

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Napěťový střídač s SiC moduly

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Martin ZAVŘEL**
Osobní číslo: **E14N0044P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Napěťový střídač s SiC moduly**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

1. Popište technologii SiC a její dosahované parametry.
2. Navrhněte obvodové schéma (silového obvodu a budicích obvodů).
3. Navrhněte desky plošných spojů a mechanickou konstrukci střídače.
4. Zkonstruuje střídač.
5. Experimentálně ověřte funkci střídače.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah kvalifikační práce: **40 - 60 stran**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

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

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Luboš Streit, Ph.D.**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2015**
Termín odevzdání diplomové práce: **16. května 2016**


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




Prof. Ing. Václav Kús, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2015

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce se zabývá problematikou návrhu, konstrukce a oživení napětového střídače s SiC (Silicon-Carbide) moduly pro potřeby projektu elektrické motokáry NeoFelis. Práce se podrobněji zaměřuje na numerickou simulaci střídače (tedy na výpočet napětových, proudových a ztrátových poměrů a na stanovení oteplení při zvoleném chladiči).

Dále je v textu uveden návrh desky plošných spojů (DPS) pro power pack a 3D návrh celého měniče.

Součástí práce je také dimenzování stejnosměrného obvodu střídače a shrnutí postupu a výsledků oživování měniče.

V práci je také uvedeno obvodové schéma vyvíjeného driveru pro popisovaný střídač.

Klíčová slova

Napětový střídač, SiC (Silicon-Carbide) moduly, numerická simulace střídače, zvolený chladič, oteplení, deska plošných spojů pro power pack, 3D návrh měniče, dimenzování stejnosměrného obvodu, oživování měniče, schéma driveru.

Abstract

The master theses focused on issue of proposal, construction and commissioning of voltage inverter with SiC (Silicon-Carbide) modules for needs of electric kart NeoFelis project.

The more focus of this theses are numerical simulation of inverter (thus on calculation ratios of voltage, current, losses and warming in the case of selected cooler).

The next parts of this thesis are design of printed circuit boards (PCB) for power-pack and 3D design of whole inverter. Dimensioning of direct circuit (DC) and summarize of progress and achievements are included in this statements too.

This theses also contain the circuit scheme of driver for the describe converter.

Key words

Voltage inverter, SiC (Silicon-Carbide) modules, numerical simulation of inverter, selected radiator, warming and printed circuit board (PCB) for power pack, 3D design of inverter, dimensioning of DC circuit and inverter commissioning, circuit scheme of driver.

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 10.5.2016

Martin Zavřel

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval Ing. Janu Štěpánkovi, Ing. Martinu Járovi a vedoucímu diplomové práce Ing. Luboši Streitovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Další poděkování patří všem zúčastněným v projektu NeoFelis.

Obsah

Seznam symbolů a zkratk	10
1. Úvod	12
2. SiC technologie	13
2.1 Základní přehled z SiC technologie	13
2.2 Výroba SiC prvku	14
2.2.1 CVD Epitaxe	15
2.2.2 MBE Epitaxe	16
2.2.3 Sublimační epitaxe	17
2.2.4 Kontaktní materiály	18
2.3 SiC diody	19
2.3.1 SiC Schottkyho dioda	19
2.3.2 SiC Výkonová PN dioda	21
2.4 SiC MOSFET tranzistor	22
3. Návrh obvodového schéma a DPS měniče	23
3.1 Vstupní filtr střídače	24
3.2 Obvodové schéma střídače	26
4. DPS střídače	28
4.1 Návrh DPS	28
4.2 Detailnější popis návrhu a vlastností	31
5. Návrh chlazení	37
5.1 Digitalizace grafů	37
5.2 Stanovení proudu zátěží	40
5.3 Stanovení proudů jednotlivými prvky	42
5.4 Výpočet ztrát a oteplení	44
5.4.1 Parametry chladiče	46
7.5 Hrubá simulace	47
6. 3D návrh sestavy	50
6.1 Soupis montážního materiálu	52
6.2 Úprava chladiče a výkresy	52
7. Sestavovací schéma	55
8. Experimentální ověření funkce	57
8.1 Zkouška správné funkce	59
8.2 Spínání při zatížení	62
8.3 Zjednodušená oteplovací zkouška	65

9. Driver pro popisovaný střídač	66
10. Závěr	68
11. Seznam použité literatury a informačních zdrojů	72
12. Přílohy.....	75
Příloha 1	75

Seznam symbolů a zkratek

DPS (PCB)	deska plošných spojů (printed circuit board)
3D	troj-rozměrný
Si, C	chemické prvky - křemík, uhlík
SiC	sloučenina Si a C – Silikon karbid
MOSFET	unipolární tranzistor typu MOS (DMOS)
CVD Epitaxe	chemical vapor deposition Epitaxe
MBE Epitaxe	epitaxe z molekulových svazků
LP, AP, HT	low pressure, atmospheric pressure, high temperature
RHEED	Reflection high energy diffraction
Si S, SiC S	křemíková, silikon karbidová Schottkyho dioda
VA charakteristika	Volt-Ampérová charakteristika
P	výkon obecně (elektrický, tepelný, ...)
DC, AC	stejnoseměrný, střídavý
DC/DC	měníč stejnosměrný – stejnosměrný (integrováný obvod)
I_{DC} , U_{DC}	stejnoseměrný proud, stejnosměrné napětí
I_{eff} , U_{eff}	efektivní fázový proud, napětí
$I_{f(i)}$	fázový proud i-té harmonické
f	frekvence,
f_v , f_s	výstupní, spínací frekvence střídače
C_{DC} , L_{DC}	kapacita stejnosměrného obvodu, indukčnost
ΔU	úbytek napětí (pokles napětí)
Q_{ctb} , Q_{cs}	sdílený náboj od trakčních baterií, od proudu střídače
DSP	digitální signálový procesor
d	elektrická hloubka vniku
$S_{(p)}$	plocha průřezu prokovu
$I_{(p)}$	povolený proud prokovem
ČSN	česká státní norma (harmonizovaná ČSN EN)
C_{DPS} , L_{DPS}	kapacita DSP, indukčnost DPS
L_i , L_e	indukčnost vrstvy vlastní, vzájemná
ASM	asynchronní motor
U_s	sružené napětí zátěže (střídače)

U_f, U_F	fázové napětí střídače, fázové napětí zátěže
U_{GS}, U_{DS}	napětí na tranzistoru gate-source, drain-source
U_D	napětí anoda – katoda zpětné diody
FLT, RDY	řídící výstupy driveru – fault, ready
RST	řídící vstup driveru – reset
R_{DS}	odpor drain-source v sepnutém stavu
T_j, T_c, T_{ch}	teplota čipu, pouzdra, chladiče
R_{th}	tepelný odpor
$R_{th\ jc}, R_{th\ ch}$	tepelný odpor čip-pouzdro, chladiče
τ_{ch}	tepelná časová konstanta chladiče
E	energie
P_{totm}	maximální ztrátový výkon modulu
U_{on}	napětí drain-source v sepnutém stavu
t_d	doba spínání/vypínání prvku
t_r	doba obnovení blokovací schopnosti prvku
I_d	povolený proud prvkem
U_{DSmax}	maximální povolené blokovací napětí
R_s	odpor statoru modelu ASM
L_s	indukčnost statoru modelu ASM
L_{mag}	magnetizační indukčnost modelu ASM
$L_{r'}$	indukčnost kotvy modelu ASM přepočtená na stator
$R_{R'}$	odpor kotvy modelu ASM přepočtený na stator
s	skluz ASM
K_u, K_i	bezpečnostní koeficient návrhu napěťový, proudový

V textu jsou jednotlivé zkratky při jejich prvním použití vysvětleny.

1. Úvod

Předkládaná diplomová práce se zabývá návrhem napěťového střídače s SiC moduly pro potřeby projektu elektrické motokáry NeoFelis.

Text je rozdělen do šesti; První část se zabývá teoretickým rozbořem SiC technologie a SiC MOSFET tranzistorů. Druhá část je zaměřena na návrh obvodových schémat a desek plošných spojů silového obvodu střídače. Třetí část pojednává o numerické simulaci SiC napěťového střídače, stanovení oteplení a chladiče. Čtvrtá část se zabývá prostorovým uspořádáním všech částí střídače a 3D modelem. Pátá část je zaměřena na experimentální ověření funkce střídače. Poslední, šestá část, je zaměřena na řešení driveru pro popisovaný střídač.

2. SiC technologie

Tato kapitola slouží k přiblížení SiC technologie polovodičových součástek. Výhradním zdrojem pro tento odstavec je diplomová práce „Součástky na bázi SiC ve výkonové elektronice, Karel Virt, 2011, ZČU/FEL“ [1]

2.1 Základní přehled z SiC technologie

Nejzazší historie spojení atomů uhlíku a křemíku sahá do roku 1823. V této době se však o možném využití v elektrotechnice vůbec neuvažovalo. Jednalo se jen o čistě chemické pokusy. O možnosti využít spojení atomu uhlíku (C) a křemíku (Si) pro potřeby elektrotechniky se začalo spekulovat od roku 1907. V tomto roce se objevují zcela primitivní PN přechody na bázi SiC v experimentálních elektrotechnických laboratořích. O 16 let později byla objevena světelná emise ze zmíněných přechodů. V roce 1923 byla tedy popsána elektroluminiscence z PN přechodu na bázi SiC. Teprve od druhé poloviny devatenáctého století se objevují zmínky o možném praktickém využití SiC technologie polovodičových součástek. Zásadní průlom pro elektrotechnické výkonové součástky nastává v roce 1990. V tomto roce byly představeny všechny základní součástky na bázi SiC a zcela funkční. Následně se spustila výroba prvního sériově vyráběného SiC MOSFET tranzistoru a SiC Schottkyho diody. V současné době je technologie SiC a technologie pro jeho výrobu dostatečně pokročilá a finančně dostupná. Díky tomu se SiC prvky stávají velmi perspektivními.

V současné době má SiC konkurenci v podobě prvků na bázi nitridů Gália (GaN). Tato technologie je však stále velmi drahá, ale dosahuje stejných parametrů jako SiC technologie. Důležitá je také skutečnost, že tyto technologie mohou být použity pro výrobu všech základních výkonových elektrotechnických součástek s parametry mnohonásobně lepšími než u Si technologie.

2.2 Výroba SiC prvku

V nejhrubším měřítku lze výrobu SiC prvku rozdělit do dvou částí a to na výrobu substrátu a na nanášení vyšších vrstev. Výroba substrátu je pro SiC prvky nejtěžší částí a to z důvodu značné nestability a tedy náročnosti. Nanášení vyšších vrstev je poté mnohem stabilnějším procesem (nikoliv však jednodušším).

Výroba substrátu probíhá pomocí Nukleace. Tento proces znamená, že čistý rozpuštěný SiC je krystalizován za snižující se teploty (buď to z par, nebo ze samotné taveniny). Krystalizace probíhá za homogenních podmínek v ochranné atmosféře, nebo ve velmi silném vakuu. Právě utvoření zárodečných krystalků je velmi složité. To platí i o jejich udržení při další krystalizaci. Složitost je dána velmi vysokým stupněm polytypizmu SiC (existuje přes 200 polytypů SiC). Tloušťka základního substrátu dosahuje 50 μm .

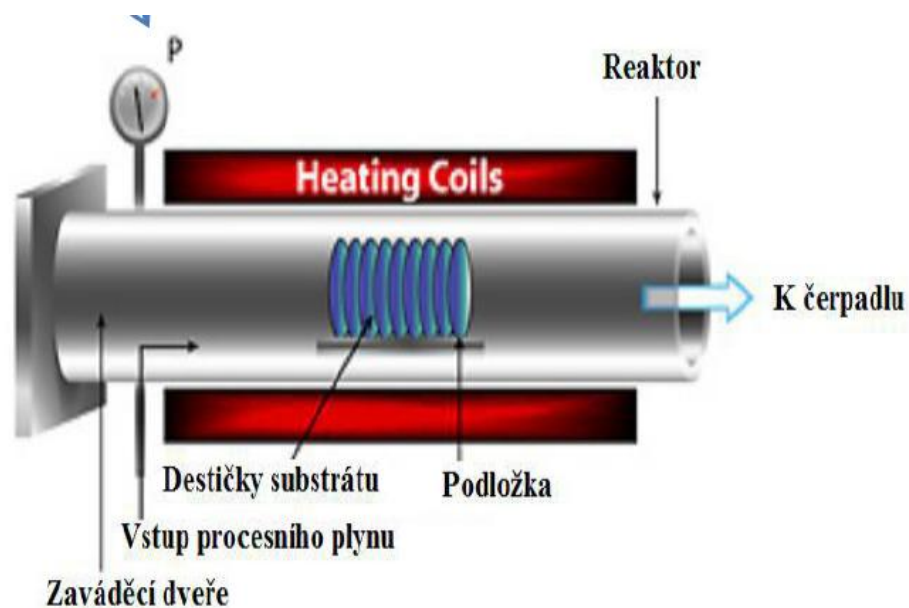
Výroba vyšších vrstev probíhá pomocí technologie zvané Epitaxe. V dnešní době existuje několik druhů této Epitaxe, avšak ne všechny jsou pro výrobu SiC výkonových součástek vhodné a ne všechny ekonomicky dosažitelné.

Mezi nevhodné Epitaxe se řadí Epitaxe z kapalně fáze. Tato Epitaxe je v principu shodná s Nukleací základního substrátu. Nevhodnost Epitaxe z kapalně fáze spočívá v polytypismu SiC, neboli v tom, že není možnost udržet jeden konkrétní polytyp v celé tloušťce prvku.

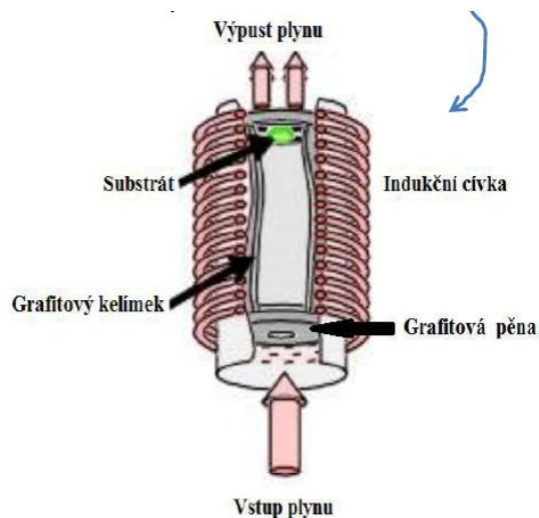
Vhodné Epitaxe pro výrobu SiC prvků jsou uvedeny níže.

2.2.1 CVD Epitaxe

Opačný případ k Epitaxi z kapalně fáze pak tvoří CVD epitaxe (chemical vapor deposition). U této epitaxe je čistota SiC v celé tloušťce maximální možná. Tedy i polytyp SiC je v celé tloušťce stejný. Množství dopantů pro tvorbu vodivosti typu P a N je také velmi přesně udržováno na potřebné hodnotě. O prvcích vyrobených CVD epitaxi tedy platí fakt, že dosahují nejlepších parametrů za nejmenších rozměrů. Značnou nevýhodou CVD epitaxe je však velmi vysoká cena vybavení i samotné výroby. Pro úplnost je nutné uvést, že CVD epitaxe existuje ve 3 modifikacích a to APCVD, LPCVD, HTCVD (atmospheric pressure CVD, low pressure CVD, high temperature CVD). Na obrázku Obr. 2.1.a je znázorněn princip APCVD a LPCVD. Na obrázku Obr. 2.1.b je pak znázorněn princip HTCVD.



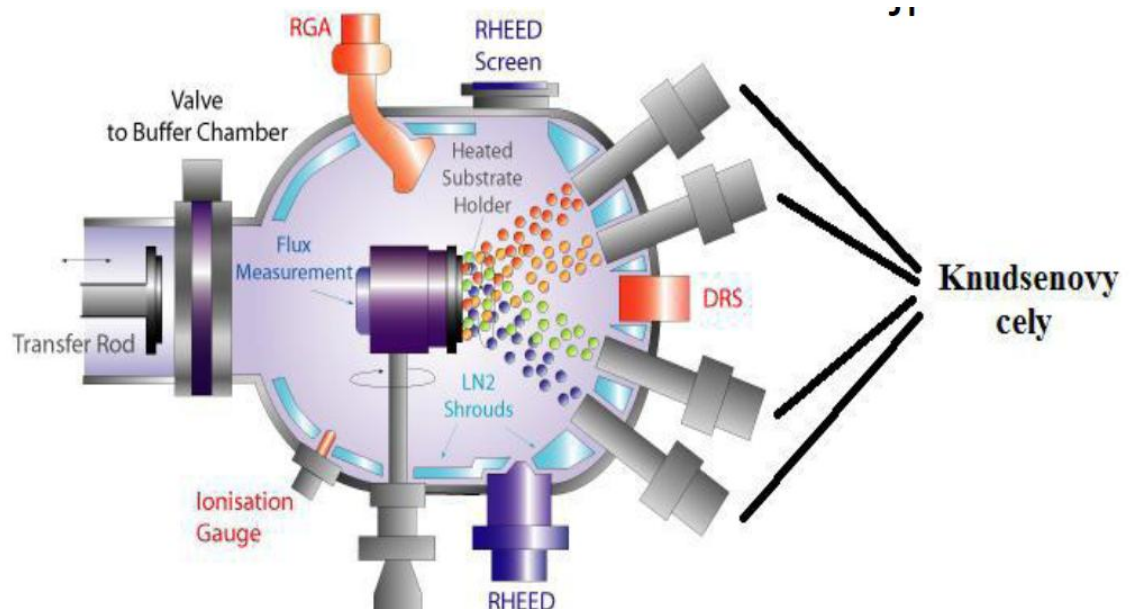
Obr. 2.1.a - APCVD, LPCVD [10]



Obr. 2.1.b – HTCVD [10]

2.2.2 MBE Epitaxe

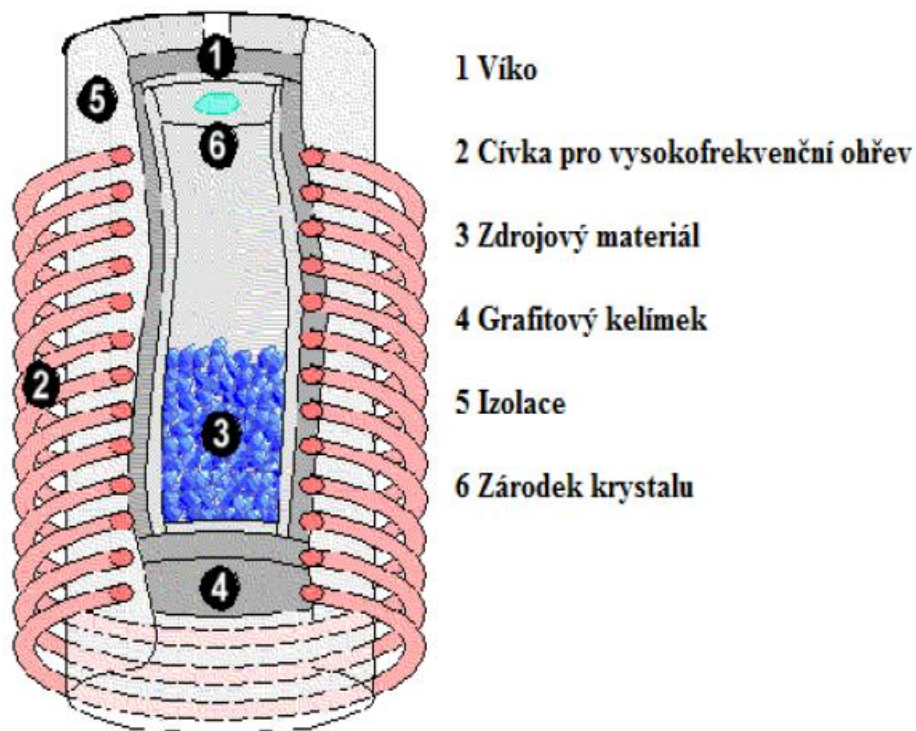
Dnes nejpoužívanější metodou pro výrobu SiC prvků je MBE epitaxe (epitaxe z molekulových svazků). Tato Epitaxe probíhá za velmi vysokého vakua ($<10^{-8}$ Pa) a teploty (>1200 °C). Křemík (Si), uhlík (C) a dopanty (N pro vodivost typu N a Al pro vodivost typu P) jsou uloženy v oddělených Knudsenových celách, kde jsou odpařovány. Ve středu hlavní komory je umístěn substrát, který rotuje. Na tento substrát dopadají atomy prvků z otevíraných Knudsenových cel. Otevírání zmíněných cel probíhá pomocí RHEED (Reflection high energy diffraction) technologie, díky které lze dosáhnout řízení množství dopantů a čistoty prvku až na atomární úrovni. Na obrázku Obr.2.2 je uvedeno grafické znázornění popsané MBE epitaxe. Pomocí MBE epitaxe je dosahováno růstu krystalu $0,1$ až $0,2 \frac{\mu m}{min}$.



Obr. 2.2 - MBE epitaxe [11]

2.3.3 Sublimační epitaxe

Pro méně náročné prvky, tedy například pro dnes již standardní SiC Schottkyho diody (a podobně) se uplatňuje další, dnes hojně používaná, Epitaxe Sublimační. Sublimační Epitaxe je založena na odpařování materiálu a jeho následné krystalizaci na rotující destičce Substrátu SiC. Ohřev je prováděn v podobě vysokofrekvenčního nebo odporového na hodnotu 1700 až 2500 °C. Podstatným parametrem je zde gradient teploty odpařeného materiálu, který je udržován na $60 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{cm}}$. Na obrázku Obr. 2.3 je znázorněna popsaná Sublimační Epitaxe. Dosahovaná rychlost Sublimační Epitaxe je 0,1 až $5 \frac{\mu\text{m}}{\text{min}}$. Z principu této Epitaxe však vyplývá několik nevýhod, mezi které patří především nesourodé odpařování materiálu, nemožnost přímé kontroly růstu krystalů, nemožnost výroby silně dopovaných krystalů, potřeba výměny taveniny při přechodu mezi vrstvami.



Obr. 2.3 - Sublimační Epitaxe [12]

2.3.4 Kontaktné materiály

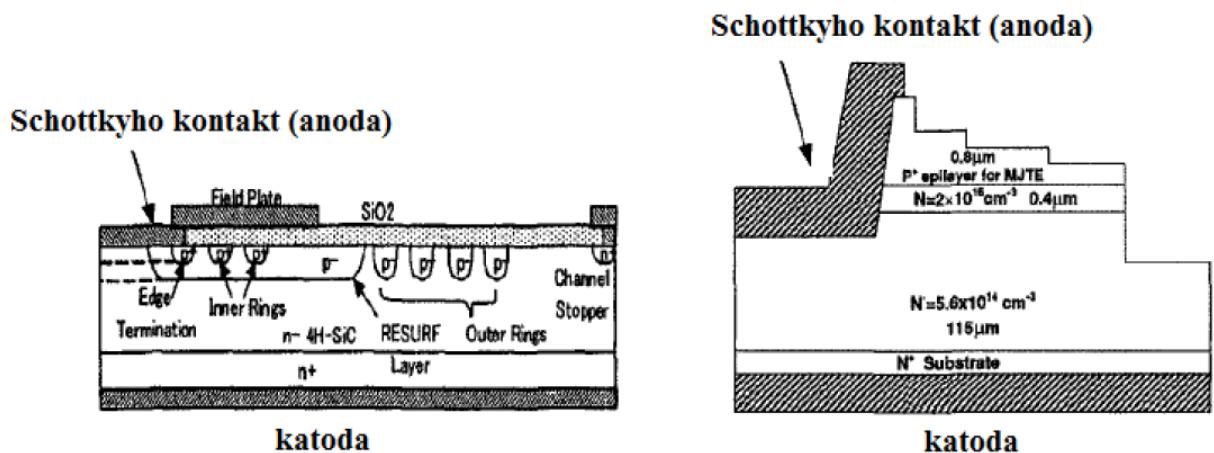
Kontaktný materiál je u SiC prvků odlišný v závislosti na druhu vodivosti (P nebo N). Mezi dnes běžně používané kontaktné materiály pro SiC prvky patří Al-Ti slitiny a čistý Ni nebo Ti. Mimo výběru materiálu je také nutné provést jeho zkontaktnování za příslušných podmínek. Základní podmínkou je ochranná atmosféra (vakuum pro Al-Ti, Ar pro Ni a N₂H₂ pro Ti). Druhá podmínka závisí na vyráběném prvku. Pro Schottkyho diody je zapotřebí vytvořit Schottkyho kontakt polovodič – kov, který vzniká za nízkých teplot. Oproti tomu při výrobě ostatních součástek je zapotřebí vytvořit kontakt ohmický. Toho je dosahováno pomocí vyžhání styku kov – polovodič při teplotě nad 900 °C po dobu 3 min pro Al-Ti, 5 min pro Ni nebo 40 sec pro Ti.

2.3 SiC diody

2.3.1 SiC Schottkyho dioda

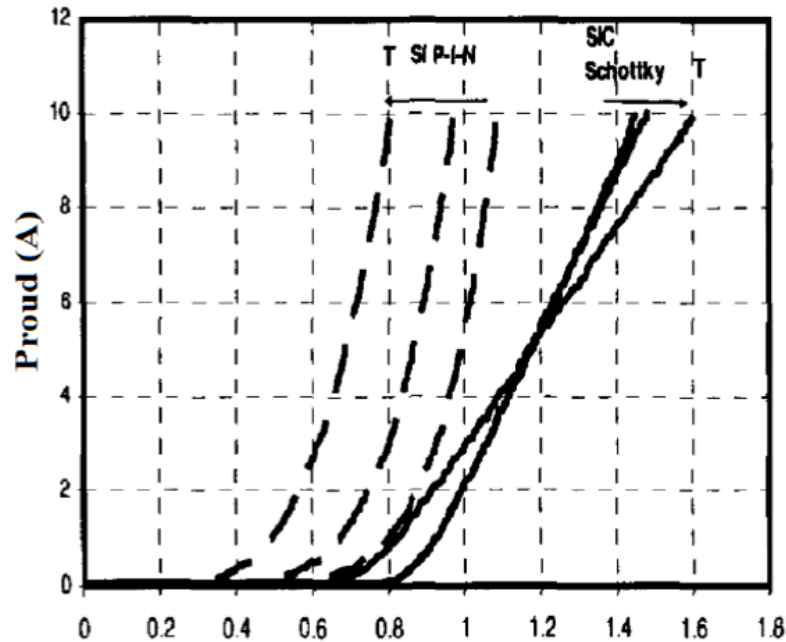
V tomto pododstavci jsou přiblíženy základní vlastnosti SiC Schottkyho diody ve srovnání s Si Schottkyho diodou. Jedním ze základních parametrů, který lze srovnat, je intenzita kritického elektrického pole. Tato intenzita je u SiC Schottkyho (S) diod až desetkrát vyšší než u Si S diod. To při zachování stejných vnějších rozměrů s Si S diodami znamená možnost mnohem vyšších dotací SiC vrstev a tedy mnohem nižší propustný odpor R_{on} , který dosahuje až o tři řády nižších hodnot (v opačném případě mnohem vyšší blokovací napětí a to až 10 kV).

S ohledem na mnohem vyšší blokovací napětí (či malý R_{on}) SiC S diod dochází k uplatnění složitějších struktur SiC S diod. Dnes nejpoužívanější vnitřní struktury pro SiC S diody jsou struktury redukce povrchového pole a vícestupňového zakončení. Struktura Redukce povrchového pole vede na součástky s velmi nízkým R_{on} , struktura Vícestupňového zakončení pak vede na součástky s blokovacím napětím až 10 kV. Na obrázku Obr. 2.4 jsou tyto struktury znázorněny (vlevo – struktura Redukce povrchového pole, vpravo – struktura Vícestupňového zakončení).



