

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra výkonové elektroniky a strojů

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Trakční měnič pro projekt studentské elektroformule

Autor práce: **Dominik Karel Kadlec**
Vedoucí práce: **Ing. Jan Štěpánek, Ph.D.**

2022

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2022/2023

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Dominik Karel KADLEC**
Osobní číslo: **E21N0031P**
Studijní program: **N0713A060013 Výkonové systémy a elektroenergetika**
Specializace: **Výkonové elektronické technologie a pohony**
Téma práce: **Trakční měnič pro projekt studentské elektroformule**
Zadávací katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

1. Vyberte vhodné výkonové prvky pro stavbu trakčního měniče.
2. Zvolte vhodnou topologii a navrhňte obvodové zapojení trakčního měniče.
3. Navrhňte kompaktní kapalinový chladič trakčního měniče.
4. Realizujte prototyp trakčního měniče.
5. Experimentálně ověřte funkci trakčního měniče.

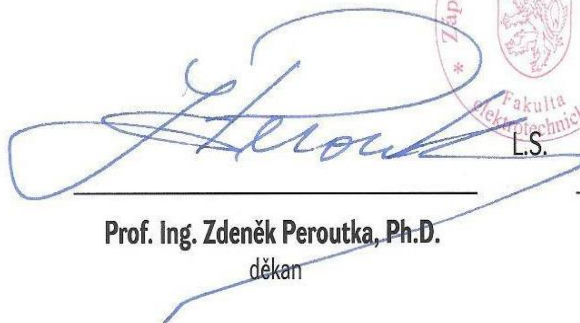
Rozsah diplomové práce: **40-60**
Rozsah grafických prací: **dle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **elektronická**



Seznam doporučené literatury:

1. VONDRÁŠEK, František et al. Projektování výkonových polovodičových měničů: vybrané stati. 1. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. 216 s. Výkonová elektronika; sv. 6. ISBN 978-80-7043-653-0.
2. Formula SAE [online]. 2022 Dostupné z: <https://fsaeonline.com/cdsweb/gen/DocumentResources.aspx>.

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

V Plzni dne 7. října 2022

Abstrakt

Tato diplomová práce je zaměřena na návrh výkonového měniče pro budoucí použití v projektu studentské e-formule. Návrh je zaměřen na výběr vhodných komponentů dle analytických a simulačních výpočtů tak, aby nově zvolené komponenty vyhovovali dané aplikaci lépe než komponenty z předchozího výběru. V teoretické části je zahrnuto základní seznámení s komponenty a principem vektorového řízení. Dále je zde popsáno opodstatnění teplotních analýz výkonových součástí.

V praktické části jsou uvedeny analytické a simulační výpočty. Analytické výpočty jsou zde pro ověření správnosti simulačních výpočtů. Simulační výpočty byly realizovány pomocí softwaru MATLAB s rozšířením Simulink a nadstavbou Plecs.

Dalším obsahem praktické části práce je návrh teplotního výparníku pro výkonové moduly měniče. Zde je navrhnout experimentální model výparníku, který je dále porovnán s původní verzí. Modely byly vytvořeny v softwaru SolidWorks.

Klíčová slova

Výkonový měnič, SiC dioda, SiC MOSFET tranzistor, vektorové řízení, teplotní analýza, výkonové ztráty, teplota, střídač, teplotní výparník, synchronní motor s permanentními magnety, studentská e-formule

Abstract

This thesis focuses on the design of a power converter for future use in a student e-formula project. The design focuses on the selection of suitable components according to analytical and simulation calculations so that the newly selected components suit the application better than the components from the previous selection. The theoretical part includes a basic introduction to components and the principle of vector control. Furthermore, the rationale for thermal analysis of power components is described.

In the practical part, analytical and simulation calculations are presented. The analytical calculations are here to verify the correctness of the simulation calculations. The simulation calculations were performed using MATLAB software with Simulink extension and Plecs extension.

Another content of the practical part of the work is the design of the thermal evaporator for the power converter modules. Here, an experimental model of the evaporator is proposed, which is further compared with the original version. The models were created in SolidWorks software.

Key Words

Power converter, SiC diode, SiC MOSFET transistor, vector control, temperature analysis, power loss, temperature, inverter, temperature evaporator, permanent magnet synchronous motor, student e-formula

Poděkování

Rád bych poděkoval rodině a blízkým za neutuchající podporu a přísun nové energie díky které jsem byl schopen tuto práci dokončit. Dále bych chtěl poděkovat svému konzultantovi panu Ing. Janu Štěpánkovy Ph.D. Díky jeho ochotě a novým informacím jsem byl schopen uchopit problematiku této diplomové práce.

Tato diplomová práce vznikla s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu No. SGS-2021-021.

Obsah

1	Tepelné dimenzování výkonového měniče	2
1.1	Topologie pohonného systému e-formule.....	4
1.2	Analytický výpočet matematických vzorců pro ověření simulací měniče.....	4
1.2.1	Definování vstupních parametrů.....	5
1.2.2	Výpočet vodivostních výkonových ztrát	6
1.2.3	Výpočet spínacích výkonových ztrát	7
1.2.4	Výpočet celkových výkonových ztrát.....	8
1.2.5	Výpočet teploty na polovodičovém čipu	9
1.3	Simulace v programu Matlab pro ověření analytických výpočtů ztrátových výkonů a teplot	10
1.3.1	Regulační část	10
1.3.2	Výkonová část.....	12
1.3.3	Teplotní část.....	14
1.3.4	Zhodnocení simulace	15
2	Teplotní testy výkonových součástí.....	20
2.1	BSM120D12P2C005.....	21
2.1.1	Režim Slalom.....	22
2.1.2	Režim rovinka.....	24
2.2	BSM080D12P2C008.....	25
2.2.1	Režim Slalom.....	26
2.2.2	Režim rovinka.....	28
2.3	SCT3022KLHR.....	29
2.3.1	Režim slalom	30
2.3.2	Režim rovinka.....	32
2.4	CAB016M12FM3	33
2.4.1	Režim slalom	34
2.4.2	Režim rovinka.....	35
3	Návrh a analýza modelu teplotního odparníku měniče	37

3.1	Původní model tepelného výparníku.....	37
3.1.1	Teplotní analýza modelu pomocí FlowSimulation	39
3.2	Experimentální model tepelného výparníku	40
3.2.1	Teplotní analýza modelu pomocí FlowSimulation	41
	Zhodnocení a závěr	43
	Literatura.....	46
	Přílohy.....	I

Seznam symbolů a zkratek

Elektrické a proudové pole

U_f	Výstupní fázové napětí na výstupu měniče	[V]
U_s	Výstupní sdružené napětí na výstupu měniče	[V]
i_{abc}	Fázové proudy na fázích a,b,c	[A]
i_d	Fázový proud v ose d	[A]
i_q	Fázový proud v ose q	[A]
U_{DC}	Napětí na DC linku	[V]
M	Modulační index	[Nm]
M_Z	Moment zátěže	[Nm]
P_0	Požadovaný výkon	[W]
I_{ORMS}	Střední hodnota proudu zátěže	[A]
I_0	Špičková hodnota proudu zátěže	[A]
U_0	Prahové napětí diody	[V]
U_{GS}	Napětí mezi elektrodami Gate-Source	[V]
U_{DCmax}	Maximální napětí na DC linku	[V]
U_{DCn}	Jmenovité napětí na DC linku	[V]
U_{DCmin}	Minimální napětí na DC linku	[V]
U_{dq}	Vektor napětí složek dq	[V]
γ	Elektrický úhel gama	[-]
σ	Elektrický úhel sigma	[-]
E_{on}	Spínací energie	[J]
E_{off}	Vypínací energie	[J]
E_{rr}	Vypínací energie diody	[J]
P_{on}	Spínací výkon	[W]
P_{off}	Vypínací výkon	[W]
P_{rr}	Vypínací výkon diody	[W]
t_{on}	Interval sepnutí	[s]
t_c	Interval propustného stavu součástky	[s]
f_{sw}	Spínací frekvence	[Hz]
P_C	Propustné výkonové ztráty	[W]
P_{SW}	Spínací výkonové ztráty	[W]
P_{tot}	Celkový výkon součástky	[W]
P_{totM}	Celkový výkon měniče	[W]
$P_{totSink}$	Celkový výkon všech měničů	[W]
$\cos\varphi$	Účinník	[-]
Mechanické veličiny		
ω_m	Mechanická úhlová rychlost	[rad · s ⁻¹]
Teplotní pole		
T	Teplota	[°C]
ΔT	Rozdíl teplot	[°C]
C	tepelná kapacita chladicího média (vody)	$\left[\frac{J}{kg \cdot K}\right]$
ρ	hustota vody (při 50 °C)	$\left[\frac{kg}{dm^3}\right]$
Q	průtok chladicí kapaliny	$\left[\frac{l}{s}\right]$
T_j	Teplota na polovodičovém čipu	[°C]
T_{max}	Maximální povolená teplota	[°C]
T_a	Teplota okolního prostředí	[°C]

T_{rT}	Teplota chladiče tranzistoru	[°C]
T_{jT}	Teplota pouzdra tranzistoru	[°C]
T_{cT}	Teplota čipu tranzistoru	[°C]
R_{thjCT}	Tepelný odpor mezi chipem a pouzdem tranzistoru	$[\frac{°C}{W}]$
R_{thcf}	Tepelný odpor mezi pouzdem a chladičem	$[\frac{°C}{W}]$
R_{thra}	Tepelný odpor mezi chladičem a okolí	$[\frac{°C}{W}]$
Zkratky		
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor	
BJTs	Bipolar power junction transistor	
PID reg	Proporcionálně integračně derivační regulátor	
PWM	Pulse Width Modulation	
SiC	Silicon Carbide	
MATLAB	Matrix Laboratory	
V1-n	Označení vypínatelných součástek	

Úvod

V oboru výkonové elektroniky je kladen důraz na dodržení požadované hodnoty výkonu, což nese řadu nutných opatření z hlediska chlazení a teplotní bezpečnosti výkonových polovodičových součástek [2,6]. Touto problematikou se zabývá tato diplomová práce, která se věnuje teplotním analýzám výkonového polovodičového měniče, který bude použit při realizaci studentské elektroformule a návrhem jeho kompaktního kapalinového chladiče.

První část práce se věnuje teplotní analýze, kde je nejprve uveden výpočet pomocí analytických výpočtů pro následné ověření simulací. Výpočty byly převzaty z [2,6]. Dále následuje rozbor simulačního prostředí v softwaru Matlab s rozšířením Plecs [4]. V této simulaci bylo sestrojeno základní vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM). Poté co byla ověřena funkčnost modelu byly provedeny tepelné analýzy s rozdílnými vstupními parametry a s rozdílnými jízdními průběhy pro režim motoru S6.

V druhé části byly vybrány rozdílné typy výkonových součástek jejichž parametry dle datasheetu lépe vyhovují požadavkům nežli původní součástka typu BSM120D12P2C005 a následně byly také podrobeny teplotním analýzám. Pro komplexní rozřídění a porovnání rozličného množství dat byl vytvořen v softwaru Matlab vyhodnocovací program, jehož funkcí bylo rozřídění dat u jednotlivých součástek a následného porovnání součástek [4].

