

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra výkonové elektroniky a strojů

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Konstrukce devítifázového střídače

Autor práce: **Bc. Stanislav Benedikt**
Vedoucí práce: **Ing. Luboš Streit, Ph.D.**

2022

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2021/2022

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Stanislav BENEDIKT**
Osobní číslo: **E19N0019P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Téma práce: **Konstrukce devítifázového střídače**
Zadávací katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

1. Proveďte výběr vhodných IGBT modulů.
2. Vypočtete ztráty střídače a požadované parametry chladiče.
3. Navrhněte schéma budičů a silového obvodu.
4. Nakreslete desku plošných spojů.
5. Experimentálně ověřte funkci střídače.



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

Seznam doporučené literatury:

1. Vondrášek, František: Projektování výkonových polovodičových měničů: vybrané stati, Západočeská univerzita 2008 v Plzni.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Luboš Streit, Ph.D.**
Research and Innovation Centre for Electrical Engineering

Datum zadání diplomové práce: **8. října 2021**
Termín odevzdání diplomové práce: **26. května 2022**



L.S.



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



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je orientována na návrh a konstrukci devítifázového střídače napětového typu, jenž je určen pro napájení a provoz prototypu střídavého motoru se shodným počtem fází. Práce se zabývá výběrem vhodných polovodičových součástek pro tento projekt, výpočtem jejich ztrát a teplot při navrženém chlazení s ověřením správnosti získaných výsledků v počítačové simulaci. Následuje návrh elektrického schéma silové části obvodu a návrh schéma budičů. V dalším bodě je proveden návrh dvou desek plošných spojů – silové PCB a PCB s budiči, které jsou navrženy ve specializovaném programu *Altium Designer*. Závěrečným bodem práce je experimentální ověření funkce měniče.

Klíčová slova

Pulzně šířková modulace, 9 fázový napětový střídač, brzdový chopper, stejnosměrný meziobvod, výpočet ztrát, návrh chlazení, simulace teploty, návrh desky plošných spojů

Abstract

The presented diploma thesis is focused on the design and construction of a nine-phase voltage-type inverter, which is designed to power supply and operate a prototype AC motor with the same number of phases. The diploma thesis is about selection of suitable semiconductor components for this project, the calculation of their losses and temperatures in the proposed cooling with verification of the correctness of the results obtained in the computer simulation. In the next point is a design of the electrical diagram of the power part of the circuit and a design of the diagram with drivers. In the next point is design of two printed circuit boards - power PCBs and PCBs with drivers, which are designed in a specialized program *Altium Designer*. The final point of the diploma thesis is the experimental verification of the inverter function.

Key Words

Pulse width modulation, 9-phase voltage inverter, brake chopper, DC link, calculation of power losses, cooler design, temperature simulation, printed circuit board design

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval svému vedoucímu diplomové práce, panu Ing. Lubošovi Streitovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky, metodické vedení práce a pravidelné konzultace. Velké poděkování patří zejména za předání cenných informací, tipů a triků ohledně práce s programem pro design desek plošných spojů *Altium Designer*. Jsem rád za tuto příležitost, díky které jsem se naučil základy práce s tímto velice užitečným programem. Děkuji také za pomoc s návrhem elektrických schémat, zadáním nových součástek do databázové knihovny, návrhem desek plošných spojů, objednáním součástek, sestavením a oživením měniče.

Obsah

Úvod.....	- 1 -
1 Teoretický úvod k uvažovanému měniči.....	- 2 -
1.1 Napět'ový střídač	- 2 -
1.2 Výkon 9f napět'ového střídače	- 3 -
1.3 Druhy řízení napět'ového střídače	- 4 -
1.3.1 Obdélníkové amplitudové řízení.....	- 4 -
1.3.2 Obdélníkové šířkové řízení.....	- 5 -
1.3.3 Šířkové pulzní řízení.....	- 5 -
1.3.4 Šířkové pulzně modulované řízení (PWM)	- 5 -
1.3.5 PWM se složkou o trojnásobném kmitočtu	- 12 -
1.3.6 Modulace prostorovým vektorem (SVM).....	- 13 -
1.4 Výhody a nevýhody použití 9 fází	- 14 -
1.5 Porovnání jednotlivých druhů řízení z hlediska nejvyššího možného výstupního fázového napětí střídače	- 15 -
1.6 Brzdny chopper	- 16 -
2 Dimenzování součástek	- 18 -
2.1 Stanovení vhodné napět'ové třídy VPS (napět'ové dimenzování).....	- 18 -
2.2 Určení středních a efektivních hodnot proudů tranzistorů a diod napět'ového střídače (proudové dimenzování)	- 19 -
2.2.1 Střední hodnota proudu tranzistorem napět'ového střídače	- 20 -
2.2.2 Střední hodnota proudu diodou napět'ového střídače	- 20 -
2.2.3 Efektivní hodnota proudu tranzistorem napět'ového střídače	- 21 -
2.2.4 Efektivní hodnota proudu diodou napět'ového střídače.....	- 21 -
2.2.5 Střední a efektivní hodnoty proudu VPS při různém druhu zátěže pro napět'ový střídač při PWM	- 21 -
2.3 Určení středních a efektivních hodnot proudů tranzistorů a diod brzdného chopperu (proudové dimenzování).....	- 23 -
2.3.1 Střední hodnota proudu tranzistorem brzdného chopperu.....	- 23 -
2.3.2 Střední hodnota proudu diodou brzdného chopperu.....	- 23 -
2.3.3 Efektivní hodnota proudu tranzistorem brzdného chopperu.....	- 24 -

2.3.4	Efektivní hodnota proudu diodou brzdného chopperu	- 24 -
2.4	Tepelné dimenzování, kontrola teplot.....	- 24 -
2.4.1	Zjednodušené náhradní tepelné schéma	- 25 -
2.4.2	Vliv termistoru na vyhodnocování teploty	- 26 -
2.4.3	Podrobnější tepelný popis VPS.....	- 27 -
3	Výkonové ztráty VPS	- 29 -
3.1	Vodivostní ztráty	- 29 -
3.2	Spínací ztráty.....	- 30 -
4	Výběr vhodných IGBT modulů.....	- 35 -
4.1	Výběr VPM pro 9f střídač	- 35 -
4.2	Výběr VPM pro brzdny chopper	- 39 -
5	Vlastní výpočet ztrát měniče	- 43 -
5.1	Výpočet ztrát 9f střídače	- 43 -
5.1.1	Výpočet vodivostních ztrát IGBT střídače	- 43 -
5.1.2	Výpočet vodivostních ztrát diod střídače.....	- 45 -
5.1.3	Výpočet spínacích ztrát IGBT střídače	- 46 -
5.1.4	Výpočet spínacích ztrát diod střídače	- 47 -
5.1.5	Výpočet celkových ztrát střídače	- 48 -
5.2	Výpočet ztrát brzdného chopperu	- 49 -
5.2.1	Výpočet vodivostních ztrát IGBT brzdného chopperu	- 50 -
5.2.2	Výpočet vodivostních ztrát diod brzdného chopperu	- 50 -
5.2.3	Výpočet spínacích ztrát IGBT brzdného chopperu.....	- 50 -
5.2.4	Výpočet spínacích ztrát diod brzdného chopperu.....	- 51 -
5.2.5	Výpočet celkových ztrát brzdného chopperu.....	- 51 -
6	Návrh chlazení a výpočet ustálených teplot	- 53 -
6.1	Návrh chlazení pro 9f střídač	- 53 -
6.2	Ověření chlazení při brzdění ze jmenovitého stavu motoru.....	- 56 -
6.3	Zhodnocení výpočtů.....	- 58 -
7	Simulace na PC.....	- 60 -
7.1	Popis schéma zapojení pro tepelnou simulaci 9f střídače	- 60 -

7.2	Analýza ustáleného stavu	- 64 -
7.3	Ověření proudů a ztrát 9f střídače a brzdného chopperu	- 64 -
7.4	Simulace časových průběhů sledovaných teplot.....	- 66 -
7.5	Zhodnocení simulací	- 69 -
8	Návrh schéma budičů a silového obvodu	- 70 -
8.1	Schéma zapojení silového obvodu	- 70 -
8.1.1	Kondenzátory DC linku	- 71 -
8.1.2	Brzdný odpor (chopper).....	- 76 -
8.1.3	Přepět'ová ochrana mezi G a E Top, Bottom.....	- 77 -
8.1.4	Měření I na výstupu	- 77 -
8.1.5	Měření U na DC linku	- 78 -
8.2	Schéma zapojení budičů.....	- 79 -
8.2.1	Zdroje.....	- 79 -
8.2.2	Driver_1ph	- 80 -
8.2.3	Driver_Ch	- 88 -
8.2.4	Regulace ventilátorů	- 89 -
8.2.5	Převodník pro NTC termistor	- 90 -
8.2.6	Vyhodnocení teplot.....	- 91 -
9	Design desek plošných spojů.....	- 94 -
9.1	PCB silová.....	- 94 -
9.2	PCB s budiči.....	- 95 -
10	Konstrukce a experimentální ověření	- 97 -
10.1	Osazení PCB.....	- 97 -
10.2	Experimentální ověření.....	- 97 -
	Zhodnocení a závěr.....	- 101 -
	Literatura.....	- 103 -
	Přílohy.....	I

Seznam symbolů a zkratek

Značka	Popisek	Jednotka
$9f$	Devítifázový	
C	Elektrická kapacita, obecné značení	(F)
C_{DC}	Elektrická kapacita DC linku	(F)
C_{GE}	Vstupní kapacita přechodu mezi elektrodami G a E tranzistoru	(F)
$C_{hliník}$	Měrná tepelná kapacita hliníku	(J·kg ⁻¹ ·K ⁻¹)
C_{th}	Tepelná kapacita, obecné značení	(Ws/K), (J/K)
C_{tha}	Tepelná kapacita okolního chladicího média	(Ws/K), (J/K)
C_{thc}	Tepelná kapacita pouzdra součástky	(Ws/K), (J/K)
C_{thi}	Tepelná kapacita i -tého elementu v TENTS	(Ws/K), (J/K)
C_{thj}	Tepelná kapacita polovodičového čipu součástky	(Ws/K), (J/K)
C_{thr}	Tepelná kapacita chladiče	(Ws/K), (J/K)
$\cos \varphi$	Účinnost zátěže	(-)
$\cos \varphi_N$	Jmenovitý účinnost zátěže	(-)
E_{off}	Ztrátová energie tranzistoru při jeho vypnutí	(J)
E_{on}	Ztrátová energie tranzistoru při jeho sepnutí	(J)
E_{rec}	Ztrátová energie diody při jejím vypnutí	(J)
f_r	Frekvence řídicího signálu střídače	(Hz)
f_{sw}	Frekvence nosného signálu střídače (spínací frekvence)	(Hz)
$f_{sw\ ch}$	Frekvence nosného signálu brzdného chopperu (spínací frekvence)	(Hz)
I_C	Kolektorový proud tranzistoru, efektivní hodnota	(A)
I_{ch}	Celkový proud brzdného chopperu, efektivní hodnota	(A)
$I_{ch\ 1p}$	Proud jedním půlmůstkem brzdného chopperu, efektivní hodnota	(A)
$I_{D(av)}$	Proud zpětnou diodou střídače, střední hodnota	(A)
$I_{D(AV)}$	Proud zpětnou diodou střídače, střední hodnota	(A)
$I_{D(AV)ch}$	Proud diodou brzdného chopperu, střední hodnota	(A)
$I_{D(ef)}$	Proud zpětnou diodou střídače, efektivní hodnota	(A)
$I_{D(ef)ch}$	Proud diodou brzdného chopperu, efektivní hodnota	(A)
I_{DC}	Proud odebíraný z DC linku, efektivní hodnota	(A)
$I_{DC\ větve}$	Proud jedné paralelní větve kondenzátorů DC linku, efektivní hodnota	(A)
I_{DRV}	Výstupní proud budičů, efektivní hodnota	(A)
$I_{DRV(1)}$	Výstupní proud budičů střídače, efektivní hodnota základní harmonické	(A)
$I_{DRV\ ch(1)}$	Výstupní proud budičů brzdného chopperu, efektivní hodnota základní harmonické	(A)
$I_{DRV\ max}$	Maximální výstupní proud budičů, efektivní hodnota	(A)
i_F	Propustný proud diodou, okamžitá hodnota	(A)
I_F	Propustný proud diodou, efektivní hodnota	(A)
I_{MI}	Měřicí proud čidel proudu, efektivní hodnota	(A)
I_{MU}	Měřicí proud čidla napětí, efektivní hodnota	(A)
$I_{OPT\ max}$	Maximální odebíraný proud optronu	(A)
$I_{out\ max}$	Maximální výstupní proud síťového napájecího zdroje, efektivní hodnota	(A)
$\sum I_{out\ max}$	Součet maximálního odebíraného proudu uvažovaných spotřebičů, efektivní hodnota	(A)
I_P	Proud primární strany čidla napětí, efektivní hodnota	(A)
i_{rec}	Zotavovací proud diodou, okamžitá hodnota	(A)
$I_{T(av)}$	Proud tranzistorem střídače, střední hodnota	(A)
$I_{T(AV)}$	Proud tranzistorem střídače, střední hodnota	(A)
$I_{T(AV)ch}$	Proud tranzistorem brzdného chopperu, střední hodnota	(A)
$I_{T(ef)}$	Proud tranzistorem střídače, efektivní hodnota	(A)

Značka	Popisek	Jednotka
$I_{T(ef)ch}$	Proud tranzistorem brzdného chopperu, efektivní hodnota	(A)
i_V	Proud ventilu, okamžitá hodnota	(A)
$I_{V(AV)}$	Proud ventilem, střední hodnota	(A)
$I_{V(ef)}$	Proud ventilem, efektivní hodnota	(A)
i_z	Fázový proud střídače/zátěže, okamžitá hodnota	(A)
$i_{z(1)}(t)$	Základní harmonická fázového proudu střídače/zátěže, časový průběh	(A)
$i_z(t)$	Fázový proud střídače/zátěže, časový průběh	(A)
I_z	Fázový proud střídače/zátěže, efektivní hodnota	(A)
$I_{z\text{ přetěž}}$	Přetěžovací fázový proud střídače/zátěže, efektivní hodnota	(A)
I_{zm}	Fázový proud střídače/zátěže, maximální hodnota	(A)
$I_{zm\text{ přetěž}}$	Přetěžovací fázový proud střídače/zátěže, maximální hodnota	(A)
$I_{zm(1)}$	Amplituda základní harmonické fázového proudu střídače/zátěže	(A)
I_{zN}	Jmenovitý fázový proud střídače/zátěže, efektivní hodnota	(A)
ΔI_C	Kolektorový proud tranzistoru, rozdíl efektivních hodnot	(A)
ΔI_F	Propustný proud diodou, rozdíl efektivních hodnot	(A)
k_{MI}	Převod proudových čidel	(-)
k_{MU}	Převod čidla napětí	(-)
K_{off}	Směrnice přímky aproximované charakteristiky $E_{off} = f(I_C)$	(J/A)
K_{on}	Směrnice přímky aproximované charakteristiky $E_{on} = f(I_C)$	(J/A)
K_{rec}	Směrnice přímky aproximované charakteristiky $E_{rec} = f(I_F)$	(J/A)
k_U	Koeficient napěťové bezpečnosti	(-)
$L_1 \dots L_9$	Výstupní fáze střídače, 1 až 9	
$L_{B\text{ ext.}}$	Vlastní indukčnost externího brzdného odporu	(H)
$L_{B\text{ int.}}$	Vlastní indukčnost interního brzdného odporu	(H)
M	Hloubka modulace	(-)
m_a	Poměr $U_{z(1)}^{9f}$ a $U_{z(1)}^{3f}$	(-)
$m_{a\%}$	Maximální možné navýšení výstupního fázového napětí 9f střídače oproti 3f střídači	(%)
$m_{chlad.}$	Hmotnost chladiče	(kg)
m_f	Modulační poměr	(-)
n	Počet výstupních fází střídače	(-)
n_m	Počet IGBT modulů 9f střídače	(-)
n_{ch}	Počet paralelních pólů brzdného chopperu	(-)
n_M	Počet VPM v napěťovém střídači	(-)
n_Z	Počet elementů transientní tepelné impedance	(-)
P	Tepelný výkon, obecné značení; elektrický činný výkon	(W)
$P_{D(AV)}$	Ztrátový výkon jedné diody střídače, střední hodnota	(W)
$P_{D(AV)ch}$	Ztrátový výkon jedné diody brzdného chopperu, střední hodnota	(W)
P_{DC}	Činný výkon DC linku	(W)
P_{DRV}	Výkon driveru střídače	(W)
$P_{DRV\text{ ch}}$	Výkon driveru brzdného chopperu	(W)
p_{fwV}	Vodivostní ztráty ventilu, okamžitá hodnota	(W)
$P_{fw(AV)D}$	Vodivostní ztráty diody střídače, střední hodnota	(W)
$P_{fw(AV)D\text{ ch}}$	Vodivostní ztráty diody brzdného chopperu, střední hodnota	(W)
$P_{fw(AV)T}$	Vodivostní ztráty tranzistoru střídače, střední hodnota	(W)
$P_{fw(AV)T\text{ ch}}$	Vodivostní ztráty tranzistoru brzdného chopperu, střední hodnota	(W)
$P_{fw(AV)V}$	Vodivostní ztráty ventilu, střední hodnota	(W)
$P_{M(AV)}$	Ztráty jednoho IGBT modulu 9f střídače, střední hodnota	(W)
$P_{OPT\text{ max}}$	Maximální odebíraný výkon optronu	(W)
$P_{RB\text{ ext.}}$	Výkon mařený externím odporníkem	(W)

Značka	Popisek	Jednotka
$P_{R_B \text{ int.}}$	Výkon mařený interním odporníkem	(W)
$P_{sw(AV)D}$	Spínací ztráty diody střídače, střední hodnota	(W)
$P_{sw(AV)D \text{ ch}}$	Spínací ztráty diody brzdného chopperu, střední hodnota	(W)
$P_{sw(AV)T}$	Spínací ztráty tranzistoru střídače, střední hodnota	(W)
$P_{sw(AV)T \text{ ch}}$	Spínací ztráty tranzistoru brzdného chopperu, střední hodnota	(W)
$P_{T(AV)}$	Ztrátový výkon jednoho tranzistoru střídače, střední hodnota	(W)
$P_{T(AV) \text{ ch}}$	Ztrátový výkon jednoho tranzistoru brzdného chopperu, střední hodnota	(W)
$P_{tot(AV)}$	Celkový ztrátový výkon (totální) přiváděný na chladič, střední hodnota	(W)
$P_{tot(AV)9f}$	Celkové (totální) ztráty 9f střídače, střední hodnota	(W)
P_V	Ztrátový tepelný výkon dané součástky, okamžitá hodnota	(W)
$P_{V(AV)}$	Ztrátový tepelný výkon dané součástky, střední hodnota	(W)
p_z	Výkon ve fázi střídače, okamžitá hodnota	(W)
$p_{z \text{ nf}}$	Výkon n -fázového střídače, okamžitá hodnota	(W)
$P_{zN \text{ nf}}$	Činný výkon n -fázového střídače ve jmenovitém stavu motoru	(W)
$P_{zN \text{ 1f}}$	Činný výkon jedné fáze 9f střídače ve jmenovitém stavu motoru	(W)
$P_{zN \text{ 9f}}$	Činný výkon 9f střídače ve jmenovitém stavu motoru	(W)
$P_{zN \text{ ch}}$	Jmenovitý činný výkon brzdného chopperu	(W)
Q_G	Hradlový náboj tranzistoru	(C)
Q_r	Zotavovací náboj diody	(C)
R	Elektrický odpor, obecné značení	(Ω)
$R_{B \text{ ext.}}$	Elektrický odpor externího brzdného odporu	(Ω)
$R_{B \text{ int.}}$	Elektrický odpor interního brzdného odporu	(Ω)
R_{ESR}	Elektrický ekvivalentní sériový odpor náhradního schéma kondenzátoru	(Ω)
R_G	Hradlový odpor tranzistoru	(Ω)
$R_{G \text{ ext.}}$	Elektrický odpor externího hradlového rezistoru	(Ω)
$R_{G \text{ int.}}$	Elektrický odpor interního hradlového rezistoru	(Ω)
R_{MI}	Elektrický odpor měřicího rezistoru čidel proudu	(Ω)
R_{MU}	Elektrický odpor měřicího rezistoru čidla napětí	(Ω)
R_{NTC}	Elektrický odpor termistoru NTC	(Ω)
$R_{NTC_{T_{c1}}}$	Elektrický odpor termistoru NTC při teplotě T_{c1}	(Ω)
$R_{NTC_{T_{c2}}}$	Elektrický odpor termistoru NTC při teplotě T_{c2}	(Ω)
R_P	Celkový sériový elektrický odpor primární strany čidla napětí	(Ω)
R_{th}	Tepelný odpor, obecné značení	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
R_{thcNTC}	Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a čipem NTC	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
R_{thcr}	Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
R_{thi}	Tepelný odpor i -tého elementu v TNTS	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
R_{thjc}	Tepelný odpor mezi polovodičovým čipem a pouzdrem součástky	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
R_{thjcD}	Tepelný odpor mezi polovodičovým čipem diody a jejím pouzdrem	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
R_{thjcT}	Tepelný odpor mezi polovodičovým čipem tranzistoru a jeho pouzdrem	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
$R_{thjNNTC}$	Tepelný odpor mezi polovodičovým čipem a čipem NTC	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
R_{thra}	Tepelný odpor mezi chladičem a okolím	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
$R_{thraD \text{ max}}$	Maximální možný tepelný odpor R_{thra} pro diodu	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
$R_{thraT \text{ max}}$	Maximální možný tepelný odpor R_{thra} pro tranzistor	(K/W), ($^{\circ}$ C/W)
R_{vyb}	Elektrický odpor vybíjecího rezistoru	(Ω)
$R_{vyva \text{ ž}}$	Elektrický odpor vyvažovacího rezistoru	(Ω)
ΔR_D	Diferenciální odpor diody	(Ω)
ΔR_T	Diferenciální odpor tranzistoru	(Ω)
ΔR_V	Diferenciální odpor ventilu	(Ω)
Δs	Šířka proudového impulsu	($^{\circ}$), (rad)
T_1	Časový interval, po který je přiváděn zapínací pulz na tranzistor	(s)

Značka	Popisek	Jednotka
T_a	Teplota okolí (chladicího média), okamžitá hodnota	(K), (°C)
T_c	Teplota pouzdra součástky, okamžitá hodnota	(K), (°C)
$T_{c(AV)}$	Teplota pouzdra součástky (modulu střídače), střední hodnota	(K), (°C)
$T_{c(AV)ch}$	Teplota pouzdra součástky (modulu brzdného chopperu), střední hodnota	(K), (°C)
$T_c(t)$	Teplota pouzdra modulu, časový průběh	(K), (°C)
t_d	Mrtvý čas	(s)
$t_{D\ off\ max}$	Maximální doba zpoždění vypnutí tranzistoru	(s)
$t_{D\ on\ min}$	Minimální doba zpoždění zapnutí tranzistoru	(s)
t_{FALL}	Doba trvání přechodného děje budiče při vypnutí tranzistoru	(s)
T_j	Teplota polovodičového čipu, okamžitá hodnota	(K), (°C)
$T_{j(AV)}$	Teplota polovodičového čipu, střední hodnota	(K), (°C)
$T_{j(AV)D}$	Teplota polovodičového čipu diody střídače, střední hodnota	(K), (°C)
$T_{j(AV)D\ ch}$	Teplota polovodičového čipu diody brzdného chopperu, střední hodnota	(K), (°C)
$T_{j(AV)T}$	Teplota polovodičového čipu tranzistoru střídače, střední hodnota	(K), (°C)
$T_{j(AV)T\ ch}$	Teplota polovodičového čipu tranzistoru brzdného chopperu, střední hodnota	(K), (°C)
$T_{jD\ max}$	Teplota polovodičového čipu diody, maximální hodnota	(K), (°C)
$T_{jT\ max}$	Teplota polovodičového čipu tranzistoru, maximální hodnota	(K), (°C)
$T_j(t)$	Teplota polovodičového čipu, časový průběh	(K), (°C)
$T_{jT}(t)$	Teplota polovodičového čipu tranzistoru, časový průběh	(K), (°C)
$T_{jD}(t)$	Teplota polovodičového čipu diody, časový průběh	(K), (°C)
t_n	Doba nabíjecího intervalu kondenzátorů DC linku	(s)
T_{NTC}	Teplota čipu NTC	(K), (°C)
t_{off}	Časový interval vypnutí tranzistoru	(s)
t_{on}	Časový interval zapnutí tranzistoru	(s)
$t_{PDD\ max}$	Maximální doba zpoždění budiče	(s)
$t_{PDD\ min}$	Minimální doba zpoždění budiče	(s)
t_{rec}	Časový interval vypnutí diody	(s)
t_{RISE}	Doba trvání přechodného děje budiče při zapnutí tranzistoru	(s)
T_r	Teplota chladiče, okamžitá hodnota	(K), (°C)
$T_{r(AV)}$	Teplota chladiče, střední hodnota	(K), (°C)
$T_r(t)$	Teplota chladiče, časový průběh	(K), (°C)
T_s	Perioda síťového napětí	(s)
T_{sw}	Perioda nosného signálu střídače (perioda spínání)	(s)
$T_{sw\ ch}$	Perioda nosného signálu brzdného chopperu (perioda spínání)	(s)
T_{PA}	Nastavená perioda filtru střední hodnoty	(s)
T_V	Perioda průběhu proudu i_V	(s)
ΔT	Oteplení, obecné značení	(K), (°C)
ΔT_{cr}	Oteplení pouzdra součástky vůči chladiči	(K), (°C)
ΔT_{jc}	Oteplení polovodičového čipu vůči pouzdru součástky	(K), (°C)
$\Delta T_{jc}(t)$	Oteplovací funkce součástky mezi polovodičovým čipem a pouzdrém	(K), (°C)
ΔT_{jD}	Rozkmit teploty (oteplení) polovodičového čipu diody	(K), (°C)
ΔT_{jT}	Rozkmit teploty (oteplení) polovodičového čipu tranzistoru	(K), (°C)
ΔT_{ra}	Oteplení chladiče vůči okolnímu chladicímu médiu	(K), (°C)
$u_c(t)$	Napětí kondenzátoru, časový průběh	(V)
U_{CC}	Napájecí napětí logických hradel	(V)
U_{CE}	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru, efektivní hodnota	(V)
U_{CEM}	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru, maximální hodnota	(V)
U_{CEN}	Přiloženého napětí na VPS, při kterém výrobce určil ztrátové energie	(V)

Značka	Popisek	Jednotka
U_{DC}	Napětí DC linku, ustálená střední hodnota	(V)
$U_{DC\ max}$	Maximální napětí DC linku	(V)
$U_{DC\ min}$	Minimální napětí DC linku	(V)
U_{DESAT}	Desaturační napětí, efektivní hodnota	(V)
U_{DWM}	Pracovní napětí v blokovacím směru tranzistoru, maximální hodnota	(V)
U_F	Napětí na diodě v propustném směru, efektivní hodnota	(V)
U_{GE}	Napětí mezi řídicí elektrodou a emitorem tranzistoru, efektivní hodnota	(V)
$u_{PWM}(t)$	Výstupní napětěový PWM signál po komparaci, časový průběh	(V)
$u_{PWM(av)}(t)$	Výstupní napětěový PWM signál po komparaci, časový průběh střední hodnoty	(V)
$U_{PWM(av)}$	Napětí na výstupech PWM po komparaci, střední hodnota	(V)
U_{PWMm}	Napětí modulovaného signálu PWM, maximální hodnota	(V)
$u_r(t)$	Řídicí napětěový signál, časový průběh	(V)
$u_{r(1)}(t)$	Základní harmonická řídicího napětěového signálu, časový průběh	(V)
$u_{r(3)}(t)$	Třetí harmonická řídicího napětěového signálu, časový průběh	(V)
U_{rm}	Amplituda řídicího signálu	(V)
U_{RMI}	Napětí na měřicím rezistoru čidel proudu	(V)
U_{RMU}	Napětí na měřicím rezistoru čidla napětí	(V)
U_{RRM}	Opakovatelné špičkové závěrné napětí zpětné diody, maximální hodnota	(V)
U_{RWM}	Pracovní napětí v závěrném směru zpětné diody, maximální hodnota	(V)
$u_{sw}(t)$	Nosný napětěový signál, časový průběh	(V)
U_{swm}	Amplituda nosného signálu	(V)
U_{THRESH}	Vstupní prahové napětí logických hradel	(V)
U_{toD}	Prahové napětí diody	(V)
U_{toT}	Prahové napětí tranzistoru	(V)
U_{toV}	Prahové napětí ventilu	(V)
u_z	Fázové napětí střídače/zátěže, okamžitá hodnota	(V)
$u_z(t)$	Fázové napětí střídače/zátěže, časový průběh	(V)
U_z	Fázové napětí střídače/zátěže, efektivní hodnota	(V)
$U_{z(1)}$	Fázové napětí střídače/zátěže, efektivní hodnota základní harmonické	(V)
$U_{z(1)\ 3f}$	Fázové napětí 3f střídače/zátěže, efektivní hodnota základní harmonické	(V)
$U_{z(1)\ 9f}$	Fázové napětí 9f střídače/zátěže, efektivní hodnota základní harmonické	(V)
$u_z(t)$	Fázové napětí střídače/zátěže, časový průběh	(V)
$u_{z(av)}(t)$	Fázové napětí střídače/zátěže, časový průběh střední hodnoty	(V)
$U_{z(av)}$	Fázové napětí střídače/zátěže, střední hodnota	(V)
\hat{u}_z	Prostorový vektor ekvivalentního napětí	(V)
U_{zN}	Jmenovité fázové napětí střídače/zátěže, efektivní hodnota	(V)
ΔU_{CE}	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru, rozdíl efektivních hodnot	(V)
ΔU_{DC}	Absolutní hodnota poklesu napětí DC linku	(V)
δU_{DC}	Relativní pokles napětí DC linku	(-)
ΔU_F	Napětí na diodě v propustném směru, rozdíl efektivních hodnot	(V)
ΔU_G	Absolutní rozdíl napětí napájecího zdroje budiče	(V)
x	Elektrický úhel	(°), (rad)
x_k	Hodnota elektrického úhlu v čase t_k	(°), (rad)
Δx	Interval elektrického úhlu	(°), (rad)
z	Poměrné sepnutí	(-)
$Z_{thjc}(t)$	Transientní tepelná impedance, časový průběh	(K/W), (°C/W)

Značka	Popisek	Jednotka
β	Koeficient NTC termistoru	(-)
$\sigma_{U_{DC}}$	Zvlnění napětí DC linku	(-), (%)
τ_i	Časová konstanta i -tého elementu v TSTS	(s)
τ_{RC}	Časová konstanta RC článku	(s)
φ	Fázový posun	(°), (rad)
φ_n	Fázový posun řídicích signálů n -fázového střídače	(°), (rad)
ω	Úhlová rychlost	(rad /s)

Úvod

Cílem této diplomové práce je navrhnout a zkonstruovat 9f napěťový střídač. Elektrických strojů s devíti fázemi se v praxi, oproti v současnosti nejběžněji využívaným 3f, příliš mnoho nevyskytuje. 9f napěťový střídač tedy představuje jakýsi prototyp polovodičového měniče pohonu, na kterém se budou v budoucnu provádět laboratorní měření a zkoušky, díky kterým se budeme moci dovědět, jaké výhody, případně nevýhody s sebou 9f varianta pohonu přináší.

Text práce je dělen do několika částí. V první kapitole je zmíněn teoretický úvod úzce spjatý s danou problematikou výkonové elektroniky. Druhá kapitola je věnována obecnému dimenzování součástek. Ve třetí kapitole je uveden obecný postup výpočtu pro výkonové ztráty střídače a brzděného chopperu. Čtvrtá kapitola je věnována výběru výkonových polovodičových IGBT modulů vhodných pro použití v tomto měniči vzhledem k jeho požadovaným parametrům. Dále v páté kapitole práce je aplikován analytický výpočet proudů a ztrát měniče z předchozích kapitol. Šestá kapitola, se kromě návrhu chlazení měniče, zabývá určením teplot a oteplením v jednotlivých částech měniče, který je ověřen simulací v náležitém simulačním programu *Plecs* v kapitole sedmé. Tato kapitola se též zabývá ověřením hodnot proudů a ztrát z analytických výpočtů. Osmá kapitola se zabývá návrhem schéma silové části měniče a schématem budičů řešenými v programu *Altium Designer*. V deváté kapitole je popsán design desek plošných spojů pro obě schémata zapojení z předchozí kapitoly. V desáté kapitole je uveden popis konstrukce a experimentální ověření funkce měniče.

1 Teoretický úvod k uvažovanému měniči

1.1 Napět'ový střídač

Pojmem napět'ový střídač je používán pro označení elektrického zařízení, jehož účelem je vytvoření střídavého (AC) napětí na jeho výstupech pro potřeby AC zátěže. Činí tak pomocí vhodného řízení a stejnosměrného (DC) napět'ového zdroje, který napět'ový střídač na jeho vstupech napájí. Obecně jsou střídače děleny na další podskupiny polovodičových výkonových měničů dle charakteru zdroje stejnosměrné energie:

- napět'ové střídače;
- proudové střídače;

, a podle počtu výstupních fází:

- jednofázové;
- vícefázové.

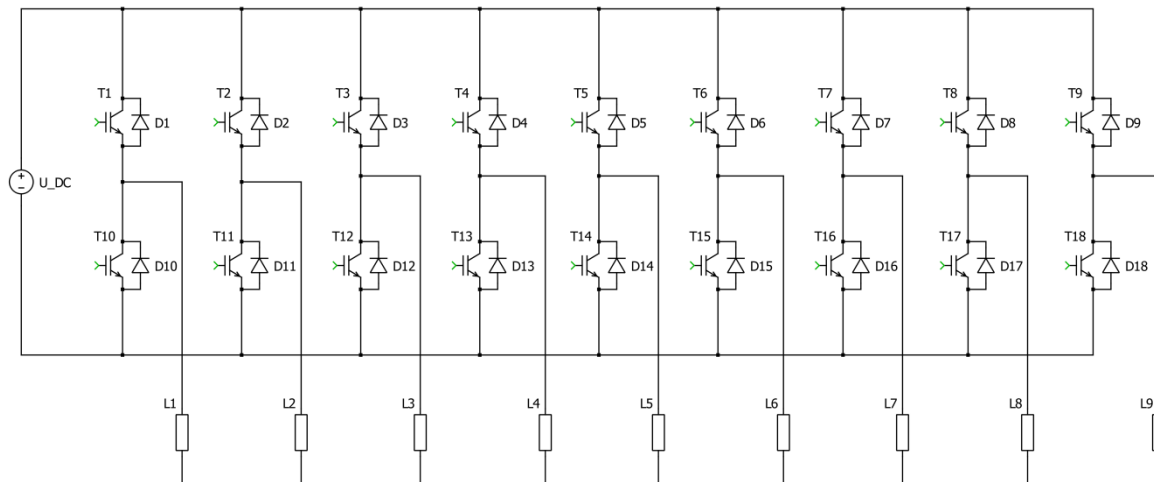
Mezi nejhojněji používanými vícefázovými střídači jsou řazeny 3f napět'ové střídače. Provedení střídačů o více než třech fází se v dnešní době téměř nikde v běžném provozu nevyskytuje, jelikož s rostoucím počtem fází roste složitost návrhu elektrických motorů z hlediska jejich konstrukce. Zároveň se zvyšuje i obtížnost řízení u některých druhů řídicích modulací jako je například modulace prostorovým vektorem (SVM).

9f napět'ový střídač, kterým se tato práce zabývá, je na vstupní straně napájen dynamem¹. Na výstupu střídače bude 9 fází AC veličin. K jeho konstrukci bude zapotřebí 18 tranzistorů a shodný počet zpětných diod ke každému z nich. Výrobci výkonových polovodičových součástek (VPS) běžně nabízejí půlmůstky nebo plné můstky potřebných polovodičových struktur implementované do pouzder menších rozměrů než by měly samotné diskrétní součástky. Výhodné je proto využít této možnosti a zvolit výkonové polovodičové moduly (VPM) již v provedení plného můstku, tedy 3f napět'ového střídače.

Na obrázku 1.1 znázorňujícím schéma zapojení střídače je patrný napět'ový zdroj DC napětí, devět půlmůstků zapojených paralelně k sobě, čehož lze dosáhnout paralelním

¹ Dynamo je stejnosměrný motor pracující v režimu generátor.

zapojením tří VPM v provedení 3f střídačů. Ze středu každého půlmůstku jsou vyvedeny výstupní fáze L1 až L9. Jak z obrázku vyplývá, zakázanou spínací kombinací tvoří tranzistory, které jsou ve shodné větvi půlmůstku a nikdy nesmí sepnout zároveň, jelikož by přitom nastal větvoový zkrat², který by spojil do zkratu obě polarity DC zdroje.



Obrázek 1.1 Schéma zapojení 9f napět'ového střídače

Polarita DC zdroje se nemůže kvůli antiparalelním zpětným diodám obrátit. Nastal by tak opět větvoový zkrat. Protože je brán v potaz předpoklad, že střídač bude přenášet i jalový výkon, musí být vybaven zpětnými diodami, které přenos jalové energie umožní. [4]

1.2 Výkon 9f napět'ového střídače

Okamžitý výkon jedné fáze střídače je určen podle vztahu v následující rovnici 1.1:

$$p_z = u_z \cdot i_z \quad (1.1)$$

, kde u_z je okamžitá hodnota fázového napětí zátěže a i_z je okamžitá hodnota fázového proudu zátěží.

Okamžitý výkon obecně n -fázového střídače je vypočten sumací součinů u_z a i_z :

$$p_{z\ nf} = \sum_{i=1}^n u_{zi} \cdot i_{zi} \quad (1.2)$$

² Spínací kombinace, které způsobí tento větvoový zkrat, jsou např. T1 a T10, nebo T6 a T15.

Jelikož připojený zátěžný motor nemá čistě odporový charakter, bude zátěž ve jmenovitém motorickém režimu odebírat určitou velikost jalového výkonu induktivního charakteru, jehož charakter i velikost je určena jmenovitým účinníkem zátěže³ $\cos \varphi_N$.

Činný výkon n -fázového střídače ve jmenovitém stavu motoru $P_{zN\ nf}$ lze určit rovnicí 1.3:

$$P_{zN\ nf} = n \cdot U_z \cdot I_z \cdot \cos \varphi_N \quad (1.3)$$

, kde U_z je efektivní hodnota fázového napětí zátěže a I_z je efektivní hodnota fázového proudu zátěže.

Díky použití většího počtu fází je dosaženo většího výkonu přenášeného na motor. Více fází by také mělo zaručit hladší průběhy proudu zátěží a tím i momentu motoru.

1.3 Druhy řízení napět'ového střídače

Existuje několik možností, jak lze napět'ový střídač řídit. Pro řízení asynchronního motoru s napět'ovým střídačem lze využít následující druhy řízení:

- obdélníkové amplitudové;
- obdélníkové šířkové;
- šířkové pulzní;
- šířkové pulzně modulované (PWM);
- PWM se složkou o trojnásobném kmitočtu;
- modulace prostorovým vektorem (SVM).

V seznamu výše nejsou první tři druhy řízení pro napět'ové střídače téměř používány.

1.3.1 Obdélníkové amplitudové řízení

K řízení je využívána změna napájecího napětí střídače, kterou je ovládána velikost amplitudy výstupního napětí. Řízení je využíváno spíše u proudových střídačů.

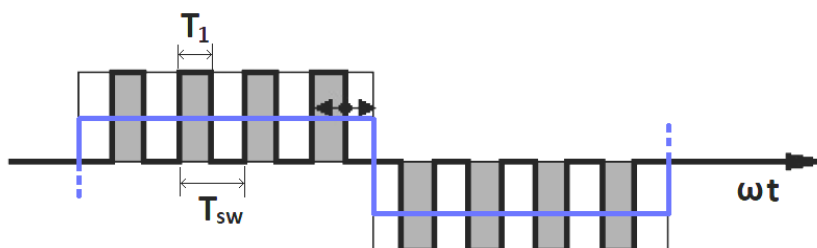
³ Účinník představuje poměr mezi činným a zdánlivým výkonem. Při znalosti jeho konkrétní hodnoty lze vyjádřit fázový posun φ mezi napětím a proudem.

1.3.2 Obdélníkové šířkové řízení

Tímto řízením se provádí změna šířky impulzů při neměnné velikosti amplitudy výstupního obdélníkového napětí. Kvůli špatné skladbě vyšších harmonických se nepoužívá.

1.3.3 Šířkové pulzní řízení

U šířkového pulzního řízení tvoří každou polovinu periody stejně dlouhé časové intervaly, po které je na výstupu maximální kladná či záporná hodnota napětí anebo je napětí nulové. Řízení nastavuje hodnotu poměrného sepnutí, díky čemuž dochází ke změně spojnice středních hodnot napětí, která je znázorněna na obrázku 1.2 modrou čarou:



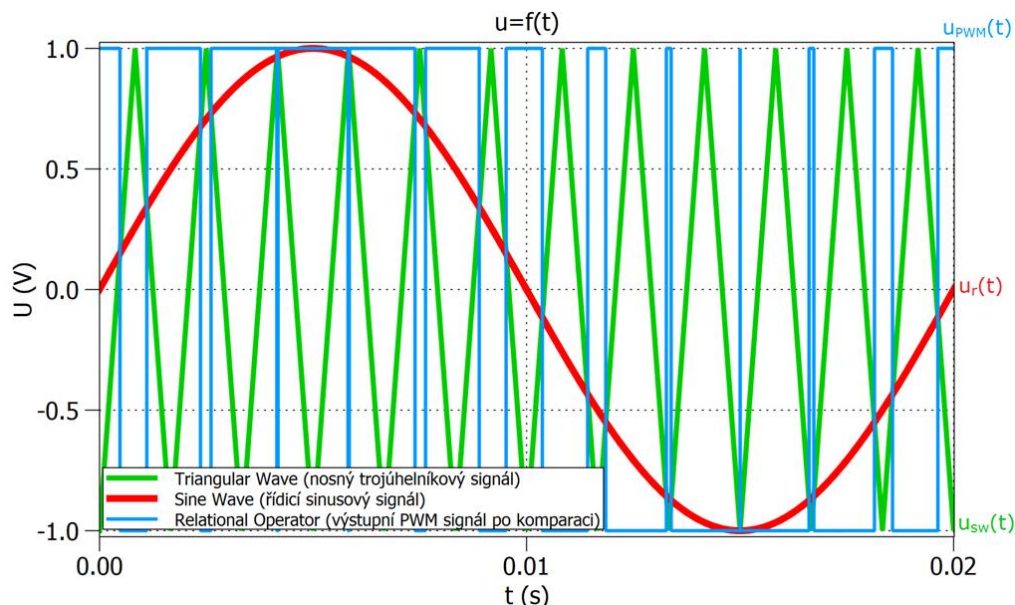
Obrázek 1.2 Tvar průběhu napětí jedné fáze při šířkovém pulzním řízení

Z obrázku vyplývá skutečnost o konstantním poměrném sepnutí z , které je určeno poměrem časového intervalu T_1 a T_{sw} .

$$z = \frac{T_1}{T_{sw}} \quad (1.4)$$

1.3.4 Šířkové pulzně modulované řízení (PWM)

Řízení PWM je velice využíváno ve výkonové elektronice zejména pro napěťové střídače. Zakládá se na principu komparace dvou napěťových signálů, které znázorňuje obrázek 1.3, ve kterém je pro přehlednost snížena spínací frekvence, která se v praxi pohybuje v řádově vyšších hodnotách. Především PWM je dále věnován podrobnější popis, protože se využije pro řízení zamýšleného 9f střídače.



Obrázek 1.3 Princip řízení PWM

Při analogové realizaci za pomoci obvodů s operačními zesilovači je nosný vysokofrekvenční signál trojúhelníkovitého tvaru přiváděn na jeden ze vstupů komparátoru. U napěťových střídačů se používá symetrický nosný signál⁴. Na druhý vstup komparátoru vstupuje řídící signál⁵, který je pro napěťové střídače sinusový o řádově menší frekvenci, která odpovídá statorové frekvenci stroje. V každém časovém okamžiku analogový komparátor porovnává okamžité hodnoty napětí obou signálů. Za předpokladu, že je např. řídící signál přiváděn na neinvertující vstup komparátoru a nosný signál na invertující, tak ve všech časových intervalech, kdy bude řídící signál nabývat vyšších hodnot napětí oproti nosnému signálu, se na výstupu komparátoru oproti zemi objeví maximální kladné saturační napětí U_{PWMm} . V opačném případě bude výstupem operačního zesilovače jeho maximální záporná hodnota saturačního napětí $-U_{PWMm}$. Tyto velikosti saturačních napětí jsou určeny velikostí napájecího napětí s odečtením úbytků napětí, které jsou dány strukturou OZ.

Pro řízení pohonů se v současné době běžně realizuje PWM pomocí algoritmu, uloženém v paměti mikropočítače, kde se programově stanoví diskrétní řídící i nosné signály, které jsou komparovány přímo řídicím algoritmem. Výstupní PWM signál

⁴ Pro pulzní měniče bývá nosný signál trojúhelníkový a nesymetrický.

⁵ U pulzních měničů se využívá konstantní řídící signál, díky kterému je poměrné sepnutí konstantní, čili se terminologicky jedná o šířkové pulzní řízení.

dosahuje stanovených hodnot napětí pro logickou 1, kdy je tranzistor sepnutý a pro logickou 0, kdy je vypnutý. V programovém skriptu lze vhodnými registry také nastavit i mrtvé časy⁶, komplementární výstupní signál potřebný ke spínání tranzistoru v druhé polovině půlmůstku, unipolární nosný i řídicí signály pomocí stejnoseměrného offsetu⁷, a mnohé další parametry pro řízení PWM, které se většinou určují nastavováním hodnot jednotlivých registrů, které udává výrobce v dokumentaci k danému typu mikroprocesoru.

U řízení PWM se v průběhu spínání VPS mění poměrné sepnutí z , na rozdíl od šířkového pulzního řízení, kde je konstantní. Následkem tohoto faktu se s rostoucí okamžitou hodnotou řídicího signálu výstupní pulzy PWM rozšiřují, jelikož roste i poměrné sepnutí. Při klesání řídicího signálu je tomu přesně naopak. Díky tomu je průběh střední hodnoty⁸ výstupního fázového napětí střídače $u_{z(av)}(t)$ téměř sinusový, jak je znázorněno na obrázku 1.4. Mimo jiné, čím vyšší bude spínací frekvence, při konstantní velikosti frekvence řídicího signálu, o to více bude tento diskretní průběh hladký a PWM kvalitnější. Přesněji tuto skutečnost zohledňuje zavedený parametr známý jako modulační poměr m_f :

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (1.5)$$

, kde f_{sw} je spínací frekvence a f_r frekvence řídicího signálu.

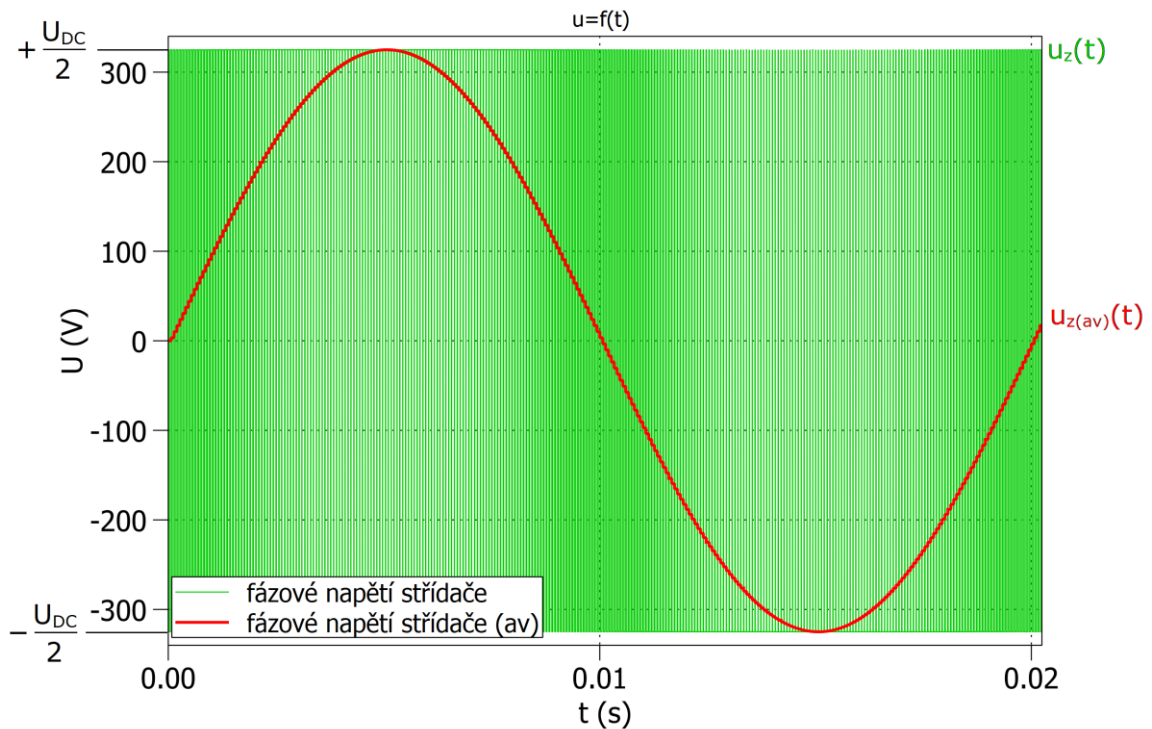
Jinými slovy, čím vyšší bude modulační poměr, tím hladších průběhů střední hodnoty napětí na výstupech PWM $u_{PWM(av)}(t)$ a zároveň na výstupních fázích střídače $u_{z(av)}(t)$ lze dosáhnout. Avšak s rostoucí spínací frekvencí se zvyšují i spínací ztráty použitých VPS.

⁶ Mrtvé časy jsou časové prodlevy mezi zapínacími signály o hodnotách řádově jednotky μs , které se přivádí na hradla vypínatelných polovodičových součástek. Jsou u napěťových střídačů zavedeny pro zamezení překrytí dvou výstupních PWM signálů v jednom časovém intervalu každého z půlmůstků, čímž zamezují vzniku větrového zkratu.

⁷ Protože se nosný i řídicí signál realizuje pomocí čítačů, je k nim potřeba přičíst stejnosměrný offset, protože čítače umějí čítat jen do kladných hodnot.

⁸ Průběh střední hodnoty na obrázku 1.4 je vyhodnocován za periodu o velikosti $\frac{1}{f_{sw}}$. Kdyby se jeho střední hodnota vyhodnocovala za periodu $\frac{1}{f_r}$, byla by nulová. Ke snadnému odlišení těchto dvou druhů středních hodnot se obecně používá značení s dodatečným indexem (av) pro střední hodnoty vyhodnocované za periodu $\frac{1}{f_{sw}}$ a dodatečným indexem (AV) pro střední hodnoty vyhodnocované za periodu $\frac{1}{f_r}$.

Frekvence devíti řídicích signálů $9f$ napět'ového střídače odpovídá statorové frekvenci motoru. Její změnou se regulují otáčky stroje, tím nastává zároveň i změna modulačního poměru m_f , jelikož se spínací frekvence udržuje konstantní.



Obrázek 1.4 Časový průběh výstupního fázového napětí střídače a jeho střední hodnoty při PWM

Čím vyšší střední hodnoty, za časový interval o velikosti $\frac{1}{f_{sw}}$, dosahuje výstupní PWM signál, tím větší je velikost napětí přiváděného na výstupní fáze střídače, což se s fázovým posunem, odpovídajícím charakteru zátěže, projeví i na nárůstu proudu statorovým vinutím motoru.

Velikost amplitudy průběhu střední hodnoty výstupního PWM signálu $u_{PWM(av)}(t)$ lze změnit velikostmi amplitud nosného a řídicího signálu. V praxi se běžně reguluje amplituda jen jednoho z těchto signálů, kterým většinou bývá signál řídicí. Pro obecnější popis regulace velikosti výstupního napětí střídače patří tzv. hloubka modulace M , která je definována jako poměr amplitudy řídicího signálu U_{rm} a nosného signálu U_{swm} následovně:

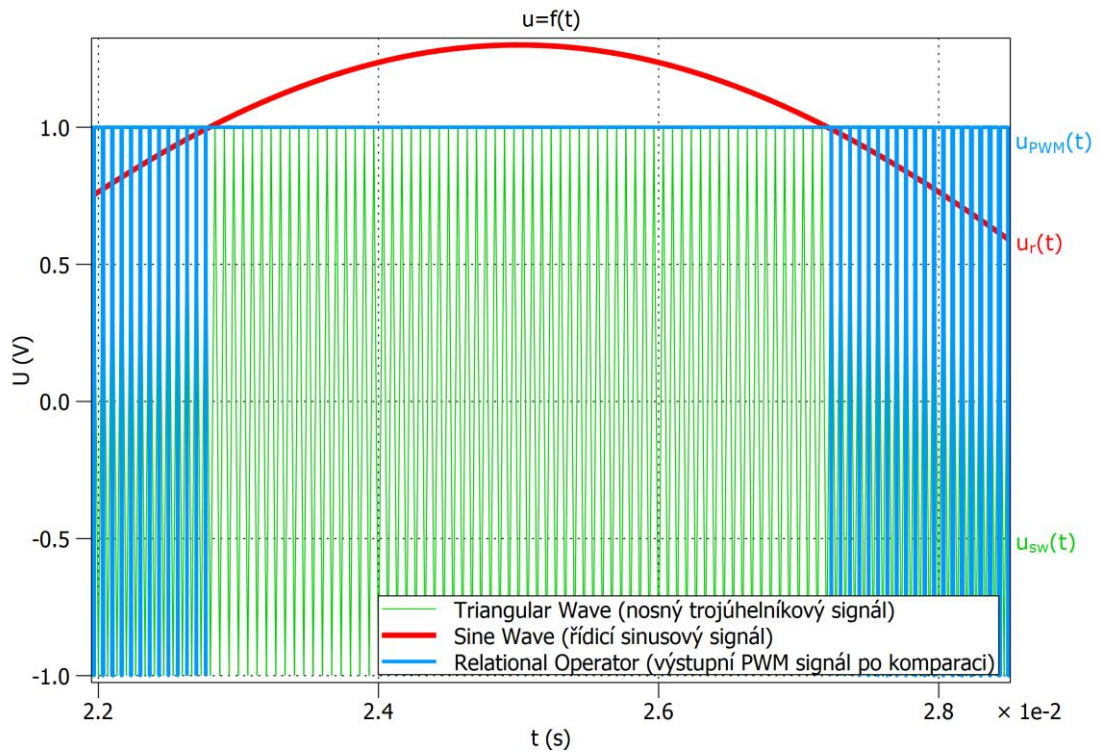
$$M = \frac{U_{rm}}{U_{swm}} \quad (1.6)$$

Při chodu PWM by se hloubka modulace teoreticky měla pohybovat v rozmezí hodnot 0 až 1. V praxi se uvádí určitá rezerva, která toto rozmezí zúží na rozsah 0 až 0,8. Jakmile nastane hloubka modulace větší než 1, potom nastává přechod na obdélníkové řízení, který je při PWM nežádoucí z důvodu přetěžování tranzistorů, jelikož daný IGBT už není spínán signálem o vysoké spínací frekvenci, ale podstatně nižší, respektive je sepnut trvale až do doby, kdy opět dojde ke koincidenci⁹ řídicího signálu s nosným. Překmit průběhu řídicího napětí nad nosný signál při přemodulování např. pro $M = 1,3$ pro kladnou půlvlnu napětí způsobí dlouhodobé sepnutí horního tranzistoru v půlmůstku a je demonstrován na obrázku 1.5. Při podkmitu záporné půlvlny řídicího signálu pod minimální hodnotu nosného signálu je naopak sepnutý dlouhodobě spodní tranzistor daného půlmůstku. Na obrázku 1.6 jsou znázorněny průběhy výstupního fázového napětí střídače při přemodulování o hloubce modulace $M = 1,3$.

