

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Konstrukce trakčního střídače

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Pavel KRÝSL**
Osobní číslo: **E18N0069P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Téma práce: **Konstrukce trakčního střídače**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Zásady pro vypracování

1. Proveďte rešerši diskretních výkonových polovodičů pro trakční střídač se stejnosměrným napětím 600 V.
2. Vypočtete ztráty měniče při očekávaném zatížení.
3. Dimenzujte vhodné chlazení měniče.
4. Navrhněte mechanickou konstrukci střídače.
5. Ověřte experimentálně funkci střídače.

Abstrakt

Diplomová práce je zaměřena na konstrukci napěťového střídače pro přední pohon elektrické formule Západočeské univerzity v Plzni, přičemž na měnič pro přední nápravu budou tyto střídače dva (pro motor každého kola jeden). V jednotlivých kapitolách je rozepsán návrh a výpočty pro jednotlivé části. Tyto části jsou spínací prvky, budicí obvody, měření proudu, měření napětí, měření teploty, vstupní a výstupní filtr měniče. Celý měnič je konstruován a jsou ověřeny jeho parametry.

Klíčová slova

E-formule, napěťový střídač, tranzistor, návrh měniče, dimenzování součástek, měření, du/dt filtr, vstupní filtr

Abstract

This thesis focuses on design and construction of voltage inverter for front traction of electric formula car, built at University of West Bohemia in Pilsen. Front traction system consist of these two inverters for both electric motors wheels, where front axle contains two inverters (one per motor). Respective chapters describe the design and calculations for individual parts. These parts include power switches, gate drivers, current measurement, voltage measurement, temperature measurement, inverter input and output filters. The whole inverter is constructed and its parameters are verified.

Keywords

E-formula, voltage inverter, transistor, inverter design, component dimensioning, measurement, dv/dt filter, input filter

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 2.7.2020

Pavel Krýsl

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Luboši Streitovi Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky, a metodické vedení práce. Tato práce vznikla s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu SGS-2018-009.

Obsah

OBSAH	7
ÚVOD	2
SEZNAM SYMBOLŮ	3
SEZNAM ZKRATEK	7
1 PŘEHLED TRANZISTORŮ	8
1.1 Historie výkonové elektroniky.....	8
1.2 Základní rozdělení tranzistorů	9
1.2.1 Bipolární	9
1.2.2 Unipolární tranzistory - FET	11
1.2.3 IGBT – Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem	12
1.3 Polovodičové materiály	13
1.3.1 Si – Silicium	13
1.3.2 SiC – Silicon Carbid	14
1.3.3 GaN – Gallium Nitride	14
1.3.4 Porovnání.....	15
2 STUDENTSKÁ ELEKTRICKÁ FORMULE	16
2.1 Popis.....	16
2.2 Parametry PMSM	16
3 VOLBA VÝKONOVÉHO POLOVODIČE PRO 3F STŘÍDAČ	18
3.1 Napěťová zatížitelnost	18
3.2 Proudová zatížitelnost.....	19
3.3 Řídicí napětí.....	20
3.4 Doba zapnutí a vypnutí	20
3.5 Vnitřní kapacity prvku	21
3.6 Parazitní indukčnost v řídicím obvodu	22
3.7 Maximální teplota	22
3.8 Cena	22
4 NÁVRH STŘÍDAČE	23
4.1 Návrh kondenzátorů v DC-linku.....	24
4.2 Návrh obvodu pro vybíjení kondenzátorů v DC-linku	26
4.3 Návrh budiče.....	29
4.3.1 Napájecí zdroj driveru	30

4.3.2	Řídící (gate) rezistory	30
4.3.3	Desaturační obvod	32
4.3.4	Ochrana napájení driveru.....	34
4.3.5	Napět'ová ochrana hradla MOSFET	34
4.3.6	Ochrana proti Millerovu jevu	34
4.4	Návrh du/dt filtru	35
4.5	Měřicí obvody.....	38
4.5.1	Měření napětí v DC-linku.....	40
4.5.2	Měření napětí ve fázi	42
4.5.3	Měření proudu ve fázi.....	43
4.5.4	Měření teploty	48
4.5.5	Informační signalizace.....	51
5	POŽADAVKY NA INTERFACE	53
5.1	Propojení se střídačem	53
5.2	Propojení s motorem.....	54
6	VÝPOČTY ZTRÁT	55
6.1	Ztráty propustným proudem	57
6.2	Spínací ztráty	58
6.3	Celkové ztráty	59
7	NÁVRH CHLAZENÍ	60
7.1	Výpočet přenosu tepla	60
7.2	Volba chlazení	61
7.3	Mechanická příprava chladiče	63
8	PLOŠNÝ SPOJ	64
8.1	Návrh DPS	64
8.2	Konstrukce	67
9	EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ FUNKCÍ.....	70
9.1	Zpoždění signálů.....	70
9.2	Synchronizace signálu	72
9.3	Ověření měřicích obvodů.....	73
9.3.1	Měření proudu	73
9.3.2	Měření napětí.....	74
9.3.3	Měření teploty	74
9.4	Zatížení jmenovitým proudem.....	76
9.4.1	Měření oteplení s pasivním chlazením	77

9.4.2	Měření oteplení s aktivním chlazením	79
9.5	Napěťová zkouška	81
9.6	Ověření strmost du/dt filtru.....	82
9.7	Ostatní poznatky při měření.....	85
10	ZÁVĚR	86
11	SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	87
12	SEZNAM OBRÁZKŮ	89
13	SEZNAM TABULEK.....	91
14	PŘÍLOHY.....	92
	Příloha A: Výběr MOSFETů.....	92
	Příloha B: DPS – horní vrstva	93
	Příloha C: DPS – vnitřní vrstva 1	93
	Příloha D: DPS – vnitřní vrstva 2.....	94
	Příloha E: DPS – spodní vrstva	94
	Příloha F: DPS – seznam součástek	95

Úvod

Tým Západočeské univerzity v Plzni, UWB Racing Pilsen, je zapojen do soutěže Formule SAE, ve které mezi sebou soutěží studenti z různých univerzit. Soutěž je zaměřena na závodní formule a testování jejich vlastností. Nejedná se tedy pouze o výkon a rychlost vozidel, ale jde hlavně o konstrukci, provedení, vylepšení a design, které jsou také hodnoceny. V předchozích letech byla soutěž zaměřena jen na spalovací formule, ale nyní již probíhají soutěže s elektrickými formulemi, do které se Západočeský tým chce také zapojit. Na toto téma byla vytvořena řada bakalářských a diplomových prací, podobně jako tato a společně tak řeší technické problémy formule.

Tato práce je zaměřena na problematiku a konstrukci trakčního měniče pro přední pohon elektrické formule. Je zde řešena řada technických problémů a dimenzování, které komponenty musí splňovat podle pravidel soutěže. Návrh je zaměřen na konstrukci kompaktního měniče se dvěma střídači, které budou pohánět motory pro každé přední kolo. Důraz je kladen na využití diskretních spínacích polovodičových prvků a docílit tak finančně úspornější varianty oproti kompaktním polovodičovým modulům.

Seznam symbolů

C_{DS}	Kapacita mezi Drain a Source [F]
C_F	Kapacita du/dt filtru [F]
C_{FDC}	Kapacita filtru v meziobvodu [F]
C_{GD}	Kapacita mezi Gate a Drain [F]
C_{GS}	Kapacita mezi Gate a Source [F]
$\cos \varphi_{Nm}$	Jmenovitý účinník motoru [-]
du/dt.....	Napěťová strmost [V/s]
E_{off}	Energie při vypínání tranzistoru [J]
E_{offN}	Jmenovitá energie při vypínání tranzistoru [J]
E_{on}	Energie při zapínání tranzistoru [J]
E_{onN}	Jmenovitá energie při zapínání tranzistoru [J]
f_1	Modulovaná (řídící) frekvence [Hz]
f_{1N}	Jmenovitá modulovaná frekvence [Hz]
f_{PWM}	Modulační frekvence PWM modulace [Hz]
f_{rez}	Rezonanční frekvence [Hz]
I_{0m}	Trvalý proud motoru při $n=0$ ot/min [A]
I_{AC}	Střídavý proud [A]
I_C	Proud kondenzátoru [A]
$I_{D(av)}$	Střední hodnota proudu diody [A]
$I_{D(ef)}$	Efektivní hodnota proudu diody [A]
I_{DC}	Stejnoseměrný proud [A]
I_{desat}	Proud driveru pro desaturační ochranu [A]
I_{DS}	Proud tranzistoru [A]
I_{MAXm}	Maximální proud motoru [A]
I_{Miller}	Millerův proud [A]
I_N	Jmenovitý proud střídače [A]
I_{Nm}	Jmenovitý fázový proud motoru [A]
I_{off_max}	Maximální vstupní proud driveru [A]
I_{on_max}	Maximální výstupní proud driveru [A]
I_{RMS}	Efektivní hodnota proudu [A]
$I_{T(av)}$	Střední hodnota proudu tranzistoru [A]
$I_{T(ef)}$	Efektivní hodnota proudu tranzistoru [A]
I_{zkrat}	Zkratový proud [A]

L.....	indukčnost [H]
L_{dpar}	Parazitní indukčnost vedení [H]
L_{F}	Indukčnost du/dt filtru [H]
M.....	hloubka modulace [-]
M_{Km}	Maximální moment motoru [N·m]
M_{Nm}	Jmenovitý moment motoru[N·m]
M_{Om}	Trvalý moment motoru při $n=0$ ot/min [N·m]
n_{MAXm}	Maximální otáčky motoru (bez zátěže) [ot/min]
n_{Nm}	Jmenovité otáčky motoru [ot/min]
P_{+5V}	Celkový výkon na 5V napájecí hladině [W]
P_{Dcon}	Ztráty propustným proudem na diodě [W]
P_{driver}	Výkon driveru [W]
P_{elNm}	Jmenovitý elektrický výkon motoru [W]
p_{f}	počet fází [-]
P_{F}	Ztráty na du/dt filtru [W]
P_{FMAX}	Maximální výkon formule [W]
p_{m}	Počet pólů motoru [-]
P_{N}	Jmenovitý výkon střídače [W]
P_{Nm}	Jmenovitý výkon motoru[kW]
P_{R}	Ztráty na rezistoru [W]
p_{RGoff}	poměr vypínacího odporu k jmenovitému pracovnímu bodu [-]
p_{RGon}	poměr zapínacího odporu k jmenovitému pracovnímu bodu [-]
P_{Rsense}	Výkon na rezistoru pro měření proudu [W]
P_{sw}	Spínací ztráty [W]
P_{Tcon}	Ztráty propustným proudem na tranzistoru [W]
p_{Toff}	poměr pracovní teploty k jmenovitému pracovnímu bodu při vypínání [-]
p_{Ton}	poměr pracovní teploty k jmenovitému pracovnímu bodu při zapínání [-]
P_{tot1}	Celkové ztráty tranzistoru [W]
$P_{\text{totMĚNIČ}}$	Ztráty jednoho střídače [W]
$P_{\text{totSTŘÍDAČ}}$	Ztráty jednoho střídače [W]
p_{UI}	poměr napětí a proudu k jmenovitému pracovnímu bodu [-]
R	Odpor rezistoru[Ω]
R_{Dd}	Dynamický odpor diody [Ω]
R_{desat}	Odpor rezistoru pro desaturační ochranu [Ω]

R_{driver}	Odpor driveru [Ω]
R_{DS}	Odpor kanálu tranzistoru [Ω]
R_{F}	Odpor du/dt filtru [Ω]
R_{Gint}	Vnitřní odpor driveru [Ω]
R_{Goff}	Odpor rezistoru pro vypnutí tranzistoru [Ω]
R_{Gon}	Odpor rezistoru pro zapnutí tranzistoru [Ω]
R_{sense}	Odpor rezistoru pro měření proudu [Ω]
$R_{\text{th(izol)}}$	Tepelná odpor izolace [K/W]
$R_{\text{th(j-c)}}$	Tepelná odpor mezi čipem a pouzdrem [K/W]
$R_{\text{th(př)}}$	Tepelná odpor přídatný [K/W]
$R_{\text{th(s-a)}}$	Tepelný odpor mezi chladičem a okolím [K/W]
$R_{\text{th(s-a)max}}$	Maximální tepelný odpor mezi chladičem a okolím [K/W]
S_{Nm}	Jmenovitý zdánlivý výkon motoru [VA]
T_{a}	Teplota okolí [$^{\circ}\text{C}$]
T_{C}	Teplota pouzdra [$^{\circ}\text{C}$]
T_{Cmax}	Maximální teplota pouzdra [$^{\circ}\text{C}$]
t_{DT}	Doba mrtvého času (dead time) [s]
T_{izol}	Teplota izolace [$^{\circ}\text{C}$]
T_{j}	Teplota čipu [$^{\circ}\text{C}$]
T_{jmax}	Maximální teplota čipu [$^{\circ}\text{C}$]
T_{N}	Jmenovitá teplota [$^{\circ}\text{C}$]
T_{S}	Teplota chladiče [$^{\circ}\text{C}$]
U_{ABm}	Sdružené napětí motoru [V]
U_{DC}	Napětí ve stejnosměrném meziobvodu [V]
U_{DCmax}	Maximální napětí DC-linku [V]
U_{DCNm}	Jmenovité napětí napájení motoru DC [V]
U_{driver}	Napětí driveru [V]
U_{DS}	Napětí na tranzistoru [V]
U_{GS}	Řídicí napětí mezi Gate a Source tranzistoru [V]
U_{im}	Indukované napětí motoru [V/ 1000ot/min]
U_{zener}	Napětí zenerovy diody [V]
Z_{LF}	Impedance indukčnosti du/dt filtru [Ω]
Z_{mot}	Impedance motoru [Ω]
ΔU_{C}	Kmitání napětí na kondenzátoru [V]

ΔU_{gate} Rozsah napětí na hardlu tranzistoru [V]

η_{Nm} Jmenovitá účinnost motoru [%]

λ tepelná vodivost [W/m·K]

Seznam zkratek

ADC.....	analog digital conversion (převodník z analogového do digitálního signálu)
DC.....	Direct current (stejnoseměrný proud)
DPS.....	Deska plošného spoje
ESD.....	electrostatic sensitive device (zařízení citlivá na elektrické pole)
FET.....	field effect transistor (polem řízený tranzistor)
FLT.....	Fault signál
GaN.....	Gallium Nitride (nitrid galia)
GND.....	Ground (Kostra / zem)
I/O.....	Input/Output (vstup/výstup)
IGBT.....	insulated gate bipolar transistor (polem řízený bipolární tranzistor)
JFET.....	junction gate field effect transistor (polem řízený tranzistor s přechodovým hradlem)
LED.....	light emitting diode (svítící dioda)
MCU.....	Microcontroller unit (řídící jednotka)
MOSFET.....	metal oxide semiconductor field effect transistor (polem řízený tranzistor s izolovaným hradlem)
NC.....	Normal Closed Switch (Za normálního stavu je prvek sepnutý)
PMSM.....	synchronní motor s permanentními magnety
RC.....	rezistor, kondenzátor
RCD.....	rezistor, kondenzátor, dioda
RDY.....	Ready signál
RST.....	Reset signál
SiC.....	Silicon Carbide (karbid křemíku)
ZČU.....	Západočeská univerzita

1 Přehled tranzistorů

Polovodičové součástky jsou základním kamenem v každém odvětví v elektrotechnice a vlastnosti polovodičů a jejich zapojení jsou stále zdokonalovány. Tím, jak se vyvíjí technologie, postup výroby, velikost a účinnost výkonových součástek, roste i jejich použitelnost v stále výkonnějších aplikacích (od informačních zařízení až po výkonové měniče v energetických přenosových sítích).

1.1 Historie výkonové elektroniky

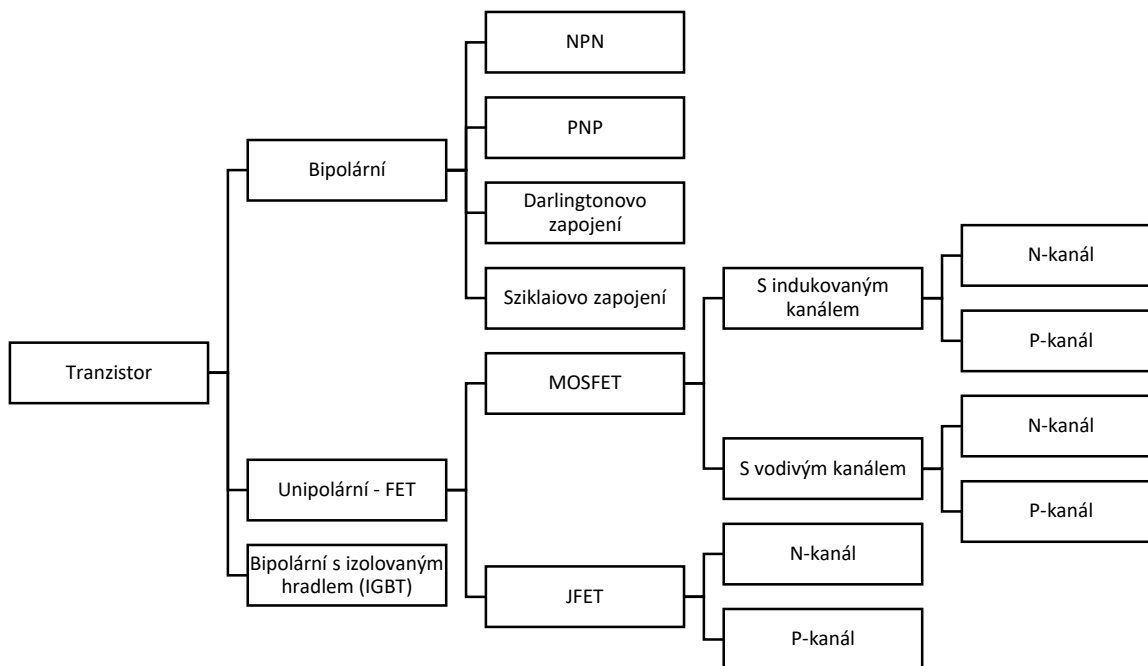
Začátky výkonové elektroniky sahají do 80. let 19. stoletím, kdy byl z diod tvořených polovodičovým přechodem mezi selenem a kovem sestaven selenový usměrňovač. Diody měly velkou proudovou a napětovou přetížitelnost, a i přes jejich malé jmenovité hodnoty byly používány až do začátku 60. let 20. století [1]

V roce 1902 byla zveřejněna práce se rtuťovými výbojkami, kde se využívalo jejich usměrňovacího účinku. V roce 1912 započala jejich masová výroba hned v několika firmách (Broen Boweri, AEG, Siemens, General Electric a Westinghouse) a od roku 1929 byly vyráběny i v Československu. [1]

První rtuťové usměrňovače se skládaly z minimálně jedné anody a vždy jedné katody, která byla právě ve formě tekuté rtuti. Na rtuťové hladině byla před zahájením provozu zažehnutá tzv. katodová skvrna, jejíž teplota dosahovala přibližně 3000 °C a poté proud procházel mezi elektrodami plazmovým obloukem přes rtuťové páry. Postupem času bylo sklo pro větší výkony nahrazeno kovovými nádobami, díky čemuž usměrňovače dosahovaly proudové zatížitelnosti až 10 kA při napětí 10 kV. Ve speciálních případech (např. v měničích pro městskou a železniční dopravu) dosahovala napětová zatížitelnost až 150 kV, a dokonce se usměrňovače začaly používat pro stejnosměrné energetické přenosy. [1]

1.2 Základní rozdělení tranzistorů

Následný přehled rozdělení zahrnuje i tranzistory, které nejsou ve výkonové elektrotechnice příliš uplatňovány a jsou zde uvedeny pro úplnost základního rozdělení. [2]



Obr. 1.1 Rozdělení tranzistorů

1.2.1 Bipolární

Základním typem tranzistorů je typ bipolární, který je tvořen třemi vrstvami dotovaných polovodičových materiálů. Podle názvu tranzistoru je patrné, že k vodivosti proudu se využívají oba nosiče náboje, tedy nejen elektrony ale i díry. K jednotlivým vrstvám tranzistoru jsou naleptány vývody, které jsou nazývány jako emitor (E), báze (B) a kolektor (C).

1.2.1.1 NPN a PNP

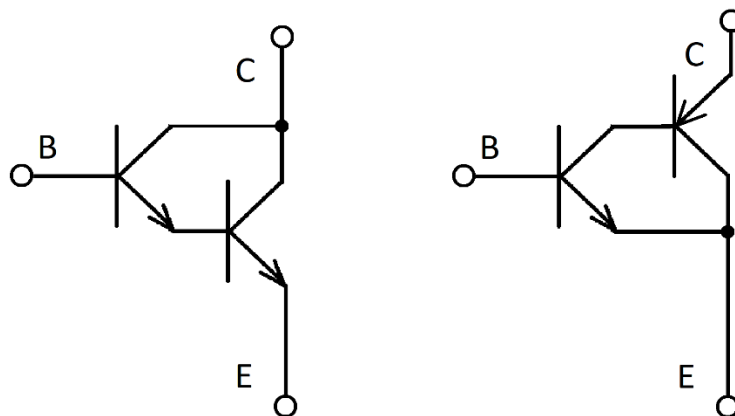
Tranzistory tohoto typu jsou řízeny proudem. Přivedením (u NPN typu) nebo odvedením proudu (u PNP typu) z báze dojde ke ztenčení PN přechodové oblasti mezi emitorem a bází a tranzistor se stává vodivější. Hodnota řídicího napětí vychází z prahového napětí pro křemíkové (Si) materiály 0,6 V, podobně jako u samotných diod. Postupným zvyšováním proudu (napětí) do báze lze regulovat hlavní proud tekoucí do/z kolektoru. Při stále větším zvyšování řídicího proudu se tranzistor dostane do oblasti saturace a už dále nelze zvyšovat hlavní proud. V tomto stavu je nejdokonalejší sepnutí daného tranzistoru, a proto se také

někdy hovoří o spínacím režimu. Nejčastěji jsou využívány tranzistory typu NPN v tzv. spojení se společným emitorem. Tyto tranzistory se využívají jako zesilovače, spínače a v některých případech i jako výkonové logické obvody aj. [2]

Rozhodující parametr je zesilovací činitel h_{21} (někdy též zvaný jako β), který udává poměr mezi řídicím proudem I_b a řízeným (hlavním) proudem I_c . Zesilovací činitel se může pohybovat ve stovkách, avšak s rostoucím výkonem klesá až k desítkám či jednotkám, což je hlavním důvodem, proč byl v 80. letech nahrazen jinými spínacími prvky (IGBT viz kapitola 1.2.3). [2]

1.2.1.2 Darlingtonovo a Sziklailovo zapojení

Jak bylo zmíněno, u vysokovýkonových bipolárních tranzistorů se snižuje zesilovací činitel. Tento jev lze také omezit Darlingtonovým nebo Sziklailovo zapojením (někdy také znám pod názvem komplementární Darlington). Tato zapojení se skládají z 2 a více bipolárních tranzistorů, které jsou zapojeny kaskádně tak, že řídicí proud je nejprve zesilován prvním tranzistorem a do báze druhého tranzistoru je přiveden již zesílený proud. S takto zapojenými tranzistory lze několikanásobně zvýšit zesilovací činitel do jednotek tisíc, avšak ke spínání Darlingtonova zapojení je třeba vyšší napětí pro překonání 2x PN přechodu. Celkové zapojení je integrováno do jedné součástky se třemi vývody a navenek se chová jako klasický bipolární tranzistor. Tento typ je vhodnější ve spínacích obvodech. [2]



Obr. 1.2 Darlingtonovo a Sziklailovo zapojení

1.2.2 Unipolární tranzistory - FET

Zkráceně FET – field effect transistor. Unipolární tranzistory byly vynalezeny roku 1955. Oproti bipolárním tranzistorům jsou řízené pouze napětím, a proto je jednodušší spínání a nižší zatížení řídicích obvodů na vstupu tranzistoru. U těchto typů je využit pouze jeden druh nosičů, které prochází hlavním kanálem podle řízeného napětí. Tranzistor má opět několik vrstev, které mohou být různě uspořádány tak, aby plnily různé ovládací a spínací vlastnosti. Na hlavním substrátu (hlavní kanál) jsou umístěny dotované vrstvy, ke kterým jsou připojeny vývody source (S) a drain (D). Řídicím vývodem gate (G) se přivádí napětí pro vytvoření elektrické pole, které pomáhá majoritním nosičům dostat se z jedné vrstvy do druhé. [2] [3]

Tím, že je řídicí vrstva (hradlo) od hlavního vedení proudu izolována, neteče do hradla žádný proud a celkové spínací ztráty jsou tak ve velké míře závislé pouze na spínací frekvenci. Nesmíme ovšem zapomenout, že izolace mezi těmito elektrickými poli tak tvoří kapacity, které je při spínání třeba vybíjet nebo nabíjet. I přesto, že kapacity zpomalují zapínací a vypínací proces (výrobci se je snaží minimalizovat), patří tento typ tranzistorů k nejrychlejším spínacím prvkům a jeho pracovní frekvence může pro menší výkony dosahovat až jednotky GHz. Zápornou vlastností je tenká izolace hradla, ve které snadno dojde k elektrickému průrazu i při nízkém napětí nebo elektrostatickými výboji, proto je třeba dávat velký pozor při práci a manipulaci se součástkami označenými ESD (electrostatic-sensitive-device). [2] [3]

1.2.2.1 MOSFET – Metal oxide semiconductor field effect transistor

U typu MOSFET tranzistoru je řídicí elektroda tvořena kovem a izolační vrstvičkou oxidem křemičitým SiO_2 . Tranzistory lze dělit podle typu vodivosti kanálu, který popisuje chování tranzistoru podle přiloženého napětí do 2 základních kategorií: s indukovaným kanálem (obohacovací typ) a s vodivým kanálem (ochuzovaný typ), poté je možno je dále dělit podle typu polovodičového kanálu (PMOS, NMOS), který určuje polaritu celého prvku. [2] [3]

V oblasti sepnutí je možné chování tranzistoru popisovat jako rezistor, jehož velikost odporu je závislá na řídicím napětí. Výrobci tedy udávají hodnotu tohoto odporu v sepnutém stavu, která popisuje lineární charakteristiky napětí a proudu. Obecné pravidlo říká, že prvky pro vyšší napětí mají dlouhý kanál a tím i větší odpor, přičemž pro nižší hodnoty napětí může

být kanál kratší a širší, čímž je odpor menší. Tranzistor je tak vhodnější pro větší proudy, což se provádí tak, že se jednotlivé kanály řadí paralelně v samotné struktuře polovodiče a vytvoří se tak FET pro velké proudy i napětí v jednom pouzdře tranzistoru. Během let bylo vytvořeno několik struktur, do kterých se jednotlivé kanály uspořádají (VMOS, DMOS, SIPMOSFET, HEXFET, atd.), a tak je možné dosahovat velkých výkonů a nízkého odporu kanálu. [2] [3]

MOSFET s indukovaným kanálem

Tranzistor s indukovaným kanálem se chová tak, že při nulovém napětí na vstupních svorkách (U_{GS}), nedochází k vedení proudu a kanál tranzistoru je zavřený (vypnutý). U tranzistorů typu NMOS se postupným zvyšování napětí dosáhne až k prahovému napětí, při kterém dochází k otevírání kanálu, a tím i ke zvyšování proudu hlavními elektrodami až do maximálního sepnutého (saturačního) stavu. U typu PMOS je funkce opačná, snižováním řídicího napětí od nulového do maximálního záporného napětí dochází k otevírání kanálu a tranzistor spíná. Ve výkonové elektronice je nejčastěji používán tranzistor s kanálem typu N. [2][3]

MOSFET s vodivým kanálem

Tento typ tranzistoru je typický tím, že při nulovém řídicím napětí je tranzistor mírně pootevřen a kladným nebo záporným napětí lze regulovat proud vedený kanálem. Prvek našel uplatnění spíše pro méně výkonné aplikace. [2][3]

1.2.2.2 JFET – s přechodovým hradlem

U těchto tranzistorů se také pracuje s elektrickým polem k řízení hlavního proudu. Opět je zde rozlišována polarita kanálu N-JFET a P-JFET. Oproti dříve uvedeným typům, však pracuje tento tranzistor inverzně. Při nulovém řídicím napětí teče maximální hlavní proud, avšak při přivedení napětí na řídicí elektrodu G a zvyšování napětí U_{GS} , dojde k zúžení válcovitého kanálu a tranzistor se přizavírá. N-JFET se přizavírá záporným napětím a tranzistor P-JFET kladným napětím U_{GS} . [2][3]

1.2.3 IGBT – Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem

(= Insulated Gate Bipolar Transistor). Podobně jako u předchozího Darlingtonova zapojení (viz kapitola 1.2.1.2), je zde využití kombinace bipolárního a unipolárního tranzistoru.

Využívány jsou výhody bipolární části, která zajistí vyšší provozní výkony, proudy a napětí, zatímco FET část zajišťuje zesílení řídicího signálu pro bipolární část. Tyto tranzistory jsou jednodušší a uživatelsky přívětivější ovládání, a tak mají menší požadavky na řídicí obvody, než by bylo u bipolárních tranzistorů o stejných výkonech. Zároveň lze pracovat i při vyšších frekvencích. Integrací obou typů do jednoho modulu vznikla součástka, která dovolila mnohem širší uplatnění spínacích prvků v praxi, a tak mohly být například tyristory se stejnosměrnými motory nahrazeny IGBT se střídavými motory. [1][2][3]

1.3 Polovodičové materiály

První generace polovodičových součástek vycházela ze selenu a germania. Postupem času došlo k rozšíření křemíku a uplatnění dalších polovodičových materiálů díky zdokonalení technologií pro zpracování, čištění a výrobu pro lepší využití již známých materiálů. Ideální polovodičový materiál by dokázal pracovat s vysokým napětím, proudem a měl by vynikající dynamické a tepelné vlastnosti.

Během posledních dekad se očekává, že už brzy bude docíleno fyzikálního maxima křemíku, a proto probíhá intenzivní výzkum dalších polovodičových materiálů pro spínací součástky. Vznikla tak nová generace polovodičů označovaných jako wide bandgap semiconductors (polovodiče se širokým zakázaným pásmem), přičemž nejčastěji se hovoří o karbidu křemíku (SiC) a nitridu galia (GaN).

1.3.1 Si – Silicium

Nejvíce se v polovodičové technice prosadil křemík (Si). Je to druhý nejrozšířenější prvek na Zemi a v přírodě se vyskytuje ve sloučeninách. Polovodičové vlastnosti byly objeveny již v druhé polovině 19. století a jeho použití v elektrotechnice začalo ve 40. letech 20. století v radiotechnice jako spínací součástka. Dříve se pracovalo spíše se součástkami tvořené z germania (Ge), které měly lepší vodivostní vlastnosti a mohly pracovat s vyšším výkonem. Přelom nastal roku 1958, kdy úpravou povrchu křemíku na SiO_2 došlo k potlačení nežádoucích jevů a křemík překonal vlastnosti germania.

Pro jeho elektrotechnického uplatnění je třeba docílit vysoké čistoty: nejprve je hornina roztavena, dochází k redukci křemene pomocí uhlíku a vzniká tak hutní křemík. Pro elektrotechniku obsahuje hutní křemík stále mnoho nečistot, a proto je dále chemicky čištěn

chlorovodíkem a částečnou destilací. Dále je sloučenina zbavena příměsí pomocí redukce s vodíkem a vznikne tak čistý křemík (polykrystalický křemík), který je již dostatečně čistý pro další výrobu (pro speciální účely se dále pokračuje s čištěním pomocí tavení ve vakuu). Nakonec je potřeba polykrystalický křemík převést do monokrystalické podoby, což se provádí buď Czochralskiho metodou (kelímková metoda - častější) nebo zonálním tavením (bezkelímková metoda). Pak jsou ještě do materiálu přidávány další prvky. Podle toho, zda se má jednat o polovodič typu P nebo N. [2]

1.3.2 SiC – Silicon Carbide

V poslední době se velmi hovoří o nové generaci polovodičových sloučenin, které by nahradily stávající prvky. Jedním z nich je karbid křemíku (SiC), který je obsažen ve vzácné hornině moissanit. Pro širší využití bylo nutné vytvořit jeho syntetickou podobu, která se rozlišuje podle rozložení molekul v krystalické mřížce. Již začátkem 20. století byl tento materiál využíván v luminiscenčních diodách (LED), přičemž později byl v některých případech nahrazen nitridem galia (GaN). Z počátku využití SiC bylo mnoho problémů s vadami v krystalické mřížce, které se podařilo odstranit až v nedávné době, a tak mohlo dojít k masivnímu rozšíření SiC ve výkonových spínacích prvcích na trhu. [4]

Elektrické vlastnosti předčí klasický křemík v mnoha ohledech. Šířka zakázaného pásma je až 3x větší než u Si, a proto je možné u součástek pracovat s mnohem větším napětím, aniž by došlo k jejich elektrickému proražení. Další výhodou je maximální pracovní teplota, která dosahuje 175 °C a v některých případech až 200 °C. Toto tepelné „naddimenzování“ nám dává možnost pracovat při vyšších teplotách (menší chladič) a polovodiče nejsou tak náchylné na krátkodobé přetížení. Navíc má SiC vysokou tepelnou vodivost a teplo vytvořené v čipu je mnohem snáze odvedeno na povrch pouzdra. Díky těmto vlastnostem má SiC součástka větší hustotu výkonu oproti klasickým součástkám z křemíku. [4]

1.3.3 GaN – Gallium Nitride

Obdobně jako u SiC, probíhají experimenty i se součástkami na bázi GaN. I tato sloučenina patří do generace wide bandgap polovodičů a některé jeho elektrické vlastnosti předčí SiC materiál. Sloučenina byla popsána již v roce 1937, ale první dioda byla zkonstruována až roku 1971. Koncem 20. let sloučenina nahradila SiC v některých LED a nyní se přechází i na ostatní spínací prvky. Jeho použití je zatím v nízkoproudových aplikacích pro velice rychlé

spínání (např. čtečka Blu-ray). Prvky se základem z GaN jsou velice rychlé a některé odhady tvrdí, že materiál bude moci použit s pracovními frekvencemi THz. Jeho maximální teplota se bude pohybovat mnohem výše než SiC (400°C) a bude možno pracovat s mnohem vyššími napětími. Vodivost sepnutého prvku je vyšší s porovnáním prvků pro stejné napětí. Je to tedy dobrý kandidát pro výkonové a vysokofrekvenční moduly. [4] [7]

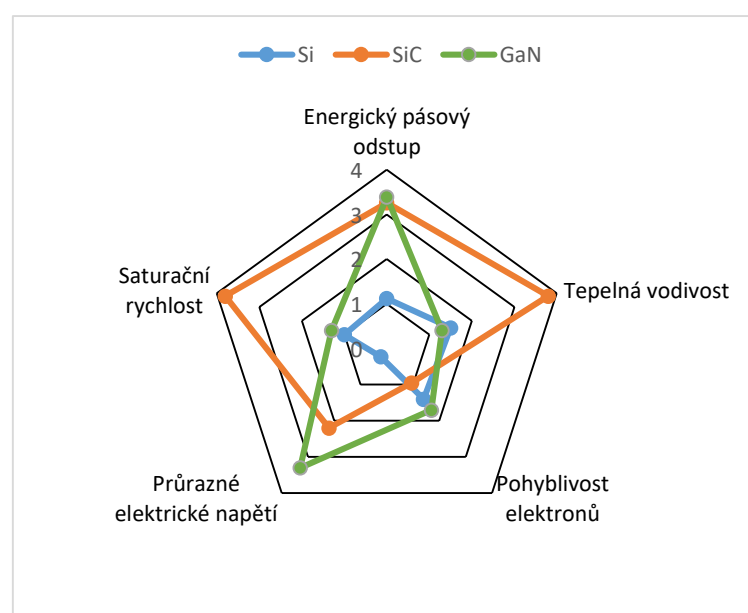
1.3.4 Porovnání

Základní vlastnosti předchozích tří substrátů jsou pro jejich přehlednější porovnání popsány v Tab. 1.1. Podle hodnot lze jasně rozeznat výhody SiC a GaN oproti dosavadnímu Si, kde GaN má lepší rychlostní vlastnosti a vyšší pracovní napětí oproti ostatním, zatímco SiC má vynikající tepelnou vodivost a lepší saturační rychlost.

Tab. 1.1 Vlastnosti polovodičů Si, SiC a GaN - [4]

Vlastnosti	Si	SiC	GaN
Energický pásový odstup [eV]	1,12	3,26	3,39
Tepelná vodivost [W·K/cm]	1,5	3,8	1,3
Pohyblivost elektronů [$10^3 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$]	1,4	0,95	1,7
Průrazné elektrické napětí [MV/cm]	0,23	2,2	3,3
Saturační rychlost [10^7 cm/s]	1	3,8	1,3

Hodnoty z tabulky jsou zobrazeny také v Obr. 1.3, kde lze parametry jednoduše porovnat podle velikosti jednotlivých úhelníků.



Obr. 1.3 Grafické zobrazení vlastností polovodičových materiálů

2 Studentská elektrická formule

Západočeská Univerzita, jako i přes 500 dalších univerzit technického zaměření, měří své síly v mezinárodní soutěži Formula SAE. V této soutěži má každá univerzita za cíl zkonstruovat závodní vozidlo formulového typu podle předem daných pravidel a parametrů. Tato vozidla získávají body na prestižních závodech, kde je kladen větší důraz na vlastnosti a zpracování vozu než na samotný výkon. [7]

Za Západočeskou univerzitu soutěží tým UWB Racing Pilsen. Nejedná se jen o studenty z fakulty strojní, ale i ostatních fakult z řad bakalářského, magisterského a doktorského studia. Během sezóny 2019 se plzeňskému týmu dařilo jak v závodech v Česku, tak v Itálii a v obou závodech obdrželi 6. místo. [8]

Nejen pro tento úspěch, ale také pro úspěchy z minulých sezón má univerzita ambice vyvinout formuli s elektrickým pohonem a prosadit se tak i v nové kategorii. Elektrický pohon má řadu výhod oproti spalovacímu pohonu a větší možnosti co se týče řízení vozu. V posledních letech je do elektromobility obecně vkládáno hodně naděje a prostředků ve snaze snížit závislost na fosilních palivech a lokální produkci výfukových plynů v městských oblastech. I tento vývoj přispívá k jejich rozšíření a objevování nových poznatků do další let.

2.1 Popis

Elektrická formule je rozměrově podobná spalovací verzi. Rozdíly budou pochopitelně ve zdroji energie, kterou bude zajišťovat akumulátor, jehož výkon je přenášen na čtyři střídače, dva pro zadní a dva pro přední pohon. Každý střídač bude mít na starosti jeden synchronní motor s permanentními magnety (PMSM).

2.2 Parametry PMSM

Tento druh motoru je výhodný pro svoji efektivitu, vlastní buzení permanentními magnety a jeho poměr výkonu k rozměrům. Naopak je náchylný na zvýšené teploty a poruchové stavy. V našem případě budeme používat motor DD5-14-10-POW - 18600-B5 od firmy AMK [9]. Jedná se o motor s vestavěným absolutním čidlem polohy a teploty. Motor je chlazený kapalinou a jeho základní parametry jsou uvedené v Tab. 2.1. Hodnoty ostatních

parametrů motoru pro střídače je možné odvodit podle vstupního a výstupního výkonu (ztráty ve střídači jsou zanedbány). Hloubka modulace M značí poměr výstupního napětí k maximálnímu.