Ve třetí části diplomové práce byly pomocí softwaru SolidWorks použity data ze simulačního prostředí Plecs na 3D modelu předešlého tepelného výparníku použitého pro výkonový měnič. Ze simulace byla vybrána data pro původní součástku typu BSM120D12P2C005 s nejvyšší teplotou pro režim S6 (stav při kterém je motor plně zatížen nebo plně odlehčen) při kterém je součástka nejvíce zatížena. Následně byly provedeny simulační měření. Dalším krokem bylo navrhnout chladič jehož parametry budou příznivější než u předchozího typu kapalinového tepelného výparníku.

Závěr diplomové práce je rozdělen do dvou částí, kde je v první části závěru zhodnocení výsledků získaných pomocí tepelných analýz. Je zde obsaženo, jaké postupy byly pro testy použity s přihlédnutím na reálnou aplikaci studentské e-formule. Dále je zde obsažen rozbor výsledků a také ekonomické zhodnocení. V druhé části závěru jsou popsány výsledky simulací v podobě Flow Simulation v softwaru SolidWorks [13]. Z porovnaných výsledků je dále určeno, jaké jsou výhody experimentálního modelu tepelného výparníku oproti původnímu modelu.

1 Tepelné dimenzování výkonového měniče

Moderní trakční systémy se v současné době vyvíjejí stále markantnějším způsobem což má za následek řadu nových inovací ať už z pohledu elektromechanických zařízení, která fyzicky pohánějí celé systémy (v této kategorii lze nalézt rotační motory rozličných druhů jako jsou např. asynchronní, synchronní a nebo se využívají i modernější typy např. v podobě lineárních motorů, což vede k širokému využití u trakčních systémů) a nebo z pohledu řídicích jednotek, která celá elektromechanická zařízení sofistikovaným způsobem řídí [2,3,7].

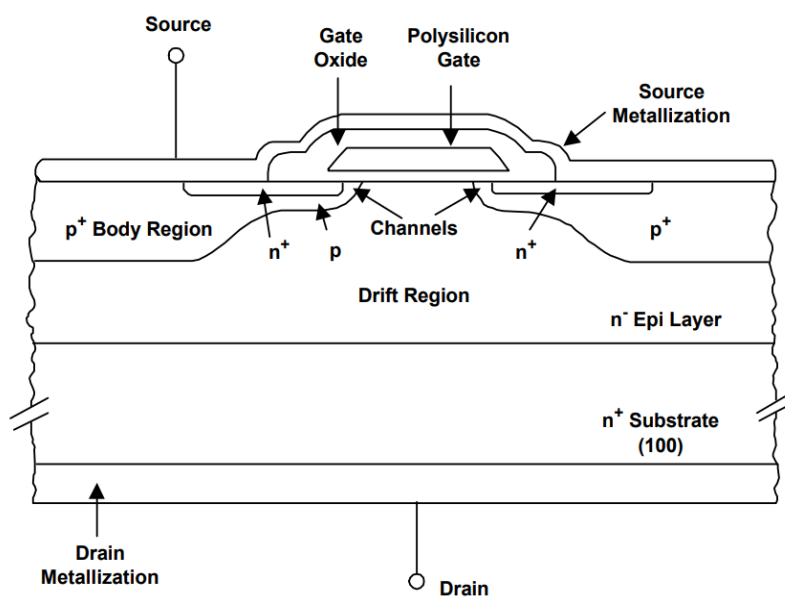
Spolu s vývojem je často preferován vyšší výkon, který přináší větší komplikace na dimenzování samotných zařízení. U výkonových měničů je důležité, aby splňovaly požadavky kladené na přenášený výkon, ale také aby nebyla překročena jejich maximální povolená teplota. Při nedodržení této podmínky by mohlo dojít ke zhoršení provozních vlastností měniče a případně k destrukci diskrétních výkonových součástek z nichž je často používán tranzistor typu IGBT, který je v posledních letech pro zlepšení vlastností kombinován se silikon-karbidovou diodou [2,7].

Chlazení výkonových součástek je často limitováno skutečností, že mají výrobci snahu o co možná nejkompaktnější zařízení, u nichž se ve velké míře šetří hmotností a též i prostorem. Tento faktor je ze strany vývoje ne vždy přímo dosažitelný, jelikož musejí být výkonové zařízení chlazeny velkými pasivními chladiči. V případě velkých požadavků na kompaktnější prostor je pak možné použít dražší formu chlazení v podobě kapalinových chladičů, kde je často použita směs vody a glykolu. Ve vývoji nových zařízení se tedy vývojáři setkávají s řadou kompromisů, kterým musí při návrzích čelit. Vždy ale musí zařízení vyhovovat bezpečnostním podmínkám, které by i v nepříznivých situacích (pokud by tomu bylo zařízení vystaveno) neměli být překročeny [2].

V této diplomové práci je uvažován jako spínací prvek SiC MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Polovodiče na bázi SiC plně vyhovují novým požadavkům, které jsou spojeny s elektromobilitou, kde je kladen velký důraz na minimalizaci hmotnosti a objemu. Díky možnosti využití vyšších spínacích frekvencí s SiC tranzistory přináší oproti klasickým technologiím IGBT technologie SiC velké benefity v podobě nízkých spínacích ztrát a dále umožňuje zmenšení velikosti pasivních LC prvků. K vývoji tohoto typu tranzistoru přispěli vznikající limity u starších tranzistorů BJTs (Bipolar power junction transistor) [1].

Příkladem může být nutnost vysokého závěrného bazového proudu pro uzavření součástky, jelikož je BJTs ovládání bazovým proudem. To přinášelo technickou náročnost na výrobu a vyšší cenu.

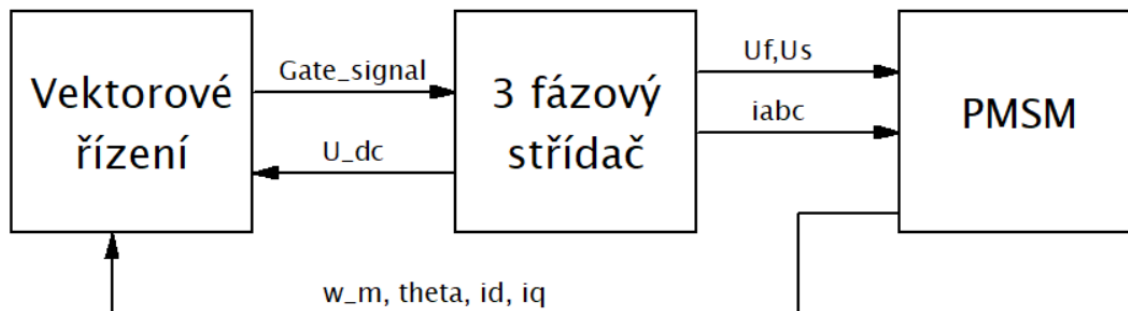
V praxi je obtížné definovat přesné hranice od nichž lze považovat součástku za výkonovou. Přesto se lze setkat v některých aplikacích s definicí, že je součástka výkonová ve chvíli, kdy spíná proudy nad 1 A [1]. Na Obr. 1.1 je znázorněno vnitřní schéma tranzistoru MOSFET typu N.



Obr. 1.1 Vnitřní schéma tranzistoru typu MOSFET-n [1]

Na Obr. 1.1 lze vidět, že jsou terminály drain, source připojeny na polovodič typu N a terminál gate je připojen na polovodič typu P. Vlivem působení napětí na terminálu gate dochází k vytvoření polovodiče typu N mezi terminály source a drain, čímž se stává tranzistor postupně vodivým.

1.1 Topologie pohonného systému e-formule



Obr. 1.2 Topologie elektrického systému e-formule

Na Obr. 1.2 lze vidět základní topologii elektrického systému použitého u e-formule. Lze vidět, že se skládá ze 3 bloků. Prvním blokem je Vektorové řízení, ve kterém je shrnuté celé řízení včetně transformací, proporcionalně integračně derivačních (PID) regulátorů a šířko pulsní modulace (PWM) [3].

Další blok je samotný třífázový výkonový střídač, který obsahuje silikon karbidové (SiC) tranzistory typu MOSFET s integrovanými schotky diodami. Dále v tomto bloku nalezneme kondenzátor DC linku, který slouží jako kapacitní banka a filtr pro napájení z trakční baterie. Poslední důležitou částí bloku výkonového střídače je stejnosměrný napájecí zdroj měniče, který je realizován v podobě baterie.

V posledním bloku je obsažen model PMSM, který je definován dle skutečného datasheetu motoru [8]. Mezi bloky jsou pro názornost uvedeny důležité vstupní a výstupní signály. GateSignal je soubor spínacích signálu, které jsou přiváděny na hradlo tranzistoru. U_{DC} je napětí na DC linku jenž je stanoveno na hodnotu dle tří změřených provozních stavů baterie (U_{max} 604.8 V, U_n 532.8 V, U_{min} 432 V). U_f je fázové napětí zátěže. U_s je sdružené napětí zátěže. i_{abc} jsou fázové proudy zátěže. w_m je změřená mechanická rychlost rotoru. $theta$ je rotorový úhel a i_q , i_d jsou proudy v osách d,q [3].

1.2 Analytický výpočet matematických vzorců pro ověření simulací měniče

V počáteční fázi této diplomové práce bylo nutné zajistit správnost simulačních výpočtů v programu Matlab za využití rozšířeného prostředí Plecs. V prvním kroku byla nejprve provedena tepelná analýza dle vzorců (1.1–1.9) pro výpočet tepelných a výkonových ztrát. Ve výpočtech bylo přihlíženo k provozním stavům motoru, k řídicím parametrům a také k rozdílným provozním napětím baterie, která napájí výkonový měnič.

1.2.1 Definování vstupních parametrů

Na začátku analytických výpočtů bylo nutné zvolit potřebné vstupní hodnoty tak, aby vyhovovaly reálným parametrům při provozu e-formule. Nejprve byly vybrány 3 provozní režimy baterie. Režimy byly určeny z naměřeného napětí baterie U_{DC} při maximální hodnotě 604.8 V, jmenovité provozní hodnotě 532.8 V a minimální hodnotě 432 V. Poté byly voleny hodnoty dle provozního režimu motoru z datasheetu při trvalém provozu, režimu S6 a při špičkových hodnotách motoru.

Tabulka 1.I Vstupní parametry pro trvalý provoz motoru [8]

Trvalý provoz motoru					
Název	Značka	U_{DCMAX}	U_{DCN}	U_{DCMIN}	Jednotky
Napětí na DC linku měniče	U_{DC}	604.8	532.80	432.00	V
Výstupní sdružené napětí zátěže	U_{outs}	410.75	410.75	410.75	V
Výstupní fázové napětí zátěže	U_{outf}	237.15	237.15	237.15	V
Modulační index	M	0.555	0.629	0.776	-
Požadovaný výkon	P_0	14,47	14,47	14,47	kW
Výstupní proud – střední hodnota	I_{0RMS}	22.6	22.6	22.6	A
Zvlnění výstupního proudu	Δi_0	0.00138	0.00	0.0	A
Výstupní proud – špičková hodnota	I_0	31.96	31.96	31.96	A

Během provozu bude uvažováno, použití motoru v režimu S6, kde se jedná o přerušovaný chod při plném zatížení a provozu naprázdno. V tomto režimu je dle Obr. 1.2 nutné brát v úvahu provozní hodnoty motoru, které jsou dány v datasheetu motoru [8]. V Tab 1.I jsou uvedeny veličiny, které vycházejí z datasheetu motoru. Jsou jimi například fázové napětí U_{outf} , sdružené napětí U_{outs} nebo střední hodnota proudu zátěže I_{0RMS} . Dle poklesu napětí baterie se mění i hodnota modulačního indexu M , který je brán jako vstupní parametr pro ovládání výkonového měniče. Jeho hodnota je určena dle vzorce [2]

$$M = \frac{U_f \cdot \sqrt{2}}{U_{dc}} \quad (-; V) \quad (1.1)$$

, kde M je modulační index, U_f je fázové napětí a U_{dc} je napětí na DC linku.

