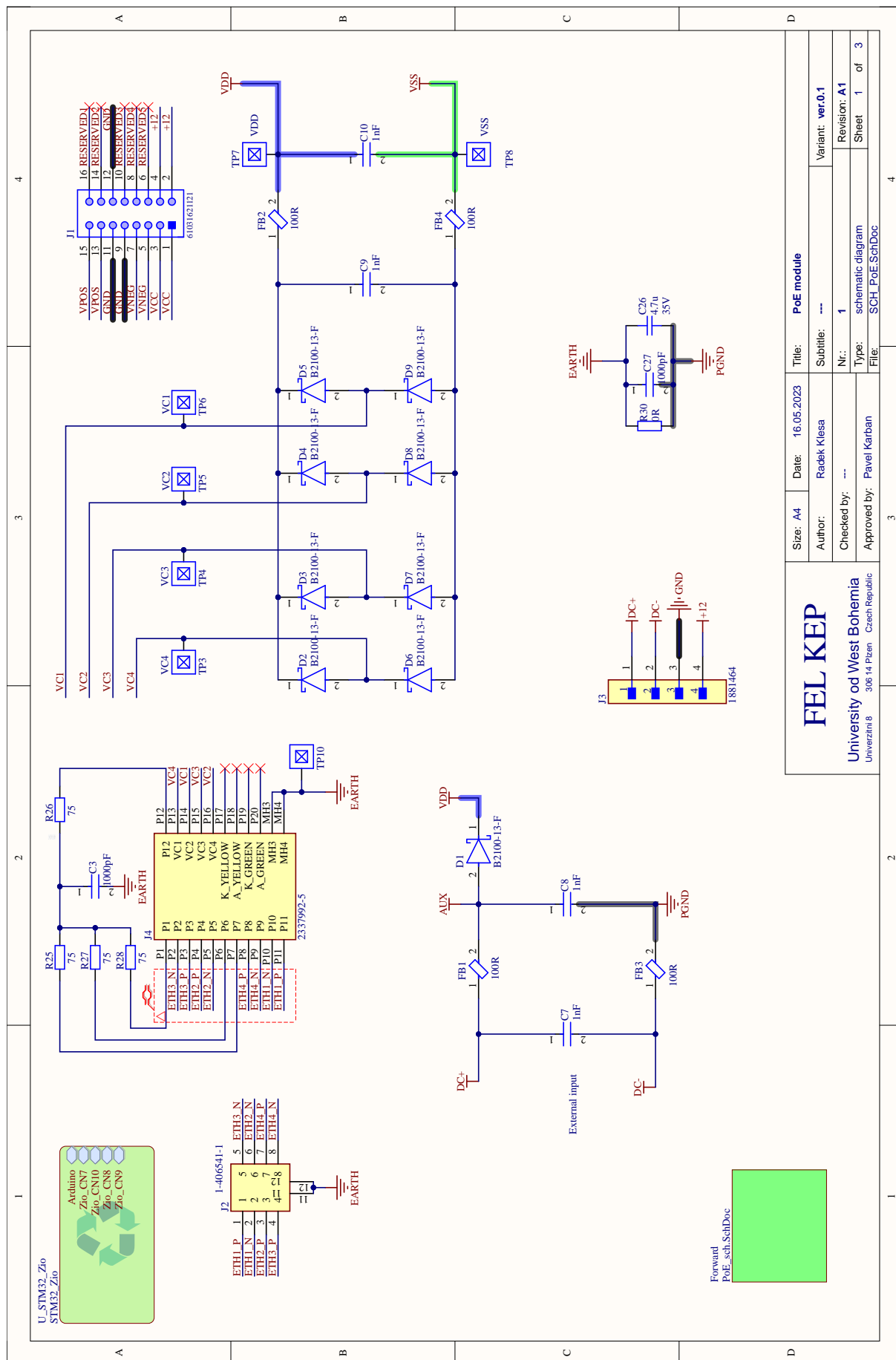
Obr. 43: Průběh vyzařovaných emisí v závislosti na frekvenci



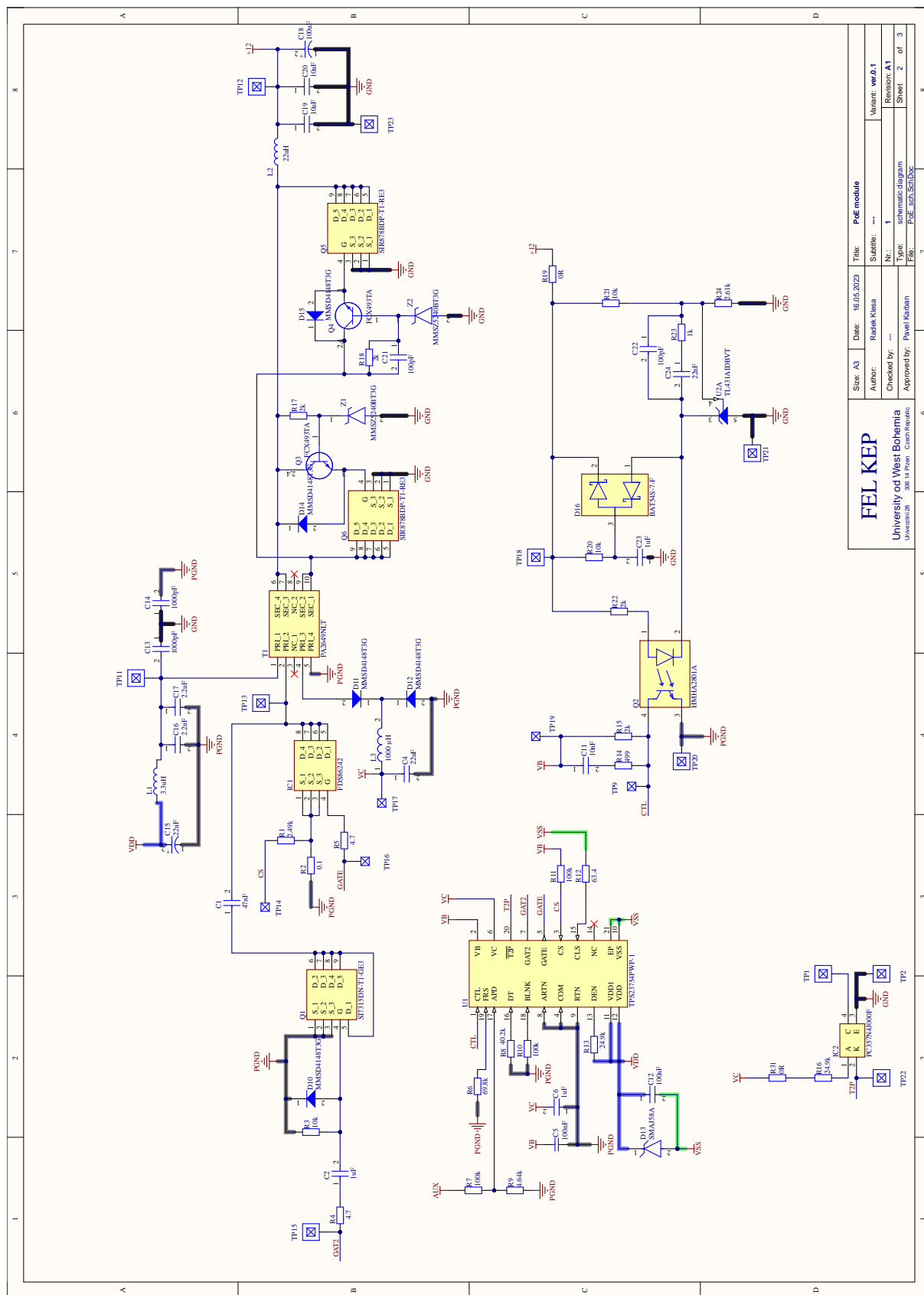
(a) Pohled shora

(b) Pohled zdola

Obr. 44: Reálný snímek zkonstruovaného PoE modulu



Obr. 45: Schéma PoE modulu, 1. část



Obr. 46: Schéma PoE modulu, 2. část

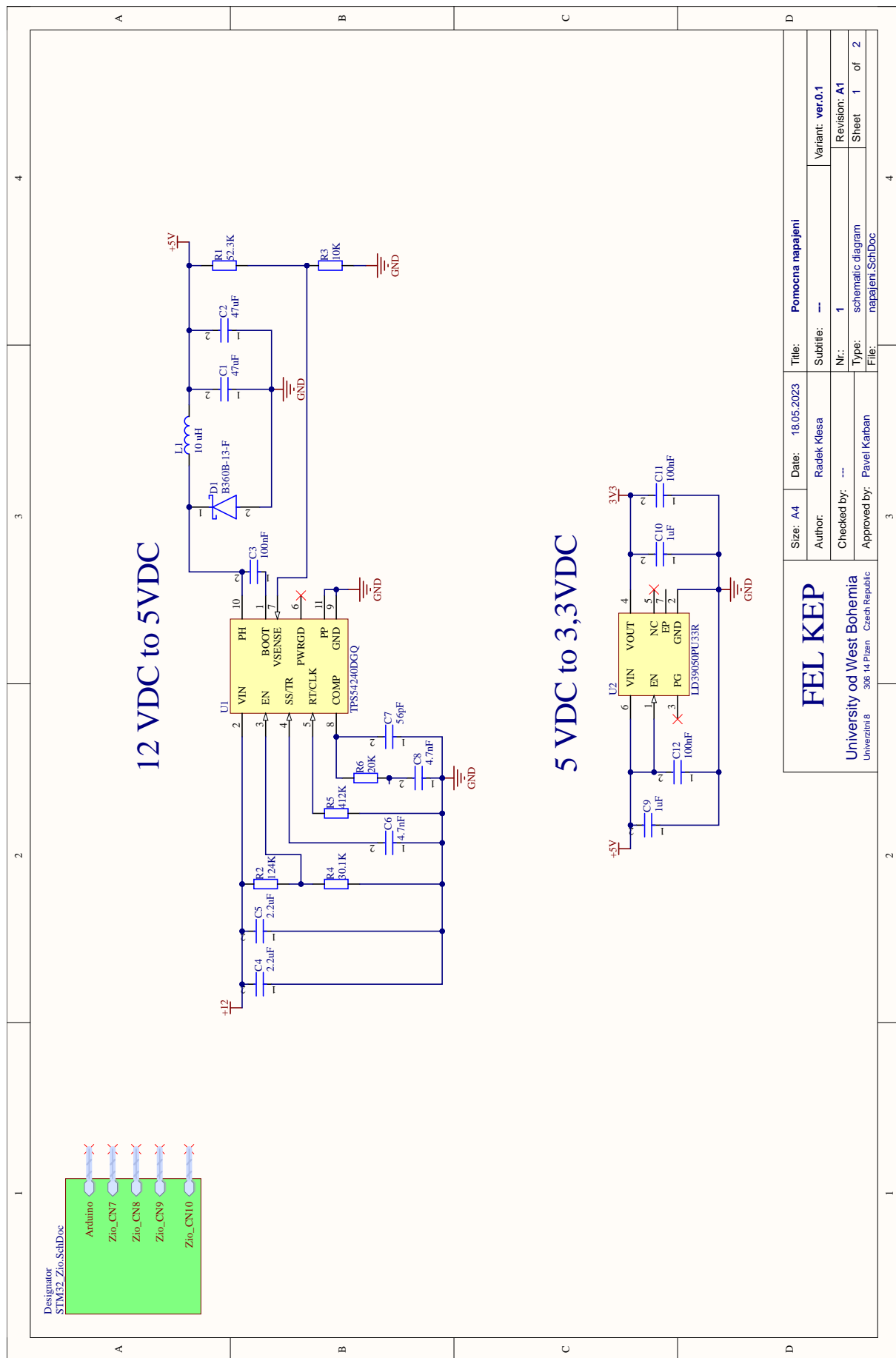
6 Doplnkové zdroje

Jak bylo zmíněno v obecné kapitole 2 výše, bude zde uvedeno hlavně schéma viz obr. 47 a drobný popis přes obecnou znalost. Jsou zde uvedena dvě schémata, jedno na $5 V_{DC}$ z $12 V_{DC}$, které pochází z PoE výstupního DC-DC měniče tak, jak je uvedeno v napájecím diagramu 8. Dále je zde schéma pro LDO pro $3,3 V_{DC}$ z předchozích $5 V_{DC}$.

Důvodem pro volbu takové kaskády nebo respektive hladiny je jednoduché vysvětlit. Výstup $12 V_{DC}$ z PoE je připojen přímo na budící H-můstek pro budící cívky. Je tedy snaha eliminovat rušivou vazbu od spínání takové zátěže na další obvody, které budou zpracovávat citlivé signály nebo budou napájet jádro procesoru.

Hladina $5 V_{DC}$ je zde použita pro napájení modulu symetrického napájení, který je schopen pracovat jak pro $3,3 V_{DC}$, tak $5 V_{DC}$ na vstupu. Na vyšší hladině dokonce má lepší účinnost a menší zvlnění viz kapitola 4 o konstrukci a testování tohoto modulu. Tato hladina je ještě použita pro napájení ADC převodníku. Byl zde zvolen čip od TI TPS54260, který má velký rozsah vstupních napětí, vysokou účinnost blížící se 90 %, jednoduchou přeladitelnost výstupního napětí výměnou rezistoru ve výstupním děliči R1 za např. $31,6 k\Omega$ pro výstup $3,3 V_{DC}$ [21]. Zapojení odpovídá typické aplikaci podle doporučení výrobce, kde byla snaha volit co nejpodobnější náhradu doporučených součástek [22].

Poslední napájecí hladinou použitou je $3,3 V_{DC}$, která je výhradně použita pro napájení procesorového jádra. K tomuto účelu byl tak použit LDO čip od STelectronics LD39050, které jej samo využívá pro své development desky Nucleo pro napájení STM32 procesorů. Tento modul se pyšní nízkým úbytkem napětí a maximálním odběrem 500 mA, což bohatě dostačuje vybranému použití [23].



Obr. 47: Pomocná napájení

7 Řídící mikropočítač

Výběr vhodného řídicího mikropočítače je další z důležitých částí této práce. Při výběru jsou kladeny požadavky hlavně na vysoký výkon, jednoduchá implementace, kvalitní dokumentace a samozřejmě nízká cena. V následujících odstavcích budou přiblížena kritéria výběru a také reálné příklady s vzájemným srovnáním. Již nyní lze ale zdůraznit, že výběr v době realizace a psaní práce značně komplikuje světový nedostatek čipů. Na skladech světových výrobců je možné nalézt pouze pár kusů skladem. I proto je možné už nyní prozradit, že výběr padl na evropského výrobce STMicroelectronics, který má velké portfolio čipů, zastoupení v České republice, také s nimi jsou velmi dobré zkušenosti a mnoho hodin výuky na univerzitě bylo právě na těchto mikropočítačích.

Dále bych uvedl, že dne 18.11.2022 proběhl rozsáhlý průzkum trhu s dostupnými čipy, kde byla vytvořena přehledová tabulka, která je přiložena níže viz tab. 4. Byly vybrány určité rodiny čipů, které splňují požadavky jako Ethernet rozhraní, SPI, ADC převodník, Cortex M4 nebo M7 a nízká cena. Velkým kritériem byla skladová dostupnost, aby čip byl dostupný při realizaci návrhu. Lze si povšimnout, že v tabulce ani jednou nefiguruje dodavatelé jako Mouser nebo DigiKey a důvod je jednoduchý, ani jeden z nich nenabízel skladem žádný čip s jádrem M4 nebo M7. Bohužel stačilo pouhých 14 dní, aby nebyl k dispozici žádný z předvybraných čipů u zvolených dodavatelů. Při exkurzi v STM v Praze prozradili, že i oni mají problém s dostupností čipů pro ně samotné. Odtud tedy pochází rozhodnutí s tím, že se nebude tvořit vlastní řídicí deska pro první prototyp. Rozhodnutí tedy bylo použít vývojové kity Nucleo od STM, které obsahují dané čipy. Výhodou je dostupnost, mnoho kusů je ve vlastních zásobách nebo na univerzitě pro výuku. Výsledný kód je stejně použitelný pro Nucleo i vlastní řídicí desku. Schémata zapojení Nucleo desek jsou volně dostupné na internetu na stránkách výrobce nebo prodejce, takže otestované části a moduly je možné přenést dle vlastních potřeb. Neposlední výhodou je možnost prototypování v podobě snadné výměny Nuclea s určitým čipem za jiný.