Tab. 2.1 Parametry motoru [9]

Parametr	Symbol	Hodnota	Jednotky
Jmenovitý moment	M_{Nm}	9,8	N·m
Maximální moment	M_{Km}	21	N·m
Trvalý moment při $n=0$ ot/min	M_{Om}	13,8	N·m
Jmenovitý výkon	P_{Nm}	12,3	kW
Jmenovité otáčky	n_{Nm}	12000	ot/min
Jmenovitá účinnost	η_{Nm}	87	%
Maximální otáčky (bez zátěže)	n_{MAXm}	18617	ot/min
Jmenovité napětí napájení DC	U_{DCNm}	350	V
Jmenovitý fázový proud	I_{Nm}	41	A
Trvalý proud při $n=0$ ot/min	I_{Om}	53,1	A
Maximální proud	I_{MAXm}	105	A
Počet pólů	p_m	10	pólů
Indukované napětí	U_{im}	18,8	V/ 1000 ot/min
Zapojení do trojúhelníku		D	-

Pro další kroky návrhu je nutné dopočítat i ostatní hodnoty motoru:

$$U_{ABm} = \frac{U_{DCNm}}{\sqrt{2}} = \frac{350}{\sqrt{2}} = 247 \text{ [V]} \quad (2.1)$$

$$S_{Nm} = \sqrt{3} \cdot \frac{U_{DCNm}}{\sqrt{2}} \cdot I_{Nm} = \sqrt{3} \cdot \frac{350}{\sqrt{2}} \cdot 41 = 17575 \text{ [VA]} \quad (2.2)$$

$$P_{elNm} = \frac{P_{Nm}}{\eta_{Nm}} = \frac{12300}{0,87} = 14137 \text{ [W]} \quad (2.3)$$

$$\cos \varphi_{Nm} = \frac{P_{elNm}}{S_{Nm}} = \frac{14137}{17575} = 0,8 \text{ [-]} \quad (2.4)$$

3 Volba výkonového polovodiče pro 3f střídač

Pro nejefektivnější výběr spínacího zařízení je nutné na tranzistor pohlížet z mnoha hledisek. Neexistuje tranzistor, který by dokonale splňoval všechny požadavky a je tedy nutné přejít ke kompromisu. Podle parametrů požadovaného střídače bylo rozhodnuto o složení z diskrétních MOSFET tranzistorů z polovodivého materiálu SiC. Z několika typů byli vybráni nejvhodnější kandidáti od známých výrobců. Při porovnání jsou vybírány i méně výkonné verze tranzistorů, které v paralelním zapojení mohou konkurovat výkonnějším verzím. Byla zohledňována napěťová zatížitelnost, proudové množství, vodivost kanálu, spínací ztráty, požadovaný počet paralelních tranzistorů a cena. Celkem bylo vybráno 26 tranzistorů a jejich porovnání je v příloze 14 – A. Podle požadavků uvedených v podkapitolách níže byl vybrán tranzistor IMZ120R030M1H od firmy Infineon [34]. Pro spínání budou využity dva tranzistory paralelně.

3.1 Napěťová zatížitelnost

Jeden z hlavních faktorů je napěťová zatížitelnost prvku. Při návrhu je třeba uvažovat nejen napětí akumulátoru, ale i spínací přepětí od samotného střídače. Vlivem spínání na vedení dochází k proudovým rázům, které na parazitních indukčnostech přívodů (L_{dpar}) vytvoří napěťové špičky, které mohou ohrozit tranzistory. Velikost přepětí lze přiblížit rovnicí (3.1). Je proto zvykem tyto prvky předimenzovat o dostatečnou napěťovou rezervu. Přepětí lze snížit přidáním hlavních napájecích kondenzátorů (C_{FDC}) na vstup střídače a menších kondenzátorů umístěných co nejbližší k prvkům, aby bylo docíleno co největší zkrácení přívodních cest k vývodům. Jejich volba je často kompromisem mezi jejich hodnotou a rozměry (návrh vstupních kapacit je pospán v kapitole 4.1). V některých případech jsou přidány ochranné obvody pro snížení napěťových pulsů (snubber obvody RC nebo RCD). [10] [11]

$$U_{DCpeak} = U_{DC} + L_{dpar} \cdot \frac{dI_{DC}}{dt} \quad (3.1)$$

Velikost přepětí nesmí být vyšší než maximální napětí na tranzistoru U_{DSmax} . Obvykle je volen koeficient bezpečnosti mezi 1,5 a 2,5 násobkem pracovního napětí. Pro maximální napětí akumulátoru 600 V jsou tedy voleny prvky s napětím vyšším než 900 V.

3.2 Proudová zatížitelnost

Dovolený proud procházející kanálem tranzistoru lze rozdělit do dvou kategorií. Jmenovitý proud a maximální pulsní proud. Tyto hodnoty jsou závislé na teplotě čipů, konstrukčním provedení vývodů, architektuře čipu, způsobu montáže, a proto budeme navrhovat prvky především podle jmenovitého proudu. Teplotní závislost může být buď kladná, záporná nebo nulová a podle toho se bude měnit vnitřní odpor kanálu R_{DS} . [10][11]

Hodnoty v datasheetu je tedy nutné porovnat i pro vyšší teploty ve kterých budou tranzistory pracovat a určit tak jejich reálný dovolený proud. Při porovnání využijeme také tu možnost, že jednotlivé prvky budeme řadit paralelně a docílíme tak levnější varianty při zachování stejné jmenovité hodnoty proudu střídače, kterou prvky musí zvládnout přenést ($I_N = 53 \text{ A}$).

Při paralelním řazení je třeba brát ohled na statické a dynamické stavy tranzistorů, tak aby se spojení chovalo co nejvíce jako jeden celek a jednotlivé tranzistory byli rovnoměrně zatíženy.

Statický stav: Jsou-li tranzistory sepnuty, je důležité rovnoměrné rozdělení proudu mezi každý tranzistor. Pro praktické použití je tedy vhodnější kladná teplotní závislost odporu kanálu, kterou MOSFETy mají a vnitřní odpor kanálu se zvyšuje s teplotou. V paralelním zapojení se začnou prvky zahřívat podle proudu, kterým jimi prochází. Je-li nějaký paralelní prvek zatížen více než ostatní, začne zvyšovat svoji teplotu a tím i svůj odpor a proud tedy začne procházet více ostatními (= chladnějšími) prvky s menším odporem. [10] [11]

Dynamický stav: Při spínání paralelních prvků je možné, že jeden z prvků přechází do vypnutého stavu rychleji než druhý a celkový proud převezme pouze jeden prvek. Tím je pomalejší prvek více zatěžován a může tak dojít k jeho tepelnému namáhání. U zapínacího procesu je situace opačná. Proto je třeba co nejvíce sjednotit spínací proces, jako je spínání jedním driverem, oddělením řídicích rezistorů R_G pro každý prvek zvlášť a zařazení zpětného rezistoru mezi tranzistory. Také je kladen důraz na stejnou a co nejkratší délku řídicích přívodů mezi driverem a MOSFETy. [10] [11]

3.3 Řídicí napětí

MOSFETy jsou řízeny napětím U_{GS} a pro spínací obvody se nejvíce využívá sepnutého (= saturačního) a vypnutého stavu. Přejít mezi těmito stavy určuje prahové napětí, při kterém začne MOSFET vést proud. Tato hodnota je také závislá na teplotě, přičemž s rostoucí teplotou prahové napětí hradla klesá (prvek snáze spíná). To může mít za následek, nesynchronní spínání dvou paralelních prvků nebo nechtěné sepnutí při zakmitnutí napětí v řídicím obvodu, jak je popsáno v kapitole 4.3.6. Prvky lze řídit buď unipolárně (kladným a nulovým napětím) nebo unipolárně (kladným a záporným napětím) a podle toho je třeba přistupovat i při volbě budiče. [10] [11]

3.4 Doba zapnutí a vypnutí

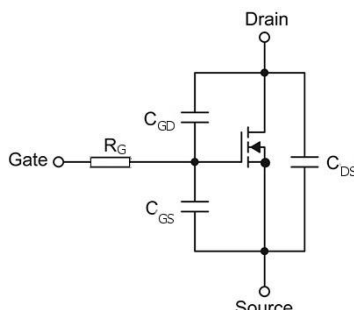
MOSFET patří k nerychlejším typům vypínatelných prvků a tomu odpovídají i jejich spínací a vypínací časy. Použitím spínacího prvku z polovodičů SiC a GaN lze tyto časy dokonce zkrátit a využít tak vyšších frekvencí. I zde je závislost na teplotě a spínací časy se s rostoucí teplotou prodlužují. Tyto časy lze také upravovat podle hodnoty řídicích odporů R_G a prodloužit nebo zkrátit spínací proces. Ovšem je nutné si uvědomit, že rychlé spínání má za následek větší napěťové špičky, větší nevyváženost prvků při spínacím procesu a větší elektromagnetické rušení. Při pomalém spínání jsou tyto vlivy omezeny, ale tranzistory jsou více tepelně namáhány a spínací frekvence musí být nižší, což má za následek větší zvlnění proudu a momentu motoru. [10] [11]

Ztrátová energie při tomto procesu se označuje jako E_{ON} a E_{OFF} a je uváděna v datasheetu pro jmenovitý bod. Při rychlém spínání tvoří tato energie v některých případech až polovinu z celkových ztrát, a proto je nutné při volbě prvku porovnávat i tyto hodnoty. Ovšem jejich velikost je velice proměnlivá nejen podle výše zmíněné teploty čipu, ale i podle napětí a proudu, při kterém prvek spíná. Je tedy nutné hodnoty od jednotlivých MOSFETů přepočítat na jeden pracovní bod, jak je například provedeno v kapitole 6.2.

Základní frekvence pro ovládání otáček motoru bude v našem případě vysoká a tím musí být vysoká i spínací frekvence. Vyhledáváme rychlé prvky a hodnoty řídicích odporů R_G volíme co nejmenší. Podrobnější návrh je uveden v kapitole 4.3.2.

3.5 Vnitřní kapacity prvku

Parazitní kapacity prvku lze zobrazit náhradním schématem podle Obr. 3.1 a lze tak uvažovat kapacity mezi jednotlivými vývody.



Obr. 3.1 Kapacity mezi vývody MOSFET [12]

Tyto parazitní kapacity se nejvíce projeví při dynamických stavech (spínání), přičemž nejvýznamnější je kapacita C_{GS} , která představuje kapacitu hradla, kterou je nutné vybíjet a nabíjet. Velikost kapacity a spínací frekvence přímo souvisí s nábojem dodávaným budičem, jak je blíže popsáno v kapitole 4.3. Menší diskretní prvky mají tuto kapacitu menší než kompaktní moduly, a proto nemají takové nároky na výkon budiče.

Další kapacitou je C_{GD} , která je někdy označována jako Millerova kapacita, protože souvisí s Millerovým jevem. Tento nežádoucí jev je způsoben u všech invertujících zapojení a je znám už od vynalezení elektronek. Velikost tohoto vlivu je závislá na stejnojmenné parazitní kapacitě mezi vstupním a výstupním (ovládacím a hlavním) obvodem. V případě vypínacích součástek se jedná o parazitní kapacitu mezi vývody drain a gate (= kolektor C a báze B). Jeví se nejvíce projevuje při přechodových stavech, zejména jako nyní při vypínacím procesu prvků s izolovaným hradlem, kde hradlo funguje jako dielektrikum v kondenzátoru (FET, IGBT, atd.). Jelikož při vypínání součástky dochází ke strmému nárůstu napětí mezi hlavními vývody (D, S), dochází vlivem kapacitní vazby ke vzniku proudu v ovládacím obvodu, který nežádoucím způsobem ovlivňuje vstup prvku. Jeho velikost lze určit podle rovnice (3.2).

$$I_{Miller} = C_{GD} \cdot \frac{du_{DS}}{dt} \quad (3.2)$$

Tento proud brání vybíjení řídicího hradla a omezuje vypínací proces. Tento proud teče přes ovládací odpory hradla (gate) R_G a samotným vnitřním odporem driveru R_{driver} do Source.

Vzniklá proudová smyčka tak vytvoří napětí na těchto odporech, které může v některých případech i tak zakmitnout, že dojde k opětovnému sepnutí spínacího prvku. Tento jev tedy pracuje jako parazitní kladná zpětná vazba a projevu je se nevíce při vypínání velých (zkratových) proudů. [3]

Poslední kapacita je mezi hlavními vývody C_{DS} , je-li prvek vypnut. Vliv této kapacity se nejvíce projevuje při kmitání napětí na DC linku a vlivem tohoto kmitání se může vytvořit kapacitní proud přes zátěž.

3.6 Parazitní indukčnost v řídicím obvodu

U mnohých spínacích prvků, které byly dříve zmíněny, se projevuje parazitní indukčnost výkonových vývodů spínacího prvku. Pracuje-li tranzistor s vysokou spínací frekvencí, dochází k úbytku napětí na těchto indukčnostech, a ty tak brání změně proudu od budícího obvodu a ke zhoršení spínacích vlastností. Přidáním dalšího čtvrtého (výkonově slabšího) vývodu lze nahradit funkci hlavního vývodu source pro řídicí obvody a snížit tak indukčnost ovládací smyčky. Tento čtvrtý vývod je obecně nazýván Kelvin emitör nebo také jako Sense vývod a je stále častější u diskretních spínacích prvků používaných v aplikacích s vysokou spínací frekvencí.

3.7 Maximální teplota

Teplota čipu je velice důležitá při návrhu chlazení, a proto je žádoucí vyšší dovolená pracovní teplota tranzistoru. Pracuje-li prvek i při vyšší teplotě, jsou menší nároky na rozměry chladiče a zároveň není čip tolik náchylný na krátkodobé přetížení a na vysokou teplotu okolí. Vyšší pracovní teplota u některých elektronických součástí může způsobit snížení životnosti nebo dokonce zničení. Maximální teplota se u vybraných MOSFETů pohybuje kolem 150 °C, 175 °C i 200 °C.

3.8 Cena

Cena je určena celkovým počtem požadovaných paralelních MOSFETů a je tak možné využít větší počet méně výkonných levnějších prvků, a tím snížit celkovou cenu střídače. Při velkém počtu ovšem vznikají konstrukční a rozměrové problémy a je nutné najít kompromis mezi počtem prvků a cenou. Diskretní prvky vychází cenově lépe než kompaktní moduly, avšak jejich konstrukční propojení a chlazení je složitější.

4 Návrh střídače

Střídač bude navržen nejen podle maximálních technických parametrů motoru, ale i podle platných pravidel SAE [26]. Příkon dodávaný z akumulátoru do střídače je navrhován na 24 kW.

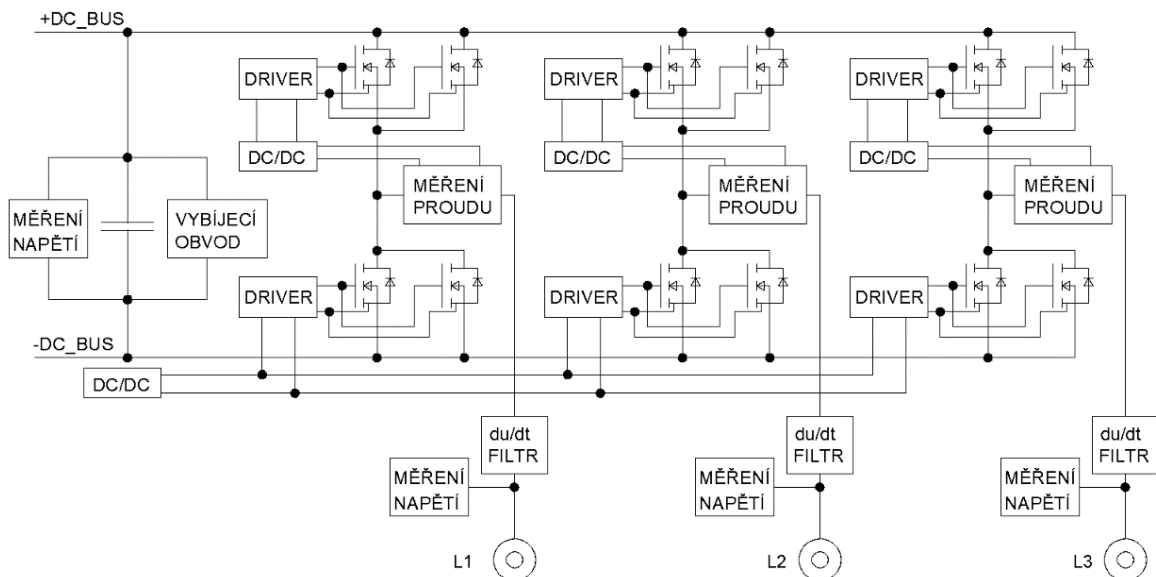
Tab. 4.1 Základní parametry střídače

Parametr	Symbol	Hodnota	Jednotky
Maximální výkon formule	P_{FMAX}	80	kW
Navrhovaný výkon střídače	P_N	24	kW
Maximální napětí DC-linku	U_{DCmax}	600	V
Vstupní stejnosměrný proud	I_{DC}	60*	A
Výstupní proud střídače	I_N	53	A

*Proud je vypočítán podle vztahu (4.1) za předpokladu nižšího napětí (z části vybité akumulátory) je vyžadován stejný dodávaný výkon, a tím jsou vyšší nároky na dodávaný proud než za plně nabitých akumulátorů.

$$I_{DC} = \frac{P_N}{U_{DC}} = \frac{24000}{400} = 60 \text{ [A]} \quad (4.1)$$

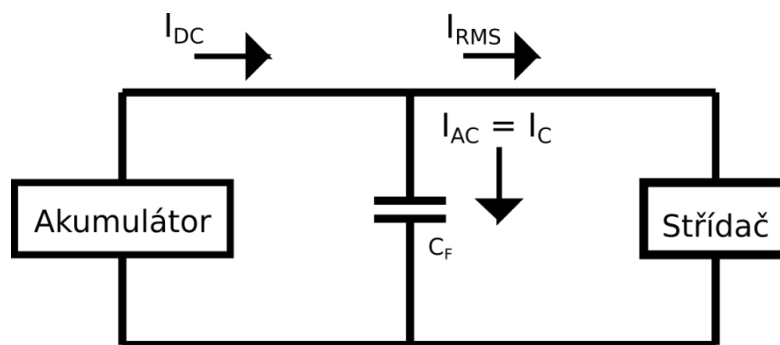
Střídač je složen z několika částí, které jsou zobrazeny na Obr. 4.1 a v dalších podkapitolách jsou bloky jednotlivě popsány.



Obr. 4.1 Blokové schéma střídače

4.1 Návrh kondenzátorů v DC-linku

Při spínání výkonových prvků dochází ke zvlnění napájecího napětí a proudu, které by se bez následné filtrace šířilo po síti a mělo negativní vliv na další připojené přístroje. V průmyslových aplikacích převládá zvlnění od usměrněného sinusového síťového napětí, ale v našem případě je napájení zajištěno akumulátorem, a proto je napětí DC-linku v tomto ohledu stabilnější. Návrh kondenzátorů je tedy zaměřen pouze na filtraci parazitní střídavé složky od samotného spínání střídače.



Obr. 4.2 Zapojení filtr v DC-linku

Jak je zobrazeno na Obr. 4.2, proud tekoucí do střídače I_{RMS} , můžeme rozdělit na dvě složky: na stejnosměrnou (hlavní) složku I_{DC} a střídavou (parazitní) složku I_{AC} . Celková absolutní velikost I_{RMS} je dána součtem kvadrátů jednotlivých složek pod odmocninou, podle rovnice (4.3) [6]

$$i_{RMS}(t) = i_{DC}(t) + i_{AC}(t) \quad (4.2)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{DC}^2 + I_{AC}^2} \quad (4.3)$$

Při ideálním filtrování střídavé složky I_{AC} , bude stejné množství proudu téci do filtračního kondenzátoru C_F a z akumulátoru bude odebírán pouze proud I_{DC} . [6]

$$I_C = I_{AC} = \sqrt{I_{RMS}^2 - I_{DC}^2} \quad (4.4)$$

Jednotlivé proudy lze dopočítat podle pracovního bodu, ve kterém se střídač právě nachází. Vlivem účinníku ($\cos \varphi$) a hloubky modulace (M) se bude měnit celkový proud I_{RMS} (rovnice (4.5)) a hlavní stejnosměrná složka proudu I_{DC} (rovnice (4.6)) [6]

$$I_{RMS} = I_N \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot M \cdot \left(\frac{1}{4} + \cos^2 \varphi\right)} \quad (4.5)$$

$$I_{DC} = \frac{3}{4} \cdot I_M \cdot M \cdot \cos \varphi = \frac{3}{4} \cdot I_N \cdot \sqrt{2} \cdot M \cdot \cos \varphi \quad (4.6)$$

Odečtením těchto složek s druhou mocninou podle vzorce (4.4), získáme proud tekoucí do kondenzátoru. Výsledná rovnice, kterou zobrazuje vztah (4.7), představuje minimální proud, kterou musí daný kondenzátor zvládnout dodávat a přijímat z obvodu (nabíjet a vybíjet). [6]

$$I_C = I_N \cdot \sqrt{2 \cdot M \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2 \varphi \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} M \right) \right]} \quad (4.7)$$

Dalším bodem při volbě hodnoty kondenzátoru je rozmezí kmitání napětí ΔU_C kolem napájecího napětí, jehož velikost určuje meze zvlnění napětí. Hodnotu kondenzátoru lze tak určit podle derivace napětí (přípustné rozmezí zvlnění napětí), velikosti filtračního proudu I_C a frekvence spínání f_{PWM} . [6]

$$i_C = C_{FDC} \frac{du_C}{dt} \quad (4.8)$$

$$C_{FDC} = \frac{I_C \Delta t}{\Delta U_C} = \frac{I_C}{\Delta U_C \cdot f_{PWM}} \quad (4.9)$$

Ze vztahu (4.9) vyplývá, že vyšší frekvence zajišťuje hladších průběhů a menších nároků na filtrační prvky jako jsou kondenzátory a tlumivky. Spínací prvky z polovodičových materiálů SiC a GaN umožňují použití vyšších frekvencí a tím i snížení ceny a rozměry celého měniče, což je jeden z důvodů proč jsou pro dané použití velmi žádané.

Před samotným výpočtem hodnoty kondenzátoru je nutné si stanovit pracovní bod, ve kterém se bude střídač nacházet. Pracovní fázový proud do motoru bude jmenovitý $I_N = 53 \text{ A}$. V tomto případě bude použit synchronní motor s permanentními magnety PMSM a jeho $\cos(\varphi)$ se pohybuje kolem 0,70 až 0,95. Pro výpočet budeme uvažovat $\cos(\varphi) = 0,85$. Požadované rozmezí kmitání je stanoveno na $\Delta U_C = 10 \text{ V}$. Spínací kmitočet $f_{PWM} = 40 \text{ kHz}$. Posledním chybějícím faktorem je hloubka modulace M a my hledáme stav, při kterém je střídavá složka největší. Zderivujeme tedy rovnici (4.7) podle hloubky modulace M a vyšetříme kde má maxima, čímž dostáváme $M = 0,64$, kdy je kapacitní proud největší. Nyní můžeme dosadit všechny potřebné hodnoty do rovnice (4.7) pro výpočet kapacitního proudu a (4.9) pro výpočet filtračního kondenzátoru C_{FDC} .

$$I_C = 53 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,64 \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + 0,85^2 \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} \cdot 0,64 \right) \right]} = 31,5 \text{ [A]} \quad (4.10)$$

$$C_{FDC} = \frac{31,5}{10 \cdot 40000} = 78,8 \text{ [\mu F]} \quad (4.11)$$

Požadované kondenzátory musí tedy mít celkovou kapacitu minimálně 78,8 μF a zvládat dodávat proud 31,5 A (viz rovnice (4.10) a (4.11)). Pro lepší rozložení proudů a kvůli lepšímu konstrukčnímu uspořádání jsou voleny 2 polypropylenové filmové kondenzátory MKP1848 640 094Y5 o velikosti 40 μF od firmy Vishay [19]. Tyto kondenzátory jsou vhodné pro požadované napětí, velké proudy a schopnost pracovat při vysokých frekvencích., konstrukčně je ovšem nemožné umístit je v blízkosti výkonových polovodičových prvků. Délka vodiče mezi spínacími součástkami a těmito kondenzátory vytváří parazitní indukčnost na vedení, která může vytvářet napěťové špičky při spínání a napěťově namáhat či dokonce prorazit spínací prvky. Do blízkosti MOSFETů tedy umístíme ještě další (menší) kondenzátory, které tento jev potlačí. Byly vybrány keramické kondenzátory B58031U7504M062 o velikosti 0,5 μF od firmy TDK Electronics [20], jejichž výhodami jsou hlavně nízká vlastní parazitní indukčnost a vnitřní odpor. Ke každému půlmůstku budou přiděleny dva tyto kondenzátory a celková kapacita DC-linku tedy odpovídá 83 μF .

4.2 Návrh obvodu pro vybíjení kondenzátorů v DC-linku

Ke kondenzátorům v DC-linku je nutné přiřadit vybíjecí obvod, který v případě odpojení měniče od akumulátoru, zajistí vybití jejich uloženého náboje pod přijatelnou mez, aby obsluha mohla bezpečně manipulovat se zařízením a provádět údržbu. Podle pravidel SAE [26], je nutné, aby napětí v meziobvodu měniče kleslo pod hodnotu 60 V DC a střídavé napětí pod 25 V RMS do 5 sekund.

Při návrhu přímého vybíjení přes rezistor, vypočítáme hodnotu odporu podle rovnic pro přechodový děj. Společná hodnota kondenzátorů je 83 μF .

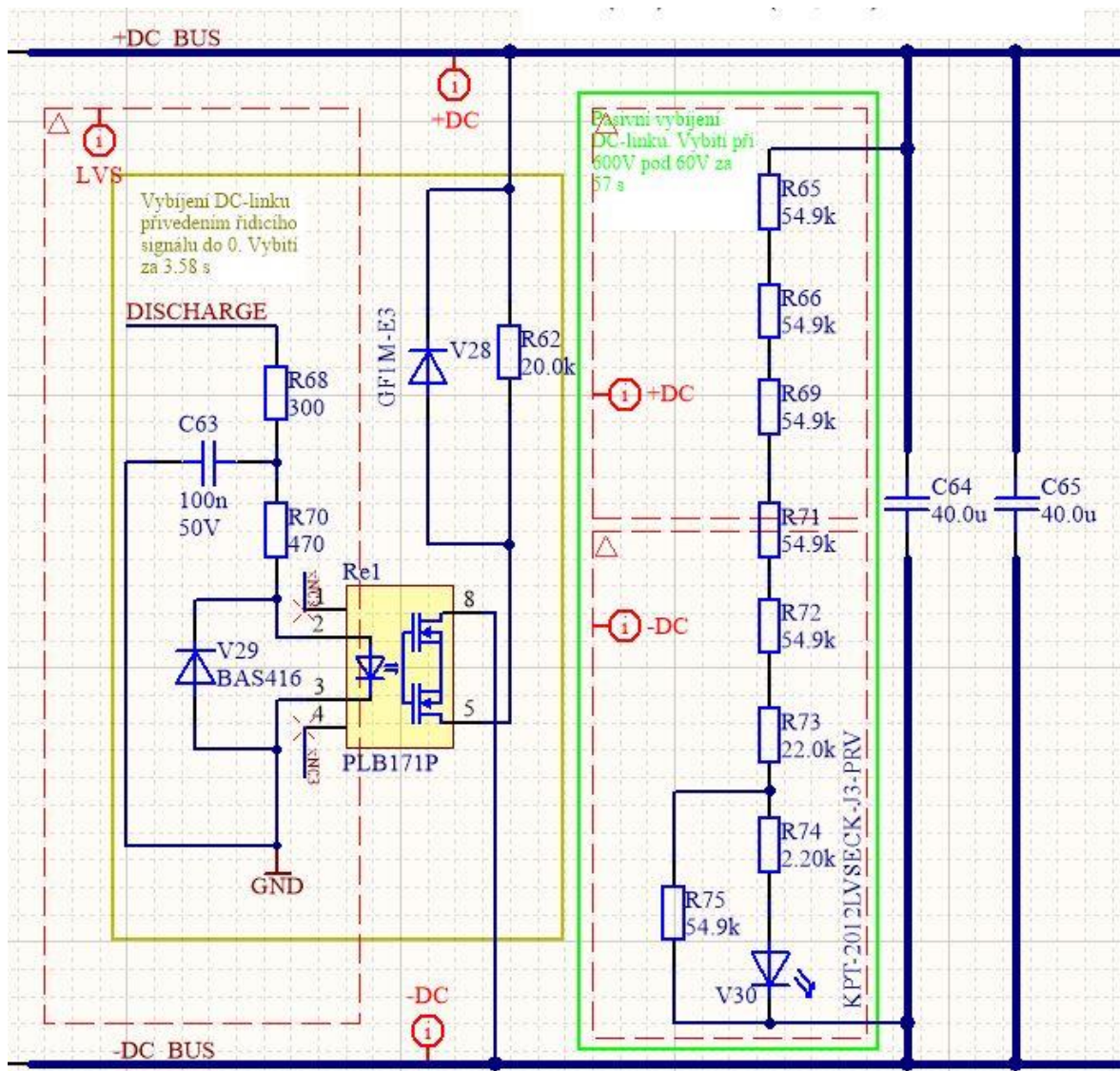
$$u_C = U_{DCmax} \cdot e^{\frac{-1}{R \cdot C_{FDC}} t} \quad (4.12)$$

Vyjádřením R ze vzorce (4.12) získáme maximální vybíjecí odpor, který musí být zařazen, aby napětí v meziobvodu kleslo pod 60 V do 5 s.

$$R = \frac{-1}{\ln\left(\frac{u_c}{U_{DCmax}}\right) \cdot \frac{C_{FDC}}{t}} = \frac{-1}{\ln\left(\frac{60}{600}\right) \cdot \frac{83 \cdot 10^{-6}}{5}} = 26\,160 \text{ } [\Omega] \quad (4.13)$$

$$P_R = \frac{U_{DCmax}^2}{R} = \frac{600^2}{26160} = 13,76 \text{ } [W] \quad (4.14)$$

Ztrátový výkon na vybíjecím rezistoru je podle rovnice (4.14) 13,76 W. Tento výkon vytváří teplo na DPS a ohřívá i okolní součástky a je tedy efektivnější využít rezistor pouze při vypnutí střídače a snížit tak ztráty za chodu. Vybíjení kondenzátorů je proto rozděleno na pasivní a aktivní část, jak je zakresleno na Obr. 4.3.



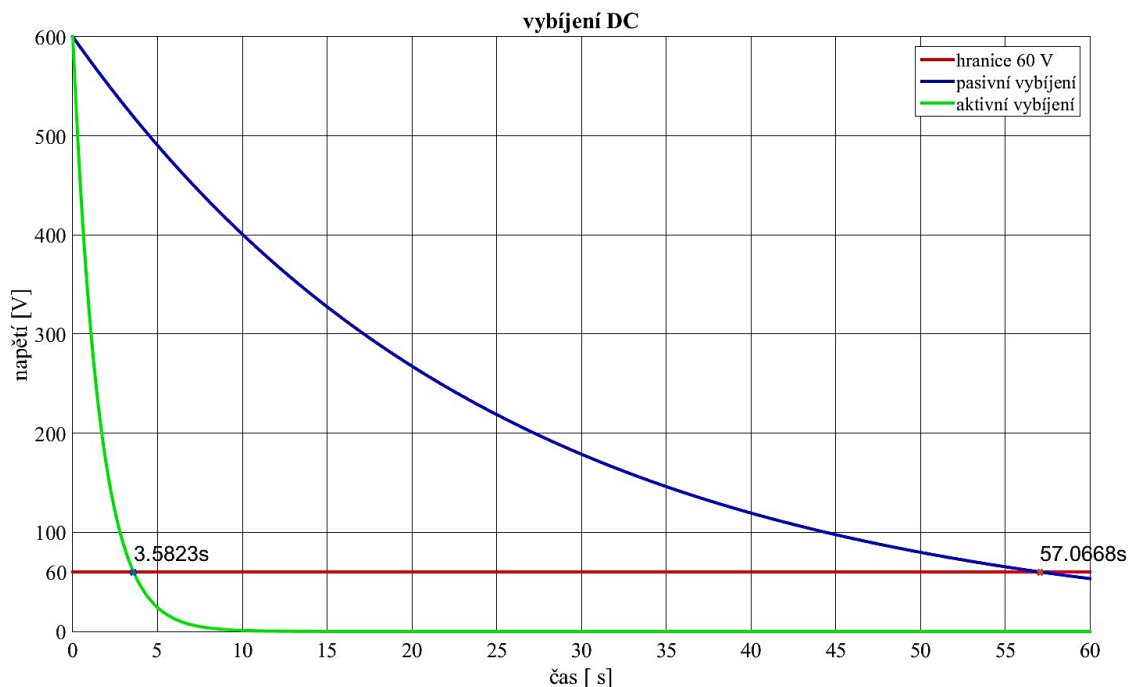
Obr. 4.3 Obvod pro vybíjení kondenzátorů. Vlevo aktivní a vpravo pasivní vybíjecí část obvodu

Pasivní část tvoří několik rezistorů zapojených přímo na kladnou a zápornou větev DC-linku, které jsou řazeny sériově o přibližně stejné hodnotě pro rovnoměrné rozložení napětí a

ztrátového výkonu. K rezistorům je přidána signalizační LED, informující uživatele o nebezpečném napětí a paralelně k LED je zapojen rezistor, který zajistí vybití kondenzátorů i v případě jejího zničení. Celková hodnota odporu zapojených rezistorů tvoří vybíjecí odpor 298,6 kΩ, ovšem takto navrhnutá vybíjecí část není dostatečná pro včasné vybití. Hlavní využití pasivní části je v případě poruchy, při které aktivní část nezareagovala nebo selhala a kondenzátory by tak zůstaly nabité. Ztrátový výkon na pasivní části se podle rovnice (4.15) sníží na 1,21 W.

$$P_R = \frac{U_{DCmax}^2}{R} = \frac{600^2}{298,6 \cdot 10^3} = 1,21 [W] \quad (4.15)$$

Pro dodržení hranice 60 V za 5 sekund je využita hlavně aktivní vybíjecí část, kde je vybití zajištěno rezistorem 20 kΩ. Rezistor je spojen s relé, které je za normálního stavu sepnuté (NC switch) a dochází vždy k vybití kondenzátorů. Podle Obr. 4.4, který zobrazuje průběh vybíjecího procesu, můžeme určit, že k vybití pasivní částí dojde za 57 sekund a aktivní částí za 3,58 sekund (za předpokladu maximálního napětí 600 V). Ovšem aktivní část pracuje vždy současně s pasivní částí a vybíjecí čas bude ještě o něco kratší. Před uvedením střídače do pracovního režimu je přiveden signál DISCHARGE (+5 V) a dojde k rozepnutí relé.



Obr. 4.4 Vybíjecí průběh napětí na kondenzátorech v DC-linku

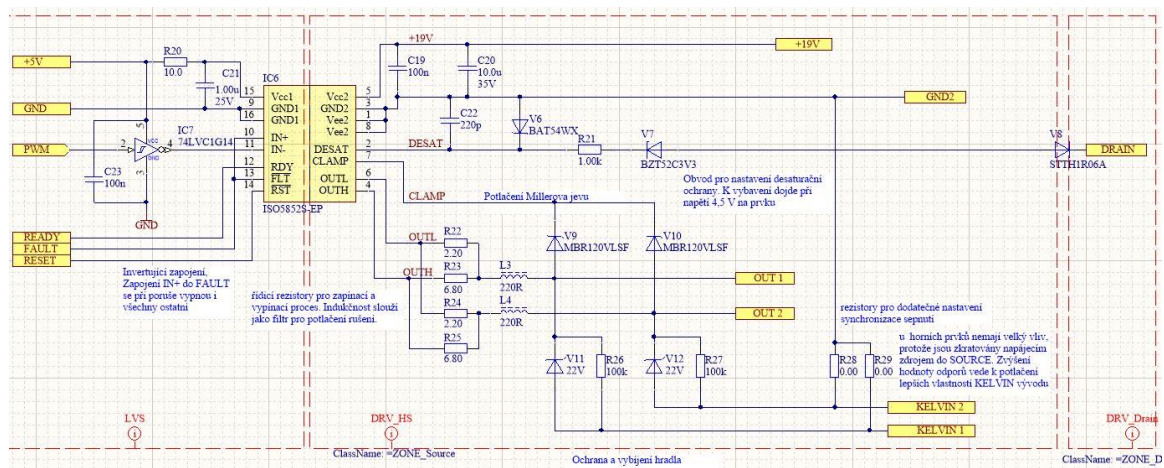
4.3 Návrh budiče

Po výběru výkonového tranzistoru je nutné navrhnut řídicí obvody, které zajistí spínací výkon, galvanické oddělení a případné dodatečné ochranné obvody. Pro řízení je volen driver ISO5852S od firmy Texas Instruments [27]. Tento integrovaný obvod obsahuje jeden spínací kanál, kontrolu napájecích úrovní, desaturační ochranu a ochranu proti Millerovu jevu. Pro náš třífázový střídač tedy požadujeme šest driverů a k nim napájecí zdroje. Popis jednotlivých částí je uveden dále.

Spojením informačních signálů stejného typu od všech driverů (READY, FAULT a RESET) do jednotlivých uzlů jsou sníženy nejen nároky na počet I/O pro řídicí jednotku, ale i sjednocení signálů a řešení některých problémů přímo v zapojení budičů. V případě signálu RST jsou všechny drivery resetovány naráz. Bohužel společným propojením signálů RDY nebo FLT je ztracena informace, který driver toto chybové hlášení vyvolal.

Pospojování pinů FLT a zapojení driverů do invertorového režimu se při výskytu chyby FAULT na jednom z driveru, autonomně zablokují všechny ostatní drivery bez zásahu MCU. Tím je docílena zvýšená samočinná ochrana střídače, nicméně je nutné používat opačnou logiku spínání (tzn. k sepnutí tranzistoru dochází při logické 0). Pro zajištění vhodnější logiky spínání (logická 1 spíná prvek) je před vstupem do driveru umístěn invertující obvod, který navíc zvýší kvalitu řídicího signálu, jež mohl být cestou narušen okolními vlivy.

Zapojení budiče je zobrazeno na Obr. 4.5. a všechny podkapitoly se odkazují na toto schéma.



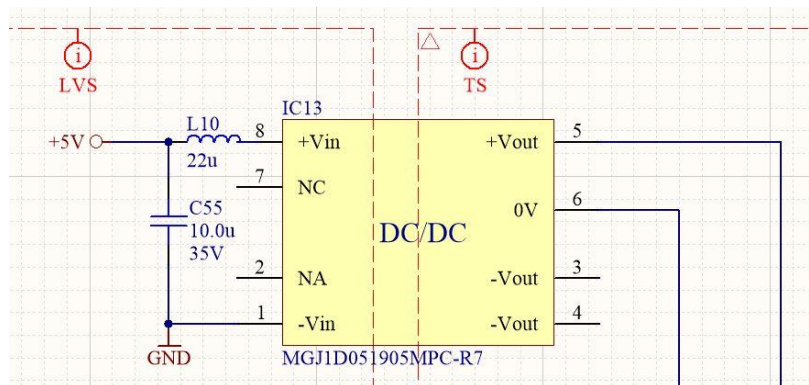
Obr. 4.5 Schéma zapojení budiče

4.3.1 Napájecí zdroj driveru

Při návrhu napájecího zdroje pro driver je nutné spočítat potřebný výkon pro spínání MOSFETů. Jednotlivé hodnoty jsou dvojnásobné, kvůli paralelně spínaným tranzistorům.

$$\begin{aligned} P_{driver} &= 2 \cdot Q_G \cdot f_{PWM} \cdot \Delta U_{gate} + 2 \cdot C_{GS} \cdot f_{PWM}^2 \\ &= 2 \cdot 63 \cdot 10^{-9} \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 18,5 + 2 \cdot 2,12 \cdot 10^{-9} \cdot (40 \cdot 10^3)^2 \\ &= 0,15 [W] \end{aligned} \quad (4.16)$$

Pro napájení byl vybrán DC/DC měnič MGJ1D051905MPC od firmy Murata [28]. Jedná se o zvyšovací napěťový měnič z 5 V na 19 V o výkonu 1 W. Napájení horních driverů ve střídači je provedeno těmito 19V zdroji pro každou fázi zvlášť, protože je nutné, aby zem napájecího zdroje měla stejnou úroveň jako je napětí ve fázi (emitor horního MOSFETu). Horní zdroje budou sloužit také pro napájení obvodů pro měření proudů v jednotlivých fázích, které jsou blíže popsány v kapitole 4.5.3. Pro spodní část měniče, je použit pouze jeden napájecí měnič, protože jsou všechny spínací prvky svázány se stejným potenciálem (-DC_BUS), což zlevní měnič a ušetří prostor na desce plošného spoje. Od výrobce je doporučeno přiřadit na vstup zvyšovacího zdroje indukčnost o hodnotě 15 μ H (zvoleno 22 μ H) a kondenzátor 10 μ F, zobrazené na Obr. 4.6. Pro stabilizaci výstupního napětí je vložen další kondenzátor 10 μ F, který je volen pro dostatečný náboj hradla MOSFETu (kondenzátor je zobrazen na předchozím schématu driveru Obr. 4.5).



Obr. 4.6 Zapojení vstupu DC-DC zdroje pro driver

4.3.2 Řídicí (gate) rezistory

Ze jmenovitých spínacích a vypínacích proudů driveru ($I_{out\ max} = 2,5\ A / I_{in\ max} = 5\ A$) je stanovena hodnota řídicích rezistorů, připojených na řídicí vývod gate MOSFETu. Jelikož jeden driver bude použit pro 2 výkonové MOSFETy a každý tranzistor bude mít vlastní řídicí rezistory (řazeny paralelně), je nutné hodnoty odporů násobit dvěma.