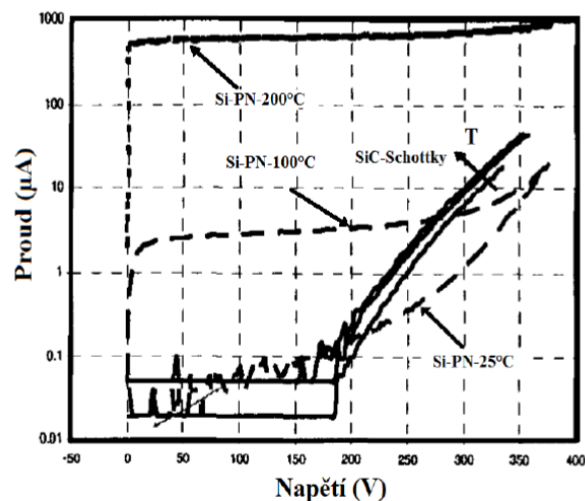
Obr. 2.4 – Struktury SiC Schottkyho diod [9]

Velmi příznivou vlastností SiC materiálů je kladný teplotní součinitel. Díky tomu je velmi snadné jejich paralelní řazení, čehož se hojně využívá pro získání prvku s maximálním blokovacím napětím a minimálním propustným odporem. V takovém případě je v jednom pouzdře integrováno několik paralelních SiC S diod. Na obrázku Obr. 2.5 je uvedena volt-ampérová (VA) charakteristika SiC S a Si S diody v závislosti na teplotě.



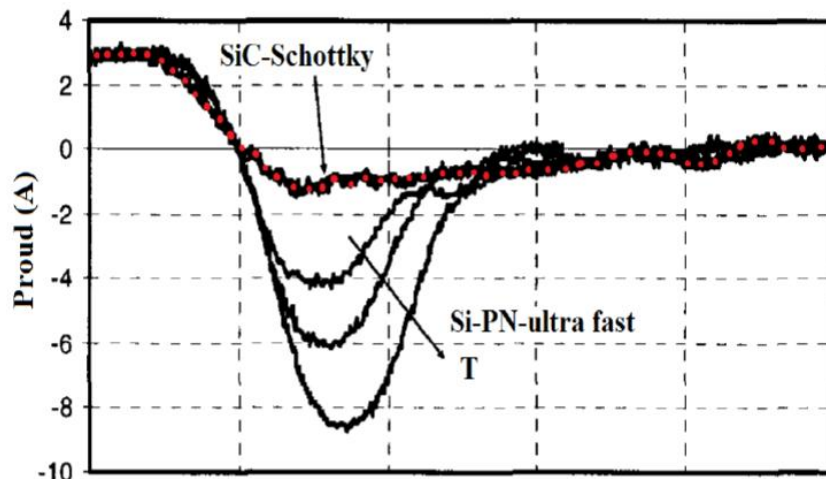
Obr. 2.5 – VA charakteristiky Si a SiC Schottkyho diody [9]

Další vlastností, která vychází z teplotní závislosti SiC materiálů je jen velmi malá teplotní závislost závěrného proudu. Tato skutečnost je potvrzena VA charakteristikou na Obr. 2.6. Z této charakteristiky lze také vyčíst, že ve srovnání s Si S diodou má SiC S dioda v běžné pracovní oblasti mnohonásobně nižší hodnoty svodového proudu.



Obr. 2.6 – Závěrná VA charakteristika SiC Schottkyho diody [9]

Posledním parametrem, který je mnohonásobně lepší u SiC Schottkyho diod je Zotavovací náboj. Jak je patrné z obrázku Obr. 2.7, zotavovací náboj SiC S diody je několikanásobně nižší než u Si S diody. To je samozřejmě velmi příznivé pro vysokofrekvenční aplikace a také z hlediska přepětí.

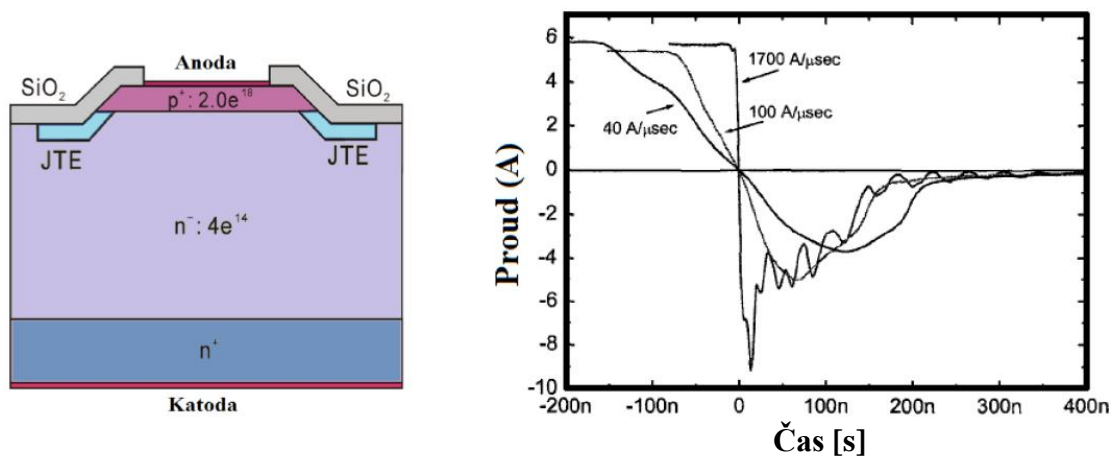


Obr. 2.7 – Dynamické VA charakteristiky SiC a Si Schottkyho diody[9]

2.3.2 SiC Výkonová PN dioda

Její vlastnosti jsou srovnatelné s vlastnostmi SiC Schottkyho diod, přičemž nejvíce pozitivní je zde malý zotavovací náboj. Obdobné jsou také předpoklady, které se týkají struktury. Zde však vždy upřednostňujeme minimalizaci Ron na úkor velkého blokovacího napětí (stále > 2 kV).

Na obrázku Obr. 2.8 je uvedena nepoužívanější struktura výkonové SiC diody a dynamická VA charakteristika. Právě z dynamické VA charakteristiky je dobře patrný vliv malého zotavovacího náboje.



Obr. 2.8 – Struktura a dynamická VA charakteristika SiC výkonové diody[13],[9]

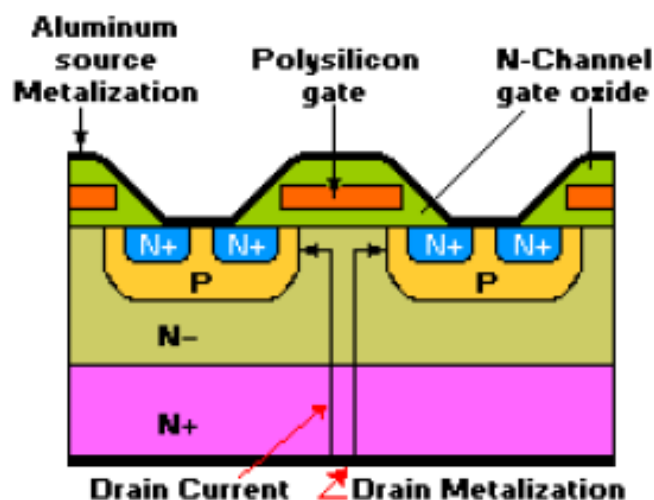
2.4 SiC MOSFET tranzistor

SiC MOSFET tranzistory byly jedny z prvních vyráběných SiC výkonových součástek. Z počátku byly využívány především pro vysokoteplotní aplikace s provozní teplotou nad 200 °C. S rozvojem technologie výroby a ekonomickou přijatelností jejich ceny se začali rozšiřovat do elektroniky i výkonové elektroniky.

Ve srovnání s Si MOSFET tranzistory mají SiC MOSFET tranzistory, stejně jako dosud popsané součástky, mnohem lepší dynamické i statické parametry. U výkonových součástek jsou obecným problémem ztráty, které má však SiC MOSFET tranzistor mnohonásobně nižší (jak spínací, tak propustné a přídavné).

Velmi dobrou vlastností popisované součástky je malý zotavovací náboj, který vede na rychlé vypínání tranzistoru a tedy možnost vysokých spínacích frekvencí > 64 kHz). To je také umožněno malými spínacími ztrátami.

Vzhledem k uvedenému shrnutí vlastností SiC MOSFET tranzistoru lze říci, že v sobě skrývá vlastnosti popisované v předchozích dvou pododstavcích tohoto textu. Je však nutné zmínit, že tyto vlastnosti jsou dosahovány při dodržení přesných kritérií výroby, především pak struktury součástky. Struktura, která je uvedena na obrázku Obr. 2.9 je typu DMOS a dosahuje minimálních parazitních kapacit a propustného odporu. Při dodržení uvedených podmínek dosahují měniče s SiC prvky v porovnání s měniči s Si prvky mnohem vyšší účinnosti a to o více jak 2 %.



Obr. 2.9 – DMOS struktura SiC MOSFET tranzistoru [2]

3. Návrh obvodového schéma a DPS měniče

Návrh obvodového schéma silové části měniče a následně návrh DPS pro výkonovou část měniče vychází ze základních vstupních informací o aplikaci měniče. Navrhovaný měnič bude aplikován jako hlavní trakční měnič v elektromotokáře třídy Super-kart. Celý projekt této motokáry je interně nazván NeoFelis. Měnič bude na motokáře aplikován ve dvou kusech, tedy zvlášť pro každé ze dvou hnaných kol. Základní vstupní informace jsou uvedeny v tabulce tab. 1.

tab. 1 - vstupní informace

parametr	min.	max.	nom.
P[kW]	0	50	35
I_{DC} [A]	0	143	143
U_{DC} [V]	350	525	407
I_{eff} [A]	0	153	107
U_{eff} [V]	0	143	143
f[kHz]	20	64	64
f_v [Hz]	1	100	50

Dalším předpokladem pro návrh elektrické části měniče je způsob napájení. Jelikož je měnič určený na bateriově napájené vozidlo, je nutno respektovat specifika, která tento zdroj obnáší.

Prvním specifíkem je, že stejnosměrný obvod (DC obvod) měniče je napájen ze stejnosměrného bateriového zdroje. To znamená, že napětí neobsahuje zvlnění a tedy ani střídavé složky. Jelikož jde o baterie trakční, jsou také napěťově velmi tvrdé. Z těchto hledisek je možné do značné míry zjednodušit vstupní filtr samotného měniče.

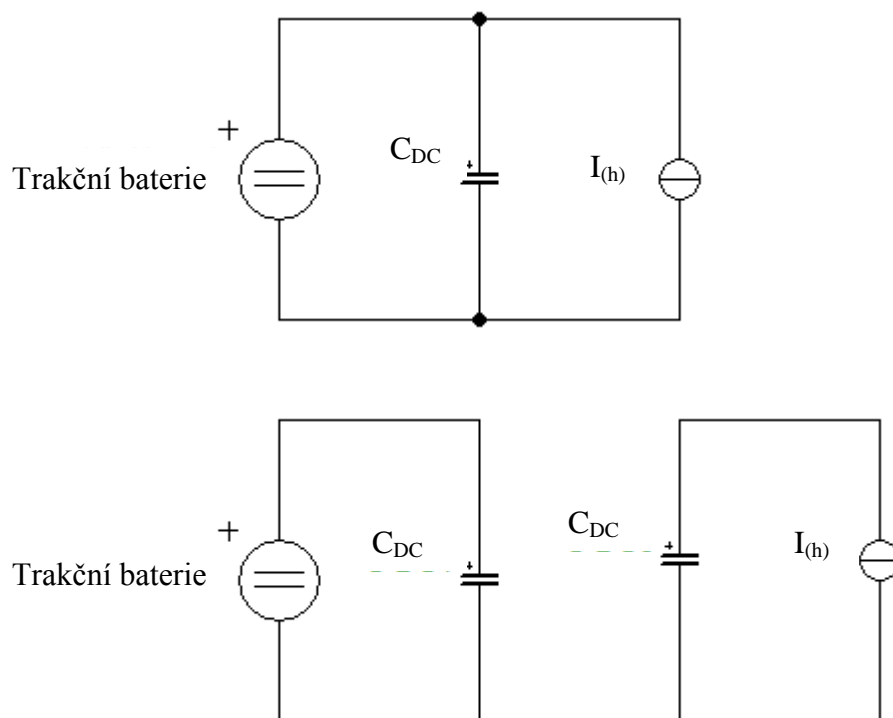
Druhým specifíkem, které opět souvisí s bateriovým napájením, je velký rozdíl mezi zcela nabitým a vybitým stavem trakčních baterií. Z pohledu měniče se to projevuje především velkou pracovní oblastí DC obvodu.

Třetím specifíkem je pak omezená kapacita trakčních baterií a snaha o co největší dojezd při co největších rychlostech a dynamice trakce. Toto specifikum bylo respektováno návrhem měniče s co možná největší účinností, tedy použitím prvků s co nejmenšími ztrátami.

3.1 Vstupní filtr střídače

Jak bylo řečeno v předchozím pododstavci, vstupní filtr střídače lze do jisté míry zjednodušit díky bateriovému zdroji energie. Zjednodušení se týká především skutečnosti, že stejnosměrné napětí není zvlněné a neobsahuje střídavé složky, jak by tomu bylo při zdroji v podobě usměrňovače apod. Zdroj v podobě trakčních baterií je navíc napěťově velmi tvrdý, což sebou přináší další zjednodušení DC obvodu.

Základem pro návrh DC obvodu je jeho náhradní schéma, které je uvedené na obrázku obr. 3.1. Na obrázku je znázorněna trakční baterie jako zdroj DC napětí, dále kondenzátor DC obvodu C_{DC} , zdroj harmonických odebíraného proudu samotným měničem $I_{(h)}$. Řešení velikosti C_{DC} spočívá v superpozici, která je taktéž naznačena na obr. 3.1 a v následujícím postupu.



Obr. 3.1 – Náhradní schéma DC obvodu

$$\Delta U = \frac{Q_{ctb} + Q_{cs}}{C_{DC}} \quad ; \Delta U \text{ je zvlnění napětí na } C_{DC} - \text{ zvoleno } 10 \text{ V}, \quad (1)$$

Q_{ctb} je v případě napájení z baterie nulové,

Q_{cs} je proudové množství od střídače,

C_{DC} je kapacita DC obvodu

Jelikož uvažujeme trakční baterie jako zdroj hladkého stejnosměrného napětí, bude $Q_{ctb} = 0$.

$$Q_{cs} = \frac{4 \cdot I_f}{m \cdot f} \quad ; I_f \text{ je odebíraný proud ve fázi střídače}, \quad (2)$$

m je počet fází střídače,

f je spínací frekvence střídače,

$$\text{Po úpravě (1) a (2) dostaneme: } C_{DC} = \frac{Q_{cs}}{\Delta U} = \frac{4 \cdot I_f}{m \cdot f \cdot \Delta U} \quad (3)$$

$$\text{Po dosazení vstupních hodnot do (3) dostaneme: } C_{DC} = \frac{4 \cdot 107}{3 \cdot 64 \cdot 10^3 \cdot 10} = 222,9 \mu\text{F}.$$

Vzhledem k tomu, že mezi trakčními bateriemi a kondenzátorem DC obvodu je vedení o reálných parametrech (spínací a jisticí prvky) nelze uvažovat napětí na C_{DC} o parametrech trakčních baterií a je tedy nutno výše uvedené vztahy respektovat. Vzhledem k charakteru zmíněných prvků mezi bateriemi a DC obvodem se zanáší do úvah předpoklad, že C_{DC} bude sloužit převážně na pokrytí proudových špiček. To tedy znamená volbu velmi rychlých kondenzátorů.

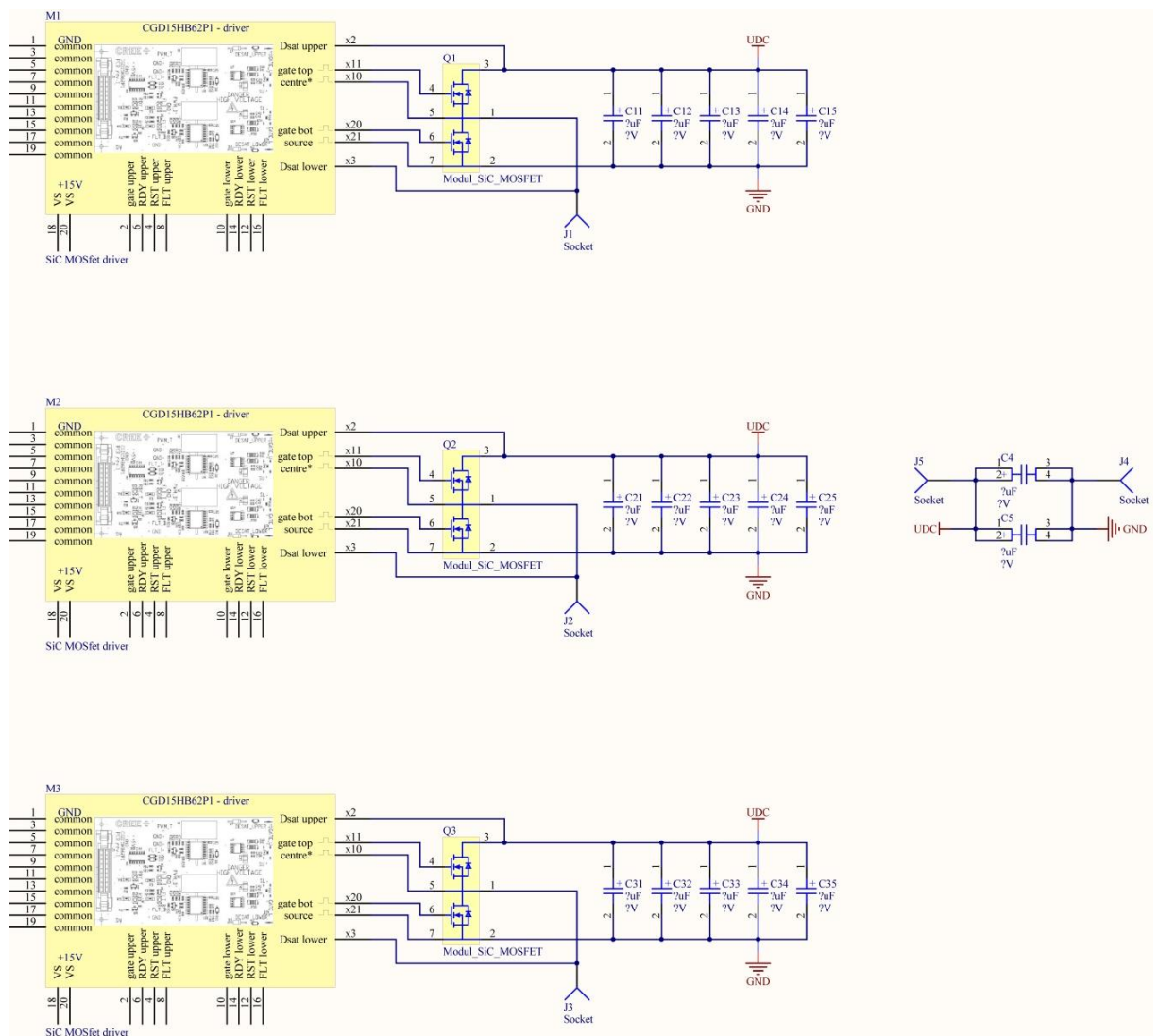
Jako C_{DC} byly vybrány tyto typy: B58031I5105M002, 1 μ F, 500V, Cera Link

MKP1848C DC-Link, 100 μ F, 500V, Wishay

Z těchto kondenzátorů byla sestavena C_{DC} kondenzátorová baterie, přičemž na každou fázi připadá pět velmi rychlých kondenzátorů o kapacitě 1 μ F. Kondenzátory o kapacitě 100 μ F jsou v DC obvodu osazeny dva v paralelní kombinaci a slouží pro pokrytí déletrvajících špiček při omezení dodávaného proudu z baterií ze strany reálného vedení. Celkové C_{DC} tedy činí 215 μ F. Při kontrole na zvlnění napětí DC obvodu vychází dle (3) $\Delta U = 10,37$ V, což je přijatelné vzhledem k velké spínací frekvenci.

3.2 Obvodové schéma střídače

Obvodové schéma výkonové části popisovaného střídače je uvedeno na obrázku Obr. 3.2. Z obvodového schéma je patrné rozdělení na tři výstupní fáze. Každá fáze je přitom tvořena kondenzátorovou baterií stejnosměrného obvodu $5 * 1 \mu\text{F} / 500 \text{ V}$, modulem CAS300M12BM2 a driverem CGD15HB62P1. Řízení všech driverů je pro potřeby této práce provedeno jedním signálovým mikroprocesorem a napěťově kmitočtovým řízením. Problematika ožívování je popsána v odstavci 10 této práce. Dále je ve schématu patrná kondenzátorová baterie $2 * 100 \mu\text{F} / 500\text{V}$, která je umístěna u DC napájecích svorek.



Obr. 3.2 – Obvodové schéma střídače

Napájení driverů je provedeno zvláštním DC zdrojem a je společné pro všechny drivery. Datové vodiče, které slouží k přenosu spínacích signálů a ostatních signálů mezi drivery a DSP jsou provedeny plochými vodiči a jsou co nejkratší. Problematika napájení driverů a přenosu signálu není předmětem této práce. Zapojení je však uvedeno ve schématu na obrázku Obr. 8.1 a na fotografii na obrázku Obr. 8.2 .

Zapojení měniče je jednoduché a vychází ze zaběhlých standardů. Problematika implementace tohoto zapojení na DPS pro potřeby projektu NeoFelis je však velmi rozsáhlá a týká se především následujících odstavců tohoto textu.

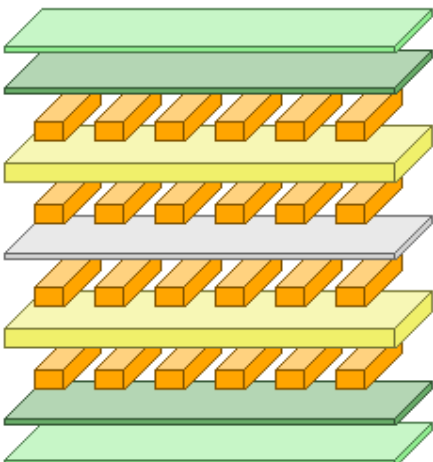
4. DPS střídače

Jak bylo uvedeno v předchozím odstavci, do problematiky návrhu DPS popisovaného střídače značně promlouvají specifika projektu NeoFelis. Především jde o minimalizaci objemu, hmotnosti a ztrát. To je samozřejmě požadavek většiny implementací. V projektu NeoFelis však přibývá specifický požadavek na chlazení a provozní režim střídače. Tato dvě specifika mají ve výsledné konstrukci DPS dopad na vzdálenosti mezi SiC moduly, rozmístění kondenzátorových baterií na DPS a uložení driverů.

Do Návrhu DPS samozřejmě promlouvá i skutečnost bateriového napájení a obecně veškeré náležitosti, které jsou uvedeny v tomto textu.

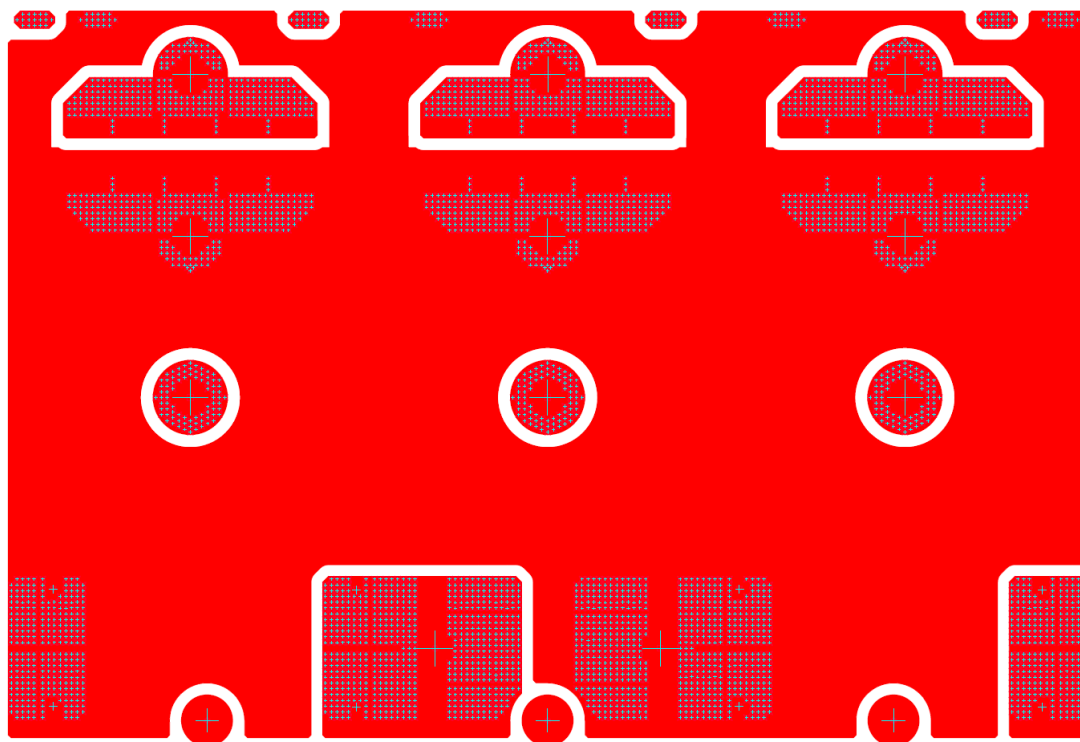
4.1 Návrh DPS

Návrh DPS je uveden na obrázcích Obr. 4.1 až Obr. 4.6. Na obrázku Obr. 4.1 je graficky znázorněné uspořádání jednotlivých vrstev čtyřvrstvé DPS. Jednotlivé signálové vrstvy jsou následně znázorněny na obrázcích Obr. 4.2 až Obr. 4.5. Jelikož se střídá vždy vrstva plus a mínus, je z těchto obrázků patrné, že vrstvy minus_1 a minus_2 jsou zcela totožné. Vrstva plus_2 se od vrstvy plus_1 však liší dosedacími ploškami pro kontakty SiC modulů a potřebnými izolačními vzdálenostmi. Na obrázku Obr. 4.6 jsou vyneseny mechanické vrstvy typu Top overaly, Mechanical 1 a 10 a drill.