V dalším pokračování bylo pro veškeré testy použito Nucleo-STM32f767ZI, které bylo možné si zapůjčit na univerzitě i ve větším počtu pro jednotnost s kolegou Bc. Petrem Markem Staškem.

Řada procesorů STM32F767xx s jádrem Cortex a M7 přímo podporuje plnou instrukční sadu DSP příkazů. Je zda tedy vyšší výkon pro operace se signály [24]. Krom této rodiny procesů je instrukční sada implementována i do rodiny Cortex M4. To jest důvod a omezení se na dostupné čipy právě s touto architekturou.

V návaznosti na rozhodnutí mít desky Nucleo přišlo dále rozhodnutí na návrh a výrobu jednotlivých modulů místo jedné komplexní desky. Výhod to má pro fázi vývoje mnoho. Toto řešení bylo uplatněno jako funkční vzorek a výstup projektu.

Tab. 4: Přehledová tabulka dostupných STM32 čipů

Komponenta	cena	dostupnost	dodavatel	Takt CPU	Prog. paměť	RAM	ADC
STM32F401RCT6	233	2548	Farnell	84 MHz	256 KB	64 KB	1x 12 bit
STM32F411RET6	325	1382	Farnell	100 MHz	512 KB	128 KB	1x 12 bit
STM32F446ZCT6	369	5925	Farnell	180 MHz	256 KB	128 KB	3x 12 bit
STM32F446RET6	380	1796	Farnell, LCSC	180 MHz	512 KB	128 KB	3x 12 bit
STM32F412RGT6	385	12640	Farnell	100 MHz	1 MB	256 KB	1x 12 bit
STM32F723ZET6	456	754	LCSC	216 MHz	512 KB	256 KB	3x 12 bit
STM32F750Z8T6	360	720	LCSC	216 MHz	64 KB	320 KB	3x 12 bit
STM32H723ZGT6	528	1159	LCSC	550 MHz	1 MB	564 KB	2x 16 bit
STM32F429BIT6	576	2774	LCSC	180 MHz	2 MB	256 MB	3x 12 bit

7.1 Softwarové vybavení pro zpracování signálů

Vybrané mikropočítače mají procesory řady Cortex M4 nebo M7, oba jsou architektury ARM a je možné na nich použít CMSIS (Cortex Microcontroller Software Interface Standard), což je rozhraní softwaru pro mikrokontroléry s těmito jádry. Je zde možné nalézt knihovny pro systémy reálného času (RTOS), neuronové sítě (NN) nebo právě signálové zpracování (DSP) a mnoho dalších. Knihovny jsou psané tak, aby vývojářům (zde vlastně uživateli knihovny) ušetřili co možná nejvíce času s implementací náročných operací a také zvýšili efektivitu daného algoritmu na maximum [25].

Právě CMSIS-DSP knihovna velmi usnadňuje práci se signály, kde jsou implementovány funkce na náročné matematické operace v reálné i komplexní rovině, statistické, PID regulátory pro řízení motorů, transformace jako FFT nebo filtrace a korelace, které jsou použité v této práci při zpracování níže viz kapitola 8. Více se lze o knihovně dozvědět přímo v její dokumentaci viz zdroj [26]. Samotné STM vydalo aplikační list AN4841, kde jsou funkce z DSP knihovny přímo použity na jejich mikropočítačích [27].

Jako obrovskou výhodou CMSIS-DSP knihovny lze považovat oficiální Python Wrapper, který představuje API, tedy spojovací bod mezi jazykem Python a implementací v C. Lze si tak nainstalovat CMSIS-DSP na osobní počítač a provést implementaci v Pythonu [28]. Výsledkem je mnohem rychlejší vývoj a možnost vizualizace, ladění apod. před samotnou implementací v C.

Přes výše zmíněné výhody je právě v implementaci a vizualizaci kroků při zpracování použit jazyk Python ve spojitosti s C na mikropočítači v kapitole zpracování signálu viz 8. Po výsledném odladění je pak možný jednoduchý překlad pouze do jazyka C.

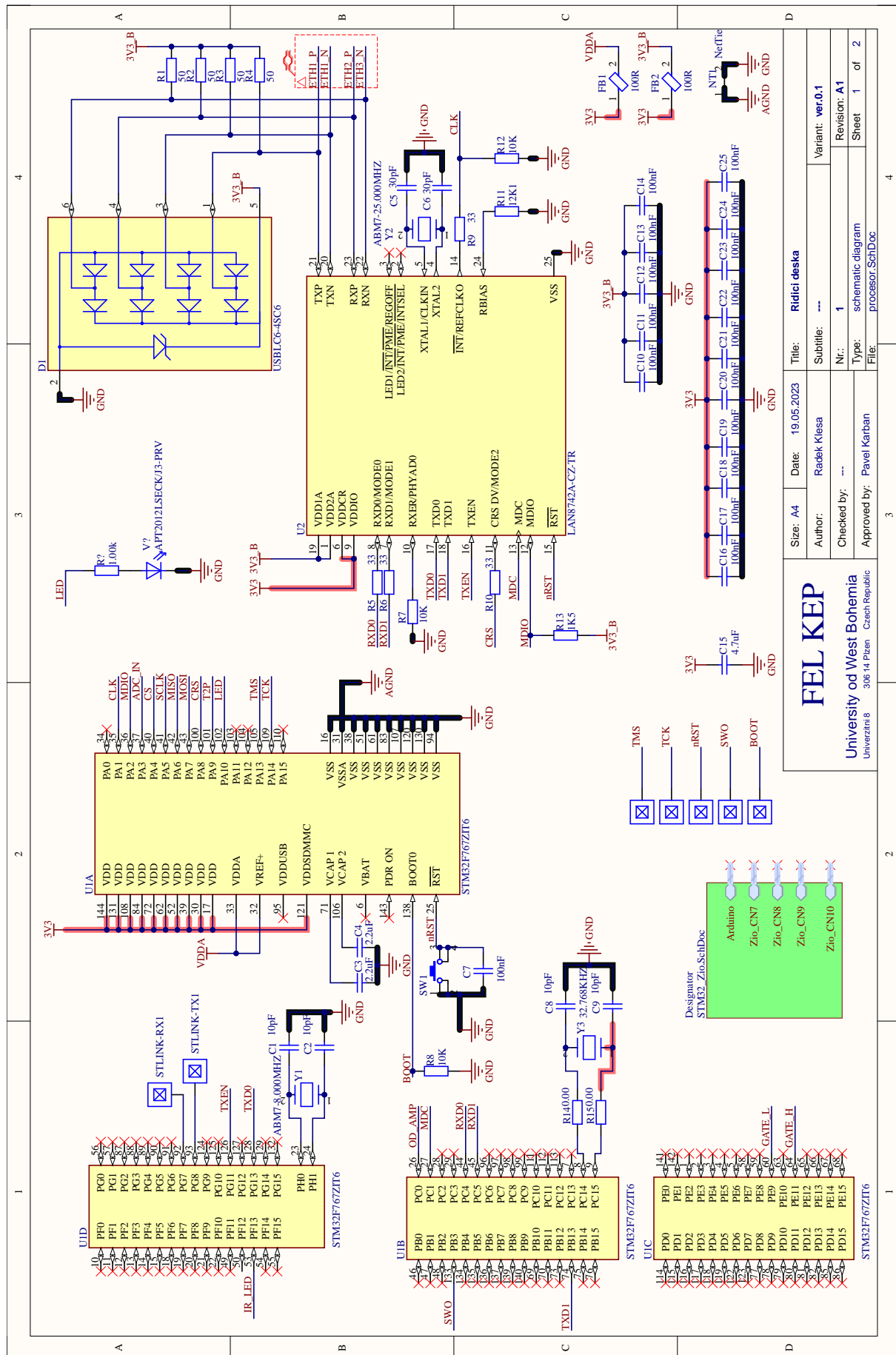
7.2 Schéma řídicího procesoru

Východiskem pro tvorbu a návrh byla použita vývojová deska Nucleo s čipem STM32f767ZIT6, na která v určité fázi projektu zastupuje řídicí desku z důvodů, které byly uvedeny výše. K těmto platformám lze volně nalézt schémata u dodavatelů, a tak i zde byly komponenty voleny tak, jak jsou ověřené přímo od STMicroelectronics[29][30].

Obecně se jedná o jednotný baseband a jen se mění procesor napříč rodinou stejné velikosti pouzdra, ostatní komponenty zůstávají. Zde byl uvažován stejný čip, jelikož v době tvorby schématu a psaní této části práce byl čip dostupný.

Ve schématu viz obr. 48 je rozdělen čip do 4 logických částí pro snadnější návrh. Krom samotného mikropočítače je třeba doplnit krystal Y2 pro hodinové impulzy. Podle datového listu [29] je patřičně doplněn o kondenzátory s hodnotou 10 pF. Z důvodu použití PoE v projektu je nezbytné doplnit čip PHY fyzickou vrstvou pro možnost komunikace přes Ethernet. K tomu slouží čip LAN8742A od firmy Microchip. Opět je nutné doplnit o krystal, tentokrát s frekvencí 25 MHz [31]. Datové páry vstupují do PHY čipu přímo jako extrahovaná data ze vstupního transformátoru viz obr. 45. Tyto páry jsou chráněné proti ESD výbojům pomocí ESD diod USBLC6-4SC6 od STMicroelectronics.

Z důvodu implementace v koncovém zařízení je pro úsporu nákladů, prostoru a jednoduchosti obvodového zapojení vynechána část programátoru, protože ten lze použít buď z desky Nucleo nebo použít externí ST-link. K tomuto účelu jsou zde vyvedeny vodiče STlink-RX1 a STlink-TX1 nebo TMS a TCK.



Size: A4	Date: 19.05.2023	Title: Rídící deska	Variant: ver.0.1
Author: Radek Klesa	Substitute: ---	Nr.: 1	Revision: A1
Checked by: ---	Type: schematic diagram	Sheet 1	of 2
Approved by: Pavel Karban	File: processor.SchDoc		

FEL KEP
University of West Bohemia
306 14 Písek Czech Republic

Obr. 48: Schéma s procesorem STM32F767

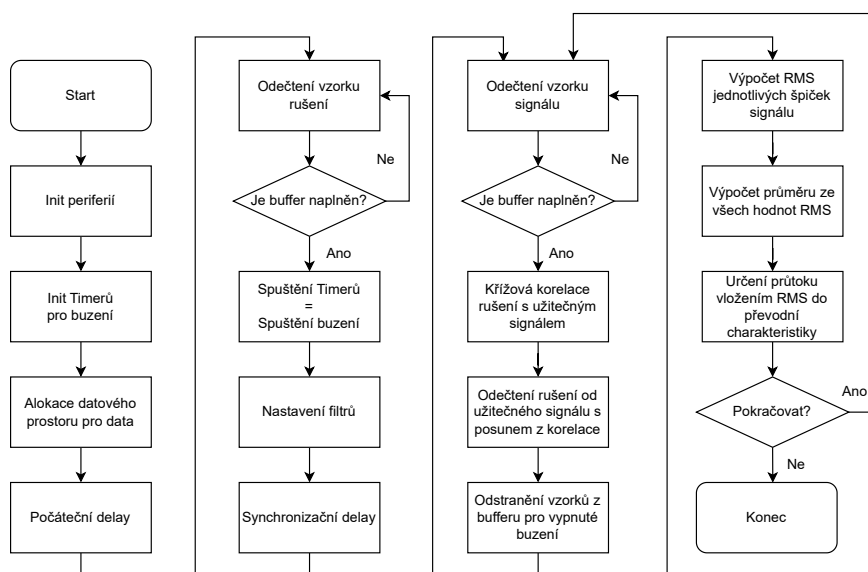
8 Zpracování signálu

Signály jsou analogově předzpracovány a navzorkovány pomocí přípravků kolegy Bc. Petra Marka Staška. Ke zpracování a analýze naměřených dat bylo použito programovacího jazyka Python a vývojového nástroje Jupyter notebook v napojení na Nucleo s jazykem C. Zprvu zde bude možné pozorovat změny v obrázcích pro snazší porovnání pro stav, kdy průtokoměrem neteče žádná voda a pak pro stav, kdy je maximální průtok z použitého čerpadla (tj. podle referenčního průtokoměru Flow 38 0,378 m^3/h). Dále bude měřené pásmo od 0,15 m^3/h , což je minimum stanovené výrobcem, kde je definována přesnost 0,5 %.

8.1 Vývojový diagram a software

Sběr dat do bufferu s délkou 5000 vzorků, což odpovídá přibližně jedné celé periodě pomalejšího signálu. Vzorkovací frekvence je 26500 sps, což odpovídá 530 vzorkům pro T/2 pro frekvenci 25 Hz a polovinu pro 50 Hz. Těto vlastnosti je využíváno i při vyhodnocování, kdy je brán pouze takový vzorek, který je v tomto pásmu s úzkou tolerancí. Tím jsou eliminovány nahodilé děje, které by mohly ovlivnit měření. Převodník je 16bitový a pro každé měření poskytuje 32 bitů informací, 16bitová informace z převodníku a 16 bitů informačních o stavech se flagy.

Na obr. 49 je vizualizován vývojový diagram zpracovávajícího softwaru v blocích krok za krokem, tak jak jsou implementovány ve zdrojovém kódu 2.



Obr. 49: Vývojový diagram softwaru

```
// ukázka kódu pro sběr dat
for (int i = 0; i < 5000; i++) {
    HAL_GPIO_WritePin(ADC_CS_GPIO_Port, ADC_CS_Pin, 0);
    HAL_SPI_Receive(&hspl1, rx_data, 4, 5);
    HAL_GPIO_WritePin(ADC_CS_GPIO_Port, ADC_CS_Pin, 1);
    prvni_byte = rx_data[0];
    druhu_byte = rx_data[1];
    results[i] = ((uint16_t) prvni_byte << 8) | druhu_byte;
    exc[i] = (HAL_GPIO_ReadPin(L_side_GPIO_Port, L_side_Pin) << 1) |
    ↪ !HAL_GPIO_ReadPin(R_side_GPIO_Port, R_side_Pin);}

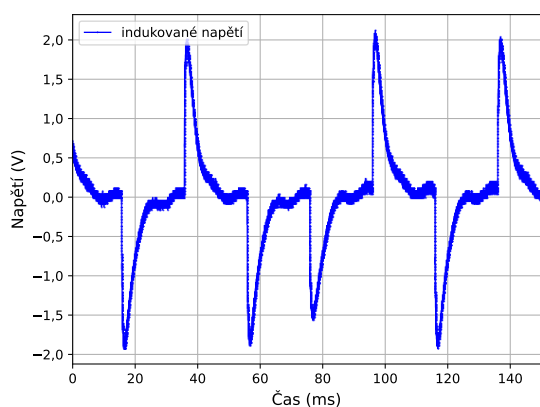
```

Zdrojový kód 2: Ukázka kódu pro sběr dat z ADC převodníku

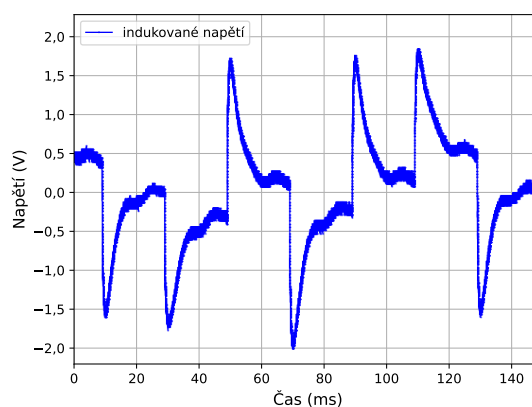
8.2 Průběh napětí na elektrodách

K detailní analýze průběhu indukovaného napětí na elektrodách, následné zpracování a vyhodnocení s možností průběžné kontroly aplikovaných kroků je zde na počátku na obrázcích 50a a 50b signál získaný přímo bez žádného zpracování. Při pohledu na oba snímky je zřejmé, že stav, kdy médium proudí nebo ne, tak se liší v části za přechodovým dějem. Jedná se právě o tuto část, která je dominantní a žádána k vyhodnocování.