Proud z driveru se nemění skokem na svoji maximální hodnotu, ale je tlumen vlivem parazitních indukčností. V další části přechodového děje se proud při sepnutí snižuje kvůli nabitě kapacitě hradla MOSFETu (viz Obr. 4.7). Z toho vyzujeme, že proud nedosáhne svého maxima a nebyl by využit plný výkon driveru pro spínání. Z praxe bylo zjištěno, že přechodový děj proudu je tlumen na 70 %, a proto je možné maximální proud driveru navýšit vydělením 0,7. Při výpočtu je také třeba brát v potaz vnitřní odpor tranzistoru ($R_{Gint} = 3 \Omega$), které musíme odečíst od celkové hodnoty. Hodnota ΔU_{gate} vychází z použitého napájecího zdroje (viz kap. 4.3.1) a od něj je odečten úbytek napětí na driveru 0,5 V. Ideální hodnoty odporů pro zapnutí a vypnutí tranzistoru lze získat podle rovnic (4.17) a (4.18).

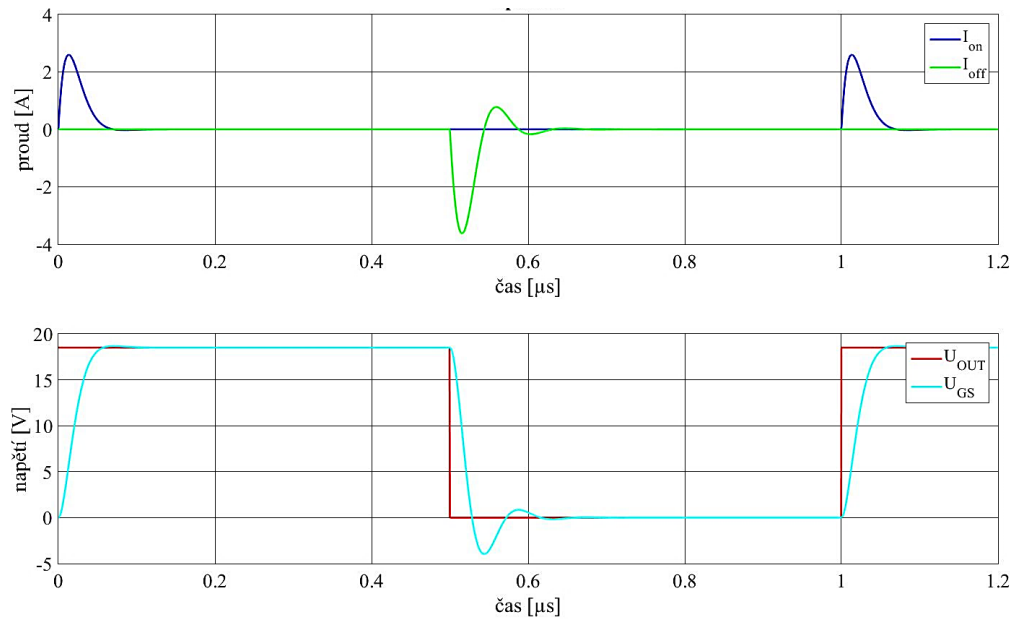
$$R_{Gon} = 2 \cdot \frac{\Delta U_{gate}}{\frac{I_{out\ max}}{0,7}} - R_{Gint} = 2 \cdot \frac{18,5}{\frac{2,5}{0,7}} - 3 = 7,36 \text{ } [\Omega] \quad (4.17)$$

$$R_{Goff} = 2 \cdot \frac{\Delta U_{gate}}{\frac{I_{in\ max}}{0,7}} - R_{Gint} = 2 \cdot \frac{18,5}{\frac{5}{0,7}} - 3 = 2,18 \text{ } [\Omega] \quad (4.18)$$

Protože nám dostupné rezistory pro pulsní proudy (Pulse Proof) přesně neodpovídají spočítaným hodnotám, vybereme nejbližší možné hodnoty: **$R_{Gon} 6,8 \Omega$ a $R_{Goff} 2,2 \Omega$** a přidáme k nim filtrační indukčnost pro potlačení vysokofrekvenčního rušení.

Je nutné také zohlednit problematiku paralelního spínání prvků (viz kapitola 3.2): při spínání takto rychlých tranzistorů je nutné docílit synchronního spínání obou paralelních MOSFETů zároveň. V tomto případě je toho možno docílit různými řídicími rezistory pro každý prvek, které zahrnují i rezistory řazené mezi řídicí svorku MOSFETu a GND driveru. Hodnota řídicích rezistorů se může měnit při samotném ožívování střídače (viz Obr. 4.5) při výskytu nesynchronizace spínání.

Pro dané hodnoty byla vytvořena simulace pro ověření proudů a napětí. Hodnoty vychází z paralelního řazení prvků a parazitních vlastností přívodů. Rozhodující parametry jsou kapacita hradla $C_{GS} = 2,12 \text{ nF}$ a indukčnost přívodů (odhadovaná na 75 nH). Parazitní hodnoty veličin se mohou ve skutečnosti lišit podle návrhu plošného spoje, proto je vhodné udržovat dostatečnou bezpečnou rezervu.



Obr. 4.7 Přechodový děj při zapínání a vypínání MOSFETů*

*Pozn.: samotný spínací proces je velice rychlý, a proto byl při simulaci čas mezi zapnutím a vypnutím zkrácen pro přehlednější zobrazení (reálně v řádu desítek μs).

Průběhy na Obr. 4.7 ukazují oscilace proudu a napětí při zapínacím a vypínacím procesu. Proudové průběhy na horním grafu potvrzují správnost výpočtu řídicích odporů. Napětí zobrazená na spodním průběhu, vykazují kmity při vypínání (sestupné hraně) v kladné i záporné polaritě, které by mohly být při větší amplitudě nebezpečné. Záporný překmit ohrožuje napěťovou pevnost hradla v závěrném směru a mohlo by dojít k jeho průrazu (max -7 V). Kladný překmit by mohl způsobit přitopení kanálů, což by vedlo ke zvýšení ztrát MOSFETu (prahové napětí tranzistoru je 4,5 V). Simulace dokazuje, že pro zvolené hodnoty k překročení těchto hranic nedojde a navrženou velikost rezistorů lze použít.

4.3.3 Desaturační obvod

Desaturační ochrana v sobě zahrnuje dvě funkce: kontroluje, zda došlo k sepnutí tranzistoru a chrání střídač proti zkratu, přičemž při obou poruchových stavech je na spínaném prvku vyšší napětí než při běžném sepnutém chodu. Velikost napětí tranzistoru je porovnávána s referenčním napětím driveru ($U_{\text{driver}} = 9 \text{ V}$) a dojde-li k jeho překročení, dochází k zastavení řídicích pulsů a driver ohlásí chybu po pinu FLT, uvedením se do nuly. Po kontrole a opravě měniče je možné opět uvést měnič do výchozího stavu pomocí vstupu RST.

Ovšem při napětí 9 V na tranzistoru by procházel již tak velký proud, že by došlo k jeho zničení, a proto jsou přidány další součástky pro vhodné nastavení hlídaného napětí ochrany. Pomocný obvod desaturační ochrany driveru, se skládá z odporu ($R_{Desat} = 1 \text{ k}\Omega$), který omezuje proud z driveru, Zenerovy diody a ochranné diody. Prahové napětí Zenerovy diody je získáno z rovnice (4.19) a slouží k přednastavení napětí, na které má driver reagovat a vypnout. Toto napětí je nastaveno společně s prahovým napětím ochranné diody ($U_D = 0,7 \text{ V}$), která omezuje vliv silového obvodu na driver. Přes tyto prvky se uzavírá proud vytvořený v driveru proudovým zdrojem ($I_{driver} = 500 \text{ }\mu\text{A}$), odpor jednoho sepnutého kanálu MOSFETu při $175 \text{ }^\circ\text{C}$ je $0,057 \text{ }\Omega$ a zkratový reakční proud volíme $I_{zkrat} = 150 \text{ A}$.

$$\begin{aligned} U_{zener} &= U_{driver} - I_{driver} \cdot R_{Desat} - I_{zkrat} \cdot \frac{R_{DS}(175 \text{ }^\circ\text{C})}{2} - U_D \\ &= 9 - 0,0005 \cdot 1000 - 150 \cdot \frac{0,057}{2} - 0,7 = 3,5 \text{ [V]} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Podle katalogu byla tedy vybrána Zenerova dioda s prahovým napětím 3,3 V a zpětně lze určit, že vypínací proud bude při $175 \text{ }^\circ\text{C}$ okolo 158 A. Při nižší pracovní teplotě prvku je vodivost kanálu větší a k vybavení ochrany bude docházet při vyšších proudech (například pro $100 \text{ }^\circ\text{C}$ je vypínací proud 240 A), ovšem tento druh ochrany by měl vybavit jako poslední v případě, že by všechny předešlé ochrany nezareagovaly. Zapojení je znázorněno na schématu Obr. 4.5.

Princip vypínání (soft-turn-off) při zareagování této ochrany není stejný jako vypínání za běžného chodu. V případě zkratu teče velký proud součástkou a při rychlém vypnutí by docházelo na parazitní indukčnosti k velkým napět'ovým špičkám, jak lze dokazuje rovnice pro napětí na indukčnosti (4.20).

$$U = L \cdot \frac{di_{DS}}{dt} \quad (4.20)$$

Vytvoření velkého špičkového napětí by spínací součástku zničilo rychleji než tepelné účinky zkratového proudu, a proto je při poruchovém vypínání výhodnější postupně snižovat řídicí napětí, které tento jev omezí. V katalogu je uvedeno, že v případě vybavení ochrany vypíná driver po dobu $2 \text{ }\mu\text{s}$.

4.3.4 Ochrana napájení driveru

Další ochrana slouží ke kontrole napájecího napětí driveru, které se musí pohybovat v rozmezí 2,25 - 5,5 V na straně nízkého napětí a 13 - 30 V na straně vysokého napětí. Při nedodržení této podmínky dojde k zablokování driveru a odeslání signálu po pinu RDY (= READY) na logickou 0. V blízkosti napájecích pinů driveru jsou zapojeny kondenzátory pro stabilizaci napětí, aby nedocházelo k chybovému vybavení této ochrany.

Napájecí ochranu je možné po kontrole měniče a odstranění závady vyresetovat a uvést měnič do výchozího stavu pomocí vstupu RST (RESET – nastavením signálu na logickou 0).

4.3.5 Napěťová ochrana hradla MOSFET

Protože MOSFETy mají tenkou izolaci hradla, které jsou citlivé na přepětí a statické výboje, je k tomuto hradlu připojen ochranný unipolární transil, který zajistí uzemnění nebezpečného přepětí. Pro případ, že by před spuštěním střídače zůstal na hradle zbytkový náboj a MOSFET by se mohl vyskytovat v sepnutém stavu, je navíc připojen rezistor, který tento náboj vybijí a zajistí tak vypnutý stav tranzistoru před každým spuštěním. Pro uzemnění přepětí byl zvolen transil SMA6T22AY s prahovým napětím 22 V a pro vybití náboje rezistor 100 k Ω . Zapojení je zobrazeno na schématu Obr. 4.5.

4.3.6 Ochrana proti Millerovu jevu

Jak bylo vysvětleno v kapitole 3.5, vypínací prvky mohou být ovlivněny nežádoucím Millerovým jevem a jeho kapacitou. Zapojení MOSFETu k pinu driveru CLAMP, slouží ke svedení vzniklého parazitního proudu cestou menšího odporu. Propojením pinu CLAMP přímo na gate spínacího prvku je docíleno přemostěním přes řídicí rezistor R_{Goff} a vnitřním odporem driveru R_{driver} , díky čemuž jsou parazitní proudy snáze svedeny do Source a nemůže dojít k opětovnému nežádoucímu sepnutí. Ochrana je spuštěna pokaždé, klesne-li řídicí napětí pod hranici 2 V a k uvolnění pinu dojde až při dalším zapínacím procesu.

Kvůli paralelnímu řazení tranzistorů nelze připojit k CLAMP pinu přímo, neboť každá větev má svoje řídicí rezistory. Je tedy potřeba každou větev dodatečně oddělit diodami, které sice mírně zeslabí účinek ochrany, ale zajistí, že jednotlivé větve a jejich řízení zůstanou odděleny (viz Obr. 4.5).

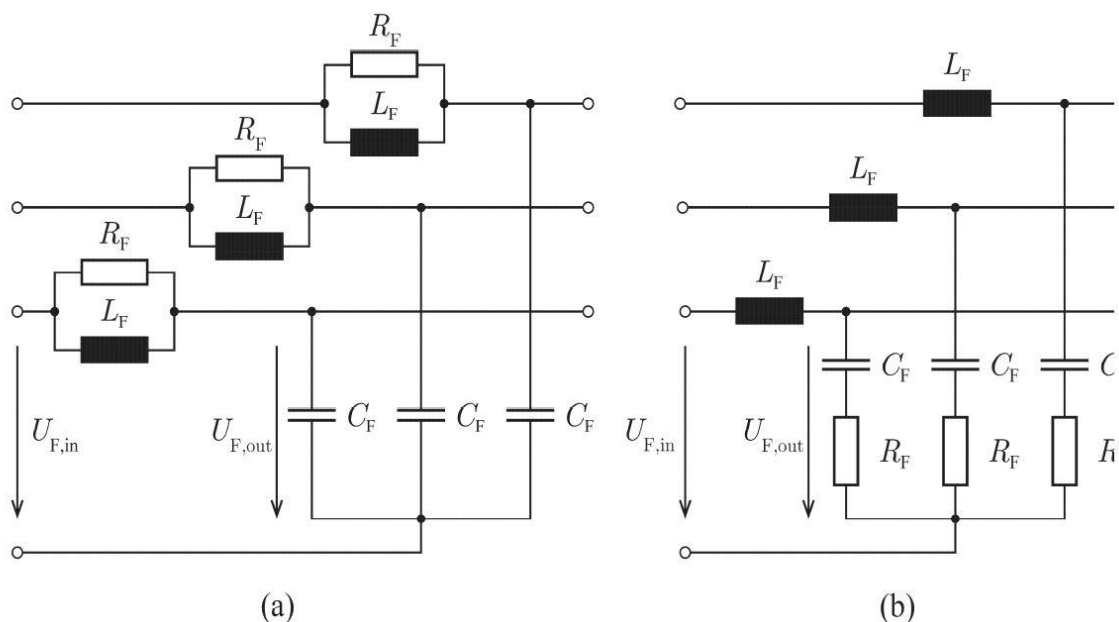
4.4 Návrh du/dt filtru

Moderní MOSFETy mají sice krátké spínací časy, nicméně vysoké strmosti napětí způsobují napěťové vlny, které se přenáší přes celé vedení. Jelikož zdroj a zátěž mají různou vnitřní impedanci, dochází k napěťovým odrazům po vedení. Když tyto vlny dorazí k prvním závitům vinutí motoru, může vlna dosahovat až dvojnásobku napájecího napětí, což vede k napěťovému namáhání vinutí. U starších nebo pomalejších měničů se tento jev projevuje spíše u delších vedení (desítky metrů) a bylo nutné mezi měnič a motor zařadit filtr typu dolní propust'. Tyto filtry jsou označovány jako du/dt filtr nebo účinnější sinusový filtr a ty mají za následek snížení strmosti hran pod dovolenou mez izolačních nároků motoru.

Pro náš měnič budeme navrhovat du/dt filtr který zajistí snížení strmosti hran k 6 kV/μs. Pro porovnání vypočteme současnou strmost hran bez filtru podle rovnice (4.21), pro konkrétní pracovní bod uvedený v datsheetu MOSFETu. Tento stav je nejnepríznivější při teplotě 25 °C. Při vyšších teplotách, jsou spínací děje pomalejší.

$$\frac{du}{dt} = \frac{800}{11,6 \cdot 10^{-9}} = 69 \text{ kV}/\mu\text{s} \quad (4.21)$$

Du/dt filtr lze konstrukčně dělit do dvou typů podle zařazení filtračního odporu R_F . Obě možnosti ukazuje Obr. 4.8.



Obr. 4.8 Zapojení du/dt filtru a) Rezistor paralelně s indukčností b) Rezistor sériově s kondenzátorem [14]

Při návrhu obou variant se postupuje podobně a obě mají také stejnou rezonanční frekvenci. Nejprve je nutné stanovit filtrační indukčnost L_F , jež je vztažena k vnitřní impedanci motoru a to tak, že hodnota impedance filtrační cívky by neměla překročit 2% impedance motoru [13]. Amplituda sdružené napětí motoru U_{AB} odpovídá napájecímu stejnosměrnému napětí $U_{DCNm} = 350$ V, a proto je veličina odvozena z původního vzorce.

$$Z_{LF} \leq (2\%) \cdot Z_{mot} = 0,02 \cdot \frac{U_{AB}^2}{S_{mot}} = 0,02 \cdot \frac{\left(\frac{U_{DCNm}}{\sqrt{2}}\right)^2}{S_{mot}} = 0,02 \cdot \frac{\left(\frac{350}{\sqrt{2}}\right)^2}{17575} = 0,07 [\Omega] \quad (4.22)$$

Pro tuto hodnotu stanovíme indukčnost filtru za předpokladu maximální základní harmonické napájecího napětí $f_1 = 1300$ Hz (platí pro 15600 ot/min).

$$L_F = \frac{Z_{LF}}{2\pi \cdot f_1} = \frac{0,07}{2\pi \cdot 1300} \leq 8,7 [\mu H] \quad (4.23)$$

Podle požadované strmosti (6 kV/ μ s) lze dopočítat odpovídající filtrační kondenzátor.

$$\frac{du}{dt} = \frac{U_{DCmax}}{\sqrt{L_F \cdot C_F}} \quad (4.24)$$

$$C_F = \frac{\left(U_{DCmax} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta u}\right)^2}{L_F} = \frac{\left(600 \cdot \frac{1 \cdot 10^{-6}}{6000}\right)^2}{8,7 \cdot 10^{-6}} = 1,15 [nF] \quad (4.25)$$

Pro tyto hodnoty vypočítáme rezonanční frekvenci filtru.

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_F \cdot C_F}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{8,7 \cdot 10^{-6} \cdot 1,15 \cdot 10^{-9}}} = 1,592 [MHz] \quad (4.26)$$

V praxi se udává, že rezonance du/dt filtru by měla být alespoň 10x větší, než je spínací frekvence f_{PWM} a nevznikali tak velké ztráty, jako je například u sinusového filtru, kde je rezonanční frekvence nižší. V rovnici (4.26) je dokázáno dodržení této podmínky v našem návrhu. [13]

Pro výpočet odporu filtračního rezistoru R_F vycházíme z Obr. 4.8 a hodnotu odporu vypočítáme podle jeho zařazení v obvodu a impedanci Z_F , kdy:

$$Z_F = \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} = \sqrt{\frac{8,7 \cdot 10^{-6}}{1,15 \cdot 10^{-9}}} = 87 [\Omega] \quad (4.27)$$

Pro paralelní zapojení a)

$$R_{Fa} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} = \frac{1}{2} \cdot 87 = 43,5 \text{ } [\Omega] \quad (4.28)$$

Pro sériové zapojení b)

$$R_{Fb} = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} = 2 \cdot 87 = 174 \text{ } [\Omega] \quad (4.29)$$

V našem případě budeme využívat zapojení a), ve kterém lze více omezit kapacitní proudy vzniklé parazitní kapacitou vedení, které by v případě zapojení b) nebyly ovlivněny filtračním odporem. Vypočtené hodnoty filtru uvedené v Tab. 4.2 jsou pouze orientační, protože pro optimální nastavení je potřeba uvažovat i neznámou parazitní kapacitu kabelového vedení motoru. Ladění filtru bude tedy probíhat dodatečně při oživování střídače a zapojeným uvažovaným motorem.

Tab. 4.2 Hodnoty du/dt filtru.

Parametr	Značení	Vypočítaná	Vybraná	Jednotky
Indukčnost filtru	L_F	8,7	6,8	μH
Kondenzátor filtru	C_F	1.15	1,36*	nF
Rezistor filtru	R_F	43.5	33	Ω
Strmost	du/dt	6	6	$\text{kV}/\mu\text{s}$
Resonanční frekvence filtru	f_{res}	1,59	-	MHz

*Kapacita filtru bude laděna podle parazitní kapacity kabeláže z hodnot (0 / 1,36 nF / 0,94 nF / 0,44 nF).

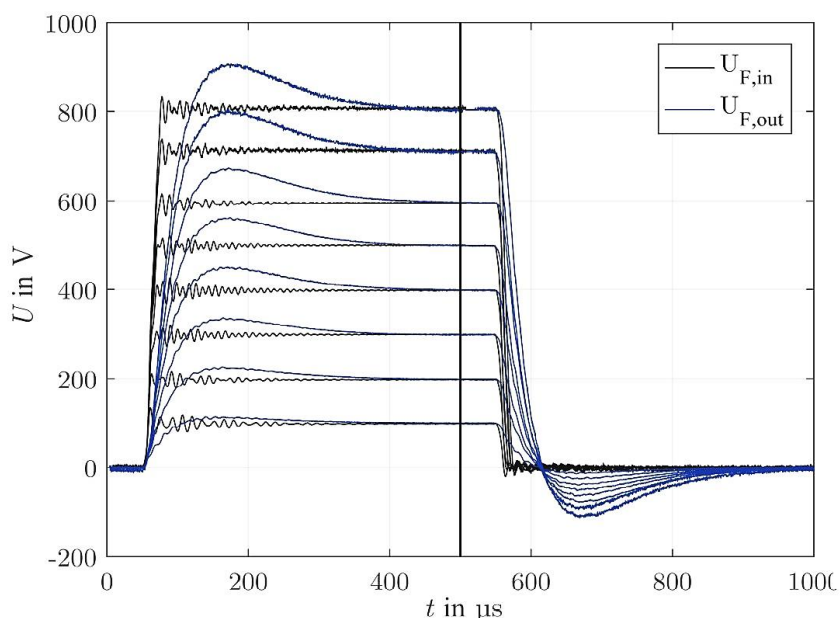
Ztráty filtru odpovídají rozdílu původní od požadované strmosti hran, velikosti pracovního proudu a velikosti filtrační kapacity. Hodnotu ztrát na rezistorech lze tak stanovit pouze přibližně podle rovnice (4.30) podle nabíjení a vybíjení filtračních kondenzátorů (nabíjení a vybíjení je cyklus v každé periodě proto je vzorec násoben dvěma, p_f - počet fází). [13]

$$P_F = p_f \cdot 2 \cdot f_{PWM} \cdot \frac{C_F \cdot U_{DC}^2}{2} = 3 \cdot 2 \cdot 40000 \cdot \frac{1,36 \cdot 10^{-9} \cdot 600^2}{2} = 58,7 \text{ } [W] \quad (4.30)$$

Výsledek rovnice (4.30) dokázal, že ztrátový výkon na rezistorech je velký, a jelikož se jedná pouze o odhad je volen rezistor TEH140M33R0FE o výkonu 140 W [35], který má izolované pouzdro TO-247 a je tedy možné ho přímo upevnit na plochu chladiče šroubem.

Filtrační kapacitu se při návrhu snažíme udržet na co nejmenší hodnotě, jelikož vysoká kapacita filtru zpříčiňuje vysoké kapacitní proudy, které zbytečně zatěžují měnič. V našem případě je vypočítaná kapacita malá, a proto bude mít velký vliv i parazitní kapacita fázových vodičů k motoru a při stálé nebezpečné strmosti napět'ových hran ji lze snížit přidáním dodatečných ladicích diskretních kondenzátorů při oživování.

Je nutné podotknout, že strmost je závislá na velikosti napájecího napětí U_{DC} , což znamená, že pro vyšší napětí by při stejné době sepnutí vzrostla strmost. Na Obr. 4.9 jsou zobrazeny průběhy stejného filtru, pro různá napájecí napětí. Jelikož návrh du/dt filtru byl proveden pro maximální dovolené napájecí napětí akumulátoru, bude v reálném provozu napájecí napětí nižší a tedy i strmost hran bude nižší.



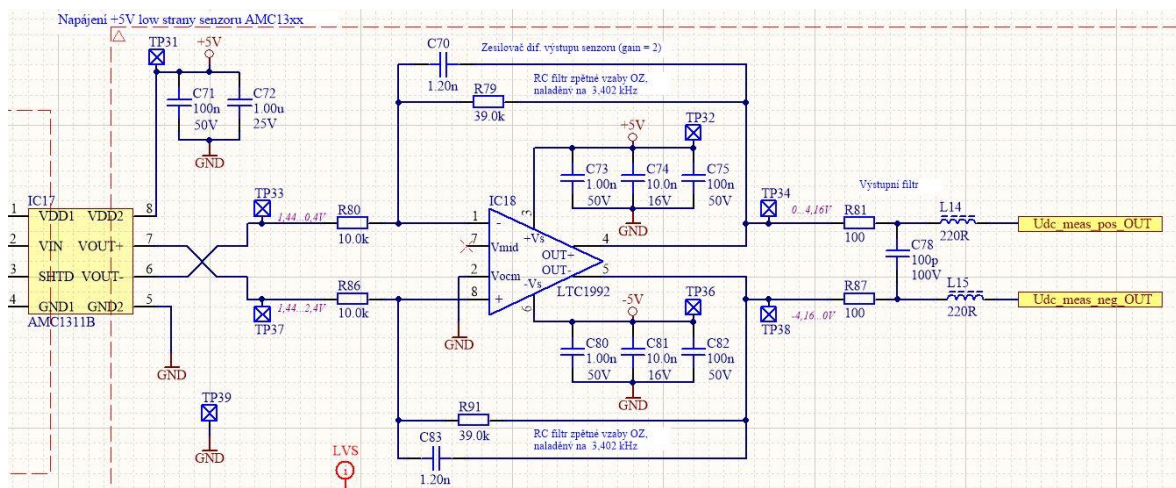
Obr. 4.9 Závislost strmosti filtrovaného napětí na napájecím napětí [14]

4.5 Měřicí obvody

Pro správné řízení a kontrolu střídače je nutné znát hodnoty následujících pracovních veličin: napětí DC-linku, napětí ve fázi, proudy ve fázích a teploty chladiče. Všechna měření, která se provádí na střídači, jsou konstrukčně velmi podobná a skládají se z několika základních bloků, seřazených podle směru signálu:

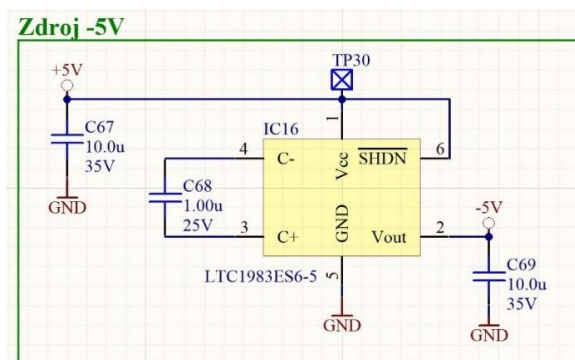
- Napět'ové přizpůsobení
- Vstupní filtr
- Galvanické oddělení
- Diferenciální operační zesilovač a filtr zpětné vazby
- Výstupní filtr

Nastavení jednotlivých bloků se liší podle druhu měřené veličiny a jejího očekávaného průběhu (amplituda, frekvence, ...) a změřená informace je přivedena do MCU diferenciálním signálem (kladnou a zápornou polaritou), aby bylo zabráněno vlivu okolních elektromagnetických polí. Tento princip zajistí menší zkreslení informace, jelikož okolní vlivy se projeví jak na prvním, tak i na druhém vodiči, ovšem rozdíl napětí mezi vodiči (= užitečný signál) zůstane stejný a informace je nezkreslena. Pro dodržení tohoto principu je nutné, aby při návrhu plošné desky byly cesty blízko u sebe a kopírovaly svoji cestu. Pro tvorbu tohoto signálu je využito diferenciální zesilovač LTC1992 [31], jehož zapojení je zobrazeno na Obr. 4.10. Kvůli dobré odolnosti proti rušení je zapojení diferenciálního operačního zesilovače použito u všech typů měření a schéma se mění pouze hodnotami kondenzátorů a rezistorů pro nastavení filtrované frekvence.



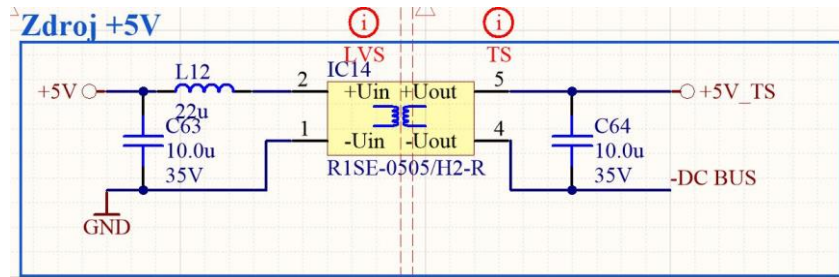
Obr. 4.10 Zapojení diferenciálního operačního zesilovače

Pro napájení záporné polaritě -5 V všech diferenciálních operačních zesilovačů je využito obvod LTC1983ES6-5 [29], který je zapojen jako nábojová pumpa. Zapojení znázorňuje Obr. 4.11.



Obr. 4.11 Schéma nábojové pumpy -5 V

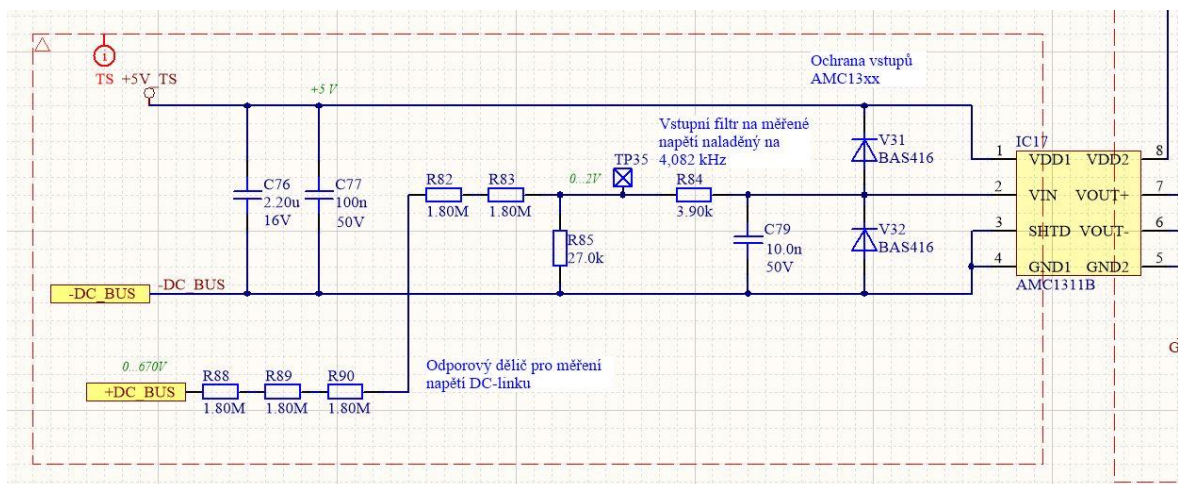
Členy pro galvanické oddělení AMC13xx jsou na vysokonapěťové straně napájeni DC-DC izolovaným měničem R1SE-0505/H2-R [30] napětím +5 V a jeho zapojení je zobrazeno na Obr. 4.12.



Obr. 4.12 Schéma izolovaného DC-DC zdroje pro +5 V_TS

4.5.1 Měření napětí v DC-linku

Základním parametrem pro regulaci je měření napětí na stejnosměrné straně. Toto napětí odpovídá aktuálnímu stavu trakčního akumulátoru, a proto je vhodné ho měřit co nejbližší kondenzátorům v DC-linku (viz návrh v kapitole 4.1). Zde je napětí nejstabilnější a dochází zde k potlačení zvlnění napětí do spínání. Na vstupu měření dochází ke snížení a filtrování vstupního napětí na úroveň měřitelnou integrovaným obvodem AMC1311B [32]. Zapojení vstupní vysokonapěťové strany je zobrazeno na Obr. 4.13.



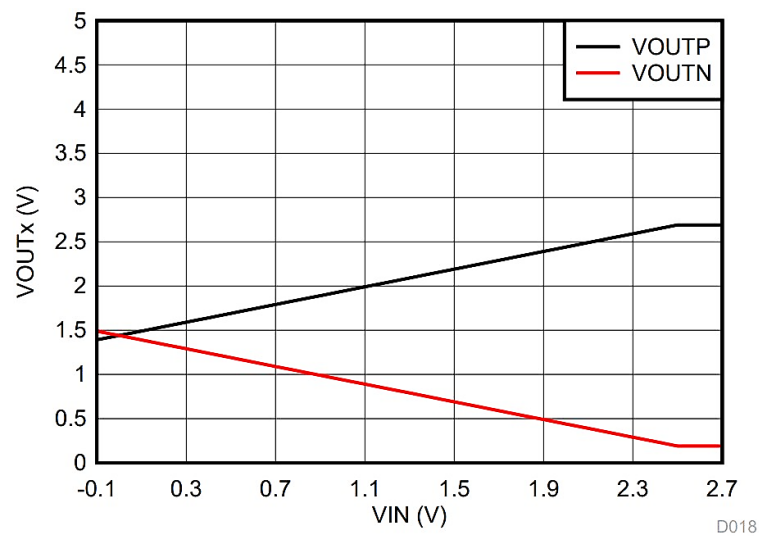
Obr. 4.13 Měření DC napětí: vysokonapěťová část

Na výstupu galvanického oddělení AMC1311B je dále signál zesílen a filtrován pomocí diferenciálního zesilovače. Parametry měřicího obvodu jsou uvedené v Tab. 4.3.

Tab. 4.3 Parametry obvodu pro měření napětí DC- linku - U_{DC}

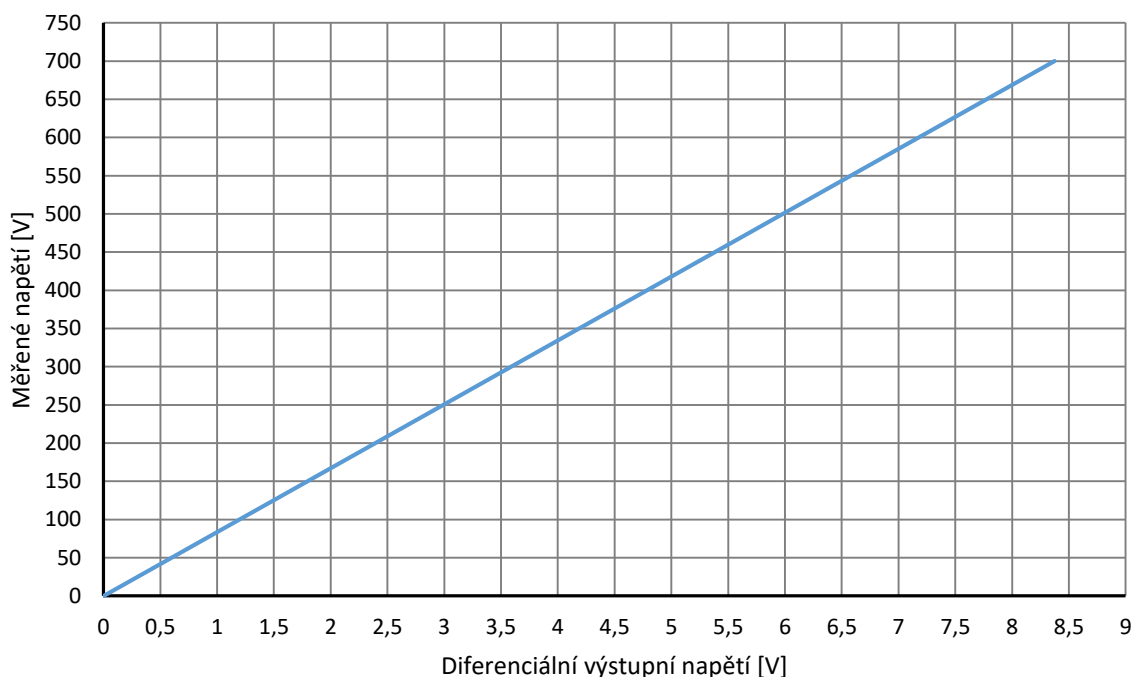
Parametr	Hodnota	Jednotky
Měřicí rozsah	0 ...670	V
Napěťové přizpůsobení	0...2	V
Frekvence vstupního filtru	4 082	Hz
Výstupní napětí galvanického oddělení	0,4...2,4	V
Frekvence filtru zpětné vazby	3 402	Hz
Výstupní rozsah	-4.16...+4.16	V

Závislost vstupu na výstupu je lineární a při přiblížení k hraničním měřicího rozsahu dochází k nelinearitě, která vede až k saturaci výstupních veličin na maximální hodnotu galvanického zesilovače, jak je znázorněno na Obr. 4.14. Při zpracování takto zkreslených výsledků je v MCU vhodné přidat upozornění, že měření probíhá mimo lineární měřicí rozsah a výsledek nemusí být při vyhodnocování přesný. [32]



Obr. 4.14 Závislost vstupu na diferenciální výstup AMC1311B [32]

Přímá závislost napětí na DC-linku a diferenciálním výstupem měření je zobrazen na Obr. 4.15.



Obr. 4.15 Závislost měřeného napětí na výstupu

4.5.2 Měření napětí ve fázi

Další měření probíhá na výstupním napětí jednotlivých fází, vůči záporné polaritě akumulátoru (-DC_BUS). Měření fázového napětí je značně závislé na spínací frekvenci střídače a měřeného napětí. Při nízkých otáčkách je vytvářeno nízké napětí úzkými pulzy a měřicí obvod nemusí hodnotu s dostatečnou přesností zaznamenat. Při vysokých otáčkách je zase vytvářena vyšší základní frekvence, která by mohla být filtrem potlačena. Přesnost měření tak odpovídá nastavení filtru, které se snaží potlačit spínací složku a vyhladit obdélníkové hrany. V ideálním případě by výstupem měření byl sinusový signál odpovídající fázovému napětí, nicméně v reálném případě může při vyšších otáčkách a předimenzovaném filtru docházet ke zkreslení základního sinusového signálu, které způsobí fázový posun a potlačení užitečného signálu.

Filtry jsou primárně naladěny pro potlačení spínací složky. Pokud by se však při ožívání střídače ukázalo, že potlačení je nedostatečné, bude ladění filtru prováděno dodatečně, aby bylo docíleno ideálního optima mezi měřicím rozsahem napětí, měřicím rozsahem frekvence a přesností.

Schéma zapojení je stejné jako při měření napětí v DC-linku (Obr. 4.10 a Obr. 4.13). Přičemž obvody se liší pouze rezonanční frekvencí filtrů. Parametry jsou shrnuty v Tab. 4.4.

Tab. 4.4 Parametry obvodu pro měření napětí ve fázi - U_F

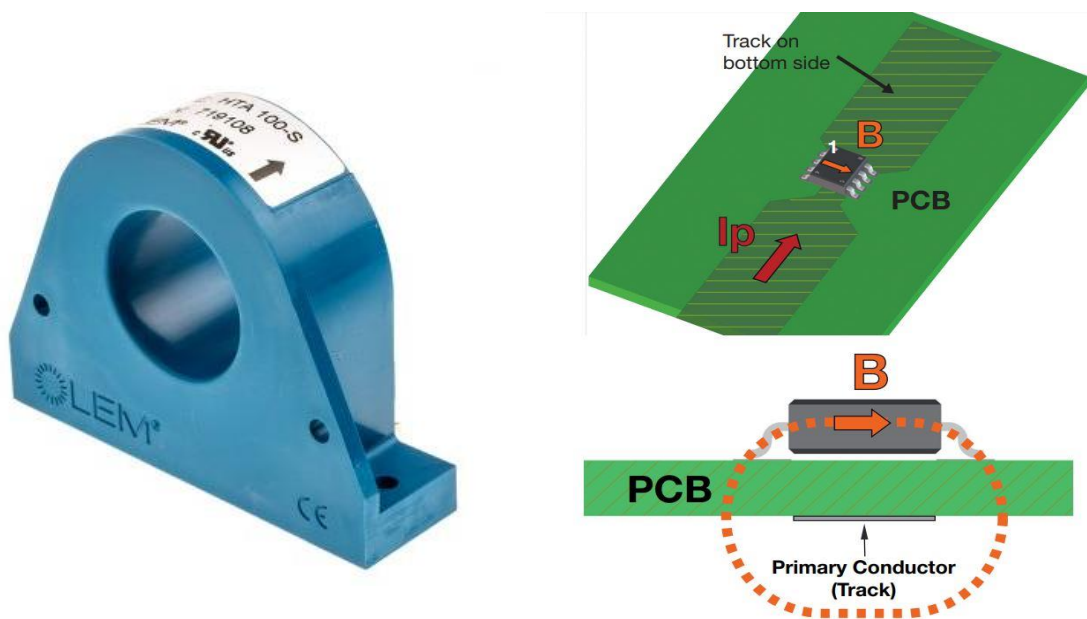
Parametr	Hodnota	Jednotky
Měřicí rozsah	0 ...670	V
Napěťové přizpůsobení	0...2	V
Frekvence vstupního filtru	40 190	Hz
Výstupní napětí galvanického oddělení	0,4...2,4	V
Frekvence filtru zpětné vazby	30 843	Hz
Výstupní rozsah	-4.16...+4.16	V

Závislost měřeného fázového napětí na výstupu je stejná jako při měření napětí DC-linku v předchozí kapitole (viz Obr. 4.15).