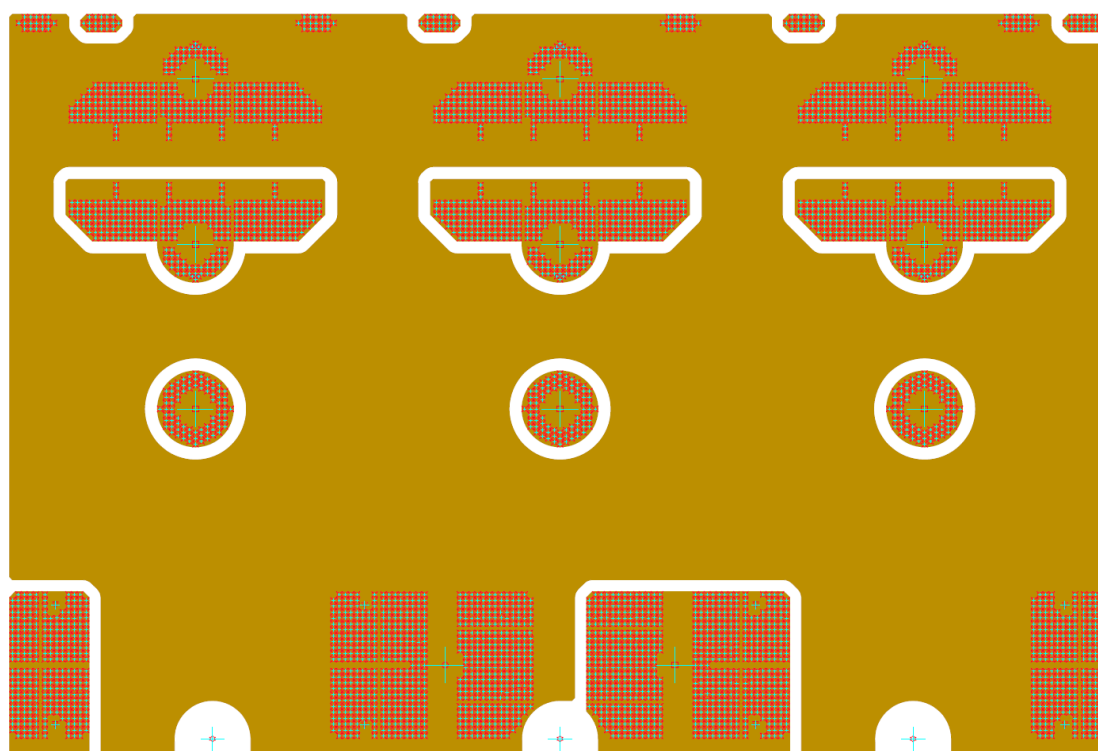


Layer Name	Type	Material	Thickness (mm)
Top Overlay	Overlay		
Top Solder	Solder Mask/Co...	Surface Material	0.01016
minus_1	Signal	Copper	0.212
Dielectric 1	Dielectric	Core	0.254
plus_1	Signal	Copper	0.212
Dielectric 3	Dielectric	Prepreg	0.127
minus_2	Signal	Copper	0.212
Dielectric 2	Dielectric	Core	0.254
plus_2	Signal	Copper	0.212
Bottom Solder	Solder Mask/Co...	Surface Material	0.01016
Bottom Overlay	Overlay		

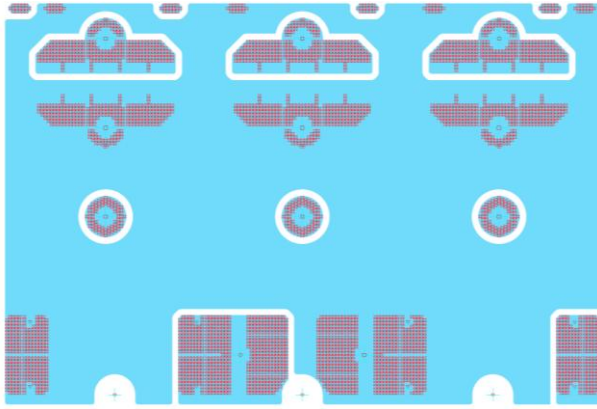
Obr. 4.1 – Layer stack



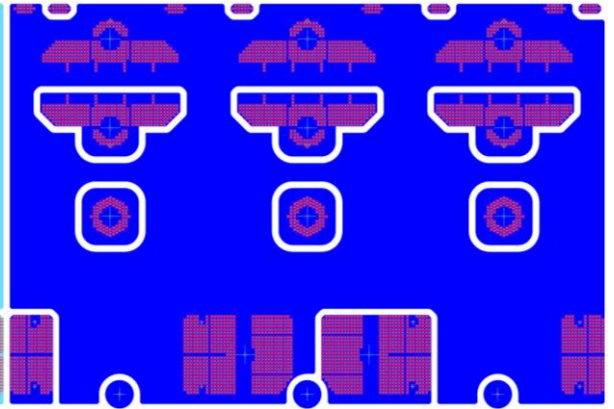
Obr. 4.2 – Minus_1



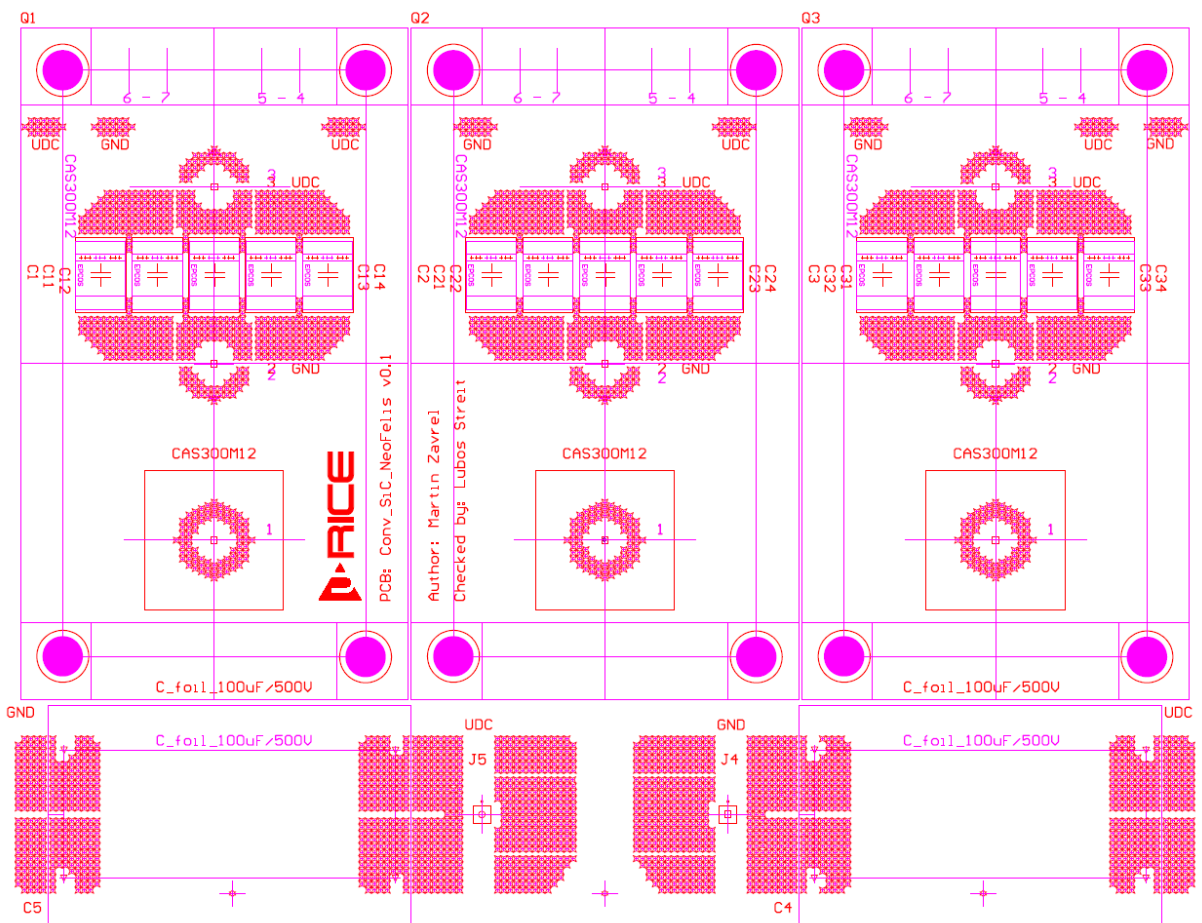
Obr. 4.3 – Plus 1



Obr. 4.4 – Minus_2



Obr. 4.5 – Plus_2



Obr. 4.6 – Mechanical layers

4.2 Detailnější popis návrhu a vlastností

Jelikož je měnič navrhován na proudy až 216 A ve špičce (viz. tab. 1 – vstupní informace) je v návrhu DPS umístěno velké množství prokůvů pro rozložení proudové hustoty mezi všechny signálové vrstvy. Dalším důvodem je uvedení všech plus či minus vrstev na shodný potenciál v celé ploše vrstvy. Jednotlivé vrstvy se stávají elektrodami deskového kondenzátoru, který svou kapacitou přispívá k dobré funkci střídače. Mimo kapacity vykazuje DPS i negativní vlastnosti v podobě indukčnosti. Samotná parazitní indukčnost a především její vliv je minimalizován umístěním rychlých kondenzátorů přímo mezi napájecí plošky SiC modulů.

V konstrukci je také zjevné omezení rizikových míst na vznik DC povrchových výbojů a korony. To je vzhledem k napětí až 525 V mezi vrstvami a polygony na navrhované desce velmi nebezpečné.

Jednotlivé prokopy, o kterých již bylo psáno, byly v návrhu přizpůsobeny vysoké spínací frekvenci (f_s až 64 kHz), tedy projevu skin efektu. Právě z jeho omezování vychází velký počet prokůvů malého vrtání a tloušťky stěny. Šířka signálových vrstev byla taktéž volena s ohledem na skin efekt (a také s ohledem na proudovou hustotu).

Následující orientační a tedy velmi nepřesné výpočty slouží pro přiblížení se ke skutečným hodnotám výše uvedených záležitostí. Nepřesnost výpočtů spočívá především ve velmi hrubém stanovení skutečných ploch na DPS. Ty jsou reprezentovány dle poznámky u rovnice (10). Další nepřesnosti jsou zanedbáním okrajových jevů a skutečných tvarů a rozměrů vrstev na DPS.

Tučně vyznačené hodnoty v tomto pododstavci byly stanoveny pomocí softwaru PCB Toolkit od společnosti SaturnPCB (www.saturnpcb.com). Z minimálního rozdílu dopočtených a stanovených hodnot je zřejmá jejich dobrá výpovědi schopnost. Přičemž hodnoty dopočtené mohou být i přes značná zjednodušení přesnější a to vzhledem k lepším možnostem v definování skutečných ploch apod.

Jednou ze základních úvah je vliv skinefektu při maximální spínací frekvenci. Z rovnice (4) je stanovena hloubka vniků, která po dosazení dosahuje 0,266 mm. Tloušťka signálových cest je přitom 0,212 mm a stěn prokovů 0,105 mm. Z Toho vyplývá, že tloušťka signálových cest je téměř ideálně využita proudovou hustotou a že vrtání prokovů není zbytečně veliké.

$$d = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \gamma_{(Cu)} \cdot \mu_{(Cu)} \cdot \mu_0}} \quad ; \gamma_{(Cu)} \text{ kouduktivita mědi} = 56 \quad (4)$$

$$; \mu_{(Cu)} \text{ permeabilita mědi} = 0,99999$$

$$; \mu_0 \text{ permeabilita vakua} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$d = \sqrt{\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 64 \cdot 10^3 \cdot 56 \cdot 0,99999 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}} = 0,266 \text{ mm (260 } \mu\text{m ; pro 64 kHz)}$$

Rovnice (5) až (8) slouží ke stanovení potřebného počtu prokovů na přenesení maximálního proudu při uvažované proudové hustotě, tedy při jejich daném oteplení. Oteplení prokovů je nebezpečné především z hlediska pocínování jejich stěn a bylo zvoleno na 10 °C. Proudová hustota byla stanovena na $30 \frac{A}{mm^2}$. Ostatní potřebné hodnoty pro dosazení do uvedených rovnic vycházejí z konstrukce DPS a ČSN. Výsledkem je, že maximální proud je možné přenést již 21 prokovy (dle rovnice (8)).

$$S_{(p)} = (\pi \cdot (d_v + t_p)^2) - (\pi \cdot d_v^2) = (\pi \cdot 0,6^2) - (\pi \cdot 0,5^2) = 0,3456 \text{ mm}^2 \quad (5)$$

$$; d_v = 0,5 \text{ mm}$$

$$; t_p = 0,1 \text{ mm}$$

; $s_{(p)}$ je plocha prokovu pro J

$$I = \int (J dS) \Rightarrow J = \frac{I}{S} = \frac{8}{2,5 \cdot 0,105} = 30 \frac{A}{mm^2} \quad (6)$$

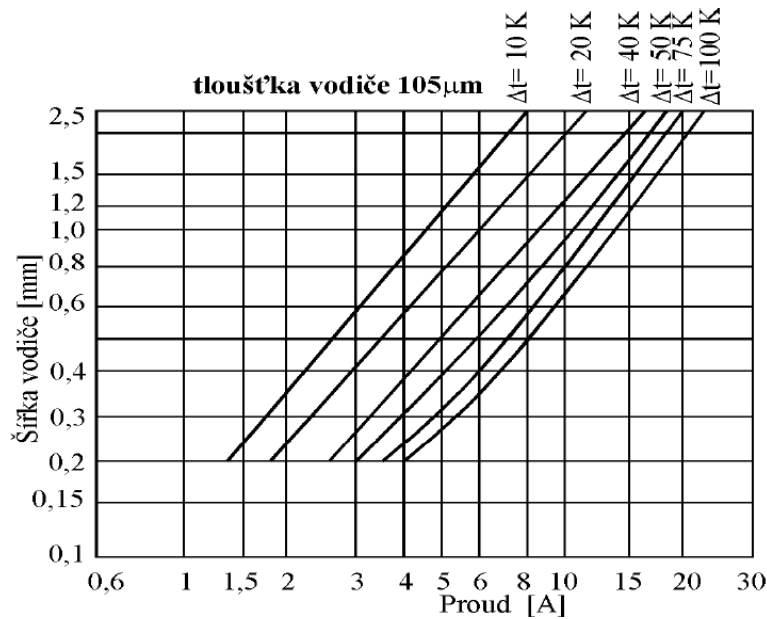
; I, S, J jsou stanoveny z ČSN EN 60950 (Obr. 4.7)

$$I_{(p)} = I \cdot S_{(p)} = 30 \cdot 0,3456 = 10,368 \text{ A (9,45 A ; při oteplení 20 °C)} \quad (7)$$

; $I_{(p)}$ je povolený proud jedním prokovem

$$\text{min. poč.} = \frac{I_{max}}{I_{(p)}} = \frac{216}{10,368} = 20,83 \approx 21 \text{ ks} \quad (8)$$

; I_{max} odvozen z tab. 1



Obr. 4.7- Proudová zatížitelnost prokůvů [23]

V tomto odstavci bylo také hovořeno o Kapacitě C_{DPS} , respektive o její parazitní kapacitě. Její orientační určení je dáno rovnicemi (9) až (14). Zde se velmi projevuje nerespektování skutečné geometrie vrstev a velikosti ploch. Pro orientační stanovení parazitní kapacity toto zjednodušení geometrie DPS na ekvivaletní desky postačuje. Z rovnice (14) je orientačně stanovena parazitní kapacita C_{DPS} na 20,688 μF .

$$C_{DPS} = \frac{Q}{U} \quad (9)$$

$$\int (D ds) = Q \approx D * S \quad ; S_c = (187*126), S = S-10\%(S) = 21205,8 \text{ mm}^2 \quad (10)$$

$$D = \varepsilon * E \quad ; \varepsilon = \varepsilon_0 * \varepsilon_r = 8,85 * 10^{-12} * 7 \quad (11)$$

$$\int (D dl) = U \approx D * l \quad (12)$$

$$C_{DPS} = \frac{\varepsilon * S}{l_i} \quad ; S_c = (187*126), S = S-10\%(S) = 21205,8 \text{ mm}^2 \quad (13)$$

$$\varepsilon = \varepsilon_0 * \varepsilon_r = 8,85 * 10^{-12} * 7$$

l_i je tloušťka izolační vrstvy mezi vrstvami signálovými

$$C_{DPS1} = C_{DPS3} = \frac{\varepsilon * S}{l_1} = \frac{7 * 8,85 * 10^{-12} * 22383,9}{0,254} = 5,172 \mu\text{F} \quad (4,55 \mu\text{F} ; \text{pro materiál RO-3006})$$

$$C_{DPS2} = \frac{\varepsilon * S}{l_2} = \frac{7 * 8,85 * 10^{-12} * 22383,9}{0,127} = 10,344 \mu\text{F} \quad (9,1 \mu\text{F} ; \text{pro materiál RO-3006})$$

$$C_{DPS} = C_{DPS1} + C_{DPS2} + C_{DPS3} = 20,688 \mu\text{F} \quad (18,2 \mu\text{F} ; \text{pro materiál RO-3006}) \quad (14)$$

Poslední zmiňovaný (ne však reálně poslední) vliv má parazitní indukčnost L_{DPS} . Její orientační stanovení je dáno rovnicemi (15) až (20). Platí zde stejné vlivy, které snižují přesnost výpočtu, jako u parazitní kapacity. Vliv zde má také zjednodušení v rovnici (16), která element dl uvažuje jako elipsu se značným nepoměrem mezi poloosami. Ve výpočtech je také zanedbáván rozptyl magnetického pole, který by zasahoval přes sousední signálovou vrstvu. Signálové vrstvy jsou tedy považovány za ideální případ stínění vodivou stěnou. Parazitní indukčnost vnějších signálových vrstev je orientačně 161,3 pH a vnitřních pak 161,1 pH.

$$L_{DPS} = L_i + L_e \quad (15)$$

$$\int H dl = I \quad ; \quad l = \pi * \sqrt{2 * (a^2 + l_i^2)} \quad (16)$$

$$a = \frac{\text{šířka DPS}}{2}$$

l_i – tloušťka izolační vrstvy

$$W = \frac{\mu}{2} * \int H^2 dV ; V = l_i * S_c \quad (17)$$

$$L_i = \frac{2*W}{I^2} = \frac{\mu}{\pi \sqrt{2*(a^2 + l_i^2)}} * l_i * S_c \quad (18)$$

$$L_{i1} = L_{i4} = \frac{4*\pi*10^{-12}}{\pi*\sqrt{2*(93,5^2 + 0,254^2)}} * 0,254 * 21205,8 = 1,61 * 10^{-10} \text{ H} = 161 \text{ pH}$$

$$L_{i2} = L_{i3} = \frac{4*\pi*10^{-12}}{\pi*\sqrt{2*(93,5^2 + 0,127^2)}} * 0,254 * 21205,8 = 1,61 * 10^{-10} \text{ H} = 161 \text{ pH}$$

$$\int B dS = \phi = \int \frac{\mu*I}{l} dS = \int \frac{\mu*I}{\pi * \sqrt{2*(a^2 + l_i^2)}} dS = \quad (19)$$

$$= \phi = \frac{\mu*I}{\pi} \int_0^{126} \int_{0,212}^{0,212+l_i} \frac{1}{\sqrt{2*(a^2 + l_i^2)}} dl dy \quad ; \quad 126 - \text{délka DPS}$$

0,212 – tloušťka signálové vrstvy

$$L_e = \frac{\phi}{I} = \frac{\mu}{\pi} \int_0^{126} \int_{0,212}^{0,212+l_i} \frac{1}{\sqrt{2*(a^2 + l_i^2)}} dl dy = \quad (20)$$

$$= L_e = \frac{126 * \mu}{\sqrt{2} * \pi} * \left[\log(\sqrt{a^2 + l_i^2} * l_i) \right]_{0,212}^{0,212+l_i}$$

$$L_{e12} = L_{e34} = \frac{126 * 4 * \pi * 10^{-12}}{\sqrt{2} * \pi} * \left[\log(\sqrt{93,5^2 + l_i^2} * l_i) \right]_{0,212}^{0,212+0,254} = 3,14 * 10^{-13} \text{ H} = 0,314 \text{ pH}$$

$$L_{e23} = \frac{126 * 4 * \pi * 10^{-12}}{\sqrt{2} * \pi} * \left[\log\left(\sqrt{93,5^2 + l_i^2 * l_i}\right) \right]_{0,212}^{0,212+0,127} = 1,899 * 10^{-13} \text{ H} = 0,1899 \text{ pH}$$

$$L_1=L_4 \approx L_i + L_e = 161 + 0,314 = 161,314 \text{ pH (150 pH)}$$

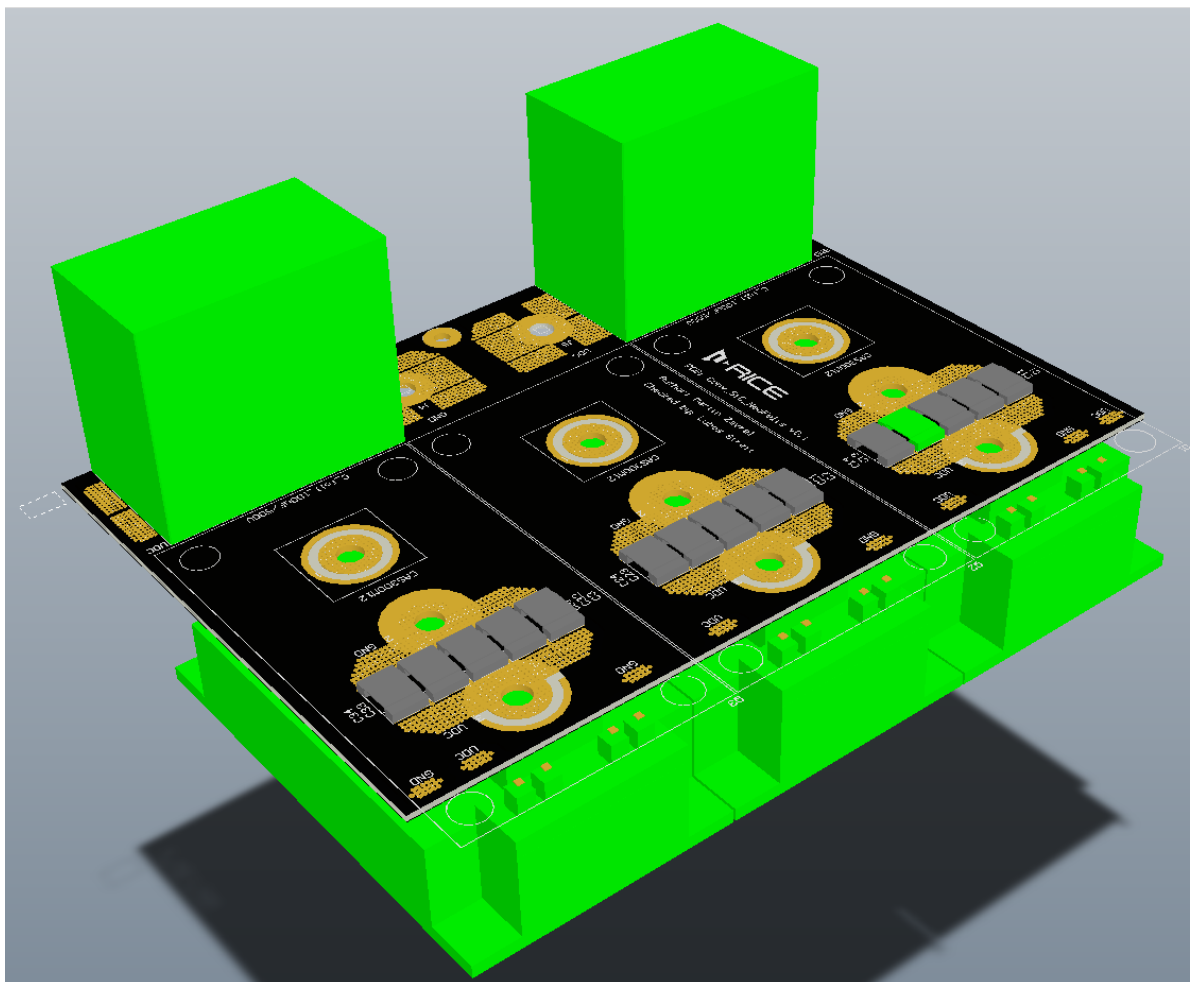
$$L_2=L_3 \approx 161 + 0,1899 = 161,1899 \text{ pH (148 pH)}$$

Vliv těchto parazitních kapacit a indukčností je však eliminován konstrukcí DPS a vstupním filtrem měniče. Především jde o geometrickou symetrizaci, minimální vzdálenosti filtru a svorek SiC prvků a sendvičové uspořádání DC obvodu s vhodně rozmístěnými prokovy.

S těmito parazitními kapacitami a indukčnostmi také souvisí míra elektromagnetického (EM) rušení, které vzniká při provozu měniče. Vliv je především na drivery, signálové vodiče a vývojový kit DSP.

Izolační vzdálenosti jsou stanoveny z ČSN EN 60950 na minimálně 2 mm. Tato vzdálenost splňuje požadavky základní funkční izolace s dostatečnou rezervou. Zmíněná rezerva je vzhledem k rozměrům DPS, které jsou dány velikostí SiC modulů, možná.

Celý návrh DPS je proveden v programu Altium designer. Elektronická podoba návrhu je součástí elektronické podoby této práce. Na Obr. 4.8 je ukázán 3D výstup návrhu.



Obr. 4.8 – 3D výstup návrhu DPS

5. Návrh chlazení

Chlazení použitých polovodičových součástek, tedy SiC MOSFET modulů, je nezbytnou součástí návrhu popisovaného měniče. Pomocí chladiče, jenž je výstupem tohoto návrhu chlazení, je odváděn ztrátový výkon SiC modulů v podobě tepla do okolního prostředí. Chlazení je navrhováno jako aktivní vzduchové, kdy proudění chladicího média (vzduchu) je iniciováno pohybem elektro-motokáry či ventilátory. S tím souvisí i požadavek na možnost montáže chladiče do vzduchového kanálu.

V návrhu chlazení jsou uvažovány základní obecně známé ztráty v polovodičových součástkách, tedy ztráty vedením a ztráty spínací. Ztráty řídicím proudem jsou v návrhu zahrnuty do ztrát spínacích. Ztráty blokovacím a závěrným proudem v návrhu nejsou uvažovány.

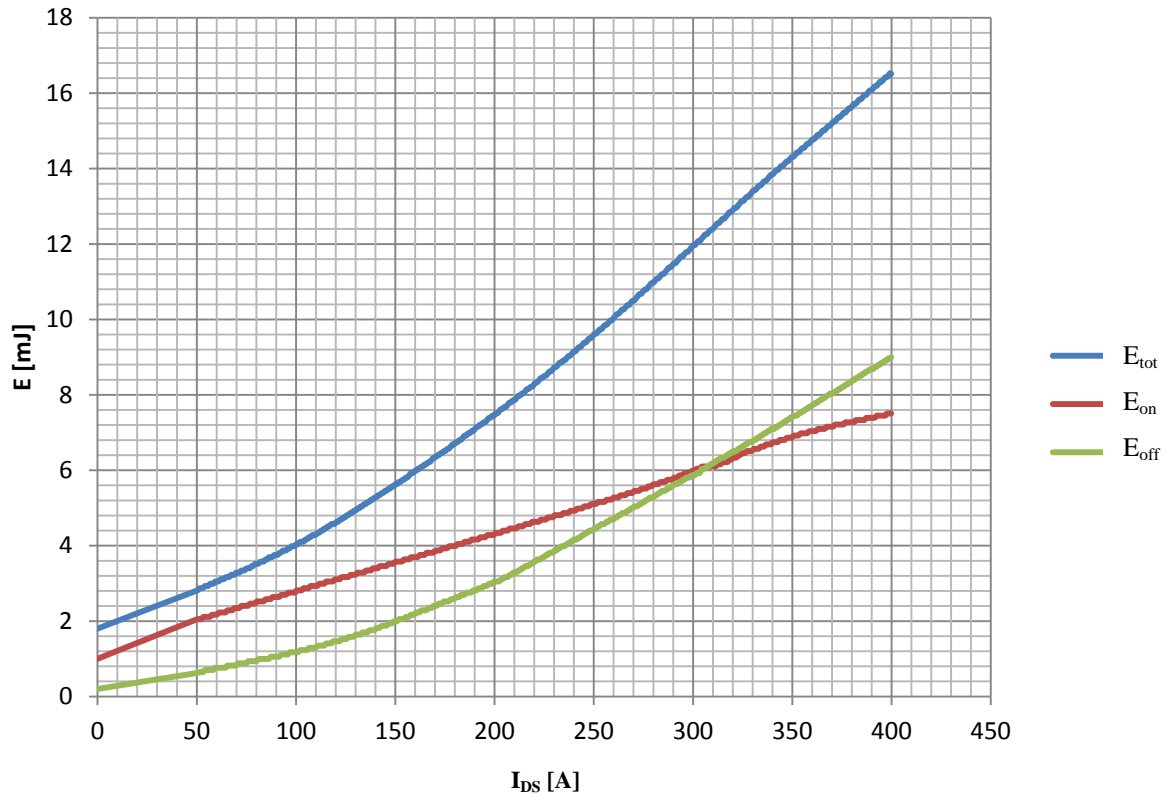
Celý návrh je úzce provázán s numerickými simulacemi, které umožňují stanovit střední a efektivní hodnoty proudu součástkami a zátěží. Zmíněné simulace také určují celkový ztrátový výkon, teplotu jednotlivých čipů v diskretních časech, spínací kombinace prvků střídače a průběhy napěťově kmitočtového řízení. Tyto funkce jsou níže popsány a jako celek jsou začleněny do funkce *simulace_final*, která je součástí elektronické podoby této práce.