Dále si lze na průbězích povšimnout periodicky se opakující signál, s kterým se mění amplituda indukovaného napětí. Tento signál je rušivý a proniká do měřicí smyčky z vnějšího okolí. Rušení a jeho eliminaci je blíže věnována kapitola 8.3 níže. Ze zobrazeného průběhu si lze po-



(a) Průběh indukovaného napětí - neteče



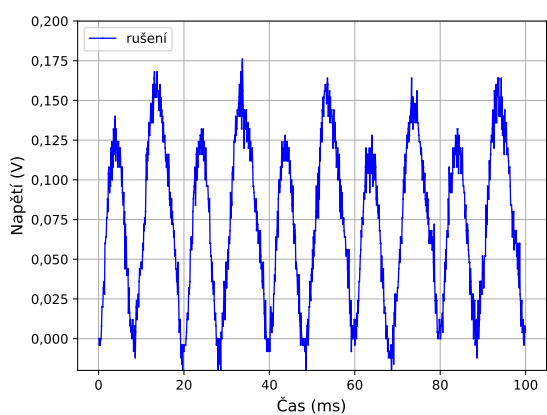
(b) Průběh indukovaného napětí - teče

Obr. 50: Průběhy indukovaných napětí na elektrodách

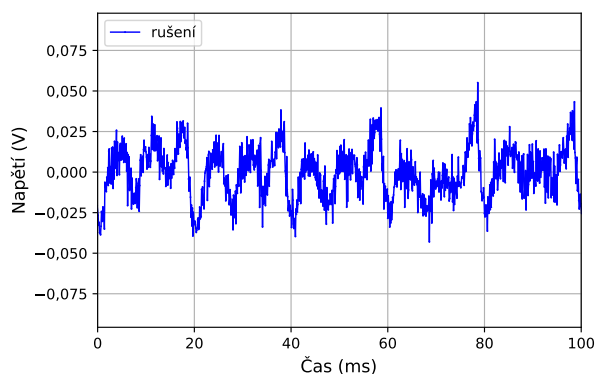
všimnout špičkových průběhů na obě polaritu. Rovnice 1 jasně vyjadřuje, že indukované napětí má směr záporné derivace proudu, proto je polarita indukovaného napětí opačně než polarita buzení. Zřejmá je také velká špička indukovaného napětí, která je způsobena strmou hranou obdélníkového buzení od transformační složky indukovaného napětí. Snížení rychlosti nárůstu hran budících signálů tak lze snížit celkovou velikost těchto špiček. Tomu se však ve své práci detailněji věnuje kolega Bc. Petr Marek Stašek.

8.3 Rušení

Jak bylo zmíněno výše, v signálu je namodulován rušivý signál, který má negativní vliv na měřené napětí a následné vyhodnocení průtoku. Z toho důvodu je snaha o co možná největší odolnost konstrukce k navazování takových rušení do měřící smyčky a dále pak případnou eliminaci nepříznivého vlivu již namodulovaného rušení. Za tímto účelem budou dále blíže popsány a podrobněji probrány dvě metody. Nejdříve je však velmi vhodné znát průběh, charakter a zdroj rušení. Za tímto účelem bylo měřeno na elektrodách bez přítomnosti budícího pole. Rušivý signál získaný tímto měřením je pak znázorněn na obr. 51a. Při pohledu na tento signál je zřejmá podoba sinusového průběhu s periodicky se měnící amplitudou ob špičku průběhu. Průběh má velkou podobu v sinusovém průběhu o frekvenci 100 Hz. Právě frekvence je velice zajímavá, když síťový kmitočet je 50 Hz. Při dlouhodobém laboratorním měření byl zdroj toto rušení lokalizován v zářivkovém osvětlení v laboratoři. Tento typ osvětlení využívá ke své činnosti výboj v plynu, zdrojem je jim síťové napájení. Právě výboj produkuje elektrické pole o frekvenci 100 Hz (svítí průchodem 50 Hz obousměrně), proto se jeví jako 100Hz rušení pouze v kladné polaritě rušení. Bohužel na těchto frekvencích je velmi obtížné stínění a je nutné se s rušením vypořádat digitálním zpracováním.

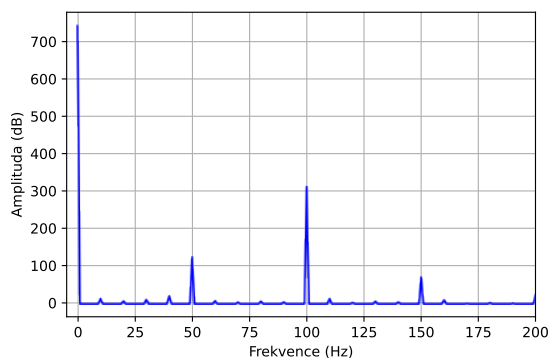


(a) Navzorkované rušení

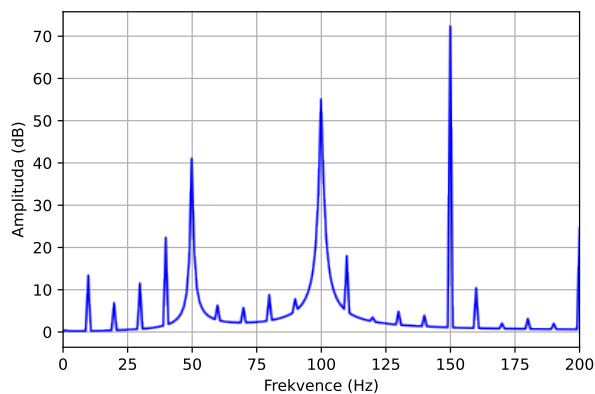


(b) Rušivý signál po filtraci

Obr. 51: Rušení na měřících elektrodách před a po filtraci

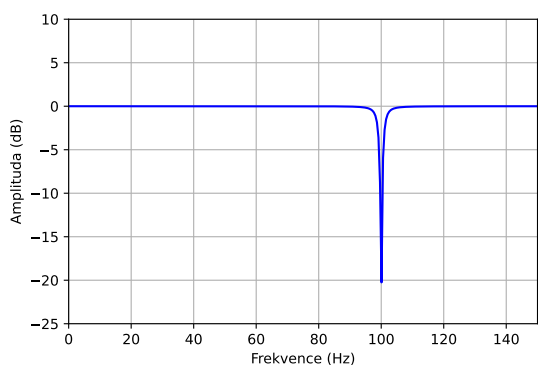


(a) FFT pro rušivý signál

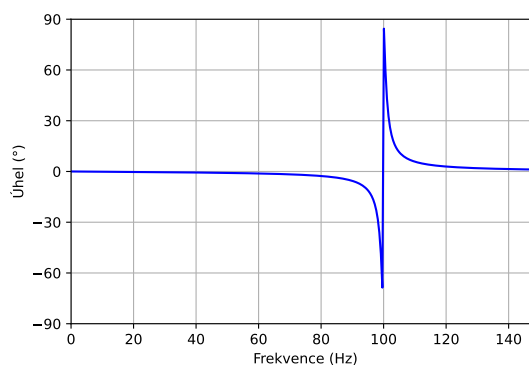


(b) FFT pro rušivý signál po filtraci

Obr. 52: Porovnání rušivého signálu ve frekvenční oblasti před a po filtraci



(a) Amplitudová frekvenční charakteristika



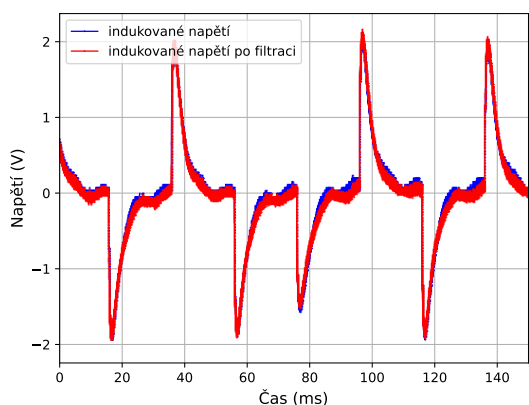
(b) Fázová frekvenční charakteristika

Obr. 53: Charakteristiky IIR Notch filtru na 100 Hz

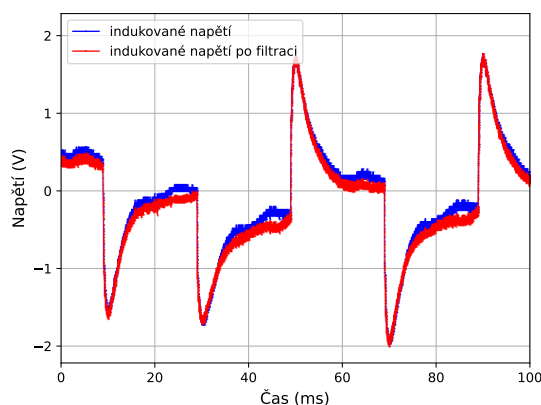
Použití filtrů

Pro přesnější analýzu signálu byla použita rychlá Fourierova transformace (FFT) pro popis signálu ve frekvenčním spektru. Spektrum rušení je na obr. 52a, kde je zřejmá stejnosměrná složka a rušení na frekvencích 50, 100 a 150 Hz. V případě použití DC filtru a filtrů digitálních IIR Notch na frekvence 50 a 100 Hz, tak dostáváme spektrum viz 52b. V časové oblasti pak takový signál po filtraci má průběh podle obr. 51b. Je tak zřejmé výrazné potlačení rušení od síťového kmitočtu, kdy amplituda rušení dosahovala 170 mV před filtrací a 30 mVpp po filtraci.

Pokud bychom pozorovali změnu na užitečném signálu po filtraci, tak je možné pohledět na obr. 54a a 54b, kde je vidět na červeném průběhu ustálenější chování v části za špičkou po odeznění přechodového děje, která je důležitá pro správné vyhodnocení průtoku. Na onom obrázku lze vidět rozdíl před a po filtraci pro názornější pozitivní vliv filtrace.



(a) Porovnání průběhů stav neteče



(b) Porovnání průběhů stav teče

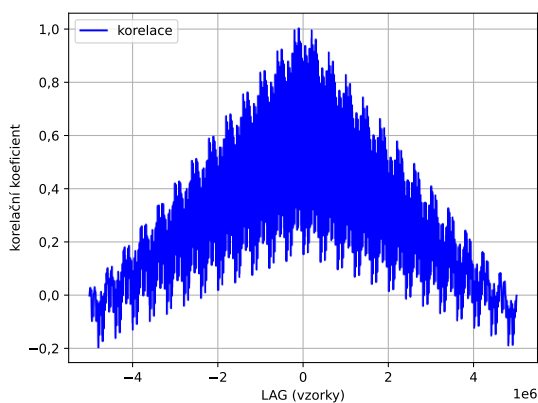
Obr. 54: Porovnání průběhů indukovaného napětí před a po filtraci

Využití korelace

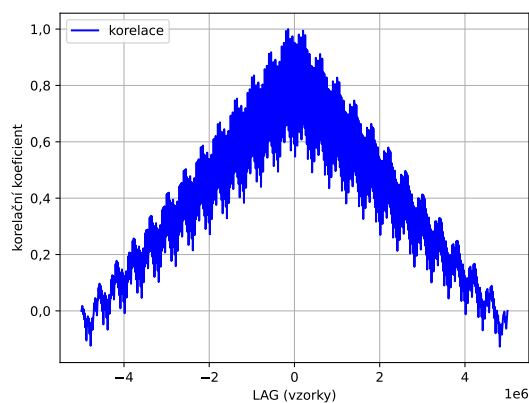
Nyní při známém průběhu rušení a obsahu harmonických složek je možné vytvořit matematický předpis viz. rovnice (16), která bude sloužit ke generování signálu a dalšímu signálovému zpracování. Konkrétněji možnosti použití křížové korelace pro odstranění rušení ze signálu.

$$U_i = |0,145 \cdot \sin(2\pi ft + \psi) - 0,02| \quad (16)$$

Toho je dosaženo analýzou rušení v okolí před začátkem měření. Toto rušení je stejným způsobem přeneseno přes analogové předzpracování a zdigitalizování pro číslicové zpracování. Tento signál je uložen v paměti a je prováděna křížová korelace s navzorkovaným užitečným signálem. Úkolem korelace je hledání určité podobnosti jednoho signálu v druhém. Zde je známý charakter rušení a hledá se časový posun rušivého signálu od signálu představující signál na elektrodách reprezentující průtok. Výsledkem tedy je maximální hodnota korelačního koeficientu, který představuje maximální podobnost v signálu a je charakterizován posunem o daný počet vzorků. Tento posun je aplikován na rušivý signál s následným odečtením od průběhu indukovaného napětí. Výsledky a přibližnou podobu korelačních křivek na testovaném průběhu lze vidět na obr. 55a a 55b. Je zde zřejmá podoba a periodičnost celého průběhu. Rušivý signál měl větší délku než analyzovaný signál a to z důvodu, aby bylo možné rušení odečíst z celého průběhu. Vlivem posunu by pak došlo zkreslením odečtu pouze na části. Je také patrný největší koeficient v pásmu kolem posunu 0, kdy se průběhy nejvíce překrývají.



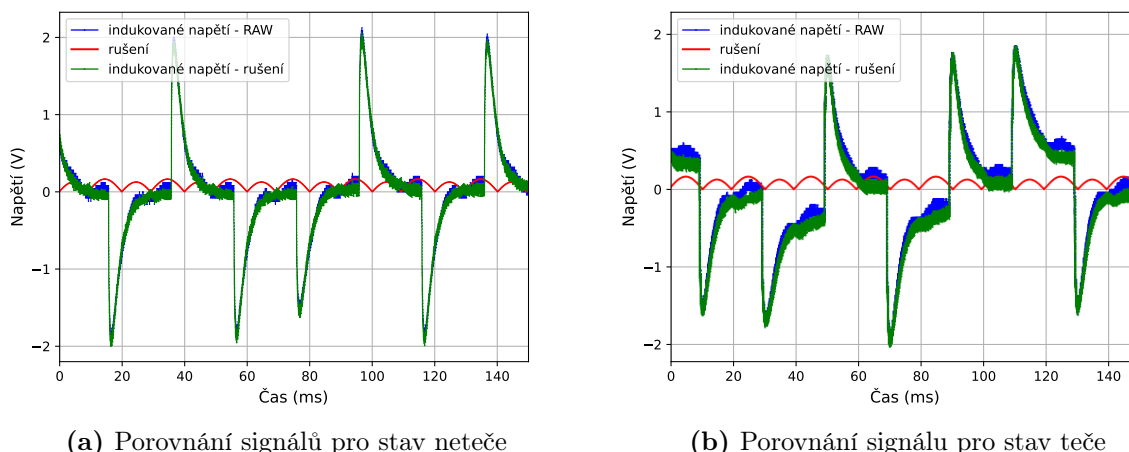
(a) Křížová korelace pro stav neteče



(b) Křížová korelace pro stav teče

Obr. 55: Křížová korelace pro signál indukovaného napětí a rušivého signálu

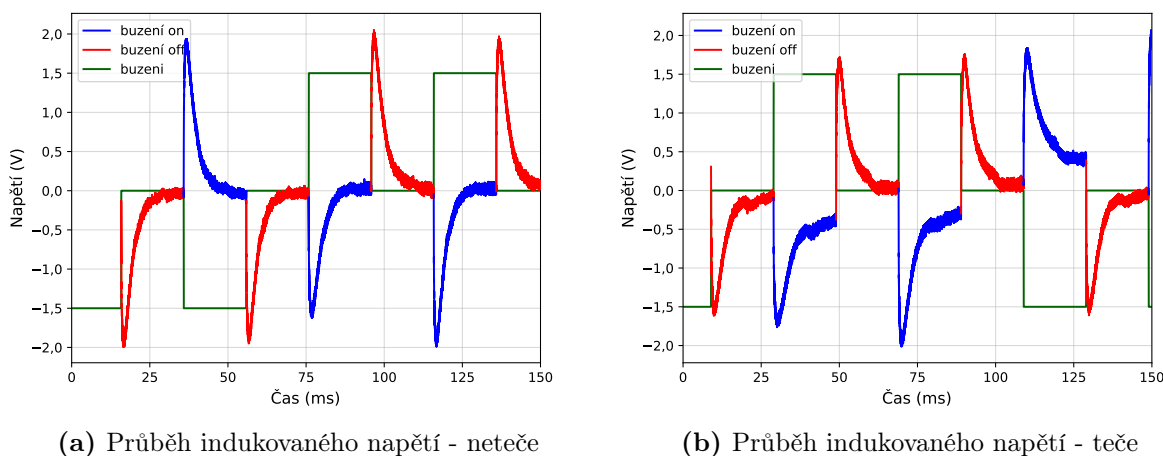
Výsledné průběhy indukovaného napětí po potlačení rušení s využitím křížové korelace ukazují obr. 56a a 56b. Je zde opět zřejmý pozitivní vliv na výsledný průběh indukovaného napětí, kdy se stabilizuje část za přechodovým dějem a při nulovém průtoku se vždy limitně blíží k 0.