Pro ještě větší hodnoty hloubky modulace se časové intervaly, kdy je IGBT dlouhodobě sepnut, výrazně prodlužují, zatímco intervaly, kdy se IGBT spíná nosnou frekvencí, se zkracují.

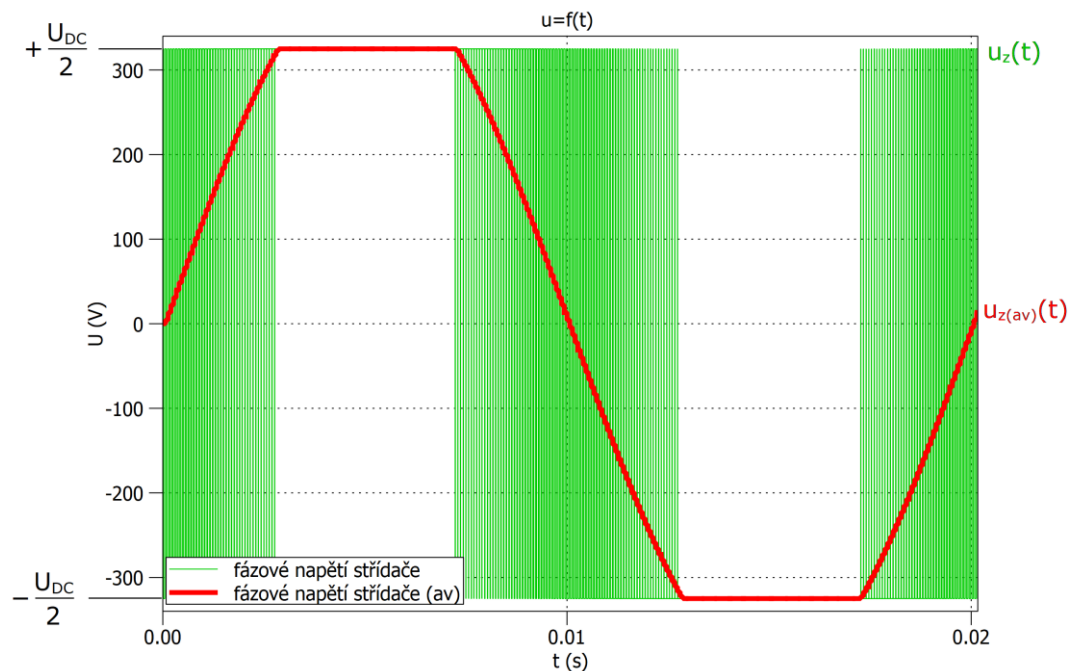
V některých aplikacích je přemodulování využíváno pro dosažení vyššího výstupního fázového napětí střídače. Také se díky němu omezí spínací ztráty tranzistorů na úkor vodivostních ztrát. Vzhledem k nepříznivé skladbě vyšších harmonických se od přemodulování v dnešní době spíše upouští.

⁹ Koincidence se rozumí protnutí dvou průběhů signálů v jednom časovém okamžiku. Při PWM koincidence nastávají, když průběh řídicího signálu $u_r(t)$ nabývá stejné hodnoty napětí v daném časovém okamžiku jako průběh nosného signálu $u_{sw}(t)$ a dochází tak ke změně vodivosti dané spínací součástky.



Obrázek 1.5 Průběhy signálů při PWM s přemodulováním při $M=1,3$

Přemodulování způsobuje deformaci průběhu střední hodnoty výstupního fázového napětí střídače $u_{z(av)}(t)$, u kterého je snahou, aby se co nejvíce přibližoval spojitě funkci sinus. Znázorní ho průběhy na obrázku 1.6. Z obrázku také vyplývá skutečnost, že se na zátěž může přenášet pouze napětí v intervalu $\langle +\frac{U_{DC}}{2}; -\frac{U_{DC}}{2} \rangle$.



Obrázek 1.6 Časový průběh střední hodnoty fázového napětí střídače s přemodulováním při $M=1,3$

Pro 9f střídač je nutné zajistit 9 řídicích signálů, které budou vzájemně fázově posunuty o hodnotu fázového posunu φ_n , která vyplývá z rovnice 1.7:

$$\varphi_n = \frac{360^\circ}{n} \quad (1.7)$$

, kde 360° je bráno jako úhlová hodnota celé periody signálu a n je počet výstupních fází střídače. Na rozdíl od 3f střídače, kde tento posun vychází 120° , pro 9f vychází 40° .

Stejným způsobem by bylo možné posunout i nosné signály, které by tímto rozdělením měly mít za následek příznivější rozdělení proudu do kondenzátorů DC linku¹⁰, čemuž se říká přesazené řízení. Pro funkčnost střídače však není třeba aplikovat 9 nosných fázově posunutých signálů, stačí jenom jeden pro všech 9 řídicích signálů.

Výhodou řízením pomocí PWM je například rozběh stroje z nulových otáček při jeho jmenovitém momentu. Regulací amplitudy řídicích signálů dochází ke změně velikosti výstupních fázových napětí střídače, a tím se snižuje výkon přenášený na motor, což ovlivní velikost proudů i momentu motoru. Další výhodou PWM jsou malé vodivostní

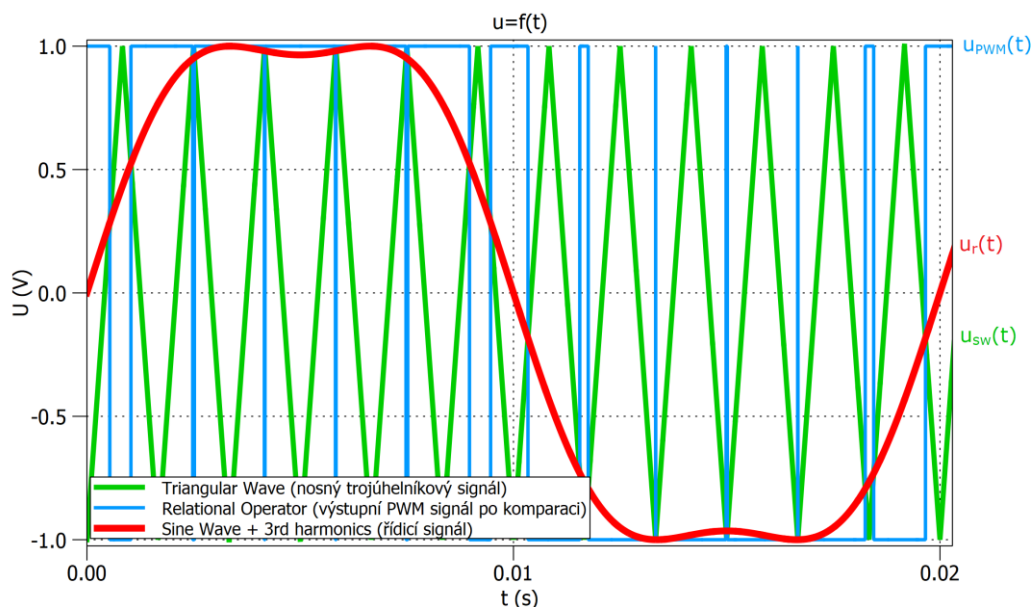
¹⁰ Namísto pojmu DC link se v některé literatuře často používá termín stejnoseměrný meziobvod. DC link představuje zdroj stejnosměrného napětí, ze kterého střídač vhodným řízením utváří střídavé napětí.

ztráty u IGBT v lineární oblasti modulace, kdy nedochází k přemodulování. Sepnuté tranzistory mají velmi malý odpor, díky kterému se právě vodivostní ztráty minimalizují. Oproti obdélníkovému řízení vykazuje příznivější skladbu vyšších harmonických. [2]

Mezi nevýhody je řazena např. možnost zvolení nevhodné frekvence nosného signálu, což se může projevit mechanickými kmity motoru, které by nastaly při značně nízké frekvenci f_{sw} . Důsledkem nevhodného zvolení této spínací frekvence se může objevit i akustické rušení. [2]

1.3.5 PWM se složkou o trojnásobném kmitočtu

Pro dosažení vyšších hodnot fázových napětí střídače a tím pádem i vyššího výkonu se k základní harmonické řídicích signálů $u_{r(1)}(t)$ přičte třetí harmonická $u_{r(3)}(t)$ o trojnásobném kmitočtu základní harmonické s vhodně zvolenou amplitudou. Výsledkem tohoto součtu vznikne nový řídicí signál $u_r(t)$, který je zobrazen v průběhu jedné periody PWM na obrázku 1.7:



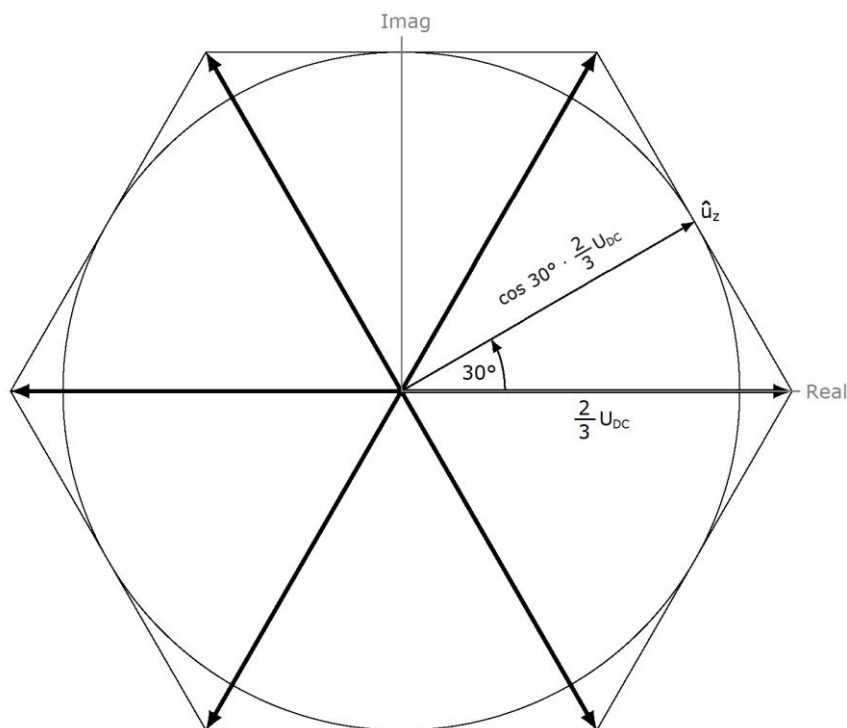
Obrázek 1.7 Princip řízení PWM se složkou o trojnásobném kmitočtu

Princip této modulace je téměř stejný jako předchozí PWM, pouze s rozdílem jiného řídicího signálu $u_r(t)$ a průběhu střední hodnoty fázového napětí střídače $u_{z(av)}(t)$, který kopíruje tvar nově vzniklého řídicího signálu.

Třetí harmonická složka se zde může využít, jelikož nemůže vyvolat proud ve vinutí motoru, které nemá vyvedený nulový bod. Výhodou této modulace je rozšíření krajních obdélníkových pulzů průběhu $u_{PWM}(t)$, díky čemuž je střídač lépe využít. [5]

1.3.6 Modulace prostorovým vektorem (SVM)

V principu SVM se využívá prostorového vektoru ekvivalentního napětí \hat{u}_z , který vznikne transformací veličin n -fázového systému na jediný vektor v komplexní rovině. Tento prostorový vektor \hat{u}_z se improvizuje díky dané spínací kombinaci sepnutých tranzistorů, po danou dobu trvání sepnutí základních napět'ových vektorů. Bez využití nulových vektorů se tento ekvivalentní vektor napětí \hat{u}_z s přemodulováním pohybuje po mnohoúhelníku, jehož počet stran je roven dvojnásobku výstupních fází střídače. Při využití nulových vektorů, které jsou sepnuty také na určité danou dobu trvání, se docílí zkrácení prostorového vektoru, který se díky tomu může pohybovat v lineární oblasti modulace po vepsané kružnici nebo i uvnitř této kružnice při sepnutí nulových vektorů po ještě delší časový interval. Tato kružnice je v případě 3f střídače vepsaná šestiúhelníku, po jehož vrcholech by se spínaly základní napět'ové vektory v 3f střídači. U 9f střídače by byla kružnice vepsaná v osmnáctiúhelníku.

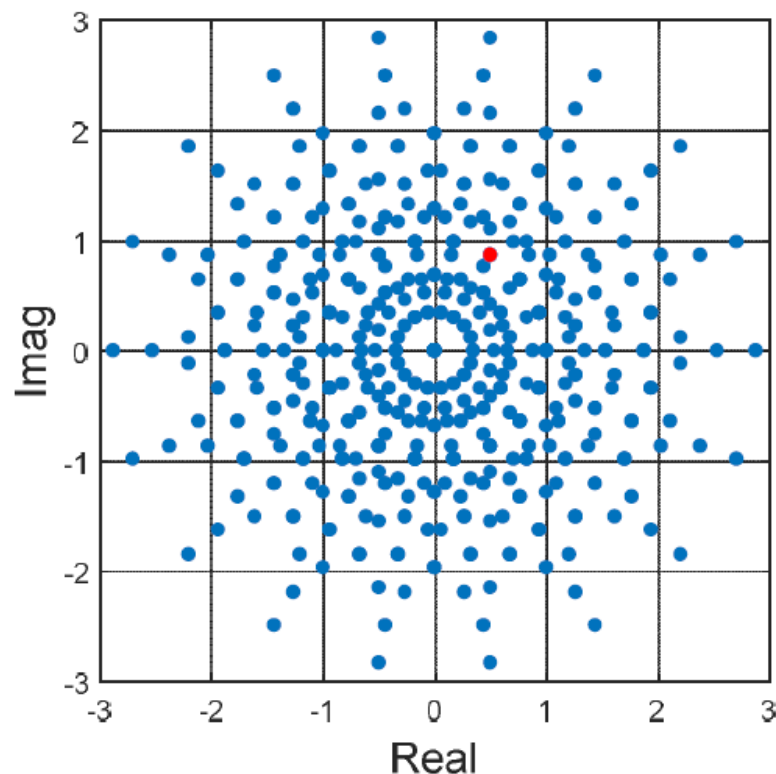


Obrázek 1.8 Komplexní rovina se znázorněním pohybu prostorového vektoru \hat{u}_z při SVM 3f střídače

SVM se také využívá pro vícefázové napět'ové střídače, ale její složitost, kterou znázorňuje obrázek 1.9, rychle narůstá s přibývajícím počtem fází. Počet spínacích vektorů

pro střídače je roven hodnotě 2^n . Zatímco 3f střídač generuje pouze 8 (2^3) spínacích vektorů včetně dvou nulových, 9 fázový bude mít těchto vektorů 512 (2^9). Za předpokladu existence takového množství spínacích vektorů lze pro řízení využít jen některé z nich. Tímto tématem se podrobněji zabývá odborný článek [3].

V komplexní rovině na obrázku 1.9 jsou zobrazeny modrými tečkami koncové body všech základních napěťových vektorů. Určitou kombinací těchto vektorů se pro 9f střídač improvizuje prostorový vektor \hat{u}_z kdekoli uvnitř osmnáctiúhelníku, jehož vrcholy jsou určeny koncovými body absolutně nejdelších základních napěťových vektorů.



Obrázek 1.9 Komplexní rovina se znázorněním koncových bodů základních napěťových vektorů pro SVM 9f střídače, převzato z [3]

1.4 Výhody a nevýhody použití 9 fází

Vícefázové elektrické stroje mohou představovat některé výhody oproti konvenčním 3f elektrickým strojům, mezi které patří například vyšší spolehlivost, snížený výkon na jednotlivé fáze při stejném celkovém výkonu měniče. Mezi další výhody patří navýšení točivého momentu a snížení jeho kolísání při chodu stroje. Také lze řízením SVM dosáhnout vyššího výstupního napětí v každé výstupní fázi, a tím pádem při přenesení stejného výkonu snížit proud, čímž se omezí i spínací ztráty VPS. [3]

Vícefázové elektrické stroje mohou být v provozu i s jednou nebo více rozpojenými fázemi, což by mohlo poskytnout značnou výhodu při jejich údržbě. Vícefázové pohony se vyplatí zavádět v průmyslu, kde je třeba zajistit nepřerušovaný chod pohonu. V případě, že některá z fází přestane fungovat, např. při zničení některé VPS v nějaké z výstupních fází, nebo dokonce celého VPM, je stroj dále schopen provozu. [3]

1.5 Porovnání jednotlivých druhů řízení z hlediska nejvyššího možného výstupního fázového napětí střídače

Různými druhy řízení lze dosáhnout jiných vlastností pohonu. Mezi velmi sledovaný parametr patří nejvyšší možné výstupní fázové napětí střídače U_z , resp. efektivní hodnota jeho základní harmonické $U_{z(1)}$, kterou je zde porovnána v tabulce 1.1 pro 3f a 9f variantu napěťového střídače. Hodnoty ve druhém sloupci tabulky jsou převzaty z [5]. Poslední sloupec je úpravami odvozen z [3].

Tabulka 1.1 Porovnání nejvyšší možné efektivní hodnoty základní harmonické výstupního fázového napětí střídače pro 3f a 9f střídač při různém druhu řízení

Druh řízení	Efektivní hodnota základní harmonické výstupního fázového napětí 3f střídače $U_{z(1) 3f}$	Efektivní hodnota základní harmonické výstupního fázového napětí 9f střídače $U_{z(1) 9f}$
Obdélníkové	$\frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{DC} \cong 0,45 \cdot U_{DC}$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{DC} \cong 0,45 \cdot U_{DC}$
PWM	$\frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0,353 \cdot U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0,353 \cdot U_{DC}$
PWM se složkou o trojnásobném kmitočtu	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{6}} \cong 0,408 \cdot U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{6}} \cong 0,408 \cdot U_{DC}$
SVM bez přechodu na obdélníkové řízení (pohyb po vepsané kružnici)	$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{6}} \cong 0,408 \cdot U_{DC}$	$\frac{1,2603}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cong 0,4455 \cdot U_{DC}$
SVM s přechodem na obdélníkové řízení (pohyb po mnohoúhelníku)	$\frac{0,608}{\sqrt{2}} \cdot U_{DC} \cong 0,43 \cdot U_{DC}$	$\frac{1,2797}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cong 0,4524 \cdot U_{DC}$

Z tabulky 1.1 vyplývá, že pro 9f variantu jsou pro první tři druhy řízení dosahované hodnoty $U_{z(1)}$ stejné jako u 3f střídače. Odlišnost je pouze při SVM řízení. Pro určení navýšení napětí 9f oproti 3f střídači např. pro SVM bez přechodu na obdélníkové řízení je stanoven nejprve z rovnice 1.8 poměr hodnot $U_{z(1) 9f}$ a $U_{z(1) 3f}$ pro oba druhy střídačů:

$$m_a = \frac{U_{z(1) 9f}}{U_{z(1) 3f}} \quad (1.8)$$

Po dosazení do rovnice výše a vykrácením napětí U_{DC} vyjde:

$$m_a = \frac{U_{z(1) 9f}}{U_{z(1) 3f}} = \frac{0,4455 \cdot U_{DC}}{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{DC}} \cong 1,0913$$

Odečtením jedničky od m_a a následným vynásobením stem je určeno procentuelní vyjádření hodnoty m_a :

$$m_{a\%} = (m_a - 1) \cdot 100 \quad (1.9)$$

Po dosazení:

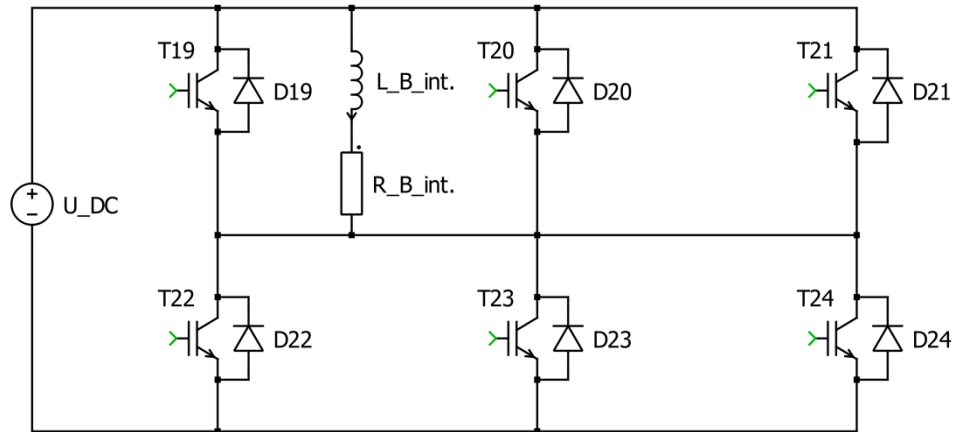
$$m_{a\%} = (m_a - 1) \cdot 100 = (1,0913 - 1) \cdot 100 = 9,13 \%$$

Z předchozího výpočtu bylo zjištěno, že při řízení SVM bez přechodu na obdélníkové řízení je možné získat napětí $U_{z(1)}$ o 9,13% vyšší pro 9f střídač, než by se dosáhlo s 3f variantou střídače. [3]

1.6 Brzdny chopper

Během zpracovávání této diplomové práce vyvstal požadavek na přidání brzdny chopperu, určeného ke spínání brzdny odporu¹¹, který bude v brzdny režimu mařit kinetickou energii nahromaděnou v rotoru motoru, v důsledku čehož se docílí brzdny efektu stroje. Chopper bude řízený šířkově pulzním řízením s nesymetrickým nosným signálem a konstantním řídicím signálem kladné polarity. Pro proudové odlehčení jednotlivých větví brzdny chopperu, tak jako je znázorněno ve schématu na obrázku 1.10, budou použity 3 půlmůstky spojeny paralelně. V principu spínání brzdny chopperu by však stačil pouze jeden IGBT a jedna dioda, např. T22 a D19 z obrázku níže:

¹¹ Brzdny odpor se také někdy nazývá odporník.



Obrázek 1.10: Schéma zapojení brzdného chopperu s interním brzdným odporem

Pokud bude brzdný odpor sériově zapojen nad současně spínanými tranzistory T22, T23 a T24, nevýhodou bude, že na něm bude připojeno trvalé napětí DC linku, ale naopak výhodou bude snadnější realizace spínání tranzistorů, protože jejich emitory budou na záporném potenciálu DC linku.

K brzdnému odporu o hodnotě $R_{B\ int.}$ musí být z důvodu nenulové hodnoty jeho vlastní indukčnosti ($L_{B\ int.} \neq 0$) také antiparalelně zapojena dioda. Kvůli tomuto faktu po vypnutí spodních tranzistorů není možný okamžitý zánik proudu brzdným odporem. Při vypnutém stavu spodních IGBT se tento proud uzavírá a následně zaniká ve smyčce s diodami D19, D20, D21 a samotným odporníkem.

2 Dimenzování součástek

Při návrhu jakéhokoli elektrického zařízení je třeba dbát zřetel na vhodné dimenzování každé použité součástky v zařízení pro konkrétní účel. Při základní úvaze dimenzování je nutné si stanovit nebo alespoň přibližně odhadnout s určitou rezervou hodnoty napětí a proudů, které se na dané součástce budou v běžném provozu vyskytovat. V náročnějších aplikacích, jako je například pohon s napětovým střídačem, kde se vyskytují vysoké strmosti napětí i proudů, je třeba hledět i na opakovatelné špičkové napětí nebo špičkové proudy součástkou. Nutno je také dodržet výkonové dimenzování součástek, tak aby jejich výkon nepřekročil mez předepsanou výrobcem. U VPS jsou navíc hlídány teploty zejména polovodičových čipů, aby také nepřekročili maximální možnou hodnotu.

2.1 Stanovení vhodné napětové třídy VPS (napětové dimenzování)

Výběr adekvátní napětové třídy¹² VPS vychází z předpokladu znalosti maximálního pracovního napětí v závěrném směru U_{RWM} u zpětných diod a maximálního pracovního napětí v blokovacím směru U_{DWM} u tranzistorů. Pro dodržení uspokojivého napětového dimenzování je zaveden tzv. koeficient napětové bezpečnosti k_U , kterým se zohledňuje dostatečná rezerva v napětích vyskytujících se na součástkách, která zahrnuje možnost vzniku přepětí a kolísání napětí či zvlnění napájecího napětí. Větší důraz je kladen na omezení přepětí, které vznikají při komutaci¹³ VPS. Tyto přepětí jsou omezovány snižováním parazitních indukčností, kvůli kterým vznikají. Koeficient napětové bezpečnosti je volen v rozmezí hodnot 1,5 až 2,5. S přihlédnutím k rovnicím 2.1 a 2.2 se poté zvolí vyhovující napětová třída součástek. [6]

$$U_{RRM} = k_U \cdot U_{RWM} \quad (2.1)$$

, kde U_{RRM} je opakovatelné špičkové závěrné napětí¹⁴.

¹² Napětová třída je definována jako obecná pevnost elektrické izolace zařízení, která určuje maximální trvalé napětí, které lze přiložit mezi vodivé části a elektrický potenciál země, aniž by přitom nastalo poškození této izolace.

¹³ Pojmem komutace je označován elektromagnetický přechodný děj, který umožní plynulý přechod proudu z jedné větve elektrického obvodu do druhé, aniž by se přitom přerušil proud tekoucí do/ze společného uzlu obou větví.

¹⁴ Jedná se o nejvyšší možnou hodnotu závěrného napětí, která se smí u diody periodicky opakovat. Výrobci tuto hodnotu udávají v dokumentacích k daným součástkám.

$$U_{CEM} = k_U \cdot U_{DWM} \quad (2.2)$$

, kde U_{CEM} je nejvyšší možné napětí přiložené mezi kolektor a emitor tranzistoru v propustném směru, kterým může být tranzistor namáhán v jeho blokovacím režimu.

2.2 Určení středních a efektivních hodnot proudů tranzistorů a diod napěťového střídače (proudové dimenzování)

Potřebným údajem pro uspokojivé proudové dimenzování je znalost středních a efektivních hodnot proudů IGBT a zpětných diod. Odvození vzorců pro tyto proudy vysvětluje literatura [6], kde jsou tyto rovnice uvedeny za předpokladu řízení napěťovým střídačem s PWM. Odvození je poměrně složité, jelikož se v průběhu spínání jedné půlperrody výstupního proudu střídače neboli fázového proudu zátěže $i_z(t)$, střídá ve vedení dvojice VPS. V každé z výstupních fází je to vždy jeden tranzistor a jedna zpětná dioda protilehlé strany půlmůstku. Pro lepší vysvětlení je tato úvaha vztažena k obrázku 1.1. Např. ve fázi L1 se v kladné půlplně fázového proudu zátěže $i_z(t)$ bude ve vedení proudu střídát T1 a D10. Zápornou půlperrodu proudu $i_z(t)$ budou vést T10 a D1. Proudové pulzy tranzistorů a zpětných diod jsou přitom různě vysoké i široké. Kdybychom sečetli okamžité hodnoty proudů T1 a D10 a odečetli od nich součet okamžitých hodnot proudů součástkami T10 a D1, výsledek by v každém časovém okamžiku určoval okamžitou hodnotu průběhu proudu $i_z(t)$ ve fázi L1. Ke stejné činnosti vedení proudu dochází i v ostatních fázích 9f střídače, jen s odlišným fázovým posunem po sobě jdoucích fází dle rovnice 1.7.

Předpokladem při odvození rovnic pro výpočet efektivních a středních hodnot proudů je brána v potaz úvaha nekonečně velkých strmostí napětí a proudu¹⁵. Dalším předpokladem pro platnost odvozených rovnic je zanedbání odchylek skutečného proudu zátěže od jeho základní harmonické. Tím pádem se průběh základní harmonické fázového proudu zátěže $i_{z(1)}(t)$ přibližně rovná průběhu proudu zátěže $i_z(t)$. S přijetím tohoto faktu se budou tedy přibližně rovnat i amplitudy těchto průběhů:

$$I_{zm(1)} \cong I_{zm} \quad (2.3)$$

¹⁵ Reálné strmosti napětí a proudu IGBT se prakticky pohybují v hodnotách až 5 kV/μs a 10 kA/μs.

Rozborem průběhů na obrázku v příloze A jsou odvozeny rovnice pro efektivní a střední hodnoty proudů tranzistorů a diod. Tato odvození platí pro každou z fází napět'ového střídače. Pro účel přehlednosti na obrázku je snížena spínací frekvence.

2.2.1 Střední hodnota proudu tranzistorem napět'ového střídače

Z průběhů obrázku přílohy A je patrný proudový pulz tranzistorem IGBT1 (šrafovaný na zeleném pozadí) a diody D10 (šrafovaný na červeném pozadí). Kladná půlperioda výstupního fázového proudu střídače začíná v hodnotě úhlu φ a končí v hodnotě $\varphi + \pi$. Periodicky se opakuje po 2π . Výstupní fázový proud kladné půlplny je rozdělen na stejně dlouhé intervaly Δx , které odpovídají hodnotě periody nosného signálu. Při takovémto rozdělení se vždy v jednom intervalu Δx nachází právě jeden impuls proudu. Vzdálenost středu tohoto intervalu od okamžiku, kdy narůstající fázové napětí střídače prochází nulovou hodnotou, je značeno jako x_k . Šířku proudového impulsu je okótována s označením Δs . Střední hodnotu proudu tranzistorem $I_{T(AV)}$ s přihlédnutím k příloze A lze vypočítat jako:

$$I_{T(AV)} = \frac{1}{2\pi} \sum_{x_k=\varphi}^{\varphi+\pi} \Delta s(x_k) \cdot i_z(x_k) \quad (2.4)$$

Rovnice 2.4 fyzikálně platí, ale není snadno uchopitelná pro rychlý výpočet střední hodnoty proudu tranzistorem. K tomuto účelu je dodatečně upravena v literatuře [6], kde se za podmínky $m_f \rightarrow \infty$ dá suma z předchozí rovnice nahradit integrálem a dále upravit na tvar uvedený v rovnici 2.5. Pro získání co nejpřesnějších výsledků je nutné dodržet pokud možno co nejvyšší modulační poměr¹⁶.

$$I_{T(AV)} = I_z \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} + \frac{M}{4\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \right) \quad (2.5)$$

, kde I_z je efektivní hodnota fázového proudu zátěže.

2.2.2 Střední hodnota proudu diodou napět'ového střídače

Podobným způsobem, kterým se dospělo k vyjádření rovnice 2.4, je vyjádřena rovnice 2.6 pro střední hodnotu proudu zpětnou diodou $I_{D(AV)}$:

¹⁶Pro praktické využití rovnic 2.5, 2.7, 2.9 a 2.11 se uvádí podmínka $m_f > 10$, avšak skutečně v praxi se tato hodnota modulačního poměru pohybuje řádově ve stovkách, čili je podmínka vždy s přehledem splněna. [6]

$$I_{D(AV)} = \frac{1}{2\pi} \sum_{x_k=\varphi}^{\varphi+\pi} [\Delta x - \Delta s(x_k)] \cdot i_z(x_k) \quad (2.6)$$

Úpravami rovnice 2.6 vznikne nová rovnice 2.7:

$$I_{D(AV)} = I_z \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} - \frac{M}{4\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \right) \quad (2.7)$$

2.2.3 Efektivní hodnota proudu tranzistorem napět'ového střídače

Efektivní hodnota proudu tranzistorem $I_{T(ef)}$ se odvodila analogicky z rovnice 2.4 pro hodnotu střední:

$$I_{T(ef)}^2 = \frac{1}{2\pi} \sum_{x_k=\varphi}^{\varphi+\pi} \Delta s(x_k) \cdot i_z^2(x_k) \quad (2.8)$$

Úpravami předchozí rovnice je docíleno výsledného tvaru rovnice 2.9:

$$I_{T(ef)} = I_z \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos \varphi} \quad (2.9)$$

2.2.4 Efektivní hodnota proudu diodou napět'ového střídače

Efektivní hodnota proudu zpětnou diodou $I_{D(ef)}$ je také analogicky odvozena z předešlé rovnice 2.8:

$$I_{D(ef)}^2 = \frac{1}{2\pi} \sum_{x_k=\varphi}^{\varphi+\pi} [\Delta x - \Delta s(x_k)] \cdot i_z^2(x_k) \quad (2.10)$$

Úpravami rovnice 2.10 se dospělo k tvaru rovnice 2.11:

$$I_{D(ef)} = I_z \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos \varphi} \quad (2.11)$$

2.2.5 Střední a efektivní hodnoty proudu VPS při různém druhu zátěže pro napět'ový střídač při PWM

Střední a efektivní hodnoty proudů VPS střídače se při různém druhu zátěže velmi liší. Následující tabulka 2.1 umožňuje rychlou orientaci o přerozdělení hodnot těchto proudů mezi tranzistorem a zpětnou diodou při daném účinníku zátěže. Hodnoty jednotlivých

proudů jsou vztaženy k efektivní hodnotě výstupního fázového proudu střídače I_z řízeného PWM.

Tabulka 2.1 Střední a efektivní hodnoty proudů tranzistorem a zpětnou diodou střídače řízeného PWM vztažené k fázovému proudu střídače I_z pro daný druh zátěže, převzato z [6]

$\cos \varphi \rightarrow$	1	0	-1
$I_{T(AV)}$	$0,4 I_z$	$0,23 I_z$	$0,05 I_z$
$I_{D(AV)}$	$0,05 I_z$	$0,23 I_z$	$0,4 I_z$
$I_{T(ef)}$	$0,68 I_z$	$0,5 I_z$	$0,19 I_z$
$I_{D(ef)}$	$0,19 I_z$	$0,5 I_z$	$0,68 I_z$

Ve sloupci $\cos \varphi \rightarrow 1$ se projevuje čistě odporový typ zátěže, veškerý přenášený výkon na zátěž je činný. Průběh fázového napětí zátěže $u_z(t)$ je ve fázi s fázovým proudem zátěže $i_z(t)$, jelikož jejich vzájemný fázový posun je 0° . Z tabulky je zřetelné, že v tomto případě při čistě odporové zátěži je např. efektivní hodnota proudu tranzistorem $I_{T(ef)}$ rovna zhruba 68% efektivní hodnotě fázového proudu zátěže I_z , zatímco efektivní hodnota proudu zpětnou diodou dosahuje jen cca 19% proudu I_z .

Ve Sloupci, kdy se $\cos \varphi \rightarrow 0$ jsou znázorněny proudové poměry při čistě induktivním nebo čistě kapacitním účinníku zátěže. Přenášený výkon je v takovém případě pouze jalový, a to buď induktivního charakteru, kdy průběh výstupního fázového napětí $u_z(t)$ předbíhá v čase před proudem $i_z(t)$ o 90° , nebo kapacitního charakteru, kdy naopak předbíhá o 90° před napětím proud.

Posledním extrémem je sloupec s $\cos \varphi \rightarrow -1$, kdy se opět jedná o čistě odporovou zátěž, kdy je přenášen pouze činný výkon, a to pouze ze zátěže na stranu měniče. Průběhy napětí a proudu jsou navzájem v protifázi, tzn. vzájemně fázově posunuté o 180° .

Tabulku 2.1 je výhodné použít pro rychlý odhad při výběru polovodičových součástek napěťového střídače řízeného PWM z hlediska jejich proudového dimenzování, ovšem při znalosti účinníku zátěže a předpokládaného proudu I_z . Když bude například jmenovitý účinník zátěže uvažován o hodnotě $\cos \varphi_N = 0,85$, tak lze předpokládat, že např. proud $I_{T(ef)}$ by se měl pohybovat v rozmezí 50% až 68% hodnoty I_z . Následným výpočtem

uvedeným výše nebo simulací hodnot proudů tekoucími VPS, případně obojím, se potvrdí správnost dostatečného dimenzování těchto VPS.

2.3 Určení středních a efektivních hodnot proudů tranzistorů a diod brzdného chopperu (proudové dimenzování)

Podobně jako jsou výše uvedeny rovnice pro výpočet potřebných hodnot proudů pro střídač, je zapotřebí určit také rovnice pro proudy tekoucími brzdným chopperem při šířkově pulzním řízení. Vstupními předpoklady pro jeho správné proudové dimenzování je znalost napětí DC linku U_{DC} , poměrné sepnutí z , při kterém bude chopper spínat, dále hodnoty odporu brzdných odporníků a spínací frekvence chopperu $f_{sw\ ch}$. Postup výpočtu je podrobněji vysvětlen v [8]. V konečném tvaru lze střední a efektivní hodnoty proudů VPS chopperu vypočítat ze znalosti efektivní hodnoty celkového proudu I_{ch} , který bude chopperem odebírán z DC linku při brzdění stroje, a poměrného sepnutí z .¹⁷

2.3.1 Střední hodnota proudu tranzistorem brzdného chopperu

Střední hodnotu proudu IGBT chopperu $I_{T(AV)ch}$ v jednom z použitých půlmůstků lze vypočítat rovnicí 2.12:

$$I_{T(AV)ch} = z \cdot \frac{I_{ch}}{n_{ch}} \quad (2.12)$$

2.3.2 Střední hodnota proudu diodou brzdného chopperu

Antiparalelní dioda k zapojenému odporníku přebírá zbytek proudu v periodě spínání chopperu¹⁸ $T_{sw\ ch}$, který neodvede samotný IGBT. Dle následující rovnice 2.13 je určena střední hodnota proudu diodou chopperu $I_{D(AV)ch}$:

$$I_{D(AV)ch} = (1 - z) \cdot \frac{I_{ch}}{n_{ch}} \quad (2.13)$$

¹⁷ Proud I_{ch} zde představuje součet všech proudů zjednodušeně vzato rovnoměrně rozdělených do n_{ch} použitých půlmůstků chopperu. V každém z půlmůstků bude tedy při brzdění protékat proud o velikosti $\frac{I_{ch}}{n_{ch}}$.

¹⁸ Perioda spínání brzdného chopperu: $T_{sw\ ch} = \frac{1}{f_{sw\ ch}}$

2.3.3 Efektivní hodnota proudu tranzistorem brzdného chopperu

Úpravami rovnic uvedených v [8] lze dospět ke konečnému tvaru rovnice 2.14 pro určení efektivní hodnoty proudu IGBT chopperu $I_{T(ef)ch}$ v jednom z využitých půlmůstků:

$$I_{T(ef)ch} = \sqrt{z} \cdot \frac{I_{ch}}{n_{ch}} \quad (2.14)$$

2.3.4 Efektivní hodnota proudu diodou brzdného chopperu

Obdobně je vyjádřena efektivní hodnota proudu diody chopperu $I_{D(ef)ch}$:

$$I_{D(ef)ch} = \sqrt{1-z} \cdot \frac{I_{ch}}{n_{ch}} \quad (2.15)$$

2.4 Tepelné dimenzování, kontrola teplot

K dimenzování VPS neoddelitelně patří také kontrola oteplení se zaměřením především na hodnoty teplot polovodičových čipů těchto součástek, které jsou často vyhodnocovány pomocí tepelně závislých odporů (termistorů), nejčastěji NTC. Jejich teploty nesmějí překročit určitou mez, kterou udává výrobce. Předpokladem kontroly oteplení VPS je znalost ztrátového výkonu každé součástky jednotlivě (ať už z analytického výpočtu nebo ze simulace) a dalších veličin, které charakterizují přesun tepla od čipu VPS směrem ke chladiči a následně do okolí.

U bezpotenciálových IGBT modulů, které budou použity pro realizaci 9f střídače i brzdného chopperu, se ztrátové teplo odvádí přes elektricky izolační a dobře tepelně vodivou keramickou destičku, která tvoří spodní stranu každého modulu. VPM se šrouby uchytí ke chladiči, který může být spojený s kostrou. Základová deska modulů je z mědi. Vzhledem k odvádění vysokého ztrátového tepelného výkonu je třeba určit a vhodně dimenzovat chladičový systém. [6]

Výběr chlazení může být vybrán z mnoha známých druhů, mezi něž patří nejběžnější vzduchové chlazení, které může být s přirozenou nebo nucenou konvencí. V případě nutnosti chladit měnič účinněji se využívá kapalinové chlazení, kde je chladičím médiem nejběžněji voda, která odvádí ztrátové teplo daleko efektivněji než u chlazení vzduchem. Ze špatně dostupných míst, se teplo může odvádět např. pomocí odparných trubíc.

2.4.1 Zjednodušené náhradní tepelné schéma

Jsou-li známy výkonové ztráty, především VPS v měniči, využije se pro určení vhodného chlazení zjednodušené náhradní tepelné schéma¹⁹, které znázorňuje tok ztrátového výkonu VPS od jejího polovodičového čipu směrem k okolnímu chladicímu médiu, prostupujícího přes řetězec tepelných kapacit a odporů, které jsou v ZNTS uvažovány. K potřebě znalosti pouze středních hodnot teploty v ustáleném kvazi-stacionárním stavu se náhradní tepelné schéma na obrázku 2.1 zjednoduší tím, že se v něm neuplatňují tepelné kapacity. Při výpočtech se k tepelnému schéma přistupuje analogicky jako k elektrickému, za úvahy existence ekvivalentních elektrických veličin k tepelným. Tuto ekvivalenci shrnuje následující tabulka 2.2:

Tabulka 2.2 Ekvivalence fyzikálních tepelných veličin k elektrickým

Tepelné fyzikální veličiny a jejich základní jednotky	Elektrické fyzikální veličiny a jejich základní jednotky
Tepelný odpor R_{th} (K/W)	Elektrický odpor R (Ω)
Tepelná kapacita C_{th} (Ws/K)	Elektrická kapacita C (F)
Teplota T (K)	Elektrické napětí U (V)
Tepelný výkon P (W)	Elektrický proud I (A)

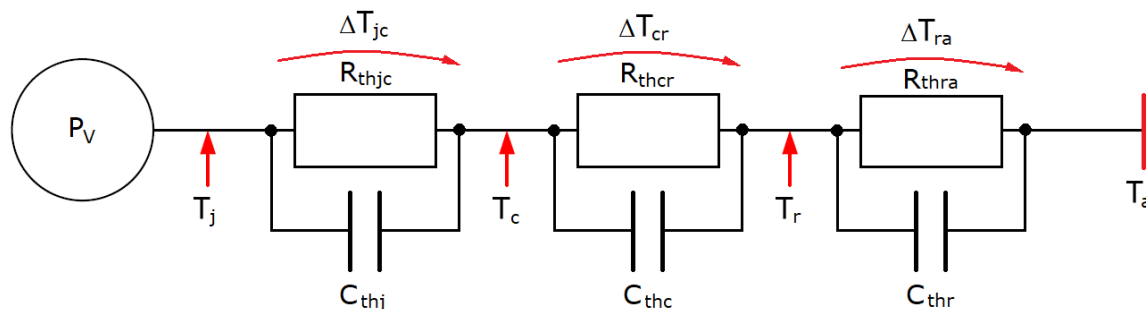
ZNTS součástky je vyobrazeno na obrázku 2.1, ve kterém je patrný zdroj ztrátového výkonu součástky²⁰ P_V představující součet všech jejích ztrát, a řetězec tepelných odporů R_{th} a kapacit C_{th} . Na pravé straně schéma je znázorněna neměnná teplota okolního chladicího média²¹, která se nemění díky úvaze, že se jeho tepelná kapacita C_{tha} blíží k nekonečnu, jelikož je předpokládáno, že okolí je schopno pojmout neomezené množství tepla. Na obrázku 2.1 je také vyznačena teplota v jednotlivých místech měniče T , včetně

¹⁹ Zjednodušené náhradní tepelné schéma (ZNTS) se používá pro usnadnění výpočtů, jelikož se skutečným fyzikálně platným tepelným náhradním schématem se hůře pracuje. Avšak řešením obou druhů náhradních tepelných schémat vycházejí stejné výsledky. [6]

²⁰ Zdroj ztrátového tepelného výkonu P_V v tepelném schéma, analogicky k elektrickému schéma, odpovídá proměnnému proudovému zdroji. V ustáleném kvazi-stacionárním stavu pro určení středních hodnot ustálených teplot v jednotlivých místech ZNTS se tento zdroj uvažuje o konstantní střední hodnotě ztrátového tepelného výkonu $P_{V(AV)}$.

²¹ Neměnnou teplotu okolního chladicího média v tepelném schéma představuje zdroj o konstantní teplotě T_a , analogicky k elektrickému schéma odpovídá DC zdroji konstantního napětí.

otepleních²² ΔT coby rozdílů teplot mezi těmito sledovanými místy. Význam jednotlivých veličin s dodatečně přidělenými indexy je shrnut v *seznamu symbolů a zkratek*.

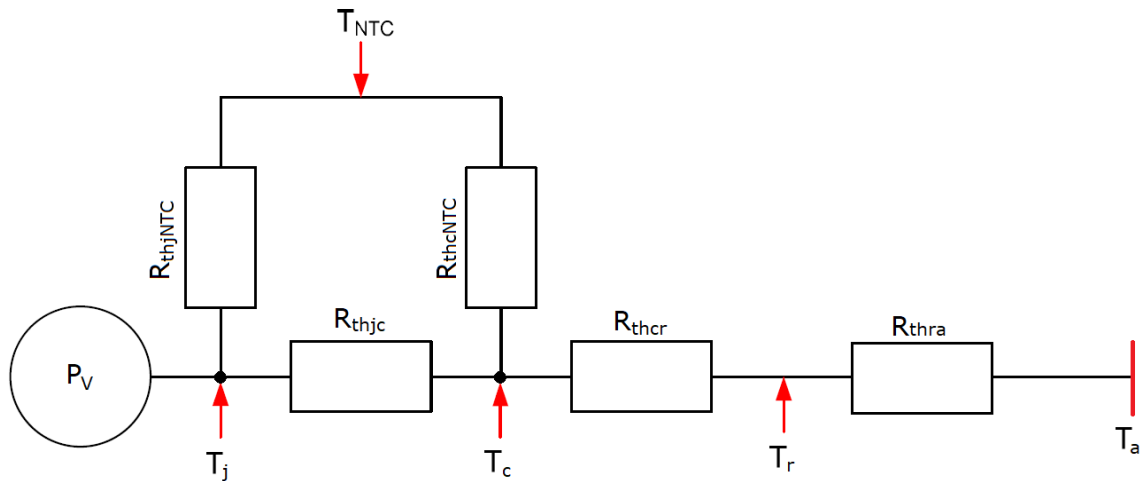


Obrázek 2.1 Zjednodušené náhradní tepelné schéma jedné VPS

2.4.2 Vliv termistoru na vyhodnocování teploty

Některé VPM již od výrobce obsahují implementovaný termistor přímo v pouzdru s VPS. Snahou výrobců je technologicky umístit tento termistor co nejbližší k samotným polovodičovým čipům, u kterých je nutné hlídat jejich provozní teplotu, tak aby nepřekročila jejich maximální limit. Přidáním termistoru v ZNTS tím pádem přibude další větev s teplotou, kterou měří např. NTC, a dva tepelné odpory R_{thjNTC} a R_{thcNTC} . Ze schéma na obrázku 2.2 je patrné, že pro co nejpřesnější měření teploty polovodičového čipu VPS je nutné dosažení pokud možno co nejmenší hodnoty tepelného odporu mezi čipem VPS a samotným termistorem R_{thjNTC} , a také co nejvíce je možné tepelně odizolovat NTC od pouzdra VPS či VPM, čili dosáhnout co nejvyšší hodnoty tepelného odporu mezi pouzdrum a termistorem R_{thcNTC} . V tepelných výpočtech (*kapitola 6*) ani v simulacích (*kapitola 7*) však není počítáno s těmito tepelnými odpory termistoru, jednak proto, že je výrobcí většinou neuvádí, a za druhé proto, že díky jejich prakticky dosahovaným hodnotám lze uvažovat, že jsou si teploty T_j a T_{NTC} téměř rovny.

²² Oteplení ΔT na jednotlivých tepelných impedancích řetězce elementů R_{th} a C_{th} v tepelném schéma odpovídá, analogicky k elektrickému schéma, úbytkům napětí.



Obrázek 2.2 Vliv NTC v zjednodušeném náhradním tepelném schéma jedné VPS v ustáleném stavu, převzato z [1]

2.4.3 Podrobnější tepelný popis VPS

Každá součástka je však pro její podrobný popis tepelných poměrů složitější, zvláště v případě, když je potřeba znát celý časový průběh teplot na polovodičových čípech a ne jen ustálené střední hodnoty (AV) těchto teplot v ustáleném kvazi-stacionárním stavu.²³ Z tohoto důvodu se nelze spokojit se ZNTS součástky na obrázku 2.1, ale je nutné znát i oteplovací funkci dané součástky $\Delta T_{jc} = f(t)$.

Výrobci tuto oteplovací funkci měří skokovým zatížením o konstantním ztrátovém výkonu VPS a přitom udržují teplotu vztažného místa²⁴ konstantní. Oteplovací funkce k danému vztažnému místu je následně výrobcem aproximována sumou exponenciál. Poté lze matematicky vyjádřit funkci $\Delta T_{jc}(t)$ jako:

$$\Delta T_{jc}(t) = T_j(t) - T_c = P_V \cdot \sum_{i=1}^{n_z} R_{thi} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (2.16)$$

, kde τ_i je časová konstanta a vypočte se jako $\tau_i = R_{thi} \cdot C_{thi}$. [6]

²³ Podrobnější tepelný popis VPS je potřeba znát především kvůli vysokému rozkmitu teplot, zejména polovodičových čipů VPS, aby bylo možné později porovnat nejvyšší dosahovanou provozní teplotu čipu s maximální možnou teplotou čipu z dokumentace výrobce dané součástky.

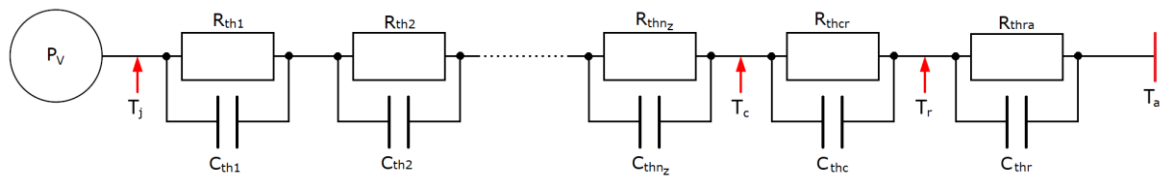
²⁴ Vztažné místo, bývá ve většině případů pouzdro VPS (s konstantní teplotou T_c), ale nic nebrání i volbě jiného vztažného místa např. chladiče (T_r) nebo okolního chladicího média (T_a), avšak pro univerzální použití je vhodné právě pouzdro VPS.

Hodnoty τ_i a R_{thi} jsou interpretovatelné pouze matematicky pro účely simulací průběhů okamžitých hodnot teplot polovodičových čipů VPS. Suma v rovnici 2.16 je běžně označována jako transientní tepelná impedance $Z_{thjc}(t)$. [6]

$$Z_{thjc}(t) = \sum_{i=1}^{n_z} R_{thi} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (2.17)$$

Časový průběh této transientní tepelné impedance poskytuje výrobce v příložené dokumentaci k VPS, kde také udává i její parametry τ_i a R_{thi} určené její grafickou analýzou.

Pro simulaci časových průběhů teplot polovodičových čipů VPS se zde tedy tepelný odpor R_{thjc} z původního ZNTS na obrázku 2.1 nahradí transientní tepelnou impedancí, která je složena z řetězce tepelných odporů R_{thi} a tepelných kapacit C_{thi} . Transformované náhradní tepelné schéma (TNTS), které po této náhradě vznikne, znázorňuje obrázek 2.3:



Obrázek 2.3 Transformované náhradní tepelné schéma (TNTS)

3 Výkonové ztráty VPS

Průchodem proudu VPS na nich vznikají výkonové ztráty, které se mění na ztrátové teplo, v důsledku kterého vzroste teplota a VPS jsou tak tepelně namáhány. Příliš velké hodnoty teplot mohou v lepším případě jen negativně ovlivňovat charakteristické vlastnosti VPS a urychlovat jejich stárnutí. V horším případě může dojít jejich úplné destrukci. Na základě vysokých teplot, kterých VPS při běžném provozu dosahují, je nutné zavést patřičný chladič systém k odvádění ztrátového tepla. Snahou je také docílit co nejmenších ztrát VPS, především spínacích, jelikož právě ty mají zvláště při vyšších spínacích frekvencích valný vliv na zvyšování teplot. [6]

Výkonové ztráty vznikající u VPS se rozdělují podle příčiny vzniku do následujících kategorií. [6]:

- Vodivostní ztráty – vznikají průtokem proudu v propustném směru VPS;
- Spínací ztráty – jsou způsobeny spínáním VPS při jejím sepnutí a vypnutí;
- Blokovací ztráty²⁵ – způsobené průtokem proudu VPS v blokovacím režimu;
- Závěrné ztráty²⁶ – způsobuje je průtok závěrného proudu VPS;
- Hradlové ztráty – jsou způsobeny proudem tekoucím do řídicí elektrody VPS.

