

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra výkonové elektroniky a strojů

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh silového obvodu třífázového střídače pro studentský projekt
elektrické čtyřkolky

Autor práce: **Bc. Jakub Šanda**
Vedoucí práce: **Ing. Jan Štěpánek, Ph.D.**

2023

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2022/2023

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Jakub ŠANDA**
Osobní číslo: **E21N0054P**
Studijní program: **N0714A060013 Elektronika a informační technologie**
Specializace: **Výkonová elektronika**
Téma práce: **Návrh silového obvodu třífázového střídače pro studentský projekt elektrické čtyřkolky**
Zadávací katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

1. Vyberte klíčové komponenty střídače.
2. Navrhněte schéma výkonového střídače s ohledem na parametry elektromotoru EMRAX 188-MV-LC.
3. Navrhněte vhodné vodní chlazení pro projekt elektrické čtyřkolky, které bude využito pro výkonový střídač a chlazení elektromotoru EMRAX 188-MV-LC.
4. Zkonstruujte navržený střídač.
5. Experimentálně ověřte základní funkce 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. 1. vyd. V Plzni : Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.
2. 120kW Quad Inverter for All-Wheel Drive Electric Racecar. <https://wisconsinracing.org/>.

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

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



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



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

Abstrakt

Cílem této práce bylo vybrat klíčové komponenty pro třífázový střídač, navrhnout schéma a vodní chlazení s ohledem na elektromotor EMRAX 188-MV-LC a zkonstruovat a experimentálně ověřit základní funkce navrženého střídače. Práce začíná stručným úvodem do problematiky řízení třífázových měničů a výpočtem výkonových ztrát MOSFET prvků. Dále je zde na základě vypočítaných proudů a parametrů baterie vybrán výkonový modul CAB450M12XM3, pro který jsou analyticky vypočítány výkonové ztráty při 3 různých spínacích frekvencích. Dále následuje popis vytvořené simulace, jejíž výstupem jsou výkonové ztráty vybraných polovodičových prvků. Simulace je vytvořena tak aby odpovídala předběžné vizi řízení elektrické čtyřkolky a to vektorové řízení motoru se sinusovým PWM řízením měniče s injektovanou třetí harmonickou. Poté je vybráno vodní čerpadlo na základě analytického výpočtu. Následně je provedena simulace již vyrobeného chladiče, na který jsou přivedeny výkonové ztráty získané analytickým a simulačním postupem. Po porovnání výsledků simulací chladiče je ještě provedena optimalizace chladiče z důvodu snahy o zlepšení rozložení teploty pod výkonovými prvky umístěnými na chladiči. Nakonec jsou zde vybrány důležité komponenty měniče a to kondenzátor, budiče výkonových prvků a čidla pro měření proudu. Výsledkem práce je tedy specifikace měniče a chladicího systému pro projekt elektrické čtyřkolky s rozšířením o simulaci regulace a řízení celého systému a simulacemi pro chladič výkonových prvků.

Klíčová slova

Elektrická čtyřkolka, třífázový střídač, MOSFET, výkonové ztráty, EMRAX 188-MV-LC, CAB450M12XM3, simulace výkonových ztrát, MATLAB, SIMULINK, PLECS, SOLIDWORKS, vodní chlazení, výpočet chladiče, simulace chladiče.

Abstract

The aim of this work was to select key components for a 3-phase inverter, to design a scheme and water cooling regard to the EMRAX 188-MV-LC electric motor, and to construct and experimentally verify the basic functions of the designed inverter. The work begins with a brief introduction to the issue of controlling 3 phase inverters and calculating the power losses of MOSFET elements. Furthermore, based on the calculated currents and battery parameters, the CAB450M12XM3 power module is selected for which the power losses at 3 different switching frequencies are analytically calculated. The following is a description of the created simulation, the output of which are the power losses of selected semiconductor elements. The simulation is created in such a way that it corresponds to the preliminary vision of the control of the electric quad, that is vector control of the motor with sine PWM control of the inverter with injected third harmonics. Then the water pump is selected based on the analytical calculation. Subsequently, a simulation of the already manufactured cooler is carried out, to which the power losses obtained by the analytical and simulation procedure are applied. After comparing the results of the cooler simulations, the cooler is further optimized in order to improve the temperature distribution under the power elements located on the cooler. Finally, the important components of the inverter are selected here, namely the capacitor, power element drivers and sensors for current measurement. The result of the work is the specification of the converter and the cooling system for the electric quad bike project with an extension to the simulation of regulation and control of the entire system and simulations for the cooler of the power elements.

KeyWords

Electric quad, 3-phase inverter, MOSFET, power losses, EMRAX 188-MV-LC, CAB450M12XM3, simulation of power losses, MATLAB, SIMULINK, PLECS, SOLIDWORKS, liquid cooler, cooler calculation, cooler simulation.

Poděkování

Chtěl bych poděkovat vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Štěpánkovi, Ph.D. za pomoc a spolupráci při tvorbě této práce. Tato diplomová práce vznikla s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu No. SGS-2021-021.

Obsah

Úvod	- 1 -
1 Teoretický úvod	- 2 -
1.1 Trojfázový napěťový střídač.....	- 2 -
1.2 Řízení trojfázového střídače	- 3 -
1.2.1 Obdélníkové řízení	- 3 -
1.2.2 Sinusové PWM řízení.....	- 4 -
1.2.3 Sinusové PWM řízení s injektovanou třetí harmonickou.....	- 6 -
1.3 Výkonové ztráty MOSFETu	- 7 -
1.3.1 Vodivostní ztráty.....	- 7 -
1.3.2 Spínací ztráty	- 8 -
1.3.3 Celkový ztrátový výkon	- 11 -
1.4 Synchronní motor EMRAX188MV	- 11 -
2 Návrh a výpočet ztrát výkonových prvků.....	- 14 -
2.1 Proudové dimenzování	- 14 -
2.1.1 Porovnání proudů pro různé napětí baterie.....	- 16 -
2.2 Výběr polovodičového modulu.....	- 16 -
2.2.1 Polovodičový modul CAB450M12XM3	- 17 -
2.3 Výkonové ztráty.....	- 18 -
2.3.1 Výpočet dynamického odporu diody	- 18 -
2.3.2 Vodivostní ztráty.....	- 19 -
2.3.3 Spínací ztráty	- 20 -
2.3.4 Celkový ztrátový výkon	- 22 -
2.3.5 Porovnání celkových ztrát při různě spínací frekvenci	- 23 -
3 Simulace výkonových ztrát.....	- 24 -
3.1 Řízení elektromotoru.....	- 24 -
3.2 PWM modulace.....	- 25 -
3.3 PLECS model.....	- 26 -
3.3.1 Model měniče v PLECS	- 29 -

3.4	Výkonové ztráty modelu	- 30 -
3.5	Porovnání vypočítaných a simulovaných výkonových ztrát	- 35 -
4	Návrh chlazení	- 37 -
4.1	Náhradní tepelné schéma	- 37 -
4.2	Výpočet tepelného odporu chladiče	- 39 -
4.2.1	Výpočet chladiče	- 40 -
4.2.2	Vodní čerpadlo	- 40 -
4.2.3	Výpočet tepoty chladiče	- 41 -
5	Simulace chlazení.....	- 42 -
5.1	Simulace v PLECS	- 42 -
5.2	Simulace v SOLIDWORKS	- 43 -
5.3	Porovnání teplot v důležitých bodech	- 46 -
5.4	Optimalizace chladiče	- 48 -
5.5	Porovnání původního a optimalizovaného chladiče.....	- 51 -
5.6	Výsledek simulací	- 52 -
6	Komponenty měniče.....	- 53 -
6.1	Svorky měniče.....	- 53 -
6.2	Kondenzátorová baterie	- 53 -
6.3	Budič CGD12HBXMP	- 54 -
6.4	Čidla	- 55 -
6.5	3D model měniče	- 56 -
	Závěr	- 58 -
	Literatura.....	- 61 -
	Přílohy	I

Seznam symbolů a zkratek

Napětí:

Značka	Popisek	Jednotka
U_{AB}	Sdružené napětí mezi fázemi A-B	V
U_{D0}	Napětí DC zdroje náhradního modelu diody	V
U_{dc}	Napětí baterie	V
U_{dc_graf}	Napětí DC linku uvažované v katalogu od výrobce	V
U_{fout}	Efektivní hodnota fázového napětí zátěže	V
U_{sout}	Efektivní hodnota sdruženého napětí zátěže	V
U_{X0}	Fázové napětí střídače	V
U_{XZ}	Fázové napětí zátěže	V
$U_{zm(1)}$	První harmonická fázového napětí zátěže	V
$U_{zm(1)M}$	Amplituda první harmonické fázového napětí zátěže	V
V_{DS}	Napětí na tranzistoru (drain-source)	V
V_{GS}	Hradlové napětí tranzistoru	V
ΔU	Rozdíl napětí při linearizaci V-A charakteristiky diody	V
ΔU_{bat}	Zvlnění napětí baterie	V

Napětí při obdélníkovém řízení		
Značka	Popisek	Jednotka
$U_{0m_obd(1)M}$	Amplituda první harmonické fázového napětí střídače	V
$U_{Sm_obd(1)M}$	Amplituda první harmonické sdruženého napětí	V
$U_{Zm_obd(1)M}$	Amplituda první harmonické fázového napětí zátěže	V

Napětí při PWM řízení		
Značka	Popisek	Jednotka
$U_{0m_PWM(1)M}$	Amplituda první harmonické fázového napětí střídače	V
$U_{Sm_PWM(1)M}$	Amplituda první harmonické sdruženého napětí	V
$U_{Zm_PWM(1)M}$	Amplituda první harmonické fázového napětí zátěže	V

Napětí při PWM řízení s injektovanou 3 harmonickou		
Značka	Popisek	Jednotka
$U_{Sm_PWM3(1)M}$	Amplituda první harmonické sdruženého napětí	V
$U_{Zm_PWM3(1)M}$	Amplituda první harmonické fázového napětí zátěže	V
$U_{0m_PWM3(1)M}$	Amplituda první harmonické fázového napětí střídače	V

Proudy:

Značka	Popisek	Jednotka
I_D	Efektivní hodnota proudu procházející drainem tranzistoru	A
$I_{D(av)}$	Střední hodnota proudu procházející tranzistorem	A
$i_D(t)$	Okamžitá hodnota proudu procházející drainem tranzistoru	A
I_{Dm}	Amplituda proudu procházející tranzistorem	A
I_F	Efektivní hodnota proudu procházející diodou	A
$I_{F(av)}$	Střední hodnota proudu procházející diodou	A
$i_F(t)$	Okamžitý proud procházející náhradním modelem diody	A
I_{Fm}	Amplituda proudu procházející diodou	A
I_{om}	Amplituda proudu zátěže	A

I_{out}	Efektivní hodnota proudu zátěží	A
ΔI	Rozdíl proudu při linearizaci V-A charakteristiky diody	A

Výkony:

Značka	Popisek	Jednotka
$P_{C(av)}$	Střední hodnota vodivostních ztrát MOSFETu	W
$P_{CD(av)}$	Střední hodnota vodivostních ztrát diody	W
$p_{cd}(t)$	Okamžité vodivostní ztráty diody	W
$P_{CM(av)}$	Střední hodnota vodivostních ztrát tranzistoru	W
$P_{cm}(t)$	Okamžité vodivostní ztráty tranzistoru	W
P_m	Výkon motoru	W
P_{on+off}	Spínací ztráty tranzistoru	W
P_{rr}	Spínací ztráty diody	W
P_{SW}	Spínací ztráty MOSFETu	W
$P_{SW(av)}$	Střední hodnota spínacích ztrát MOSFETu	W
$P_{tot(av)}$	Střední hodnota celkového ztrátového výkonu MOSFETu	W
$P_{tot_celk(av)}$	Střední hodnota celkového ztrátového výkonu měniče	W
$P_{totD(av)}$	Střední hodnota ztrátového výkonu diody	W
$P_{totM(av)}$	Střední hodnota celkového ztrátového tranzistoru	W

Ostatní:

Značka	Popisek	Jednotka
C_{dc}	Kapacita kondenzátorové baterie	F
$\cos\phi$	Účinnost motoru	-
C_p	Měrná tepelná kapacita vody (při 25°C)	J/(Kg*K)
$C_{th(c)}$	Tepelná kapacita pouzdra	J/K
$C_{th(j)}$	Tepelná kapacita čipu	J/K
$C_{th(r)}$	Tepelná kapacita chladiče	J/K
E_{off}	Ztrátová energie tranzistoru při vypnutí	J
E_{on}	Ztrátová energie tranzistoru při sepnutí	J
E_{on+off}	Celková ztrátová energie tranzistoru	J
$E_{on+off(c)}$	Celková ztrátová energie tranzistoru s korekcí	J
E_{rr}	Ztrátová energie diody	J
$E_{rr(c)}$	Celková ztrátová energie diody s korekcí	J
f_p	Frekvence nosného pilového signálu	Hz
f_{sw}	Spínací frekvence	Hz
J	Proudová hustota	A/mm ²
K_E	Korekce ztrátové energie	-
k_o	Konstanta pro přepočtení efektivní hodnoty sdruženého napětí mezi fázemi motoru a otáček motoru	$V_{rms}/1RPM$
m	Počet fází střídače	-
m_a	Hloubka modulace	-
m_i	Modulační index	-
n_n	Počet prvků na chladiči náhradního tepelného modelu	-
O_m	Otáčky motoru	ot/min
Q	Průtok chladiče	l/s
R_D	Dynamický odpor diody	Ω
R_{DSon}	Odpor tranzistoru mezi drain-spouce při sepnutém stavu	Ω
$R_{th(c-r)}$	Tepelný odpor mezi pouzdem a chladičem	°C/W
$R_{th(j-c)}$	Tepelný odpor mezi čipem a pouzdem	°C/W

$R_{th(r-a)}$	Tepelný odpor mezi chladičem a okolím	$^{\circ}C/W$
$R_{th(\lambda)}$	Náhradní tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem	$^{\circ}C/W$
S	Plocha	mm^2
T_a	Teplota prostředí	$^{\circ}C$
T_{dt}	Mrtvý čas	s
T_j	Teplota čipu	$^{\circ}C$
T_{jmax}	Maximální teplota čipu MOSFETu	$^{\circ}C$
T_R	Teplota chladiče	$^{\circ}C$
T_{R9}	Teplota chladiče při průtoku 9 l/min	$^{\circ}C$
T_{SW}	Spínací perioda	s
$T_{th9(ra)}$	Tepelný odpor mezi chladičem a okolím při průtoku 9 l/min	$^{\circ}C/W$
ΔT	Tepelný rozdíl vody po a před průchodem chladičem	$^{\circ}C$
ρ	Hustota	Kg/m^3
ψ	Řídící úhel	rad

Seznam obrázků

Obr. 1: Obecné schéma zapojení trojfázového napěťového střídače v můstkovém zapojení	2 -
Obr. 2: Trojfázový napěťový střídač v můstkovém zapojení s vyznačenými směry napětí	3 -
Obr. 3: Spínací diagram a charakteristický tvar napětí 3f střídače při obdélníkovém řízení(převzato z [1])-	4 -
Obr. 4: Ukázka principu PWM řízení měniče (převzato z [1]).....	5 -
Obr. 5:Ukázka principu PWM řízení s injektovanou třetí harmonickou (převzato z [1])	6 -
Obr. 6: Průběhy proudů a napětí při spínání a rozpínání MOSFETu a IGBT (převzato z [3]).....	9 -
Obr. 7: Ukázka závislosti ztrátových energií na proudu procházející MOSFETem (převzato z [6]).....	10 -
Obr. 8: Charakteristika elektromotoru EMRAX188 (převzato z [7])	13 -
Obr. 9: Modul CAB450M12XM13 a jeho schéma zapojení (převzato z [6]).	17 -
Obr. 10: V-A charakteristiky diody a její linearizace (charakteristika převzata z [6]).....	19 -
Obr. 11: Závislost spínacích ztrátových energií na proudu drainem pro tranzistor (převzato z [6])	20 -
Obr. 12: Závislost spínacích ztrátových energií na teplotě (převzato z [6]).....	21 -
Obr. 13: Závislost spínacích ztrátových energií na teplotě (převzato z [6]).....	22 -
Obr. 14 Regulační schéma vektorového řízení v softwaru SIMULINK	25 -
Obr. 15: Schéma PWM bloku	26 -
Obr. 16: Schéma PLECS modelu	27 -
Obr. 17: Ukázkové průběhy elektromotoru a zdroje napětí.	28 -
Obr. 18: Průběhy proudů jednotlivých fází měniče	28 -
Obr. 19: Normované průběhy modulačního signálu a fázového napětí měniče fáze A ($1 = U_{dc}/2$).....	29 -
Obr. 20: Schéma modelu měniče.....	30 -
Obr. 21: Okamžité spínací a vodivostní ztráty jednoho MOSFETu při $f_s = 15 \text{ kHz}$	31 -
Obr. 22: Střední hodnoty spínacích, vodivostních a celkových ztrát jednoho MOSFETu při $f_s = 15 \text{ kHz}$. -	32 -
Obr. 23: Okamžité spínací a vodivostní ztráty jednoho MOSFETu při $f_s = 20 \text{ kHz}$	33 -
Obr. 24: Střední hodnoty spínacích, vodivostních a celkových ztrát jednoho MOSFETu při $f_s = 20 \text{ kHz}$. -	33 -
Obr. 25: Okamžité spínací a vodivostní ztráty jednoho MOSFETu při $f_s = 25 \text{ kHz}$	34 -
Obr. 26: Střední hodnoty spínacích, vodivostních a celkových ztrát jednoho MOSFETu při $f_s = 25 \text{ kHz}$. -	34 -
Obr. 27: Průběh středních hodnot celkových ztrát měniče pro $f_s = 15, 20$ a 25 kHz	35 -
Obr. 28: Obecné zjednodušené tepelné schéma měnič – chladič (vychází z [5])	38 -
Obr. 29: Zjednodušené tepelné schéma měnič – chladič	39 -
Obr. 30: Vodní čerpadlo (převzato z [10]).....	41 -
Obr. 31: Průběh teplot simulovaných v PLECS	42 -
Obr. 32: 3D pohled na výkonové moduly CAB450M12XM13 umístěné na chladič.....	43 -
Obr. 33: Flow simulace pro vypočítaný ztrátový výkon měniče	44 -
Obr. 34: Simulace rychlosti proudění kapaliny v chladiči	44 -
Obr. 35: Simulace povrchové teploty chladiče pro vypočítaný ztrátový výkon měniče	45 -
Obr. 36: Flow simulace pro ztrátový výkon měniče získaný ze simulace.....	45 -
Obr. 37: Simulace povrchové teploty chladiče pro ztrátový výkon měniče získaný ze simulace.....	46 -

Obr. 38: Zobrazení důležitých bodů pro měření teplot na povrchu chladiče.....	- 47 -
Obr. 39: Graf průběhu teploty v závislosti na středové ose x chladiče	- 48 -
Obr. 40: Původní rozvržení vrtání chladiče.....	- 49 -
Obr. 41: Návrh pro optimalizaci geometrie chladiče	- 49 -
Obr. 42: Simulace rychlosti proudění kapaliny v optimalizovaném chladiči	- 50 -
Obr. 43: Flow simulace pro vypočítaný ztrátový výkon měniče po optimalizaci chladiče	- 50 -
Obr. 44: Simulace povrchové teploty chladiče pro vypočítaný ztrátový výkon měniče po optimalizaci chladiče.....	- 51 -
Obr. 45: Graf průběhů teplot původní a optimalizované verze chladiče v závislosti na středové ose x.....	- 52 -
Obr. 46: 3D návrh výstupní svorky měniče	- 53 -
Obr. 47: Blokové schéma CGD12HBXMP a princip propojení s XM3 modulem (převzato z [12]).....	- 55 -
Obr. 48: LEM HC5FW 400-S/SP1 (převzato z [13])	- 56 -
Obr. 49: 3D návrh měniče v softwaru SOLIDWORKS	- 57 -

Seznam tabulek

Tab. 1: Parametry elektromotoru EMRAX188-MV-LC při průtoku chladicí kapaliny 8 <i>l/min</i> (hodnoty převzaty z [7]).....	- 12 -
Tab. 2: Základní parametry potřebné pro výpočet výkonových ztrát střídače.....	- 14 -
Tab. 3: Porovnání proudů pro různé napětí baterie.....	- 16 -
Tab. 4: Charakteristické parametry CAB450M12XM13 (hodnoty převzaty z [6]).	- 18 -
Tab. 5: Porovnání ztrát pro různé spínací frekvence.....	- 23 -
Tab. 6: Porovnání vypočítaných a nasimulovaných výkonových ztrát pro $f_s = 15 \text{ kHz}$	- 36 -
Tab. 7: Porovnání vypočítaných a nasimulovaných výkonových ztrát pro $f_s = 20 \text{ kHz}$	- 36 -
Tab. 8: Porovnání vypočítaných a nasimulovaných výkonových ztrát pro $f_s = 25 \text{ kHz}$	- 36 -
Tab. 9: Hodnoty pro výpočet chladiče	- 39 -
Tab. 10: Hodnoty teplot na jednotlivých bodech chladiče	- 47 -
Tab. 11: Hodnoty teplot na jednotlivých bodech chladiče pro původní a optimalizovanou verzi chladiče při vypočítaných výkonových ztrátách.	- 51 -
Tab. 12: Parametry budiče CGD12HBXMP (hodnoty převzaty z[11])	- 54 -

Úvod

V dnešní době je snaha přecházet z dopravních prostředků se spalovacím motorem na elektrifikované verze, které čerpají energii z baterií, vodíkových článků a trolejí. O to samé jde i v tomto projektu, jehož cílem je plně elektrifikovat čtyřkolku, která původně využívala spalovací motor. Tato práce se poté zabývá návrhem třífázového napěťového střídače v závislosti na zvoleném synchronním elektromotoru EMRAX a návrhem chlazení tohoto systému.

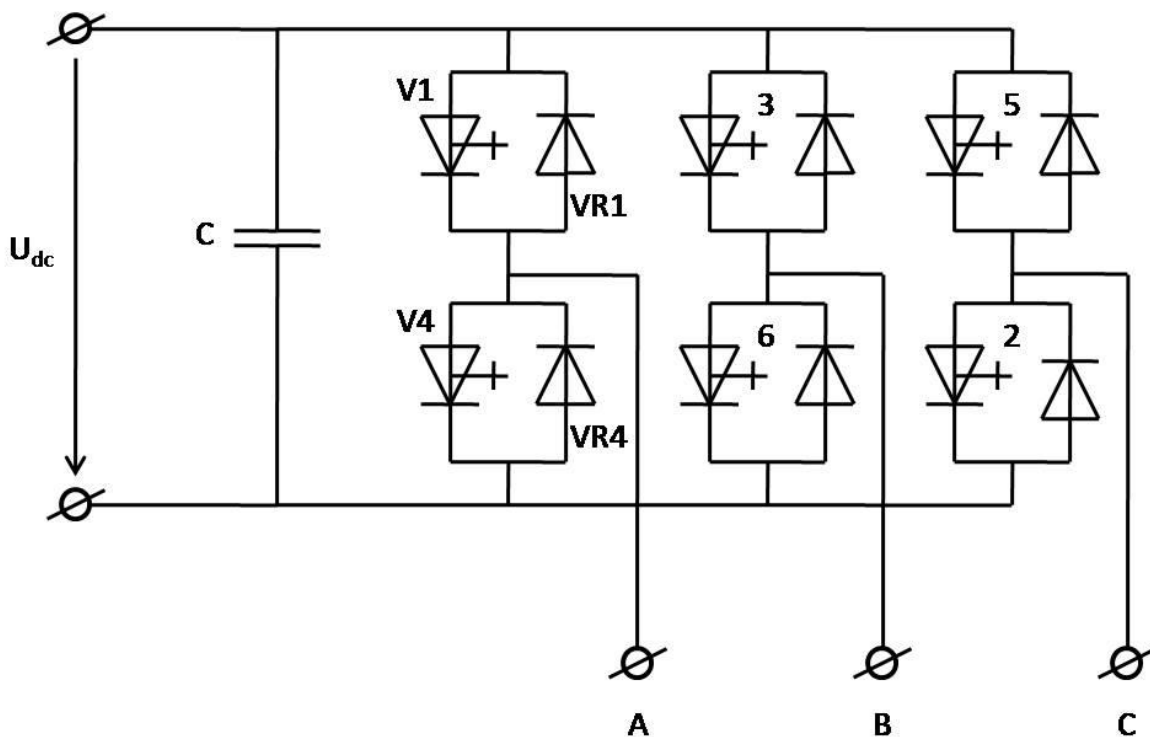
Tato práce je rozdělena do 6 částí, ve kterých je řešen třífázový napěťový střídač a jeho řízení, ztráty ve výkonových MOSFETech, výběr výkonových prvků měniče, výkonové ztráty měniče, návrh chlazení a výběr vodního čerpadla pro celý systém a specifikace celého napěťového střídače. Na základě parametrů elektromotoru a baterie řešené paralelně v jiném projektu jsou vybrány výkonové prvky pro napěťový střídač, pro které jsou následně detailně řešeny jejich možné výkonové ztráty za pomoci analytických postupů a simulací. Výkonové ztráty jsou poté vstupem pro návrh chlazení celého systému. Návrh chlazení obsahuje analytický postup řešení a poté detailní simulaci chlazení měniče. Výstupem z této práce je poté specifikace napěťového měniče a chlazení systému.

Hlavní důraz v této práci je kladen na možná různá řešení výpočtů výkonových ztrát a použití softwarů jako např. MATLAB, SIMULINK, PLECS a SOLIDWORKS, které umožňují simulovat celé systémy a nabízejí tak při správném použití mnohem širší pohled na problematiku než samotné analytické řešení.

