

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Návrh pulzního měniče pro napájení elektromagnetické
levitace**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení:	Bc. Josef BENEK
Osobní číslo:	E18N0034P
Studijní program:	N2612 Elektrotechnika a informatika
Studijní obor:	Průmyslová elektronika a elektromechanika
Téma práce:	Návrh pulzního měniče pro napájení elektromagnetické levitace
Zadávací katedra:	Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Zásady pro vypracování

1. Vyberte vhodné výkonové polovodiče a princip měření vzdálenosti cívky od magnetického materiálu.
2. Proveďte tepelný výpočet a návrh chladiče.
3. Navrhněte obvodové schéma a desku plošných spojů.
4. Experimentálně ověřte funkci.

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

Seznam doporučené literatury:

1. Vondrášek, František. Projektování výkonových polovodičových měničů : vybrané stati. 1. vyd. V Plzni : Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.

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

Datum zadání diplomové práce: **4. října 2019**
Termín odevzdání diplomové práce: **28. května 2020**



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





Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 4. října 2019

Dodatek k zadání Diplomové / ~~Bakalářské~~ práce Fakulty elektrotechnické v akademickém roce 2019/2020.

V návaznosti na mimořádné opatření Ministerstva zdravotnictví České republiky vydané v souvislosti s onemocněním COVID-19, týkajícího se mimo jiné zákazu osobní přítomnosti studentů v prostorách vysoké školy, která zahrnuje veškerou výuku (prováděnou např. formou přednášek, seminářů nebo konzultací), tak konání zkoušek pro studenty bakalářského a navazujícího magisterského studia, vedoucí Diplomové / Bakalářské práce, především s ohledem nutnost využití infrastruktury FEL při vypracování kvalifikační práce v období mimořádného opatření a v plné míře s přihlédnutím k realizovatelnosti práce po dobu trvání mimořádného opatření, upravuje body zadání práce takto:

4. Experimentálně ověřte funkci na Sestavte model Elektromagnetické levitace

V Plzni dne 6.5. 2020


Vedoucí práce: Jan Štěpánek

Beru na vědomí a souhlasím v Plzni dne

 6.5.2020
Student: Josef Benek, E18N0034P



prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

děkan Fakulty elektrotechnické
Západočeské univerzity v Plzni

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce navazuje na bakalářskou práci „Využití magnetické levitace“. Z předchozí práce jsou použity teoretické výpočty pro celkový návrh snižovacího pulzního měniče, který bude řídit elektromagnetickou levitaci. V této práci je popsána problematika, kterou takový návrh obnáší. To zahrnuje volbu vhodných výkonových polovodičových součástek a snímače polohy levitačního tělesa. Zahrnuje to i návrh chladičů pomocí zjednodušeného náhradního tepelného schéma (spolu i se simulací průběhu teploty) a kompletní návrh desky plošného spoje (návrh napájení desky, řídicí a budící obvody, atd.).

V závěru práce je sestaven celkový model pro elektromagnetickou levitaci, včetně stínícího krytu pro měnič. Model je tedy připraven k softwarovému programování a řízení elektromagnetické levitace.

Klíčová slova

Elektromagnetická levitace, levitační cívka, výkonové tranzistory, snímače polohy, pulzní měnič pro snižování napětí, návrh výkonového měniče, návrh chlazení výkonových součástek, simulace náhradního tepelného schéma, návrh desky plošného spoje, konstrukce magnetické levitace

Abstract

The master thesis follows up the bachelor's thesis "Use of magnetic levitation". From the previous work, the theoretical calculations were used for the overall design of a DC/DC step-down converter, which will control the electromagnetic levitation. This work describes the issues that such a proposal entails. This includes the selection of suitable power semiconductor component and position sensor of levitation body. It also includes the design of heat sinks using a simplified substitute thermal scheme (along with simulation of temperature curve) and a complete PCB design (board power supply design, control and excitation circuits, etc.).

At the end of the work, a complete model for electromagnetic levitation is assembled, including a shielding cover for the converter. The model is therefore ready for software programming and electromagnetic levitation control.

Key words

Electromagnetic levitation (suspension), levitation coil, power transistors, position sensors, DC/DC step-down (buck) converter, design of power converter, design of cooling system for power electronics, simulation of substitute heat scheme, design of printed circuit board (PCB), construction of magnetic levitation

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

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

.....

podpis

V Plzni dne 18.6.2020

Josef Benek

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Štěpánkovi za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Dále bych rád poděkoval Ing. Bedřichu Bednářovi za pomoc při konstrukci magnetické levitace, zejména její realizaci. V neposlední řadě bych rád poděkoval panu doktoru Tomáši Košanovi za zapůjčení launchpadu z Tiva-C série pro případnou realizaci programu řízení měniče.

Nakonec bych rád poděkoval i svým rodičům, kteří mě podporovali napříč celým studiem a měli ve mně víru, když já ji neměl.

Tato diplomová práce vznikla s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu SGS-2018-009. Možnost využití infrastruktury RICE při realizaci diplomové práce.

OBSAH

OBSAH	9
ÚVOD	11
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	12
1 POPIS VÝKONOVÝCH POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK	14
1.1 BIPOLÁRNÍ TRANZISTORY.....	14
1.1.1 Konstrukce a základní princip.....	14
1.1.2 Vlastnosti.....	15
1.2 UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY.....	18
1.2.1 Konstrukce a základní princip MOSFET tranzistorů.....	18
1.2.2 Vlastnosti.....	19
1.3 IGBT TRANZISTORY.....	21
2 VOLBA SNÍMAČE (SENZORU) PRO MĚŘENÍ POLOHY LEVITOVANÉHO OBJEKTU	22
2.1 INDUKČNÍ SENZORY.....	22
2.2 KAPACITNÍ SENZORY.....	24
2.3 OPTICKÉ SNÍMAČE POLOHY.....	25
2.4 ULTRAZVUKOVÉ SENZORY POLOHY.....	26
2.5 HALLOVA SONDA.....	27
2.6 VÝBĚR SNÍMAČE PRO SNÍMÁNÍ POLOHY LEVITAČNÍ CÍVKY.....	28
3 NÁVRH PULZNÍHO MĚNIČE	29
3.1 NAVRHOVANÝ MĚNIČ A VOLBA VÝKONOVÉHO POLOVODIČOVÉHO PRVKU.....	29
3.2 PARAMETRY NAVRHOVANÉHO MĚNIČE.....	30
3.3 DIMENZOVÁNÍ SOUČÁSTEK.....	31
3.3.1 Proudové dimenzování součástek.....	31
3.3.2 Napětové dimenzování součástek.....	33
3.3.3 Výběr součástek a jejich parametry.....	34
3.3.4 Dovolенý ztrátový výkon.....	36
4 VÝPOČTOVÝ NÁVRH CHLAZENÍ	37
4.1 VÝPOČET ZTRÁTOVÉHO VÝKONU.....	37
4.1.1 Běžný provozní chod měniče.....	38
4.1.2 Provozní chod měniče bez využití spínání tranzistoru T_2	41
4.2 VÝPOČET CHLAZENÍ, NÁVRH CHLADÍČÍHO MÉDIA A KONTROLA TEPLoty ČIPU.....	42
4.2.1 Běžný provozní chod měniče.....	42
4.2.2 Provozní chod měniče bez využití spínání tranzistoru T_2	43
4.2.3 Návrh chladiče, kontrola teploty čipu součástky a zhodnocení chladiče.....	44
4.2.4 Simulace náhradního tepelného obvodu z katalogových parametrů.....	45
5 NÁVRH DESKY PLOŠNÉHO SPOJE (DPS)	49
5.1 NÁVRH A POPIS ZVOLENÉHO BUDÍČÍHO OBVODU.....	50
5.2 VOLBA MĚŘÍČÍCH PRVKŮ.....	52
5.2.1 Čidlo proudu.....	52
5.2.2 Volba optického senzoru polohy.....	53
5.3 VOLBA MIKROKONTROLÉRU (MCU).....	55
5.4 ŘEŠENÍ NAPÁJECÍCH ZDROJŮ.....	57
5.5 SCHÉMA MĚNIČE A NÁVRH DPS.....	58
5.6 POUŽITÉ TECHNOLOGIE PRO VÝROBU DPS A VÝSLEDNÝ VZHLED MĚNIČE.....	60
6 KONSTRUKCE MAGNETICKÉ LEVITACE	61
6.1 REKONSTRUKCE LEVITAČNÍ CÍVKY.....	61

6.2	KONSTRUKCE PRO UPEVNĚNÍ LEVITAČNÍ CÍVKY	63
6.2.1	<i>Požadavky po konstrukci</i>	63
6.2.2	<i>Výběr materiálu a zhotovení konstrukce.....</i>	64
6.3	KRYTÍ A CELKOVÉ UPEVNĚNÍ MĚNIČE V KONSTRUKCI.....	66
6.3.1	<i>Upevnění měniče.....</i>	66
6.3.2	<i>Návrh a odhad účinnosti stínícího krytu měniče.....</i>	66
6.3.3	<i>Dodatečné chlazení tranzistorů.....</i>	69
6.3.4	<i>Finální vzhled měniče v konstrukci.....</i>	70
6.4	SESTAVENÍ MODELU PRO MAGNETICKOU LEVITACI.....	71
7	ZÁVĚR.....	73
	SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....	76
	PŘÍLOHY	1

Úvod

Tato práce se zabývá kompletní problematikou, kterou obnáší návrh výkonového měniče napájející elektromagnetickou levitaci.

Práce navazuje na bakalářskou práci s názvem „Využití magnetické levitace“. V dané práci byla detailně rozebrána teorie magnetické levitace a byly učiněny teoretické ruční výpočty pro sílu magnetického pole. Byl také proveden experiment určující přesnost daných výpočtů pomocí experimentálního ověření. Výpočty budou využity pro určení parametrů nově navinuté cívky (se stejným jádrem) a konstrukce pro magnetickou levitaci, která zde má být sestrojena. Také budou využity pro návrh pulzního měniče a případné budoucí nastavení regulace.

První část této práce se zabývá výběrem výkonové součástky pro pulzní měniče. Také se zde zabývá volbou metody snímání levitovaného objektu (v tomto případě samotné cívky). Jednotlivé vhodné výkonové součástky spolu se snímači jsou detailně popsány spolu s rozhodnutím, proč byly pro konstrukci zvoleny právě ony.

Druhá část se zabývá problematikou návrhu konkrétního typu pulzního měniče. To zahrnuje volbu výkonových součástek nejen podle první části práce, ale i z hlediska elektrických parametrů a tepelných ztrát. Ze ztrát je odvozena volba chladiče pro výkonové součástky.

Třetí část práce popisuje volbu všech součástek potřebných pro správnou funkci měniče a levitace jako celku. V dané pasáži lze nalézt konečný návrh schématu zapojení a praktickou konstrukci desky plošného spoje měniče.

V poslední části je detailně popsána a zdokumentována mechanická konstrukce magnetické levitace.

Seznam symbolů a zkratek

IGBT.....	Tranzistor s izolovaným hradlem (z anglického Insulated Gate Bi-polar transistor)
E.....	Emitor bipolárního tranzistoru
B	Báze bipolárního tranzistoru
C	Kolektor bipolárního tranzistoru
h_{21E}, h_{21e}	Statický a dynamický proudový zesilovací činitel bipolárního tranzistoru [-]
I_C	Elektrický proud kolektoru bipolárního tranzistoru [A]
I_B	Elektrický proud báze bipolárního tranzistoru [A]
u_{CE}, U_{CE}	Napětí mezi kolektorem a emitorem bipolárního tranzistoru (propustné)
Tzv.....	Takzvaný; takzvaně
Např.....	Například
t_{ON}	Celková doba zapnutí součástky [s]
t_{OFF}	Celková doba vypnutí součástky [s]
t_{rr}	Doba zotavení polovodičové diody [s]
FET.....	Unipolární tranzistor (z anglického field-effect transistor)
IGFET.....	Unipolární tranzistor s izolovaným hradlem
MOSFET	Unipolární tranzistor se strukturou kov-oxid-polovodič (Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor)
G	Řídící (gate) elektroda unipolárních tranzistorů (zde MOSFETu)
D	Drain elektroda unipolárních tranzistorů (zde MOSFETu)
S.....	Source elektroda unipolárních tranzistorů (zde MOSFETu)
u_{GS}, U_{GS}	Napětí mezi gate a source elektrodou unipolárního tranzistoru (řídící)
u_{DS}, U_{DS}	Napětí mezi drain a source elektrodou unipolárního tranzistoru (blokovací)
I_D	Propustný proud protékající unipolárním tranzistorem (MOSFET)
$U_{GS(th)}$	Prahové napětí MOSFET tranzistoru (anglicky Threshold Voltage)
R_G	Předřazený odpor řídící elektrodě MOSFET tranzistoru [Ω]
log. 0, log. 1	Logická 0 a logická 1 v Booleově algebře
tzn.	To znamená
PWM.....	Pulsní šířková modulace signálu (anglicky Pulse Width Modulation)
z.....	Poměrné sepnutí [-]

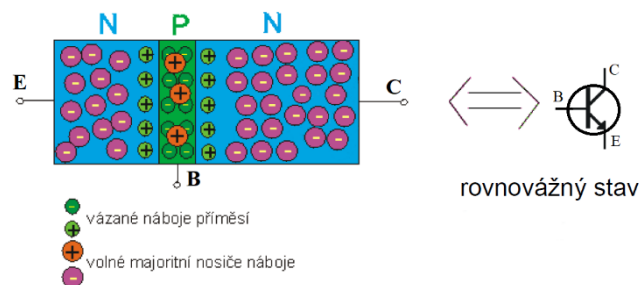
MATLAB	Matrix laboratory
$I_{T(AV)}$	Střední hodnota elektrického proudu protékajícího tranzistorem [A]
I_T	Efektivní hodnota elektrického proudu protékajícího tranzistorem [A]
U_{DRM}	Maximální dovolená hodnota napětí v blokujícím směru tranzistoru [V]
L	Indukčnost (levitační cívky) [H]
U_0	Napájecí napětí měniče [V]
I_d	Požadovaný proud zátěže měniče (levitační cívky) [A]
R	Elektrický odpor [Ω]
δ	Vzduchová mezera levitační cívky [m]
f_{sw}	Spínací frekvence výkonové součástky (zde MOSFET tranzistoru) [Hz]
T_C	Teplota pouzdra součástky [$^{\circ}\text{C}$]
T_j	Teplota čipu součástky [$^{\circ}\text{C}$]
T_a	Teplota okolí (vzduchu) [$^{\circ}\text{C}$]
R_{DS}	Statický odpor sepnutého MOSFET tranzistoru [Ω]
R_{thJC}	Tepelný odpor cesty polovodičový čip \rightarrow pouzdro součástky [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]
R_{thCR}	Tepelný odpor cesty pouzdro součástky \rightarrow chladič [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]
R_{thJA}	Tepelný odpor cesty chladič \rightarrow vzduch (okolí) [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]
R_S	Statický odpor diody [Ω]
$P_{fw(AV)T}, P_{fw(AV)D}$..	Střední hodnota ztrát způsobených propustným proudem tranzistoru, diody [W]
P_{swT}, P_{swD}	Spínací ztráty tranzistoru, diody [W]
$P_{tot(AV)T}, P_{tot(AV)D}$..	Střední hodnota celkových ztrát tranzistoru, diody [W]
DPS	Deska plošného spoje
R_{thra}	Obecné značení tepelného odporu cesty chladič \rightarrow vzduch [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]
T_r	Teplota chladiče [$^{\circ}\text{C}$]
C_r	Tepelná kapacita chladiče [$\text{J} \cdot ^{\circ}\text{C}^{-1}$]
I ² C	Druh sériové komunikační sběrnice (anglicky: Inter-Integrated Circuit)
MCU	Jednočipový mikropočítač (mikrokontrolér, microcontroller unit)
THT	Součástka s drátovými vývody (anglicky: Through-hole technology)
SMD	Součástka pro povrchovou montáž (anglicky: Surface Mount Device)
SE	Celková efektivnost stínění elektromagnetického pole [dB]
A	Absorpční ztráty [dB]
R_r	Reflexní ztráty [dB]
B_o	Ztráty mnohonásobným odrazem [dB]

1 Popis výkonových polovodičových součástek

Tato kapitola je zaměřena na popis volby výkonového polovodiče, který bude použit jako spínací prvek pro navrhovaný měnič. Pro pulzní měnič je nejčastěji používán výkonový tranzistor, který má několik základních druhů. Tyto druhy jsou tranzistory bipolární, tranzistory unipolární a tranzistory bipolární s izolovaným hradlem (neboli tranzistory IGBT). V následujících podkapitolách jsou zvoleny a popsány nejvíce používané typy ve výkonové technice.

1.1 Bipolární tranzistory

1.1.1 Konstrukce a základní princip



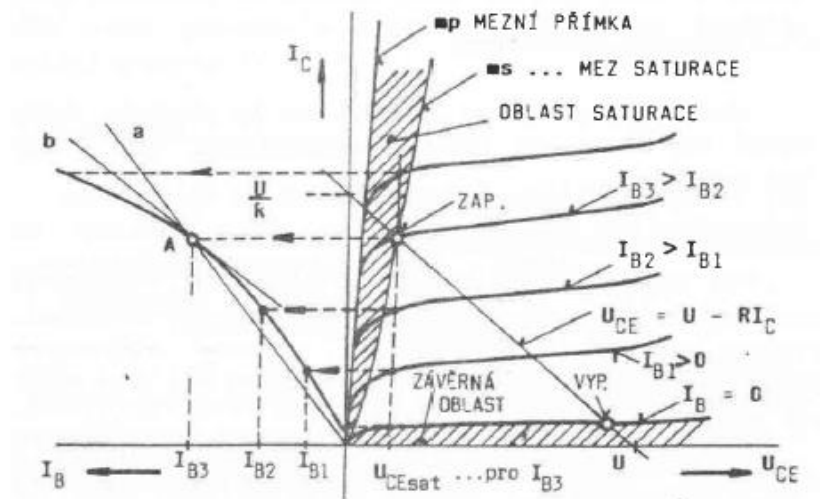
Obr. 1.1: Struktura bipolárního tranzistoru typu NPN [1]

Bipolární tranzistory jsou tvořeny pomocí tří polovodičových, různě dotovaných vrstev. Ty jsou složeny tak, aby mezi sebou vytvořily dva PN přechody, jak je uvedeno na Obr. 1.1. Elektroda zvaná emitor (E, polovodič typu N) je zde výrazně dotována elektrony. Podobně tomu tak je i u kolektoru (značen C), který je navíc širší. Zato elektroda báze (B) je málo dotována dírami (polovodič typu P) a je konstruována velmi úzká [2].

Při polarizaci PN přechodu E-B v propustném směru (kladné napětí na B) a polarizaci přechodu B-C ve směru závěrném (tzn. přivedení kladného napětí na C, které je větší než napětí v B), nastanou dva jevy. První je, že dojde ke vstříku elektronů z E do B, kde rekombinují. Pro funkci tranzistoru je rekombinace nežádoucí jev, který je omezen malou dotací děr v bázi a její malou šířkou. Dalším jevem je průchod elektronů přes závěrně polarizovaný přechod do C (jelikož jsou v B menšinovými nosiči). Díky tomu dojde k průchodu elektrického proudu skrz bipolární tranzistor. Proud tekoucí skrze C a E je v porovnání s proudem přivedeným do B obrovský. To je kvůli tomu, že proud v B je proudem menšinových nosičů. To v důsledku znamená, že malým proudem v B je řízen mnohonásobně větší proud protékající bipolárním tranzistorem [2].

1.1.2 Vlastnosti

Důležitými vlastnostmi každého tranzistoru jsou jeho statické a dynamické parametry. V případě statických parametrů jsou u bipolárních tranzistorů poté nejdůležitější výstupní, popřípadě převodní charakteristiky tranzistoru a jeho statický činitel proudového zesílení (h_{21E}) [2].



Obr. 1.2: Výstupní a převodní charakteristiky bipolárního tranzistoru [2]

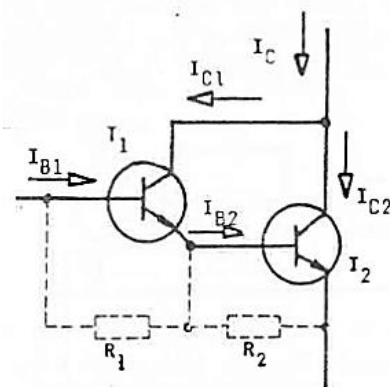
Výstupní charakteristiky (vpravo na Obr. 1.2) vyjadřují závislost proudu protékajícího kolektorem (I_C) na výstupním napětí mezi kolektorem a emitorem (U_{CE}) při určitém proudu přiváděném do elektrody B (I_B). Pokud je tranzistor provozován jako spínač, musí být provozován jen ve dvou, na ilustraci vyznačených, oblastech. Když je tranzistor v sepnutém stavu, volí se pracovní bod v oblasti saturace, kdy je tranzistor plně otevřen. Pro vypnutý stav pak platí vyznačená závěrná oblast. V této oblasti není do elektrody báze přiváděn žádný proud ($I_B = 0$), ale stále tranzistorem protéká tzv. zbytkový proud kolektoru [2].

Převodní charakteristika (vlevo na Obr. 1.2) vyjadřuje závislost mezi proudy I_C a I_B při konstantním napětí U_{CE} . Závislost na měnícím se napětí je minimální, a proto se většinou uvádí jen jedna charakteristika [2].

Statický proudový zesilovací činitel lze definovat jako [2]:

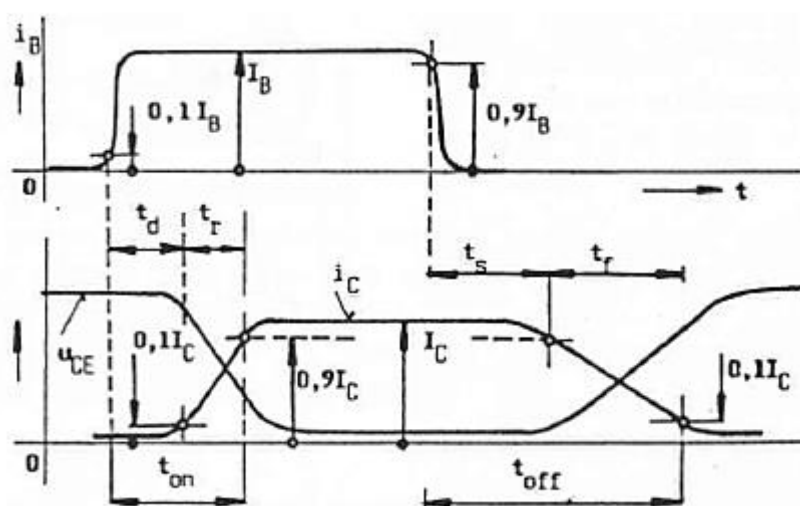
$$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} \quad (1.1)$$

h_{21E} je tedy směrnici přímkou vedené ze zvoleného pracovního bodu tranzistoru do souřadnicového středu soustavy (viz Obr. 1.2). Činitel je v případě obyčejných bipolárních tranzistorů relativně malý a to v řádech jen několika desítek (např. jen 30-40). Proto se pro aplikace, kde je zapotřebí daleko vyšších hodnot h_{21E} , používá tranzistor v tzv. Darlingtonově zapojení (viz Obr. 1.3). Pro dané kaskádní zapojení tranzistorů dosahuje h_{21E} hodnot přesahující i jeden tisíc [2] [3].



Obr. 1.3: Darlingtonovo zapojení [2]

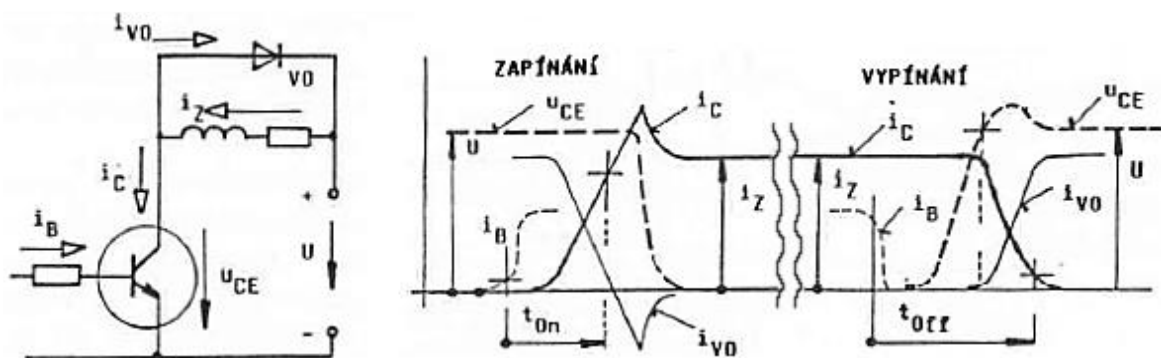
Dynamické parametry tranzistoru jsou dány přechodovými jevy při spínání. Jsou způsobeny parazitními indukčnostmi (nedokonalostí tranzistoru), který tak nemůže okamžitě spínat. Na Obr. 1.4 lze toto spínání spatřit pro případ odporové zátěže. Doba zpoždění (t_d) udává zpoždění tranzistoru na zareagování růstu proudu bázi I_B . Doba nárůstu (t_r) udává dobu, za kterou se proud I_C změní z 10 % do 90 % maximální hodnoty. Tyto doby spolu určují celkovou dobu zapínání tranzistoru (t_{ON}). V případě vypínání je obdobně definována doba přesahu (t_s) a doba poklesu (t_f). Ty spolu tvoří celkovou dobu vypínání tranzistoru (t_{OFF}) [2].



Obr. 1.4: Průběh spínání bipolárního tranzistoru pro odporovou zátěž [2]

V případě indukčností zátěže (na Obr. 1.5) je průběh spínání horší, a to z důvodu překlenutí zátěže tzv. nulovou diodou. Ta zajistí bezpečný zánik proudu při vypnutí tranzistoru. V důsledku proudového buzení diody při vypínání tranzistoru dojde k překmitu

napětí u_{CE} na výstupu tranzistoru, neboť dioda může zapnout až v případě, kdy dosáhne hodnota napětí hodnoty U . V případě zapínání tranzistoru naopak dojde k překmitu proudu. To je způsobeno stále tekoucím proudem diodou, který neměl dostatečný čas na zaniknutí. V důsledku toho může tranzistor zapnout až po zániku proudu procházejícím nulovou diodou, u které se projeví její doba zotavení (t_{rr}). Ta je způsobena dodatečným setrváním většinových nosičů v PN přechodu, které způsobí tečení proudu dočasně opačným směrem (záporná hodnota proudu). Z prvního Kirchhoffova zákona pro uzel poté vyplývá, že na tranzistoru tak vznikne proudová špička, která odpovídá zotavovacímu ději probíhajícímu na diodě. Oba jevy jsou nebezpečné, protože mohou způsobit proudový, popřípadě i napěťový průraz součástky, která tak bude nenávratně zničena. Navíc při přechodu proudů mezi větvemi obvodu (jejich komutací) dochází ke vzniku značných výkonových ztrát. Ty mohou poškodit čip součástky jejím přehřátím. Tyto jevy lze omezit již při návrhu měniče správným dimenzováním jeho součástky [2].



Obr. 1.5: Průběh spínání bipolárního tranzistoru s indukčností zátěží: vlevo zobrazeno schéma zapojení, vpravo graf spínání [2]

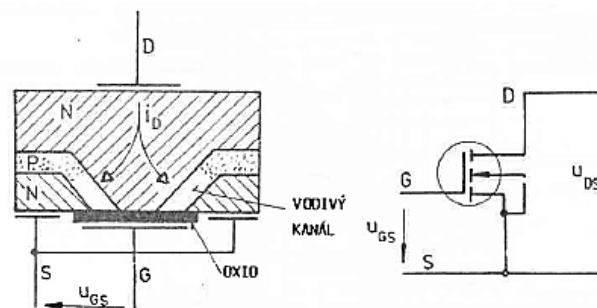
Hodnota proudu I_C se pro dnes vyráběné bipolární tranzistory pohybuje v maximálním rozsahu okolo několika stovek A (do přibližně 400 A). Proud I_B se pak typicky pohybuje v rozsahu desítek až stovek mA. Typické hodnoty h_{21E} byly zmíněny již výše. Dynamické parametry, doba zapnutí t_{ON} a vypnutí t_{OFF} , se v současnosti u výkonových tranzistorů pohybují řádově ve stovkách až tisících ns. Hodnoty napěťové zatížitelnosti (přípustného napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE}) je potřeba brát při návrhu v úvahu. Její maximum dosahuje řádově až hodnot okolo 2 kV. Je třeba zohlednit maximální napětí na řídicí elektrodě U_{BE} , která dosahuje jen několika desítek V (např. 20 V) a maximální závěrné napětí U_{CB} , které dosahuje podobně vysokých hodnot jako napětí U_{CE} [2] [3].