K praktickému vyčíslení celkového ztrátového výkonu, který je součtem všech pěti druhů ztrát uvedených v bodovém seznamu výše, se uvažují jen ztráty vodivostní a ztráty spínací. Zbývající druhy ztrát jsou oproti těmto dvěma zanedbatelné a pro výpočet se tedy neuvažují. Dále se aplikuje zavedený postup výpočtu ztrát a ustálených teplot uváděný v literatuře [6]. Začne se výpočtem středních a efektivních hodnot proudů použitých VPS. [6]

3.1 Vodivostní ztráty

Výpočet vodivostních ztrát VPS vychází z jejich propustných charakteristik, které v dokumentaci k dané součástce vždy uvádí výrobce. Daná propustná charakteristika

²⁵ Na reálných VPS vybavené řídicí elektrodou jsou blokovací ztráty způsobené unikajícím proudem, který skrze součástku v blokovacím režimu protéká. Tento unikající proud se pohybuje řádově ve stovkách nA.

²⁶ Závěrné ztráty se u VPS projevují průchodem proudu v závěrném směru součástkou. Např. u záporně polarizované křemíkové diody jí protéká proud řádově desítky nA.

každého ventilu²⁷ se musí nejprve aproximovat přímkou v její lineární části, z přímký se určí 2 hodnoty napětí na součástce a k nim příslušné 2 hodnoty propustného proudu součástkou. Z těchto 2 bodů se vypočítá diferenciální odpor ventilu ΔR_V , který se stejně jako prahové napětí ventilu U_{toV} využije při výpočtu vodivostních ztrát. Následně lze použít rovnici 3.1, která udává okamžitý průběh vodivostních ztrát:

$$p_{fwV} = U_{toV} \cdot i_V + \Delta R_V \cdot i_V^2 \quad (3.1)$$

Vzhledem k periodicitě průběhů proudů se pro účely analytických výpočtů ztrát používají střední hodnoty značené doplňkovým indexem (AV). Rovnice pro výpočet střední hodnoty vodivostních ztrát je tedy:

$$P_{fw(AV)V} = U_{toV} \cdot \frac{1}{T_V} \int_0^{T_1} i_V dt + \Delta R_V \cdot \frac{1}{T_V} \int_0^{T_1} i_V^2 dt \quad (3.2)$$

, kde T_V představuje periodu průběhu proudu ventilem i_V a T_1 je časový interval, po který je daný ventil sepnutý v průběhu této periody. [6]

Rovnici lze přepsat do tvaru, ve kterém se již může snadno aplikovat pro výpočty:

$$P_{fw(AV)V} = U_{toV} \cdot I_{V(AV)} + \Delta R_V \cdot I_{V(ef)}^2 \quad (3.3)$$

, kde $I_{V(AV)}$ je střední hodnota proudu ventilem a $I_{V(ef)}$ je efektivní hodnota proudu ventilem.

3.2 Spínací ztráty

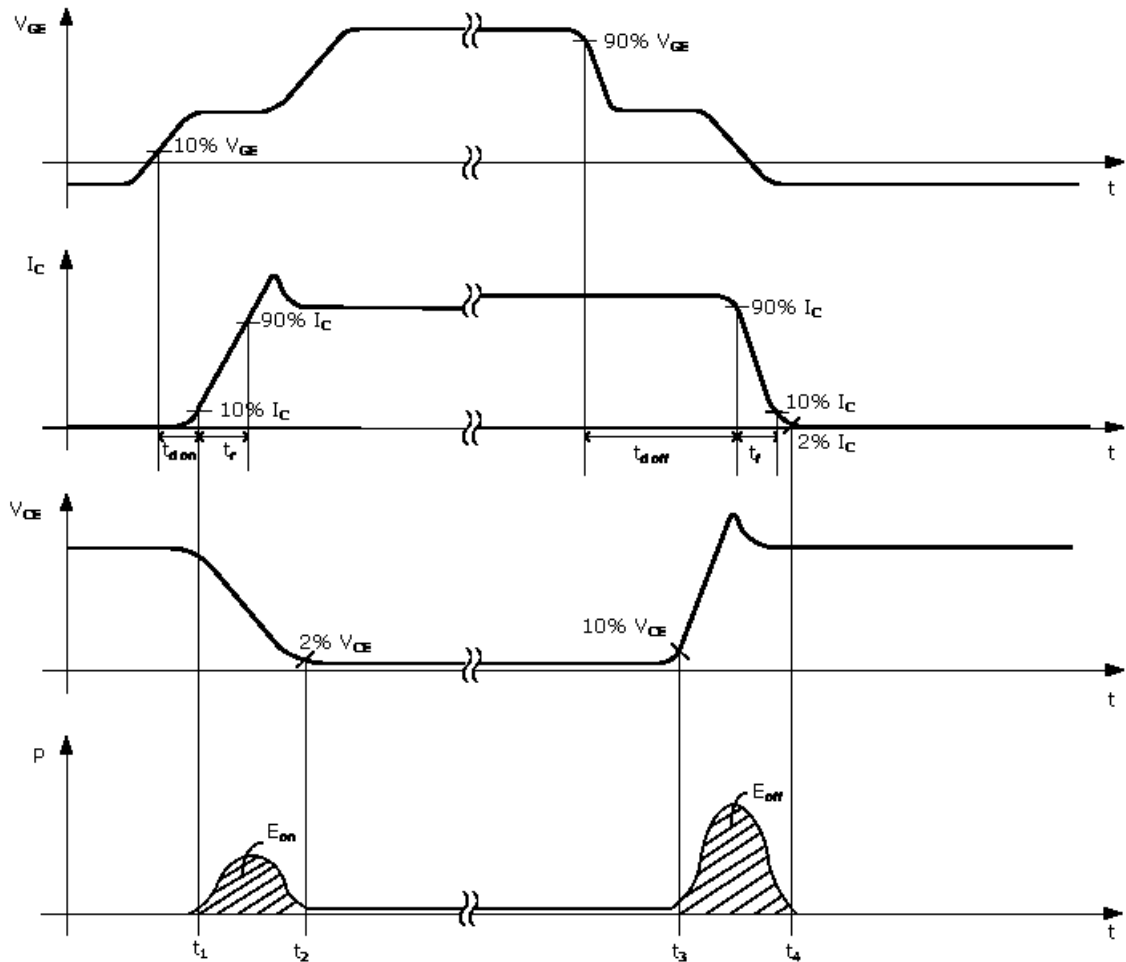
Spínací ztráty VPS se vypočítávají ze znalosti spínacích ztrátových energií, které vznikají při spínání vypínatelné součástky, při jejím sepnutí jsou tyto ztráty označovány E_{on} a při vypnutí E_{off} . U VPS se síťovou komutací²⁸ vznikají spínací ztráty při jejich vypínání E_{rec} .²⁹ Všechny ztrátové energie odpovídají hodnotě obsahu plochy pod křivkou průběhu ztrátového výkonu.

²⁷ Ventilem se obecně označuje (zejména ve starší literatuře) výkonová polovodičová součástka. Index V, označující ventil, je v některých rovnicích použit pro zobecnění jejich platnosti, jelikož rovnice platí pro více druhů VPS. Za index V jsou později doplněny např. indexy T nebo D, jelikož bude následně aplikován pro výpočet konkrétní součástky, např. Tranzistoru nebo Diody.

²⁸ Síťová komutace je užší pojem pro vnější komutaci, jejíž zdroj komutačního napětí se nachází vně měniče, v případě síťové komutace ho tvoří samotná napájecí síť.

²⁹ V některé literatuře se pro ztráty E_{rec} používá označení E_{rr} .

Spínací ztráty IGBT jsou graficky vyznačeny šrafovánými plochami E_{on} a E_{off} pod časovým průběhem ztrátového výkonu tranzistoru na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1 Časové průběhy elektrických veličin pro znázornění vodivostních a spínacích ztrát IGBT, převzato z [1]

Ztrátovou energii při zapnutí lze určit ze vztahu:

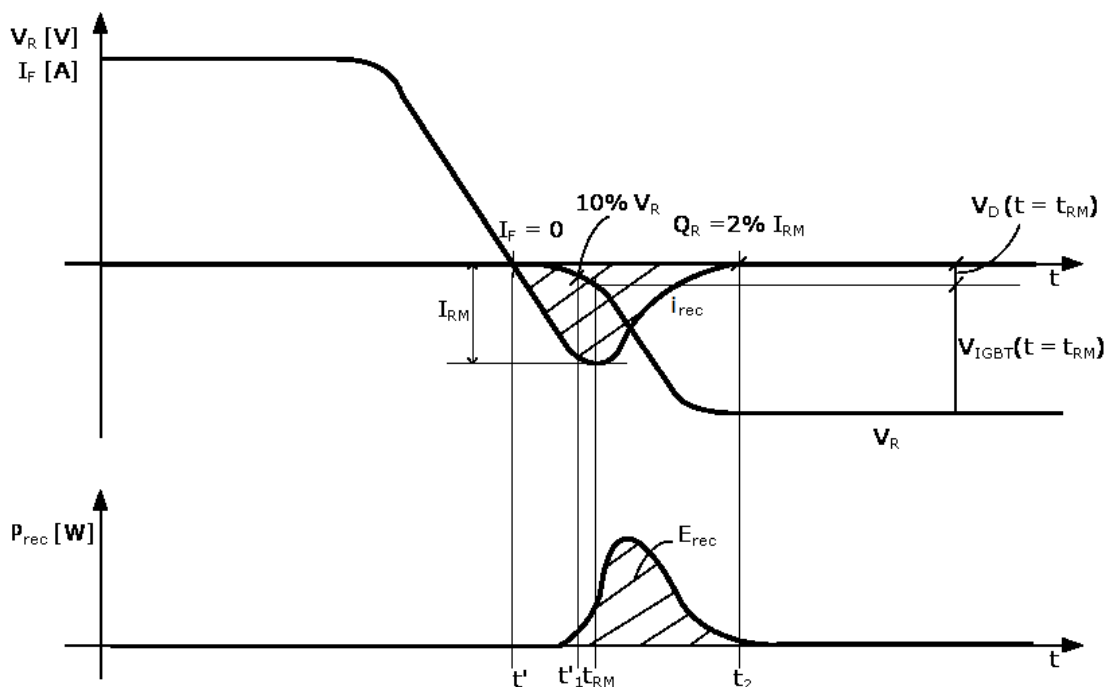
$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} u_V \cdot i_V dt \quad (3.4)$$

, kde t_{on} je časový interval zapnutí, neboli čas, po který probíhá přechodný děj zapínání VPS. Vypínatelnou VPS je možné vypnout až po uplynutí času t_{on} , který se začne počítat od začátku přechodného děje pro sepnutí VPS. Analogicky lze uvést vzorec pro ztrátovou energii při vypnutí:

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} u_V \cdot i_V dt \quad (3.5)$$

, kde t_{off} je časový interval vypnutí, neboli čas, po který probíhá přechodný děj vypínání VPS. Vypínatelnou VPS je možné opětovně zapnout až po uplynutí času t_{off} , který se začne počítat od započetí procesu vypínání dané VPS.

Spínací ztráty u zpětných diod vznikají při jejich vypínání po klesnutí protékajícího proudu k nule a jeho následným překmitem do opačné polaritě v důsledku nenulové hodnoty zotavovacího náboje Q_r , kterou udávají výrobci VPS. Velikost zotavovacího náboje odpovídá ploše pod křivkou zotavovacího proudu i_{rec} , který je tvořen veškerou zápornou polaritou proudu i_F dle obrázku 3.2. Spínací ztráty se začnou při přechodném ději zotavování diody výrazně zvyšovat poté, co na ní začne narůstat závěrné napětí, zatímco zotavovací proud v závěrném směru dosáhne svého maxima. Zotavovací proud se postupně vrací k nulové hodnotě až do konce časového intervalu t_{rec} , po kterém je VPS opět schopna vést proud v kladném směru. Proces vzniku ztrátové energie diody znázorňuje obrázek 3.2:



Obrázek 3.2 Časové průběhy elektrických veličin pro znázornění spínacích ztrát diody, převzato z [1]

Pro ztrátovou energii VPS se síťovou komutací platí rovnice 3.6:

$$E_{rec} = \int_0^{t_{rec}} u_V \cdot i_V dt \quad (3.6)$$

, kde t_{rec} je časový interval po který protéká VPS její zotavovací proud i_{rec} , neboli čas, po který probíhá přechodný děj zotavování a obnovení schopnosti izolovat elektrický proud při vypínání VPS se síťovou komutací.

Pro praktický výpočet či simulaci výrobce VPS udává v jejich příložené dokumentaci u IGBT graf závislosti $E = f(I_C)$ při daném řídicím napětím U_{GE} , konkrétní hodnotě hradlového odporu R_G a přiloženého napětí na silových elektrodách U_{CEN} , nebo také v grafu $E = f(R_G)$ při pevně stanovené hodnotě kolektorového proudu I_C , řídicího napětí a napětí přiloženého na silové elektrody VPS, při kterém byly ztrátové energie výrobcem určeny. Pro zpětné diody jsou uvedeny závislosti $E_{rec} = f(I_F)$ a $E_{rec} = f(R_G)$. Pokud je potřeba dané závislosti ztrátových energií aplikovat pro jiné napětí přiložené na danou VPS, je nutné energie vynásobit poměrem $\frac{U_{DC}}{U_{CEN}}$.

Úpravou a odvozením z rovnic 3.4, 3.5, a 3.6, jsou v literatuře [6] uvedené rovnice umožňující snadný a rychlý výpočet střední hodnoty spínacích ztrát tranzistoru a diody v napěťovém střídači, které jsou pro tranzistor:

$$P_{sw(AV)T} = \frac{U_{DC} \cdot I_{zm} \cdot f_{sw} \cdot (K_{on} + K_{off})}{\pi \cdot U_{CEN}} \quad (3.7)$$

A pro zpětnou diodu:

$$P_{sw(AV)D} = \frac{U_{DC} \cdot I_{zm} \cdot f_{sw} \cdot K_{rec}}{\pi \cdot U_{CEN}} \quad (3.8)(x.x)$$

Do předchozích rovnic 3.7 a 3.8 je zapotřebí ještě dopočítat konstanty K_{on} , K_{off} a K_{rec} , jež představují směrnice přímk, kterými se aproximuje závislost $E = f(I_C)$ a $E_{rec} = f(I_F)$ v dané hodnotě propustného proudu součástkou. Pro proud tranzistorem to je kolektorový proud I_C a u diody proud v jejím propustném směru I_F .

$$K_{on} = \frac{E_{on}}{I_C} \quad (3.9)$$

$$K_{off} = \frac{E_{off}}{I_C} \quad (3.10)$$

$$K_{rec} = \frac{E_{rec}}{I_F} \quad (3.11)$$

K určení spínacích ztrát VPS v brzděném chopperu se použije pro tranzistory rovnice 3.12 a pro diody rovnice 3.13:

$$P_{sw(AV)Tch} = (E_{on} + E_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{U_{CEN}} \cdot f_{swch} \quad (3.12)$$

$$P_{sw(AV)Dch} = E_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{U_{CEN}} \cdot f_{swch} \quad (3.13)$$

Spínacím ztrátám se nelze zcela vyhnout, jelikož jsou spjaté především s velikostí spínací frekvence. Čím vyšší je spínací frekvence, tím vyšší jsou i spínací ztráty, zároveň se snižující se spínací frekvencí se zhoršují napěťové a proudové poměry na výstupu měniče. Snahou návrhu je tedy dosáhnout určitého kompromisu mezi těmito ztrátami a spínací frekvencí, potřebného k dosažení optimálního provozu pohonu.

4 Výběr vhodných IGBT modulů

Každý návrh měniče začíná volbou jeho dílčích požadovaných parametrů, vzhledem ke kterým bude patřičně dimenzován, včetně dalších fixovaných parametrů, které budou při návrhu také zohledněny.

4.1 Výběr VPM pro 9f střídač

Parametry uvažovaného napěťového střídače shrnuje tabulka 4.1:

Tabulka 4.1 Dílčí požadované a fixované parametry pro návrh 9f střídače

Název veličiny	Symbol	Hodnota
Napětí DC linku, ustálená střední hodnota	U_{DC}	650 V
Jmenovitý činný výkon 9f střídače	$P_{zN\ 9f}$	30 kW
Předpokládaný jmenovitý účinník zátěže	$\cos\varphi_N$	0,85
Spínací frekvence 9f střídače	f_{sw}	15 kHz
Počet výstupních fází střídače	n	9

Požadavků na devítifázový střídač je hned několik. Jedním z nich je, aby byl měnič výkonově předdimenzován vůči AC zátěži, kterou bude napájet. Pro dodržení mj. podmínky musejí být VPM zvoleny ve vyšší vyráběné napěťové třídě. VPM uvažované pro tuto aplikaci vyhovují moduly sériově vyráběné v napěťové třídě 1,2 kV. Vyjádřením z rovnic 2.1 a 2.2 lze vyčíslit koeficient napěťové bezpečnosti k_U pro zvolené moduly. Dosazením známé střední hodnoty napětí DC linku U_{DC} za napětí U_{RWM} a U_{DWM} vyjde k_U pro zpětné diody a IGBT v modulech následovně:

$$k_U = \frac{U_{RRM}}{U_{RWM}} = \frac{U_{RRM}}{U_{DC}} = \frac{1200}{650} \cong 1,846$$

$$k_U = \frac{U_{CEM}}{U_{DWM}} = \frac{U_{CEM}}{U_{DC}} = \frac{1200}{650} \cong 1,846$$

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2, k_U by měl být v rozmezí hodnot 1,5 až 2,5. Lze tak usoudit, že podmínka pro správné napěťové dimenzování je splněna.

Dalším požadavkem na 9f střídač je jeho celkový jmenovitý činný výkon $P_{zN\ 9f}$, který by se dle zadání měl pohybovat v rozsahu 25 až 30 kW. Při výpočtu se bude vycházet z horní hranice tohoto výkonu.³⁰ V dalším kroku je vypočten požadovaný činný výkon střídače na jednu fázi $P_{zN\ 1f}$, čili celkový požadovaný výkon střídače je vydělen počtem fází dle rovnice 4.1.

$$P_{zN\ 1f} = \frac{P_{zN\ 9f}}{n} \quad (4.1)$$

Po dosazení:

$$P_{zN\ 1f} = \frac{P_{zN\ 9f}}{n} = \frac{30 \cdot 10^3}{9} = 3,3\ \text{kW} \cong 3,333\ \text{kW}$$

Ke zjištění fázového proudu zátěže ve jmenovitém stavu pohonu, je aplikována rovnice 4.2:

$$I_{zN} = \frac{P_{zN\ 1f}}{U_{zN} \cdot \cos \varphi_N} \quad (4.2)$$

Za U_{zN} je dosazena nejvyšší hodnota dosahovaného napětí při daném druhu použitého řízení dle tabulky 1.1. V tomto případě se bude jednat o řízení PWM:

$$I_{zN} = \frac{P_{zN\ 1f}}{\frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi_N} \quad (4.3)$$

Po dosazení hodnot:

$$I_{zN} = \frac{P_{zN\ 1f}}{\frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi_N} = \frac{3,333 \cdot 10^3}{\frac{650}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 0,85} \cong 17,1\ \text{A}$$

Tato hodnota proudu I_z hraje důležitou roli při volbě vhodných VPS z hlediska jejich proudového dimenzování. Platí však pouze pro jmenovitý pracovní bod při chodu stroje!

Návrh také musí zohlednit dynamické stavy motoru, kdy protéká fázový proud zátěže vyšší než jmenovitý, např. při jeho rozběhu z nulových otáček na jmenovité apod. Při přetížení se obvykle volí vyšší hodnota proudu, než je proud jmenovitý. Určí-li se tento

³⁰ Pro zjednodušení jsou zanedbány ztráty, které vznikají mezi měničem a motorem. Díky tomu se výkon střídače rovná příkonu motoru.

přetěžovací proud např. o hodnotě $I_{z\text{ přetěž}} = 25\text{ A}$, mohou se poté pro napěťový střídač řízený PWM vypočítat efektivní hodnoty proudů tranzistorů a zpětných diod dle rovnic 2.9 a 2.11. V rovnicích jsou přitom uvažovány nejméně příznivé okolnosti, za jakých protéká součástkami největší proud. Nejnepříznivější stav pro tranzistor nastává při hloubce modulace $M = 1$ a účinníku zátěže $\cos \varphi \rightarrow 1$:

$$I_{T(ef)} = I_{z\text{ přetěž}} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos \varphi} = 25 \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2 \cdot 1}{3\pi} \cdot 1} \cong 17\text{ A}$$

Zpětnými diodami protéká největší proud při $M = 1$ a $\cos \varphi \rightarrow -1$:

$$I_{D(ef)} = I_{z\text{ přetěž}} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos \varphi} = 25 \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2 \cdot 1}{3\pi} \cdot (-1)} \cong 17\text{ A}$$

Při výběru VPM je také třeba respektovat amplitudu proudu při přetížení:

$$I_{zm\text{ přetěž}} = I_{z\text{ přetěž}} \cdot \sqrt{2} \tag{4.4}$$

Po dosazení:

$$I_{zm\text{ přetěž}} = I_{z\text{ přetěž}} \cdot \sqrt{2} = 25 \cdot \sqrt{2} \cong 35,36\text{ A}$$

Vypočítané hodnoty proudů jsou porovnány s katalogovými údaji o kolektorovém proudu za tepla I_C u tranzistorů či propustném proudu za tepla I_F u diod, kterým mohou být součástky trvale namáhány. Jsou-li udány výrobcem i maximální hodnoty, může se s nimi porovnat i vypočtená amplituda $I_{zm\text{ přetěž}}$.

Se střídačem se bude později v laboratoři při jeho testování a provádění elektrických měření manipulovat. Z toho důvodu je snahou dosáhnout konstrukce měniče o co nejmenších rozměrech. Pro dodržení požadavku kompaktních rozměrů bude vhodné vybrat VPM v provedení typu Sixpack³¹. Zamýšlený 9f napěťový střídač se bude skládat ze tří IGBT VPM typu Sixpack, které mají všechny své vývody do PCB.

³¹ Druh vnitřního topologického provedení výkonových polovodičových modulů, který obsahuje plný můstek 3f napěťového střídače.

Součástky byly vybírány z několika internetových stránek významných distributorů, mezi které patří zejména:

- <https://www.infineon.com/>
- <https://www.digikey.cz/>
- <https://cz.farnell.com/>
- <https://cz.mouser.com/>

Z webových stránek výše je vybráno k porovnání několik kandidátů VPM typu Sixpack vhodných k použití pro danou aplikaci měniče, jejichž nejdůležitější sledované parametry jsou shrnuty do následující tabulky 4.2.

Tabulka 4.2 Porovnání několika typů výkonových IGBT modulů

Označení VPM	Výrobce	U_{CEM} , U_{RRM} (V)	I_C , I_F (A)	E_{on} (mJ)	E_{off} (mJ)	E_{rec} (mJ)	Teplotní čidlo	Cena (Kč)
FS25R12KT3	Infineon	1200	25	2,5	2,9	2,1	ano (NTC)	1380
FS25R12KE3 G	Eupec	1200	25	2,5	3,4	2,1	ano (NTC)	1440
FS35R12KT3	Infineon	1200	35	3,5	4,1	2,7	ano (NTC)	2240
FS35R12KE3 G	Eupec	1200	35	3,5	4,8	2,7	ano (NTC)	2450

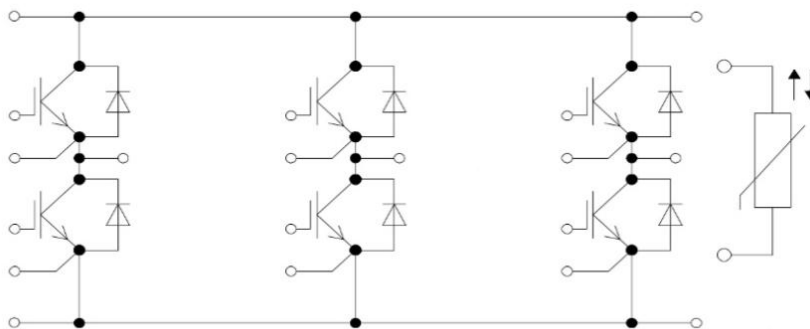
Všechny moduly z tabulky 4.2 jsou v napěťové třídě 1,2 kV a obsahují implementovaný termistor NTC pro možnost snímání teploty polovodičových čipů. Dalšími uvedenými parametry jsou nominální trvalé proudy za tepla I_C , I_F , ztrátové energie E_{on} , E_{off} a E_{rec} . V posledním sloupci tabulky jsou uvedeny jednotkové ceny. Porovnáním těchto druhů modulů bylo rozhodnuto pro typ FS25R12KT3, jelikož proud 25A vyhovuje zamýšlené aplikaci, navíc mají ze všech ostatních porovnávaných nejmenší spínací ztrátové energie a také cenově vyjdou nejlaciněji. Zvolené VPM nejsou zdaleka jediné vhodné pro použití v 9f střídači. Na trhu s elektrickými součástkami existuje celá řada dalších se srovnatelnými parametry od mnoha různých výrobců.



Obrázek 4.1 Modul FS25R12KT3, převzato z [1]

Snahou výrobců je označovat polovodičové moduly tak, aby o nich jejich název nesl základní technické informace za účelem zlepšení přehlednosti ve vyráběných typech. První písmena v názvu **FS25R12KT3** poskytují údaj o vnitřní topologii VPM. Zkratka **FS** udává informaci, že se jedná o provedení Sixpack. Číslo **25** udává maximální hodnotu efektivního proudu v propustném směru IGBT a diod, na který jsou dimenzovány. Písmeno **R** značí provedení se zpětnými diodami. Číslo **12** vymezuje napěťovou třídu 1,2 kV. Koncové značení **KT3** označuje výrobní technologii.

Na obrázku 4.2 je znázorněna topologie Sixpack se 6 IGBT a 6 zpětnými diodami včetně NTC.



Obrázek 4.2 Schéma vnitřního zapojení modulu FS25R12KT3, převzato z [1]

4.2 Výběr VPM pro brzdňý chopper

Podobně jako u střídače, je nutné si stanovit požadované parametry, kterých bude brzdňý chopper dosahovat.

Parametry uvažovaného brzdňého chopperu shrnuje tabulka 4.3:

Tabulka 4.3 Dílčí požadované a fixované parametry pro návrh brzdného chopperu

Název veličiny	Symbol	Hodnota
Napětí DC linku, ustálená střední hodnota	U_{DC}	650 V
Jmenovitý činný výkon brzdného chopperu	$P_{zN\ ch}$	$\sim 30\ kW$
Spínací frekvence brzdného chopperu	$f_{sw\ ch}$	10 kHz
Počet paralelních půlmůstků brzdného chopperu	n_{ch}	3

Začne se opět stanovením napěťové třídy, která může být stejná jako pro střídač. Tím pádem vyjde shodné k_U . Brzdný jmenovitý výkon chopperu by měl přibližně odpovídat velikosti jmenovitému výkonu střídače ($P_{zN\ ch} \cong P_{zN\ 9f}$). Vzhledem k této podmínce se určí hodnoty brzdných odporů, ve kterých se bude mařit požadovaný výkon při brzdění ze jmenovitého stavu. K dodržení kompaktnosti celého měniče se brzdné odpory musejí rozdělit na 2 různé. První z nich bude součástí měniče a bude mařit pouze nepatrnou část z celkového brzdného výkonu chopperu $P_{zN\ ch}$. Tento interní brzdný odpor o hodnotě odporu $R_{B\ int.}$ bude připevněn ke chladiči, a bude sloužit spíše k nouzovému brzdění motoru. Druhý brzdý odpor o hodnotě odporu $R_{B\ ext.}$ bude mařit většinu brzdného výkonu chopperu externě mimo uvažovaný měnič. Opodstatněným důvodem tohoto rozdělení brzdných odporů je značné odlehčení chladicí soustavy měniče.³²

Pro dosažení stanoveného výkonu brzdného chopperu se určí nejprve požadované hodnoty obou odporů. Pokud bude na interním odporu mařen výkon o velikosti $P_{R_{B\ int.}} = 100\ W$, z rovnice 4.4 bude určena jeho přesná hodnota odporu:

$$R_{B\ int.} = \frac{U_{DC}^2}{P_{R_{B\ int.}}} \quad (4.4)$$

Po dosazení:

$$R_{B\ int.} = \frac{U_{DC}^2}{P_{R_{B\ int.}}} = \frac{650^2}{100} = 4225\ \Omega$$

³² Interní brzdý odpor uvolňuje ztrátové teplo při brzdění, které dále prostupuje na chladič, a tím ho zahřívá, zatímco externí brzdý odpor bude odvádět ztrátové teplo, které na něm vznikne, do jiné externí chladicí soustavy.

Pro skutečnou aplikaci však musí být vybrán odpor o hodnotě z vyráběné odporové řady, např. budou použity 2 sériově zapojené odpory 2k2. Přepočtem poté vyjde rozdílná hodnota mařeného výkonu na interním odporníku:

$$P_{R_{B \text{ int.}}} = \frac{U_{DC}^2}{R_{B \text{ int.}}} = \frac{650^2}{2 \cdot 2200} \cong 96 \text{ W}$$

Stejně tak by se postupovalo při výpočtu hodnoty odporu pro externí odporník, který by měl mařit zbylý výkon $P_{zN \text{ ch}}$, pouze s rozdílem odečtení výkonu $P_{R_{B \text{ int.}}}$, který již maří interní odporník:

$$R_{B \text{ ext.}} = \frac{U_{DC}^2}{P_{R_{B \text{ ext.}}}} = \frac{U_{DC}^2}{P_{zN \text{ ch}} - P_{R_{B \text{ int.}}}} \quad (4.5)$$

Po dosazení:

$$R_{B \text{ ext.}} = \frac{U_{DC}^2}{P_{R_{B \text{ ext.}}}} = \frac{U_{DC}^2}{P_{zN \text{ ch}} - P_{R_{B \text{ int.}}}} = \frac{650^2}{30 \cdot 10^3 - 96} \cong 14,13 \Omega$$

Opět je zaokrouhleno na výslednou hodnotu odporu ve vyráběné řadě co nejbližší původnímu výsledku. Je zvolen tedy $R_{B \text{ ext.}} = 14 \Omega$ a znovu přepočten mařený výkon na externím odporníku pro skutečnou hodnotu zvoleného odporu:

$$P_{R_{B \text{ ext.}}} = \frac{U_{DC}^2}{R_{B \text{ ext.}}} = \frac{650^2}{14} \cong 30,18 \text{ kW}$$

K určení největšího proudu tekoucího do chopperu se uvažuje stav, kdy budou jeho spodní tranzistory trvale sepnuté.³³ Tento stav nastane zároveň tehdy, budou-li se při brzdění uplatňovat oba odporníky současně. V dalším kroku je určena efektivní hodnota proudu tekoucí chopperem I_{ch} . Tato hodnota se určí z Ohmova zákona a paralelní kombinace odporů obou odporníků z rovnice 4.6:

$$I_{ch} = \frac{U_{DC}}{\frac{R_{B \text{ int.}} \cdot R_{B \text{ ext.}}}{R_{B \text{ int.}} + R_{B \text{ ext.}}}} \quad (4.6)$$

Po dosazení:

³³ Viz. schéma brzdného chopperu – obrázek 1.10.

$$I_{ch} = \frac{U_{DC}}{\frac{R_{B\ int.} \cdot R_{B\ ext.}}{R_{B\ int.} + R_{B\ ext.}}} = \frac{650}{\frac{4400 \cdot 14}{4400 + 14}} \cong 46,58\ A$$

Uváží-li se rovnoměrné rozdělení proudu do všech tří větví brzdného chopperu, lze i pro něj použít stejný typ IGBT modulu, který tvoří střídač, tedy FS25R12KT3, jelikož jedním půlmůstkem chopperu poté poteče při tomto předpokladu proud:

$$I_{ch\ 1p} = \frac{I_{ch}}{n_{ch}} \tag{4.7}$$

Po dosazení:

$$I_{ch\ 1p} = \frac{I_{ch}}{n_{ch}} = \frac{46,58}{3} \cong 15,53\ A$$

Porovnáním vypočtených hodnot proudů v této kapitole s proudy v datových listech modulu FS25R12KT3 lze konstatovat, že zvolené VPM jsou proudově dimenzovány správně, jelikož ani při nejnepříznivějším stavu pro danou součástku nepřekročí hodnoty proudů stanovený limit udaný výrobcem.

5 Vlastní výpočet ztrát měniče

Vstupním předpokladem k výpočtu ztrát VPS v měniči je znalost jejich středních a efektivních hodnot proudů. Z několika druhů ztrát zmíněných v kapitole 3 se poté zohlední pouze vodivostní a spínací ztráty všech použitých VPS.

5.1 Výpočet ztrát 9f střídače

Při výpočtech ztrát střídače se bude uvažovat nejnepříznivější stav, kdy protéká nejvyšší proud, čili proud při přetížení $I_z = I_{z \text{ přetěž}} = 25 \text{ A}$. Dále bude uvažována maximální hloubka modulace $M = 1$ a pro daný druh VPS zároveň takový účinník, při kterém přebírá součástka nejvíce proudu, což je patrné z tabulky 2.1. Dosazením do rovnic 2.5, 2.7, 2.9 a 2.11 lze zjistit tyto potřebné hodnoty proudů k výpočtu ztrát:

$$I_{T(AV)} = I_{z \text{ přetěž}} \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} + \frac{M}{4\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \right) = 25 \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} + \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot 1 \right) \cong 10,05 \text{ A}$$

$$I_{D(AV)} = I_{z \text{ přetěž}} \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} - \frac{M}{4\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \right) = 25 \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} - \frac{1}{4\sqrt{2}} \cdot (-1) \right) \cong 10,05 \text{ A}$$

$$I_{T(ef)} = I_{z \text{ přetěž}} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos \varphi} = 25 \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2 \cdot 1}{3\pi} \cdot 1} \cong 17 \text{ A}$$

$$I_{D(ef)} = I_{z \text{ přetěž}} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \cdot \cos \varphi} = 25 \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2 \cdot 1}{3\pi} \cdot (-1)} \cong 17 \text{ A}$$

5.1.1 Výpočet vodivostních ztrát IGBT střídače

K výpočtu vodivostních ztrát IGBT dle rovnice 3.3 je třeba znát velikosti prahového napětí tranzistoru U_{toT} z grafu jedné z jeho výstupních charakteristik. Tyto charakteristiky, mimo jiné, výrobce předkládá v dokumentaci k VPM. Znázorněny jsou na obrázku 5.1. Každá z výstupních charakteristik má jiný parametr napětí mezi řídicí elektrodou a emitorem U_{GE} , kterým budou IGBT spínány pomocí budících obvodů. Daná výstupní charakteristika při zvoleném U_{GE} a teplotě polovodičových čipů T_j , při které byly tyto charakteristiky výrobcem určeny, se aproximuje dvěma přímkami v lineární části. Z takto aproximované charakteristiky se odečte prahové napětí U_{toT} a také dvě hodnoty napětí U_{CE} a proudu I_C , ze kterých se určí diferenciální odpor tranzistoru ΔR_T dle rovnice 5.1:

$$\Delta R_T = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \quad (5.1)$$

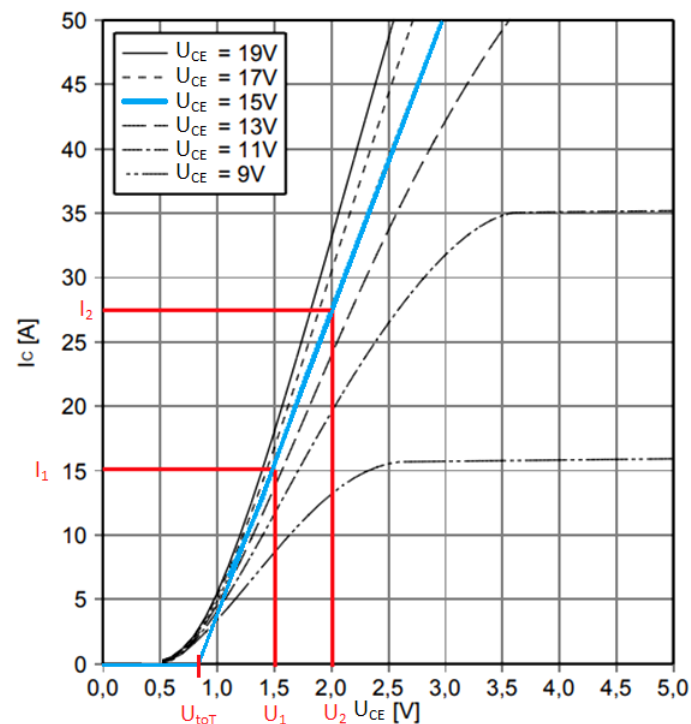
Dosažením do předchozího vztahu s přihlédnutím k obrázku 5.1 vyjde diferenciální odpor tranzistoru:

$$\Delta R_T = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1} = \frac{2 - 1,5}{27,5 - 15} = 0,04 \Omega$$

Odečtením prahového napětí ze stejné výstupní charakteristiky IGBT se již může dosadit do rovnice 3.3, a lze tak vypočítat vodivostní ztráty jednoho tranzistoru:

$$P_{fw(AV)T} = U_{toT} \cdot I_{T(AV)} + \Delta R_T \cdot I_{T(ef)}^2 = 0,8 \cdot 10,05 + 0,04 \cdot 17^2 = 19,6 \text{ W}$$

Ausgangskennlinienfeld IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)
 $I_C = f(U_{CE})$
 $T_J = 125^\circ\text{C}$



Obrázek 5.1 Výstupní charakteristiky IGBT, převzato z [1]

Vodivostní ztráty IGBT jsou graficky znázorněny v průběhu ztrát na obrázku 3.1 od časového okamžiku t_2 do t_3 .

5.1.2 Výpočet vodivostních ztrát diod střídače

Obdobně jako vodivostní ztráty IGBT se určí vodivostní ztráty na zpětné diodě. Diferenciální odpor zpětné diody se vypočítá z rovnice 5.2:

$$\Delta R_D = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} \quad (5.2)$$

Dosazením do předchozí rovnice s odečtením hodnot z aproximované propustné charakteristiky diody obrázku 5.2 vyjde diferenciální odpor zpětné diody:

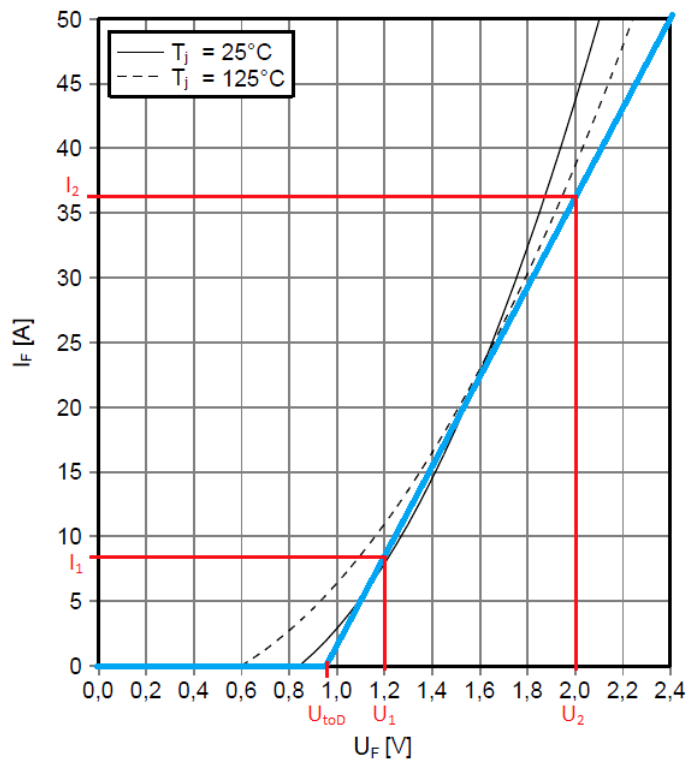
$$\Delta R_D = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1} = \frac{2 - 1,2}{36,5 - 8,5} = \frac{1}{35} \Omega \cong 0,0286 \Omega$$

Po odečtení prahového napětí U_{toD} diody se již může dosadit do rovnice 3.3, a lze tak stanovit vodivostní ztráty na jedné zpětné diodě:

$$P_{fw(AV)D} = U_{toD} \cdot I_{D(AV)} + \Delta R_D \cdot I_{D(ef)}^2 = 0,95 \cdot 10,05 + 0,0286 \cdot 17^2 \cong 17,81 \text{ W}$$

Výrobce zde propustnou charakteristiku diod uvádí pro dvě různé hodnoty teploty jejich polovodičových čipů T_j . Pro získání přesnějších výsledků je vhodné k aproximaci použít propustnou charakteristiku za tepla ($T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$), nežli za studena ($T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$), jelikož se čipy při běžném provozu budou pohybovat blíže k hodnotám $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$.

Durchlasskennlinie der Diode, Wechselrichter (typisch)
forward characteristic of Diode, Inverter (typical)
 $I_F = f(U_F)$



Obrázek 5.2 Propustné charakteristiky zpětné diody, převzato z [1]

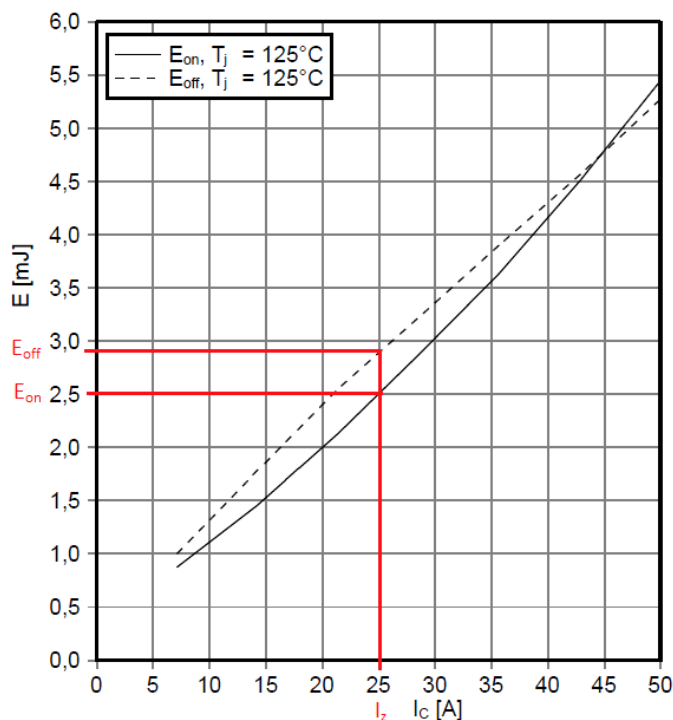
5.1.3 Výpočet spínacích ztrát IGBT střídače

Výrobci uvádějí ztrátové energie IGBT při jejich spínání, které zjistili měřením při dané efektivní hodnotě proudu kolektorem. Z těchto charakteristik jsou odečteny obě spínací energie pro stanovenou efektivní hodnotu proudu zátěže $I_z = I_{z\text{ přetěž}} = 25$ A. Z charakteristik je třeba odečítat hodnoty pro daný proud s velkou přesností, jelikož nepřesné odečtení správných hodnot vede k podstatnému zkreslení výpočtů.

Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)
switching losses IGBT, Inverter (typical)

$$E_{on} = f(I_C), E_{off} = f(I_C)$$

$$U_{GE} = \pm 15 \text{ V}, R_{Gon} = 36 \text{ } \Omega, R_{Goff} = 36 \text{ } \Omega, U_{CEN} = 600 \text{ V}$$



Obrázek 5.3 Spínací ztrátové energie IGBT, převzato z [1]

Odečtením hodnot z předchozí závislosti jsou dosazeny již konkrétní hodnoty do rovnice 3.7. Podle rovnic 3.9 a 3.10 zbývá dosadit za konstanty K_{on} a K_{off} , do kterých za proud I_C dosadit hodnotu I_z z obrázku 5.3, vyjádřit jeho amplitudu I_{zm} , a poté již lze vyčíslit spínací ztráty jednoho IGBT:

$$\begin{aligned} P_{sw(AV)T} &= \frac{U_{DC} \cdot I_{zm} \cdot f_{sw} \cdot (K_{on} + K_{off})}{\pi \cdot U_{CEN}} = \frac{U_{DC} \cdot I_z \cdot \sqrt{2} \cdot f_{sw} \cdot \left(\frac{E_{on}}{I_C} + \frac{E_{off}}{I_C} \right)}{\pi \cdot U_{CEN}} = \\ &= \frac{U_{DC} \cdot I_z \cdot \sqrt{2} \cdot f_{sw} \cdot \left(\frac{E_{on}}{I_z} + \frac{E_{off}}{I_z} \right)}{\pi \cdot U_{CEN}} = \\ &= \frac{650 \cdot 25 \cdot \sqrt{2} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{25} + \frac{2,9 \cdot 10^{-3}}{25} \right)}{\pi \cdot 600} \cong 39,5 \text{ W} \end{aligned}$$

5.1.4 Výpočet spínacích ztrát diod střídače

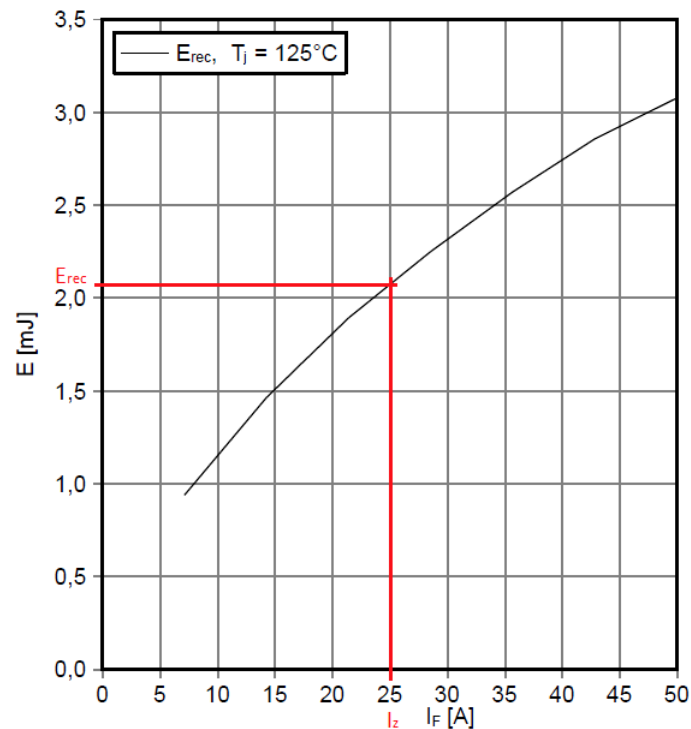
Velikost spínacích ztrát zpětné diody střídače se vypočte pomocí rovnice 3.8 a je úměrná vyšrafované ploše pod křivkou časového průběhu ztrátového výkonu obrázku 3.2.

Do rovnice 3.8 je potřeba dosadit konstantu K_{rec} z rovnice 3.11 a namísto efektivní hodnoty propustného proudu diodou I_F použít $I_z = I_{z\text{ přetěž}} = 25\text{ A}$. Ze závislosti na obrázku 5.4 je odečtena a dosazena pro daný proud ztrátová energie E_{rec} . Spínací ztráty jedné diody potom vyjdou:

$$P_{sw(AV)D} = \frac{U_{DC} \cdot I_{zm} \cdot f_{sw} \cdot K_{rec}}{\pi \cdot U_{CEN}} = \frac{U_{DC} \cdot I_z \cdot \sqrt{2} \cdot f_{sw} \cdot \frac{E_{rec}}{I_F}}{\pi \cdot U_{CEN}} = \frac{U_{DC} \cdot I_z \cdot \sqrt{2} \cdot f_{sw} \cdot \frac{E_{rec}}{I_z}}{\pi \cdot U_{CEN}} =$$

$$= \frac{650 \cdot 25 \cdot \sqrt{2} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot \frac{2,1 \cdot 10^{-3}}{25}}{\pi \cdot 600} \cong 15,36\text{ W}$$

Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)
switching losses Diode, Inverter (typical)
 $E_{rec} = f(I_F)$
 $R_{Gon} = 36\ \Omega, U_{CEN} = 600\text{ V}$



Obrázek 5.4 Spínací ztrátová energie zpětné diody, převzato z [1]

5.1.5 Výpočet celkových ztrát střídače

Součtem vodivostních a spínacích ztrát dle rovnic 5.3 a 5.4 jsou získány ztráty vzniklé na jednotlivých VPS. Na jednom IGBT bude tedy při uvažovaném nejnepríznivějším stavu střední hodnota ztrátového výkonu:

$$P_{T(AV)} = P_{fw(AV)T} + P_{sw(AV)T} \quad (5.3)$$

Po dosazení:

$$P_{T(AV)} = P_{fw(AV)T} + P_{sw(AV)T} = 19,6 + 39,5 = 59,1 \text{ W}$$

, a na jedné zpětné diodě:

$$P_{D(AV)} = P_{fw(AV)D} + P_{sw(AV)D} \quad (5.4)$$

Po dosazení:

$$P_{D(AV)} = P_{fw(AV)D} + P_{sw(AV)D} = 17,81 + 15,36 = 33,17 \text{ W}$$

Za předpokladu rovnoměrného zatížení všech výstupních fází budou ke zjištění celkových ztrát 9f střídače $P_{tot(AV)9f}$ tyto hodnoty $P_{T(AV)}$ a $P_{D(AV)}$ sečteny a poté vynásobeny dvojnásobkem počtu fází³⁴ dle rovnice 5.5:

$$P_{tot(AV)9f} = 2 \cdot n \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \quad (5.5)$$

Po dosazení:

$$P_{tot(AV)9f} = 2 \cdot n \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) = 2 \cdot 9 \cdot (59,1 + 33,17) = 1660,86 \text{ W}$$

Celkové ztráty budou ve skutečnosti vždy menší, než jak jsou zde doposud vypočtené, jelikož účinník zátěže $\cos \varphi$ dosahuje vždy jen jediné konkrétní hodnoty pro IGBT i diody současně! Pokud by se uvažoval jmenovitý stav motoru s účinníkem $\cos \varphi_N = 0,85$, vycházely by menší hodnoty proudů všemi VPS, a posléze i nižší výkonové ztráty.