5.1 Digitalizace grafů

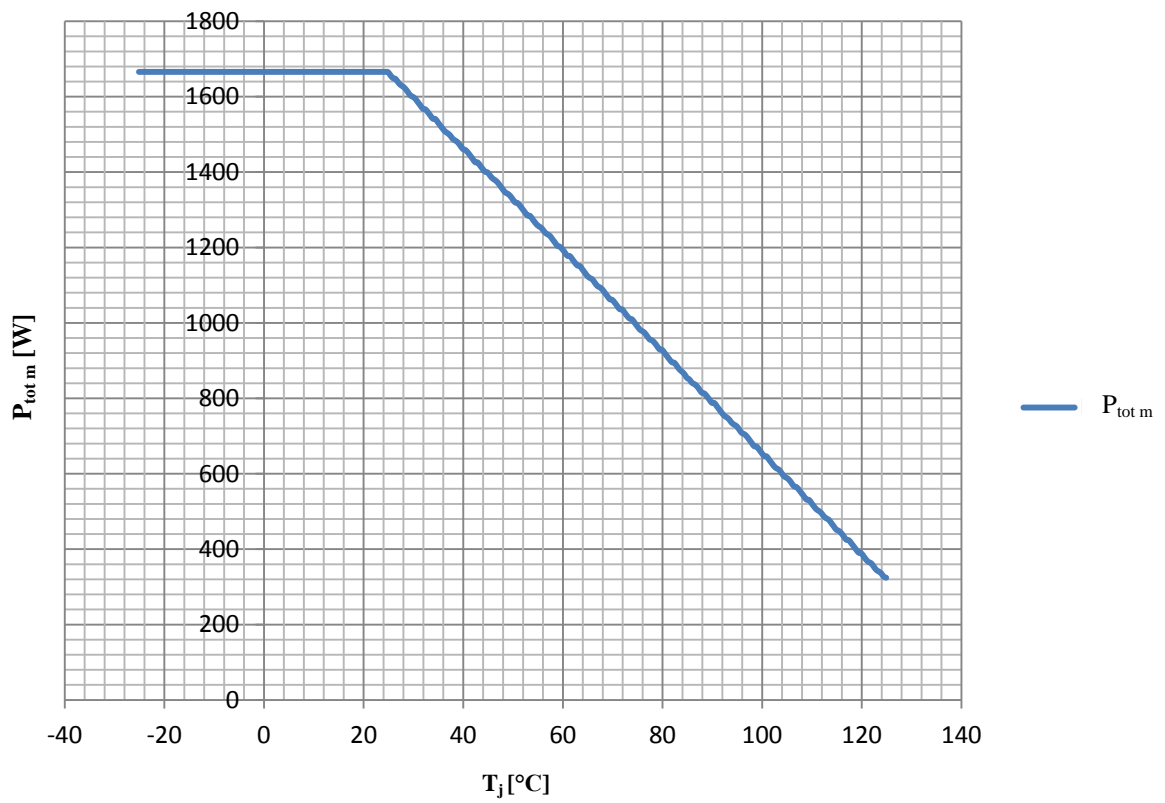
Při výpočtech v simulaci i při analytickém odhadu jsou používány hodnoty, které jsou značně závislé na několika parametrech. Výrobce použitých SiC modulů tyto závislosti zanáší do grafů, které jsou uvedeny v datasheetu [5]. Pro potřeby výpočtů je však potřeba tabulkového zpracování těchto závislostí. Za tímto účelem byl použit program *Graph-digitalizer* od společnosti *Datatrend Software*.

Digitalizovány byly: spínací ztráty	$E_{\text{tot}} = f(I_{\text{DS}})$
totální ztrátový výkon	$P_{\text{tot}} = f(T_j)$
odpor kanálu	$R_{\text{on}} = f(T_j)$
propustné napětí diody	$U_{\text{D}} = f(I_{\text{DS}}, T_j)$
propustné napětí tranzistoru	$U_{\text{DS}} = f(I_{\text{DS}}, T_j)$

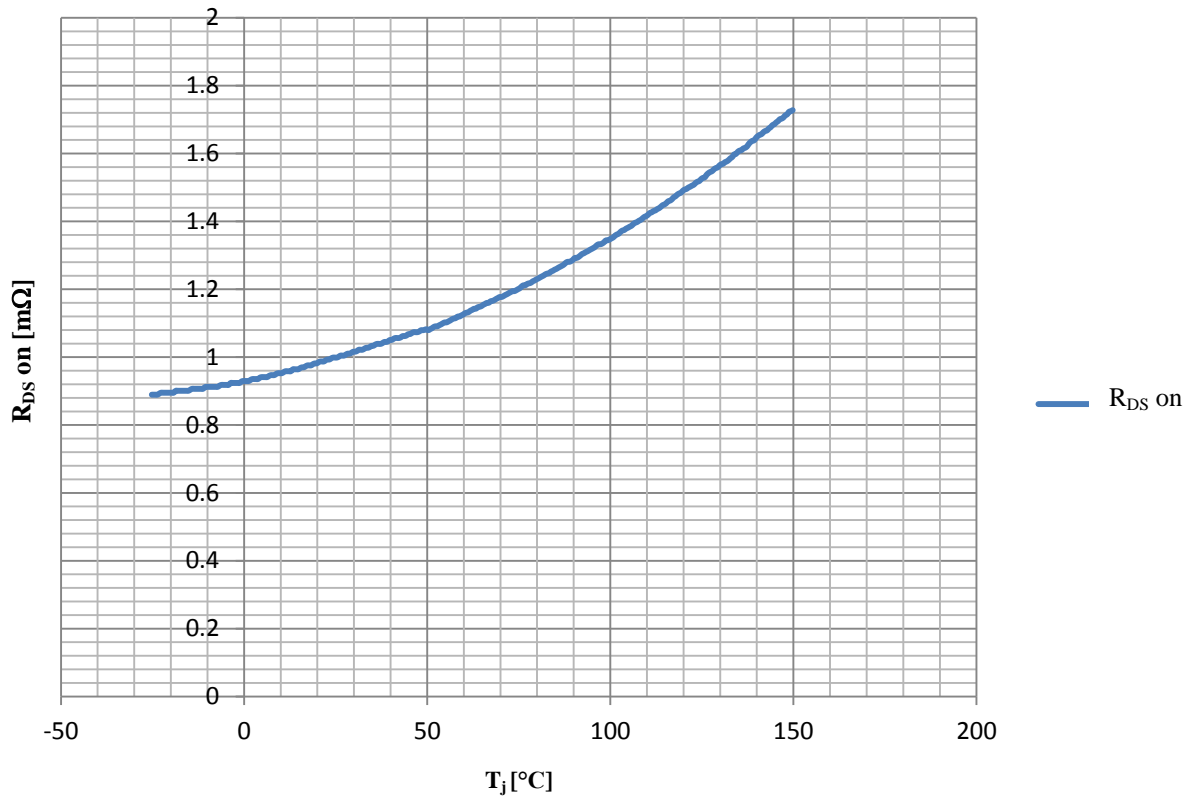
Uvedené digitalizované závislosti jsou tabelárně zpracovány a graficky znázorněny na Obr. 5.1 až Obr. 5.4.



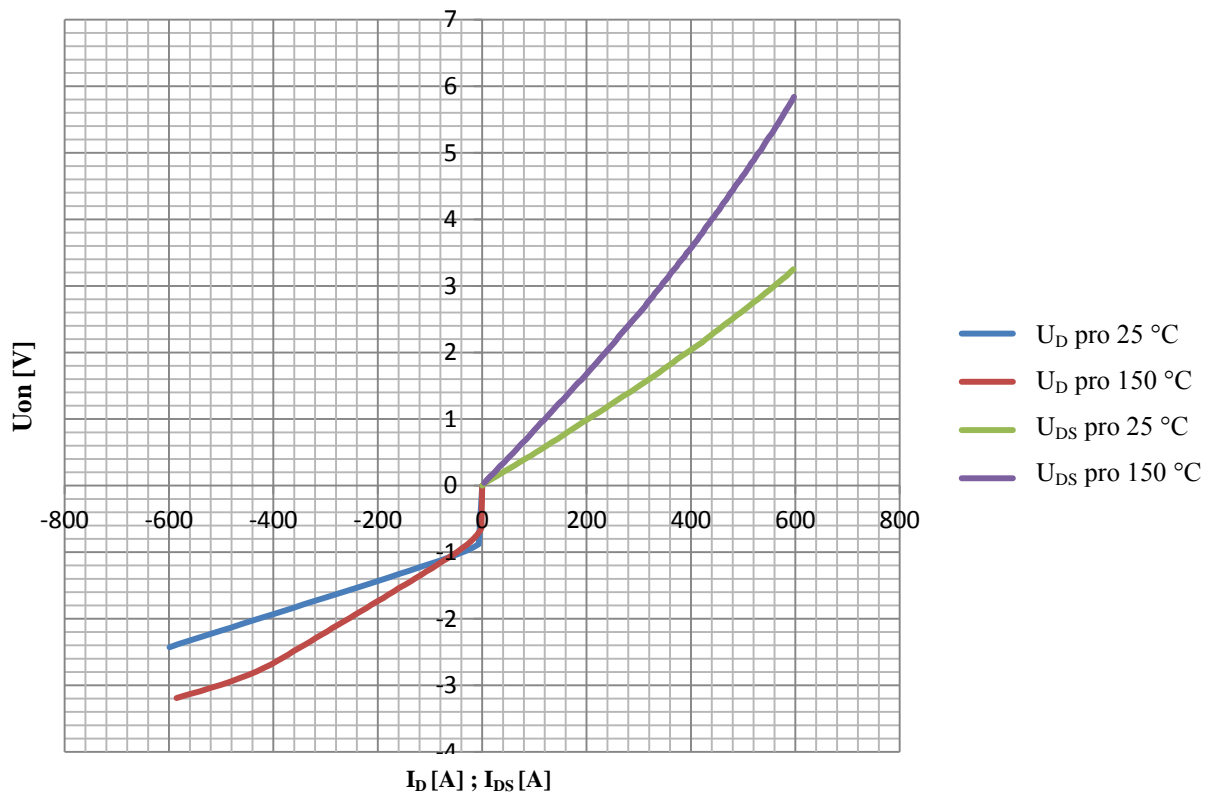
Obr. 5.1 – $E_{tot} = f(I_{DS})$



Obr. 5.2 – $P_{tot} = f(T_j)$



Obr. 5.3 – $R_{DS} = f(T_j)$



Obr. 5.4 – $U_D = f(I_D, T_j)$; $U_{DS} = f(I_{DS}, T_j)$

Další důležité hodnoty, které jsou rovněž uvedeny v katalogovém listu, ale není třeba je digitalizovat, jsou uvedeny v tabulce tab. 2 nedigitalizované parametry.

tab. 2 nedigitalizované parametry

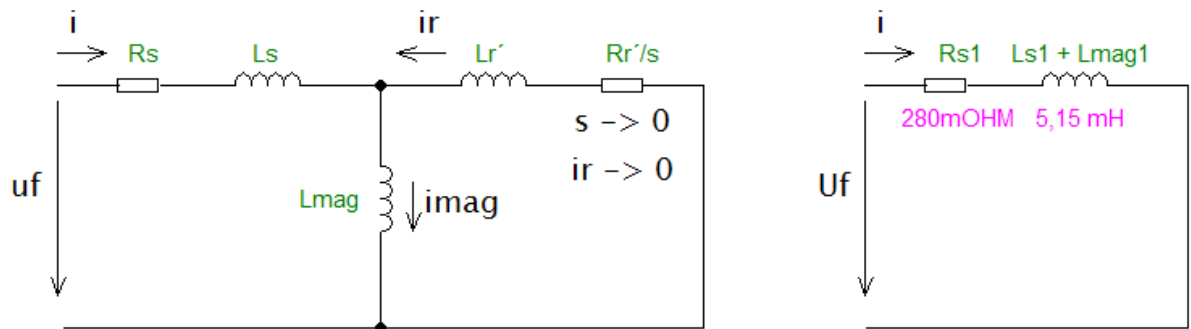
parametr	hodnota	jednotky
V_{DSmax}	1.2	kV
I_D	285	A
$t_{d(on)}$	76	ns
t_r	68	ns
$t_{d(off)}$	168	ns
t_f	43	ns
R_{thT}	0,075	°C/W
R_{thD}	0,076	°C/W

V tabulce tab. 2 je také uveden parametr V_{DSmax} a I_D , které byly použity pro prvotní napěťové a proudové dimenzování (tedy výběr SiC modulu dle vstupních hodnot z tab. 1). Napěťové dimenzování bylo provedeno s bezpečnostním koeficientem $k_u = 2$, proudové pak s $k_i = 1,2$. Těmto podmínkám vše vyhovuje s rezervou.

5.2 Stanovení proudu zátěží

Stanovení proudu zátěží je nezbytné pro další kroky výpočtu teploty jednotlivých čipů. Proud zátěží je dle Ohmova zákona dán napětím na zátěži (které je generované střídačem s napěťově kmitočtovým řízením) a impedancí zátěže.

Stanovení impedance zátěže je dalším složitým problémem, který je závislý na značném množství parametrů. Jedná se o zátěž typu asynchronní motor (ASM). Pro potřeby popisovaného dimenzování postačí jen velmi primitivní model, který vychází z náhradního schéma ASM a je uveden na Obr. 5.5.



Obr. 5.5 Model ASM

Řešením zjednodušeného obvodu dostáváme diferenciální rovnici (21), kterou následně upravíme pro použití v numerickém řešení (22) a provedeme její implementaci (23)

$$u_f = R_s * i_s + L * \frac{di_s}{dt}; \text{ } u_f \text{ je fázové napětí zátěže} \quad (21)$$

$$\frac{u_f}{L} - \frac{R_s * i_s}{L} = \frac{di_s}{dt} \quad (22)$$

$$I_{(i+1)} = I_i + k * \left(\frac{u_f}{L} - \frac{R}{L} * I_i \right); \text{ } k \text{ je krok simulace, } k = \frac{1}{f_s * 10}; \text{ } f_s = 64 \text{ kHz} \quad (23)$$

Pro výpočet rovnice (23) je nutný výpočet samotného napěťově kmitočtového řízení. Tedy výpočet modulačního pilového signálu, modulovaného sinusového signálu a jejich koincidencí. Z těchto pak lze stanovit fázové napětí střídače u_f a zátěže U_f . Uvedené výpočty jsou prováděny pomocí funkce *simulace_PWM*, která je psána v prostředí *Matlab* a je součástí elektronické podoby této práce.

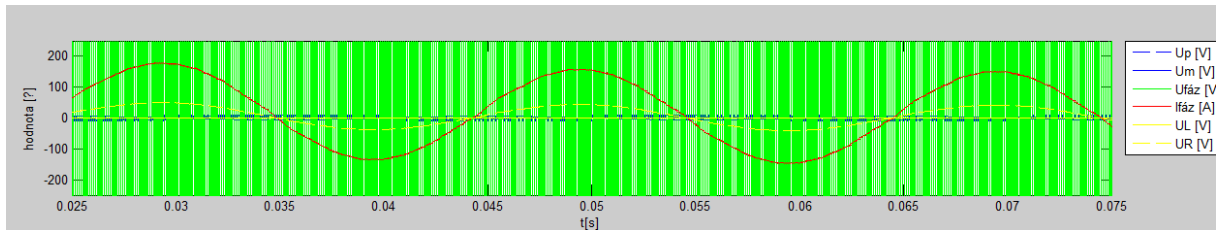
Ve funkci *simulace_PWM* je dále dopočítáváno napětí na jednotlivých prvcích zjednodušeného ASM a střední a efektivní hodnota fázového proudu v každé periodě tohoto proudu. Pro integraci byla použita Simpsonova metoda (24), která byla implementována v podobě (25). I_{av} a I_{st} je tedy vypisováno a nulováno každou periodu proudu I .

$$\text{integrál} = \frac{k}{4} * (f(x) + 2 * f(x + 1) + f(x + 2)) \quad (24)$$

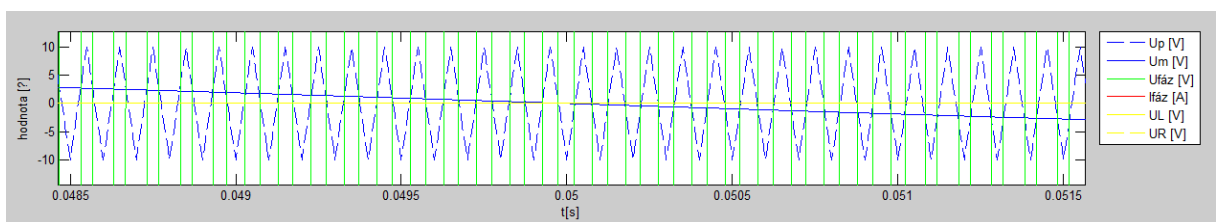
$$I_{av} = \frac{\sqrt{(I_{av} + k/4 * [I(i)]^2 + 2 * [I(i+1)]^2 + [I(i+2)]^2])}}{t_2 + t_1} \quad (25)$$

$$I_{st} = \frac{I_{st} + k/4 * [I(i)]^2 + 2 * [I(i+1)]^2 + [I(i+2)]^2]}{t_2 + t_1} \quad (26)$$

Oříznutý grafický výstup funkce *simulace_PWM* je uveden na obrázcích Obr. 5.6 a Obr. 5.7. Spočtené hodnoty I_{av} a I_{st} jsou přitom: $I_{av} = 105,6$ A a $I_{st} = 0,6$ A v každé periodě proudu.



Obr. 5.6 – Výstup funkce *simulace_PWM*



Obr. 5.7 - Výstup funkce *simulace_PWM* – detail modulačního a modulovaného signálu

Další výstup funkce je tvořen výpisem střední a efektivní hodnoty fází zátěže. Tento výpis je pro poslední periodu uveden na Obr. 5.9 .

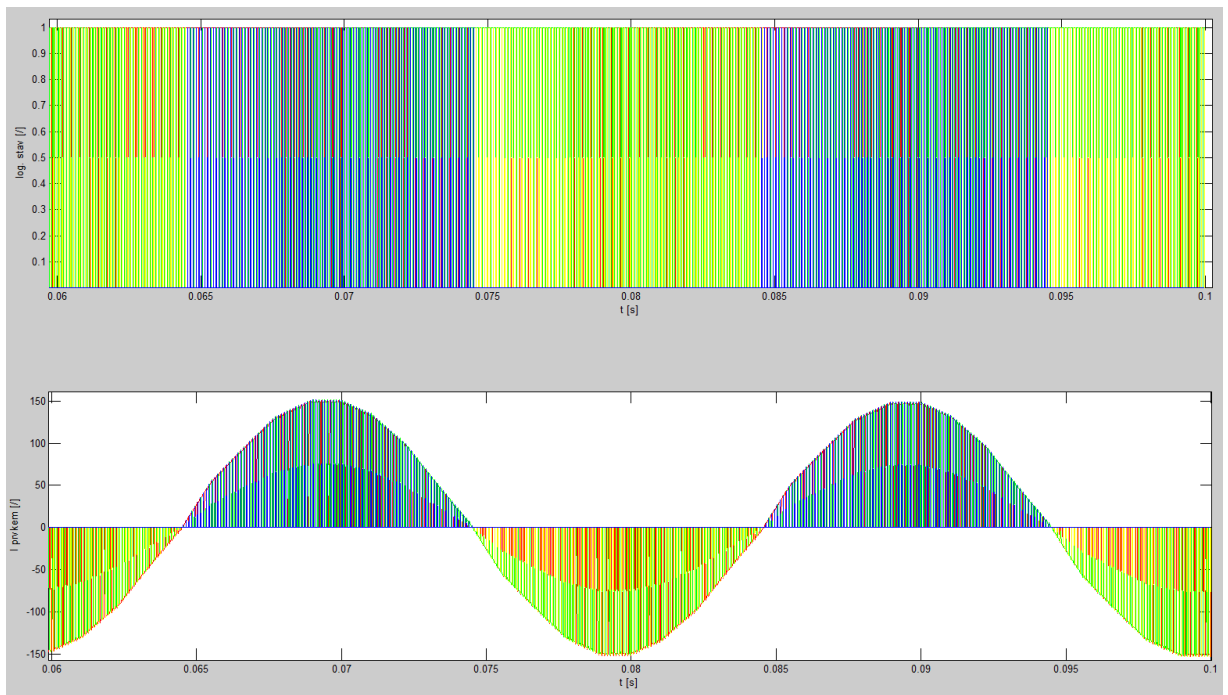
5.3 Stanovení proudů jednotlivými prvky

Pro potřeby stanovení ztrátového výkonu na jednotlivých čípech a prvcích je zapotřebí mezi ně rozdělit výše stanovený proud. K tomuto účelu slouží funkce *Sepnutí*. V této funkci je na základě polarit napětí a proudu fází zátěže rozhodnuto, jaký prvek v daném okamžiku povede proud.

V popisované logice spínání je uvažováno vedení zpětných diod pouze po dobu vypínání předchozího tranzistoru. Proud následně přebírá tranzistor, který je k této diodě antiparalelně připojen. To je umožněno tím, že MOSFET tranzistory jsou obousměrně vodivé. V důsledku má tato logika značný vliv na ztráty, neboť propustné napětí a dynamický odpor diody jsou znatelně vyšší oproti MOSFETu.

Před ukončením funkce je dopočítávána střední a efektivní hodnota proudu jednotlivými prvky v každé periodě.

Výstupem funkce je tabulka s logickými stavy sepnutí jednotlivých prvků, její grafické znázornění je uvedeno na obrázku Obr. 5.8 Grafické znázornění je však téměř nevypovídající vzhledem k velkému množství sepnutí. Grafy jsou tedy značně nepřehledné.



Obr. 5.8 – Grafické znázornění sepnutí a proudu prvky

```

      Iav      Ist      perioda
ans =
  105.6211    0.6483    5.0000
      IavTtop   IavTbot   IavDtop   IavDbot   perioda
ans =
   72.5908    72.8723    16.8471    17.0118    4.0000
      IstTtop   IstTbot   stDtop   IstDbot   perioda
ans =
    6.5255   -5.8723   -2.4018    2.4343    4.0000

```

Obr.5.9 – Výpis středních a efektivních hodnot

5.4 Výpočet ztrát a oteplení

Další funkcí, která je spuštěna, je pojmenována *ztraty_a_otepleni*. Tato funkce slouží k výpočtu ztrát v každém kroku simulace na základě hodnot z předchozích dvou funkcí. V této funkci se také hojně uplatňují digitalizované grafy.

V každém kroku simulace je provedena korekce spínací a vypínací energie, dynamického odporu a prahového napětí na základě teploty a velikosti proudu součástkou.

Další postup je výpočet ztrátového výkonu dle vztahu (27). Tento vztah je samozřejmě uplatňován v každém kroku simulace zvlášť pro každý prvek s použitím hodnot k němu příslušících. Obdobně je uvažován výpočet teplotního rozdílu mezi čipem součástky a pouzdrem dle rovnice (28).

$$\Delta P_i = U_{on\ i(T)} * I_i + R_{on\ i(T)} * I_i^2 + E_{i(i)} * f_s \quad ; i \in \{1;4\} \quad (27)$$

$$\Delta T_i = \Delta P_i * R_{jc\ i} \quad (28)$$

Výpočty teplotního rozdílu mezi čipem a pouzdrem je možné provést dle vztahu (28), jelikož zde není uvažována tepelná kapacita C_{thjc} . Ta lze vzhledem k velmi vysoké spínací frekvenci zanedbat.

Po zjištění ztrátového výkonu součástkou je nutné stanovit celkový ztrátový výkon, který je nutné odvést chladičem do okolí. Výpočet je prováděn dle vztahu (29) a zahrnuje ztrátový výkon od 3 fází střídače. Vzhledem ke značné tepelné kapacitě chladiče zde však nelze rozdíl teplot mezi pouzdrem a chladícím médiem (okolní vzduch) počítat jako prostý součin ΔP a R_{th} . Je nutné uvážit tepelnou kapacitu C_{th} chladiče ($C_{th\ ch}$) a tepelný rozdíl počítat v každém kroku simulace dle Eulerovy metody (30).

$$\Delta P_{tot} = 3 * \sum_{i=1}^N \Delta P_i \quad ; N \text{ je počet prvků v modulu (4)} \quad (29)$$

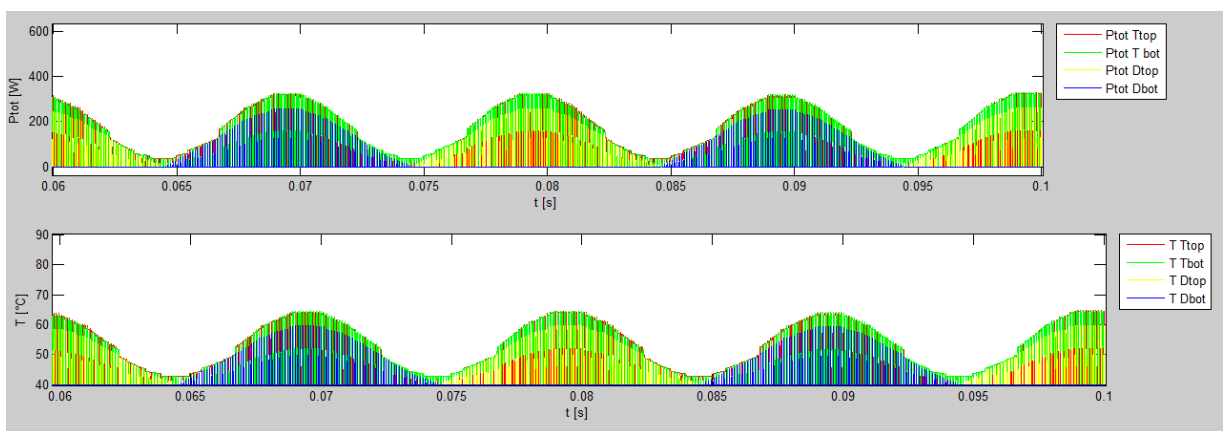
$$\Delta T_{ch\ (k+1)} = \Delta T_{ch\ (k)} + \left(\frac{\Delta P_{tot\ (k)}}{C_{th\ ch}} - \frac{\Delta T_{ch\ (k)}}{\tau_{ch}} \right) * krok \quad ; \tau_{ch} = \frac{C_{th\ ch}}{R_{th\ ch}} \quad (30)$$

Parametry zvoleného chladiče LA V 22 od firmy Fischer Elektronik jsou uvedeny níže.