1 Teoretický úvod

1.1 Trojfázový napěťový střídač

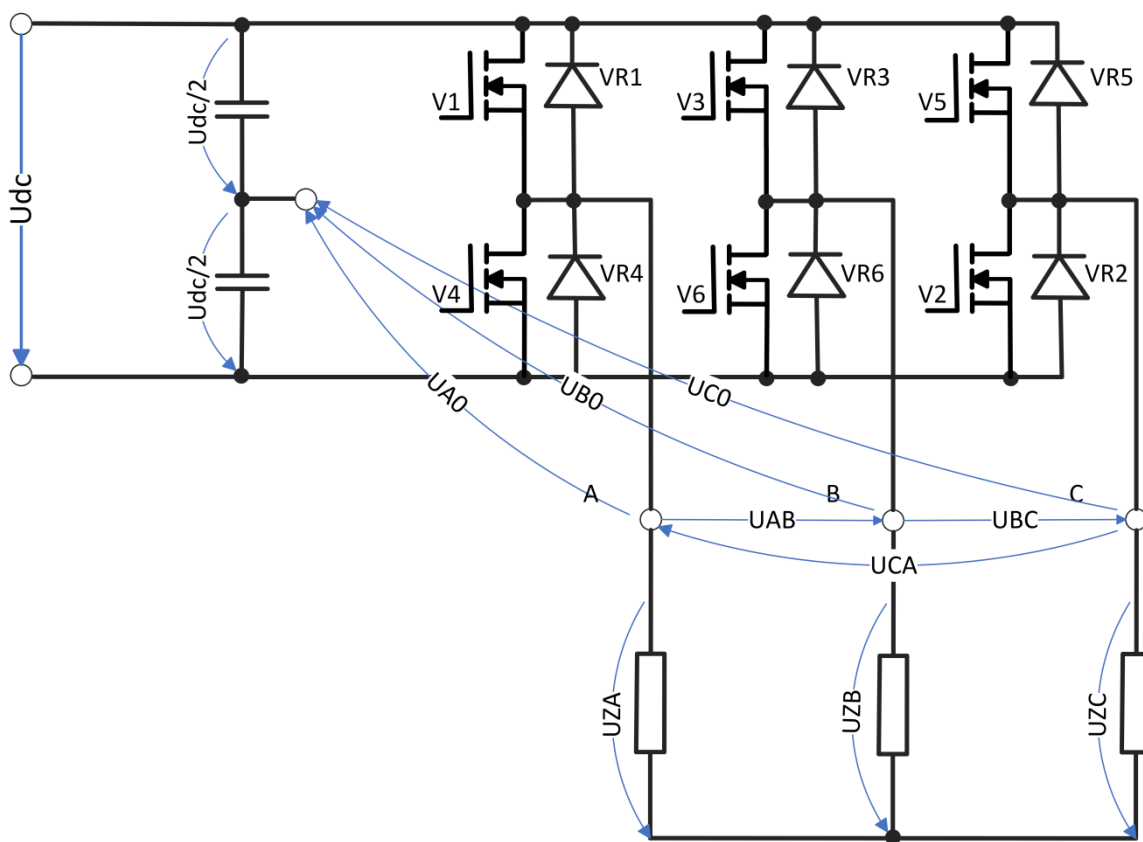
Obecné schéma trojfázového napěťového střídače lze vidět na Obr. 1. Trojfázový napěťový střídač se dá obecně rozdělit na stejnosměrnou a střídavou stranu. Na stejnosměrné straně se střídač připojuje k stejnosměrnému napětí (U_{dc}), které může být dodáváno v závislosti na aplikaci, např. baterie, usměrňovač atd. Dále je zde také kondenzátor, který kryje proudové špičky a vyhlazuje tak stejnosměrné napětí připojené na půlmůstky. Střídavá strana se skládá ze tří půlmůstků, které jsou tvořeny sériovým spojením dvou vypínatelných součástek značených písmenem V a k nim antiparalelně připojených zpětných diod značených písmenou VR. Na střídavou stranu se připojuje zátěž na svorky označené jako A, B a C, na kterých díky řízení měniče můžeme regulovat napětí potažmo proud procházející zátěží.



Obr. 1: Obecné schéma zapojení trojfázového napěťového střídače v můstkovém zapojení

1.2 Řízení trojfázového střídače

V této podkapitole jsou stručně popsány tři základní druhy řízení napěťového střídače a to obdélníkové řízení, sinusové PWM řízení a sinusové PWM řízení s injektováním třetí harmonické. Jako příklad pro zobrazení průběhu důležitých napětí bude využíváno schéma na Obr. 2, kde je zobrazen trojfázový střídač s MOSFET tranzistory a rozděleným napětím U_{dc} mezi dva teoreticky stejné kondenzátory kvůli zobrazení fázového napětí střídače označovaného jako U_{A0} pro fázi A. Dále je zde zobrazeno fázové napětí zátěže značené jako U_{ZA} pro fázi A a sdružené napětí mezi fázemi značené jako U_{AB} pro napětí mezi fázemi A a B. Principy a zobrazená napětí jsou totožné i pro zapojení s IGBT tranzistory.



Obr. 2: Trojfázový napěťový střídač v můstkovém zapojení s vyznačenými směry napětí

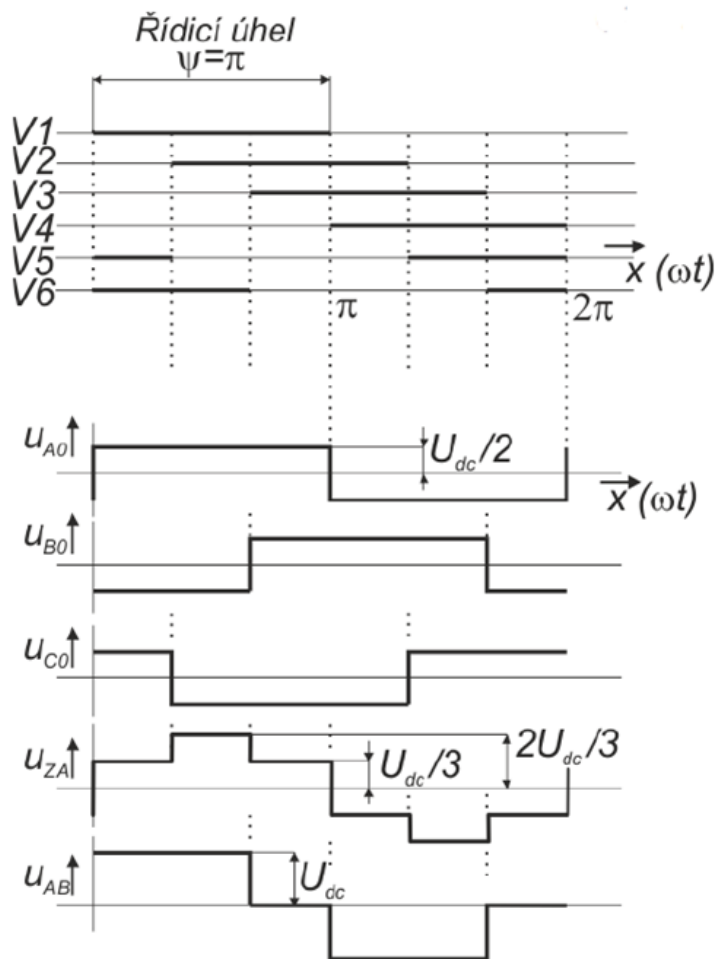
1.2.1 Obdélníkové řízení

Obdélníkové řízení je zjednodušené PWM řízení kdy jsou jednotlivé tranzistory postupně spínány po celou dobu řídicího úhlu ψ (*rad*). Ukázkový spínací diagram a charakteristická napětí třífázového střídače při obdélníkovém řízení jsou vidět na Obr. 3. Obdélníkové řízení se používá z toho důvodu, že při jeho využití lze dostat z měniče maximální možné napětí na výstupu. Maximální hodnota první harmonické sdruženého napětí mezi fázemi pro řídicí úhel $\psi = \pi$ se dá vypočítat podle [2] takto:

$$U_{Sm_obd(1)M} = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot U_{dc}}{\pi} \cong 1,103 \cdot U_{dc} \quad (1-1)$$

Z této hodnoty lze poté odvodit amplitudu první harmonické fázového napětí zátěže potažmo napětí střídače, jelikož první harmonické těchto dvou napětí jsou totožné [2].

$$\begin{aligned} U_{Zm_obd(1)M} &= U_{0m_obd(1)M} = \\ &= \frac{U_{Sm_obd(1)M}}{\sqrt{3}} = \frac{2 \cdot U_{dc}}{\pi} \cong 0,637 \cdot U_{dc} \end{aligned} \quad (1-2)$$



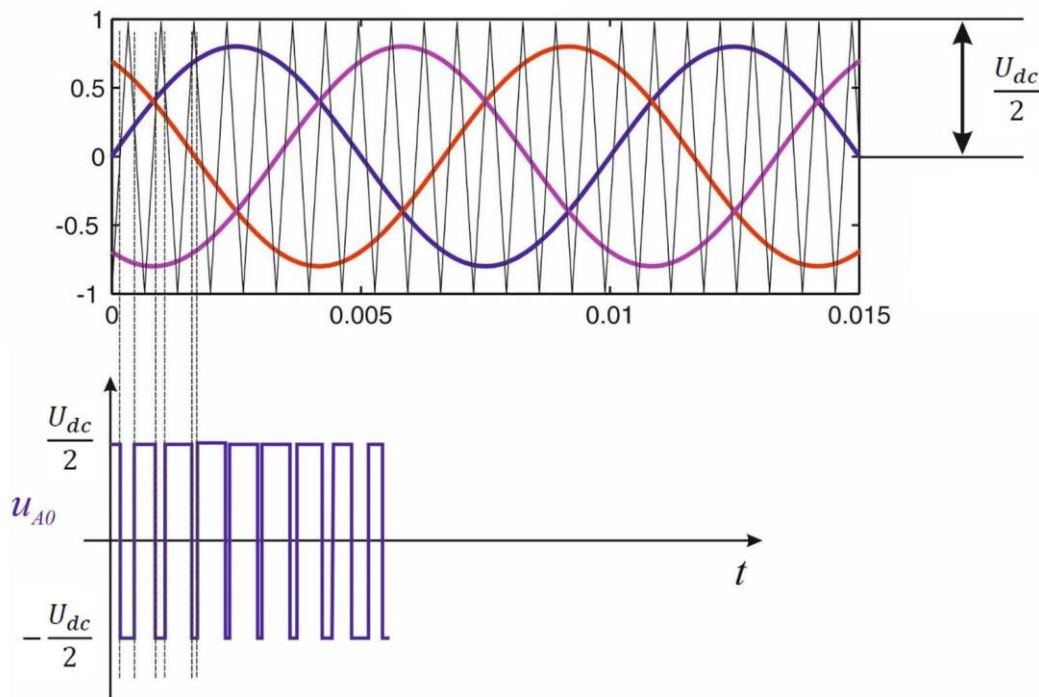
Obr. 3: Spínací diagram a charakteristický tvar napětí 3f střídače při obdélníkovém řízení (převzato z [1])

Výhoda obdélníkového řízení je v nízkých spínacích ztrátách součástek tzn., že dominantní jsou ztráty vodivostní, ovšem nevýhodou je velký počet harmonických obsažený ve výsledných napětích.

1.2.2 Sinusové PWM řízení

Základem každého PWM řízení je pilový signál o nosné frekvenci f_p (Hz), která určuje spínací frekvenci f_{sw} (Hz) = f_p . Tento pilový signál je porovnáván s modulačním signálem, který je v tomto případě průběh sinus. Výsledný modulovaný signál je poté přiveden na

příslušné budiče tranzistorů, které zajišťují jejich spínání. Na Obr. 4 je vidět na horním průběhu pilový nosný signál a 3 modulační sinusové signály každý pro jeden půlmůstek střídače. Signál je nanormován tak že hodnota 1 na ose y odpovídá maximálnímu fázovému napětí střídače a to $\frac{U_{dc}}{2}$. Na spodním průběhu je poté vidět výsledné fázové napětí střídače na fázi A, které se přepíná v závislosti komparace nosného a modulačního signálu mezi hodnotou $\frac{U_{dc}}{2}$ a $-\frac{U_{dc}}{2}$.



Obr. 4: Ukázka principu PWM řízení měniče (převzato z [1])

Při PWM řízení se objevuje pojem hloubka modulace m_a (-), který je určen poměrem velikostí základní harmonické napětí zátěže, která je právě nastavena příslušným PWM řízením a největší možné nastavitelné velikosti napětí, které lze daným řízením dosáhnout [2]. Výpočet hloubky modulace může vypadat následovně:

$$m_a = \frac{U_{Zm(1)}}{U_{Zm(1)M}} \quad (1-3)$$

platí že:

$$0 \leq m_a \leq 1$$

Pokud je požadavek na hloubku modulace větší než 1 při PWM řízení, jedná se o tzv. přemodulování a střídač začíná přecházet do obdélkového řízení. Plnohodnotného obdélkového řízení střídač dosáhne přibližně při hloubce modulace $m_a \geq 3,4$ [2].

Při sinusovém PWM řízení největší možná amplituda první harmonické fázového napětí střídače potažmo fázového napětí zátěže při hloubce modulace $m_a=1$ je [2]:

$$U_{zm_PWM(1)M} = U_{0m(1)M} = \frac{U_{dc}}{2} \quad (1-4)$$

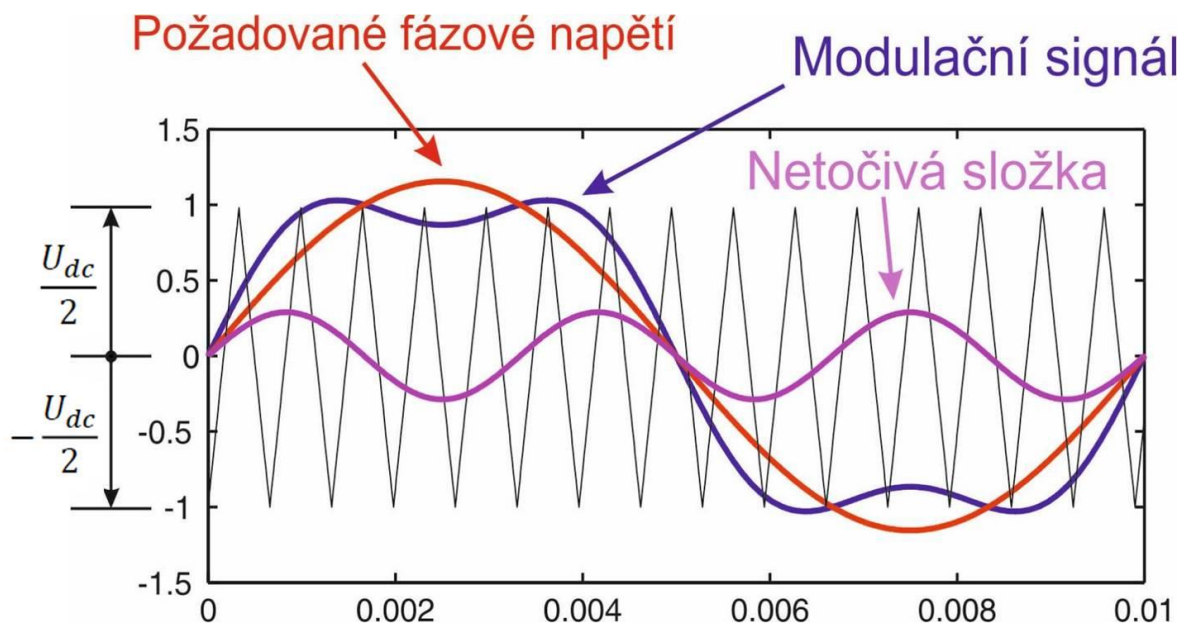
Díky znalosti amplitudy první harmonické fázového napětí střídače při PWM řízení a obdélníkovém řízení lze vypočítat modulační index m_i (-). Modulační index vyjadřuje napěťové využití střídače při PWM řízení oproti obdélníkovému řízení. Pro PWM sinusové řízení lze podle [2] vypočítat následovně:

$$m_i = \frac{U_{zm_PWM(1)M}}{U_{zm_obd(1)M}} = \frac{\frac{U_{dc}}{2}}{\frac{2 \cdot U_{dc}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} \cong 0,785 \quad (1-5)$$

Z tohoto výpočtu vyplývá, že při sinusovém PWM řízení využitelnost napětí střídače klesá na 78,5 % napětí, kterého lze dosáhnout při obdélníkovém řízení.

1.2.3 Sinusové PWM řízení s injektovanou třetí harmonickou

Tento typ řízení je principiálně stejný jako PWM sinusové řízení. Rozdíl je v modulačním signálu, který je složen ze základního sinusového signálu, na který je nasuperponována třetí harmonická. Účel superpozice spočívá ve snaze o zvýšení modulačního indexu. Samotná třetí harmonická a její násobky se nepřenášejí na zátěž [2].



Obr. 5: Ukázka principu PWM řízení s injektovanou třetí harmonickou (převzato z [1])

Pro tento typ řízení jde poté vypočítat amplituda první harmonické fázového napětí zátěže podle [2] takto:

$$U_{zm_PWM3(1)M} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (1-6)$$

Následně lze dopočítat modulační index při tomto řízení takto:

$$m_i = \frac{U_{Zm_PWM3(1)M}}{U_{Zm_obd(1)M}} = \frac{\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}}{\frac{2 \cdot U_{dc}}{\pi}} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} \cong 0,906 \quad (1-7)$$

Pokud porovnáme modulační indexy PWM sinusového a injektovaného řízení tak je vidět že řízení s injektovanou třetí harmonickou má lepší napěťovou využitelnost a to zhruba o 12 %.

1.3 Výkonové ztráty MOSFETu

Základní součástí výkonového měniče je chladič, pro jehož návrh je potřeba znát výkonové ztráty prvků, které jsou na chladiči umístěny. Proto jsou zde dále rozvedeny výkonové ztráty MOSFET prvků. Výkonové ztráty jsou způsobeny protékajícím proudem prvky při nenulovém odporu součástky a při tvrdých komutacích. Tyto ztráty vedou k zahřívání součástek. Teplota působí nepříznivě na celkovou životnost polovodičových součástek, a proto je důležité správně navrhnout chlazení systému na základě výkonových ztrát. Obecně se výkonové polovodičové ztráty skládají ze ztrát vodivostních a spínacích. Spínací ztráty se uvažují až od vyšších spínacích frekvencí (stovky a jejich mnohonásobky Hz [5]). Dále jsou tu ještě ztráty blokovací, propustným proudem a hradlovým proudem, které se ale ve většině případů zanedbávají. V této podkapitole je rozebrán výpočet výkonových ztrát pro MOSFET prvky, který vychází z [4].

1.3.1 Vodivostní ztráty

Vodivostní ztráty ve výkonovém tranzistoru lze vypočítat za pomoci odporu R_{SDon} (Ω), který je mezi drainem a sourcem tranzistoru při sepnutém stavu. Tento odpor většinou udává výrobce v datasheetu buďto jako hodnotu v tabulce a, nebo za pomoci grafu v závislosti na procházejícím proudem tranzistorem i_D (A). Díky znalosti odporu a proudu procházejícím drainem lze vypočítat vodivostní ztráty tranzistoru podle [4] takto:

$$p_{cm}(t) = R_{SDon} \cdot i_D^2(t) \text{ (W)} \quad (1-8)$$

Tento vzorec ovšem není vhodný pro numerický výpočet a proto se používá jeho integrace přes spínací periodu T_{SW} (s) z které vyjde střední hodnota vodivostních ztrát tranzistoru:

$$\begin{aligned} P_{CM(av)} &= \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} p_{cm}(t) dt = \\ &= \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (R_{SDon} \cdot i_D^2(t)) dt = R_{SDon} \cdot I_D^2 \text{ (W)} \end{aligned} \quad (1-9)$$

kde $T_{sw}(s)$ je spínací perioda, $p_{cm}(t) (W)$ jsou okamžité vodivosti ztráty tranzistoru závislé, $R_{SDon} (\Omega)$ je odpor drain-source, $i_D(t) (A)$ je okamžitá hodnota proudu drainem tranzistoru a $I_D (A)$ je efektivní hodnota proudu drainem tranzistoru.

Vodivostní ztráty antiparalelní diody v MOSFETu lze vypočítat za využití náhradního modelu diody, který vznikne při linearizaci V-A charakteristiky diody v okolí pracovního bodu. Náhradní model je sériové spojení DC zdroje s napětním $u_{D0} (V)$, který reprezentuje napětí na diodě v sepnutém stavu při nulovém proudu a odporu $R_D (\Omega)$ což je odpor diody v sepnutém stavu. Tímto sériovým spojením prochází proud $i_F(t) (A)$. Okamžité výkonové vodivostní ztráty diody lze poté podle [4] vypočítat takto:

$$p_{cd}(t) = u_{D0} \cdot i_F(t) + R_D \cdot i_F^2(t) (W) \quad (1-10)$$

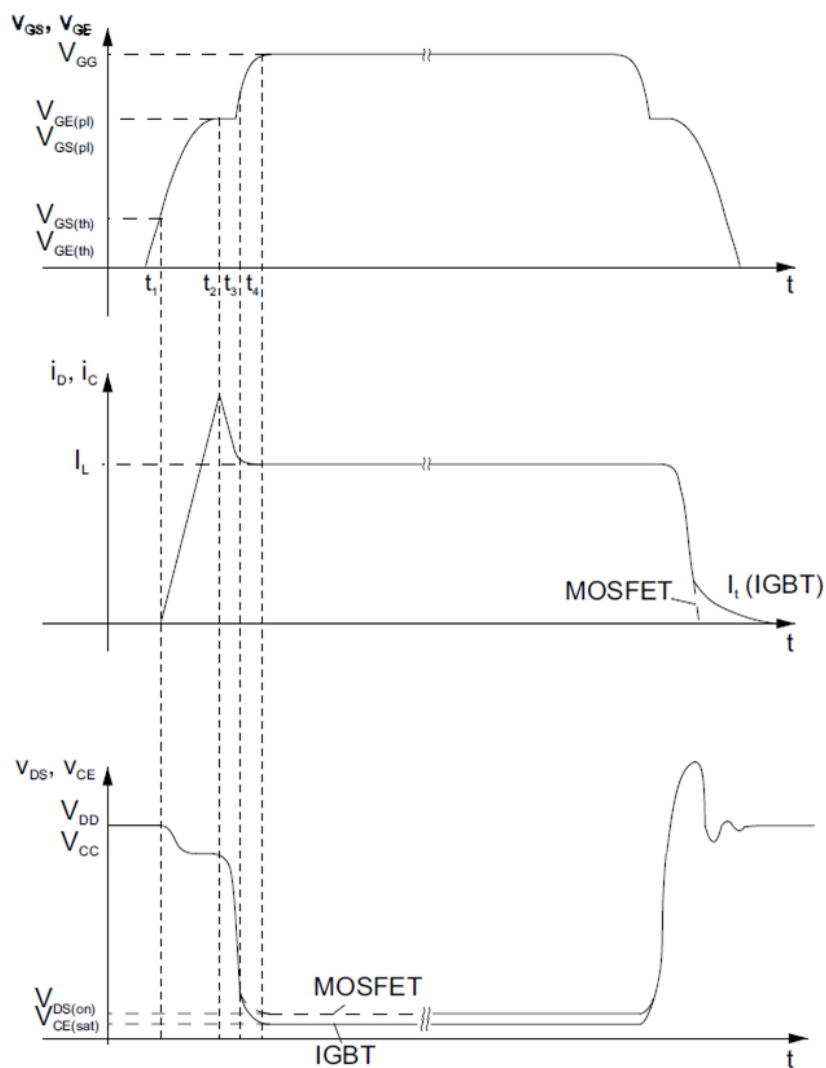
Střední hodnota vodivostních ztrát diody lze poté vypočítat za pomoci integrálu přes spínací periodu:

$$\begin{aligned} P_{CD(av)} &= \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} p_{cd}(t) dt = \\ &= \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (u_{D0} \cdot i_F(t) + R_D \cdot i_F^2(t)) dt = u_{D0} \cdot I_{F(av)} + R_D \cdot I_F^2 (W) \end{aligned} \quad (1-11)$$

kde $T_{sw}(s)$ je spínací perioda, $p_{CD} (W)$ jsou okamžité vodivosti ztráty diody, $i_F(t) (A)$ je okamžitý proud procházející diodou, $R_D (\Omega)$ je odpor diody v sepnutém stavu, $I_{F(av)} (A)$ je střední hodnota proudu procházející diodou a $I_F (A)$ je efektivní hodnota proudu procházející diodou.

1.3.2 Spínací ztráty

Spínací ztráty vznikají při komutaci součástek, která je znázorněna na Obr. 6. Jedná se o typický průběhy MOSFET a IGBT prvku při tvrdé komutaci proudu s antiparalelní diodou. Jsou zde zobrazeny průběhy řídicího (hradlového) napětí (V_{GS}), proudu procházející tranzistorem (I_D) a napětí na tranzistoru (V_{DS}).



Obr. 6: Průběhy proudů a napětí při spínání a rozpínání MOSFETu a IGBT (převzato z [3])

Při přivedení řídicího napětí na hradlo nezačne okamžitě procházet proud tranzistorem, ale začne se nabíjet hradlová kapacita. Po nabití hradlové kapacity, což odpovídá času t_1 je na hradle prahové napětí ($V_{GS(th)}$). Po dosažení prahového napětí se začíná tranzistor otevírat a narůstá proud tranzistorem.

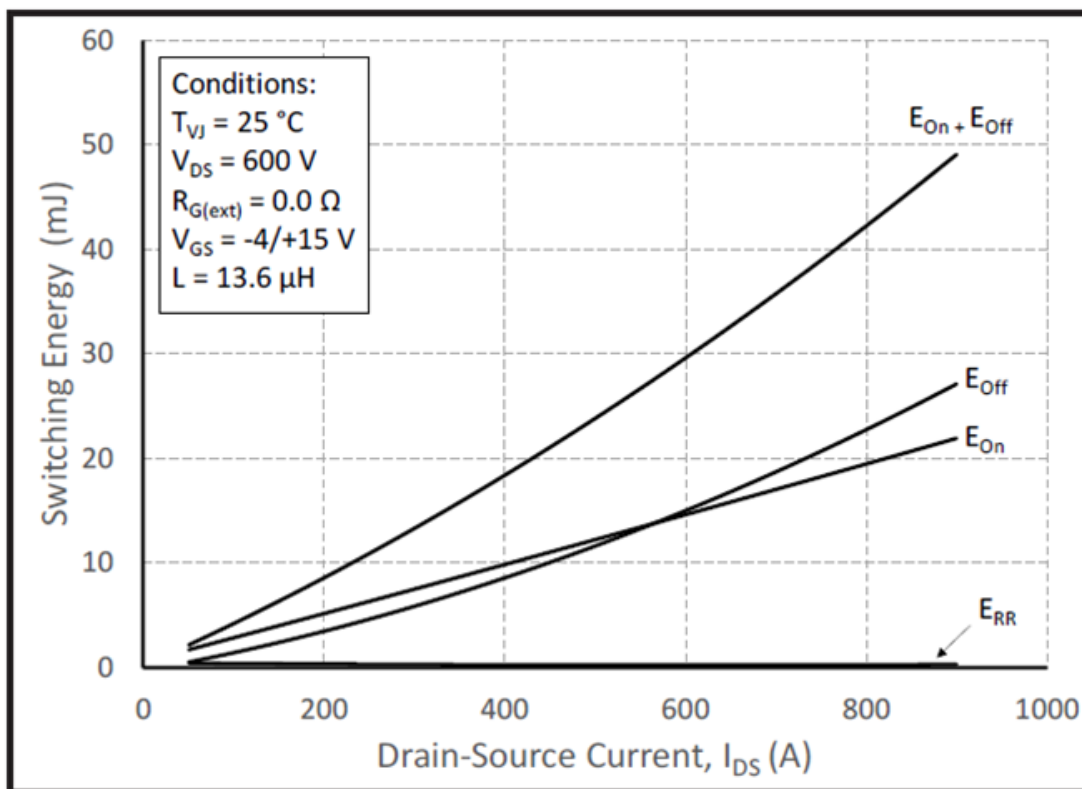
V oblasti t_1-t_2 narůstá jak proud I_D , tak i napětí V_{GS} . Napětí na tranzistoru V_{DS} však nezačne výrazně klesat až do doby t_2 což je způsobeno díky antiparalelní diodě, která stále vede proud přes svou strukturu. Závěrný proud diody je zodpovědný za překmit proudů I_D . V této oblasti (t_1-t_2) jsou generovány největší spínací ztráty.

V oblasti t_2-t_3 dochází k zániku závěrného proudu diodou a napětí na tranzistoru V_{DS} klesá. V průběhu napětí V_{GS} je v této oblasti vidět plochá křivka, která je zapříčiněna nabíjením Millerovi kapacity.