5.2 Výpočet ztrát brzdného chopperu

U výpočtů ztrát brzdného chopperu se uvažuje opět nejnepříznivější stav při proudu jeho jedním půlmůstkem, který je vypočten z rovnice 4.7 jako $I_{ch1p} = \frac{I_{ch}}{n_{ch}} = 15,53 \text{ A}$. Aby se projevíly i spínací ztráty IGBT a diody, a také vodivostní ztráty diody, bude v dalším uvažováno poměrné sepnutí $z = 0,99$. Dosazením do rovnic 2.12, 2.13, 2.14 a 2.15 se určí tyto potřebné hodnoty proudů k výpočtu ztrát:

³⁴ Hodnota $2n$ odpovídá počtu IGBT resp. počtu zpětných diod ve střídači.

$$I_{T(AV)ch} = z \cdot \frac{I_{ch}}{n_{ch}} = z \cdot I_{ch1p} = 0,99 \cdot 15,53 \cong 15,37 \text{ A}$$

$$I_{D(AV)ch} = (1 - z) \cdot \frac{I_{ch}}{n_{ch}} = (1 - z) \cdot I_{ch1p} = (1 - 0,99) \cdot 15,53 \cong 0,16 \text{ A}$$

$$I_{T(ef)ch} = \sqrt{z} \cdot \frac{I_{ch}}{n_{ch}} = \sqrt{z} \cdot I_{ch1p} = \sqrt{0,99} \cdot 15,53 \cong 15,45 \text{ A}$$

$$I_{D(ef)ch} = \sqrt{1 - z} \cdot \frac{I_{ch}}{n_{ch}} = \sqrt{1 - z} \cdot I_{ch1p} = \sqrt{1 - 0,99} \cdot 15,53 \cong 1,55 \text{ A}$$

5.2.1 Výpočet vodivostních ztrát IGBT brzdného chopperu

Stejným způsobem, jako u VPS střídače, zde bude potřeba určit prahové napětí a diferenciální odpor z výstupní charakteristiky tranzistoru. Jelikož jsou pro chopper vybrány VPM shodného typu jako pro střídač, lze vycházet ze stejných hodnot. Pro výpočet vodivostních ztrát IGBT zde platí rovnice 3.3:

$$P_{fw(AV)Tch} = U_{toT} \cdot I_{T(AV)ch} + \Delta R_T \cdot (I_{T(ef)ch})^2 = 0,8 \cdot 15,37 + 0,04 \cdot (15,45)^2 \cong 21,84 \text{ W}$$

5.2.2 Výpočet vodivostních ztrát diod brzdného chopperu

Podobně u diod chopperu jsou využity již určené hodnoty prahového napětí a diferenciálního odporu diody. Pro vodivostní ztráty na diodě chopperu platí opět rovnice 3.3:

$$P_{fw(AV)Dch} = U_{toD} \cdot I_{D(AV)ch} + \Delta R_D \cdot (I_{D(ef)ch})^2 = 0,95 \cdot 0,16 + 0,0286 \cdot (1,55)^2 \cong 0,22 \text{ W}$$

5.2.3 Výpočet spínacích ztrát IGBT brzdného chopperu

K výpočtu spínacích ztrát tranzistoru chopperu je využita rovnice 3.12. Z grafu na obrázku 5.3 se do rovnice dosadí nové hodnoty spínacích ztrátových energií pro vypočtený proud $I_{ch1p} = 15,53 \text{ A}$. Po dosazení:

$$P_{sw(AV)Tch} = (E_{on} + E_{off}) \cdot \frac{U_{DC}}{U_{CEN}} \cdot f_{swch} = (1,5 + 1,8) \cdot 10^{-3} \cdot \frac{650}{600} \cdot 10^4 = 35,75 \text{ W}$$

5.2.4 Výpočet spínacích ztrát diod brzdného chopperu

Pro výpočet spínacích ztrát diody se využije rovnice 3.13. Z grafu ztrátové spínací energie diody je opět nutno odečíst hodnotu odpovídající proudu $I_{ch\ 1p} = 15,53\text{ A}$. Po dosazení:

$$P_{sw(AV)D\ ch} = E_{rec} \cdot \frac{U_{DC}}{U_{CEN}} \cdot f_{sw\ ch} = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{650}{600} \cdot 10^4 = 16,25\text{ W}$$

5.2.5 Výpočet celkových ztrát brzdného chopperu

Součtem vodivostních a spínacích ztrát dle rovnic 5.6 a 5.7 jsou získány výkonové ztráty vzniklé na jednotlivých VPS brzdného chopperu. Na jednom IGBT bude střední hodnota ztrátového výkonu:

$$P_{T(AV)\ ch} = P_{fw(AV)T\ ch} + P_{sw(AV)T\ ch} \quad (5.6)$$

Po dosazení:

$$P_{T(AV)\ ch} = P_{fw(AV)T\ ch} + P_{sw(AV)T\ ch} = 21,84 + 35,75 = 57,59\text{ W}$$

, a na jedné diodě:

$$P_{D(AV)\ ch} = P_{fw(AV)D\ ch} + P_{sw(AV)D\ ch} \quad (5.7)$$

Po dosazení:

$$P_{D(AV)\ ch} = P_{fw(AV)D\ ch} + P_{sw(AV)D\ ch} = 0,22 + 16,25 = 16,47\text{ W}$$

Celkové ztráty použitého brzdného chopperu složeného ze tří půlmůstků jsou určeny součtem hodnot $P_{T(AV)\ ch}$ a $P_{D(AV)\ ch}$ a jejich vynásobením počtem použitých půlmůstků chopperu dle rovnice 5.8:

$$P_{tot(AV)\ ch} = n_{ch} \cdot (P_{T(AV)\ ch} + P_{D(AV)\ ch}) \quad (5.8)$$

Po dosazení:

$$P_{tot(AV)\ ch} = n_{ch} \cdot (P_{T(AV)\ ch} + P_{D(AV)\ ch}) = 3 \cdot (57,59 + 16,47) = 222,18\text{ W}$$

Zbývá dodat, že při výpočtu středních a efektivních hodnot proudů VPS chopperu byla k nejnepříznivějším stavu uvažována navíc skutečnost, že v časových intervalech, kdy nevedou proud chopperu I_{ch} spodní tranzistory, přebírají antiparalelně zapojené diody k odporníkům plný proud (každá z nich $I_{ch\ 1p} = 15,53\text{ A}$), který po jejich dobu vedení

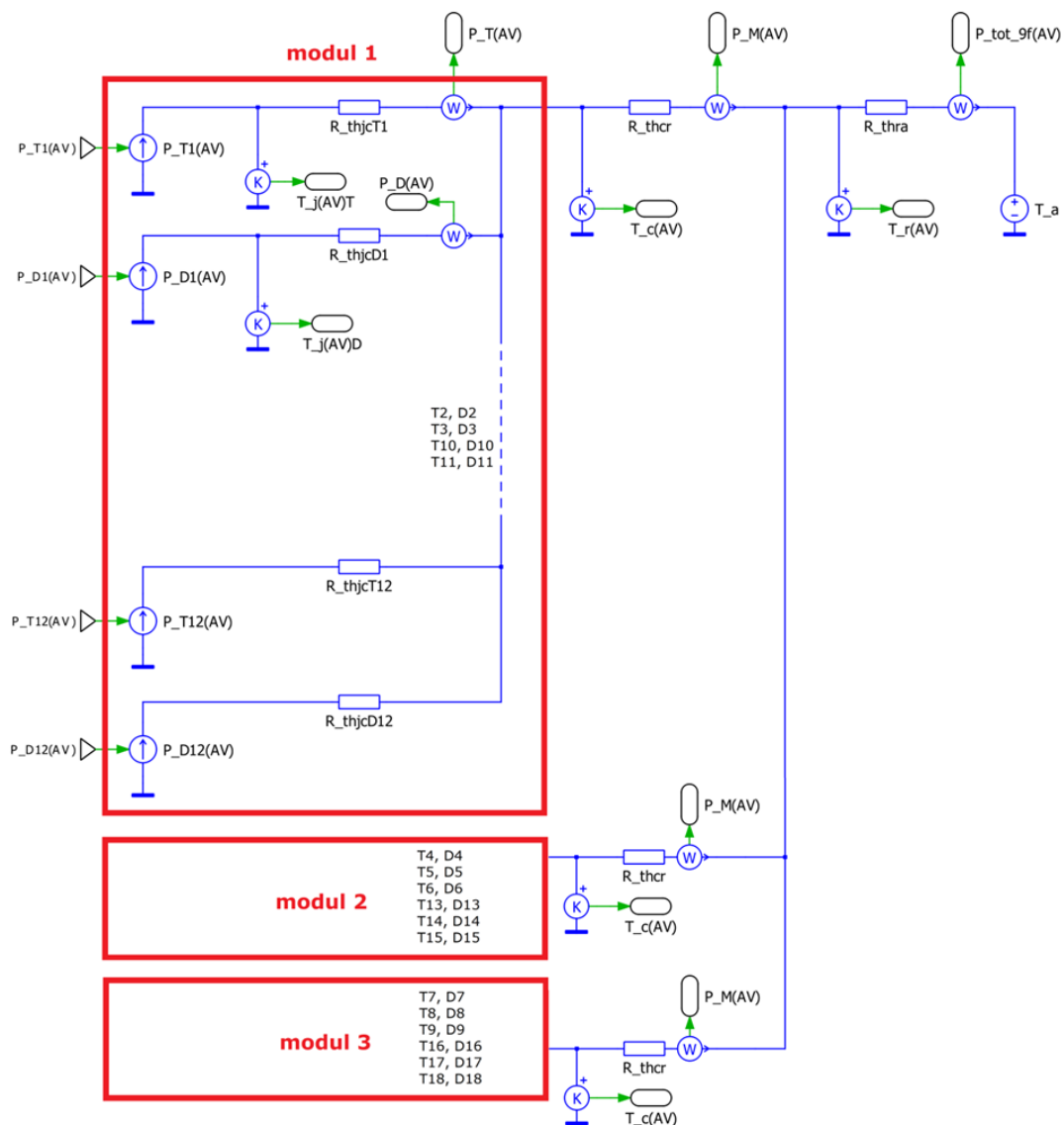
neklesá vlivem uvažování velké hodnoty parazitní indukčnosti obou odporníků. V praxi je snahou dosáhnout co nejmenších hodnot těchto nežádoucích indukčností, které zvyšují přepětí a také mají za následek zvýšení středních a efektivních hodnot proudů, a tím pádem i ztrát všech používaných VPS v brzděném chopperu.

6 Návrh chlazení a výpočet ustálených teplot

Při návrhu vhodného chladicího systému se vychází z náhradního tepelného schéma pro ustálený kvazi-stacionární stav. ZNTS jedné součástky je znázorněno na obrázku 2.1. Ze schéma jsou odebrány všechny tepelné kapacity C_{th} , a uvažují se jen tepelné odpory R_{th} .

6.1 Návrh chlazení pro 9f střídač

Uvažované tepelné schéma použité pro výpočet ustálených středních hodnot teplot 9f střídače je uvedené na následujícím obrázku 6.1:



Obrázek 6.1 ZNTS pro 9f střídač v ustáleném kvazi-stacionárním stavu vytvořené v programu Plecs

Značení VPS ve ZNTS koresponduje se schématem zapojení 9f střídače na obrázku 1.1. Hodnoty tepelných odporů R_{thjcT} , R_{thjcD} , R_{thcr} jsou z katalogu výrobce VPM a hodnota R_{thra} je určena z katalogu chladiče.

Jelikož jsou již známy potřebné ztrátové výkony jednotlivých VPS z kapitoly 5, může se přistoupit k samotnému analytickému výpočtu ustálených středních hodnot teplot v jednotlivých místech střídače. Analogicky k elektrickému schéma, jsou odvozeny ze ZNTS následující rovnice:

$$T_{r(AV)} = T_a + P_{tot(AV)9f} \cdot R_{thra} \quad (6.1)$$

$$T_{c(AV)} = T_{r(AV)} + \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} \quad (6.2)$$

$$T_{j(AV)T} = T_{c(AV)} + P_{T(AV)} \cdot R_{thjcT} \quad (6.3)$$

$$T_{j(AV)D} = T_{c(AV)} + P_{D(AV)} \cdot R_{thjcD} \quad (6.4)$$

Dosazením do rovnice 6.3 za $T_{c(AV)}$ z rovnice 6.2, do které je dosazeno z rovnice 6.1 za $T_{r(AV)}$, je získána rovnice pro výpočet střední hodnoty teploty polovodičového čipu tranzistoru $T_{j(AV)T}$:

$$T_{j(AV)T} = T_a + P_{tot(AV)9f} \cdot R_{thra} + \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} + P_{T(AV)} \cdot R_{thjcT} \quad (6.5)$$

Pro určení vhodné hodnoty R_{thra} je vyjádřena z předchozí rovnice:

$$R_{thra} = \frac{T_{j(AV)T} - T_a - \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} - P_{T(AV)} \cdot R_{thjcT}}{P_{tot(AV)9f}} \quad (6.6)$$

Do výpočtu se zahrne určitá teplotní rezerva, která bude v podobě volby konstantní teploty okolí T_a o přibližně 10 °C vyšší, než při jaké se bude celý měnič skutečně provozovat, čili $T_a = 40$ °C. Namísto hodnoty $T_{j(AV)T}$ je dosazena maximální hodnota polovodičového čipu tranzistoru $T_{jTmax} = 150$ °C, kterou udává výrobce, a která se nemůže za žádných okolností překročit.

Dosazením hodnot do rovnice 6.6 se určí maximální možná hodnota tepelného odporu u chladiče pro tranzistor $R_{thraTmax}$, které může chladič dosahovat, aniž by nastalo překročení maximální přípustné teploty T_{jTmax} .

$$R_{thraT \max} = \frac{T_{jT \max} - T_a - \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} - P_{T(AV)} \cdot R_{thjcT}}{P_{tot(AV)9f}} =$$

$$= \frac{150 - 40 - \frac{2 \cdot 9}{3} \cdot (59,1 + 33,17) \cdot 0,02 - 59,1 \cdot 0,86}{1660,86} \cong 0,029 \text{ K/W}$$

Stejným způsobem se odvodí rovnice pro určení maximálního možného tepelného odporu chladiče pro diodu $R_{thraD \max}$, které může chladič dosahovat, aniž by se přitom překročila maximální přípustná teplota $T_{jD \max} = 150 \text{ °C}$. K výpočtu lze použít analogicky rovnici 6.6, změna bude pouze v indexování:

$$R_{thra} = \frac{T_{j(AV)D} - T_a - \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} - P_{D(AV)} \cdot R_{thjcD}}{P_{tot(AV)9f}} \quad (6.7)$$

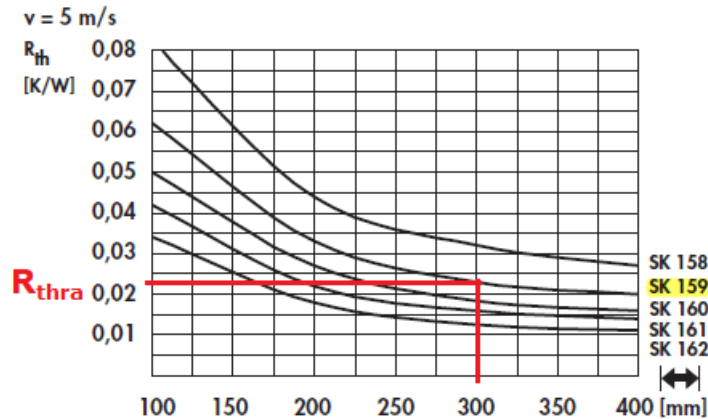
Po dosazení:

$$R_{thraD \max} = \frac{T_{jD \max} - T_a - \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} - P_{D(AV)} \cdot R_{thjcD}}{P_{tot(AV)9f}} =$$

$$= \frac{150 - 40 - \frac{2 \cdot 9}{3} \cdot (59,1 + 33,17) \cdot 0,02 - 33,17 \cdot 1,5}{1660,86} \cong 0,0296 \text{ K/W}$$

Z výsledků pro $R_{thraT \max}$ a $R_{thraD \max}$ je vybrán ten o nižší hodnotě (v tomto případě $R_{thraT \max}$), a následně zvolen chladič³⁵, který vyhovuje podmínce: $R_{thra} < R_{thraT \max}$. Na základě této podmínky byl zvolen chladič SK 159 o délce 300 mm. Z obrázku 6.2 se pro něj odečte tepelný odpor $R_{thra} = 0,023 \text{ K/W}$ podle zvolené délky. Z grafu na obrázku je také patrná podmínka, že chladič musí být ofukován ventilátory tak, aby rychlost proudění vzduchu byla minimálně 5 m/s. K tomuto účelu je vybráno 5 výkonných ventilátorů 8312 NH3, každý s maximálně dosahovaným průtokem vzduchu 115 m³/h. Pro případ lepšího chladicího efektu lze přidat předkomoru, která vymezuje prostor mezi ventilátory a chladičem, a má usnadnit proudění vzduchu do chladiče.

³⁵ Výběr vodného druhu chladiče se v různých aplikacích liší. V případě této práce se k použití nabízí vzduchové chlazení s nucenou ventilací, jelikož přirozená konvekce vzduchu by nedokázala odvést velké množství tepla, které vzniká kvůli vysokým ztrátám měniče. Zároveň pro splnění požadavku na kompaktnost střídače se vylučuje vodní chlazení.



Obrázek 6.2 Odečet hodnoty tepelného odporu u zvoleného chladiče SK 159, převzato z [9]

Dosažením hodnoty tepelného odporu $R_{thra} = 0,023 \text{ K/W}$ do rovnice 6.5 lze ověřit teplotu $T_{j(AV)T}$, které budou IGBT dle výpočtu dosahovat s tímto zvoleným chlazením:

$$\begin{aligned} T_{j(AV)T} &= T_a + P_{tot(AV)9f} \cdot R_{thra} + \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} + P_{T(AV)} \cdot R_{thjcT} = \\ &= 40 + 1660,86 \cdot 0,023 + \frac{2 \cdot 9}{3} \cdot (59,1 + 33,17) \cdot 0,02 + 59,1 \cdot 0,86 = \\ &\cong 140,1 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Podobně lze ověřit teplotu pro zpětné diody $T_{j(AV)D}$:

$$\begin{aligned} T_{j(AV)D} &= T_a + P_{tot(AV)9f} \cdot R_{thra} + \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} + P_{D(AV)} \cdot R_{thjcD} = \\ &= 40 + 1660,86 \cdot 0,023 + \frac{2 \cdot 9}{3} \cdot (59,1 + 33,17) \cdot 0,02 + 33,17 \cdot 1,5 \cong 139 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

6.2 Ověření chlazení při brzdění ze jmenovitého stavu motoru

Původně byl chladič uvažován pouze pro 9f střídač, avšak jak již bylo řečeno v kapitole 1, doplňujícím požadavkem bylo přidání brzděného chopperu, který bude brzdit motor z jeho jmenovitého stavu, čemuž dle rovnice 4.3 odpovídá proud $I_z = I_{zN} = 17,1 \text{ A}$. Pro ověření vhodnosti použití již navrženého chlazení při brzdění bude tedy potřeba přepočítat všechny proudy a ztráty stejným postupem, který je uveden v kapitole 5 pro novou hodnotu proudu I_{zN} . Vzhledem ke shodnému postupu výpočtu je zde uvedena tabulka 6.1 s požadovanými výsledky pro střídač:

Tabulka 6.1 Vypočtené hodnoty proudů a ztrát střídače pro nejnepríznivější stav při jmenovitém chodu stroje

Popis fyzikální veličiny	Značka	Hodnota	Jednotka
Proud tranzistorem, střední hodnota	$I_{T(AV)}$	6,87	A
Proud zpětnou diodou, střední hodnota	$I_{D(AV)}$	6,87	A
Proud tranzistorem, efektivní hodnota	$I_{T(ef)}$	11,63	A
Proud zpětnou diodou, efektivní hodnota	$I_{D(ef)}$	11,63	A
Vodivostní ztráty tranzistoru střídače, střední hodnota	$P_{fw(AV)T}$	10,9	W
Vodivostní ztráty diody střídače, střední hodnota	$P_{fw(AV)D}$	10,39	W
Spínací ztráty tranzistoru střídače, střední hodnota	$P_{sw(AV)T}$	28,53	W
Spínací ztráty diody střídače, střední hodnota	$P_{sw(AV)D}$	12,44	W
Ztrátový výkon jednoho tranzistoru střídače, střední hodnota	$P_{T(AV)}$	39,43	W
Ztrátový výkon jedné diody střídače, střední hodnota	$P_{D(AV)}$	22,83	W
Celkové (totální) ztráty 9f střídače, střední hodnota	$P_{tot(AV)9f}$	1120,68	W

K výpočtu středních hodnot teplot je nutné do ZNTS na obrázku 6.1 doplnit větve od brzdného chopperu a také větve od interního brzdného odporu, které se sbíhají, tak jako všechny 3 větve od IGBT modulů střídače, do uzlu s teplotou $T_{r(AV)}$. Z takto doplněného schéma se opět mohou odvodit nové rovnice pro určení těchto teplot. Celkový ztrátový výkon měniče $P_{tot(AV)}$ v následující rovnici 6.8 představuje součet ztrátového výkonu všech používaných VPS 9f napěťového střídače ($P_{tot(AV)9f}$), VPS brzdného chopperu ($P_{tot(AV)ch}$) a interního brzdného odporníku ($P_{RB\ int.}$), který bude na chladič rovněž upevněn. Mařený výkon při brzdění motoru na externě připojeném odporu ($P_{RB\ ext.}$) není pro výpočet uvažován, a to z důvodu, že bude umístěn externě mimo navrhovaný měnič, nicméně bude uvažován, že je zapojen, čímž jsou brány v úvahu nejvyšší hodnoty proudů chopperem a také nejvyšší hodnoty jeho vlastních ztrát (viz. kapitoly 4 a 5), které se na zvýšení teploty projeví.

$$T_{r(AV)} = T_a + P_{tot(AV)} \cdot R_{thra} = T_a + (P_{tot(AV)9f} + P_{tot(AV)ch} + P_{RB\ int.}) \cdot R_{thra} \quad (6.8)$$

$$T_{c(AV)} = T_{r(AV)} + \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} \quad (6.9)$$

$$T_{j(AV)T} = T_{c(AV)} + P_{T(AV)} \cdot R_{thjct} \quad (6.10)$$

$$T_{j(AV)D} = T_{c(AV)} + P_{D(AV)} \cdot R_{thjcD} \quad (6.11)$$

$$T_{c(AV)ch} = T_{r(AV)} + n_{ch} \cdot (P_{T(AV)ch} + P_{D(AV)ch}) \cdot R_{thcr} \quad (6.12)$$

$$T_{j(AV)Tch} = T_{c(AV)ch} + P_{T(AV)ch} \cdot R_{thjcT} \quad (6.13)$$

$$T_{j(AV)Dch} = T_{c(AV)ch} + P_{D(AV)ch} \cdot R_{thjcD} \quad (6.14)$$

Postupným dosazováním do rovnic 6.8 až 6.14 jsou získány výsledky středních hodnot teplot:

$$\begin{aligned} T_{r(AV)} &= T_a + (P_{tot(AV)9f} + P_{tot(AV)ch} + P_{R_{Bint.}}) \cdot R_{thra} = \\ &= 40 + (1120,68 + 222,18 + 96) \cdot 0,023 \cong 73,1 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{c(AV)} &= T_{r(AV)} + \frac{2 \cdot n}{n_m} \cdot (P_{T(AV)} + P_{D(AV)}) \cdot R_{thcr} = 73,1 + \frac{2 \cdot 9}{3} \cdot (39,43 + 22,83) \cdot 0,02 \cong \\ &\cong 80,6 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

$$T_{j(AV)T} = T_{c(AV)} + P_{T(AV)} \cdot R_{thjcT} = 80,6 + 39,43 \cdot 0,86 \cong 114,5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{j(AV)D} = T_{c(AV)} + P_{D(AV)} \cdot R_{thjcD} = 80,6 + 22,83 \cdot 1,5 \cong 114,8 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\begin{aligned} T_{c(AV)ch} &= T_{r(AV)} + n_{ch} \cdot (P_{T(AV)ch} + P_{D(AV)ch}) \cdot R_{thcr} = 73,1 + 3 \cdot (57,59 + 16,47) \cdot 0,02 \cong \\ &\cong 77,5 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned}$$

$$T_{j(AV)Tch} = T_{c(AV)ch} + P_{T(AV)ch} \cdot R_{thjcT} = 77,5 + 57,59 \cdot 0,86 \cong 127 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{j(AV)Dch} = T_{c(AV)ch} + P_{D(AV)ch} \cdot R_{thjcD} = 77,5 + 16,47 \cdot 1,5 \cong 102,2 \text{ } ^\circ\text{C}$$

6.3 Zhodnocení výpočtů

Porovnáním maximálních hodnot teplot od výrobce s analytickým výpočtem lze předběžně usoudit, že je vybrané chlazení vhodné pro případ brzdění pohonu ze jmenovitého stavu. Méně příznivým stavem se pro VPS střídače jeví uvažované proudové přetížení v dynamických stavech motoru s proudem $I_z = I_{z \text{ přetěž}} = 25 \text{ A}$, kdy se vypočtené teploty polovodičových čipů více přibližují k maximálním povoleným hodnotám. Jelikož uvedenou metodou výpočtu nelze zjistit skutečný rozkmit teploty polovodičového čipu tranzistoru ΔT_{jT} ani diody ΔT_{jD} , a tím pádem ani maximální teploty, nelze s jistotou potvrdit správnost volby chlazení, jelikož veškeré vypočítané teploty v této

kapitole jsou pouze střední hodnoty, a proto je potřeba zjistit maximální prakticky dosahované hodnoty teplot pomocí simulace na PC, ve které bude využité TNTS uvedené v kapitole 2. Simulacemi maximálních reálně dosahovaných teplot měniče se mj. zabývá následující kapitola 7.

7 Simulace na PC

Pro vytvoření simulací na PC byl zvolen program *Plecs*, který je velice vhodný zejména pro obvody s VPS.

7.1 Popis schéma zapojení pro tepelnou simulaci 9f střídače

Vytvořená simulace pro 9f napět'ový střídač se skládá z několika subsystémů, které jsou mezi sebou vzájemně propojeny. Níže je uveden jejich seznam a stručný popis:

- generátor PWM;
- stejnosměrný meziobvod (DC link);
- 9f napět'ový střídač;
- 9f zátěž;
- měření ztrátového výkonu;
- náhradní tepelné schéma (pro ustálený stav).

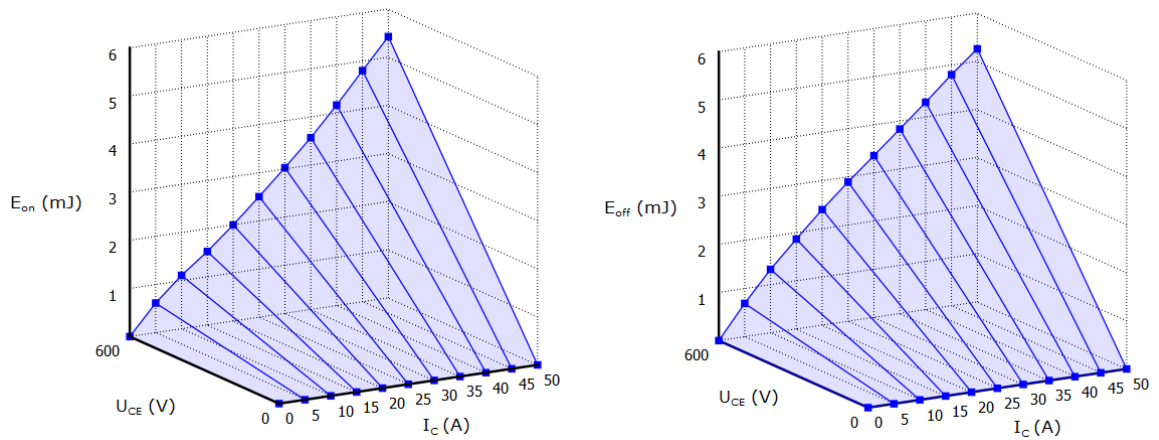
V subsystému generátor PWM se nachází 1 zdroj nosného signálu, 9 zdrojů řídicích signálů a relační operátory, které plní funkci komparátoru pro tvorbu PWM.

Stejnosměrný meziobvod (DC link) je nejjednodušší ze všech zmíněných subsystémů, jelikož obsahuje pouze stejnosměrný napět'ový zdroj o konstantní hodnotě napětí.

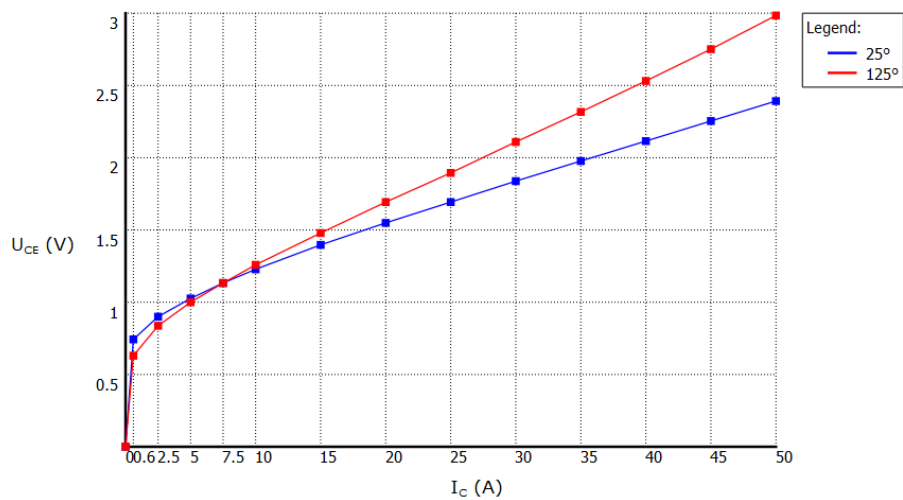
9f napět'ový střídač zahrnuje topologii složenou ze tří VPM typu Sixpack, kam jsou přivedeny řídicí PWM signály, napětí DC linku a výstupem je 9 fází ze středu každého půlmůstku. VPS překrývá blok *Heat Sink*, který představuje chladič, do kterého se při simulaci vyzářuje ztrátový výkon všech jím překrytých součástek. Chladič je dále připojen přes tepelný odpor R_{thra} ke zdroji o konstantní teplotě T_a . Do simulace je třeba vložit tepelný popis k daným VPS prostřednictvím vytvořeného souboru s příponou *.xml*, který lze vytvořit v *Thermal Library Browser* přímo v programu *Plecs*.³⁶ Do zmíněného souboru, vytvořeného např. pro IGBT, se uloží tabulky dat odečtených hodnot z výstupních

³⁶ Ke každému typu použité VPS je nutno vytvořit jeden soubor *.xml*, který daný druh součástky při simulaci charakterizuje.

charakteristik, a z charakteristik spínacích ztrátových energií, ze kterých vzniknou 3D grafy.³⁷



Obrázek 7.1 3D grafy ztrátových energií při spínání IGBT pro $T_{jT} = 125\text{ °C}$



Obrázek 7.2 Odečet hodnot z výstupní charakteristiky pro IGBT při $T_{jT} = 25\text{ °C}$ a $T_{jT} = 125\text{ °C}$

Pro využití TNTS při simulaci, jak již bylo zmíněno v kapitole 2, se z datového listu použitých VPM musejí zadat hodnoty R_{thi} a τ_i .³⁸

³⁷ Pro diodu by zde byl pouze jeden 3D graf, se ztrátovou energií E_{rec} , a její propustná charakteristika.

³⁸ Pro diodu také výrobce uvádí specifické hodnoty R_{thi} a τ_i .

	1	2	3	4
R	0.0978 K/W	0.3905 K/W	0.2198 K/W	0.1519 K/W
τ	0.0023 s	0.0282 s	0.1128 s	0.282 s

Obrázek 7.3 Hodnoty R_{thi} a τ_i IGBT zadané do simulace, hodnoty převzaty z [1].

Do bloku *Probe*, který představuje sondu, je přesunut chladič a VPS, u kterých se budou pozorovat některé z mnoha parametrů, které sonda umožňuje vyhodnocovat. V tomto bloku se poté prostřednictvím zaškrtávacích políček zvolí výstupní časové průběhy např. sledovaných teplot $T_{jT}(t)$, $T_{jD}(t)$, $T_r(t)$ aj. Teplotu pouzdra modulů $T_c(t)$ nelze simulovat přímo, proto je zde vypočítávána ze simulované teploty chladiče $T_r(t)$ pomocí vztahu v rovnici 6.9.

U hliníkového chladiče je vhodné zadat jeho tepelnou kapacitu C_{thr} , kterou lze zjistit odhadem jeho hmotnosti $m_{chlad.} \cong 5 \text{ kg}$ násobenou měrnou tepelnou kapacitou hliníku $c_{hliník} = 896 \text{ J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ dle rovnice 7.1:

$$C_{thr} = m_{chlad.} \cdot c_{hliník} \quad (7.1)$$

Po dosazení:

$$C_{thr} = m_{chlad.} \cdot c_{hliník} = 5 \cdot 896 = 4480 \text{ Ws/K}$$

V subsystému 9f zátěž jsou v jednotlivých fázích zapojeny AC proudové zdroje, které určují zvolený odběr proudu zátěží. Z údajů připojeného voltmetru a ampérmetru fáze L1 se vypočítává činný výkon této fáze, který je pro určení celkového výkonu střídače násoben počtem fází.

Do subsystému měření ztrátového výkonu jsou v *Probe* vloženy všechny VPS střídače, ze kterých jsou vyvedeny signály vodivostních a spínacích ztrát, které jsou dále upravovány a sčítány. Aby bylo možné zobrazit např. průběh střední hodnoty ztrát jednoho tranzistoru $P_T(av)$, musely by se výstupní signály vodivostních a spínacích ztrát

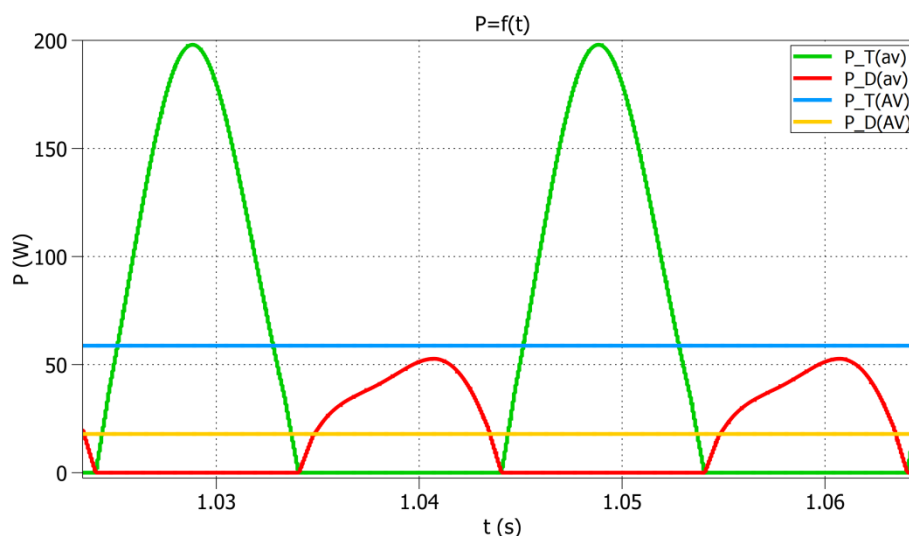
ze sondy nejprve vyfiltrovat pomocí bloků *Periodic Average*³⁹, a poté sečíst součtovým členem. Filtru musí být vhodně zvolen časový interval T_{PA} , po který bude probíhat výpočet pro střední hodnotu z přiváděného signálu na vstupu filtru. Tento interval, je vhodné nastavit na převrácenou hodnotu spínací frekvence:

$$T_{PA} = \frac{1}{f_{sw}} \quad (7.2)$$

K zobrazení či vyčíslení střední hodnoty za jednu periodu řídicího signálu je nastavena perioda filtru na hodnotu:

$$T_{PA} = \frac{1}{f_r} \quad (7.3)$$

Hodnoty ztrát simulované za filtrem s $T_{PA} = \frac{1}{f_r}$ již není potřeba zobrazovat ve *Scope*, ale k vyčíslení mohou být přivedeny pouze na *Display*, jelikož je lze v průběhu simulace považovat za téměř konstantní. Pro názornou ukázkou jsou zde na obrázku 7.4 přidané filtrované časové průběhy jednoho tranzistoru (T9) a jedné diody (D9) s rozdílnými periodami filtru střední hodnoty dle rovnic 7.2 a 7.3:



Obrázek 7.4 Průběhy středních hodnot ztrát IGBT a zpětné diody 9f střídače
(parametry simulace: $I_z = 25 \text{ A}$, $U_{DC} = 650 \text{ V}$, $\cos \varphi = 0,85$, $M = 1$, $f_r = 50 \text{ Hz}$, $f_{sw} = 15 \text{ kHz}$)

Určení středních hodnot umožňuje *Plecs* také přímo na zobrazovaném osciloskopu, pokud se ohraničí libovolný časový úsek daného průběhu pomocí vertikálních kurzorů. Ve spodním panelu bloku *Scope* se poté nastaví zobrazení hodnoty s názvem *Mean*, která

³⁹ V případě filtrace spínacích ztrát se používá blok *Periodic Impulse Average*.

vyčíslí střední hodnotu v kurzory vymezené časové oblasti. Stejným způsobem lze určit hodnotu efektivní *RMS* aj.

Subsystém náhradní tepelné schéma (pro ustálený stav) je shodný se schématem na obrázku 6.1 a má sloužit pouze orientačně pro rychlé určení středních hodnot ustálených teplot. Není s ním možné zjistit rozkmit teplot, a proto je doporučeno místo něj kontrolovat průběhy teplot, které vycházejí přímo z bloků *Probe* v subsystému 9f napěťový střídač.

7.2 Analýza ustáleného stavu

Program *Plecs* umožňuje také analýzu v ustáleném stavu, kdy zadáme požadovaný počet period vykreslených po uplynutí určitého časového intervalu. V simulaci je nastavena tato analýza od času $t = 3600$ s s vykreslením pěti cyklů nejdelší periody systému, čemuž odpovídá perioda řídicích signálů o velikosti $\frac{1}{f_r}$. Po uplynutí stanoveného času jedné hodiny se již předpokládá ustálený či ustálený kvazi-stacionární stav všech veličin.⁴⁰

7.3 Ověření proudů a ztrát 9f střídače a brzděného chopperu

Pro potvrzení správnosti výpočtů i simulací se musejí hodnoty vypočtených i simulovaných proudů a ztrát co nejpřesněji shodovat. Za účelem tohoto ověření je uvedena tabulka 7.1 s výsledky při brzdění ze jmenovitého stavu:

Tabulka 7.1 Porovnání získaných výsledků analytickým výpočtem s výsledky ze simulace pro brzdění ze jmenovitého stavu motoru (parametry výpočtu i simulace: $I_z = 17,1$ A, $U_{DC} = 650$ V, $\cos \varphi = 0,85$, $M = 1$, $f_r = 50$ Hz, $f_{sw} = 15$ kHz, $R_{B_{int.}} = 4400$ Ω , $R_{B_{ext.}} = 14$ Ω , $f_{sw\ ch} = 10$ kHz, $z = 0,99$, $T_a = 40$ °C)

Symbol veličiny	Hodnoty určené analytickým výpočtem	Hodnoty určené simulací
$I_{T(AV)}$	6,42 A	6,4 A
$I_{D(AV)}$	1,28 A	1,28 A
$I_{T(ef)}$	11,22 A	11,21 A
$I_{D(ef)}$	4,51 A	4,51 A
$I_{T(AV)\ ch}$	15,37 A	15,22 A

⁴⁰ Jinou metodou pro dosažení ustáleného stavu v krátkém čase může být zvýšení počáteční teploty chladiče co nejbližší k jeho ustálené teplotě a také případné snížení tepelné kapacity chladiče C_{thr} .

Symbol veličiny	Hodnoty určené analytickým výpočtem	Hodnoty určené simulací
$I_{D(AV)ch}$	0,16 A	0,15 A
$I_{T(ef)ch}$	15,45 A	15,29 A
$I_{D(ef)ch}$	1,55 A	1,53 A
$P_{fw(AV)T}$	10,17 W	10,55 W
$P_{fw(AV)D}$	1,8 W	1,77 W
$P_{sw(AV)T}$	29,26 W	28,04 W
$P_{sw(AV)D}$	12,44 W	11,71 W
$P_{T(AV)}$	39,43 W	38,59 W
$P_{D(AV)}$	14,24 W	13,48 W
$P_{tot(AV)9f}$	966,06 W	937,26 W
$P_{fw(AV)Tch}$	21,84 W	22,69 W
$P_{fw(AV)Dch}$	0,22 W	0,21 W
$P_{sw(AV)Tch}$	35,75 W	37,62 W
$P_{sw(AV)Dch}$	16,25 W	16,54 W
$P_{T(AV)ch}$	57,59 W	60,31 W
$P_{D(AV)ch}$	16,47 W	16,75 W
$P_{tot(AV)ch}$	222,18 W	231,18 W
$T_{r(AV)}$	69,54 °C	69,12 °C
$T_{c(AV)}$	75,98 °C	75,37 °C
$T_{j(AV)T}$	109,89 °C	102,32 °C
$T_{j(AV)D}$	97,34 °C	89,47 °C
T_{jTmax}	-	111,49 °C
T_{jDmax}	-	94,35 °C
$T_{c(AV)ch}$	73,98 °C	73,75 °C
$T_{j(AV)Tch}$	123,51 °C	121 °C
$T_{j(AV)Dch}$	98,69 °C	94,43 °C
$T_{jTmaxch}$	-	121,11 °C
$T_{jDmaxch}$	-	94,49 °C

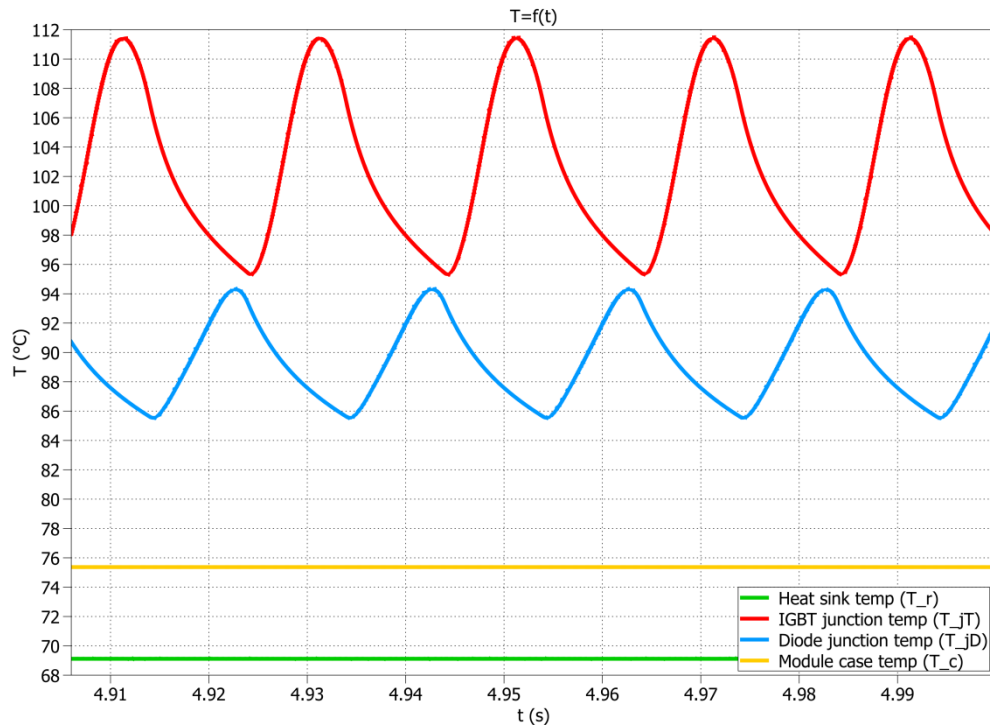
Simulace, které byly vytvořeny se jen s malými odchylkami shodují s analytickým výpočtem pro proudy i výkonové ztráty, nicméně je v nich vždy uvažována jedna

konkrétní hodnota účinníku zátěže, proto v nich vždy budou dosahované hodnoty teplot nižší než jsou uvažovány ve výpočtu v kapitole 6, protože když je např. do simulace zadán účinník $\cos \varphi = 1$, tak nastane nejnepříznivější stav pro tranzistory, čímž se dle tabulky 2.1 proudově, výkonově i tepelně odlehčí diodám, které poté v konečném důsledku sníží celkový ztrátový výkon $P_{tot(AV)}$, a tím pádem se sníží i všechny sledované teploty. V tomto ohledu se výsledky ze simulace více přibližují skutečnosti. Pokud by se však celý analytický výpočet, uvedený v kapitolách 5 a 6, aplikoval již od samého počátku pro konkrétní hodnotu účinníku, získané výsledky by se tím více přibližovaly k výsledkům simulace, na což je poukázáno v tabulce 7.1.

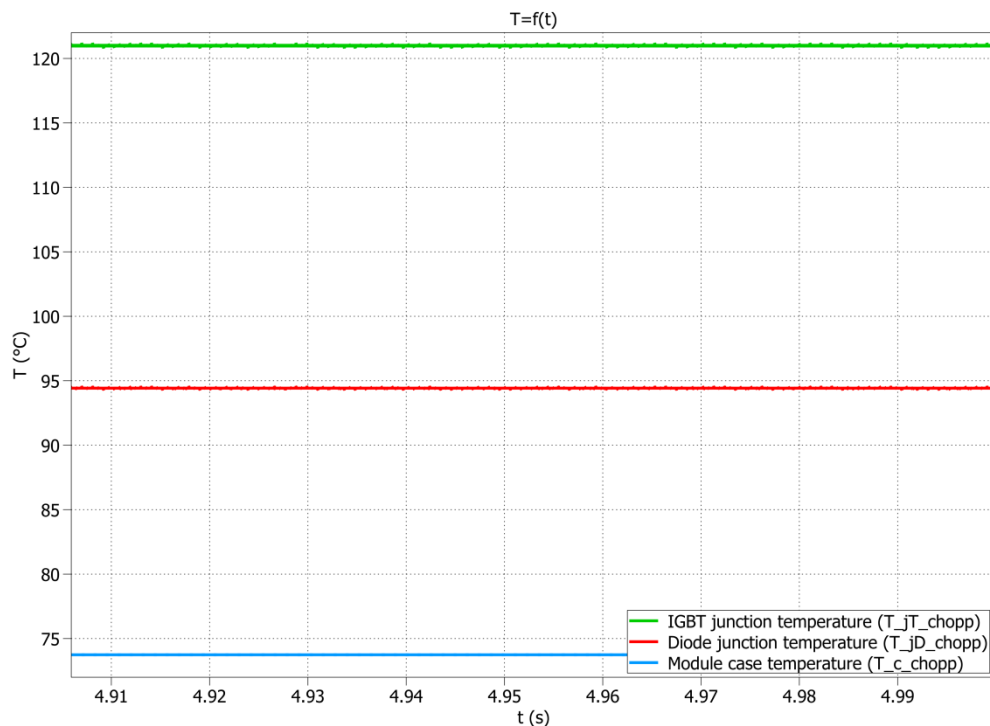
7.4 Simulace časových průběhů sledovaných teplot

V simulacích jsou na osciloskopy vyvedeny signály časových průběhů sledovaných teplot. Níže jsou jako příklad zobrazeny průběhy při dvou různých režimech simulace v ustáleném stavu.

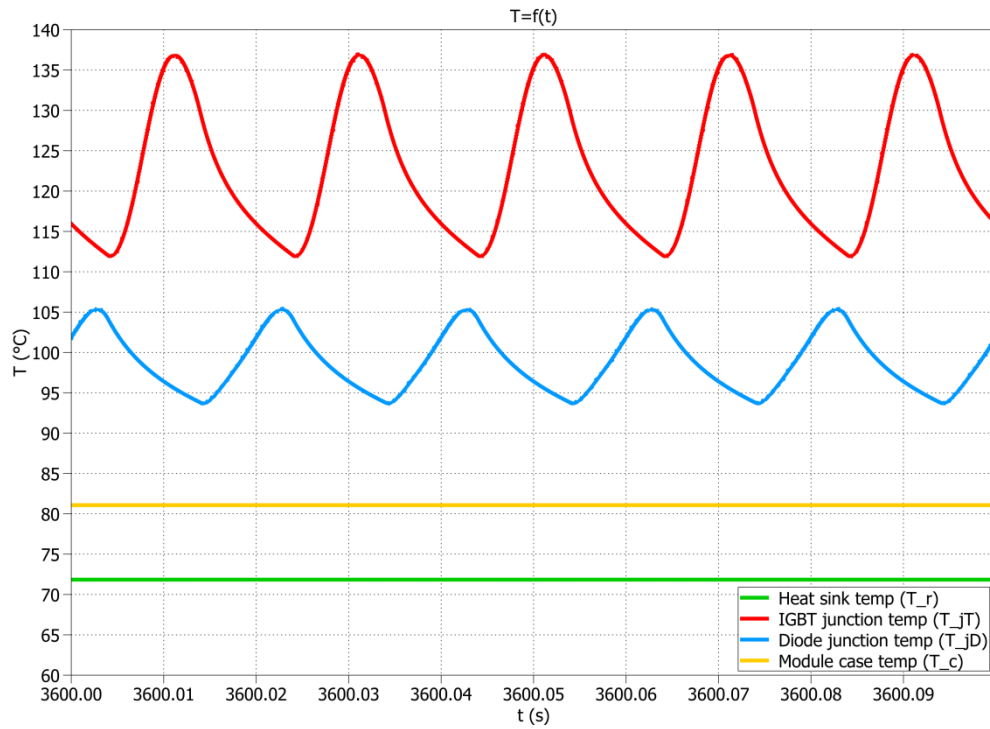
Na obrázku 7.8 je přiblížen průběh teploty polovodičového čipu tranzistoru $T_{jT}(t)$, kde je vlivem vysokých spínacích ztrát patrný prudký nárůst teploty pokaždé, když je sledovaný IGBT sepnut a vypnut dle obdélníkového signálu, který znázorňuje průběh jeho spínání.



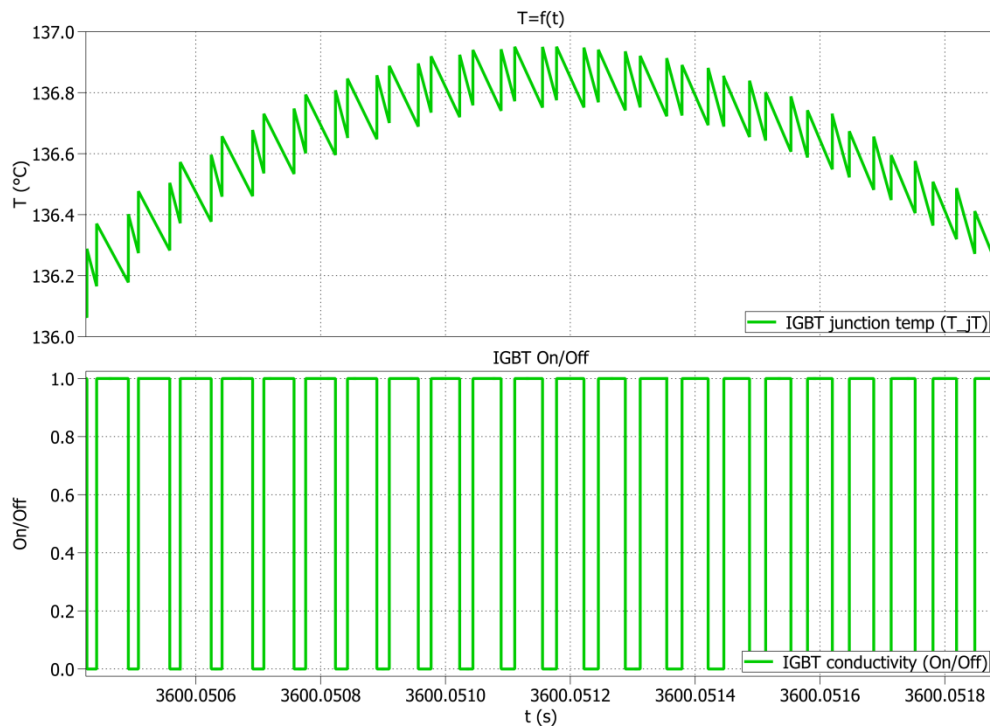
Obrázek 7.5 Časové průběhy teplot u střídače při brzdění ze jmenovitého stavu
(parametry simulace: $I_z = 17,1 A$, $U_{DC} = 650 V$, $\cos \varphi = 0,85$, $M = 1$, $f_r = 50 Hz$, $f_{sw} = 15 kHz$,
 $f_{sw\ ch} = 10 kHz$, $z = 0,99$, $R_{B_{int.}} = 4400 \Omega$, $R_{B_{ext.}} = 14 \Omega$, $T_a = 40 ^\circ C$)



Obrázek 7.6 Časové průběhy teplot u brzdného chopperu při brzdění ze jmenovitého stavu
(parametry simulace: $I_z = 17,1 A$, $U_{DC} = 650 V$, $\cos \varphi = 0,85$, $M = 1$, $f_r = 50 Hz$, $f_{sw} = 15 kHz$,
 $f_{sw\ ch} = 10 kHz$, $z = 0,99$, $R_{B_{int.}} = 4400 \Omega$, $R_{B_{ext.}} = 14 \Omega$, $T_a = 40 ^\circ C$)



Obrázek 7.7 Časové průběhy teplot u střídače při proudovém přetížení (parametry simulace: $I_z = 25\text{ A}$, $U_{DC} = 650\text{ V}$, $\cos \varphi = 0,85$, $M = 1$, $f_r = 50\text{ Hz}$, $f_{sw} = 15\text{ kHz}$, $T_a = 40\text{ °C}$)



Obrázek 7.8 Přiblížení časového průběhu teploty čipu IGBT při proudovém přetížení (parametry simulace: $I_z = 25\text{ A}$, $U_{DC} = 650\text{ V}$, $\cos \varphi = 0,85$, $M = 1$, $f_r = 50\text{ Hz}$, $f_{sw} = 15\text{ kHz}$, $T_a = 40\text{ °C}$)

7.5 Zhodnocení simulací

V příloze B je uvedena přehledová tabulka pro porovnání hodnot proudů, výkonových ztrát a teplot vycházejících ze simulací za různých podmínek. Nejhorší možný stav, kdy se maximální dosahovaná teplota polovodičového čipu přiblíží maximální možné teplotě udávané výrobcem (150 °C), nastane pro IGBT při proudovém přetížení $I_z = 25\text{ A}$ a účinniku zátěže $\cos\varphi = 1$, kdy se v simulaci periodicky opakuje maximální teplota $T_{JT\ max} \cong 139\text{ °C}$. Odečtením této hodnoty od maximální možné teploty čipu zbývá přijatelná rezerva 11 °C . S danou teplotní rezervou lze konstatovat, že je chladič zvolen optimálně. Vybrané chlazení pro uvažovaný provoz měniče postačuje, zároveň však není příliš předimenzované.

Součástí této práce jsou také dva soubory v programu *Plecs* se simulacemi proudů, ztrát a teplot, ve kterých se díky inicializačnímu skriptu, zahrnutém v těchto simulacích, mohou jednoduše deklarovat odlišné parametry, které jsou používány v jednotlivých blocích simulačního schéma. Lze tak zjistit velmi rychle a efektivně proudové, ztrátové a tepelné poměry pro libovolně definovaný stav. Inicializační skript je uveden v příloze C. K práci je také přidružen list aplikace *MS Excel*, který je určený pro rychlý analytický výpočet proudů, ztrát a teplot pro napěťový střídač řízený PWM.

8 Návrh schéma budičů a silového obvodu

Schémat silového obvodu i budičích obvodů měniče byla vytvořena v programu *Altium Designer*, který je složen ze dvou hlavních částí. V první z nich se navrhuje a kreslí elektrická schémata zapojení, která jsou propojena s databází součástek. Každá součástka obsahuje velké množství užitečných parametrů, které ji plně charakterizují. U součástek jsou také uvedeny užitečné informace při objednávání, jako např. název výrobce, výrobní označení součástky, názvy předních distributorů, objednávací kód daného distributora apod. *Altium Designer* umožňuje propojení zmíněného editoru schémat s editorem desky plošných spojů (PCB editor), ve kterém se již dle schémat zapojení rozmisťují součástky tak, jak budou skutečně fyzicky na PCB umístěny, a dále jsou propojovány plošnými spoji. Veškerá schémata, ke kterým je směřován následující obsah *kapitoly 8*, jsou uvedena v *příloze D*.

8.1 Schéma zapojení silového obvodu

Schéma zapojení silové části měniče je uloženo v souboru *9PH-Power Main.SchDoc*, ve kterém se nachází několik subschémat s dílčími částmi silového schéma. V tomto hlavním zapojení jsou umístěny IGBT moduly FS25R12KT3 napět'ového střídače M_A, M_B a M_C, na jejichž vstupech pro napětí DC linku jsou k nim co nejbližší umístěny snubberové kondenzátory C30, C31 a C32, které mají za úkol absorbovat napět'ové špičky a tím zlepšit napět'ové poměry na vstupu výkonových modulů.⁴¹

Na vstupech DC linku je možno měnič doplnit tavnou pojistkou k jistění proti nadproudu, který by přesáhl 50 A. V tomto případě by se přívod napájení DC linku přivedl na svorku H1 typu Press-fit⁴². Pokud by jistění proti nadproudu bylo zajištěno externím napájecím DC zdrojem, pojistka u měniče by se implementovat nemusela a přívod $+U_{DC}$ by byl přiveden na svorku H3.