Tabulka 1.II Vstupní parametry pro provoz motoru v režimu S6

Provoz motoru v režimu S6					
Název	Značka	UDCMAX	UDCNOM	UDCMIN	Jednotky
Napětí na DC linku měniče	U_{DC}	604.8	532.80	432.00	V
Výstupní sdružené napětí zátěže	U_{outs}	375.1	375.1	375.1	V
Výstupní fázové napětí zátěže	U_{outf}	216.56	216.56	216.56	V
Modulační index	M	0.506	0.575	0.709	-
Požadovaný výkon	P_0	29,82	29,82	29,82	kW
Výstupní proud – střední hodnota	I_{ORMS}	51	51	51	A
Zvlnění výstupního proudu	Δi_0	0.00391	0.00014	0.0	A
Výstupní proud – špičková hodnota	I_0	72.1249	72.1249	72.1249	A

Špičkové hodnoty motoru dle Tab 1.III stejně jako hodnoty při trvalém provozu dle Tab 1.I nebudou v simulacích uvažovány, ale pro stanovení provozních limitů měniče je vhodné jejich zmínění.

Tabulka 1.III Vstupní parametry pro provoz motoru se špičkovými hodnotami

Špičkové hodnoty motoru					
Název	Značka	UDCMAX	UDCNOM	UDCMIN	Jednotky
Napětí na DC linku měniče	U_{DC}	604.8	532.80	432.00	V
Výstupní sdružené napětí zátěže	U_{outs}	359.60	359.60	359.60	V
Výstupní fázové napětí zátěže	U_{outf}	207.62	207.62	207.62	V
Modulační index	M	0.485	0.551	0.680	-
Požadovaný výkon	P_0	34,19	34,19	34,19	kW
Výstupní proud – střední hodnota	I_{ORMS}	61	61	61	A
Zvlnění výstupního proudu	Δi_0	0.00485	0.00139	0.0	A
Výstupní proud – špičková hodnota	I_0	86.2670	86.2670	86.2670	A

1.2.2 Výpočet vodivostních výkonových ztrát

Při výpočtech tepelných a výkonových parametrů měniče bylo uvažováno několik typů ztrát jako jsou blokovací, propustné a spínací ztráty výkonových prvků. Blokovací ztráty jsou ve většině aplikací zanedbány. Tudíž jsou v těchto výpočtech neuvažovány [2].

Tabulka 1.IV Vstupní parametry součástek pro výpočet ztrát při $T_j = 25^\circ$ a $U_{gs} = 18V$

Název	Značka	Velikost	Jednotky
Odpor drain-source tranzistoru	$R_{TDS(on)}$	0.05	Ω
Odpor source-drain diody	$R_{DDS(on)}$	0.0075	Ω
Prahové napětí diody	U_{T0}	0.6	V

V Tab. 1.IV lze vidět hodnoty odporů výkonových součástek. Tyto hodnoty byly získány spolu s prahových napětí diody z grafů v datasheetu dané součástky pomocí aproximace.

Tabulka 1.V Výpočet vodivostních ztrát tranzistoru a diody pro režim S6 a různá napětí U_{DC}

Pro provoz motoru v režimu S6					
Název	Značka	U_{DCMAX}	U_{DCN}	U_{DCMIN}	Jednotky
Propustné výkonové ztráty tranzistoru	P_{CT}	45.10	46.80	50.13	W
Propustné výkonové ztráty diody	P_{CD}	7.41	6.83	5.67	W

V Tab. 1.V lze vidět vypočítané hodnoty vodivostních ztrát při maximálním napětí baterie U_{DCmax} , jmenovitém napětí baterie U_{DCn} a minimálním napětí baterie U_{DCmin} .

Rovnice pro výpočet ztrát tranzistoru [6]:

$$P_{CT} = R_{TDSon} \cdot I_{0rsm}^2 = R_{TDSon} \cdot I_0^2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{M \cdot \cos \varphi}{3 \cdot \pi} \right) \quad (W; \Omega; A; -) \quad (1.2)$$

, kde P_{CT} je vodivostní ztrátový výkon tranzistoru, R_{TDSon} je odpor mezi source-drain tranzistoru, I_{0rsm} je střední hodnota proudu zátěže, I_0 je špičková hodnota proudu zátěže, M je modulační index a $\cos \varphi$ je účinník.

Rovnice pro výpočet ztrát diody [6]:

$$P_{CD} = U_0 \cdot I_{0rsm} + R_{DDSon} \cdot I_{0rsm}^2 = U_0 \cdot I_0^2 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M \cdot \cos \varphi}{8} \right) + R_{DDSon} \cdot I_0^2 \cdot \left(\frac{1}{8} - \frac{M \cdot \cos \varphi}{3 \cdot \pi} \right) \quad (W; V; A; \Omega; -) \quad (1.3)$$

, kde P_{CD} je vodivostní ztrátový výkon diody, R_{DDSon} je odpor mezi source-drain diody.

Z výše uvedených rovnic lze vidět, že je hodnota propustného výkonu ovlivněna pouze modulačním indexem M jelikož jsou ostatní veličiny konstantní. Tudíž je patrné, že se budou výkonové vodivostní ztráty měnit v závislosti na klesajícím napájecím napětí baterie.

1.2.3 Výpočet spínacích výkonových ztrát

Tabulka 1.VI Energie součástek při různých proudech dle režimu motoru

Energie dle režimu motoru:	Značka	Trvalé	S6	Přetížení	Jednotky
Proud	I_{ORMS}	22.6	51	61	A
Zapínací energie	E_{ON}	0.85	1.9	2.1	mJ
Vypínací energie	E_{OFF}	0.15	0.6	0.8	mJ
Vypínací energie diody	E_{TR}	0.025	0.025	0.025	mJ

V Tab.1.VI lze vidět hodnoty energií součástek dle datasheetu při různých proudech I_{0rsm} . Hodnoty proudů byly voleny dle provozních režimů motorů, kde má každý režim definován jiný proud.

Tabulka 1.VII Ztrátový výkon součástek dle režimu motoru

Ztrátový výkon dle režimu motoru:	Značka	Trvalé	S6	Přetížení	Jednotky
Spínací ztrátový výkon	P_{ON}	12.8	28.5	31.5	W
Vypínací ztrátový výkon	P_{OFF}	2.25	9	12	W
Vypínací ztrátový výkon diody	P_{rr}	0.38	0.38	0.38	W

V Tab.1.VII lze vidět hodnoty spínacích ztrátových výkonů součástek při různých režimech motoru.

Spínací ztrátový výkon je vypočítán dle vztahu [2].

$$P_{sw} = E \cdot f_{sw} \quad (W; mJ; Hz) \quad (1.4)$$

, kde P_{sw} je ztrátový spínací výkon, E je energie součástky (libovolná) a f_{sw} je spínací frekvence střídače.

Jelikož je v této aplikaci použita SiC schotkyho dioda tak je patrné, že jsou její vypínací ztráty oproti tranzistoru nízké. To je výhodné vzhledem ke skutečnosti, že bývají vypínací ztráty vyšší nežli ztráty spínací.

1.2.4 Výpočet celkových výkonových ztrát

Tabulka 1.VIII Ztrátový výkon součástek dle režimu motoru

Ztrátové výkony dle rozdílných Udc:	Značka	U_{DCMAX}	U_{DCN}	U_{DCMIN}	Jednotky
Celkové ztráty tranzistoru	P_{totT}	82.60	84.30	87.63	W
Celkové ztráty diody	P_{totD}	7.79	7.20	6.05	W
Celkové ztráty měniče	P_{totM}	542.32	548.99	562.07	W
Celkové ztráty 4 měničů	$P_{totSink}$	2169.27	2195.97	2248.29	W

Celkové ztráty tranzistoru P_{totT} jsou vypočteny ze součtu vodivostních ztrát tranzistoru P_{CT} , spínacích ztrát tranzistoru P_{on} a vypínacích ztrát tranzistoru P_{off} .

$$P_{totT} = P_{CT} + P_{on} + P_{off} \quad (W) \quad (1.5)$$

Stejným postupem jsou vypočteny celkové ztráty diody.

$$P_{totD} = P_{CD} + P_{rr} \quad (W) \quad (1.6)$$

, kde P_{CD} jsou vodivostní ztráty diody a P_{rr} jsou vypínací ztráty diody.

Pro určení celkových ztrát měniče je nejprve nutné sečíst ztráty tranzistoru, diody vynásobí se počtem párů diody a tranzistoru v měniči. V měniči je použito šest párů.

$$P_{totM} = (P_{totT} + P_{totD}) \cdot 6 \quad (W) \quad (1.7)$$

Jelikož je celý systém tvořen čtyřmi měniči umístěnými na společném teplotním výparníku tak je nutné pro určení celkových ztrát systému ztráty výkonového modulu P_{totM} vynásobit počtem výkonových měničů použitých v e-formuli.

$$P_{totSink} = P_{totM} \cdot 4 \text{ (W)} \quad (1.8)$$

1.2.5 Výpočet teploty na polovodičovém čipu

Tabulka 1.IX Parametry tepelných odporů součástek

Název	Značka	Velikost	Jednotky
Tep. odpor (čip-pouzdro) pro tranzistor	R_{thcT}	0.16	°C/W
Tep. odpor (čip-pouzdro) pro diodu	R_{thcD}	0.21	°C/W
Tep. odpor (pouzdro-chladič)	R_{thcf}	0.035	°C/W

Hodnoty tepelných odporů pro diodu a tranzistor jsou stanoveny v datasheetu pro každou součástku zvlášť. Tepelný odpor mezi pouzdem součástky a chladičem je stejný pro obě součástky. Tyto tepelné odpory jsou dále používány ve výpočtech vznikajícího tepla na čipu součástky.

Tabulka 1.X Parametry tepelných odporů součástek

Název	Značka	U_{DCMAX}	U_{DCN}	U_{DCMIN}	Jednotky
Tep. odpor (chladič-okolí) tranzistoru	R_{thraT}	0.0073	0.0067	0.0055	°C/W
Tep. odpor (chladič-okolí) diody	R_{thraD}	0.0126	0.0121	0.0111	°C/W

Tepelný odpor chladiče byl stanoven z výpočtu

$$R_{thra} = \frac{T_{max} - (P_{totT} \cdot R_{thjCT}) - (P_{totsink} \cdot R_{thcf}) - T_a}{P_{totsink}} \quad \left(\frac{^{\circ}C}{W}; ^{\circ}C; W\right) \quad (1.9)$$

, kde T_{max} je maximální teplota na čipu (v datasheetu je stanovena na hodnotu 175 °C nicméně se pro teplotní rezervu počítá s hodnotou 150 °C), P_{totT} jsou maximální výkonové ztráty na tranzistoru, R_{thjCT} je tepelný odpor mezi chipem a pouzdem tranzistoru, $P_{totsink}$ je maximální ztrátový výkon na celém chladiči, R_{thcf} je tepelný odpor mezi pouzdem součástky a chladičem a T_a je teplota okolního prostředí, která byla volena na 45 °C.