4.5.3 Měření proudu ve fázi

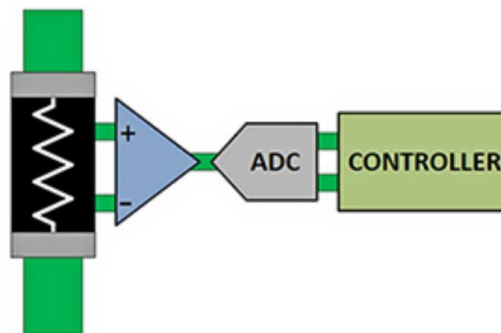
Měření proudu je důležité pro řízení a kontrolu poruchových stavů nebo zkratu. Lze ho provádět několika způsoby, které se dělí podle fyzikálního vlivu proudu.

Nejčastějším způsobem je měření pomocí Hallovy sondy, která určuje proud protékající vodičem podle velikosti vytvořeného elektromagnetického pole. Toto pole vytvoří v sondě Hallovo napětí, které je dále zpracováno na užitečný signál. Tento princip navíc zajišťuje galvanické oddělení a odolnost proti přetížení. Sonda může být konstruována s otevřeným nebo uzavřeným magnetickým polem. Při uzavřeném poli prochází vodič středem sondy, zatímco s otevřeným polem lze usadit sondu přímo na vodič například v PCB provedení, čímž je konstrukce jednodušší a prostorově méně náročná. První typ sondy je používanější pro vyšší proudy (100ky A) a druhá sonda pro nižší proudy (1ky - 10ky A). Oba typy sond znázorňuje Obr. 4.16.



Obr. 4.16 Sonda s uzavřeným mag. obvodem (vlevo), Měření s otevřeným mag. obvodem (vpravo) [15]

Další metodou je měření proudu pomocí úbytku napětí na rezistoru. Pro tuto metodu se využívá rezistor s malým odporem, velkou přesností a malou tepelnou závislostí. V anglické literatuře se tyto rezistory označují jako current shunt resistor nebo také jako current sense resistor. Vzniklé napětí na rezistoru lze poté zesílit a převést na požadovaný signál. Princip zapojení je zobrazen na Obr. 4.17.



Obr. 4.17 Princip měření proudu pomocí rezistoru [16]

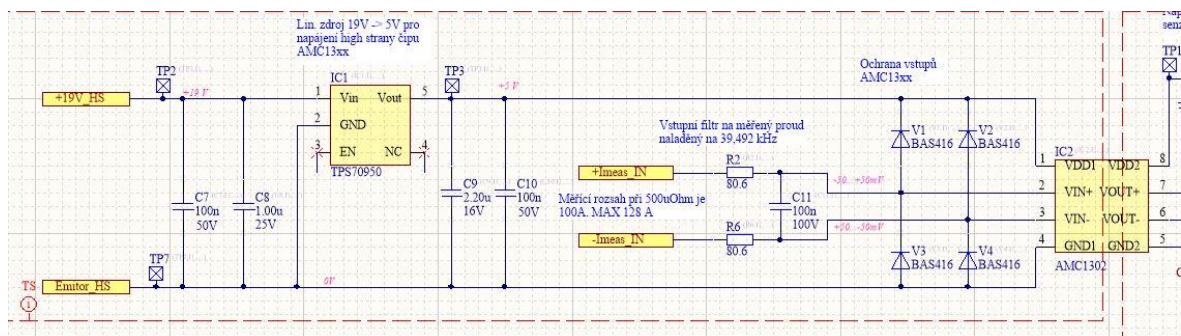
V našem případě využijeme metodu měření na rezistoru. Vzniklé napětí na rezistoru je zesíleno a galvanicky odděleno integrovaným obvodem AMC1302 [18]. Doporučované vstupní napětí je v rozmezí ± 50 mV a požadovaný měřicí rozsah je ± 100 A. Potřebný rezistor pro měření je tedy vypočítán z rovnice (4.31) a jeho ztrátový výkon ve jmenovitém pracovním bodu ($I_N = 53$ A) z rovnice (4.32).

$$R_{sense} = \frac{U_{amc}}{I_{rozsah}} = \frac{0,05}{100} = 5 \cdot 10^{-4} \Omega = 500 \mu\Omega \quad (4.31)$$

$$P_{R_{sense}} = R_{sense} \cdot I_N^2 = 5 \cdot 10^{-4} \cdot 53^2 = 1,4 \text{ W} \quad (4.32)$$

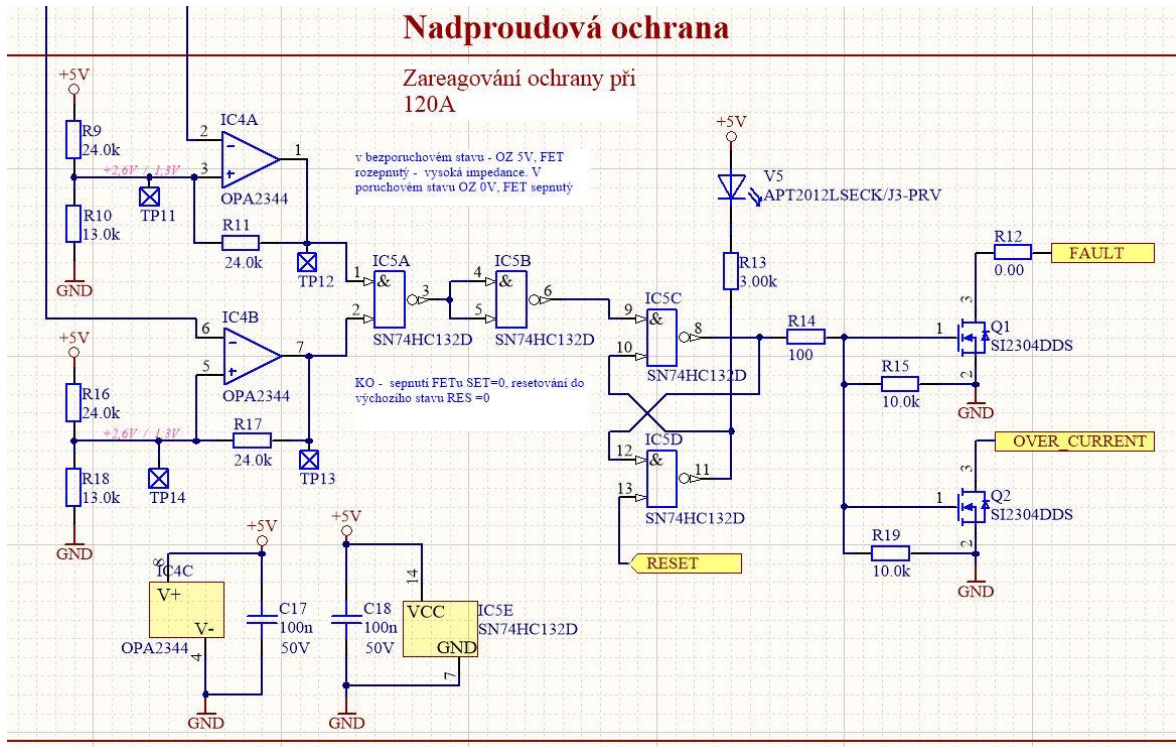
Podle požadovaných parametrů byl vybrán odpor PSEDTEL500F s hodnotou odporu $500 \mu\Omega$ a ztrátovým výkonem 5 W. Blíže je rezistor popsán v datasheetu [17].

Vysokonapěťová vstupní část měření je zobrazena na Obr. 4.18. Tato část je na stejném potenciálu jako fázové napětí a pro napájení tohoto obvodu je výhodné využít napájecí zdroje MGJ1D051905MPC, které primárně slouží pro napájení horních driverů. Napětí +19 V je poté upraveno lineárním stabilizátorem na +5 V pro oddělovací člen AMC1302 a pro tvorbu diferenciálního signálu je opět využíváno zapojení podle Obr. 4.10.



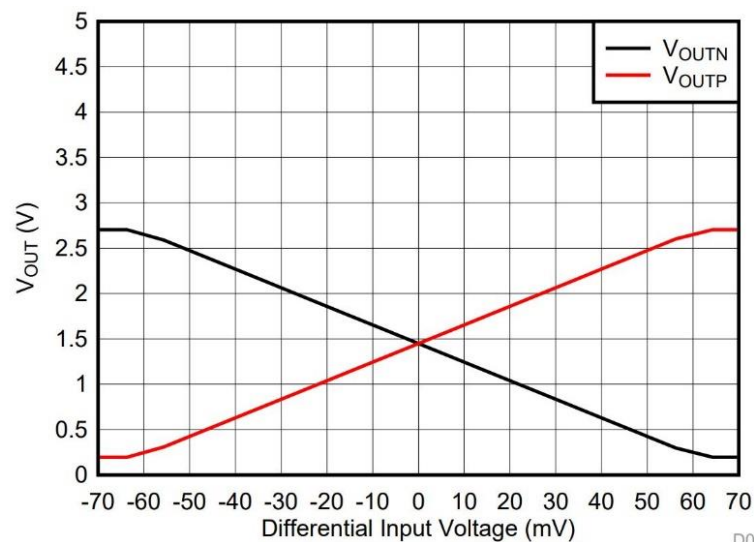
Obr. 4.18 Měření proudu: vysokonapěťová část

Do měřicího obvodu byl přidán ochranný obvod pro kontrolu nadproudů (viz Obr. 4.19). V případě překročení mezní hodnoty dojde k vybavení ochrany, vypnutí řídicích signálů driverů pomocí společného propojeného signálu FAULT a ohlášení nadproudu MCU pomocí signálu OVER_CURRENT. Rozsvícením signalizačních LED lze identifikovat, která ochrana fáze byla vybavena a pro obnovení činnosti do výchozího stavu je možné přejít signálem RESET. Reakční hodnota je nastavena pomocí napěťového děliče na 2,6 V pro kladný a záporný výstup oddělovače AMC1302.



Obr. 4.19 Měření proudu: Nadproudová ochrana

Podle Obr. 4.20 tato hodnota odpovídá úbytku na měřicím rezistoru 60 mV, který nastane při proudu 120 A. Nastavená vypínací hodnota proudu je vyšší než je lineární měřicí rozsah a nemusí nutně nastat při této hodnotě. (viz Obr. 4.20).



Obr. 4.20 Závislost vstupu na výstup AMC1302 [18]

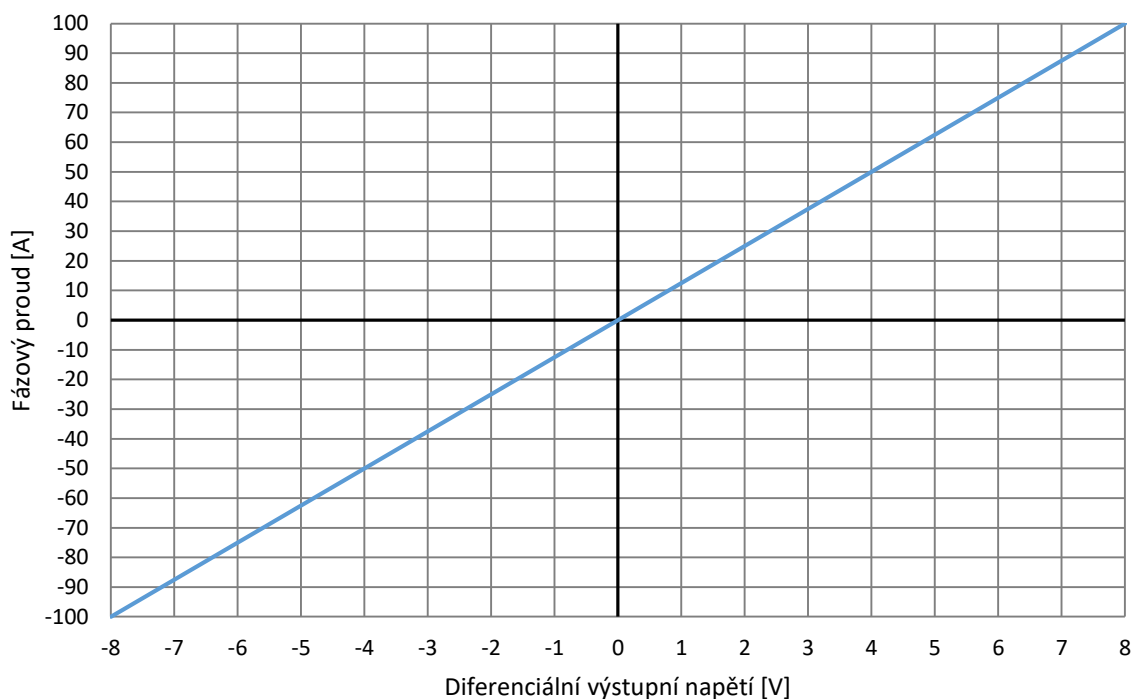
Při testování konstruovaného obvodu (propisováno v kapitole 9) bylo zjištěno, že nadproudová ochrana vykazuje nestabilitu a při spuštění již hlásí poruchový stav. Pro zajištění funkčnosti by bylo vhodnější nahradit rezistory R10 a R18 Zenerovými diodami s prahovým napětím 2,6 V a okolní rezistory přiřadit tak, aby reakční napěťová úroveň byla co nejstabilnější i při změně napájecího napětí nebo vlivu zpětné vazby.

Klíčové parametry obvodu pro měření proudu jsou uvedené v tabulce Tab. 4.5.

Tab. 4.5 Parametry obvodu pro měření proudu ve fázi - I_F

Parametr	Hodnota	Jednotky
Měřicí rozsah	0 ... 100	A
Napěťové přizpůsobení	-50...+50	mV
Frekvence vstupního filtru	39 492	Hz
Výstupní napětí galvanického oddělení	0,4...2,45	V
Frekvence filtru zpětné vazby	40 829	Hz
Výstupní rozsah	-4.16...+4.16	V
Zareagování nadproudové ochrany	120	A

Přímá závislost proudu ve fázi a diferenciálním výstupem měření je zobrazen na Obr. 4.21.



Obr. 4.21 Závislost fázového proudu na výstup

4.5.4 Měření teploty

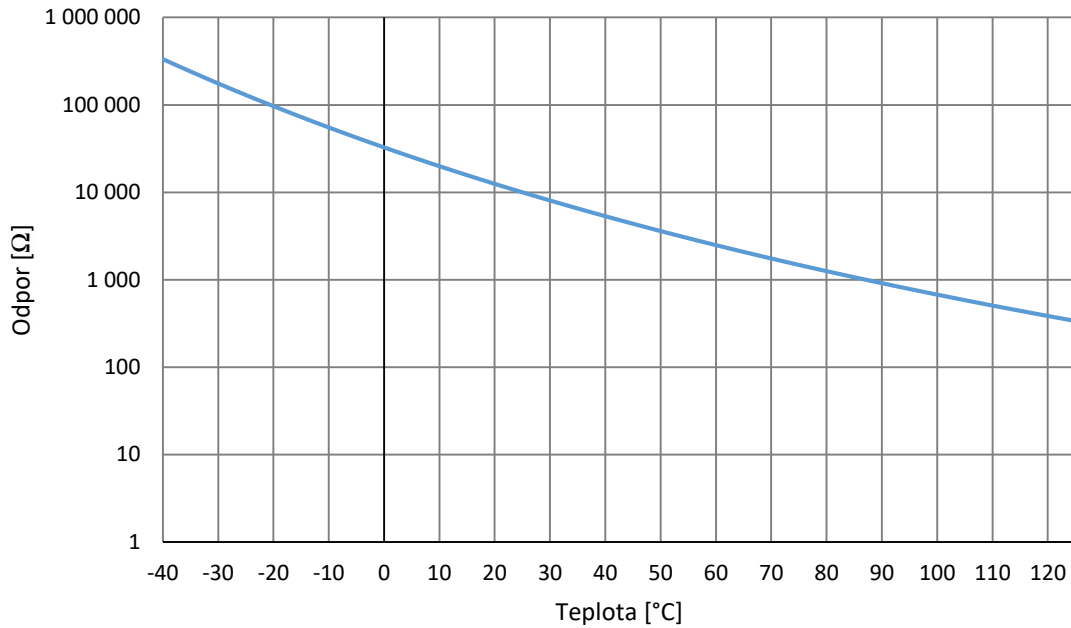
Pro bezpečný chod je vhodné měřit i aktuální teplotu chladiče a chránit měnič proti překročení maximální teploty. Teplota nezávisí jen na pracovním bodu měniče, ale i teplotě okolní, rychlosti chodu ventilátorů, stárnutí teplovodivých materiálů a čistoty chladiče. Všechny tyto vlivy by mohly vést k jeho tepelnému přetěžování a následně i ke zničení. Nejvíce tepelné energie se vytvoří na výkonových tranzistorech, a proto je nejvhodnější měřit v jejich blízkosti. Většina výrobců vyrábí své výkonové kompaktní moduly již se zabudovaným teplotním čidlem.

Teplotní čidla dělíme na několik typů. Nejčastěji jsou využívány materiály, které mění svůj vnitřní odpor v závislosti na teplotě. Kovové materiály mají standardní kladnou teplotní závislost, která je téměř lineární (v určitém měřicím rozsahu). Používané kovy jsou například platina (Pt), nikl (Ni) a nově se používá i iridium (Ir). Nejrozšířenějším senzorem tohoto typu je platinové čidlo označované jako PT100 (název je odvozen podle odporu 100Ω při $0 \text{ }^\circ\text{C}$). Podobná čidla mají podobné číselné označení podle svých odporů při $0 \text{ }^\circ\text{C}$. [2]

Další typ čidel jsou termočlánky, které měří na principu termoelektrického jevu. Dva různé galvanicky spojené kovy mezi sebou vytvoří napětí, podle rozdílu teplot na tomto spojení a na konci kovů. Tento typ je využíván spíše pro laboratorní a jiné účely než je ten náš. [2]

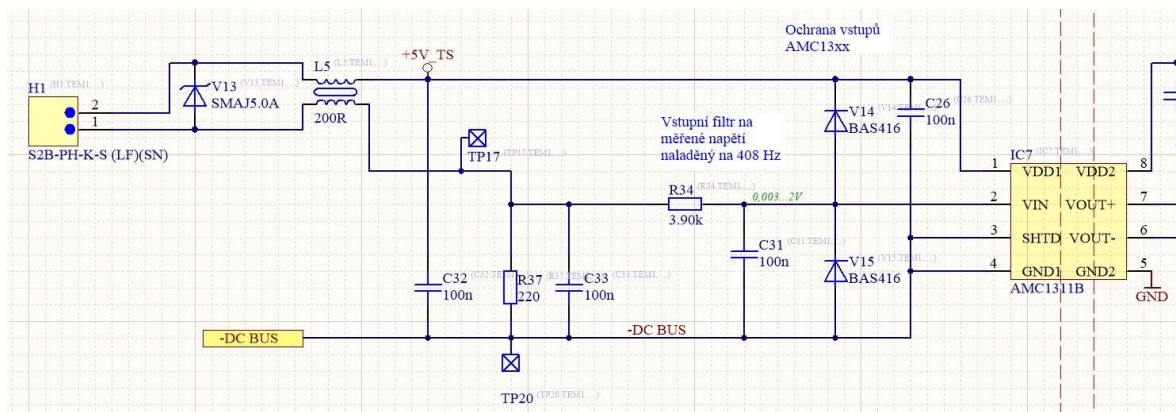
Pro naše účely bude využito měření pomocí termistorů. Tato teplotní čidla jsou složena z polykrytalické keramiky (směsi oxidů kovů), která také mění svůj vnitřní odpor podobně jako kovy, ale tentokrát nelineárně. Závislost na teplotě je buď kladná (PTC), nebo častěji využívaná záporná (NTC). U čistě kovových odporových senzorů se velikost odporu mění asi o 0,4 % na stupeň celsia. U termistorů je odchylka až 3 - 5 % a to znamená, že závislost na teplotě je značně vyšší, čímž roste i přesnost měření. [2]

V konstrukci měniče využíváme diskrétní prvky, které vnitřně zabudovaná čidla neobsahují a bude tedy využito externího měření na dvou místech chladiče v blízkosti tranzistorů s použitím zmíněného NTC termistoru NTCALUG03A103G $10 \text{ k}\Omega$ ($25 \text{ }^\circ\text{C}$) [21]. Závislost odporu na teplotě je v logaritmickém měřítku zobrazena na Obr. 4.22.



Obr. 4.22 Závislost NTC termistoru NTCALUG03A103G na teplotě [21]

Termistor je pomocí konektoru propojen se vstupním obvodem, který zahrnuje filtr, napěťový dělič a galvanické oddělení AMC1311B [32] (viz Obr. 4.23). Informace je dále zpracovávána diferenciálním operačním zesilovačem, stejně jako u předchozích měřicích zapojení (viz Obr. 4.10). Parametry obvodu jsou shrnuty v Tab. 4.6.



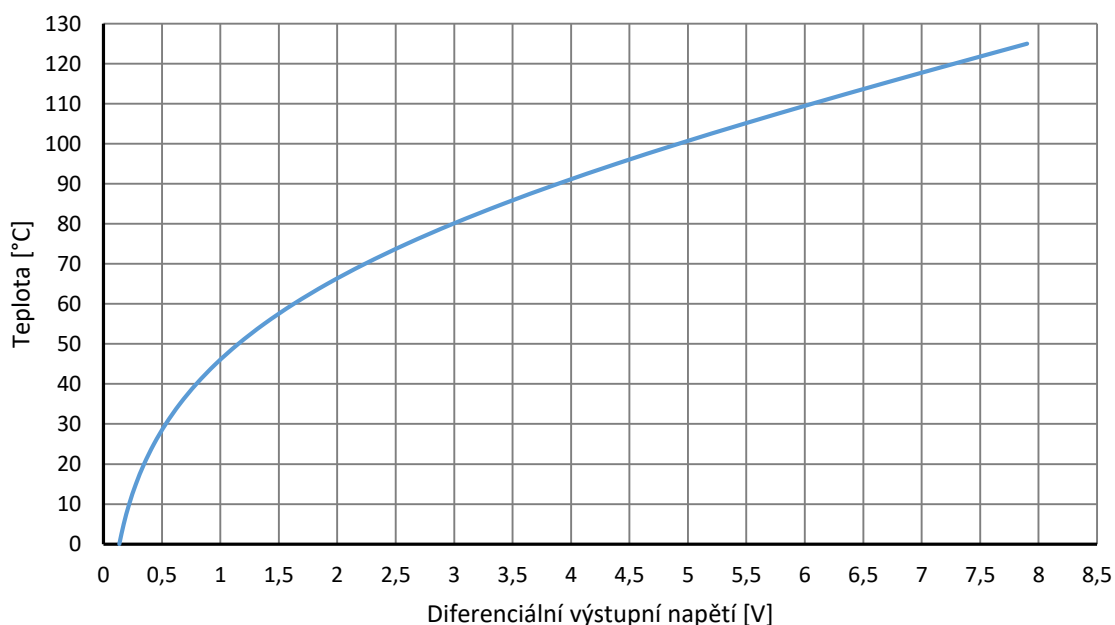
Obr. 4.23 Vstupní obvod pro měření teploty

Tab. 4.6 Parametry obvodu pro měření teploty

Parametr	Hodnota	Jednotky
Měřicí rozsah	-40 ...125	°C
Napěťové přizpůsobení	0.003...2	V
Frekvence vstupního filtru	408	Hz
Výstupní napětí galvanického oddělení	0,4...2.4	V
Frekvence filtru zpětné vazby	408	Hz
Výstupní rozsah	-4.16...+4.16	V

Měřicí termistor je možné mechanicky upevnit přímo na měřený chladič šroubem M2, přičemž měření bude probíhat na dvou místech chladiče. Měření je galvanicky odděleno, i když měřená část není pod nebezpečným vysokým napětím (chladič je „ukostřen“), čímž je zajištěna dodatečná ochrana řídicího obvodu a MCU v případě poruchy, výskytu nebezpečného napětí na chladiči nebo proražení vlastní izolace termistoru. Tyto termistory jsou spojeny s obvodem přes konektory a v případě demontáže desky je nutné je odpojit. Napětí je měřeno na předřadném rezistoru a je vztaženo k (-DC_BUS).

Na závislosti měřené teploty na diferenciálním výstupu (viz Obr. 4.24) lze zaznamenat nelinearitu termistoru, která se projeví menší citlivostí při nízkých teplotách.



Obr. 4.24 Závislost teploty chladiče na výstupu

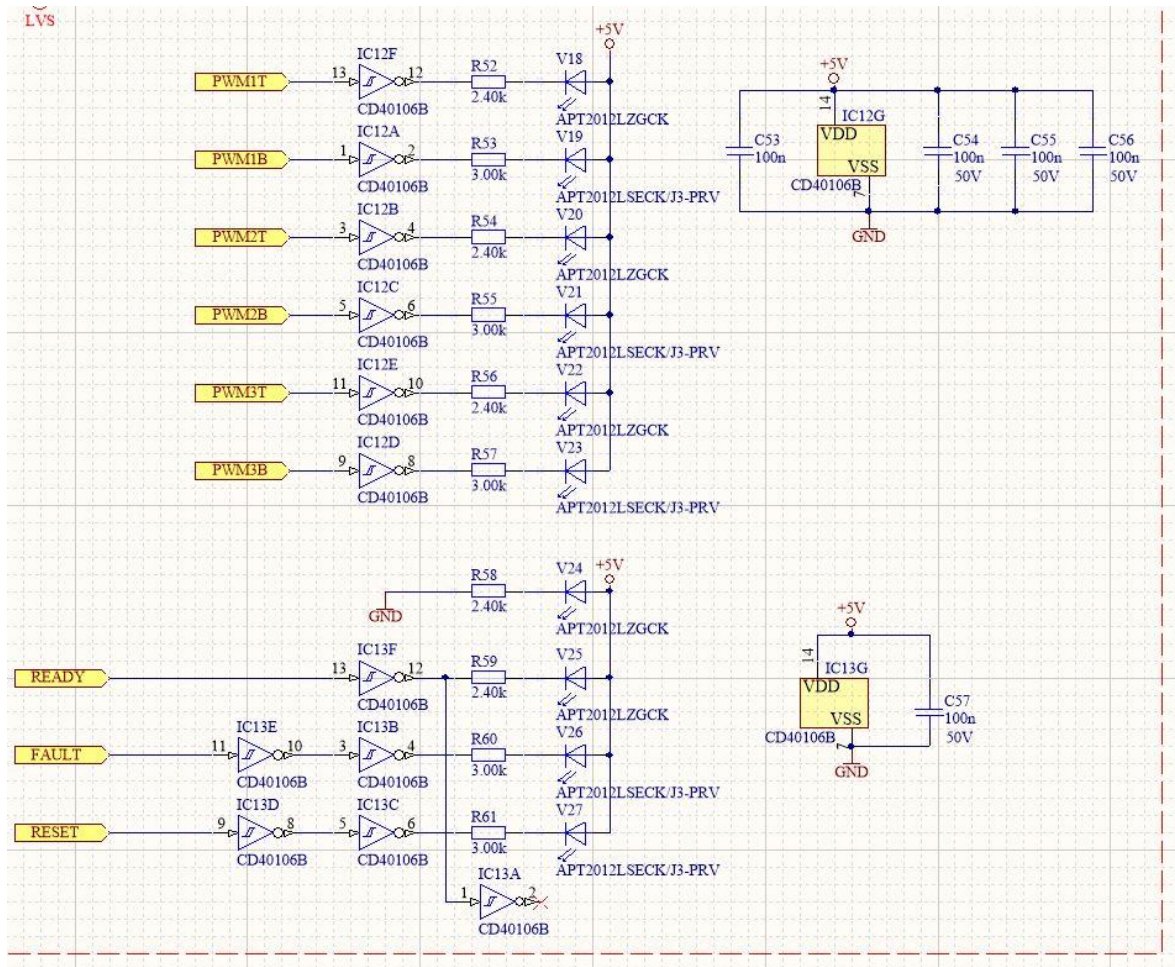
4.5.5 Informační signalizace

Tento blok zahrnuje nejen některé výstupy z výše popsaných měření, ale i aktuální stav sepnutí MOSFETů. Je tak umožněn komfortnější přehled o stavu měniče při oživování i bez měřících prostředků nebo propojení s MCU. Některé signalizační prvky byly sice uvedeny již v předchozích kapitolách (4.2 a 4.5.3), nicméně zde jsou uvedeny znovu pro úplnost a lepší přehlednost jednotlivých částí měniče. Aktivní činnost jednotlivých signálů je určena rozsvícením LED. V Tab. 4.7 jsou shrnuty specifikace.

Tab. 4.7 Popis a funkce signalizačních LED

Signál	Barva	Popis
PWM1T	Zelená	Sepnutí horních prvků fáze 1
PWM1B	Červená	Sepnutí dolních prvků fáze 1
PWM2T	Zelená	Sepnutí horních prvků fáze 2
PWM2B	Červená	Sepnutí dolních prvků fáze 2
PWM3T	Zelená	Sepnutí horních prvků fáze 3
PWM3B	Červená	Sepnutí dolních prvků fáze 3
POWER LVS	Zelená	Napájení +5 V měniče
READY	Zelená	Správné napájení driverů z obou napěťových stran
FAULT	Červená	Vybavení desaturační ochrany / vybavení nadproudové ochrany
RESET	Červená	Resetování driverů a nadproudových ochran
POWER TS	Červená	Napájení z trakčního akumulátoru
OVERCURRENT1	Červená	Vybavení nadproudové ochrany fáze 1
OVERCURRENT2	Červená	Vybavení nadproudové ochrany fáze 2
OVERCURRENT3	Červená	Vybavení nadproudové ochrany fáze 3

Signály jsou doplněny o obvod s invertory (viz Obr. 4.25) a signály tak nebudou proudově zatíženy.



Obr. 4.25 Signalizační LED řídicích signálů

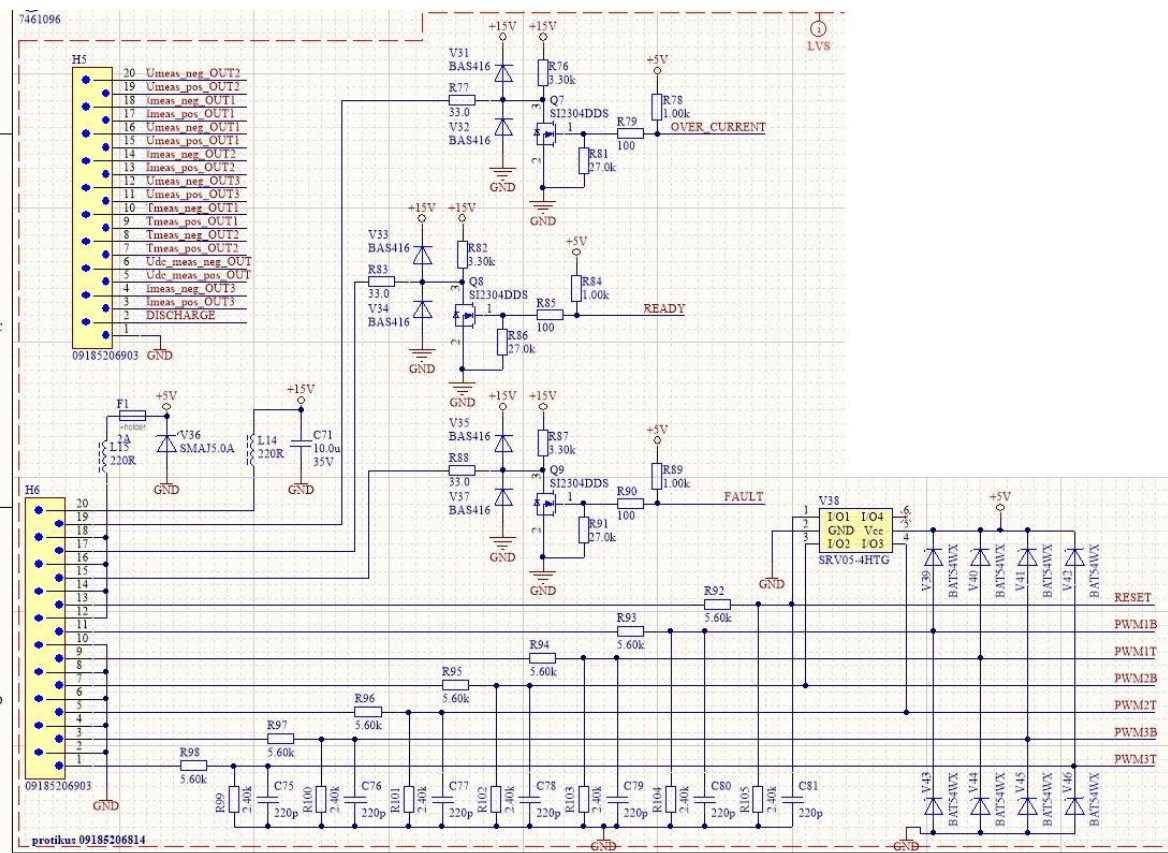
Při testování konstruovaného střídače (kapitola 9.7) bylo zjištěno, že LED svítí velice jasně i při nízkém poměru sepnutí PWM, a proto by bylo vhodnější zvýšit odpory předřadných rezistorů.

5 Požadavky na interface

Měnič je nutné řídit pomocí MCU, který řídí jak levý, tak pravý motor. Pro správnou komunikaci mezi motorem a MCU je třeba vytvořit interface, který zpracuje signály od motoru (otáčky a teplota motoru). Do obvodu interface je nutné navíc umístit i zdroj pro napájení nízkonapěťové části měniče (+5 V, +15V) a napájení pro axiální ventilátory chladiče (+12 V) s případnou regulací otáček ventilátorů podle teploty.

5.1 Propojení se střídačem

Komunikace zahrnuje ovládací a informační signály pro drivery a změřené hodnoty proudů, napětí a teploty. Rozvržení pinů (viz Obr. 5.1) na střídači využívá dva 20-pinové konektory typu 09185206903 od výrobce Harting [22]. Jedná se o zahnutý konektor se zámkem pro pevné uchycení kabeláže, přičemž protikusem pro tento konektor je 09185206814 [23], který je určen pro ploché signálové kabely. Na vstupu konektoru pro signály PWM jsou ochranné obvody, filtrační obvody a napěťové přizpůsobení z 15 V na 5 V používaných v měniči.



Obr. 5.1 Zapojení konektorů

Pro napájení měniče napětím +5 V je třeba navrhnout napájecí zdroj, jehož výkon zahrnuje i spotřebu budičů (4.16), měřicích obvodů, napájecích zdrojů a informačních LED o celkovém výkonu odpovídající výsledku rovnice (5.3). Zdroj +5 V bude umístěn na interface pro napájení měniče a musí splňovat minimální výkon 5,62 W. Při různých stavech měniče se liší odebíraný výkon a pro lepší stabilitu napětí je vhodné výkonově předdimenzovat zdroj.

$$P_{+5V} = 2 \cdot \left(6 \cdot \left(P_{driver_{IN}} + \frac{P_{driver_{budič}}}{\eta} \right) + 9 \left(\frac{P_{measrure_{TS}}}{\eta} + P_{meaure_{LS}} \right) + 10 \cdot P_{LED} \right) \quad (5.1)$$

$$P_{+5V} = 2 \cdot \left(6 \cdot \left(5 \cdot 0,0045 + \frac{0,15}{0,75} \right) + 9 \cdot \left(\frac{5 \cdot 0,01}{0,75} + 5 \cdot 0,015 \right) + 10 \cdot 5 \cdot 0,004 \right) \quad (5.2)$$

$$P_{+5V} \cong 5,62 [W] \quad (5.3)$$

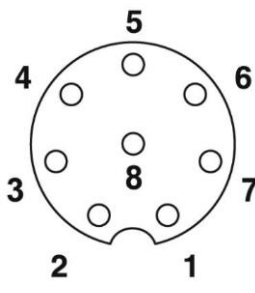
Další částí je napájení tří axiálních ventilátorů chladiče. Jedná se o chladič LA 30 100 12 [33] s axiálními ventilátory empapst 612 JH, 12 V DC [24] navržený v kapitole 7.2. Podle datasheetu je potřebný výkon pro jeden ventilátor 7,7 W, což znamená, že požadovaný výkon pro ventilátory je 23,1 W.

5.2 Propojení s motorem

Použitý motor od firmy AMK (popsaný v kapitole 2.2) obsahuje zabudovaná čidla pro měření otáček a měření teploty. Podle varianty motoru je informace z čidel vedena buď vlastním kabelem, nebo společně se silovým vedením. K zapojení měřicí kabeláže motoru výrobce použil konektor M12 socket s 8 piny a jejich rozvržení je uvedeno v

Tab. 5.1. Pro měření teploty je využíván sensor KTY 84-130 a pro měření otáček (polohy) rotoru je využito absolutní čidlo s digitálním výstupem EnDat 2.2. [25]

Tab. 5.1 Zapojení konektoru M12 - 8 pin [25]

Zapojení	Pin	Signál	Popis
	1	KTY-	Teplotní senzor, záporná polarita
	2	KTY+	Teplotní senzor, kladná polarita
	3	DATA+	Digitální datový signál
	4	DATA-	Digitální datový signál (invertovaný)
	5	GND	Zem
	6	CLOCK+	Hodinový signál
	7	CLOCK-	Hodinový signál (invertovaný)
	8	+5 V	Napájecí napětí

6 Výpočty ztrát

Po výběru MOSFETů a budičů jsou využity jejich parametry v datasheetech pro výpočet tepelných ztrát, které bude nutné odvádět na chladicí zařízení, aby nedošlo k jejich přílišnému tepelnému namáhání a následnému zničení. Pro výpočet je nutné nejprve stanovit jmenovitý bod, ke kterému budeme vztahovat všechny výpočty. Parametry pracovního bodu jsou uvedeny v Tab. 6.1.