⁴¹ Díky konstrukci snubberových kondenzátorů s polypropylenovým dielektrikem jsou tyto „rychlé“ kapacity schopny zachytit velmi rychlé změny napětí v čase. Výrobce zvolených kondenzátorů uvádí strmost napětí až do 350 V/ μ s.

⁴² Použité svorky typu Press-fit v tomto projektu jsou nalisovány do PCB a lisovací oko přívodního kabelu je uchyceno ke svorce pomocí metrického šroubu.

Z kolektoru každého z použitých IGBT je vyvedena větev s dvěma diodami a odporem (např. u horního tranzistoru fáze 1 se jedná o součástky R48, V12 a V13), která slouží pro desaturační ochranu každého tranzistoru.⁴³ Stav saturace tranzistoru může nastat při jeho sepnutém stavu, kdy se prudce zvýší hodnota kolektorového proudu I_C , přičemž se dle výstupní charakteristiky zvýší i napětí U_{CE} nad běžný rozsah jeho pracovních hodnot.⁴⁴ IGBT se tak může dostat do oblasti saturace, která je charakteristická z výstupní charakteristiky v oblasti, kdy se již kolektorový proud téměř nezvětšuje, ale napětí U_{CE} stále narůstá. Vzniká tak na malé ploše polovodičového čipu tranzistoru vysoká výkonová ztráta, která způsobuje prudký nárůst teploty T_{jT} , v důsledku čehož může dojít k překročení maximální povolené teploty polovodičového čipu $T_{jT max}$ a ke zničení součástky. Desaturační ochrana zamezí dalšímu zvyšování napětí U_{CE} a prostřednictvím budiče zablokuje spínání IGBT. Budič měří napětí U_{CE} za pomoci proudového zdroje, který propouští nízkou hodnotu proudu do kolektoru IGBT. Pokud při sepnutém stavu IGBT nastane $U_{CE} > U_{DESAT}$, kde U_{DESAT} je desaturační napětí, proud z budiče přestane vlivem vyššího napětí U_{CE} protékat, a zpět směrem od tranzistoru k budiči vlivem zapojení diod téci nemůže. Jakmile tedy přestane proud od budiče do kolektoru protékat, budič vyhodnotí stav saturace a desaturační ochrana vybaví.⁴⁵

Ve schématu jsou umístěny kolíkové lišty, které jsou zde k propojení s PCB s budiči. Zapotřebí bylo vyvést řídicí elektrody a emitory všech používaných IGBT, desaturační ochrany, vývody od NTC, vývody od měřicích pinů čidel proudu ve všech fázích, vývod od čidla napětí DC linku aj.

8.1.1 Kondenzátory DC linku

Dílčí schémata jsou v *Altium Designer* zobrazována v hlavním nadřazeném schéma jako zelené obdélníky (*Sheet Symbol*), které jsou s nadřazeným schéma propojeny pomocí vstupních a výstupních portů. Jedním z nich je dílčí schéma DC linku pojmenované *Kondenzátory DC linku.SchDoc*, kde se nacházejí mj. hlavní elektrolytické kondenzátory, které se vyznačují velkou elektrickou kapacitou a jsou pro snižování zvlnění napětí na DC

⁴³ V principu desaturační ochrany by zde stačila pouze jedna dioda zapojena do série. Dvě diody tu jsou použity z hlediska vyšší spolehlivosti.

⁴⁴ Saturace může nastat např. při poruše fáze nebo při krátkodobém výpadku napájecího napětí.

⁴⁵ Aby desaturační ochrana fungovala v praxi co nejlépe, je potřeba větev s diodami a odporem umístit co nejbližší k pinům IGBT modulů – omezí se tím parazitní indukčností.

straně napěťových střídačů hojně využívány. Představují také zdroj stejnosměrného napětí, ze kterého střídač vhodným řízením utváří výstupní fáze. Použité kondenzátory 380LQ821M400A052 jsou dimenzovány na svorkové napětí do 400V. Jelikož je jmenovité napětí DC linku uvažováno o střední hodnotě $U_{DC} = 650 \text{ V}$, musejí být zapojeny vždy 2 kondenzátory do série, aby se na nich při idealizované úvaze rozložilo plné napětí DC linku rovnoměrně na polovinu. Sériovým řazením kondenzátorů se docílí rozložení napětí, avšak na úkor elektrické kapacity, která se také o polovinu sníží. V tomto případě má každý z využitých kondenzátorů kapacitou 820 μF . Zapojením dvou těchto kondenzátorů v sérii se docílí kapacity jedné kondenzátorové větve 410 μF . Paralelně zapojených kondenzátorových větví je použito deset, čili celková implementovaná kapacita DC linku činí 4,1 mF.

Pokud by se k napájení DC linku využil např. diodový šestipulsní můstkový usměrňovač, musel by se provést následující výpočet uvedený v [10] pro potřebnou kapacitu DC linku, tak aby zvlnění napětí nebylo větší nežli předpokládané. Výpočet začíná stanovením celkového výkonu DC linku P_{DC} , který je součtem činného výkonu 9f střídače ve jmenovitém stavu motoru $P_{zN\ 9f}$ a celkových ztrát střídače $P_{tot(AV)\ 9f}$:

$$P_{DC} = P_{zN\ 9f} + P_{tot(AV)\ 9f} \quad (8.1)$$

Po posazení:

$$P_{DC} = P_{zN\ 9f} + P_{tot(AV)\ 9f} = 30 \cdot 10^3 + 1660,86 \cong 31,66 \text{ kW}$$

Následně je rovnicí 8.2 určena velikost odebíraného proudu z DC linku:

$$I_{DC} = \frac{P_{DC}}{U_{DC}} \quad (8.2)$$

Po dosazení:

$$I_{DC} = \frac{P_{DC}}{U_{DC}} = \frac{31,66 \cdot 10^3}{650} \cong 48,71 \text{ A}$$

Z rovnice 8.3 je vyjádřena absolutní hodnota poklesu napětí DC linku ΔU_{DC} a určena při zvolené hodnotě zvlnění napětí $\sigma_{U_{DC}} = 5\%$.

$$\sigma_{U_{DC}} = \frac{U_{DC\ max} - U_{DC\ min}}{U_{DC\ max} + U_{DC\ min}} = \frac{\Delta U_{DC}}{2 \cdot U_{DC}} \quad (8.3)$$

Po úpravě a dosazení:

$$\Delta U_{DC} = 2 \cdot U_{DC} \cdot \sigma_{U_{DC}} = 2 \cdot 650 \cdot \frac{5}{100} = 65 \text{ V}$$

Z rovnice 8.3 lze také vyjádřit hodnoty pro $U_{DC \max}$ a $U_{DC \min}$:

$$U_{DC \max} = \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot U_{DC} + \Delta U_{DC}) \quad (8.4)$$

$$U_{DC \min} = \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot U_{DC} - \Delta U_{DC}) \quad (8.5)$$

Po dosazení:

$$U_{DC \max} = \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot U_{DC} + \Delta U_{DC}) = \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot 650 + 65) \cong 682,5 \text{ V}$$

$$U_{DC \min} = \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot U_{DC} - \Delta U_{DC}) = \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot 650 - 65) \cong 617,5 \text{ V}$$

V dalším kroku je zapotřebí stanovit relativní pokles napětí δU_{DC} dle rovnice 8.6:

$$\delta U_{DC} = \frac{\Delta U_{DC}}{U_{DC \max}} \quad (8.6)$$

Po dosazení:

$$\delta U_{DC} = \frac{\Delta U_{DC}}{U_{DC \max}} = \frac{65}{682,5} \cong 0,1$$

Doba nabíjecího intervalu kondenzátoru t_n je stanovena podle rovnice 8.7, kde T_s představuje periodu síťového napětí.

$$t_n = \frac{T_s}{2 \cdot \pi} \cdot \arccos(1 - \delta U_{DC}) \quad (8.7)$$

Po dosazení:

$$t_n = \frac{T_s}{2 \cdot \pi} \cdot \arccos(1 - \delta U_{DC}) = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi} \cdot \arccos(1 - 0,1) \cong 1,44 \text{ ms}$$

Velikost potřebné kapacity kondenzátorů pro dosažení stanoveného zvlnění $\sigma_{U_{DC}} = 5\%$ lze vypočítat dle rovnice 8.8:

$$C_{DC} = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{I_{DC}}{\Delta U_{DC}} \cdot \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot \arccos(1 - \delta U_{DC}) \right) \quad (8.8)$$

Po dosazení:

$$C_{DC} = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{I_{DC}}{\Delta U_{DC}} \cdot \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot \arccos(1 - \delta U_{DC}) \right) = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot \frac{48,71}{65} \cdot \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot \arccos(1 - 0,1) \right) \\ \cong 1,42 \text{ mF}$$

Implementovaná kapacita DC linku, jak již bylo řečeno, je však zvolena o hodnotě 4,1 mF, jelikož snahou bylo docílit této kapacity o co největší hodnotě z důvodu snížení zvlnění na co nejmenší hodnotu. Zpětným přepočtem lze zjistit skutečnou hodnotu zvlnění s případným použitím šestipulsního usměrňovače, která vychází při zvolené kapacitě $\sigma_{U_{DC}} \cong 2,2\%$.⁴⁶

Pro správnost výběru kondenzátorů z hlediska jejich proudového dimenzování byla provedena simulace v programu *Plecs*, ve které byl sledován průběh odebíraného proudu střídačem z DC linku I_{DC} a proud tekoucí jednou z paralelních kondenzátorových větví $I_{DC \text{ větve}}$.⁴⁷ Při simulaci, byly zohledněny ekvivalentní sériové odpory z náhradního schéma kondenzátoru dle dokumentace o hodnotě $R_{ESR} = 0,243 \Omega$. Z průběhů pro jmenovitý stav střídače vyšla RMS hodnota proudu $I_{DC \text{ větve}} = 1,47 \text{ A}$ a pro stav přetížení $I_{DC \text{ větve}} = 2,15 \text{ A}$. Porovnáním s nejvyšší možnou hodnotou uvedenou v dokumentaci, která je stanovena na 3,25 A lze konstatovat, že jsou kondenzátory s dostatečnou proudovou rezervou vhodně dimenzovány.

Paralelně ke každému z kondenzátorů je trvale připojen jeden vyvažovací odpor o hodnotě $R_{vyvaž} = 470 \text{ k}\Omega$, který napomáhá k rovnoměrnému rozdělení napětí U_{DC} .

⁴⁶ Pro měnič by na základě výpočtů bylo vhodné použít zmíněný šestipulsní diodový usměrňovač, jelikož s interní kapacitou DC linku vychází příznivá hodnota zvlnění $\sigma_{U_{DC}} = 2,2\%$, nicméně je zamýšleno k napájení měniče využít dynamo, u kterého se předpokládá jeho výstupní zvlnění napětí do 5%, čili by skutečné zvlnění napětí DC linku mělo být teoreticky ještě nižší. Zvlnění napětí bude zapotřebí ověřit měřením. Při případném vyšším změřeném zvlnění, nežli je požadované, může být kapacita navýšena o externí přídavnou kapacitu připojenou k DC linku paralelně, která rovněž proudově odlehčí všem kondenzátorovým větvím.

⁴⁷ Simulace předpokládala ustálený stav, kdy již dynamo ukončilo svůj rozběh. Z ustáleného stavu byly stanoveny hodnoty $U_{DC \text{ max}} = 653,3 \text{ V}$ a $U_{DC \text{ min}} = 648,4 \text{ V}$. Z odečtu těchto hodnot vychází dle rovnice 8.3 zvlnění napětí $\sigma_{U_{DC}} \cong 0,4\%$. Při rozběhu dynamu a vybitých kondenzátorech je nutné omezit hodnotu nabíjecího proudu kondenzátorů pomocí přídavného externího rezistoru nebo rozbíhat dynamo s dostatečně nízkou strmostí nárůstu napětí.

Zároveň jsou tyto odpory určeny k rychlejšímu vybití kondenzátorů. Po odpojení napájení DC linku by se kondenzátory začaly vybíjet dle rovnice 8.9.

$$u_C(t) = \frac{U_{DC}}{2} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (8.9)$$

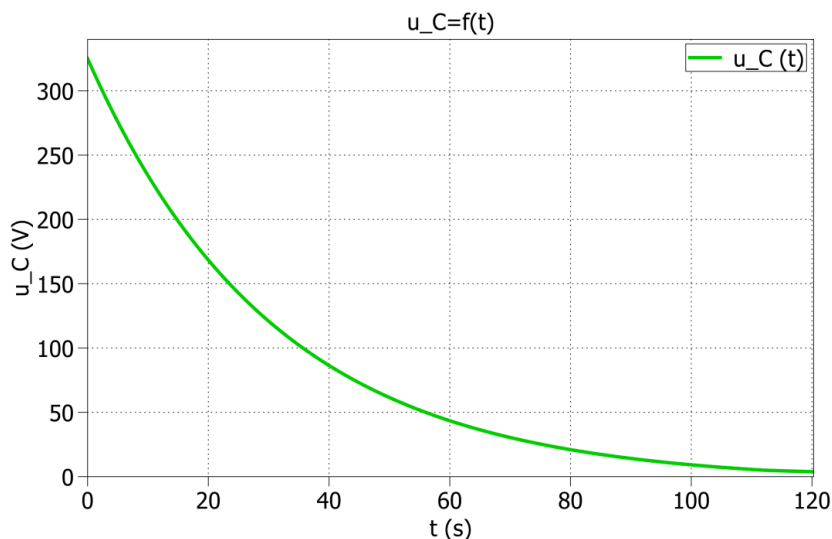
V normě ČSN EN 61048 ed. 2 je předepsáno vybití kondenzátorů na hodnotu nižší než 50 V do 1 minuty. Dosazením tohoto času do rovnice 8.9 lze zjistit hodnotu napětí na kondenzátorech v daném čase:

$$u_C(60) = \frac{U_{DC}}{2} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U_{DC}}{2} \cdot e^{-\frac{t}{R_{vyvb} \cdot C}} = \frac{650}{2} \cdot e^{-\frac{60}{470 \cdot 10^3 \cdot 820 \cdot 10^{-6}}} \cong 278,15 \text{ V}$$

Z předchozí rovnice je zřejmé, že se ke splnění normy nevybijí kondenzátory včas. Aby byla norma splněna, je zde realizován rychlovybíjecí obvod, který ke svorkám DC linku připojí další externě zapojený vybíjecí rezistor $R_{vyb} = 8,2 \text{ k}\Omega$, který je připojen svorkami typu Faston. Rychlovybíjecí obvod je napájen +15 V ze zdroje DC/DC pro budič chopperu, čili musí být od silové části obvodu galvanicky oddělen optronem.

K DC linku je připojen obvod se dvěma LED V4 a V7, které signalizují, pokud je DC link pod napětím. Na tento obvod pro světelnou indikaci lze nahlížet jako na proudový zdroj, který odebírá z DC linku proud o velikosti 1 mA a po vypnutí napájení tak přispívá k urychlení vybíjení kondenzátorů.

Na obrázku 8.1 je uveden přechodný děj vybíjení kondenzátoru z počáteční hodnoty napětí $\frac{U_{DC}}{2}$. Při této simulaci byl zahrnut kompletní DC link se všemi kondenzátory, vyvažovacími odpory, vybíjecím odporem i proudovým zdrojem reprezentující odběr LED signalizace.



Obrázek 8.1 Vybíjení kondenzátoru DC linku po odpojení napájení

Z průběhu je patrné, že hodnota napětí na sledovaném kondenzátoru dosahuje v čase 1 minuty 43 V. Požadavek na vybití kondenzátoru do 1 minuty na napětí menší než 50 V je tudíž splněn.

Pro přepět'ovou ochranu jsou v DC linku zapojeny dva varistory V6 a V8, které zamezí výskytu napětí vyššího než je 825 V.

8.1.2 Brzdňý odpor (chopper)

V dílčím schéma *Brzdňý odpor (chopper).SchDoc* je umístěn IGBT modul brzdňého chopperu, ke kterému je, stejně jako u modulů střídače, připojen snubberový kondenzátor C33. Připojení interního brzdňého odporu $R_{B\ int.}$ včetně externího brzdňého odporu $R_{B\ ext.}$ je umožněno ke svorkám Press-fit H15 a H16.⁴⁸ Mezi řídicími elektrodami (G) a emitory (E) tranzistorů jsou co nejlíže k modulům zapojeny obousměrné transily V1, V2, V3, díky kterým se mezi G a E nemůže vyskytnout napětí vyšší než 18 V a nižší než -18 V, jelikož z dokumentace IGBT modulů musí být napětí U_{GE} udrženo v rozmezí ± 20 V, jinak by hrozilo zničení hradel tranzistorů vlivem přepětí. Rezistory R2, R5, R8 slouží k vyšší odolnosti hradlového budicího obvodu vůči statickému výboji a udržují tranzistory bezpečně vypnuté v časových intervalech, kdy je budicí kanál neaktivní. Ke každému ze spodních tranzistorů chopperu jsou zapojeny externí hradlové odpory $R_{G\ ext.} = 28,2\ \Omega$, jejichž hodnota odporu je rozdělena do dvou různých rezistorů o hodnotách 20 Ω a 8,2 Ω ,

⁴⁸ Návrhem brzdňých odporů se zabývá *podkapitola 4.2*

jelikož se doporučuje přibližně $1/3$ z celkového R_G umístit do větve emitoru z důvodu tlumení kmitů při paralelním řazení větví chopperu, které mohou vzniknout v důsledku elektromagnetického rušení (EMI).⁴⁹

8.1.3 Přepět'ová ochrana mezi G a E Top, Bottom

Transily V10 a rezistory R44 slouží ke stejnému účelu jako u brzděného chopperu. Jediným rozdílem je zapojení hradlových odporů R42 a R43, které jsou zde zapojeny sériově ve jedné větvi. Zapojení součástek pro spodní IGBT v dílčím schéma *Přepět'ová ochrana mezi G a E Bottom.SchDoc* je se schématem pro horní IGBT totožné.

8.1.4 Měření I na výstupu

Do dílčího schéma *Měření I na výstupu.SchDoc* vstupují výstupní fáze modulů střídače, kde jsou co nejbližší k modulům umístěny cívky L1, které sráží prvotní napět'ovou hranu výstupního napětí střídače a zároveň zabraňují rychlým časovým změnám proudu ke spolehlivějšímu měření proudu zátěže I_z pomocí průvlekových čidel LA55-P.⁵⁰ Obvody na sekundární straně proudových čidel s blokovacími kondenzátory C23, C24 a C25 a cívkami L2 a L3 jsou zapojeny dle dokumentace a umístěny co nejbližší k čidlům pro omezení EMI a tím je zlepšena elektromagnetická kompatibilita (EMC).

Měřicí vývody čidel jsou vyvedeny přes kolíkové lišty do PCB s budiči, kde jsou mezi nimi a pólem GND zapojeny měřicí rezistory R13 až R21, každý společně v sérii s SMD vodivou propojkou SP2 až SP10.⁵¹ Rezistory, na kterých je snímáno napětí měřicím rozhraním, k němu mají být umístěny co nejbližší, jelikož snímáný napět'ový signál na rozdíl od proudového, který vychází z čidel, může být snadno ovlivněn rušením. Vývody čidel dále pokračují přes konektory H5 a H6 do PCB vývojového kitu s mikroprocesorem (MLC interface). Hodnoty rezistorů, na kterých je pomocí MLC interface snímáno napětí $U_{R_{MI}}$ a následně mikroprocesorem vyhodnocována hodnota proudu I_z , jsou pro potřeby měřicího rozhraní stanoveny na hodnotu $R_{MI} = 200 \Omega$, jelikož MLC interface dokáže snímat hodnoty napětí pouze v intervalu od +5 V do -5 V. Převod proudu čidel LA55-P je

⁴⁹ Určením hodnot odporů řídicí elektrody R_G se zabývá *podkapitola 8.2.2*

⁵⁰ Cívky L1 lze přemostěním vodivými propojkami zkratovat a vyřadit je tak z funkce.

⁵¹ Pokud jsou vodivé propojky (jumpery) v obvodu zapojeny, tak se ke snímání sledované veličiny využívají zvolené rezistory R13 až R21. V opačném případě rezistory nemají v obvodu žádnou funkci a uživatel si následně měřené signály z čidel může připojit na rezistor o rozdílné hodnotě odporu a upravit si tak rozsah měřeného napětí podle parametrů měřicího rozhraní.

$k_{MI} = 1:2000$. Dle rovnice 8.10 tak lze při znalosti měřeného napětí $U_{R_{MI}}$ vyhodnocovat hodnotu proudu zátěže:

$$I_z = \frac{I_{MI}}{k_{MI}} = \frac{U_{R_{MI}}}{R_{MI} \cdot k_{MI}} \quad (8.10)$$

Zvolená čidla jsou určena k měření proudu v mezích od +50 A do -50 A. Pro zvolené hodnoty odporů $R_{MI} = 200 \Omega$ vycházejí krajní hodnoty intervalu měřeného napětí $U_{R_{MI}} +5$ V a -5 V, je tedy využit plný měřicí rozsah použitého rozhraní.

8.1.5 Měření U na DC linku

Ve schéma *Měření U na DC linku.SchDoc* je umístěno čidlo napětí LV25-P pro snímání napětí U_{DC} . Stejně tak, jako u proudových čidel, i u napěťového musí být snímané napětí na měřicím rezistoru R12 na PCB s drivery v rozsahu MLC interface. Samotné čidlo je schopno měřit napětí do 500 V, proto lze zvýšit jeho měřicí rozsah přidáním rezistorů R37, R38, R40 a R41 na jeho primární straně, které jsou společně s čidlem zapojeny sériově mezi kladný a záporný pól DC linku a jejich celkový odpor činí $R_p = 60 k\Omega$. Požadavkem je, aby čidlo dokázalo měřit napětí U_{DC} do 800 V, čemuž by odpovídal úbytek napětí 5 V na měřicím rezistoru R12 o zvolené hodnotě $R_{MU} = 150 \Omega$. Převod proudu čidla napětí je $k_{MU} = 2500:1000$. Dle rovnic 8.11 a 8.12 lze jednoduše odvodit výslednou rovnici 8.13, ze které již lze stanovit hodnotu napětí U_{DC} za předpokladu znalosti úbytku napětí na měřicím odporu $U_{R_{MU}}$.

$$I_P = \frac{U_{DC}}{R_p} = \frac{I_{MU}}{k_{MU}} \quad (8.11)$$

$$U_{R_{MU}} = R_{MU} \cdot I_{MU} \quad (8.12)$$

Po odvození:

$$U_{DC} = \frac{U_{R_{MU}} \cdot R_p}{R_{MU} \cdot k_{MU}} \quad (8.13)$$

Obousměrný transil V9 chrání vstupy čidla před přepětím. V obvodu je zapojen paralelně k sériové kombinaci rezistorů R38 a R41 a k primární straně čidla. Napětí se zde nemůže objevit vyšší než 420 V. Na sekundární straně obsahuje čidlo stejný obvod jako u proudových čidel, který zlepšuje EMC.

8.2 Schéma zapojení budičů

Schéma zapojení budičů je uloženo v souboru s názvem *9PH-Driver Main.SchDoc* s následujícími dílčími schématy:

8.2.1 Zdroje

Toto dílčí schéma obsahuje vstup napájení +12 V z konektoru H4 pro síťový napájecí zdroj SW4378-VI od výrobce Powerpax, který je schopen dodávat maximální výstupní proud $I_{out\ max} = 12,5\ A$. Uvnitř dílčího schéma je umístěno několik napěťových zdrojů pro potřeby napájení či reference dalších obvodů malého napětí, které jsou jistěny proti nadproudu 8 A pojistkou F1 a proti přepětí 12,8 V transilem V50. Ke všem zdrojům jsou k jejich vývodům externě zapojeny pasivní součástky dle doporučení v dokumentaci. U zdrojů jsou zapojeny navíc signalizační LED, které indikují jejich správnou funkci. Nechybí ani testovací body TP, na kterých lze při provozu měřit napětí např. osciloskopem. Zdroj THN 15-1223N vytváří +15 V a -15 V pro potřebu napájení použitých čidel proudu a čidla napětí na silové PCB. Zdrojem LMR23630 je utvářeno napětí +5 V pro potřeby obvodů s OZ, signalizačních LED atd. Ve schématu se dále nachází obvod pro referenci napětí 2,5 V, kterou vyžaduje zapojení napěťového sledovače IC17. Zdroj LTC1983ES6-5 slouží k utváření napětí -5 V pro zajištění symetrického napájení pro diferenciální zesilovač IC18. V tabulce 8.1 jsou uvedeny maximální odebírané proudy spotřebičů, které mají největší vliv na dimenzování napájecího zdroje SW4378-VI.

Tabulka 8.1 Proudový odběr nejvýznamnějších spotřebičů pro napájecí zdroj SW4378-VI

Spotřebič	Maximální odběr proudu jednoho spotřebiče	Počet spotřebičů	Maximální odběr proudu použitého počtu spotřebičů
Ventilátor 8312 NH3 ⁵²	995 mA	5	4975 mA
DC/DC zdroj RKZ-121509D	110 mA	19	2090 mA
Průvlekové čidlo proudu LA55-P	35 mA	9	315 mA
Čidlo napětí LV25-P	35 mA	1	35 mA
			$\sum I_{out\ max} = 7415\ mA$

⁵² Hodnota proudového odběru odečtena při maximálním napětí (maximálních otáčkách) ventilátoru.

Porovnáním maximálního výstupního proudu zdroje SW4378-VI $I_{out\ max} = 12,5\ A$ se součtem maximálního odebíraného proudu uvažovaných spotřebičů z předchozí tabulky $\Sigma I_{out\ max} = 7415\ mA$ lze konstatovat, že zdroj pro zamýšlené proudové zatížení dostačuje. Zvolená pojistka F1 o tavném proudu 8 A se k vypočtenému odběru 7,415 A již více přibližuje. Jelikož nejsou v součtu uvažovány odběry LED, OZ a ostatních integrovaných obvodů, lze očekávat vyšší hodnotu odebíraného proudu.⁵³ Skutečný proudový odběr bude nutné ověřit měřením a při případném vyšším odebíraném proudu zvolit pojistku o vyšší hodnotě tavného proudu, např. 10 A.

8.2.2 Driver_1ph

Dílčí schéma budičích obvodů *Driver_1ph.SchDoc* obsahuje vnořené schéma *PWM přizpůsobení.SchDoc*, ve kterém se nachází obvody pro přizpůsobení napěťové hladiny pro řídicí PWM signály na 5 V, které jsou zapotřebí pro zvolené budiče 2ED020I12FA. Budiče jsou pro řízení vybraných IGBT modulů doporučeny firmou Infineon. PWM signály z MLC interface dosahují hodnoty napětí 15 V. Na vstupu Schmittova klopného obvodu IC13, který funguje jako komparátor s hysterezí, nemůže být vlivem diod V22 až V25 přivedeno napětí vyšší než 5 V. Samotný klopný obvod navíc zvyšuje odolnost signálů vůči rušení. Za integrovaným obvodem IC14 jsou vyvedeny PWM signály k indikačním LED pro horní i spodní tranzistor.

Spínací signály PWM jsou dále vedeny na vstupy dílčího schéma *Dead_times.SchDoc*, kde jsou zapojením multifunkčních logických hradel IC3 až IC6 a RC články realizována zpoždění náběžných hran PWM signálů. Logická hradla IC3 a IC6 jsou zapojena jako funkce NAND a hradla IC4 a IC5 plní logickou funkci NOR.

Hodnotami součástek vstupních RC článků jsou zajištěny minimální bezpečné hodnoty těchto zpoždění neboli mrtvých časů t_d .⁵⁴ Rovnicí 8.14 z aplikační poznámky [11] lze vypočítat požadovanou hodnotu t_d :

$$t_d = [(t_{D\ off\ max} - t_{D\ on\ min}) + (t_{PDD\ max} - t_{PDD\ min})] \cdot 1,2 \quad (8.14)$$

⁵³ Vyšší hodnota odebíraného proudu, která by překročila proud pojistky 8 A se nepředpokládá vzhledem k nepatrnému odběru jednotlivých integrovaných obvodů v porovnání se spotřebiči uvedenými v tabulce 8.1.

⁵⁴ Mrtvé časy lze prodloužit v kódu řídicího algoritmu procesoru v MLC interface.

, kde $t_{D\ off\ max}$ je maximální doba zpoždění vypnutí IGBT, $t_{D\ on\ min}$ je minimální doba zpoždění zapnutí IGBT, $t_{PDD\ max}$ je maximální zpoždění budiče a $t_{PDD\ min}$ je minimální zpoždění budiče. Konstanta 1,2 zajišťuje potřebnou bezpečnostní rezervu. Hodnoty $t_{D\ off\ max}$ a $t_{D\ off\ min}$ lze zjistit z dokumentace modulů [1] a hodnoty $t_{PDD\ max}$ a $t_{PDD\ min}$ z dokumentace budičů [7].

Po dosazení:

$$t_d = [(t_{D\ off\ max} - t_{D\ on\ min}) + (t_{PDD\ max} - t_{PDD\ min})] \cdot 1,2 = \\ = [(0,52 \cdot 10^{-6} - 0,09 \cdot 10^{-6}) + (225 \cdot 10^{-9} + 145 \cdot 10^{-9})] \cdot 1,2 = 0,51\ \mu s$$

K určení potřebné časové konstanty RC článku τ_{RC} je nejprve potřeba ji vyjádřit z rovnice 8.15, kde U_{CC} je napájecí napětí logických hradel o hodnotě 5 V a U_{THRESH} je vstupní prahové napětí hradel pro danou hodnotu napájecího napětí U_{CC} určeno z dokumentace.⁵⁵ [12]

$$U_{THRESH} = U_{CC} \cdot \left(1 - e^{\frac{-t_d}{\tau_{RC}}}\right) \quad (8.15)$$

Po vyjádření τ_{RC} :

$$\tau_{RC} = \frac{-t_d}{\ln\left(1 - \frac{U_{THRESH}}{U_{CC}}\right)} \quad (8.16)$$

Je-li stanovena hodnota odporu rezistoru RC článku, např. $R = 4,3\ k\Omega$, lze z rovnice 8.16 vyjádřit potřebnou hodnotu kapacity kondenzátoru pro dosažení požadovaného mrtvého času t_d :

$$C = \frac{-t_d}{\ln\left(1 - \frac{U_{THRESH}}{U_{CC}}\right) \cdot R} \quad (8.17)$$

Po dosazení:

$$C = \frac{-0,51 \cdot 10^{-6}}{\ln\left(1 - \frac{2,39}{5}\right) \cdot 4,3 \cdot 10^3} \cong 183\ pF$$

⁵⁵ Vstupní prahové napětí hradla angl. „Threshold“

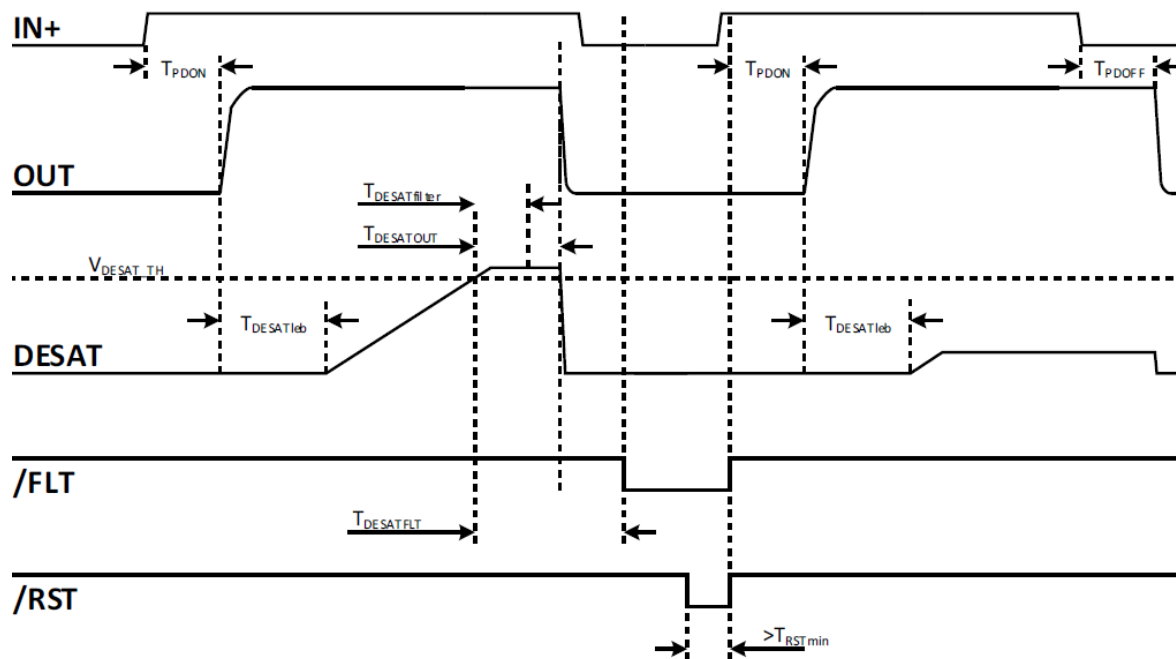
Kondenzátory byly zvoleny o nejbližší vyšší hodnotě kapacity $C = 220 \text{ pF}$. Zpětným přepočtem se zvolenou hodnotou kapacity vychází mrtvý čas $t_d = 0,61 \text{ } \mu\text{s}$.

Vývody PWM jsou dále z obvodu pro mrtvé časy vyvedeny na vstupy IN budičů střídače pro horní tranzistor (HS) a spodní (LS). Zapojení součástek na vstupech a výstupech budičů je provedeno dle doporučení v [7]. Vstupy GND1 jsou uzemněny. VCC1 slouží pro přívod napájení na vstupní straně budičů. Signály z výstupů RDY pro HS i LS jsou spojeny a vyvedeny k indikačnímu obvodu. LED tohoto obvodu signalizuje, jsou-li budiče připraveny k provozu. Negované výstupy FLT dosahují hodnoty log. 0 je-li budičem vyhodnocena porucha způsobená saturací IGBT.⁵⁶ Vstup RST slouží pro resetování funkce budiče po odstranění poruchy. Výstupní strany budičů jsou galvanicky izolovány od vstupní strany a zároveň i vůči sobě navzájem. Na vstupy VCC2 jsou přivedeny kladné polarity napětí (+15 V) izolovaných napájecích zdrojů budičů RKZ-121509D a na vstupy VEE2 záporné polarity těchto zdrojů (-9 V).⁵⁷ Střední napájecích zdrojů jsou zapojeny na GND2. Výstupy OUT jsou použity k přívodu spínacích impulsů na hradla IGBT a na piny DESAT je přiváděn signál monitorující stav saturace.

Obrázek 8.2 znázorňuje průběhy signálů při funkci desaturační ochrany. Typické hodnoty jednotlivých kótovaných intervalů z obrázku jsou udány v dokumentaci budičů.

⁵⁶ Všechny signály FLT o poruchách musejí být mikroprocesorem obslouženy.

⁵⁷ Napájecí zdroje obou polarit jsou určeny k bipolárnímu napájení. Výhodou použití záporné polarity je zabránění dynamickému zapnutí IGBT kvůli dodatečnému náboji, který je generován ze vstupní kapacity tranzistoru. [7]

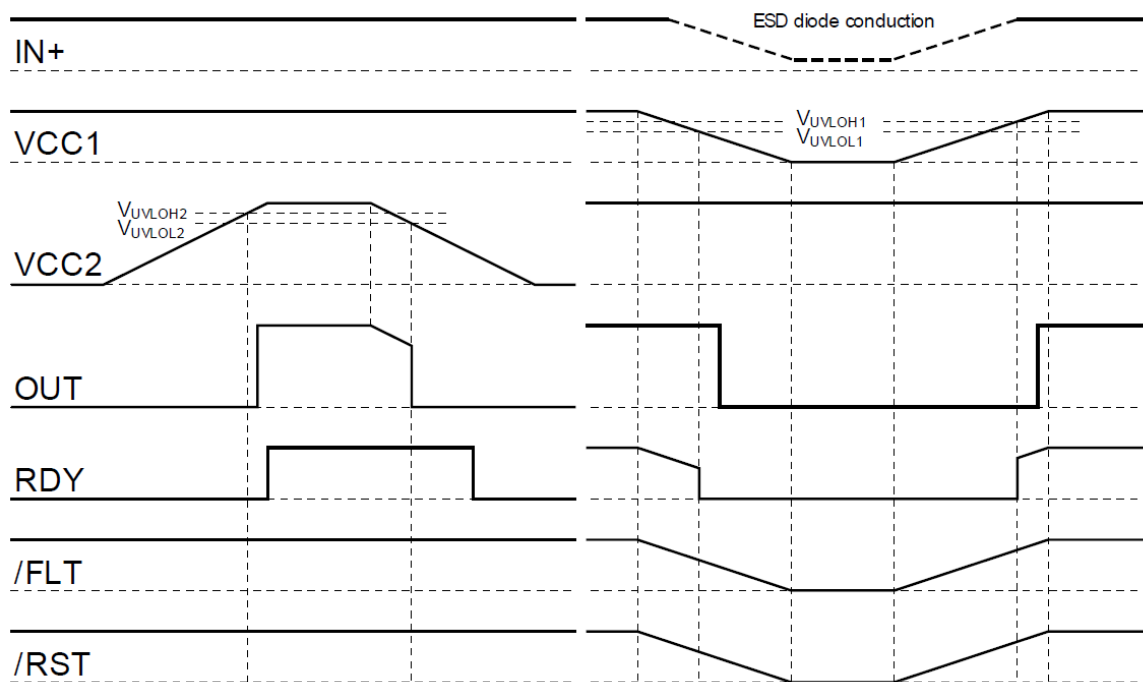


Obrázek 8.2 Průběhy signálů na sledovaných pinech budiče při funkci desaturační ochrany, převzato z [7]

Nejprve je znázorněn průběh DESAT, kdy hodnota desaturačního napětí přesáhne hodnotu vybavení desaturační ochrany V_{DESAT_TH} a budič zamezí dalšímu nárůstu napětí. Přitom po uplynutí času $T_{DESATOUT}$ zablokuje spínání daného tranzistoru a po čase $T_{DESATFLT}$ vyhodnotí poruchu. Po příchodu resetovacího pulzu se deaktivuje signál o poruše a budič je opět schopen normálního provozu. Pokud nenastane překročení hodnoty V_{DESAT_TH} , nemá desaturační ochrana na zmíněné signály žádný efekt.

Zvolené budiče obsahují také ochranu proti podpětí (UVLO), jejímž úkolem je zablokovat spínání tranzistorů při příliš nízké hodnotě napájecího napětí.⁵⁸ Princip této ochrany je průběhy znázorněn na obrázku 8.3.

⁵⁸ Hodnoty napětí pro UVLO jsou udány v dokumentaci budičů.



Obrázek 8.3 Průběhy signálů na sledovaných pinech budiče při funkci UVLO, převzato z [7]

Ochrana UVLO je znázorněna pro napájení vstupní i výstupní strany budiče. Z průběhů je patrné, že pokud klesne napájecí napětí VCC1 pod hodnotu V_{UVLOL1} , výstup OUT je zablokovan a tranzistor vypnut. Vstupní signály IN jsou ignorovány až do doby, kdy hodnota VCC1 dosáhne spouštěcího napětí V_{UVLOH1} . Obdobně pokud napájecí napětí VCC2 klesne pod hodnotu V_{UVLOL2} , je IGBT vypnut až do doby, kdy VCC2 dosáhne hodnoty spouštěcího napětí V_{UVLOH2} . [7]

Výstupy OUT z budičů dále pokračují do silové PCB přes hradlové odpory $R_{G\ ext.}$ na řídicí elektrody IGBT. Výpočet pro hodnoty odporu hradlových rezistorů a potřebný výkon napájecích zdrojů je pro provoz budičů klíčový. Jeho výpočtem se podrobněji zabývá aplikační poznámka [13]. Budicí kanály (drivers) slouží ke spínání tranzistorů, které jsou spínány proudovými pulzy. Tyto pulzy rozptýlí energii do budícího kanálu a dodají tak potřebný náboj Q_G hradlu tranzistoru.⁵⁹ V závislosti na tom, jestli je náboj dodán nebo odebrán vstupní kapacitě C_{GE} mezi G a E tranzistoru, je tato kapacita nabíjena či vybíjena a IGBT je v důsledku toho zapínán či vypínán. K dodání potřebného množství energie je třeba určit požadovaný výkon driveru střídače P_{DRV} dle rovnice 8.18:

⁵⁹ Hodnota náboje Q_G je uvedena v dokumentaci IGBT modulů.

$$P_{DRV} = Q_G \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_G + C_{GE} \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_G^2 \quad (8.18)$$

, kde ΔU_G je rozdíl hodnot napětí napájecího zdroje výstupní strany budiče.⁶⁰

Po dosazení:

$$\begin{aligned} P_{DRV} &= Q_G \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_G + C_{GE} \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_G^2 = \\ &= 0,24 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot [15 - (-9)] + 1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot [15 - (-9)]^2 \cong \\ &\cong 102 \text{ mW} \end{aligned}$$

Použité napájecí zdroje RKZ-121509D jsou schopny poskytovat výkon až 2 W. Porovnáním této hodnoty s vypočtenou $P_{DRV} = 102 \text{ mW}$ lze konstatovat dostatečné dimenzování použitých zdrojů.

Dalším důležitým parametrem je výstupní proud budičů I_{DRV} , který nesmí překročit hodnotu $I_{DRV \max} = 2 \text{ A}$, kterou jsou schopny budiče 2ED020I12FA nanejvýš poskytovat. Základní harmonická proudů I_{DRV} dle rovnice 8.19 závisí na rozkmitu napětí ΔU_G a součtu hradlových odporů $R_{G \text{ int.}}$ a $R_{G \text{ ext.}}$. Interní odpor $R_{G \text{ int.}} = 8 \Omega$ je dán technologickým provedením IGBT modulů a přídatný externí hradlový odpor je výrobcem doporučen o hodnotě $R_{G \text{ ext.}} = 28,2 \Omega$.

$$I_{DRV(1)} = \frac{\Delta U_G}{R_{G \text{ int.}} + R_{G \text{ ext.}}} \quad (8.19)$$

Po dosazení:

$$I_{DRV(1)} = \frac{\Delta U_G}{R_{G \text{ int.}} + R_{G \text{ ext.}}} = \frac{[15 - (-9)]}{8 + 28,2} \cong 0,663 \text{ A}$$

Pro nízké hodnoty uvažovaných hradlových odporů se doporučuje splnění podmínky 8.20, která vychází z praktických experimentů dle [13] za předpokladu, že se v budícím kanálu nevyskytují oscilace vlivem parazitních indukčností, které mají vliv na velikost špičkového hradlového proudu. Tento proud nelze jednoduše zjistit a musí být ověřen měřením. Pokud jeho hodnota nepřesáhne velikost $I_{DRV \max}$, lze konstatovat správnost volby hradlových odporů.

⁶⁰ Hodnota kapacity C_{GE} je odečtena z dokumentace modulů.

$$I_{DRV\ max} \geq 0,7 \cdot I_{DRV(1)} \quad (8.20)$$

Po dosazení hodnot je s dostatečnou proudovou rezervou podmínka splněna:

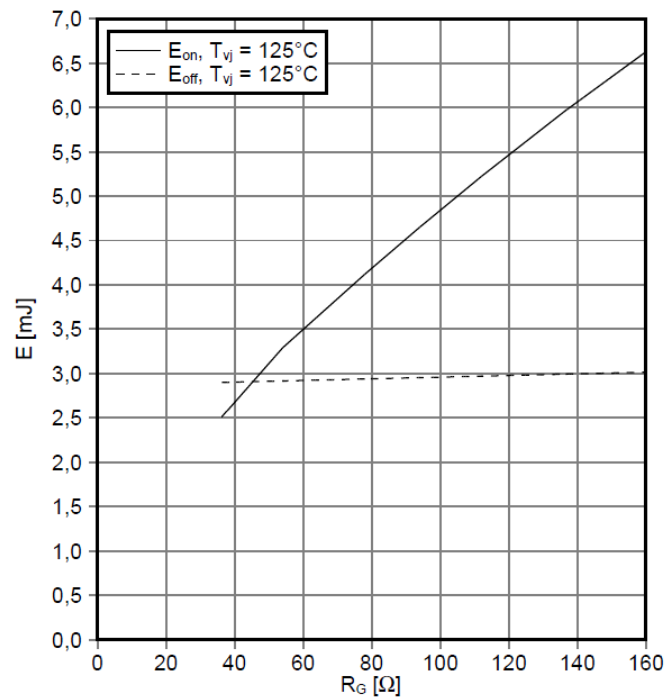
$$2\ A \geq 0,7 \cdot 0,663 \cong 0,464\ A$$

Hodnotu odporu $R_{G\ ext.}$ si lze zvolit rozdílnou. Volba vyšší hodnoty celkového hradlového odporu R_G znamená zlepšení stability spínání IGBT, neboť jsou tranzistory odolnější vůči nežádoucím kmitům v obvodu budičeho kanálu a mohou tak dosahovat vyšších hodnot spínací frekvence. Se zvyšující se hodnotou odporu R_G ve prospěch snížení špičkového hradlového proudu však narůstají spínací ztrátové energie E_{on} a E_{off} tranzistorů, které se projeví vyššími ztrátami a maximálními teplotami.⁶¹ Grafy závislosti $E = f(R_G)$ na obrázcích 8.3 a 8.4 znázorňují změnu spínacích ztrátových energií. Zatímco u IGBT se s vyšším R_G ztráty zvyšují, tak u zpětných diod naopak klesají.

Maximální dosažitelnou spínací frekvenci tedy obecně ovlivňuje několik parametrů. Prvním z nich je výkon driveru P_{DRV} , jak plyne z rovnice 8.18. Druhým je výkonová ztráta při dané volbě R_G , která má dopad na chlazení. Třetím omezujícím parametrem je efekt samozahřívání budiče, který nabývá na významu zejména při vysokých spínacích frekvencích. [13]

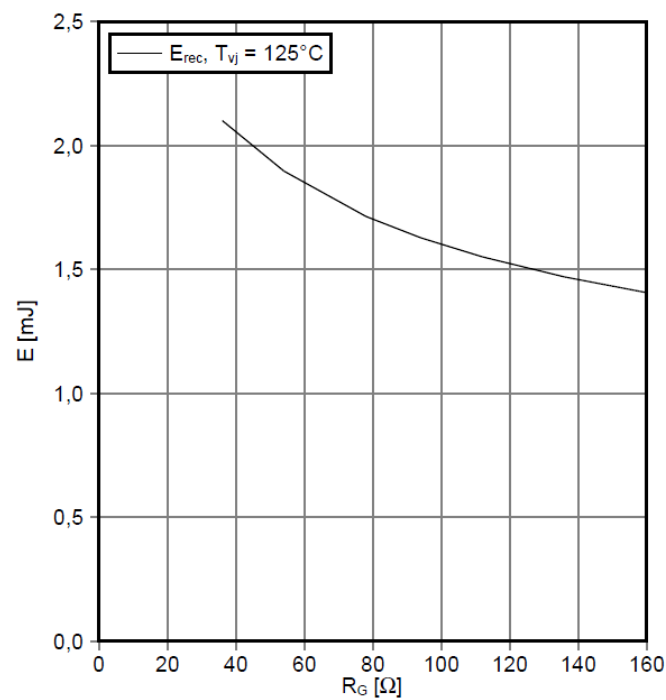
⁶¹ Při volbě rozdílné hodnoty hradlového odporu R_G by bylo nutné opakovat postup výpočtu spínacích ztrát a ověřit poté dostatečné dimenzování chladicí soustavy. Posoudit by se musela také platnost podmínky $I_{DRV\ max} \geq 0,7 \cdot I_{DRV(1)}$

Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)
switching losses IGBT, Inverter (typical)
 $E_{on} = f(R_G)$, $E_{off} = f(R_G)$
 $U_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $I_C = 25 \text{ A}$, $U_{CEN} = 600 \text{ V}$



Obrázek 8.3 Závislosti spínacích ztrátových energií IGBT na velikosti odporu hradlového rezistoru

Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)
switching losses Diode, Inverter (typical)
 $E_{rec} = f(R_G)$
 $I_F = 25 \text{ A}$, $U_{CEN} = 600 \text{ V}$



Obrázek 8.4 Závislost spínací ztrátové energie zpětné diody na velikosti odporu hradlového rezistoru

8.2.3 Driver_Ch

V dílčím schéma budičů obvodu brzděného chopperu se stejně jako u budičů obvodů střídače nachází zapojení pro přizpůsobení velikosti napětí řídicích signálů z 15 V na 5 V. Obvod zajišťující minimální mrtvé časy zde není zapotřebí, jelikož se spínají pouze spodní IGBT chopperu, zatímco horní jsou trvale vypnuty a nehrozí tak riziko vzniku větrového zkratu. Hradlové odpory $R_{G\ ext.}$ jsou zvoleny o shodné hodnotě jako pro střídač. Protože budič chopperu budí tři tranzistory, je nutné provést podobný výpočet, který byl učiněn pro drivery střídače. Zdroj IC12 navíc napájí rychlovybíjecí obvod pro vybíjení kondenzátorů DC linku na silové PCB. Maximální odebíraný výkon tímto obvodem $P_{OPT\ max}$ musí být také zohledněn.⁶² K určení požadovaného výkonu driveru chopperu $P_{DRV\ ch}$ se tak rovnice 8.18 změní na tvar rovnice 8.21:

$$P_{DRV\ ch} = n_{ch} \cdot (Q_G \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_G + C_{GE} \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_G^2) + P_{OPT\ max} \quad (8.21)$$

Po dosazení:

$$\begin{aligned} P_{DRV\ ch} &= n_{ch} \cdot (Q_G \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_G + C_{GE} \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_G^2) + P_{OPT\ max} = \\ &= 3 \cdot (0,24 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot [15 - (-9)] + 1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot [15 - (-9)]^2) \\ &+ 800 \cdot 10^{-3} \cong 1,106\ W \end{aligned}$$

Požadovaný výkon $P_{DRV\ ch}$ opět nepřekročil maximální výkon zvoleného zdroje RKZ-121509D.

Analogicky je pro chopper upravena rovnice 8.19 na rovnici 8.22, kde $I_{OPT\ max}$ je maximální odebíraný proud rychlovybíjecím obvodem.

$$I_{DRV\ ch\ (1)} = n_{ch} \cdot \frac{\Delta U_G}{R_{G\ int.} + R_{G\ ext.}} + I_{OPT\ max} \quad (8.22)$$

Po dosazení:

$$I_{DRV\ ch\ (1)} = n_{ch} \cdot \frac{\Delta U_G}{R_{G\ int.} + R_{G\ ext.}} + I_{OPT\ max} = 3 \cdot \frac{[15 - (-9)]}{8 + 28,2} + 50 \cdot 10^{-3} = 2,04\ A$$

⁶² Nejvyšší odebíraný výkon $P_{OPT\ max}$ a nejvyšší možný odebíraný proud $I_{OPT\ max}$ jsou odečteny z dokumentace použitého optronu Re1.

Doplněním $I_{DRV\ ch(1)}$ do podmínky 8.23, analogicky k podmínce 8.20, lze ověřit její platnost:

$$I_{DRV\ max} \geq 0,7 \cdot I_{DRV\ ch(1)} \quad (8.23)$$

Po dosazení:

$$2\ A \geq 0,7 \cdot 2,04 \cong 1,43\ A$$

Z předchozích výpočtů pro driver brzdného chopperu lze usoudit, že je pro zamýšlenou aplikaci po výkonové i proudové stránce dostatečně dimenzován.

Do dílčích obvodů *Driver_Iph.SchDoc* a *Driver_Ch.SchDoc* vstupují signály nRESET, které jsou přivedeny z resetovacího obvodu v hlavním schéma.⁶³ Tento obvod umožňuje stisknutím tlačítka SW1 resetovat funkci všech budičů. Je také vybaven signalizační LED, Schmittovo klopným obvodem IC1 pro vyšší odolnost vůči rušení. Propojením pinů 1 a 2 vodivou propojkou konektoru H7 lze navíc povolit externí reset, který může být přiveden signálem nRESET_15V přímo z mikroprocesoru. Přepojením propojky na piny 2 a 3 je tento externí reset zakázán a resetovat budiče tak lze jen zmíněným tlačítkem SW1.

8.2.4 Regulace ventilátorů

V hlavním schéma *9PH-Driver Main.SchDoc* je z mikroprocesoru přiveden signál PWM_Fan, který složí pro spínání obvodu regulace ventilátorů pomocí PWM. Tento signál je průchodem obvodu IC1 negován a přiveden na hradlo IC2, kterým je zprostředkována logická funkce NAND. Výstupním signálem z hradla je signál FAN_Gate, kterým je spínán tranzistor Q4 v dílčím schéma *Regulace ventilátorů.SchDoc*. Nastane-li překročení teploty měřené pomocí NTC o velikosti, která je nastavena ve *Vyhodnocení teplot.SchDoc*, signál nOverTemp_Fan bude nabývat hodnoty log. 0. V pravdivostní tabulce 8.2, která shrnuje logiku regulace ventilátorů, lze odvodit několik provozních stavů. Pokud tedy nastane např. stav, kdy nOverTemp_Fan = 0, tak tranzistor Q4 bude trvale sepnutý bez ohledu na logickou hodnotu signálu PWM_Fan. Na konektor H8, kam jsou přivedeny napájecí vodiče všech 5 použitých ventilátorů, bude při tomto

⁶³ Názvy všech signálů ve schématech začínající na písmeno „n“ či znak „/“ jsou negované, tzn. aktivní v log. 0.

stavu přivedeno plné napětí z napájecího zdroje 12 V, čímž ventilátory dosáhnou maximálních provozních otáček pro nejlepší možný chladicí efekt.