Jak je patrné z výsledků, tak je hodnota tepelného odporu u tranzistoru o řád menší nežli u diody. To je způsobeno vyššími výkonovými ztrátami, kde je nutné, aby byl chladič schopný vznikající teplo odvést. Proto se při volbě chladiče počítá hodnota tepelného odporu mezi chladičem a prostředím pouze pro tu součástku jejichž ztráty jsou vyšší. V tomto případě se jedná o tranzistor, a tudíž bude pro simulaci volena hodnota R_{thraT} .

Tabulka 1.XI Vypočtené teploty výkonových součástek dle R_{thraT}

Název	Značka	U_{DCMAX}	U_{DCN}	U_{DCMIN}	Jednotky
Stř. Hodnota tep. chladiče tranzistoru	$T_{rT(AV)}$	60.86	59.65	57.29	°C
Stř. Hodnota tep. pouzdra tranzistoru	$T_{jT(AV)}$	136.78	136.51	135.98	°C
Stř. Hodnota tep. čipu tranzistoru	$T_{cT(AV)}$	150.00	150.00	150.00	°C

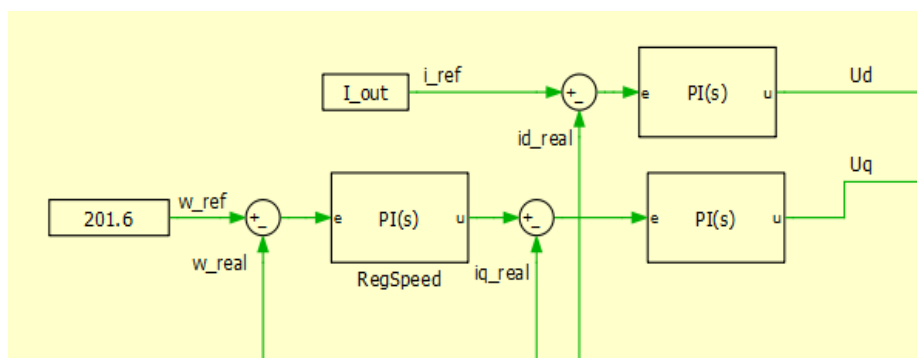
Dle výsledků v Tab. 1.XI lze vidět, že byl pro výpočet teplot uvažován pouze tranzistor vzhledem k jeho vyššímu ztrátovému výkonu, kde je důležité, aby jeho teplota nepřekročila maximální povolenou teplotu T_{max} . Výpočty znázorňují takové hodnoty teplot, při nichž je teplota na maximální dovolené hraně při vybraném tepelném odporu chladiče [2,6].

1.3 Simulace v programu Matlab pro ověření analytických výpočtů ztrátových výkonů a teplot

Simulace je vytvořena v simulačním prostředí Simulink programu Matrix Laboratory (MATLAB). V simulaci je obsaženo vektorové řízení PMSM. Dále jsou v simulaci obsaženy bloky pro měření teplotních veličin součástek.

1.3.1 Regulační část

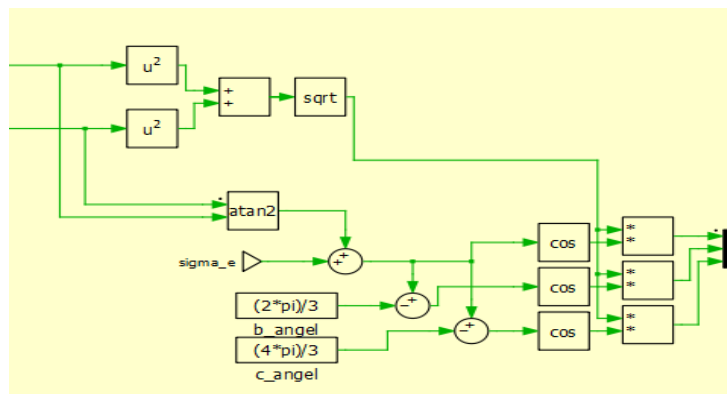
Regulační část obsahuje kompletní vektorové řízení včetně PWM.



Obr. 1.3 Vektorové řízení – PI regulátory [4,8]

Na Obr. 1.3 lze vidět zapojení regulační části obsahující PI regulátory. Lze vidět, že je požadovanou výstupní veličinou regulace napětí ve složce dq. Pro regulaci tohoto napětí jsou v regulační vazbě zařazeny regulátory proudů dq jejichž zpětná vazba je vypočtena pomocí transformací z fázového napětí na zátěži [3].

Pro přesnější regulaci dle požadovaných parametrů je k proudu ve složce iq použit předřadný regulátor rychlosti, který udržuje mechanickou úhlovou rychlost motoru na hodnotě $201,6 \text{ w} \cdot \text{s}^{-1}$ [3].

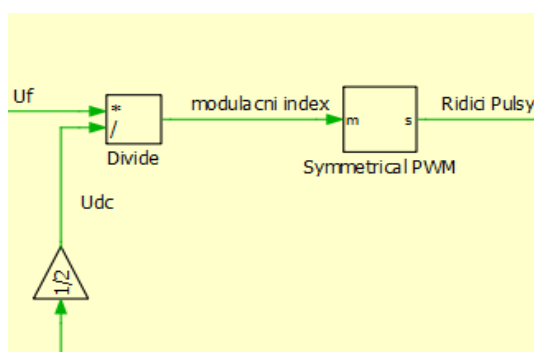


Obr. 1.4 Vektorové řízení – výpočet velikosti požadovaného napětí a jeho úhlu [4,8]

Na Obr. 1.4 lze vidět matematický výpočet, který se skládá z výpočtu velikosti celkového vektoru napětí složek dq \mathbf{U}_{dq} a výpočtu jeho elektrického úhlu γ . Úhel γ je poté sečten s úhlem σ , jehož hodnota byla získána z úhlu rotoru přepočteného počtem pól párů na elektrickou veličinu. Výstupní hodnota napětí vychází z matematické rovnice [3]

$$\mathbf{U}_f = \mathbf{U}_{dq} \cdot \cos(\gamma + \sigma) \quad (V; ^\circ) \quad (1.10)$$

, kde \mathbf{U}_f je výstupní fázové napětí na výstupu měniče, \mathbf{U}_{dq} je velikost vektoru napětí složek dq, γ je úhel γ a σ je úhel σ .



Obr. 1.5 Pulzně šířková modulace s modulačním indexem [4,8]

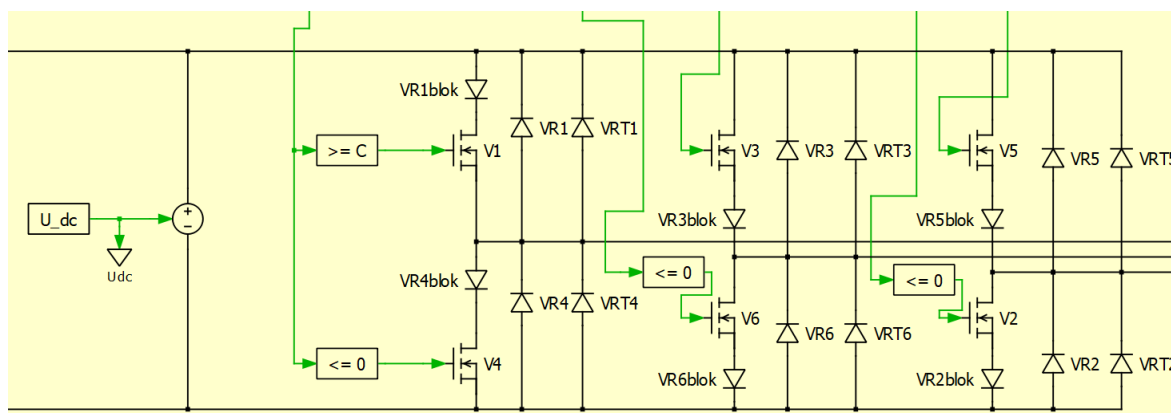
Na Obr. 1.5 lze vidět zapojení základní PWM do které vstupuje hodnota modulačního indexu, která byla vypočtena ze vztahu

$$M = \frac{U_f}{\frac{U_{dc}}{2}} \quad (-; V) \quad (1.11)$$

Hodnota modulačního indexu vstupuje do bloku PWM, kde je kombinován s nosným pilovým signálem. Výstupní hodnotou bloku PWM jsou spínací pulsy, které jsou přiváděny na řídicí elektrody výkonových polovodičových součástek.

1.3.2 Výkonová část

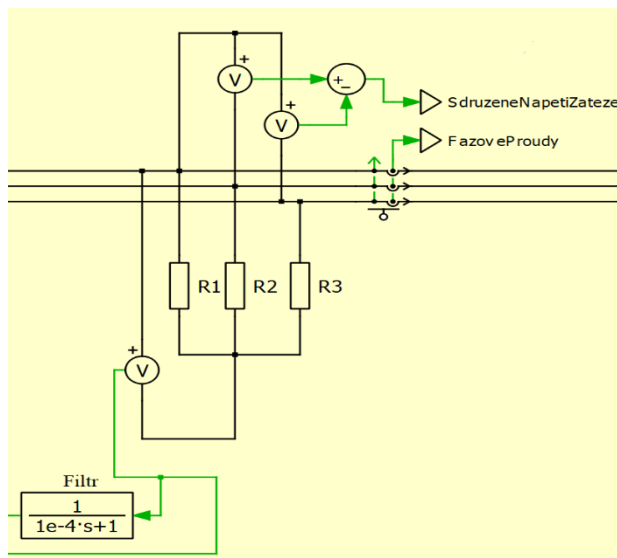
Výkonová část obsahuje 3fázový napěťový střídač napájený ze stejnosměrného zdroje, který napájí PMSM.



Obr. 1.6 Topologie 3fázového napěťového střídače [4,8]

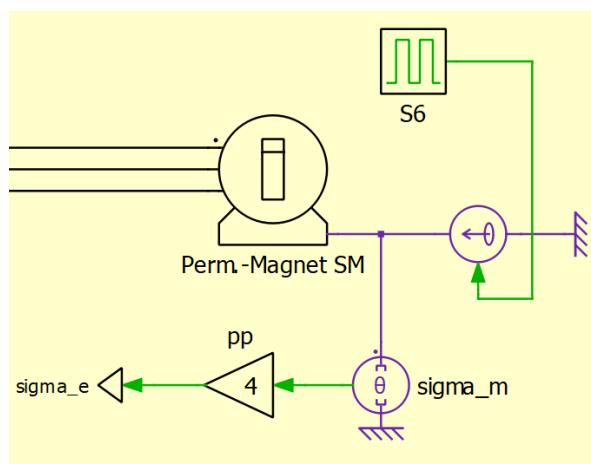
Na Obr. 1.6 lze vidět topologii 3fázového napěťového střídače. Lze vidět, že jsou na řídicí elektrody výkonových součástek přivedeny pulsy z bloku PWM, které jsou pomocí komparační logiky rozděleny k horní nebo dolní součástce. SiC MOSFET tranzistory jsou označeny V1 až V6. K tranzistorům jsou připojeny SiC zpětné diody s označením VR1 až VR6. Zároveň je k tranzistoru ještě připojena blokovácí dioda zpětného proudu, jelikož jsou MOSFET tranzistory propustné v obou směrech [7].