Tab. 6.1 Pracovní bod pro výpočet ztrát

Parametr	Symbol	Hodnota	Jednotky
Maximální napájecí napětí	U_{DCmax}	600	V
Jmenovitý fázový efektivní proud	I_N	53,1	A
Spínací frekvence	f_{PWM}	40	kHz
Jmenovitá modulovaná frekvence	f_{IN}	500	Hz
Jmenovitá teplota	T_N	150	°C
Mrtvý čas (=Dead time)	t_{DT}	200	ns
Spínací napětí	U_{GS}	0 – 18,5	V
Účinník	$\cos \varphi$	1	-
Hloubka modulace	M	1	-

Podle těchto hodnot lze vypočítat proud tekoucí tranzistorem a proud procházející jeho implementovanou zpětnou diodou. Pro ně budou stanoveny střední a efektivní hodnoty proudu (poloviční rozdělení proudu mezi dvě paralelní součástky). Pro výpočet střední hodnoty se nejčastěji setkáme s rovnicí (6.1) pro tranzistor a rovnicí (6.2) pro zpětnou diodu.

$$I_{T(av)} = \frac{I_N}{2} \cdot \left(\frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} + \frac{M}{4\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \right) = 26,55 \cdot \left(\frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} + \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 1 \right) = 10,67 \text{ [A]} \quad (6.1)$$

$$I_{D(av)} = \frac{I_N}{2} \cdot \left(\frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} - \frac{M}{4\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \right) = 26,55 \cdot \left(\frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2}} - \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 1 \right) = 1,28 \text{ [A]} \quad (6.2)$$

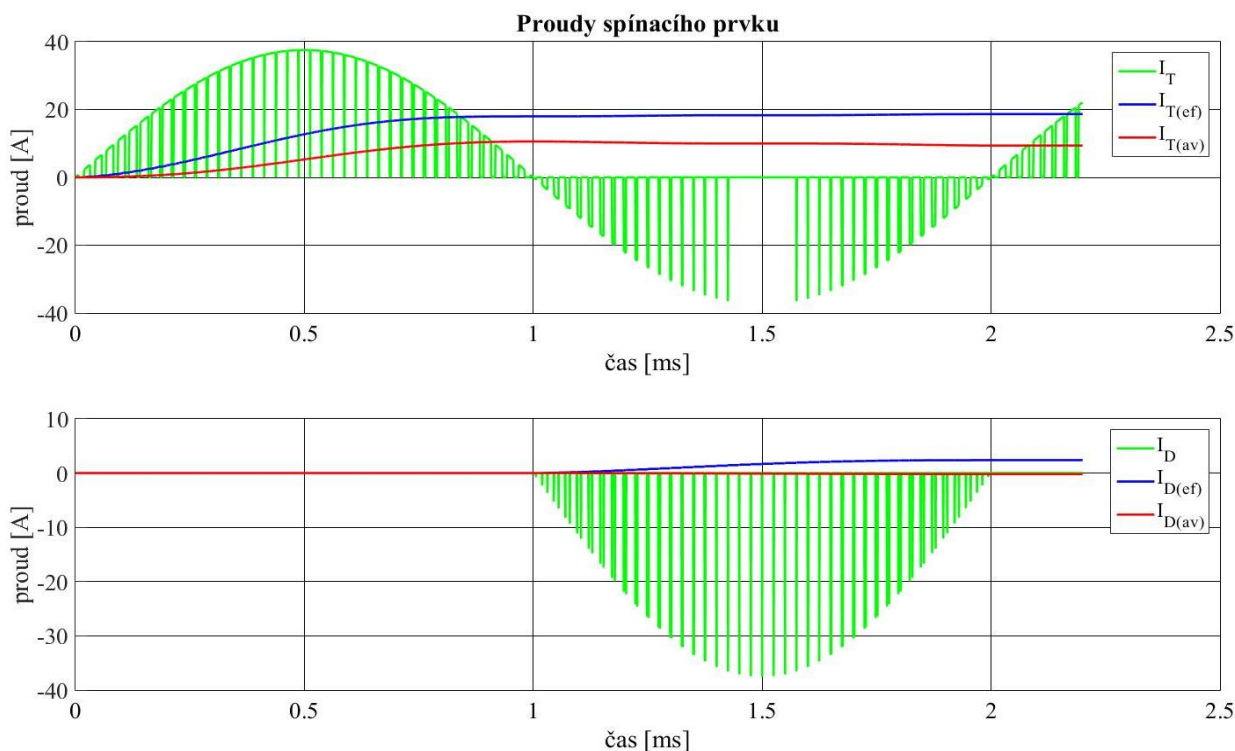
Rovnice pro efektivní hodnoty proudu:

$$I_{T(ef)} = \frac{I_N}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos \varphi} = 26,55 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2}{3\pi} \cdot 1} = 18,05 \text{ [A]} \quad (6.3)$$

$$I_{D(ef)} = \frac{I_N}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos \varphi} = 26,55 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2}{3\pi} \cdot 1} = 5,16 \text{ [A]} \quad (6.4)$$

Tyto rovnice jsou však platné pouze za předpokladu, že všechen zpětný proud prochází zpětnou diodou. Používáme-li tranzistory typu MOSFET, můžeme pro přesnější výpočet

stanovit proud procházející jím i v opačném směru, a nikoliv zpětnou diodou. Proud diodou prochází jen v případě vypnutých tranzistorů nebo v časovém rozestupu mezi horním a spodním tranzistorem (v tzv. dead time). Přesný matematický výpočet je komplikovanější, protože vliv na velikosti proudů má libovolné nastavení mrtvého času t_{DT} , základní frekvence f_1 a modulační frekvence f_{PWM} . Výsledku bylo tedy dosaženo pomocí simulace v programu MATLAB-Simulink a z výsledných průběhů na Obr. 6.1 byly odečteny střední a efektivní hodnoty proudu tranzistoru a vlastní zpětné diody. Jednotlivé zelené pulsy značí zidealizovaný průběh proudu tranzistorem (horní průběh) a zpětnou diodou (spodní průběh), modré průběhy značí efektivní hodnotu proudu a jeho velikost je odečtena na konci periody 2 ms, červené průběhy pak značí střední hodnotu proudu, která je také odečtena na konci periody (2 ms). Spínání horního tranzistoru má v případě amplitudy záporného proudu již tak krátké doby sepnutí, že jsou vlivem mrtvého času vynechány a proud je v tomto případě vyměňován jen mezi diodou a spodním tranzistorem. Průběhy se mohou lišit podle nastavení mrtvého času.



Obr. 6.1 Simulace průběhu proudů

Výsledné hodnoty proudů jsou uvedeny v Tab. 6.2 a odpovídají pracovnímu bodu při $I_N = 53,1$ A, $f_{PWM} = 40$ kHz, $f_1 = 500$ Hz, a $t_{DT} = 200$ ns. Z nich budeme schopni stanovit velikost ztrátového výkonu v jednom MOSFETu a na jeho zpětné diodě.

Tab. 6.2 Hodnoty proudů

Parametr	Symbol	Hodnota	Jednotky
Střední hodnota proudu tranzistoru	$I_{T(av)}$	9,39	A
Střední hodnota proudu diodou	$I_{D(av)}$	0,19	A
Efektivní proud tranzistorem	$I_{T(ef)}$	18,65	A
Efektivní proud diodou	$I_{D(ef)}$	2,38	A

Ztráty se obecně dělí na:

1. Propustným proudem
2. Spínací
3. Blokovacím proudem
4. Závěrným proudem
5. Řídicím (hradlovým) proudem

Pro výpočty se většinou uvažují jen ztráty propustným proudem a spínací, neboť ostatní jsou v porovnání s nimi zanedbatelné. Ani v našich výpočtech nebudeme brát ostatní ztráty z výčtu výše v potaz. [10]

6.1 Ztráty propustným proudem

Tyto ztráty jsou závislé na odporu kanálu R_{DS} , který lze považovat za klasický rezistor s kladnou tepelnou závislostí (= s rostoucí teplotou roste vnitřní odpor). V datasheetu tranzistoru [34] je uveden odpor $30 \text{ m}\Omega$ při $25 \text{ }^\circ\text{C}$ a $U_{GS}=18 \text{ V}$. Vyjádřením této lineární funkce lze získat závislost zapsanou v rovnici (6.5) a lze tak dopočítat odpor při jmenovité teplotě $150 \text{ }^\circ\text{C}$

$$R_{DS} = \left(T_N \cdot \frac{2}{17} + 27,1 \right) = \left(150 \cdot \frac{2}{17} + 27,1 \right) = 44,7 \text{ [m}\Omega\text{]} \quad (6.5)$$

Výpočet ztrát na MOSFETu vychází z efektivní hodnoty proudu (viz Tab. 6.2) a odporu kanálu (viz rovnice (6.5)).

$$P_{Tcon} = R_{DS} \cdot I_{T(ef)}^2 = 0,0447 \cdot 18,65^2 = 15,56 \text{ [W]} \quad (6.6)$$

Pro výpočet ztrát ve zpětné diodě získáme rovnicí (6.7), do které dosadíme prahové napětí diody $U_{TO} = 3,5 \text{ V}$ a dynamický odpor diody $R_{Dd} = 0,0417 \text{ }\Omega$.

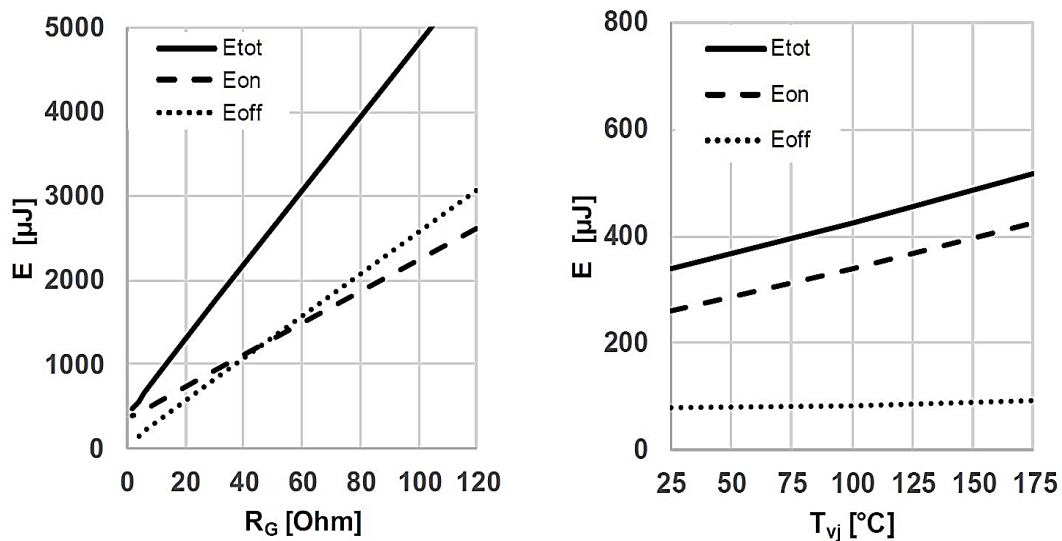
$$P_{Dcon} = U_{TO} \cdot I_{D(av)} + R_{Dd} \cdot I_{D(ef)}^2 = 3,5 \cdot 0,19 + 0,0417 \cdot 2,38^2 = 0,9 \text{ [W]} \quad (6.7)$$

6.2 Spínací ztráty

Spínací ztráty jsou již uvažovány jen pro tranzistorovou část a jejich velikost je ovlivňována mnoha aspekty. Hodnoty v datasheetu [34] jsou stanoveny pro určitý pracovní bod a pro jejich uplatnění na aktuálním střídači je nutné hodnoty vynásobit poměry vzhledem k našemu pracovnímu bodu střídače. Nejdůležitější poměr je pro napětí a proud (p_{UI}), který je poměrem mezi bodem v datasheetu (800 V a 25 A) [34] a k našemu pracovnímu bodu (viz rovnice (6.8)).

$$p_{UI} = \frac{U_{DC}}{U_N} \cdot \frac{I_{T(ef)}}{I_N} = \frac{600}{800} \cdot \frac{18,65}{25} = 0,5595 [-] \quad (6.8)$$

Dalším aspektem jsou hodnoty připojených řídicích rezistorů k vývodu gate. Jsou to zapínací rezistor R_{Gon} a vypínací rezistor R_{Goff} , které omezují proudy z driveru, čímž omezují i rychlost přechodového děje mezi otevřeným a zavřeným stavem. Závislost ztrát na velikosti rezistoru je zobrazena na Obr. 6.2 (vlevo)



Obr. 6.2 Závislost ztrát MOSFETu na odporu R_G (vlevo) a teplotě čipu (vpravo) [34]

Odvození lineární závislosti ztrát na řídicím odporu (viz Obr. 6.2 vlevo), získáme funkční předpis, který uplatníme při získání poměrů pro zapínací (p_{RGon}) a vypínací (p_{RGoff}) proces.

$$p_{RGon} = \frac{(2378 - E_{onN})}{E_{onN}} \cdot \frac{R_{Gon} - 2}{120 - 2} + 1 = \frac{(2378 - 260)}{260} \cdot \frac{6,80 - 2}{120 - 2} + 1 = 1,33 [-] \quad (6.9)$$

$$p_{RGoff} = \frac{(2778 - E_{offN})}{E_{offN}} \cdot \frac{R_{Goff} - 2}{120 - 2} + 1 = \frac{(2778 - 78)}{78} \cdot \frac{2,20 - 2}{120 - 2} + 1 = 1,06 [-] \quad (6.10)$$

Posledními uvažovanými poměry jsou závislosti na teplotě podle Obr. 6.2 (vpravo), které zobrazují lineárně rostoucí průběhy ztrát při zvyšování teploty, ze kterých vytvoříme funkční předpis a při dasazení teploty 150 °C vypočteme poměry pro zapínací a vypínací děj.

$$p_{T_{on}} = \frac{(384 - E_{onN})}{E_{onN}} \cdot \frac{T_N - 25}{175 - 25} + 1 = \frac{(384 - 260)}{260} \cdot \frac{150 - 25}{175 - 25} + 1 = 1,40 [-] \quad (6.11)$$

$$p_{T_{off}} = \frac{(91 - E_{offN})}{E_{offN}} \cdot \frac{T_N - 25}{175 - 25} + 1 = \frac{(91 - 78)}{78} \cdot \frac{150 - 25}{175 - 25} + 1 = 1,14 [-] \quad (6.12)$$

Tepelnou energii (ztráty) při zapínání a vypínání získáme při vynásobení jednotlivých poměrů s jmenovitými energiemi uvedených v datasheetu.

$$E_{on} = p_{UI} \cdot p_{R_{Con}} \cdot p_{v_{on}} \cdot E_{onN} = 0,5595 \cdot 1,33 \cdot 1,40 \cdot 260 = 270,6 [\mu J] \quad (6.13)$$

$$E_{off} = p_{UI} \cdot p_{R_{Goff}} \cdot p_{v_{off}} \cdot E_{offN} = 0,5595 \cdot 1,06 \cdot 1,14 \cdot 78 = 52,7 [\mu J] \quad (6.14)$$

Celkové spínací ztráty už jednoduše získáme sečtením energií při zapínacím a vypínacím procesu a poté vynásobením s modulační frekvencí f_{PWM} podle rovnice (6.15):

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{PWM} = (270,6 + 52,7) \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3 = 12,93 [W] \quad (6.15)$$

6.3 Celkové ztráty

Ztráty jednoho tranzistoru P_{tot1} jsou součtem jednotlivých dílčích ztrát z rovnic (6.6), (6.7) a (6.15) Celkové ztráty, které rozhodnou o výběru chladiče pak dopočteme vynásobením P_{tot1} všemi dvanácti tranzistory pro jeden střídač a pak dvěma pro celý měnič.

$$P_{tot1} = P_{Tcon} + P_{Dcon} + P_{sw} = 15,56 + 0,90 + 12,93 = 29,40 [W] \quad (6.16)$$

$$P_{totSTŘÍDAČ} = 12 \cdot P_{tot1} = 12 \cdot 29,4 = 352,7 [W] \quad (6.17)$$

$$P_{totMĚNIČ} = 2 \cdot P_{totSTŘÍDAČ} = 2 \cdot 352,7 = 705,5 [W] \quad (6.18)$$

Je nutné dodat, že výsledek je pouze přibližný, neboť v mnoha ohledech bylo použito zjednodušeného pohledu na problematiku, který nezahrnuje přechodné děje spínání, harmonické vyšších řádů a další vlivy, které mohou volbu chladiče ovlivnit. Je tedy potřeba použít výkonnější chlazení, které zaručí dostatečnou výkonovou a tepelnou rezervu měniče.

7 Návrh chlazení

Tepelnou energii vzniklou v tranzistorech je nutné odvádět, aby nedošlo k jejich zničení. Tepelný výkon překonává několik přechodů (tepelných odporů), než se dostane na povrch chladiče a následně do okolí. Konstruktivně výhodnější je použít jeden velký chladič než několik jednotlivých, což s sebou ale přináší nutnost izolovat tranzistory od vodivého chladiče pomocí elektricky izolovaného a zároveň tepelně vodivého materiálu, což mírně zhorší přenosové vlastnosti oproti přímému kovovému spojení.

7.1 Výpočet přenosu tepla

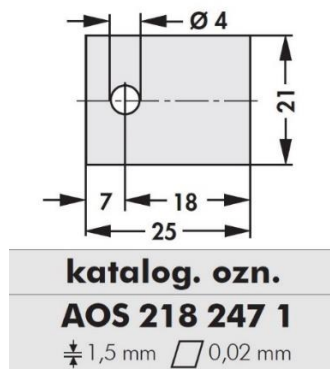
Při výpočtu teplot pro ustálený stav se tepelné kapacity nezúčastňují, a pro hrubý výpočet je nebudeme uvažovat. Výsledkem bude maximální tepelný odpor chladiče, který je rozhodující při jeho výběru. Výpočty vycházejí ze jmenovitého zatížení a maximální dovolené teplotě čipu. Přechod mezi čipem a pouzdrem tranzistoru je:

$$T_{Cmax} = T_{Jmax} - P_{tot1} \cdot R_{th(j-c)} = 175 - 29,4 \cdot 0,51 = 160 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (7.1)$$

Protože přechody mezi pouzdrem tranzistoru, izolační destičky a chladiče nejsou dokonalé, je nutné připočítat přídatný tepelný odpor přechodu mezi těmito materiály. Tento odpor je silně závislý na síle stlačení, nerovnosti materiálů a čistotě povrchu, přičemž pro nejlepší kontakt materiálů bude přidána teplovodivá pasta. Hodnota přídatného tepelného odporu přechodu $R_{th(př)}$ je odhadnuta na 0,5 K/W a teplota na izolační destičce tak odpovídá rovnici (7.2).

$$T_{izol} = T_{Cmax} - P_{tot1} \cdot R_{th(př)} = 160 - 29,4 \cdot 0,5 = 145,3 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (7.2)$$

Dalším přechodem je izolace mezi pouzdrem tranzistoru a chladičem. Izolačních materiálů je celá řada a liší se materiálem, svojí tloušťkou (d) a součinitelem tepelné vodivosti (λ). Pro střídač byla vybrána korundová destička AOS 218 247 1 od firmy Fischer elektronik a její rozměry jsou přímo určeny pro elektrosoučástky s pouzdrem TO-247. Pro výpočet tepelného odporu jsou využity rozměry korundové izolační destičky zobrazené na Obr. 7.1.



Obr. 7.1 Rozměr korundové destičky AOS 218 247 1 [38]

Podle tepelné vodivosti korundového materiálu ($\lambda = 25 \text{ W/m}\cdot\text{K}$) lze dopočítat tepelný odpor jedné destičky podle rovnice (7.3).

$$R_{th(izol)} = \frac{d}{\lambda \cdot (a \cdot b)} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot (25 \cdot 10^{-3} \cdot 21 \cdot 10^{-3})} = 0,114 \text{ [K/W]} \quad (7.3)$$

Maximální teplotu chladiče pak lze získat za použití hodnoty odporu z rovnice (7.3) a teploty izolace vypočítané v rovnici (7.2).

$$T_{Smax} = T_{izol} - P_{tot1} \cdot R_{th(izol)} = 145,3 - 29,4 \cdot 0,114 = 142 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (7.4)$$

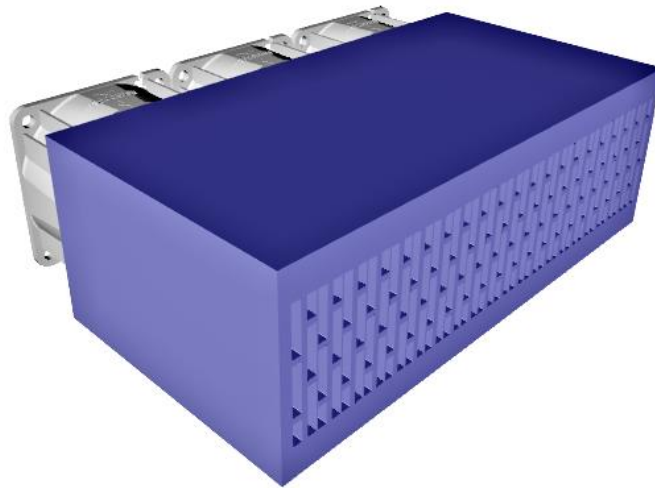
Pro tuto teplotu již určíme maximální tepelný odpor potřebného chladiče. Na chladiči budou oba střídače a ztrátový výkon bude tedy zahrnovat ztráty celého měniče společně se ztrátami du/dt filtru P_F (vypočítány v kapitole 4.4). Teplota okolí, při které má měnič stále fungovat, je stanovena na $50 \text{ }^\circ\text{C}$ a podmínku maximálního tepelného odporu chladiče můžeme tedy spočítat následovně:

$$R_{th(s-a)max} < \frac{T_S - T_a}{2 \cdot (P_{totSTŘÍDAČ} + P_F)} = \frac{142 - 50}{2 \cdot (352,7 + 58,7)} = 0,112 \text{ [K/W]} \quad (7.5)$$

7.2 Volba chlazení

Vypočítaný maximální tepelný odpor chladiče z předešlé kapitoly je jeden z faktorů, které bude muset chladič splňovat. Důležité jsou i rozměrové aspekty, neboť je potřeba připevnit všechny chlazené součástky jednoho střídače na horní stranu chladiče a součástky druhého střídače na stranu spodní.

Byl požadován chladič se vzduchovým chlazením, který je sice méně účinný, ale je jednodušší a opadá starost o vodní hospodářství. Tyto vlastnosti nejlépe splňuje chladič se třemi axiálními ventilátory LA 30 100 od firmy Fischer. Rozměry tohoto chladiče jsou 190x100x65 a jeho 3D model je zobrazený na Obr. 7.2.



Obr. 7.2 3D model chladiče LA 30 100

Na tento chladič je možné umístit výkonové MOSFETy po celé horní i spodní ploše. Tepelný odpor $R_{th(s-a)}$ chladiče výrobce udává pro různé typy ventilátorů a jejich rychlosti otáček v rozmezí 0,031 - 0,07 K/W. Kontrola výpočtu tepelného odporu bude provedena pro nehorší udávanou hodnotu 0,07 K/W.

Zpětně dosazení odporu do předešlých rovnic určí teploty v jednotlivých částech chlazení.

$$T_S = 2 \cdot (P_{totSTŘÍDAČ} + P_F) \cdot R_{th(s-a)} + T_a = 2 \cdot (352,7 + 58,7) \cdot 0,07 + 50 = 107,6 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (7.6)$$

$$T_{izol} = P_{tot1} \cdot R_{th(izol)} + T_S = 29,4 \cdot 0,114 + 107,6 = 110,9 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (7.7)$$

$$T_C = P_{tot1} \cdot R_{th(př)} + T_{izol} = 29,4 \cdot 0,5 + 110,9 = 125,6 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (7.8)$$

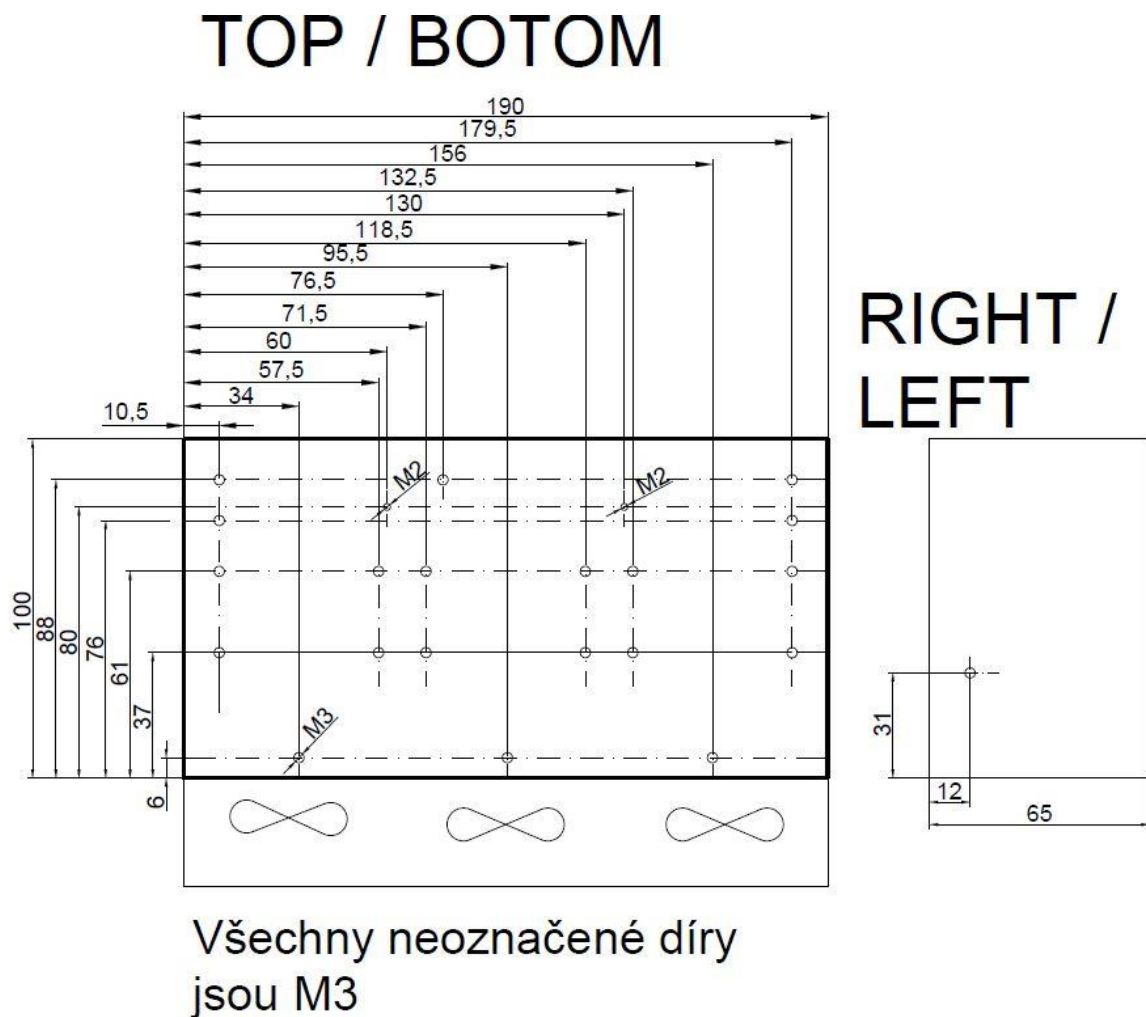
$$T_J = P_{tot1} \cdot R_{th(j-c)} + T_C = 29,4 \cdot 0,51 + 125,6 = 140 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (7.9)$$

Výsledek dokazuje, že nedojde k překročení maximální teploty čipu tranzistoru 175 °C v ustáleném stavu.

7.3 Mechanická příprava chladiče

Tato kapitola úzce souvisí s kapitolou 8, neboť návrh plošného spoje určuje umístění jednotlivých chlazených součástek, a tím i místa spojení s chladičem. Tyto úkony jsou tedy prováděny až po návrhu desky plošného spoje, které je popsáno v následující kapitole, a zde jsou uvedeny pro ucelení návrhu chladiče.

Chladič bude spojen s MOSFETy, výkonovými rezistory du/dt filtru a vybíjecím rezistorem šroubovými spoji M3 a desky plošného spoje budou připevněny několika sloupky také o závitě M3. Dále je třeba připravit na chladiči otvory se závitě M2 pro umístění termistorů pro měření teploty, které je popsáno v kapitole 4.5.4. Je tedy nutné připravit řadu otvorů podle nákresů zobrazeného na Obr. 7.3. Tento výkres platí nejen pro horní a pravou stranu chladiče, ale i pro spodní a levou stranu kde je rozmístění otvorů totožné za předpokladu, že chladič je otočen podle osy y tak, aby strana s ventilátory byla stále dole.



Obr. 7.3 Výkres pro vyvrtání otvorů

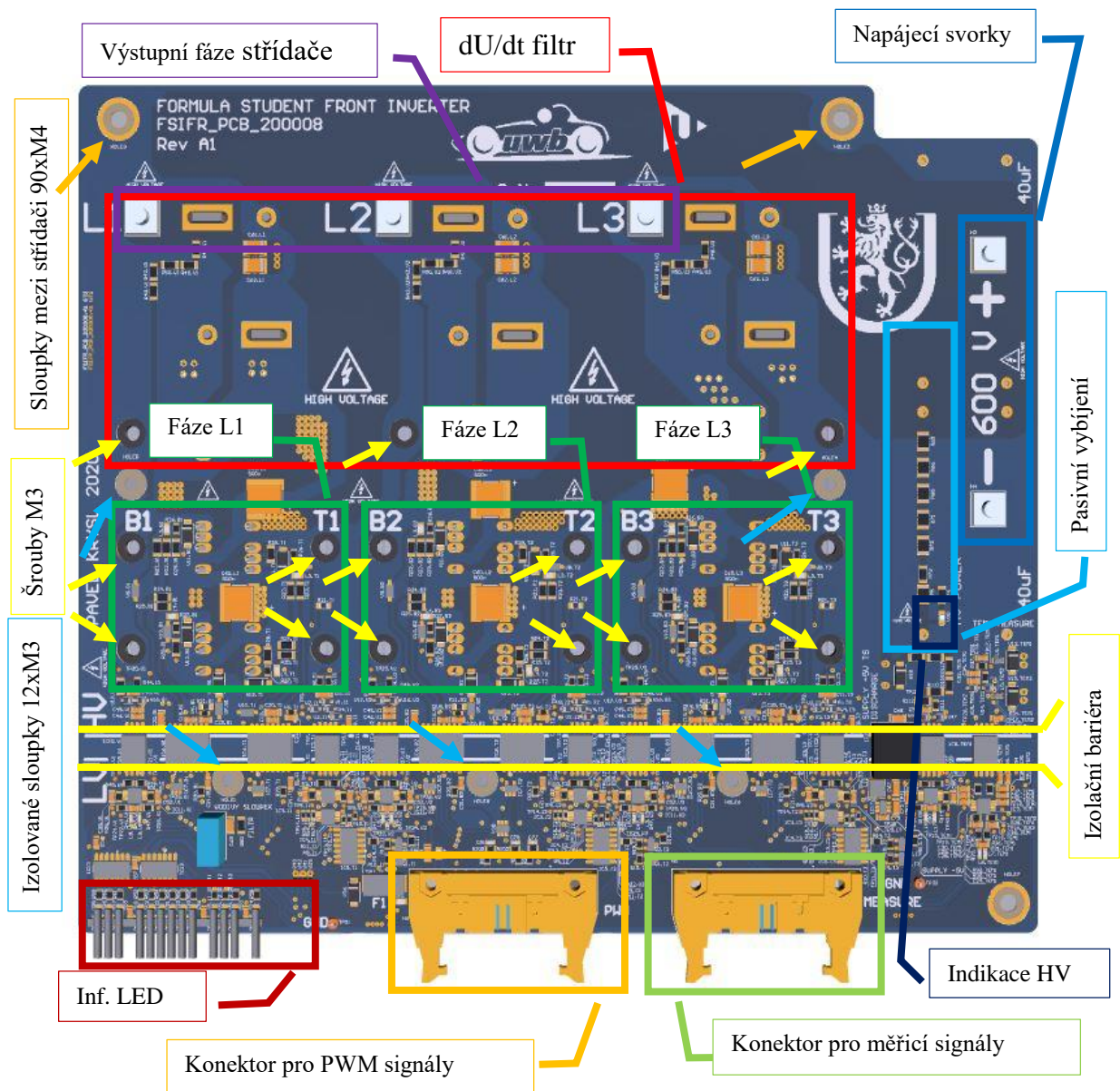
8 Plošný spoj

8.1 Návrh DPS

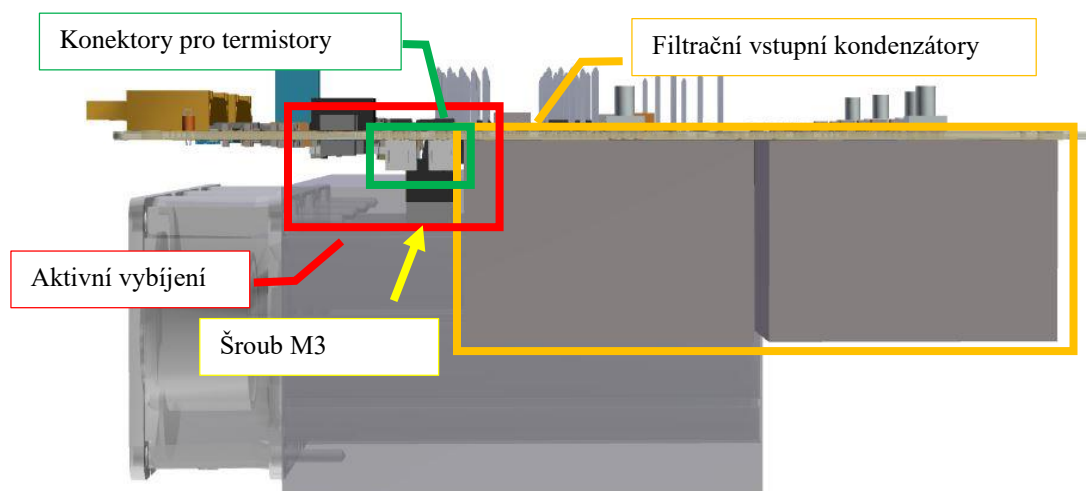
V předchozích kapitolách byly určeny vlastnosti a typy komponentů střídače, a nyní je třeba provést jejich rozmístění a propojení podle uvedených schémat zapojení. Deska plošného spoje (DPS) je čtyřvrstvá s tloušťkou mědi 105 μm na vnějších vrstvách a 70 μm na vnitřních vrstvách. Jednotlivé vrstvy jsou zobrazeny v příloze B - E. Při návrhu je třeba mít na paměti několik izolačních a výrobních pravidel daných nejen podle výrobce desek Multi Circuit Boards [37], ale i podle pravidel SAE [26].

Deska je rozdělena na dvě hlavní části: vysokonapěťovou část HV na horní straně desky a nízkonapěťovou část LVS na straně spodní, přičemž obě jsou odděleny izolační bariérou. V LVS části jsou umístěny konektory (viz kapitola 5.1) a informační LED (viz kapitola 4.5.5), výstupní měřicí obvody a obvody pro zpracování, úpravu a ochranu vstupních a výstupních signálů.

Na horní HV části jsou vstupní svorky pro připojení napájení (akumulátoru) a výstupní svorky pro fáze (motoru), dále pak filtrační vstupní kondenzátory, vybíjecí obvody, jednotlivé fáze složené z tranzistorů a du/dt filtr. Tyto části jsou popsány na Obr. 8.1 a Obr. 8.2, kde je zvýrazněno rozmístění jednotlivých obvodů jednoho střídače a šipkami zobrazeny mechanické šroubové spoje a distanční sloupky. MOSFETy a du/dt odpory jsou upevněny šrouby a jejich rozmístění odpovídá nákresu otvorů na chladiči, zobrazeném na Obr. 7.3. Rozměr jedné desky je 232 x 200 mm a je spojena s chladičem pomocí 4 izolovaných a jednoho vodivého sloupku o délce 12 mm. Obě desky střídačů jsou poté vzájemně spojeny dvěma sloupky o délce 90 mm.

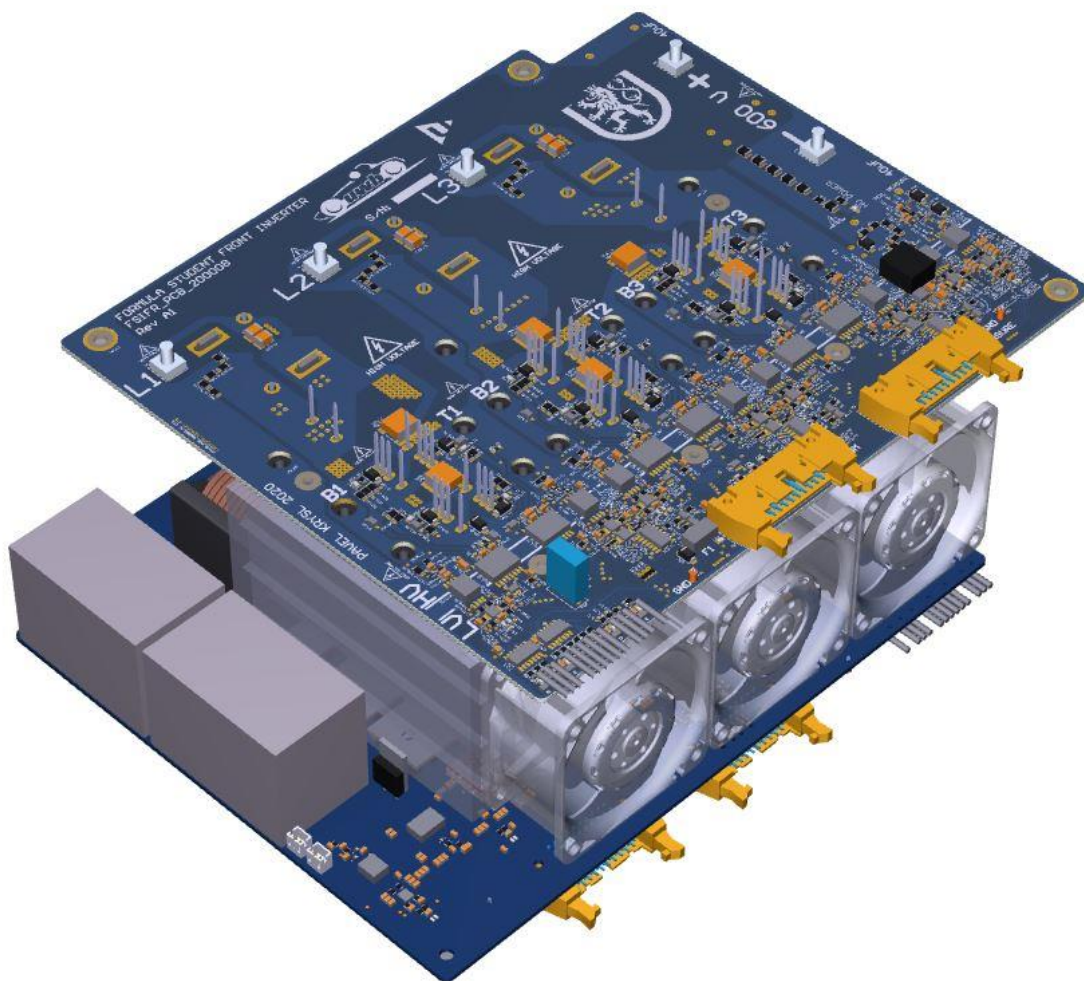


Obr. 8.1 Popis DPS – Horní pohled (TOP)



Obr. 8.2 Popis DPS - pohled zprava (RIGHT)

Celý 3D model s chladičem a oběma deskami je zobrazen na Obr. 8.3. Nerovnoměrný tvar měniče tak lze uložit do krytu o minimálních rozměrech 272 x 220 x 110 mm.



Obr. 8.3 3D model měniče

8.2 Konstrukce

V této diplomové práci bude konstruována pouze jedna deska se střídačem, která bude dále testována a měřena, aby tak byl ověřen návrh a předešlo se případným chybám před konstrukcí druhé desky se střídačem. Další odstavce popisují jednotlivé kroky konstrukce.

Na základě větší tloušťky mědi a menšího počtu elektrických součástek na spodní straně desky bylo rozhodnuto, že horní (TOP) strana bude osazena a následně zapečena v peci, zatímco spodní (BOTTOM) strana bude osazena ručně.

Po osazení horní strany a zapečení došlo k nedokonalému spojení kondenzátorů s deskou v místech, kde jsou pady společně s prokovením jednotlivých vrstev (= via). Na těchto místech protekl cín a spoj tak nebyl správně zapájen. Nedokonalost spoje lze vidět na Obr. 8.4 a nedokonalé spojení bylo vyřešeno ručním přidáním cínu.



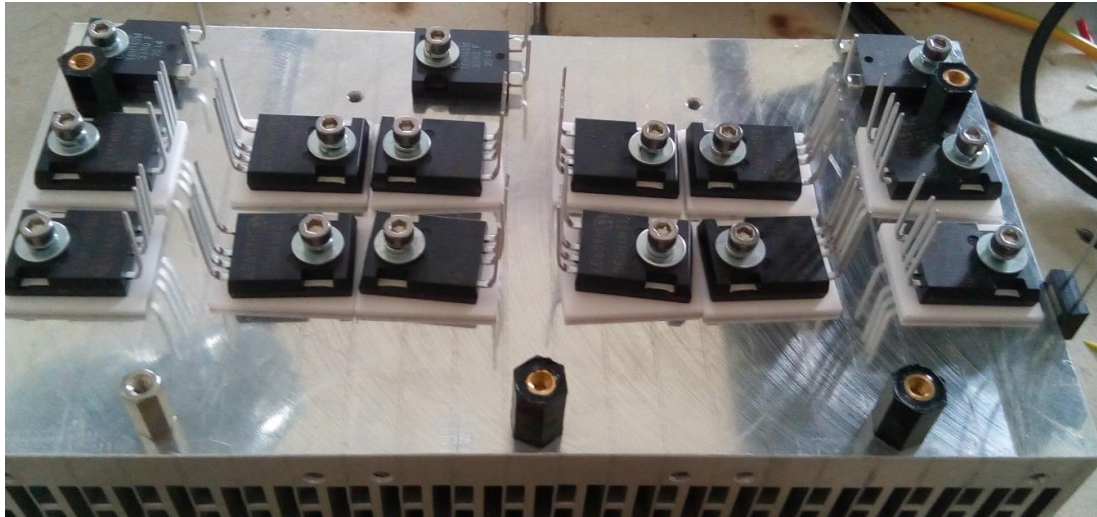
Obr. 8.4 Nedokonalost pájeného spoje kondenzátoru po zapečení

Dalším krokem je osazení zadní strany desky součástkami a posílení fázových cest, pomocí přídavných měděných vodičů a cínu (viz Obr. 8.5).