Obr. 56: Porovnání signálů indukovaného napětí před a po odečtení rušení

8.4 Vyhodnocení průtoku

Pro další analýzu se bude vycházet z obr. 57a a 57b, kde jsou jednotlivé špičky barevně odděleny opět z důvodu názornosti dále. Červeně jsou špičky od sestupných hran budícího signálu, tedy vypínacích, kdy zaniká budící proud. Modře jsou pak špičky od průchodu proudu budícími cívkami.



Obr. 57: Průběhy indukovaných napětí

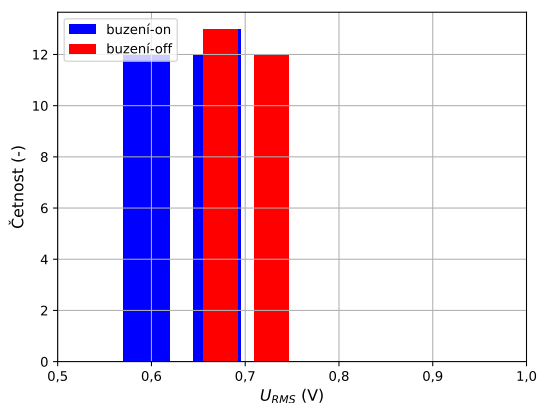
V prvním kroku je navzorkován a analyzován signál o délce 2 s, což odpovídá přibližně 100 špičkám signálu. Pro jednotlivé špičky bylo vypočítána efektivní hodnota (dále značena jako RMS). Hodnota RMS jednotlivých špiček byla zanesena do histogramu. Nejprve bez odečtení rušení, které jsou na obr. 58a a 58b. Je zde zřejmý pohyb modrých sloupců směrem doprava, což je způsobeno právě změnou průtoku.

Dále je zde vytvořen stejným postupem histogram pro obě varianty průtoku, ale s odečtením rušení s využitím křížové korelace nad stejnými daty viz obr. 59a a 59b. Je zde lépe vidět

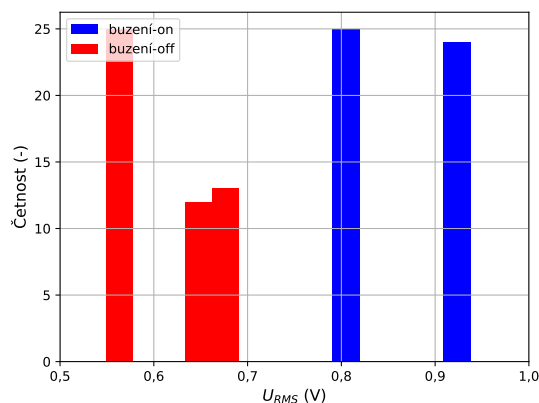
rozložení pro červené sloupce, které je shodné pro oba průtoky. Lze tedy tvrdit, že tyto špičky nejsou nositeli informace a je možné je zanedbat. Potom modré sloupce jsou více soustředěné na jednom konkrétním napětí RMS. Nutno dodat, že toto platí pro nenulové průtoky, protože pro nulové je zde rozložení komplikovanější vlivem nenulové hodnoty indukovaného napětí od transformační složky. To je však možné kalibrací určit jako minimální hodnotu indukovaného napětí, pro které bude průtok považován za nulový.

Pokud bychom chtěli číselně porovnat variantu před a po odečtení rušení, tak před odečtením bylo dosaženo směrodatné odchylky $\sigma = 0,0473$ pro nulový průtok a po odečtení $\sigma = 0,045$. Zde je rozdíl minimální a je to dáno právě nenulovou hodnotou napětí při nulovém průtoku.

Výrazně lepší je situace pro variantu, kdy voda proudí obvodem. Zde bylo dosaženo směrodatné odchylky $\sigma = 0,0445$ pro stav stojící vody a $\sigma = 0,0057$ pro tekoucí vodu. Je zde tedy zřejmý výrazné zlepšení a dá se tak potvrdit pozitivní vliv předchozích kroků na zpřesnění měření.

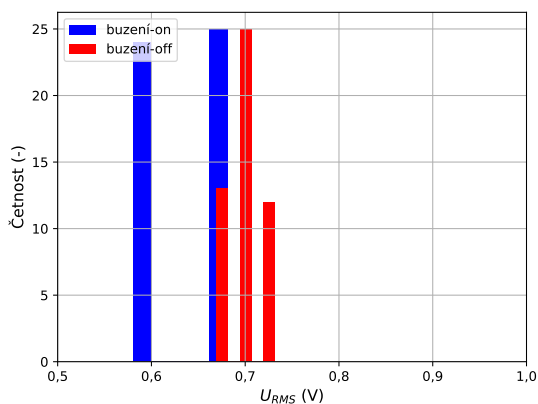


(a) Histogram RMS pro stav neteče

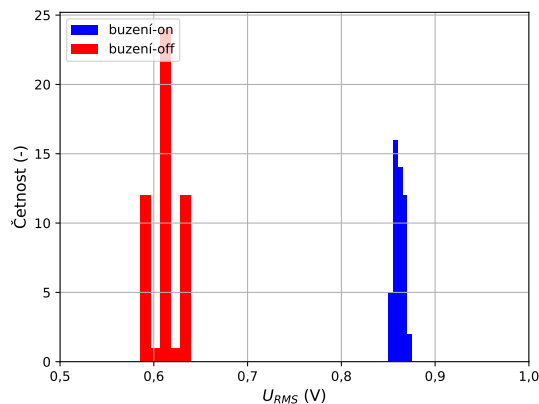


(b) Histogram RMS pro stav teče

Obr. 58: Porovnání histogramů RMS signálu pro stav teče/neteče bez odečtení rušení



(a) Histogram RMS pro stav neteče



(b) Histogram RMS pro stav teče

Obr. 59: Porovnání histogramů RMS signálu pro stav teče/neteče po odečtení rušení

Převodní charakteristika

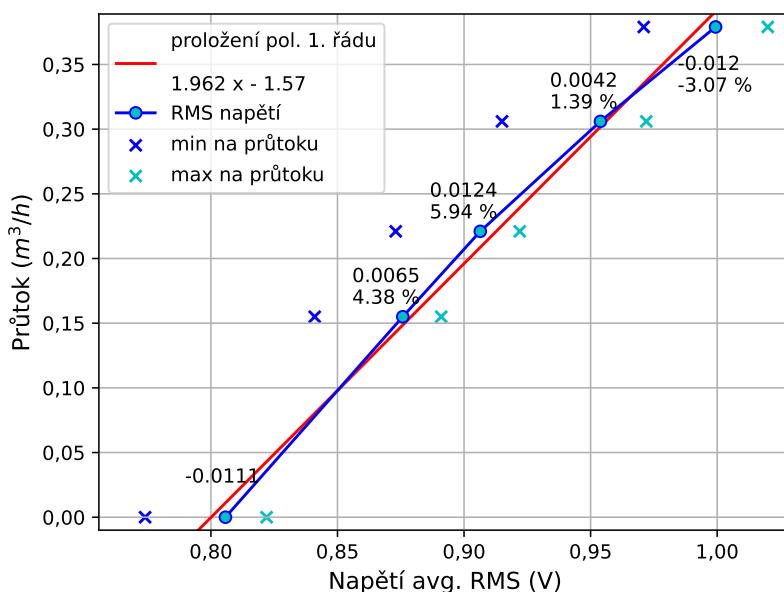
Za účelem převodu číselné hodnoty napětí na velikost průtoku byl zvolen jiný referenční průtokoměr. Konkrétně již dříve použitý Flow 38 s definovaným rozsahem měření $0,13 - 7,6 \text{ m}^3/h$ s přesností $0,5 \%$ z naměřené hodnoty dle technického listu výrobce.

Tato metoda kalibrace byla použita z důvodu jednoduchosti a instalaci tohoto průtokoměru již na měřící smyčce. V návaznosti na tuto práci bude kalibrace prováděna na kalibračním normálu nebo na měření přesného času plnění normované nádoby s přesným vážením. Tato metoda však z časových důvodů vývoje projektu již nebude obsažena v této práci.

Kalibrace byla provedena na 5 hodnotách průtoku z důvodu malého rozsahu nastavení na měřící smyčce, kde je možný maximální průtok $0,378 \text{ m}^3/h$ a minimální $0,13 \text{ m}^3/h$ jako minimální definovaný rozsah reference. Dále je pak velmi obtížné nastavit více bodů měření, jelikož hodnota průtoku je regulována kulovým ventilem na potrubí. Kalibrace probíhala v laboratorních podmínkách za konstantní teploty. Měření bylo opět automatizováno a byla vytvořena RMS hodnota ze 100 časových oken, které trvá jednu periodu (160 ms při 6,25 Hz buzení) pro konstantní hodnotu průtoku. Pro jednotlivé průtoky pak byla vytvořena průměrná hodnota a vynesena do grafu. Výsledkem je převodní charakteristika, jak je znázorněna na obr. 60. Tyto body jsou proloženy polynomem prvního řádu a jeho předpis je:

$$Q_V = 1,962 \cdot U_{\text{RMS}} - 1,57 \text{ m}^3/h. \quad (17)$$

Tento polynom je velice důležitý pro funkčnost průtokoměru. Na základě toho budou další měřená napětí přímo dosazována a výsledkem je aktuální průtok média.



Obr. 60: Převodní charakteristika zkonstruovaného průtokoměru

V grafu obr. 60 je dále navíc doplněna odchylka průtoku v m^3/h z naměřených hodnot od převodního polynomu. Tyto odchylky jsou vyjádřeny jako procentuální relativní chyba naměřené hodnoty k převodní křivce. Z tohoto měření by tedy vycházelo, že přesnost měření je v mezi do 6 % z naměřené hodnoty (nikoliv z rozsahu). Jedná se takto však o zanesení průměrných hodnot. Dále jsou v grafu znázorněny minima a maxima hodnot, který se započítávala do výpočtů pro ukázkou rozptylu. V příloze D lze pak nalézt histogramy těchto hodnot pro dané průtoky. Přesnost měření pak lze zvýšit s vyšší budicí frekvencí, která přinese do měření větší stabilitu 0, větší odolnost vůči rušení a dále pak také více vzorků (více špiček), nad kterými lze provádět výpočet. V neposlední řadě je možností zapojení statistických nástrojů a v podstatě určení majority v časovém okně. To však detailněji vystihují právě zmíněné histogramy, kdy většina hodnot je zúžena na určité pásmo a jen minimum hodnot bylo mimo. To však může být způsobeno přenosem velkého množství dat velkými rychlostmi nebo z konstrukce, kde jsou stále příliš dlouhé přívodní vodiče a špatný kontakt na budicí desce s budicí cívkou, což vnáší do obvodu občasné kolísání celého průběhu.

9 Zhodnocení výsledků a směry pokračování práce

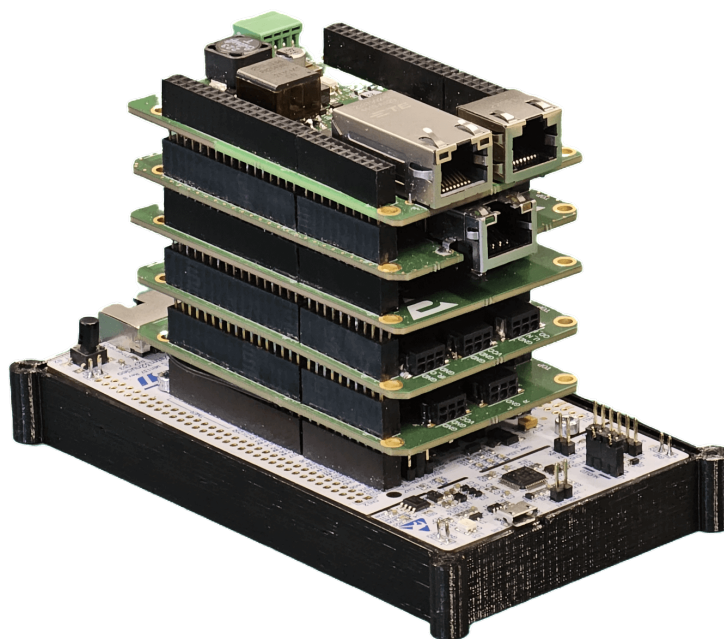
Závěrem této práce přichází finální zhodnocení výsledků. Na počátku byla myšlenka vytvořit zařízení, které bude schopno neinvazivní metodou měřit průtok kapaliny. Postupným vývojem byl vytvořen počítačový model problematiky indukčního průtokoměru v software Comsol pro variantu s použitím permanentních magnetů a tradiční metoda s cívkami. Došlo k přenesení modelu do výroby a sestavení konstrukce magnetického obvodu se sedlovými cívkami. Dále byla pro průtokoměr navržena kompletní elektronika od napájecích obvodů přes PoE jako hlavní zdroj aparátu, zdroj symetrického napájení, budící obvody, analogové a digitalizační. To vše jako univerzální moduly, které jsou schopné fungovat samostatně i jako celek dohromady na vývojových platformách.

Konkrétně zdroje dosahují velmi dobrých parametrů, co se týče vlastností jako zvlnění výstupního napětí nebo účinnosti. Přidanou hodnotou všech modulů je jejich univerzálnost, kdy je možné je použít v dalších projektech nebo jen jako zdroje pro jiné použití.

Dále je možné vyzdvihnout komplexnost celého projektu a skvělou týmovou inženýrskou práci, kdy úkoly byly rozděleny a na závěr veškeré komponenty jsou společně schopny pracovat a plnit svou funkci. Musela být tak udržena neustálá komunikace se zbytkem týmu.

V neposlední řadě se také podařilo zpracovat vzorkovaný signál pomocí číslicových úprav s následným vyhodnocením. Byla vytvořena převodní charakteristika pomocí kalibračního měření a je možné kompletně vlastním zařízením měřit průtok s chybou maximálně 6 %. Toto číslo se může jevit jako ne příliš vysoké. Tato práce však dokládá velmi dobrý podklad pro další vylepšení v rámci projektu, kdy bude vylepšen magnetický obvod. Tím dojde ke krácení přechodového děje a bude možné provést více měření ve stejném časovém intervalu. Dojde tak ke zvýšení přesnosti a se zapojením statistiky dojde k eliminaci nahodilých stavů a dalšímu zvýšení přesnosti. Další prostor pro zlepšení je ve zkrácení všech vodičů mezi měřicí částí s elektrodami a elektronikou, zvýšit tak celistvost a odolnost vůči rušení.