V oblasti t_2-t_3 dochází už k plnému odevření tranzistoru a antiparalelní dioda je v blokovacím stavu.

To byl stručný popis toho co se děje při sepnutí tranzistoru. Opačný proces nastává při vypnutí tranzistoru, kdy komutuje proud z tranzistoru na diodu. Při vypínání tranzistoru ale namísto proudového překmitu nastává překmit napětí V_{DS} , který je způsoben indukčností zátěže a parazitními indukčnostmi obvodu.

Spínací ztráty je možné vypočítat za použití ztrátových energií, které zpravidla udávají výrobci ve svých katalozích. Je tu také možnost se k těmto ztrátovým energiím dopočítat za pomoci několika vzorců, které však vyžadují detailní popis komponentů v datasheetu. Ztrátové energie jsou zobrazovány v grafech závislosti na proudu protékajícím tranzistorem a různých zkušebních podmínkách. Jedná se o ztrátovou energii při zapnutí (E_{on}), vypnutí (E_{off}) a diody (E_{rr}). Ukázka těchto energií je vidět na Obr. 7 níže.



Obr. 7: Ukázka závislosti ztrátových energií na proudu procházející MOSFETem (převzato z [6])

Výpočet spínacích ztrát tranzistoru poté vypadá následovně:

$$P_{on+off} = E_{on+off} \cdot f_{SW} \text{ (W)} \quad (1-12)$$

kde E_{on+off} (J) je celková ztrátová energie tranzistoru při vypnutí a zapnutí a f_{SW} (Hz) je spínací frekvence.

Výpočet spínacích ztrát diody:

$$P_{rr} = E_{rr} \cdot f_{SW} (W) \quad (1-13)$$

kde $E_{rr} (J)$ je ztrátová energie diody a $f_{SW} (Hz)$ je spínací frekvence.

Výsledné spínací ztráty MOSFETu jsou součtem těchto dvou hodnot:

$$P_{SW} = P_{on+off} + P_{rr} (W) \quad (1-14)$$

1.3.3 Celkový ztrátový výkon

Celkový ztrátový výkon je poté součet vodivostních a spínacích ztrát tranzistoru a diody. Výpočet pro střední hodnotu celkového ztrátového výkonu tranzistoru vypadá následovně:

$$P_{totM(av)} = P_{on+off} + P_{CM(av)} (W) \quad (1-15)$$

kde $P_{on+off} (W)$ jsou spínací ztráty tranzistoru a $P_{CM(av)} (W)$ je střední hodnota vodivostních ztrát tranzistoru.

Výpočet pro střední hodnotu celkového ztrátového výkonu diody:

$$P_{totD(av)} = P_{rr} + P_{CD(av)} (W) \quad (1-16)$$

kde $P_{rr} (W)$ jsou spínací ztráty diody a $P_{CD(av)} (W)$ je střední hodnota vodivostních ztrát diody.

Střední hodnota celkového ztrátového výkonu je poté součet ztrát tranzistoru a diody:

$$P_{tot(av)} = P_{totM(av)} + P_{totD(av)} (W) \quad (1-17)$$

kde $P_{totM(av)} (W)$ je střední hodnota celkového ztrátového výkonu tranzistoru a $P_{totD(av)} (W)$ je střední hodnota celkového ztrátového výkonu diody.

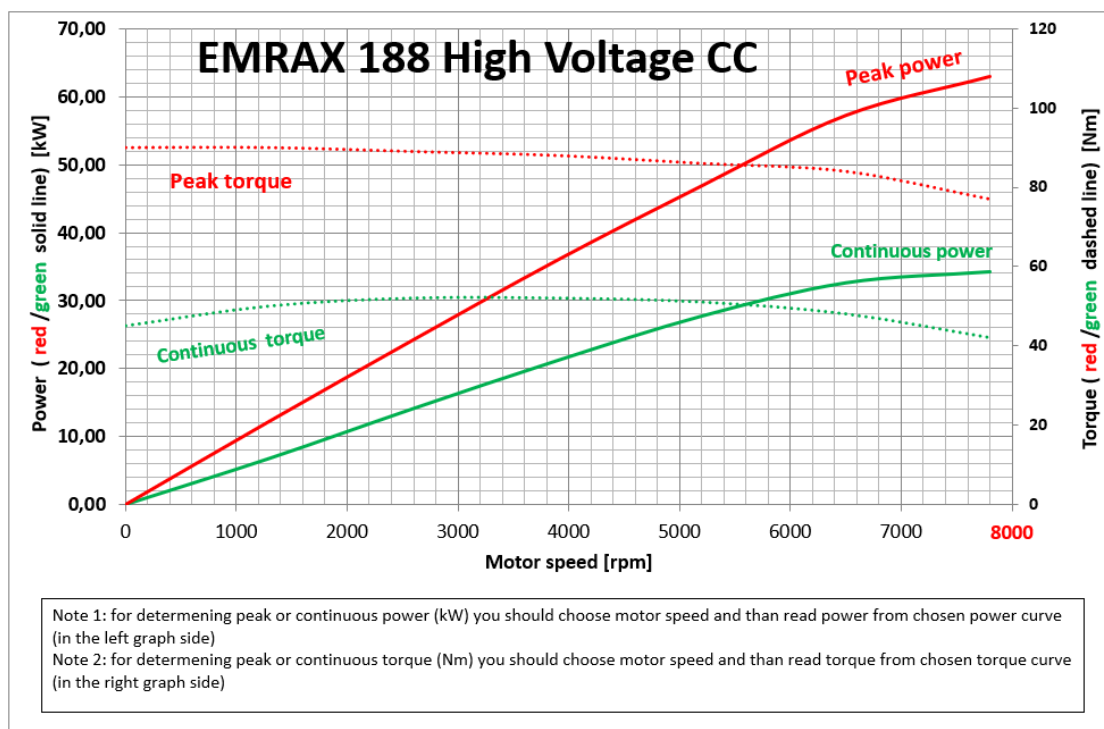
1.4 Synchronní motor EMRAX188MV

Jedná se o 10 pól-párový synchronní elektromotor s permanentními magnety od firmy EMRAX. Přesněji jde o motor ze třídy 188 medium voltage tzn. že motor má průměr 188 cm a je určen na střední napětí v rámci napěťového rozdělení elektromotorů EMRAX. Hlavní parametry elektromotoru jsou vidět v Tab. 1. Tyto hodnoty platí pro kapalinové chlazení elektromotoru při průtoku kapaliny 8 l/min.

Tab. 1: Parametry elektromotoru EMRAX188-MV-LC při průtoku chladicí kapaliny 8 l/min (hodnoty převzaty z [7])

EMRAX 188-MV-LC		
Parametr	hodnota	jednotky
váha	7	kg
krytí	IP21	-
max. U_{dc}	270	V
max. otáčky (plná/žádná zátěž)	6750/7830	ot/min
špičkový výkon při max. otáčkách	70	kW
trvalý výkon (3000- 6000 ot/min)	15-30	kW
max. Proud motorem (2 minuty)	300	A (rms)
trvalý proud motorem	150	A (rms)
špičkový moment motoru	100	Nm
trvalý moment motoru	50	Nm
max. teplota vinutí a magnetů	120	°C
počet pól párů	10	-
průřez vstupního vodiče	15,2	mm ²

Na Obr. 8 níže je vidět charakteristika elektromotoru EMRAX188HV při kombinovaném chlazení voda-vzduch. Tato charakteristika je podle výrobce stejná i pro motor ve střední napěťové hladině. Tato charakteristika je klíčová pro dimenzování střídače, který bude tento elektromotor ovládat. Jak je z charakteristiky vidět tak motor má tvrdé momentové charakteristiky což způsobuje velmi lineární průběhy výkonů v téměř celém spektru otáček. Elektromotor je osazen resolverem od firmy TAMAGAWA s označením TS2620N1095E161 pro přesné snímání polohy a otáček motoru, což je nezbytné pro efektivní řízení elektromotoru.



Obr. 8: Charakteristika elektromotoru EMRAX188 (převzato z [7])

2 Návrh a výpočet ztrát výkonových prvků

Návrh a výpočet výkonových ztrát polovodičových prvků je uvažován pro maximální možný výkon nezátíženého elektromotoru při zadaných parametrech v Tab. 2. Zvoleno je jmenovité napětí baterie, spínací frekvence, účinník motoru, a modulační index. Na konci proudového dimenzování je provedeno porovnání pro klíčové hodnoty napětí baterie a to minimální, jmenovitá a maximální hodnota. Ve výpočtech výkonových ztrát jsou poté provedeny výpočty nejen pro zvolenou spínací frekvenci $f_s = 20 \text{ kHz}$ ale i pro hodnoty 15 a 25 kHz z důvodu porovnání spínacích ztrát a možné navýšení spínací frekvence při dostatečném chlazení. Na konci této kapitoly je provedeno porovnání výkonových ztrát při různých spínacích frekvencích. Účinník motoru $\cos \phi$ je zvolen na hodnotu 0,85 a jedná se o odhad, který nejspíše povede na vyšší výkonové ztráty při analytickém řešení. Hloubka modulace m_a je zvolena na hodnotu 0,8 z důvodu rezervy v regulaci a projevu spínacích ztrát střídače.

Tab. 2: Základní parametry potřebné pro výpočet výkonových ztrát střídače.

Symbol	Parametr	hodnota	jednotky
U_{dc}	Napětí baterie	226	V
f_{sw}	Spínací frekvence	20	kHz
$\cos \phi$	Účinník motoru	0,85	-
m_a	Hloubka modulace	0,8	-

2.1 Proudové dimenzování

Efektivní hodnota fázového napětí zátěže, která vychází z rovnice (1-3):

$$U_{f_{out}} = \left(m_a \cdot \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \left(0,8 \cdot \frac{226}{\sqrt{3}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 73,8 \text{ V}, \quad (2-1)$$

kde m_a (-) je hloubka modulace a U_{dc} (V) je napětí baterie.

Efektivní hodnota sdruženého napětí zátěže:

$$U_{s_{out}} = U_{f_{out}} \cdot \sqrt{3} = 73,8 \cdot \sqrt{3} = 127,8 \text{ V}, \quad (2-2)$$

kde $U_{f_{out}}$ (V) je efektivní hodnota fázového napětí zátěže.

Otáčky motoru:

$$O_m = \frac{U_{sout}}{k_o} = \frac{127,8}{0,0252} = 5073 \frac{ot}{min}, \quad (2-3)$$

kde U_{sout} (V) je efektivní hodnota sdruženého napětí zátěže a k_o ($V_{RMS}/IRPM$) je konstanta motoru pro přepočítání efektivní hodnoty napětí mezi fázemi motoru a otáčkami motoru.

Výkon motoru: díky vypočítaným otáčkám elektromotoru lze poté na Obr. 8 odečíst z grafu pro závislost maximálního výkonu na otáčkách elektromotoru maximální možný výkon.

$$P_m = 46 \text{ kW}$$

Efektivní hodnota proudu zátěží:

$$I_{out} = \frac{P_m}{3 \cdot U_{fout} \cdot \cos \varphi} = \frac{46000}{3 \cdot 73,8 \cdot 0,85} = 244,4 \text{ A}, \quad (2-4)$$

kde P_m (W) je výkon motoru, U_{fout} (V) je fázové napětí na zátěži a $\cos \varphi$ (-) je účinník motoru.

Amplituda proudu zátěží:

$$I_{om} = I_{out} \cdot \sqrt{2} = 244,4 \cdot \sqrt{2} = 345,6 \text{ A}, \quad (2-5)$$

kde I_{out} (A) je efektivní hodnota proudu zátěží.

Efektivní hodnota proudu tranzistorem (vzorec z [4]):

$$I_D = I_{om} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8}\right) + \frac{m_a \cdot \cos \varphi}{3 \cdot \pi}} = 345,6 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8}\right) + \frac{0,8 \cdot 0,85}{3 \cdot \pi}} = 153,5 \text{ A}, \quad (2-6)$$

kde I_{om} (A) je amplituda proudu zátěží, m_a (-) je hloubka modulace a $\cos \varphi$ (-) je účinník motoru.

Střední hodnota proudu tranzistorem (vzorec z [4]):

$$I_{D(av)} = I_{om} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{m_a \cdot \cos \varphi}{8}\right) = 345,6 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{0,8 \cdot 0,85}{3 \cdot \pi}\right) = 84,4 \text{ A}, \quad (2-7)$$

kde I_{om} (A) je amplituda proudu zátěží, m_a (-) je hloubka modulace a $\cos \varphi$ (-) je účinník motoru.

Amplituda proudu tranzistorem:

$$I_{Dm} = I_D \cdot \sqrt{2} = 153,5 \cdot \sqrt{2} = 217 \text{ A}, \quad (2-8)$$

kde I_D (A) je efektivní hodnota proudu tranzistorem.

Efektivní hodnota proudu diodou (vzorec z [4]):

$$I_F = I_{om} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8}\right) - \frac{m_a \cdot \cos\varphi}{3 \cdot \pi}} = 345,6 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8}\right) - \frac{0,8 \cdot 0,85}{3 \cdot \pi}} = 79,5 \text{ A}, \quad (2-9)$$

kde I_{om} (A) je amplituda proudu zátěží, m_a (-) je modulační index a $\cos\varphi$ (-) je účinník motoru.

Střední hodnota proudu diodou (vzorec z [4]):

$$I_{F(AV)} = I_{om} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{m_a \cdot \cos\varphi}{8}\right) = 345,6 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{0,8 \cdot 0,85}{3 \cdot \pi}\right) = 25,6 \text{ A}, \quad (2-10)$$

kde I_{om} (A) je amplituda proudu zátěží, m_a (-) je hloubka modulace a $\cos\varphi$ (-) je účinník motoru.

Amplituda proudu diodou:

$$I_{Fm} = I_F \cdot \sqrt{2} = 79,5 \cdot \sqrt{2} = 112,4 \text{ A}, \quad (2-11)$$

kde I_F (A) je efektivní hodnota proudu diodou.

2.1.1 Porovnání proudů pro různé napětí baterie

Porovnání v Tab. 3 slouží jako ukázka toho, že pro následující výpočet výkonových ztrát polovodičových prvků nehraje roli napětí baterie, popřípadě její stav nabití. Je to způsobeno tím, že se při výpočtech pohybujeme v téměř konstantní oblasti maximálního momentu elektromotoru a proud procházející strojem se téměř nemění. Proto se v následujících výpočtech uvažuje pouze jmenovité napětí baterie.

Tab. 3: Porovnání proudů pro různé napětí baterie

U_{dc} (V)	O_m (ot/min)	P_{out} (kW)	I_D (A)	$I_{D(av)}$ (A)	I_{Dm} (A)	I_F (A)	$I_{F(av)}$ (A)	I_{Fm} (A)
189	4242	38	151,6	83,4	214,4	78,5	25,3	111
226	5073	46	153,5	84,4	217	79,5	25,6	112,4
264	5926	53	151,4	83,2	214	78,4	25,3	110,8

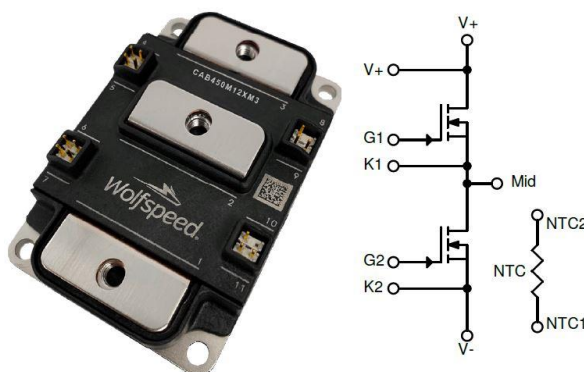
2.2 Výběr polovodičového modulu

Na základě napětí baterie a vypočítaných maximálních proudů tranzistorem a diodou lze vybrat polovodičový modul, který je vhodný pro tuto aplikaci. Jako výkonový

polovodičový prvek byl zvolen modul CAB450M12XM3, který je již využíván v projektu NeoFelis elektrický superpart a není problém s jeho dostupností. Využití tohoto modulu má za výhodu to, že je dimenzován na mnohem vyšší blokovací napětí a proudy jak je popsáno v další podkapitole. To vede na předimenzování měniče, který nebude, z pohledu polovodičových výkonových prvků tolik výkonově zatěžován což se může pozitivně odrazit v životnosti celého zařízení.

2.2.1 Polovodičový modul CAB450M12XM3

Jedná se o SiC MOSFET půlmůstek od firmy Wolfspeed, který je vyobrazen na Obr. 9. Výhoda SiC prvků je v nízkém odporu kanálu mezi drain-source při sepnutém prvku ($R_{DS(on)}$), vysoké spínací frekvenci a nízkým spínacím ztrátám. Výhody tohoto modulu jsou v jeho nízké indukčnosti, rozložení terminálů, které umožňuje přímé připojení busbaru což vede na snížení parazitních indukčností spoje a tím omezením vznikajících přepětí při spínání, izolovaném integrovaném teplotním NTC čidle a možnost přímého měření napětí mezi pomocnými piny drain-Kelvin kvůli nadproudové ochraně driveru. Základní parametry modulu jsou zobrazeny níže v Tab. 4.



Obr. 9: Modul CAB450M12XM13 a jeho schéma zapojení (převzato z [6]).

Tab. 4: Charakteristické parametry CAB450M12XM13 (hodnoty převzaty z [6]).

Symbol	Parametr	min	typ.	max	jednotka
$V_{ds\ max}$	Napětí drain-source			1200	V
$V_{gs\ op}$	Napětí gate-source, doporučené	-4		15	V
I_{DS}	Stálý DC proud drainem			450	A
I_{SD}	DC source-drain proud			450	A
$I_{SD\ BD}$	DC source-drain proud diodou		225		A
T_{VJ}	Teplota čipu při spínání	-40		175	°C
R_{DSon}	Odpor drain-source při sepnutí		2,6	3,7	Ω
$R_{th\ JC}$	Tepelný odpor junction-case		0,11	0,13	°C/W

2.3 Výkonové ztráty

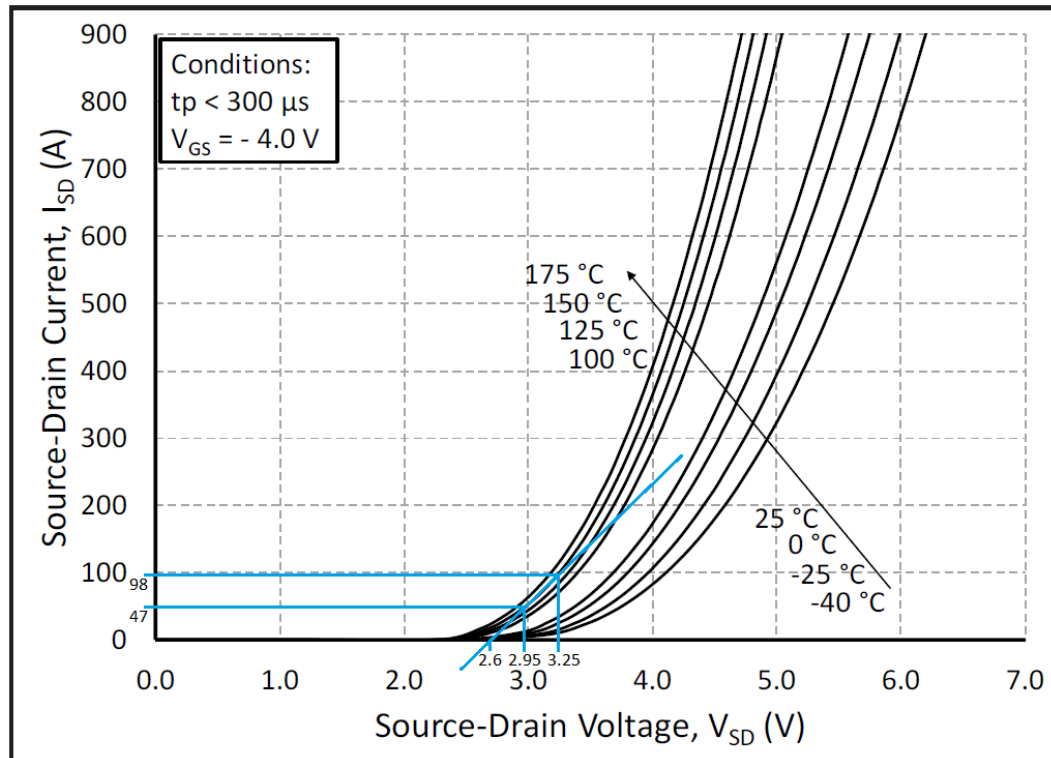
2.3.1 Výpočet dynamického odporu diody

Dynamický odpor diody R_D lze vypočítat za pomoci linearizace V-A charakteristiky v okolí pracovního bodu diody. Jak je vidět v grafu na Obr. 10, tak pracovní bod byl zvolen při teplotě čipu $T_j = 150\ ^\circ\text{C}$ a okolí proudu $I_{SD} = 80\ \text{A}$ což vyplývá z výpočtů v předchozí podkapitole Proudové dimenzování konkrétně z rovnice (2-9), kde efektivní hodnota proudu diodou vychází $I_F = 79,5\ \text{A}$. Výpočet dynamického odporu vypadá následovně:

$$R_D = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1} = \frac{3,25 - 2,95}{98 - 47} = 0,0059\ \Omega \quad (2-12)$$

kde ΔU (V) je napěťový rozdíl vzniklý linearizací a ΔI (A) je proudový rozdíl vzniklý linearizací.

V grafu je také vidět prahové napětí diody $U_{D0} = 2,6\ \text{V}$, které vznikne protnutím linearizované V-A charakteristiky a osy napětí na diodě.



Obr. 10: V-A charakteristiky diody a její linearizace (charakteristika převzata z [6])

2.3.2 Vodivostní ztráty

Vodivostní ztráty tranzistoru:

$$P_{CM} = R_{DS(on)} \cdot I_D^2 = 0,0037 \cdot 153,5^2 = 87,2 \text{ W} \quad (2-13)$$

kde $R_{DS(on)}$ (V) je odpor kanálu MOSFETu mezi drain-source při sepnutém prvku a I_D (A) je efektivní hodnota proudu tranzistorem.

Vodivostní ztráty diody:

$$P_{CD} = U_{D0} \cdot I_{F(av)} + R_D \cdot I_F^2 = 2,6 \cdot 25,6 + 0,0059 \cdot 79,5^2 = 103,9 \text{ W} \quad (2-14)$$

kde U_{D0} (V) je prahové napětí diody, $I_{F(av)}$ (A) je střední hodnota proudu diodou, R_D (Ω) je dynamický odpor diody a I_F (A) je efektivní hodnota proudu diodou.

Vzorec pro vodivostní ztráty diody vychází z předpokladu, že dioda vede proud po celou dobu spínací periody (T_{SW}). Pokud však uvažujeme unipolární řízení měniče tak plný proud protéká diodou jen v době mrtvého času a díky struktuře tranzistoru MOSFET se proud rozdělí mezi diodu a tranzistor. To má příznivý vliv na výkonové ztráty, jelikož dioda vytvořená ve struktuře MOSFET tranzistoru nedosahuje takové vodivosti jako samotný tranzistor.

Střední hodnota celkových vodivostních ztrát MOSFETu je poté sečtením vodivostních ztrát tranzistoru a diody:

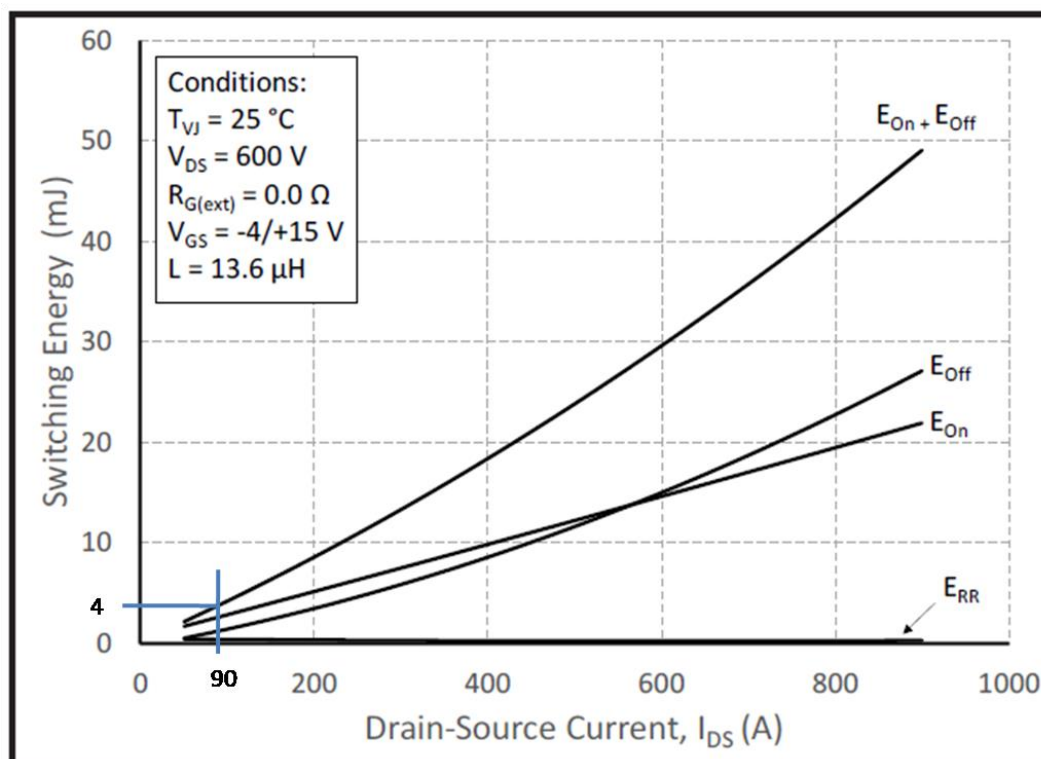
$$P_{C(av)} = P_{CM} + P_{CD} = 87,2 + 103,9 = 191,1 \text{ W} \quad (2-15)$$

kde P_{CM} (W) jsou vodivostní ztráty tranzistoru a P_{CD} (W) jsou vodivostní ztráty diody.

2.3.3 Spínací ztráty

Jelikož měnič bude řídit 10 pól-párový synchronní motor, který je schopen vyvinout za našich podmínek teoreticky 6500 *ot/min* bez zátěže, tak k jeho řízení bude potřeba vysoká spínací frekvence. Z toho důvodu je proveden výpočet pro frekvence 15, 20 a 25 *kHz*. Pro příklady výpočtů se uvažuje spínací frekvence $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$. Na konci jsou porovnány ztráty vzniklé při různých spínacích frekvencích.

Pro výpočet spínacích ztrát je potřeba určit celkovou ztrátovou energii tranzistoru (a ztrátovou energii diody). Na Obr. 11 je průběh závislosti spínacích ztrátových energií na stejnosměrné hodnotě proudu procházejícím drainem. Z rovnice (2-7) vychází střední hodnota proudu drainem tranzistoru 84,4 A. V grafu je poté pro okolí této hodnoty ($I_D = 90 \text{ A}$) odečtena hodnota ztrátové energie $E_{on+off} = 4 \text{ mJ}$. Tato hodnota je však pro vyšší napětí na tranzistoru než je tomu v našem případě. Proto je dále uvažována korekce ztrátové energie tranzistoru (K_E), která hrubě popisuje změnu ztrátové energie jako poměr napětí při aplikaci a uvedeného napětí v grafu.