Tato vlastnost je pro simulační analýzu nežádoucí, jelikož na samotné výkonové součástce SiC MOSFET tranzistoru nelze měřit zvlášť výkonové ztráty tranzistoru a jeho vnitřní diody. Proto bylo nutné zpětný proud usměrnit pouze do paralelně připojené diody pomocí sériového zapojení tranzistoru a blokovácí diody. Pro respektování propustnosti zpětného proudu protékající samotným tranzistorem byly k SiC zpětným diodám připojeny paralelně diody VRT1 až VRT6, jenž respektují zpětnou propustnost proudu tranzistoru.



Obr. 1.7 Měřicí část simulace [4,8]

Na Obr. 1.7 lze vidět měřicí část simulace, kde jsou měřeny fázové proudy na zátěži, sdružené napětí zátěže a fázové napětí zátěže. Pro měření fázového napětí zátěže, bylo nutné vytvořit zapojení tří rezistorů, s hodnotou v řádech mega ohm, do hvězdy. Změřené fázové napětí bylo dále nutné vyfiltrovat, čímž byl získán reálný harmonický průběh.



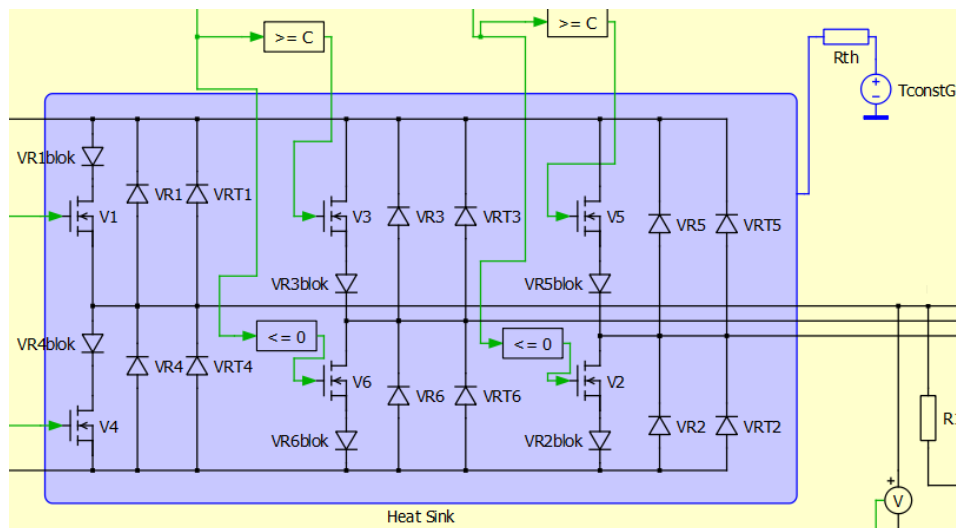
Obr. 1.8 PMSM s generátorem režimu S6 [4,8]

Na Obr. 1.8 lze vidět model synchronního motoru s permanentními magnety k němuž je na společné hřídeli připojena momentová zátěž reprezentující zátěžný režim S6.

Pomocí generátoru pulzních signálů je definován požadavek na velikost momentu zátěže spolu s jeho časem periody. Pomocí mechanického snímače byl měřen úhel rotoru σ , který byl po přenásobení počtem pólových dvojic k matematickému výpočtu viz. Obr 1.4.

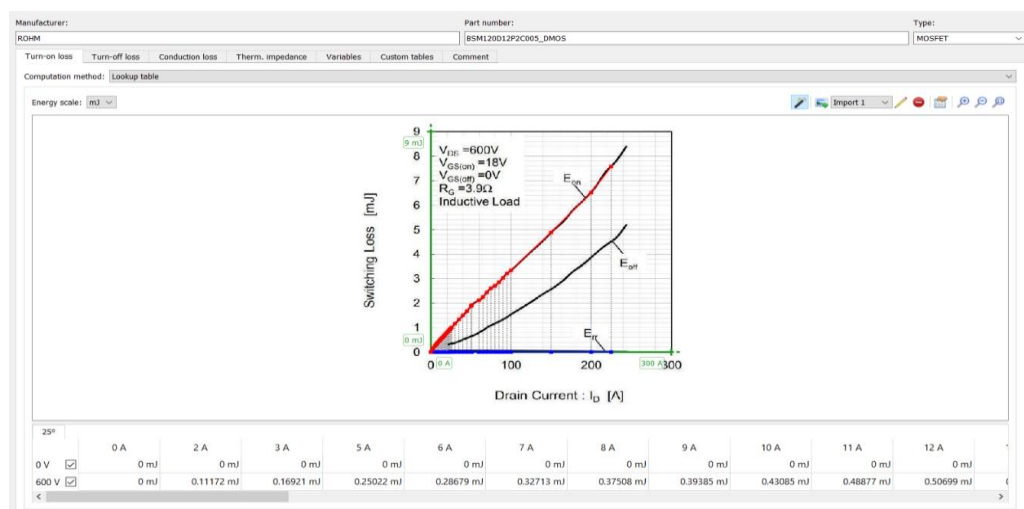
1.3.3 Teplotní část

Teplotní část obsahuje bloky použité k analýze teplotních veličin jako je teplota na polovodičovém čipu součástky a výkonové ztráty na součástce.



Obr. 1.9 Tepelný model chladiče a jeho parametrů [4,8]

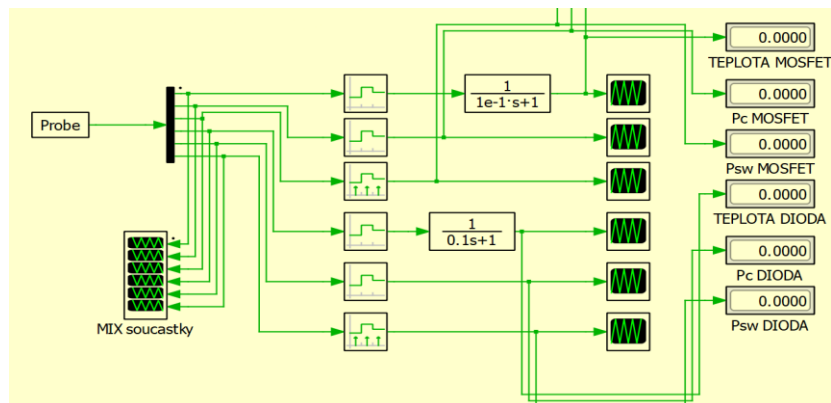
Na Obr. 1.9 lze vidět teplotní model chladiče, který je reprezentován modrou plochou, ke které je připojen tepelný odpor chladiče a zdroj teploty okolí. Pro analýzu konkrétní součástky musí být uvažovaná součástka překryta modrou vrstvou [8].



Obr. 1.10 Ukázka termálního editoru výkonových součástek [4,8]

Na Obr. 1.10 lze vidět ukázku termálního editoru výkonových součástek, které mají být použity pro teplotní analýzy.

Jako příklad je zde uvedeno zadávání spínací ztrátovou energii jejíž hodnota je získána dle grafu z datasheetu konkrétní součástky. Dále lze zadat vypínací ztrátovou energii, propustné ztráty, termální impedanci a další proměnné [8].



Obr. 1.11 Měření ztrátových výkonů a teplot [4,8]

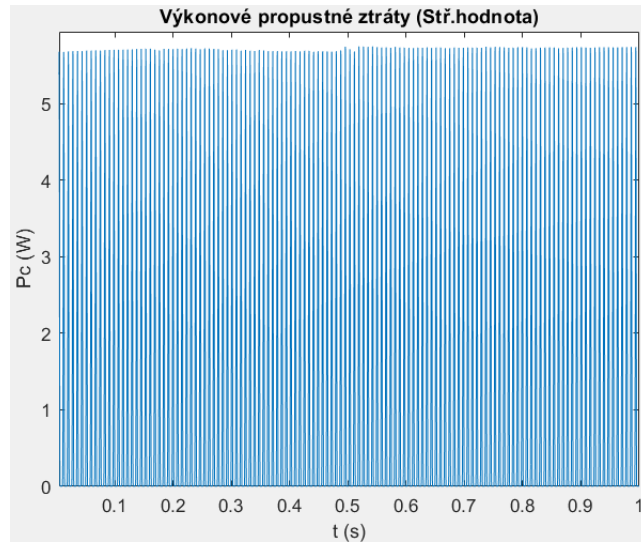
Na Obr. 1.11 lze vidět měřicí část výstupních hodnot z tepelné analýzy. Měřenými veličinami jsou propustné ztráty, spínací ztráty a teplota na polovodičovém čipu. Pro získání skutečných hodnot bylo nutné použít bloky periodic average, pro teplotu a propustné ztráty, a periodic impulse average pro spínací ztráty [8].

1.3.4 Zhodnocení simulace

V této části jsou porovnány hodnoty získané ze simulace s hodnotami vypočtenými pomocí analytických metod. Hodnoty ze simulace jsou vypočteny při nulovém zátěžném momentu, tudíž zde není pro porovnání a ověření správnosti simulace uvažován režim S6. To z důvodu, jelikož při změně zátěže dochází k proměnné velikosti odebíraného proudu, a to má za následek změnu velikostí vodivostních a spínacích ztrát, než jaké jsou vypočtené analytickou metodou. V následujících obrázcích Obr. 1.12–1.15 jsou zobrazeny výkonové ztráty na tranzistoru a zpětné diodě. Pro zjednodušení jsou zde zobrazeny průběhy výkonových ztrát pouze pro maximální napětí na DClinku.

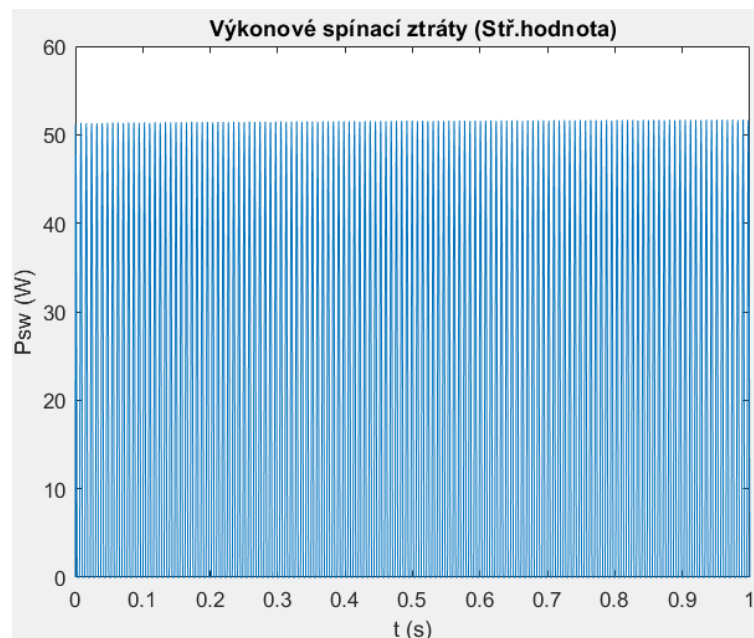
Obr. 1.12 Propustné ztráty tranzistoru při U_{dc_max} [4]

Na Obr. 1.12 lze vidět průběh výkonových vodivostních ztrát pro tranzistor, kde je změřena maximální hodnota P_C 49,75 W a střední hodnota vodivostních ztrát tranzistoru je $P_{C(AV)}$ 20,04 W.