Budou také provedena měření a testování přímo na výčepním zařízení pro ověření funkčnosti a získání cenné zpětné vazby pro účely projektu. V příloze A lze nalézt snímky instalace v reálném provozu na výčepním zařízení. Bohužel však z časových důvodů vývoje projektu a odevzdání diplomové práce nedojde k zahrnutí dat do této práce.



Obr. 61: Kompletní sestava se všemi jednotkami

Seznam použité literatury

- [1] B. Vybíral, *ELEKTROMAGNETICKÁ INDUKCE*, [online], 2019. URL: <http://fyzikalniolympiada.cz/texty/indukce.pdf> (cit. 18. 05. 2023).
- [2] *Magnetic Inductive Flow Meters*, [online], MECON GmbH, 2023. URL: <https://www.mecon.de/en/magnetic-inductive-flow-meters/> (cit. 04. 05. 2023).
- [3] A. Nassiri, *Ferrite Materials*, [online], 2003. URL: <https://uspas.fnal.gov/materials/03UCSB/Lecture14.pdf> (cit. 20. 05. 2023).
- [4] Tangentsoft, *Virtual Grounds*, [online], 2022. URL: <https://tangentsoft.com/elec/vgrounds.html> (cit. 06. 05. 2023).
- [5] A. P. Carvajales, *The top three ways to split a voltage rail to a bipolar supply*, [online], 2016. URL: https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/posts/the-top-three-ways-to-split-a-voltage-rail-to-a-bipolar-supply (cit. 06. 05. 2023).
- [6] *BUF634*, [online], Texas Instruments, 2019. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/buf634.pdf> (cit. 06. 05. 2023).
- [7] *Understanding and Designing an Active Clamp Current Mode Controlled Converter Using the UCC2897A*, [online], Rev. 1/2020, Texas Instruments, 2010. URL: https://www.ti.com/lit/an/slua535a/slua535a.pdf?ts=1683340687827&ref_url=https253A252F252F (cit. 24. 05. 2023).
- [8] L. Ritu, „Zero Voltage Switching In Practical Active Clamp Forward Converter,“ *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, 2013, ISSN: 2278-0181. URL: <https://www.ijert.org/research/zero-voltage-switching-in-practical-active-clamp-forward-converter-IJERTV2IS4277.pdf> (cit. 24. 05. 2023).
- [9] D.-K. Electronics, *An Introduction to Power over Ethernet*, [online], zář. 2013. URL: <https://www.digikey.cz/en/articles/an-introduction-to-power-over-ethernet> (cit. 05. 05. 2023).
- [10] Cisco, *What is Power over Ethernet?* [online], 2023. URL: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/enterprise-networks/what-is-power-over-ethernet.html> (cit. 05. 05. 2023).
- [11] METEL, *Základní fakta o PoE napájení a doporučení při návrhu*, [online], dub. 2020. URL: <https://www.metel.eu/cz/newdesign/reseni?itemId=132> (cit. 05. 05. 2023).
- [12] IEEE, *IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications - Data Terminal Equipment (DTE) Power Via ...* [online], 2003. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1213877> (cit. 05. 05. 2023).

-
- [13] Wikipedia, *Power over Ethernet*, [online], 2023. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Power_over_Ethernet (cit. 05.05.2023).
- [14] S. Ďaďo, *Měřicí obvody indukčních průtokoměrů (část 2)*, [online], 2005. URL: https://www.automa.cz/cz/casopis-clanky/merici-obvody-indukcnich-prutokomeru-cast-2-2005_12_30846_2546/ (cit. 20.05.2023).
- [15] *TPS2375x IEEE 802.3at, High Efficiency, PoE Interface and DC-DC Controller*, [online], Rev. 12/2017, Texas Instruments, 2008. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps23754.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1683418001438&ref_url=https253A252F252Fcz.mouser.com252F (cit. 06.05.2023).
- [16] *TPS6513x*, [online], slvs493e, rev. 2022, Texas Instruments, 2004. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps65131.pdf?ts=1677962994443&ref_url=https253A252F252Fwww.ti.com252Fproduct252Ftps65131 (cit. 19.05.2023).
- [17] P. Authors, *pyvisa*, [online], 2023. URL: <https://readthedocs.org/projects/pyvisa/> (cit. 05.05.2023).
- [18] Texas Instruments, *How to Evaluate Junction Temperature Properly with Thermal Metrics*, [online], 2017. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slva844b/slva844b.pdf> (cit. 05.05.2023).
- [19] M. Pahl, *PoE PD Schematic Review Guidelines*, [online], 2021. URL: https://www.ti.com/lit/an/slvaf59/slvaf59.pdf?ts=1676354990123&ref_url=https253A252F252Fwww.google.com (cit. 06.05.2023).
- [20] Microsemi, *PD69101 Layout Guidelines*, [online], květ. 2019. URL: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/125331-an-187-pd69101-layout-guidelines (cit. 05.05.2023).
- [21] *SLVU372*, [online], Texas Instruments, 2017. URL: <https://www.ti.com/lit/ug/slvu372/slvu372.pdf?ts=1684426806519> (cit. 18.05.2023).
- [22] *TPS54260*, [online], Texas Instruments, 2018. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps54260.pdf?ts=1684436953528> (cit. 19.05.2023).
- [23] *STM32 Nucleo-144 boards (MB1137)*, [online], STMicroelectronics, 2018. URL: https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00244518-stm32-nucleo-144-boards-stmicroelectronics.pdf (cit. 18.05.2023).
- [24] *STM32F767ZI*, [online], STMicroelectronics, 2022. URL: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f767zi.html> (cit. 18.05.2023).
- [25] *CMSIS*, [online], ARM Software, 2023. URL: <https://developer.arm.com/tools-and-software/embedded/cmsis> (cit. 18.05.2023).
- [26] *CMSIS-DSP Library*, [online], ARM Software, 2023. URL: https://arm-software.github.io/CMSIS_5/DSP/html/index.html (cit. 18.05.2023).
- [27] *Digital signal processing for STM32 microcontrollers using CMSIS*, [online], AN4841, rev. 2, STMicroelectronics, 2018. URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an4841-digital-signal-processing-for-stm32-microcontrollers-using-cmsis-stmicroelectronics.pdf (cit. 20.05.2023).

-
- [28] *CMSIS-DSP*, [online], Arm Software, 2023. URL: <https://github.com/ARM-software/CMSIS-DSP> (cit. 20.05.2023).
- [29] M. Electronics, *Datasheet: STM32F765xx STM32F767xx STM32F768Ax STM32F769xx*, [online], STMicroelectronics, 2017. URL: <https://www.mouser.com/datasheet/2/389/en.DM00273119-1099364.pdf> (cit. 18.05.2023).
- [30] STMicroelectronics, *NUCLEO-F756ZG*, [online], STMicroelectronics, 2015. URL: <https://www.digikey.cz/en/products/detail/stmicroelectronics/NUCLEO-F756ZG/10414342> (cit. 18.05.2023).
- [31] *LAN8742A/LAN8742Ai*, [online], Microchip, 2015. URL: https://cz.mouser.com/datasheet/2/268/DS_LAN8742_00001989A-1534922.pdf (cit. 18.05.2023).

A Příloha

Fotografie



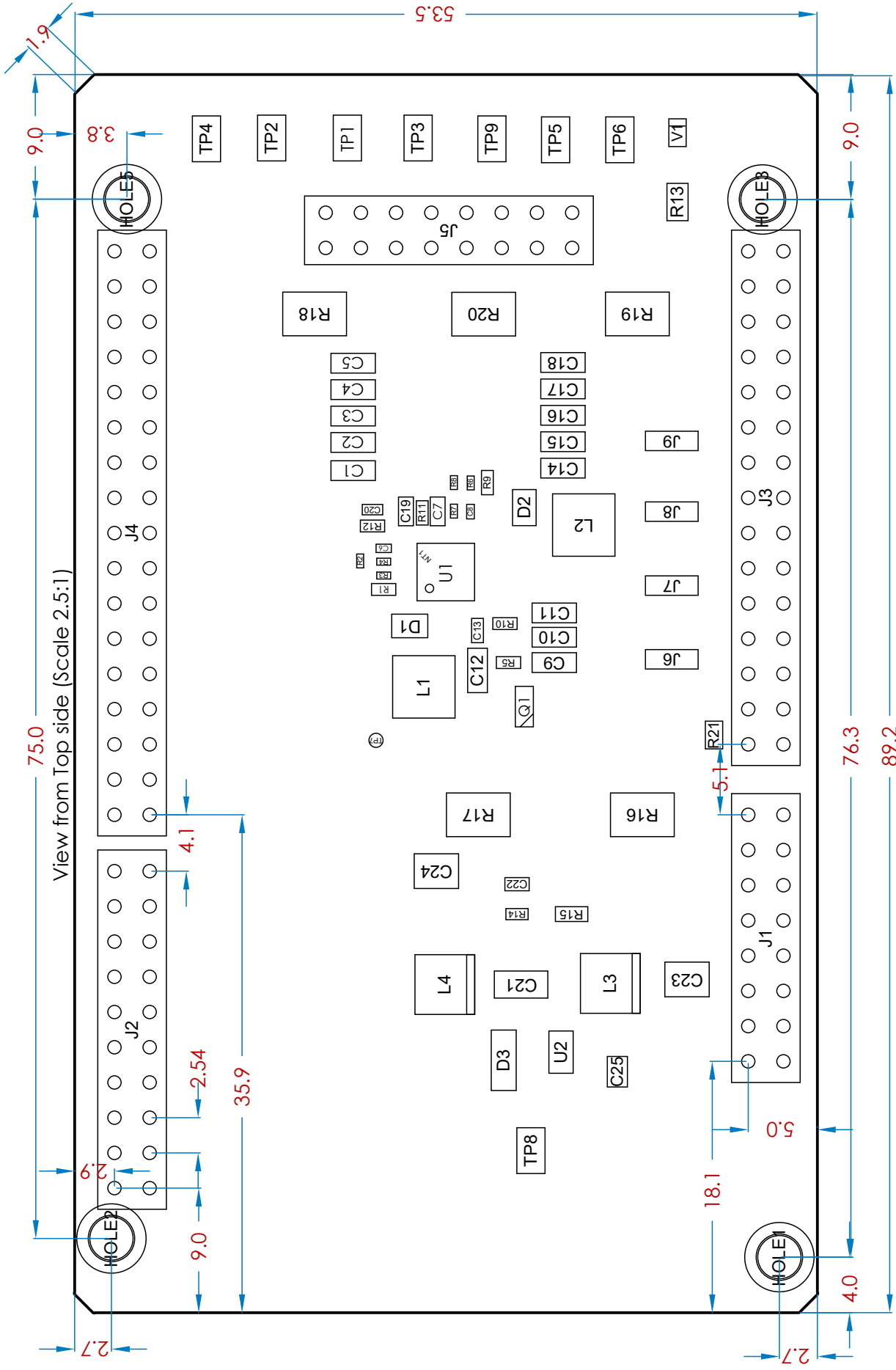
Obr. 62: Snímek finální aplikace na výčepním zařízení



Obr. 63: Snímek finální aplikace na výčepním zařízení - detail

B Příloha

Draftsman k modulu symetrického napájení



View from Top side (Scale 2.5:1)

FELKEP

UWB in Pilsen
Univerzitni 8

306 14 Pizen

Czech

Size: A4

Date: 25.05.2023

Author: Radek Klesa

Checked by: ---

Approved by: Pavel Karban

Title: PCB_Dual_PS

Variant:
ver.0.1

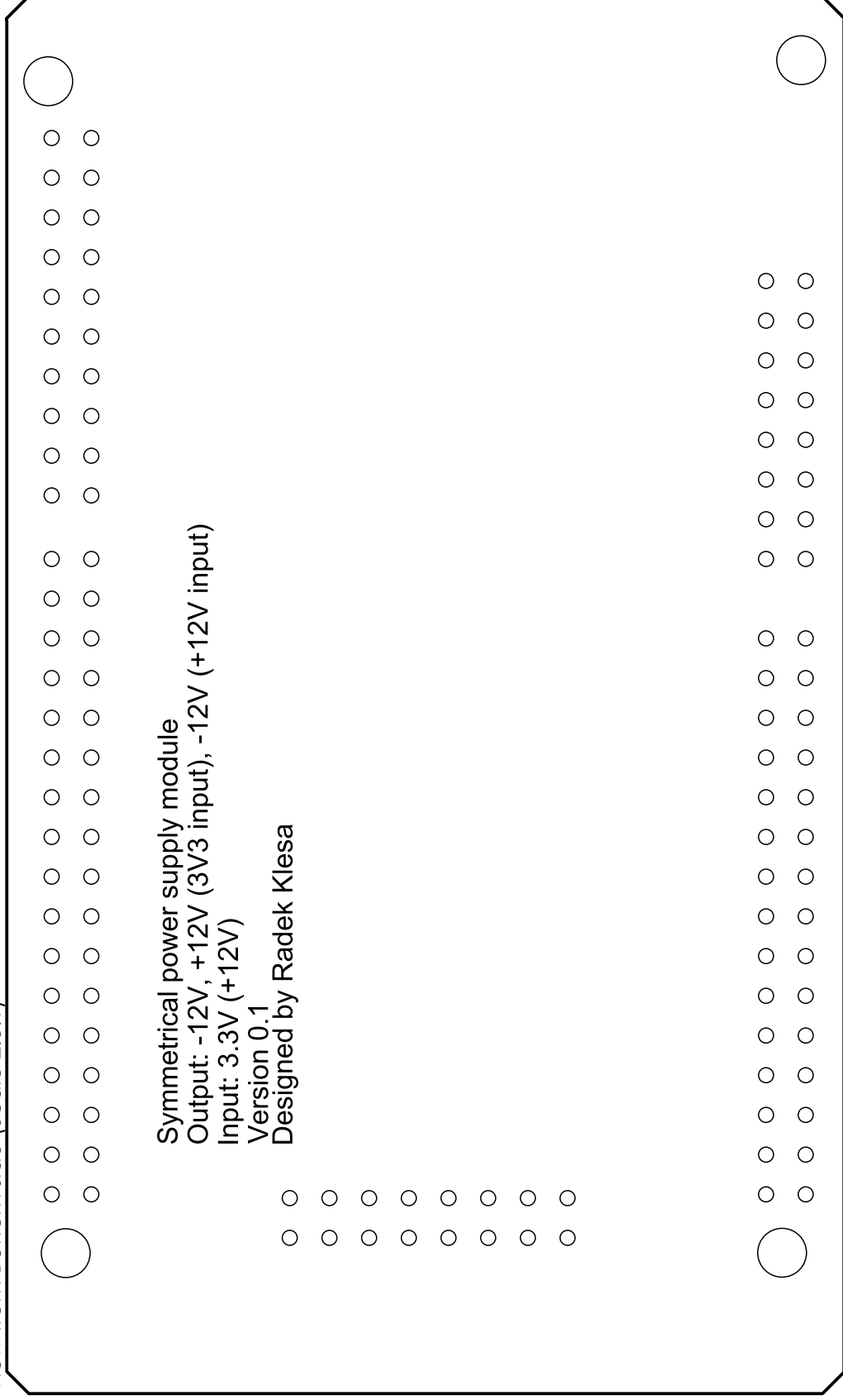
Revision: A 1

Sheet 1 of 6

TOP

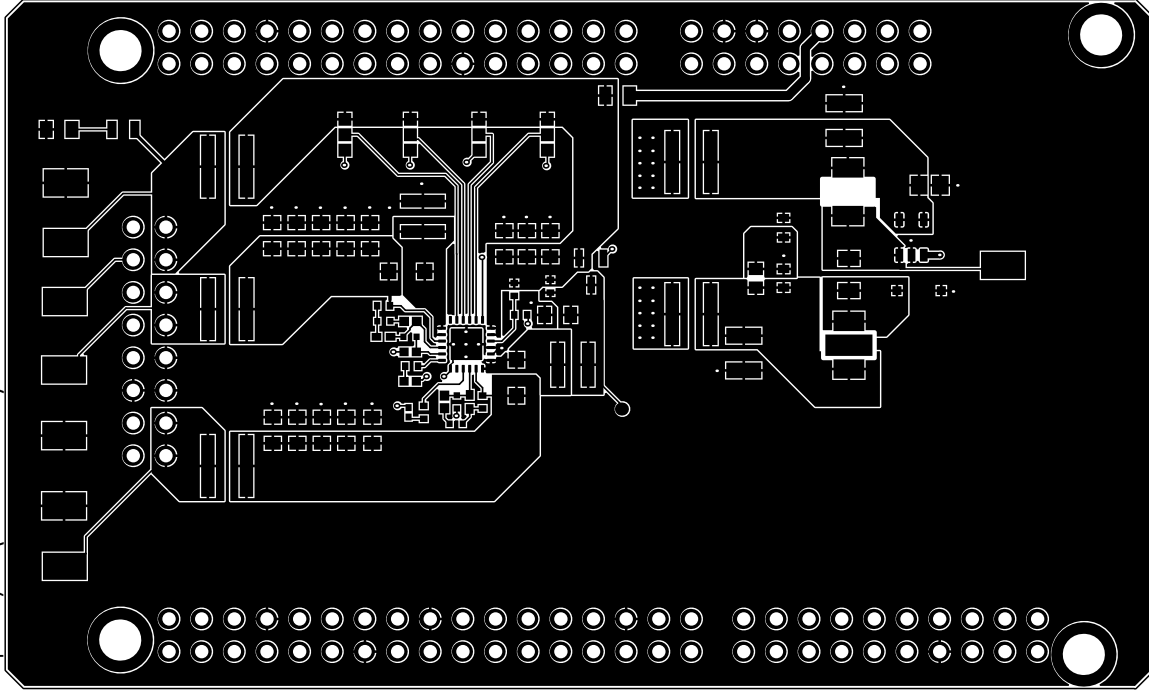
File: PCB_Dual_PS.PCBDwf

View from Bottom side (Scale 2.5:1)