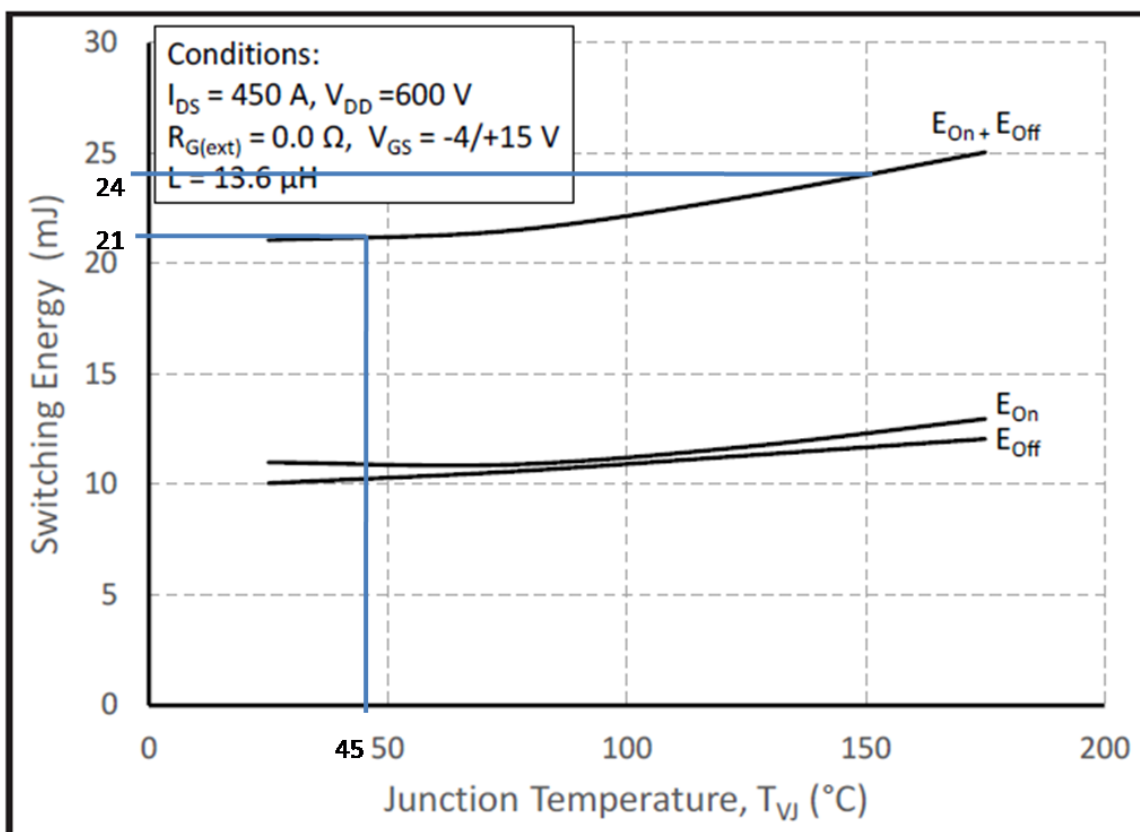


Obr. 11: Závislost spínacích ztrátových energií na proudu drainem pro tranzistor (převzato z [6])

Korekce ztrátové energie:

$$K_E = \frac{U_{dc}}{U_{dc_graf}} = \frac{226}{600} = 0,38 \text{ (-)} \quad (2-16)$$

Po korekci ztrátové energie je ještě zapotřebí uvažovat její změnu při zvyšující se teplotě. Jak je uvedeno v Tab. 2, tak jsou výpočty prováděny pro maximální teplotu čipu $T_{jmax} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$. Z průběhu na Obr. 12 je patrné, že rozdíl celkové ztrátové energie při $150 \text{ }^\circ\text{C}$ a $45 \text{ }^\circ\text{C}$, které jsou uvažovány v předchozím průběhu je 3 mJ . Tento přírůstek je poté zahrnut do konečného výpočtu celkové ztrátové energie tranzistoru v rovnici (2-17).



Obr. 12: Závislost spínacích ztrátových energií na teplotě (převzato z [6])

Výpočet celkové ztrátové energie tranzistoru po korekci:

$$E_{on+off(c)} = (K_E \cdot E_{on+off}) + 3 = (0,38 \cdot 4) + 3 = 4,52 \text{ mJ} \quad (2-17)$$

Výpočet pro celkové spínací ztráty tranzistoru poté vychází z rovnice (1-12):

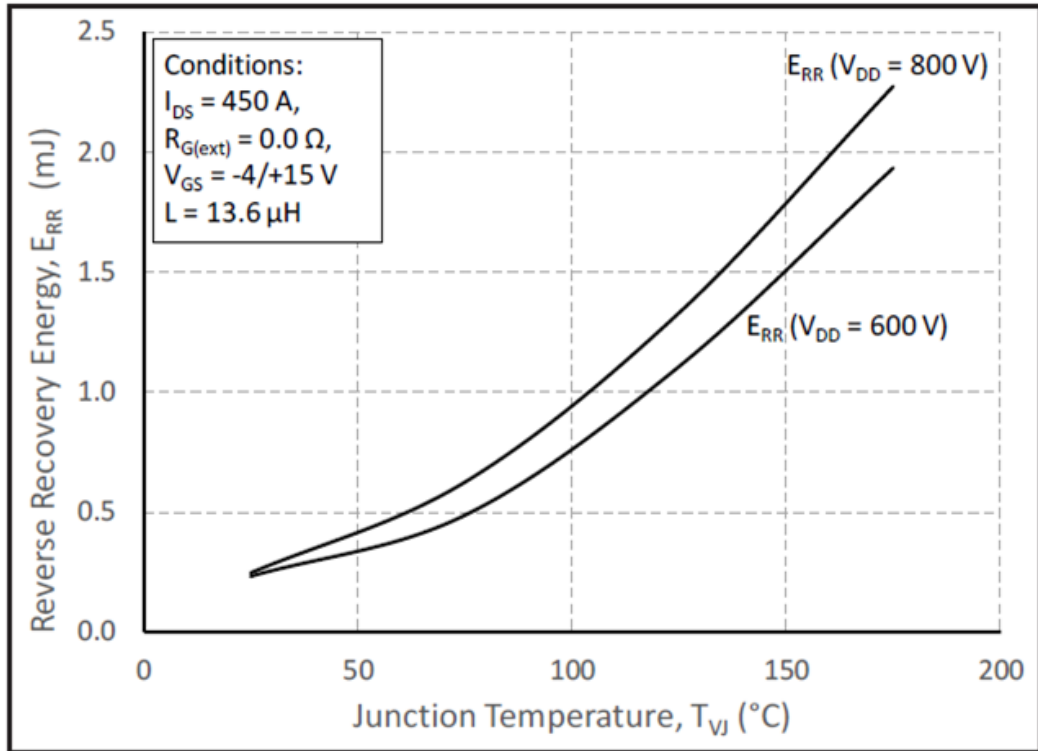
$$P_{on+off} = E_{on+off(c)} \cdot f_{SW} = 0,00452 \cdot 20000 = 90,4 \text{ W} \quad (2-18)$$

Stejně jako u spínacích ztrát tranzistoru tak i u spínacích ztrát diody musíme odečíst z grafu příslušnou ztrátovou energii, která se nejvíce podobá našim podmínkám. V grafu na Obr. 13 jsou vidět dva průběhy ztrátové energie přičemž našim podmínkám se více přibližuje průběh v nižším napětím ($V_{DD} = 600 \text{ V}$). Při teplotě $T_{jmax} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ poté

z průběhu vyplívá, že ztrátová energie diody je: $E_{rr} = 1,5 \text{ mJ}$. Tato hodnota je poté ze stejných důvodů jako u tranzistoru násobena korekcí pro ztrátovou energii.

Výpočet celkové ztrátové energie diody s korekcí:

$$Err(c) = K_E \cdot Err = 0,38 \cdot 1,5 = 0,57 \text{ mJ} \quad (2-19)$$



Obr. 13: Závislost spínacích ztrátových energií na teplotě (převzato z [6])

Výpočet pro spínací ztráty diody poté vychází z rovnice (1-13):

$$P_{rr} = E_{rr(c)} \cdot f_{SW} = 0,00057 \cdot 20000 = 11,4 \text{ W} \quad (2-20)$$

Střední hodnota celkových spínacích ztrát MOSFETu je pote spojením spínacích ztrát tranzistoru a diody:

$$P_{SW(av)} = P_{on+off} + P_{rr} = 90,4 + 11,4 = 101,8 \text{ W} \quad (2-21)$$

kde P_{on+off} (W) jsou spínací ztráty tranzistoru a P_{rr} (W) jsou spínací ztráty diody

2.3.4 Celkový ztrátový výkon

Tyto vypočtené celkové ztráty se vztahují pouze na jediný MOSFET. Střední hodnota celkového ztrátového výkonu tranzistoru lze vypočítat podle rovnice (1-15):

$$P_{totM(av)} = P_{on+off} + P_{CM(av)} = 90,4 + 87,2 = 177,6 \text{ W} \quad (2-22)$$

Střední hodnota celkového ztrátového výkonu diody lze vypočítat podle vzoru rovnice

(1-16):

$$P_{totD(av)} = P_{rr} + P_{CD(av)} = 11,4 + 103,9 = 115,3 \text{ W} \quad (2-23)$$

Střední hodnota celkového ztrátového výkonu jednoho MOSFETu lze vypočítat podle vzoru rovnice (1-17):

$$P_{tot(av)} = P_{totM(av)} + P_{totD(av)} = 177,6 + 115,3 = 292,9 \text{ W} \quad (2-24)$$

Celková střední hodnota ztrátového výkonu měniče je poté:

$$P_{tot_celk(av)} = n_c \cdot P_{tot(av)} = 6 \cdot 292,9 = 1757,4 \text{ W} \quad (2-25)$$

kde n_c (-) je počet výkonových prvků měniče a $P_{tot(av)}$ (W) je střední hodnota celkového ztrátového výkonu jednoho MOSFETu.

2.3.5 Porovnání celkových ztrát při různě spínací frekvenci

Z porovnání výkonových ztrát v Tab. 5 je patrné, že hlavní změnou při změně spínajících frekvencí (f_{sw}) jsou spínací ztráty které jsou přímo úměrně závislé na spínací frekvenci. To v kombinaci s uvažováním konstantních vodivostních ztrát vede na to, že celkové výkonové ztráty měniče jsou lineárně závislé na spínací frekvenci.

Tab. 5: Porovnání ztrát pro různé spínací frekvence

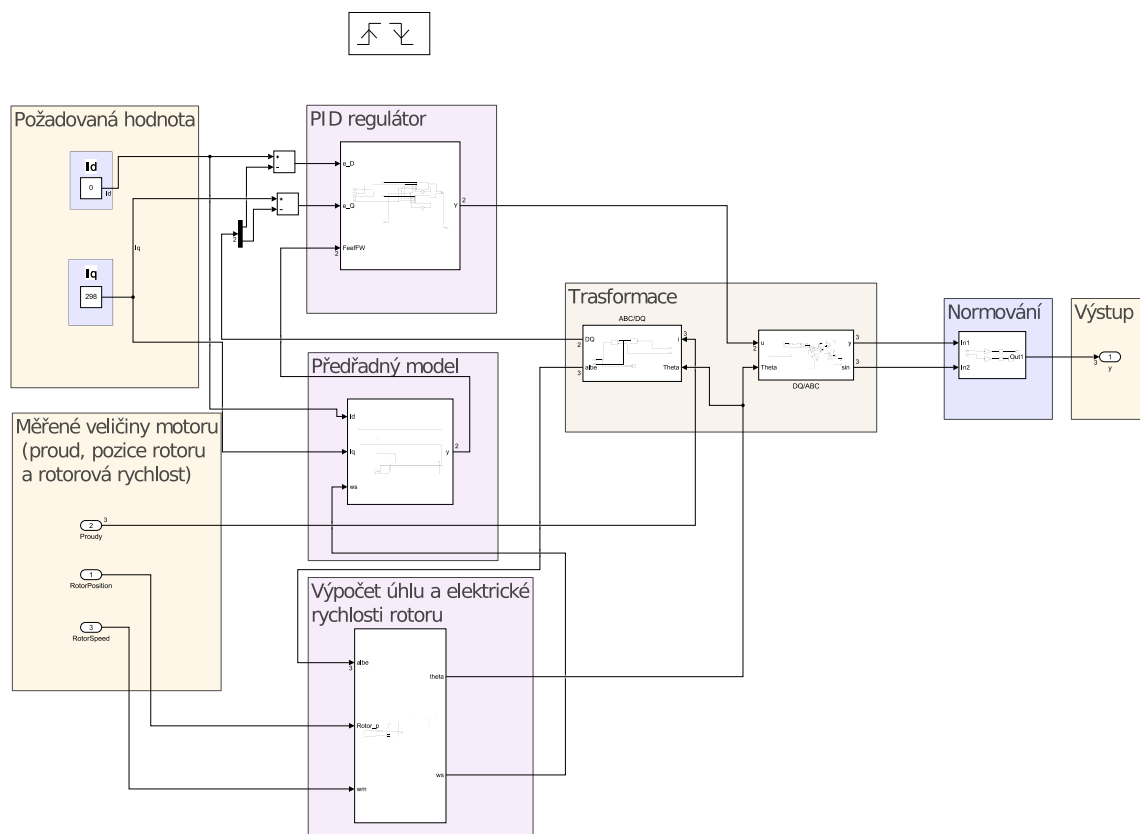
$f_{sw}(\text{KHz})$	$P_C(av)$ (W)	$P_{SW(av)}$ (W)	$P_{tot(av)}$ (W)	$P_{tot_celk(av)}$ (W)
15	191,1	76,4	267,5	1605
20	191,1	101,8	292,9	1757,4
25	191,1	127,3	318,4	1910,4

3 Simulace výkonových ztrát

Jak již bylo uvedeno v předchozí kapitule, analytický výpočet ztrát za pomocí uvedených vzorců, může vést na mnohem vyšší výkonové ztráty, než ve skutečnosti mohou nastat. Proto byla pro tuto práci vytvořena simulace za pomocí softwarů MATLAB, Simulink a PLECS, která se snaží co nejvíce napodobit měnič, jeho řízení a elektromotor. Výstupem z této simulace jsou výkonové ztráty napěťového měniče, teplota výkonových prvků, průběhy proudů a dalších veličin elektromotoru.

3.1 Řízení elektromotoru

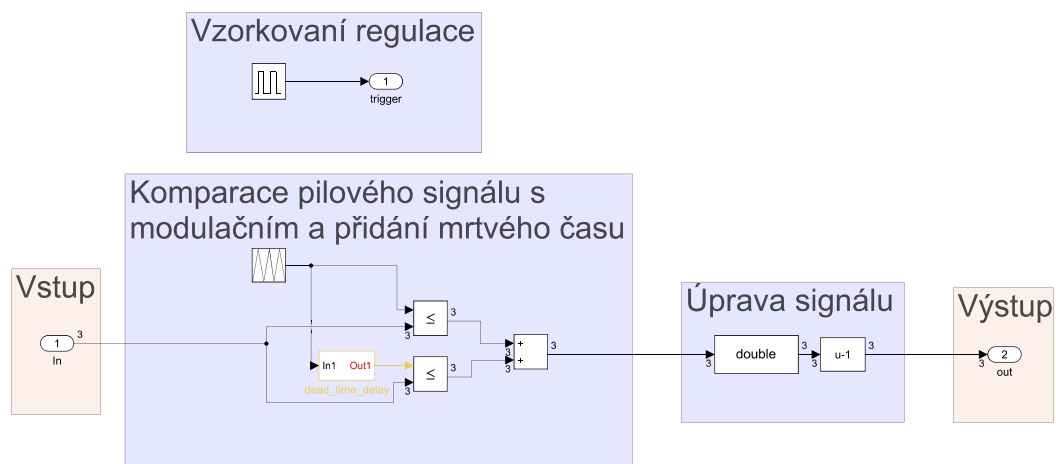
V simulaci je použito vektorové řízení synchronního elektromotoru, které poskytuje možnost regulovat moment a buzení motoru. Vstupem do řízení je “momentotvorná” složka proudu a budicí proud. Jelikož na momentové charakteristice elektromotoru se v našich podmínkách nedostaneme k oblasti kde je potřeba začít odbuzovat, tak se systém reguluje jen za pomocí “momentotvorné” složky proudu. Tato složka je poté žádaná hodnota, která vstupuje po porovnání se zpětnou vazbou společně s předřadným modelem do PID regulátoru. Zpětná vazba je měřený proud elektromotoru, který je transformován za pomocí Clarkovo a Parkovo transformace. Výstup z regulátoru je poté transformován, pomocí Parkovo a Clarkovo transformace a nanormován na napětí DC linku. Výstupem z tohoto řízení jsou 3 modulační signály napětí určené pro sinusové PWM řízení měniče s injektovanou třetí harmonickou. Celý regulační blok je vzorkován signálem z následujícího PWM bloku. Schéma řízení je vidět na Obr. 14.



Obr. 14 Regulační schéma vektorového řízení v softwaru SIMULINK

3.2 PWM modulace

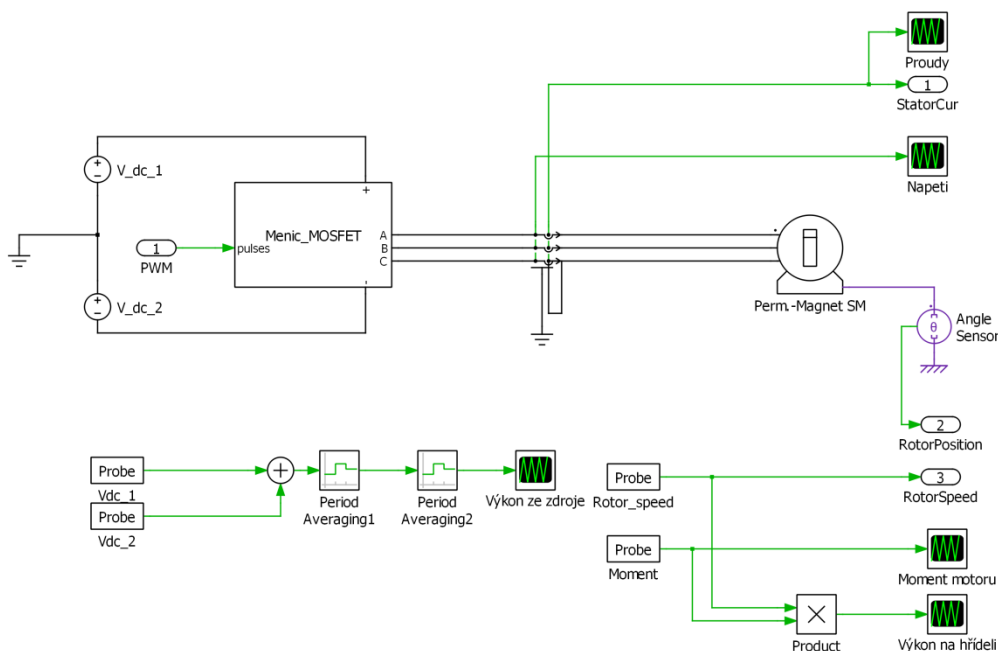
PWM modulace probíhá v bloku, který se stará o komparaci pilového signálu o zadané spínací frekvenci (f_{sw}) a modulačních signálů, které jsou výstupem z předchozího regulačního bloku. Dále je po komparaci vložen mrtvý čas a signál je následně upraven (normován na 1) tak aby byl vhodný pro spínání v následujícím bloku simulace. PWM blok ještě obsahuje generátor pro vzorkování regulačního bloku. Tento generátor řídí vzorkování regulačního systému, které se ve většině případů nastavuje na kladný a záporný vrchol pily tzn. vzorkovací frekvence regulačního systému je dvojnásobná oproti frekvenci spínací. Schéma PWM bloku je vidět na Obr. 15.



Obr. 15: Schéma PWM bloku

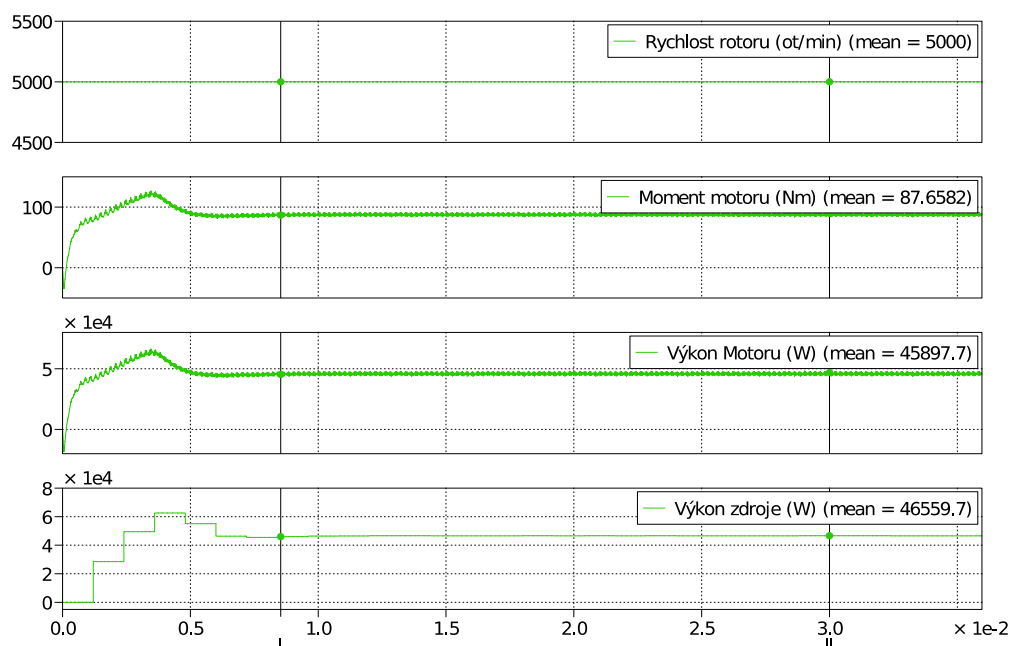
3.3 PLECS model

Model v softwaru PLECS obsahuje sériově zapojené dva ideální napěťové zdroje, které mají poloviční velikost napětí baterie ($U_{dc}/2$), napěťový měnič, který je popsán v následující podkapitole a synchronní elektromotor. Vyvedený střed mezi napěťovými zdroji je z důvodu možnosti zobrazení fázového napětí střídače. Výstupem z modelu jsou měřené veličiny, které jsou potřeba k řízení elektromotoru. Na Obr. 16 je vidět tento model.

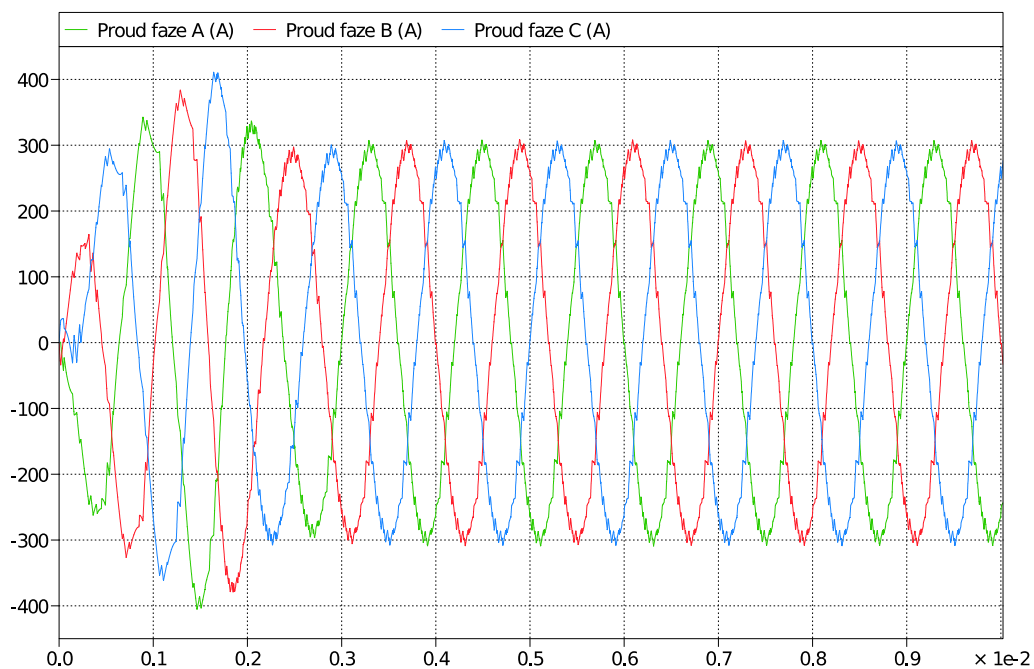


Obr. 16: Schéma PLECS modelu

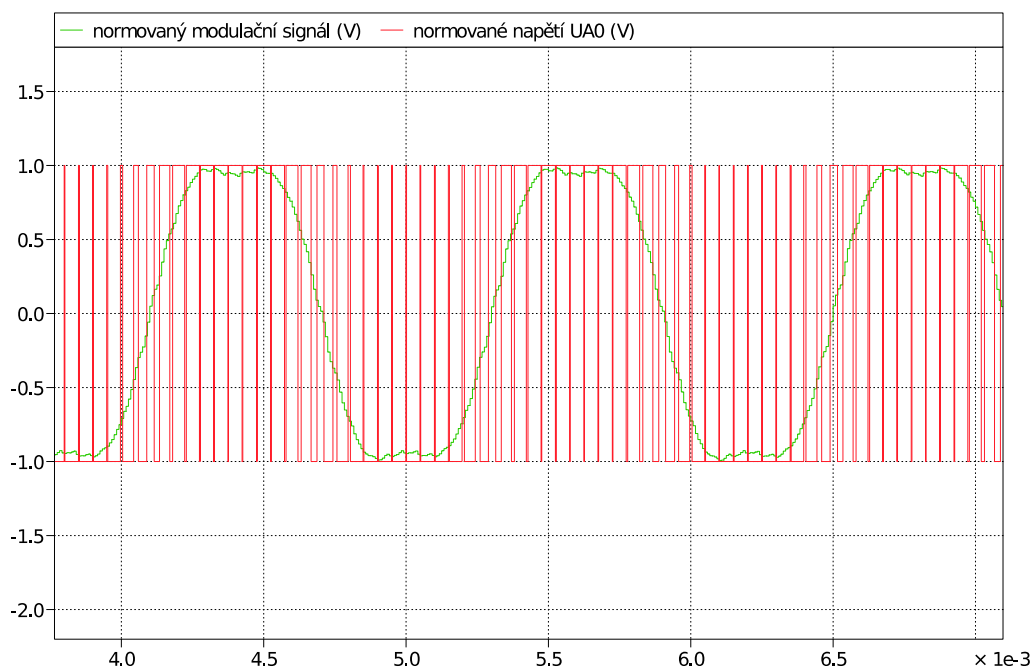
Pro simulaci elektromotoru je využíván již předem připravený model synchronního elektromotoru s permanentními magnety dostupný v knihovně PLECS. Do modelu byly nadefinovány všechny potřebné veličiny z [7]. Model elektromotoru má nastavený velký (řádově $10^3 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$) moment setrvačnosti a počáteční rotorovou rychlost, která se nastavuje v závislosti na tom, v jakém pracovním bodě chceme stroj provozovat. Toto nastavení, umožňuje sledovat regulovaný moment stroje a všechny důležité veličiny aniž by se měnila rychlost otáčení rotoru. Na Obr. 17 níže jsou vidět průběhy elektromotoru. Při těchto průbězích byl elektromotor nastaven na rychlost otáčení 5000 ot/min , a požadavek na “momentotvorný” proud na maximální hodnotu 300 A . V tomto případě kdy se uvažuje pouze “momentotvorný” proud je jeho velikost zároveň amplitudou výstupního proudu měniče, jehož průběh je zobrazen na Obr. 18. V tomto pracovním bodě by měl podle charakteristiky elektromotoru od výrobce na Obr. 8 elektromotor dosahovat výkonu 46 kW při momentu 86 Nm . Jak je vidět v jednotlivých průbězích, které obsahují i průměrné hodnoty počítané mezi kurzory v grafech, tak simulace tohoto pracovního bodu se přibližuje teoreticky očekávaným hodnotám. V posledním průběhu je také vidět Střední hodnota výkonu zdroje, která by měla odpovídat výkonu motoru + ztráty na měniči. Na Obr. 19 je zobrazen průběh normovaného modulačního signálu, který je dále komparován s nosným pilovým signálem a normovaného fázového napětí měniče.