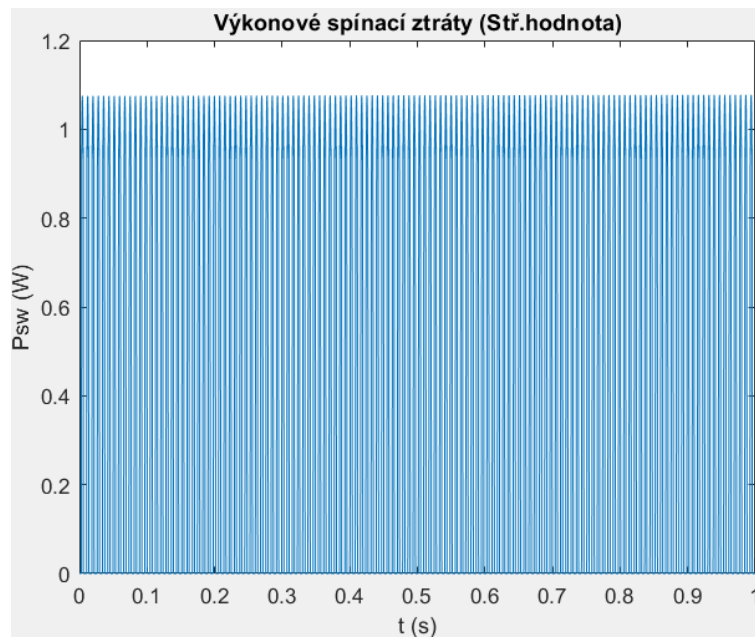
Obr. 1.13 Propustné ztráty zpětné diody při U_{dc_max} [4]

Na Obr. 1.13 lze vidět průběh výkonových vodivostních ztrát pro zpětnou diodu, kde je změřena maximální hodnota P_C 5,75 W a střední hodnota vodivostních ztrát zpětné diody je $P_{C(AV)}$ 2,17 W.



Obr. 1.14 Spínací ztráty tranzistoru při U_{dc_max} [4]

Na Obr. 1.14 lze vidět průběh výkonových spínacích ztrát pro tranzistor, kde je změřena maximální hodnota P_{sw} 51,71 W a střední hodnota spínacích ztrát tranzistoru je $P_{sw(AV)}$ 26 W.

Obr. 1.15 Spínací ztráty zpětné diody při U_{dc_max} [4]

Na Obr. 1.15 lze vidět průběh výkonových spínacích ztrát pro tranzistor, kde je změřena maximální hodnota P_{sw} 1,07 W a střední hodnota spínacích ztrát zpětné diody je $P_{sw(AV)}$ 0,6 W.

Tabulka 1.XII Porovnání výkonových ztrát tranzistoru a diody součástky BSM120D12P2C005

U_{DCMAX}, Maximální hodnota napětí na DC linku; $f_{sw}=15$ kHz:				
Ztrátový výkon dle režimu motoru:	Značka	Výpočet	Simulace	Jednotky
Propustné výkonové ztráty MOSFET	P_{CT}	50,31	49,75	W
Spínací výkonové ztráty MOSFET, $I=51$ A	P_{SWT}	37,5	51,71	W
Spínací výkonové ztráty MOSFET, $I=72$ A	P_{SWT}	52,5		W
Propustné výkonové ztráty zpětné diody	P_{CD}	5,61	5,75	W
Spínací výkonové ztráty zpětné diody	P_{SWD}	0,38	1,07	W
U_{DCN}, Jmenovitá hodnota napětí na DC linku; $f_{sw}=15$ kHz:				
Ztrátový výkon dle režimu motoru:	Značka	Výpočet	Simulace	Jednotky
Propustné výkonové ztráty MOSFET	P_{CT}	52,71	50,94	W
Spínací výkonové ztráty MOSFET, $I=51$ A	P_{SWT}	37,5	45,56	W
Spínací výkonové ztráty MOSFET, $I=72$ A	P_{SWT}	52,5		W
Propustné výkonové ztráty zpětné diody	P_{CD}	4,78	5,83	W
Spínací výkonové ztráty zpětné diody	P_{SWD}	0,38	1,07	W
U_{DCMIN}, Minimální hodnota napětí na DC linku; $f_{sw}=15$ kHz:				
Ztrátový výkon dle režimu motoru:	Značka	Výpočet	Simulace	Jednotky
Propustné výkonové ztráty MOSFET	P_{CT}	57,4	53,68	W
Spínací výkonové ztráty MOSFET, $I=51$ A	P_{SWT}	37,5	39,9	W
Spínací výkonové ztráty MOSFET, $I=72$ A	P_{SWT}	52,5		W
Propustné výkonové ztráty zpětné diody	P_{CD}	3,15	6,07	W
Spínací výkonové ztráty zpětné diody	P_{SWD}	0,38	1,07	W

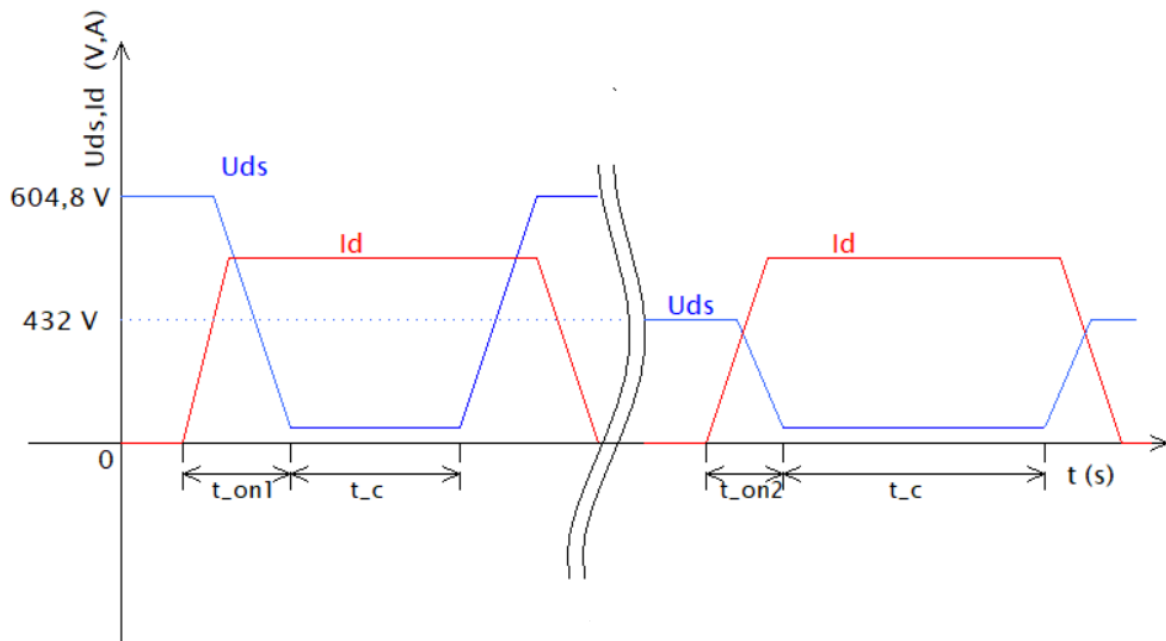
V Tab. 1.XII jsou pro tři napětí na DC linku uvedeny výkonové ztráty získané analytickým a simulačním výpočtem. Obě analýzy jsou vypočteny pro spínací frekvenci f_{sw} 15 kHz. Zeleně zvýraznění označuje hodnoty, kterou jsou identické s mírnou tolerancí. Žlutě zvýrazněný text označuje hodnot, které jsou odlišné vlivem simulace a potřebují podrobnější objasnění.

V první části Tab. 1.XII jsou uvedeny hodnoty ztrát pro maximální napětí na DC linku. Lze vidět, že jsou propustné ztráty identické. V tabulce jsou uvedeny spínací ztráty pro dvě hodnoty proudu I , kde bylo ověřeno, že simulační prostředí používá pro výpočet spínacích ztrát amplitudu proudu zátěže. Lze tedy vidět že se hodnoty spínacích ztrát shodují pro hodnotu proudu I 72 A. Hodnoty vodivostních ztrát zpětné diody mezi analytickými a simulačními výpočty jsou téměř identické. Spínací ztráty zpětné diody jsou odlišné vlivem obdobného problému jako u tranzistoru, kde je v simulaci uvažována jiná hodnota proudu.

V druhé části Tab. 1.XII jsou uvedeny hodnoty ztrát pro jmenovité napětí na DC linku. Propustné ztráty tranzistoru a zpětné diody jsou identické.

Spínací ztráty tranzistoru klesají vlivem snížení plochy energie. Nárůst vodivostních ztrát diody je způsoben provozními vlastnostmi simulace. Spínací ztráty diody klesají obdobně jako u tranzistoru. Tento pokles je ale minimální.

Na Obr. 1.16 lze vidět snížení plochy energie v závislosti na poklesu napětí na DC linku. Při poklesu napětí z hodnoty 604,8 V na 432 V dochází ke snížení plochy v intervalu t_{on} , kde $t_{on1} > t_{on2}$. Pokles této plochy navýšil interval t_C , při kterém v součástce vznikají propustné ztráty [2].



Obr. 1.16 Vliv poklesu napětí na ztráty výkonové součástky

Ve třetí části Tab. 1.XII jsou uvedeny hodnoty ztrát pro minimální napětí na DC linku. Vliv změn ztrát je obdobný jako u druhé části Tab. 1.XII.

Ze zhodnocení porovnání vypočtených hodnot lze usoudit, že je výpočet simulace dostačující pro následné teplotní testy výkonových modulů.

2 Teplotní testy výkonových součástek

Výkonové polovodičové součástky v podobě SiC MOSFET tranzistorů byly simulačně testovány na modelu vektorového řízení pro PMSM. Pro tento systém byl uvažován provozní režim S6, kdy je motor plně zatížen a plně odlehčen. Doba periody prvního provozního režimu s názvem „slalom“ byla, s přihlédnutím na reálnou reakční dobu řidiče, stanovena na 0,5s čímž se simulují dynamické změny zásahů do řízení prováděné řidičem e – formule. Doba periody druhého provozního režimu s názvem „rovinka“ byla stanovena na 5*0,5s. Všechny polovodičové součástky jsou testovány pro provozní režim S6. Tepelní testy byly provedeny při spínací frekvenci 15 Hz. Vybrané součástky byly zvoleny k přihlédnutím na maximální propustný proud zátěže, který při režimu S6 dosahuje hodnoty 74 A. Velikost proudu zátěže tedy limituje množství použitelných výkonových polovodičových součástek, a proto nemohou být použity součástky jejichž jmenovitý proud je nižší jak 75 A.

Pro teplotní testy výkonových součástek byl uvažován reálný chladicí systém, který bude použit při realizaci e-formule. V systému bude uvažován na každém napěťovém střídači teplotní výparník, v jehož chladicím okruhu bude protékat destilovaná voda. Destilovaná voda bude mít průtok $Q_{AV} = 9 \left(\frac{l}{min}\right)$. Z parametrů teplotního výparníku a chladiče lze spočítat reálnou hodnotu tepelného odporu výparníku.

Výpočet rozdílu teploty chladicí kapaliny v chladicím okruhu

$$\Delta T = \frac{P_{totSink}}{m \cdot C_p} = \frac{P_{totSink}}{V \cdot \rho \cdot C_p} = \frac{2248,29}{\frac{9}{60} \cdot 0,988 \cdot 4186} = \frac{2248,29}{620,36} = 3,62 \text{ } ^\circ\text{C} \quad \left(\text{ } ^\circ\text{C}; \text{W}; \frac{l}{s}; \frac{kg}{dm^3}; \frac{J}{kg \cdot K} \right) \quad (2.1)$$

, kde ΔT je rozdíl teplot na vstupu a výstupu chladiče, $P_{totSink}$ je celkový ztrátový výkon systému, m je hmotnostní průtok chladicí kapaliny, P_{VR} je celkový ztrátový výkon SiC diody, V je objemový průtok chladicí kapaliny, ρ je hustota vody (při 50 °C) a C_p je měrná tepelná kapacita chladicího média (vody).