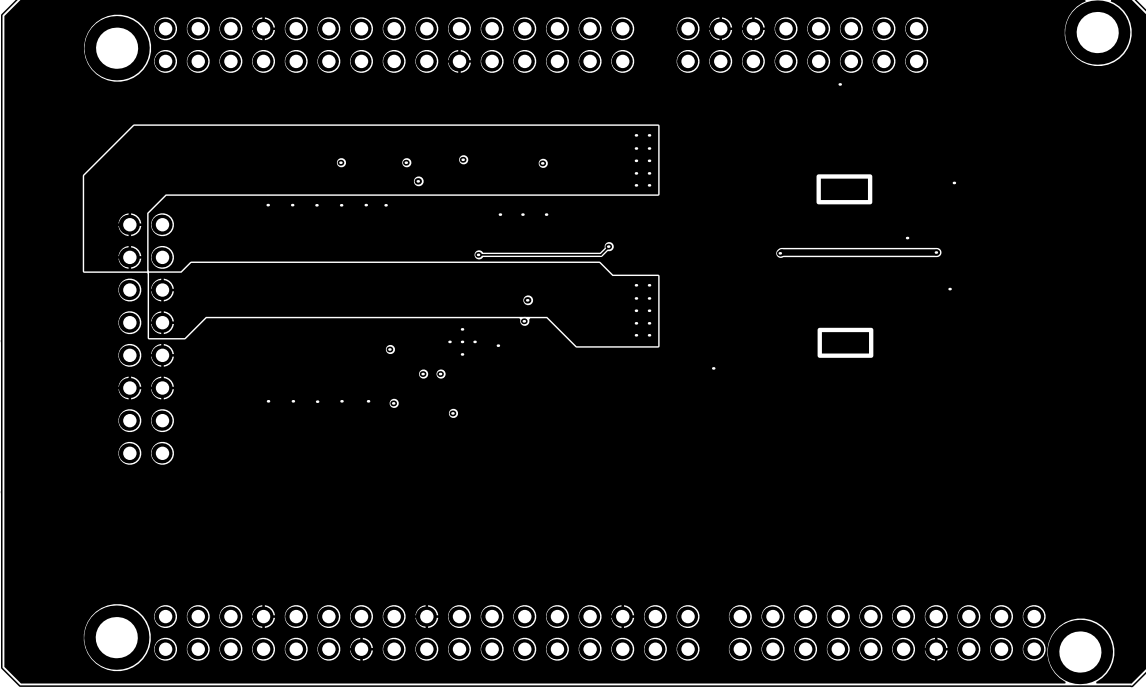


FELKEP		Size: A4	Date: 25.05.2023	Title: PCB_Dual_PS	BOT
UWB in Pilsen Univerzity 8		Author: Radek Klesa		Subtitle: ---	Variant: ver.0.1
306 14 Pilsen		Checked by: ---		Nr: 1	Revision: A 1
Czech		Approved by: Pavel Karban		Type: draftsman	Sheet 2 of 6
				File: PCB_Dual_PS,PCBDwf	

Top Layer (Scale 1.7:1)



Bottom Layer (Scale 1.7:1)



FELKEP

UWB in Pilsen
Univerzity 8

306 14 Pilsen

Czech

Size: A4

Date: 25.05.2023

Author: Radek Klesa

Checked by: ---

Approved by: Pavel Karban

Title: PCB_Dual_PS

Subtitle: ---

Nr: 1

Type: draftsman

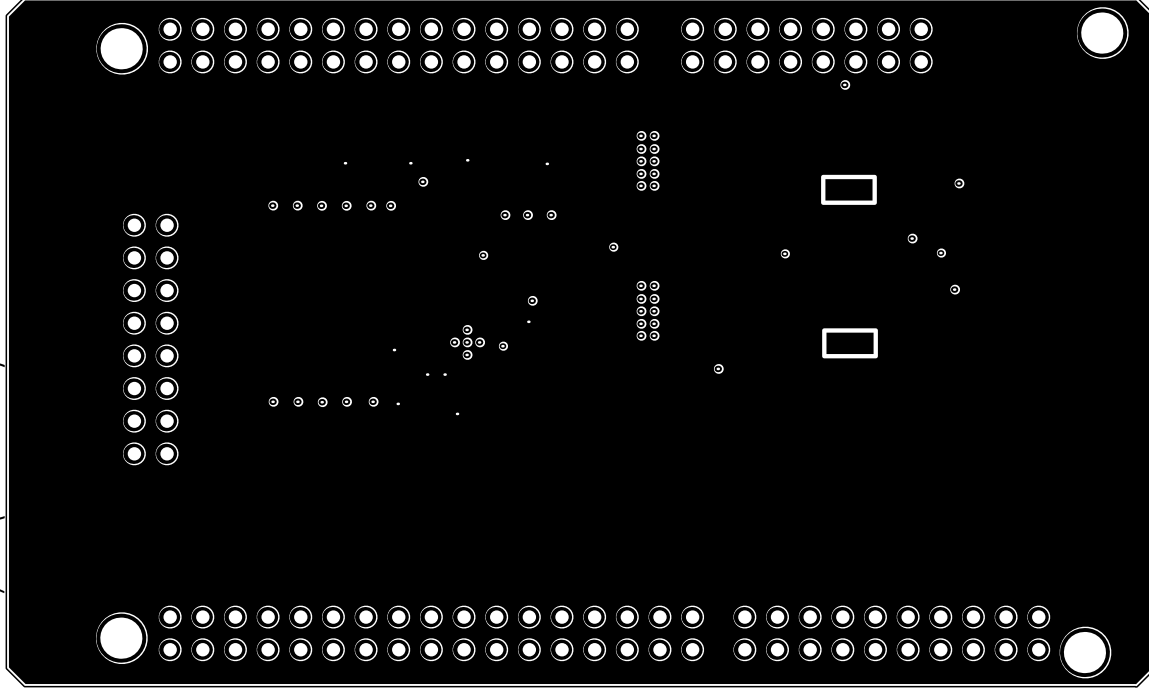
Sheet 3 of 6

File: PCB_Dual_PS,PCBDwf

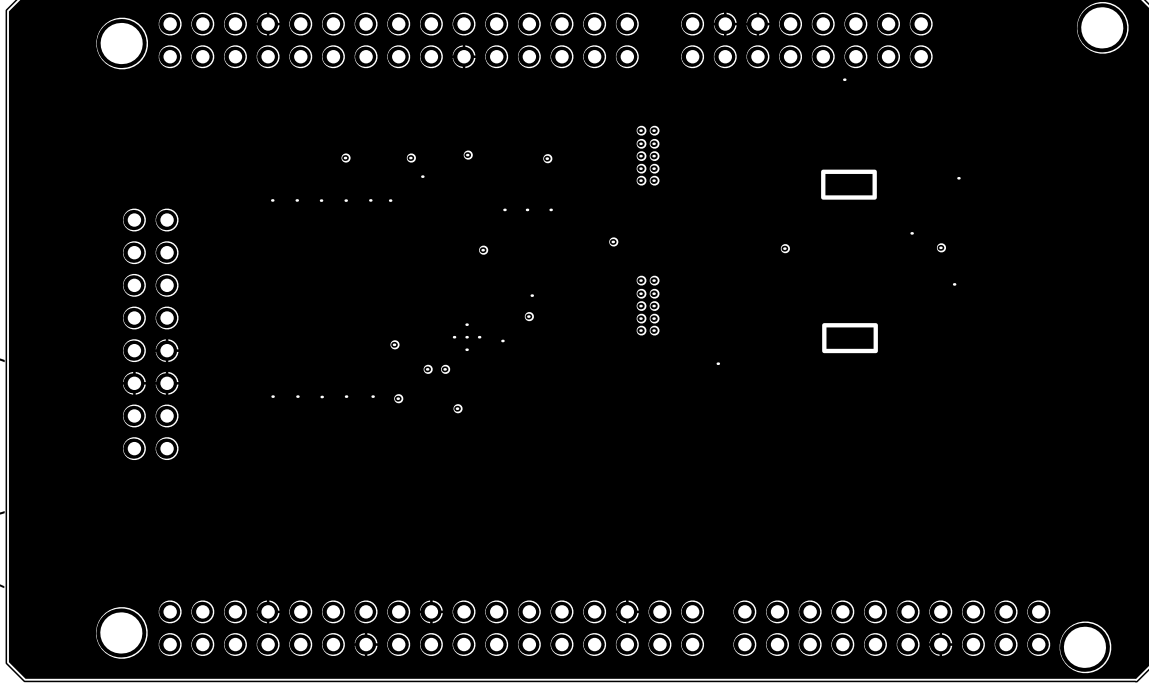
BOT

Variant:
ver.0.1

Mid Layer 1 (Scale 1.7:1)



Mid Layer 2 (Scale 1.7:1)



FELKEP

UWB in Pilsen
Univerzity 8

306 14 Pizen

Czech

Size: A4

Date: 25.05.2023

Author: Radek Klesa

Checked by: ---

Approved by: Pavel Karban

Title: PCB_Dual_PS

Variant:
ver.0.1

Nr: 1

Type: draftsman

Sheet 4 of 6

File: PCB_Dual_PS;PCBDwfl

BOT

A

B

C

D

E

1

2

3

4

1

2

3

4

A

B

C

D

E

Layer Stack Legend

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

Total thickness: 1.6mm

Via Type Type 1A (Scale 5:1)



<h1>FELKEP</h1> <p>UWB in Pilsen Univerzity 8 306 14 Pilsen Czech</p>	Size: A4	Date: 25.05.2023	Title: PCB_Dual_PS	INFO
	Author: Radek Klesa		Subtitle: ---	Variant: ver.0.1
	Checked by: ---		Nr: 1	Revision: A 1
	Approved by: Pavel Karban		Type: draftsman	Sheet 5 of 6
		File: PCB_Dual_PS,PCBDwfp		

Bill Of Materials

Line #	Designator	Comment	Quantity	Manuf Part Number	Manufacturer	Supplier
1	C1, C2, C3, C4, C9, C10, C12, C14, C15, C16, C17	4.7u	11	C2012X7R1V475K125AE	TDK Corporation	Mouser Electronics
2	C5, C11, C18	100n	3	08055C104KAT2A	AVX	Mouser Electronics
3	C6	6.8p	1	04023A6R8CAT2A	AVX Interconnect / Elco	Mouser Electronics
4	C7	220n	1	GRM155R61A224KE19D	Murata	Mouser Electronics
5	C8	12p	1	GRM1555C1H120FA01J	Murata	Mouser Electronics
6	C13	100n	1	C1005X7R1E104K050BB	TDK Corporation	Mouser Electronics
7	C19	4.7n	1	GCM155R71H472KA37J	Murata	Mouser Electronics
8	C20	10n	1	C1005X7R1H103K050BB	TDK Corporation	Mouser Electronics
9	C21	2.2u	1	EMK316BJ225KLHT	Taiyo Yuden	Mouser Electronics
10	C22	1n	1	VJ0603Y102KXAAC	Vitramon	Mouser Electronics
11	C23, C24	22uF	2	JMK325BJ226MM-T	TAYO YUDEN	Mouser Electronics
12	C25	100nF	1	VJ0805Y104KXAAT	Vitramon	Mouser Electronics
13	D1, D2	PMEG2010BER,115	2	PMEG2010BER,115	Nexperia	Mouser Electronics
14	D3	MBR0580-TP	1	MBR0580-TP	Micro Commercial Components	Mouser Electronics
15	J1	SSW-110-23-G-D	1	SSW-110-23-G-D	SAMTEC	Mouser Electronics
16	J2, J5	SSW-108-23-G-D	2	SSW-108-23-G-D	SAMTEC	Mouser Electronics
17	J3	SSW-115-23-G-D	1	SSW-115-23-G-D	SAMTEC	Mouser Electronics
18	J4	SSW-117-23-G-D	1	SSW-117-23-G-D	SAMTEC	Mouser Electronics
19	L1, L2	XAL4030-472MEC	2	XAL4030-472MEC	Coilcraft	Mouser Electronics
20	L3, L4	22uH	2	74437324220	Wuerth Elektronik	Mouser Electronics
21	Q1	SI2301CDS-T1-E3	1	SI2301CDS-T1-E3	Vishay	Mouser Electronics
22	R1, R9, R11, R12	0.00	4	ERJ-2GE0R00X	Panasonic	Mouser Electronics
23	R2, R6	51.1k	2	ERJ-2RKF5112X	Panasonic	Mouser Electronics
24	R3	976k	1	CRCW0402976KFKED	Vishay	Mouser Electronics
25	R4	110k	1	ERJ-2RKF1103X	Panasonic	Mouser Electronics
26	R5, R10	100	2	ERJ-2RKF1000X	Panasonic	Mouser Electronics
27	R7	130k	1	ERJ-2RKF1303X	Panasonic	Mouser Electronics
28	R8	1.3M	1	CRCW04021M30FKED	Vishay	Mouser Electronics
29	R13	1.00k	1	ERJ6ENF1001V	Panasonic	Mouser Electronics
30	R14	29.40k	1	ERJ-3EKF2942V	Panasonic	Mouser Electronics
31	R15	3.30k	1	ERJ3EKF3301V	Panasonic	Mouser Electronics
32	R16, R17, R18, R19, R20	0R	5	RCL12180000Z0EK	Vishay	Mouser Electronics
33	R21	0R	1	RC0805FR-070RL	KEMET	Mouser Electronics
34	U1	TPS65131RGET	1	TPS65131RGET	Texas Instruments	Mouser Electronics
35	U2	LM2611AMF/NOBP	1	LM2611AMF/NOBP	Texas Instruments	Mouser Electronics
36	V1	APT2012LSECK/J3-PRV	1	APT2012LSECK/J3-PRV	kingbright	Mouser Electronics