Obr. 17: Ukázkové průběhy elektromotoru a zdroje napětí.



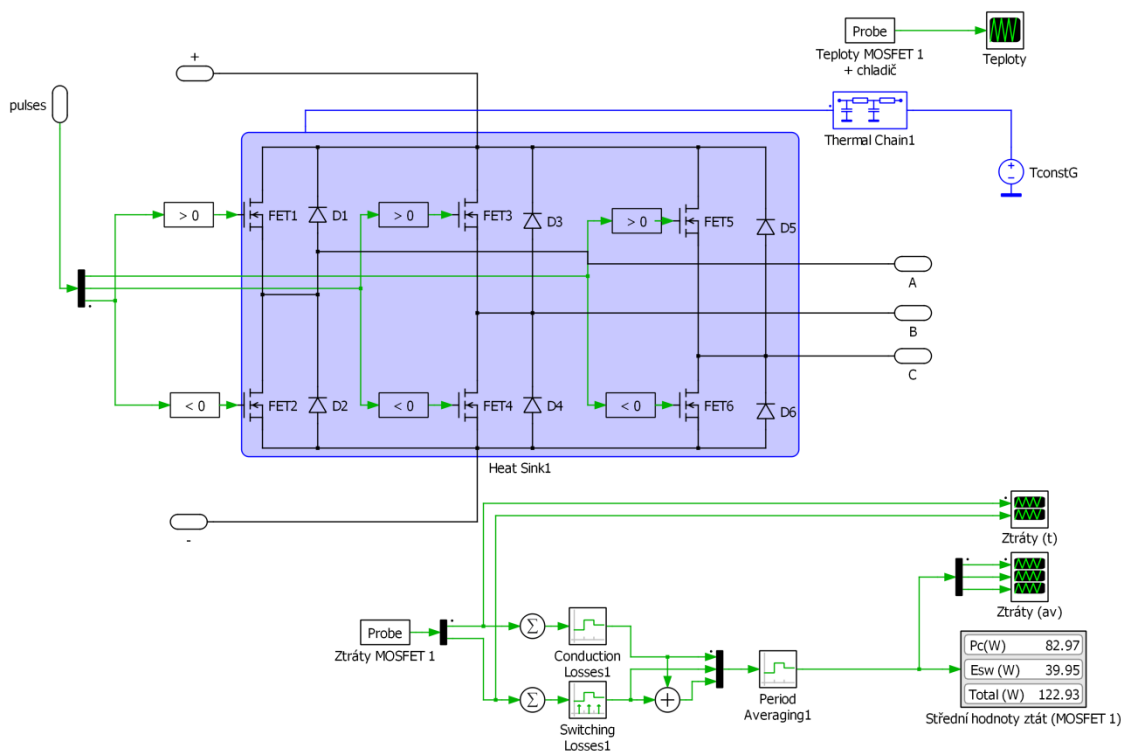
Obr. 18: Průběhy proudů jednotlivých fází měniče



Obr. 19: Normované průběhy modulačního signálu a fázového napětí měniče fáze A ($1 = U_{dc}/2$)

3.3.1 Model měniče v PLECS

Model měniče je složen ze tří půlmůstků tvořených MOSFETy a zpětnými diodami. Na měnič je přivedeno napětí z předchozího bloku a na tranzistory jsou přivedeny spínací signály vygenerované v PWM bloku. Schéma modelu měniče je vidět na Obr. 20.



Obr. 20: Schéma modelu měniče

Model je vytvořen tak aby bylo možné vyčítat ztráty tranzistorů a diod, které vznikají díky procházejícímu proudu modelem. Aby bylo možné simulovat ztráty co možná nejlépe realitě je potřeba, aby polovodičové prvky obsahovaly termální modely, které jdou buďto vytvořit ze znalosti datasheetu daného prvku nebo výrobce přímo vytvořil termální model, který volně poskytuje. V tomto modelu jsou využity termální modely vytvořeny firmou Wolfspeed. Jedná se o samostatné modely pro tranzistor a diodu půlmůstku CAB450M12MX13.

3.4 Výkonové ztráty modelu

Výkonové ztráty modelu byly modelovány tak aby se daly porovnat s již vypočtenými ztrátami v podkapitole 2.3. Model je tedy nastaven na jmenovité napětí baterie, které je $U_{dc} = 226 V$ a simulace je provedena pro spínací frekvence 15, 20 a 25 kHz při maximálním výkonu elektromotoru kterého lze dosáhnout při tomto nastavení. Stejně jako při výpočtu výkonových ztrát jsou sledovány ztráty jednoho MOSFETu. Na konci je poté provedeno porovnání celkový výkonových ztrát celého měniče.

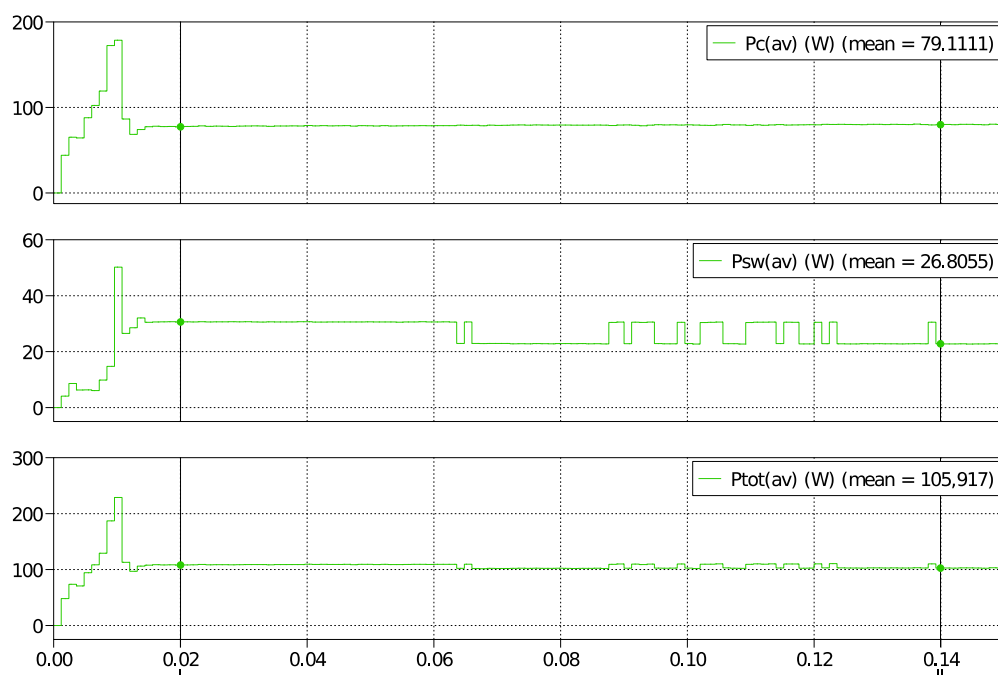
Na Obr. 21 jsou vidět okamžité vodivostní (horní průběh) a spínací (spodní průběh) ztráty jednoho MOSFETu. Na průbězích je vidět že od času $t = 0 s$ až po čas $t = 0,01 s$ dochází k rozběhu stroje, kde je měnič spínán obdélíkově. To vede na menší

spínací ztráty a větší vodivostní ztráty. Z průběhu pro spínací ztráty je patrné že dioda v simulaci negeneruje žádné spínací ztráty, to je způsobeno tím, že v modelu diody od výrobce nejsou spínací ztráty uvažovány. Po čase $t = 0,01$ s se regulace stroje ustálí a stroj se dostane do požadovaného pracovního bodu, ve kterém sledujeme ztráty měniče. Stejně jako ve výpočtech se s okamžitými ztrátami špatně operuje a proto je potřeba vytvořit střední hodnoty těchto ztrát. Střední hodnoty těchto průběhů jsou vidět na Obr. 22.



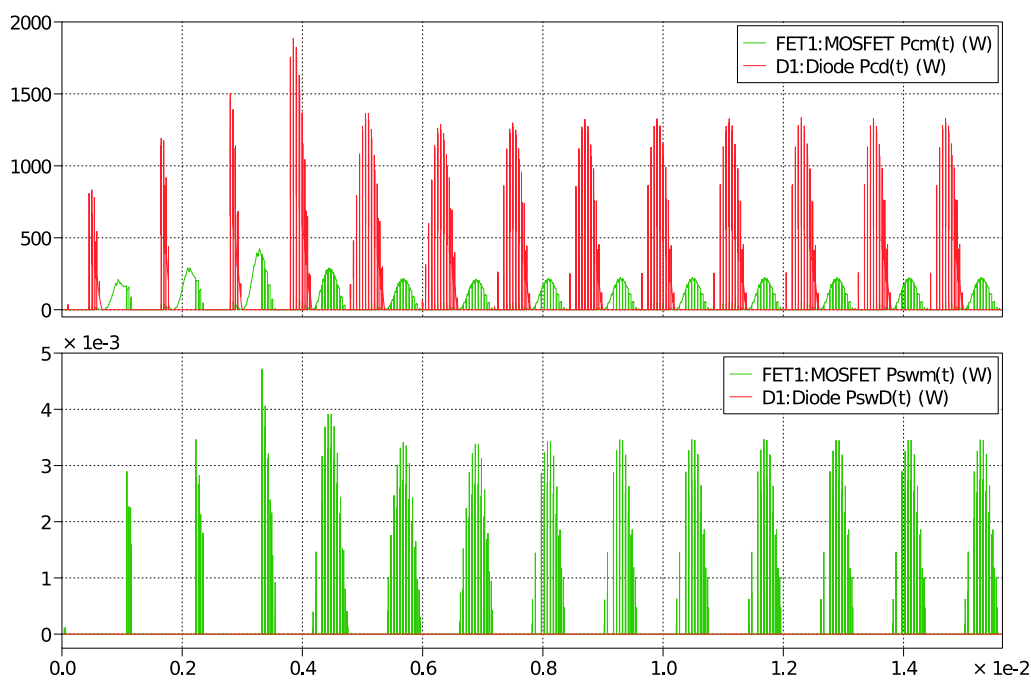
Obr. 21: Okamžité spínací a vodivostní ztráty jednoho MOSFETu při $f_s = 15$ kHz.

Na obrázku středních hodnot ztrát při $f_s = 15$ kHz jsou vidět průběhy střední hodnoty vodivostních (horní průběh), spínacích (prostřední průběh) a celkových (dolní průběh) ztrát jednoho MOSFETu. Jak je vidět na průběhu spínacích ztrát tak po ustálení dochází k nahodile opakujícím se skokovým změnám. Tyto změny jsou způsobeny filtrem spínacích ztrát, který nahodile chybně zachytí spínací impuls. Změna ztrát se poté pochybuje mezi 4 W. V průbězích jsou poté z důvodu přehlednosti vloženy průměrné hodnoty ztrát, které se počítají mezi vyznačenými kurzory.

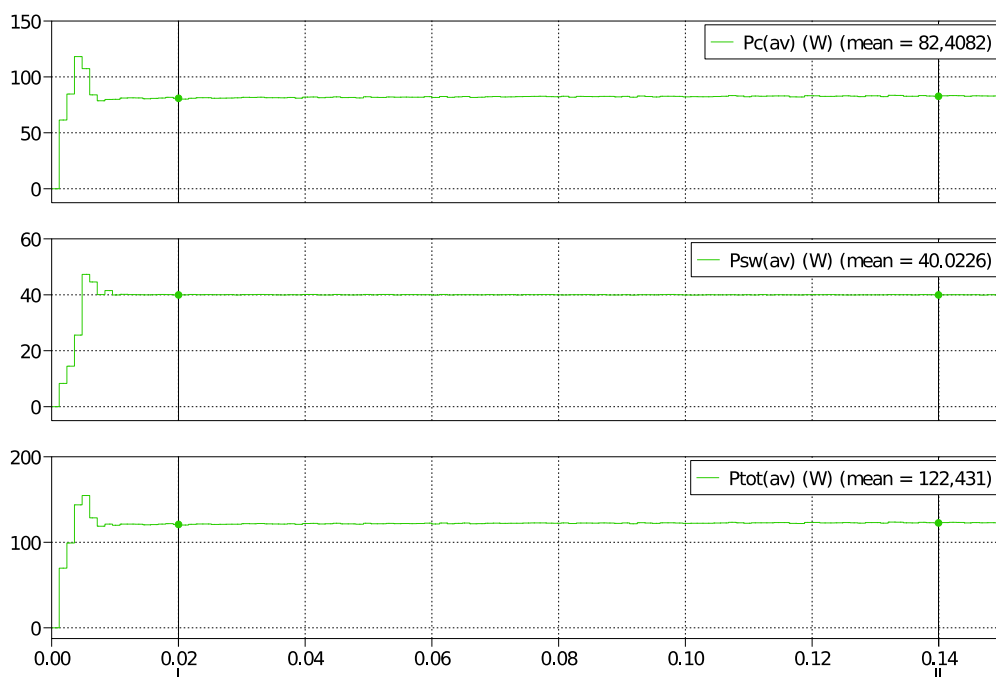


Obr. 22: Střední hodnoty spínacích, vodivostních a celkových ztrát jednoho MOSFETu při $f_s = 15 \text{ kHz}$.

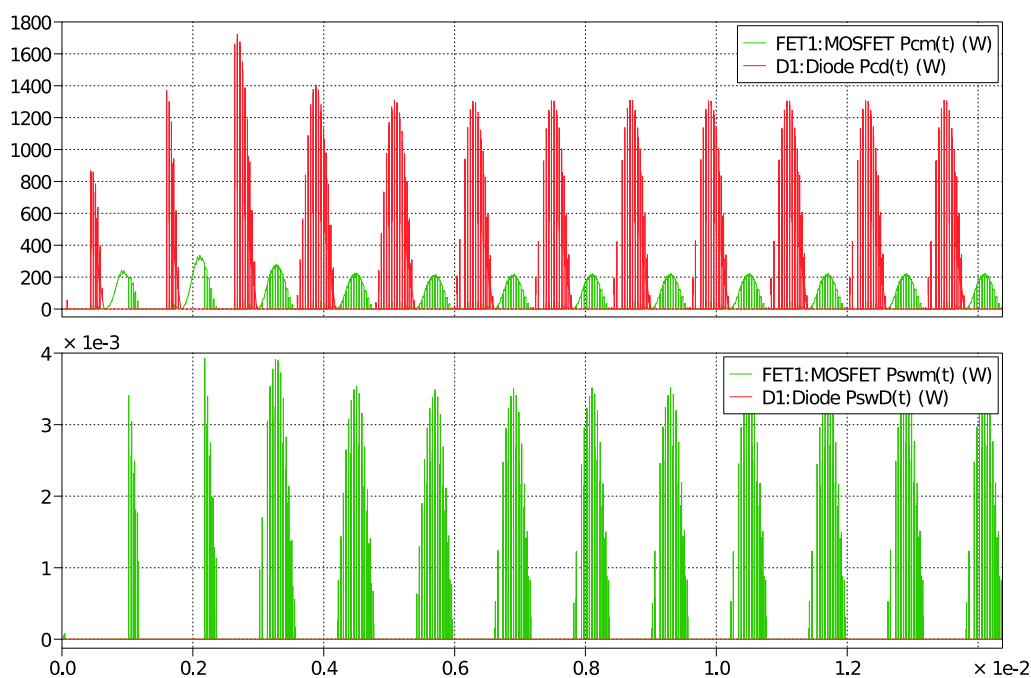
Na následujících obrázcích jsou vidět průběhy ztrát pro spínací frekvence 20 a 25 kHz. Pro průběhy platí to samé, co již bylo uvedeno pro ztráty při spínací frekvenci 15 kHz. Jediný rozdíl je při náběhu stroje do pracovního bodu, kdy s vyšší spínací frekvencí se zvedá i vzorkovací frekvence regulace a proto může regulátor rychleji řídit stroj.



Obr. 23: Okamžité spínací a vodivostní ztráty jednoho MOSFETu při $f_s = 20 \text{ kHz}$.



Obr. 24: Střední hodnoty spínacích, vodivostních a celkových ztrát jednoho MOSFETu při $f_s = 20 \text{ kHz}$.

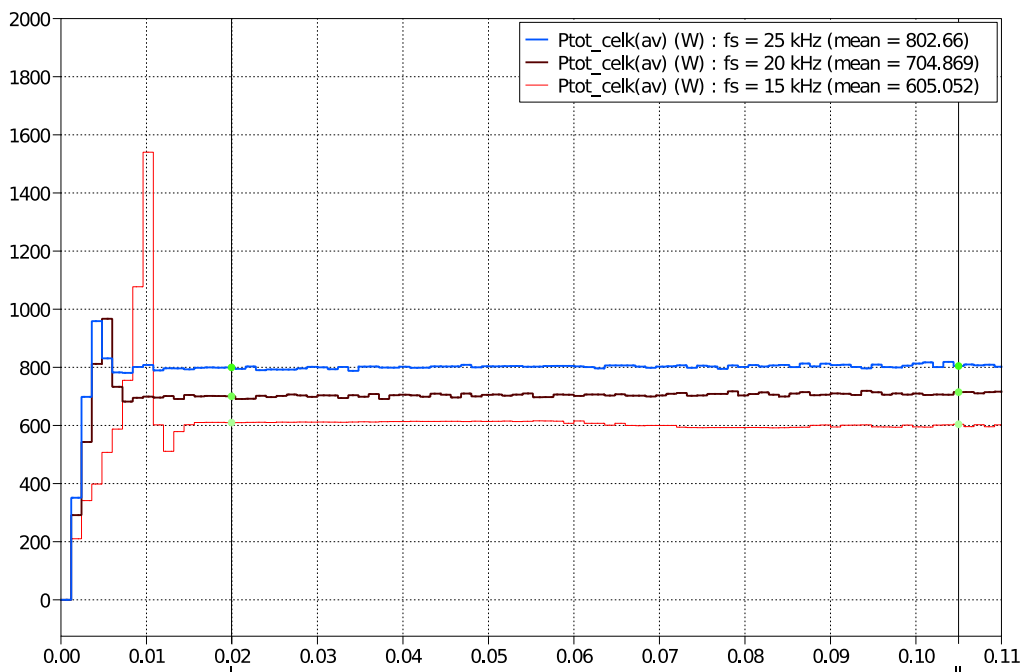


Obr. 25: Okamžité spínací a vodivostní ztráty jednoho MOSFETu při $f_s = 25 \text{ kHz}$.



Obr. 26: Střední hodnoty spínacích, vodivostních a celkových ztrát jednoho MOSFETu při $f_s = 25 \text{ kHz}$.

Celkové výkonové ztráty měniče jsou zobrazeny na Obr. 27. Jedná se o střední hodnoty celkových výkonových ztrát celého měniče vypočtených za pomoci simulace. Pro přehlednost jsou uvedeny i průměrné hodnoty průběhů počítaných z oblasti mezi kurzory.



Obr. 27: Průběh středních hodnot celkových ztrát měniče pro $f_s = 15, 20$ a 25 kHz.

3.5 Porovnání vypočítaných a simulovaných výkonových ztrát

V tabulkách níže je provedeno porovnání výkonových ztrát získaných za pomoci analytického řešení a simulací. Porovnání je rozděleno podle různých spínacích frekvencí. Je vidět že analyticky získané ztráty pro celý měnič ($P_{tot_celk(av)}$) jsou ve všech případech více než 2 krát větší než ztráty získané za pomoci simulace. To je nejspíše způsobeno kombinací uvažováním horších parametrů pro analytický výpočet a mnohem přesnějšího modelu výkonových součástek uvažovaného v simulacích. Veškeré ztráty však nepřekračují maximální výkonové zatížení modulu CAB450M12XM13, které je dle [6] 450 W na jeden MOSFET ($P_{tot(av)}$) při teplotě pouzdra do 125 °C.

Tab. 6: Porovnání vypočítaných a nasimulovaných výkonových ztrát pro $f_s = 15 \text{ kHz}$

spínací frekvence	$f_s = 15 \text{ kHz}$			
parametr	$P_{C(av)} (W)$	$P_{SW(av)} (W)$	$P_{tot(av)} (W)$	$P_{tot_celk(av)} (W)$
výpočet	191,1	76,4	267,5	1605
simulace	79,1	26,8	105,9	605
rozdíl	112	49,6	161,6	1000

Tab. 7: Porovnání vypočítaných a nasimulovaných výkonových ztrát pro $f_s = 20 \text{ kHz}$

spínací frekvence	$f_s = 20 \text{ kHz}$			
parametr	$P_{C(av)} (W)$	$P_{SW(av)} (W)$	$P_{tot(av)} (W)$	$P_{tot_celk(av)} (W)$
výpočet	191,1	101,8	292,9	1757,4
simulace	82,4	40	122,4	704,9
rozdíl	108,7	61,8	170,5	1052,5

Tab. 8: Porovnání vypočítaných a nasimulovaných výkonových ztrát pro $f_s = 25 \text{ kHz}$

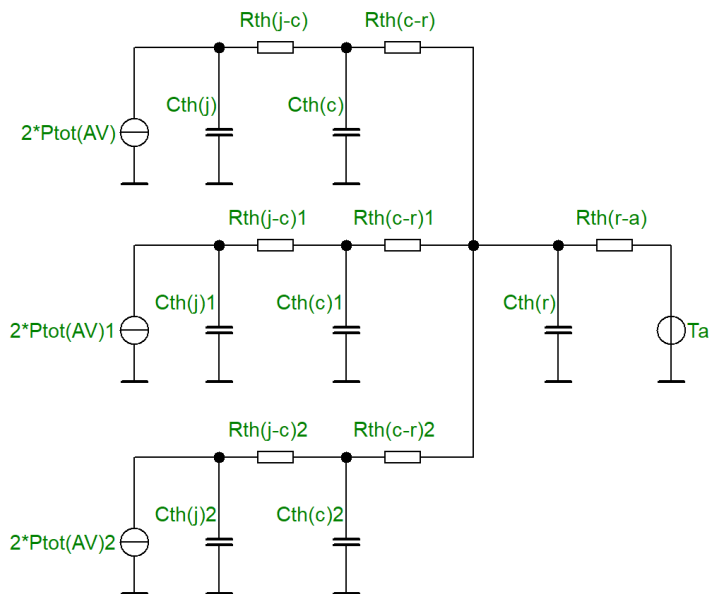
spínací frekvence	$f_s = 25 \text{ kHz}$			
parametr	$P_{C(av)} (W)$	$P_{SW(av)} (W)$	$P_{tot(av)} (W)$	$P_{tot_celk(av)} (W)$
výpočet	191,1	127,3	318,4	1910,4
simulace	83,8	58,2	142	802,7
rozdíl	107,3	69,1	176,4	1107,7

4 Návrh chlazení

Tato kapitola se zabývá návrhem vodního chlazení pro výkonové moduly s ohledem na doporučený průtok potřebný pro správnou funkci elektromotoru EMRAX. Samotný elektromotor vyžaduje podle výrobce průtok vodního chlazení 8 l/min . Výpočet je proveden na základě analyticky vypočítaných celkových ztrát MOSFETu, které jak již bylo naznačeno, jsou počítány pro nejhůrší podmínky provozu systému tzn. ztráty mohou být značně zvětšeny, což může vést na předimenzování chlazení. Veškeré výpočty vycházejí z [5]. Součástí systému vodního chlazení bude i původní tepelný výměník umístěný na čtyřkolce.

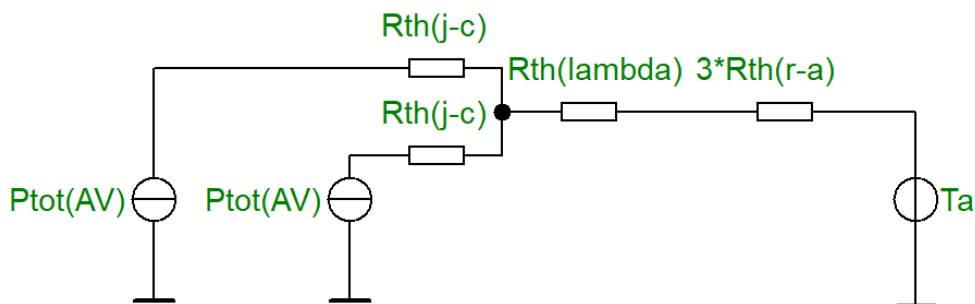
4.1 Náhradní tepelné schéma

Na obrázku Obr. 28 je znázorněno teoretické tepelné schéma celého měniče a chladiče. Tepelné schéma měniče je složeno ze tří proudových zdrojů o velikosti $2 \cdot P_{tot(av)}$ což je ztrátový výkon jednoho půlmůstku poté do série zapojené tepelné odpory, které nahrazují tepelné odpory mezi čipem a pouzdrem půlmůstku ($R_{th(j-c)}$) a tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem ($R_{th(c-r)}$). Před a mezi odpory jsou vloženy tepelné kapacity, které nahrazují tepelnou kapacitu čipu ($C_{th(j)}$) a tepelnou kapacitu pouzdra ($C_{th(c)}$). Náhradní tepelný model měniče je přiveden na tepelný model chladiče, který se skládá z tepelné kapacity chladiče ($C_{th(r)}$), tepelného odporu mezi chladičem a okolím ($R_{th(r-a)}$) a okolní teplotou (T_a) reprezentovanou napěťovým zdrojem. Toto schéma je však pro výpočet zbytečně složité a navíc ne všechny hodnoty lze dohledat v katalogu od výrobce.