1.2 Unipolární tranzistory

Unipolární tranzistory jsou charakteristické tím, že oproti bipolárním tranzistorům zde hlavní proud prochází jen polovodičem typu P nebo polovodičem typu N. Další podstatnou vlastností je fakt, že řízení velikosti hlavního proudu probíhá pouze díky intenzitě elektrického pole přivedeného na řídicí elektrodu (řízení pouze velikostí napětí). Proto jsou tyto tranzistory také označovány jako tranzistory FET (field effect transistors) [2].

Prakticky jsou realizovatelné dvě základní možnosti konstrukce tohoto typu tranzistorů a to jsou tranzistory s přechodným hradlem (JFET) a tranzistory s hradlem izolovaným, tzv. IGFET tranzistory. Nejčastěji jsou jimi tranzistory typu MOSFET. Pro zjednodušení je zde popsán pouze princip a vlastnosti MOSFET tranzistorů s vodivostí typu N, neboť ty jsou v současné výkonové elektronice nejčastěji používané [2].

1.2.1 Konstrukce a základní princip MOSFET tranzistorů

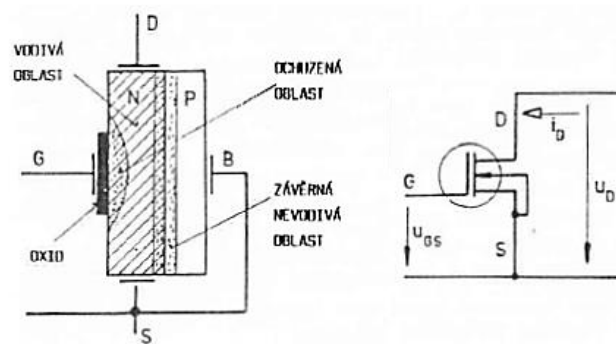


Obr. 1.6: Struktura a schématická značka MOSFET tranzistoru s obohacovací strukturou [2]

Základní strukturu MOSFET tranzistoru s obohacovacím typem struktury a jeho schématickou značkou lze spatřit na Obr. 1.6. Řídicí elektroda (G) je odizolována od zbytku struktury. Typ izolační vrstvy pak dává název celé skupině IGFET tranzistorů. Zde je izolační vrstvou oxid kovu (MOS - metal oxid semiconductor), přičemž nejčastěji jím je oxid křemičitý – SiO_2 . Vstupní odpor tranzistoru díky němu činí až $10^{15} \Omega$. Tranzistorem tedy nemůže v případě nulového napětí přiloženém na řídicí elektrodě (G) protékat proud. Vzniká zde totiž podobný problém jako s NPN tranzistorem a to sice, že je jeden PN přechod polarizován v propustném směru a ten druhý závěrně. Pro průchod proudu je potřebné zvýšení potenciálu (elektrického napětí) na elektrodě G. Při přiloženém kladném napětí dojde k odpuzení volných děr od řídicí izolované elektrody a dojde k vytvoření

elektronových (N) vodivých kanálů mezi elektrodou drain (D) a source (S). Jimi může poté procházet proud. Z uvedených vlastností vyplývá, že se MOSFET tranzistor chová jako napěťově závislý odpor [2].

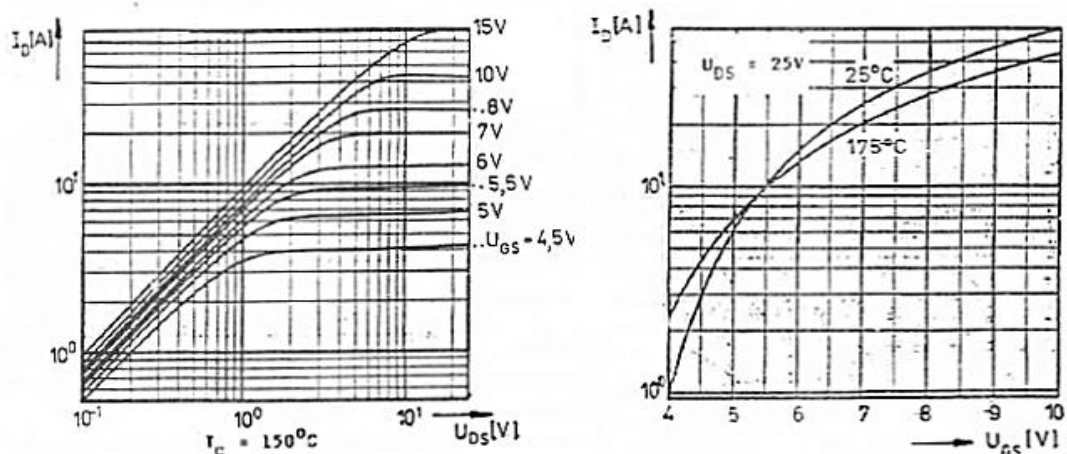
Ochuzovací typ struktury MOSFET tranzistoru je uveden na Obr. 1.7. Struktura má opačný charakter oproti struktuře obohacovací. To znamená, že pokud není na řídicí elektrodě přivedeno napětí u_{GS} , teče tranzistorem maximální možný proud. V případě zvyšování u_{GS} od nuly, dochází k závěrnému polarizování přechodu a zvětšování nevodivé (ochuzovací) oblasti. Pokud dosáhne napětí určité hodnoty, dojde k uzavření kanálu, propustné napětí na MOSFET tranzistoru (u_{DS}) se prudce zvýší a dojde k jeho vypnutí. Tato struktura je ve výkonových obvodech používána méně často než struktura obohacovací [2].



Obr. 1.7: Struktura a schématická značka MOSFET tranzistoru s ochuzovací strukturou [2]

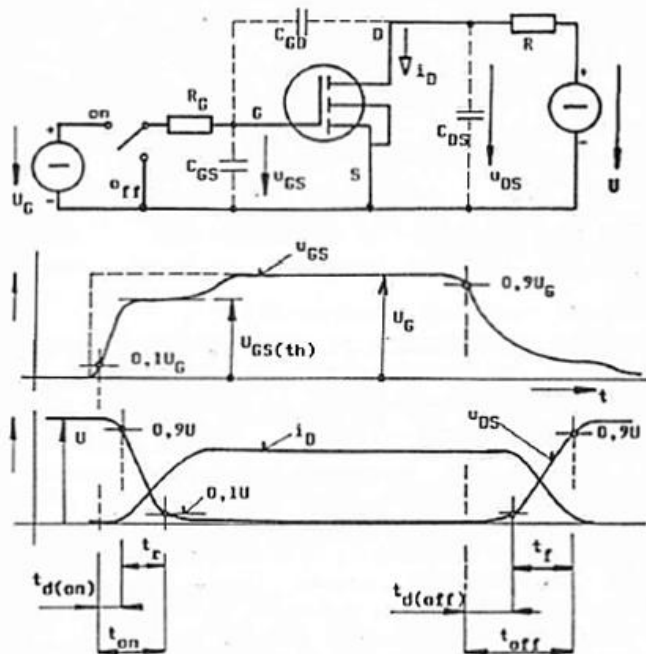
1.2.2 Vlastnosti

Statickými parametry u MOSFET tranzistoru s obohacovací strukturou jsou v podstatě jen jeho výstupní a převodní charakteristika, které jsou uvedeny na Obr. 1.8. Podobně jako



Obr. 1.8: Výstupní (vlevo), převodní charakteristiky (vpravo) MOSFET tranzistoru [2]

u bipolárních tranzistorů je na výstupních charakteristikách zobrazena závislost výstupního proudu (v tomto případě proudu I_D) na přiloženém napětí (U_{DS}) při konstantním napětí na řídicí elektrodě (U_{GS}). Převodní charakteristika zobrazuje vliv teploty na velikost proudu I_D řízeného napětím U_{GS} při konstantním napětí U_{DS} [2].



Obr. 1.9 Průběh spínání MOSFET tranzistorů: schéma zapojení (nahore), průběh napětí na řídicí elektrodě (uprostřed), průběh silového napětí a proudu (dole) [2]

Na Obr. 1.9 je uveden obvod a charakteristiky pro popis dynamických parametrů tranzistoru. Na daném obrázku je i zobrazena definice zapínací a vypínací doby t_{ON} a t_{OFF} (stejná jako u bipolárních tranzistorů). V obvodu jsou uvedeny součástky C_{GS} , C_{DS} a C_{GD} . Ty zobrazují vliv parazitních kapacit, vzniklých díky obecné struktuře IGFET tranzistorů. Při zapnutí tranzistoru se nejdříve nabije vstupní kapacita a je dosaženo tzv. prahového (přídržného) napětí $U_{GS(th)}$. Teprve poté se tranzistor začíná otevírat. Problémem při volení zdroje U_G je fakt, že musí být dimenzován na maximální hodnotu proudu, který prochází v důsledku nabíjení vstupního kondenzátoru. Jeho velikost je určena velikostí napětí U_{GS} a odporu R_G . V případě indukční zátěže vychází proudové a napěťové poměry podobně jako u bipolárních tranzistorů [2].

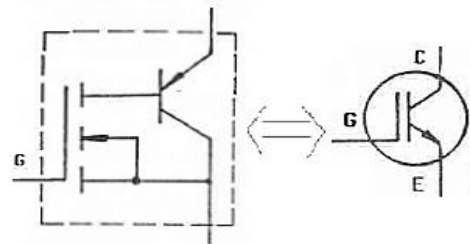
Hodnota proudu I_D se v současnosti pohybuje typicky v rozsahu stovek A. Maximální hodnoty se pohybují okolo 600 A. Maximální přiložené napětí na elektrodách D a S se pohybuje v řádu dosahujících téměř 2 kV podobně jako u bipolárních tranzistorů. Dovolená

hodnota řídicího napětí U_{GS} na MOSFET tranzistoru se pohybuje v řádu jednotek až pár desítek V (v propustném i závěrném směru). Dynamické parametry t_{ON} a t_{OFF} u výkonových MOSFET tranzistorů se pohybují v řádech desítek ns [3].

1.3 IGBT tranzistory

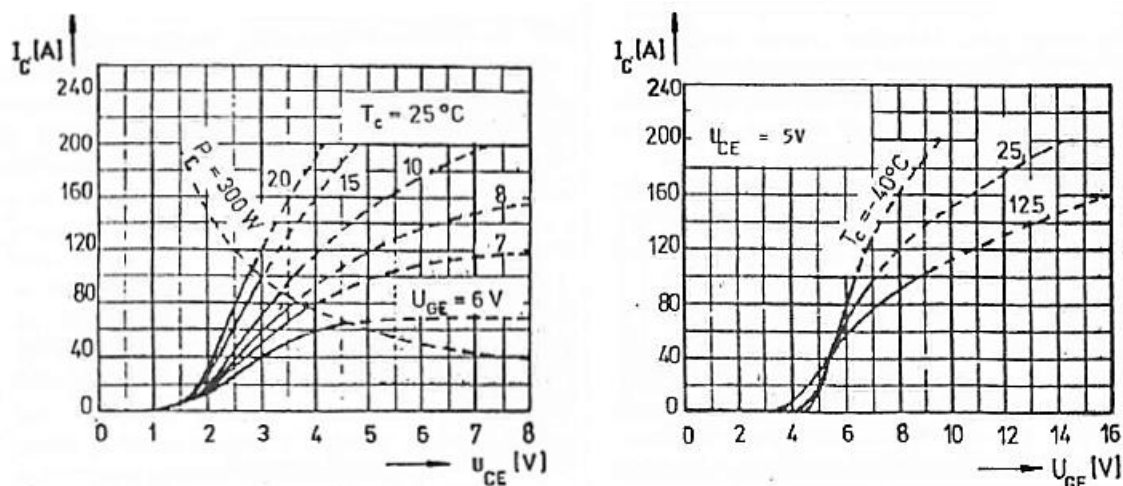
IGBT tranzistory (z anglického insulated gate bipolar transistors) jsou tranzistory, které mají v samotné struktuře integrovanou kombinaci bipolárních a unipolárních tranzistorů. Dříve tak kombinovaly vlastnosti napěťové a proudové zatížitelnosti srovnatelné s bipolárními tranzistory a zároveň říditelnost unipolárních. V současnosti ale již MOSFET tranzistory svými možnostmi překonaly bipolární tranzistory. Díky tomuto technologickému pokroku lze s IGBT tranzistory dosáhnout až několikanásobně větší napěťové a proudové zatížitelnosti než v případě předchozích tranzistorů [2] [3].

Na Obr. 1.10 je uvedeno náhradní schéma struktury IGBT tranzistoru spolu s jeho schématickým označením. Ze schématu je patrné, že proudové a napěťové parametry zajišťuje část struktury spadající pod bipolární tranzistor. Řídicí vlastnosti jsou zajištěny částí struktury tvořící MOSFET tranzistor [2].



Obr. 1.10: Struktura (vlevo) a schématická značka IGBT tranzistoru (vpravo) [2]

Statické charakteristiky (výstupní a převodovou) jsou zobrazeny na Obr. 1.11. Maximální hodnoty spojitého proudu procházejícího IGBT tranzistorem se uvádí až v řádech kA. Řídicí napětí je hodnotami podobné MOSFET tranzistorům (maximálně několik desítek V v propustném i závěrném směrem). Maximální napětí mezi elektrodami C a E se v dnešní době pohybuje řádově v kV (některé přesahují i hodnotu 5 kV). Z převodové charakteristiky lze odvodit větší vliv teploty na vlastnosti IGBT tranzistoru (zobrazení závislosti ve více charakteristikách) [2] [3].



Obr. 1.11: Výstupní (vlevo) a převodní charakteristiky (vpravo) IGBT tranzistoru [2]

Dynamické parametry a charakteristiky jsou z důvodu vysokých parazitních kapacit tvarově téměř stejné s MOSFET tranzistory (na analýzu lze uplatnit i stejný obvod). Doby t_{ON} a t_{OFF} jsou ale minimálně o řád vyšší, a to mimo jiné z důvodu spínání násobně větších proudů. Běžně se tyto doby pohybují podobně jako u bipolárních tranzistorů v řádech stovek až několika tisíců ns [3].

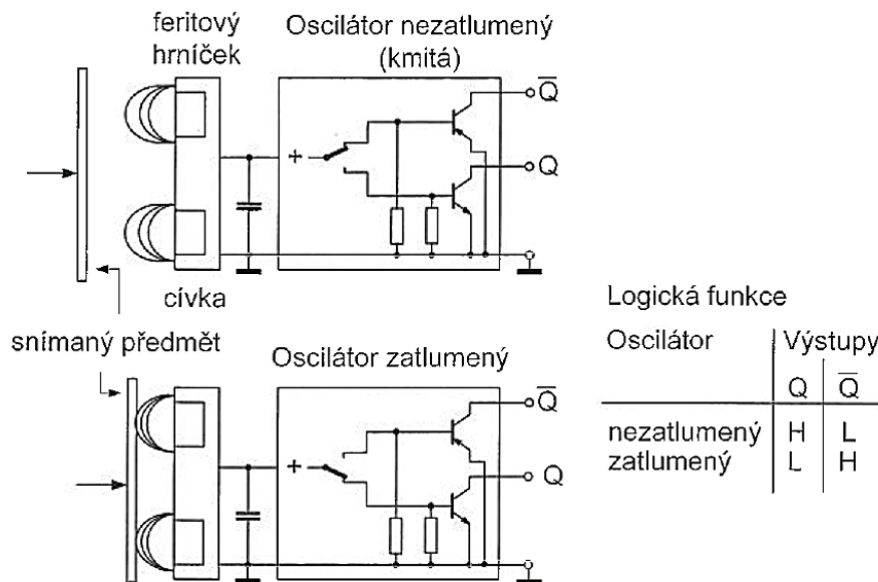
2 Volba snímače (senzoru) pro měření polohy levitovaného objektu

Měření polohy musí být pro navrhovaný měnič a snímání bezkontaktní. K měření musí být také zvolen takový snímač nebo senzor, který nebude během snímání ovlivněn elektromagnetickým střídavým polem generovaným levitační cívkou. Dále by měl tento snímač mít dobré dynamické vlastnosti. Proto je zde uvedeno několik nejpoužívanějších a principiálně odlišných snímačů polohy, z nichž jeden byl vybrán pro finální konstrukci měniče.

2.1 Indukční senzory

Indukční senzory existují v několika různých verzích provedení. Jejich princip je založen na Faradayově zákoně pro indukované napětí. Hlavní prvek snímače je cívka navinutá na jádru poloviny feritového hrníčku a napájena vysokofrekvenčním střídavým proudem z oscilátoru. Cívka tak vytvoří magnetické pole vystupující z otevřené strany hrníčku (aktivní plocha senzoru, viz Obr. 2.1). Pokud se v blízkosti aktivní plochy vyskytne předmět z elektricky vodivého materiálu, dojde k deformaci magnetického pole měřící

cívky. K tomu dojde vlivem magnetického pole, které se vytvoří v daném materiálu vlivem vzniku vířivých proudů ve snímaném materiálu. Deformace pole v konečném důsledku způsobí změnu elektrické impedance cívky. Změna je poté vyhodnocena RLC oscilátorem, který se detekcí materiálu zatluší [4].

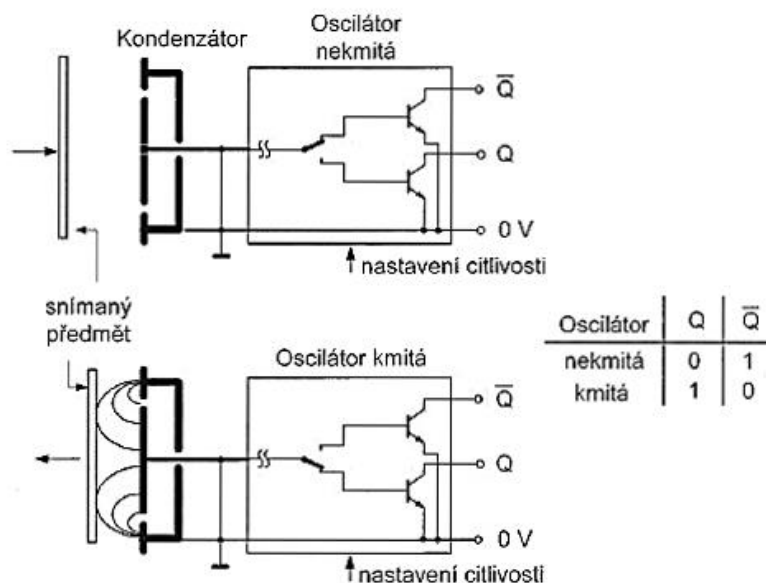


Obr. 2.1: Princip indukčního senzoru polohy [4]

Indukční senzory mají z dynamického hlediska dobré vlastnosti (spínací frekvence až několik kHz). Jsou robustní a vysoce spolehlivé ve většině prostředí se spínací vzdáleností do 8 mm. V případě analogových senzorů lze získat unifikovaný analogový výstup (napětový 0-10 V, proudový 4-20 mA). Dané senzory nemají tak dobré dynamické vlastnosti, neboť maximální spínací frekvence je 190 Hz [4].

Vzhledem k povaze měřeného objektu (levitační cívka napájena vysokofrekvenčním zdrojem) nelze použít obyčejný indukční senzor ke snímání polohy. Snadno by mohlo dojít buď ke zkreslení měření vlivem magnetického pole vytvořeného levitační cívkou, nebo ovlivnění samotného vyhodnocování oscilátoru. Za úvahu by tak stálo použít indukční snímače v provedení odolném proti magnetickému poli. Ty mají dobré dynamické vlastnosti (spínací frekvence 1 – 2,5 kHz) [4].

2.2 Kapacitní senzory



Obr. 2.2: Princip kapacitního senzoru polohy [4]

Kapacitní senzory přiblížení, které lze v průmyslových aplikacích použít, fungují na podobném principu jako senzory indukční. Na Obr. 2.2 je kotoučová elektroda, která je umístěna uvnitř válcového pouzdra (aktivní prvek). Obě elektrody vytváří kondenzátor se základní (referenční) kapacitou. Tu lze zjistit pomocí základního vztahu pro její výpočet, viz rovnice (2.1). ϵ_0 je permitivita vakua (vzduchu, hodnota $8,854 \times 10^{-12}$ F·m⁻¹) a ϵ_r je relativní permitivita prostředí. S_d je plocha desek kondenzátoru a d jejich vzdálenost.

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S_d}{d} \quad (2.1)$$

Při přiblížení snímaného objektu k aktivní ploše senzoru dojde ke změně kapacity vlivem změny vzdálenosti desek kondenzátoru v případě kovového (elektricky vodivého) materiálu. V případě nevodivých materiálů dojde ke změně relativní permitivity prostředí. Změnu kapacity, která se pohybuje v řádu pF vyhodnotí dvoustupňový RC oscilátor. Ten může být snadno ovlivnitelný elektromagnetickým polem levitační cívky podobně jako v předchozím případě a to díky indukovanému rušivému napětí do jeho vysokoimpedančního vstupu [4].

Jak již bylo popsáno, snímaný materiál nemusí být nutně kovový pro jeho detekování, což je oproti indukčním snímačům velká výhoda. Snímací vzdálenosti kapacitních senzorů

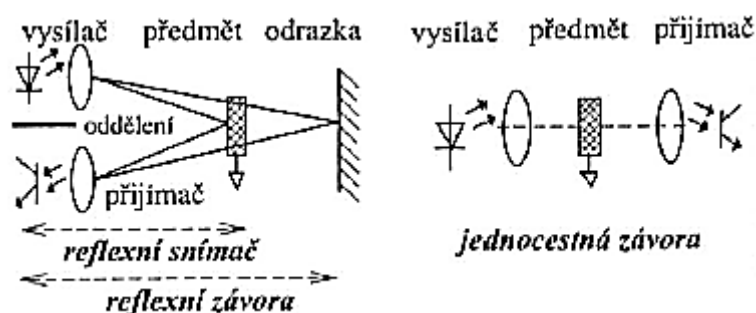
mohou dosahovat v některých případech 10 až 11 mm (právě při snímání kovů). Oproti jiným druhům senzorů mají ale velký teplotní drift, který se udává až $\pm 20\%$ ze jmenovité spínací vzdálenosti. Jakékoliv další vlastnosti prostředí (vlhkost a znečištění) mají také velký vliv, neboť díky nim dojde ke změně permitivity aktivní snímací plochy, která bude chybně vyhodnocena [4].

Z výše uvedených vlastností (hlavně teplotního driftu) plyne, že kapacitní senzory nejsou ke snímání kovových objektů tak často používány jako snímače induktivní. Díky uvedeným vlastnostem je navíc jejich spínací frekvence (dynamika) podstatně nižší než v případě indukčních senzorů (několik desítek Hz, ne více než 100) [4].

2.3 Optické snímače polohy

Stejně jako v předchozích případech, existuje několik různých principů, kterými optické snímače zjišťují polohu snímaného objektu. Ty se dají dělit do dvou základních skupin, a to snímačů pro spojitě a nespojitě měření polohy [4].

Spojitě měření polohy v případě optických snímačů je nejčastěji realizováno absolutními a inkrementálními snímači. Ty jsou často používané pro snímání úhlu natočení rotoru v asynchronním motoru. Pro aplikaci snímání magnetické levitace je jejich volba spíše nevhodná, a proto zde nejsou dále popisovány [4].



Obr. 2.3: Optické reflexní (vlevo) a průchozí (vpravo) snímače polohy [5]

Nespojitě měření polohy lze pro optické snímače dělit do tří skupin. Těmi jsou jako první snímače průchozí, viz jednocestná závara na Obr. 2.3. Ta vyhodnocuje pouze přítomnost objektu mezi vysílačem a přijímačem. Objekt způsobí přerušování toku světelného paprsku a snímač zareaguje detekcí nulového napětí ($\log. 0$) [4] [5].

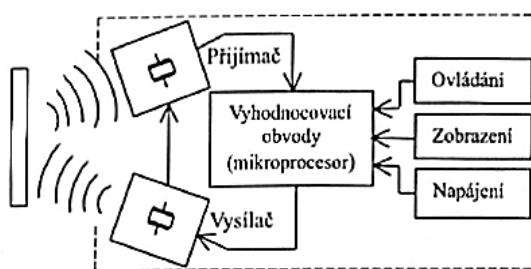
Dalšími skupinou jsou snímače reflexní, které vyhodnocují odraz od objektu se spínací vzdáleností do 50 cm (Obr. 2.3 vlevo). Ty mají tzv. slepou zónu, která obvykle činí několik centimetrů. V této zóně nedokáže snímač detekovat snímaný předmět, neboť k návratu odraženého signálu dojde příliš rychle na jeho správné přečtení. Také by pro jejich správnou funkci měl mít snímaný objekt dobrou reflexivitu světla. Pokud ji postrádá, může na něj být připevněn kus materiálu, který ji má (např. bílý papír). Reflexní snímače pak vyhodnotí detekci objektu log. 1 s určitou velikostí napětí. Ta je závislá na vzdálenosti objektu [4] [5].

Posledními typy snímačů jsou snímače s reflexivní odrazkou (reflexní závora na Obr. 2.3). Ty mají dosah až 10 m a detekují objekt log. 0 podobně jako snímače průchozího typu [4] [5].

Všechny uvedené typy snímačů mají dobré dynamické vlastnosti (vyhodnocení polohy objektu řádově až ve stovkách Hz). Princip snímání je navíc téměř nezávislý na teplotě a prostředí, jako tomu bylo v předchozích případech. To znamená, že při samotném snímání nevzniká žádný negativní vliv teploty a elektromagnetického pole. Vliv elektromagnetického pole by mohl být znatelný v případě vyhodnocovacích obvodů. Ale na rozdíl od předchozích snímačů, lze v případě optických umístit snímač v dostatečné vzdálenosti od měřené polohy levitační cívky (řádově i desítky cm daleko) a výrazně tím tento vliv omezit. U reflexních snímačů je i jistá vzdálenost od levitační cívky vyžadována pro jejich správnou funkci kvůli slepé zóně [4] [5].

2.4 Ultrazvukové senzory polohy

Uvedené senzory pracují na principu měření doby, za kterou generovaný ultrazvukový pulz urazí dráhu ke snímanému tělesu a zpět (viz Obr. 2.4). Po vyslání impulzu z vysílací části senzoru a jeho přijmutí další částí, se musí vyhodnotit, zda je přijímaný signál možným odrazem vyslaného signálu. Pokud ano, je z rychlosti zvuku v daném prostředí a délky



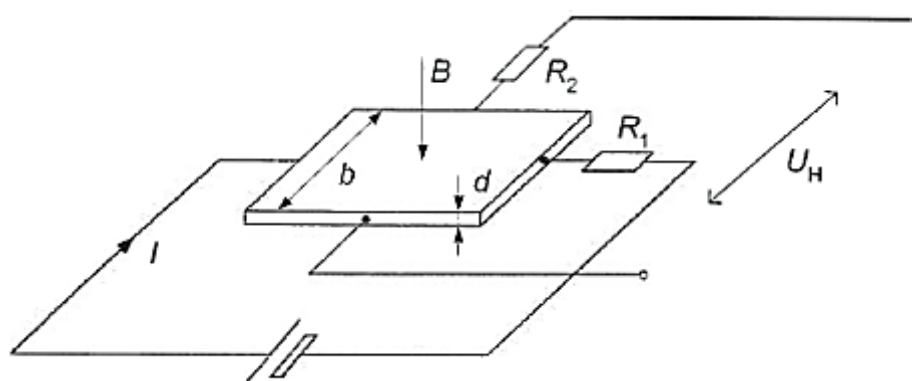
Obr. 2.4: Ultrazvukový senzor polohy [5]

odezvy určena vzdálenost snímaného předmětu. Z principu tedy má na tento senzor velký vliv druh prostředí, kterým se ultrazvuk šíří (např. vzduch nebo voda) a jeho vlastnosti (teplota a vlhkost vzduchu). To je velká nevýhoda senzoru, neboť i při relativně malé změně prostředí dojde k ovlivnění měření. Posledním vlivem na senzor mají také povrchové vlastnosti snímaného tělesa. Tzn., jak kvalitně a jak velká část zvuku se od něj odrazí zpět [5].