FELKEP

UWB in Pilsen
Univerzitni 8 306 14 Pizen Czech

Size: A4 Date: 25.05.2023 Title: PCB_Dual_PS

Author: Radek Klesa Subtitle: --- Variant: ver.0.1

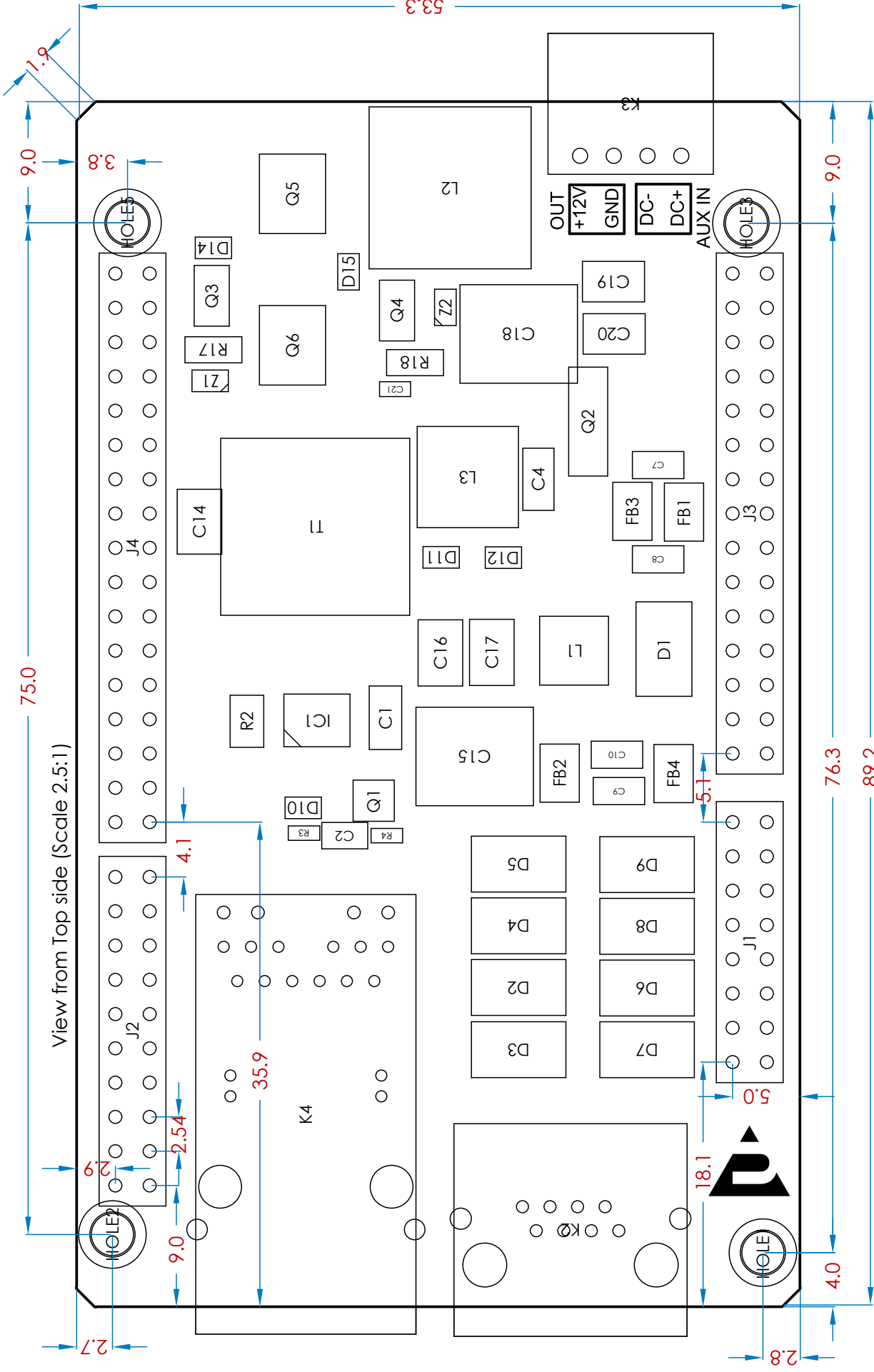
Checked by: --- Nr: 1 Revision: A 1

Approved by: Pavel Karban Type: draftsman Sheet 6 of 6

File: PCB_Dual_PS.PCBDwf

C Příloha

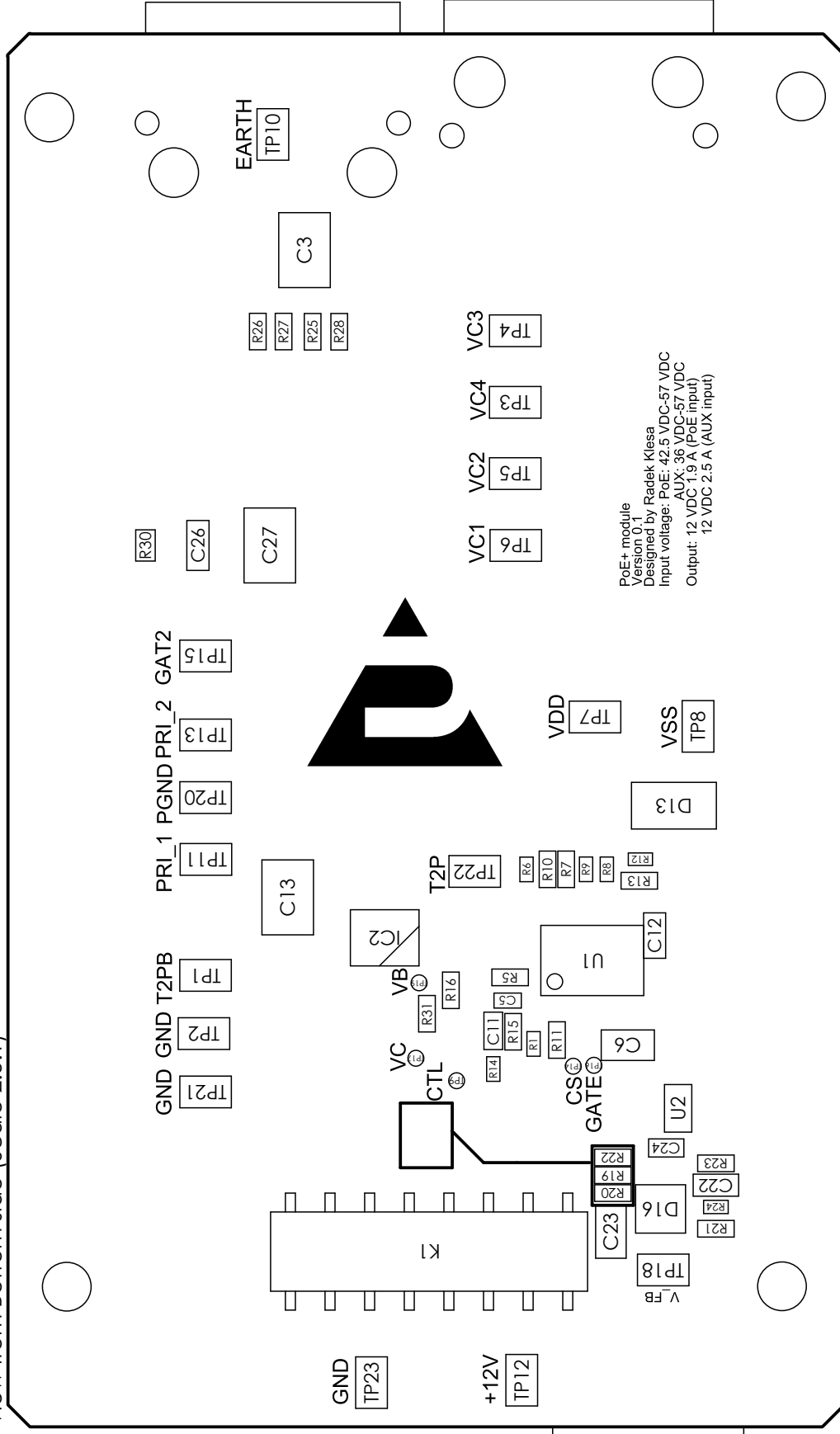
Draftsman k PoE modulu



View from Top side (Scale 2.5:1)

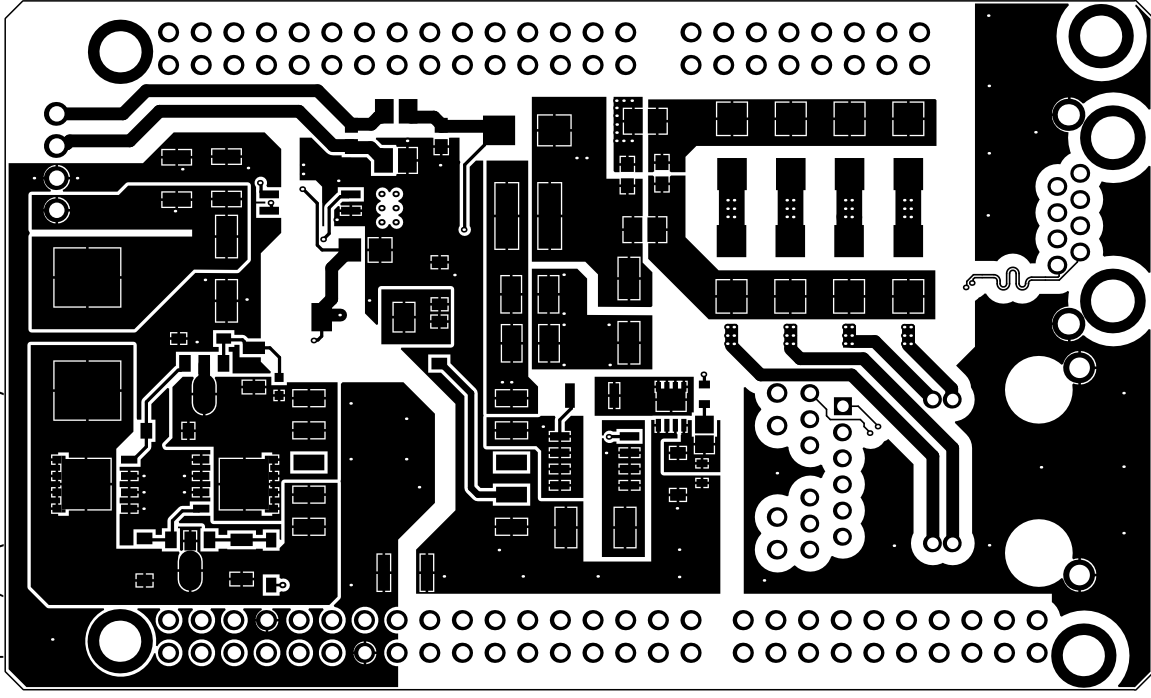
<h1 style="text-align: center;">FELKEP</h1> <p style="text-align: center;">UWB in Pilsen Univerzitni 8 306 14 Pilsen Czech</p>		Size: A4	Date: 25.05.2023	Title: PoE module	TOP
		Author: Radek Klesa	Checked by: ---	Subtitle: ---	Variant: ver.0.1
		Approved by: Pavel Karban	Nr: 1	Revision: A 1	Sheet 1 of 7
				Type: draftsman	File: PCB_PoE.PC8Dwf

View from Bottom side (Scale 2.5:1)

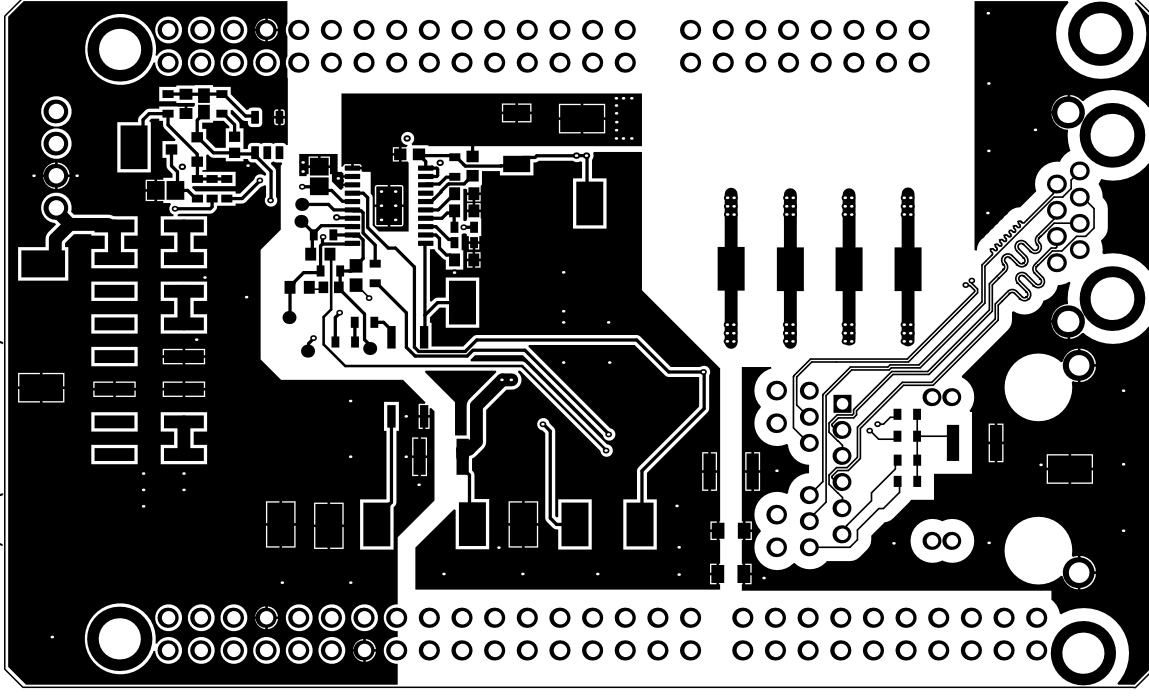


<h1 style="text-align: center;">FELKEP</h1> <p style="text-align: center;">UWB in Pilsen Univerzity 8 306 14 Pizen Czech</p>		Size: A4	Date: 25.05.2023	Title: PoE module	BOT
		Author: Radek Kleska	Checked by: ---	Subtitle: ---	Variant: ver.0.1
		Approved by: Pavel Karban		Nr: 1	Revision: A 1
				Type: draftsman	Sheet 2 of 7
				File: PCB_PoE.PCBDwf	

Top Layer (Scale 1.7:1)



Bottom Layer (Scale 1.7:1)