Poslední krok v této funkci je stanovení teploty jednotlivých čipů v každém kroku simulace dle vztahu (31).

$$T_{j_i} = \Delta T_{ch} + \Delta T_i + T_a \quad ; \text{ i je číslo čipu, } T_a \text{ je teplota okolí (40°C)} \quad (31)$$

Teploty jednotlivých čipů jsou zaznamenány pro každý krok simulace do tabulky. Stejně tak je činěno se ztrátovým výkonem jednotlivých čipů. Průběhy ztrátového výkonu a teplot jsou graficky znázorněny na Obr. 5.10



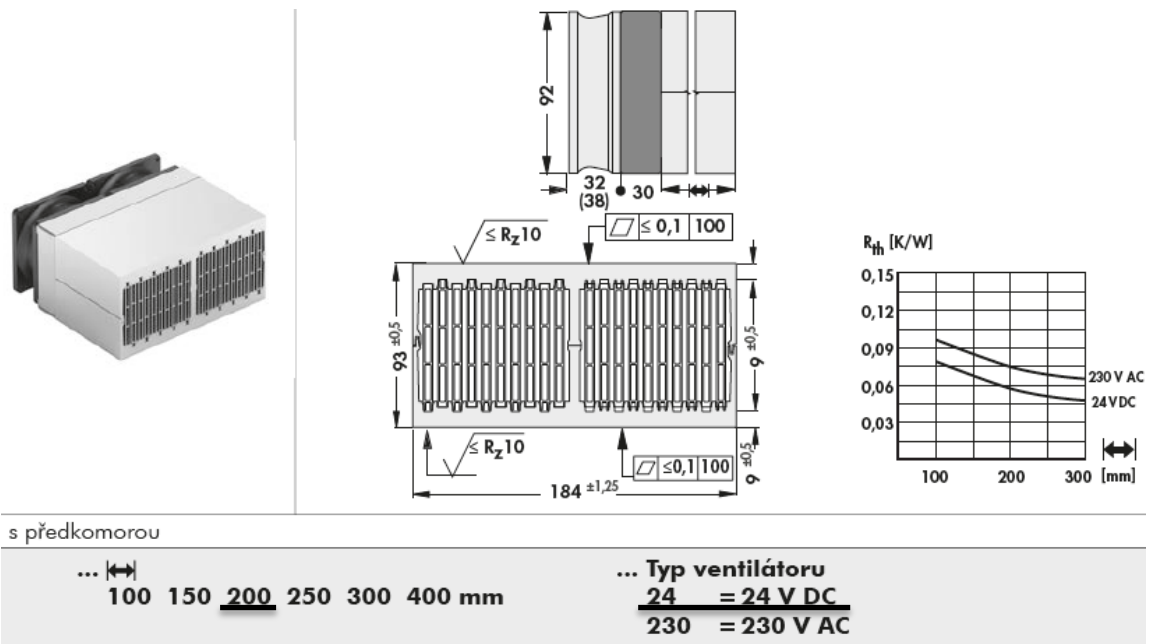
Obr. 5.10 – Grafický výstup průběhů T a P_{tot}

5.4.1 Parametry chladiče

Parametry vybraného chladiče jsou uvedeny v tabulce tab. 3 a na Obr. 5.11 a Obr. 5.12. Uvedené obrázky Obr. 5.11 a Obr. 5.12 jsou převzaty z datasheetu chladičů firmy Fischer elektronik [8].

tab. 3 parametry chladiče

parametr	hodnota	jednotky
$R_{th\ ch}$	0.06	$\frac{K}{W}$
m	4.6	Kg
$C_{th\ ch}$	4121.6	$\frac{J}{Kg * K}$
rozměry	184*200*93	mm
$Q_{vzduchu}$	107	$\frac{m^3}{h}$



Obr. 5.11 – Vybraný chladič [8]

Technická data ventilátoru

	... 24
Typ	ebmpapst, uloženo v ložiskách
Rozměry	92 x 92 x 32 mm
Napětí	24 V DC
Příkon	5,3 W
Max. požadovaný výkon	107 m ³ /h
Teplotní rozsah	-20 °C ... +75 °C
Jmenovité otáčky	4.000 min ⁻¹
Hlučnost	47 dB(A)
Váha	190 g
Skupin. výpadek	L ₁₀ > 57.500 h (40 °C)

Obr. 5.12 – Vybraný ventilátor [8]

7.5 Hrubá simulace

Z předchozího popisu funkce *simulace_final* je patrné, že její výpočet je značně precizní a tedy i zdlouhavý. Navíc, pro spínací kmitočty, které jsou při návrhu tohoto měniče uvažovány, je její výpočet také velmi náročný na paměťové prostředky (o to více pak na výpočetní výkon omezený na jedno jádro procesoru). Z těchto důvodů je vhodné tuto funkci použít pouze pro přechodné děje typu frekvenční rozběh, změna spínací frekvence apod. V elektronické podobě této práce je funkce *simulace_final* k dispozici a v ní patrné, že tyto přechodné děje jsou v ní implementované.

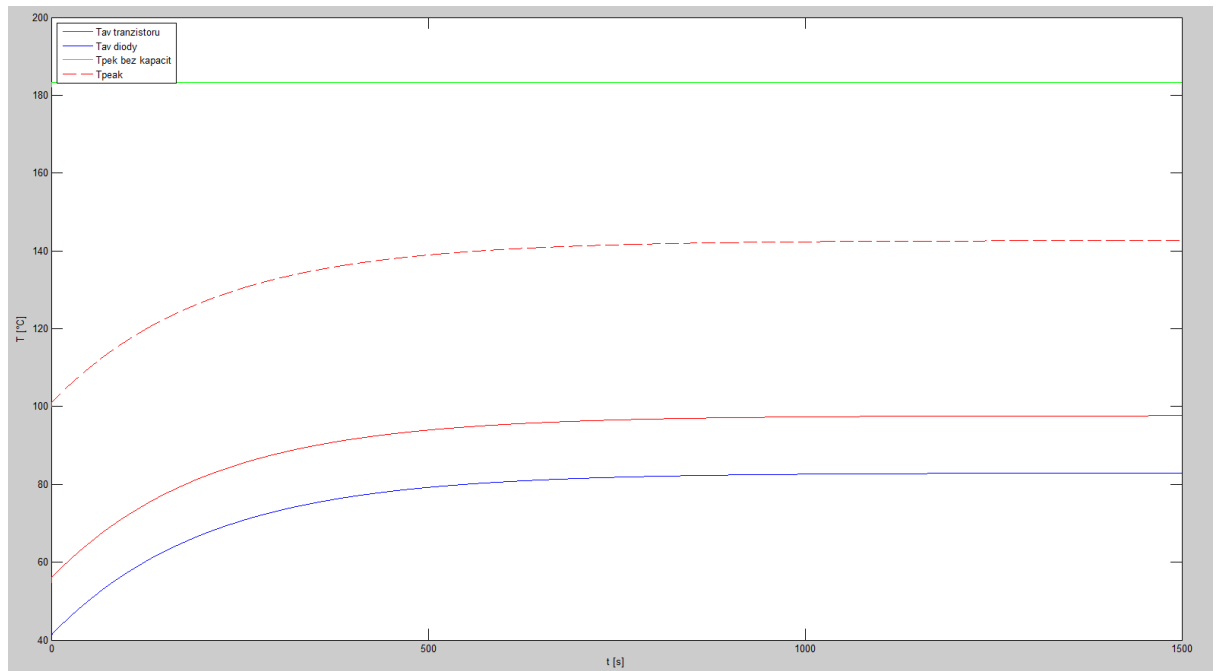
Pro případ ustálených stavů a rychlých přechodných dějů je výhodné použít funkci *ztraty_a_otepleni_hrube*, která je součástí elektronické podoby textu také. Její popis je uveden zde.

Základním předpokladem spuštění funkce pro hrubou simulaci jsou efektivní hodnoty proudů jednotlivými prvky (diodou a tranzistorem) při dané spínací frekvenci, napětí stejnosměrného obvodu a výstupní frekvenci. Tyto hodnoty nám poskytne spuštění funkce *simulace_final* na 0.1 s. Hodnoty poté přepíšeme z command window do kódu funkce.

Ve funkci *ztraty_a_otepleni_hrube* je stejně jako ve funkci *simulace_final* počítáno se závislostmi prahových napětí, dynamických odporů a spínací energie na teplotě a procházejícím proudem.

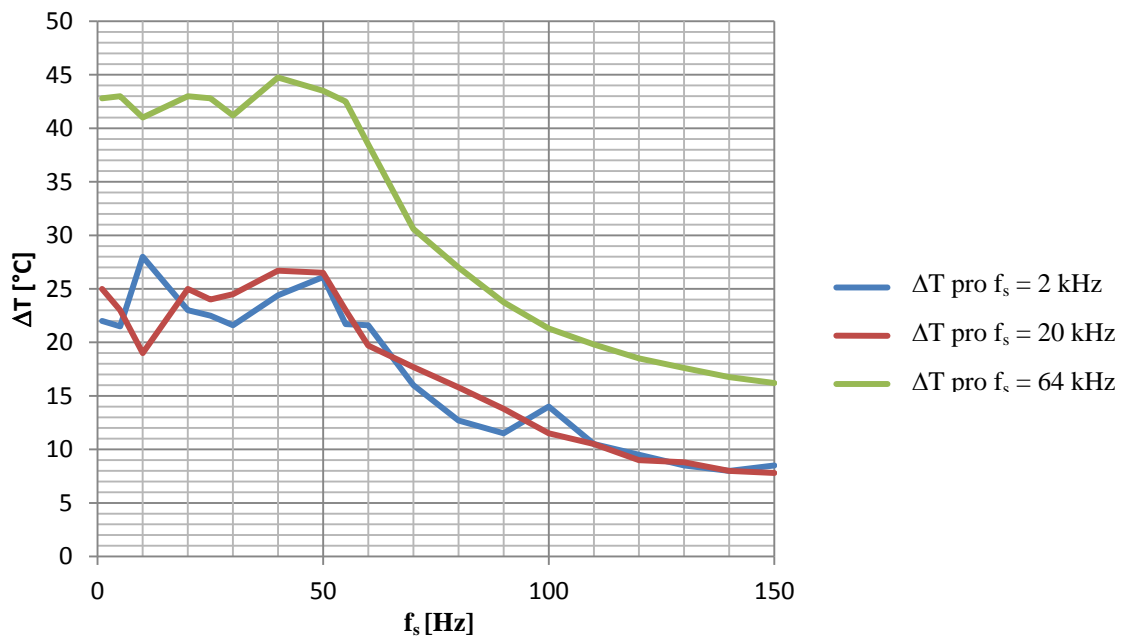
Dále je v hrubé simulaci stanoven ztrátový výkon a teplotní rozdíly obdobně, jako ve funkci *simulace_final*. Jelikož však není hodnota potřebných proudů dopočítávána, ale je námi zadána, je simulace mnohonásobně rychlejší. Výstupy také nejsou děleny na jednotlivé prvky, ale jsou brány globálně. To vede na další urychlení simulace.

Výstupem funkce *ztraty_a_otepleni_hrube* je grafické znázornění oteplování jednotlivých částí měniče na čase, které je uvedeno na Obr 5.13. Krok simulace je zde volitelný dle požadované přesnosti.



Obr. 5.13 – Průběh oteplování

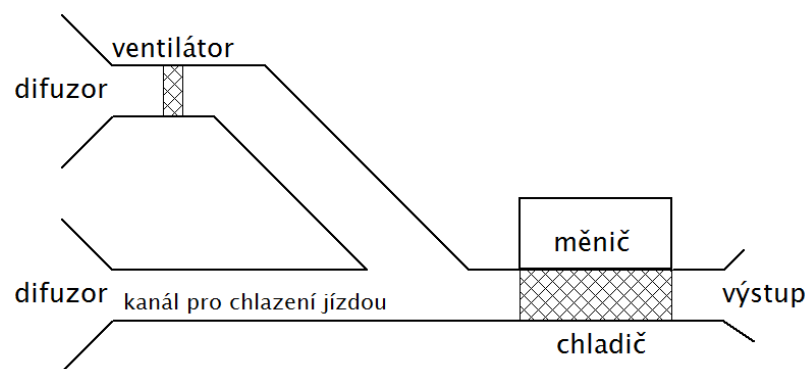
Hodnoty špičkových teplot jsou stanoveny na základě dat z předem spuštěné funkce *simulace_final*, respektive z rozdílu maximálních a středních hodnot teplot jednotlivých částí. Závislost zmíněného rozdílu teplot na výstupní frekvenci střídače jsou uvedeny na Obr. 5.14.



Obr. 5.14 – Rozdíly teplot maximální a střední teploty

Z Obr. 5.13 je patrné, že při trvalém maximálním zatížení, pro které byly simulace nakonec spuštěny, dosahují teploty čipů maximálně 143 °C, při maximální povolené teplotě čipu 150 °C. Doba ustálení teplot je pak 25 minut. Uvažovaná teplota okolí je přitom 40 °C. Uvedené skutečnosti dokazují správnost návrhu chladiče i pro jízdní režim „trvalé plné zatížení“ bez potřeby jakýchkoli omezení.

Skutečnost, že dimenzování je provedeno na maximální plné zatížení, dává prostupnost předchozím tvrzením o tom, že měnič bude chlazen proudem vzduchu vynuceným jízdou. Pouze v nutných případech, kdy není možné SiC prvky uchládit proudem vzduchu vynuceným jízdou, jsou do vzduchového tunelu zařazovány ventilátory. Aby však nedocházelo ke zbytečným aerodynamickým ztrátám na vypnutém ventilátoru v tunelu, je navrženo doporučení tunel zdvojit dle obrázku Obr. 5.15.



Obr. 5.15 – Vzduchový kanál

6. 3D návrh sestavy

Vzhledem k náročnosti na přesnost sestavy měniče, která vychází z montáže do omezených prostor na elektro-motokáře, byl vytvořen 3D návrh v programu Solid Works. Tento návrh je úplným a obsahuje tedy veškerý použitý montážní materiál.

Další přínos 3D návrhu je snazší umístění sestavy tak, aby k chlazení mohl být využit proudící vzduch okolo motokáry při její jízdě. Respektive aby mohl být chladič ponořen do vzduchového kanálu od difuzorů motokáry.

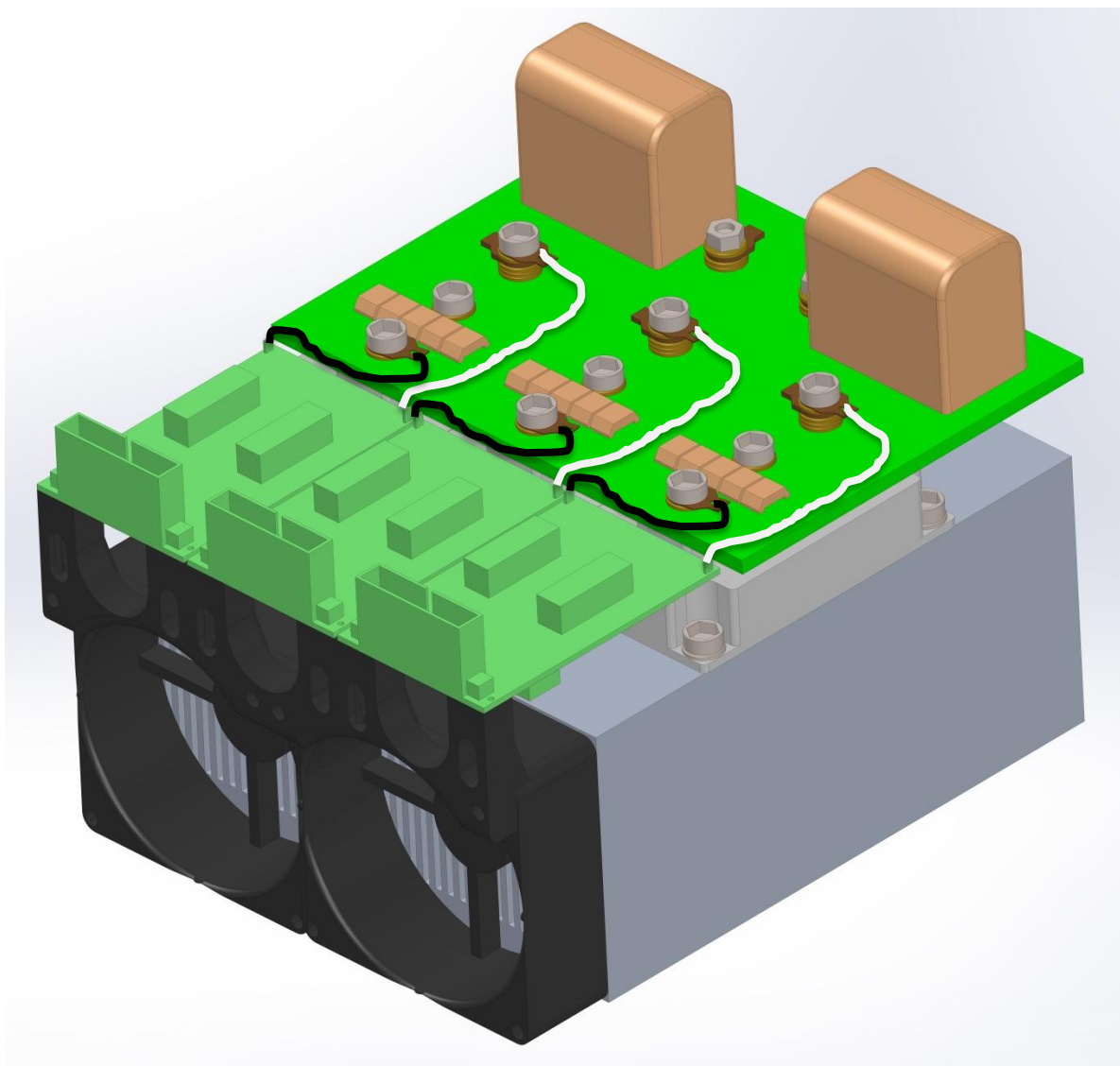
V důsledku vytváří 3D návrh plnohodnotnou představu o sestavě měniče bez potřeby jeho fyzické realizace či jeho ukázky.

V uvedené verzi 3D návrhu, který je na obrázku Obr. 6.1, jsou drivery umístěny dle doporučení výrobce. Toto umístění také vyhovuje požadavkům popisované konstrukce na malý zastavěný prostor (vzhledem k chladiči).

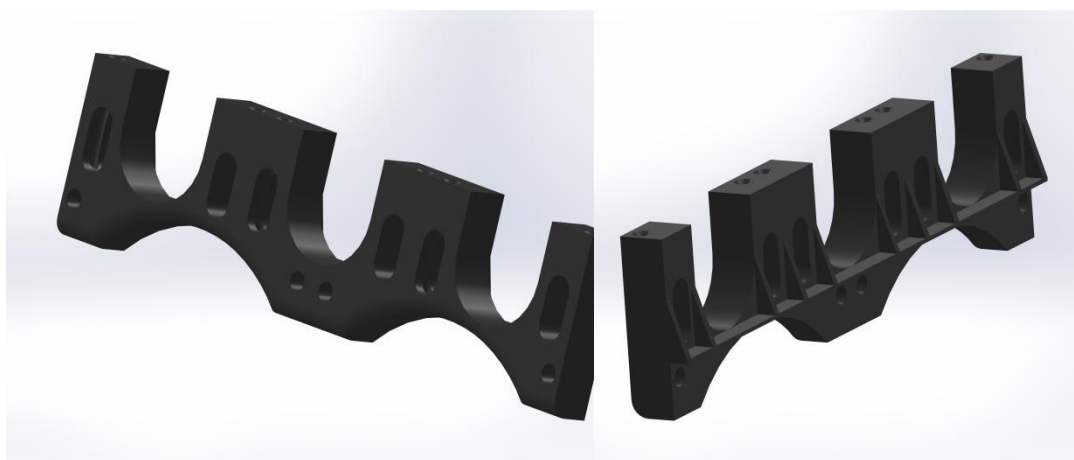
Na Obr. 6.1 je také naznačeno připojení desaturačních ochran. Toto propojení je realizováno pomocí slaněných vodičů $0,75 \text{ mm}^2$ a je nezbytně nutné pro funkčnost driverů.

Drivery jsou podepřeny výztuhou, která je vyobrazena na Obr. 6.2. Tato výztuha byla vytištěna na 3D tiskárně FEL/KEV. Její výkres je uveden na Obr. 6.4. Výztuha je zde nutná z mechanického hlediska, neboť bez ní jsou drivery pouze elektricky propojeny s moduly pomocí konektoru Fast-On.

Připojení silových vodičů je provedeno pomocí lisovacích oček. Připojení vodičů desaturačních ochran je provedeno pomocí pájecích oček. Pro připojování je také použito spojovacího materiálu z mosazi. Více v tab. 4 montážní materiál.



Obr. 6.1 – 3D návrh sestavy měniče



Obr. 6.2 – 3D návrh výztuhy driverů

6.1 Soupis montážního materiálu

V tabulce tab. 4 je uveden soupis montážního materiálu a to jak elektrotechnického, tak mechanického. V tabulce není obsažena vysoce tepelně vodivá pasta, která musí být umístěna mezi SiC moduly a chladičem.

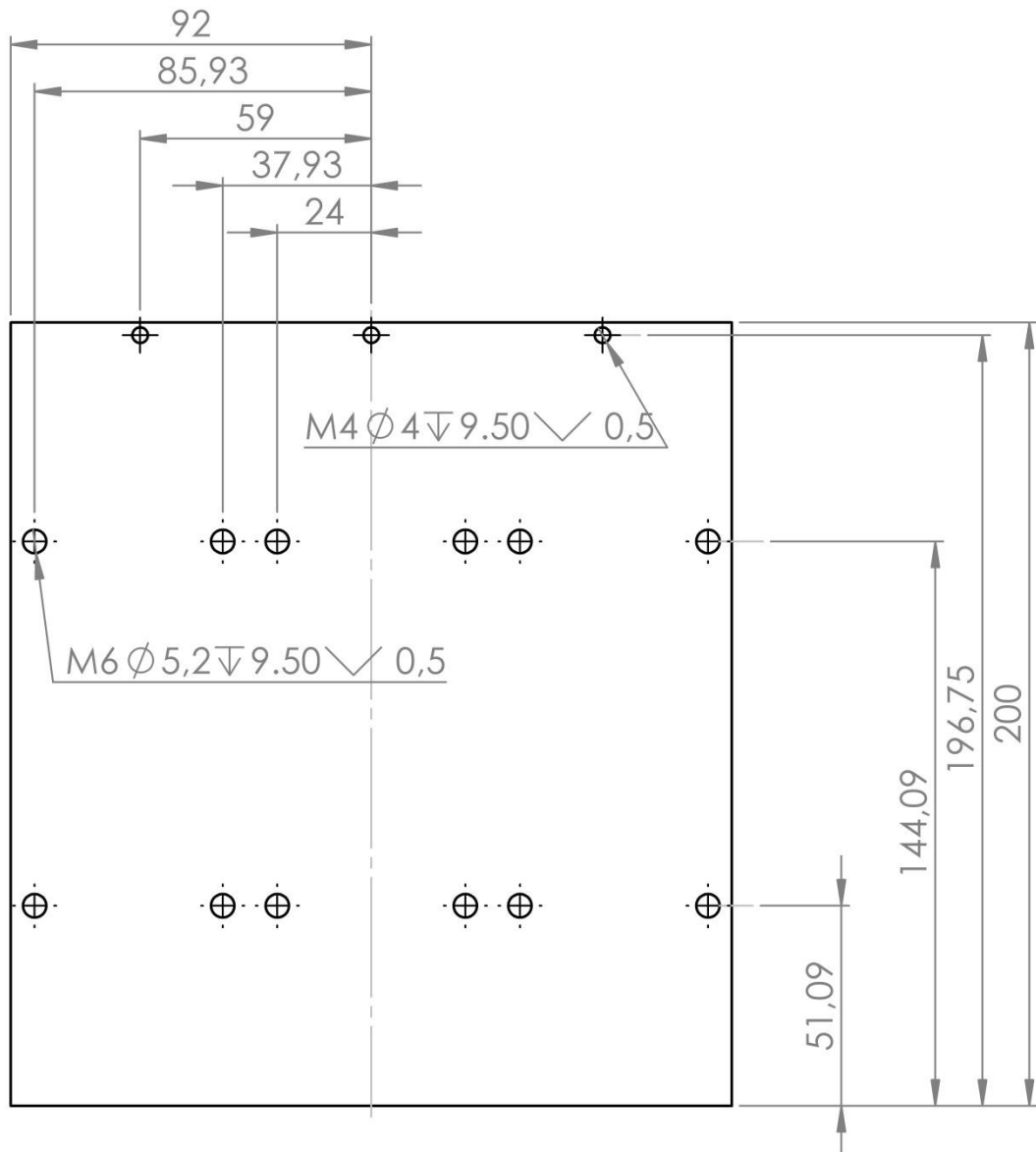
tab. 4 montážní materiál				
spojovací díl	kusů	materiál	provedení	poznámka
M4*10	3	ocel	inbus	moduly
M6*10	18	mosaz	inbus	svorky
M6*12	2	mosaz	inbus	přívody
M6*16	3	mosaz	inbus	vývody
matka M6	2	mosaz		přívody
podložka d6	26	mosaz		dle obr. 7.1. a 7.2
podložka d6	12	ocel		dle obr. 7.1. a 7.2
podložka d4	3	ocel		dle obr. 7.1. a 7.2
samořezný 3.9	6		čočkový (+)	drivery - výztuha
samořezný 4.8	4		6-ti hran	výztuha - ventilátory
sloupek M4*30	3	kovový	závit/matka	DPS - chladič
očko d6mm	5	200 A	lisovací	dle obr. 7.1. a 7.2
očko d6mm	6	1 A	pájecí	dle obr. 7.1. a 7.2

6.2 Úprava chladiče a výkresy

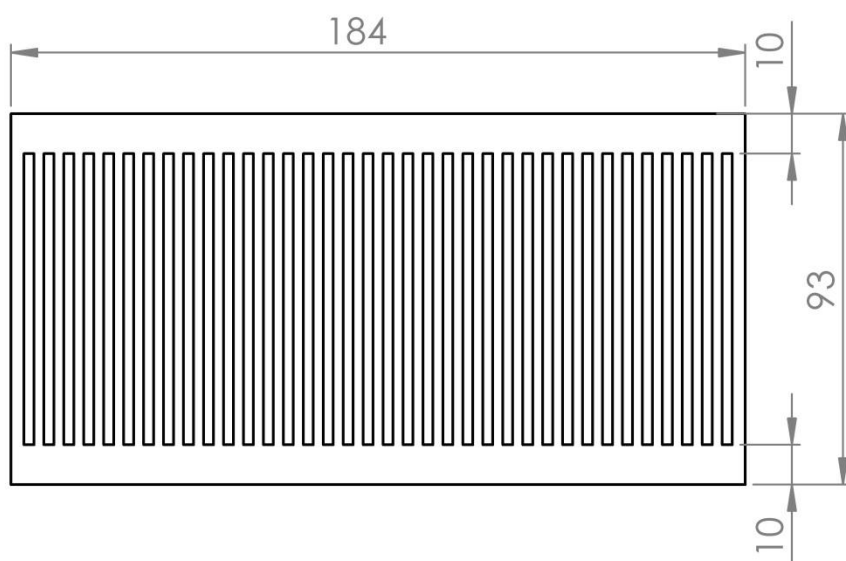
Úpravou chladiče je rozuměno vytvoření montážních závitů na styčné ploše chladiče s SiC moduly. Veškeré potřebné informace jsou obsaženy na Obr. 6.3, který je uveden na následující stránce této práce.

Při úpravě je důležité zachovat maximální hladkost a rovnost styčné plochy chladiče. Při tvorbě závitů je tedy nutno postupovat maximálně šetrně.