Mimo nevýhody závislosti na prostředí mají senzory horší dynamické vlastnosti. Při rychlosti zvuku přibližně 343 m/s (prostředí suchého vzduchu o 20 °C) a započítání doby vyhodnocování měření bude doba odezvy snímání na kmity objektu rovna několika desítek ms. Snímač navíc nemůže pracovat na vzdálenosti menší než 10 cm, a to kvůli podobné slepé zóně, kterou mají optické reflexní snímače [5].

Ultrazvukové senzory jsou principiálně vhodné pro měření elektromagnetického pole. Vzdálenost senzorů od měřeného objektu je navíc kvůli slepé zóně dostatečná pro omezení až eliminaci vlivu elektromagnetického pole na vyhodnocovací obvody snímače.

2.5 Hallova sonda



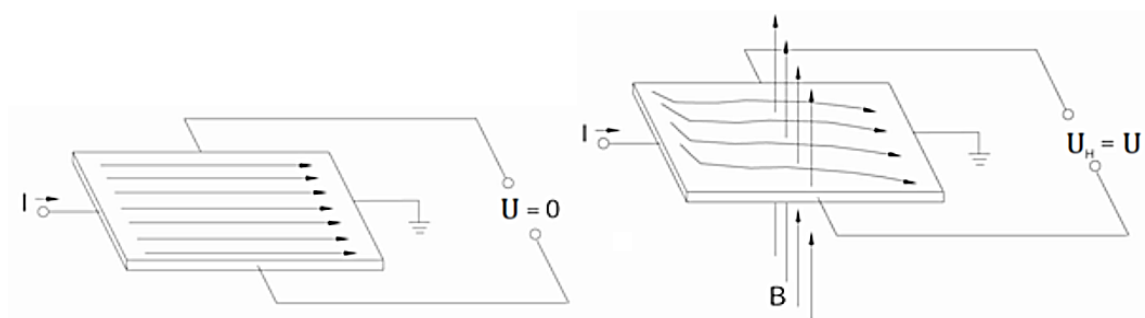
Obr. 2.5: Hallova sonda [4]

Hallova sonda (viz Obr. 2.5) funguje na principu Hallova jevu. Ten nastává na malé desce polovodiče za přítomnosti elektrického a magnetického pole. Elektrické pole procházející polovodičovou deskou je získáno pomocí elektrického zdroje napětí připojeného přes elektrický odpor R_1 . Odpor R_2 za normálních okolností nemá žádný potenciál. Ale v případě výskytu magnetického pole, které je kolmé na destičku v naznačeném směru na Obr. 2.5, na něm dojde ke vzniku napětí. To je způsobeno hromaděním záporného a kladného náboje na opačných stranách, které nastává kvůli

zakřivení protékajícího proudu vlivem působení magnetického pole (viz Obr. 2.6). Vzniklé Hallovo napětí (U_H) lze pak určit pomocí vztahu (2.2) [4].

$$U_H = \frac{1}{n \cdot e} \cdot \frac{B \cdot I}{d_h} \quad (2.2)$$

B je magnetická indukce působícího pole, d_h je tloušťka polovodičové desky a I proud jí protékající. Veličina n označuje koncentraci elektronů a e je náboj elektronu ($-1,602 \times 10^{-19}$ C) [4].



Obr. 2.6: Hallův efekt [6]

Snímání polohy Hallovou sondou při proměnné intenzitě magnetického pole (způsobeno změnou polohy cívky) není spolehlivé a přesné. V úvahu by pro lepší funkci sondy připadal zdroj statického magnetického pole (např. permanentní magnet) přilepeného ke snímanému objektu (vršku konstrukce) proti této sondě. Ta samotná má jinak výborné dynamické vlastnosti (spínací frekvence v řádu desítek kHz). Navíc je odolnější proti negativnímu působení prostředí více než většina použitých snímačů (s výjimkou optických).

2.6 Výběr snímače pro snímání polohy levitační cívky

Z uvedených snímačů polohy byl pro snímání polohy levitační cívky vybrán optický reflexní snímač. Ten sice nemá nejlepší dynamické vlastnosti, jako je tomu v případě indukčních, ale při dostatečném umístění od levitační cívky je velmi odolný proti elektromagnetickému poli. To u něj neovlivňuje jeho měření, jako je tomu v případě indukčních. V případě indukčních senzorů toho lze dosáhnout také, ale jen se speciálním typem senzoru odolnému proti magnetickému poli. Ten lze uvažovat jako alternativu pro snímání polohy cívky. Řádově je ale dražší než reflexní snímač.

Ultrazvukové senzory nebyly použity, protože mají větší závislost na okolním prostředí (zejména na teplotě vzduchu). Mají i horší dynamiku než optické snímače. Navíc by také vyžadovaly náročnější konstrukci magnetické levitace (větší slepá zóna).

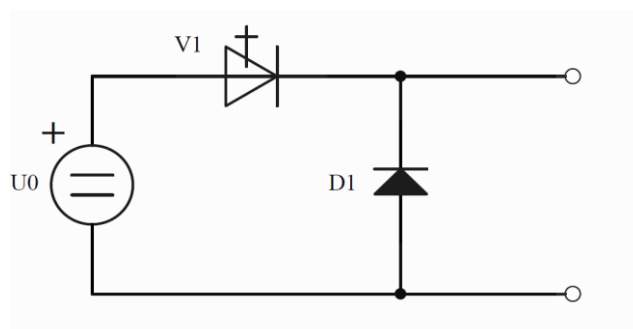
Hallova sonda má nevýhodu dodatečné montáže permanentního magnetu na levitační cívku, čímž by došlo ke zvětšení vzduchové mezery. Její větší velikost by vyústila v potřebu většího proudu a z toho plynoucího robustnějšího měniče. Reflexní snímač na rozdíl od ní vyžaduje pouze připevnění dobrého reflexivního materiálu (bílého papíru) na levitační cívku.

Kapacitní senzory nebyly použity pro měření polohy levitační cívky z důvodu jejich značných nevýhod. Jednou z nich je možné ovlivnění snímání polohy vlivem pole levitační cívky. Další je velká závislost měření na okolním prostředí, zejména pak na teplotě a znečištění. Navíc kapacitní senzory dosahují menší dynamiky než je tomu v případě optických senzorů, zejména reflexivního.

Ostatní typy nespojitých optických snímačů nebyly zvoleny poté kvůli tomu, že detekují snímáný objekt log. 0. Reflexní optický snímač, který byl zvolen, detekuje objekt log. 1 o určité hodnotě napětí. Ta odpovídá vzdálenosti daného objektu od snímače, a proto byl nakonec tento snímač zvolen pro snímání polohy levitační cívky.

3 Návrh pulzního měniče

3.1 Navrhovaný měnič a volba výkonového polovodičového prvku



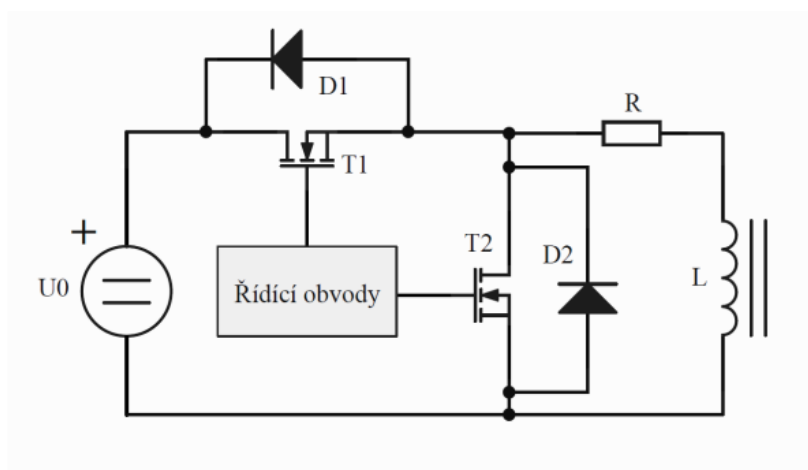
Obr. 3.1: Obecné schéma snižovacího pulzního měniče (vytvořeno v Altium Designeru)

Zvolený pulzní měnič pro napájení magnetické levitaci je snižovací pulzní měnič napětí. Jeho obecné schéma je zobrazeno na Obr. 3.1 s obecně značenou výkonovou spínací

součástí V_1 . Spínání tranzistoru měniče je nejčastěji řízeno pomocí šířkové pulzní modulační (PWM – Pulse Width Modulation).

Ze zmíněných a popsaných typů tranzistorů v kapitole 1 byl vybrán MOSFET (konkrétně N-FET) tranzistor. Oproti bipolárnímu tranzistoru má dvě přednostní vlastnosti. První jsou lepší dynamické parametry (deseti až stonásobně menší doby spínání). Druhou vlastností je možnost řízení jen pomocí elektrického pole. To je v porovnání se řízením bipolárního tranzistoru téměř bezztrátové. Oproti IGBT tranzistoru byl vybrán MOSFET tranzistor také z důvodu lepších dynamických parametrů (doby spínání IGBT jsou srovnatelné s bipolárními tranzistory). Navíc jsou IGBT tranzistory násobně dražší než tranzistory unipolární.

3.2 Parametry navrhovaného měniče



Obr. 3.2: Zjednodušené schéma navrhovaného měniče
(vytvořeno v Altium Designeru)

Zjednodušené schéma konkrétně navrhovaného pulzního měniče je uvedeno na Obr. 3.2. Toto schéma je rozdílné oproti Obr. 3.1 v tom, že na pozici tranzistoru T_2 a diody D_2 bývá obvykle jen samotná dioda, označovaná jako dioda nulová (v angličtině označována jako „Free-wheeling diode“). Schéma navrhovaného měniče bylo upraveno, aby byl omezen ztrátový výkon, který je při průtoku elektrického proudu na diodě větší než na MOSFET tranzistoru. Z toho důvodu bude tranzistor T_2 řízen v komplementární funkci spolu s tranzistorem T_1 , jehož řízení určuje velikost výstupního napětí. Diody D_1 a D_2 jsou neodlučitelnou součástí MOSFET tranzistorů, jelikož jsou většinou vyráběny přímo na jeho polovodičové struktuře.

Parametry, požadované po navrhovaném měniči k řízení magnetické levitace, lze vyčíst z Tab. 3-1. Hodnota maximálního požadovaného proudu zátěží (levitační cívkou) vychází z poslední hodnoty tabulky v Příloha A (detaily výpočtů hodnot jsou uvedeny v elektronické příloze). Zde byly podle výpočtu proudu z bakalářské práce ([7]) určeny hodnoty proudu pro levitační cívku v rozsahu $\delta = 1-5$ mm. Vychází také z předpokladu, že cívka bude nově vytvořena namotáním 350 závitů. Celková hmotnost cívky je poté odhadována na 1,3 kg. Hodnota v Tab. 3-1 bere navíc v úvahu horní hranici 10% přesnosti výpočtů. Podle předchozí práce bude ale reálná hodnota pravděpodobněji na dolní hranici přesnosti výpočtu (tzn., vypočtený proud byl o 10 % vyšší než výsledně změřená hodnota, viz [7]). Z toho tedy plyne větší rezerva při dimenzování měniče. Indukčnost levitační cívky L je proměnná s δ . V tabulce je udána její nejmenší předpokládaná hodnota (při největším δ , viz Příloha A).

Tab. 3-1: Parametry navrhovaného měniče

Parametry	Hodnoty parametrů
Napájecí napětí měniče – U_0	12 V
Maximální požadovaný proud zátěží - I_d	5 A
Parametry zátěže – odpor R ; indukčnost L	1 Ω ; 12,86 mH při $\delta = 5$ mm
Spínací frekvence tranzistorů - f_{sw}	10 kHz
Teplota okolí - T_a	40 °C
Řídící napětí MOSFET tranzistoru - U_{GS}	6 V

3.3 Dimenzování součástek

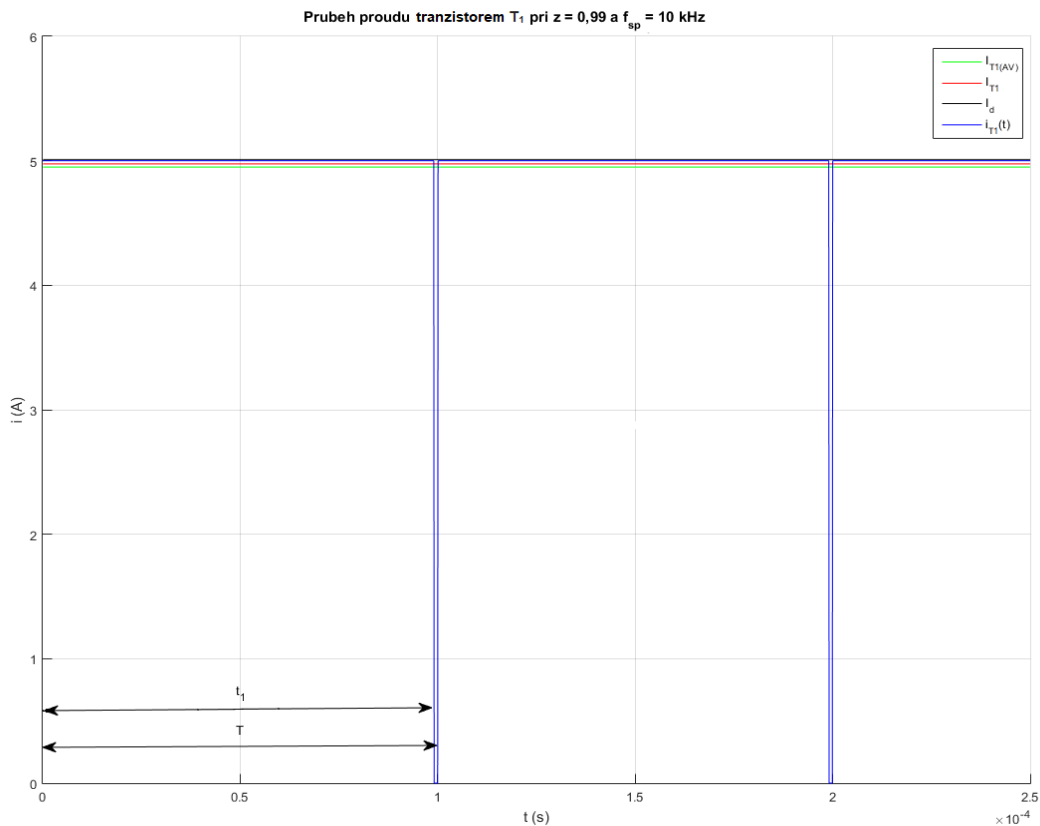
3.3.1 Proudové dimenzování součástek

Proudové dimenzování by se vždy mělo provádět pro krajní provozní stavy s ohledem na přetížení a mezní parametry měniče. Pro zapojení snižovacího pulzního měniče to bude takový průběh proudu, kdy tranzistorem T_1 protéká po téměř celou periodu maximální požadovaný proud (tzn. poměrné sepnutí - $z = 0,99$). Zbytek průběhu bude mít nulovou hodnotu proudu. Podobný případ může nastat, když bude protékat proud téměř celou dobu tranzistorem T_2 (tzn. $z = 0,01$), popřípadě jeho diodou [8].

Z praktického hlediska nemůže výše uvedený případ nastat. V případě sepnutého tranzistoru T_1 se bude cívka L nabíjet na požadovaný proud I_d . V případě vypnutého tranzistoru T_1 se bude cívka vybíjet přes parazitní odpor R a sepnutý transistor T_2 nebo diodu D_2 . Dané poměrné sepnutí ($z = 0,99$) ale může být nastaveno pro regulaci měniče při startu aplikace, kdy vznikne maximální požadavek po vzrůstu proudu.

- **Výpočet střední a efektivní hodnoty proudů pro jednotlivé součástky**

- *Tranzistor T_1 ($z = 0,99$):*



Obr. 3.3: Počítaný průběh proudu tranzistorem T_1 (vytvoreno v programu MATLAB)

Střední a efektivní hodnotu proudu lze pro oba případy vypočítat podle rovnic (3.1) a (3.2). Vypočítaný proud je zobrazen na Obr. 3.3 a Obr. 3.4. Jak bylo výše zmíněno, pro zjednodušený výpočet se počítá s obvodem měniče pouze s odporovou zátěží [8].

$$I_{T1(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_d(t) dt \quad (3.1)$$

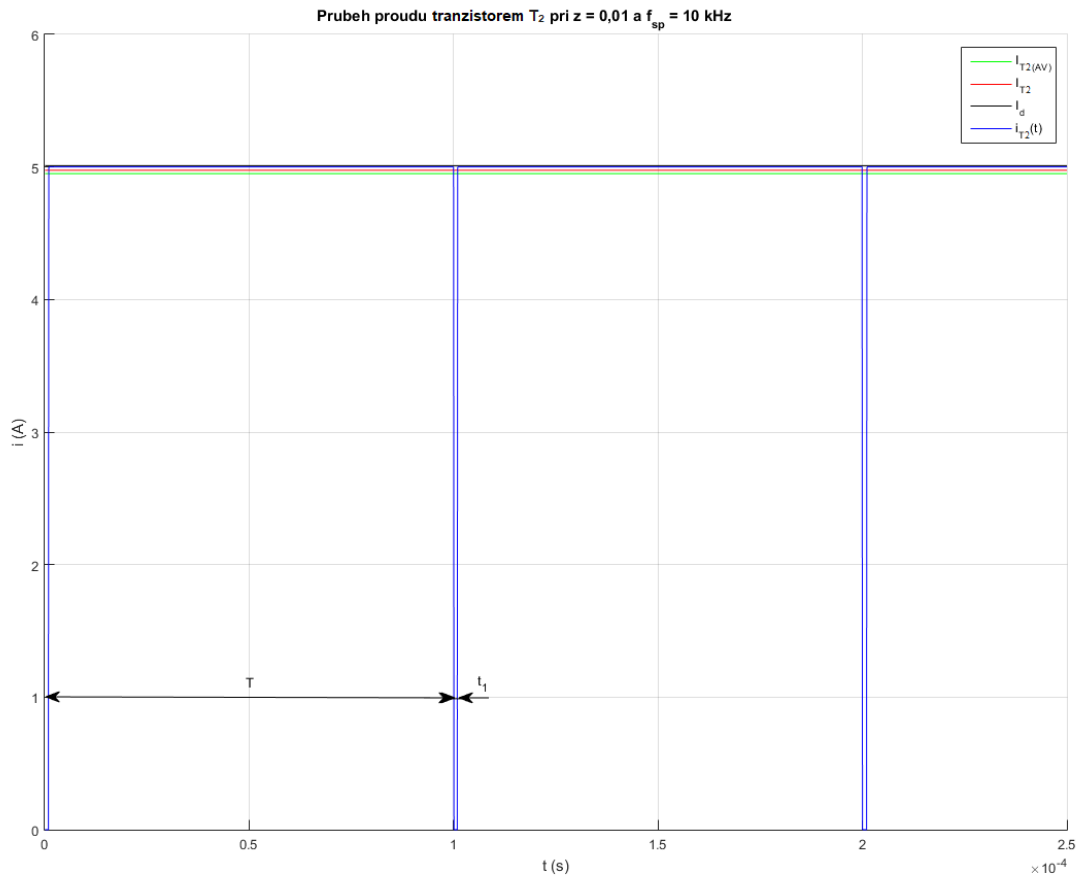
$$I_{T1(AV)} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{z \cdot T} I_d dt + \int_{z \cdot T}^T 0 dt \right) = \frac{1}{T} [I_d \cdot (z \cdot T - z \cdot 0) + 0]$$

$$I_{T1(AV)} = I_d \cdot z = 5 \cdot 0,99 = 4,95 A$$

$$I_{T1} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_d(t)^2 dt} \quad (3.2)$$

$$I_{T1} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{z \cdot T} I_d^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_d^2 \cdot z \cdot T} = \sqrt{I_d^2 \cdot z} = \sqrt{25 \cdot 0,99} = 4,975 A$$

- Tranzistor T_2 ($z = 0,01$):



Obr. 3.4: Počítaný průběh proudu tranzistorem T_2 (vytvoreno v programu MATLAB)

$$I_{T2(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_d(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{z \cdot T} 0 dt + \int_{z \cdot T}^T i_d dt \right) \quad (3.3)$$

$$I_{T2(AV)} = \frac{1}{T} [I_d \cdot (T - z \cdot T) + 0] = I_d \cdot (1 - z) = 5 \cdot (1 - 0,01) = 4,95 A$$

$$I_{T2} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_d(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{z \cdot T}^T I_d^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_d^2 \cdot (1 - z) \cdot T} \quad (3.4)$$

$$I_{T2} = \sqrt{I_d^2 \cdot (1 - z)} = \sqrt{25 \cdot (1 - 0,01)} = 4,975 A$$

3.3.2 Napěťové dimenzování součástek

Návrh napěťového dimenzování se odvíjí od maximálního pracovního napětí v blokujícím směru (U_{DWM}), které se může objevit na součástce. V případě pulzního měniče

bude toto napětí rovné napětí zdroje, tzn. $U_{DWM} = U_0 = 12 \text{ V}$. V závěrném směru je bezpečnost zajištěna pomocí diody zabudované na struktuře tranzistoru [8].

Pro případné přepět'ové špičky a kolísání napětí je ale potřebné zvolit blokovací napětí na součástkách dle tzv. koeficientu bezpečnosti k_U . Ten se pohybuje v rozmezí intervalu $1,5 \div 2,5$. Hodnota blokovacího napětí zvolené součástky by se měla minimálně pohybovat v rozmezí [8]:

$$U_{DRM} = U_{DWM} \cdot k_U = U_0 \cdot k_U = 12 \cdot (1,5 \div 2,5) = 18 \div 30 \text{ V} \quad (3.5)$$

3.3.3 Výběr součástek a jejich parametry

Pro vypočtené a zadané hodnoty byl na stránkách firmy Vishay Siliconix vybrán MOSFET tranzistor IRLZ24PBF. Jeho parametry byly vyčteny z katalogu součástky a jsou uvedeny níže v Tab. 3-2. Parametry diody (vytvořena na jeho struktuře) jsou uvedeny také (viz Tab. 3-3). Některé parametry, např. propustný proud I_{Dmax} a statický odpor R_{DS} , byly určeny z charakteristik uvedených v katalogu součástky s ohledem na požadavky měniče. Vždy se při odečítání hodnot počítá s nejhorsími případy pro danou součástku a podmínkami daných měničem. Například je zde uveden předpoklad, že teplota pouzdra tranzistoru (T_C) nepřesáhne $100 \text{ }^\circ\text{C}$ a teplota jeho čipu (T_j) nepřesáhne $120 \text{ }^\circ\text{C}$ (viz Tab. 3-2). Naopak pro diodu (Tab. 3-3) je nejhorsím stavem předpoklad teploty pouzdra $25 \text{ }^\circ\text{C}$ (viz [9]).

Tab. 3-2: Katalogové údaje MOSFET tranzistoru IRLZ24PBF [9]

Název a značení parametru	Hodnota parametru	Podmínky
Maximální propustný proud tranzistoru - I_{Dmax}	12 A	$T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C}$, $U_{GS} = 5 \text{ V}$
Průrazné blokovací napětí - U_{DSmax}	60 V	$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
Maximální napětí na řídicí elektrodě - U_{GSmax}	$\pm 10 \text{ V}$	$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
Prahové (přidržené) napětí tranzistoru - $U_{GS(th)}$	1 – 2 V	$U_{DS} = U_{GS}$, $I_D = 250 \text{ } \mu\text{A}$
Rozsah provozní teploty čipu součástky - T_j	$-55^\circ\text{C} - 175 \text{ }^\circ\text{C}$	-

Maximální dovolený ztrátový výkon součástky - P_D	60 W	$T_C = 25\text{ °C}$
Linear Derating Factor	0,4 W/°C	-
Statický odpor mezi elektrodou D a S - R_{DS}	165 mΩ	$T_j = 120\text{ °C}$, $I_D = 17\text{ A}$, $U_{GS} = 5\text{ V}$
Tepelný odpor cesty polovodičový čip → pouzdro součástky - R_{thJC}	2,5 °C/W	-
Tepelný odpor cesty pouzdro součástky → chladič - R_{thCR}	0,5 °C/W	-
Tepelný odpor cesty chladič → vzduch - R_{thJA}	62 °C/W	-
Doba nárůstu proudu - t_{ri}	110 ns	$U_0 = 30\text{ V}$, $I_D = 17\text{ A}$, $U_{GS} = 5\text{ V}$, $R_G = 9\text{ Ω}$
Doba poklesu proudu - t_{fi}	41 ns	$U_0 = 30\text{ V}$, $I_D = 17\text{ A}$, $U_{GS} = 5\text{ V}$, $R_G = 9\text{ Ω}$

Tab. 3-3: Katalogové údaje nulové diody tranzistoru IRLZ24PBF [9]

Název a značení parametru	Hodnota parametru	Podmínky
Maximální propustný proud diody - I_{Smax}	17 A	$T_C = 25\text{ °C}$
Prahové napětí - U_{SD}	0,8 V	$I_{SD} = 5\text{ A}$, $T_j = 25\text{ °C}$, $U_{GS} = 0\text{ V}$
Statický odpor diody - R_S	160 mΩ	$I_{SD} = 5\text{ A}$, $U_{SD} = 0,8\text{ V}$, $T_j = 25\text{ °C}$
Zotavovací čas diody - t_{rr}	110 – 260 ns	$T_j = 25\text{ °C}$, $I_F = 17\text{ A}$, $dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$
Zotavovací náboj diody - Q_{rr}	0,49 – 1,5 μC	$T_j = 25\text{ °C}$, $I_F = 17\text{ A}$, $dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$

Zvolený tranzistor je proudově i napěťově předimenzován oproti hodnotám určeným rovnicemi (3.1), (3.2) a (3.3). Oproti hodnotě proudové zatížitelnosti je dimenzování tranzistoru více než dvojnásobně větší (12 A oproti přibližně 5 A). Oproti hodnotě U_{DRM} má tranzistor dvojnásobně větší hodnotu průrazného blokovacího napětí (60 V oproti 30 V).

Součástka byla zvolena z důvodu nejen značného zabezpečení funkčnosti měniče, ale i obtížnosti nalezení parametrů pro simulaci náhradního tepelného schéma. Ty nejsou pro MOSFET tranzistory často uváděny. Původně byl jako výkonová součástka zvolen

MOSFET tranzistor IRFB4212PbF. Ten ale nebyl dostupný (ukončena výroba). Daný tranzistor má (jako jediný z mnoha) zadané simulační parametry. Tranzistor IRLZ24PBF tyto parametry nemá sice také udány, ale má s tranzistorem IRFB4212PbF společné většinu ostatních (stejný typ pouzdra od stejného výrobce, rozměry a tepelné odpory). Má také podobnou charakteristiku tranzientní tepelné impedance (Transient Thermal Impedance). Z ní lze sice požadované parametry určit pro simulaci náhradního tepelného obvodu tranzistoru IRLZ24PBF, ale daný postup je poměrně komplikovaný. Právě kvůli tomu bylo rozhodnuto simulační parametry převzít z tranzistoru IRFB4212PbF pro tranzistor IRLZ24PBF. Takovou aproximaci lze díky jejich podobnosti provést a zachovat tak dostatečně přesné výsledky simulace oteplení součástky.

3.3.4 Dovolенý ztrátový výkon

Před výpočtem chlazení bylo nutné určit parametr dovoleného ztrátového výkonu (parametr P_D v Tab. 3-2). Ten udává, na jaký maximální ztrátový výkon je součástka dimenzována. Výkon je udán pro teplotu pouzdra 25 °C, ale může být zjištěn i pro jiné teploty prostřednictvím parametru "Linear Derating Factor" (viz Tab. 3-2). Tento parametr udává pokles P_D při každém zvýšení teploty pouzdra o jeden stupeň Celsia. Pro návrh chladiče byl určen P_D pro teplotu pouzdra 100 °C. V případě, že bude vypočtená teplota pouzdra po návrhu chladiče výrazně větší, bude muset být tato hodnota znovu vypočtena spolu s dalšími parametry uvedenými v Tab. 3-2 a Tab. 3-3.

$$P_{D100} = P_D - ((T_{C100} - T_{C25}) \cdot \text{Linear Derating Factor}) \quad (3.6)$$

$$P_{D100} = 60 - ((100 - 25) \cdot 0,4) = 30 \text{ W}$$

Teoreticky je tedy daným výpočtem určen dovolený ztrátový výkon pro $T_C = 100$ °C. Prakticky by ale měl být ztrátový výkon menší. Pouzdro a součástka by měly sice být dostatečně výkonově dimenzovány na 30 W, ale mohlo by při této hodnotě docházet ke zkracování životnosti součástky jako celku. Proto, jako dovolený ztrátový výkon při 100 °C, byla určena hodnota 25 W. Součástka tak nebude přetěžována a navíc lze případně tento výkon i mírně překročit, pokud to bude nutné pro návrh měniče.