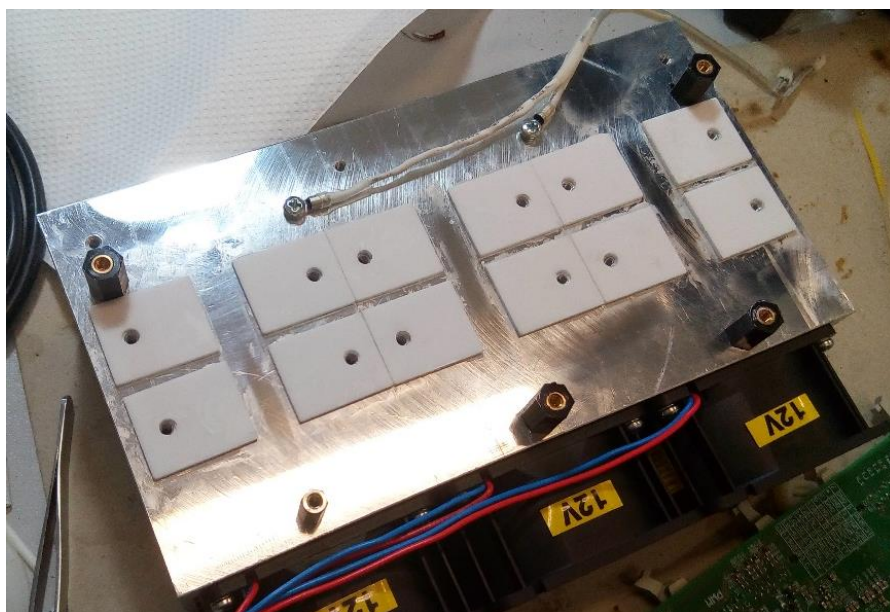
Obr. 8.5 DPS posílení fázových cest

Po vyvrtání závitových otvorů na chladiči bylo možno přistoupit k umístění chlazených tranzistorů a odporů. Součástky byly nejprve rozmístěny po chladiči a následně mírně utaženy pro snadnější manipulaci při pokládání DPS (viz Obr. 8.6)

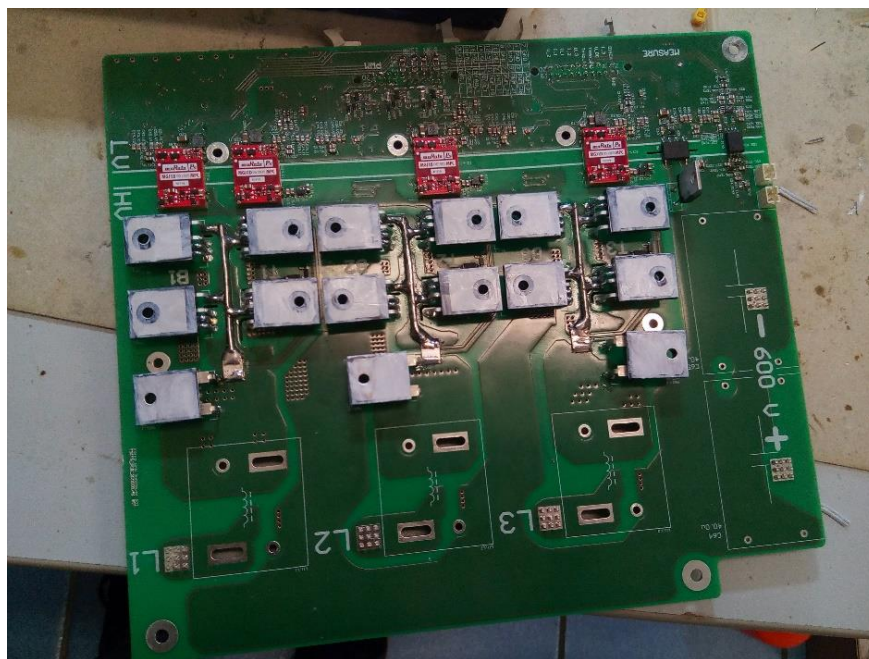


Obr. 8.6 Rozmístění tranzistorů a odporů na chladiči

Po umístění DPS na vývody součástek se již mohly šrouby utáhnout vhodným momentem (při nízkém utažení není spojení povrchu dokonalé a při velkém dotažení dochází k prohnutí a nadzvednutí vzdálenějších ploch od šroubu). Po zapájení vývodů se DPS společně se součástkami odšroubuje z chladiče, aby mohly být upevněny měřicí termistory a nanesena dodatečná teplovodivá pasta pro lepší styk povrchu součástek s chladičem a izolačními destičkami. (viz Obr. 8.7 a Obr. 8.8)

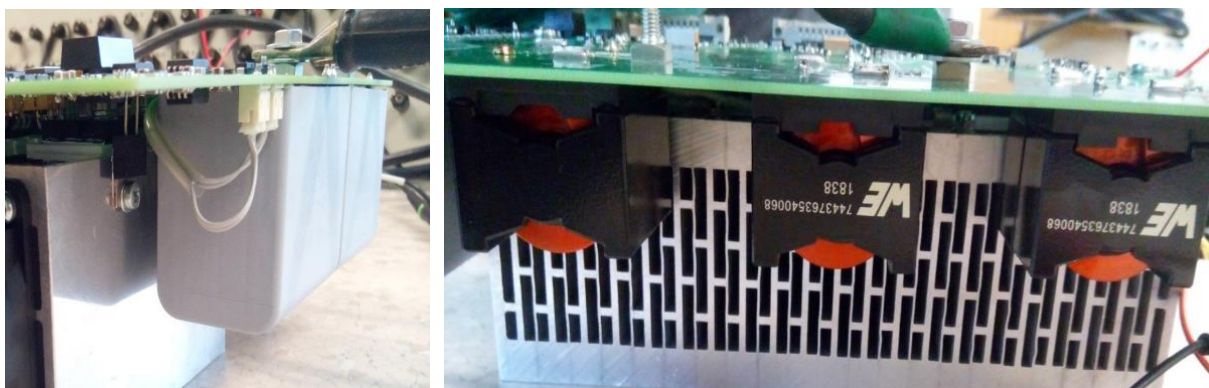


Obr. 8.7 DPS umístění termistorů a teplovodivé pasty



Obr. 8.8 DPS umístěné tranzistory – spodní pohled

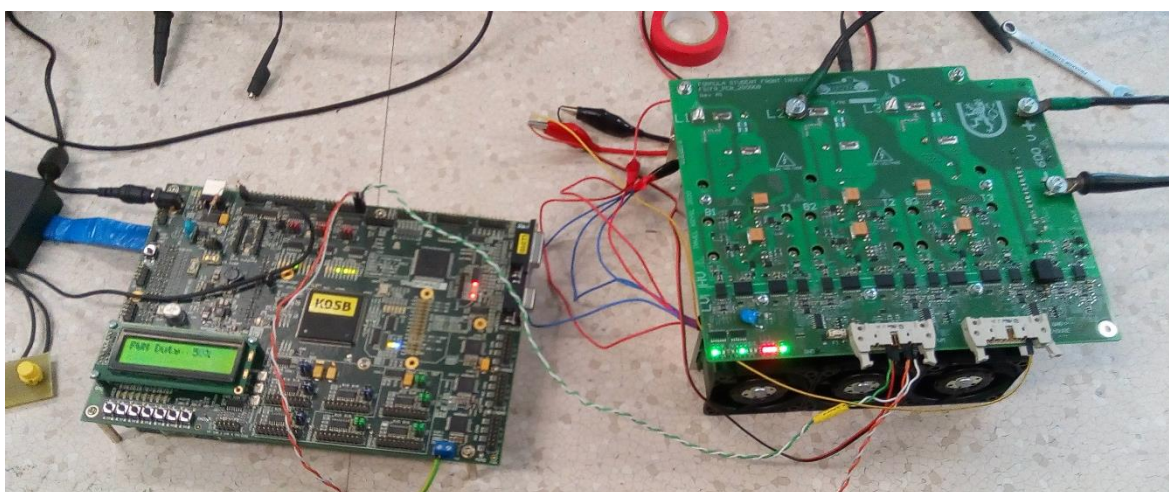
Následně je možné umístit velké součástky: vstupní kondenzátory a tlumivky du/dt filtru (viz Obr. 8.9).



Obr. 8.9 Vstupní kondenzátor (vlevo) du/dt tlumivka (vpravo)

9 Experimentální ověření funkcí

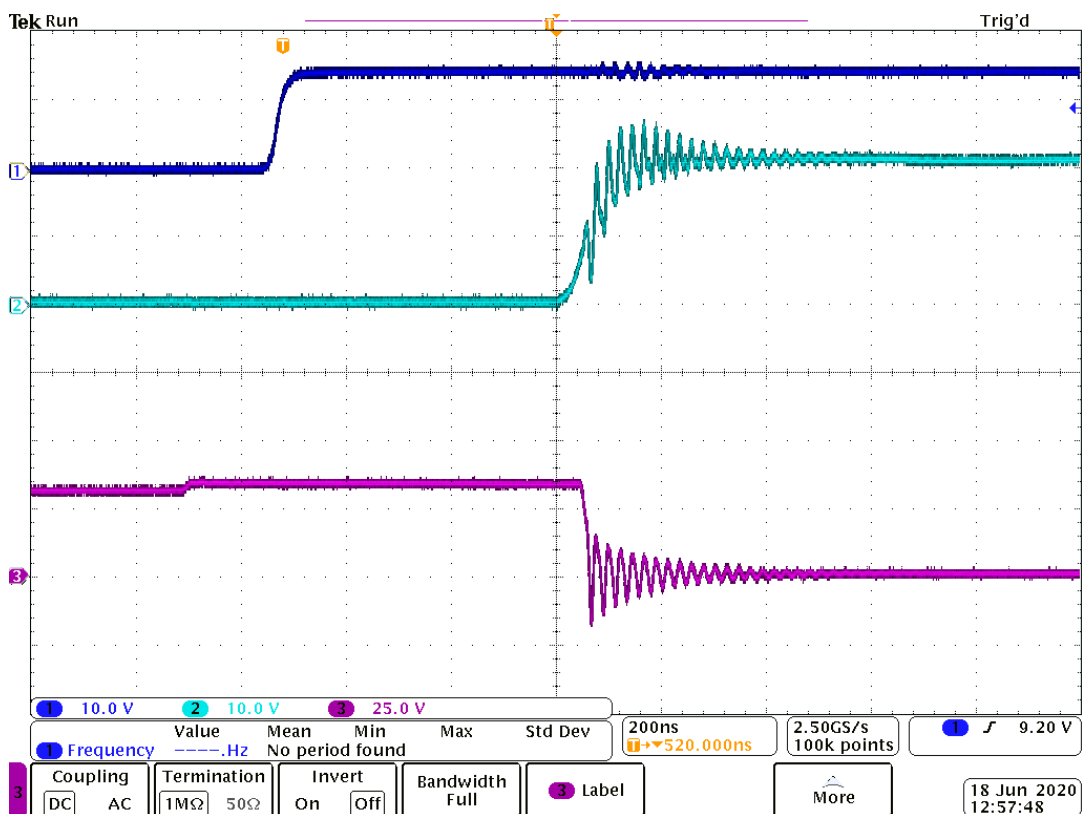
Pro snadnější detekci chyb byla kontrola prováděna vždy po každém kroku konstrukce, než bylo přistoupeno ke kroku dalšímu. Po dokončení konstrukční části byl střídač připojen k MCU (viz Obr. 9.1), ve kterém je nahrán testovací laboratorní program pro ověření spínací funkce tranzistorů s nastouvenou spínací frekvencí 20 kHz a mrtvým časem 1 μ s. V tomto nakonfigurování byla provedena všechna ostatní měření a podle potřeby bylo měněno poměrné sepnutí. Střídač byl provozován pouze s jednou fází, která byla zatížena odporem s malou parazitní indukčností.



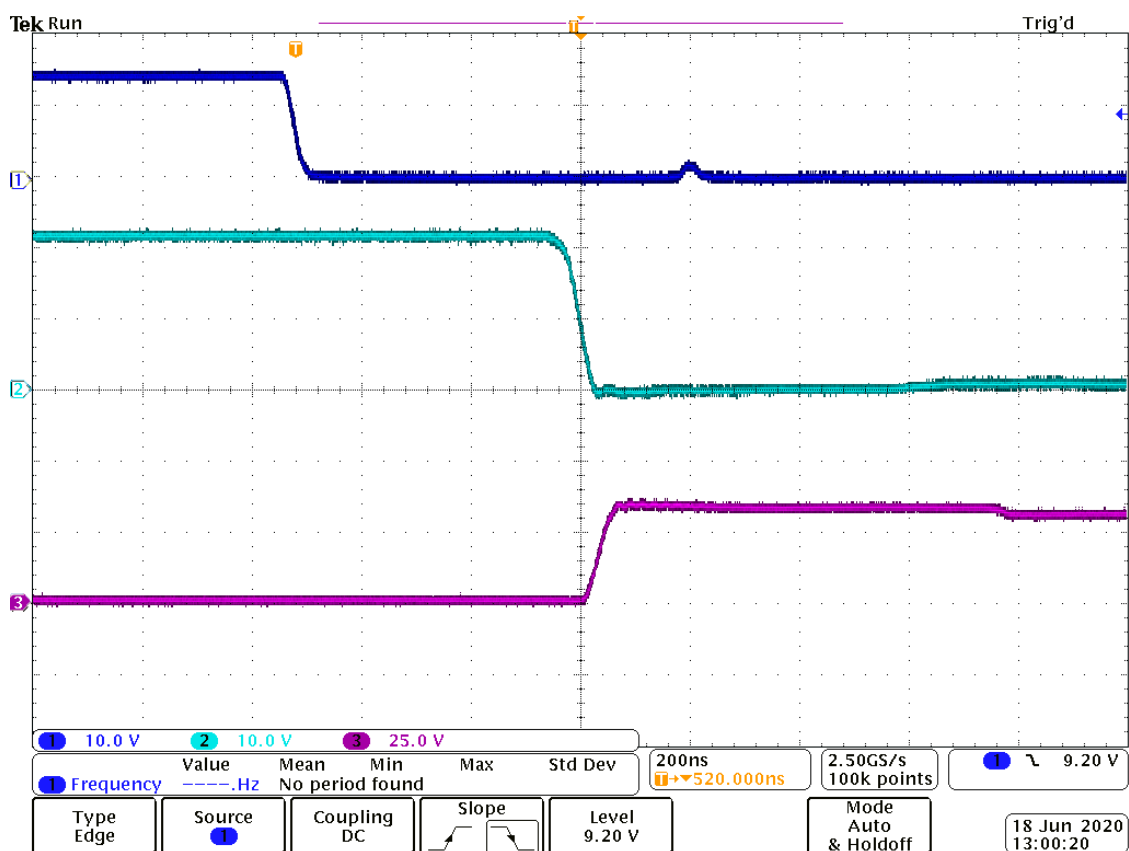
Obr. 9.1 Zapojení střídače s MCU

9.1 Zpoždění signálů

V tomto měření hledáme zpoždění mezi odeslaným signálem z MCU a sepnutím tranzistoru. Měření bylo provedeno pro horní tranzistor při zapínání (viz Obr. 9.2) a při vypínání (viz Obr. 9.3). První (modrý) průběh zobrazuje vyslaný signál z MCU, druhý (tyrkysový) průběh zobrazuje napětí mezi hradlem (Gate) a emitorem (Source = Kelvin emitor) U_{GS} a třetí (fialový) průběh zobrazuje napětí na tranzistoru mezi Drain a Source U_{DS} .



Obr. 9.2 Zpoždění signálu - zapnutí horního tranzistoru



Obr. 9.3 Zpoždění signálů - vypnutí horního tranzistoru

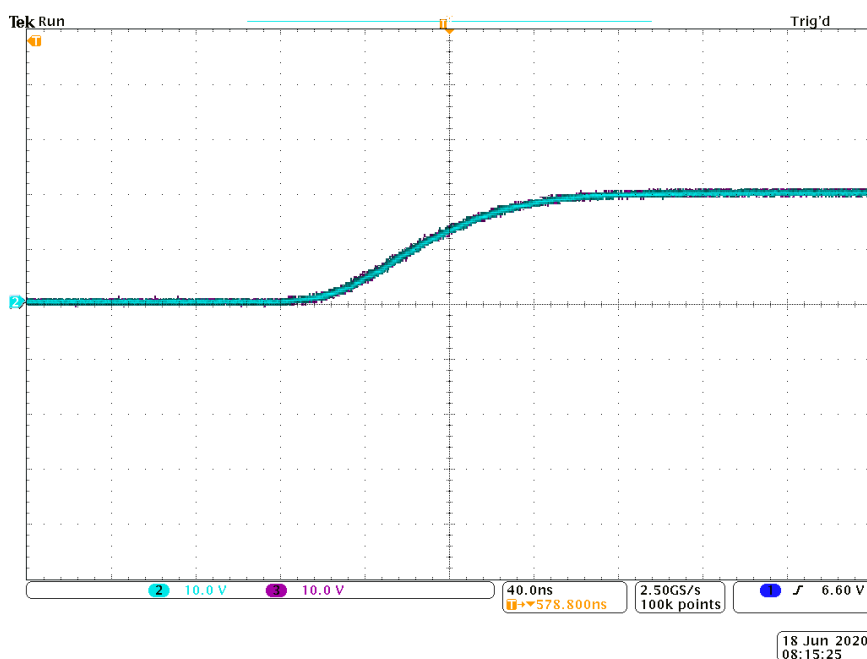
Na obou snímcích je vidět zpoždění mezi vyslaným signálem z MCU a samotnou změnou napětí na řídicích vývodech tranzistoru. Zpoždění je způsobené nejen driverem (datasheet: max 110 ns), ale i předřadným invertorem (datasheet: max 5 ns). Celková doba průchodu signálu je ovšem podle měření delší (500 ns), a proto nejspíše dochází ke zpoždění i na jiných místech.

Na třetím (fialovém) průběhu U_{DS} (viz Obr. 9.2) lze zaznamenat mírný nárůst napětí na tranzistoru ještě před vysláním zapínacího signálu na začátku průběhu. V tomto okamžiku došlo k vypnutí dolního tranzistoru a všechny proud tak procházel spodní závěrnou diodou, která má větší úbytek napětí.

Při zapínání je také vidět ztelné rozkmitání napětí na tranzistoru, které ovlivňuje i vstupní řídicí napětí. Tyto kmity jsou způsobené rychlým spínáním tranzistoru.

9.2 Synchronizace signálu

Toto měření má dokázat shodnost řídicích napětí obou spodních paralelních tranzistorů. Obr. 9.4 ukazuje překrývající se průběhy, což dokazuje, že navržené obvody pracují správně. Toto měření ovšem není dostatečně průkazné o samotném sepnutí tranzistorů a silové proudy mohou být i tak v době spínání nevyváženě rozděleny.



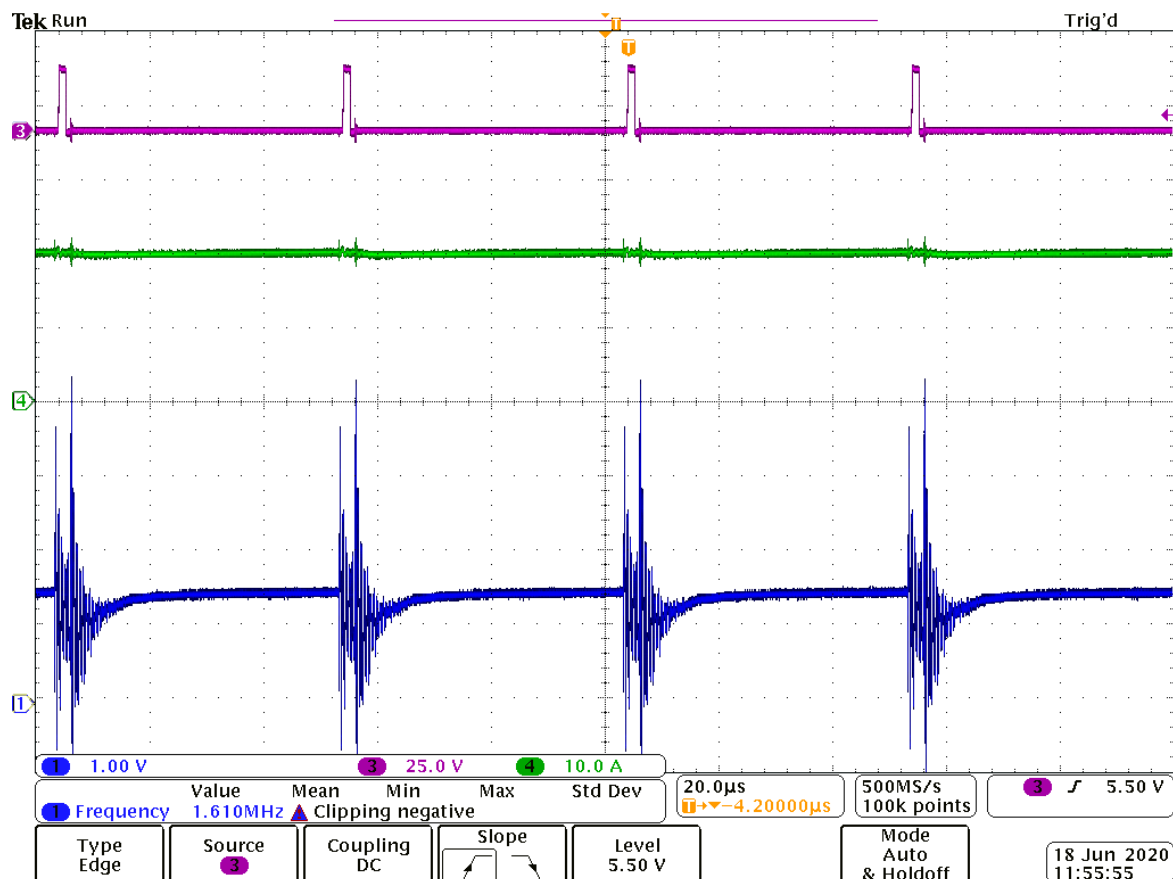
Obr. 9.4 Porovnání řídicích napětí na paralelních tranzistorech

9.3 Ověření měřicích obvodů

Tímto měřením ověříme správnost a funkčnost měřicích obvodů podle převodních charakteristik navržených v kapitole 4.5.

9.3.1 Měření proudu

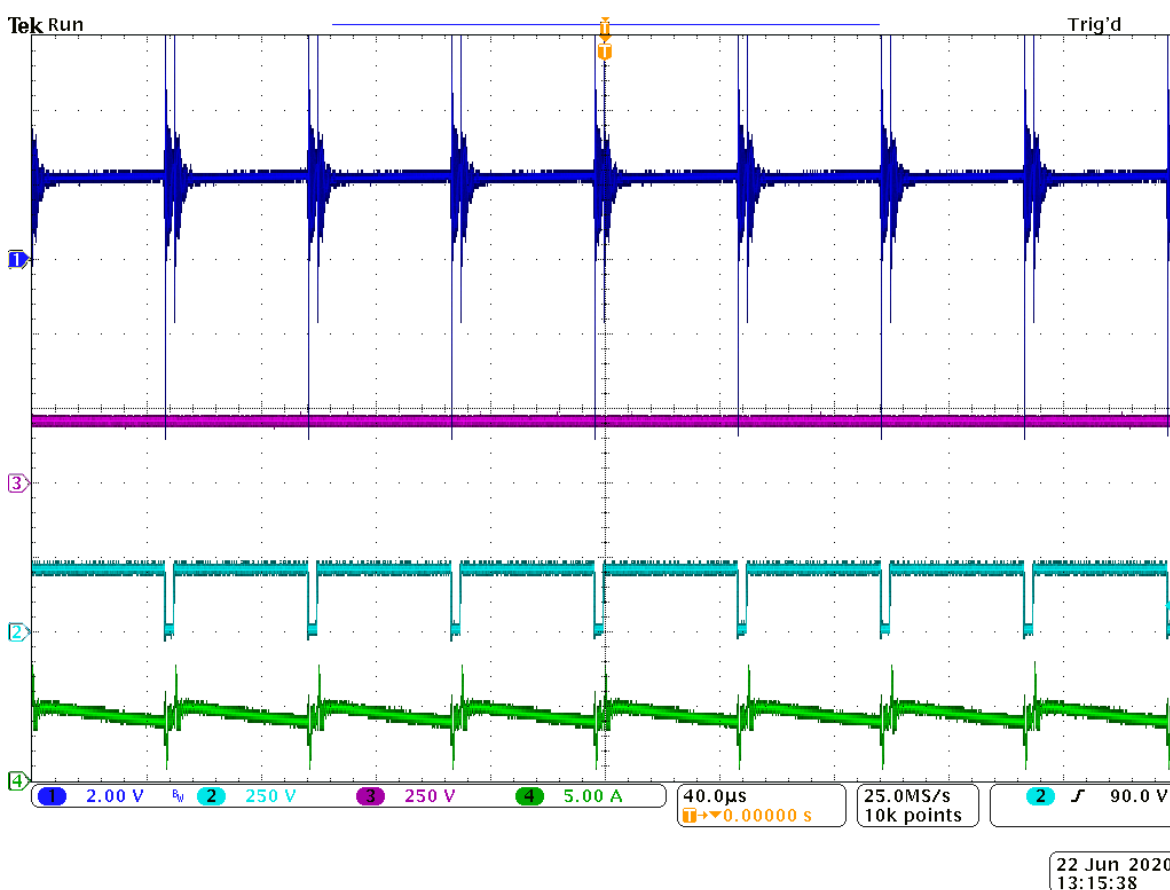
Při měření proudu je zatížena pouze jedna fáze téměř konstantním proudem (krátké sepnutí dolního tranzistoru zobrazené fialovým průběhem zajistí synchronizaci osciloskopu). Výstupní proud je měřen proudovou sondou (zelený průběh) a k té je porovnán výstup z měřicího obvodu (modrý průběh) viz Obr. 9.5. Výstupní proud střídače byl nastaven na hodnotu 20 A, při níž výstupní napětí z měřicího obvodu bylo 1,4 V. Podle převodníku zobrazeného na Obr. 4.21 lze určit, že výstupní napětí by mělo dosahovat 1,5 V, a proto lze říci, že měření pracuje správně, ale s určitou přesností a šumem. Ten může být způsoben nejen slabě nastavenými filtry, ale i nevhodnou kabeláží při měření (část vodičů bez stínění).



Obr. 9.5 Měření proudu

9.3.2 Měření napětí

Při testování měřicího obvodu pro měření napětí v DC-linku je pracováno s vysokým napětím, a proto byla nastavena krátká poměrná doba sepnutí pro menší zatížení střídače. Výsledné průběhy z osciloskopu jsou zobrazeny na Obr. 9.6, kde první (modrý) kanál zobrazuje výstup z měřicího obvodu. Druhý (tyrkysový) kanál je napětí na horním tranzistoru. Třetí (fialový) kanál zobrazuje napětí v meziobvodu změřené napěťovou sondou (200 V) a poslední čtvrtý (zelený) kanál představuje výstupní proud z fáze měřený proudovou sondou. Napětí na výstupu měřicího obvodu je 2,25 V a při vložení do převodní charakteristiky (Obr. 4.15) odpovídá toto napětí v DC-linku 180 V, lze tedy považovat měřicí obvod za funkční a pracující s určitou přesností.

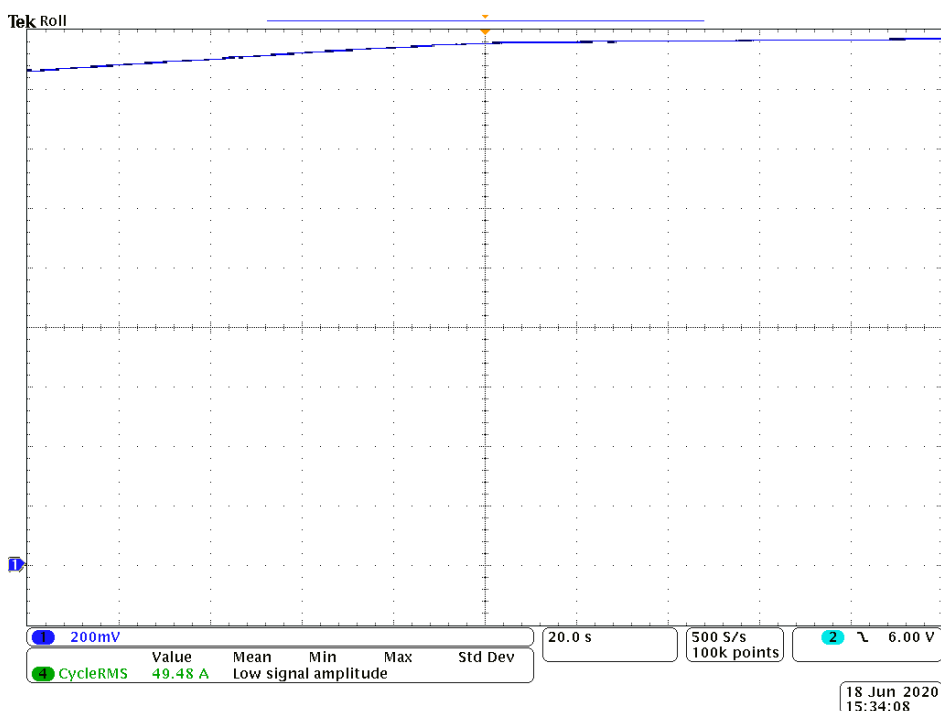


Obr. 9.6 Měření napětí v DC-linku

9.3.3 Měření teploty

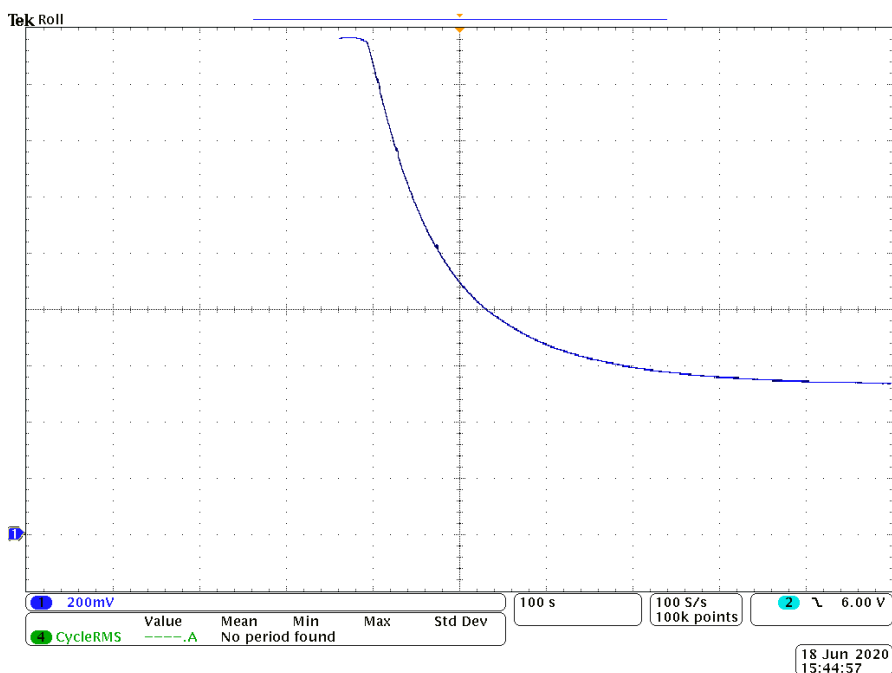
Na chladiči jsou umístěny dva termistory, které měří jeho aktuální teplotu. Podobně jako u ostatních měřicích obvodů je i zde převodní charakteristika mezi teplotou a výstupní hodnotou měření, která není kvůli závislosti samotného termistoru lineární a nejcitlivější

rozsah teploty je tak mezi 60 °C až 125 °C. Měnič se bude v pracovním režimu pohybovat především v tomto rozmezí vlivem ztrát, a proto bylo toto měření prováděno společně s měřením zatížení při jmenovitém proudu, kdy chladič dosahuje teploty 63 °C. Na Obr. 9.7 je zobrazen postupný nárůst teploty při zatížení, a výstupní napětí je odečteno, až kdy se teplota ustálí. Naměřená hodnota je 1,75 V a při porovnání s převodní charakteristikou (viz Obr. 4.24) je zjištěno, že toto napětí skutečně odpovídá teplotě okolo 63 °C. Měření tedy pracuje správně. Jelikož změna teploty je pomalá, bylo možné snížit vzorkovací frekvenci osciloskopu, což mělo i pozitivní vliv na odstranění šumu.



Obr. 9.7 Výstupní napětí z měření teploty - oteplování

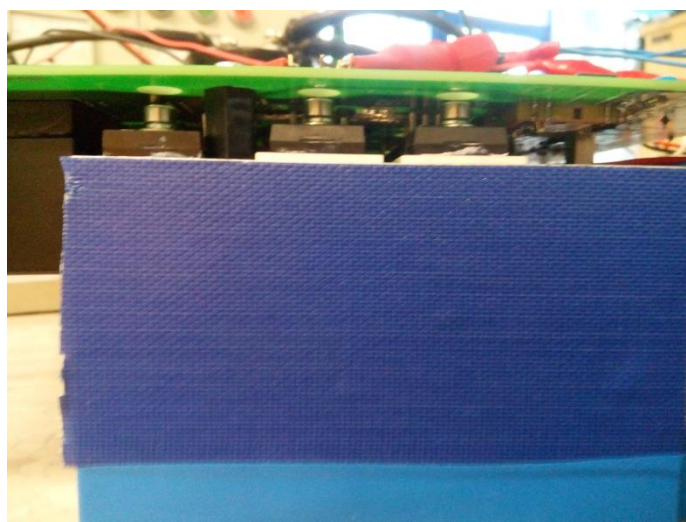
Dále byla sledována teplota a doba při následném ochlazení ventilací dokud se chladič neustálí na nové teplotě (viz Obr. 9.8). Teplota chladiče se po 10 minutách snížila na 35 °C. Výstupní napětí měřicího obvodu je přibližně 0,55 V a z převodní závislosti získáme odpovídající teplotu 30 °C, což lze připsat výše zmíněné nepřesnosti měření při nízké teplotě.



Obr. 9.8 Výstupní napětí z měření teploty - chlazení ventilací

9.4 Zatížení jmenovitým proudem

Toto měření bylo provedeno pouze na jedné fázi jmenovitým proudem 53 A a bylo kontrolováno oteplení tranzistorů, chladiče, du/dt tlumivky a DPS. Měření bylo prováděno jak bez zapnutých ventilátorů tak s nimi, aby se co nejvíce projevil vliv oblasti, na které má chlazení a proudění vzduchu vliv. Pro měření teploty bude využita termokamera, pro snadné zachycení a nalezení kritických oblastí. Ovšem termovize může být zkreslena lesklými povrchy, jako je v tomto případě chladič, a proto byla na bok chladiče přidána páska pro zmatnění povrchu (viz Obr. 9.9).

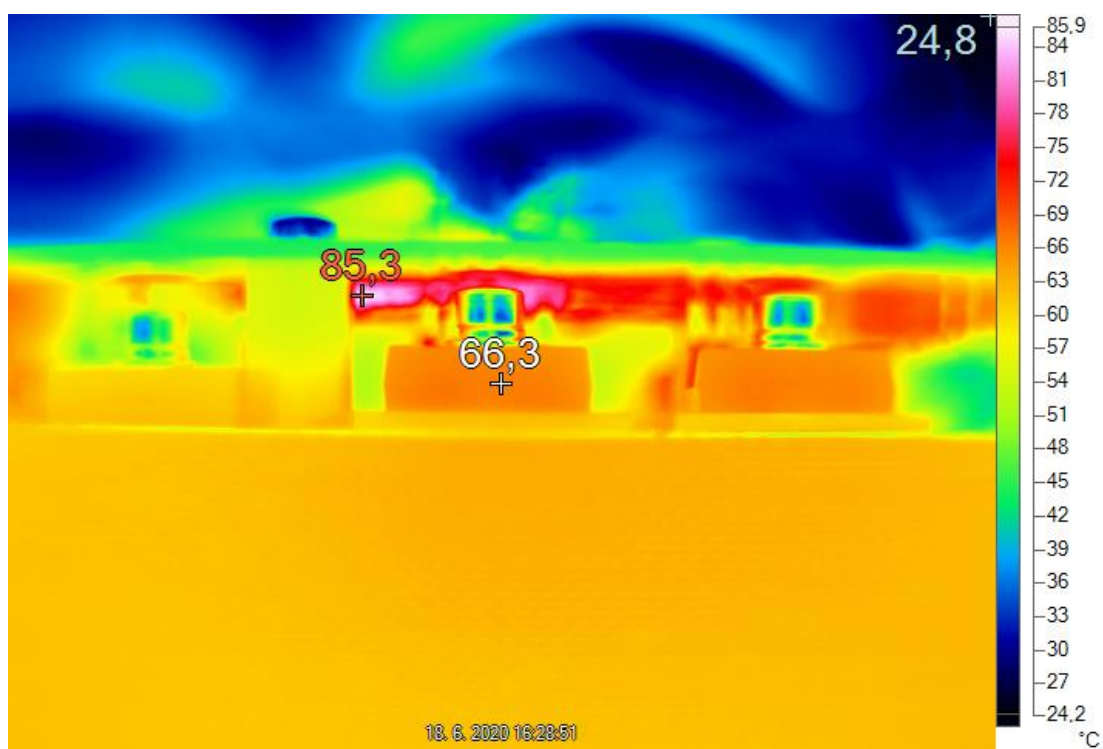


Obr. 9.9 Zmatnění povrchu chladiče

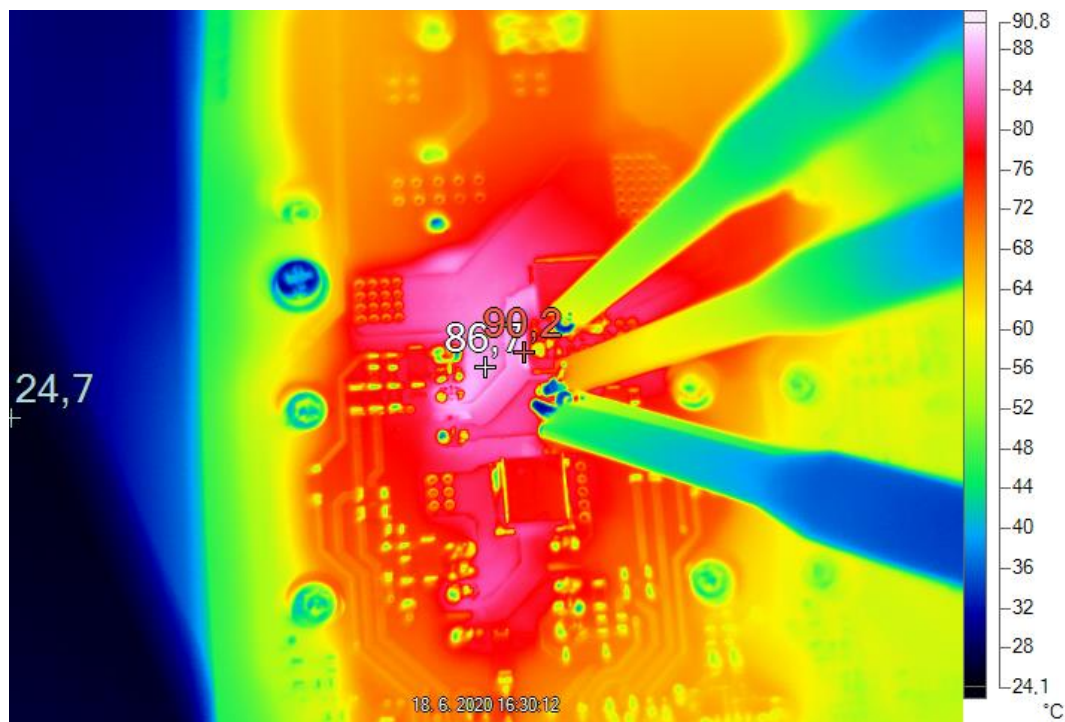
Napětí napájecího zdroje je 60 V a jmenovitý proud střídačem byl nastaven tak, aby horní a spodní tranzistory byly zapnuty stejnou dobu (poměr sepnutí 0,5) pro rovnoměrné zatížení. V tomto stavu byl střídač udržován, dokud se teplota neustálila a mohlo se přejít k měření. Teplota okolí je 24 °C.