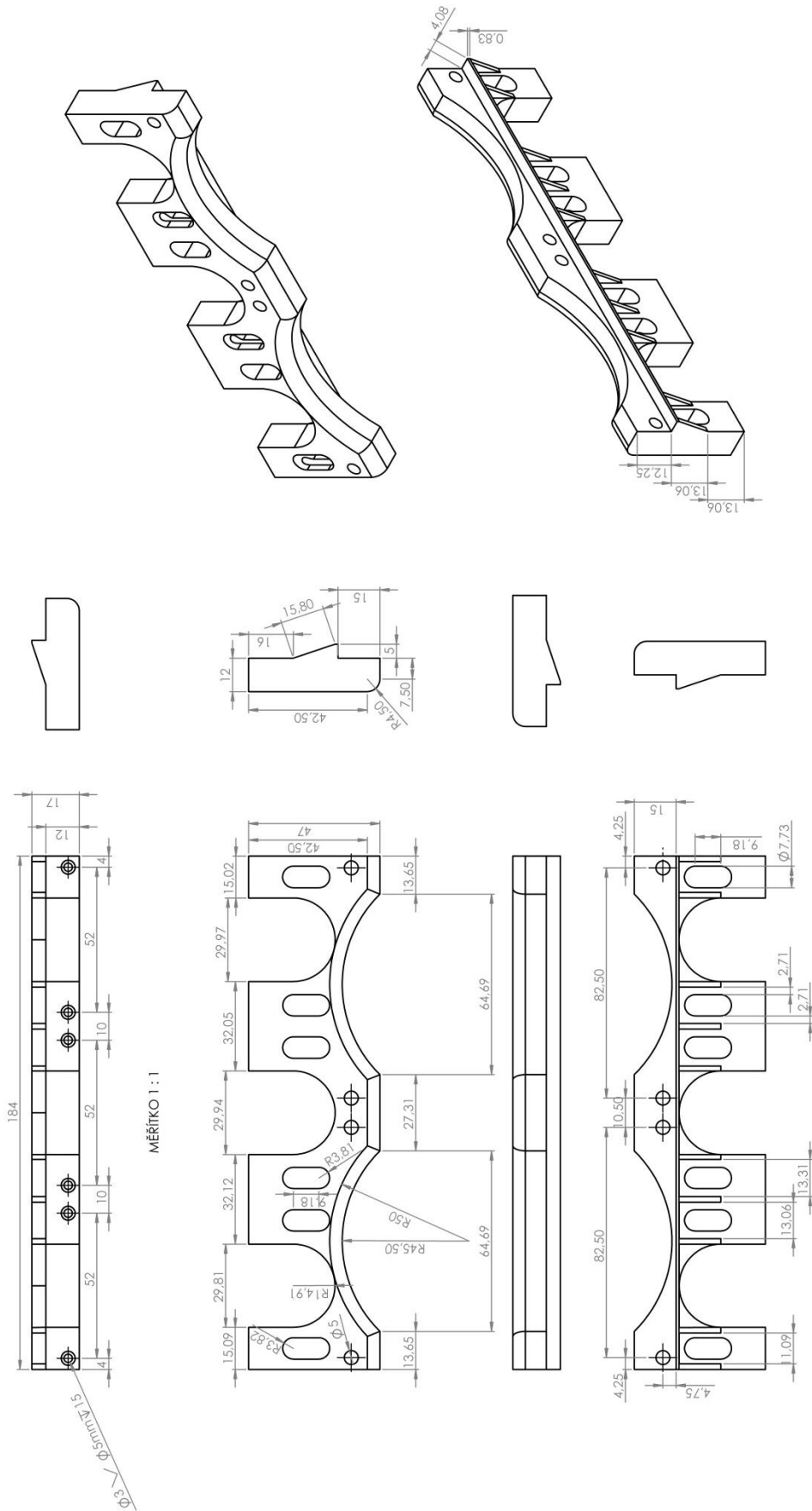
Značky pro vrtání a řezání závitů jsou uvedeny jen u jedné díry každého typu z důvodu přehlednosti. Rozlišení druhů je z výkresu velmi dobře patrné.



MĚŘÍTKO 1 : 2

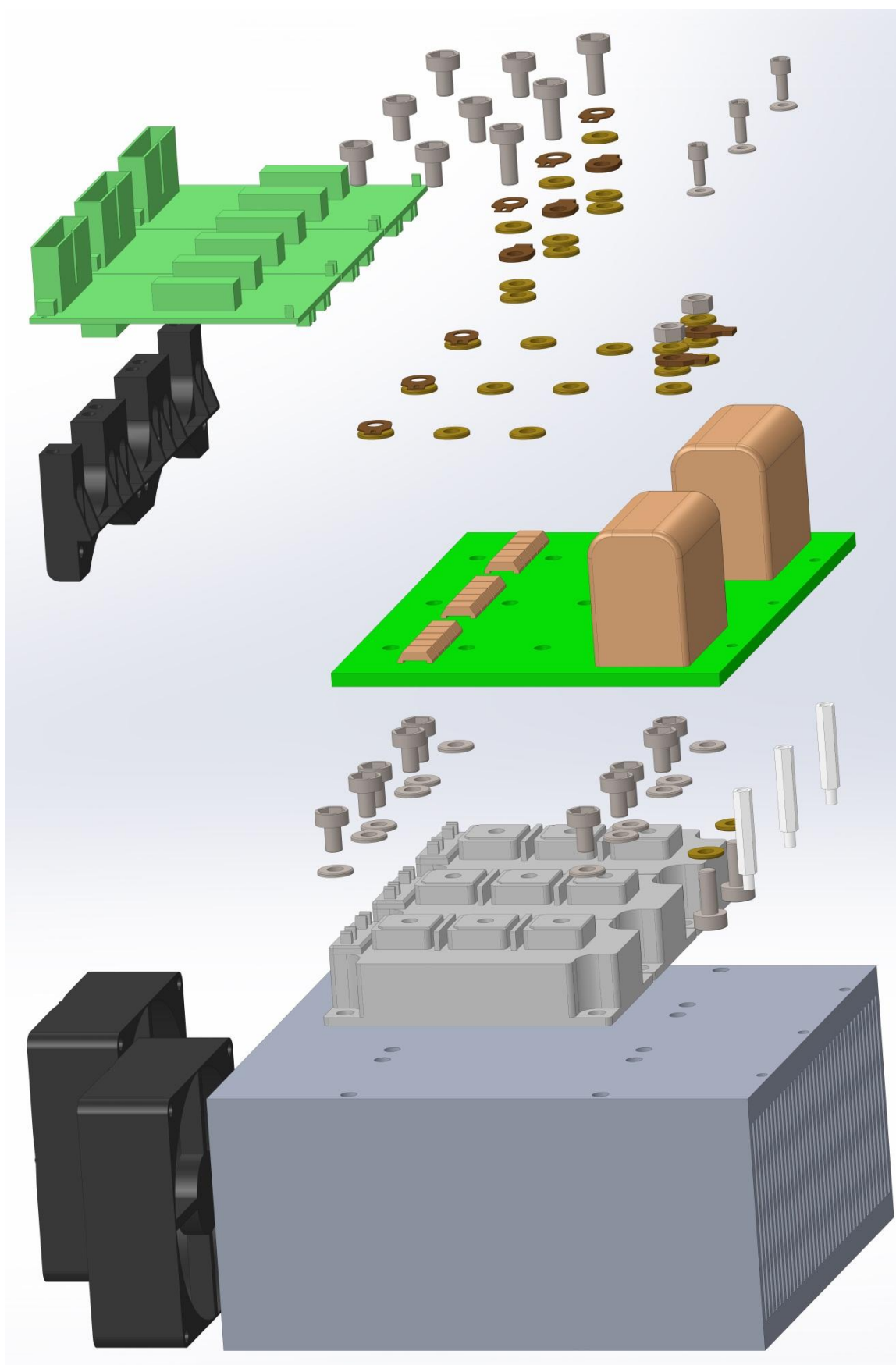


Obr. 6.3 – Úprava chladiče

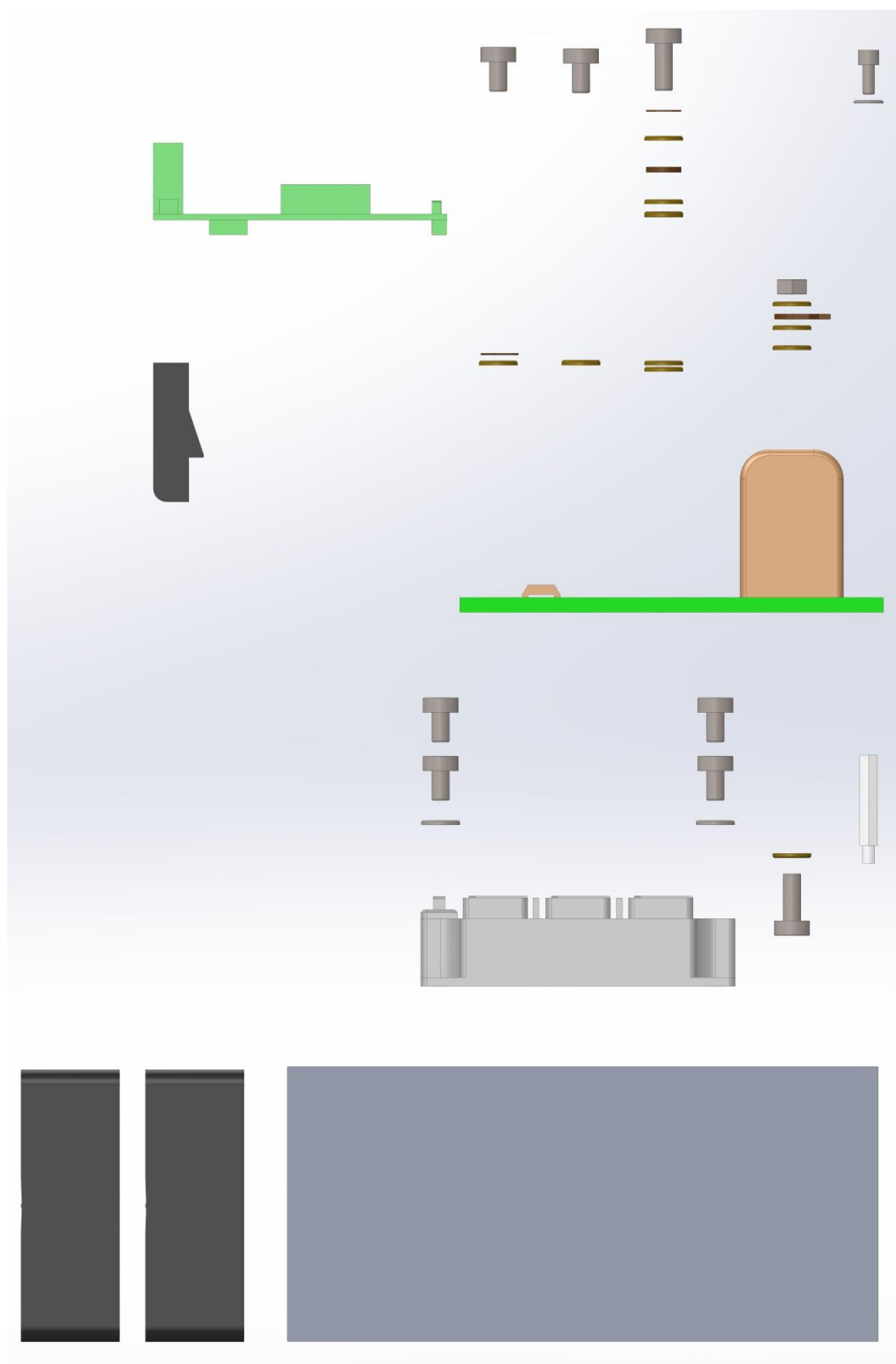


Obr. 6.4 - Výkres výztuhy

7. Sestavovací schéma



Obr. 7.1 – Sestavovací schéma (pohled 1)



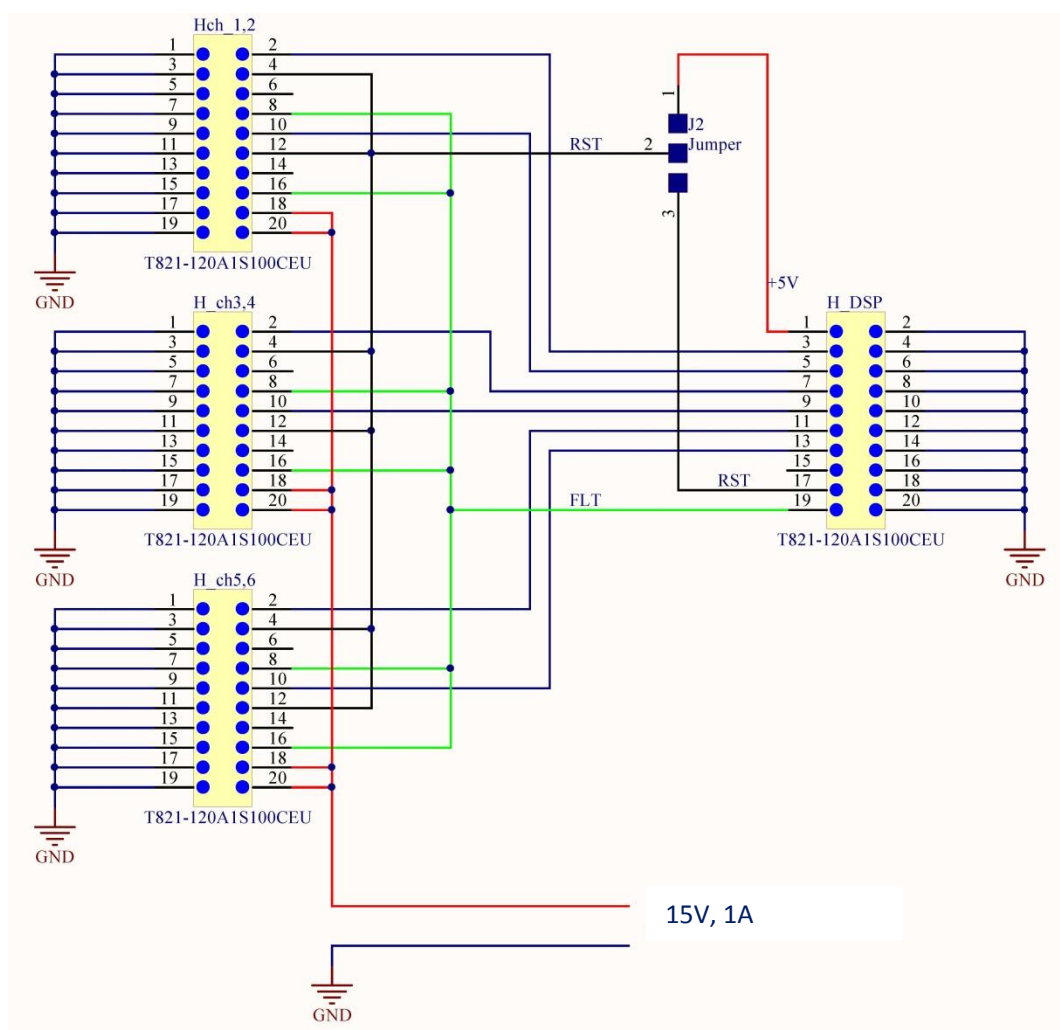
Obr. 7.2 – Sestavovací schéma (pohled 2)

8. Experimentální ověření funkce

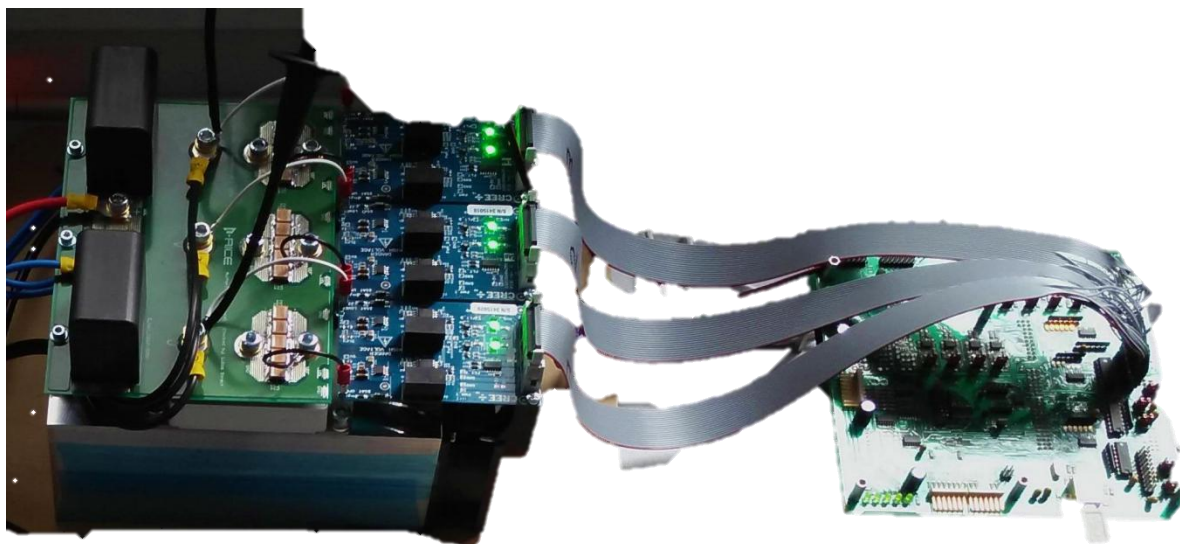
Ověření funkce proběhlo ve třech krocích, během kterých byla prokázána správná funkčnost měniče a správná volba chlazení.

Zkoušky probíhaly v laboratorním prostředí FEL/KEV, které nedisponuje možnostmi na plné zatížení měniče. Z tohoto důvodu jsou některé zkoušky zjednodušené či zdvojené. Fotografie z měření jsou uvedené na obrázcích Obr. 10.3 a Obr. 10.4.

Jelikož jsou v konstrukci použity firemní drivery Cree – CGD15HB62P1, tak je před započítím ověřování funkce nutné sestavit propojovací kabeláž k vývojové desce řídicího mikrokontroléru. Schéma této kabeláže je uvedeno na obrázku Obr. 8.1. Fyzické zapojení měniče a DSP je pak vyobrazeno na Obr. 8.2.



Obr. 8.1 - Propojení driveru a DSP



Obr. 8.2 - Fyzické zapojení měniče

Měření byla prováděna při spínací frekvenci 20 kHz a s požitím vybavení FEL/KEV dle tabulky tab. 5 použité vybavení.

tab. 5 použité vybavení

vybavení	výrobce	typ	Inventární číslo	použití	poznámka
lineární stabilizovaný zdroj	Matrix	MPS-3005L-3	---	odstavec 8.1	---
výkonový spínaný zdroj	California Instruments	CSW5550	501651, 1/3 a 3/3	odstavec 8.2 a 8.3	---
odporník	Metra	4 A, 39 Ω	3842	odstavec 8.1	---
odporová spirála		600 m Ω , 150 μ H	---	odstavec 8.2 a 8.3	z brzdového odporníku trolejbusu
osciloskop	Tektronix	DPO4034B	EL204 9/2011 5/8	vždy	---
proudová sonda	Tektronix	TCP404XL	---	vždy	amplifer TCPA400
napěťová sonda	Tektronix	P5205A	EL204 9/2011 1/11	vždy	---
DSP	Texas Instruments	eZDSP TMS320F2812	---	vždy	---

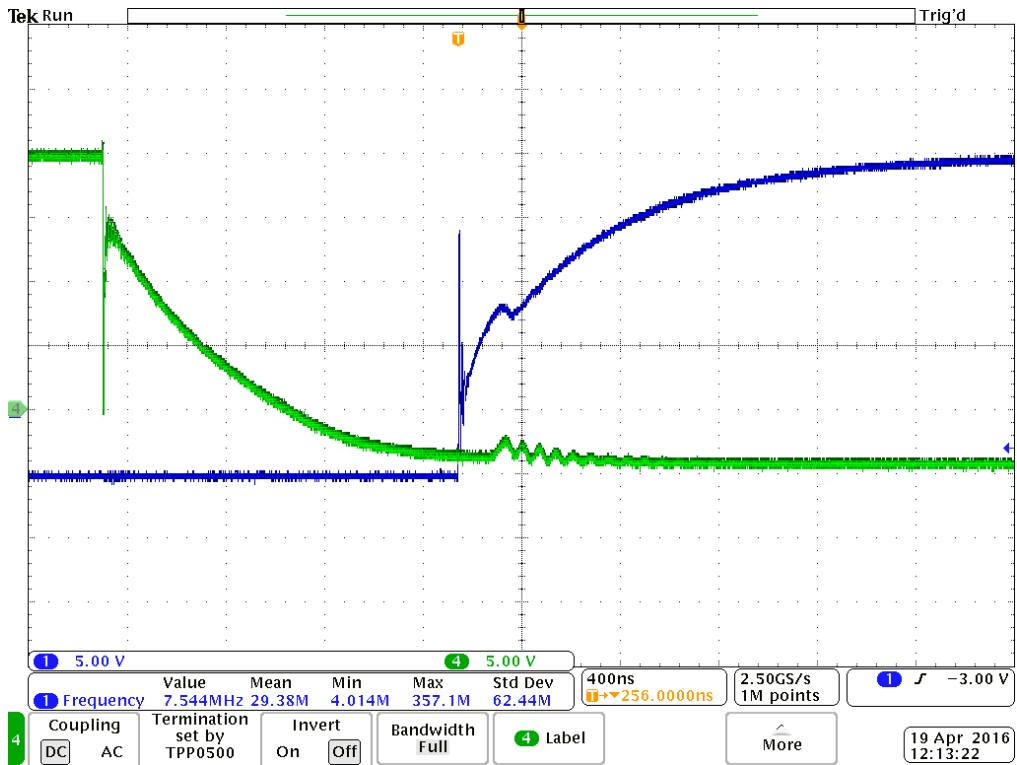
8.1 Zkouška správné funkce

Tato první zkouška v pořadí má za úkol ověřit správnost provedení propojovacích vodičů, řídicího programu a spínání tranzistorů ve stavu naprázdno s a bez napětí v DC obvodu.

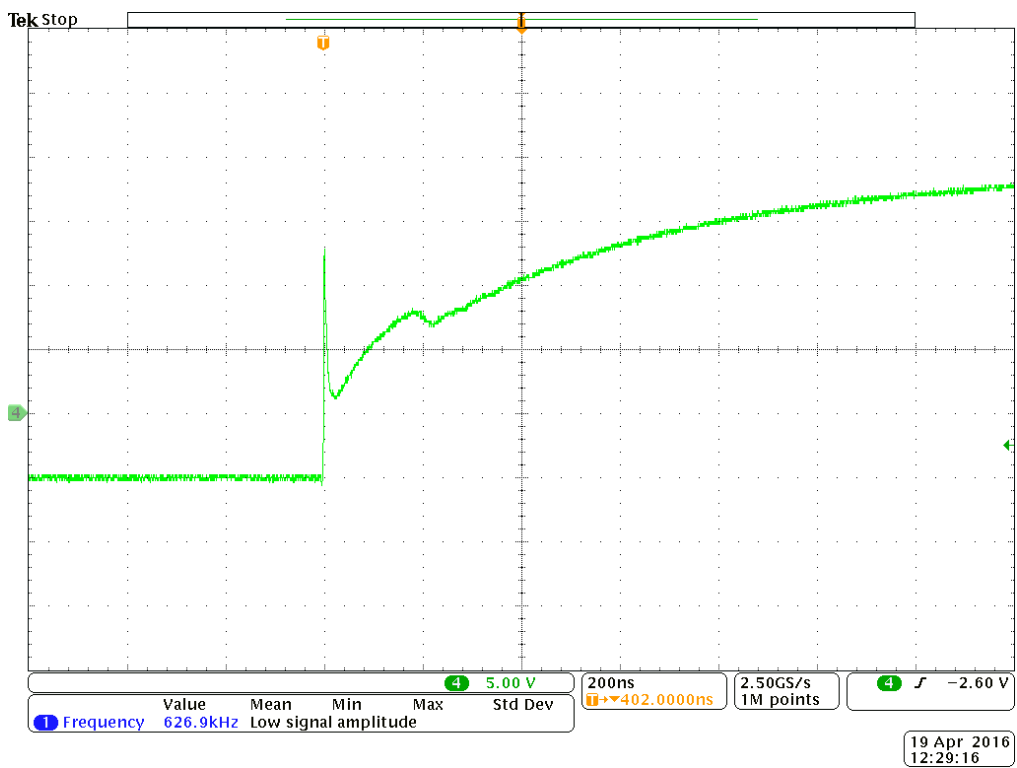
Nejprve bylo připojeno napájecí napětí +15 V k driverům bez řídicích signálů. Indikace zeleným světlem značí správné napětí ve všech částech driveru.

Následně byl spuštěn DSP, který posílá řídicí impulzy pro tranzistory. Tyto impulzy byly osciloskopem změřeny na všech vstupech driverů. Následně proběhlo změření těchto impulzů na tranzistorech (U_{GS}). Tyto (již spínací impulzy) jsou uvedeny na záznamech z osciloskopu na obrázcích Obr. 8.3 , Obr. 8.4.

Na Obr. 8.3. je uveden průběh U_{GS} při $U_{DC} = 0$ V. V tomto případě jsou na průběhu zřejmé oscilace vzniklé především nabíjením parazitních kapacit drain-source. Tyto oscilace zanikají při $U_{DS} > 25$ V. To zachycuje Obr. 8.4 (zde je zřejmá téměř hladká křivka). Na Obr. 8.3 je také možné odečíst mrtvé časy spínání.



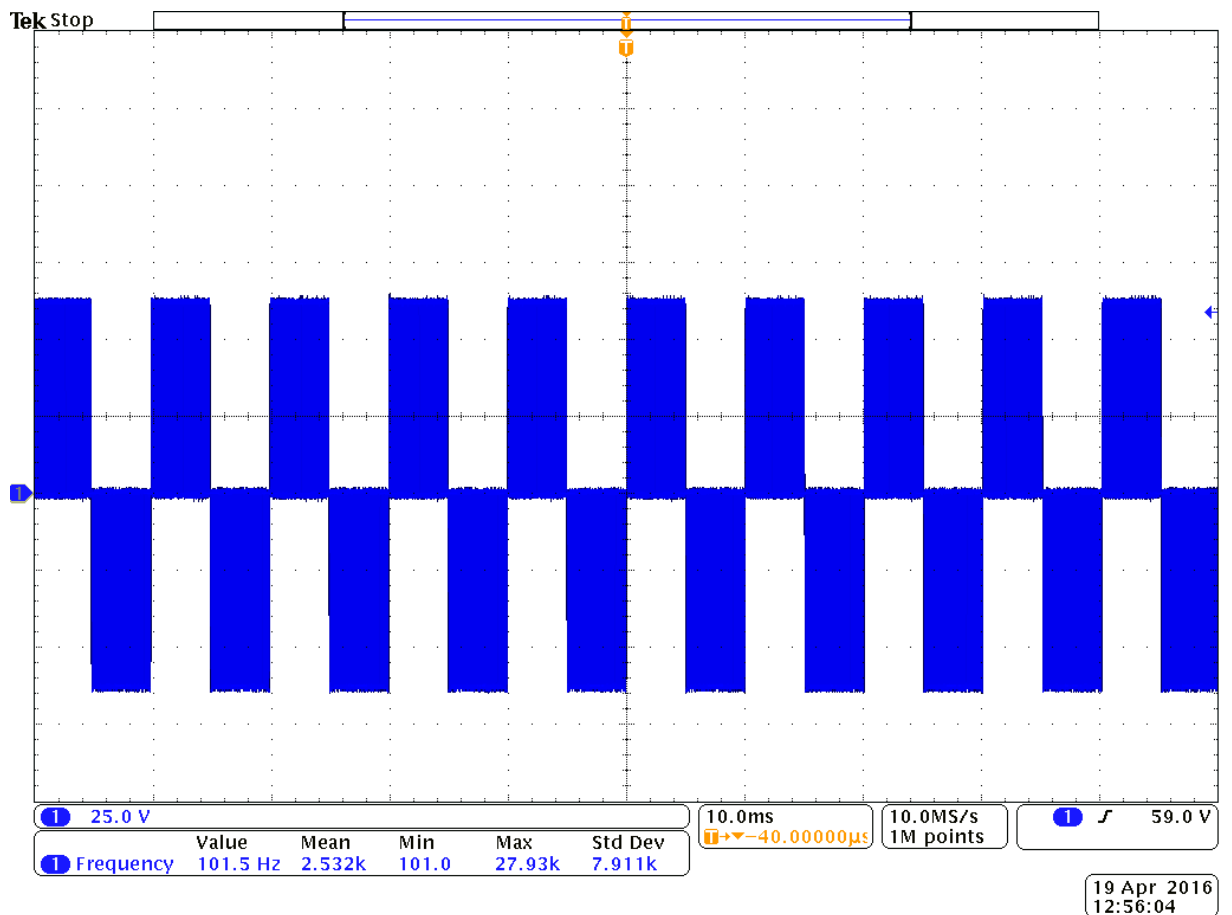
Obr. - 8.3 U_{GS} při $U_{DC} = 0$ V



Obr. 8.4 - U_{GS} při $U_{DC} = 30$ V

Celkově jsou spínací impulzy charakteristické relativně dlouhým časem náběhu. To je způsobeno velkými kapacitami MOSFET tranzistoru, který spínají (oproti IGBT apod.). Značný vliv na rychlost spínání má první napěťový pulz U_{GS} , který je patrný z Obr. 8.3 a Obr. 8.4 a je tedy žádoucím.

Součástí 1. zkoušky je také ověření spínání tranzistorů naprázdno. To bylo provedeno při $U_{DC} = 60$ V. Průběh sdruženého napětí při střídě 50 % je uveden na Obr. 8.5.