4 Výpočtový návrh chlazení

Návrh chlazení bude počítán pro dva předpokládané stavy měniče. Prvním stavem bude komplementární funkce tranzistorů T_1 a T_2 . Tranzistor T_1 zajistí propojení zátěže s napájením a dodání silového proudu. Tranzistor T_2 bude zajišťovat bezpečné uzavření silového proudu v případě, kdy není tranzistor T_1 sepnut. Tento stav je označen jako běžný provozní chod měniče.

Druhým analyzovaným stavem bude chod měniče bez využití spínání tranzistoru T_2 . Bezpečné uzavření silového proudu tak zajistí dioda D_2 , která je integrována na stejném polovodičovém substrátu jako MOSFET tranzistor. Daný případ může nastat například při nesprávné funkci budících obvodů.

4.1 Výpočet ztrátového výkonu

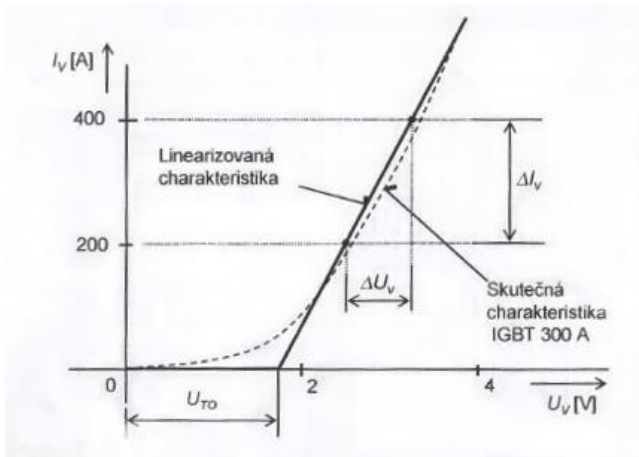
Při návrhu měniče je nutné určit ztrátový výkon spínacích součástek. Ten vzniká průchodem proudu propustného, závěrného, blokovacího i hradlového a výkonovým spínáním součástky. Jednotlivé ztráty se tak kvůli nim dělí na:

- Ztráty propustným proudem
- Ztráty závěrným proudem
- Ztráty blokovacím proudem
- Ztráty řídicím (hradlovým) proudem
- Ztráty spínací [8]

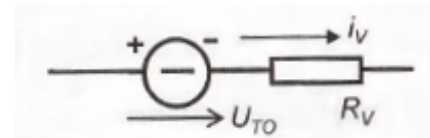
Při návrhu měničů se obvykle zanedbávají ztráty blokovací, ztráty způsobené tokem závěrného proudu a ztráty řídicím proudem (činí pouze několik procent z celkového ztrátového výkonu). Propustné ztráty se počítají vždy. Ztráty spínací se počítají ve vysokofrekvenčních obvodech, čímž je i navrhovaný měnič (frekvence spínání 10 kHz) [8].

4.1.1 Běžný provozní chod měniče

- Výpočet střední hodnoty ztrátového výkonu na jednom MOSFET tranzistoru vlivem propustného proudu



Obr. 4.1 : Linearizace propustné charakteristiky IGBT tranzistoru [8]



Obr. 4.2 : Náhradní schéma linearizované charakteristiky [8]

Ztráty propustným proudem vychází obecně z propustných charakteristik součástek. Obvykle se daná charakteristika linearizuje pomocí dvou přímek (viz Obr. 4.1). První přímka bere v úvahu úbytek napětí na součástce a druhá charakterizuje diferenciální odpor součástky pro daný pracovní bod. Díky tomu lze součástku popsat náhradním schématem se zdrojem napětí U_{TO} a odporem R_V , respektující dynamický odpor (viz Obr. 4.2) Náhradní schéma tak popisuje např. diodu nebo IGBT tranzistor. Ztráty, které na nich vzniknou vlivem protečení obecného průběhu proudu i_v v propustném směru, se dají poté určit z rovnice (4.1) a matematicky upravit na tvar (4.2) [8].

$$P_{fw(AV)} = U_{TO} \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_v dt + R_V \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i_v^2 dt \quad (4.1)$$

$$P_{fw(AV)} = U_{TO} I_{V(AV)} + R_V I_V^2 \quad (4.2)$$

V případě použitého MOSFET tranzistoru jsou tyto ztráty dány pouze jeho statickým odporem (R_{DS} v tabulce 3-2) a jsou určeny rovnicí (4.3). Je tomu tak proto, že úbytek napětí na MOSFET tranzistoru nevzniká (jako např. u diody) [8].

$$P_{fw(AV)T} = R_{DS} \cdot I_T^2 = 165 \times 10^{-3} \cdot 4,975^2 = 4,084 \text{ W} \quad (4.3)$$

- **Výpočet spínacích ztrát na jednom MOSFET tranzistoru**

Pro výpočet spínacích ztrát MOSFET tranzistoru bylo použito dvoubodové náhrady výpočtu ztrátové energie a výkonu. Při zapnutí tranzistoru se na ztrátové energii podílí zotavovací čas proudu (t_{ri} – viz Tab. 3-2) a doba poklesu napětí při komutaci (t_{fu}). Při vypínání se na ní podílí doba komutačního přepětí (t_{ru}) a doba poklesu proudu při komutaci (t_{fi} – Tab. 3-2) [10].

Hodnoty časů pro jednotlivá napětí bylo nutné dopočítat. Na to byly použity následující vzorce, kde R_G je hodnota odporu na řídicí elektrodě. Hodnota byla zvolena 10Ω podle [9] a nejbližší vyšší hodnoty z řady odporů E12. Prahové napětí ($U_{GS(th)}$, Threshold Voltage) je minimální hodnota napětí potřebná pro prvotní vytvoření vodivé cesty mezi elektrodou D a S tranzistoru (viz Tab. 3-2). Kapacity C_{GD1} a C_{GD2} akceptují rozsah Millerovy kapacity mezi elektrodami G a D. Byly určeny z katalogu součástky ([9]), konkrétně zobrazení závislosti kapacit C_{rss} a C_{oss} na napětí U_{DS} (postup popsán v [10]). Pro C_{GD1} byla určena hodnota 75 pF a pro C_{GD2} hodnota 650 pF. Rozsah hodnot t_{fu} byl určen rovnicemi (4.4) a (4.5) za předpokladu $U_{GS} = 2 \text{ V}$ (nejhorší případ). Z daných hodnot byl určen aritmetický průměr (rovnice (4.8)) pro finální hodnotu t_{fu} . Výpočet t_{ru} je podobný, viz rovnice (4.6), (4.7) a (4.9) za předpokladu $U_{GS} = 1 \text{ V}$ [10].

$$t_{fu1} = (U_0 - R_{DS} \cdot I_D) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD1}}{U_{GS} - U_{GS(th)}} \quad (4.4)$$

$$t_{fu1} = (12 - 165 \times 10^{-3} \cdot 5) \cdot 10 \cdot \frac{75 \times 10^{-12}}{6 - 2} = 2,1 \text{ ns}$$

$$t_{fu2} = (U_0 - R_{DS} \cdot I_D) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD2}}{U_{GS} - U_{GS(th)}} \quad (4.5)$$

$$t_{fu2} = (12 - 165 \times 10^{-3} \cdot 5) \cdot 10 \cdot \frac{650 \times 10^{-12}}{6 - 2} = 18,16 \text{ ns}$$

$$t_{ru1} = (U_0 - R_{DS} \cdot I_D) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD1}}{U_{GS(th)}} \quad (4.6)$$

$$t_{ru1} = (12 - 165 \times 10^{-3} \cdot 5) \cdot 10 \cdot \frac{75 \times 10^{-12}}{1} = 8,38 \text{ ns}$$

$$t_{ru2} = (U_0 - R_{DS} \cdot I_D) \cdot R_G \cdot \frac{C_{GD2}}{U_{GS(th)}} \quad (4.7)$$

$$t_{ru2} = (12 - 165 \times 10^{-3} \cdot 5) \cdot 10 \cdot \frac{650 \times 10^{-12}}{1} = 72,64 \text{ ns}$$

$$t_{fu} = \frac{t_{fu1} + t_{fu2}}{2} = \frac{(2,1 + 18,16) \times 10^{-9}}{2} = 10,13 \text{ ns} \quad (4.8)$$

$$t_{ru} = \frac{t_{ru1} + t_{ru2}}{2} = \frac{(8,38 + 72,64) \times 10^{-9}}{2} = 40,51 \text{ ns} \quad (4.9)$$

Dále musela být určena vyzářená ztrátová energie při zapínání a vypínání MOSFET tranzistoru. Jednotlivé energie byly určeny integrálními rovnicemi (4.10) a (4.11).

$$E_{onT} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = U_0 \cdot I_D \cdot \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} \quad (4.10)$$

$$E_{onT} = 12 \cdot 5 \cdot \frac{(110 + 10,13) \times 10^{-9}}{2} = 3,604 \times 10^{-6} \text{ J}$$

$$E_{offT} = \int_0^{t_{ru}+t_{fi}} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = U_0 \cdot I_D \cdot \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \quad (4.11)$$

$$E_{offT} = 12 \cdot 5 \cdot \frac{(40,51 + 40) \times 10^{-9}}{2} = 2,445 \times 10^{-6} \text{ J}$$

Zotavovací proud zabudované nulové diody nemá žádný vliv na tranzistor T_1 , neboť není používána pro aktivní vedení proudu. Její vliv při zapínání dolního tranzistoru T_2 byl zanedbán, neboť při správně zvoleném řízení bude dioda vést proud velmi krátce (např. desítky ns). Její vliv na celkové ztráty tak bude značně omezen (Tab. 3-3, hodnota t_{rr}) [10].

Spínací ztráty MOSFET tranzistoru byly určeny rovnicí (4.12) [10].

$$P_{swT} = (E_{onT} + E_{offT}) \cdot f_{sw} = (3,604 + 2,445) \times 10^{-6} \cdot 10000 = 0,061 \text{ W} \quad (4.12)$$

- **Celková střední hodnota ztrátového výkonu tranzistoru**

Celková hodnota středního ztrátového výkonu MOSFET tranzistoru je dána součtem ztrát propustných a spínacích (podobně tomu je i v případě diody) [8].

$$P_{tot(AV)T} = P_{fwT} + P_{swT} = 4,084 + 0,061 = 4,145 \text{ W} \quad (4.13)$$

4.1.2 Provozní chod měniče bez využití spínání tranzistoru T_2

- **Výpočet střední hodnoty ztrátového výkonu nulové diody vlivem propustného proudu**

Při uvedeném výpočtu ztrát se počítá pouze s vedením diody D_2 . Ztráty pro tranzistor T_1 pak zůstanou stejné jako v předchozím případě.

Při výpočtu tepelných ztrát na diodě byla využito rovnice (4.2) a tabulky 3-3 [8].

$$P_{fw(AV)D} = U_{SD} \cdot I_{T2(AV)} + R_S \cdot I_{T2}^2 \quad (4.14)$$

$$P_{fw(AV)D} = 0,8 \cdot 4,95 + 160 \times 10^{-3} \cdot 4,975^2 = 7,92 \text{ W}$$

- **Výpočet spínacích ztrát diody**

Ztrátová spínací energie samotné diody je určena pomocí zotavovacího náboje Q_{rr} a hodnoty závěrného napětí (U_{RR}) během jejího zotavování. V nejhorším případě se počítá s hodnotou závěrného napětí rovnému tomu napájecímu (U_0) [10].

$$E_{onD} = \int_0^{tri+tfu} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{RR} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_0 \quad (4.15)$$

$$E_{onD} = 0,25 \cdot 1,5 \times 10^{-6} \cdot 12 = 4,5 \times 10^{-6} \text{ J}$$

Spínací ztráty na nulové diodě pak činí [10]:

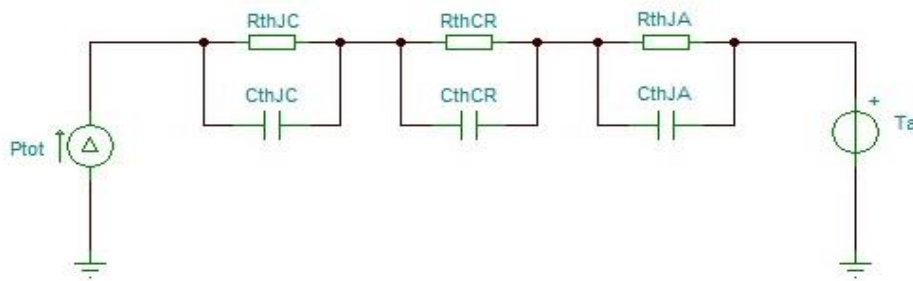
$$P_{swD} = E_{onD} \cdot f_{sw} = 4,5 \times 10^{-6} \cdot 10000 = 0,045 \text{ W} \quad (4.16)$$

- **Celková střední hodnota ztrátového výkonu diody**

$$P_{\text{tot(AV)D}} = P_{\text{fwdD}} + P_{\text{swD}} = 7,92 + 0,045 = 7,965 \text{ W} \quad (4.17)$$

Při vedení diody tranzistoru T_2 součástka nebude ohrožena z hlediska maximálního ztrátového výkonu. Rezerva je zde dostatečná oproti hodnotě zvolené v kapitole 3.3.4. Ohrožení by při dané hodnotě mohlo nastat pouze v případě výrazně vyšší hodnoty teploty pouzdra, než je $100 \text{ }^\circ\text{C}$ (např. $150 \text{ }^\circ\text{C}$). To samé platí i pro běžný provozní stav obou tranzistorů.

4.2 Výpočet chlazení, návrh chladicího média a kontrola teploty čipu



Obr. 4.3: Náhradní tepelné schéma MOSFET tranzistoru IRLZ24PBF

Náhradní tepelné schéma zjednodušeně popisuje cestu tepelného ztrátového výkonu z polovodičového čipu do chladicího média pomocí náhradního elektrického schéma s elektrickými odpory a kapacitami. Ekvivalentem elektrického napětí je teplota, ekvivalentem elektrického proudu je tok ztrátového výkonu a pro elektrické odpory a kapacity jsou ekvivalentem tepelné odpory a kapacity. Náhradní tepelné schéma tranzistoru IRLZ24PBF (vytvořeno v programu Tina) je uvedeno na Obr. 4.3. Pro ruční výpočet středních teplot chladicího média, pouzdra a čipu součástky byly zanedbány tepelné kapacity. Jejich hodnoty jsou použity až při simulaci teploty, kdy se zkontroluje vhodnost zvoleného chladicího média v ručních výpočtech. Při simulaci může vlivem zámků skutečné teploty nad hodnotu teploty střední (způsobeno kapacitami) dojít k poškození polovodičového čipu součástky [8].

4.2.1 Běžný provozní chod měniče

Pro tranzistory T_1 a T_2 bylo optimální zvolit separátní chlazení o stejných parametrech. To bude obě součástky při běžném provozu měniče chránit stejně, ale mělo by být schopné

uchladit pouzdro tranzistoru T_2 při průchodu proudu jeho diodou. Separátní chlazení bylo zvoleno kvůli snadnějším výpočtům a snazšímu prostorovému umístění tranzistorů na DPS.

Ze vztahu (4.18) převzatého z [8] byl odvozen vztah (4.19) a určen potřebný tepelný odpor cesty chladič \rightarrow vzduch. Zde byla započítána maximální dovolená teplota čipu součástky ($T_{jmax} = 175$ °C) s ohledem na zvolenou teplotu okolí (40 °C). Za odpor samotného pouzdra bez chladiče R_{thJA} (v Tab. 3-2) byl dosazen obecně značený odpor cesty chladič \rightarrow vzduch R_{thra} . Pokud by byl odpor R_{thJA} větší než R_{thra} , znamenalo by to, že bylo potřebné zvolit vhodné chladičí médium pro tepelnou ochranu zvoleného tranzistoru.

$$T_{jmax} > R_{thJC} \cdot P_{tot(AV)T} + R_{thCR} \cdot P_{tot(AV)T} + R_{thJA} \cdot P_{tot(AV)T} + T_a \quad (4.18)$$

$$R_{thra} < \frac{T_{jmax} - (R_{thJC} \cdot P_{tot(AV)T} + R_{thCR} \cdot P_{tot(AV)T} + T_a)}{P_{tot(AV)T}} \quad (4.19)$$

$$R_{thra} < \frac{175 - (2,5 \cdot 4,145 + 0,5 \cdot 4,145 + 40)}{4,145}$$

$$R_{thra} < 29,57 \text{ °C/W}$$

Z výsledného odporu R_{thra} plyne, že musel být vybrán chladič pro tepelnou ochranu tranzistorů. Chladič by měl mít tepelný odpor menší než 29,57 °C/W. Ale vzhledem k preferenci zvolení stejného chladiče pro oba tranzistory vlastnosti chladiče určí až výpočet pro vedení diody tranzistoru T_2 .

4.2.2 Provozní chod měniče bez využití spínání tranzistoru T_2

Postup výpočtu chladiče byl stejný jako v prvním případě. Do rovnice (4.18) byl tedy rovnou dosazen ztrátový výkon $P_{tot(AV)D}$.

$$R_{thra} < \frac{175 - (2,5 \cdot 7,965 + 0,5 \cdot 7,965 + 40)}{7,965} \quad (4.20)$$

$$R_{thra} < 13,94 \text{ °C/W}$$

Z výpočtu plyne, že chladič tranzistoru T_2 (i T_1) musí mít tepelný odpor menší než 13,94 °C/W.

4.2.3 Návrh chladiče, kontrola teploty čipu součástky a zhodnocení chladiče

Jako chladič byl vybrán chladič 7020B-MTG (viz [11]). Jeho tepelný odpor je roven $8,7 \text{ }^\circ\text{C/W}$, váží $4,54 \text{ g}$ a je z eloxovaného hliníku. Jak lze z katalogu vyčíst, chladič bude spojen s deskou plošného spoje (DPS) a spoléhá tedy při chlazení součástky i na její parametry. Z toho plyne, že maximální teplota chladiče (T_r) bude omezena použitým materiálem na DPS. Nejčastěji používaným a nejvíce dostupným materiálem je běžný druh sklolaminátového epoxidu FR4. V úvaze byla brána jeho maximální konstrukční teplota. Ta je většinou udávána okolo $125 \text{ }^\circ\text{C}$. Pro trvalý chod a tepelné nepřetěžování materiálu DPS by ale teplota měla být menší a pohybovat se maximálně okolo hodnoty $100 \text{ }^\circ\text{C}$.

Tepelná kapacita chladiče (C_r) se určí z váhy chladiče a jeho měrné tepelné kapacity, viz rovnice (4.19). V případě materiálu hliníku je měrná tepelná kapacita $896 \text{ J}\cdot\text{kg}^{-1}\cdot\text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ [8].

$$C_r = c \cdot m = 896 \cdot 4,54 \times 10^{-3} = 4,07 \text{ J} \cdot \text{ }^\circ\text{C}^{-1} \quad (4.21)$$

- *Výpočet teplot jednoho tranzistoru pro provozní chod měniče*

Při výpočtu teploty na čipu součástky se postupuje od konce. Nejdříve byla dle rovnice (4.22) určena teplota chladiče (T_r). Poté se v rovnici (4.23) určila teplota pouzdra součástky (T_c). Nakonec byla zjištěna teplota čipu součástky (T_j) dle vztahu (4.24) [8].

$$T_r = R_{\text{thra}} \cdot P_{\text{tot(AV)T}} + T_a = 8,7 \cdot 4,145 + 40 = 76,06 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.22)$$

$$T_c = R_{\text{thCR}} \cdot P_{\text{tot(AV)T}} + T_r = 0,5 \cdot 4,145 + 76,06 = 78,13 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.23)$$

$$T_j = R_{\text{thJC}} \cdot P_{\text{tot(AV)T}} + T_c = 2,5 \cdot 4,145 + 78,13 = 88,49 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.24)$$

- *Výpočet teplot pro tranzistor T_2 při využití jeho diody pro vedení proudu*

$$T_r = R_{\text{thra}} \cdot P_{\text{tot(AV)D}} + T_a = 8,7 \cdot 7,965 + 40 = 109,3 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.25)$$

$$T_c = R_{\text{thCR}} \cdot P_{\text{tot(AV)D}} + T_r = 0,5 \cdot 7,965 + 76,06 = 113,28 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.26)$$

$$T_j = R_{thJC} \cdot P_{tot(AV)D} + T_c = 2,5 \cdot 7,965 + 78,13 = 133,19 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.27)$$

- **Zhodnocení vybraného chladiče 7020B-MTG**

Podle výpočtů bylo určeno, že navržený chladič byl dostatečně dimenzován pro oba provozní stavy. Při běžném provozním stavu MOSFET tranzistorů je teplota čipu o více než 85 °C nižší než teplota T_{jmax} . V případě stavu, kdy dioda tranzistoru T_2 vede silový proud, činí rozdíl přibližně 40 °C. Z důvodu vyšší teploty chladiče by ale neměl být měnič provozován v daném stavu trvale (kvůli životnosti DPS).

Určená teplota pouzdra je při vedení proudu diodou o přibližně 10 °C větší než předpokládaná hodnota pro výpočet P_D . Na první pohled bylo tak možné potvrdit stanovisko z kapitoly 3.3.4 o bezpečné rezervě mezi dovoleným ztrátovým výkonem a jeho skutečné hodnotě. Pro případný přepočtení parametrů pro Tab. 3-2 platí téměř to samé (teplotní rozdíl pouze okolo 10 °C v obou případech). Ve výpočtech konečných teplot je dostatečná rezerva v dimenzování chladiče.

4.2.4 Simulace náhradního tepelného obvodu z katalogových parametrů

Hodnoty ve sloupcích Tab. 4-1 označují pořadí parametrů simulačního tepelného obvodu tranzistoru IRFB4212PbF. Ta má stejné pouzdro, rozměry a charakteristiku tepelné impedance jako IRLZ24PBF. V katalogu byly uvedeny hodnoty tepelných odporů (R_i) a hodnoty časové tepelné konstanty (T_i). Jednotlivé kapacity (C_i) pak byly určeny ze vztahu (4.28) [8].

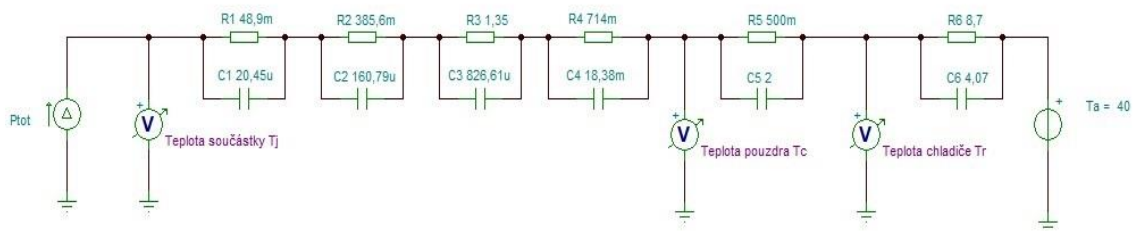
$$T_i = R_i \cdot C_i \quad (4.28)$$

Za tepelný odpor pouzdra byla dosazena hodnota R_{thCR} z Tab. 3-2 a tepelná kapacita byla určena dle vztahu (4.28) a předpokladu, že časová konstanta pouzdra je rovna 1 s ([8]). Hodnota tepelné kapacity chladiče C_r byla již určena výše a tepelný odpor chladiče R_{thra} byl odečten z katalogu součástky [11]. Jeho časová konstanta byla pak určena podle vztahu (4.28).

Tab. 4-1: Převzaté simulační parametry tranzistoru IRFB4212Pb a chladiče 7020B-MTG

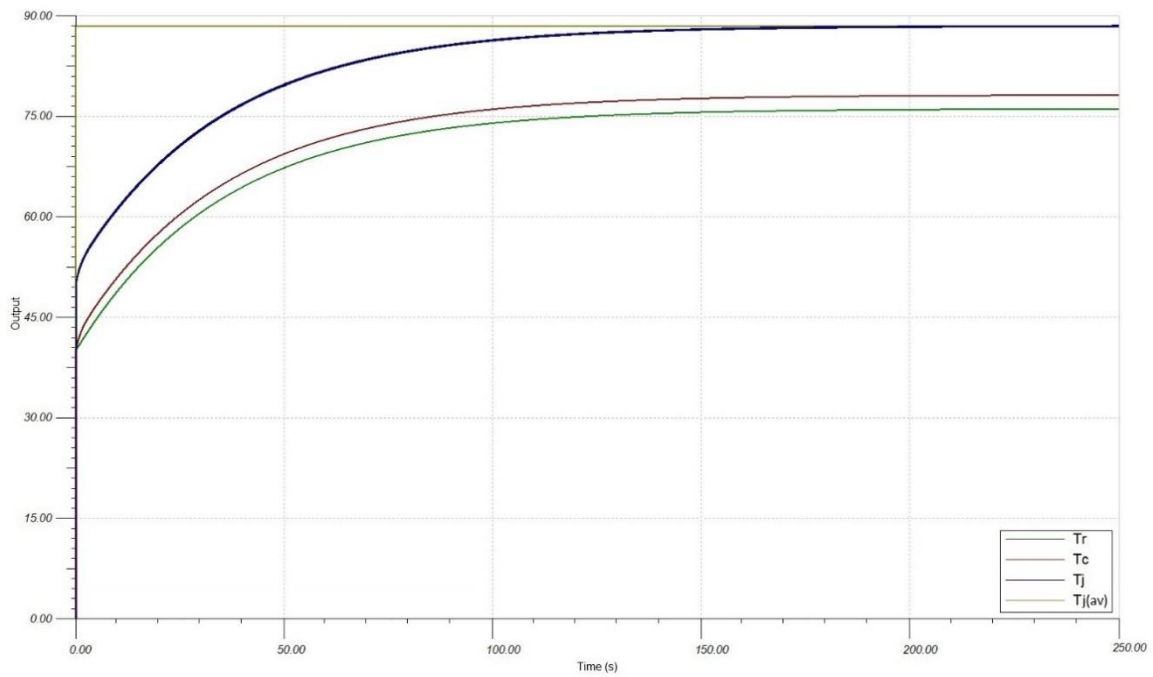
Tranzistor	1	2	3	4	Pouzdro	Chladič
R_i [°C/W]	$48,9 \times 10^{-3}$	$385,6 \times 10^{-3}$	1,3513	714×10^{-3}	0,5	8,7
C_i [J/°C]	$20,45 \times 10^{-6}$	$160,79 \times 10^{-6}$	$826,61 \times 10^{-6}$	$18,38 \times 10^{-3}$	2	4,07
T_i [s]	1×10^{-6}	62×10^{-6}	$1,117 \times 10^{-3}$	$13,13 \times 10^{-3}$	1	35,409

Simulační schéma (provedené v programu Tina) je uvedeno na Obr. 4.4. Doba simulace byla zvolena 250 s, kvůli dostatečnému ustálení teploty. Doba přechodového tepelného děje je určena hlavně časovou konstantou chladiče, která je mnohonásobně vyšší než ostatní. Doba 250 s tak odpovídá přibližně sedminásobku její hodnoty. To je dostatečná doba pro ustálení přechodového děje.