Tabulka 8.2 Pravdivostní tabulka spínání obvodu pro regulaci ventilátorů

nPWM_Fan (vstup)	nOverTemp_Fan (vstup)	FAN_Gate (výstup)
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Při dalším stavu je uvažován signál nOverTemp_Fan o hodnotě log. 1. V takovém případě je hradlo tranzistoru Q4 spínáno shodně s logickými úrovněmi výstupního signálu PWM_Fan z mikroprocesoru. Na ventilátory je tak přiváděna střední hodnota napětí z napájecího zdroje, jejíž velikost závisí na nastaveném poměrném sepnutí. V časových intervalech, kdy není sepnut tranzistor Q4 vede proud ventilátorů dioda V31. Cívka L7 vyhlazuje proud tekoucí ventilátory a kondenzátory C54 až C65 snižují zvlnění napětí ventilátorů a zachytávají případné napěťové špičky. Rezistor R66 snižuje proud tekoucí do řídicí elektrody a přizpůsobuje signál Fan_Gate. Rezistor R67 stabilizuje tranzistor.

8.2.5 Převodník pro NTC termistor

Schémata s převodníky pro NTC jsou v hlavním schéma rozdělena do čtyř jednotlivých subschémat. Každé z nich je určeno pro jeden z IGBT modulů a v principu plní stejnou funkci jako ostatní. Do subschémat vstupují přívody od NTC příslušného modulu ze silové PCB a napájení z nejbližšího zdroje napětí pro LS kanál budiče.⁶⁴ Zdroj napětí IC15 slouží k přizpůsobení napájení obvodu IC16, který zajišťuje galvanické oddělení. Vývody VOUT+ a VOUT- jsou rozvětveny pro potřeby navazujících obvodů. Diferenciální zesilovač IC18 upravuje své výstupní napětí pro potřeby měření MLC interface, které dokáže vyhodnocovat napětí v intervalu od +5 V do -5 V. Výhodou diferenciálního OZ je eliminace rušení. Pokud případné rušení nastane a jeho vlivem se např. zvýší hodnota napěťového signálu *Temp_pos*, tak se zvýší o stejnou hodnotu i signál *Temp_neg* a jejich

⁶⁴ Nejbližším zdrojem se rozumí zdroj RKZ-121509D, který je skutečně fyzicky na PCB s budiči umístěn v co nejkratší vzdálenosti k příslušnému převodníku pro NTC. Napájení musí být provedeno ze strany Low Side (LS), jelikož NTC jsou v IGBT modulech konstrukčně umístěny blíže k pólu -DC.

rozdíl zůstane zachován až ke vstupům MLC interface. Výstupní signál *Temp_out* z větve napěťového sledovače IC17 pokračuje dále do dílčího schéma *Vyhodnocení teplot.SchDoc*, kde je dále využíván.

8.2.6 Vyhodnocení teplot

Do schématu *Vyhodnocení teplot.SchDoc* vstupují signály *Temp_A*, *Temp_B*, *Temp_C* a *Temp_Ch*, které nesou údaj o měřených teplotách jednotlivých modulů. Tyto signály jsou komparátorem s hysterezí IC20 porovnávány s nastavenou hodnotou napětí signálu *Temp_Level_Fan*, která je definována obvodem *Reference pro spuštění ventilátorů*. Dokud nabývá signál na neinvertujícím vstupu OZ vyšší hodnoty než na vstupu invertujícím, tak je výstup *nOverTemp_Fan* roven hodnotě log. 1 a přes pull-down rezistor R70 neprotéká proud. Pokud však vzroste velikost napětí signálu přiváděného na invertující vstup OZ, který navíc překoná nastavenou hysterezi, na výstupu daného kanálu IC20 se vyskytne hodnota log. 0 a přes rezistor R70 začne téci proud, což způsobí přechod logické úrovně signálu *nOverTemp_Fan* z 1 do 0 a tím je mikroprocesoru vyslán požadavek pro trvalé sepnutí ventilátorů z důvodu zvýšené teploty některého z IGBT modulů. Světelnou indikací jedné ze čtyř LED V32, V36, V40 či V44 je určeno, od kterého modulu tento požadavek vznikl. Na stejném principu funguje i zapojení nazvané *Vybavení faultu z přehřátí*. Jediným rozdílem, oproti předchozímu zapojení, je význam výstupního signálu *nOverTemp_Fault*, kterým je mikroprocesoru vyslána informace o nebezpečném přehřátí. Nastane-li tato situace, musí mikroprocesor ihned reagovat zablokováním spínání tranzistorů příslušného modulu, aby se předešlo jeho zničení vlivem vysokých teplot. Obvod IC21 komparuje signály *Temp_A* až *Temp_Ch* se signálem *Temp_Level_Fault*, jehož hodnota je nastavena obvodem *Reference pro fault přehřátí*.

Změnou teploty se mění hodnota odporu termistoru R_{NTC} . Prvním krokem pro měření teploty je tedy určení závislosti $R_{NTC} = f(T_c)$, která je typická pro NTC implementovaných ve zvolených IGBT modulech. Z dokumentace k modulům [1] jsou dány hodnoty odporu R_{NTC} pro teploty $T_{c1} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $T_{c2} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Z těchto hodnot je potřeba dle rovnice 8.24 určit koeficient β .⁶⁵

⁶⁵ Do rovnice 8.24 je nutné dosazovat hodnoty teplot v jednotkách K, nikoli $^{\circ}\text{C}$.

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{R_{NTC_{T_{c1}}}}{R_{NTC_{T_{c2}}}}\right)}{\left(\frac{1}{T_{c1}} - \frac{1}{T_{c2}}\right)} \quad (8.24)$$

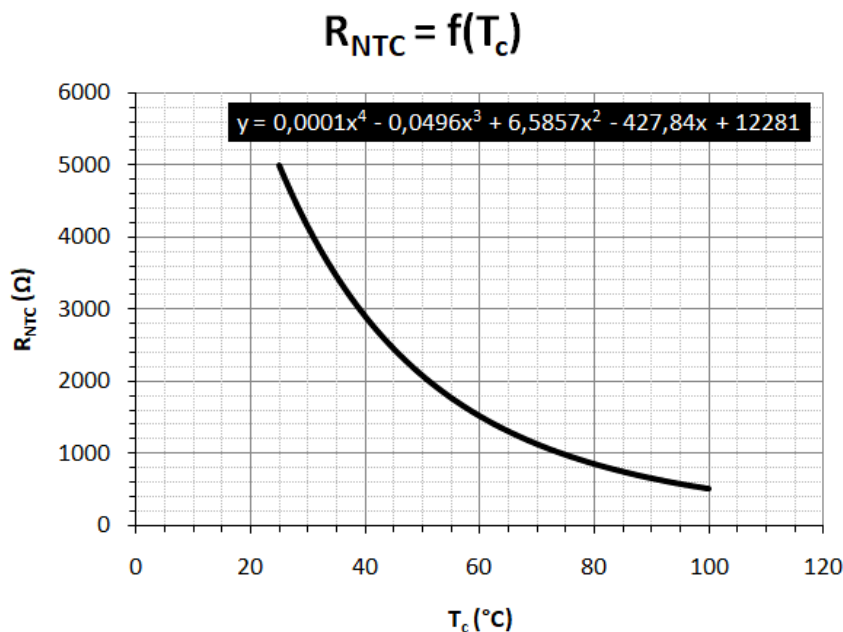
Po dosazení:

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{R_{NTC_{T_{c1}}}}{R_{NTC_{T_{c2}}}}\right)}{\left(\frac{1}{T_{c1}} - \frac{1}{T_{c2}}\right)} = \frac{\ln\left(\frac{5 \cdot 10^3}{493}\right)}{\left(\frac{1}{25 + 273,15} - \frac{1}{100 + 273,15}\right)} \cong 3437$$

Úpravami rovnice 8.24 je pro zobrazení charakteristiky NTC vyjádřena hodnota $R_{NTC_{T_{c2}}}$.

$$R_{NTC_{T_{c2}}} = R_{NTC_{T_{c1}}} \cdot e^{\beta \cdot \left(\frac{1}{T_{c2}} - \frac{1}{T_{c1}}\right)} \quad (8.25)$$

Do takto upravené rovnice 8.25 zbývá postupně dosazovat hodnoty teplot T_{c2} v intervalu od uvažovaných 25 °C do 100 °C se zvoleným krokem např. 0,5 °C. Vzhledem k velkému množství výpočtů byl použit program *MS Excel*, ve kterém lze u vzniklé funkce $R_{NTC} = f(T_c)$ zobrazit rovnici regrese, např. proložení polynomem 4. řádu, kterou lze snadno uložit do paměti mikroprocesoru.



Obrázek 8.5 Závislost hodnoty odporu NTC na teplotě pouzdra modulu s rovnicí regrese

Obrázek výše znázorňuje závislost odporu NTC na teplotě pouzdra modulu, ale monitorovat je zapotřebí především teplotu polovodičových čipů VPS, kterou daný NTC

nedokáže změřit přímo, a proto ji lze přibližně určit odhadem z provedených tepelných simulací. Největší rozdíl hodnot $T_{JT\ max}$ a $T_{c(AV)}$ byl pozorován při simulovaném stavu přetížení střídače. Odečtou-li se od sebe tyto teploty z druhého sloupce hodnot tabulky v příloze B, výsledný rozdíl bude činit $57,72\ ^\circ C \cong 60\ ^\circ C$. Přijme-li se předpoklad, že nejhorší možný stav, při kterém lze měnič provozovat je právě tento, tak je možné při znalosti změřené teploty pouzdra, stanovit hodnotu polovodičových čipů součástek o maximálně $60\ ^\circ C$ vyšší.

Jelikož mikroprocesor vyhodnocuje měřenou teplotu prostřednictvím velikosti měřeného napětí, bylo nutné stanovit hodnoty napětí, které korespondují s odpovídajícími hodnotami teplot. Za tímto účelem byla pro zjednodušení přepočtů zhotovena tabulka v *MS Excel*, kde se mohou přepisovat hodnoty odporů rezistorů, které mají v celém měřicím zapojení vliv na měření teploty a definování požadovaných referencí pro spouštění ventilátorů nebo vyhodnocení poruchy z přehřátí. Nyní jsou hodnoty odporu rezistorů nastaveny tak, aby byl optimálně využit rozsah měření MLC interface. Signál *nOverTemp_Fan* bude roven log. 0 při $T_{JT} = 100\ ^\circ C$ a signál *nOverTemp_Fault* bude roven log. 0 při $T_{JT} = 110\ ^\circ C$.

9 Design desek plošných spojů

Návrh silové PCB i PCB s budiči vycházel ze schémat zapojení. U obou PCB bylo snahou minimalizovat jejich rozměry z důvodu dodržení kompaktnosti a také snížení nákladů za výrobu firmou Multi-CB.

9.1 PCB silová

Před samotným kreslením desek plošných spojů bylo výhodné nastavení pravidel pro izolační vzdálenosti mezi jednotlivými spoji různých napěťových tříd (*Net Class*), které se mohou ve schématech definovat pomocí značek *Parameter Set*. Ustanovilo se tak několik napěťových tříd, mezi kterými je v PCB editoru *Altium Designer* dána minimální izolační vzdálenost, kterou program při kreslení nedovoluje snížit pod nastavenou mez. Zesílená bezpečnostní izolace 8 mm je aplikována mezi napěťovými třídami silové části obvodu definované jako HV (High Voltage) vůči třídám malého napětí LV (Low Voltage). Mezi HV a HV je určena pracovní izolace 3 mm. Z navrženého schématu byl proveden import součástek do PCB editoru včetně všech jejich parametrů, footprintů a 3D modelů. Součástky byly poté optimálně rozmístěny a v souladu s pravidly pospojovány. Při návrhu bylo snahou omezit co nejvíce parazitních indukčností a zlepšení EMC, proto byly např. minimalizovány délky plošných spojů, póly DC linku rozlity v co největších plochách vodivých vrstev nad sebou, napájecí přívody k čidlům proudu vedeny co nejbližší u sebe, kondenzátory umístěny co nejbližší k určeným vývodům dalších součástek, atp.

Silová PCB o rozměrech 400x247x1,6 mm obsahuje čtyři vodivé vrstvy, každou o standardně vyráběné tloušťce 35 μm . V *přílohách E a F* jsou uvedeny pohledy na PCB z obou stran. V levém a pravém horním rohu desky v *příloze E* jsou umístěny svorky Press-fit pro přívod napájení DC linku. Stejným typem svorek jsou vyvedeny výstupní fáze střídače L1 až L9, za nimiž následují průvleková čidla proudu. Z pravého okraje desky jsou realizovány vývody pro brzděné odpory a vybíjecí odpor. Na spodní stranu silové PCB byly horizontálně umístěny výkonové IGBT moduly střídače a modul pro brzděný chopper vertikálně. Naznačena je zde i 8 mm široká bariéra bezpečnostní izolace.

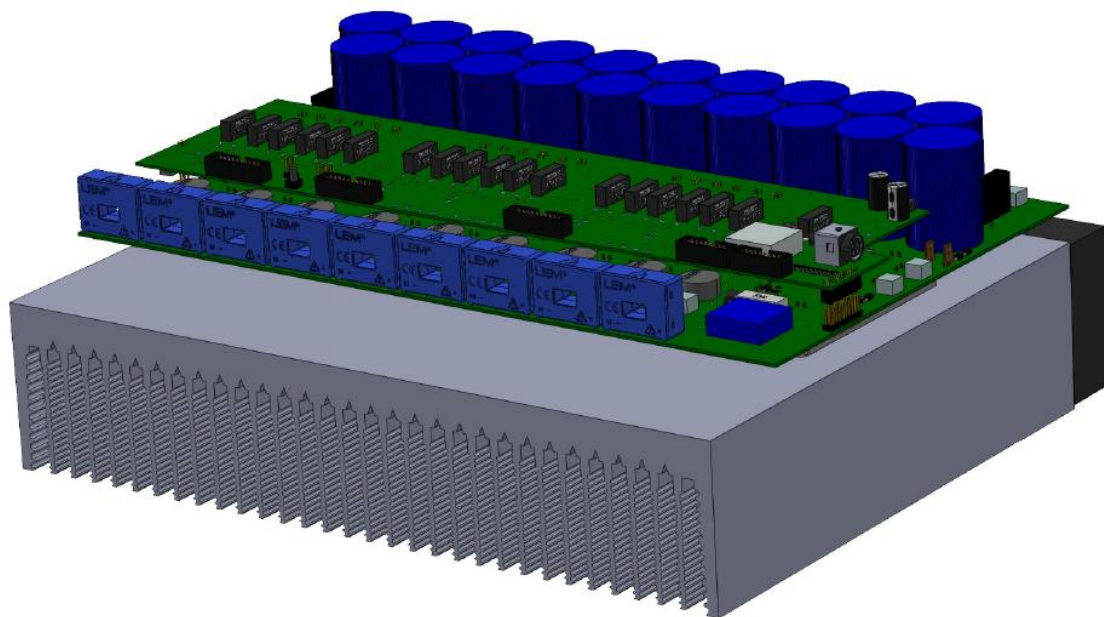
9.2 PCB s budiči

Stejně jako u silové PCB, se i u desky plošných spojů s budiči nejprve určila pravidla pro dodržování minimálních vzdáleností mezi jednotlivými napěťovými třídami. Rozměry této PCB jsou 400x111x1,6 mm, na pravé straně je však proveden výřez pro snadný přístup ke svorkám pro brzdné odpory a vybíjecí odpor. Deska má čtyři vodivé vrstvy o tloušťce 35 μm . Obě strany PCB s budiči jsou uvedeny v *přílohách G a H*.

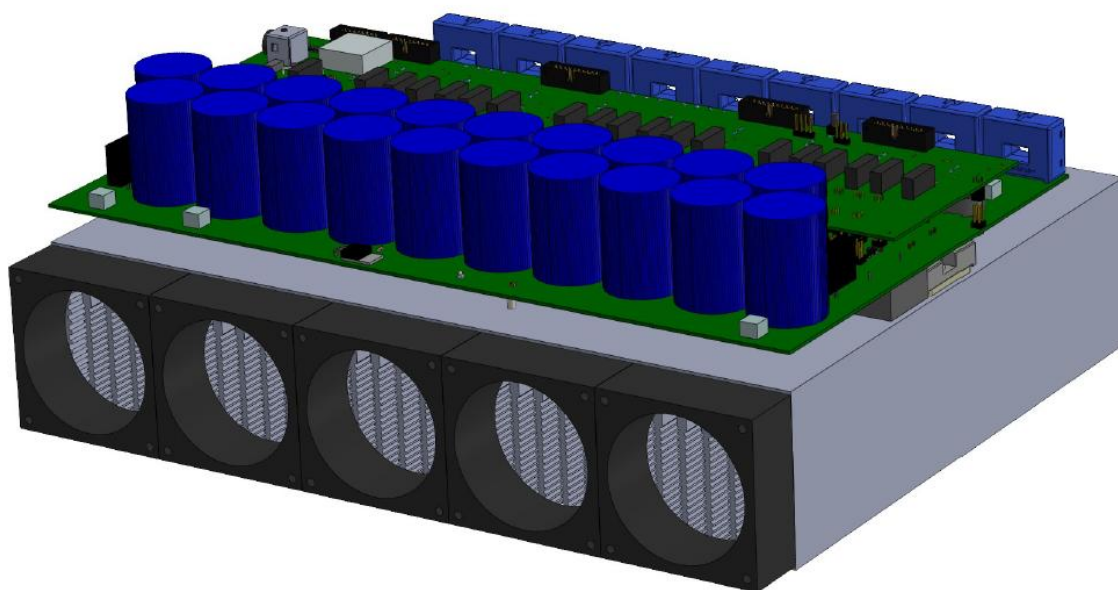
Konektor pro přívod napájení ze síťového napájecího zdroje 12 V je umístěn v pravém dolním rohu na horní straně desky. Hned za ním jsou umístěny zdroje ostatních hladin napětí a napěťových referencí, kromě zdrojů RKZ-121509D. Pravý horní roh zabírá obvod pro regulaci ventilátorů, kde je umístěno množství prokovek, které propojují všechny vrstvy pro lepší odvod tepla tranzistoru Q4 a diody V31, přes které protéká proud do ventilátorů. Zhruba v polovině desky je tažena 8 mm bezpečnostní bariéra z obou stran PCB oddělující LV od HV. Dolní část tvoří číslované budicí kanály včetně testovacích bodů a signalizačních LED pro jednotlivé kanály. Níže je vložen potisk naznačující topologii 9f střídače, do nějž jsou vloženy LED pro indikaci spínání daného tranzistoru dle potisku. Další LED ve třech obdélných rámečcích signalizují požadavek na trvalé sepnutí ventilátorů od jednotlivých IGBT modulů (*FAN_REQUEST*), výstrahu z přehřátí některého z modulů (*FAULT_TEMP_MODULES*) a funkčnost napěťových zdrojů daných hladin napětí dle potisku (*VOLTAGE_SOURCES_READY*). Mezi konektory pro ploché vodiče ke komunikaci s MLC interface je na levé straně ještě vloženo tlačítko pro reset včetně LED indikace a propojka povolující nebo zakazující reset od mikroprocesoru (*EXT_RESET*).

Spodní strana obsahuje nejvíce SMD součástek. Snahou bylo umístit součástky co nejbližší k sobě, aby nebyla výsledná deska příliš rozměrná. Zvýrazněna je opět bezpečnostní bariéra 8 mm, která zřetelně odděluje stranu LV od HV.

Obrázky 9.1 a 9.2 zobrazují 3D modely obou PCB, které byly exportovány a vloženy do sestavy programu *SolidWorks* pro vizuální představu koncepce měniče včetně požadované délky chladiče 300 mm a znázornění pěti ventilátorů na zadní straně chladiče.



Obrázek 9.1 3D model sestavy měniče v programu *SolidWorks* – pohled z přední strany



Obrázek 9.2 3D model sestavy měniče v programu *SolidWorks* – pohled ze strany ventilátorů

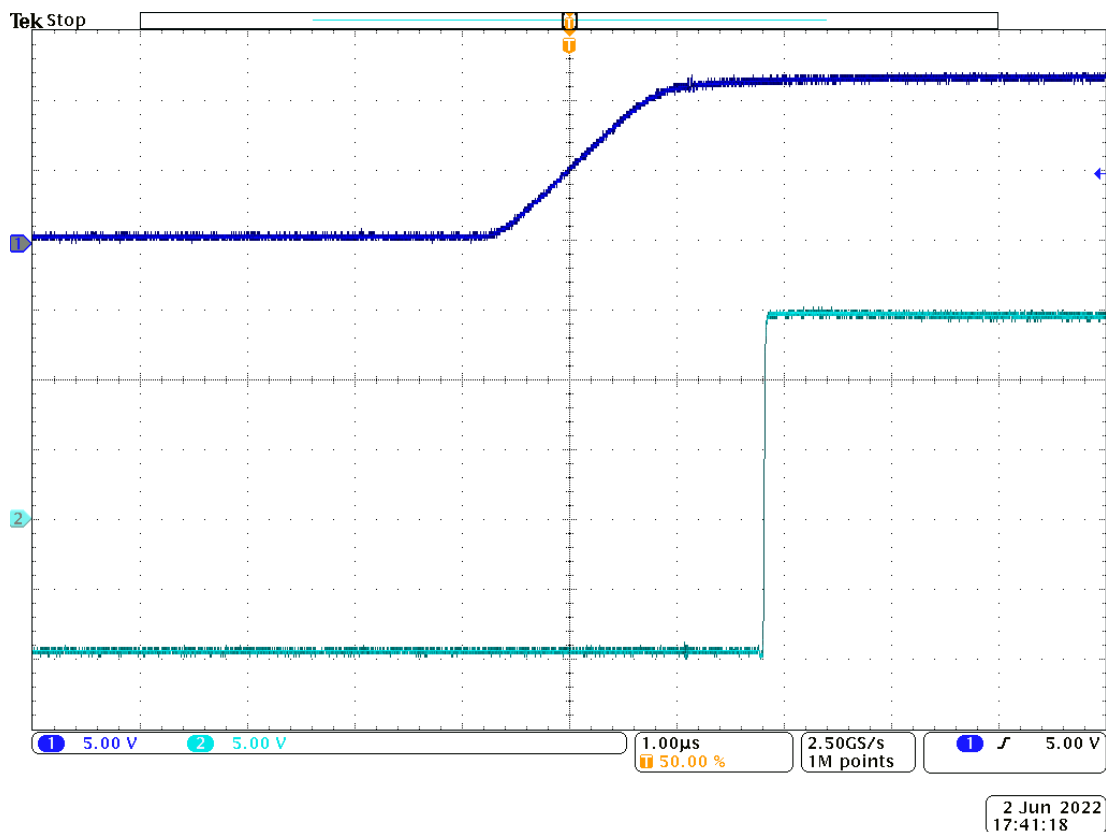
10 Konstrukce a experimentální ověření

10.1 Osazení PCB

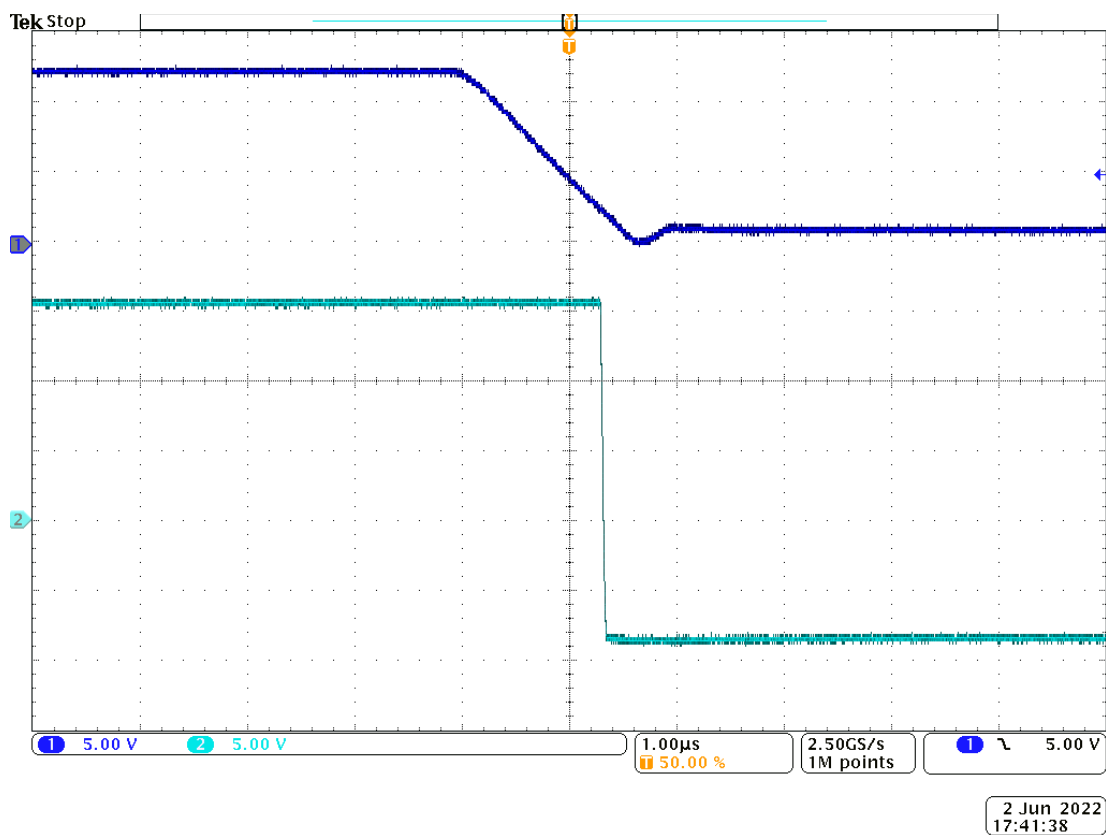
Po obdržení obou PCB od výrobce byly nejprve osazeny SMD součástky dolní strany PCB s budiči. Vzhledem k velkému množství i druhů použitých součástek bylo před samotným osazováním výhodné jejich roztrídění do otočného karuselu. Přes kovovou šablonu byla poté na pájecí plošky PCB nanесena pájecí pasta. Následně byly všechny SMD součástky nabírány z karuselu a umísťovány na příslušné pozice PCB prostřednictvím vzduchové jehly. Při osazování byl také velmi užitečný program *VisualPlace*, ve kterém lze prohlížet seznam použitých součástek a označovat, které z nich již byly umístěny a které ještě ne. Program po výběru určité součástky také vizuálně zobrazuje fyzické místo na PCB, kam má být umístěna. Po osazení součástek byla PCB vložena do pece s přednastaveným teplotním profilem, kde byla v počáteční fázi zapékání nejprve přehřívána na nižší teplotu. V koncové fázi procesu nastavená teplota pece přesáhla hodnotu teploty tavení pájecí pasty a vlivem povrchového napětí byly součástky zarovnávány do středů svých pájecích ploch. Celý proces zapékání trval přibližně 5 minut. Zbylé součástky SMD i THT byly na obou PCB osazeny ruční hrotovou pájkou. Dokončením PCB již mohla proběhnout konstrukce kompletní sestavy měniče.

10.2 Experimentální ověření

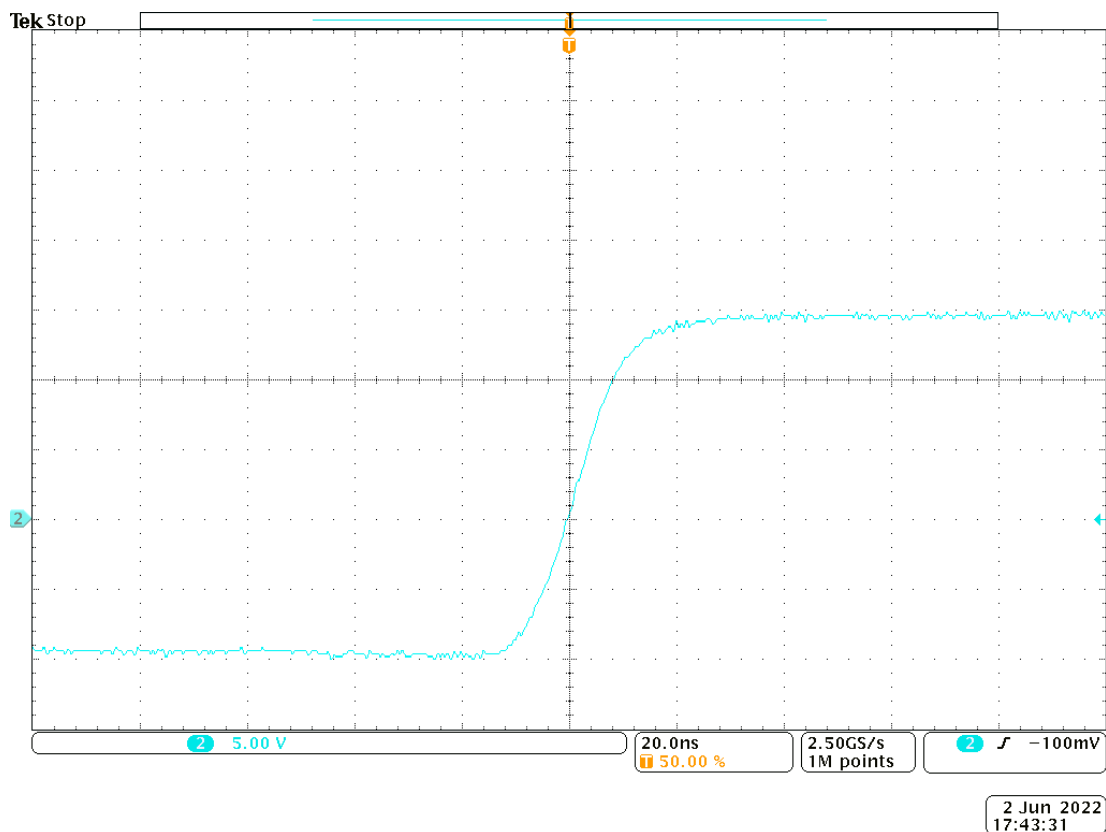
Pro navržený měnič bylo provedeno experimentální ověření funkce budicích kanálů, při kterém byl na vstup budicího kanálu přiváděn testovací signál z funkčního generátoru pulzů, reprezentující vstupní PWM signál z MLC interface. Testovací signál je v následujících obrázcích 10.1 a 10.2 zobrazen tmavě modře na kanálu osciloskopu CH1. Výstupní signál z budičů je znázorněn světle modře na kanálu CH2.



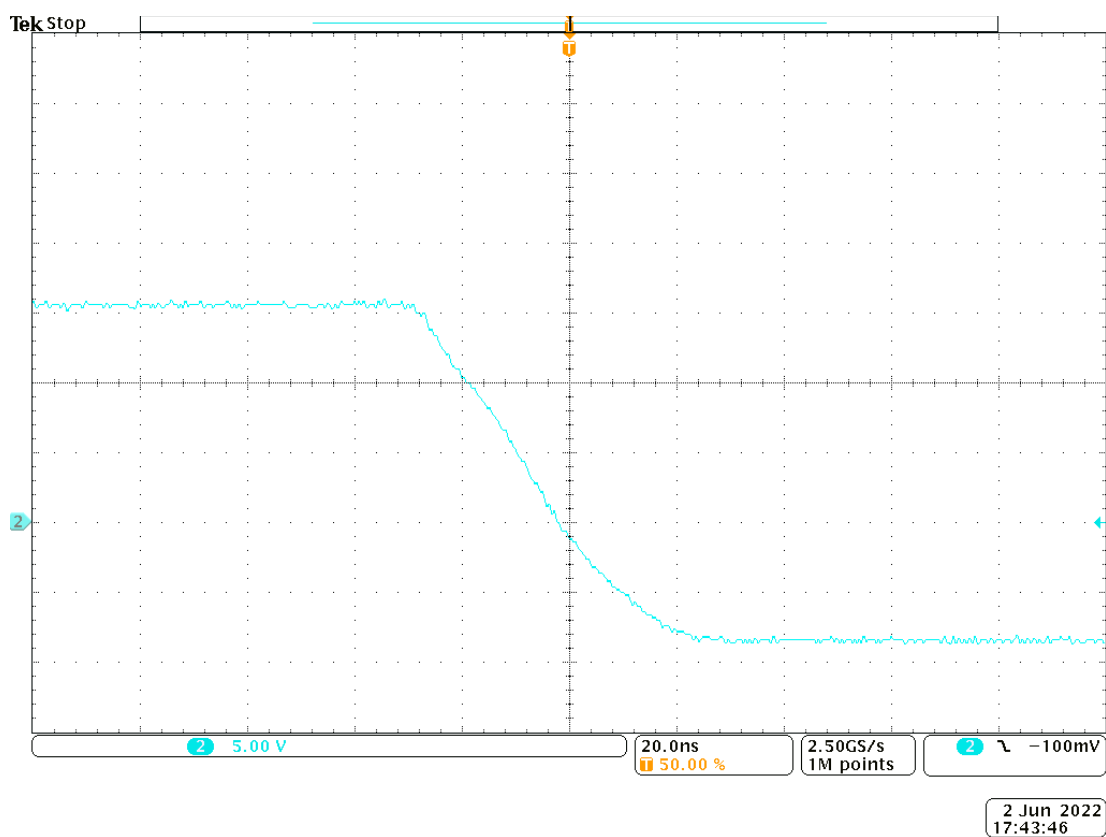
Obrázek 10.1 Přechodový děj při zapnutí IGBT



Obrázek 10.2 Přechodový děj při vypnutí IGBT



Obrázek 10.3 Přechodový děj při zapnutí IGBT – detail



Obrázek 10.4 Přechodový děj při vypnutí IGBT – detail

Z oscilogramů na předchozích obrázcích, které zobrazují přechodové děje při zapnutí a vypnutí IGBT, jsou patrné hodnoty napětí měřených signálů a čas, po který trvá sledovaný přechodový děj. Vstupní testovací signál dosahuje hodnot napětí v rozmezí 0 až 12 V. Výstupní signál při vypnutém IGBT dosahuje hodnoty -9 V a při zapnutém IGBT hodnoty 15 V. Jelikož tento signál dosahuje vysoké strmosti, je v detailu přiblížen na obrázcích 10.3 a 10.4, kde je patrný čas trvání přechodového děje pro zapnutí t_{RISE} a pro vypnutí t_{FALL} . Porovnání těchto změřených časů s hodnotami časů, které určuje výrobce budičů, shrnuje tabulka 10.1:

Tabulka 10.1 Porovnání naměřených hodnot t_{RISE} a t_{FALL} s katalogovými údaji výrobce budičů [7]

	Měřená hodnota	Katalogová hodnota		
		Min.	Typ.	Max.
t_{RISE}	≈ 40 ns	10 ns	30 ns	60 ns
t_{FALL}	≈ 48 ns	10 ns	50 ns	90 ns

Z tabulky výše je zřejmé, že budiče dosahují hodnot parametrů určených výrobcem v daných mezích. Měřením byla prokázána jejich funkčnost při spínání, nicméně je potřeba budičí kanály později otestovat skutečnými PWM signály z MLC interface. K tomu je však nutné vytvořit a implementovat řídicí algoritmus pro řídicí mikroprocesor.

Následně je potřeba provést další měření, kterým by byla potvrzena správná funkce i ostatních obvodů nacházejících se na obou PCB, např. měření fázového proudu I_z na výstupní straně střídače, měření napětí U_{DC} , regulace ventilátorů, vyhodnocování teplot z NTC apod. Podrobněji by bylo také zapotřebí provést oteplovací zkoušku a ověřit, zdali je navržené chlazení dimenzováno správně.

Zhodnocení a závěr

Pro zamýšlenou aplikaci měniče byly na základě jeho požadovaných parametrů vybrány vhodné výkonové polovodičové moduly. Následovaly analytické výpočty, které respektovaly nejméně příznivé stavy jednotlivých druhů zvolených výkonových polovodičových součástek, ve kterých může být měnič provozován při uvažovaném řízení pomocí PWM.

Na základě výpočtu hodnot proudů byly stanoveny ztrátové výkony, podle kterých byl navržen odpovídající chladicí systém. Následně se při volbě chlazení výpočtem určily střední hodnoty teplot v jednotlivých místech měniče. Pro ověření analytických výpočtů byla provedena simulace proudů, ztrát i ustálených teplot v simulačním programu *Plecs*, která uspokojivě potvrdila jejich správnost, a navíc byly díky ní zjištěny maximální dosahované hodnoty teplot polovodičových čipů v ustáleném kvazi-stacionárním stavu, které nemohou při uvažovaných stavech měniče ohrozit jeho provoz.

Z předchozích poznatků byly určeny maximální možné hranice dvou uvažovaných provozních stavů měniče. Prvním z nich je přetížení střídače s výstupním fázovým proudem o velikosti 25 A a spínací frekvencí do 15 kHz. Druhým stavem je brzdění ze jmenovitého stavu střídače s maximálním navrženým brzděným výkonem brzděného chopperu se spínací frekvencí do 10 kHz. V práci bylo prokázáno, že oba provozní stavy jsou možné a je doporučeno pro tyto stavy měnič používat, jelikož bylo zjištěno výpočtem i simulacemi, že teploty polovodičových čipů ani při jednom z těchto stavů (při navrženém chlazení) nepřekročí maximální hodnoty udané výrobcem.

V další části práce byly navrženy schémata zapojení pro silovou část obvodu a pro část s budičí v programu *Altium Designer*, které obsahují řadu subschémat s dílčími funkcemi jako např. měření fázových proudů střídače, měření napětí DC linku, regulace ventilátorů, vyhodnocování teplot atd. Podle těchto schémat se následně provedl design dvou desek plošných spojů. Poté proběhla konstrukce sestavy měniče a experimentální ověření funkce spínání budičícího kanálu.

Přínosem této diplomové práce je tedy návrh a zhotovení hardwaru výkonového měniče obsahující 9f napěťový střídač s brzdným chopperem. Vzniklý měnič bude po implementaci potřebného řídicího softwaru a po svém důkladném otestování sloužit k řízení 9f motoru pro účely laboratorního zkoumání, které odhalí výhody a nevýhody 9f varianty oproti tradičním 3f pohonům.

K urychlení analytických výpočtů pro napěťový střídač vznikla také užitečná tabulka vytvořena v programu *MS Excel*, do které lze zadat vstupní veličiny pro následný výpočet proudů, ztrát i ustálených teplot a mnohých dalších parametrů. Výpočet s pomocí této tabulky je přehledný a rychlý. Soubor s tabulkou je součástí této diplomové práce a může být využit při dalších návrzích n-fázového napěťového střídače při řízení PWM stejně tak jako přiložené tepelné simulace v programu *Plecs* či tabulky v *MS Excel* s přepočty teplot na napětí, které jsou užitečné pro vyhodnocování teploty mikroprocesorem.

Na závěr jsou v *přílohách I, J a K* uvedeny seznamy všech použitých součástek na obou deskách plošných spojů a ostatních komponent potřebných pro konstrukci navrženého výkonového polovodičového měniče.

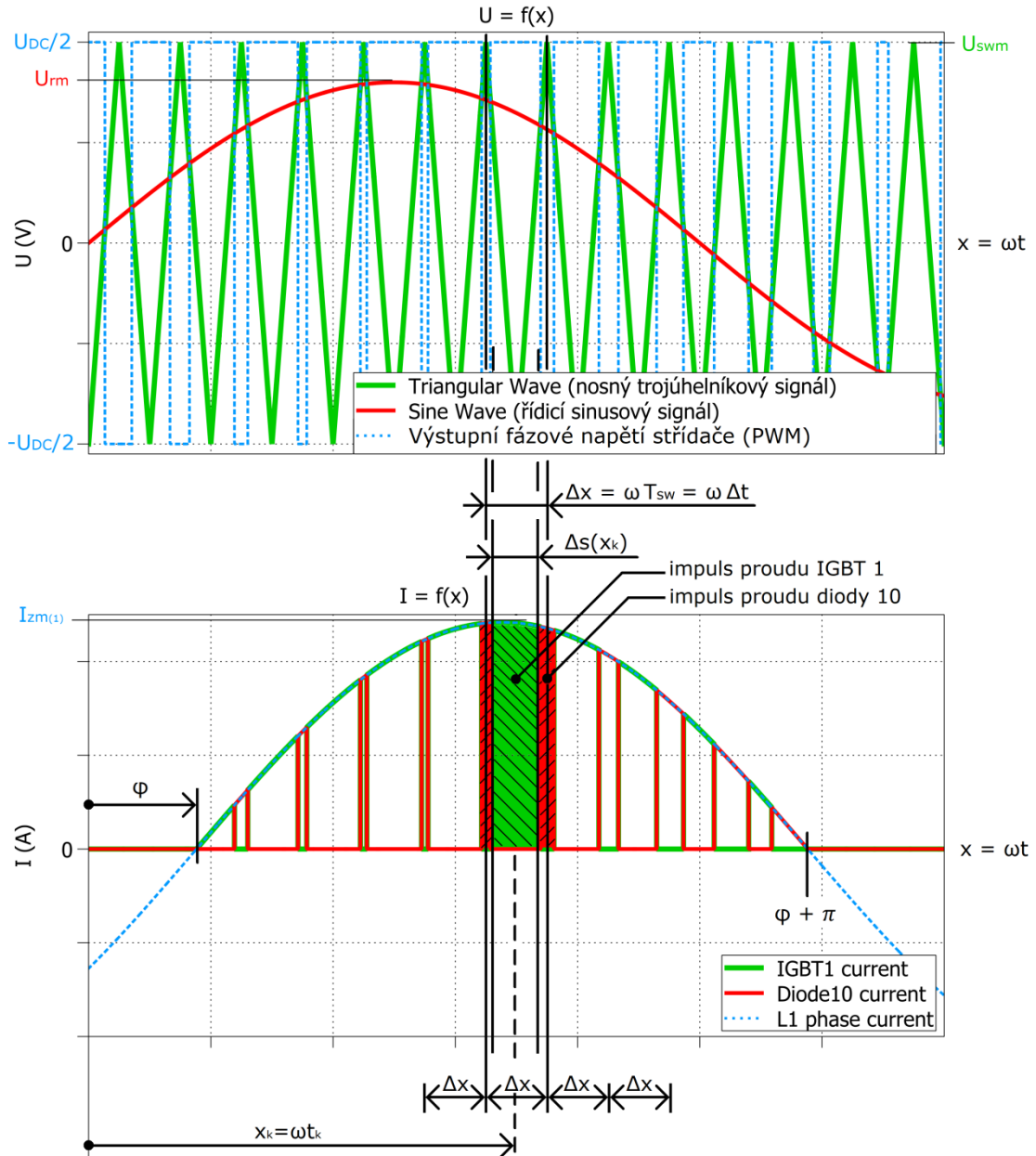
Literatura

- [1] FS25R12KT3 | 1200 V, 25 A sixpack IGBT module - Infineon Technologies. Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies [online]. Copyright © 1999 [cit. 09.10.2021]. Dostupné z:
<https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/fs25r12kt3/>
- [2] Svoboda, T. Speciální funkční generátor. V Plzni, 2013. Bakalářská práce (Bc.). Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Martin Pittermann, [cit. 14.01.2022]. Dostupné z:
https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/9372/1/E09B0053K_Tomas_Svoboda_Specialni_funkcni_generator.pdf
- [3] Reduced Switching Modulation of a Nine-Phase Converter | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore. 301 Moved Permanently [online]. Copyright © Copyright 2022 IEEE [cit. 14.01.2022]. Dostupné z:
https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8544712?casa_token=-vTGC2H4IBwAAAAA:tZL_RW1_g58OW_ZJS7XDWMDIaP696rpAHjhD5qU6nNIViMxMqHOVv8qj-dttQehSUFqDd8d
- [4] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika: Svazek III, Měniče s vlastní komutací a bez komutace*. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-7082-485-9.
- [5] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 80-7043-350-7.
- [6] VONDRÁŠEK, František, Jan LANGHAMMER, Aleš PEROUTKA, Jan MĚSÍČEK a Jan MOLNÁR. *Výkonová elektronika: Svazek VI, Projektování Výkonových polovodičových měničů - vybrané stati*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [7] 2ED020I12FA - Infineon Technologies. Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies [online]. Copyright © 1999 [cit. 16.02.2022]. Dostupné z:
<https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gate-driver-ics/2ed020i12fa/>
- [8] GRAOVAC, Dušan, Marco PÜRSCHEL. IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. - Infineon Technologies. Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies [online]. Copyright © 1999 [cit. 03.03.2022]. Dostupné z:

- <https://community.infineon.com/gfawx74859/attachments/gfawx74859/MOSFET/286/1/IGBT%20Power%20Losses%20Calculation%20using%20the%20Data%20Sheet%20Parameters.pdf>
- [9] SK 159. Fischer Elektronik | kühlen.schützen.verbinden. [online]. Copyright © 1999 [cit. 20.03.2022] Dostupné z:
[https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs_CZ/heatsinks/A01/Standardn%C3%AD%20lisovan%C3%A9%20chladi%C4%8De/\\$catalogue/fischerData/PR/SK159_/index.xhtml](https://www.fischerelektronik.de/web_fischer/cs_CZ/heatsinks/A01/Standardn%C3%AD%20lisovan%C3%A9%20chladi%C4%8De/$catalogue/fischerData/PR/SK159_/index.xhtml)
- [10] Šandera, T. Třífázový střídač pro napájení vysokootáčkového asynchronního motoru. V Brně, 2017. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Petr Procházka, [cit. 13.05.2022]. Dostupné z:
https://www.vut.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=148761
- [11] AN2007-04 Calculate and minimize the dead time for IGBTs. Semiconductor & System Solutions - Infineon Technologies [online]. Copyright © [cit. 21.05.2022]. Dostupné z:
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Deadtime_calculation_for_IGBT_modules-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=db3a30431a5c32f2011a5daefc41005b
- [12] Mosfet - How can I calculate the dead time to prevent shoot-through? - Electrical Engineering Stack Exchange. Electrical Engineering Stack Exchange [online]. [cit. 21.05.2022]. Dostupné z:
<https://electronics.stackexchange.com/questions/540399/how-can-i-calculate-the-dead-time-to-prevent-shoot-through>
- [13] AN-1001 IGBT and MOSFET Drivers Correctly Calculated. Concept [online]. Copyright © [cit. 23.05.2022]. Dostupné z:
https://www.mouser.de/pdfdocs/Power_Integrations_AN1001.pdf

Přílohy

Příloha A: Průběhy PWM a proudů IGBT a diodou jedné fáze 9f střídače pro odvození jejich středních a efektivních hodnot



Příloha B: Přehledová tabulka pro porovnání hodnot proudů, ztrát a teplot vycházejících ze simulací při různých parametrech simulace

Parametry simulace					
$I_z = 25 A$	$I_z = 25 A$	$I_z = 25 A$	$I_z = 17,1 A$	$I_z = 17,1 A$	
$U_{DC} = 650 V$	$U_{DC} = 650 V$	$U_{DC} = 650 V$	$U_{DC} = 650 V$	$U_{DC} = 650 V$	
$\cos \varphi_N = 0,85$	$\cos \varphi = 1$	$\cos \varphi = -1$	$\cos \varphi_N = 0,85$	$\cos \varphi_N = 0,85$	
$M = 1$	$M = 1$	$M = 1$	$M = 1$	$M = 1$	
$f_r = 50 Hz$	$f_r = 50 Hz$	$f_r = 50 Hz$	$f_r = 50 Hz$	$f_r = 50 Hz$	
$f_{sw} = 15 kHz$	$f_{sw} = 15 kHz$	$f_{sw} = 15 kHz$	$f_{sw} = 15 kHz$	$f_{sw} = 15 kHz$	
$T_a = 40 ^\circ C$	$T_a = 40 ^\circ C$	$T_a = 40 ^\circ C$	$f_{sw\ ch} = 10 kHz$	$f_{sw\ ch} = 10 kHz$	
			$z = 0,99$	$z = 0,99$	
			$R_{B_{int.}} = 4400 \Omega$	$R_{B_{int.}} = 4400 \Omega$	
			$(R_{B_{ext.}} \text{ nezapojen})$	$R_{B_{ext.}} = 14 \Omega$	
			$T_a = 40 ^\circ C$	$T_a = 40 ^\circ C$	
Symbol veličiny	Hodnoty získané simulací				
$I_{T(AV)}$	9,38 A	10,05 A	1,21 A	6,42 A	6,4 A
$I_{D(AV)}$	1,87 A	1,21 A	10,05 A	1,28 A	1,28 A
$I_{T(ef)}$	16,4 A	17 A	4,86 A	11,22 A	11,21 A
$I_{D(ef)}$	6,6 A	4,86 A	17 A	4,51 A	4,51 A
$I_{T(AV)\ ch}$	-	-	-	0,05 A	15,22 A
$I_{D(AV)\ ch}$	-	-	-	0,4 mA	0,15 A
$I_{T(ef)\ ch}$	-	-	-	0,05 A	15,29 A

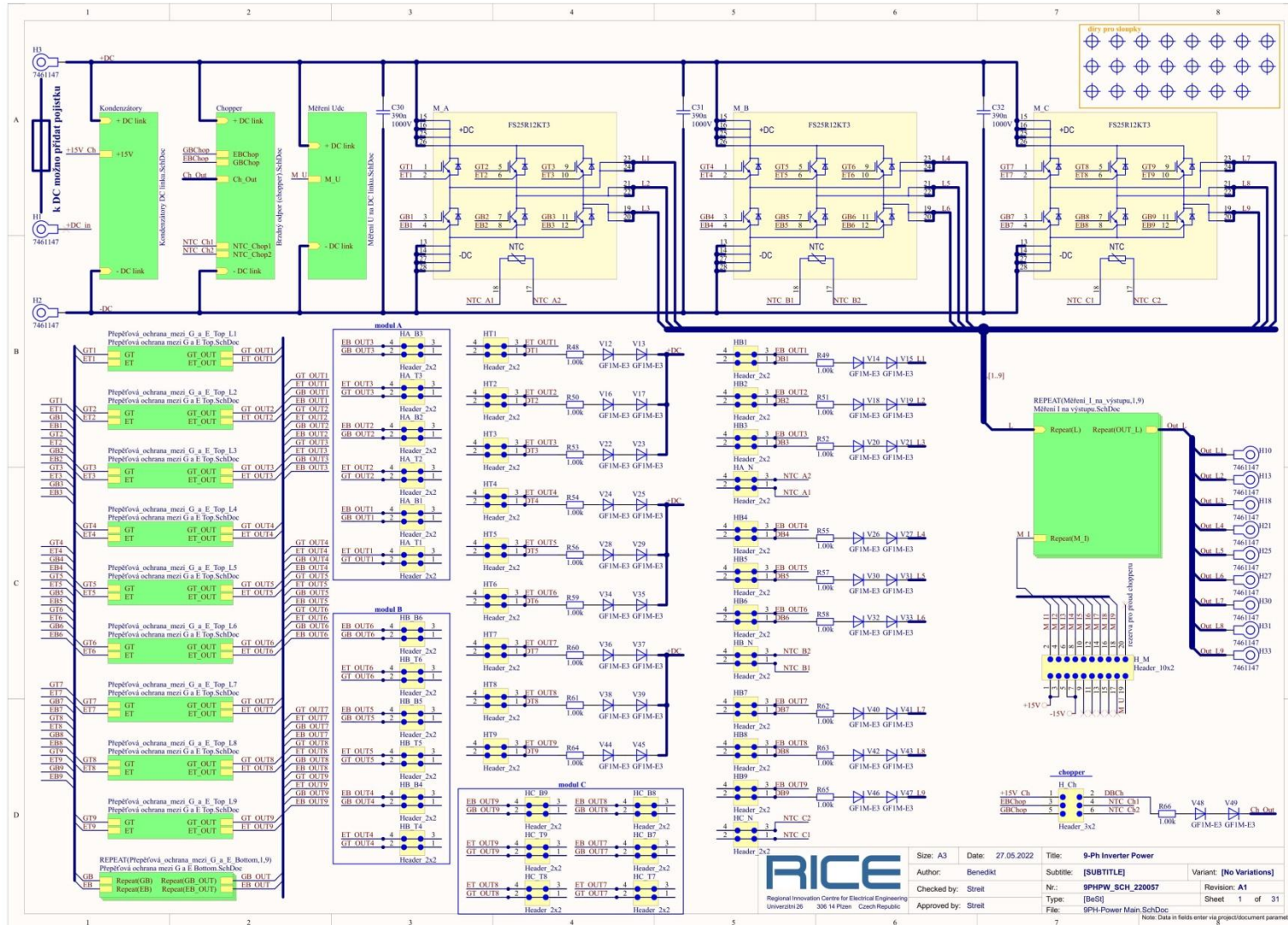
$I_{D(ef)ch}$	-	-	-	4,05 mA	1,53 A
$P_{fw(AV)T}$	19,33 W	20,78 W	1,98 W	10,5 W	10,55 W
$P_{fw(AV)D}$	2,96 W	1,79 W	17,56 W	1,77 W	1,77 W
$P_{sw(AV)T}$	39,69 W	39,68 W	39,68 W	28,04 W	28,04 W
$P_{sw(AV)D}$	14,93 W	14,96 W	14,96 W	11,71 W	11,71 W
$P_{T(AV)}$	59,02 W	60,46 W	41,66 W	38,54 W	38,59 W
$P_{D(AV)}$	17,89 W	16,75 W	32,52 W	13,48 W	13,48 W
$P_{tot(AV)9f}$	1384,38 W	1389,78 W	1335,24 W	936,36 W	937,26 W
$P_{fw(AV)Tch}$	-	-	-	30 mW	22,69 W
$P_{fw(AV)Dch}$	-	-	-	3 mW	0,21 W
$P_{sw(AV)Tch}$	-	-	-	120 mW	37,62 W
$P_{sw(AV)Dch}$	-	-	-	44 mW	16,54 W
$P_{T(AV)ch}$	-	-	-	150 mW	60,31 W
$P_{D(AV)ch}$	-	-	-	47 mW	16,75 W
$P_{tot(AV)ch}$	-	-	-	591 mW	231,18 W
$T_{r(AV)}$	71,84 °C	71,97 °C	70,71 °C	63,13 °C	69,12 °C
$T_{c(AV)}$	81,07 °C	81,24 °C	79,62 °C	69,37 °C	75,37 °C
$T_{j(AV)T}$	122,6 °C	123,97 °C	106,54 °C	96,25 °C	102,32 °C
$T_{j(AV)D}$	98,86 °C	97,26 °C	119,81 °C	83,44 °C	89,47 °C
T_{jTmax}	136,95 °C	138,96 °C	115,93 °C	105,41 °C	111,49 °C