9.4.1 Měření oteplení s pasivním chlazením

Termosnímek Obr. 9.10 zobrazuje teplotu měniče z boku a podle stupnice můžeme určit, že teplota pouzdra MOSFETu je 66 °C a teplota chladiče je okolo 63 °C. Na tomto obrázku i na Obr. 9.11 je také patrné přehřívání části DPS, které dosahuje teploty až 90 °C. Kdyby nebyly fázové cesty preventivně zesíleny mědí a cínem (viz Obr. 8.5), byla by teplota této části ještě vyšší.

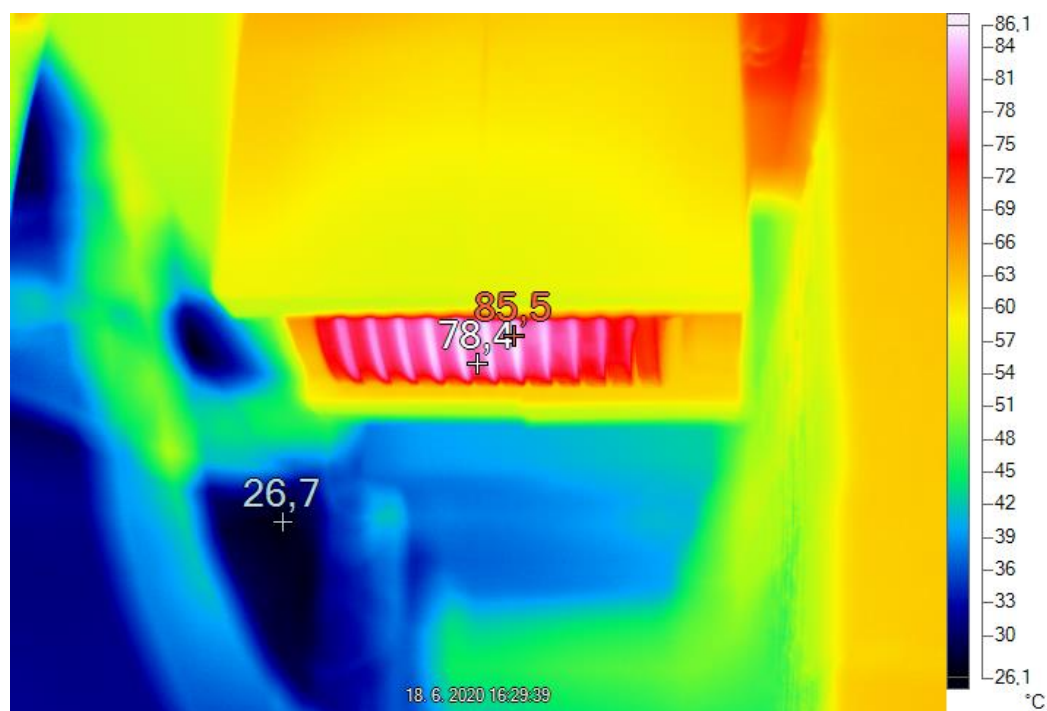


Obr. 9.10 Termosnímek z boku - bez ventilace



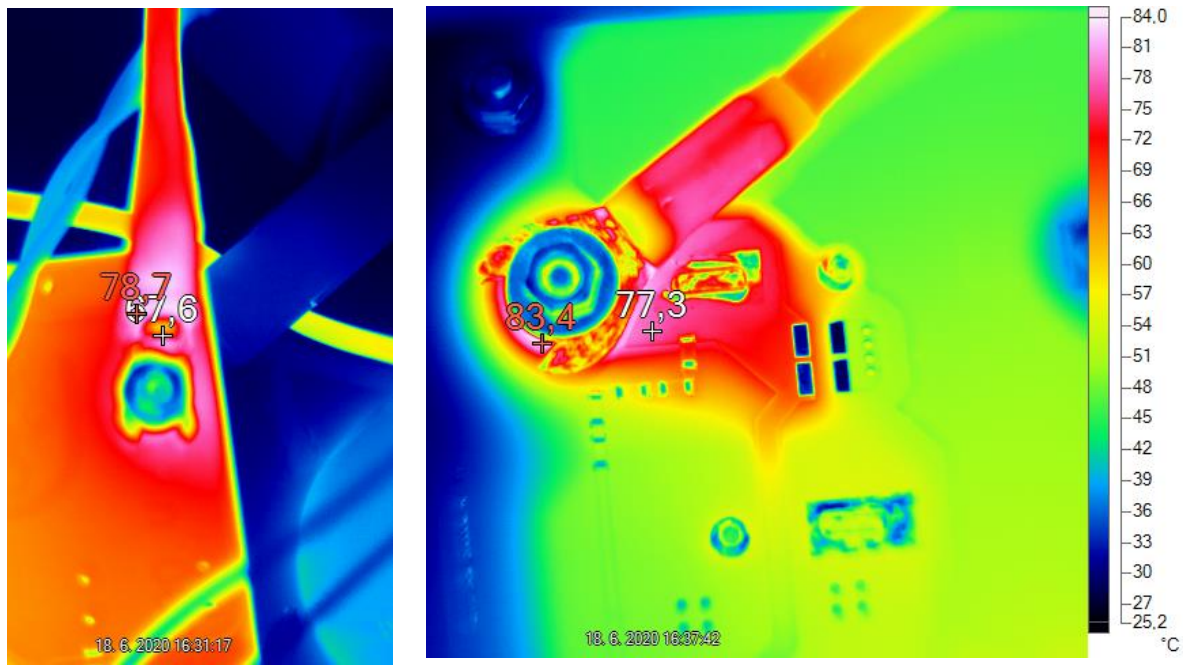
Obr. 9.11 Termosnímek shora - bez ventilace

Kritickým místem je také du/dt tlumivka (viz Obr. 9.12), která je v tomto případě zatěžována stejnosměrným proudem a zátěž je spíše odporová. V reálném provozu však bude zatěž více indukční (motor) a na tlumivce tak nebudou vznikat takové ztráty způsobené zvlněným proudem.



Obr. 9.12 Termosnímek du/dt tlumivka – bez ventilace

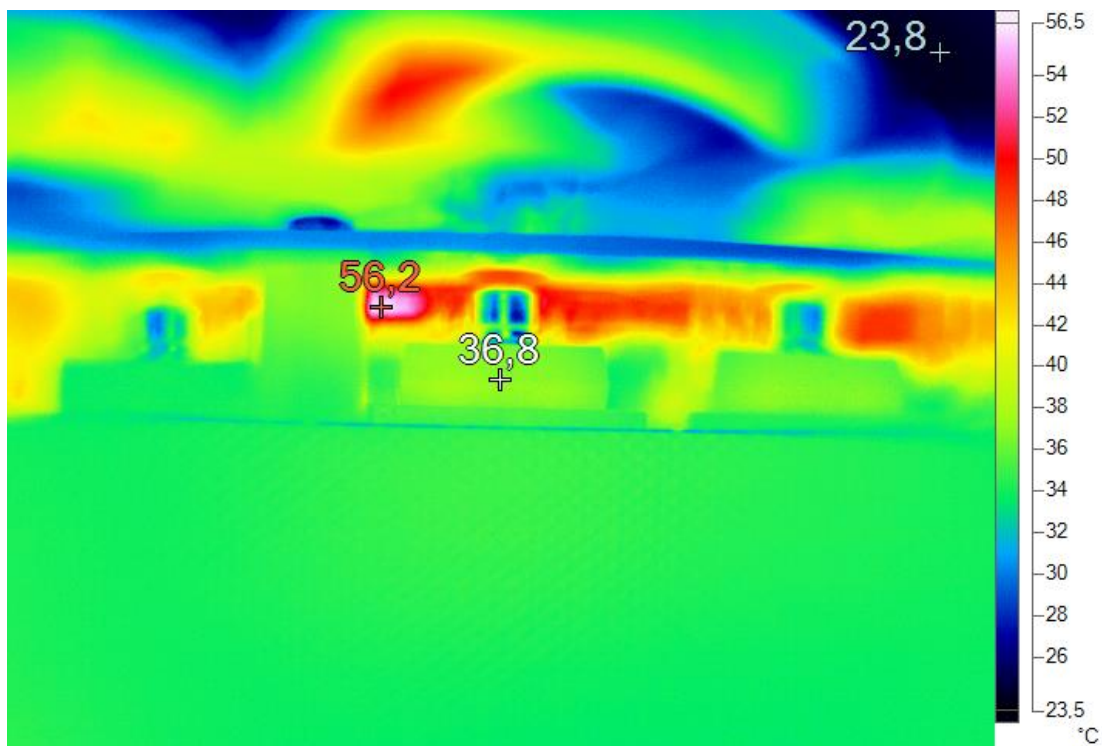
Další snímky (Obr. 9.13) zobrazují silové spoje nalisovaných press-fitů do DPS. Připojená kabeláž je pouze pro laboratorní účely, a proto by při instalaci do formule měl být kladen větší důraz na správný kontakt a dostatečný průřez vodičů. Tyto části nejsou ovlivňovány ventilací, a proto jejich ochlazení nebude příliš účinné.



Obr. 9.13 Termosnímek spojení silových kabelů napájení (vlevo), fáze (vpravo)

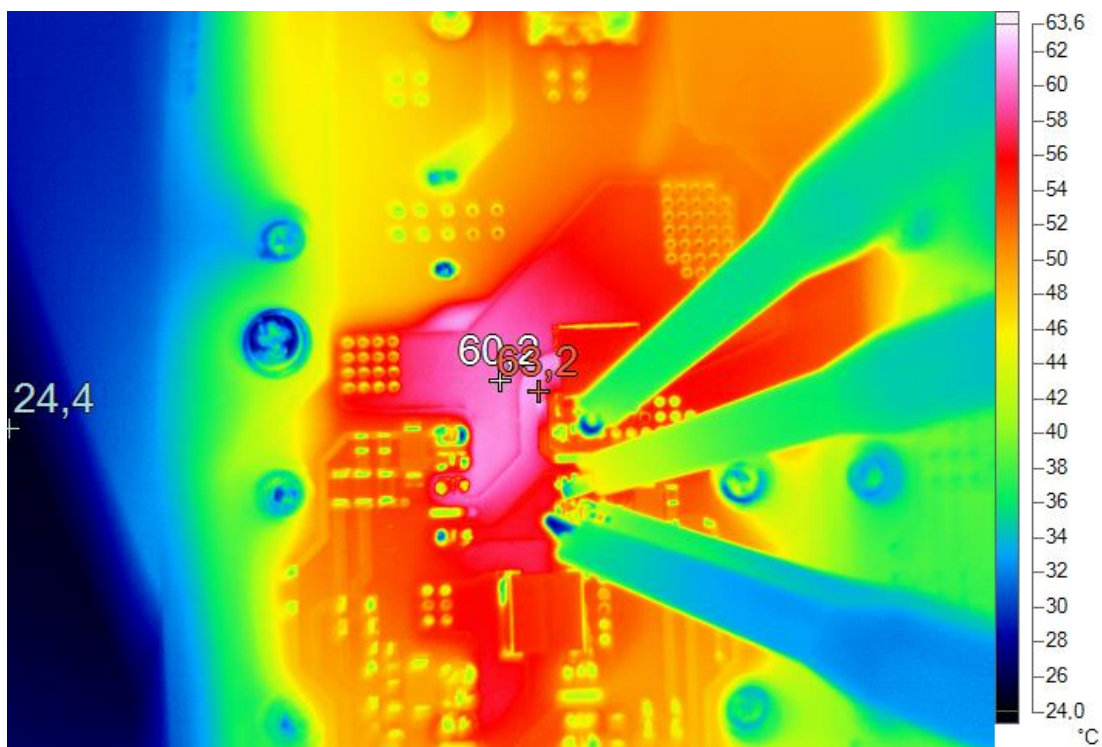
9.4.2 Měření oteplení s aktivním chlazením

V předchozí kapitole bylo měření teplot provedeno bez zapnuté ventilace a nyní je střídač chlazen ventilací. Jejím spuštěním se zvýší přenos tepla do okolí a chladič začne snižovat svoji teplotu společně s ostatními spojenými částmi. Po ustálení teploty bylo opět provedeno měření a na prvním snímku chladiče (viz Obr. 9.14) je vidět znatelné ochlazení na teplotu okolo 35 °C a pouzdra tranzistoru na teplotu 37 °C, což je téměř o 27 °C méně než v předchozím případě bez ventilace.



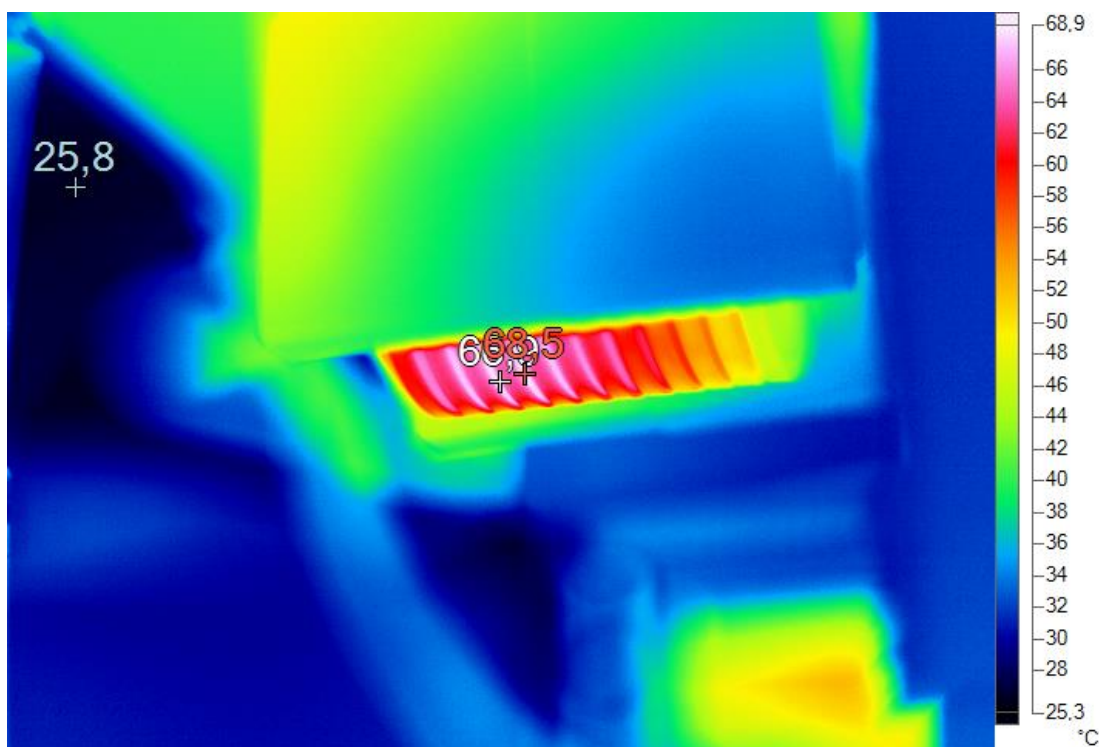
Obr. 9.14 Termosnímek z boku - s ventilací

Na Obr. 9.15 je dokázáno, že teplota DPS je ztelně ovlivněna teplotou tranzistorů, které v tomto případě odvádí přebytečné teplo do chladiče a následně do okolí. Teplota DPS je v tomto místě snížena o 30 °C.



Obr. 9.15 Termosnímek shora - s ventilací

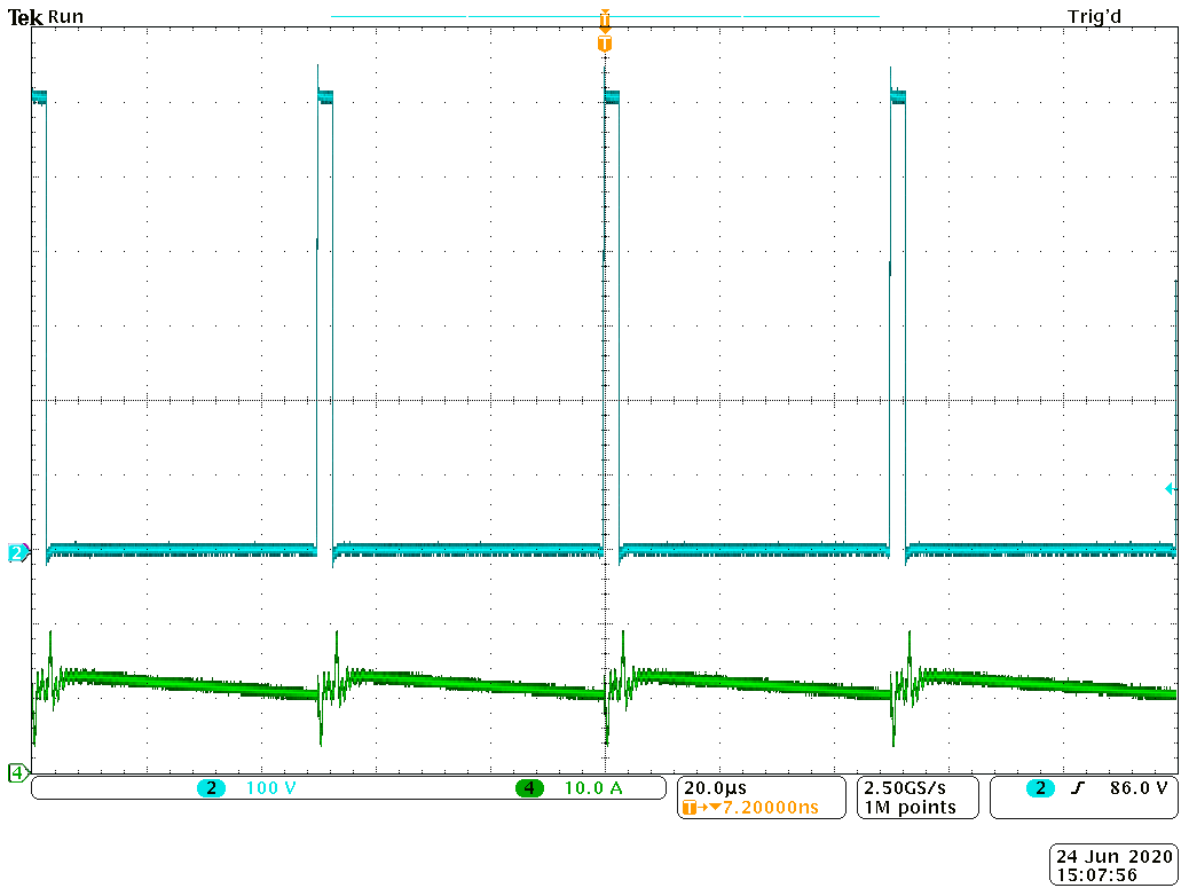
Ofukováním tlumivky bylo také docíleno ochlazení o 30 °C, což ilustruje Obr. 9.16, kde vzduch proudí zprava doleva, a proto jsou první závity lépe ofukovány než poslední. Musíme si však uvědomit, že vzduch z chladiče byl v tomto případě velice chladný (teplota chladiče 35 °C) a teplo vyzařovala pouze jedna fáze střídače. Při větším zatížení a reálném provozu všech tří fází může teplota chladiče dosahovat i ke 100 °C, a tím může ventilace naopak tlumivku ohřívat.



Obr. 9.16 Termosnímek du/dt tlumivky - s ventilací

9.5 Napěťová zkouška

Měnič je navrhnut na napětí 600 V a pro toto napětí byl také za chodu testován. Měřením bylo ověřeno, že jsou splněny izolační vzdálenosti na DPS a napěťová pevnost vybraných komponentů. Napěťové špičky při spínání dosahují hodnoty až 650 V, přičemž jsou nejvíce ovlivněny výstupním proudem, který je v tomto případě 10 A (viz Obr. 9.17).



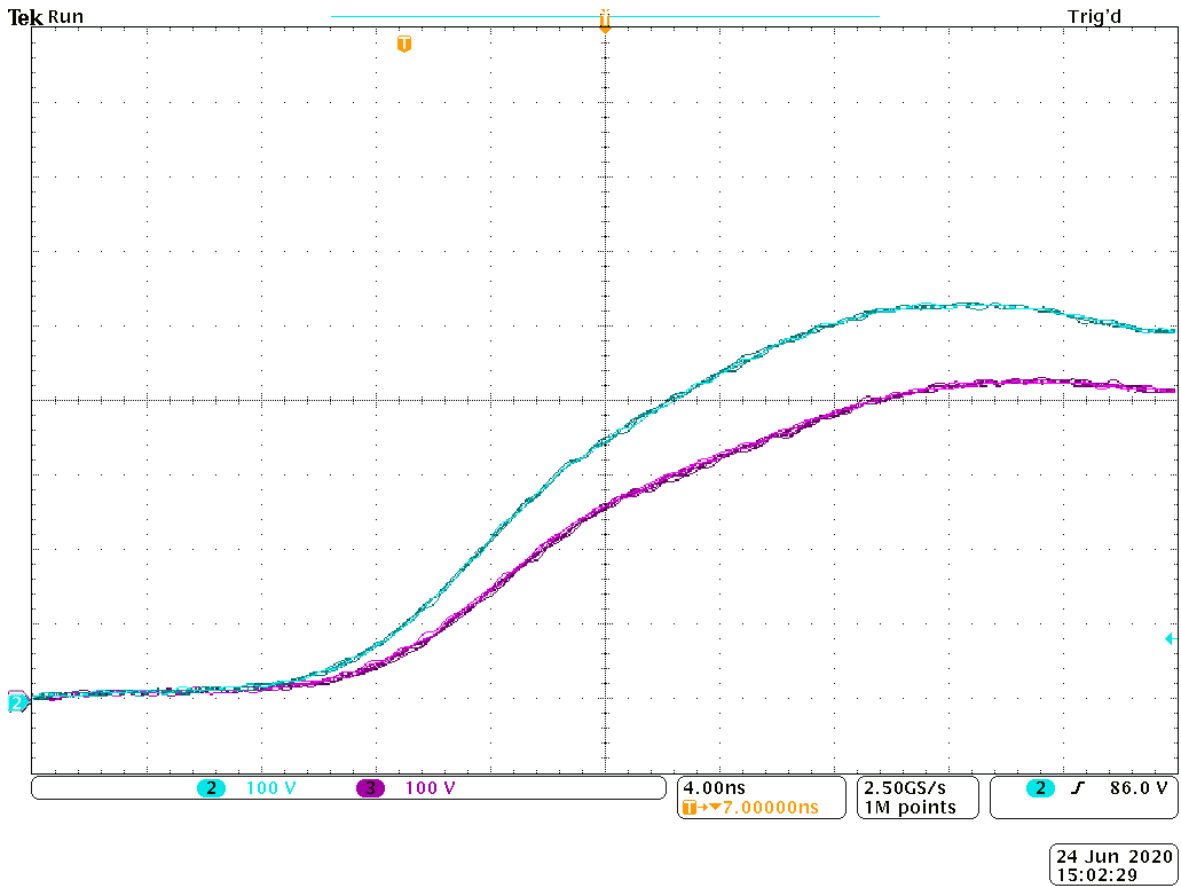
Obr. 9.17 Napětové zatížení

9.6 Ověření strmost du/dt filtru

V tomto měření budeme sledovat strmost napětí na dolním tranzistoru a na výstupu du/dt filtru. Napětí v DC-linku je při tomto měření 500 V a nejprve bude provedeno pouze s du/dt tlumivkou 6,8 μH (viz Obr. 9.18). Druhý (tyrkysový) kanál zobrazuje strmost napětí na tranzistoru a třetí (fialový) kanál na výstupu du/dt filtru. Pro aktuální stav lze vypočítat jejich strmosti podle rovnic (9.1) a (9.2), kde zjistíme, že strmost je stále větší než požadovaná (6 $\text{kV}/\mu\text{s}$).

$$\frac{du}{dt_{tran}} = \frac{300}{9,6 \cdot 10^{-9}} = 31,25 \left[\frac{\text{kV}}{\mu\text{s}} \right] \quad (9.1)$$

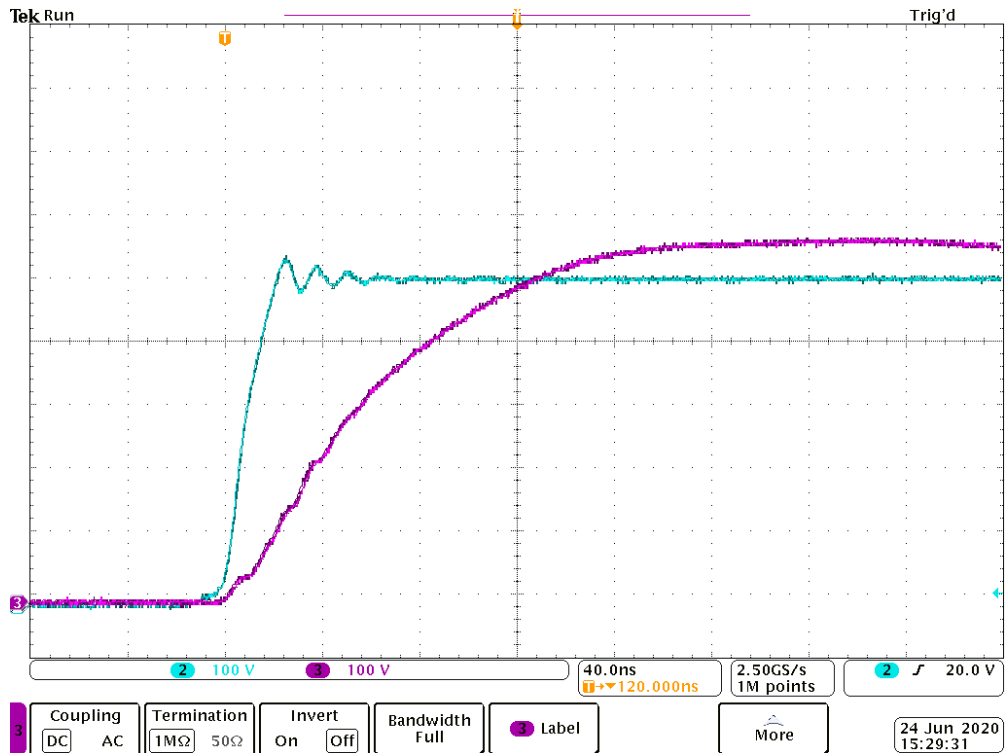
$$\frac{du}{dt_{filtr}} = \frac{300}{15,2 \cdot 10^{-9}} = 19,7 \left[\frac{\text{kV}}{\mu\text{s}} \right] \quad (9.2)$$

Obr. 9.18 Napěťová strmost bez filtračního C_F

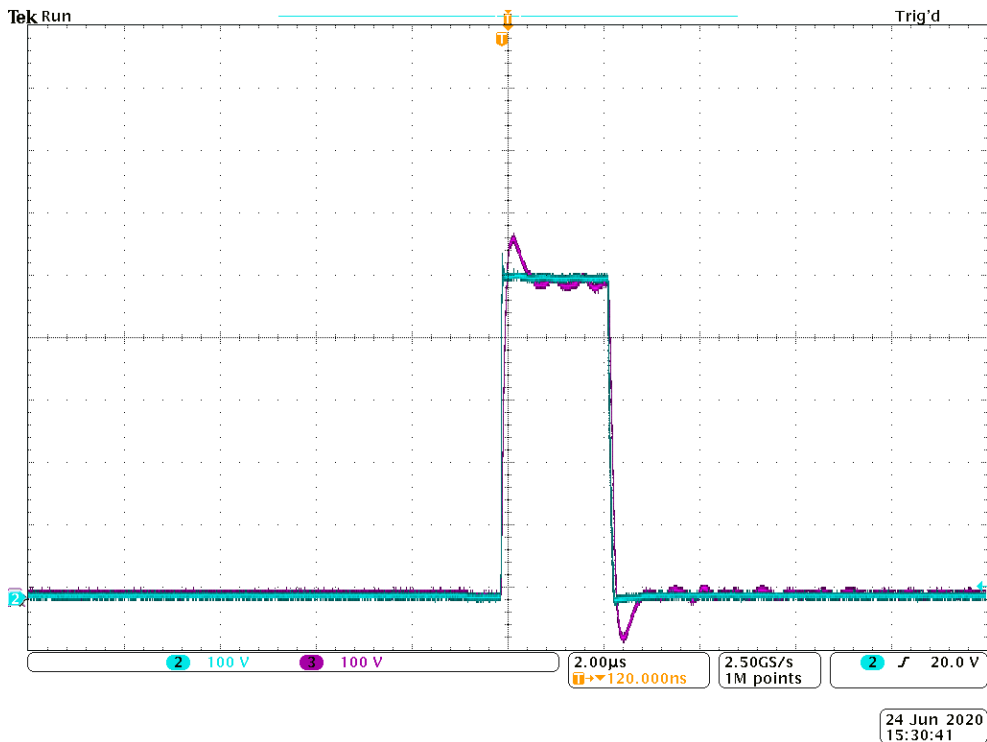
Další měření bylo provedeno s přídatnými filtračními kondenzátory o celkové hodnotě 1,36 nF. Tato kapacita byla navržena v kapitole 4.4 s tím, že její hodnota je pouze orientační a bude nutné uvažovat i parazitní kapacitu vedení a motoru, které nejsou k dispozici. V tomto měření používáme standardní kabeláž bez stínění a odporovou zátěž, pro které platí průběh na Obr. 9.19. Při novém výpočtu strmosti podle rovnic (9.3) a (9.4) zjistíme, že strmost klesla na 4,2 kV/ μ s a je tedy možné naladit strmost na požadovanou hodnotu.

$$\frac{du}{dt}_{tran} = \frac{438}{21 \cdot 10^{-9}} = 20,8 \left[\frac{kV}{\mu s} \right] \quad (9.3)$$

$$\frac{du}{dt}_{filtr} = \frac{438}{104 \cdot 10^{-9}} = 4,2 \left[\frac{kV}{\mu s} \right] \quad (9.4)$$

Obr. 9.19 Napěťová strmost s filtračním C_F

Snížením strmosti ovšem vznikne kmitání na výstupu, které je způsobeno výměnou energie mezi filtrační tlumivkou a kondenzátorem (viz. Obr. 9.20). Tento jev zde není natolik kritický, aby představoval nebezpečí zátěže.



Obr. 9.20 Napěťová strmost - kmitání

9.7 Ostatní poznatky při měření

Při testování bylo zjištěno, že integrovaný obvod pro tvorbu -5 V (= napěťová pumpa) nenaběhne při spuštění napájecího laboratorního zdroje. Při ručním odpojení a zapojení napájecí kabeláže však obvod naběhne správně, a tak se domnívám, že je to způsobeno samotným laboratorním zdrojem při spuštění.

Jelikož informační LED svítí velmi jasné i při nízkém poměru sepnutí, bylo by vhodnější dosadit předřadné rezistory s vyšším odporem.

Nadproudovou ochranu reagující na výstupní napětí z obvodu pro měření proudu bylo nutné pro její nespolehlivost odpojit, jelikož nastavené reakční napětí je provedeno odporovým děličem, čímž je příliš závislé na napájecím napětí a komparátor může chybně zareagovat. Obvod by byl stabilnější se Zenerovou diodou, která na sobě udrží stejné napětí i při kolísání napětí nebo vlivu zpětné vazby.

10 Závěr

Účelem práce byla konstrukce měniče pro přední pohon školní elektroformule. Byl proveden výběr tranzistorů s důrazem na levnější diskrétní prvky, a tak byla cena snížena na 1/4 oproti výkonovým modulům s podobnými parametry.

Celý měnič byl vypočítán a navržen tak, aby v případě změn parametrů nebo částí mohl být optimálně doladěn na požadované vlastnosti. Střídač je celý uložen na desce plošného spoje společně s du/dt filtrem a obvody pro měření proudů, napětí a teplot. Bohužel v současné době nebylo možné měnič otestovat přímo s uvažovanými motory, a tak bylo měření cíleno pouze na kontrolu funkčnosti jedné desky se střídačem.

Napěťová a proudová zkouška ověřila, že střídač lze provozovat s napětím 600 V a proudem 53 A. Při proudové zkoušce bylo ověřeno oteplení měniče termokamerou a žádná z částí nepřesahuje svoji dovolenou mez. Měřicí obvody pracují správně a jejich výstupní napětí bylo v toleranci 10 % od navrhované hodnoty, ovšem signál je zarušen spínací frekvencí. Dále byla ověřena účinnost du/dt filtru na výstupním napětí, kde bylo dokázáno, že v daných podmínkách lze strmost nastavit k požadované hranici 6 kV/ μ s.

Celý měnič pracuje v laboratorních podmínkách správně a dodatečné úpravy a zkoušky pro optimální nastavení je nutné provést až s uvažovanou zátěží a napájecím zdrojem.

11 Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika. Sv. 1, Přehled výkonových polovodičových součástek. 1.vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 1994. 72 s. ISBN 80-7082-136-1.
- [2] FROHN, Manfred et al. Elektronika: polovodičové součástky a základní zapojení. 1. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006. 479 s. ISBN 80-7300-123-3.
- [3] STENGL, Jens Peer a TIHANYI, Jenö. Výkonové tranzistory MOSFET. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1999. 191 s. ISBN 80-86056-54-6
- [4] Nando Kaminski and Oliver Hilt. SiC and GaN devices – wide bandgap is not all the same. *IET Circuits, Devices & Systems*, 8(3):227–236, 2014.
- [5] VRÁNA, Václav: Asynchronní stroje: Určeno pro studenty bakalářských studijních programů, říjen 2005. Dostupné z: http://feil.vsb.cz/kat420/vyuka/hgf/elektrotechnika/sylab_asynchronni_stroje_bc.pdf
- [6] Specter engineering, Inverter DC Link Capacitor Selection [10.9. 2019]. Dostupné z: <https://www.specterengineering.com/blog/2019/9/7/dc-link-capacitor-selection-for-your-inverter>
- [7] SCHMID, Prokop. Trakční měnič pro projekt studentské elektroformule. Plzeň, 2019. Bakalářská práce (Bc.). Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Jan Štěpánek.
- [8] Západočeská univerzita v Plzni, UWB Racing Team [4.2.2020] <http://uwbracing.cz/sezona-2019/>
- [9] Firma AMK, Datasheet motoru DD5-14-10-POW - 18600-B5. [cit. 12.4. 2020] https://amk-group.com/amk-dokucd/dokucd/FSE/en/content/resources/pdf-dateien/fse/r06/motor_data_sheet_a2370dd_dd5.pdf
- [10] VONDRÁŠEK, František et al. *Projektování výkonových polovodičových měničů: vybrané stati*. 1. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. 216 s. Výkonová elektronika; sv. 6. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [11] STENGL, Jens Peer a TIHANYI, Jenö. *Výkonové tranzistory MOSFET*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1999. 191 s. ISBN 80-86056-54-6.
- [12] Nuts and volts, everything for Electronics, QaA [29. 2. 2020] Dostupné na : <https://www.nutsvolts.com/questions-and-answers/mosfet-basics>
- [13] J. He et al., "Multi-Domain Design Optimization of dv/dt Filter for SiC-Based Three-Phase Inverters in High-Frequency Motor-Drive Applications," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, 2018, pp. 5215-5222.
- [14] J. Müller, T. Brinker, J. Friebe and A. Mertens, "Output dv/dt Filter Design and Characterization for a 10 kW SiC Inverter," IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Washington, DC, 2018, pp. 2122-2127.
- [15] FHS 40 - P/SP600. LEM [online]. [cit. 8.4. 2020] Dostupné z: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/fhs%2040-p%20sp600.pdf
- [16] Current measurement, Digikey [cit. 8.4.2020] <https://www.digikey.co.za/en/articles/fundamentals-of-current-measurement-part-1-current-sense-resistors>
- [17] Resistor current sense 500 $\mu\Omega$ / 5 W, Datasheet, KOA [cit. 8.4. 2020] https://cz.mouser.com/datasheet/2/219/koa_speer_10092019_PSI_PSE_9-30-19-1660737.pdf
- [18] Reinforced Isolated Amplifier, AMC1302DWVR, Texas Instruments [cit. 8.4.2020] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1302.pdf>
- [19] Metallized Polypropylene Film Capacitors DC-Link Capacitor, Datasheet, Vishay, [cit. 9.4.2020] <http://www.vishay.com/docs/28164/mkp1848dcl.pdf>

- [20] Ceralink, capacitor, Datasheet, TDK Electronics, [cit.9.4.2020] https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/10/ds/B58031_LP.pdf
- [21] NTC Thermistor, Mini Lug Sensors – NTCALUG03A103G, VISHAY, Datasheet. [cit. 10.4.2020] <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/425013/VISHAY/NTCALUG03A103G.html>
- [22] Conector, 09185206903, 20-pins, Header PIT100, angled header with lock, Harting [cit. 12.4.2020], https://b2b.harting.com/files/download/PRD/PDF_TS/09185XXX901_100154464DRW013A.pdf
- [23] Conector, 09185206814, 20-pins, for flat cable, Harting [cit. 12.4. 2020] https://b2b.harting.com/files/download/PRD/PDF_TS/09185XXX814_100662934DRW009A.pdf
- [24] DC axial fan, 612 JH, ebmpapst, datasheet [cit. 12.4. 2020] <https://cz.mouser.com/datasheet/2/120/600J-890600.pdf>
- [25] AMK racing KIT ‚Formula Student Electric‘. [cit. 12.4. 2020]. https://amk-group.com/amk-dokucd/dokucd/FSE/en/content/resources/pdf-dateien/pdk_205481_kw26-s5-fse-4q_kw-r06_en_.pdf
- [26] Formula Student Rules Germany, [cit. 12.4. 2020] https://www.formulastudent.de/fileadmin/user_upload/all/2020/rules/FS-Rules_2020_V1.0.pdf
- [27] Driver ISO5852S, Texas Instruments, datasheet [cit 13.4. 2020] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso5852s.pdf>
- [28] DC-DC isolated converter MGJ1 series, Murata, datasheet [cit. 13.4. 2020] <https://www.murata.com/products/productdata/8807029964830/kdc-mgj1.pdf?1583754812000>
- [29] Charge-pump inverter, LTC1983ES6-5, Linear Technology, datasheet [cit. 14. 4. 2020] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1983fc.pdf>
- [30] DC-DC isolated converter R1SE-0505/H2-R, RECKON, datasheet [14.4. 2020] https://recom-power.com/pdf/Econoline/R1SE_H2.pdf
- [31] Differential Amplifier, LTC1992, Linear technology, datasheet [cit. 14.4. 2020] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1992fb.pdf>
- [32] Reinforced Isolated Amplifier, AMC1311B, Texas Instruments [cit. 14.4.2020] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1311.pdf>
- [33] Chladič LA 30 100 12, Fischer elektronik, datasheet [cit. 15. 4. 2020] [https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs/\\$catalogue/fischerData/PR/LA30_/datasheet.xhtml?branch=heatsinks](https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs/$catalogue/fischerData/PR/LA30_/datasheet.xhtml?branch=heatsinks)
- [34] MOSFET IMZ120R030M1H, Infineon, datasheet [cit. 15.4. 2020] https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IMZ120R030M1H-DataSheet-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d46269e1c019016a92fdcc776696
- [35] Resistor, TEH140M33R0FE, 33Ω/140W, TO247, OHMITE, datesheet [cit. 15.4. 2020] https://cz.mouser.com/datasheet/2/303/res_teh140-1488069.pdf
- [36] Chladič, LA 30 1000, Fischer Elektronik, datasheet [cit 4.6. 2020] https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/VA/LA3010012/datasheet.xhtml?branch=heatsinks
- [37] Pravidla výroby plošné desky, Multi circuit boards, [cit 4.6. 2020] https://www.multi-circuit-boards.eu/fileadmin/user_upload/downloads/leiterplatten_design-hilfe/Multi-CB-Leiterplatten_Basic-Design-Rules_en.pdf
- [38] Izolační destička AOS 218 247 1, Fischer Elektronik, [cit 4.6. 2020] [https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/\\$catalogue/fischerData/PR/AOS2182471_/datasheet.xhtml?branch=heatsinks](https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/$catalogue/fischerData/PR/AOS2182471_/datasheet.xhtml?branch=heatsinks)