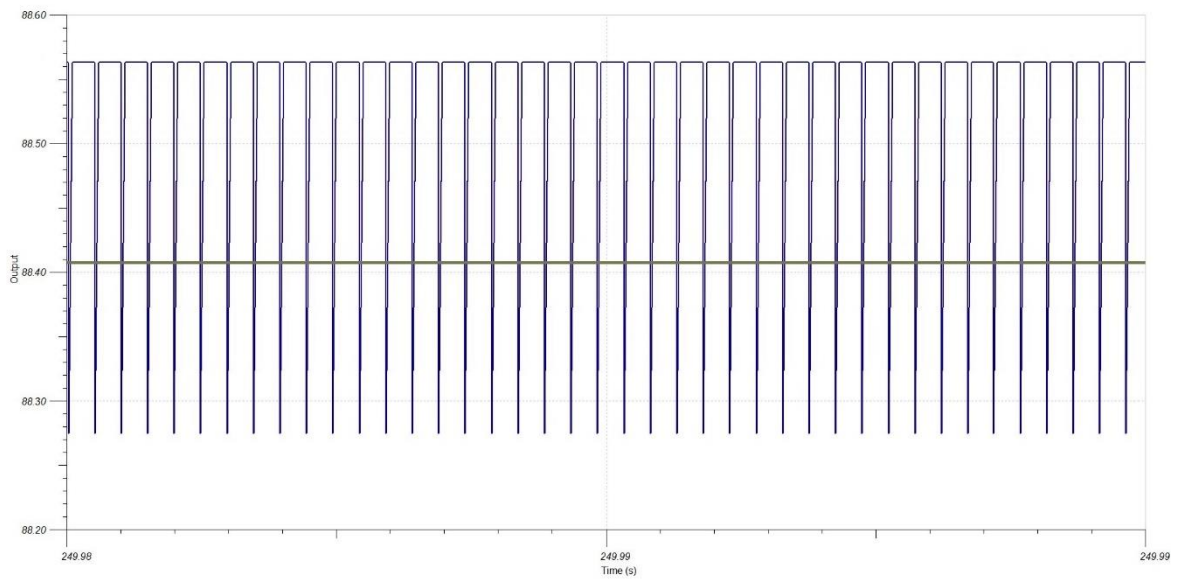


Obr. 4.4: Náhradní tepelné simulační schéma tranzistoru IRLZ24PBF a chladiče 7020B-MTG

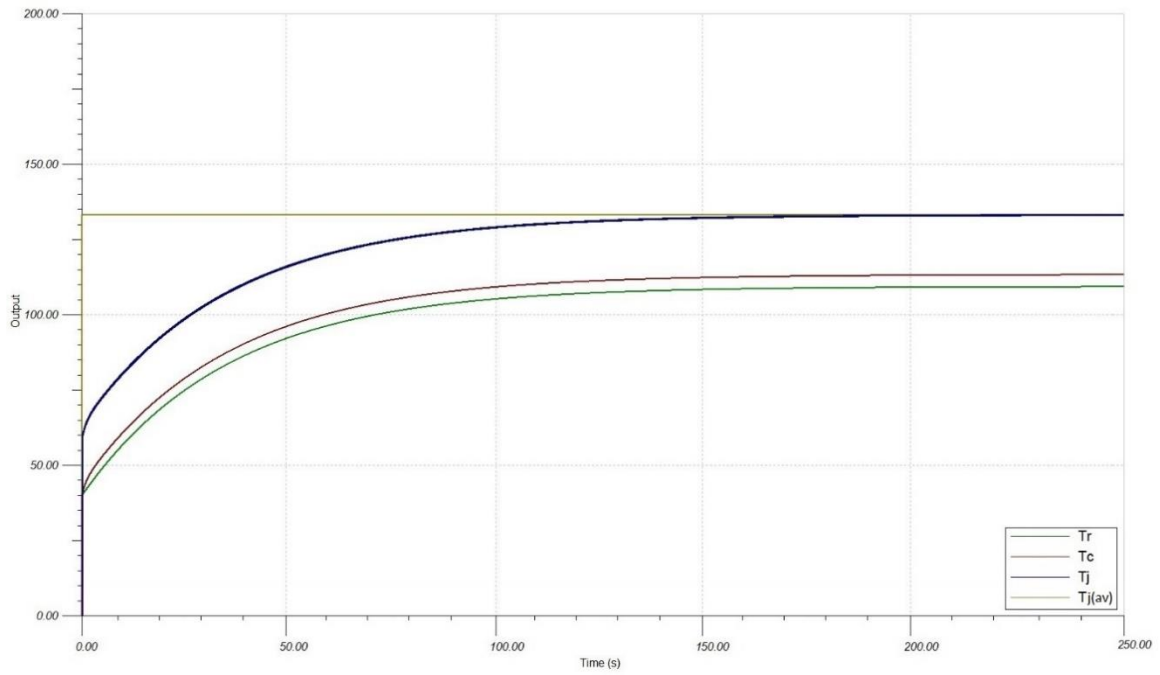
Výsledné průběhy teploty ze simulace programu Tina jsou zobrazeny na Obr. 4.5 - Obr. 4.8. Detaily průběhu teploty na čipu součástky jsou na Obr. 4.6 a Obr. 4.8. Jak lze zhodnotit, rozkmit simulované teploty kolem střední hodnoty je malý (okolo 0,1 °C v obou simulovaných případech).



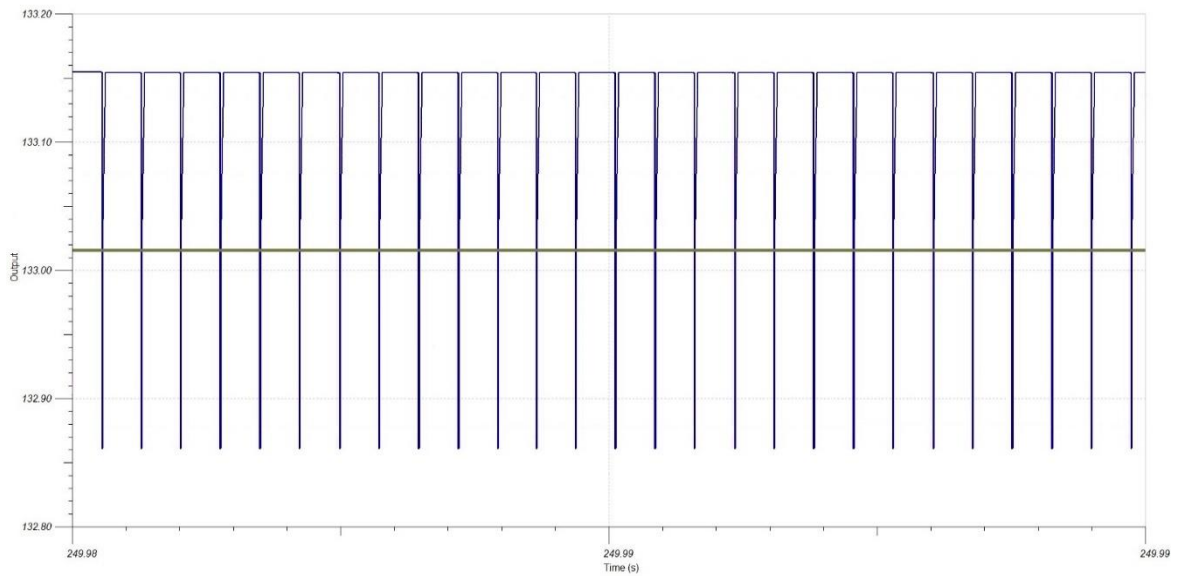
Obr. 4.5: Výsledky simulace průběhu teplot na tranzistorech při běžném chodu měniče



Obr. 4.6: Detail průběhu teploty na čipu součástky tranzistoru při běžném chodu měniče



Obr. 4.7: Výsledky simulace průběhu teplot na tranzistoru T_2 při vedení proudu diodou



Obr. 4.8: Detail průběhu teploty na čipu součástky tranzistoru T_2 při vedení proudu diodou

Z průběhů na Obr. 4.5 a Obr. 4.7 byly vyčteny teploty jednotlivých komponent. Ty jsou v tabulce 4-2 porovnány s teplotami získanými prostřednictvím ručních výpočtů.

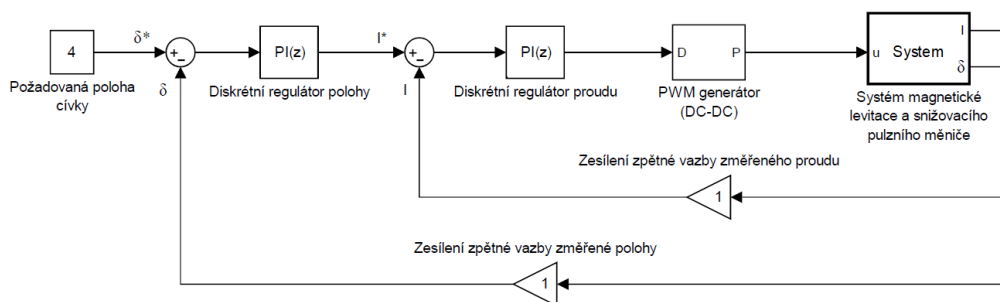
Tab. 4-2: Porovnání výpočtů a simulace jednotlivých teplot komponent

Druh chodu	Analyzovaná teplota	Výpočet teplot [°C]	Simulace teplot [°C]
Provozní chod měniče - teploty tranzistoru T_1 a T_2	T_r	76,06	76,040
	T_c	78,13	78,110
	T_j	88,49	88,408
Chod měniče bez spínání tranzistoru T_2 a analýza jeho teplot	T_r	109,30	109,250
	T_c	113,28	113,230
	T_j	133,19	133,015

Z uvedených hodnot v Tab. 4-2 lze odvodit, že hodnoty získané výpočtem jsou téměř shodné s hodnotami získaných simulací. Simulací bylo navíc potvrzeno, že při běžném chodu obou tranzistorů bude pro ně zvolený chladič dostatečný. V případě vedení diody tranzistoru T_2 bude součástka chlazením také dostatečně chráněná ($T_{jmax} = 175$ °C). Vzhledem k propojení chladiče 7020B-MTG s DPS a jeho teploty, by ale neměl být měnič v daném stavu provozován trvale a to kvůli možnému zkrácení životnosti DPS a měniče jako celku.

5 Návrh desky plošného spoje (DPS)

Celkový návrh DPS sestává z několika nutných kroků pro konstrukci řízeného měniče. Jedním z nich je volba synchronního budicího obvodu pro tranzistory IRLZ24PbF. Pro spínání (buzení) tranzistorů musí být vytvořeny PWM signály, které budou přiváděny do budicího obvodu. Pro to je zapotřebí neustálá informace o poloze levitační cívky prostřednictvím reflexního optického snímače polohy. Jím získaná informace bude poskytovat zápornou zpětnou vazbu regulátoru (akčnímu členu) pro řízení levitace. Pro předem plánovanou regulaci elektromagnetické soustavy (viz Obr. 5.1) je navíc k dané regulační smyčce navržena i podřízená regulační smyčka proudu protékajícího cívkou. Je

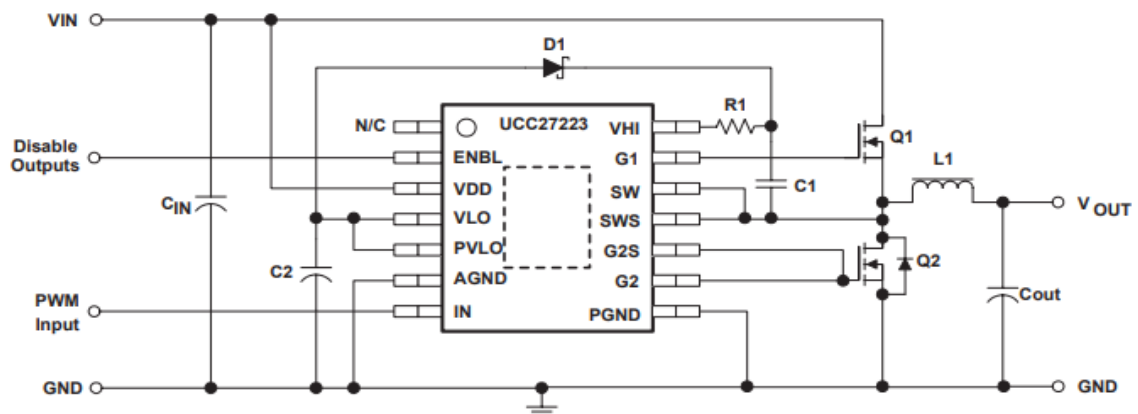


Obr. 5.1: Zjednodušený prvotní návrh regulace měniče pro magnetickou levitaci

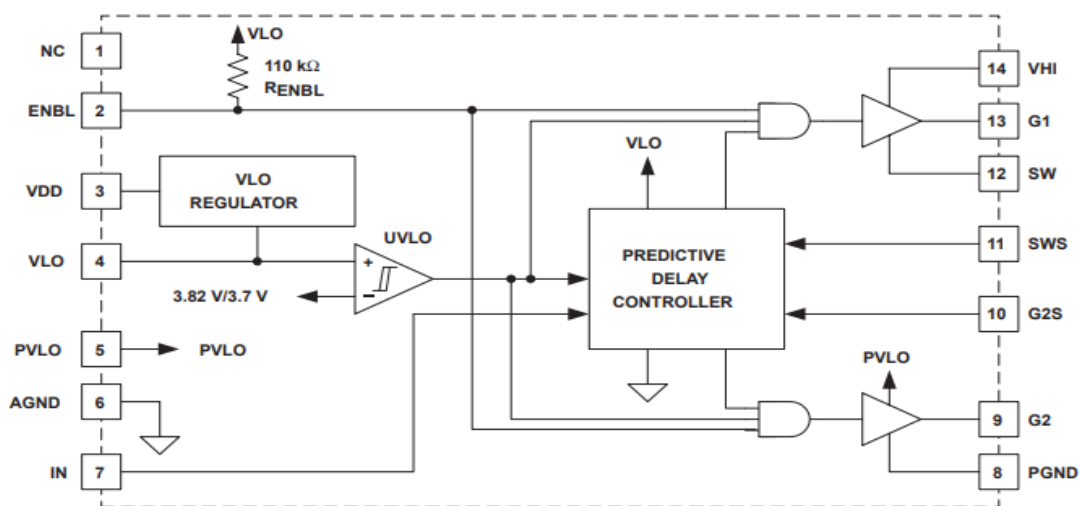
tedy nutné zvolit i čidlo proudu. Dále je důležitá také volba regulátoru. Ten bude pomocí poskytovaných informací od obou snímačů regulovat soustavu generováním požadovaného PWM signálu. Pro dané účely je velmi často používán programovatelný jednočipový počítač (mikrokontrolér, MCU). Také budou definovány napájecí zdroje pro všechny prvky měniče.

5.1 Návrh a popis zvoleného budicího obvodu

Budicím obvodem pro měnič byl zvolen integrovaný obvod UCC27223PWP, což je výkonný budicí synchronní obvod s prediktivním řízením. Schéma zapojení pro dvanáctivoltové napájení je uvedeno na Obr. 5.2. Jeho principiální blokové schéma je zobrazeno na Obr. 5.3.



Obr. 5.2: Typické zapojení budiče UCC27223PWP pro aplikace s napájením 8,5-20 V [12]



Obr. 5.3: Zjednodušené blokové schéma obvodu budiče UCC27223PWP [12]

Budič je napájen napětovým regulátorem (viz VLO regulator na Obr. 5.3), který je připojen k napájecímu zdroji napětí přes blokovací kondenzátor C_{IN} (zvolena hodnota 1 μF podle [12]). Regulátor s pomocí kondenzátorů C_1 a C_2 , diody D_1 a prediktivního kontroléru zpoždění („Predictive Delay Controller“ na Obr. 5.3) zajišťuje generování řídicích signálů na G elektrody obou tranzistorů. Hodnota obou kondenzátorů byla zvolena 100 nF podle výpočtů a údajů z [9] a [12]. Ke kondenzátoru C_2 byl navíc ještě přidán další kondenzátor o hodnotě 100 nF, podle doporučení z katalogu [12].

Prediktivní kontrolér zpoždění řídí tranzistory podle jednoho vstupního PWM signálu (pin IN). Jeho prediktivnost spočívá ve vkládání proměnných mrtvých časů mezi zapínací impulzy tranzistoru Q_1 a komplementárně spínaného tranzistoru Q_2 . Při zpoždění po vypnutí tranzistorů je mrtvý čas pevně stanoven kontrolérem (typická hodnota je 80 ns). V případě zapínacích impulzů kontrolér určuje zpoždění podle informace o napětí na diodě tranzistoru Q_2 (přes pin G_{2S}) a proudu jí dočasně protékajícího před komplementárním sepnutím Q_2 (pin SWS). Podle daných hodnot kontrolér v následujícím cyklu přizpůsobí délku mrtvého času tak, aby minimalizoval vedení proudu danou diodou. Zpoždění se pohybuje podle údajů v katalogu od -17 ns až po 54 ns. Kvůli číslicovému principu kontroléru je přizpůsobováno s krokem přibližně 3 ns [12].

Odpor R_1 (Obr. 5.2) slouží ke zpomalení zapínací hrany tranzistoru Q_1 . Při velké strmosti nárůstu napětí (dV/dt) a velké parazitní indukčnosti obvodu (dlouhá cesta mezi spojením Q_1 , Q_2 a L_1) může vzniknout napětová špička. Jejím vlivem by mohl být dočasně sepnut i tranzistor Q_2 (spolu s Q_1). Proto byl pro jistotu zvolen odpor o velikosti 4,7 Ω (volba z rozsahu hodnot podle [12]) k eliminaci případného výskytu daného jevu [12].

Pin enable (ENBL) určuje, zda je generování výstupních signálů budiče aktivní. Pro funkci budiče nemusí být zapojen, neboť je vnitřně připojen ke kladnému potenciálu přes odpor 110 k Ω . Zde je ale tento pin využít. Bylo tak provedeno kvůli možnosti zablokování generování spínacích pulzů pro oba tranzistory naráz při například změřeném nadproudu [12].

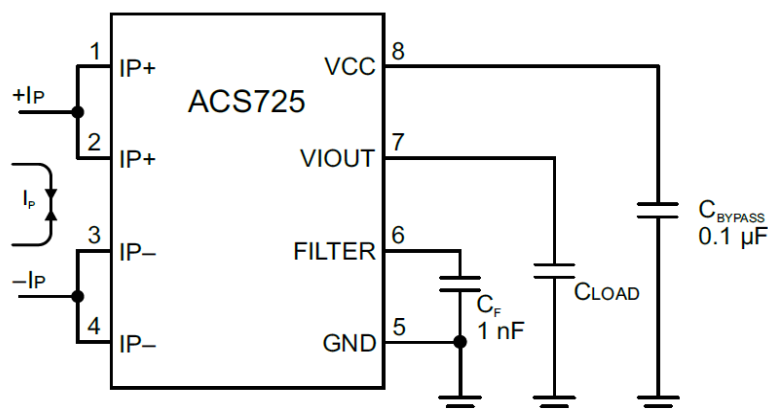
Před řídicí elektrody tranzistorů byly oproti schématu na Obr. 5.2 ještě přidány odpory omezující velikost (amplitudu) zapínacího proudového impulzu. Odpory mají velikost 10 Ω , jak již bylo popsáno v kapitole 4.1.1 (odpor R_G).

Vyhlazení výstupního proudu měniče cívkou L_I (viz Obr. 5.2) nebylo zapotřebí, a to z důvodu zátěže levitační cívkou. Ta samotná má indukčnost v řádech desítek mH (viz Příloha A) a tak bude mít daleko lepší schopnost vyhlazení proudu než cívka L_I . Její doporučená hodnota byla určena podle [13] a [14] nejvýše v řádu stovek μH . Hodnota vyhlazovacího výstupního kondenzátoru C_{OUT} byla podle [13] zvolena 1 mF pro co nejlepší stabilizaci výstupního napětí měniče.

5.2 Volba měřících prvků

5.2.1 Čidlo proudu

Jako čidlo proudu bylo vybráno čidlo ACS725 s měřícím rozsahem proudu 0 – 10 A (viz Obr. 5.4). Pro měřený proud o frekvenci do přibližně 20 kHz se útlum blíží 0 dB ([15]). Měření proudu je realizováno měřením magnetického pole prostřednictvím integrovaného lineárního Hallového obvodu. Dané měření je od vnějších magnetických polí odlišeno diferenciálním vyhodnocením změřené hodnoty, viz dva vstupy a výstupy proudu na Obr. 5.4. Vyhodnocení v konečném důsledku způsobí odečtení jakéhokoliv naindukovaného rušení z měřeného signálu. Pro správnou funkci čidla je zapotřebí dvou kondenzátorů (viz Obr. 5.4). Jeden blokovací kondenzátor u napájení (C_{BYPASS}) a jeden filtrační kondenzátor (C_F). Ten omezuje rušení výstupního napěťového signálu na pinu V_{IOUT} , které nese informaci o velikosti proudu. C_{LOAD} poté představuje kapacitu, kterou má výstupní signál vůči zemi (GND), a která činí maximálně 10 nF [15].



Obr. 5.4: Aplikační schéma zapojení čidla proudu ACS725 [15]

Rozsah 10 A pro dané čidlo byl zvolen proto, že zvolená střední hodnota detekce nadproudu bude činit 5,5 A. Měnič může dlouhodobě pracovat v běžném provozním chodu i při hodnotě maximálního proudu o 10 % vyšší. Čip součástky nebude mít při daném proudu

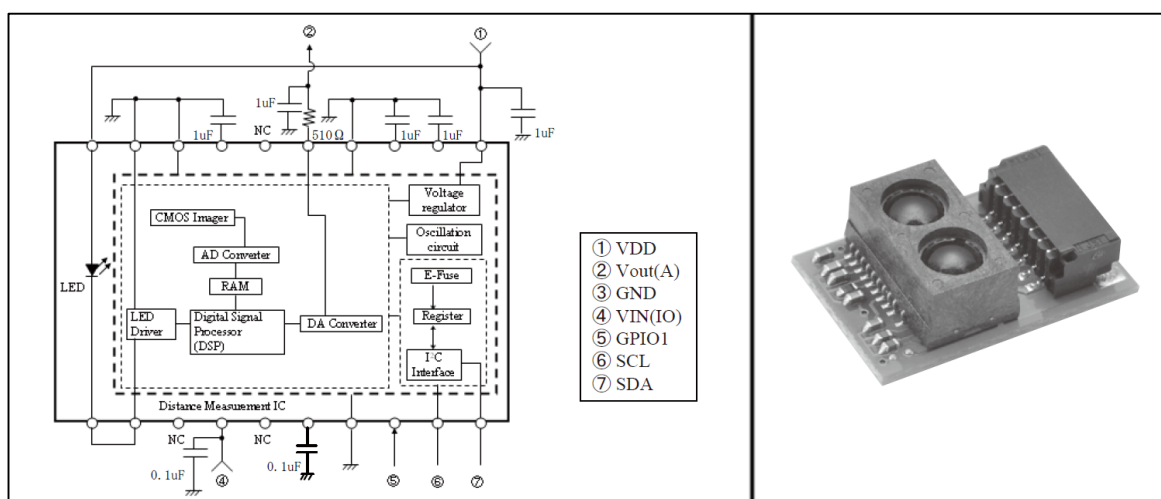
teplotu větší než 100 °C (ověřeno výpočty z kapitol 3.3.1, 4.1.1 a 4.2.3). Je tomu tak díky dimenzování jeho chlazení a součástek.

Napájecí požadavky konkrétního čidla ACS725, jeho přesnost měření a další parametry jsou uvedeny v Tabulka 5-1.

Tabulka 5-1: Parametry čidla ACS725LLCTR-10AU-T [15]

Parametry	Minimální hodnota	Typická hodnota	Maximální hodnota	Podmínky
Napájecí napětí – U_{CC} [V]	3	3,3	3,6	–
Proudový odběr – I_{CC} [mA]	–	10	14	$U_{CC} = 3,3$ V
Citlivost čidla – $Sens$ [mV/A]	–	264	–	$0 < I_P < 10$ A
Výstupní napětí při nulovém proudu – $V_{IOUT(Q)}$ [V]	–	$U_{CC} \times 0,1$	–	$I_P = 0$ A
Celková chyba přesnosti měření – E_{tot} [%]	–2,5	$\pm 0,9$	+2,5	$I_P = 10$ A, $T_a = 25 - 150$ °C

5.2.2 Volba optického senzoru polohy



Obr. 5.5: Optické měřící jednotka GP2Y0E03: schéma vnitřního uspořádání (vlevo) a fyzické zobrazení (vpravo) [16]

Jako senzor polohy byla zvolena měřící optická jednotka GP2Y0E03. Ta je složena z kombinace integrovaného CMOS obrazového senzoru (základní součástí je světlocitlivá fotodioda) a infračervené („infrared“ - IR) LED diody. Vnitřní zapojení a pouzdro jednotky jsou zobrazeny na Obr. 5.5. IR-LED dioda vyšle optický signál. Ten se od snímaného jádra levitační cívky odrazí zpět k obrazovému senzoru, který jeho vlivem vytvoří signál elektrický. Signál může být z GP2Y0E03 čten buď analogově (napětově) prostřednictvím výstupního pinu V_{OUT} nebo přímo číslicově, kdy senzor sběrnici I²C (piny SCL a SDA) odešle

přesnou polohu objektu. Měřicí jednotka samotná bude umístěna mimo DPS [16].

Doporučené a mezní parametry měřicí optické jednotky GP2Y0E03 jsou uvedeny v Tabulka 5-2. Kvůli sjednocení napájení měniče a jednotlivých měřících prvků byla napájecí hladina pro optickou jednotku zvolena 3,3 V.

Tabulka 5-2: Parametry optické měřicí jednotky GP2Y0E03 [16]

Parametry	Doporučené (typické) provozní hodnoty	Maximální provozní hodnoty	Podmínky
Napájecí napětí – V_{DD} [V]	2,7 – 5,5	-0,3 – 5,5	–
Průměrný proudový odběr při měření – I_{CC} [mA]	26	36	$GPIO_1 = V_{IN(IO)}$, $L = 50$ cm
Rozsah měřitelné hodnoty vzdálenosti – L [cm]	4 – 50 cm	–	Měřeno ve tmě, reflexní plocha – bílý papír
Výstupní napětí – $V_{out(a)}$ [V]	–	-0,3 – 2,8	–
Výstupní proud – I_{out} [mA]	–	-6,0 – 6,0	–
Napájecí napětí I/O obvodů jednotky – $V_{IN(IO)}$ [V]	1,8 – 3,3	-0,3 – 3,6	$V_{DD} = 3,3$ [V]
Vstupní napětí pro určení stavu měření - $GPIO_1$ [V]	Aktivní – min. 2,3 (log.1) Standby – min. 1,0(log.0)	-0,3 – 3,9	$V_{DD} = 3,3$ [V], $V_{IN(IO)} = 3,3$ [V]
Hodnota napětí pro hodiny sběrnice I^2C – SCL [V]	Log. 1 – min. 2,31 Log. 0 – min. 0,99	-0,3 – 3,9	$V_{DD} = 3,3$ [V], $V_{IN(IO)} = 3,3$ [V]
Hodnota napětí pro data sběrnice I^2C – SDA [V]	Log. 1 – min. 2,31 Log. 0 – min. 0,99	-0,3 – 3,9	$V_{DD} = 3,3$ [V], $V_{IN(IO)} = 3,3$ [V]
Operační teplota – T_{opr} [°C]	–	-10 – 60	–

Průměrný proudový odběr je pro snímač v aktivním stavu maximálně 36 mA. Napájecí zdroj by ale měl být schopen dodat snímači minimálně 150 mA a to kvůli pulznímu odběru způsobeného IR-LED diodou. Ten je větší než 100 mA [16].

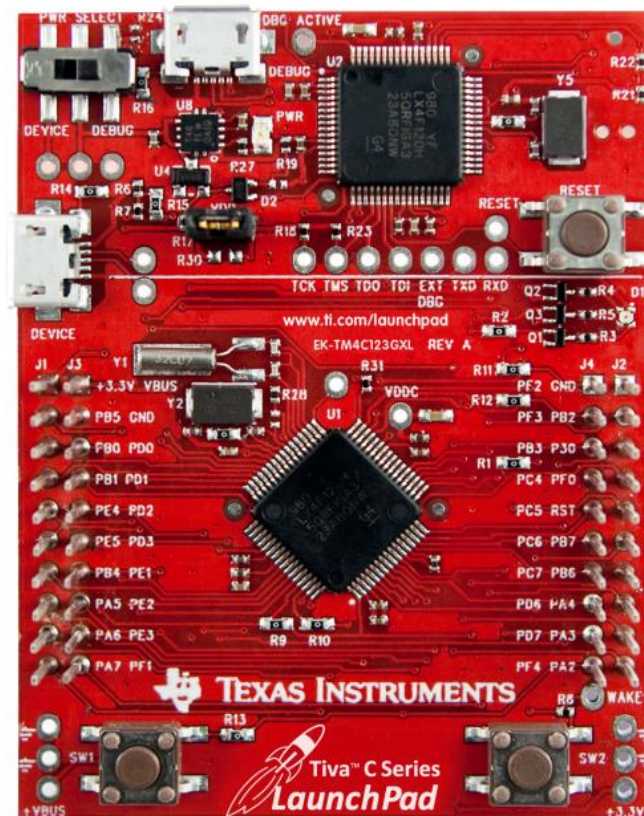
GP2Y0E03 pracuje s maximální odezvou signálu 40 ms při detekci polohy analogovým signálem. Odezva číslicového signálu je rychlejší, neboť se ustálí téměř okamžitě na rozdíl od analogového signálu. Nejrychlejší možná odpověď snímače číslicovou cestou činí 2 ms [16].