FELKEP

UWB in Pilsen
Univerzity 8 306 14 Pilsen Czech

Size: A4

Date: 25.05.2023

Author: Radek Klesa

Checked by: ---

Approved by: Pavel Karban

Title: PoE module

Subtitle: ---

Nr: 1

Type: draftsman

Sheet 3 of 7

File: PCB_PoE.PCBDwf

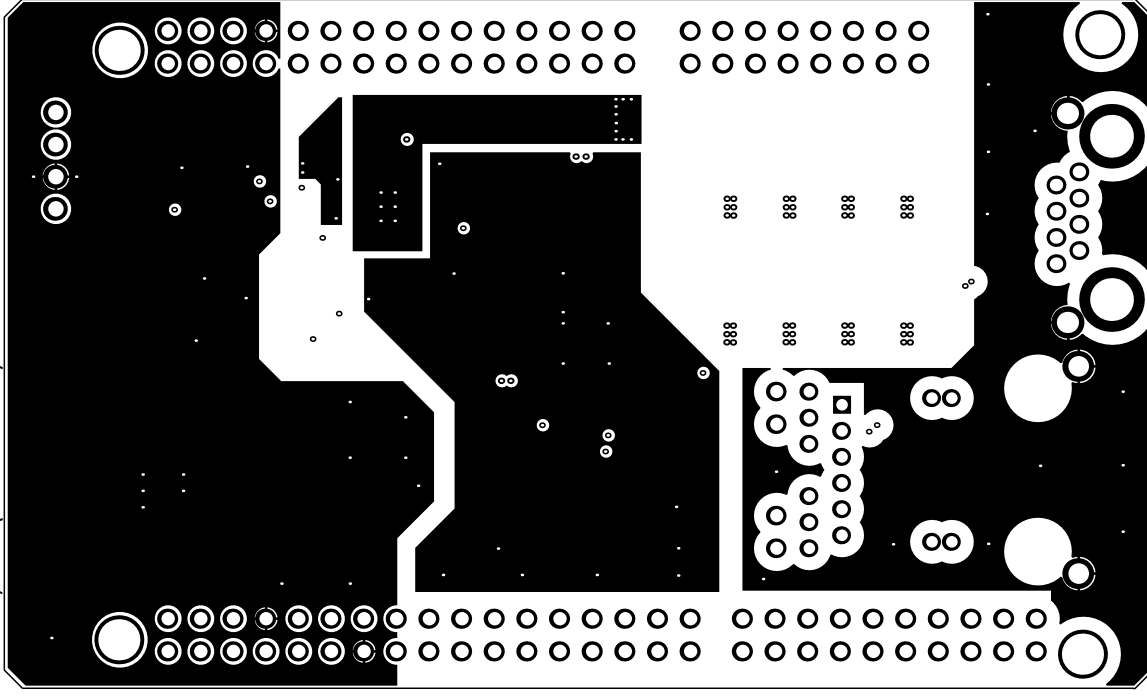
BOT

Variant:
ver.0.1

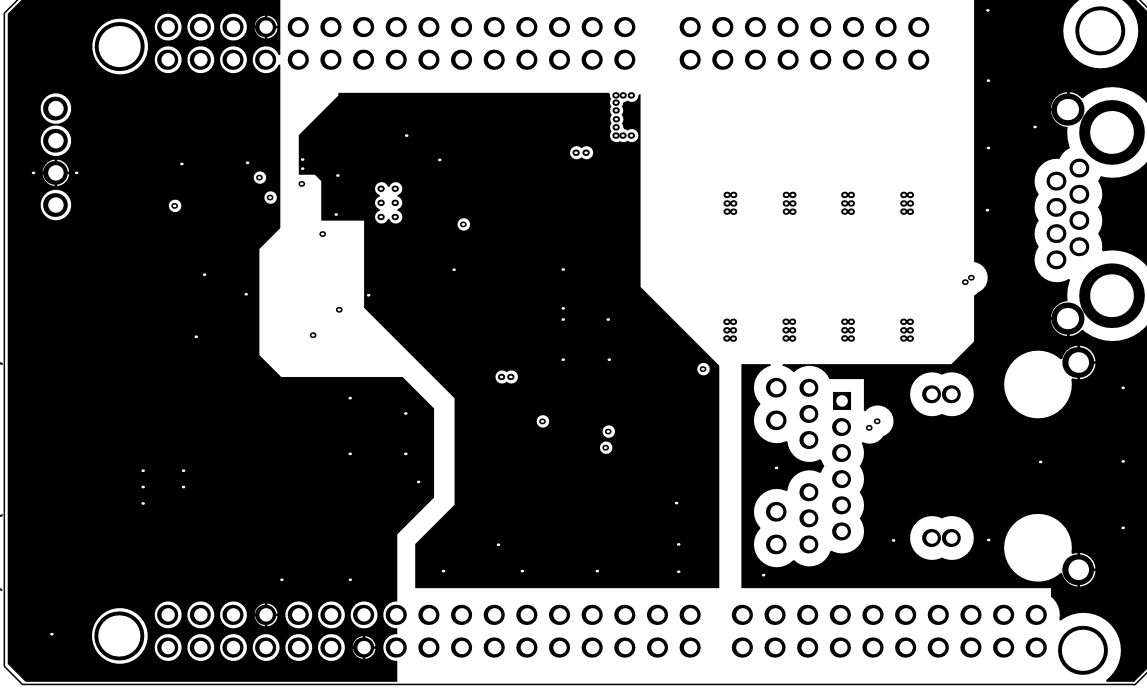
Sheet 3 of 7

File: PCB_PoE.PCBDwf

Mid Layer 1 (Scale 1.7:1)



Mid Layer 2 (Scale 1.7:1)



FELKEP

UWB in Pilsen
Univerzity 8 306 14 Pilsen Czech

Size: A4

Date: 25.05.2023

Title: PoE module

BOT

Author: Radek Klesa

Variant:
ver.0.1

Subtitle: ---

Checked by: ---

Nr: 1

Type: draftsman

Sheet 4 of 7

File: PCB_PoE.PCBDwf

Layer Stack Legend

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

Total thickness: 1.6mm

Via Type Type 1A (Scale 5:1)



<h1>FELKEP</h1> <p>UWB in Pilsen Univerzitni 8 306 14 Pizen Czech</p>	Size: A4	Date: 25.05.2023	Title: PoE module	INFO
	Author: Radek Klesa		Subtitle: ---	Variant: ver.0.1
	Checked by: ---		Nr: 1	Revision: A 1
	Approved by: Pavel Karban		Type: draftsman	Sheet 5 of 7
File: PCB_PoE.PC8Dwf				

Bill Of Materials

Line #	Designator	Comment	Quantity	Manuf Part Number	Manufacturer_Name	Supplier
1	C1	47nF	1	CGA5L3X7R2E473K160AA	TDK	Mouser Electronics
2	C2, C6, C23	1uF	3	C2012X7R1E105K125AB	TDK	Mouser Electronics
3	C3, C13, C14, C27	1000pF	4	C3225X7S3D102K200AA	TDK	Mouser Electronics
4	C4	22uF	1	C3216X5R1E226M160AB	TDK	Mouser Electronics
5	C5	100nF	1	06035D104KAT2A	AVX Interconnect / Elco	Mouser Electronics
6	C7, C8, C9, C10	1nF	4	CL10B102KC8NNND	Samsung Electro-Mechanics	Mouser Electronics
7	C11	10nF	1	C0603C103J5RAC7411	KEMET	Mouser Electronics
8	C12	100nF	1	GRM188R72A104KA35D	Murata Electronics	Mouser Electronics
9	C15	22uF	1	EEE-FK1J220XP	Panasonic	Mouser Electronics
10	C16, C17	2.2uF	2	12101C225KAT2A	KYOCERA AVX	Mouser Electronics
11	C18	100uF	1	EEH-ZA1E101XP	Panasonic	Mouser Electronics
12	C19, C20	10uF	2	C3225X7R1E106M250AC	TDK	Mouser Electronics
13	C21, C22	100pF	2	C1608C0G1H101J080AA	TDK	Mouser Electronics
14	C24	22nF	1	C3216X5R1E226M160AB	TDK	Mouser Electronics
15	C26	4.7u	1	C2012X7R1V475K125AE	TDK	Mouser Electronics
16	D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9	B2100-13-F	9	B2100-13-F	Diodes Incorporated	Mouser Electronics
17	D10, D11, D12, D14, D15	MMSD4148T3G	5	MMSD4148T3G	On Semiconductor	Mouser Electronics
18	D13	SMAJ58A	1	SMAJ58A	Bourns Inc.	Mouser Electronics
19	D16	BAT54S-7-F	1	BAT54S-7-F	Diodes Incorporated	Mouser Electronics
20	FB1, FB2, FB3, FB4	100R	4	NFZM5M101SN10L	Murata Electronics	Mouser Electronics
21	IC1	FDS86242	1	FDS86242	onsemi	Mouser Electronics
22	IC2	PC357N4J000F	1	PC357N4J000F	Sharp Microelectronics	Mouser Electronics
23	J1	SSW-108-23-G-D	1	SSW-110-23-G-D	SAMTEC	Mouser Electronics
24	J2	SSW-110-23-G-D	1	SSW-108-23-G-D	SAMTEC	Mouser Electronics
25	J3	SSW-115-23-G-D	1	SSW-115-23-G-D	SAMTEC	Mouser Electronics
26	J4	SSW-117-23-G-D	1	SSW-117-23-G-D	SAMTEC	Mouser Electronics

FELKEP

UWB in Pilsen
Univerzitni 8 306 14 Pizen Czech

Title: PoE module

Date: 25.05.2023

Size: A4

INFO

Author: Radek Klesa

Variant: ver.0.1

Subtitle: ---

Revision: A 1

Nr: 1

Type: draftsman

Checked by: ---

Sheet 6 of 7

File: PCB_PoE.PCBdWf

Bill Of Materials

Line #	Designator	Comment	Quantity	Manuf Part Number	Manufacturer_Name	Supplier
27	K1	61031621121	1	61031621121	Würth Elektronik	Mouser Electronics
28	K2	1-406541-1	1	1-406541-1	TE Connectivity	Mouser Electronics
29	K3	1881464	1	1881464	Phoenix Contact	Mouser Electronics
30	K4	2337992-5	1	2337992-5	TE Connectivity	Mouser Electronics
31	L1	3.3uH	1	MSS5131-332MLC	Coilcraft	Mouser Electronics
32	L2	22uH	1	MSS1278-223MLD	Coilcraft	Mouser Electronics
33	L3	1000 µH	1	74477730	Würth Elektronik	Mouser Electronics
34	Q1	SI7315DN-T1-GE3	1	SI7315DN-T1-GE3	Vishay	Mouser Electronics
35	Q2	HMHA2801A	1	HMHA2801A	ON Semiconductor	Mouser Electronics
36	Q3, Q4	FCX493TA	2	FCX493TA	Diodes Inc.	Mouser Electronics
37	Q5, Q6	SIR878BDP-T1-RE3	2	SIR878BDP-T1-RE3	Vishay	Mouser Electronics
38	R1	2.49k	1	CRCW06032K49FKEA	Vishay	Mouser Electronics
39	R2	0.1	1	LR2010-R10FW	Welwyn	Mouser Electronics
40	R3, R20, R21	10k	3	ERJ3EKF1002V	Panasonic	Mouser Electronics
41	R4, R5	4.7	2	ERJ3EKF4R70V	Panasonic	Mouser Electronics
42	R6	69.8k	1	CRCW060369K8FKEA	Vishay	Mouser Electronics
43	R7, R10, R11	100k	3	ERJ3EKF1003V	Panasonic	Mouser Electronics
44	R8	40.2k	1	CRCW060340K2FKEA	Vishay	Mouser Electronics
45	R9	4.64k	1	CRCW06034K64FKEA	Vishay	Mouser Electronics
46	R12	63.4	1	CPF0603B63R4E1	TE Connectivity	Mouser Electronics
47	R13, R16	24.9k	2	ERA3AEB2492V	Panasonic	Mouser Electronics
48	R14	499	1	CRCW0603499RFKEA	Vishay	Mouser Electronics
49	R15	2k	1	ERA-3AEB202V	Panasonic	Mouser Electronics
50	R17, R18	2k	2	ERJ8ENF2001V	Panasonic	Mouser Electronics
51	R19, R31	0R	2	ERJ3EKF0R00V	Panasonic	Mouser Electronics
52	R22	2k	1	ERJ3EKF2001V	Panasonic	Mouser Electronics
53	R23	1k	1	ERJ3EKF1001V	Panasonic	Mouser Electronics
54	R24	2.61k	1	CRCW06032K61FKEA	Vishay	Mouser Electronics
55	R25, R26, R27, R28	75	4	ERJ3EKF75R0V	Panasonic	Mouser Electronics
56	R30	0R	1	RC0805FR-070RL	KEMET	Mouser Electronics
57	T1	PA2649NLT	1	PA2649NLT	Pulse	Mouser Electronics
58	U1	TPS23754PWP-1	1	TPS23754PWP-1	Texas Instruments	Mouser Electronics
59	U2	TL431AIDBVT	1	TL431AIDBVT	Texas Instruments	Mouser Electronics
60	Z1, Z2	MMSZ5240BT3G	2	MMSZ5240BT3G	ON Semiconductor	Mouser Electronics

FELKEP

UWB in Pilsen
Univerzitni 8 306 14 Pizen Czech

Title: PoE module

Author: Radek Klesa

Checked by: ---

Approved by: Pavel Karban

Date: 25.05.2023

Subtitle: ---

Nr: 1

Type: draftsman

File: PCB_PoE.PCBdWf

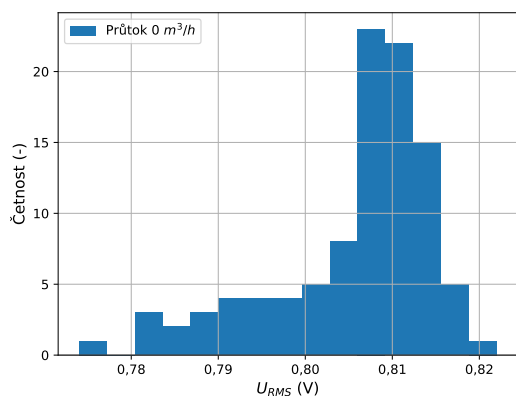
INFO

Variant:
ver.0.1

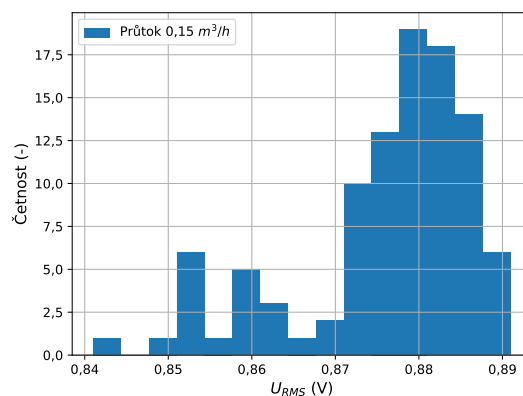
Sheet 7 of 7

D Příloha

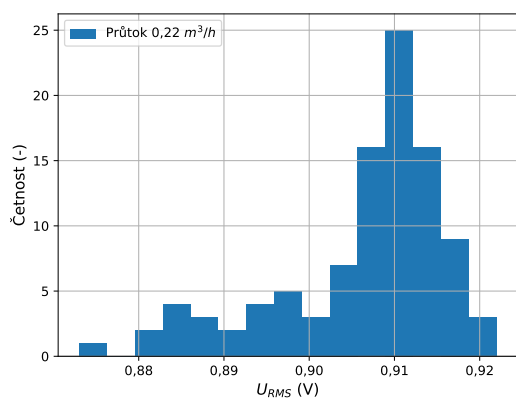
Histogramy naměřených hodnot na jednotlivých průtocích



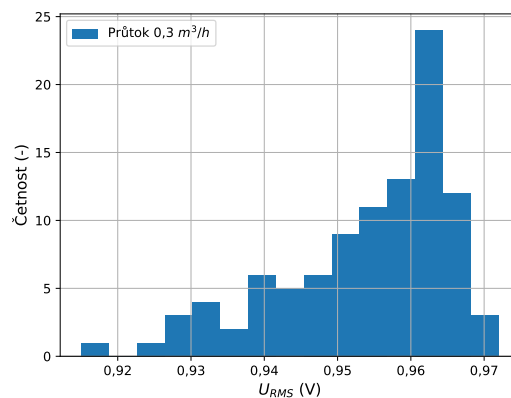
(a) Histogram RMS pro průtok 0 m³/h



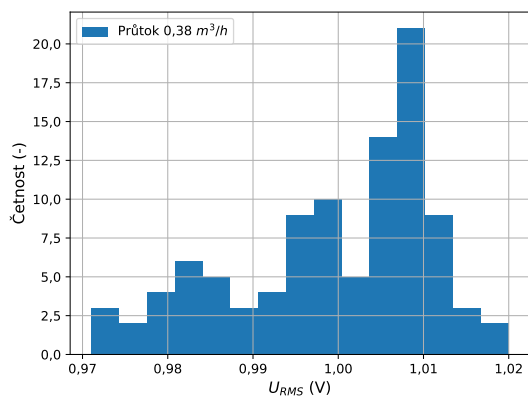
(b) Histogram RMS pro průtok 0,15 m³/h



(c) Histogram RMS pro průtok 0,22 m³/h



(d) Histogram RMS pro průtok 0,3 m³/h



(e) Histogram RMS pro průtok 0,38 m³/h

Obr. 64: Histogramy naměřených hodnot