12 Seznam obrázků

Obr. 1.1 Rozdělení tranzistorů.....	9
Obr. 1.2 Darlingtonovo a Sziklailovo zapojení	10
Obr. 1.3 Grafické zobrazení vlastností polovodičových materiálů	15
Obr. 3.1 Kapacity mezi vývody MOSFET [12]	21
Obr. 4.1 Blokové schéma střídače	23
Obr. 4.2 Zapojení filtr v DC-linku.....	24
Obr. 4.3 Obvod pro vybíjení kondenzátorů. Vlevo aktivní a vpravo pasivní vybíjecí část obvodu	27
Obr. 4.4 Vybíjecí průběh napětí na kondenzátorech v DC-linku	28
Obr. 4.5 Schéma zapojení budiče	29
Obr. 4.6 Zapojení vstupu DC-DC zdroje pro driver.....	30
Obr. 4.7 Přechodový děj při zapínání a vypínání MOSFETů*	32
Obr. 4.8 Zapojení du/dt filtru a) Rezistor paralelně s indukčností b) Rezistor sériově s kondenzátorem [14]	35
Obr. 4.9 Závislost strmosti filtrovaného napětí na napájecím napětí [14]	38
Obr. 4.10 Zapojení diferenciálního operačního zesilovače	39
Obr. 4.11 Schéma nábojové pumpy -5 V	39
Obr. 4.12 Schéma izolovaného DC-DC zdroje pro +5 V _{TS}	40
Obr. 4.13 Měření DC napětí: vysokonapěťová část	40
Obr. 4.14 Závislost vstupu na diferenciální výstup AMC1311B [32].....	41
Obr. 4.15 Závislost měřeného napětí na výstupu	42
Obr. 4.16 Sonda s uzavřeným mag. obvodem (vlevo), Měření s otevřeným mag. obvodem (vpravo) [15].....	44
Obr. 4.17 Princip měření proudu pomocí rezistoru [16]	44
Obr. 4.18 Měření proudu: vysokonapěťová část	45
Obr. 4.19 Měření proudu: Nadproudová ochrana	46
Obr. 4.20 Závislost vstupu na výstup AMC1302 [18]	46
Obr. 4.21 Závislost fázového proudu na výstup	47
Obr. 4.22 Závislost NTC termistoru NTCALUG03A103G na teplotě [21].....	49
Obr. 4.23 Vstupní obvod pro měření teploty.....	49
Obr. 4.24 Závislost teploty chladiče na výstupu	50
Obr. 4.25 Signalizační LED řídicích signálů.....	52
Obr. 5.1 Zapojení konektorů.....	53
Obr. 6.1 Simulace průběhu proudů.....	56
Obr. 6.2 Závislost ztrát MOSFETu na odporu R _G (vlevo) a teplotě čipu (vpravo) [34]	58
Obr. 7.1 Rozměr korundové destičky AOS 218 247 1 [38]	61
Obr. 7.2 3D model chladiče LA 30 100	62
Obr. 7.3 Výkres pro vyvrtání otvorů	63
Obr. 8.1 Popis DPS – Horní pohled (TOP)	65
Obr. 8.2 Popis DPS - pohled zprava (RIGHT)	66
Obr. 8.3 3D model měniče.....	66
Obr. 8.4 Nedokonalost pájeného spoje kondenzátoru po zapečení	67
Obr. 8.5 DPS posílení fázových cest	67
Obr. 8.6 Rozmístění tranzistorů a odporů na chladiči	68
Obr. 8.7 DPS umístění termistorů a teplovodivé pasty	68
Obr. 8.8 DPS umístěné tranzistory – spodní pohled.....	69
Obr. 8.9 Vstupní kondenzátor (vlevo) du/dt tlumivka (vpravo).....	69
Obr. 9.1 Zapojení střídače s MCU.....	70
Obr. 9.2 Zpoždění signálu - zapnutí horního tranzistoru.....	71

Obr. 9.3 Zpoždění signálů - vypnutí horního tranzistoru	71
Obr. 9.4 Porovnání řídicích napětí na paralelních tranzistorech	72
Obr. 9.5 Měření proudu	73
Obr. 9.6 Měření napětí v DC-linku	74
Obr. 9.7 Výstupní napětí z měření teploty - oteplování	75
Obr. 9.8 Výstupní napětí z měření teploty - chlazení ventilací	76
Obr. 9.9 Zmatnění povrchu chladiče	76
Obr. 9.10 Termosnímek z boku - bez ventilace.....	77
Obr. 9.11 Termosnímek shora - bez ventilace.....	78
Obr. 9.12 Termosnímek du/dt tlumivka – bez ventilace	78
Obr. 9.13 Termosnímek spojení silových kabelů napájení (vlevo), fáze (vpravo)	79
Obr. 9.14 Termosnímek z boku - s ventilací	80
Obr. 9.15 Termosnímek shora - s ventilací	80
Obr. 9.16 Termosnímek du/dt tlumivky - s ventilací	81
Obr. 9.17 Napět'ové zatížení.....	82
Obr. 9.18 Napět'ová strmost bez filtračního C_F	83
Obr. 9.19 Napět'ová strmost s filtračním C_F	84
Obr. 9.20 Napět'ová strmost - kmitání.....	84

13 Seznam tabulek

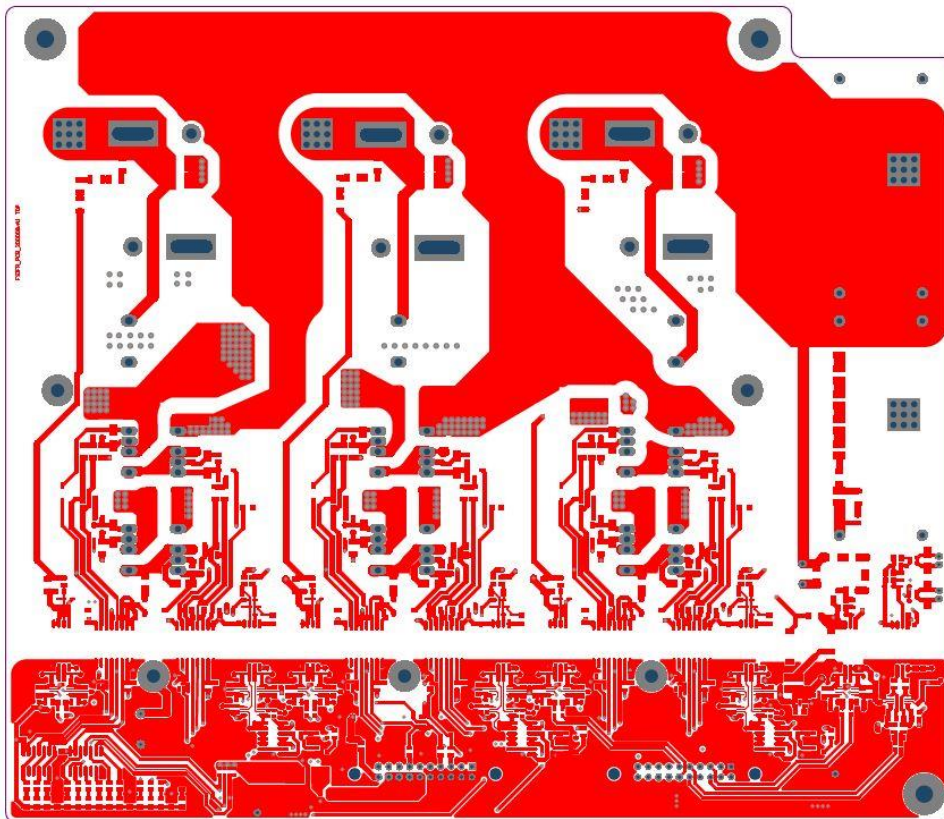
Tab. 1.1 Vlastnosti polovodičů Si, SiC a GaN - [4]	15
Tab. 2.1 Parametry motoru [9]	17
Tab. 4.1 Základní parametry střídače	23
Tab. 4.2 Hodnoty du/dt filtru.....	37
Tab. 4.3 Parametry obvodu pro měření napětí DC- linku - U_{DC}	41
Tab. 4.4 Parametry obvodu pro měření napětí ve fázi - U_F	43
Tab. 4.5 Parametry obvodu pro měření proudu ve fázi - I_F	47
Tab. 4.6 Parametry obvodu pro měření teploty	50
Tab. 4.7 Popis a funkce signalizačních LED.....	51
Tab. 5.1 Zapojení konektoru M12 - 8 pin [25].....	54
Tab. 6.1 Pracovní bod pro výpočet ztrát.....	55
Tab. 6.2 Hodnoty proudů.....	57

14 Přílohy

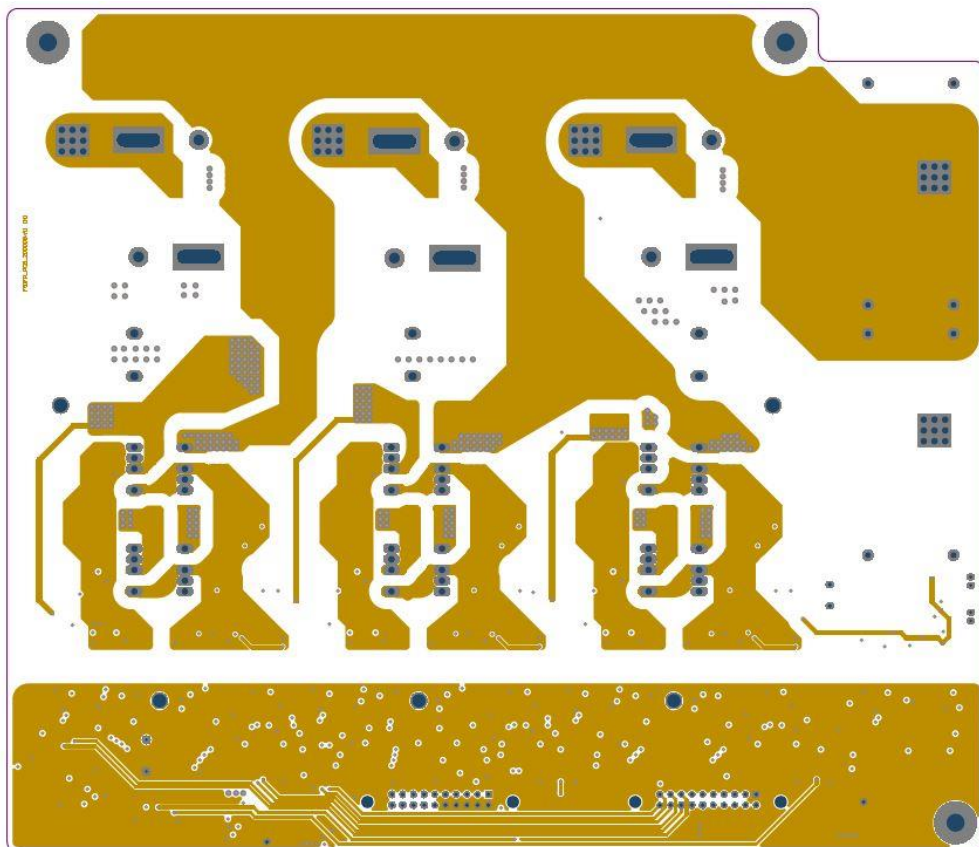
Příloha A: Výběr MOSFETů

																U _{ds} min																																													
																I _{dn} střídače		600		53,1		min		min		min		min																																	
																		54		18,5		483				26,82																																			
																		max		max		max				max																																			
																		102		75,0		1872				160,0																																			
																BODY		5		10		10				5																																			
																Kusů par.		Id celk (100 °C)		R _{ds} (para)		Etot [uJ] (°C)		CENA/KUS [€]		CELK. CENA [€]		BODY																																	
																Etot (uJ) (25 °C)		Etot (uJ) (175 °C)																																											
																NAPĚTÍ [V]		I _d max (25 °C)		I _d (100 °C)		R _{ds} m Ω-25°		R _{ds} -max tep		P _{tot} (25 °C)		T _{min} [°C]		T _{max} [°C]		R _{th} (j-c)		R _{th} (j-a)		VDD		I _{ds}																							
																SPOLEČNOST		Součástka																																											
																INFINEON		1MZ120R030M1H		1200		56		45		30		38		227		-55		175		0,51		62		800		25		338		475		2		90		19,0		538		29,3		58,6		27,1	
																INFINEON		1MZ120R060M1H		1200		36		26		60		76		150		-55		175		0,8		62		800		13		166		232		3		78		25,3		509		18,4		55,1		25,0	
																CREE WOLFSPEED		C3M0030090K		900		63		40		30		37		149		-55		150		0,62		40		600		35		500		500		2		80		18,5		759		26,4		52,8		24,7	
																CREE WOLFSPEED		C3M0032120K		1200		63		48		32		57,6		283		-40		175		0,45		40		800		40		600		1100		2		96		28,8		597		47,1		94,1		24,2	
																CREE WOLFSPEED		C3M0065100K		1000		35		22,5		65		90		113		-55		150		0,94		40		700		20		230		230		3		67,5		30,0		523		10,9		32,8		23,9	
																INFINEON		1MZ120R045M1		1200		52		36		45		55		228		-55		175		0,51		62		800		20		350		375		2		72		27,5		697		22,5		45,1		23,1	
																ST ELECTRONIC		SCT50N120		1200		65		50		59		70		318		-55		200		0,55		40		800		40		850		1000		2		100		35,0		846		31,6		63,2		22,9	
																ST ELECTRONIC		SCTWA50N120		1200		65		50		59		70		318		-55		200		0,55		40		800		40		850		1000		2		100		35,0		846		31,7		63,4		22,9	
																INFINEON		1MZ120R140M1H		1200		19		13		140		178		94		-55		175		1,2		62		800		6		74		101,5		5		65		35,6		491		11,5		57,6		21,9	
																CREE WOLFSPEED		C3M0075120K		1200		30		19,7		75		100		113		-55		150		1,1		40		800		20		360		510		3		59,1		33,3		717		11,3		33,8		21,0	
																INFINEON		1MZ120R090M1H		1200		26		18		90		115		115		-55		175		1		62		800		8,5		111		152		3		54		38,3		520		14,2		42,6		20,6	
																CREE WOLFSPEED		C3M0016120K		1200		115		85		16		28,8		556		-40		175		0,27		40		800		75		2100		3000		1		85		28,8		1115		63,5		63,5		20,5	
																CREE WOLFSPEED		C3M0120100K		1000		22		13,5		120		170		83		-55		150		1,5		40		700		20		240		300		4		54		42,5		546		7,88		31,5		20,1	
																ROHM - automotive		SCT3030KLHR		1200		72		51		30		51		339		-55		175		0,34		600		27		672				2		102		25,5		1322		56,8		113,5		19,5			
																CREE WOLFSPEED		C3M0021120K		1200		100		74		21		39		469		-40		175		0,32		40		800		50		1300		1900		1		74		39,0		1035		35,1		35,1		19,2	
																INFINEON		1MZ120R220M1H		1200		13		9,5		220		280		5		-55		175		1,5		62		800		4		48,5		66		6		57		46,7		483		10,2		61,3		19,0	
																ST ELECTRONIC		SCTW40N120G2VAG		1200		33		25		75		195		290		-55		200		0,6		40		800		20		310		530		3		75		65,0		617				19,0			
																ROHM - automotive		SCT3040KLHR		1200		55		39		40		68		262		-55		175		0,44		600		20		401				2		78		34,0		1065		40,2		80,5		18,6			
																ROHM - automotive		SCT3080KLHR		1200		31		22		80		136		165		-55		175		0,7		600		10		150				3		66		45,3		797		19		57,1		18,1			
																ON Semiconductor		NVHL080N120SC1		1200		44		31		80		114		348		-55		175		0,43		40		800		20		398				2		62		57,0		793		13,4		26,8		16,8	
																ROHM - automotive		SCT3105KLHR		1200		24		17		105		179		134		-55		175		0,86		600		7,6		161				4		68		44,8		1125		17		68,0		15,6			
																ROHM - automotive		SCT3022KLHR		1200		95		67		22		38		427		-55		175		0,27		600		36		875				1		67		38,0		1291		102		102,4		14,2			
																ROHM - HALFBRIDGE		BSM120D12P2C005		1200		134		100		16,6		28		935		-40		150		0,16		800		100		4700		4600		1		100		28,0		1872		160		160,0		13,1			
																ST ELECTRONIC		SCTWA30N120		1200		45		34		90		100		270		-55		200		0,65		40		800		20		830		900		2		68		50,0		1653		24,3		48,6		11,6	
																ST ELECTRONIC		SCT30N120		1200		45		34		90		100		270		-55		200		0,85		40		800		20		850		900		2		68		50,0		1693		24,1		48,3		11,4	
																ROHM - automotive		SCT2080KEHR		1200		40		28		80		150		260		-55		175		0,44		600		10		225				2		56		75,0		1195		28,5		57,0		9,0			

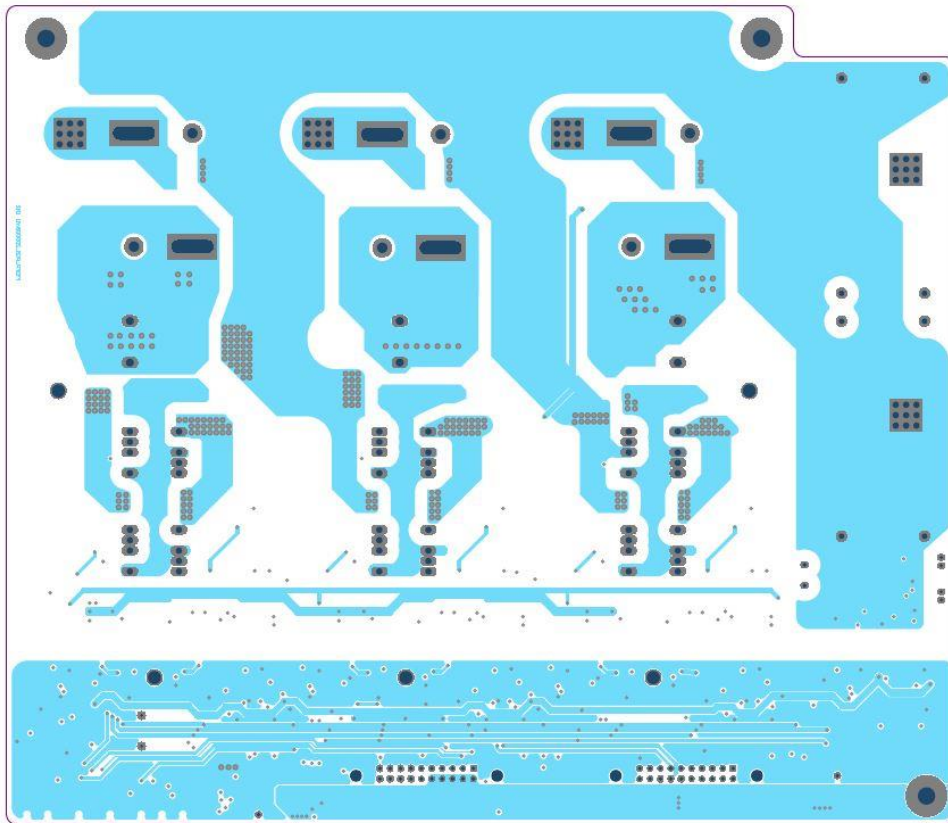
Příloha B: DPS – horní vrstva



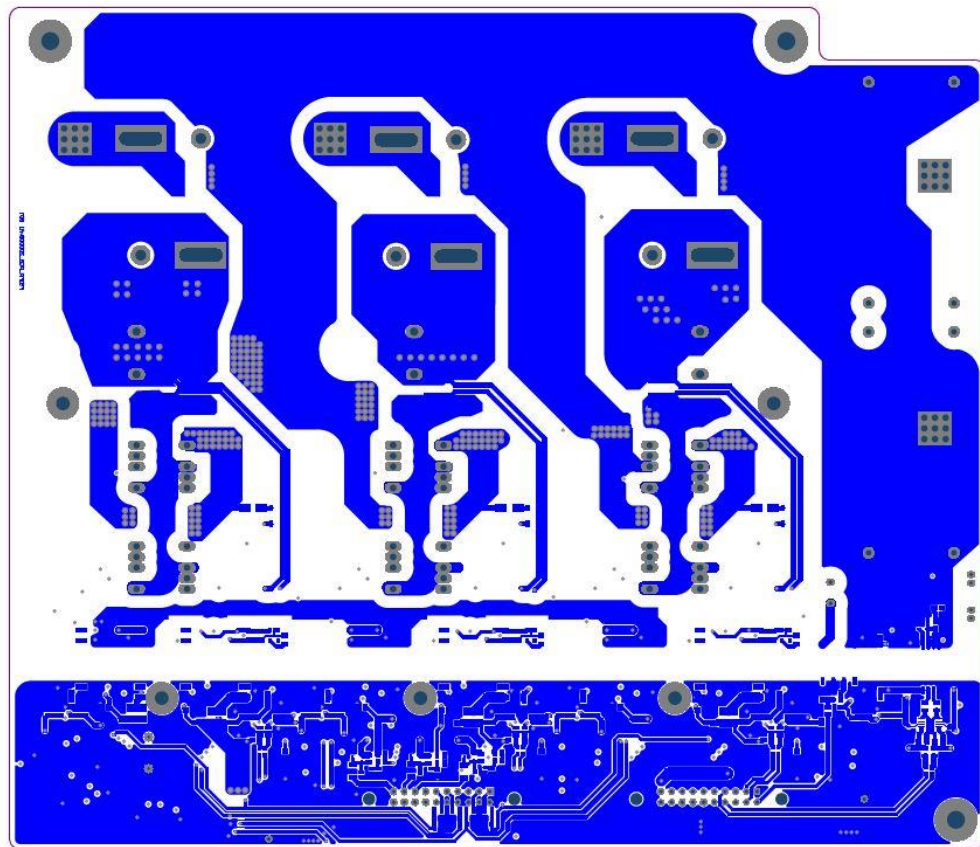
Příloha C: DPS – vnitřní vrstva 1



Příloha D: DPS – vnitřní vrstva 2



Příloha E: DPS – spodní vrstva



Příloha F: DPS – seznam součástek

No.	Comment	Description	Designator	Manuf Part Number	Quantity
1	100p	CAP CER 100p 100V COG 5% 0805	C1.I1, C1.I2, C1.I3, C12.I1, C12.I2, C12.I3, C16.I1, C16.I2, C16.I3, C31.TEM1, C31.TEM2, C47.V1, C47.V2, C47.V3, C90	C2012C0G2A101J	30
2	100n	CAP CER 100n 50V X7R 10% 0805	C2.I1, C2.I2, C2.I3, C6.I1, C6.I2, C6.I3, C8.I1, C8.I2, C8.I3, C9.I1, C9.I2, C9.I3, C15.I1, C15.I2, C15.I3, C17.I1, C17.I2, C17.I3, C18.I1, C18.I2, C18.I3, C19.B1, C19.B2, C19.B3, C19.T1, C19.T2, C19.T3, C23.B1, C23.B2, C23.B3, C23.T1, C23.T2, C23.T3, C25.TEM1, C25.TEM2, C27.TEM1, C27.TEM2, C30.TEM1, C30.TEM2, C32.TEM1, C32.TEM2, C33.TEM1, C33.TEM2, C34.TEM1, C34.TEM2, C37.TEM1, C37.TEM2, C40.V1, C40.V2, C40.V3, C44.V1, C44.V2, C44.V3, C46.V1, C46.V2, C46.V3, C51.V1, C51.V2, C51.V3, C53, C54, C55, C56, C57, C63, C83, C87, C89, C94	08055C104KAT2A	138
3	1.00u	CAP CER 1.0UF 25V X7R 10% 0805	C3.I1, C3.I2, C3.I3, C10.I1, C10.I2, C10.I3, C21.B1, C21.B2, C21.B3, C21.T1, C21.T2, C21.T3, C26.TEM1, C26.TEM2, C41.V1, C41.V2, C41.V3, C73, C84	CC0805KFX7R8BB105	38
4	1.00n	CAP CER 1.00n 50V COG 5% 0805	C4.I1, C4.I2, C4.I3, C13.I1, C13.I2, C13.I3, C28.TEM1, C28.TEM2, C35.TEM1, C35.TEM2, C42.V1, C42.V2, C42.V3, C49.V1, C49.V2, C49.V3, C85, C92	C2012C0G1H102J	36
5	10.0n	CAP CER 10.0n 16V X7R 10% 0805	C5.I1, C5.I2, C5.I3, C14.I1, C14.I2, C14.I3, C29.TEM1, C29.TEM2, C36.TEM1, C36.TEM2, C43.V1, C43.V2, C43.V3, C50.V1, C50.V2, C50.V3, C86, C93	0805YC103KAT2A	36
6	2.20u	CAP CER 2.2UF 16V X7R 10% 0805	C7.I1, C7.I2, C7.I3, C45.V1, C45.V2, C45.V3, C88	C2012X7R1C225K	14
7	100n	CAP CER 100n 100V COG 5% 1206	C11.I1, C11.I2, C11.I3	C1812C104J1GACTU	6
8	10.0u	CAP CER 10u 35V X7R 10% 1206	C20.B1, C20.B2, C20.B3, C20.T1, C20.T2, C20.T3, C58.L1, C58.L2, C58.L3, C67, C68, C70, C71, C72, C74	GMK316AB7106KL-TR	30
9	220p	CAP CER 220p 50V X7R 10% 0805	C22.B1, C22.B2, C22.B3, C22.T1, C22.T2, C22.T3	08055C221KAT2A	12
10	10.0n	CAP CER 10.0n 50V COG 5% 0805	C24.TEM1, C24.TEM2, C38.TEM1, C38.TEM2, C91	C2012C0G1H103J	10
11	1.20n	CAP CER 1.20n 50V COG 5% 0805	C39.V1, C39.V2, C39.V3, C48.V1, C48.V2, C48.V3, C52.V1, C52.V2, C52.V3, C82, C95	C2012C0G1H122J	22
12	500n	CAP CeraLink 500n 700V 7x8mm (polar)	C59.L1, C59.L2, C59.L3, C60.L1, C60.L2, C60.L3	B58031U7504M062	12
13	330p	CAP CER 330pF 3000V COG/NPO ±5% 1812	C61.L1, C61.L2, C61.L3, C62.L1, C62.L2, C62.L3	1812HA331JAT2A	12
14	40.0u	CAP PP 40uF 900V 5% high current	C64, C65	MKP1848 640 094Y5	4
15	4.70n	CAP CER 4.70n 300VAC/Y2, 440VAC/X1	C66	C947U472MZVDBA731 7	2
16	100n	CAP CER 100n 50V COG 5% 1206	C69	GRM31C5C1H104JA01 L	2
17	220p	CAP CER 220p 50V COG 5% 0603	C75, C76, C77, C78, C79, C80, C81	GRM1885C1H221JA01 D	14

No.	Comment	Description	Designator	Manuf Part Number	Quantity
18	2A	Fuse 2AT 125VDC +holder Littelfuse HF154	F1	154002.DRT	2
19	B2B-PH-K-S	CON JST, header, THT, 2mm, 20mOhm, max 2A, 100V	H1.TEM1, H1.TEM2	B2B-PH-K-S(LF)(SN)	4
20	7461096	CON PRESFIT pins 3x3 pitch 100mil shank	H2.L1, H2.L2, H2.L3, H3, H4	7461096	10
21	09185206903	CON IDC 10x2pin angled header 100mill 6,1 mm long lever	H5, H6	09185206903	4
22	TPS70950	ICS regulator 5V 150mA Vin=2,7 - 30V linear, ultralow IQ	IC1.I1, IC1.I2, IC1.I3	TPS70950DBVR	6
23	AMC1302	ICS Isolated amplifier, +/-50mV input	IC2.I1, IC2.I2, IC2.I3	AMC1302DWVR	6
24	LTC1992	ICS fully differential opamp Rail to Rail	IC3.I1, IC3.I2, IC3.I3, IC9.TEM1, IC9.TEM2, IC11.V1, IC11.V2, IC11.V3, IC19	LTC1992HMS8#PBF	18
25	OPA2344	ICS Dual opamp, low power, rail-to- rail	IC4.I1, IC4.I2, IC4.I3	OPA2344EA/2K5	6
26	SN74HC132D	ICS 4xNAND 2-6V 14ns SOIC14	IC5.I1, IC5.I2, IC5.I3	SN74HC132DR	6
27	ISO5852S-EP	ICS driver 1ch 2.5/5A SSOP16wide	IC6.B1, IC6.B2, IC6.B3, IC6.T1, IC6.T2, IC6.T3	ISO5852SMDWREP	12
28	74LVC1G14	ICS schmitt inverter, single gate	IC7.B1, IC7.B2, IC7.B3, IC7.T1, IC7.T2, IC7.T3	74LVC1G14DBVR	12
29	AMC1311B	ICS reinf. iisoamplifier 0-2V gain=1 SSOP8 wide	IC8.TEM1, IC8.TEM2, IC10.V1, IC10.V2, IC10.V3, IC18	AMC1311BDWVR	12
30	CD40106B	ICS CMOS Hex Smitt Triger	IC12, IC13	CD40106BM96	4
31	MGJ1D051905MPC -R7	DC/DC converter, Vin 5V, Vout 19V/- 5V, 1W	IC14.L1, IC14.L2, IC14.L3, IC16	MGJ1D051905MPC-R7	8
32	R1SE-0505/H2-R	DC/DC-Converter, 1 Watt 5V to 5V/200mA 3kV	IC15	R1SE-0505/H2-R	2
33	LTC1983ES6-5	ICS charge-pump voltage invertor, out -5V @ 100 mA	IC17	LTC1983ES6- 5#TRMPBF	2
34	220R	EMI 0603 220R/ 100MHz 1400mA 0,1R	L1.I1, L1.I2, L1.I3, L2.I1, L2.I2, L2.I3, L6.TEM1, L6.TEM2, L7.TEM1, L7.TEM2, L8.V1, L8.V2, L8.V3, L9.V1, L9.V2, L9.V3, L16, L17	BLM18PG221SN1D	36
35	220R	EMI 0805 220R/ 100MHz 2000mA 0,05R	L3.B1, L3.B2, L3.B3, L3.T1, L3.T2, L3.T3, L4.B1, L4.B2, L4.B3, L4.T1, L4.T2, L4.T3, L14, L15	BLM21PG221SN1D	28
36	200R	EMI cm 200R/ 100MHz 350mA 0,25R 0805 TDK	L5.TEM1, L5.TEM2	ACM2012-201-2P- T002	4
37	22u	IND 22UH 510mA 450 MOHM SMD, shielded 3.8x3.8x1.65mm	L10.L1, L10.L2, L10.L3, L12, L13	744031220	10
38	6.80u	IND 6.80uH 56.7A 41x36x35 mm	L11.L1, L11.L2, L11.L3	7443763540068	6

No.	Comment	Description	Designator	Manuf Part Number	Quantity
		MnZn ferrite shielded			
39	SI2304DDS	signal NMOS 30V 75mOhm 2.1nC	Q1.I1, Q1.I2, Q1.I3, Q2.I1, Q2.I2, Q2.I3, Q7, Q8, Q9	SI2304DDS-T1-GE3	18
40	IMZ120R030M1H	TRA SiC NMOS 1200V 56A 30mOhm 63nC TO247-4pin	Q3.L1, Q3.L2, Q3.L3, Q4.L1, Q4.L2, Q4.L3, Q5.L1, Q5.L2, Q5.L3, Q6.L1, Q6.L2, Q6.L3	IMZ120R030M1H	24
41	39.0k	RES 0805 39.0k 1% 100ppm SMD thick film	R1.I1, R1.I2, R1.I3, R8.I1, R8.I2, R8.I3, R30.TEM1, R30.TEM2, R38.TEM1, R38.TEM2, R106, R118	ERJ6ENF3902V	24
42	80.6	RES 0805 80.6 1% 100ppm SMD thick film	R2.I1, R2.I2, R2.I3, R6.I1, R6.I2, R6.I3	CRCW080580R6FKEA	12
43	10.0k	RES 0805 10.0k 1% 100ppm SMD thick film	R3.I1, R3.I2, R3.I3, R5.I1, R5.I2, R5.I3, R15.I1, R15.I2, R15.I3, R19.I1, R19.I2, R19.I3, R32.TEM1, R32.TEM2, R35.TEM1, R35.TEM2, R107, R113	ERJ6ENF1002V	36
44	100	RES 0805 100R 1% 100ppm SMD thick film	R4.I1, R4.I2, R4.I3, R7.I1, R7.I2, R7.I3, R14.I1, R14.I2, R14.I3, R33.TEM1, R33.TEM2, R36.TEM1, R36.TEM2, R41.V1, R41.V2, R41.V3, R47.V1, R47.V2, R47.V3, R79, R85, R90, R108, R114	ERJ6ENF1000V	48
45	24.0k	RES 0603 24.0k 1% 100ppm SMD thick film	R9.I1, R9.I2, R9.I3, R11.I1, R11.I2, R11.I3, R16.I1, R16.I2, R16.I3, R17.I1, R17.I2, R17.I3	ERJ3EKF2402V	24
46	13.0k	RES 0603 13.0k 1% 100ppm SMD thick film	R10.I1, R10.I2, R10.I3, R18.I1, R18.I2, R18.I3	ERJ3EKF1302V	12
47	0.00	RES 0805 0.00R 1% 100ppm SMD thick film	R12.I1, R12.I2, R12.I3	ERJ6ENF0R00V	6
48	3.00k	RES 0805 3.00k 1% 100ppm SMD thick film	R13.I1, R13.I2, R13.I3, R53, R55, R57, R60, R61	ERJ6ENF3001V	16
49	10.0	RES 0805 10.0R 1% 100ppm SMD thick film	R20.B1, R20.B2, R20.B3, R20.T1, R20.T2, R20.T3	ERJ6ENF10R0V	12
50	1.00k	RES 0805 1.00k 1% 100ppm SMD thick film	R21.B1, R21.B2, R21.B3, R21.T1, R21.T2, R21.T3	ERJ6ENF1001V	12
51	2.20	RES 1206 2.20R 5% 200ppm SMD thick film pulse proof	R22.B1, R22.B2, R22.B3, R22.T1, R22.T2, R22.T3, R24.B1, R24.B2, R24.B3, R24.T1, R24.T2, R24.T3	CRCW12062R20JNEAIF	24
52	6.80	RES 1206 6.80R 5% 200ppm SMD thick film pulse proof	R23.B1, R23.B2, R23.B3, R23.T1, R23.T2, R23.T3, R25.B1, R25.B2, R25.B3, R25.T1, R25.T2, R25.T3	CRCW12066R80JNEAIF	24
53	100k	RES 0805 100k 1% 100ppm SMD thick film	R26.B1, R26.B2, R26.B3, R26.T1, R26.T2, R26.T3, R27.B1, R27.B2, R27.B3, R27.T1, R27.T2, R27.T3	ERJ6ENF1003V	24
54	0.00	RES 1206 0.00R 1% 100ppm SMD thick film	R28.B1, R28.B2, R28.B3, R28.T1, R28.T2, R28.T3, R29.B1, R29.B2, R29.B3, R29.T1, R29.T2, R29.T3	ERJ-8GEY0R00V	24
55	10.0k	NTC Thermistor 10.0k / 25deg	R31.TEM1, R31.TEM2	NTCALUG03A103G	4
56	3.90k	RES 0805 3.90k 1% 100ppm SMD thick film	R34.TEM1, R34.TEM2, R111	ERJ6ENF3901V	6
57	220	RES 0805 220R 1% 100ppm SMD thick film	R37.TEM1, R37.TEM2	ERJ6ENF2200V	4

No.	Comment	Description	Designator	Manuf Part Number	Quantity
58	4.30k	RES 0805 4.30k 1% 100ppm SMD thick film	R39.V1, R39.V2, R39.V3, R51.V1, R51.V2, R51.V3	ERJ6ENF4301V	12
59	1.10k	RES 0805 1.10k 1% 100ppm SMD thick film	R40.V1, R40.V2, R40.V3, R46.V1, R46.V2, R46.V3	ERJ6ENF1101V	12
60	1.80M	RES 1206 1.80M 1% 100ppm SMD thick film	R42.V1, R42.V2, R42.V3, R43.V1, R43.V2, R43.V3, R48.V1, R48.V2, R48.V3, R49.V1, R49.V2, R49.V3, R50.V1, R50.V2, R50.V3, R109, R110, R115, R116, R117	ERJ8ENF1804V	40
61	3.30k	RES 0805 3.30k 1% 100ppm SMD thick film	R44.V1, R44.V2, R44.V3, R76, R82, R87	ERJ6ENF3301V	12
62	27.0k	RES 1206 27.0k 1% 100ppm SMD thick film	R45.V1, R45.V2, R45.V3, R112	ERJ8ENF2702V	8
63	2.40k	RES 0805 2.40k 1% 100ppm SMD thick film	R52, R54, R56, R58, R59, R99, R100, R101, R102, R103, R104, R105	ERJ6ENF2401V	24
64	20.0k	RES PF2203 35W 1% 20.0k TO220	R62	PF2203-20KF1	2
65	33	RES 33R 140W 1% TO247 PulseProof	R63.L1, R63.L2, R63.L3	TEH140M33R0FE	6
66	0.50m	RES 2725 500uOhms 1% 50ppm SMD Metal element 4W	R64.L1, R64.L2, R64.L3	CSS2725FTL500	6
67	54.9k	RES 54.9K OHM 1/2W 5% 1210 SMD thick film	R65, R66, R69, R71, R72, R75	CRCW121054K9FKTA	12
68	300	RES 0805 300R 1% 100ppm SMD thick film	R68	ERJ6ENF3000V	2
69	470	RES 0805 470R 1% 100ppm SMD thick film	R70	ERJ6ENF4700V	2
70	22.0k	RES 1206 22.0k 1% 100ppm SMD thick film	R73	ERJ8ENF2202V	2
71	2.20k	RES 1206 2.20k 1% 100ppm SMD thick film	R74	ERJ8ENF2201V	2
72	33.0	RES 1206 33.0R 1% 100ppm SMD thick film	R77, R83, R88	ERJ8ENF33R0V	6
73	1.00k	RES 0805 1.00k 1% 100ppm SMD thick film	R78, R84, R89	ERJ6ENF1001V	6
74	4.70k	RES 1206 4.70k 1% 100ppm SMD thick film	R80	ERJ8ENF4701V	2
75	27.0k	RES 0805 27.0k 1% 100ppm SMD thick film	R81, R86, R91	ERJ6ENF2702V	6
76	5.60k	RES 0805 5.60k 1% 100ppm SMD thick film	R92, R93, R94, R95, R96, R97, R98	ERJ6ENF5601V	14
77	PLB171P	Relay OptoMOS SPST-NC 55Ohm 800V 80mA DIL8 gull wing	Re1	PLB171P	2

No.	Comment	Description	Designator	Manuf Part Number	Quantity
78	BAS416	DIO low leakage diode Ir=5nA 75V 200mA SOD323	V1.I1, V1.I2, V1.I3, V2.I1, V2.I2, V2.I3, V3.I1, V3.I2, V3.I3, V4.I1, V4.I2, V4.I3, V14.TEM1, V14.TEM2, V15.TEM1, V15.TEM2, V16.V1, V16.V2, V16.V3, V17.V1, V17.V2, V17.V3, V29, V31, V32, V33, V34, V35, V37, V47, V48	BAS416	62
79	APT2012LSECK/J3-PRV	OPT LED red, 2mA, 40mcd	V5.I1, V5.I2, V5.I3, V19, V21, V23, V26, V27	APT2012LSECK/J3-PRV	16
80	BAT54WX	DIO schottky 30V 0,2A trr 5ns	V6.B1, V6.B2, V6.B3, V6.T1, V6.T2, V6.T3, V39, V40, V41, V42, V43, V44, V45, V46	BAT54WX-TP	28
81	BZT52C3V3	DIO Diode Zener 3V3; 500mW; SOD123	V7.B1, V7.B2, V7.B3, V7.T1, V7.T2, V7.T3	BZT52C3V3-7-F	12
82	STTH1R06A	DIO Si 600V 1A 30ns SMA	V8.B1, V8.B2, V8.B3, V8.T1, V8.T2, V8.T3	STTH1R06A	12
83	MBR120VLSF	DIO schottky 20V 1A 0.34 Vf SOD123	V9.B1, V9.B2, V9.B3, V9.T1, V9.T2, V9.T3, V10.B1, V10.B2, V10.B3, V10.T1, V10.T2, V10.T3	MBR120VLSFT3G	24
84	22V	TVS Vbr=20.9...23.1/1m A 600W unidir	V11.B1, V11.B2, V11.B3, V11.T1, V11.T2, V11.T3, V12.B1, V12.B2, V12.B3, V12.T1, V12.T2, V12.T3	SMA6T22AY	24
85	SMAJ5.0A	TVS 5V 400W Unidir	V13.TEM1, V13.TEM2, V36	SMAJ5.0A	6
86	APT2012LZGCK	OPT LED green, 2mA, 50mcd	V18, V20, V22, V24, V25	APT2012LZGCK	10
87	GF1M-E3	DIO Si 1000V; 1A; DO214BA	V28	GF1M-E3/67A	2
88	KPT-2012LVSECK-J3-PRV	OPT LED red, 2mA, 100mcd	V30	KPT-2012LVSECK-J3-PRV	2
89	SRV05-4HTG	PDV ESD - Rail Clamp Array	V38	SRV05-4HTG	2