Z výše uvedených vlastností vyplývá, že pro dynamiku řízení měniče by bylo lepší využít propojení s I^2C sběrnici. Vzhledem k povaze měření byl ale použit analogový signál. Bylo tak učiněno proto, že levitační konstrukce by měla být umístěna několik desítek centimetrů od měniče a mikrokontroléru (MCU). Umístění je zvoleno kvůli omezení rušení,

které může způsobit magnetické pole levitační cívky. Sběrnice I²C je nevhodná, neboť je ze své povahy funkce velmi náchylná na rušení, které může vzniknout na vedení větší délky (např. 15 cm). V případě nedostatečné dynamiky analogového signálu při řízení měniče se může uvažovat o vedení signálu I²C sběrnici a přiblížení MCU s měničem k levitační cívce.

5.3 Volba mikrokontroléru (MCU)

Pro řízení a regulaci měniče prostřednictvím generovaného PWM signálu musel být vybrán výkonný MCU s dostatečně velkou pamětí, moduly pro PWM signály (kvůli regulaci) a A/D převodníky (pro odečítání hodnot z čidla proudu a senzoru polohy). V poslední řadě měl také být schopen komunikovat prostřednictvím I²C sběrnice (viz kapitola 5.2.2). Z daných důvodů byl vybrán launchpad z řady Tiva-C. Konkrétně se jedná o „TM4C123G Launchpad Evaluation Kit (EK-TM4C123GXL)“ [17]. Ten je uveden na Obr. 5.6 [17].



Obr. 5.6: Tiva-C launchpad EK-TM4C123GXL [18]

Tiva-C launchpady jsou elektronické prototypové platformy, založeny na řadě výkoných mikrokontrolérů od firmy Texas Instrument (TI). Launchpady jsou vybaveny 40 až 80 multifunkčními piny. Ty umožňují použití daných obvodů a mikrokontrolérů

pro širokou škálu aplikací spolu i se snazším zacházením a programováním MCU díky podpůrným knihovnám od firmy TI [17] [18].

U zvoleného launchpadu EK-TM4C123GXL je základem MCU TM4C123GH6PM, jehož parametry jsou:

- 80 MHz taktovací frekvence 32-bitového, na jádře ARM Cortex-M4 založeném procesoru
- Paměť: 256 kB FLASH (100 000 možných přepisů), 32 kB SRAM, ROM, 2 kB EEPROM
- 2 moduly pro sběrnici CAN
- 24 časovačů/čítačů
- 40 PWM kanálů a 2 QEI (periférie pro inkrementální snímač polohy)
- USB 2.0 H/D/OTG
- Duální 12-bitové A/D převodníky o maximální rychlosti 1 MS/s
- 8 pinů pro UART sběrnici, 6 pinů pro sběrnici I²C a 4 piny pro SPI [17]

Launchpad samotný má rozhraní pro vnitřní debugování (In-Circuit Debug Interface - ICDI), přístupné přes jeden z USB portů (DEBUG na Obr. 5.6). Díky tomu lze MCU TM4C123GH6PM libovolně programovat pomocí vhodného vývojového prostředí. Tím je například Code Composer Studio od firmy TI [17] [18].

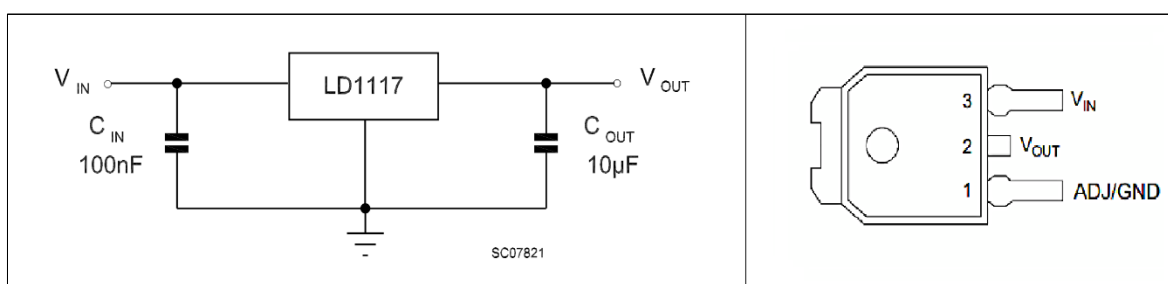
EK-TM4C123GXL lze napájet několika způsoby. Jednou možností je napájení prostřednictvím počítače přes USB porty DEBUG a DEVICE (Obr. 5.6). Napájen může být pouze jeden USB vstup, což je navíc i zabezpečeno přepínačem v levém horním rohu. Další možností je napájení z externího zdroje napětí, který má hodnotu napětí v rozsahu 3,8 – 5,5 V (přes piny +VBUS) nebo má stabilizovanou hodnotu napětí 3,3 V (přes piny +3,3 V) [17] [18] [19].

Z důvodu ladění programu a regulace elektromagnetické soustavy bude Tiva-C launchpad nejdříve napájen prostřednictvím USB portu DEBUG. V případě finálního softwarového oživení se všemi naladěnými parametry programu může být napájen externím zdrojem napětí 3,3 V. Pro takový návrh je ale potřebné odhadnout proudový odběr launchpadu.

Typický proudový odběr při chodu launchpadu činí 45,1 mA při procesoru běžícím na frekvenci 80 MHz, teplotě 25 °C a všech zapnutých perifériích („Flash loop“ v [20]). V případě aktivního použití periférií záleží odběr launchpadu na realizovaném programu (a aplikaci), ale konkrétní údaje nejsou v katalogu uvedeny. Pro účely návrhu zdroje se vezme v potaz hodnota 50 mA jako proudový odběr launchpadu [17] [18] [20].

5.4 Řešení napájecích zdrojů

Pro celkové napájení jsou v konečném důsledku zapotřebí jen dvě úrovně stejnosměrného napětí, 12 V a 3,3 V.



Obr. 5.7: Aplikační schéma zapojení stabilizátoru LD1117 (vlevo), náčrt pouzdra typu DPAK stabilizátoru LD1117CTR33 (vpravo) [21]

Jako napájecí zdroj pro hladinu 3,3 V byl určen stabilizátor napětí LD1117. Ten je schopen za pomoci dvou kondenzátorů stabilizovat hladinu 12 V na hladinu 3,3 V. Prvním kondenzátorem je blokovací vstupní kondenzátor o hodnotě 100 nF (C_{IN} na Obr. 5.7), který byl zvolen keramický. Jako druhý kondenzátor (C_{OUT}) byl použit 10 µF keramický kondenzátor. Ten samotný stabilizátoru stačí pro přizpůsobení a stabilizaci výstupního napětí 3,3 V. Konkrétně byl vybrán stabilizátor LD1117CTR33 (viz Obr. 5.7). Jeho nejdůležitější elektrické parametry jsou uvedeny v Tabulka 5-3 [21].

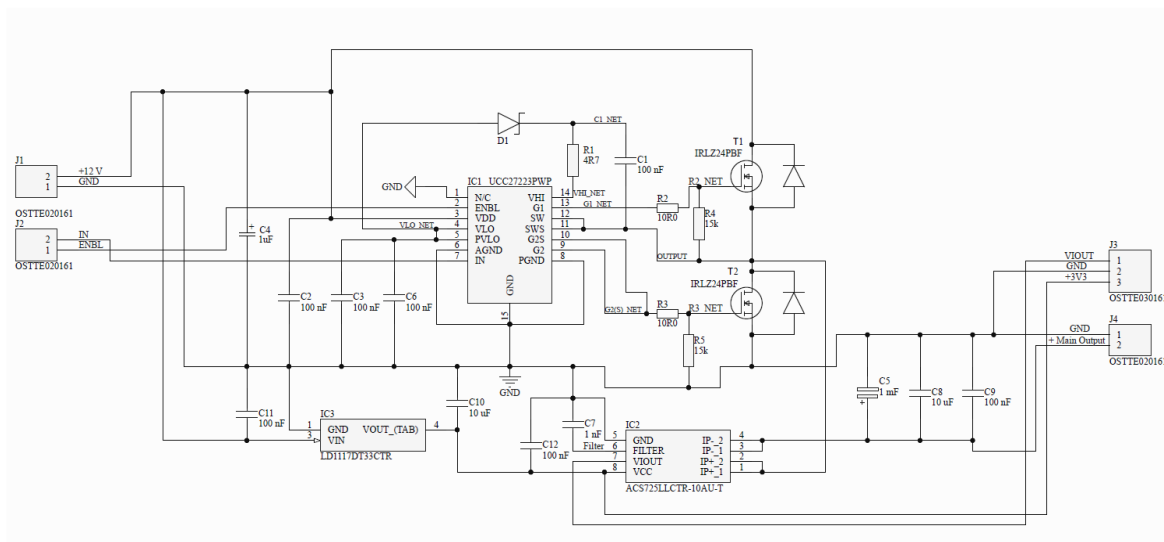
Tabulka 5-3: Elektrické parametry stabilizátoru napětí LD1117CTR33 [21]

Parametry	Minimální hodnota	Typická hodnota	Maximální hodnota	Podmínky
Stabiliní hodnota výstupního napětí – V_O [V]	3,235	3,3	3,365	$I_O = 0 - 800$ mA, $V_{in} = 4,75 - 10$ V
Výstupní proud – I_O [mA]	800	950	1350	$V_{in} = 8,3$ V, $T_j = 25$ °C
Dlouhodobá stabilita – ΔV_O [%]	–	0,3	–	1000 hodin, $T_j = 125$ °C
Maximální hodnota vstupního napětí – V_{in} [V]	–	–	15	$I_O = 100$ mA

Stabilizátor je schopen pro měřicí prvky a launchpad dodat minimálně proud o velikosti 800 mA. Hodnota výstupního proudu je tedy více než trojnásobně větší, než maximální požadavek na pulzní odběr všech zařízení (přibližně 215 mA při uvažovaném napájení Tiva-C launchpadu). Hodnota je poté větší osminásobně při úvaze trvalého průměrného odběru (100 mA). Z toho plyne dostatečná rezerva ve schopnosti jejich napájení prostřednictvím LD1117 [21].

Pro úroveň napětí 12 V byl zvolen zdroj Statron Typ 2228.5. Ten je vybaven dvěma regulovatelnými zdroji napětí v rozsahu 0-24 V a 0-10 A, z nichž jeden bude použit pro napájení měniče. Jeho celkový proudový odběr bude činit přibližně 5,2 A při $\delta = 5$ mm (proudový odběr 100 mA pro UCC27223PWP [12] a 100 mA pro hladinu 3,3 V za stabilizátorem napětí).

5.5 Schéma měniče a návrh DPS



Obr. 5.8: Kompletní schéma navrhovaného měniče (vytvořeno v Altium designeru 18)

Kompletní schéma měniče je na Obr. 5.8. Některé součástky ale byly ještě přidány pro zajištění chodu měniče. Těmi jsou konektory $J_1 - J_4$, rezistory R_4 a R_5 a kondenzátory C_2 , C_8 a C_9 . Neoznačené diody jsou poté součástí struktury tranzistorů T_1 a T_2 .

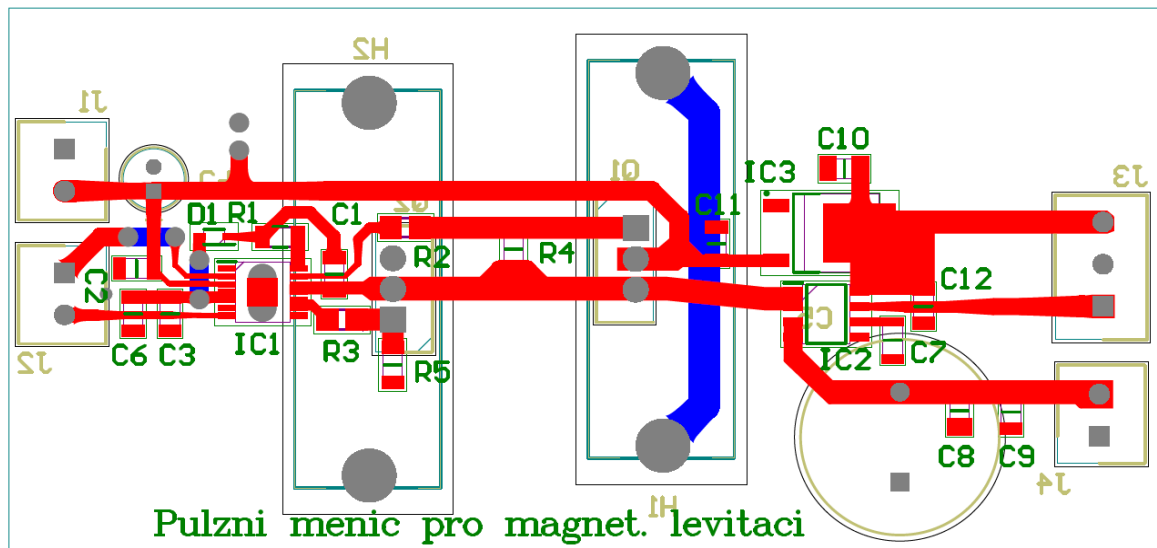
Jako konektory sloužící pro přívod a odvod napájení a signálů byly zvoleny THT konektory OSTTE020161 a OSTTE030161 (3-pinové). Ty jsou dimenzovány na napětí o hodnotě 125 V a proud o velikosti 10 A. Konektor J_1 je určen pro přívod dvanáctivoltového

napájení ze zdroje Statron. J_2 slouží k propojení měniče s launchpadem EK-TM4C123GXL. J_3 je použit nejen pro vývod napájení 3,3 V k měřící jednotce GP2Y0E03, ale i pro vývod informačního signálu z čidla ACS725 (V_{IOUT}). Konektor J_4 je hlavní výstupní vývod měniče, určen pro napájení levitační cívky.

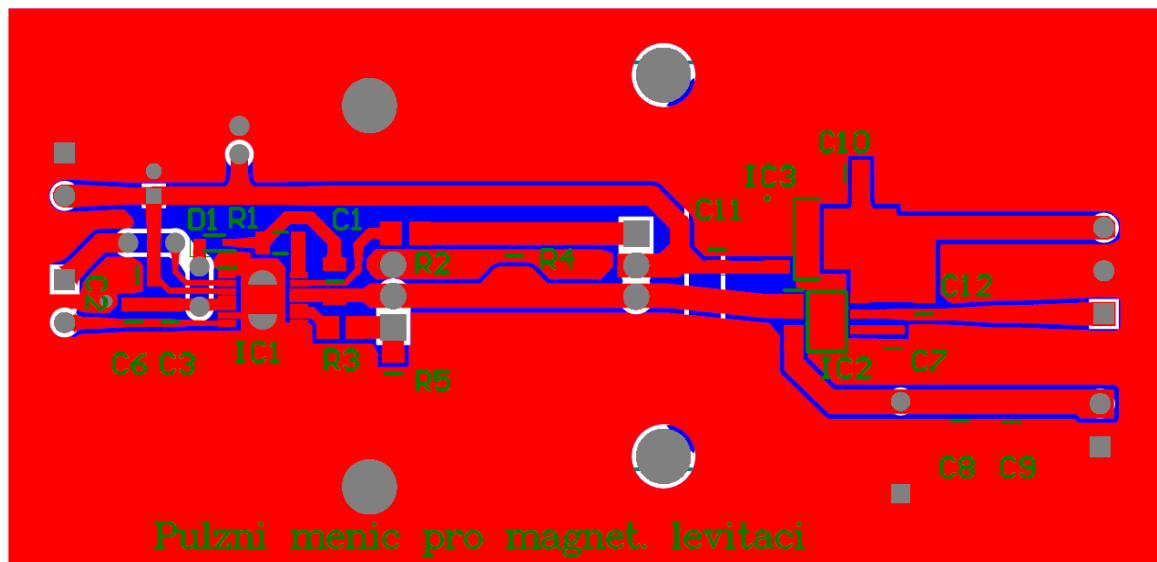
Kondenzátor C_2 je keramický a byl přidán k elektrolytickému kondenzátoru C_4 kvůli stabilnějšímu napětí na vstupu budiče. Keramické kondenzátory mají lepší odezvu na rychlé zákmity napětí, které jsou způsobené špičkovými hodnotami odběru proudu. To je dáno jejich menší parazitní indukčností a z toho vyplývající vyšší rezonanční frekvence. To je frekvence, od které se začne parazitní indukčnost výrazně projevovat. Z daných důvodů musí také být na DPS umístěn co nejbližší budiči pro její omezení. To platí také pro výstupní kondenzátor C_5 . Zde ale musel být kvůli jeho velikosti (kapacitě) odstupňován kondenzátory C_8 a C_9 . Ty byly umístěny co nejbližší výstupnímu konektoru J_4 .

Rezistory R_4 a R_5 byly umístěny mezi G a S elektrodu tranzistorů. To bylo provedeno kvůli zajištění vypnutého stavu obou MOSFET tranzistorů. V případě nepřítomnosti rezistoru a vstupního signálu může být na G elektrodě přítomné nedefinované plovoucí napětí, neboť se struktura MOSFETu mezi elektrodami G a S chová jako kapacita (viz kapitola 1.2.1). V případě osazení rezistoru tak jakékoliv přítomné a nedefinované napětí na dané kapacitě jeho prostřednictvím zanikne (kondenzátor se vybije). Dále je rezistor schopen výrazně potlačit vznik parazitních oscilačních jevů při spínání tranzistoru. Hodnoty rezistorů byly zvoleny 15 k Ω , aby protékající proudy mezi G a S elektrodami tranzistorů byly v případě otevření co nejmenší (řádově v jednotkách μA).

Výsledný návrh desky plošného spoje je uveden Obr. 5.9 a Obr. 5.10. THT součástky jsou umístěny na spodní vrstvě desky (modře značené cesty a zrcadlově převrácené písmo). SMD součástky jsou poté umístěny na vrstvě horní (červené cesty a normální popis). Součástky označeny H_1 a H_2 označují umístění a velikost chladičů 7020-MTG. Odbočka u napájecí cesty mezi kondenzátorem C_4 a chladičem H_2 byla vytvořena kvůli závěrečnému sestavení konstrukce elektromagnetické levitace.



Obr. 5.9: Zobrazení navrženého měniče na DPS bez rozlité země (zhotoveno v programu Altium Designer 18)

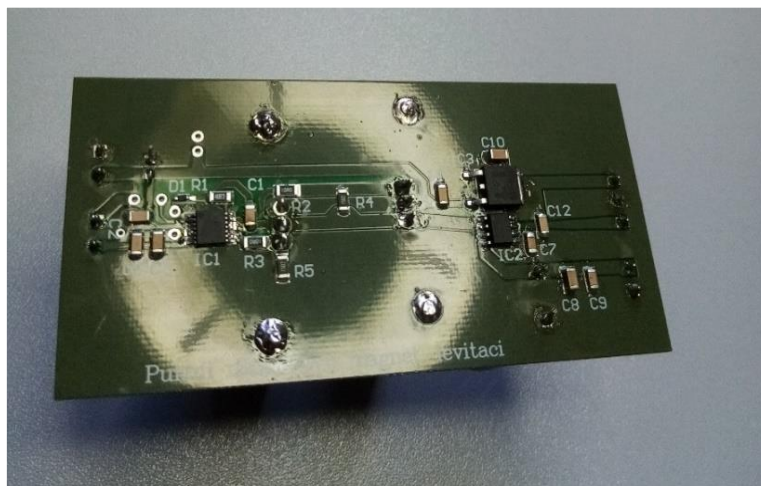


Obr. 5.10: Zobrazení navrhovaného měniče na DPS s rozlitou zemí (zhotoveno v programu Altium Designer 18)

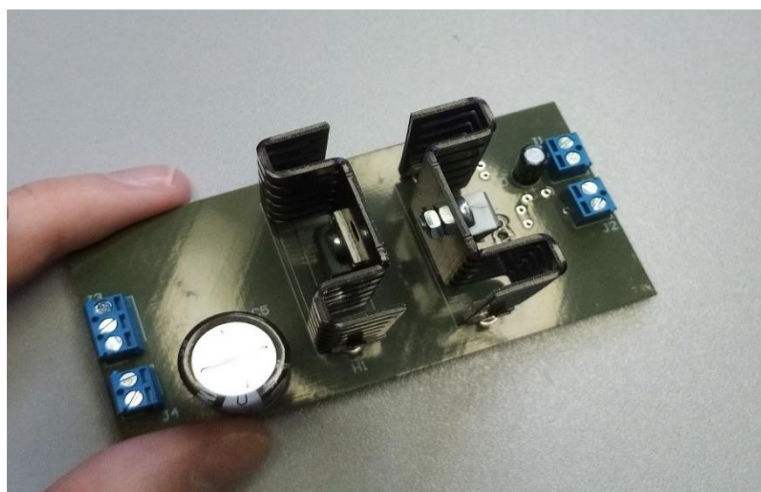
5.6 Použité technologie pro výrobu DPS a výsledný vzhled měniče

Základním materiálem pro desku byl zvolen materiál FR4 ISOLA DE104 o tloušťce 1,5 mm, který se taví při 130 °C. Tloušťka měděné fólie byla zvolena 35 μm pro dostatečnou proudovou zatížitelnost vyleptaných cest, které povedou silový proud měniče na DPS. Deska má standartní zelený potisk s bílým popiskem a povrchovou úpravou provedenou žárováním cínem (H.A.S.L.).

DPS bylo následně osázeno a zapájeno (viz Obr. 5.11 a Obr. 5.12). SMD součástky byly osazeny ručním osazovacím automatem a zapájeny IR zářením. Pájení a osázení THT součástek bylo provedeno ručně za pomoci pájecí stanice. V závěru byly zapájené spoje proměřeny (jejich funkční spojení a lokalizace případných zkratů).



Obr. 5.11: Pohled na horní (TOP) vrstvu zkonstruovaného měniče pro magnetickou levitaci



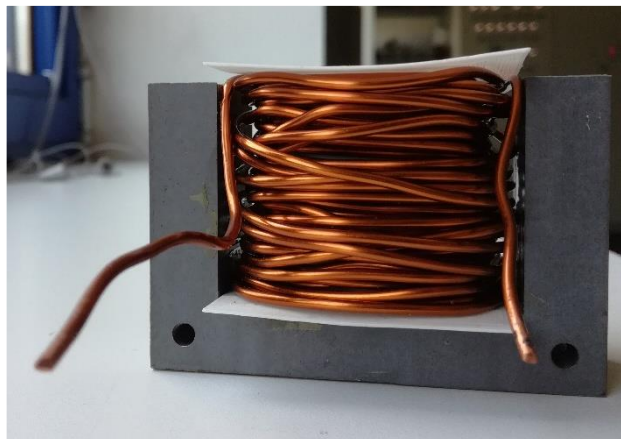
Obr. 5.12: Pohled na spodní (BOTTOM) vrstvu zkonstruovaného měniče pro magnetickou levitaci

6 Konstrukce magnetické levitace

6.1 Rekonstrukce levitační cívky

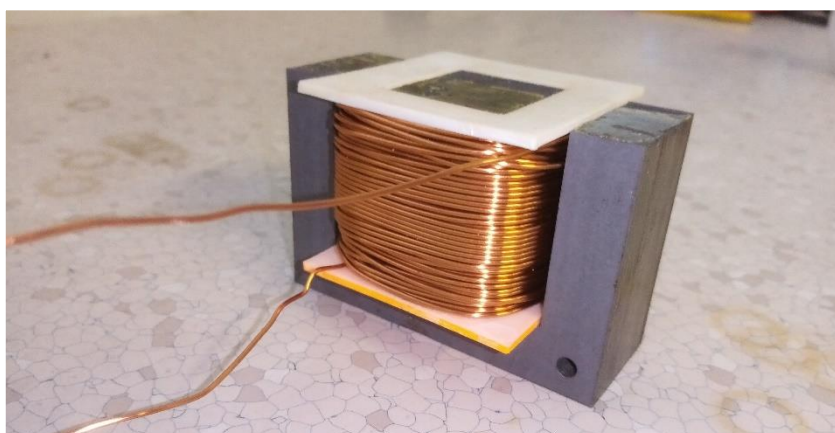
Před konstrukcí magnetické levitace bylo potřebné převinout levitační cívku. Ručně namotaná cívka z bakalářské práce ([7]) o 52 závitů by nesplňovala potřebné technické podmínky (vyšší počet závitů, ideálně 350).

Pro nové navinutí cívky byl zvolen měděný, jednou vrstvou izolovaný drát o průměru 1 mm. Pro nové navinutí cívky bylo plánováno použít soustruh, a proto bylo potřebné zajistit zpevnění kostry cívky. Stará konstrukce kostry cívky byla pro tyto účely nevhodně navrhuta s tenkými stěnami (0,6 mm). Kostra cívky byla navíc již při ručním navinutí drátu zvlněna (viz Obr. 6.1).



Obr. 6.1: Cívka vytvořena v bakalářské práci

Z daného důvodu byl navržen nový model kostry cívky pomocí programu SOLIDWORKS 2018-2019. Stěny byly nově navrženy 1,5 mm silné. Díky danému modelu byla vytisknuta kostra cívky za použití 3D tiskárny. Použitým vláknem pro tisk byl plast ABS. Ten je podle výsledků testů v [22] mechanicky více odolný než plast PLA, ze kterého je stará konstrukce. Navíc je také podle [23] a [24] teplotně odolnější. Teplota měknutí ABS plastu je přibližně 100 °C a u plastu PLA 55 °C. Bylo výhodnější tedy použít ABS plast z důvodu očekávaného teplotního namáhání způsobeného ohřevem cívky v důsledku průchodu elektrického proudu.



Obr. 6.2: Nově vytvořená levitační cívka s jádrem

Výsledná, nově převinutá levitační cívka spolu i s jejím jádrem je uvedena na Obr. 6.2. Výsledný počet závitů (N) je 302. Navinutý počet závitů je reálně menší z důvodu malé rezervy ve výpočtu možného navinutí závitů (rezerva činila přibližně 10 %).

Z výpočtů uvedených v elektronické příloze (viz [7]) vychází tabulka v Příloha B. Maximální hodnota vypočteného proudu činí 4,85 A. Přesnost horní hranice výpočtů byla ale pro finální návrh zanedbána. Bylo tak učiněno kvůli tomu, že vypočtený proud bude podle bakalářské práce pravděpodobně o 10 % vyšší než reálná hodnota (viz kapitola 3.2). Navíc také podle kapitoly 5.2 je měnič bezpečně dimenzován na hodnotu 5,5 A, která je větší než hodnota 5,34 A (horní hranice 10% přesnosti výpočtů).

6.2 Konstrukce pro upevnění levitační cívky

6.2.1 Požadavky po konstrukci

Konstrukce pro magnetickou levitaci musela splnit několik základních požadavků. Prvním z nich bylo upevnění cívky v dostatečné vzdálenosti od optického snímače polohy. Ta byla zvolena 5 cm (podle [16]). Samotný snímač poté musel být pevně zafixován ve vodorovné poloze pod cívkou, jejíž jádro bylo na spodní straně polepeno bílým papírem.

Důležitou částí konstrukce je upevnění kovové části, ke které se bude cívka přitahovat (transformátorová část jádra ve tvaru I, viz [7]). Daná část musí být od horní části cívky nejen vzdálena na minimálně požadovaných 5 mm (s patrností efektu levitace), ale také by měla být mechanicky odizolována. Materiál pro to využitý musel předně zajistit elektrické odizolování. Při případném spojení obou částí transformátoru a výskytu poruchy (zkratu) by mohlo dojít k průtoku elektrického proudu oběma částmi jádra.

Mechanické oddělení částí je ale důležité i z hlediska regulace. Při případném nastavování regulátoru (programu MCU) by mohlo dojít k mechanickému spojení obou částí, například při prvotních odhadech jeho nastavení. Mechanické spojení zmagnetovaného jádra cívky a části ve tvaru I, by tak způsobilo i její zmagnetování (remanentní magnetizace). To je z důvodu regulace nežádoucí.