Obr. 28: Obecné zjednodušené tepelné schéma měnič – chladič (vychází z [5])

Zjednodušené tepelné schéma využito pro výpočet je na Obr. 29. Ze schématu byly vyjmuty tepelné kapacity, které jsou potřebné hlavně pro přechodné děje. Poté celý model se uvažuje pouze jako spojení jednoho výkonového půlmůstku s chladičem. Tepelný odpor $R_{th(j-c)}$ a zdroj výkonových ztrát byly rozděleny z důvodu toho, že výrobce udává v datasheetu odpor $R_{th(j-c)}$ pro jeden FET. Tomuto spojení také odpovídá změna tepelného odporu $R_{th(r-a)}$, který je ekvivalentně k tomuto spojení tři krát větší. Kvůli absenci tepelného odporu $R_{th(c-r)}$ v katalogu od výrobce výkonového prvku je nahrazen tepelným odporem $R_{th(\lambda)}$, který je zvolen na základě hodnot $R_{th(c-r)}$, které udávají různí výrobci pro podobné výkonové moduly jako např. výkonový modul SKM350MB120SCH15 od firmy SEMIKRON, který udává hodnotu $R_{th(\lambda)} = 0,015 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ [14].



Obr. 29: Zjednodušené tepelné schéma měnič – chladič

4.2 Výpočet tepelného odporu chladiče

Výpočet tepelného odporu chladiče vychází z hodnot uvedených v Tab. 9. Výstupem z tohoto výpočtu je minimální tepelný odpor, který musí chladič splňovat pro správnou funkci při zadaných hodnotách. Ztrátový výkon, který je přiveden na chladič je v tomto případě výkon vypočítaný v rovnici (2-24). Jedná se o ztrátový výkon při jmenovitém napětí baterie 226 V, spínací frekvenci 20 kHz a uvažování maximálního výkonu stroje za daných podmínek.

V Tab. 9 jsou uvedeny hodnoty využívané při výpočtu chlazení. Okolní teplota T_a je zvolena na 45 °C. Maximální teplota čipu T_{jmax} je zvolena na 150 °C což je o 25 °C méně než je maximální teplota kterou čip může dle výrobce dosahovat. ΔT je rozdíl teplot chladicí kapaliny po a před průchodem chladičem a je zvolena na maximálně 5 °C. Tepelný odpor $R_{th(j-c)}$ je udáván výrobcem v [6]. Hodnota tepelného odporu $R_{th(\lambda)}$ je zvolena na 0,015 °C/W. Hodnota ztrátového výkonu jednoho MOSFETu $P_{tot(av)}$ vychází z Tab. 7 pro vypočítané hodnoty. C_p (J/(Kg·K)) je tepelná kapacita vody a ρ (Kg/m³) je hustota vody. Tyto hodnoty jsou uvažovány při teplotě vody 45 °C a jsou převzaty z [9].

Tab. 9: Hodnoty pro výpočet chladiče

T_a (°C)	45
T_{jmax} (°C)	150
ΔT (°C)	5
$R_{th(j-c)}$ (°C/W)	0,13
$R_{th(\lambda)}$ (°C/W)	0,015
$P_{tot(av)}$ (W)	282,5
C_p (J/(Kg·K))	4180
ρ (Kg/m ³)	0,991

Výpočet teploty čipu:

$$\begin{aligned} T_j &= P_{tot(AV)} \cdot \left(R_{th(j-c)} + (2 \cdot R_{th(\lambda)}) \right) = \\ &= 292,9 \cdot (0,13 + (2 \cdot 0,015)) = 46,86 \text{ } ^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (4-1)$$

kde $P_{tot(av)}$ (W) je střední hodnota ztrátového výkonu jednoho tranzistoru, $R_{th(j-c)}$ ($^\circ\text{C}/\text{W}$) je tepelný odpor čip – pouzdro a $R_{th(\lambda)}$ ($^\circ\text{C}/\text{W}$) je tepelný odpor přechodu pouzdro-chladič.

Výpočet tepelného odporu chladiče:

$$R_{th(r-a)} \leq \frac{T_{jmax} - T_a - T_j}{3 \cdot n_n \cdot P_{tot(AV)}} = \frac{150 - 45 - 46,86}{3 \cdot 2 \cdot 292,9} \leq 0,033 \left(\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \quad (4-2)$$

kde T_{jmax} ($^\circ\text{C}$) je maximální teplota čipu, T_a ($^\circ\text{C}$) je teplota okolí, T_j ($^\circ\text{C}$) je vypočítaná teplota čipu, n_n (-) je počet prvků na chladiči náhradního modelu a $P_{tot(av)}$ (W) je střední hodnota ztrátového výkonu jednoho MOSFETu.

4.2.1 Výpočet chladiče

Výpočet teploty chladiče:

$$T_R = T_a + (n_c \cdot P_{tot(av)} \cdot R_{th(r-a)}) = 45 + (6 \cdot 292,9 \cdot 0,033) = 103 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4-3)$$

kde T_a ($^\circ\text{C}$) je teplota okolí, n_c (-) je počet prvků na chladiči, $P_{tot(av)}$ (W) je střední hodnota ztrátového výkonu jednoho MOSFETu a $R_{th(r-a)}$ ($^\circ\text{C}/\text{W}$) je tepelný odpor chladič-okolí.

Výpočet průtoku chladiče:

$$Q = \frac{n_c \cdot P_{tot(av)}}{C_p \cdot \rho \cdot \Delta T} = \frac{6 \cdot 292,9}{4180 \cdot 0,991 \cdot 5} = 0,085 \text{ l/s} = 5,1 \text{ l/min} \quad (4-4)$$

kde n_c (-) je počet prvků na chladiči, $P_{tot(av)}$ (W) je střední hodnota ztrátového výkonu jednoho MOSFETu, C_p ($\text{J}/(\text{Kg} \cdot \text{K})$) je tepelná kapacita vody při $45 \text{ } ^\circ\text{C}$, ρ (Kg/m^3) je hustota vody při $45 \text{ } ^\circ\text{C}$ a ΔT ($^\circ\text{C}$) je tepelný rozdíl vody po a před průchodem chladičem.

4.2.2 Vodní čerpadlo

Pro tento projekt bylo zvoleno vodní čerpadlo od firmy PIERBURG, které je vidět na Obr. 30. Jedná se, o elektricky napájené čerpadlo, které je určeno pro napájecí napětí 12 V. Převážně, je toto čerpadlo používáno do vozidel od společnosti VW. Bohužel od výrobce nejsou dohledatelné žádné detailní specifikace a proto, bylo provedeno měření týmem z projektu e-formule na průtok čerpadla. Naměřený průtok by měl odpovídat 9 l/min . Tento průtok by měl vyhovovat jak z pohledu vypočítaného potřebného průtoku chladičem v rovnici (4-4) tak i doporučeného průtoku pro chlazení elektromotoru, který je 8 l/min . Tepelný okruh čtyřkolky se tedy bude skládat ze zvoleného čerpadla, původního tepelného výměníku umístěného na čtyřkolce a chladiče pro výkonové prvky uváděného v následujících kapitolách.



Obr. 30: Vodní čerpadlo (převzato z [10])

4.2.3 Výpočet tepoty chladiče

Jelikož bylo vybráno vodní čerpadlo s průtokem 9 l/min je potřeba přepočítat teoretickou teplotu chladiče s tímto průtokem. Nejprve je potřeba vypočítat tepelný odpor chladiče, který se vypočte následovně:

$$T_{th9(r-a)} = \frac{1}{C_p \cdot \rho \cdot Q} = \frac{1}{4180 \cdot 0,991 \cdot 0,15} = 0,0016 \left(\frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \quad (4-5)$$

kde C_p ($\text{J}/(\text{Kg}\cdot\text{K})$) je tepelná kapacita vody při $45 \text{ }^\circ\text{C}$, ρ (Kg/m^3) je hustota vody při $45 \text{ }^\circ\text{C}$ a Q (Kg/s) je hmotnostní průtok.

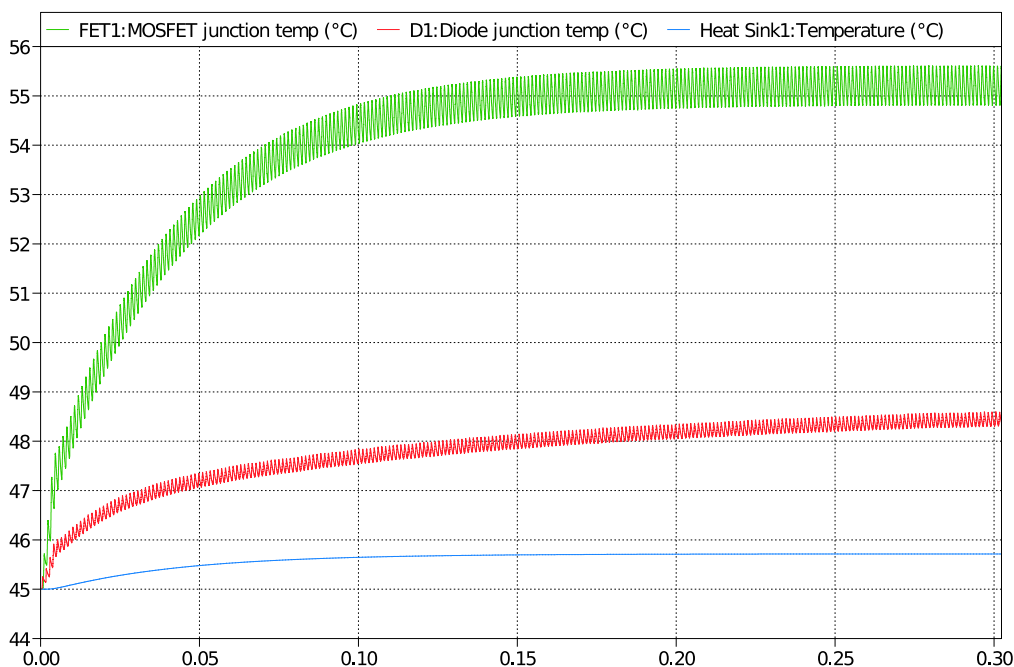
Poté po vzoru rovnice (4-3) lze vypočítat novou teoretickou teplotu chladiče:

$$T_{R9} = T_a + (n_n \cdot P_{tot(av)} \cdot R_{th(r-a)}) = 45 + (6 \cdot 292,9 \cdot 0,0016) = 47,8 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4-6)$$

5 Simulace chlazení

5.1 Simulace v PLECS

Simulace chladiče v softwaru PLECS spočívá v tom, že se na chladič, který je již vytvořen v knihovně PLECS umístí výkonové prvky. Výkonové prvky obsahují termální model, jak je již zmíněno v podkapitole 3.3.1, který obsahuje i tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem. Poté je zapotřebí dodefinovat tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem a chladičem a prostředím. V simulaci byly použity stejné hodnoty tepelných odporů jako v předchozích výpočtech v kapitole 4 a to $R_{th(\lambda)}$ a $T_{th9(r-a)}$. Simulace je ještě doplněna o tepelné kapacity, které jsou nastaveny tak aby průběh teplot nebyl zbytečně dlouhý. Celé tepelné zapojení v softwaru PLECS (zvýrazněno modře) je vidět na Obr. 20. Simulace byla provedena pro jmenovité napětí baterie $U_{dc} = 226 V$ a spínací frekvenci $f_s = 20 kHz$



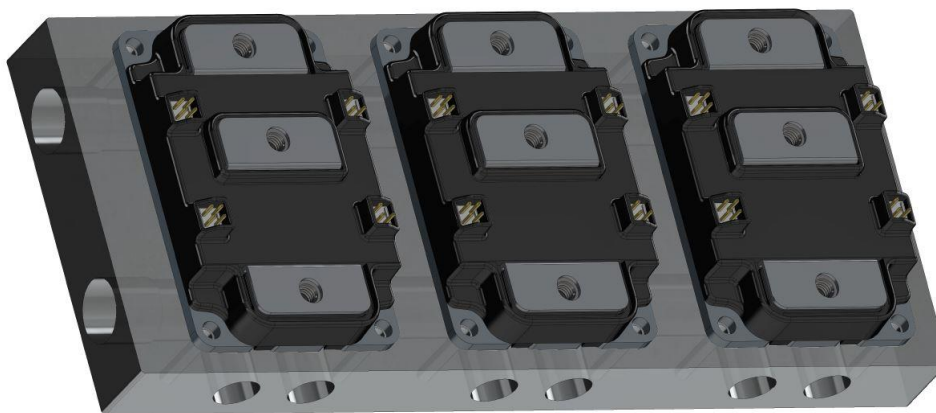
Obr. 31: Průběh teplot simulovaných v PLECS

. Na Obr. 31 je vidět průběh simulovaných teplot tranzistoru, diody a chladiče. Na rozdíl od předešlých výpočtů, kde je uvažována teplota celého MOSFETu jsou díky odděleným termálním modelům v simulaci zobrazovány samostatně teploty pro tranzistor a diodu. Jak je vidět tak teplota tranzistoru se ustálila na 55,3 °C s rozkmitem teploty do

1 °C. Teplota diody se ustálila na 48,4 °C s rozkmitem do 0,5 °C a teplota chladiče na 45,8 °C. Z této simulace však není jasné, o jakou teplotu chladiče se jedná a slouží spíše pro ukázkou tepelné simulace v softwaru PLECS. Přesnější tepelnou simulaci chladiče nabízí software SOLIDWORKS, která je popsána v další podkapitole.

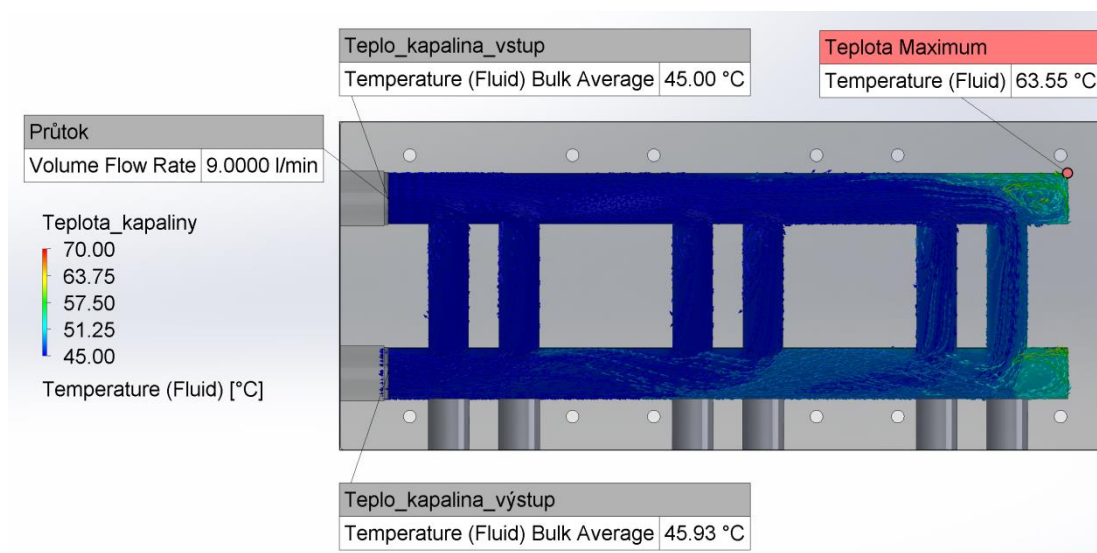
5.2 Simulace v SOLIDWORKS

Simulace chladiče v softwaru SOLIDWORKS spočívá v nasimulování již vyrobeného chladiče určeného pro zvolené polovodičové prvky. Na chladič jsou umístěny 3 tepelné zdroje, které představují 3 půlmůstky. Simulace je nejprve provedena pro ztrátový výkon získaný pomocí analytického řešení a poté pro ztráty získané za pomoci simulace. Jedná se o ztráty při spínací frekvenci $f_s = 20 \text{ kHz}$, které jsou uvedeny v Tab. 7. V závislosti na vybraném vodním čerpadle je průtok chladičem zvolen na 9 l/min . V simulaci je jako chladicí médium použita voda. Je sledována vstupní a výstupní teplota vody chladiče, maximální teplota vody v chladiči a maximální a minimální teplota na povrchu chladiče. Simulace je provedena pro model zobrazený na Obr. 32 kdy jsou ve flow simulaci jako zdroje tepla určeny měděné základní plochy výkonových modulů.

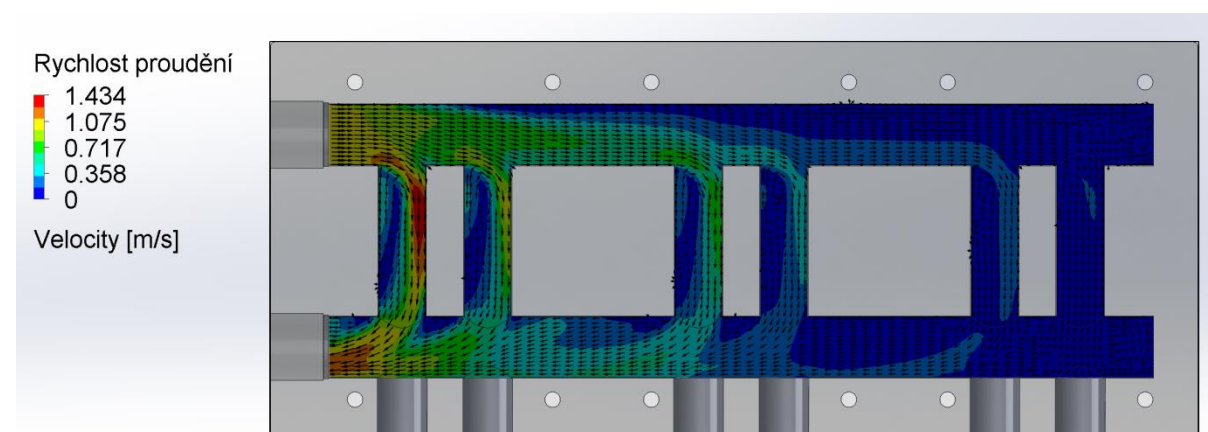


Obr. 32: 3D pohled na výkonové moduly CAB450M12XM13 umístěné na chladič

Na Obr. 33 níže je vidět výsledek z průtokové simulace pro vypočítaný ztrátový výkon měniče. Vstupní teplota vody odpovídá 45 °C a výstupní teplota odpovídá 45,93 °C. Rozdíl teplot je tedy necelý 1 °C. Maximální teplota vody v chladiči je podle simulace 63,55 °C. Toto ohřátí souvisí se sníženým průtokem vrtáním pod posledním výkonovým prvkem (vpravo) a vzniku turbulentního proudění na koncích vrtání v horizontálním směru. Snižující se rychlost proudění kapaliny jednotlivých kanálů je znázorněna na Obr. 34.

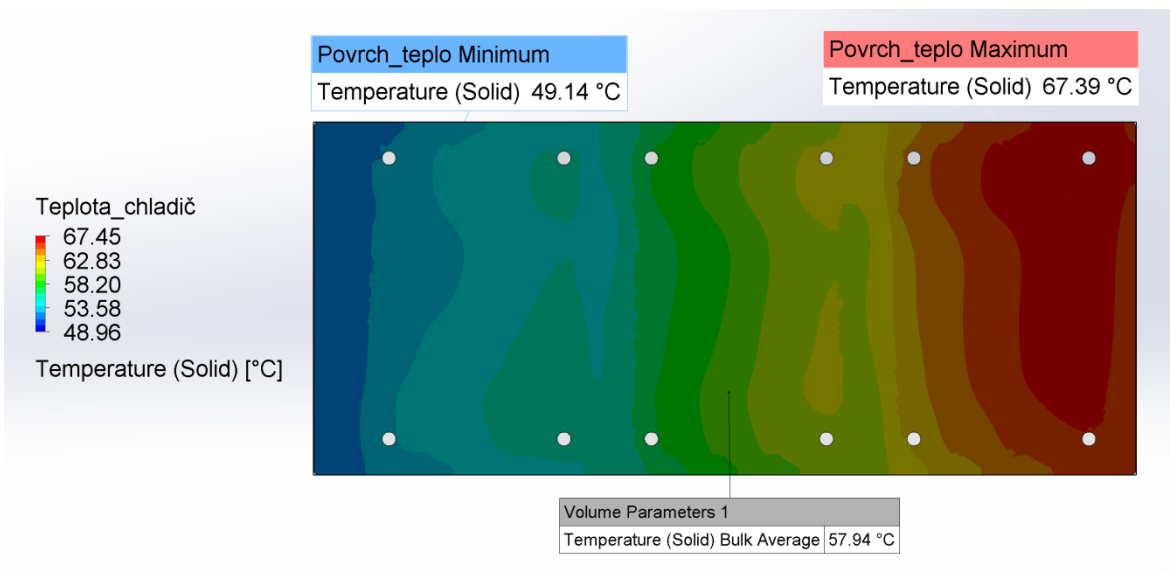


Obr. 33: Flow simulace pro vypočítaný ztrátový výkon měniče



Obr. 34: Simulace rychlosti proudění kapaliny v chladiči

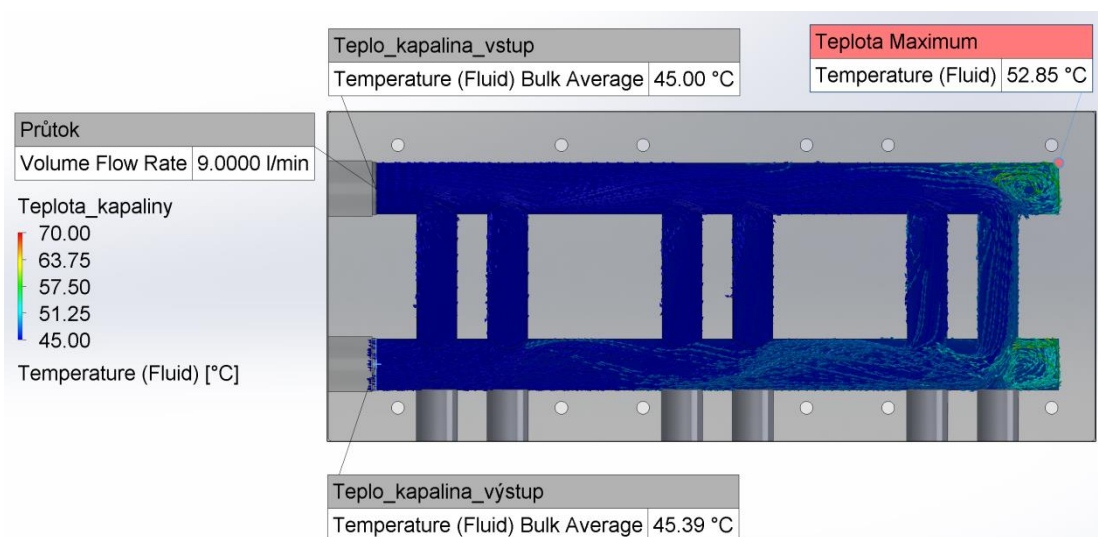
Na Obr. 35 níže je vidět simulace povrchové teploty chladiče pro vypočítaný ztrátový výkon měniče. Jak již bylo naznačeno výše tak nejvyšší teplota se nachází pod poslední výkonovým prvkem (vpravo) a to 67,39 °C. Nejnižší teplota chladiče je u vstupu pro chladicí kapalinu a dosahuje 49,14 °C. Celková střední hodnota teploty chladiče je 57,94 °C.



Obr. 35: Simulace povrchové teploty chladiče pro vypočítaný ztrátový výkon měniče

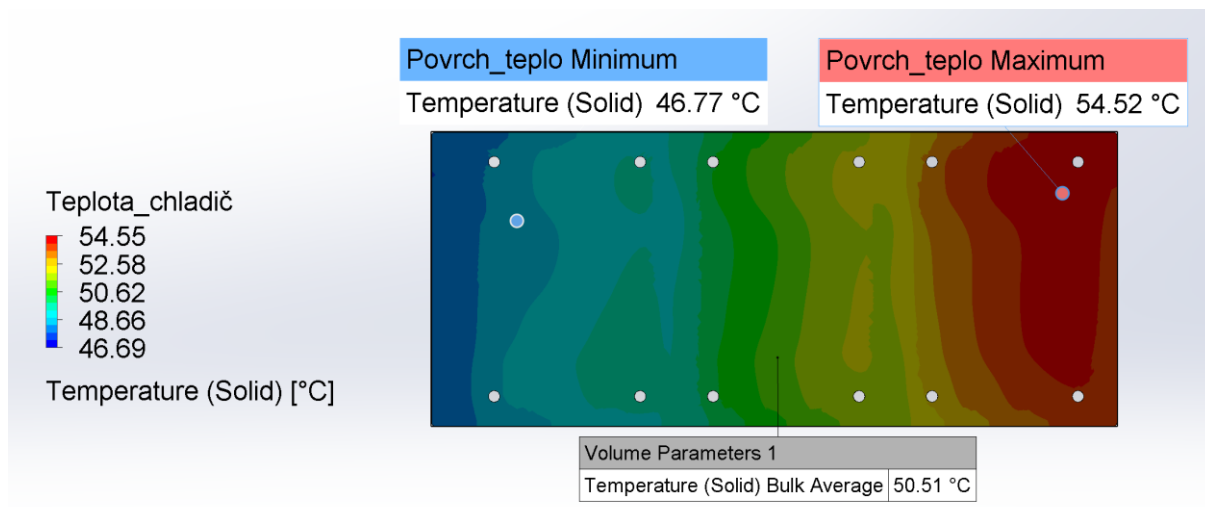
Následující obrázky jsou ze simulací pro chladič, na který je přiveden ztrátový výkon získaný pomocí simulace. Platí pro ně to samé, co pro předešlé simulace chladiče. Jediný rozdíl je v teplotách, které jsou nižší díky nižšímu ztrátovému výkonu přivedeného na chladič.

Na Obr. 36 je vidět průtoková simulace chladiče pro ztrátový výkon získaný pomocí simulace. Vstupní teplota kapaliny do chladiče je 45 °C a výstupní teplota 45,39 °C. Maximální teplota kapaliny je 52,85 °C a je na stejném místě jako v předchozí průtokové simulaci.



Obr. 36: Flow simulace pro ztrátový výkon měniče získaný ze simulace

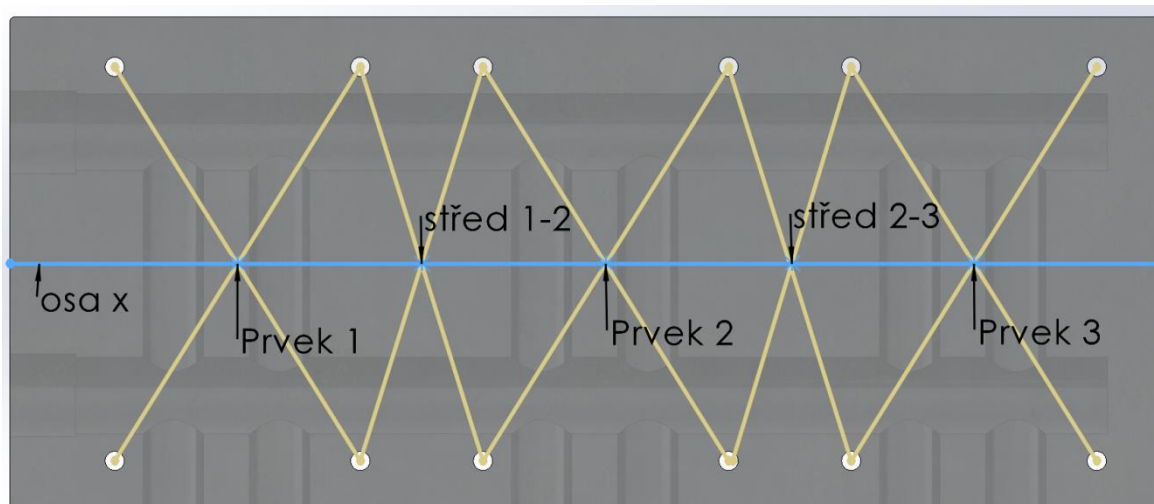
Na Obr. 37 je vidět simulace povrchové teploty chladiče pro ztrátový výkon měniče získaný ze simulace. Maximální teplota na povrchu chladiče dosahuje 54,52 °C a minimální teplota je 46,77 °C. Celková střední teplota chladiče dosahuje 50,51 °C.