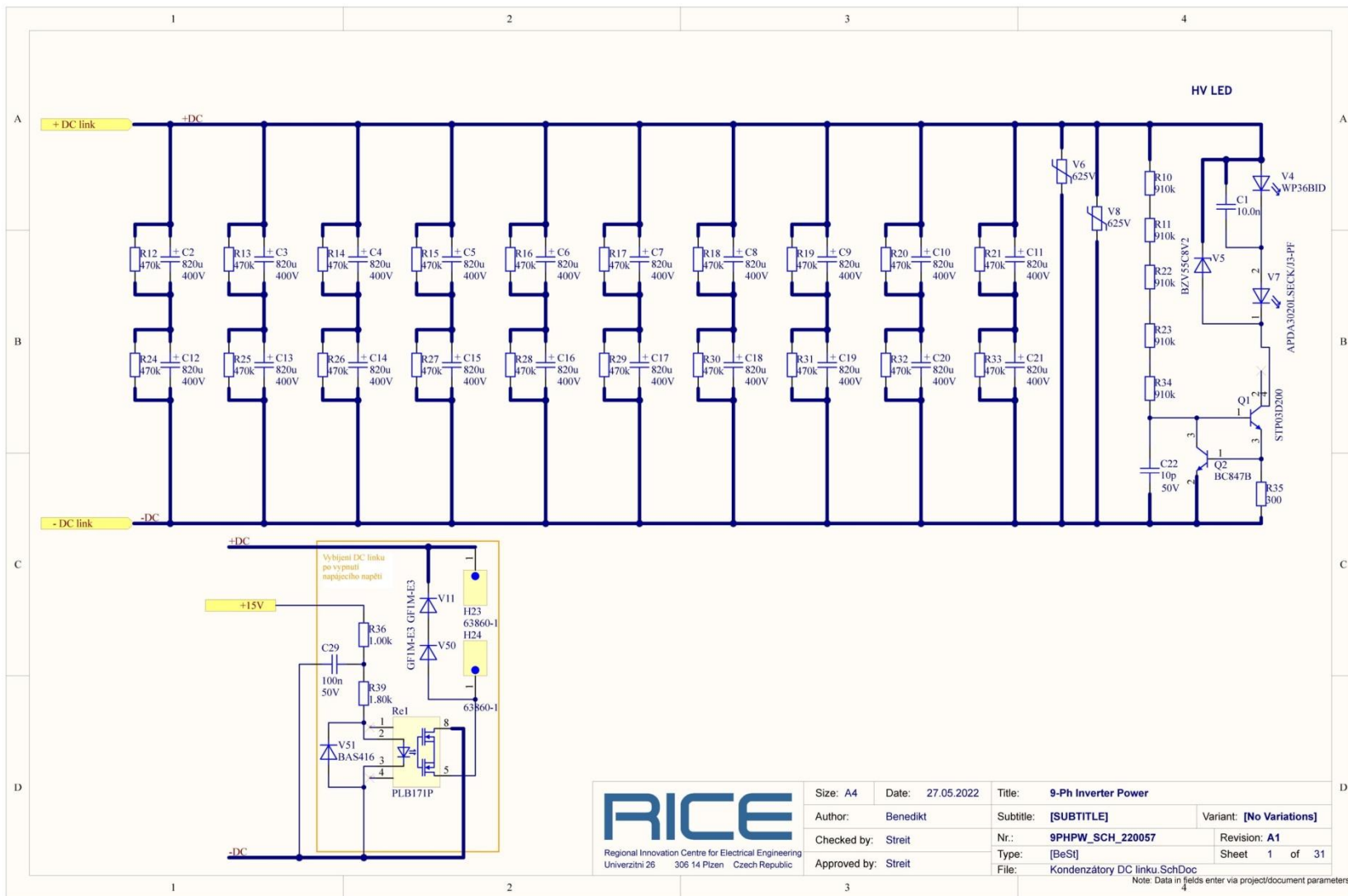
$T_{jD \max}$	105,39 °C	102,82 °C	131,99 °C	88,3 °C	94,35 °C
$T_{c(AV) \text{ ch}}$	-	-	-	63,14 °C	73,75 °C
$T_{j(AV)T \text{ ch}}$	-	-	-	63,23 °C	121 °C
$T_{j(AV)D \text{ ch}}$	-	-	-	63,17 °C	94,43 °C
$T_{jT \max \text{ ch}}$	-	-	-	63,24 °C	121,11 °C
$T_{jD \max \text{ ch}}$	-	-	-	63,17 °C	94,49 °C

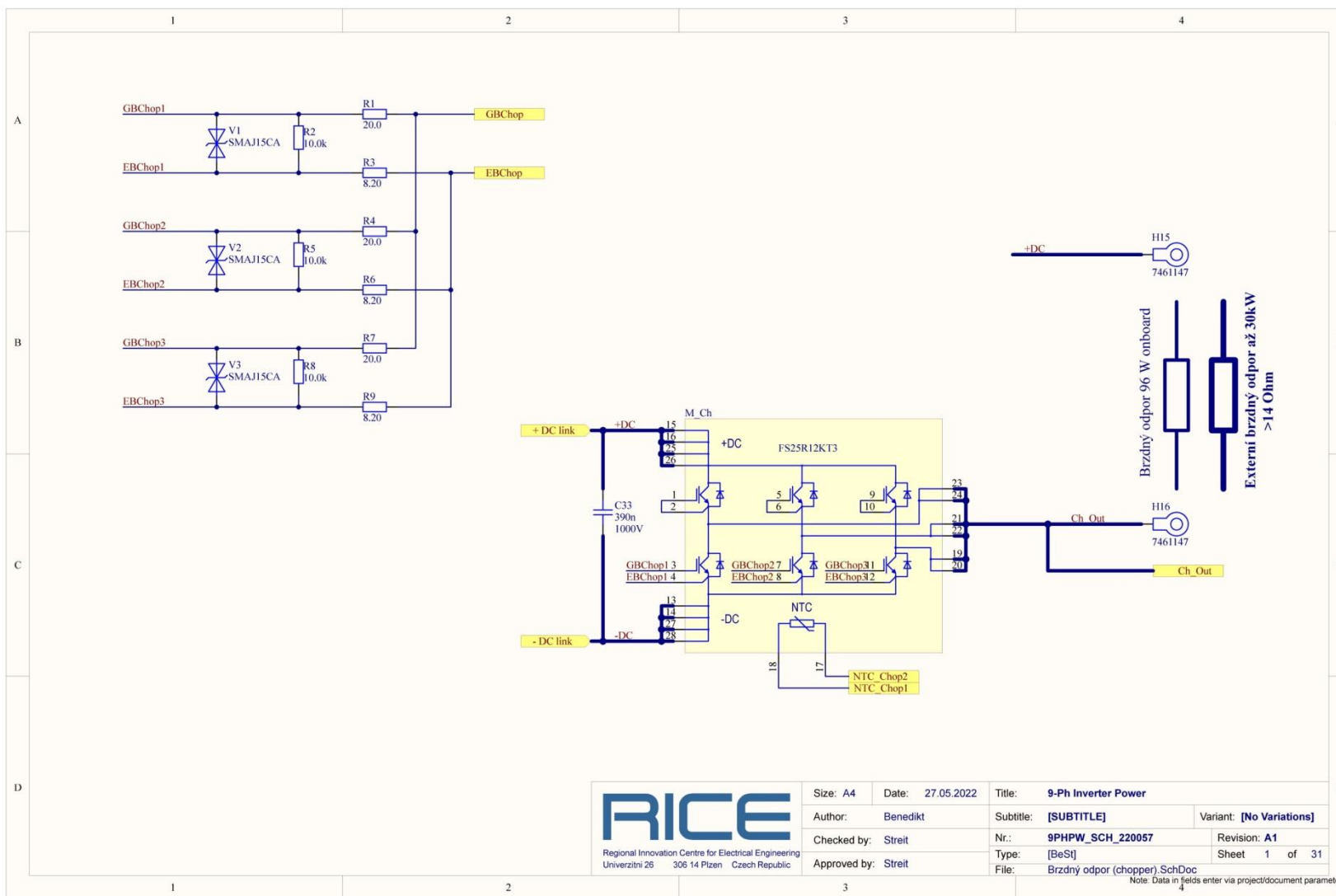
Příloha C: Inicializační skript simulace v *Plecs*

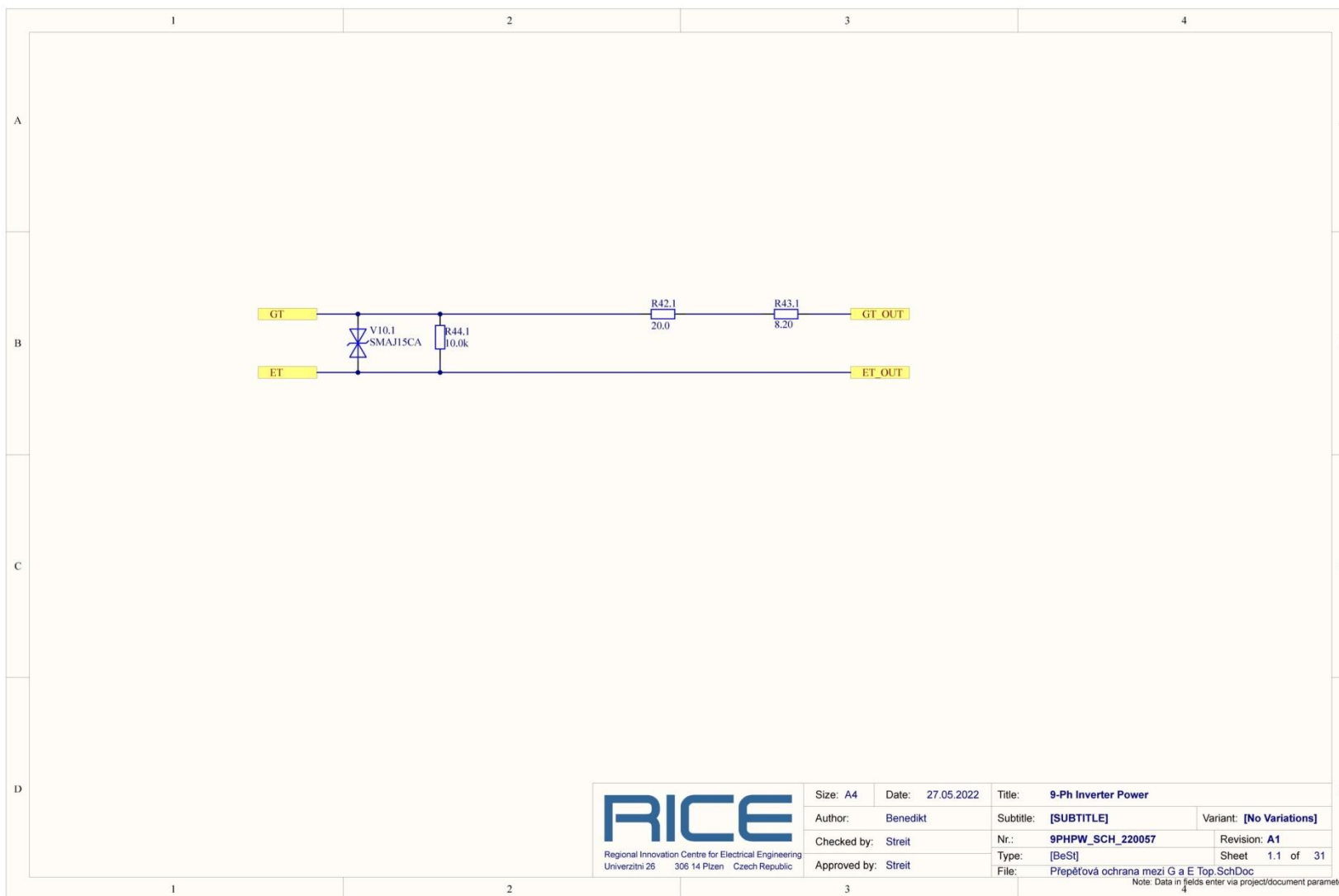
```
1 %////////////////////KONSTANTY////////////////////%
2 odmocnina_ze_dvou=1.414213562;
3
4
5
6 %////////////////////HLAVNÍ PARAMETRY////////////////////%
7 I_z=17.1;           % (A) Proud zátěže
8 U_DC=650;          % (V) Napětí stejnosměrného meziobvodu, který napájí střídač
9 cos_fi=0.85;       % (-) Účinník zátěže
10 U_rm=1;           % (V) Amplituda řídicích signálů
11 U_swm=1;          % (V) Amplituda nosného signálu (pily)
12 f_r=50;           % (Hz) frekvence řídicích signálů
13 f_sw=15e3;        % (Hz) frekvence nosného signálu střídače
14 n_m=3;            % (-) Počet modulů tvořící střídač
15 n_s=18;           % (-) Celkový počet tranzistorů v 9f střídači
16 n=9;              % (-) Počet fází zátěže
17 M=U_rm/U_swm;    % (-) hloubka modulae
18
19
20 %////////////////////PARAMETRY TEPELNÉ SIMULACE////////////////////%
21 T_a=40;           % (°C) Teplota okolí (chladičího média) (s rezervou +10°C)
22 C_thr=5*896;      % (Ws/K) tepelná kapacita chladiče
23 R_thjct=0.86;     % (K/W) Tepelný odpor mezi čipem IGBT a pouzdrům modulu (parametr IGBT)
24 R_thjcd=1.5;      % (K/W) Tepelný odpor mezi čipem diody a pouzdrům modulu (parametr diody)
25 R_thcr=0.02;      % (K/W) Tepelný odpor mezi pouzdrům modulu a chladičem
26 R_thra=0.023;     % (K/W) Tepelný odpor mezi chladičem a okolím (parametr chladiče)
27
28
29
30
31 %////////////////////BRZDNÝ CHOPPER////////////////////%
32 R_B_int=4400;     % (Ohm) odpor interního odporníku (brzdného odporu)
33 L_B_int=1e-6+1e-2; % (H) indukčnost interního odporníku
34 R_B_ext=14;       % (Ohm) odpor externího odporníku
35 L_B_ext=1e-6+1e-2; % (H) indukčnost externího odporníku
36
37 f_sw_ch=10e3;     % (Hz) frekvence nosného signálu spínání chopperu
38 z=0.99;           % (-) poměrné sepnutí
```

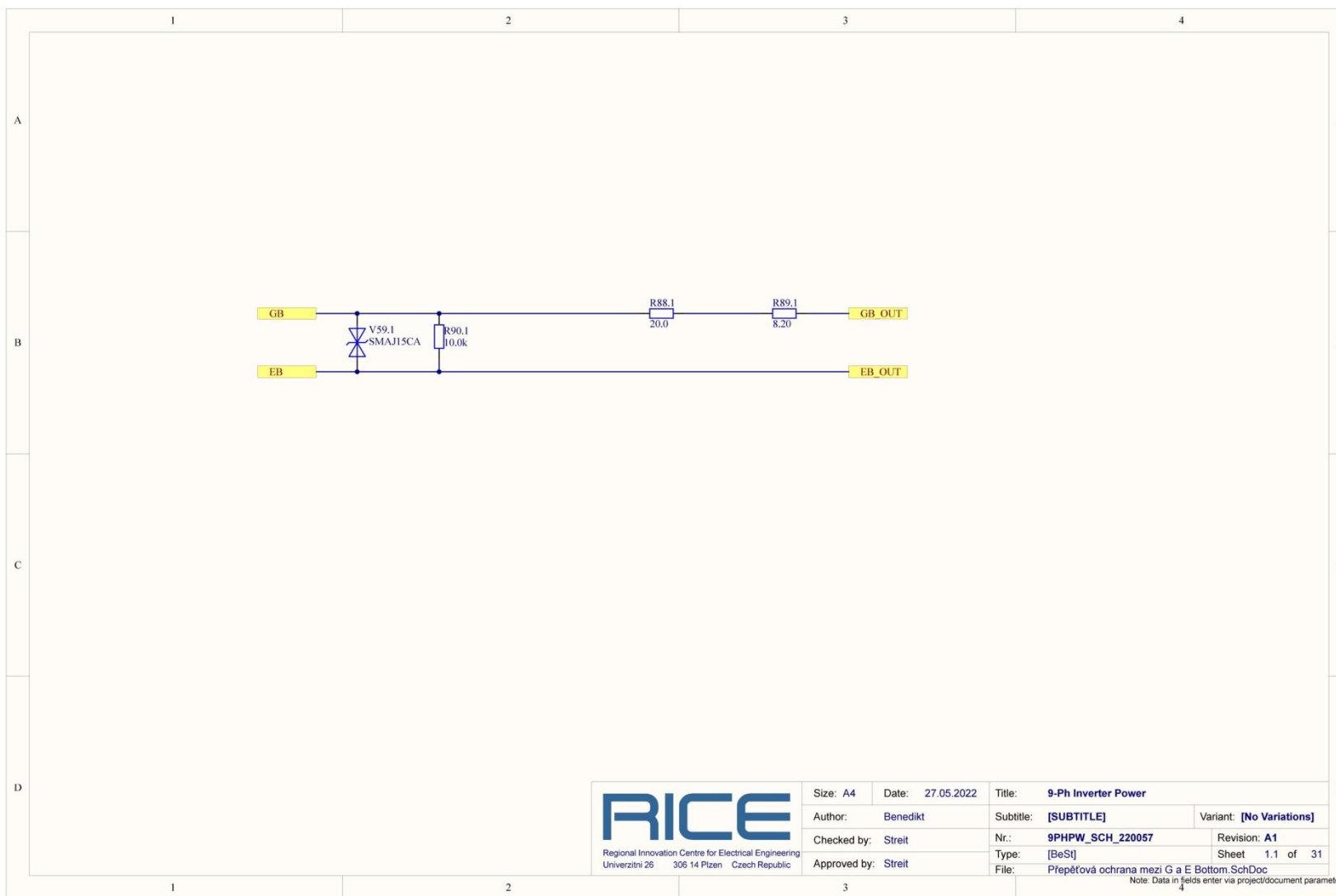
Příloha D: Schémata zapojení silového obvodu a schémata zapojení budičů v Altium Designer





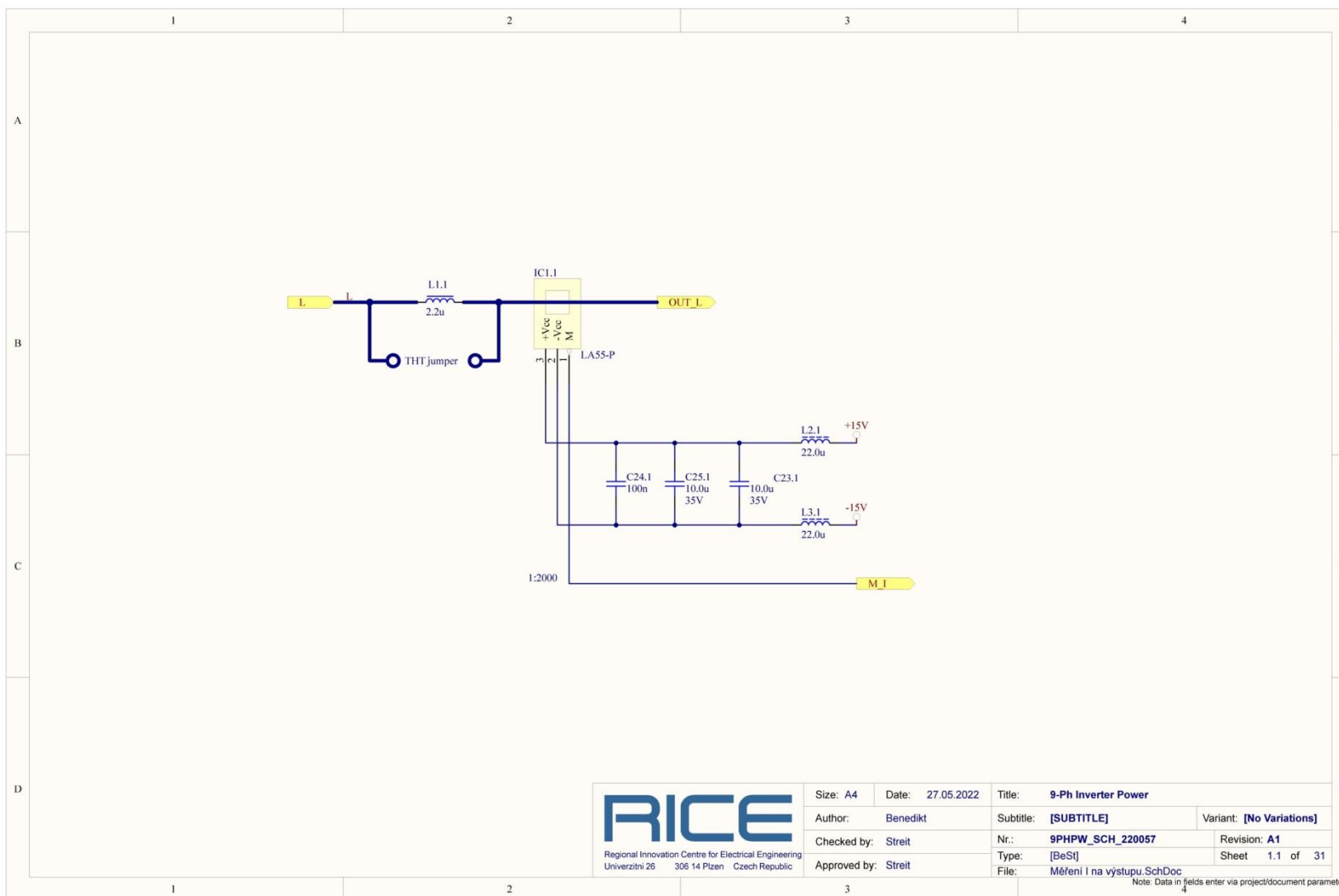


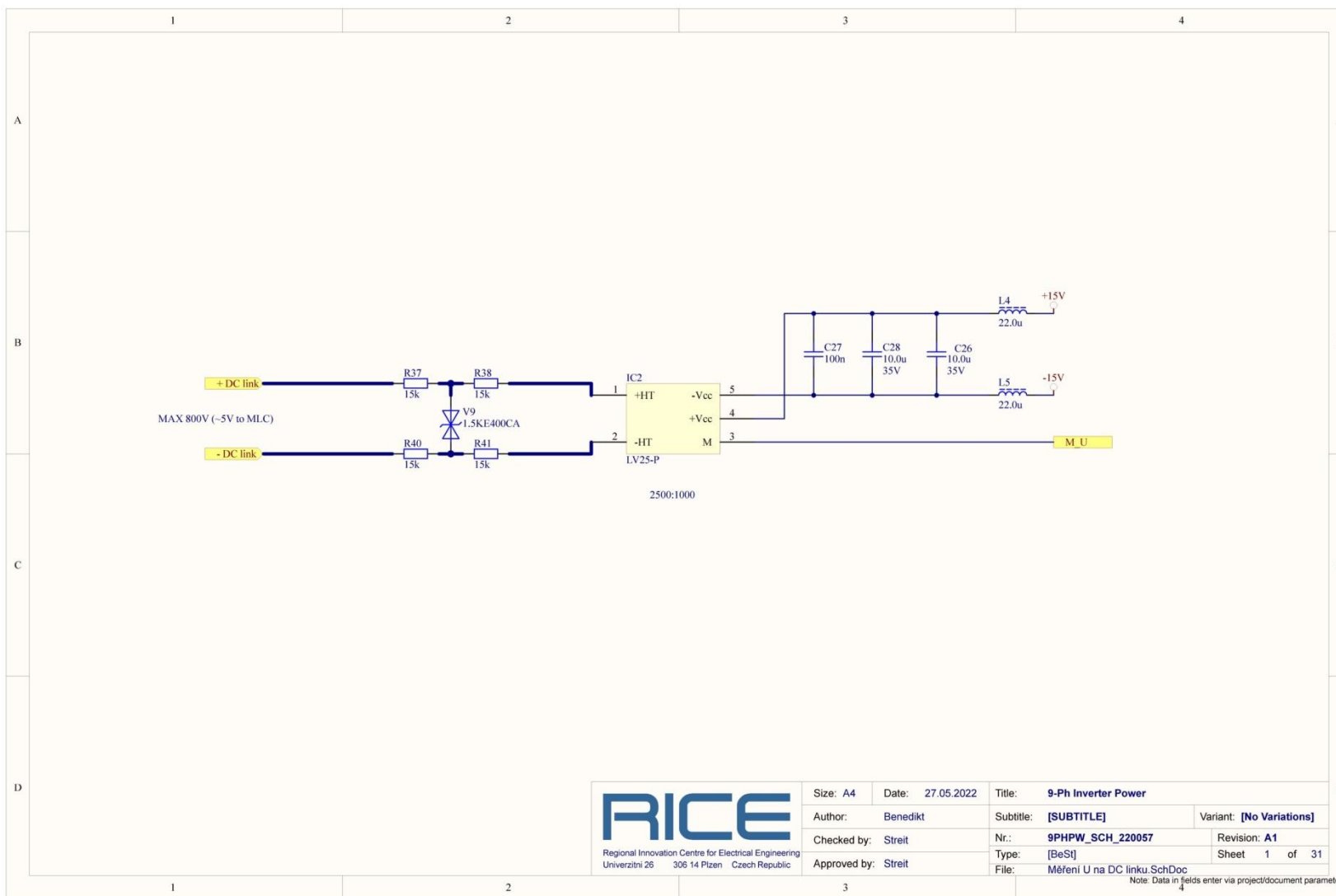


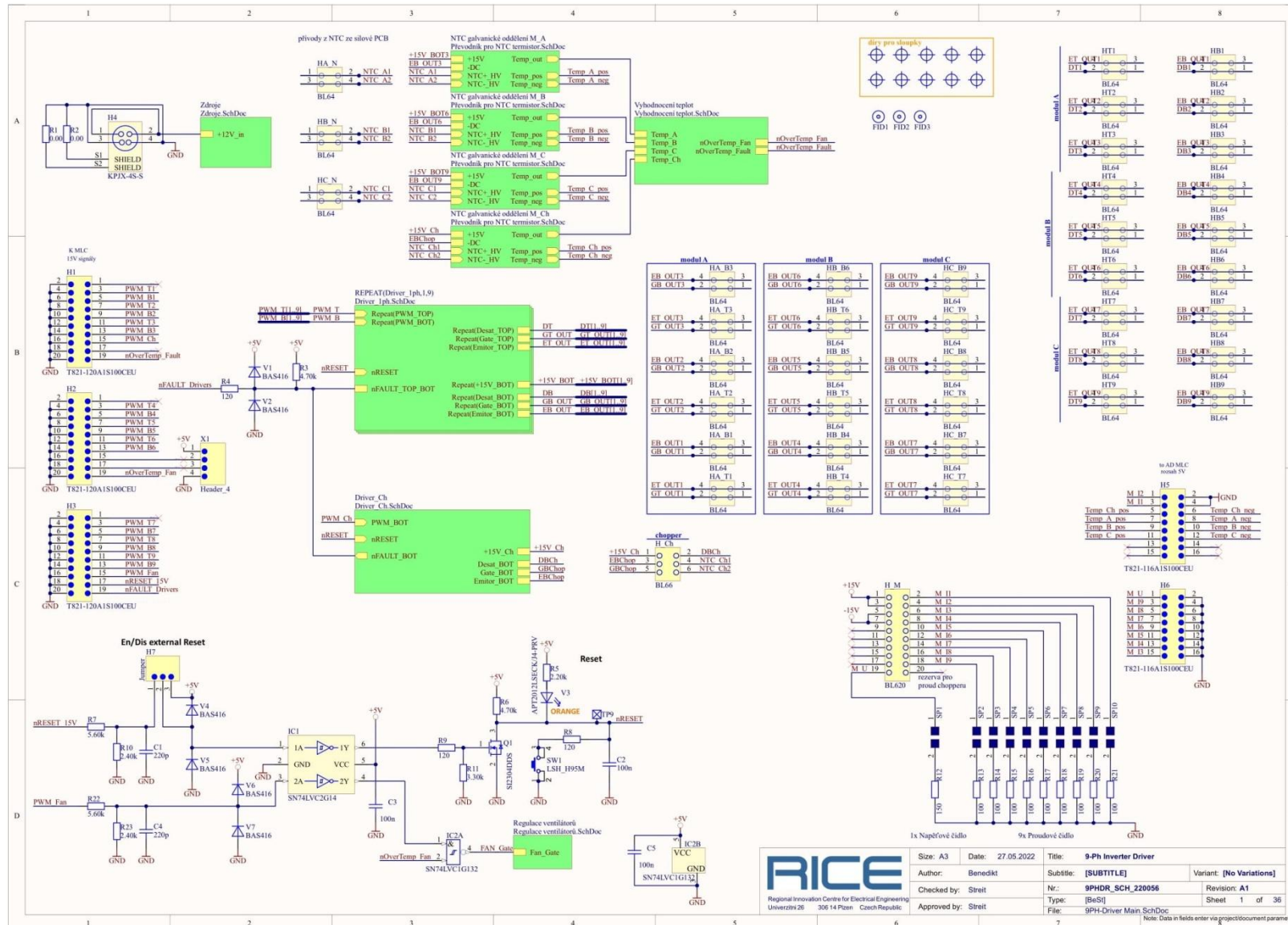


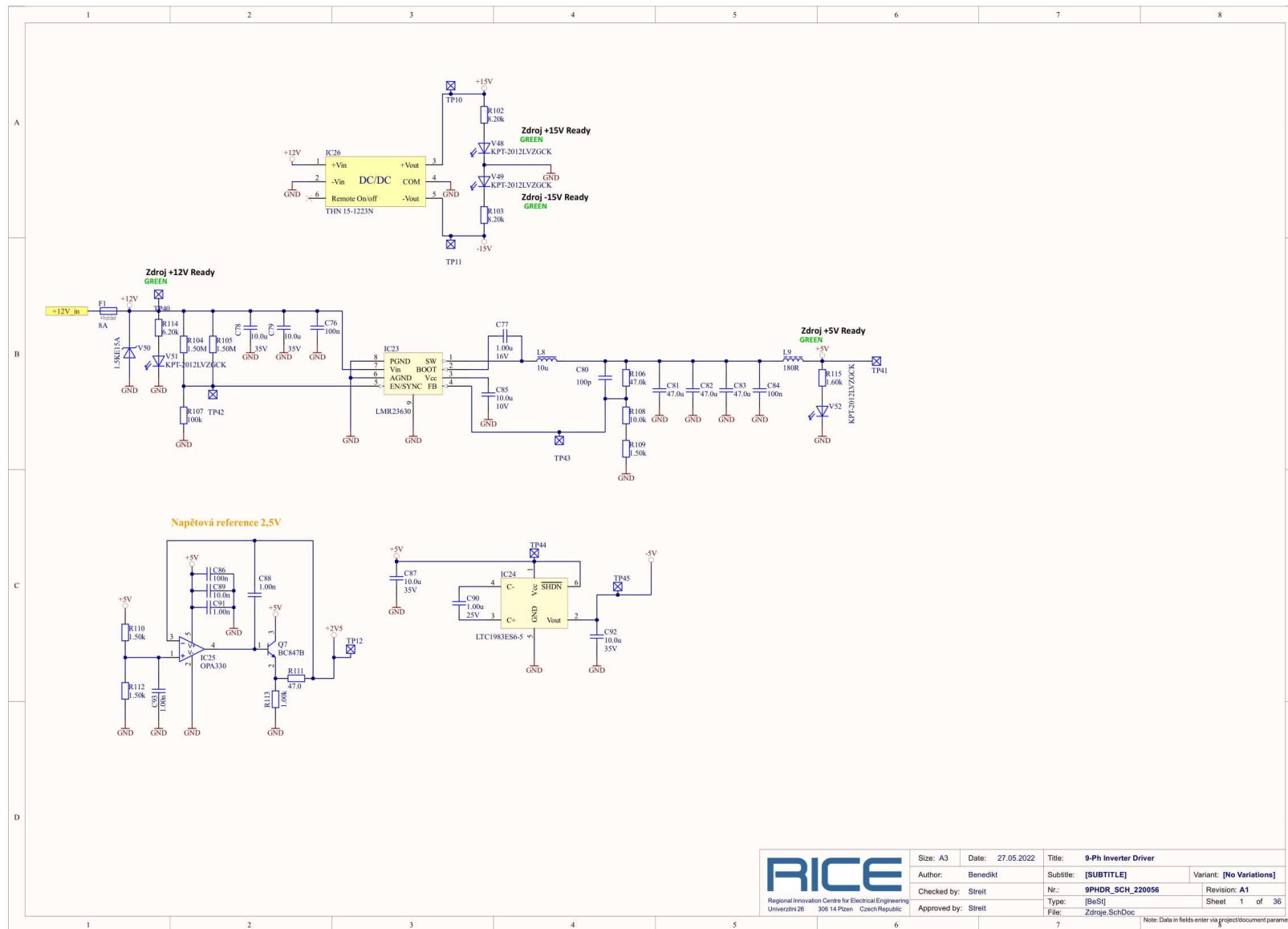
Size: A4	Date: 27.05.2022	Title: 9-Ph Inverter Power	
Author: Benedikt	Checked by: Streit	Subtitle: [SUBTITLE]	Variant: [No Variations]
Approved by: Streit	Nr.: 9PHPW_SCH_220057	Type: [BeSI]	Revision: A1
	File: Přepětová ochrana mezi G a E Bottom.SchDoc		Sheet 1.1 of 31

Note: Data in fields enter via project/document parameters.

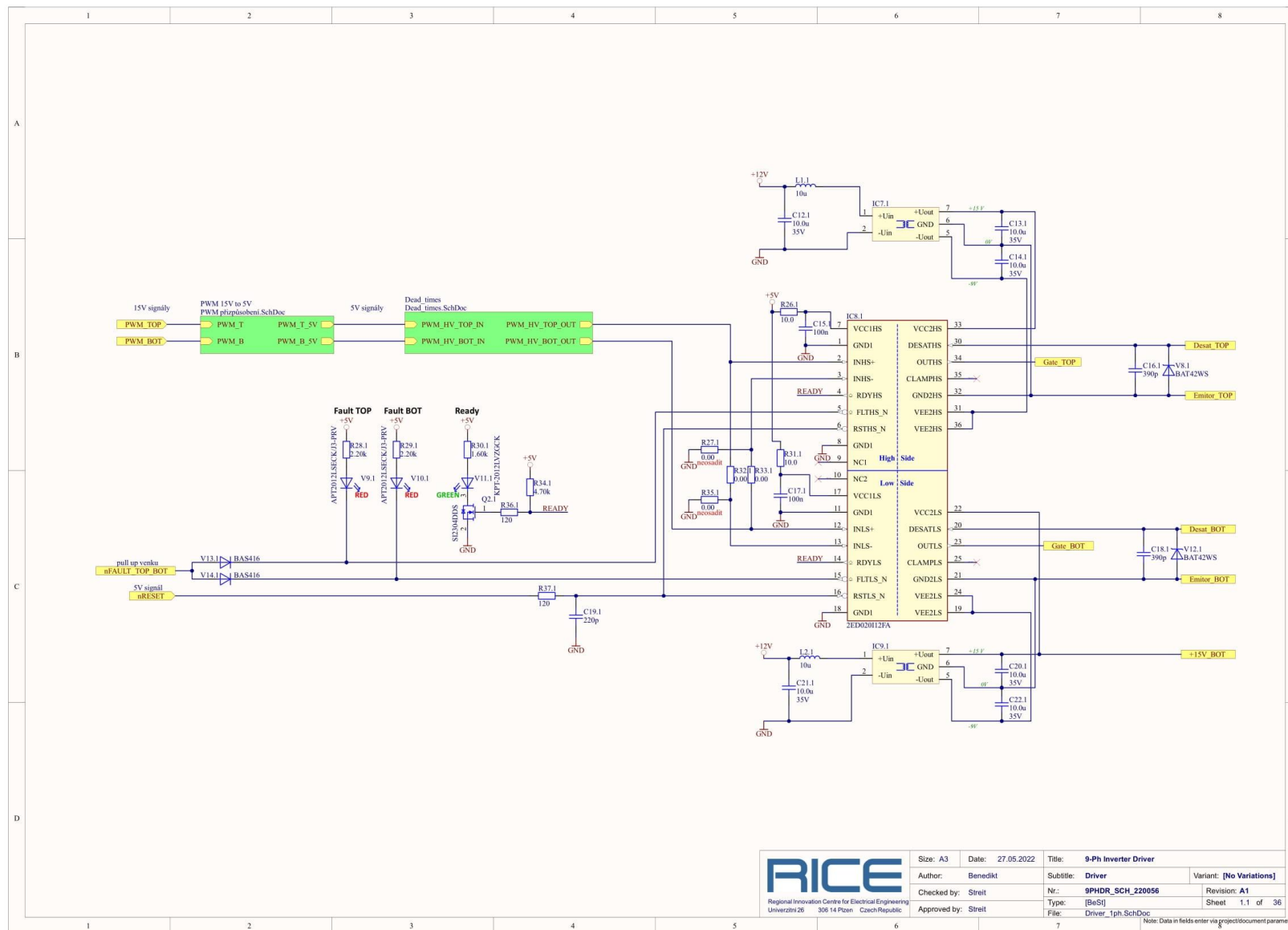


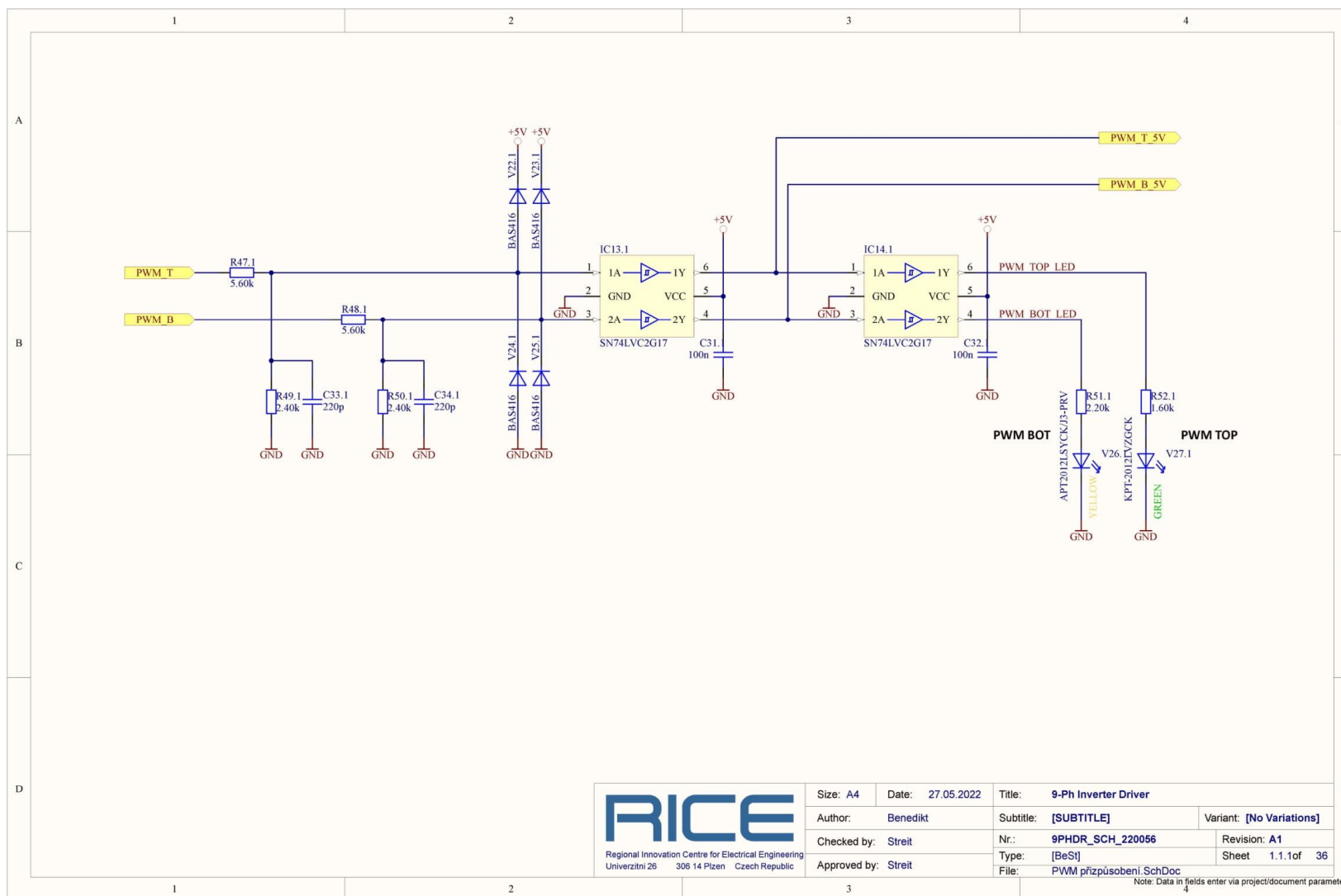


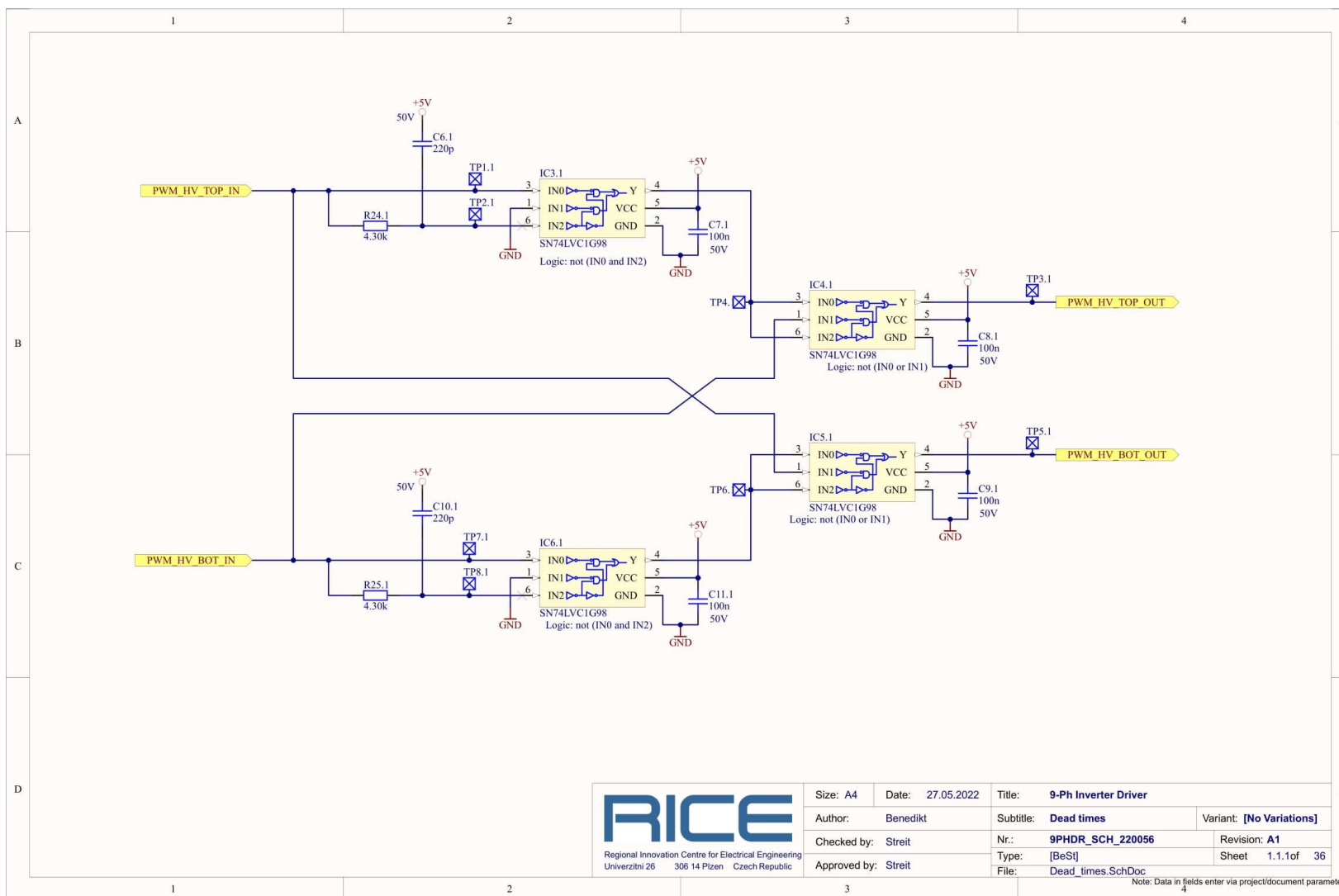


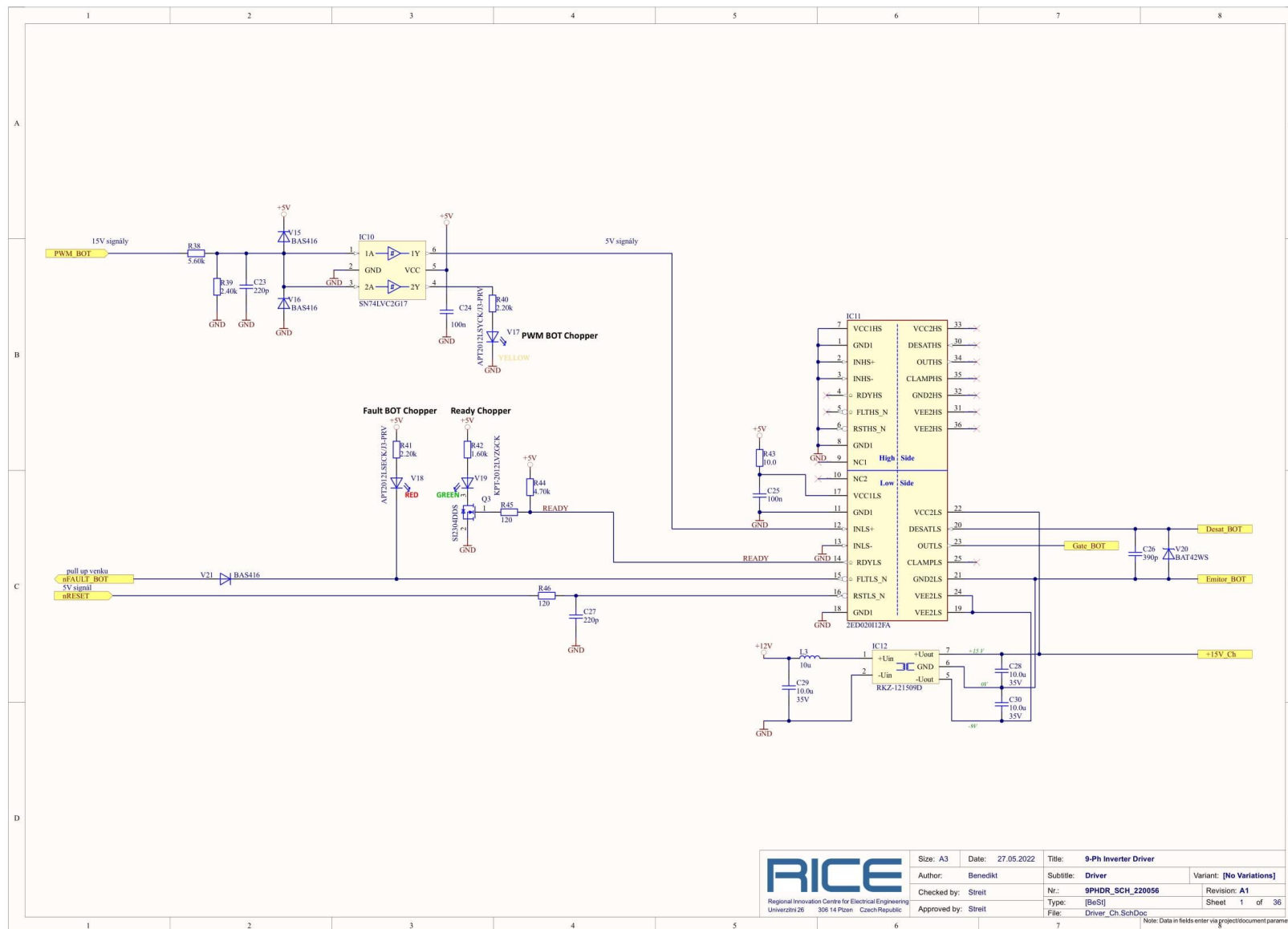


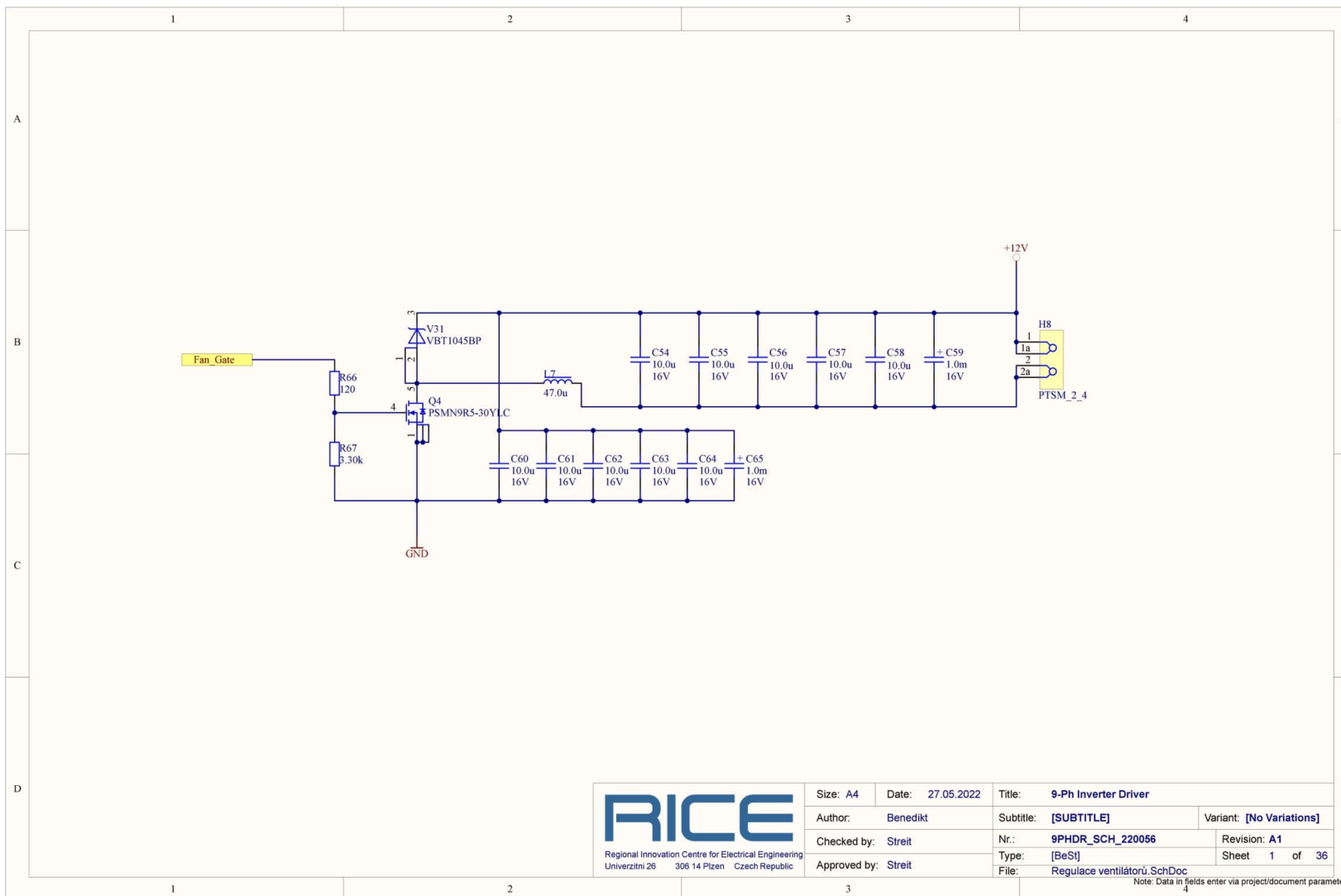
 <p>Regional Innovation Centre for Electrical Engineering Univerzity 26 306 14 Pízen Czech Republic</p>	Size: A3	Date: 27.05.2022	Title: 9-Ph Inverter Driver	
	Author: Benedikt	Checked by: Streit	SubTitle: [SUBTITLE]	Variant: [No Variations]
	Checked by: Streit	Approved by: Streit	Nr.: 9PHDR_SCH_220056	Revision: A1
	Approved by: Streit	File: Zdroje.SchDoc	Type: [BnSi]	Sheet 1 of 36
				Note: Data in fields enter via project/document parameters.