Zvolený oddělovací materiál musel pro přesnost výpočtů z [7] mít relativní permeabilitu (μ_r) blízkou 1. Navíc musel být zvolen dostatečně tenký na to, aby bylo možné provést

regulaci vzduchové mezery v rozumném rozsahu. Z daného důvodu byla tloušťka oddělovacího materiálu zvolena 2 mm. Jedná se tak o dostatečné oddělení mezi jednotlivými částmi magnetického obvodu. Pro patrnost efektu magnetické levitace bude tak moci být regulována vzduchová mezera (δ) v rozsahu 3-5 mm.

V poslední řadě musel být materiál odolný z hlediska mechanického tlaku. Za předpokladu, že se při programování kontroléru měniče upřednostní naprogramování jeho vypnutí při detekci nadproudu (5,5 A), musí daný materiál být schopen odolat určité magnetické síle. Ta byla určena pomocí upravené rovnice pro magnetickou sílu F_m z bakalářské práce (přidáním konstant vyklenutí magnetického pole ϵ_1 a ϵ_2). Je uvedena i v Příloha B (detail výpočtu v elektronické příloze).

Síla působící na materiál je podle Příloha B rovna 78,42 N. Daná síla bude působit na plochu přibližně $1,68 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ (celková plocha vršku jádra levitační cívky, S_T). Ze znalosti síly a plochy byl pomocí vzorce (6.1) spočítán celkový mechanický tlak.

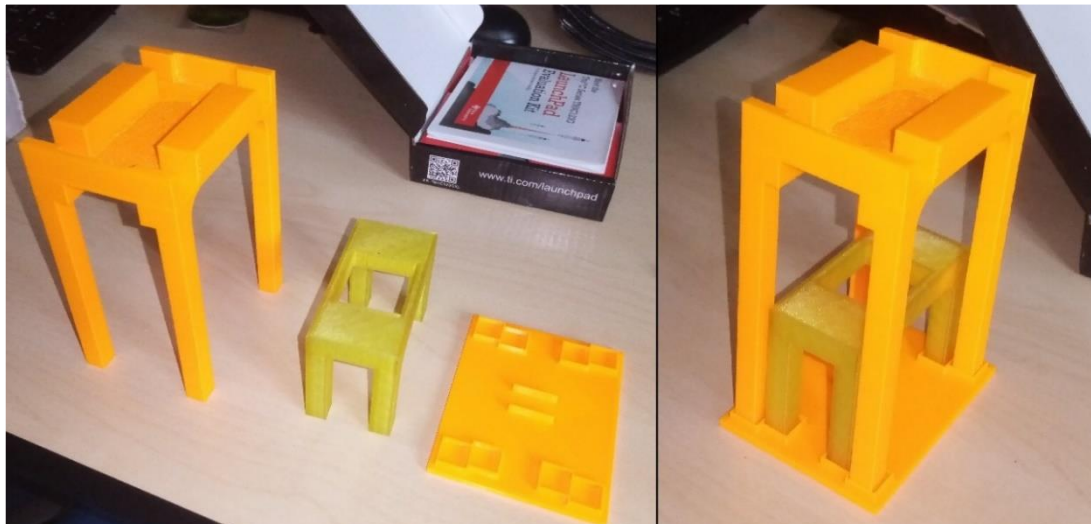
$$p = \frac{F_m}{S_T} = \frac{78,42}{1,68 \times 10^{-3}} = 46\,678,57 \text{ [Pa]} = 46,68 \text{ [kPa]} \quad (6.1)$$

Z výpočtu tedy plyne, že materiál musí být odolný proti tlaku 46,68 kPa. Navrhovaný materiál by tedy měl mít pevnost v tlaku a zejména její mez kluzu daleko větší. Tím bude zajištěno, aby nedocházelo k jeho deformaci až poškození při opakovaném působení magnetické síly.

6.2.2 Výběr materiálu a zhotovení konstrukce

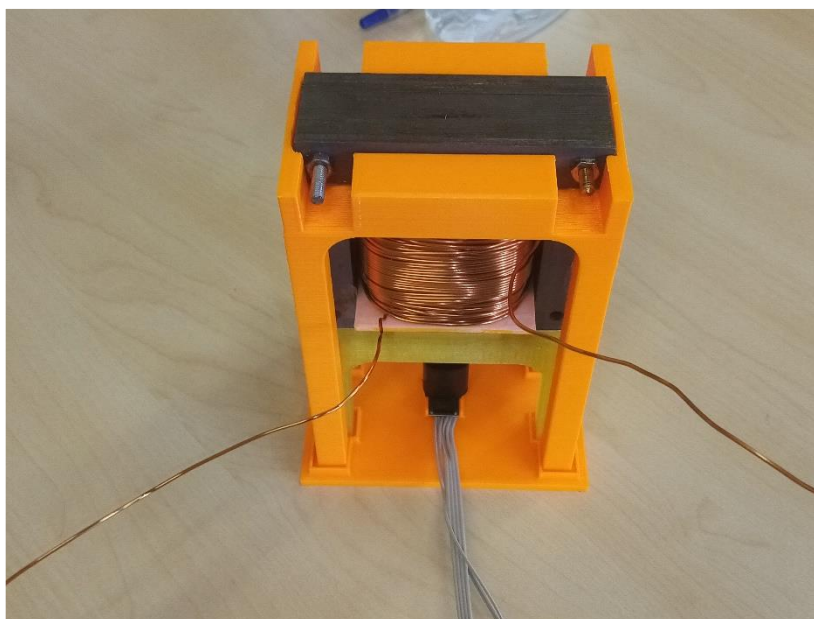
Pro zhotovení upevnění I části jádra konstrukce pro magnetickou levitaci byl nakonec zvolen stejný materiál jako v případě konstrukce kostry cívky, a to plast ABS používaný při 3D tisku. Daný plast splňuje veškeré podmínky pro použití k upevnění I části. ABS je podobně jako většina plastů elektrický izolant a hodnotu relativní permeability má blízkou 1. Mez pevnosti v tlaku různých vzorků ABS plastu pro 3D tisk se podle [22] a [25] pohybuje v řádech jednotek až desítek MPa. Rezerva je tak více než dostatečná a nemělo by docházet k deformaci ABS plastu při špatně nastavené regulaci.

Z vlákna ABS plastu byly za použití 3D tiskárny také vyrobeny díly pro upevnění optické měřící jednotky a levitační cívky samotné. Návrh jednotlivých součástí konstrukce proběhl v programu SOLIDWORKS.



Obr. 6.3: Jednotlivé díly pro realizaci konstrukce elektromagnetické levitace, vlevo jednotlivě a vpravo pohromadě

Jednotlivé vytisknuté části konstrukce jsou zobrazeny Obr. 6.3. Na Obr. 6.4 je uvedena konstrukce spolu i s levitační cívkou, částí tvaru I a optickým snímačem. Pro zamezení slunečního světla na optický senzor (podle [16]) byl navíc zhotoven malý dutý válec z černého papíru.

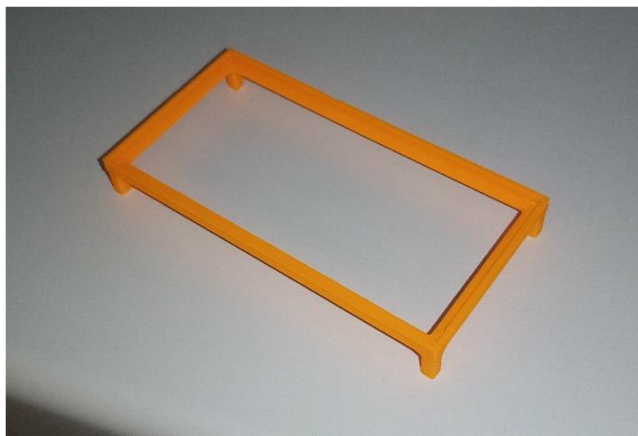


Obr. 6.4: Konstrukce pro upevnění levitační cívky

6.3 Krytí a celkové upevnění měniče v konstrukci

6.3.1 Upevnění měniče

Při návrhu DPS a její praktické konstrukce na Obr. 5.11 a Obr. 5.12 nebyly vytvořeny upevňovací (montážní) díry. Z toho důvodu musela být samotná deska měniče upevněna jiným způsobem. Proto byl pro její upevnění navržen v programu SOLIDWORKS model podstavce pro 3D tisk, který ho desce zajistí (viz Obr. 6.5).



Obr. 6.5: Podstavec pro výkonový měnič

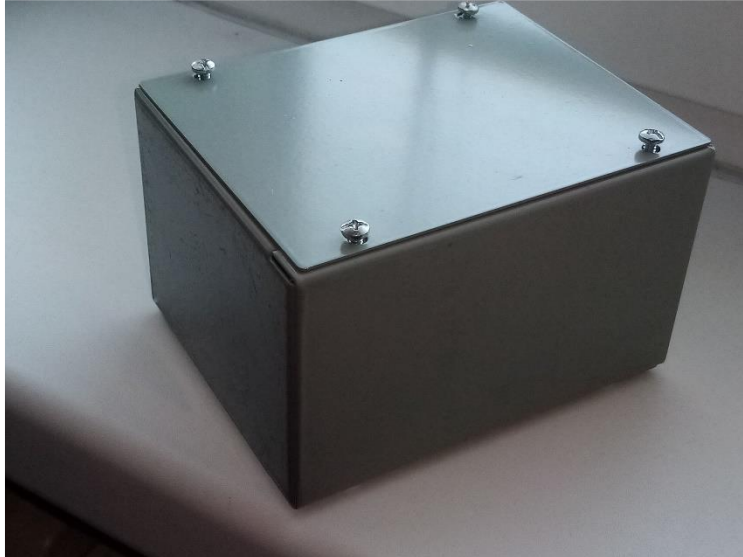
6.3.2 Návrh a odhad účinnosti stínícího krytu měniče

Uzavření měniče do stínícího krytu bylo plánováno již při návrhu DPS a to při vytvoření odbočky u napájecí cesty DPS (viz Obr. 5.9 a Obr. 5.10). Danou cestou bude napájeno dodatečné chlazení měniče (napět'ová hladina 12 V). To bude potřebné, neboť vlivem uzavření měniče do krytu budou zhoršeny tepelné vlastnosti chladičů tranzistorů. Z daného důvodu tak bylo předem zvoleno dodatečné vzduchové chlazení s nuceným prouděním vzduchu.

Teoretický odhad celkové efektivnosti stínění elektromagnetického pole se popisuje pomocí ztrát, které bude mít pole při průchodu daným materiálem. To lze popsat rovnicí (6.2). SE je celková efektivnost stínění, A jsou absorpční ztráty, R_r ztráty odrazové (reflexní) a B_o jsou ztráty způsobené mnohonásobným odrazem [26].

$$SE = A + R_r + B_o \text{ [dB]} \quad (6.2)$$

Pro použitou spínací frekvenci 10 kHz se podle doporučení [27] používá ocel. Z daného důvodu byla pořízena univerzální krabička 1415B od firmy Hammond (viz Obr. 6.6). Ta je zhotovena z přibližně 1 mm silných ocelových plechů (přesně je $t = 0,91$ mm podle výrobce).



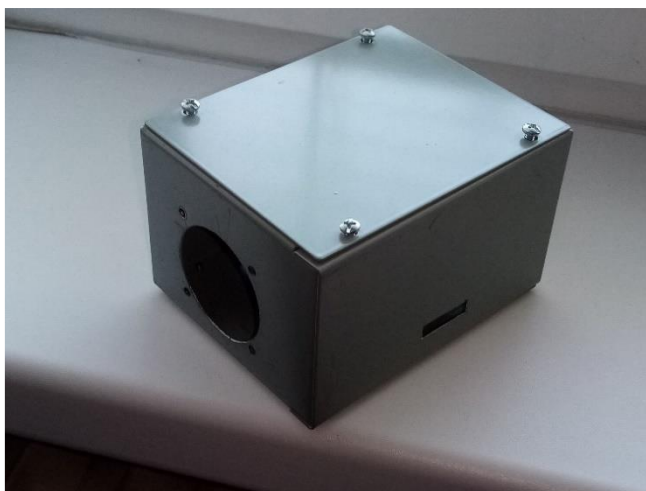
Obr. 6.6: Univerzální krabička 1415B Hammond

Určení a výpočet jednotlivých složek ztrát pro krabičku není klíčové pro celkový koncept práce, a proto byl přesunut do příloh. Magnetické a elektrické vlastnosti oceli byly získány z [28] a [29] ($\mu_r = 150$, $\gamma = 3,85 \times 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$). Příloha C určuje jednotlivé ztráty celkové efektivnosti stínění. Její výsledná hodnota platí pro ideální podmínky (kompletně zavařený kryt). Zvlášť byla vypočtena odrazová složka pro elektrické (SE_E) a magnetické pole (SE_M) o frekvenci 10 kHz, neboť se jedná o blízké elektromagnetické pole. Výpočty vyšly takto:

$$SE_e = 219,89 \text{ dB}$$

$$SE_m = 44,86 \text{ dB}$$

Z obou výsledků je patrné, že stínící kryt je dostatečný pro stínění vůči frekvenci 10 kHz. Kryt je přitom účinnější při stínění elektrické složky pole o 175 dB, ale za ideálních podmínek. V reálných podmínkách bylo nutné vytvoření dvou štěrbin k propojení měniče s ostatními prvky konstrukce a kruhového otvoru pro odvětrání tepla generovaného výkonovými součástkami (viz Obr. 6.7).



Obr. 6.7: Upravená (opracovaná) krabička 1415B

Analýza celkové efektivnosti stínění působení elektromagnetického pole cívky na největší zobrazenou šterbinu a ventilační otvor je dostupná v Příloha D. Délka šterbiny (l) je 25 mm a poloměr vytvořeného ventilačního otvoru (a) je 22,5 mm. V příloze je určen jejich vliv na účinnost stínění pro rozsah frekvencí 10–100 kHz. Graf 6.1 v příloze určuje analýzu jednotlivých složek v celém spektru. Velikost μ_r je závislá na frekvenci, proto byly pro analýzu převzaty hodnoty z [28].

Ze závislosti vyplynulo, že je lepší vystavit krabičku elektromagnetickému poli cívky ze strany, kde je vytvořená šterbina. Graf 6.2 v příloze tak určuje vliv vytvoření šterbiny na celkovou efektivnost stínění obou složek pole. Z grafu vyplývá, že vytvoření šterbiny má vliv především na stínění elektrického pole a to v celém zkoumaném spektru. Na stínění magnetického pole má vliv vytvoření šterbiny až přibližně od frekvence 60 kHz. Účinnosti stínění pro jednotlivé složky pole pro vytvořenou (anténovou) šterbinu a frekvenci 10 kHz jsou:

$$SE_e = 116,65 \text{ dB}$$

$$SE_m = 44,86 \text{ dB}$$

Z výsledků vyplývá, že návrh šterbiny má největší dopad na stínění elektrické složky pole (pokles o 103 dB), zatímco složka magnetického pole je netknutá. I přes to, že tato analýza více odpovídá reálné efektivnosti stínění, dosáhnout hodnoty 100 dB v reálném prostředí je velmi obtížné. Výpočty tak lze brát jen orientačně. Při analýze byla totiž

zanedbána reálná velikost krabice, její perforování (nedoléhavost některých spojů) a nevodivý nátěr, který výrazně snižuje reflexní ztráty.

Pro přesnější výpočty by bylo nutné provést simulace elektromagnetického pole. Nejpřesnější by bylo testování stínícího krytu v bezodrazové komoře. Ale i tak lze orientačně říci, že stínění obou složek pole, bude pravděpodobně dosahovat efektivnosti více než 30 dB. To podle [26] spadá do kategorie „stínění dostačující pro většinu běžných požadavků“.

6.3.3 Dodatečné chlazení tranzistorů

Dodatečným chladicím zařízením byl zvolen ventilátor, který bude napájen napětíovou hladinou 12 V prostřednictvím DPS měniče. Jeho velikost byla zvolena 50 mm (dána rozměry chladičů a velikostí stínícího krytu).

Pro daný účel byl zvolen ventilátor MF50151VX-1000U-G99. Ten může měřit rychlost otáček a být tak regulován, zde ale jeho měření není využíváno. Proudění vzduchu neřízeného ventilátoru činí 18,6 ft³/min (cubic feet per minute - CFM).

Pro zjištění nové hodnoty tepelného odporu chladiče bylo potřebné ji odečíst ze závislosti na proudění vzduchu, která je udána v jeho katalogu (viz [11]). Závislost je zde uvedena v jednotkách feet per minute (ft/min - LFM). Převod z CFM do LFM byl proveden rovnicí (6.3). Rozměry ventilátoru (výška h_v a délka d_v) zde musely být uvedeny ve stopách pro správný výsledek (50 mm = 0,164 ft) [30].

$$\text{LFM} = \frac{\text{CFM}}{h_v \cdot d_v} = \frac{18,6}{0,164 \cdot 0,164} = 691,55 \text{ ft/min} \approx 700 \text{ ft/min} \approx 32 \text{ m}^3/\text{h} \quad (6.3)$$

Z výsledku a grafu v [11] byla určena nová hodnota tepelného odporu chladiče (R_{thra}), která činí přibližně 2,35 °C/W. Při dosazení dané hodnoty do rovnice (4.21) a přepočtu rovnic (4.22) a (4.23), byla vypočtena nová hodnota teploty čipu tranzistoru za běžného chodu měniče. Ale vzhledem k uzavření měniče do krytu, mírného omezení velikosti ventilačního otvoru (45 mm v průměru) a přesnosti výpočtů proudu u levitační cívky nebude hodnota úplně přesná. Ale lze díky ní usoudit, že tranzistory budou bezpečně chráněny proti tepelnému přetížení za jakýchkoliv podmínek, které byly definovány v průběhu této práce.

$$T_r = R_{thra} \cdot P_{tot(AV)T} + T_a = 2,35 \cdot 4,145 + 40 = 49,74 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (6.4)$$

$$T_c = R_{thCR} \cdot P_{tot(AV)T} + T_r = 0,5 \cdot 4,145 + 49,74 = 51,81 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (6.5)$$

$$T_j = R_{thJC} \cdot P_{tot(AV)T} + T_c = 2,5 \cdot 4,145 + 51,81 = 62,17 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (6.6)$$

6.3.4 Finální vzhled měniče v konstrukci

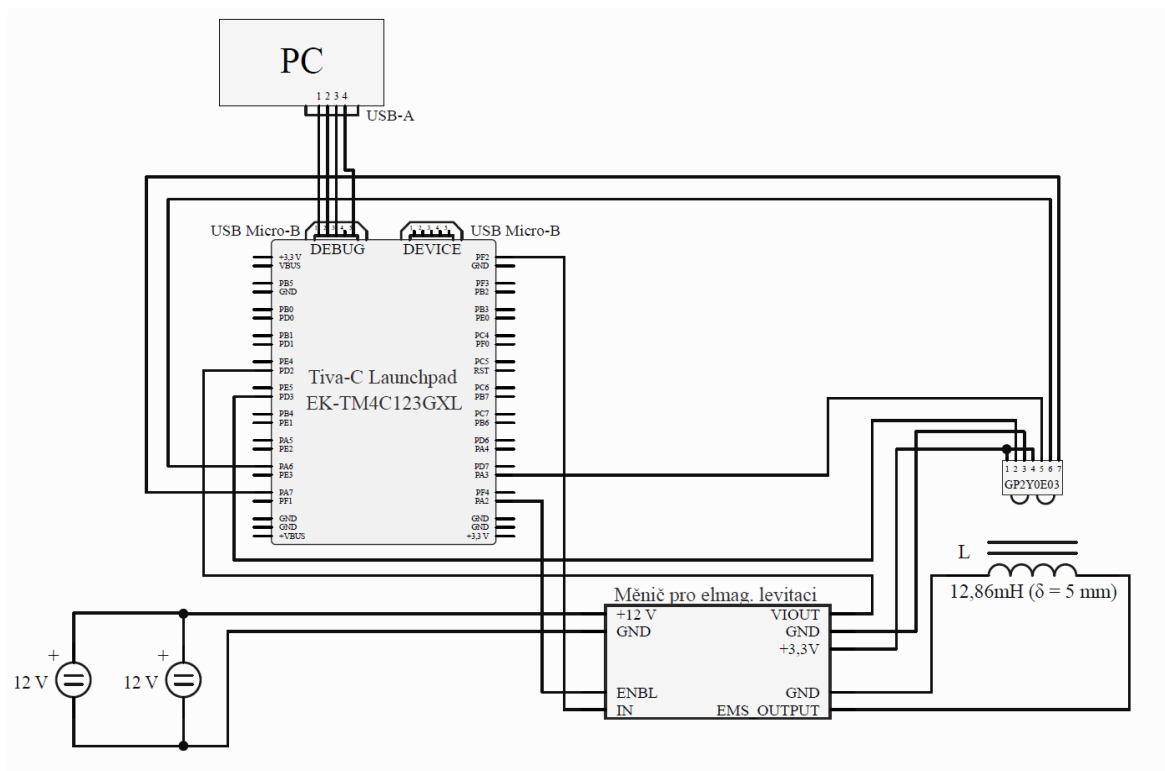
Na Obr. 6.8 je uveden měnič upevněný ve stínícím krytu spolu i s dodatečným chlazením tranzistorů (ventilátorem).



Obr. 6.8: Měnič ve stínícím krytu s dodatečným chlazením

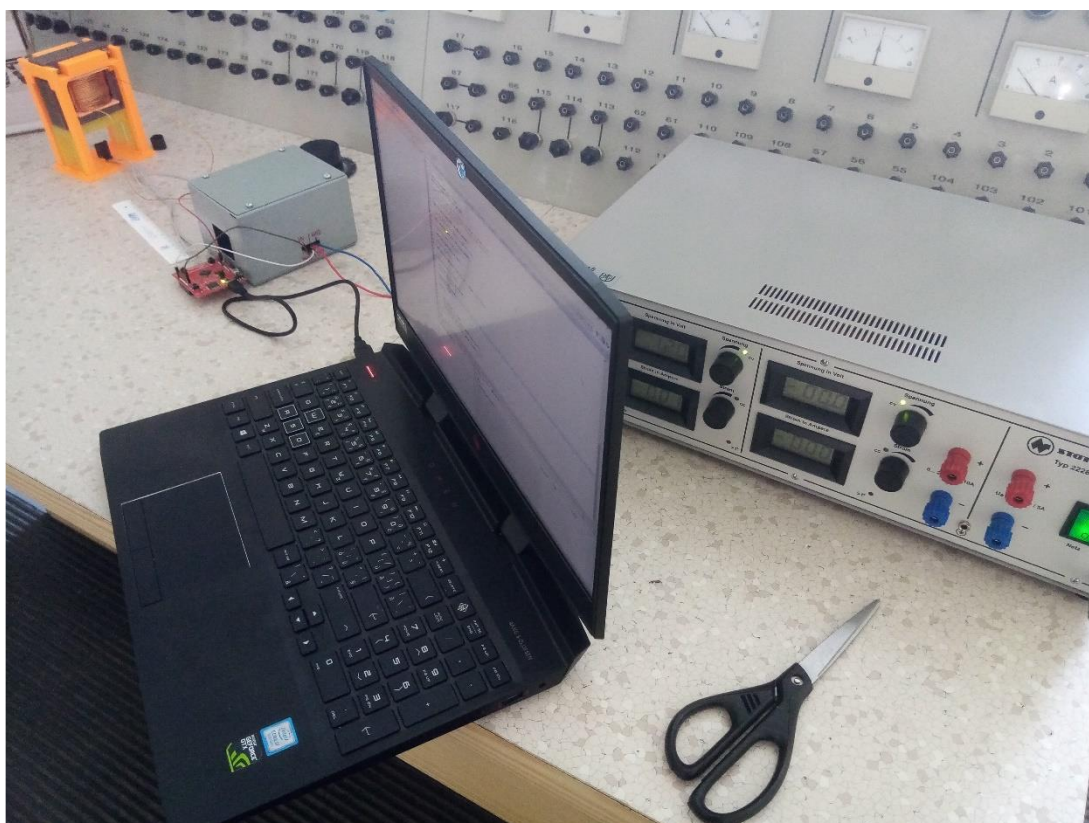
6.4 Sestavení modelu pro magnetickou levitaci

Konstrukce magnetické levitace neboli vodivé propojení jednotlivých prvků bylo provedeno podle schéma zapojení na Obr. 6.9. V zapojení je uvažováno možné použití jak analogového výstupu optického snímače, tak i výstupů digitálních (I²C sběrnice) pro případ nedostatečné dynamiky analogového signálu. Napájení launchpadu EK-TM4C123GXL je zde uvažováno prostřednictvím USB portu počítače s vývojovým prostředím, ve kterém lze daný mikrokontrolér programovat.

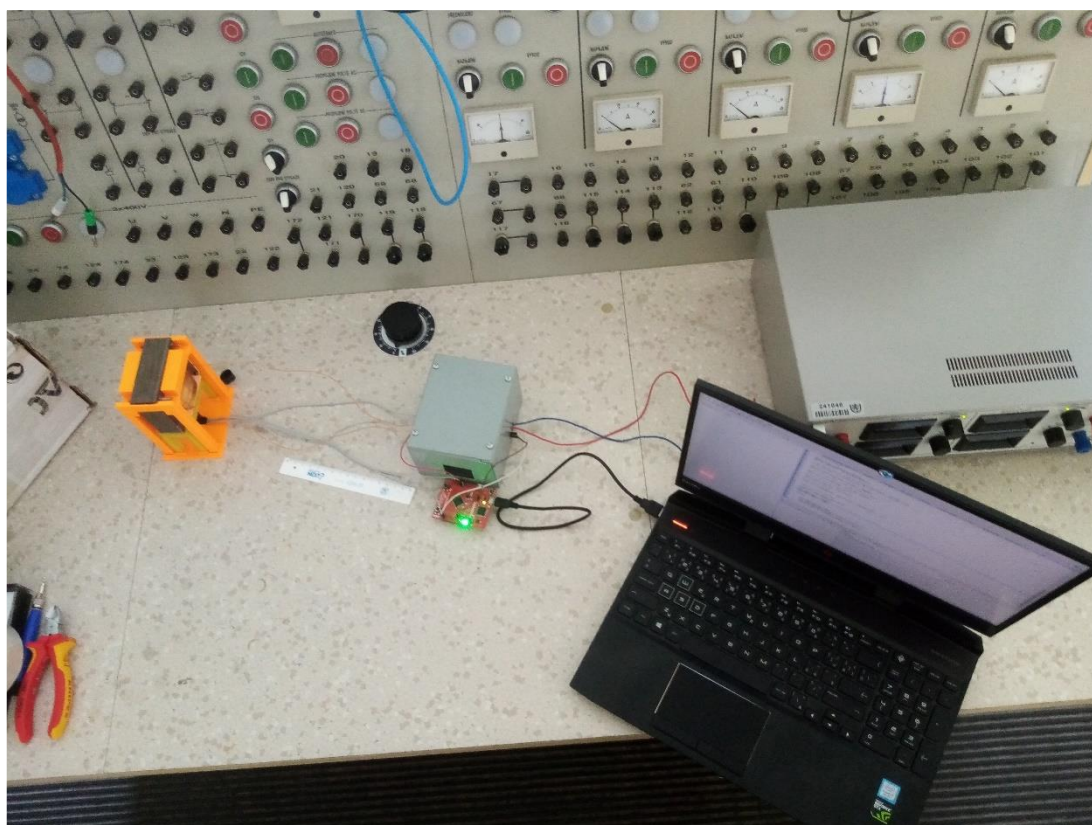


Obr. 6.9: Kompletní schéma zapojení pro realizaci magnetické levitace

Praktická realizace schéma zapojení lze spatřit na Obr. 6.10 a Obr. 6.11. Kompletní konstrukce magnetické levitace je tak hotova a připravena k případnému experimentálnímu ověření funkce (programování regulace měniče).



Obr. 6.10: Praktické zapojení a realizace modelu elektromagnetické levitace, pohled 1



Obr. 6.11: Praktické zapojení a realizace modelu elektromagnetické levitace, pohled 2

7 Závěr

Diplomová práce navazuje na bakalářskou práci „Využití magnetické levitace“. Tato práce se zabývá popisem, návrhem a konstrukcí pulzního měniče pro elektromagnetickou levitaci včetně návrhu celkové konstrukce. Z předešlé práce jsou pro oba návrhy využívány především teoretické výpočty, které byly v jejím průběhu odvozeny.