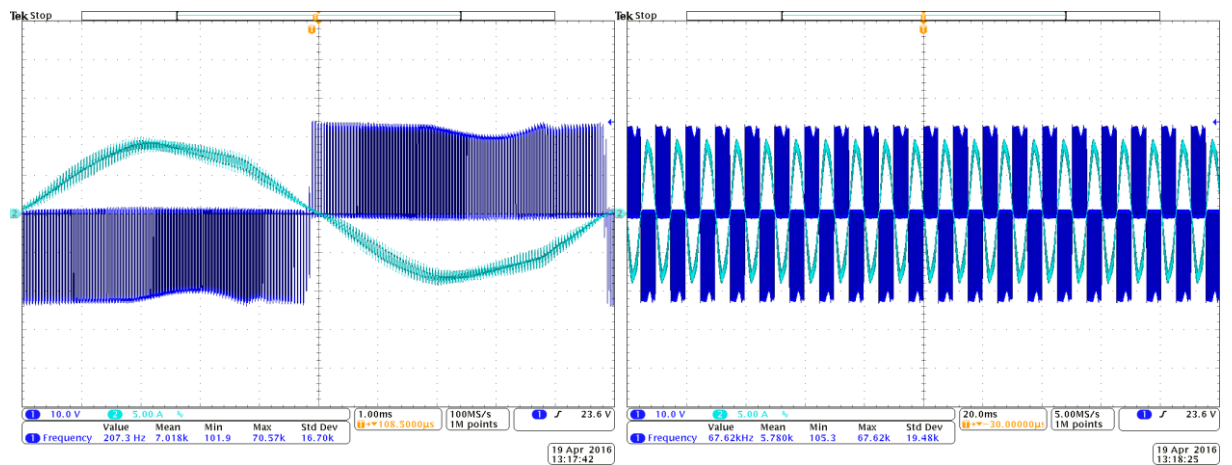


Obr. 8.5 - U při střídě 50 % (naprázdno)

8.2 Spínání při zatížení

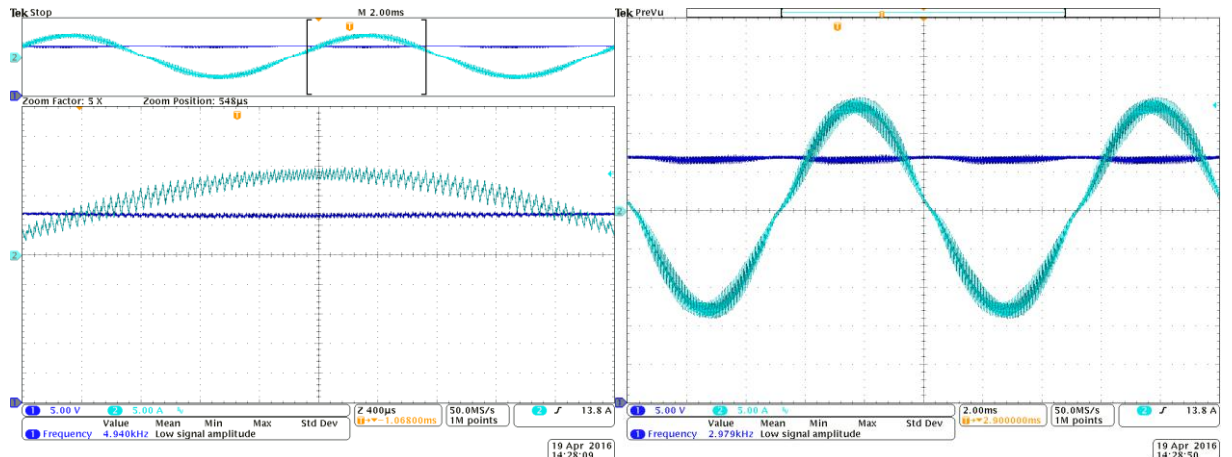
V pořadí druhá zkouška je zkouška spínání tranzistorů při práci do zátěže. Jako zátěž byl zvolen nejprve odporník 160 Ω , 16 A, který byl později zaměněn za dvě odporové spirály z trolejbusového brzdového odporníku. Tyto spirály byly zapojeny sériově. Výstupní proud byl regulován pomocí napětí stejnosměrného obvodu postupně až do 216 A v amplitudě pro 50 Hz a do 100 A v amplitudě pro 0 Hz při hloubce modulace 100 % a 60%.

Při zkoušce byl také ověřen správný návrh kapacit stejnosměrného obvodu pro případ napájení z trakčních baterií. Na obrázku Obr. 8.6 je uveden průběh sdruženého napětí zátěže při napájení měniče z lineárního laboratorního zdroje. Je zde patrný značný pokles napětí, způsobený proudovým omezením zdroje, při vyšších hodnotách proudu. To je samozřejmě nežádoucí a nepříznivé. Na dalších obrázcích v tomto odstavci již toto nenastává, jelikož byl do stejnosměrného obvodu vřazen elektrolytický kondenzátor nahrazující napětíovou tvrdost trakčních baterií.



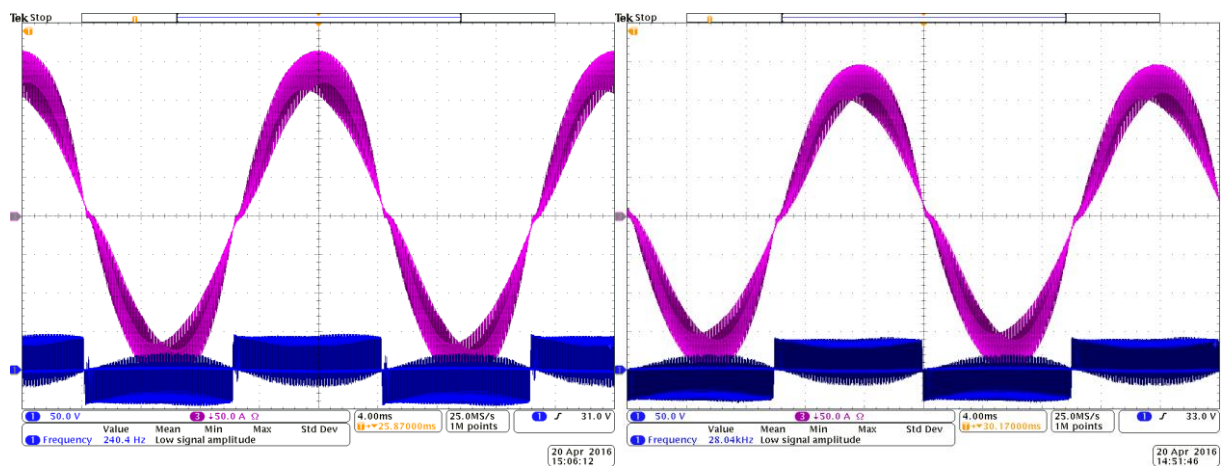
Obr. 8.6 - Vliv napájení z laboratorního zdroje.

Při napájení měniče ze simulované trakční baterie bylo provedeno měření napětí stejnosměrného obvodu při zatížení střídače. Oscilograf tohoto měření je uveden na Obr. 8.7 a je z něj patrné jen velmi malé zvlnění a spínací poklesy U_{DC} . Což je vyhovující, zvláště pak při uvážení reálné napěťové tvrdosti trakční baterie, která je vyšší než simulovaná.



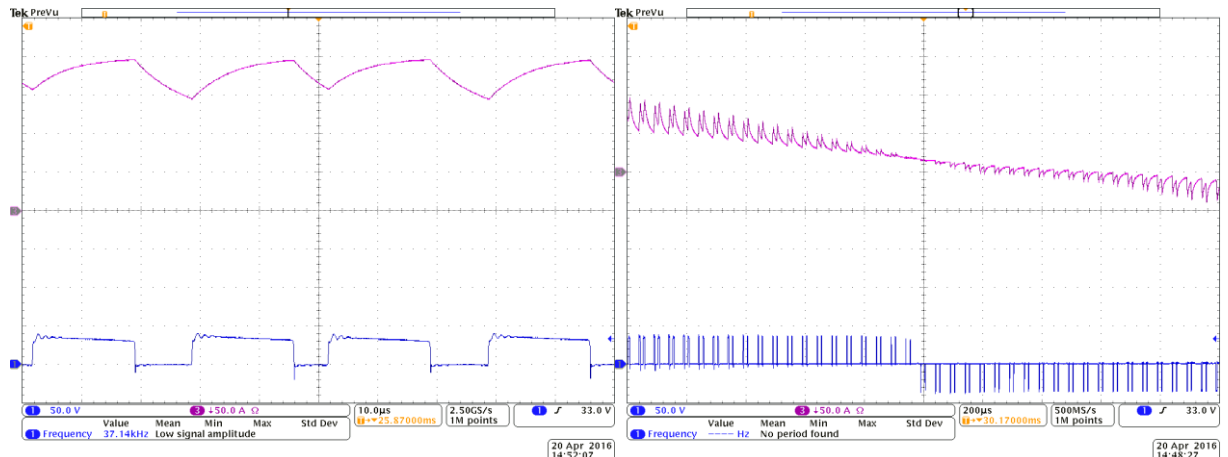
Obr. 8.7 - Napětí DC obvodu (U_{DC})

Hlavním cílem této zkoušky, jak bylo řečeno na začátku odstavce, je prověřit spínání při zatížení. Oscilograf na obrázku Obr. 8.8 zachycuje sdružené napětí zátěže a fázový proud střídače při 216 A v amplitudě. Na obrázku Obr. 8.9 jsou pak zachyceny stejné veličiny při $I_f = 200$ A v amplitudě. Obrázek Obr. 8.10 zobrazuje detail amplitudy a průchodu nulou z obrázku Obr. 8.9.



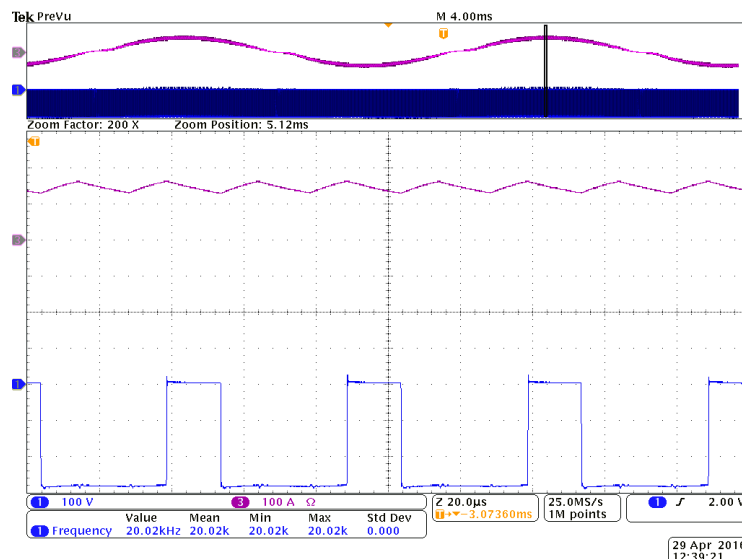
Obr. 8.8 - U_s a I_f pro 216 A_{peak}

Obr. 8.9 - U_s a I_f pro 200 A_{peak}



Obr. 8.10 - Detail z Obr. 8.9

Z uvedených obrázků Obr. 8.7 až Obr. 8.10 je patrné velmi dobré spínání při velkých proudech, které dosahují maximálních vstupních hodnot návrhu (tab. 1 – vstupní informace). Z tohoto hlediska je tedy spínání v naprostém pořádku (tedy i funkčnost měniče). Jelikož je však nutné ověřit správnost spínání i při jmenovitých napětích, tak bylo provedeno také měření při hloubce modulace 60 %. Hraničního proudu při dané zátěži bylo dosaženo při 260 V U_{DC} . Oscilograf U_{DS} a I_f při těchto podmínkách je uveden na Obr. 8.11. Z tohoto obrázku jsou patrné velmi ostré hrany spínání prvků s minimálními překmitými a kmitáním i při napětích blízkých jmenovitým. To je opět velmi uspokojivé. (Jmenovitých hodnot napětí nelze dosáhnout při zdrojích a zátěžích, které jsou k dispozici FEL/KEV.)

Obr. 8.11 - U_{DS} a I_f při $U_{DC} = 260$ V

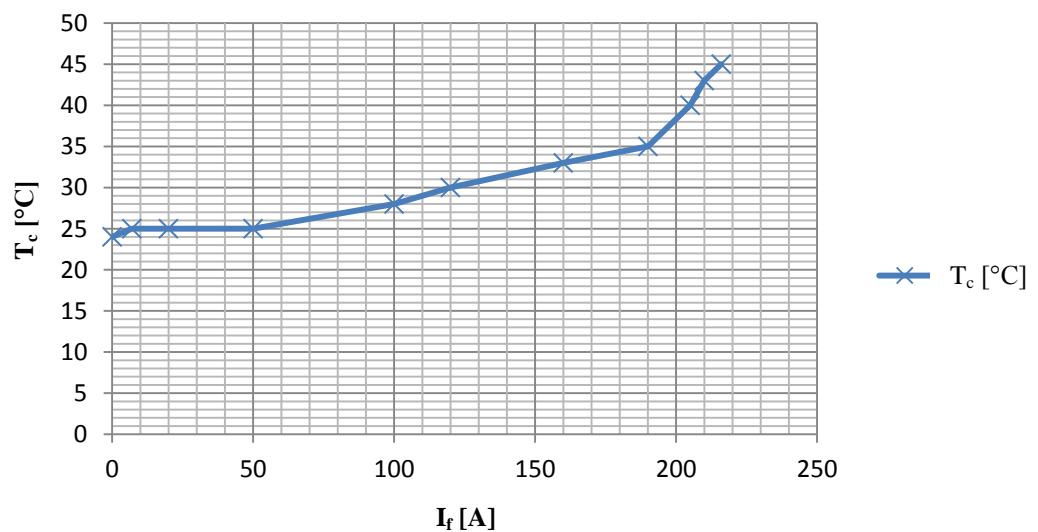
Celkově lze zkoušku spínání při zatížení označit za velmi uspokojivou a dobře vypovídající. Měnič tedy pracuje bezchybně s výsledky nad očekávání.

8.3 Zjednodušená oteplovací zkouška

Poslední prováděnou zkouškou je zjednodušená oteplovací zkouška. Důvodem, proč nebyla provedena plnohodnotná Oteplovací zkouška je skutečnost omezených možností laboratoří FEL/KEV. Při zkoušce bylo dosaženo ustálené teploty 45 °C při dodávaném výkonu 8,5 kW ($I_f = 216$ A, $U_{DC} = 260$ V) dvěma fázemi.

Pokud provedeme přepočítání změřeného maximálního oteplení na teplotu okolí $T_a = 40$ °C dostaneme maximální oteplení pouzdra $T_c = 61$ °C. Trojčlenkou stanovený přírůstek teploty od jedné fáze pak činí 10,5 °C. Trojfázové zatížení by pak znamenalo oteplení pouzdra na 71,5 °C. Při porovnání této hodnoty s hodnotami získanými simulací – $T_c = 98$ °C (Obr. 5.13) zjišťujeme, že simulace odpovídá realitě i při uvážení navýšení spínacích ztrát při dosažení jmenovitých napětí DC obvodu. Ztráty propustným proudem by měly narůst jen minimálně a ztráty spínací by vlivem malého R_{on} a T_d neměly způsobit nadměrné oteplení chladiče (nad 98 °C)

Byla také změřena závislost teploty pouzdra na velikosti zatěžovacího proudu v amplitudě. Tato závislost je pak vynesena v grafu na obrázku Obr. 8.12 . Jelikož bylo měření prováděno při velkých proudech, tak je oteplení způsobeno převážně propustnými ztrátami a z části ztrátami spínacími. Při uvážení skutečnosti, že spínání SiC MOFETŮ je velmi rychlé, lze tvrdit, že nárůst spínacích ztrát pro jmenovitá napětí bude jen malý. Výsledné oteplení tedy bude jen o málo vyšší než na uvedeném grafu. Měření bylo provedeno při teplotě okolí $T_a = 24$ °C a zatížení dvou fází.



Obr. 8.12 - Závislost oteplení na zatěžovacím proudu

9. Driver pro popisovaný střídač

Tento odstavec pojednává o konstrukci driveru pro popisovaný střídač v tomto textu. Základní konstrukce vychází z firemního driveru [14] pro zvolené moduly [5]. Avšak je zde velké množství odlišností, díky kterým se konstruovaný driver stává originálním řešením pro potřeby popisovaného střídače (respektive projektu NeoFelis).

Odlišnosti oproti firemnímu driveru spočívají v implementaci hardwarových bloků současného sepnutí tranzistorů jedné fáze, dále v implementaci rozsáhlé signalizace a laditelné desaturační ochrany.

Konstruovaný driver je oproti firemnímu 6-ti kanálový, tedy určený pro 3-fázový měnič. Tato změna spolu s požadavkem na jediný signálový konektor přináší implementaci logických úprav řídicích signálů (FLT, RST, RDY).

Další nutnou částí konstruovaného driveru je napájecí část. Zde je implementována přepěťová a nadproudová (zkratová) ochrana. Dále pak lineární stabilizace na 5V pro logické členy a integrované obvody. Napájení pro DC/DC měniče je opatřeno velkou kondenzátorovou baterií na krytí proudových špiček při spínání.

Celý konstruovaný driver je možné napájet napětím v intervalu 14 V až 16 V.

Podrobný popis konstrukce konstruovaného driveru není předmětem tohoto textu pro svoji obsáhlost a složitost. Z logiky věci si lze vytvořit představu o funkci konstruovaného driveru z přiložených schémat v příloze 1 této práce. Pro potřeby podrobného zkoumání jsou výkresové listy součástí elektronické podoby této práce.

Na listu 1 z 5 listů přílohy 1 je uvedeno sdružující schéma všech částí konstruovaného 6-ti kanálového driveru.

Na listu 2 z 5 je uvedeno schéma mrtvých časů (pro jednu ze tří fází).

Na listu 3 z 5 je uvedeno schéma galvanického oddělení a vysokonapěťové části (pro jeden kanál).

Na listu 4 z 5 je uvedeno schéma napájecí části.

Na listu 5 z 5 je uvedeno schéma signalizace pro jednu fázi.

Ve schématech je uvedeno několik poznámek, které se týkají nastavení propojovacích polí, časů zpoždění či konstrukčních opatření.

Konstruovaný driver byl navrhován pro vysoké frekvence (64 kHz). Z těchto důvodů byly používány velmi rychlé logické členy a integrované obvody. Těmto vysokým frekvencím pak odpovídá i rozmístování filtračních a akumulacních prvků v částech obvodu. V neposlední řadě je nutné tyto vysoké frekvence uvažovat při návrhu DPS.

DPS konstruovaného driveru je předmětem dalšího řešení a jako taková není v publikovatelné fázi vývoje. Proto v tomto textu není uvedena.

10. Závěr

V této práci je podrobně popsán postup návrhu, realizace a oživení SiC 3-fázového střídače. Také je v práci provedena klasifikace funkčnosti střídače v reálných provozních podmínkách, tedy chování při zatížení a podobně. Práce také obsahuje srovnání skutečnosti se simulací.

Z popisu SiC technologie a vlastností použitých SiC součástek v popisovaném měniči vyplynuly tyto vlastnosti: Malý odpor kanálu a blokovací proud, tedy malé vodivostní a blokovací ztráty. Dále velmi malý zotavovací náboj a tedy velmi malé spínací ztráty. Z popisu také vyplynulo celkové zmenšení rozměrů SiC prvků oproti Si prvkům obdobného výkonu. Poslední velmi důležitý závěr se týká účinnosti, kdy SiC prvky dosahují o více jak 2 % vyšší účinnosti než Si prvky. Tyto předpoklady pak tvoří základ při konstrukčních úvahách samotného měniče a dávají opodstatnění použití SiC prvků v konstrukci popisovaného měniče (minimalizace rozměrů a ztrát).

Při návrzích obvodového schéma bylo přihlédnuto na specifika projektu NeoFelis, pro který je měnič navržen. Jedná se především o napájení z trakčních baterií a spínací frekvence (až 64 kHz). V návrhu DPS výkonové části měniče je brán ohled na minimalizaci, bezpečnost a na ostatní zmíněná specifika. Navržená DPS je čtyřvrstvá s tloušťkou signálové cesty

212 μm a izolační vzdáleností minimálně 2 mm.

Pro konstrukci měniče byly použity tyto součástky: SiC MOSFET moduly CAS300M12BM2 a drivery CGD15HB62P1 firmy Cree Inc. Dále pak kondenzátory B58031I5105M002, 1 μF , 500V, Cera Link a MKP1848C DC-Link, 100 μF , 500V, Wishay.

Pomocí simulace v prostředí Matlab byly stanoveny ztráty na jednotlivých prvcích měniče a jejich oteplení. Na základě těchto údajů byl zvolen chladič LA V 22 od firmy Fischek Elektronik Při jeho použití dosahuje teplota čipů maximálně 143 °C při maximálním zatížení. V simulaci je také počítána PWM napěťově kmitočtového řízení a poměry na zátěži.

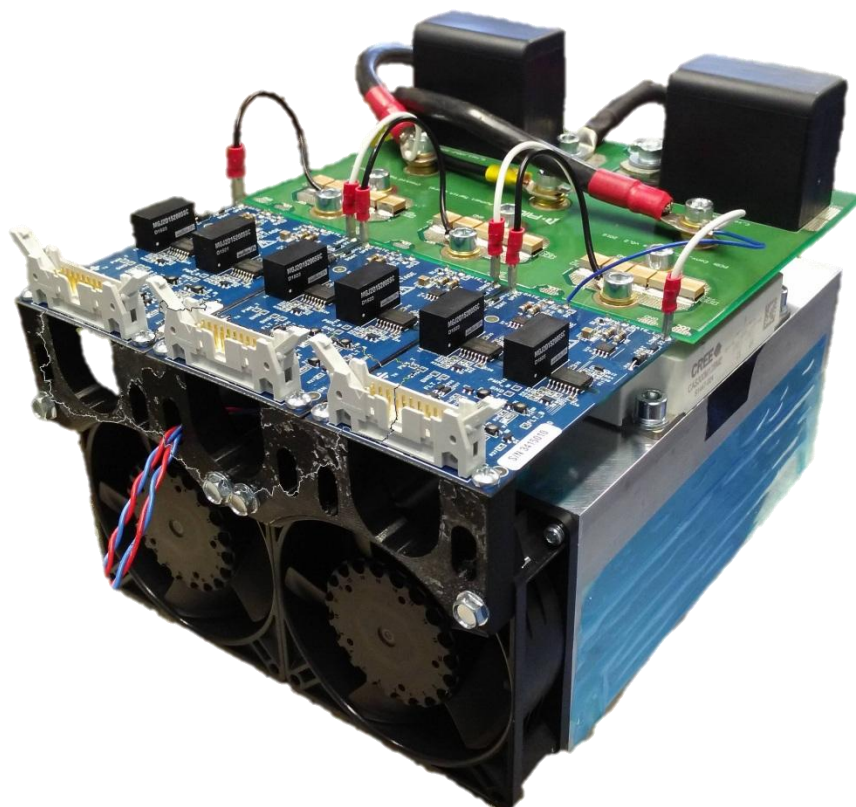
S ohledem na montáž střídače do elektro motokáry, kde je velké omezení na zastavěný prostor, byl vytvořen podrobný 3D návrh celého měniče v prostředí Solid Works. Ten, mimo popsaného důvodu, také dává vizuální představu o podobě celé konstrukce. Sestavovací schéma, které bylo také vytvořeno, je velmi důležité s ohledem na složité spojení jednotlivých částí měniče a připojení vodičů.

Velmi důležitým bodem práce je experimentální ověření funkce. Byla ověřena správná funkčnost měniče a driveru. Také byla provedena zjednodušená oteplovací zkouška a její porovnání se simulací. Obecně byla prokázána funkčnost měniče v reálných provozních podmínkách projektu NeoFelis a dobrá shoda skutečnosti se simulací. Velmi výborných výsledků pak bylo prokázáno u rychlosti spínání a téměř v absenci přepětí na tranzistorech při spínání. To je pak potvrzením zmiňovaných vlastností SiC prvků.

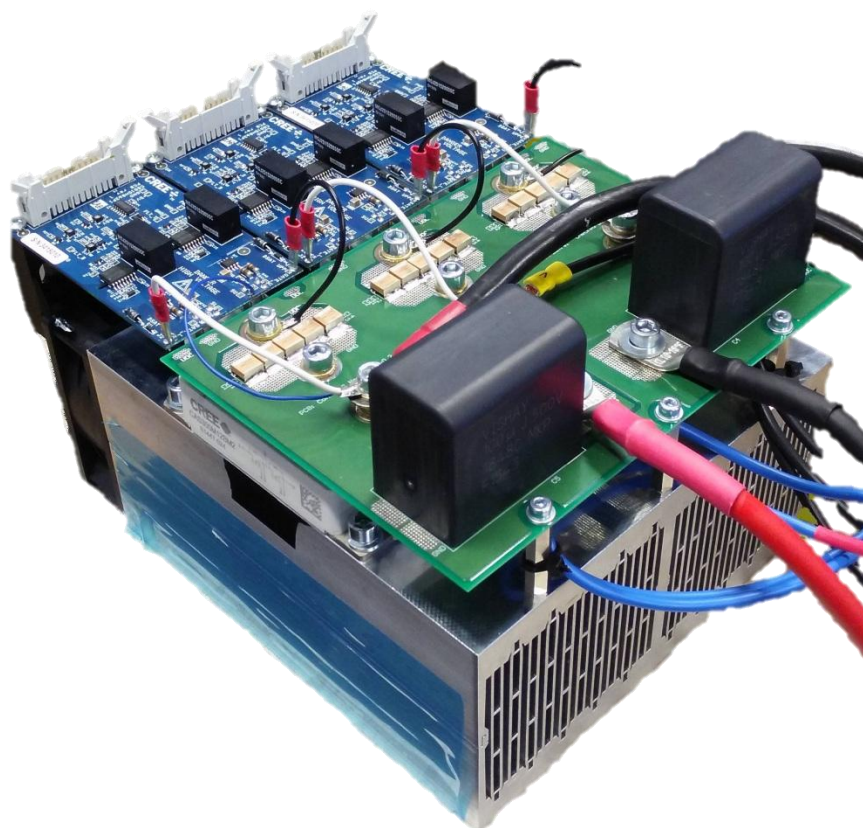
Doplňkem této práce a jakýmsi nastíněním dalšího postupu ve výkonové části projektu NeoFelis, je návrh obvodové schéma driveru popisovaného střídače na místo firemních driverům, které jsou použity v rozsahu této práce.

Celkově lze provedený návrh a realizaci driveru prohlásit za zdařilou. Bylo dosaženo minimálních rozměrů měniče (zastavěný prostor 24,5 * 17,86 * 18,4 cm) při objemové hustotě výkonu $161,024 \frac{\text{cm}^3}{\text{W}}$. To velmi usnadňuje instalaci měniče na elektro-motokáru. Dále bylo dosaženo maximálních provozních parametrů z tabulky tab. 1 při dovoleném oteplení v ustáleném stavu. To umožňuje provoz elektro motokáry v jízdním režimu „trvalý plný výkon“.