Výpočet vstupní teploty chladící kapaliny

$$\begin{aligned} T_{IN1} &= 3 \cdot P_{totSink} \cdot \left(\frac{1}{\varepsilon \cdot C_{vzduchu}} - \frac{1}{C_p} \right) + T_a \\ &= 3 \cdot 2248,29 \cdot \left(\frac{1}{0,8 \cdot 1000} - \frac{1}{4186} \right) + 45 \\ &= 51,81 \quad (^\circ\text{C}; W) \end{aligned} \quad (2.2)$$

, kde T_{IN1} je vstupní teplota vody, ε účinnost tepelného výparníku, $C_{vzduchu}$ je měrná tepelná kapacita vzduchu a T_a je teplota okolního prostředí.

Výpočet výstupní teploty chladící kapaliny

$$T_{OUT1} = T_{IN1} + \Delta T = 51,81 + 3,62 = 55,43 \quad (^\circ\text{C}; W) \quad (2.2)$$

Celkový rozdíl teplot na výstupu

$$\Delta T_{celk} = T_{OUT1} - T_{IN1} = 55,43 - 51,81 = 3,62 \quad (^\circ\text{C}; W) \quad (2.2)$$

Jelikož je ve výpočtu vstupní teploty uvažován celkový výkon systému $P_{totSink}$ tak nejsou potřeba dodatečné výpočty teploty, kde by byly uvažovány další výkonové moduly.

Výpočet tepelného odporu výparníku

$$R_{thra} = \frac{\Delta T}{P_{totSink}} = \frac{3,62}{2248,29} = 1,61 \cdot 10^{-3} \quad \left(\frac{^\circ\text{C}}{W}; ^\circ\text{C}; W \right) \quad (2.3)$$

, kde R_{thra} je tepelný odpor výparníku.

Z výsledků je patrné, že při uvažování vodního chladiče se tepelný odpor chlazení snížil z hodnoty $7,3 \cdot 10^{-3} \left(\frac{^\circ\text{C}}{W} \right)$ na hodnotu $1,61 \cdot 10^{-3} \left(\frac{^\circ\text{C}}{W} \right)$. Pro následující teplotní testy bude v simulacích uvažován tepelný odpor výparníku pro vodní chlazení s hodnotou $1,61 \cdot 10^{-3} \left(\frac{^\circ\text{C}}{W} \right)$.

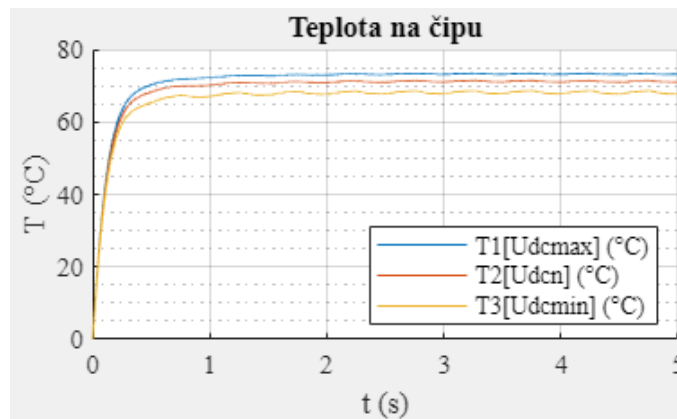
2.1 BSM120D12P2C005

Jedná se o původně zvolený SiC výkonový tranzistor typu MOSFET pro studentskou e-formuli, který je však pro tuto aplikaci předdimenzovaný. Součástku vyrábí společnost Rohm. Topologií se jedná o půl můstek. Parametry výkonového tranzistoru byly získány z tabulky v datasheetu dle [9]. Jednou z hlavních částí diplomové práce je zvolení a testování jiné výkonové polovodičové součástky, která by lépe vyhovovala zadaným požadavkům. Důležitým faktorem výběru náhradní součástky je nepřekročení proudového limitu, který je stanoven na 75 A. Proto jsou vybrané součástky vybrány pouze pro řady s jmenovitým proudem vyšším jak 75 A. Simulace byla provedena při spínací frekvenci f_{sw} 15 kHz a napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} bylo zvoleno na hodnotu 18 V.

Tabulka 2.I Základní parametry výkonového tranzistoru typu BSM120D12P2C005 [9]

Popis	Značka	Hodnoty	Jednotky
Napětí mezi drain-source	U_{DS}	1200	V
Proud drain – stejnosměrný	I_D	134	A
Proud drain – pulsní	I_{Dpulse}	240	A
Celková výkonová disipace	$P_{totdisip}$	935	W
Maximální povolená teplota čipu	T_{jmax}	175	°C
Odpor Gate	R_{gate}	3,9	Ω
Tepelný odpor čip-pouzdro	R_{thjc}	0,21	°C/W
Tepelný odpor pouzdro-chladič	R_{thch}	0,035	°C/W

2.1.1 Režim Slalom



Obr. 2.1 Průběhy teplot součástky BSM120D12P2C005 pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

Na Obr. 2.1 lze vidět průběh teplot při třech provozních stavech napětí na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} pro provozní režim S6 typu „slalom“. Lze vidět že nejvyšších teplot je dosaženo při maximálním napětí na baterii U_{DCmax} .

To je pravděpodobně způsobeno vyššími spínacími ztrátami. Teplota T_1 má maximální hodnotu $73,41\text{ °C}$, teplota T_2 má maximální hodnotu $71,43\text{ °C}$ a teplota T_3 má maximální hodnotu $68,63\text{ °C}$. S přihlédnutím k teplotní rezervě je maximální povolená teplota T_{max} 175 °C .

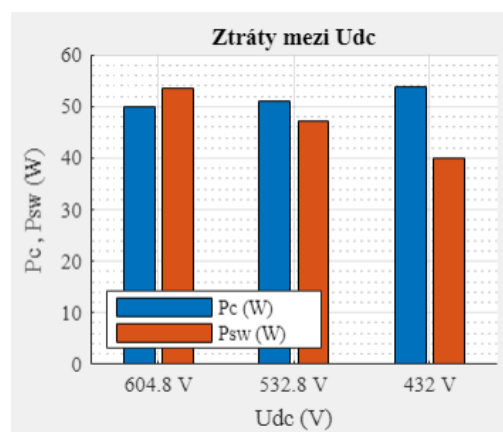
Dosavadní teplotní rezerva je tedy T_{rez} $76,59\text{ °C}$. Ze získaných hodnot lze usoudit, že je daná součástka silně předimenzovaná a pro uvažovanou aplikaci je její použití z ekonomického i technického hlediska nevhodné.



Obr. 2.2 Průběhy vodivostních ztrát součástky BSM120D12P2C005 pro tři napětí na baterii, S6 slalom

[4]

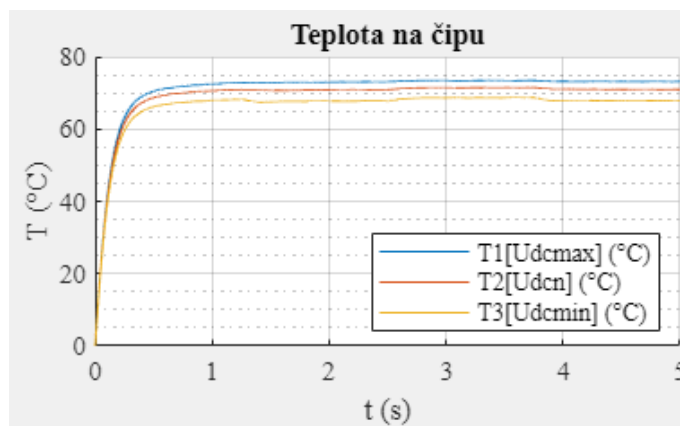
Na Obr. 2.2 lze vidět průběhy vodivostních ztrát pro tři napětí baterie U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Lze vidět, že při změně zátěže dochází ke zvýšení vodivostních ztrát. To je pravděpodobně způsobeno nárůstem odebíraného proudu. Nejvyšší propustné ztráty jsou oproti teplotám vypočteny při nejnižším napětí na baterii U_{DCmin} . První ztrátový výkon P_{C1} má hodnotu 50.02 W, druhý ztrátový výkon P_{C2} má hodnotu 51.18 W a třetí ztrátový výkon P_{C3} má hodnotu 53.84 W.



Obr. 2.3 Průběhy vodivostních a spínacích ztrát součástky BSM120D12P2C005 pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

Na Obr. 2.3 lze vidět rozložení maximálních vodivostních a spínacích ztrát při třech napětích na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Dle výsledků dochází u spínacích ztrát P_{SW} k opačnému procesu než u vodivostních ztrát P_C , kde při nižším napětí na baterii spínací ztráty klesají. Hodnota spínacích ztrát od maximálního napětí k nejnižšímu je P_{SW1} 53,62 W, P_{SW2} 47,26 W, P_{SW3} 39,9 W.

2.1.2 Režim rovinka



Obr. 2.4 Průběhy teplot součástky BSM120D12P2C005 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

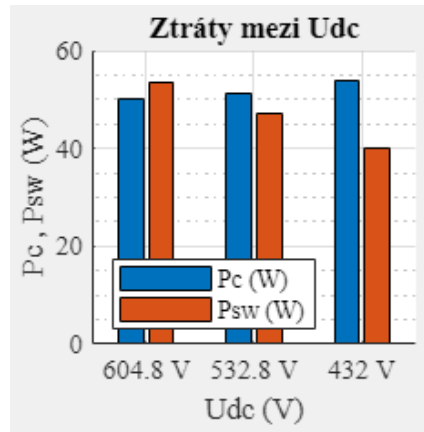
Na Obr. 2.4 lze vidět průběh teplot při třech provozních stavech napětí na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} pro provozní režim S6 typu „rovinka“. Teplota T_1 má maximální hodnotu $73,42\text{ }^{\circ}\text{C}$, teplota T_2 má maximální hodnotu $71,49\text{ }^{\circ}\text{C}$ a teplota T_3 má maximální hodnotu $68,69\text{ }^{\circ}\text{C}$. Teplotní rezerva T_{rez} má hodnotu $76,58\text{ }^{\circ}\text{C}$. I pro tento režim S6 lze usoudit, že je součástka předdimenzovaná a pro uvažovanou aplikaci je vhodné použít její náhradu.



Obr. 2.5 Průběhy vodivostních ztrát součástky BSM120D12P2C005 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.5 lze vidět průběhy vodivostních ztrát pro tři napětí baterie U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Lze vidět, že při změně zátěže dochází ke zvýšení vodivostních ztrát.

Nejvyšší propustné ztráty jsou oproti teplotám vypočteny při nejnižším napětí na baterii U_{DCmin} . První ztrátový výkon P_{C1} má hodnotu 50.04 W, druhý ztrátový výkon P_{C2} má hodnotu 51.34 W a třetí ztrátový výkon P_{C3} má hodnotu 53.96 W.