Obr. 37: Simulace povrchové teploty chladiče pro ztrátový výkon měniče získaný ze simulace

5.3 Porovnání teplot v důležitých bodech

Pro porovnání jednotlivých teplot na chladiči způsobené jak vypočítanými, tak i simulovanými výkonovými ztrátami byly zvoleny klíčové body na povrchu chladiče. Tyto body jsou znázorněny na Obr. 38. Jde o body na povrchu chladiče, které jsou umístěny na středu dotykových ploch jednotlivých polovodičových prvků a chladiče (Prvek 1-3) a na středu ploch mezi jednotlivými prvky (střed 1-2, 2-3). Všechny tyto body protíná osa x. Teploty na středech ploch mezi jednotlivými prvky jsou důležité z důvodu možnosti umístění tepelných čidel na reálný chladič.



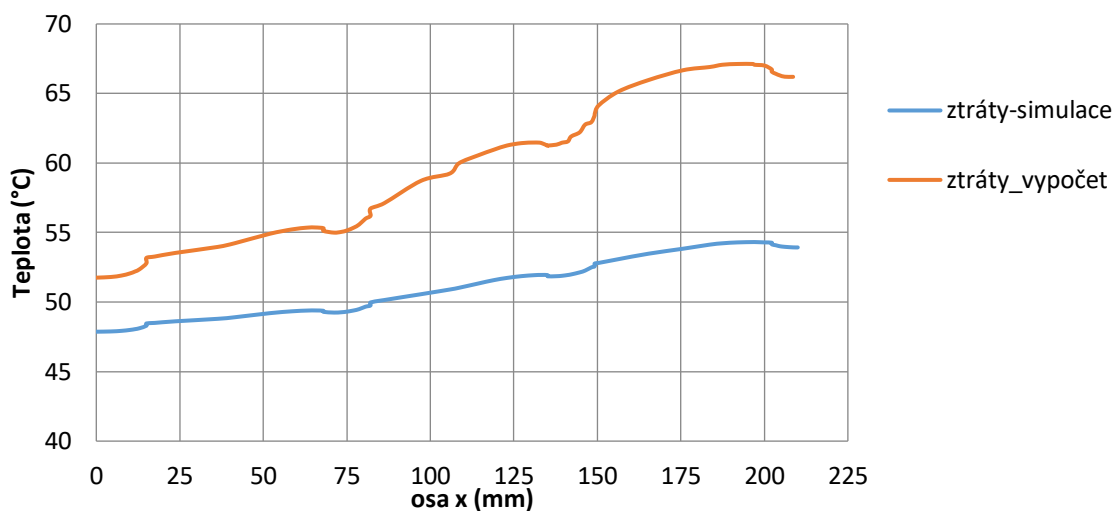
Obr. 38: Zobrazení důležitých bodů pro měření teplot na povrchu chladiče

Tab. 10 obsahuje teploty v již uváděných jednotlivých bodech chladiče. Z uvedených hodnot je vidět velký rozdíl teplot pod jednotlivými prvky. To je způsobeno nedostatečným odvodem tepla probíraným v předešlé kapitole. Průběhy teplot v závislosti na ose x vyznačené na Obr. 38 jsou vidět v grafu na Obr. 39.

Tab. 10: Hodnoty teplot na jednotlivých bodech chladiče

	teplota (°C)	
	simulace	vypočet
Prvek 1	48,9	54,2
Prvek 2	51	59,2
Prvek 3	53,8	66
střed 1-2	49,3	55,2
střed 2-3	52	61,6

Průběhy teplot na chladiči

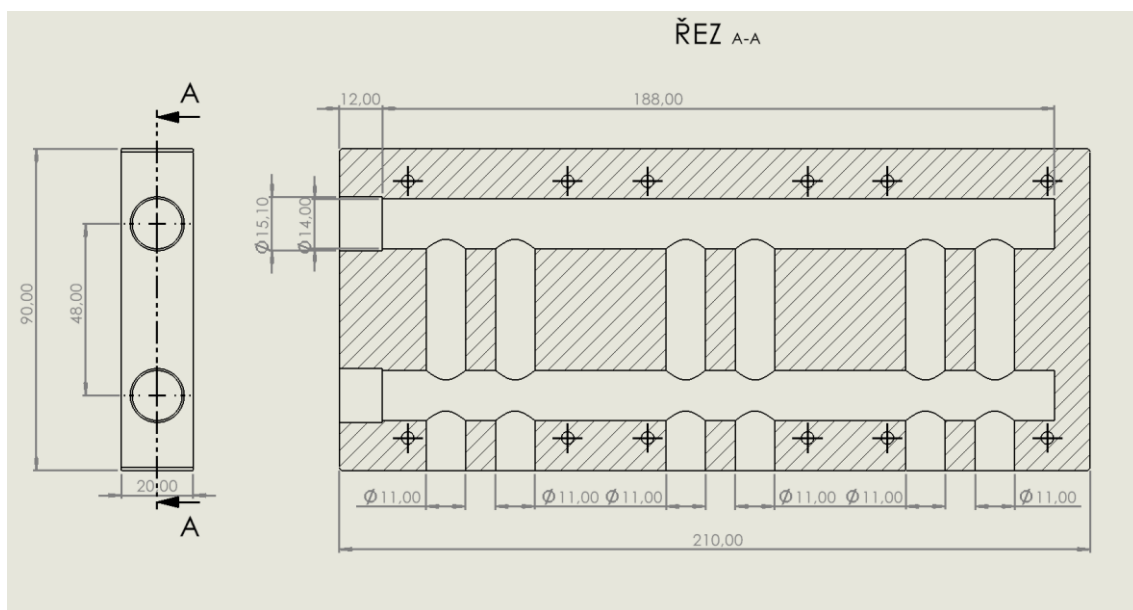


Obr. 39: Graf průběhu teploty v závislosti na středové ose x chladiče

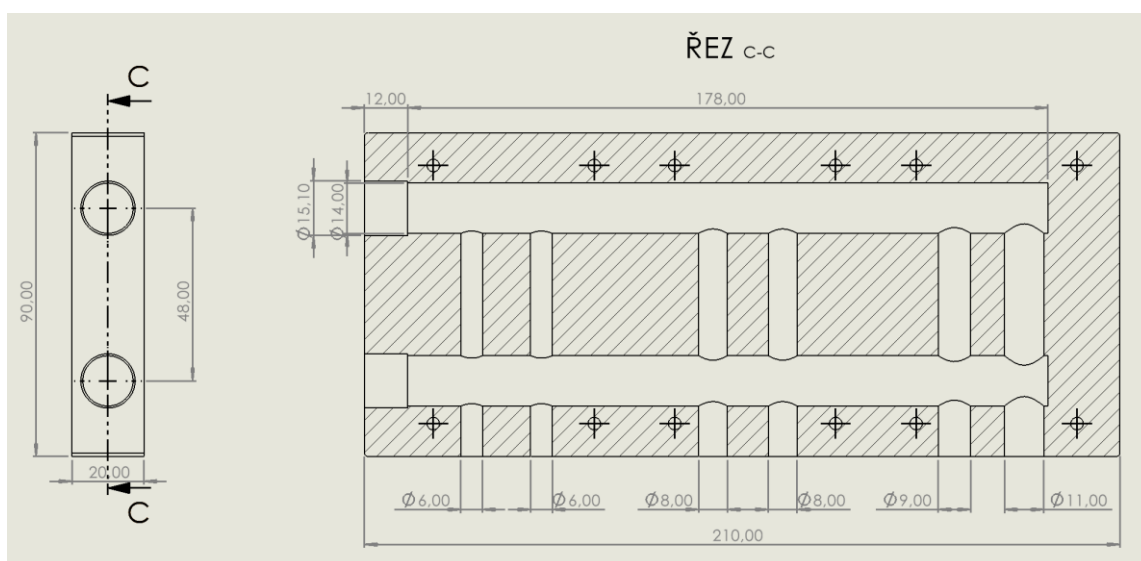
5.4 Optimalizace chladiče

Z předchozích výsledků tepelných simulací v softwaru SOLIDWORKS je patrné nerovnoměrné rozložení teploty na chladiči způsobené nerovnoměrným protékáním chladicího média kanály vrtanými pod výkonovými prvky. Tato nerovnoměrnost může z dlouhodobého hlediska způsobit degradaci a snížení životnosti nejvzdálenějšího výkonového prvku od vstupu chladicí kapaliny a to z důvodu vyššího tepelného namáhání. Proto byla zhotovena simulace, která se snaží o optimalizaci průtoku kapaliny a zlepšení odvodu tepla. Optimalizace spočívá ve změně průměru vrtání pod výkonovými prvky v takové kombinaci, aby došlo k zlepšení průtoku a celkově rovnoměrnějšímu odvodu tepla chladicí kapalinou.

Pro porovnání je na Obr. 40 zobrazeno rozložení vrtání již zhotoveného chladiče, který se poté v simulaci optimalizuje. Finální optimalizace spočívá ve snížení průměru vrtání pod výkonovými prvky umístěnými blíže k vstupu chladicí kapaliny a postupnému zvětšování průměrů směrem od zdroje chlazení. Dále je také upravena hloubka vrtání dvou horizontálních kanálů tak aby co nejméně přesahovali poslední vertikální kanál proto, aby nevznikalo turbulentní vlnění, které je vidět např. na Obr. 33. Zoptimalizované rozložení vrtání chladiče je vidět na Obr. 41. Ani jeden z popisovaných obrázků neslouží jako část výrobní dokumentace a proto jsou zakótovány pouze důležité parametry geometrie.

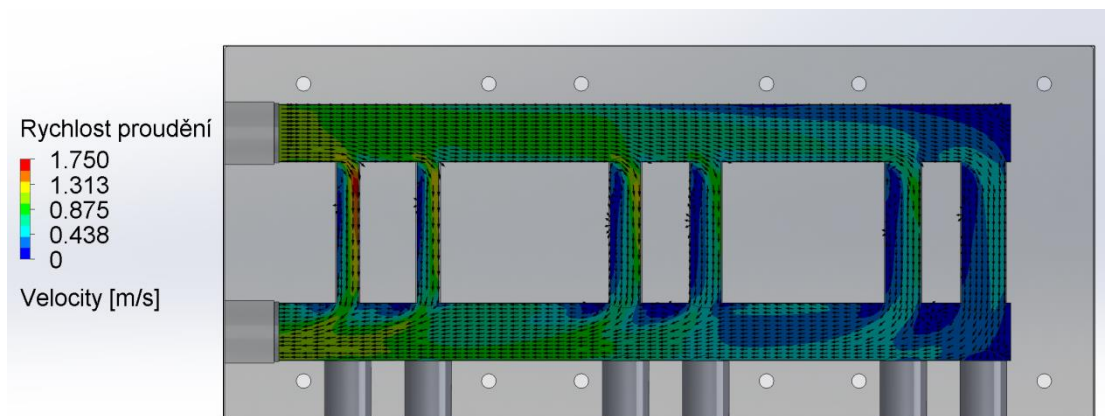


Obr. 40: Původní rozvržení vrtání chladiče



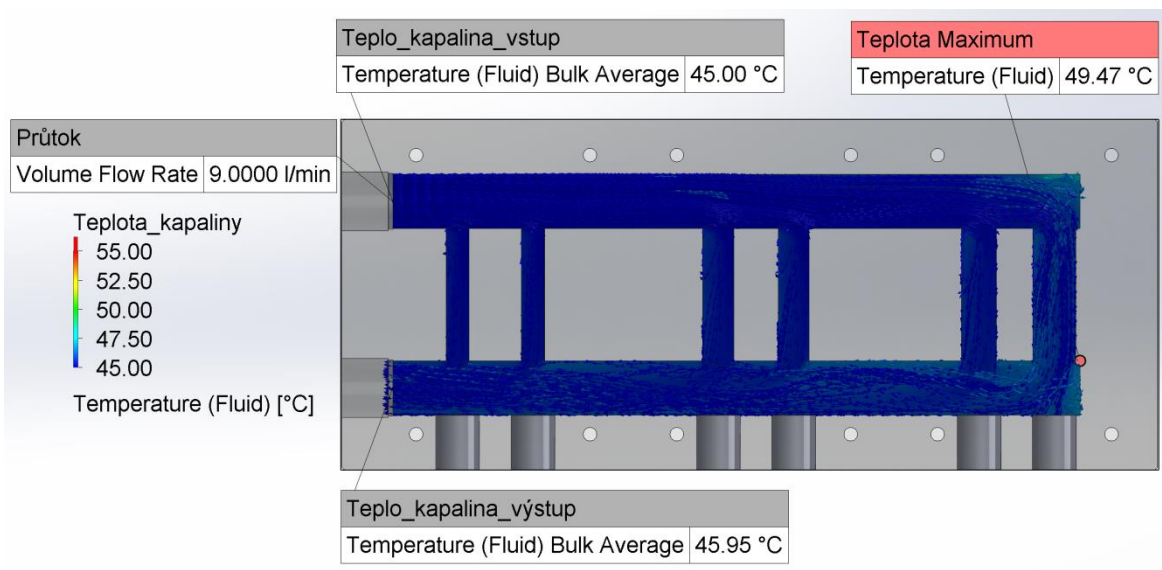
Obr. 41: Návrh pro optimalizaci geometrie chladiče

Výsledky této optimalizace vedly na zlepšení průtoku kapaliny pod posledním výkonovým prvkem (vpravo), jak je vidět na Obr. 42, který lze porovnat s původním vyobrazením rychlosti proudění na Obr. 34.



Obr. 42: Simulace rychlosti proudění kapaliny v optimalizovaném chladiči

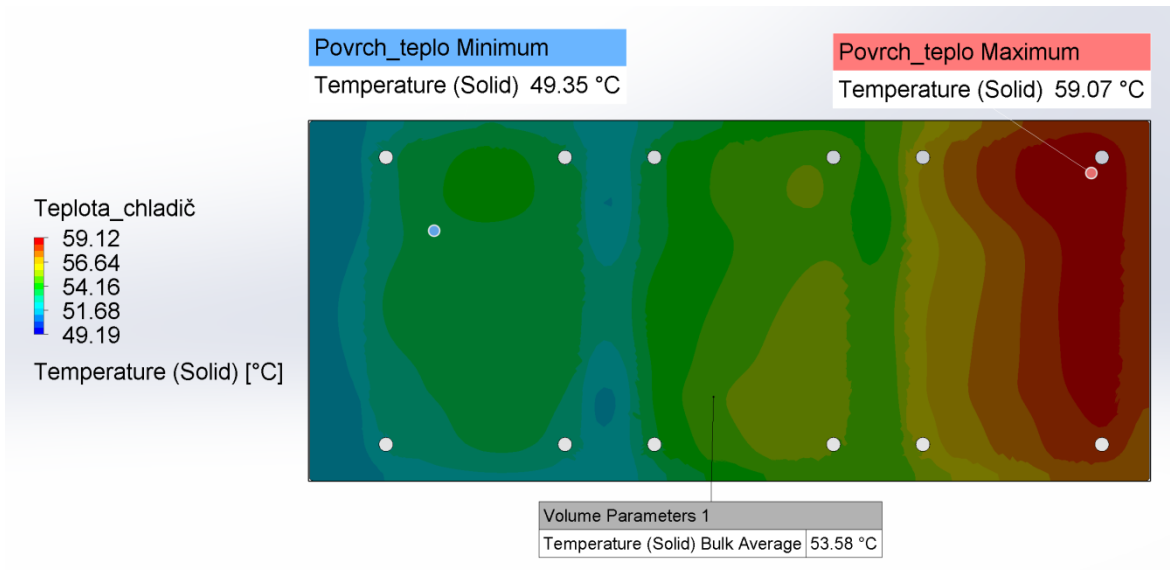
Zlepšení proudění kapaliny má poté vliv na její teplotu v chladiči, jejíž rozložení je vidět na Obr. 43. Při porovnání s výsledky na Obr. 33 kde je provedena simulace za stejných podmínek je vidět že rozdíl teplot (ΔT) vystupující a vstupující kapaliny se zvednul o 0,02 °C na 0,95 °C, ovšem maximální teplota kapaliny v chladiči se snížila z původních 63,55 °C na 49,47 °C. Jde tedy o rozdíl necelých 14,1 °C v maximální teplotě kapaliny.



Obr. 43: Flow simulace pro vypočítaný ztrátový výkon měniče po optimalizaci chladiče

Celkové rozložení tepla na chladiči je vidět na Obr. 44. Pokud opět porovnáme tuto simulaci s neoptimalizovanou simulací na Obr. 35, která byla provedena za stejných podmínek, tak je zde minimální rozdíl v minimální teplotě povrchu chladiče, kdy v neoptimalizované verzi dosahuje minimální teplota 49,14 °C a v optimalizované verzi 49,35 °C. Hlavní rozdíl je opět v maximální teplotě a to takový, že maximální hodnota teploty neoptimalizovaného chladiče je 67,39 °C a pro optimalizovanou verzi je maximální

teplota 59,07 °C. Rozdíl je tedy zhruba 8,3 °C. Celkově se podařilo optimalizací snížit průměrnou hodnotu teploty chladiče z 57,94 °C na 53,58 °C.



Obr. 44: Simulace povrchové teploty chladiče pro vypočítaný ztrátový výkon měniče po optimalizaci chladiče

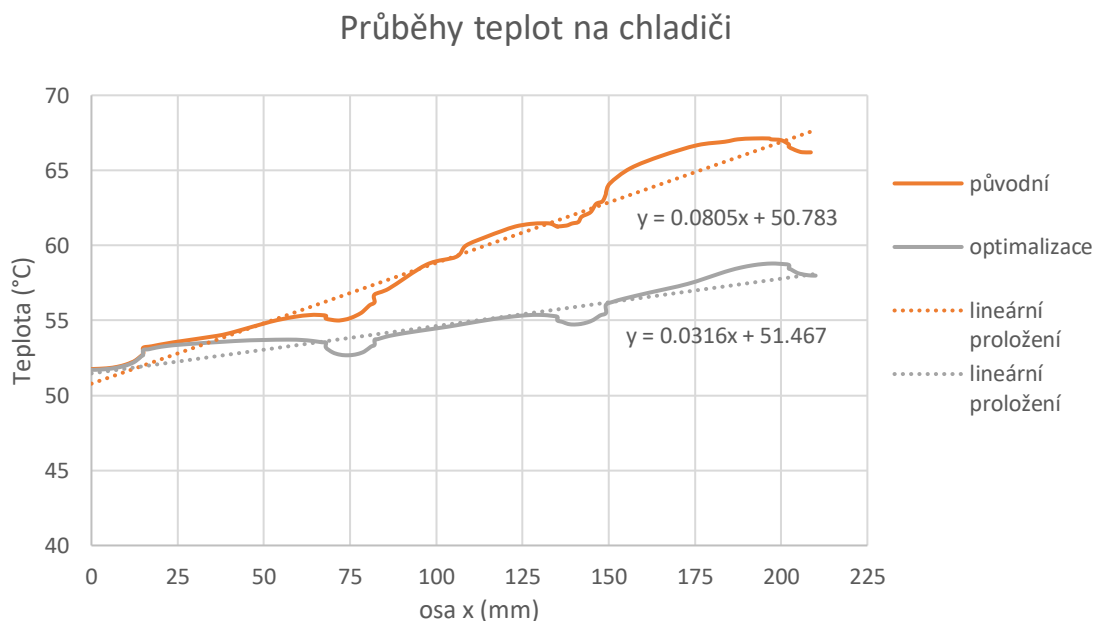
5.5 Porovnání původního a optimalizovaného chladiče

Stejně jako je tomu v podkapitole 5.3, tak i zde budou porovnávány teploty ve vybraných bodech zobrazených na Obr. 38. Uvažují se vypočítané výkonové ztráty při $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$ tzn. $2 \cdot 292,9 \text{ W}$ na jeden polovodičový modul. V Tab. 11 jsou vidět nasimulované teploty pro původní a optimalizovanou verzi chladiče. Z výsledků je vidět že optimalizovaná verze chladiče má mnohem menší rozdíl teplot pod výkonovými prvky. Původní verze chladiče má rozdíl teplot mezi 3 a 1 prvkem 11,8 °C zatímco optimalizovaná verze má rozdíl mezi stejnými prvky pouze 4 °C. Celkově optimalizovaná verze dosahuje mnohem nižších teplot.

Tab. 11: Hodnoty teplot na jednotlivých bodech chladiče pro původní a optimalizovanou verzi chladiče při vypočítaných výkonových ztrátách.

	teplota (°C)	
	původní	optimal.
Prvek 1	54,2	53,6
Prvek 2	59,2	54,8
Prvek 3	66	57,6
střed 1-2	55,2	52,7
střed 2-3	61,6	54,8

V grafu na Obr. 45 jsou vidět průběhy teplot původního a optimalizovaného chladiče v závislosti na ose x. Průběhy jsou lineárně proloženy a jsou zde vidět jejich předpisy. Z předpisů je patrné, že směrnice funkce teploty pro optimalizovaný chladič je více než 2,5 krát menší než směrnice původního chladiče tzn. průběh teploty má menší strmost. Menší strmost vede na lepší rozložení teploty na povrchu chladiče.



Obr. 45: Graf průběhů teplot původní a optimalizované verze chladiče v závislosti na středové ose x

5.6 Výsledek simulací

Z provedených simulací pro chladič měniče vyplývá, že při průtoku 9 l/min takto navržené chlazení dokáže uchlazení tepelné ztráty měniče. Dokonce při takto nízkém zahřátí je možno uvažovat že chlazení zvládne i větší tepelné zatížení způsobené buďto vyššími výkonovými ztrátami měniče (zvýšení spínací frekvence), vyšší teplotou okolí a chladicí kapaliny anebo kombinací těchto zmíněných zatížení. Je zde také vidět možnost optimalizace geometrie chladiče tak aby docházelo k lepšímu a rovnoměrnějšímu odvodu tepla z chladiče a výkonové prvky tak byly co možná nejrovnoměrněji tepelně zatěžovány.

6 Komponenty měniče

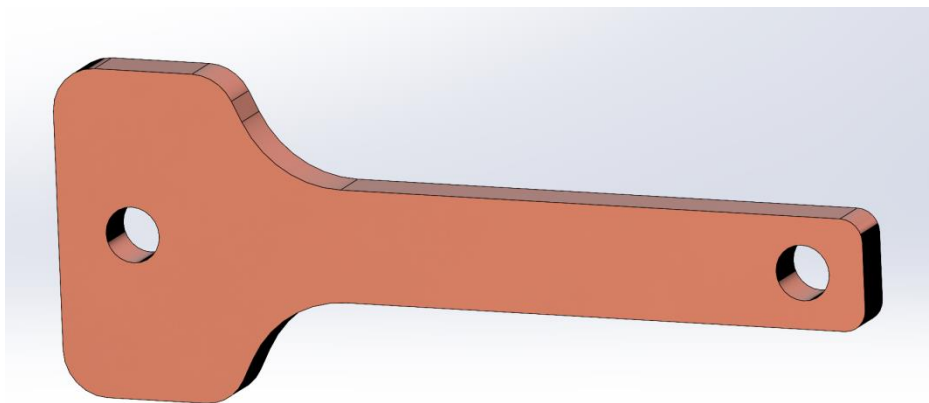
6.1 Svorky měniče

Součástí návrhu měniče je i nadefinování rozměrů výstupních svorek, které musí dodržovat určitou proudovou hustotu z důvodu, aby nedocházelo k nadměrnému zahřívání mědi a potenciální degradaci výkonových prvků potažmo jejich zničení. Na základě geometrie výstupních proudových čidel LEM (uvedeny níže), kterými svorky budou procházet, byly rozměry v nejužším místě svorky zvoleny na $10 \times 4 \text{ mm}$. Pokud se uvažuje maximální možný proud, který může protékat motorem, jehož hodnota je dle [7] $I_{M_MAX} = 300 A_{rms}$, tak lze vypočítat proudovou hustotu následovně:

$$J = \frac{I}{S} = \frac{300}{10 \cdot 4} = 7,5 A/mm^2 \quad (6-1)$$

kde $I (A)$ je hodnota proudu protékající svorkou a $S (mm^2)$ je průřez svorky.

Takto navržená svorka z pohledu proudové hustoty by měla plně vyhovovat i s rezervou, kdy v oblasti automotive se vodiče dimenzují na vyšší proudové hustoty ($10 - 15 A/mm^2$). 3D návrh svorky je zobrazen níže na Obr. 46. Jedná se pouze o návrh geometrie na základě znalosti výstupní kontaktní plochy z výkonového modulu. Geometrie svorky se může změnit na základě finálního rozvržení konstrukce měniče.



Obr. 46: 3D návrh výstupní svorky měniče

6.2 Kondenzátorová baterie

Kondenzátorová baterie slouží pro pokrytí rychlých proudových špiček a tím snižuje zvlnění napětí baterie. Výpočet kapacity kondenzátorové baterie podle [8]:

$$C_{dc} = \frac{4 \cdot I_{out}}{m \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_{bat}} = \frac{4 \cdot 244,4}{3 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 22,6} = 720,9 \mu F \quad (6-2)$$

kde I_{out} (A) je efektivní hodnota proudu zátěží vypočtená v (2-4), m (-) je počet fází střídače, f_{sw} (Hz) je spínací frekvence a ΔU_{bat} (V) je zvlnění napětí na baterii.