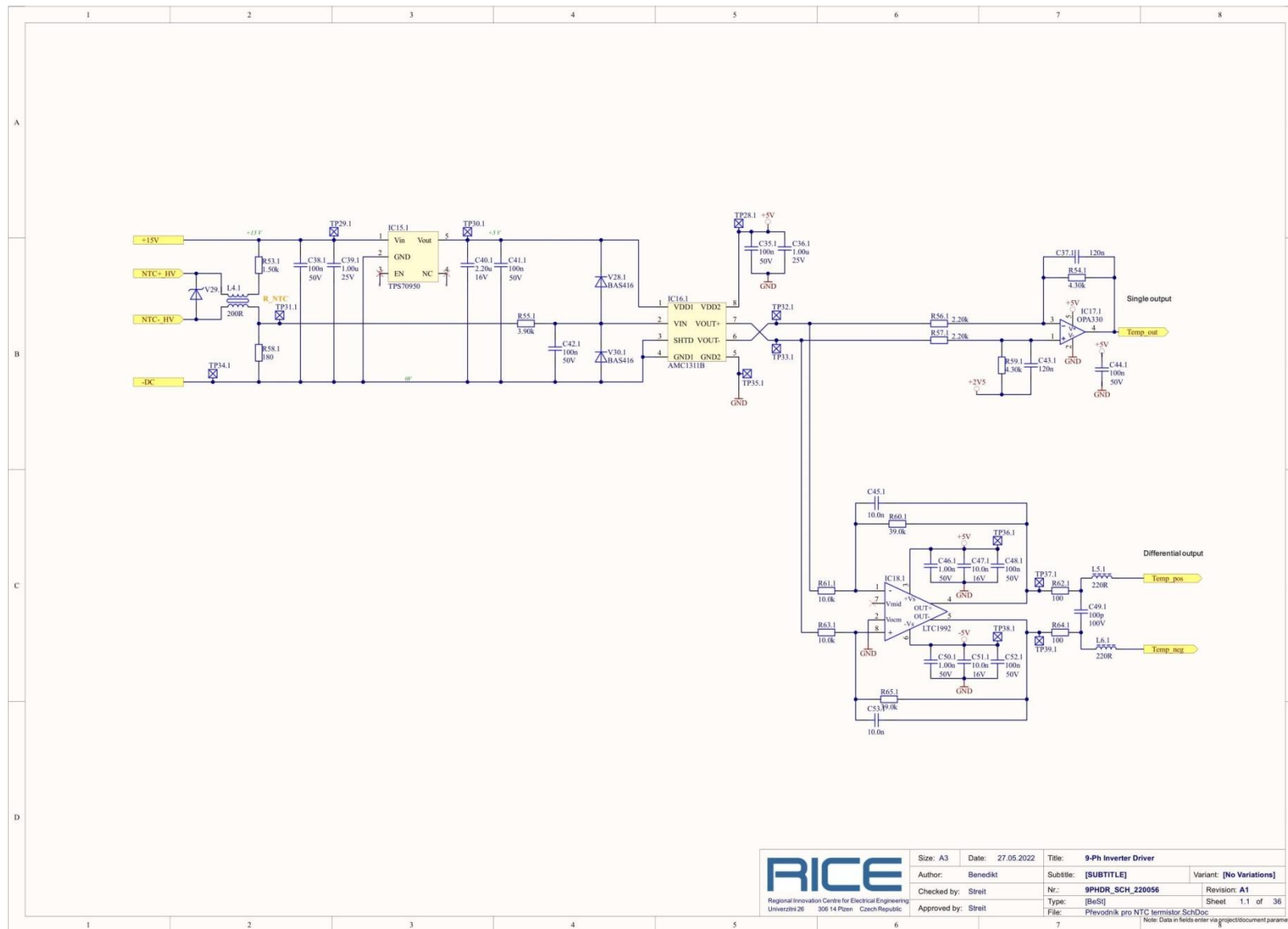




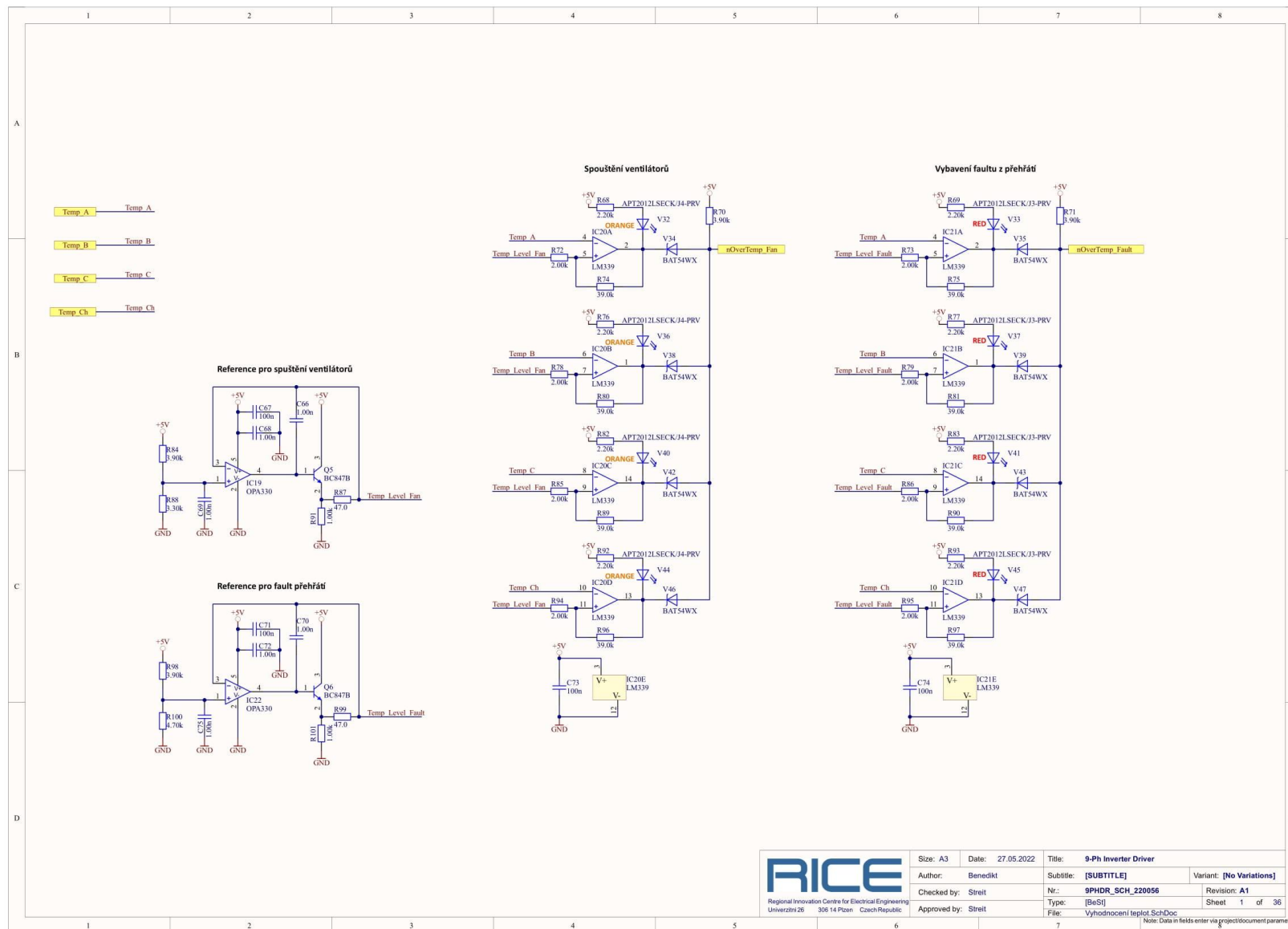




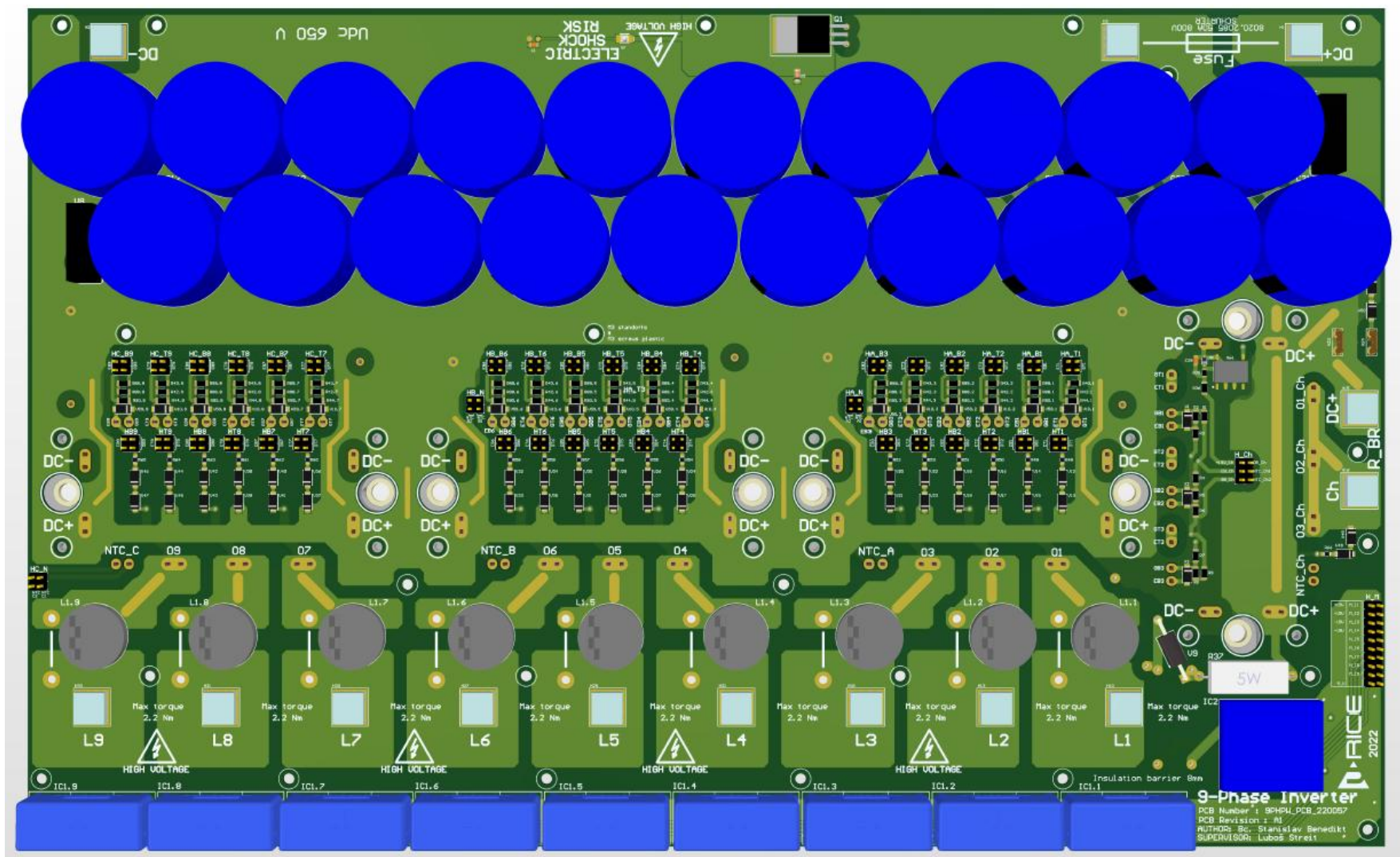




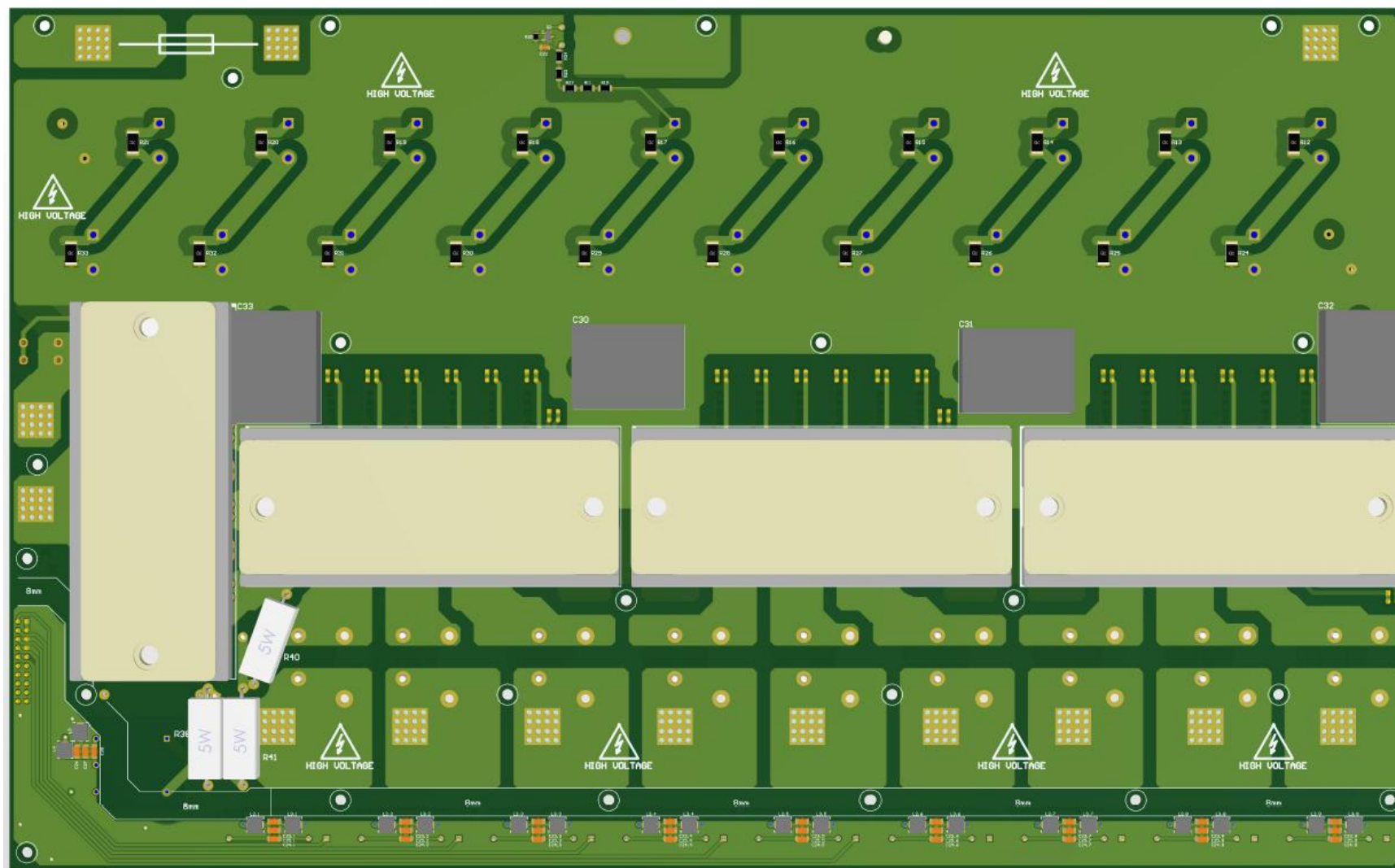
 Regional Innovation Centre for Electrical Engineering Univerzity 26 306 14 Pízen Czech Republic	Size: A3	Date: 27.05.2022	Title: 9-Ph Inverter Driver	
	Author: Benedikt	Subtitle: [SUBTITLE]		Variant: [No Variations]
	Checked by: Streit	Nr.: 9PHDR_SCH_220056	Revision: A1	
	Approved by: Streit	Type: [BnS]	Sheet 1.1 of 36	
	File: Pnevodnik pro NTC termistor SchDoc	Note: Data in fields enter via project/document parameters.		



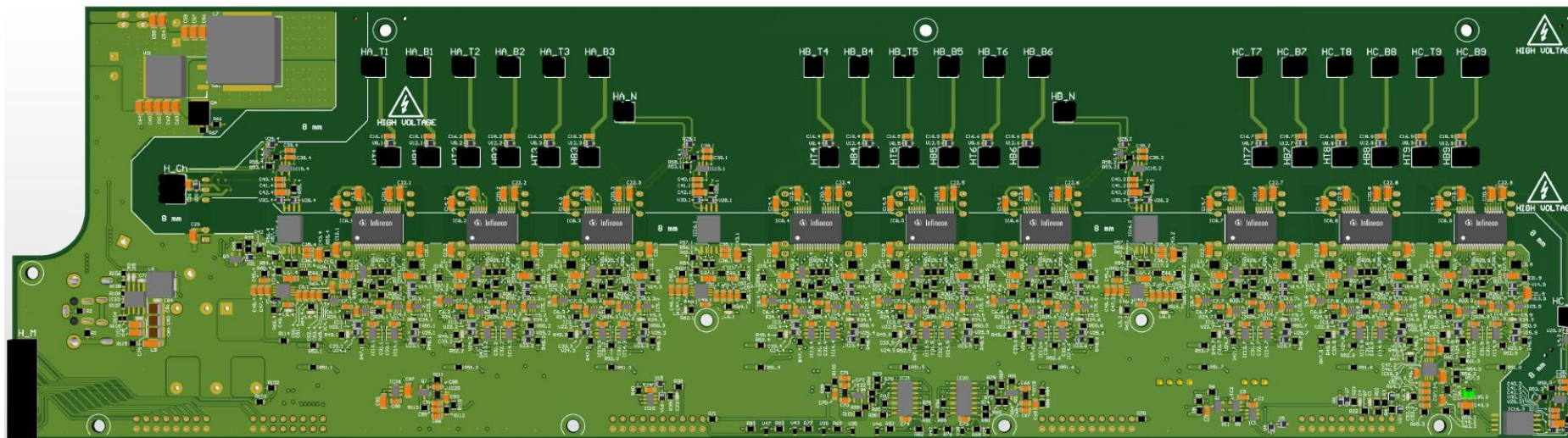
Příloha E: Horní strana silové PCB v *Altium Designer*



Příloha F: Dolní strana silové PCB v *Altium Designer*



Příloha H: Dolní strana PCB s budiči v *Altium Designer*



Příloha I: Seznam použitých součástek na silové PCB

Part Number	Value	Designator	Description	Manufacturer	Manuf Part Number	SupplierID	Supp Part number	Total quantity
CAP_000216	10.0n	C1	CAP CER 10.0n 50V X7R 10% 0805	AVX	08055C103KAT2A	Digikey	478-1383-2-ND	1
CAP_000228	100n	C29	CAP CER 100n 50V X7R 10% 0805	AVX	08055C104KAT2A	Digikey	478-1395-2-ND	1
CAP_000312	100n	C24.1, C24.2, C24.3, C24.4, C24.5, C24.6, C24.7, C24.8, C24.9, C27	CAP CER 100n 50V X7R 10% 1206	Yageo	CC1206KRX7R9BB104	Digikey	311-1179-2-ND	10
CAP_000409	10.0u	C23.1, C23.2, C23.3, C23.4, C23.5, C23.6, C23.7, C23.8, C23.9, C25.1, C25.2, C25.3, C25.4, C25.5, C25.6, C25.7, C25.8, C25.9, C26, C28	CAP CER 10u 35V X7R 10% 1206	Taiyo Yuden	GMK316AB7106KL-TR	Digikey	587-3007-1-ND	20
CAP_000427	10p	C22	CAP CER 10p 50V COG 5% 0805	Murata	GRM2165C1H100JZ01D	Digikey	GRM2165C1H100JZ01D-ND	1
CAP_000664	820u	C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C20, C21	CAP ELYT 820u 400V 35x50mm 3,25A 85C 2000h	Cornell Dubilier Electronics	380LQ821M400A052	Digikey	338-3937-ND	20
CAP_000667	390n	C30, C31, C32, C33	CAP PP 390nF 1000VDC 250VAC 5% 10.2mOhm 8.5A	Kemet	R75QR339050L0J	Digikey	399-R75QR339050L0J-ND	4
CON_000012	Header_3 x2	H_Ch	CON 3x2pin header 100mill 5,4mm	Fischer Elektronik	SL2211206G	Fischer	SL2211206G	1
CON_000016	Header_1 0x2	H_M	CON 10x2pin header 100mill 5,4mm	Fischer Elektronik	SL2211220G	Fischer	SL2211220G	1
CON_000094	63860-1	H23, H24	CON Faston 4,75mm 200mil	TE connectivity	63860-1	Digikey	A100796CT-ND	2
CON_000118	Header_2 x2	HA_B1, HA_B2, HA_B3, HA_N, HA_T1, HA_T2, HA_T3, HB1, HB2, HB3, HB4, HB5, HB6, HB7, HB8, HB9, HB_B4, HB_B5, HB_B6, HB_N, HB_T4, HB_T5, HB_T6, HC_B7, HC_B8, HC_B9, HC_N, HC_T7, HC_T8, HC_T9, HT1, HT2, HT3, HT4, HT5, HT6, HT7, HT8, HT9	CON 2x2pin header 100mill 5,4mm	Fischer Elektronik	SL2211204G	Fischer	SL2211204G	39
CON_000471	7461147	H1, H2, H3, H10, H13, H15, H16, H18, H21, H25, H27, H30, H31, H33	CON PRESSFIT pins 4x4, pitch 100mil, M5 female, Ir = 180A	Würth Elektronik	7461147	Digikey	732-3215-ND	14
DIO_000033	BZV55C8 V2	V5	DIO Diode zener 8V2; 500mW; miniMELF	Micro Commercial Components Corp.	BZV55C8V2-TP	Digikey	BZV55C8V2-TPMSCT-ND	1
DIO_000090	BAS416	V51	DIO low leakage diode Ir=5nA 75V 200mA SOD323	NXP	BAS416	Digikey	1727-4807-1-ND	1

DIO_000130	GF1M-E3	V11, V12, V13, V14, V15, V16, V17, V18, V19, V20, V21, V22, V23, V24, V25, V26, V27, V28, V29, V30, V31, V32, V33, V34, V35, V36, V37, V38, V39, V40, V41, V42, V43, V44, V45, V46, V47, V48, V49, V50	DIO Si 1000V; 1A; DO214BA	Vishay	GF1M-E3/67A	Digikey	GF1M-E3/67AGICT-ND	40
ICS_000114	LA55-P	IC1.1, IC1.2, IC1.3, IC1.4, IC1.5, IC1.6, IC1.7, IC1.8, IC1.9	ICS current transducer, 55A	LEM	LA 55-P	Farnell	1617405	9
ICS_000116	LV25-P	IC2	ICS voltage transducer, 10..500V	LEM	LV 25-P	Farnell	1617416	1
IND_000078	22.0u	L2.1, L2.2, L2.3, L2.4, L2.5, L2.6, L2.7, L2.8, L2.9, L3.1, L3.2, L3.3, L3.4, L3.5, L3.6, L3.7, L3.8, L3.9, L4, L5	IND 22u 1.2A 4.2x4.6mm ferrite height 2mm	Eaton	MPI4020V2-220-R	Mouser	704-MPI4020V2-220-R	20
IND_000137	2.2u	L1.1, L1.2, L1.3, L1.4, L1.5, L1.6, L1.7, L1.8, L1.9	IND 2.2u 38A 19.2x8.8mm iron powder	Vishay	IHTH0750IZEB2R2M5A	Digikey	IHTH0750IZEB2R2M5A-ND	9
OPT_000102	APDA302 0LSECK/J3-PF	V7	OPT LED RED 2mA, 1000mcd, 10 deg Viewing Angle	kingbright	APDA3020LSECK/J3-PF	Digikey	754-1925-2-ND	1
OPT_000123	WP36BID	V4	OPT LED red blinking 22mA 3mm 3.5-14 V, 1.5-3 Hz	kingbright	WP36BID	Mouser	604-WP36BID	1
PDV_000079	SMAJ15C A	V1, V2, V3, V10.1, V10.2, V10.3, V10.4, V10.5, V10.6, V10.7, V10.8, V10.9, V59.1, V59.2, V59.3, V59.4, V59.5, V59.6, V59.7, V59.8, V59.9	TVS 15V 400W 5% BiDir	Bourns Inc.	SMAJ15CA	Digikey	SMAJ15CABCT-ND	21
PDV_000083	625V	V6, V8	PDV Varistor Dia 22,5mm 625VAC 825VDC	Panasonic	ERZV20D102	Digikey	P7281-ND	2
PDV_000110	1.5KE400 CA	V9	TVS 400V 1500W 5% bidir	Littelfuse Inc.	1.5KE400CA	Digikey	1.5KE400CALFCT-ND	1
PWR_000038	FS25R12 KT3	M_A, M_B, M_C, M_Ch	PWR IGBT sixpack 1200V 25A EconoPack2	Infineon	FS25R12KT3BOSA1	Digikey	FS25R12KT3BOSA1-ND	4
REL_000023	PLB171P	Re1	Relay OptoMOS SPST-NC 55Ohm 800V 80mA DIL8 gull wing	IXYS Semiconductor GmbH	PLB171P	Digikey	PLB171P-ND	1
RES_000230	300	R35	RES 0805 300R 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF3000V	Digikey	P300CTR-ND	1
RES_000243	1.00k	R48, R49, R50, R51, R52, R53, R54, R55, R56, R57, R58, R59, R60, R61, R62, R63, R64, R65, R66	RES 0805 1.00k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1001V	Digikey	P1.00kCTR-ND	19
RES_000249	1.80k	R39	RES 0805 1.80k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1801V	Digikey	P1.80kCTR-ND	1
RES_000413	1.00k	R36	RES 1206 1.00k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ8ENF1001V	Digikey	P1.00kFTR-ND	1

RES_000437	10.0k	R2, R5, R8, R44.1, R44.2, R44.3, R44.4, R44.5, R44.6, R44.7, R44.8, R44.9, R90.1, R90.2, R90.3, R90.4, R90.5, R90.6, R90.7, R90.8, R90.9	RES 1206 10.0k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ8ENF1002V	Digikey	P10.0kFTR-ND	21
RES_000484	910k	R10, R11, R22, R23, R34	RES 1206 910k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ8ENF9103V	Digikey	P910kFTR-ND	5
RES_000603	470k	R12, R13, R14, R15, R16, R17, R18, R19, R20, R21, R24, R25, R26, R27, R28, R29, R30, R31, R32, R33	RES 2512 470k 5% 200ppm SMD thick film	Vishay	CRCW2512470KJNEGHP	Digikey	541-470KRACT-ND	20
RES_000614	15k	R37, R38, R40, R41	TH RES RS-5 15k 1% wirewound	Vishay	RS00515K00FE12	Digikey	RSC-15KRCT-ND	4
RES_000669	8,2	R3, R6, R9, R43.1, R43.2, R43.3, R43.4, R43.5, R43.6, R43.7, R43.8, R43.9, R89.1, R89.2, R89.3, R89.4, R89.5, R89.6, R89.7, R89.8, R89.9	RES 1206 8.20R 1% 100ppm SMD thick film Pulse Proof	Vishay	CRCW12068R20FKEAHP	Digikey	541-8.20UCT-ND	21
RES_000753	20	R1, R4, R7, R42.1, R42.2, R42.3, R42.4, R42.5, R42.6, R42.7, R42.8, R42.9, R88.1, R88.2, R88.3, R88.4, R88.5, R88.6, R88.7, R88.8, R88.9	RES 1206 20.00R 1% 100ppm SMD thick film Pulse Proof	Vishay	CRCW120620R0FKEAHP	Digikey	541-20.0UCT-ND	21
TRA_000020	BC847B	Q2	TRA NPN 50V 100mA SOT23	Fairchild	BC847BMTF	Digikey	BC847BMTFCT-ND	1
TRA_000170	STP03D200	Q1	TRA NPN 1200V 100mA darlington TO-220	ST Microelectronics	STP03D200	Mouser	511-STP03D200	1
-	-	-	FUSE CARTRIDGE 50A 275VAC/800VDC	Schurter Inc.	8020.2085	Digikey	486-8020.2085-ND	1

Příloha J: Seznam použitých součástek na PCB s budiči

Part Number	Value	Designator	Description	Manufacturer	Manuf Part Number	SupplierID	Supp Part number	Total quantity
CAP_000028	100p	C80	CAP CER 100p 50V C0G 5% 0603	Murata	GRM1885C1H101JA01D	Digikey	490-1427-2-ND	1
CAP_000032	220p	C1, C4, C23, C33.1, C33.2, C33.3, C33.4, C33.5, C33.6, C33.7, C33.8, C33.9, C34.1, C34.2, C34.3, C34.4, C34.5, C34.6, C34.7, C34.8, C34.9	CAP CER 220p 50V C0G 5% 0603	Murata	GRM1885C1H221JA01D	Digikey	490-1435-2-ND	21
CAP_000046	100p	C49.1, C49.2, C49.3, C49.4	CAP CER 100p 100V C0G 5% 0805	TDK Corporation	C2012C0G2A101J	Digikey	445-4132-2-ND	4
CAP_000059	1.00n	C46.1, C46.2, C46.3, C46.4, C50.1, C50.2, C50.3, C50.4, C66, C68, C69, C70, C72, C75, C88, C91, C93	CAP CER 1.00n 50V C0G 5% 0805	TDK Corporation	C2012C0G1H102J	Digikey	445-1330-2-ND	17
CAP_000071	10.0n	C45.1, C45.2, C45.3, C45.4, C53.1, C53.2, C53.3, C53.4	CAP CER 10.0n 50V C0G 5% 0805	TDK Corporation	C2012C0G1H103J	Digikey	445-1336-2-ND	8
CAP_000130	100n	C42.1, C42.2, C42.3, C42.4	CAP CER 100n 100V C0G 5% 1206	Murata	GRM31C5C1H104JA01L	Digikey	490-6505-1-ND	4
CAP_000131	120n	C37.1, C37.2, C37.3, C37.4, C43.1, C43.2, C43.3, C43.4	CAP CER 120n 100V C0G 5% 1206	Kemet	C1812C124J1GACTU	Digikey	399-5372-2-ND	8
CAP_000158	100n	C76, C84	CAP CER 100n 50V X7R 10% 0603	Murata	GRM188R71H104KA93D	Digikey	490-1519-2-ND	2
CAP_000175	10.0n	C47.1, C47.2, C47.3, C47.4, C51.1, C51.2, C51.3, C51.4, C89	CAP CER 10.0n 16V X7R 10% 0805	AVX	0805YC103KAT2A	Digikey	0805YC103KAT2A-ND	9
CAP_000197	220p	C6.1, C6.2, C6.3, C6.4, C6.5, C6.6, C6.7, C6.8, C6.9, C10.1, C10.2, C10.3, C10.4, C10.5, C10.6, C10.7, C10.8, C10.9, C19.1, C19.2, C19.3, C19.4, C19.5, C19.6, C19.7, C19.8, C19.9, C27	CAP CER 220p 50V X7R 10% 0805	AVX	08055C221KAT2A	Digikey	478-1363-2-ND	28
CAP_000199	390p	C16.1, C16.2, C16.3, C16.4, C16.5, C16.6, C16.7, C16.8, C16.9, C18.1, C18.2, C18.3, C18.4, C18.5, C18.6, C18.7, C18.8, C18.9, C26	CAP CER 390p 50V X7R 10% 0805	AVX	08055C391KAT2A	Digikey	478-1366-2-ND	19

CAP_000228	100n	C2, C3, C5, C7.1, C7.2, C7.3, C7.4, C7.5, C7.6, C7.7, C7.8, C7.9, C8.1, C8.2, C8.3, C8.4, C8.5, C8.6, C8.7, C8.8, C8.9, C9.1, C9.2, C9.3, C9.4, C9.5, C9.6, C9.7, C9.8, C9.9, C11.1, C11.2, C11.3, C11.4, C11.5, C11.6, C11.7, C11.8, C11.9, C24, C31.1, C31.2, C31.3, C31.4, C31.5, C31.6, C31.7, C31.8, C31.9, C32.1, C32.2, C32.3, C32.4, C32.5, C32.6, C32.7, C32.8, C32.9, C35.1, C35.2, C35.3, C35.4, C38.1, C38.2, C38.3, C38.4, C41.1, C41.2, C41.3, C41.4, C44.1, C44.2, C44.3, C44.4, C48.1, C48.2, C48.3, C48.4, C52.1, C52.2, C52.3, C52.4, C67, C71, C73, C74, C86	CAP CER 100n 50V X7R 10% 0805	AVX	08055C104KAT2A	Digikey	478-1395-2-ND	87
CAP_000282	10.0u	C54, C55, C56, C57, C58, C60, C61, C62, C63, C64	CAP CER 10.0u 16V X7R 10% 1206	Kemet	C1206C106K4RACTU	Digikey	399-3525-2-ND	10
CAP_000312	100n	C15.1, C15.2, C15.3, C15.4, C15.5, C15.6, C15.7, C15.8, C15.9, C17.1, C17.2, C17.3, C17.4, C17.5, C17.6, C17.7, C17.8, C17.9, C25	CAP CER 100n 50V X7R 10% 1206	Yageo	CC1206KRX7R9BB104	Digikey	311-1179-2-ND	19
CAP_000370	2.20u	C40.1, C40.2, C40.3, C40.4	CAP CER 2.2UF 16V X7R 10% 0805	TDK Corporation	C2012X7R1C225K	Digikey	445-1420-1-ND	4
CAP_000381	1.00u	C77	CAP CER 1.0UF 16V X7R 10% 0603	TDK Corporation	C1608X7R1C105K	Digikey	445-1604-1-ND	1
CAP_000393	1.0m	C59, C65	CAP ELYT 1000u, 16V, 20%, (Dia 10 Height 16 RM 5 mm)	Panasonic	ECA-1CHG102	Digikey	P5533-ND	2

CAP_000409	10.0u	C12.1, C12.2, C12.3, C12.4, C12.5, C12.6, C12.7, C12.8, C12.9, C13.1, C13.2, C13.3, C13.4, C13.5, C13.6, C13.7, C13.8, C13.9, C14.1, C14.2, C14.3, C14.4, C14.5, C14.6, C14.7, C14.8, C14.9, C20.1, C20.2, C20.3, C20.4, C20.5, C20.6, C20.7, C20.8, C20.9, C21.1, C21.2, C21.3, C21.4, C21.5, C21.6, C21.7, C21.8, C21.9, C22.1, C22.2, C22.3, C22.4, C22.5, C22.6, C22.7, C22.8, C22.9, C28, C29, C30, C78, C79, C87, C92	CAP CER 10u 35V X7R 10% 1206	Taiyo Yuden	GMK316AB7106KL-TR	Digikey	587-3007-1-ND	61
CAP_000420	10.0u	C85	CAP CER 10.0uF 10V X5R 20% 0603	TDK Corporation	C1608X5R1A106M	Digikey	445-6853-1-ND	1
CAP_000531	1.00u	C36.1, C36.2, C36.3, C36.4, C39.1, C39.2, C39.3, C39.4, C90	CAP CER 1.0UF 25V X7R 10% 0805	Yageo	CC0805KFX7R8BB105	Mouser	603-CC805KFX7R8BB105	9
CAP_000636	47.0u	C81, C82, C83	CAP CER 47UF 10V X7R 10% 1210	Murata	GRM32ER71A476KE15L	Farnell	1797018	3
CON_000007	Jumper	H7	CON 3pin header 100mill 5,4mm	Fischer Elektronik	SL1111203G	Fischer	SL1111203G	1
CON_000103	T821-116A1S100CEU	H5, H6	CON 8x2pin box header 100mil, 20mOhm@1A DC, max 3A	Amphenol	T821-116A1S100CEU	Farnell	2215308	2
CON_000104	T821-120A1S100CEU	H1, H2, H3	CON 10x2pin box header 100mil, 20mOhm@1A DC, max 3A	Amphenol	T821-120A1S100CEU	Farnell	2215309	3
CON_000162	BL64	HA_B1, HA_B2, HA_B3, HA_N, HA_T1, HA_T2, HA_T3, HB1, HB2, HB3, HB4, HB5, HB6, HB7, HB8, HB9, HB_B4, HB_B5, HB_B6, HB_N, HB_T4, HB_T5, HB_T6, HC_B7, HC_B8, HC_B9, HC_N, HC_T7, HC_T8, HC_T9, HT1, HT2, HT3, HT4, HT5, HT6, HT7, HT8, HT9	CON Receptacle 2x2 100 mils	Fischer Elektronik	BL 6 4	Fischer	BL 6 4	39
CON_000163	BL66	H_Ch	CON Receptacle 2x3 100 mils	Fischer Elektronik	BL 6 6	Fischer	BL 6 6	1
CON_000186	Header_4	X1	CON 4pin header 100mill 5,4mm	Fischer Elektronik	SL1111204G	Fischer	SL1111204G	1
CON_000256	BL620	H_M	CON Receptacle 2x10 100 mils	Fischer Elektronik	BL620	Fischer	BL620	1
CON_000276	PTSM_2_4	H8	CON terminal block 2pos 4pin 63V 6A 2.5mm Spring cage	Phoenix	1770885	Digikey	277-2079-1-ND	1

CON_000566	KPJX-4S-S	H4	CON 4pin 48V, 7.5A, shielded, circular, right angle	KYCON	KPJX-4S-S	Digikey	2092-KPJX-4S-S-ND	1
DIO_000039	BAT54WX	V34, V35, V38, V39, V42, V43, V46, V47	DIO schottky 30V 0,2A trr 5ns	Micro Commercial Components Corp.	BAT54WX-TP	Digikey	BAT54WX-TPCT-ND	8
DIO_000049	VBT1045 BP	V31	DIO schottky 45V 10A TO263AB	Vishay	VBT1045BP-E3/8W	Farnell	2115186	1
DIO_000083	BAT42WS	V8.1, V8.2, V8.3, V8.4, V8.5, V8.6, V8.7, V8.8, V8.9, V12.1, V12.2, V12.3, V12.4, V12.5, V12.6, V12.7, V12.8, V12.9, V20	DIO Schottky 30V, 200mA, 5ns, SOD323	Multicomp	BAT42WS	Farnell	1621831	19
DIO_000090	BAS416	V1, V2, V4, V5, V6, V7, V13.1, V13.2, V13.3, V13.4, V13.5, V13.6, V13.7, V13.8, V13.9, V14.1, V14.2, V14.3, V14.4, V14.5, V14.6, V14.7, V14.8, V14.9, V15, V16, V21, V22.1, V22.2, V22.3, V22.4, V22.5, V22.6, V22.7, V22.8, V22.9, V23.1, V23.2, V23.3, V23.4, V23.5, V23.6, V23.7, V23.8, V23.9, V24.1, V24.2, V24.3, V24.4, V24.5, V24.6, V24.7, V24.8, V24.9, V25.1, V25.2, V25.3, V25.4, V25.5, V25.6, V25.7, V25.8, V25.9, V28.1, V28.2, V28.3, V28.4, V30.1, V30.2, V30.3, V30.4	DIO low leakage diode Ir=5nA 75V 200mA SOD323	NXP	BAS416	Digikey	1727-4807-1-ND	71
EMI_000011	220R	L5.1, L5.2, L5.3, L5.4, L6.1, L6.2, L6.3, L6.4	EMI 0603 220R/ 100MHz 1400mA 0,1R	Murata	BLM18PG221SN1D	Digikey	490-5221-2-ND	8
EMI_000022	180R	L9	EMI 1806 180R/ 100MHz 3000mA 0,025R	Murata	BLM41PG181SN1D	Digikey	490-5230-2-ND	1
EMI_000037	200R	L4.1, L4.2, L4.3, L4.4	EMI cm 200R/ 100MHz 350mA 0,25R 0805 TDK	TDK Corporation	ACM2012-201-2P-T002	Digikey	445-2209-1-ND	4
ICS_000107	LM339	IC20, IC21	ICS Quad comparator	Texas Instruments	LM339D	TME	LM339D-TI	2
ICS_000412	SN74LVC 2G17	IC10, IC13.1, IC13.2, IC13.3, IC13.4, IC13.5, IC13.6, IC13.7, IC13.8, IC13.9, IC14.1, IC14.2, IC14.3, IC14.4, IC14.5, IC14.6, IC14.7, IC14.8, IC14.9	Dual Schmitt Trigger Buffer, SOT23-6	Texas Instruments	SN74LVC2G17DBVR	Digikey	296-13012-1-ND	19
ICS_000441	SN74LVC 2G14	IC1	Dual Inverting Schmitt Trigger Buffer, SOT23-6	Texas Instruments	SN74LVC2G14DBVR	Digikey	296-13010-1-ND	1
ICS_000482	SN74LVC 1G132	IC2	ICS single gate 2-input Schmitt NAND 5,5V 5,5ns	Texas Instruments	SN74LVC1G132DBVT	Digikey	296-32295-1-ND	1
ICS_000656	2ED02011 2FA	IC8.1, IC8.2, IC8.3, IC8.4, IC8.5, IC8.6, IC8.7, IC8.8, IC8.9, IC11	ICS Dual IGBT driver, 2A, Desat, Miller Clamp	Infineon	2ED020112FAXUMA2	Digikey	2ED020112FAXUMA2 DKR-ND	10

ICS_000689	LMR23630	IC23	ICS Step down converter, $U_i=4.5-36V$, $I_{out}=3A$	Texas Instruments	LMR23630ADDAR	Mouser	595-LMR23630ADDAR	1
ICS_000739	OPA330	IC17.1, IC17.2, IC17.3, IC17.4, IC19, IC22, IC25	ICS opamp, zero drift, rail-to-rail SC70-5	Texas Instruments	OPA330AIDCKR	Farnell	2769329	7
ICS_000864	SN74LVC1G98	IC3.1, IC3.2, IC3.3, IC3.4, IC3.5, IC3.6, IC3.7, IC3.8, IC3.9, IC4.1, IC4.2, IC4.3, IC4.4, IC4.5, IC4.6, IC4.7, IC4.8, IC4.9, IC5.1, IC5.2, IC5.3, IC5.4, IC5.5, IC5.6, IC5.7, IC5.8, IC5.9, IC6.1, IC6.2, IC6.3, IC6.4, IC6.5, IC6.6, IC6.7, IC6.8, IC6.9	ICS Multiple function gate	Texas Instruments	SN74LVC1G98DCKR	Digikey	296-15584-1-ND	36
ICS_000915	AMC1311B	IC16.1, IC16.2, IC16.3, IC16.4	ICS reinf. iisoamplifier 0-2V gain=1 SSOP8 wide	Texas Instruments	AMC1311BDWVR	Digikey	296-49549-1-ND	4
ICS_000926	LTC1983ES6-5	IC24	ICS charge-pump voltage inverter, out -5V @ 100 mA	Analog Devices	LTC1983ES6-5#TRMPBF	Mouser	584-C1983ES6-5TRMPBF	1
ICS_000939	LTC1992	IC18.1, IC18.2, IC18.3, IC18.4	ICS fully differential opamp Rail to Rail	Linear Technology	LTC1992HMS8#PBF	Digikey	LTC1992HMS8#PBF-ND	4
ICS_000946	TPS70950	IC15.1, IC15.2, IC15.3, IC15.4	ICS regulator 5V 150mA $V_{in}=2,7 - 30V$ linear, ultralow IQ	Texas Instruments	TPS70950DBVR	Digikey	296-35484-1-ND	4
ICS_001162	CMR1215S3C	IC7.1, IC7.2, IC7.3, IC7.4, IC7.5, IC7.6, IC7.7, IC7.8, IC7.9, IC9.1, IC9.2, IC9.3, IC9.4, IC9.5, IC9.6, IC9.7, IC9.8, IC9.9	ICS DC/DC converter, $V_{in} 12V$, $V_{out} \pm 15V$, 0.75W, 3kVDC	Murata	CMR1215S3C	Digikey	811-2901-5-ND	18
ICS_001177	NMV1215SC	IC12	ICS DC/DC converter, $V_{in} 12V$, $V_{out} \pm 15V$, 1W, 3kVDC	Murata	NMV1215SC	Digikey	811-1604-5-ND	1
ICS_001188	THN 15-1223N	IC26	DC/DC converter, $V_{in} 12V$, $V_{out} \pm 15V$, 15W, 1.6kVDC	Traco	THN 15-1223N	Mouser	495-THN15-1223N	1
IND_000036	47.0u	L7	IND 47u 8.7A 17.15x17.15mm iron powder	Vishay	IHLP6767GZER470M11	Digikey	541-1290-6-ND	1
IND_000083	10u	L8	IND 10u 3A 6.8x6.5mm iron powder	Vishay	IHLP2525CZER100M01	Farnell	1692722	1
IND_000090	10u	L1.1, L1.2, L1.3, L1.4, L1.5, L1.6, L1.7, L1.8, L1.9, L2.1, L2.2, L2.3, L2.4, L2.5, L2.6, L2.7, L2.8, L2.9, L3	IND 10UH 1A 460 MOHM SMD, shielded	Murata	1239AS-H-100M=P2	Farnell	2776791	19
MCH_000105	Fiducial	FID1, FID2, FID3	Fiducial global Paste circle 1mm			no supplier		3
OPT_000075	KPT-2012LVZGCK	V11.1, V11.2, V11.3, V11.4, V11.5, V11.6, V11.7, V11.8, V11.9, V19, V27.1, V27.2, V27.3, V27.4, V27.5, V27.6, V27.7, V27.8, V27.9, V48, V49, V51, V52	OPT LED green, 2mA, 50mcd	kingbright	KPT-2012LVZGCK	Farnell	2610419	23

OPT_000082	APT2012LSYCK/J3-PRV	V17, V26.1, V26.2, V26.3, V26.4, V26.5, V26.6, V26.7, V26.8, V26.9	OPT LED yellow, 2mA, 25mcd	kingbright	APT2012LSYCK/J3-PRV	Digikey	754-1937-1-ND	10
OPT_000083	APT2012LSECK/J4-PRV	V3, V32, V36, V40, V44	OPT LED orange, 2mA, 50mcd	kingbright	APT2012LSECK/J4-PRVPRV	Digikey	754-1936-1-ND	5
OPT_000084	APT2012LSECK/J3-PRV	V9.1, V9.2, V9.3, V9.4, V9.5, V9.6, V9.7, V9.8, V9.9, V10.1, V10.2, V10.3, V10.4, V10.5, V10.6, V10.7, V10.8, V10.9, V18, V33, V37, V41, V45	OPT LED red, 2mA, 40mcd	kingbright	APT2012LSECK/J3-PRV	Digikey	754-1935-1-ND	23
PDV_000015	8A	F1	Fuse 8AT 125VDC +holder Littelfuse HF154	Littelfuse Inc.	0154008.DR	Farnell	1817191	1
PDV_000144	CDSOD323-T15S	V29.1, V29.2, V29.3, V29.4	TVS 15V 350W Vbr=16.7V UniDir SOD323	Bourns Inc.	CDSOD323-T15S	Digikey	CDSOD323-T15SCT-ND	4
PDV_000186	1.5KE15A	V50	TVS uni 12.8V Vbr=(14.3...15.8V)/1mA 1500W 5%	Littelfuse Inc.	TP1.5KE15A	Mouser	576-TP1.5KE15A	1
RES_000077	1.50k	R109	RES 0603 1.50k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ3EKF1501V	Digikey	P1.50kHTR-ND	1
RES_000097	10.0k	R108	RES 0603 10.0k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ3EKF1002V	Digikey	P10.0kHTR-ND	1
RES_000113	47.0k	R106	RES 0603 47.0k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ3EKF4702V	Digikey	P47.0kHTR-ND	1
RES_000121	100k	R107	RES 0603 100k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ3EKF1003V	Digikey	P100kHTR-ND	1
RES_000149	1.50M	R104, R105	RES 0603 1.50M 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ3EKF1504V	Digikey	P1.50MHTR-ND	2
RES_000170	0	R1, R2, R27.1, R27.2, R27.3, R27.4, R27.5, R27.6, R27.7, R27.8, R27.9, R32.1, R32.2, R32.3, R32.4, R32.5, R32.6, R32.7, R32.8, R32.9, R33.1, R33.2, R33.3, R33.4, R33.5, R33.6, R33.7, R33.8, R33.9, R35.1, R35.2, R35.3, R35.4, R35.5, R35.6, R35.7, R35.8, R35.9	RES 0805 0.00R 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF0R00V	Digikey	P0.00CTR-ND	38
RES_000195	10	R26.1, R26.2, R26.3, R26.4, R26.5, R26.6, R26.7, R26.8, R26.9, R31.1, R31.2, R31.3, R31.4, R31.5, R31.6, R31.7, R31.8, R31.9, R43	RES 0805 10.0R 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF10R0V	Digikey	P10.0CTR-ND	19
RES_000211	47	R87, R99, R111	RES 0805 47.0R 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF47R0V	Digikey	P47.0CTR-ND	3

RES_000219	100	R62.1, R62.2, R62.3, R62.4, R64.1, R64.2, R64.3, R64.4	RES 0805 100R 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1000V	Digikey	P100CTR-ND	8
RES_000221	120	R4, R8, R9, R36.1, R36.2, R36.3, R36.4, R36.5, R36.6, R36.7, R36.8, R36.9, R37.1, R37.2, R37.3, R37.4, R37.5, R37.6, R37.7, R37.8, R37.9, R45, R46, R66	RES 0805 120R 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1200V	Digikey	P120CTR-ND	24
RES_000225	180	R58.1, R58.2, R58.3, R58.4	RES 0805 180R 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1800V	Digikey	P180CTR-ND	4
RES_000243	1.00k	R91, R101, R113	RES 0805 1.00k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1001V	Digikey	P1.00kCTR-ND	3
RES_000247	1.50k	R53.1, R53.2, R53.3, R53.4, R110, R112	RES 0805 1.50k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1501V	Digikey	P1.50kCTR-ND	6
RES_000248	1.60k	R30.1, R30.2, R30.3, R30.4, R30.5, R30.6, R30.7, R30.8, R30.9, R42, R52.1, R52.2, R52.3, R52.4, R52.5, R52.6, R52.7, R52.8, R52.9, R115	RES 0805 1.60k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1601V	Digikey	P1.60kCTR-ND	20
RES_000250	2.00k	R72, R73, R78, R79, R85, R86, R94, R95	RES 0805 2.00k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF2001V	Digikey	P2.00kCTR-ND	8
RES_000251	2.20k	R5, R28.1, R28.2, R28.3, R28.4, R28.5, R28.6, R28.7, R28.8, R28.9, R29.1, R29.2, R29.3, R29.4, R29.5, R29.6, R29.7, R29.8, R29.9, R40, R41, R51.1, R51.2, R51.3, R51.4, R51.5, R51.6, R51.7, R51.8, R51.9, R56.1, R56.2, R56.3, R56.4, R57.1, R57.2, R57.3, R57.4, R68, R69, R76, R77, R82, R83, R92, R93	RES 0805 2.20k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF2201V	Digikey	P2.20kCTR-ND	46
RES_000252	2.40k	R10, R23, R39, R49.1, R49.2, R49.3, R49.4, R49.5, R49.6, R49.7, R49.8, R49.9, R50.1, R50.2, R50.3, R50.4, R50.5, R50.6, R50.7, R50.8, R50.9	RES 0805 2.40k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF2401V	Digikey	P2.40kCTR-ND	21
RES_000255	3.30k	R11, R67, R88	RES 0805 3.30k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF3301V	Digikey	P3.30kCTR-ND	3
RES_000257	3.90k	R55.1, R55.2, R55.3, R55.4, R70, R71, R84, R98	RES 0805 3.90k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF3901V	Digikey	P3.90kCTR-ND	8

RES_000258	4.30k	R24.1, R24.2, R24.3, R24.4, R24.5, R24.6, R24.7, R24.8, R24.9, R25.1, R25.2, R25.3, R25.4, R25.5, R25.6, R25.7, R25.8, R25.9, R54.1, R54.2, R54.3, R54.4, R59.1, R59.2, R59.3, R59.4	RES 0805 4.30k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF4301V	Digikey	P4.30kCTR-ND	26
RES_000259	4.70k	R3, R6, R34.1, R34.2, R34.3, R34.4, R34.5, R34.6, R34.7, R34.8, R34.9, R44, R100	RES 0805 4.70k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF4701V	Digikey	P4.70kCTR-ND	13
RES_000261	5.60k	R7, R22, R38, R47.1, R47.2, R47.3, R47.4, R47.5, R47.6, R47.7, R47.8, R47.9, R48.1, R48.2, R48.3, R48.4, R48.5, R48.6, R48.7, R48.8, R48.9	RES 0805 5.60k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF5601V	Digikey	P5.60kCTR-ND	21
RES_000262	6.20k	R114	RES 0805 6.20k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF6201V	Digikey	P6.20kCTR-ND	1
RES_000265	8.20k	R102, R103	RES 0805 8.20k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF8201V	Digikey	P8.20kCTR-ND	2
RES_000267	10.0k	R61.1, R61.2, R61.3, R61.4, R63.1, R63.2, R63.3, R63.4	RES 0805 10.0k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF1002V	Digikey	P10.0kCTR-ND	8
RES_000281	39.0k	R60.1, R60.2, R60.3, R60.4, R65.1, R65.2, R65.3, R65.4, R74, R75, R80, R81, R89, R90, R96, R97	RES 0805 39.0k 1% 100ppm SMD thick film	Panasonic	ERJ6ENF3902V	Digikey	P39.0kCTR-ND	16
RES_000530	100	R13, R14, R15, R16, R17, R18, R19, R20, R21	RES 1206 100R 0.1% 25ppm SMD thin film	TT Electronics/IRC	PFC-W1206LF-03-1000-B-1059	Digikey	989-1154-1-ND	9
RES_000914	150	R12	RES 1206 150R 0.1% 25ppm SMD thin film	TT Electronics/IRC	PFC-W1206LF-03-1500-B	Mouser	66-PFC12LF150-B	1
SWI_000027	LSH_H95 M	SW1	MCH button switch, LSH high actuator 9.5 mm, 0.05A 12V	Schurter	1301,9319	Digikey	486-3470-ND	1
TRA_000020	BC847B	Q5, Q6, Q7	TRA NPN 50V 100mA SOT23	Fairchild	BC847BMTF	Digikey	BC847BMTFCT-ND	3
TRA_000031	SI2304DD S	Q1, Q2.1, Q2.2, Q2.3, Q2.4, Q2.5, Q2.6, Q2.7, Q2.8, Q2.9, Q3	signal NMOS 30V 75mOhm 2.1nC	Vishay	SI2304DDS-T1-GE3	Farnell	1858939RL	11
TRA_000063	PSMN9R5-30YLC	Q4	TRA NMOS 30V 44A 9.8mOhm 10nC LFPAK53 (SOT669)	NXP	PSMN9R5-30YLC,115	Digikey	568-7593-1-ND	1

Příloha K: Seznam použitých součástek a komponent umístěných mimo PCB

Part Number	Value	Designator	Description	Manufacturer	Manuf Part Number	SupplierID	Supp Part number	Total quantity
-	-	-	Ventilátor	Ebmpapst	8312 NH3	-	-	5
-	12 V DC	-	Síťový napájecí zdroj	Powerpax	SW4378-VI	-	-	1
-	-	-	Chladič	Fischer Elektronik	SK 159	-	-	1
-	-	-	HEX STANDOFF M3 NYLON 20MM	Keystone Electronics	25505	Digikey	36-25505-ND	25
-	-	-	Distanční sloupky a úchytky PCB Standoffs / Supports, Natural Color, 17.0mm (.669 in.) Height, 3.0mm Screw Size	Bivar	MSB3.0-17SP	Mouser	749-MSB3.0-17SP	25
-	2k2	-	Brzdny odpor (interní); Tlustovrstvé rezistory - průchozí otvor 100W 2200 Ohm High Power	Ohmite	AP101 2K2 J	Mouser	588-AP1012K2J	2
-	8k2	-	Vybíjecí odpor; Tlustovrstvé rezistory - průchozí otvor 100W 8200 Ohm High Power	Ohmite	AP101 8K2 J	Mouser	588-AP1018K2J	1
-	-	-	Teplovodivá pasta; Produkty tepelného rozhraní 1-Part, Liquid Formable Material, 30CC Cartridge, Liqui-Form TLF3500/3500	Bergquist Company	LF3500-00-00-30CC	Mouser	951-LF3500000030CC	1

Příloha L: Fotky sestavy měniče