Úvod práce se věnuje popisu volby výkonové součástky pro pulzní měnič, který má být použit pro realizaci řízení elektromagnetické levitace. Vzhledem k typu měniče byly jako výkonové prvky zvoleny tranzistory. Byly zde tak popsány vlastnosti nejzákladnějších typů tranzistorů používaných ve výkonové technice. Konkrétně se jedná o tranzistory bipolární, unipolární (FET tranzistory) a tranzistory s izolovaným hradlem (IGBT).

Další část práce se věnuje popisu principů a vlastností vybraných snímačů polohy. Popsanými snímači jsou indukční, kapacitní a ultrazvukové senzory spolu s optickými snímači a Hallovou sondou. Vzhledem k povaze měřeného objektu a vyžadované dynamiky měření, byl pro snímání polohy levitační cívky zvolen optický snímač reflexního typu. Byl zvolen nejen pro dobré dynamické vlastnosti, ale také jeho velmi malou ovlivnitelnost magnetickým polem (při dostatečné vzdálenosti) a nezávislost na parametrech okolního prostředí jako teplota a vlhkost.

Následující kapitola popisuje volbu konkrétního typu pulzního měniče a výkonového tranzistoru. Jako měnič byl zvolen synchronně řízený pulzní měnič pro snižování napětí kvůli redukci výkonových ztrát vyzářených výkonovou součástkou v příčné větvi. Jako výkonový tranzistor byl zvolen unipolární tranzistor MOSFET typu N kvůli jeho dobrým dynamickým vlastnostem a bezeztrátovému řízení. Parametry a požadavky synchronního měniče byly poté zvoleny podle výpočtů z bakalářské práce a volbě řízení velikosti vzduchové mezery (δ) v rozsahu 1-5 mm s levitační cívkou o 350 závitů. Z daných parametrů byl podle výpočtů proudové a napěťové zatížitelnosti zvolen tranzistor dostupný na trhu s až dvojnásobným dimenzováním vypočtených parametrů.

V další kapitole jsou pro zvolený MOSFET tranzistor určeny vyzářené výkonové ztráty, jež činí pro běžný chod měniče přibližně 4 W (pro každý tranzistor). Pro chod měniče,

kdy není spínán tranzistor v příčné větvi a proud tedy vede dioda zabudována na jeho polovodičové struktuře, jsou vzniklé ztráty na daném tranzistoru přibližně dvojnásobné. Z tohoto výsledku a dalších výpočtů byla odvozena potřeba vzduchového chlazení (chladiče) pro oba řízené tranzistory pro oba režimy. Po konkrétní volbě chladiče byla pomocí ručních výpočtů a simulací určena teplota chladiče, z které byly odvozeny teploty pouzdra a čipu tranzistoru. Díky nim bylo zjištěno, že zvolený chladič by měl bezpečně ochránit tranzistory před tepelnou destrukcí. Maximální dovolená teplota čipu zvoleného tranzistoru činí 175 °C. Jeho teplota se zvoleným chladičem však podle výpočtů a simulací nepřekročí více než 89 °C pro běžný chod měniče (oba tranzistory) a hodnotu 134 °C u tranzistoru v příčné větvi při jeho nespínání.

Po návrhu chlazení je popsán návrh desky plošného spoje (DPS) měniče. Pro spínání tranzistorů byl zvolen synchronní budící obvod s prediktivním řízením UCC27223PWP. Dále byla zvolena optická snímací jednotka GP2Y0E03 spolu s čidlem proudu ACS725 pro zajištění správné regulace měniče. Čidlo proudu navíc může plnit funkci detekce nadproudu 5,5 A, a to díky jeho dimenzování (maximální měřený proud 10 A). Oba měřicí prvky budou informaci o měření odesílat do řídicího obvodu, jímž byl vybrán mikrokontrolér (MCU) pro řízení budícího obvodu (včetně vypnutí při nadproudu). Konkrétně byl vybrán MCU TM4C123GH6PM zabudovaný na launchpadu EK-TM4C123GXL. Dále byly zvoleny napájecí zdroje pro napětí 12 a 3,3 V. Pro napěťovou hladinu 12 V byl zvolen externí napěťový zdroj Statron typ 2228.5 a pro hladinu 3,3 V byl zvolen stabilizátor napětí LD1117. V poslední řadě byly přidány i doplňkové prvky (jako např. blokovací kondenzátory nebo konektory) pro zajištění správné funkce měniče.

V poslední části je uveden detailní popis konstrukce magnetické levitace. Je zde uveden návrh stínícího krytu pro měnič. Ten by měl podle výpočtů měnič dostatečně odstínit od vlivu elektromagnetického pole cívky (odhadovaná účinnost stínění je minimálně 30 dB). Také je v této části provedena rekonstrukce nové levitační cívky, neboť ta z bakalářské práce nevyhovuje požadavku vysokého počtu závitů. Počet reálně navinutých závitů vyšel menší, než bylo předpokládáno (navinuto 302 oproti předpokládaným 350). Přepočtení parametrů měniče ale nebyl proveden, a to kvůli poznatku, že vypočtený proud je podle bakalářské práce o 10 % vyšší než reálně naměřená hodnota. Pro zajištění bezpečného uchlazení tranzistorů bylo ale z tohoto důvodu a důvodu uzavření měniče do stínícího krytu zvoleno dodatečné chlazení nuceným prouděním vzduchu. Ten by měl podle zachovaných parametrů

pro výpočet chlazení udržovat teplotu čipu obou tranzistorů na přibližně 62 °C při běžném chodu měniče (při úvaze proudu 5 A).

V závěru práce je pak provedena a zdokumentována celá konstrukce modelu elektromagnetické levitace podle blokového schéma zapojení. Poloha cívky bude moci být prakticky řízena v rozsahu $\delta = 3\text{-}5$ mm. Model pro elektromagnetickou levitaci řízenou pulzním měničem byl sestaven a je tak připraven pro budoucí softwarové oživení a regulaci řízení měniče.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] BLECHA, Tomáš. Fyzikální elektronika [přednáška], Plzeň: Fakulta elektrotechnická Západočeské univerzity v Plzni, 2016, [cit. 2019-11-28]
- [2] FRANTIŠEK, Vondrášek, KAREL, Skokan, ed. *Výkonová elektronika: Svazek I*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 1994. ISBN 80-7082-136-1. [cit. 2019-11-28]
- [3] FOŘT, Jiří. Spínací obvody výkonových součástek [přednáška], Plzeň: Fakulta elektrotechnická Západočeské univerzity v Plzni, 2019, [cit. 2019-11-28]
- [4] MARTINEK, Radislav a Viktorie VLACHOVÁ. *Senzory v průmyslové praxi*. Praha: BEN - technická literatura, 2004. ISBN 80-7300-114-4. [cit. 2019-12-10]
- [5] BENEŠ, Pavel, Jan CHLEBNÝ, Jindřich KRÁL a Josef LANGER, MARTINÁSKOVÁ, Marie, ed. *Automatizace a automatizační technika 3: Prostředky automatizační techniky*. Aktualizované. Brno: CP Books, 2005. ISBN 80-251-0795-7. [cit. 2019-12-10]
- [6] VOJÁČEK, Antonín. Magnetické senzory s Hallovým efektem: 1. princip. *Automatizace.HW.cz | Elektronika v automatizaci* [online]. 23.11.2007 [cit. 2020-02-10]. Dostupné z: <https://automatizace.hw.cz/magneticke-senzory-s-hallovym-efektem-1-princip>
- [7] BENEK, Josef. *Využití magnetické levitace*. Plzeň, 2018 [cit. 2020-02-10]. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky.
- [8] VONDRÁŠEK, František, Jan LANGHAMMER, Jan MĚSÍČEK, Jan MOLNÁR a Aleš PEROUTKA. *Projektování výkonových polovodičových měničů - Vybrané stati*. 01.02.2008. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 1.n. ISBN 978-800-7043-653-0. [cit. 2020-02-10]
- [9] IRLZ24, SiHLZ24. *Vishay.com* [online]. Malvern, Pennsylvania, US, 01.01.2019 [cit. 2020-02-10]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/91326/sihlz24.pdf>
- [10] GRAOVAC, Dušan, Marco PÜRSCHHEL a Andreas KIEP. *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters: MOSFET Converter Losses* [online]. Neubiberg, Germany, 01.01.2006, (2006-07-31), 23 [cit. 2020-02-17]. Dostupné z: <https://www.element14.com/community/docs/DOC-20553/1/igbt-power-losses-calculation-using-the-data-sheet-parameters>
- [11] Board Level Cooling – Narrow Channel 7020. *Boyd Corporation* [online]. Elkhart, Columbia [cit. 2020-02-17]. Dostupné z: <https://www.boydcorp.com/aavid-datasheets/Board-Level-Cooling-Narrow-Channel-7020.pdf>
- [12] UCC27223: High-efficiency predictive synchronous buck driver with enable. *Texas Instruments* [online]. Dallas, USA, 1995, 12.2003 [cit. 2020-03-07]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27223.pdf>
- [13] DUONG, M. Q., H. H. NGUYEN, T. H. D. NGUYEN, T. T. NGUYEN a G. N. SAVA. *Effect of Component Design on the DC/DC Power Converters Dynamics* [online]. Bucharest, Romania: IEEE, 2017 [cit. 2020-03-14]. ISBN 978-1-5090-5160-1/17. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7905025>

- [14] JURY, Jens. Buck Converter Design. *Infineon Technologies North America (IFNA) Corp* [online]. Neubiberg, Německo, 01.2013 [cit. 2020-03-14]. Dostupné z: <https://www.mouser.de/pdfdocs/BuckConverterDesignNote.pdf>
- [15] ACS725: Automotive-Grade, Galvanically Isolated Current Sensor IC With Common-Mode Field Rejection in a Small Footprint SOIC8 Package. *Allegro Microsystems* [online]. Manchester, New Hampshire, USA, 2018 [cit. 2020-03-17]. Dostupné z: <https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics/zero-to-fifty-amp-integrated-conductor-sensor-ics/acs724-5>
- [16] GP2Y0E03: Distance Measuring Sensor Unit Measuring distance : 4 to 50 cm Digital(I C) / Analog output type. *SOCLE Technology CORP.* [online]. Hsin-Chu City, Taiwan, 2001 [cit. 2020-03-17]. Dostupné z: [http://www.socle-tech.com/doc/IC%20Channel%20Product/Sensors/Distance%20Measuring%20Sensor/Analog%20Out\(Including%20I2C%20output\)/gp2y0e03_e.pdf](http://www.socle-tech.com/doc/IC%20Channel%20Product/Sensors/Distance%20Measuring%20Sensor/Analog%20Out(Including%20I2C%20output)/gp2y0e03_e.pdf)
- [17] ARM® Cortex®-M4F Based MCU TM4C123G LaunchPad™ Evaluation Kit: EK-TM4C123GXL. *Texas Instruments* [online]. Dallas, Texas, USA, 1995 [cit. 2020-03-24]. Dostupné z: <http://www.ti.com/tool/EK-TM4C123GXL>
- [18] Getting Started with the Tiva™ TM4C123G LaunchPad Workshop: Student Guide and Lab Manual. *Department of Computer Science and Engineering: Indian Institute of Technology Bombay* [online]. Powai, Mumbai, India [cit. 2020-03-24]. Dostupné z: https://www.cse.iitb.ac.in/~erts/html_pages/Resources/Tiva/TM4C123G_LaunchPad_Workshop_Workbook.pdf
- [19] TPS736xx Cap-Free, NMOS, 400-mA Low-Dropout Regulator with Reverse Current Protection. *Texas Instruments* [online]. Dallas, Texas, USA, 1995, 2014 [cit. 2020-03-26]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps736.pdf>
- [20] Tiva™ TM4C123GH6PM Microcontroller: DATA SHEET. *Texas Instruments* [online]. Dallas, Texas, USA, 1995, 2007 [cit. 2020-03-26]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/spms376e/spms376e.pdf>
- [21] LD1117: Adjustable and fixed low drop positive voltage regulator. *STMicroelectronics* [online]. Ženeva, Švýcarsko [cit. 2020-03-26]. Dostupné z: <https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/99/3b/7d/91/91/51/4b/be/CD00000544.pdf/files/CD00000544.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000544.pdf>
- [22] BANJANIN, Bojan, Gojko VLADIC, Magdolna PÁL, Sebastian BALOS, Miroslav DRAMICANIN, Milan RACKOV a Ivan KNEZEVIC. Consistency analysis of mechanical properties of elements produced by FDM additive manufacturing technology. *Matéria (Rio de Janeiro)* [online]. Rio de Janeiro, 2018, 06.12.2018, 4(23) [cit. 2020-05-25]. ISSN 1517-7076. Dostupné z: https://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1517-70762018000400441
- [23] Acrylonitrile Butadiene Styrene (ABS) Typical Properties Generic ABS. *PROSPECTOR* [online]. Santa Fe, USA, [cit. 2020-05-25]. Dostupné z: <https://plastics.ulprospector.com/generics/1/c/t/acrylonitrile-butadiene-styrene-abs-properties-processing>

- [24] Polylactic Acid (PLA) Typical Properties. *PROSPECTOR* [online]. Santa Fe, USA, 2012 [cit. 2020-05-25]. Dostupné z: <https://plastics.ulprospector.com/generics/34/c/t/polylactic-acid-pla-properties-processing>
- [25] HERNANDEZ, R., D. SLAUGHTER, D. WHALEY, J. TATE a B. ASIABANPOUR. ANALYZING THE TENSILE, COMPRESSIVE, AND FLEXURAL PROPERTIES OF 3D PRINTED ABS P430 PLASTIC BASED ON PRINTING ORIENTATION USING FUSED DEPOSITION MODELING. *Solid Freeform Fabrication* [online]. Texas, 2016, **27.**, 12 [cit. 2020-05-25]. Dostupné z: <https://sffsymposium.engr.utexas.edu/sites/default/files/2016/076-Hernandez.pdf>
- [26] SVAČINA, Jiří. *ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA: Přednášky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2002 [cit. 2020-05-28].
- [27] EMC techniques in electronic design Part 4 - Shielding (screening). *Cherry Clough Consultants* [online]. 9 Bracken View, Brocton, Stafford ST17 0TF, květen 2009, 68 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: https://www.emcstandards.co.uk/files/part_4_text_and_graphics_21_may_09.pdf
- [28] BOWLER, N. *FREQUENCY-DEPENDENCE OF RELATIVE PERMEABILITY IN STEEL* [online]. Iowa State University, USA, 2006 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <http://home.eng.iastate.edu/~nbowler/pdf%20final%20versions/conferences/QNDE2005Bowler.pdf>
- [29] *Conductivity and Resistivity Values for Iron & Alloys* [online]. NDE/NDT Resource Center, březen 2006, 6 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: https://www.nde-ed.org/GeneralResources/MaterialProperties/ET/Conductivity_Iron.pdf
- [30] AHMADI, Homi. *Thermal measurement* [online]. Anaheim, Kalifornie, USA: Extron Electronics, 28. září 2012 [cit. 2020-05-28]. Dostupné z: <https://ewh.ieee.org/r6/ocs/pses/Thermalmeasurement-Presentation.pdf>

Přílohy

Příloha A

Výpočet I a L levitační cívky s $N = 350$ z a $m = 1,3$ kg

Výpočet podle bakalářské práce je uveden na příloženém CD disku v souboru „Výpočet proudu a magnetické síly“. Zde jsou jen uvedeny výsledky (pro kapitolu 3.2).

Tabulka 3-4: Tabulka závislosti velikosti I a H levitační cívky na velikosti δ

δ [mm]	R_{mc} [H^{-1}]	L [mH]	I [A]
1,0	1939120,2	63,17	0,97
1,1	2129055,9	57,54	1,07
1,2	2318991,5	52,82	1,17
1,3	2508927,1	48,83	1,26
1,4	2698862,7	45,39	1,35
1,5	2888798,4	42,41	1,45
1,6	3078734,0	39,79	1,54
1,7	3268669,6	37,48	1,64
1,8	3458605,2	35,42	1,73
1,9	3648540,9	33,58	1,82
2,0	3838476,5	31,91	1,91
2,1	4028412,1	30,41	2,01
2,2	4218347,8	29,04	2,10
2,3	4408283,4	27,79	2,19
2,4	4598219,0	26,64	2,28
2,5	4788154,6	25,58	2,37
2,6	4978090,3	24,61	2,46
2,7	5168025,9	23,70	2,55
2,8	5357961,5	22,86	2,64
2,9	5547897,1	22,08	2,73
3,0	5737832,8	21,35	2,82
3,1	5927768,4	20,67	2,91
3,2	6117704,0	20,02	3,00
3,3	6307639,6	19,42	3,09
3,4	6497575,3	18,85	3,18
3,5	6687510,9	18,32	3,27
3,6	6877446,5	17,81	3,36
3,7	7067382,1	17,33	3,45
3,8	7257317,8	16,88	3,53
3,9	7447253,4	16,45	3,62
4,0	7637189,0	16,04	3,71
4,1	7827124,6	15,65	3,79
4,2	8017060,3	15,28	3,88
4,3	8206995,9	14,93	3,97
4,4	8396931,5	14,59	4,06
4,5	8586867,1	14,27	4,14
4,6	8776802,8	13,96	4,23
4,7	8966738,4	13,66	4,31
4,8	9156674,0	13,38	4,40
4,9	9346609,7	13,11	4,48
5,0	9536545,3	12,85	4,57

Příloha B

Výpočet I a L reálné levitační cívky s $N = 302$ z, $m = 1,092$ kg a výpočet F_m při nadproudu 5,5 A (kapitola 6.1)

Výpočet proveden podle vzorců z bakalářské práce (s úpravou výpočtu F_m o konstanty ε_1 a ε_2) je uveden na přiloženém CD disku ve stejném souboru jako Příloha A.

Tabulka 6-1: Tabulka závislosti velikosti I a F_m levitační cívky na velikosti δ

δ [mm]	L [mH]	I [A]	F_m [N]
1,0	47,03	1,04	302,57
1,1	42,84	1,14	250,99
1,2	39,33	1,24	211,69
1,3	36,35	1,34	181,04
1,4	33,79	1,44	156,67
1,5	31,57	1,54	136,97
1,6	29,62	1,64	120,82
1,7	27,90	1,74	107,40
1,8	26,37	1,84	96,14
1,9	25,00	1,93	86,59
2,0	23,76	2,03	78,42
2,1	22,64	2,13	71,37
2,2	21,62	2,23	65,25
2,3	20,69	2,33	59,90
2,4	19,83	2,42	55,20
2,5	19,05	2,52	51,04
2,6	18,32	2,62	47,35
2,7	17,65	2,71	44,05
2,8	17,02	2,81	41,09
2,9	16,44	2,90	38,43
3,0	15,90	3,00	36,03
3,1	15,39	3,09	33,85
3,2	14,91	3,19	31,87
3,3	14,46	3,28	30,06
3,4	14,04	3,38	28,41
3,5	13,64	3,47	26,89
3,6	13,26	3,57	25,49
3,7	12,90	3,66	24,21
3,8	12,57	3,75	23,02
3,9	12,25	3,85	21,92
4,0	11,94	3,94	20,90
4,1	11,65	4,03	19,95
4,2	11,38	4,12	19,07
4,3	11,11	4,22	18,24
4,4	10,86	4,31	17,47
4,5	10,62	4,40	16,75
4,6	10,39	4,49	16,08
4,7	10,17	4,58	15,44
4,8	9,96	4,67	14,85
4,9	9,76	4,76	14,29
5,0	9,56	4,85	13,76

Příloha C

Výpočet jednotlivých ztrát elektromagnetického pole o frekvenci 10 kHz působícího na kryt měniče při ideálních podmínkách (neopracovaný kryt, kapitola 6.3.2) [26]

- **Absorpční ztráty**

- Výpočet hloubky vniku elektromagnetického pole - δ_v :

$$\delta_v = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \gamma}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot f_{sw} \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \gamma}} \quad (6.7)$$

$$\delta_v = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 10000 \cdot 150 \cdot 4\pi \times 10^{-7} \cdot 3,85 \times 10^6}} = 0,2094 \text{ mm}$$

- Výpočet absorpčních ztrát - A :

$$A = 8,69 \cdot \frac{t}{\delta_v} = 8,69 \cdot \frac{0,91}{0,2094} = 37,76 \text{ dB} \quad (6.8)$$

- **Reflexní ztráty pro měnič ve vzdálenosti 20 cm (0,2 m) od cívky**

- Výpočet vlnové délky - λ :

$$\lambda = \frac{c}{f_{sw}} = \frac{300\,000\,000}{10\,000} = 30\,000 \text{ m} \quad (6.9)$$

- Hranice mezi blízkým a vzdáleným polem (r):

$$r = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{30\,000}{2\pi} = 4774,65 \text{ m} \rightarrow r \gg 0,2 \text{ m} \rightarrow \text{pole je blízké} \quad (6.10)$$

- Výpočet reflexních ztrát pro blízké elektrické (R_{re}) a magnetické pole (R_{rm}):

$$R_{re} \approx 268 + 10 \cdot \log \frac{\gamma}{\mu_r \cdot \omega^3 \cdot r^2} = 268 + 10 \cdot \log \frac{3,85 \times 10^6}{150 \cdot (2\pi \cdot 10\,000)^3 \cdot 0,2^2} \quad (6.11)$$

$$R_{re} \approx 182,13 \text{ dB}$$

(6.12)

$$R_{rm} \approx -71 + 10 \cdot \log \frac{\omega \cdot \gamma \cdot r^2}{\mu_r} = -71 + 10 \cdot \log \frac{2\pi \cdot 10\,000 \cdot 3,85 \times 10^6 \cdot 0,2^2}{150}$$

$$R_{rm} \approx 7,1 \text{ dB}$$

- **Výpočet ztrát mnohonásobným odrazem**

$$B_o = 20 \cdot \log \left(1 - e^{-\frac{2t}{\delta_v}} \right) = 20 \cdot \log \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot 0,91}{0,2094}} \right) = -1,46 \times 10^{-3} \text{ dB} \approx 0 \text{ dB} \quad (6.13)$$

- **Celková efektivnost stínění elektrického a magnetického pole**

$$SE_e = A + R_{re} + B_o = 37,76 + 182,13 + 0 = 219,89 \text{ dB} \quad (6.14)$$

$$SE_m = A + R_{rm} + B_o = 37,76 + 7,1 + 0 = 44,86 \text{ dB} \quad (6.15)$$

Příloha D

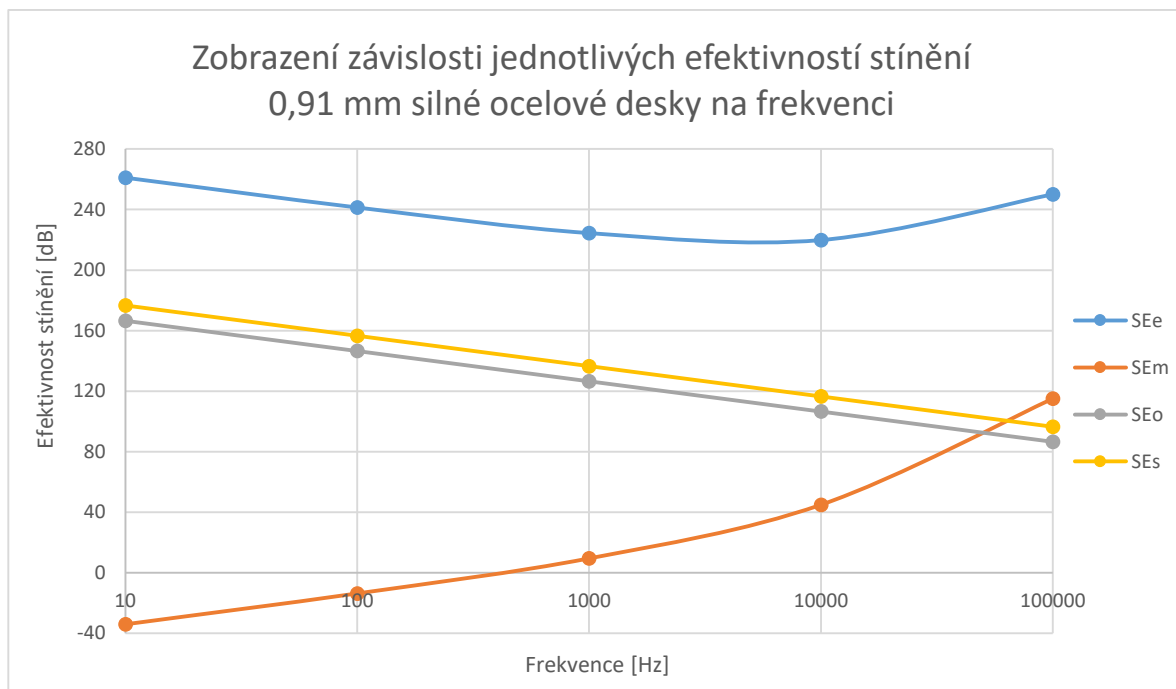
Vliv vytvoření otvorů a štěrbin na stínící vlastnosti krytu a jejich závislost na frekvenci (kapitola 6.3.2) [26]

- Rovnice pro výpočet celkové efektivnosti stínění jednoho otvoru (při $t \ll 2a$):

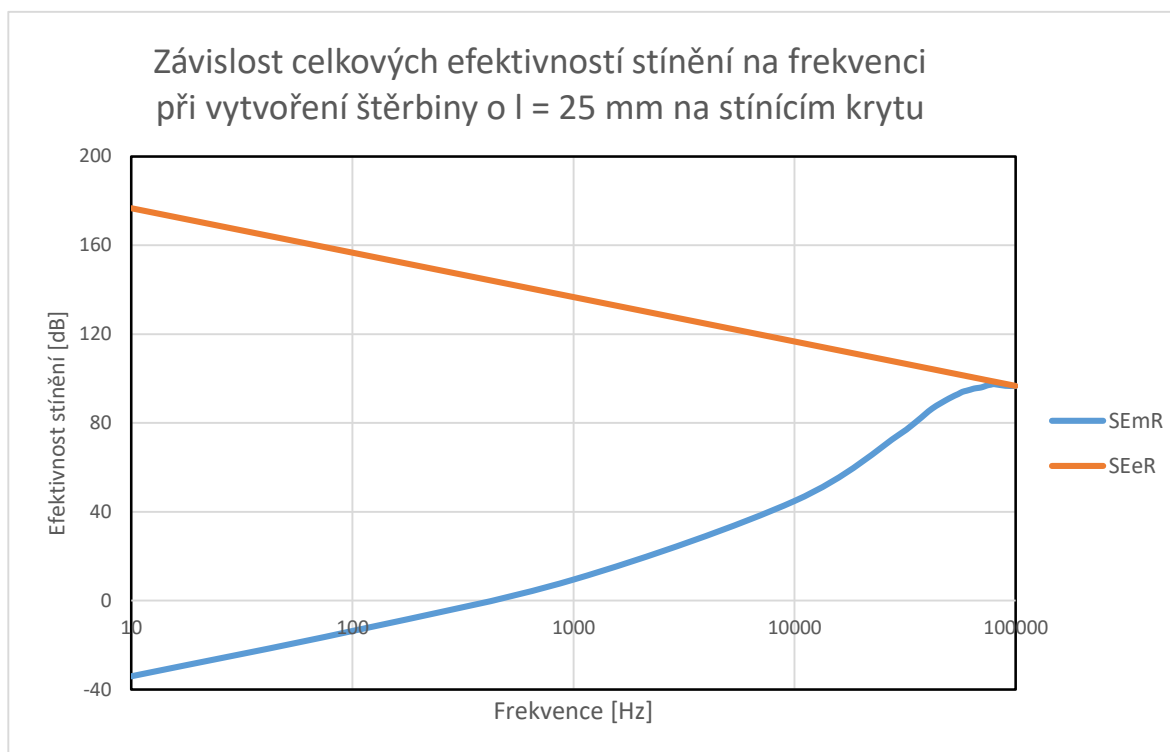
$$SE_o = R_{ro} = 20 \cdot \log \frac{\lambda}{2\pi a} \quad (6.16)$$

- Rovnice pro výpočet celkové efektivnosti stínění anténové štěrbiny:

$$SE_s = R_{rs} + A_s = 20 \cdot \log \frac{\lambda}{2l} + 27,2 \cdot \frac{t}{l} \quad (6.17)$$



Graf 6.1: Závislost efektivnosti stínění stínícího krytu 1415B Hammond na frekvenci v pásmu 10 Hz – 100 kHz



Graf 6.2: Odhad celkové reálné efektivnosti stínění krytu 1415B Hammond v pásmu frekvencí 10 Hz – 100 kHz při vytvoření štěrbiny