Tuto hodnotu kapacity by tedy měl splňovat kondenzátor, od kterého je požadováno maximální zvlnění napětí 10 % ze jmenovité hodnoty napětí baterie (26,6 V) při uvažovaném výkonu 46 kW, kterému odpovídá výstupní proud $I_{out} = 244,4$ A. Na základě této znalosti, bylo rozhodnuto že jako kondenzátorová baterie bude využita upravená verze 4 fázového kondenzátoru vyráběného na míru pro projekt 4 kvadrantového měniče XM3, který disponuje kapacitou $C_{dc} = 850 \mu F$ a je navržen pro napětí 900 V. Součástí kondenzátoru budou i svorky DC linku které jsou vyrobeny na míru dle upnutí výkonových prvků na chladič. Datasheet ke kondenzátoru je přiložen v příloze. Při této kapacitě bude odpovídat zvlnění napětí na baterii podle výpočtu následovně:

$$\Delta U = \frac{4 \cdot I_{out}}{m \cdot f_{sw} \cdot C_{dc}} = \frac{4 \cdot 244,4}{3 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 850 \cdot 10^{-6}} = 19,17 V \quad (6-3)$$

6.3 Budič CGD12HBXMP

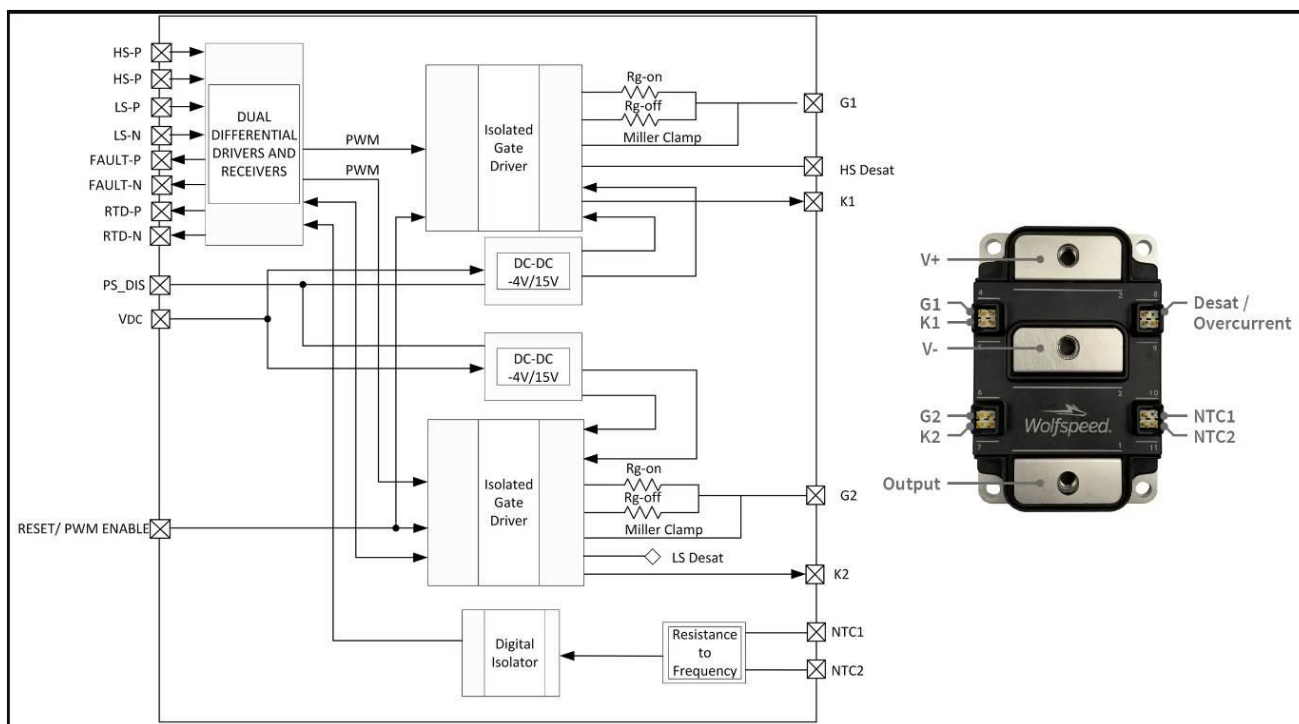
Jedná se o budič přímo pro výkonové XM3 SiC pŕlmŕstky od firmy wolfspeed. Jde tedy o desku s dvěma hradlovými kanály, které jsou chráněny proti nadproudu a prepólování. Deska budiče již obsahuje 2 W zdroj napájení, který podporuje až 80 kHz spínací frekvenci. Je zde také možná konfigurace spínacích a rozpínacích rezistorů za účelem optimalizace spínacích ztrát. V Tab. 12 jsou vybrané důležité parametry budiče.

Tab. 12: Parametry budiče CGD12HBXMP (hodnoty převzaty z[11])

Symbol	Parametr	Min.	Typ.	Max	Jednotky
V_{dc}	napájecí napětí	10,2	12	13,2	V
V_i	logický vstup	-0,5	-	5,5	V
V_{drive}	Výstupní napětí kanálu	-4	-	15	V
I_o	Výstupní proud ($T_a=25^\circ C$)	-10	-	10	A
P_{drive}	Výstupní výkon na kanál ($T_a = 25^\circ C$)	-	-	2	W
f_{sw}	Spínací frekvence	-	-	70	kHz
T_{op}	okolní teplota	-50	-	85	$^\circ C$
R_g	externí hradlový odpor	-	1	-	Ω

Na Obr. 47 níže je vidět blokové schéma budiče CGD12HBXMP a princip zapojení s XM3 modulem. Je zde vidět duální diferenční vstup a výstup, dva izolované budiče, které

jsou přivedeny na hradla (G1 a G2) přes R_g rezistory, Kelvinovy piny (K1 a K2) a nadproudovou ochranu (Desat). Dále jsou zde DC/DC měniče pro napájení budičů a převodník odporu na frekvenci, který je připojen na NTC čidla v XM3 modulu.



Obr. 47: Blokové schéma CGD12HBXMP a princip propojení s XM3 modulem (převzato z [12])

6.4 Čidla

Pro měření výstupního proudu střídače budou použita čidla od společnosti LEM, konkrétně typ HC5FW 400-S/SP1, který je vidět na Obr. 48. Čidlo pracuje na principu otevřené smyčky s Hallovou sondou, což umožňuje měřit jak střídavé tak stejnosměrné proudy. Čidlo nabízí měřicí rozsah $\pm 400\text{ A}$ při napájecím napětí 5 V . Pracovní teplota okolí čidla se může pohybovat v rozmezí $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $125\text{ }^{\circ}\text{C}$. Otvor pro měření proudu je o poloměru $12,5\text{ mm}$.

Měření proudu v DC linku by měla obstarávat baterie a její řízení, které vzniká nezávisle v jiném projektu.

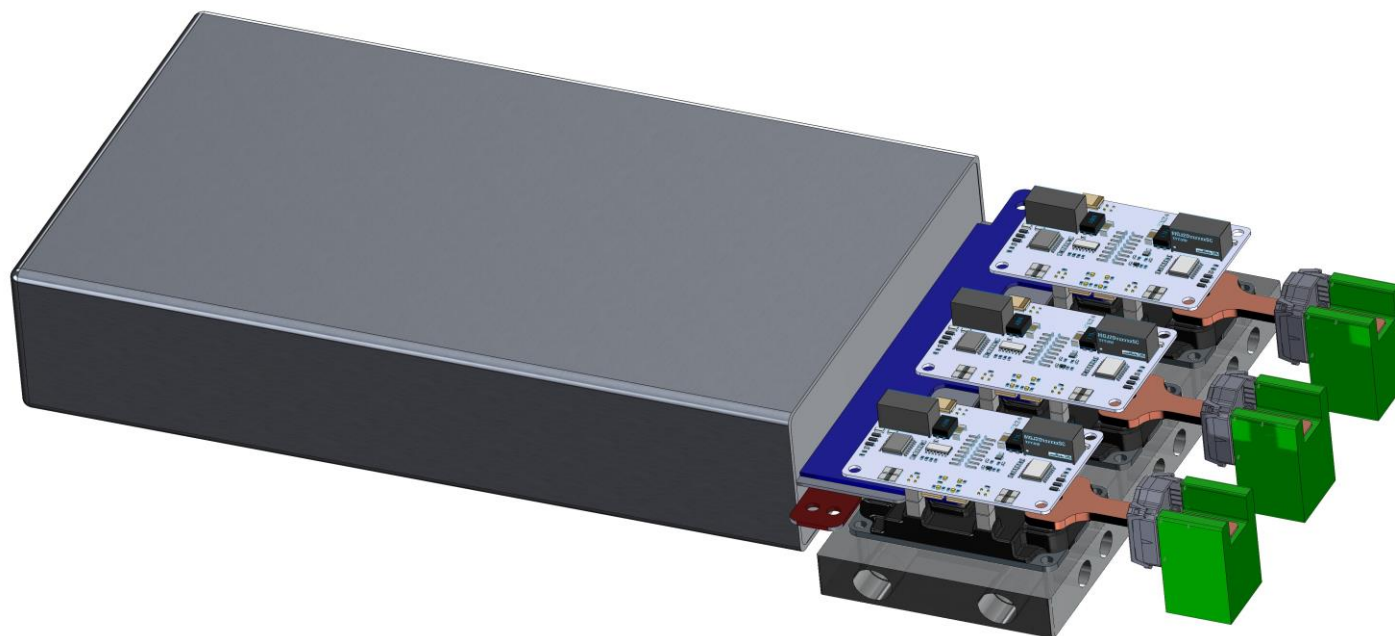
Dále budou využita čidla na měření teploty, konkrétně odporová čidla Pt100, které budou umístěna na vstupu a výstupu chladiče pro chladicí kapalinu a na plochu chladiče mezi výkonové prvky. Bude tak možné monitorovat teplotu kapaliny a její tepelný rozdíl při vstupu a výstupu z chladiče a povrchovou teplotu mezi výkonovými prvky umístěných na chladič.



Obr. 48: LEM HC5FW 400-S/SP1 (převzato z [13])

6.5 3D model měniče

Na Obr. 49 níže je vidět 3D návrh měniče v softwaru SOLIDWORKS, který se skládá z chladiče výkonových prvků, polovodičových výkonových prvků CAB450M12XM3, budičů CGD12HBXMP, navržených výstupních svorek, podpěr, proudových snímačů LEM HC5FW 400-S/SP1 a modelu kondenzátorové baterie s DC linkem, který vychází ze 4 fázové varianty uváděné v podkapitole 6.2. Jedná se o předběžný návrh podle dosavadního poznání a znalosti konstrukce a umístění měniče v elektrické čtyřkolce. Tento návrh tedy hlavně slouží jako prvotní představa o konstrukci měniče.



Produkt SOLIDWORKS pro vyučování. Jen pro účely instruktáže.

Obr. 49: 3D návrh měniče v softwaru SOLIDWORKS

Závěr

Cílem této práce bylo vybrat klíčové komponenty pro 3 fázový střídač, navrhnout schéma a vodní chlazení s ohledem na elektromotor EMRAX 188-MV-LC a zkonstruovat a experimentálně ověřit základní funkce navrženého střídače.

První část práce se zabývá úvodem do problematiky řízení třífázových napěťových střídačů, z čehož následně vyplívají vzorce důležité pro odvození výstupních napětí střídače při daném řízení. Dále je zde úvod do problematiky výkonových ztrát střídačů využívající MOSFET prvky, který objasňuje postup a vzorce výpočtů pro výkonové ztráty, které jsou důležité pro analytické řešení, které je řešeno v další kapitole. Poté je zde ještě představen elektromotor EMRAX 188-MV-LC, na jehož základě je dimenzován celý střídač.

Druhá část práce se věnuje výběru polovodičových prvků na základě teorie probírané v první části a následným analytickým výpočtům výkonových ztrát. Na základě výpočtů a zkušeností z jiných projektů byl vybrán výkonový prvek CAB450M12XM3, který je uveden v podkapitole 2.2.1. Na základě znalosti parametrů výkonových prvků, napětí baterie a parametrů elektromotoru byli poté vypočteny proudy protékající polovodičovými prvky pro 3 důležitá napětí baterie (maximální, jmenovité a minimální), které jsou nezbytně nutné pro výpočet výkonových ztrát. Po porovnání proudů při různých napěťových úrovních baterie jsou poté analyticky počítány výkonové ztráty, které jsou již počítány jen pro jmenovité napětí baterie (226 V). Výkonové ztráty jsou na konci kapitoly porovnány při různých spínacích frekvencích z důvodu odhadu spínací frekvence vhodné pro tuto aplikaci. Výstupem z této kapitoly jsou vypočítané výkonové ztráty. Jmenovitě pak výkonové ztráty celého měniče ($P_{tot_celk(av)}$), které dosahují hodnot 1605, 1757,4 a 1910,4 W při spínacích frekvencích 15,20 a 25 kHz.

Ve třetí části je předvedena simulace vytvořená za pomoci softwarů MATLAB, SIMULINK a PLECS, která se snaží simulovat reálnou vizi řízení a regulace elektrické čtyřkolky. Celá simulace je vektorově řízena a je zde implementováno sinusové řízení měniče s injektovanou třetí harmonickou. Výstupem ze simulace jsou výkonové ztráty simulovaného měniče, který je specifikován díky modelům zhotovených výrobcem. Simulace také umožňuje sledování teplot na jednotlivých MOSFET prvcích a chladiči. Výhodou takto sestrojené simulace je možnost zobrazení veškerých potřebných průběhů a hodnot na rozdíl od volně dostupných simulací. Na konci této kapitoly je porovnání výkonových ztrát získaných za pomoci analytického výpočtu a simulací. Porovnání

ukazuje, že ve všech případech jsou výkonové ztráty získané za pomoci simulace více než 2 krát nižší. Hlavním důvodem takto velkých rozdílů je uvažování horších vstupních podmínek při analytickém řešení, korekcí při výpočtech a faktu že simulace obsahují od výrobce vytvořeny přesnější modely výkonových prvků. Celkové výkonové ztráty měniče ($P_{tot_celk(av)}$) získané za pomoci simulace vycházejí na 605, 704,9 a 802,7 W při spínacích frekvencích 15, 20 a 25 kHz.

Ve čtvrté části práce je analytický návrh chlazení, který vyústí ve výběr vhodného vodního čerpadla, které se bude starat o chlazení jak výkonových prvků měniče, tak samotného elektromotoru. Na základě výpočtů a parametrů elektromotoru je vybráno čerpadlo od firmy PIERBURG, které je hojně využíváno v automotive průmyslu.

Pátá část práce obsahuje simulace chlazení v softwaru PLECS a SOLIDWORKS, které vznikli na základě vybraného čerpadla a již existujícím chladiči, který bude využit pro tento projekt. Hlavní částí této kapitoly jsou simulace v softwaru SOLIDWORKS, které ukazují rozložení teplot v chladiči při tepelném zatížení od výkonových prvků způsobené jak analytickými výkonovými ztrátami, tak i výkonovými ztrátami získaných ze simulací. Výsledné simulace ukazují, že takto navržené chlazení bez problému dokáže uchládit simulované výkonové ztráty i analyticky získané ztráty, které jsou mnohem vyšší. Je, zde také proveden návrh na optimalizaci geometrie chladiče kvůli zlepšení rozložení teploty na chladiči a rovnoměrnějšímu tepelnému zatížení jednotlivých výkonových prvků. Díky optimalizaci chladiče bylo dosaženo zlepšení rozložení teploty mezi jednotlivými polovodičovými prvky a to tak že namísto tepelného rozdílu 11,8 °C mezi 3 a 1 prvkem na původní verzi chladiče má optimalizovaná verze pouze 4 °C.

Práce, je zakončena šestou kapitolou, ve které jsou vybrány klíčové komponenty měniče a je zde nastíněna možná konstrukce měniče, která se bude dále odvíjet od celkového rozložení komponent na elektrické čtyřkolce.

Z důvodu souběhu více projektů, ze kterých měli vzejít výsledné požadavky na měnič s ohledem na provoz v bateriovém režimu a zástavby do samotné elektrické čtyřkolky, bylo vhodné počkat na dílčí výsledky, které měli pomoci s implementací do vozidla. Zde se nejvíce projeví problémy s řídicím systémem, který není stále hotov, z tohoto důvodu by nebylo možné samotný měnič otestovat. Dále se vyskytly problémy spojené s mechanickou konstrukcí v kombinaci s vhodným kondenzátorem. Dále se uvažuje o zhotovení optimalizovaného chladiče, jehož výroba je velice náročná pro běžného dodavatele, se kterým spolupracujeme v rámci univerzity a celková doba dodání samotného chladiče se změnila z jednoho měsíce na dva až tři měsíce. Tyto důvody vedly k rozšíření o vzniklou

rozsáhlou simulaci, která je popisována ve třetí části práce a návrh optimalizace chladiče, které prohlubují řešení dané problematiky. Hlavním přínosem této práce je definování a výběr komponent pro měnič a jejich simulace. Právě již zmíněná simulace by mohla být v následujících letech využita jako odrazový můstek pro další práce, které by ji s menšími či většími úpravami mohli využít například pro simulaci vozidla v reálném provozu a určování spotřeby za pomoci definovaných jízdních profilů, pro určení účinnosti celého systému, implementování regulace na základě simulací systému atd.

Literatura

- [1] PEROUTKA, Zdeněk a kolektiv. Pohony a výkonová elektronika 2, Napěťové střídače a jejich řízení. Elektronická skripta. Plzeň: KEV/PVE2, ZČU v Plzni, 2022, dostupné na: <https://courseware.zcu.cz/portal/studium/courseware/kev/pve2/prednasky.html>.
- [2] VONDRÁŠEK, František, Tomáš GLASBERGER, Jiří FOŘT, Martin JÁRA a Jan MICHALÍK. *Výkonová elektronika*. 3. rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [3] WINTRICH, Arendt et al. Application Manual Power Semiconductors. SEMIKRON International, 2015. ISBN 978-3-938843-83-3.
- [4] GRAOVAC, Dušan, Marco PÜRSCHEL, Andreas KIEP, MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters, SEMIKRON International, 2006, dostupné na: <https://community.infineon.com/t5/MOSFET-Si-SiC/MOSFET-Switching-Losses/td-p/321512>.
- [5] VONDRÁŠEK, František a kolektiv. *Výkonová elektronika*. 6. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [6] CREE, Wolfspeed, CAB450M12XM3, datasheet [online], Rev. 2019-06-01, dostupné na: <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/CAB450M12XM3.pdf>
- [7] EMRAX, EMRAX Technical Data Table, datasheet [online], Ver. 5.1, August 2018, dostupné na: https://emrax.com/wp-content/uploads/2016/12/emrax_188_technical_data.pdf
- [8] ZAVŘEL, Martin. Napěťový střídač s SiC moduly [online], 2016. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Dostupné na: <https://theses.cz/id/g867d6/>
- [9] Základní charakteristika vody, [online], Dostupné na: <http://fast10.vsb.cz/studijni-materialy/tzb-1/1.html>
- [10] KMOTORSHOP, Přídavné vodní čerpadlo, 5Q0965561B, [online], dostupné na: <https://www.kmotorshop.com/cs/article-detail/view/106874/pridavne-vodni-cerpadlo-7-04071-71-0-pierburg-5q0965561b-65-06500-0000-117653?fbclid=IwAR3quNmm1a8azhLSvQK2HIISFijdECzmzhqf4KZKKbvOQTXCJWsEZxXAoQ#alternatives>
- [11] CREE, Wolfspeed, CGD12HBXMP, datasheet [online], Rev. 2019-22-11, dostupné na: <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/CGD12HBXMP.pdf>
- [12] CREE, Wolfspeed, CGD12HBXMP, [online], 2023, dostupné na: <https://www.wolfspeed.com/products/power/gate-driver-boards/cgd12hbxmp/>

- [13] LEM, HC5FW 400-S/SP1, datasheet [online], 2015, Ver. 2, dostupné na:
https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/hc5fw400-s_sp1.pdf
- [14] SEMIKRON, SKM350MB120SCH15, datasheet [online], Rev. 1.0 – 14.8.2020,
dostupné na: <https://www.semikron-danfoss.com/products/product-classes/sic/sic-mosfet/detail/skm350mb120sch15-21920190.html>

Přílohy

Příloha obsahuje datasheet od kondenzátoru navržený firmou ZAZ SILKO pro projekt 4 kvadrantového měniče XM3, ze kterého bude vycházet kondenzátor pro střídač popisovaný v práci.

TYPE : PVAJP 9610-0,9/850-T

Standard: IEC 61071; EN 61881

CHARACTERISTICS

Rated Capacitance	C_N	850 μF	$\pm 10\%$
Rated DC Voltage	U_N	900 V_{DC}	
Maximum Ripple Voltage	U_r	100 V	
Non-Recurrent Surge Voltage	U_s	1000 V	
Maximum RMS Current	I_{max}	400 A	
Maximum Peak Current	\hat{i}	15 kA	
Maximum Surge Current	i_s	45 kA	
Series Resistance	R_s	0,5 $\text{m}\Omega$	
Self Inductance	L_s	10 nH	
Dielectric Dissipation Factor	$\tan\delta_0$	2×10^{-4}	

Overvoltage 1,1 U_N	30% / day	990 V_{DC}
Overvoltage 1,15 U_N	30min / day	1035 V_{DC}
Overvoltage 1,2 U_N	5 min / day	1080 V_{DC}
Overvoltage 1,3 U_N	1 min / day	1170 V_{DC}
Overvoltage 1,5 U_N	100 ms / day	1350 V_{DC}

THERMAL CONDITIONS

Case Temperature	$\Theta_{\text{mim/max}}$	-40/+85 $^{\circ}\text{C}$
Maximum Hotspot Temperature	Θ_{HS}	85 $^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature	Θ_{storage}	-40/+85 $^{\circ}\text{C}$
Thermal Resistance ($\Theta_{\text{HS}}-\Theta_{\text{case}}$)	R_{th}	0,6 K/W

SERVICE LIFE

Lifetime Expectancy	100 000 h
at Hotspot Temperature	≤ 70 $^{\circ}\text{C}$
Failure Rate	100 FIT

MECHANICAL CHARACTERISTIC

Width	$W \pm 1$	300 mm
Depth	$D \pm 1$	70 mm
Height	$H \pm 1$	310 mm
Terminals - flat nickel-coated		

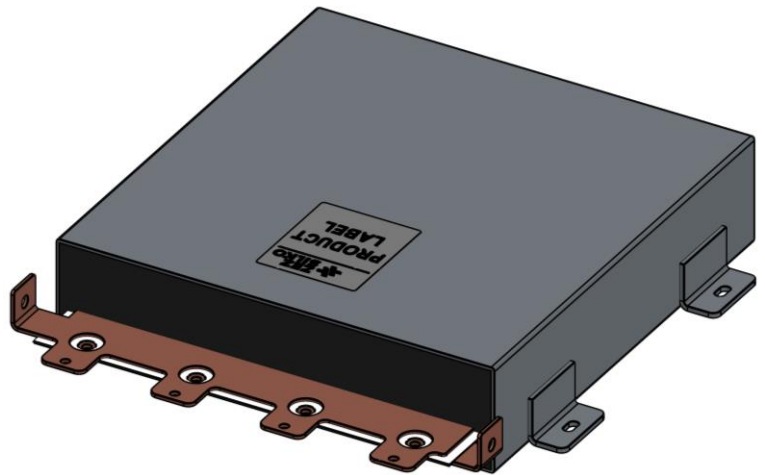
Weight 9,5 kg

TEST DATA (Routine Test)

Test Voltage between Terminals	U_{TT}	1 350 $\text{V}_{\text{DC}}/10\text{s}$
Test Voltage Terminals-Case	U_{TC}	2 500 $\text{V}_{\text{AC}}/10\text{s}$

DESIGN

Dielectrics	MKP metallized polypropylene capacitor; Self healing system - SH
Mechanical construction	Aluminium case, filled and sealed with polyurethane resin - complies UL-94,V0 Dry type, PCB and halogen free Thermal sensor Type Pt 100 inside the capacitor, cable MK 0,35 lenght 2 m
Safety devices	Unprotected



PVAJP 9610-0,9/850-T

DRW
No.

V0004826_A

Name

Date

DRAWN

Majvald

14.02.2023

Sheet

1 of 2

APPV'D

Majvald

28.03.2023

MODIF.

A

Type mod.; Thermal sensor add.

Majvald

29.03.2023

Index

Description

Name

Date



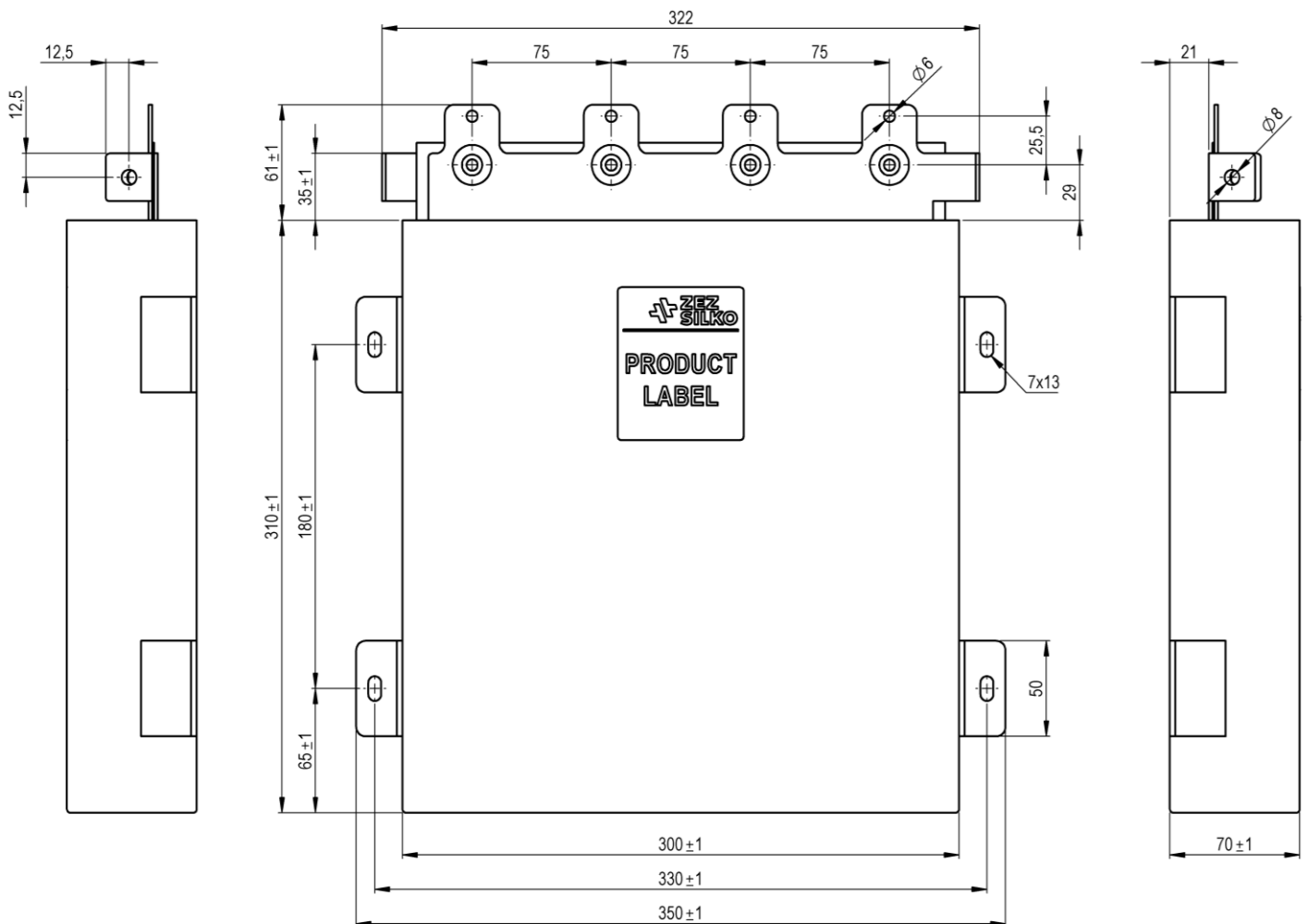
ZEZ SILKO, s.r.o.

Pod Černým lesem 683

564 01 ŽAMBERK

Czech Republic

www.zez-silko.com



PVAJP 9610-0,9/850-T

DRW
No.

V0004826_A

DRAWN

Name

Date

Majvald

14.02.2023

Sheet

2 of 2

APPV'D

Majvald

28.03.2023

MODIF.

A

Type mod.; Thermal sensor add.

Majvald

29.03.2023

Index

Description

Name

Date



ZEZ SILKO, s.r.o.

Pod Černým lesem 683

564 01 ŽAMBERK

Czech Republic

www.zez-silko.com