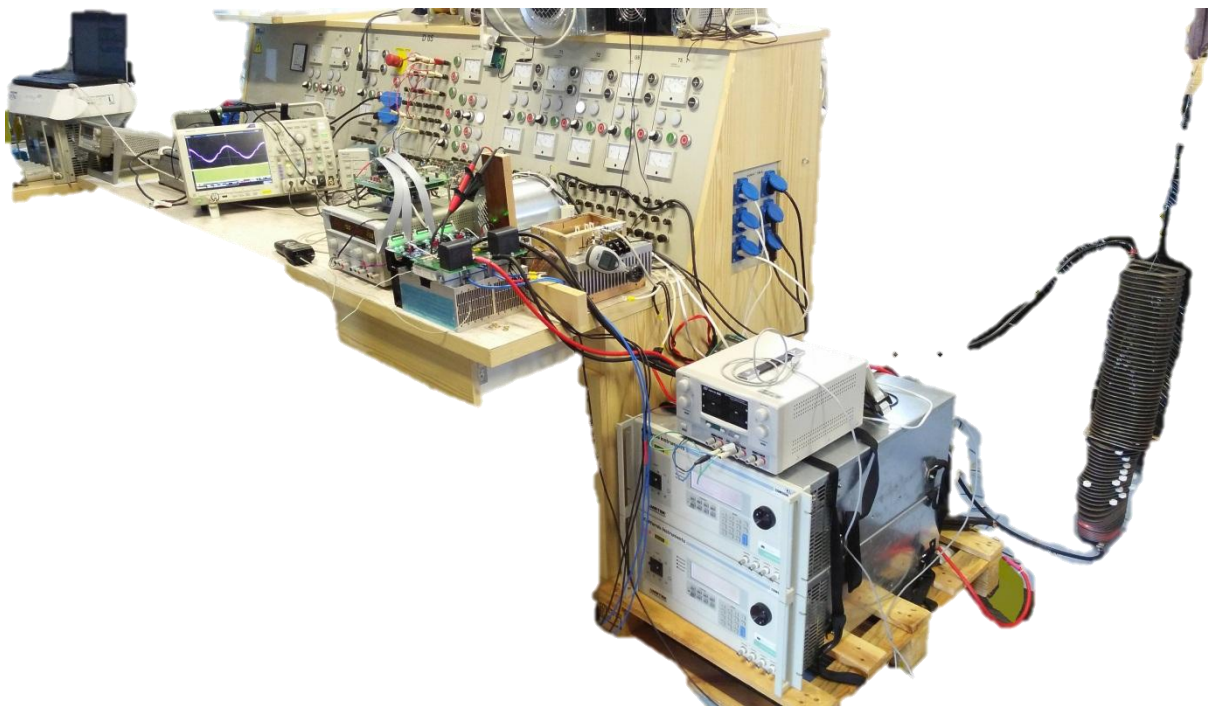
Fotografie reálně zkonstruovaného měniče jsou uvedeny na obrázcích Obr. 10. 1 a Obr. 10.2 . Na obrázcích Obr. 10.3 a Obr. 10.4 jsou uvedeny fotografie měřicích pracovišť při ožívání měniče.



Obr. 10.1 – Zkonstruovaný měnič, pohled 1



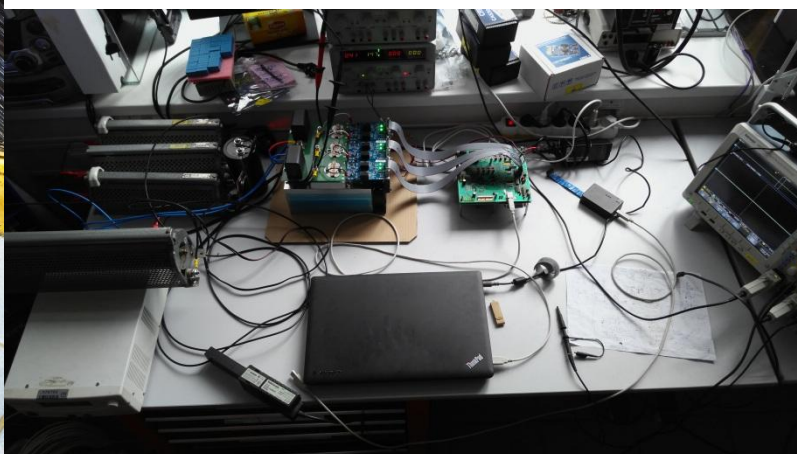
Obr. 10.2 – Zkonstruovaný měnič, pohled 2



Obr. 10.3a – Měření při velkých zatíženích



Obr. 10.3b – Detail



Obr. 10.4 – Oživení měniče

11. Seznam použité literatury a informačních zdrojů

- [1] Virt, K.: diplomová práce: Součástky na bázi SiC ve výkonové elektronice, FEL/ZČU v Plzni, Plzeň, 2011
- [2] Tony van Roon: Transistor Tutorial, Part 9. Dostupná na stránkách: <http://www.sentex.ca/~mec1995/tutorial/xtor/xtor9/xtor9.html>
- [3] Vondrášek, F.: Výkonová elektronika III: Měniče s vlastní komutací a bez komutace, Vydavatelství Západočeské Univerzity, Plzeň, 1998
- [4] Vondrášek, F.: Výkonová elektronika IV: Projektování výkonových měničů, Vydavatelství Západočeské Univerzity, Plzeň, 2008
- [5] Cree Inc.: datasheet k produktu: CAS300M12BM2. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-detail/en/cree-inc/CAS300M12BM2/CAS300M12BM2-ND/4849862>
- [6] Vishay BC components.: datasheet k produktu: MKP1848C DC-Link. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-detail/en/vishay-bc-components/MKP1848C71050JY5/BC2870-ND/4579853>
- [7] Epcos TDK.: datasheet k produktu: B58031I5105M002. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-search/en?keywords=B58031I5105M002>
- [8] Fischer elektronik.: datasheet k chladičům. Dostupný na stránkách: http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/blaetterbareKataloge/Chladice/
- [9] SHUR, M.; RUMYANTSEV, S.; LEVINSHTEIN, M.: SiC Materials and Devices: Volume 1 [PDF], World Scientific Publishing, London, 2006

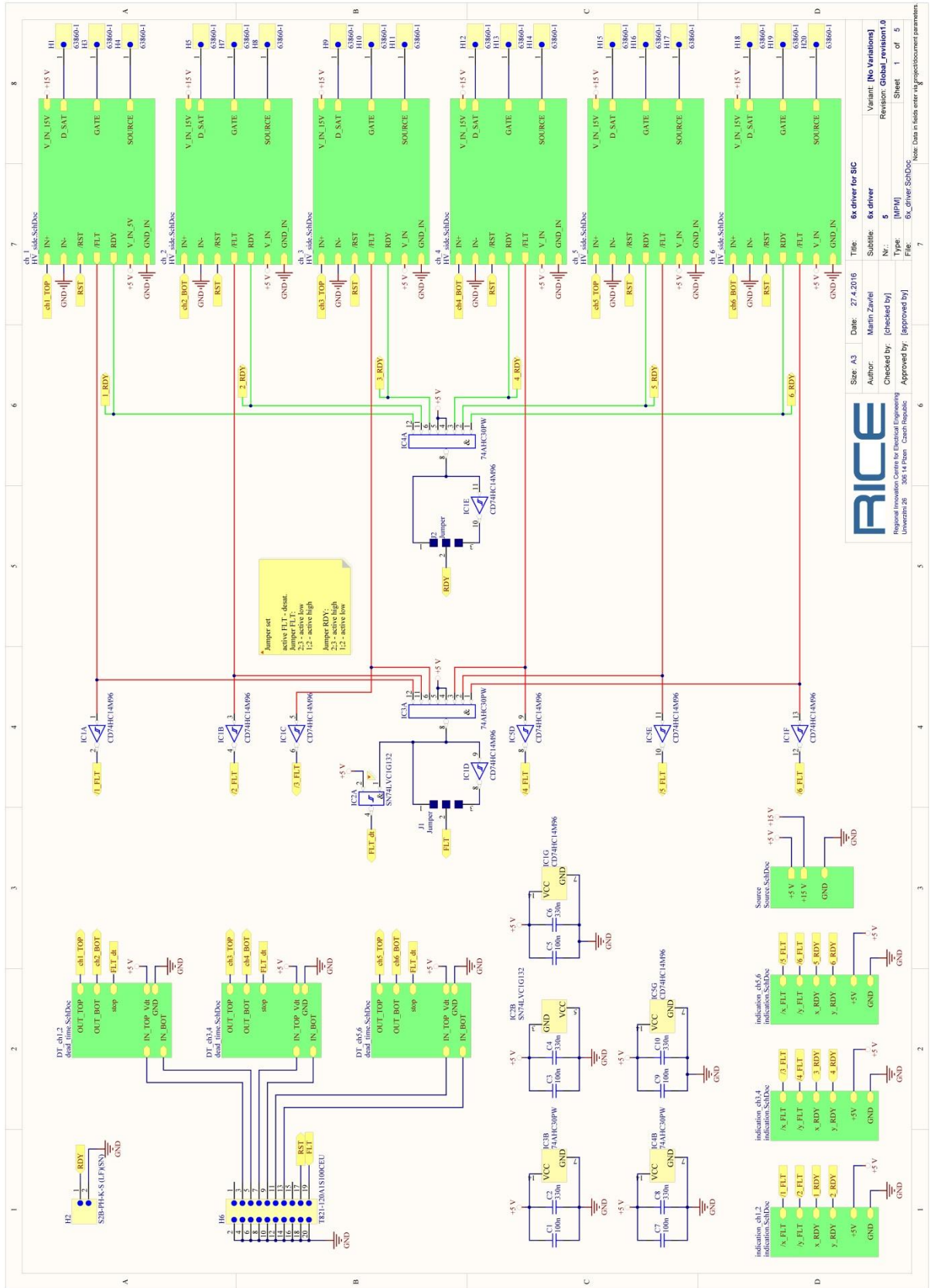
- [10] Dow Corning Corporation: Chemical Vapor Deposition. Dostupná na stránkách: http://www.dowcorning.com/content/etronics/etronicschem/etronics_newcvd_tutorial3.asp?DCWS=Electronics&DCWSS=Chemical%20Vapor%20Deposition
- [11] ETH Zurich, Epitaxial growth. Dostupná na stránkách: http://www.photonics.ethz.ch/research/core_competences/technology/epitaxial_growth/mbe
- [12] Ťapajna, M.: Úvod do problematiky polovodičů, Elektrotechnický ústav SAV. Dostupný na stránkách: <http://www.matnet.sav.sk/index.php?ID=400#A>
- [13] COOPER, J.A. et al.: SiC Power Schottky and PiN Diodes [PDF], IEEE Transaction on Electron Devices, 2008
- [14] Cree Inc.: datasheet k produktu CGD15HB62P1. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-search/en?keywords=CGD15HB62P1>
- [15] IXYS.: datasheet k produktu IXDN609SI. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-detail/en/ixys-integrated-circuits-division/IXDN609SI/CLA364-ND/2428208>
- [16] Infineon.: datasheet k produktu 1ED020I12-F2. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-detail/en/infineon-technologies/1ED020I12F2XUMA1/1ED020I12F2XUMA1TR-ND/5245993>
- [17] NXP semiconductors.: datasheet k produktu 74AHC30PW. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-detail/en/nxp-semiconductors/74AHC30PW,118/568-9974-2-ND/1229536>
- [18] Texas Instruments.: datasheet k produktu CD74HC14M96. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-detail/en/texas-instruments/CD74HC14M96/296-9179-2-ND/390309>

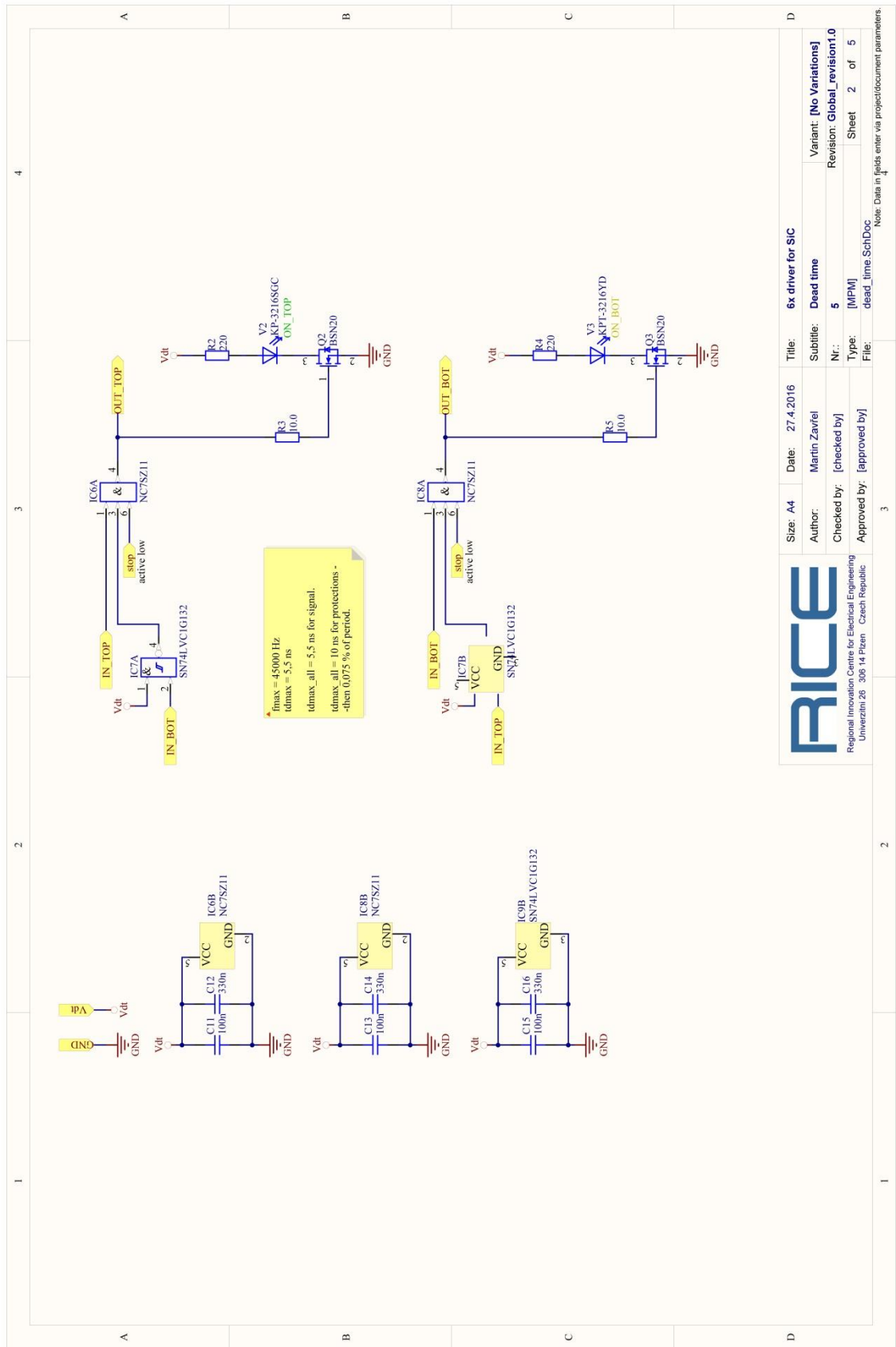
- [19] Texas Instruments.: datasheet k produktu SN74LVC1G132. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-detail/en/texas-instruments/SN74LVC1G132DCKR/296-18760-2-ND/863599>
- [20] NXP.: datasheet k produktu BSN20. Dostupný na stránkách: <http://cz.farnell.com/nxp/bsn20-215/MOSFET-n-ch-50v-0-173a-sot23/dp/2336815>
- [21] Advanced Power Electronic Corp.: datasheet k produktu: AP2326GN. Dostupný na stránkách: <http://cz.farnell.com/advanced-power-electronics-corp/ap2326gn-hf-3tr/MOSFET-nch-30v-42mohm-sot-23/dp/2319604?ost=AP2326GN&selectedCategoryId=&categoryNameResp=V%25C5%25A1echny%2Bkategorie>
- [22] Murata Power Solutions Inc.: datasheet k produktu: MGJ2D152005SC. Dostupný na stránkách: <http://www.digikey.com/product-search/en?keywords=MGJ2D152005SC>
- [23] ČSN EN 60950-1. Zařízení informační technologie - Bezpečnost - Část 1: Všeobecné požadavky. ED. 2. ČR, 2006.

12. Přílohy

Příloha 1

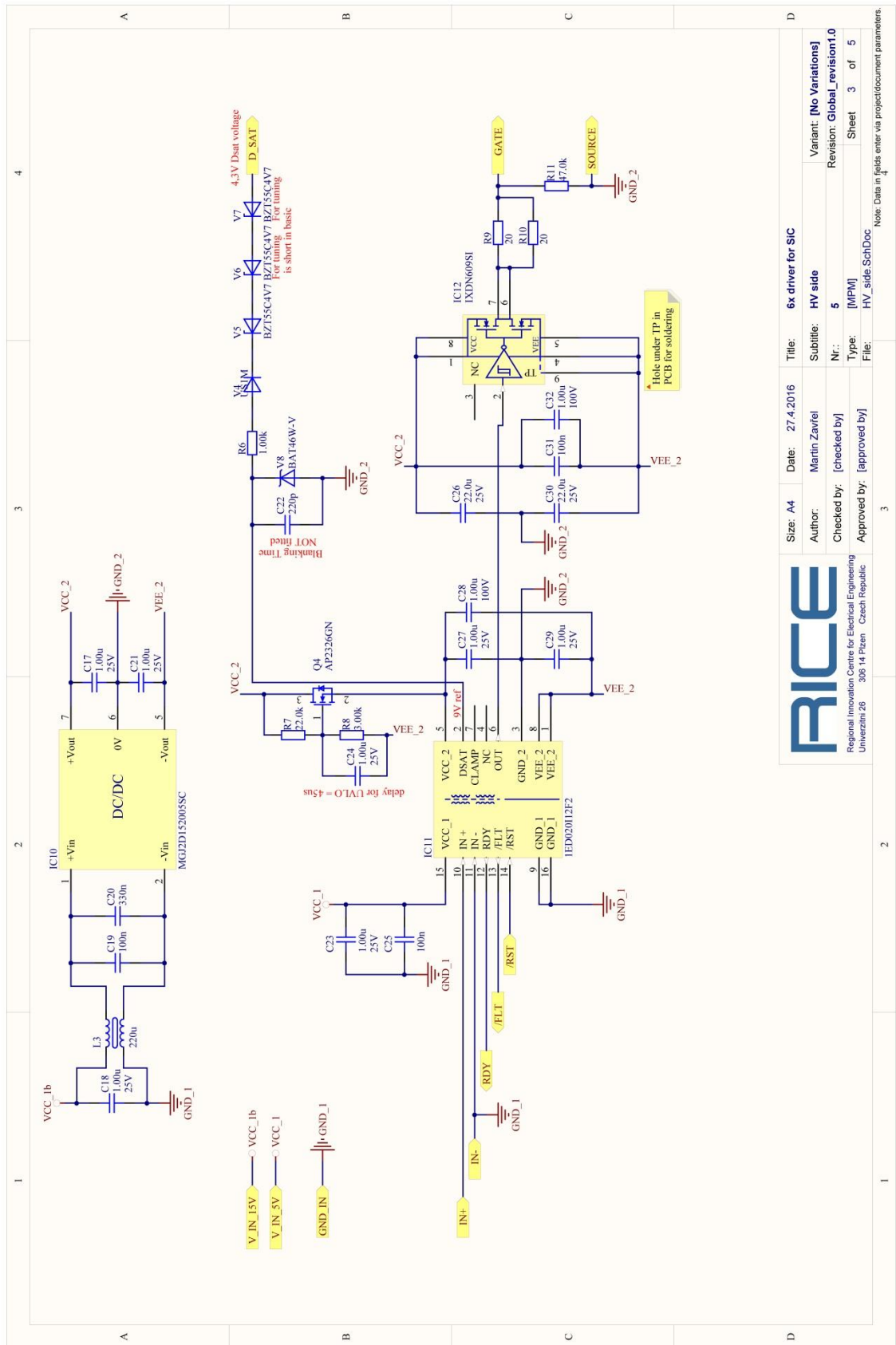
Na následujících pěti stranách je uvedeno obvodové schéma konstruovaného 6-ti kanálového driveru pro v tomto textu popisovaný střídač.

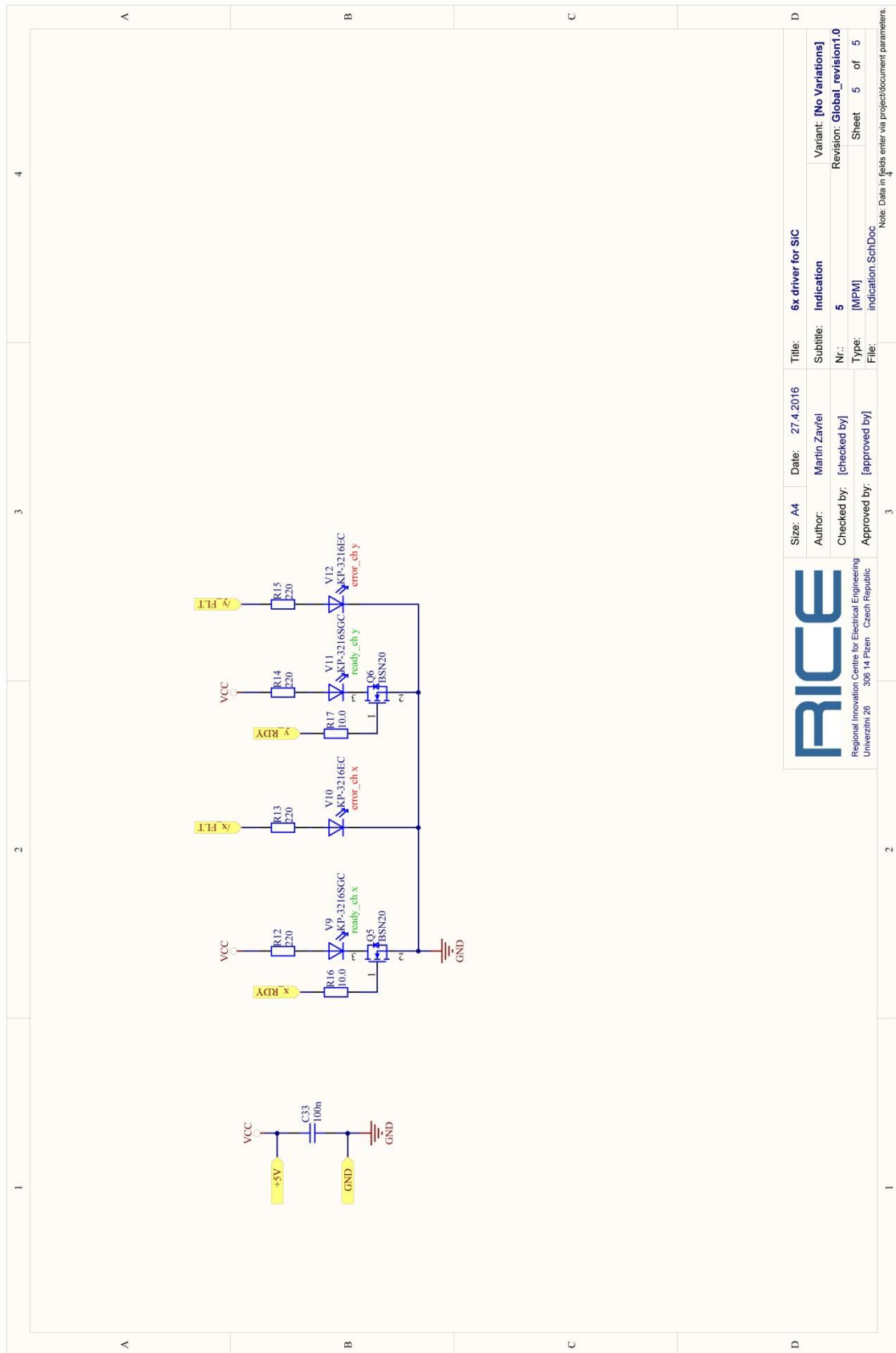


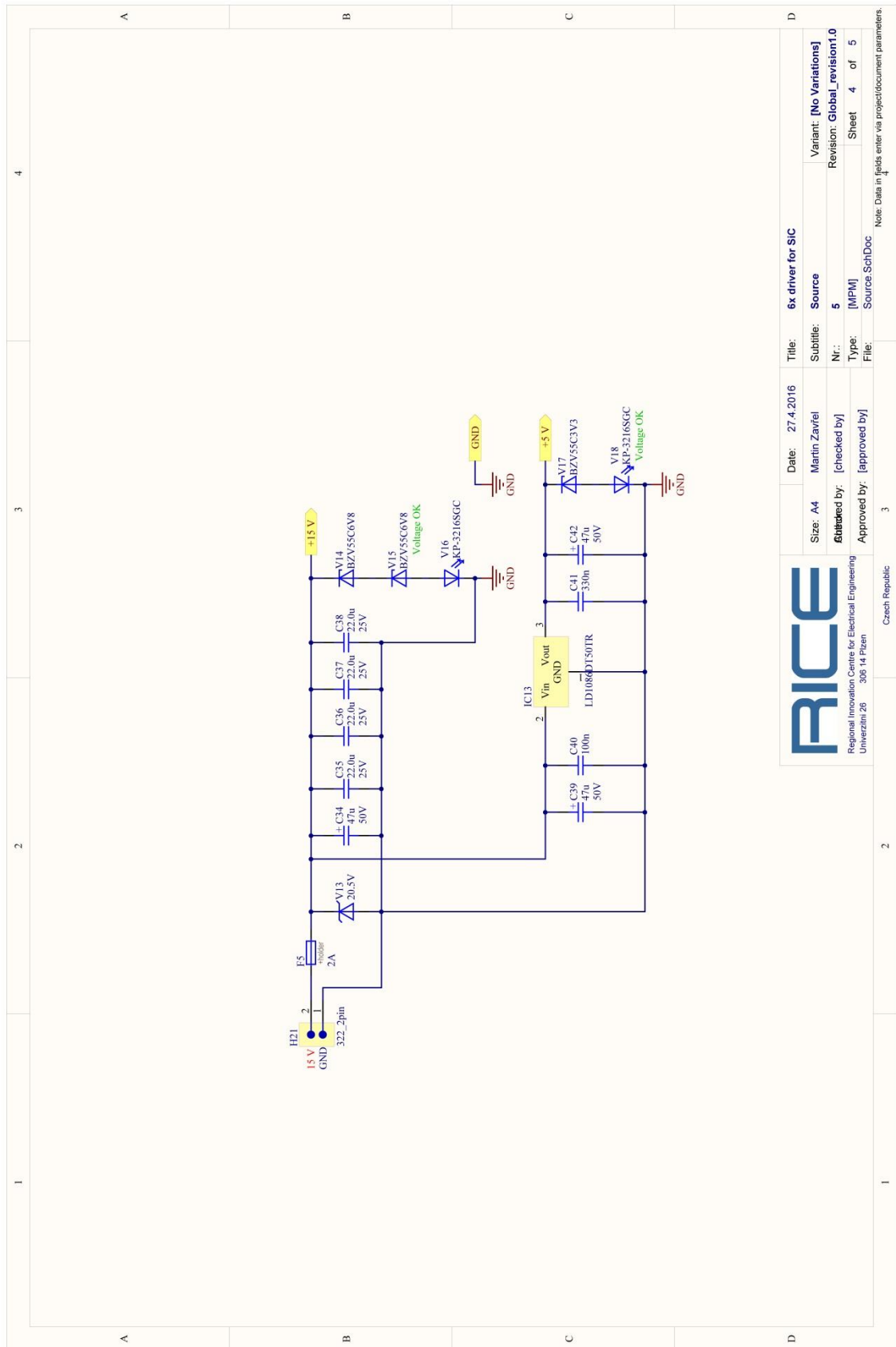


Regional Innovation Centre for Electrical Engineering
 Univerzita 26 306 14 Pízen Czech Republic

Size: A4	Date: 27.4.2016	Title: 6x driver for SiC
Author: Martin Zavřel	Subtitle: Dead time	Variant: [No Variations]
Checked by: [checked by]	Nr.: 5	Revision: Global_revision1.0
Approved by: [approved by]	Type: [MPM]	Sheet 2 of 5
3	File: dead_time_SchDoc	Note: Data in fields enter via projectdocument parameters.







Title: 6x driver for SiC		Date: 27.4.2016	Size: A4	Sheet 4 of 5
Subtitle: Source		Author: Martin Zavřel	Checked by: [checked by]	Approved by: [approved by]
Nr.: 5		Revision: Global_revision1.0	Czech Republic	
Type: [MPM]		File: Source.SchDoc	Regional Innovation Centre for Electrical Engineering Univerzita 26 306 14 Pízen	
Note: Data in fields enter via project document parameters.				