Obr. 2.6 Průběhy vodivostních a spínacích ztrát součástky BSM120D12P2C005 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.6 lze vidět rozložení maximálních vodivostních a spínacích ztrát při třech napětích na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Hodnota spínacích ztrát od maximálního napětí k nejnižšímu je P_{SW1} 53,63 W, P_{SW2} 47,27 W, P_{SW3} 39,9 W.

2.2 BSM080D12P2C008

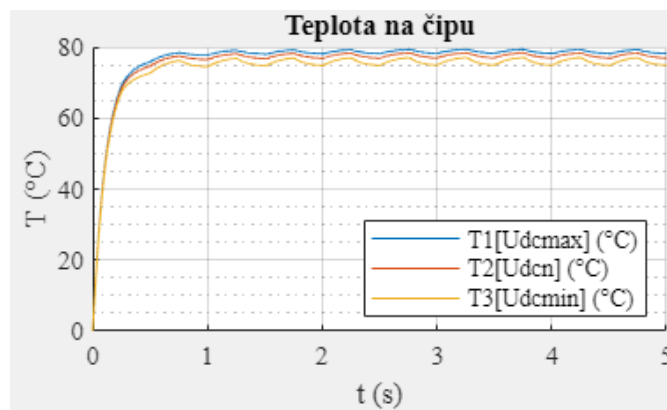
Jedná se o stejnou řadu výkonových polovodičových modulů jako u porovnávané součástky BSM120D12P2C005, kde je tento modul dimenzován na nižší jmenovitý proud I_N 80 A. Nižší řady od výrobce Rohm byly v době psaní diplomové práce nedostupné nebo se již nacházeli pod proudovým limitem 75 A. Topologicky se jedná o půl můstek. Parametry výkonového tranzistoru byly získány z tabulky v datasheetu dle [10]. Simulace byla provedena při spínací frekvenci f_{sw} 15 kHz. Hodnotou napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} lze pro výkonový polovodičový SiC tranzistor typu MOSFET nastavit pracovní bod ve kterém je snaha tranzistor provozovat.

Vzhledem k odlišnostem u jiných typů výkonových součástek bylo zvoleno napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} 16 V, aby vyhovoval pracovní bod simulačnímu modelu.

Tabulka 2.II Základní parametry výkonového tranzistoru typu BSM080D12P2C008 [10]

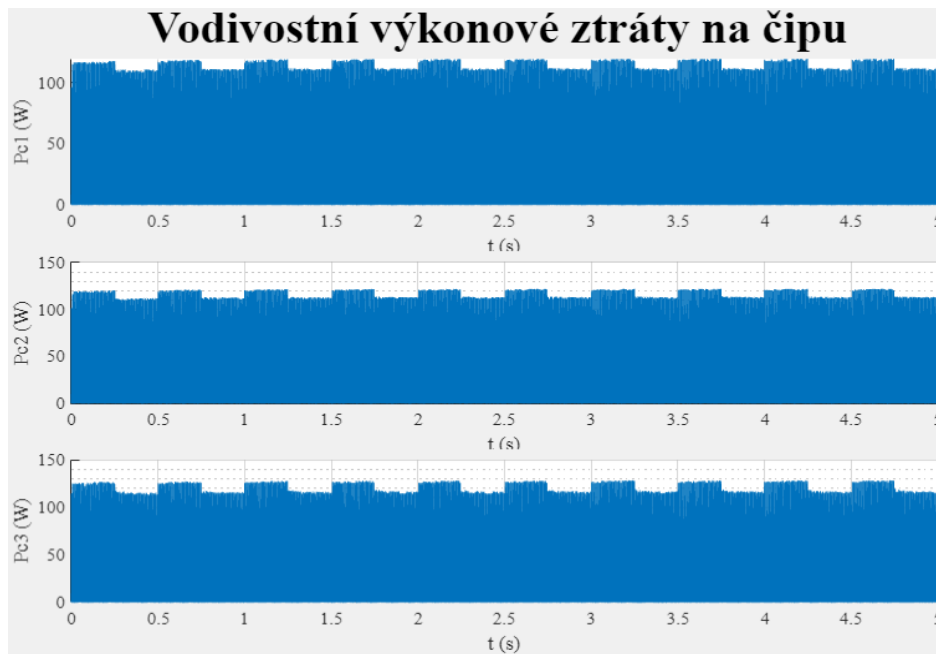
Popis	Značka	Hodnoty	Jednotky
Napětí mezi drain-source	U_{DS}	1200	V
Proud drain – stejnosměrný	I_D	80	A
Proud drain – pulsní	I_{Dpulse}	160	A
Celková výkonová disipace	$P_{totdissip}$	600	W
Maximální povolená teplota čipu	T_{jmax}	175	°C
Odpor Gate	R_{gate}	0,82	Ω
Tepelný odpor čip-pouzdro	R_{thjc}	0,32	°C/W
Tepelný odpor pouzdro-chladič	R_{thch}	0,035	°C/W

2.2.1 Režim Slalom



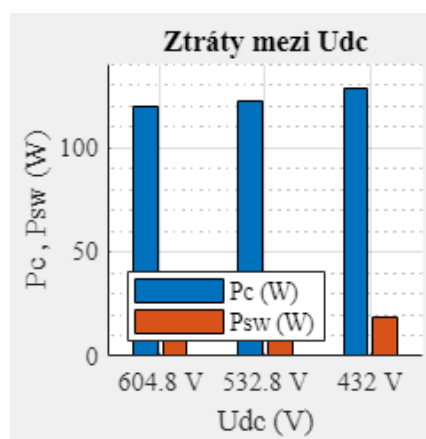
Obr. 17 Průběhy teplot součástky BSM080D12P2C008 pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

Na Obr. 2.7 lze vidět průběhy teplot tranzistoru typu SiC MOSFET z výkonového modulu BSM080D12P2C008. Teplota T_1 má maximální hodnotu 79,47 °C , teplota T_2 má maximální hodnotu 78,51 °C a teplota T_3 má maximální hodnotu 77,17 °C. Teplotní rezerva T_{rez} má hodnotu 73,53 °C. Při porovnání se základní součástkou BSM120D12P2C005 teplota narostla o 5,96 °C.



Obr. 2.8 Průběhy vodivostních ztrát součástky BSM080D12P2C008 pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

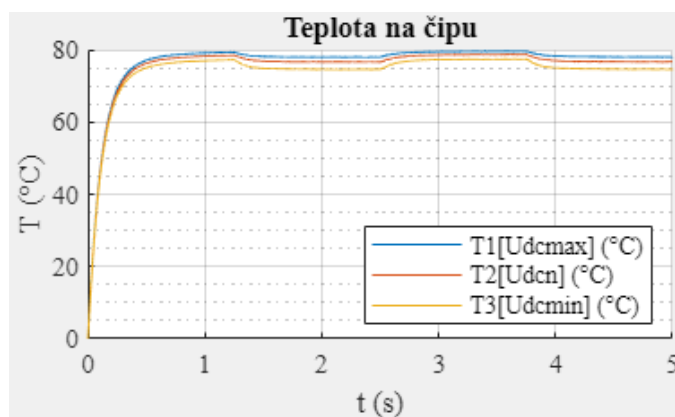
Na Obr. 2.8 lze vidět průběhy vodivostních ztrát pro tři stavy napětí baterie U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Ztrátový výkon P_{C1} má hodnotu 119.6 W, druhý ztrátový výkon P_{C2} má hodnotu 122.1 W a třetí ztrátový výkon P_{C3} má hodnotu 128.2 W.



Obr. 2.9 Průběhy vodivostních a spínacích ztrát součástky BSM080D12P2C008 pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

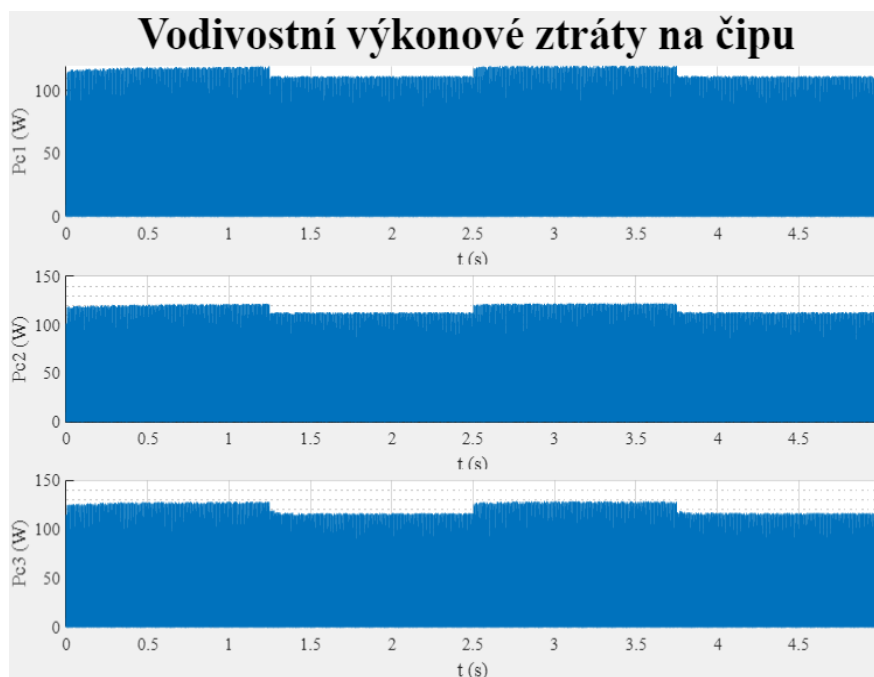
Na Obr. 2.9 lze vidět rozložení maximálních vodivostních a spínacích ztrát při třech napětích na baterii. Dle výsledků dochází u ztrát procesu, kdy propustné ztráty při klesajícím napětí narůstají a spínací ztráty klesají. Hodnota spínacích ztrát od maximálního napětí k nižšímu je P_{SW1} 26,6 W, P_{SW2} 23,45 W, P_{SW3} 19,07 W.

2.2.2 Režim rovinka



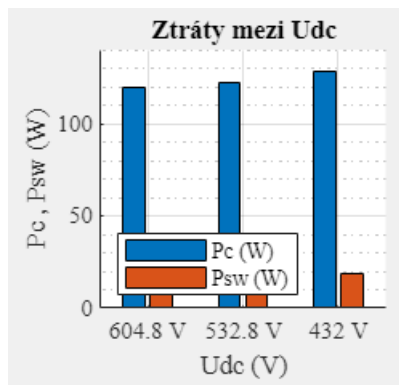
Obr. 2.10 Průběhy teplot součástky BSM080D12P2C008 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.10 lze vidět průběh teplot při třech provozních stavech napětí na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} pro provozní režim S6 typu „rovinka“. Teplota T_1 má maximální hodnotu $79,67\text{ °C}$, teplota T_2 má maximální hodnotu $78,78\text{ °C}$ a teplota T_3 má maximální hodnotu $77,5\text{ °C}$. Teplotní rezerva T_{rez} má hodnotu $70,33\text{ °C}$.



Obr. 2.11 Průběhy vodivostních ztrát součástky BSM080D12P2C008 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.11 lze vidět průběhy vodivostních ztrát pro tři napětí baterie U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Nejvyšší propustné ztráty jsou oproti teplotám vypočteny při nejnižším napětí na baterii U_{DCmin} . První ztrátový výkon P_{C1} má hodnotu $119,6\text{ W}$, druhý ztrátový výkon P_{C2} má hodnotu $122,3\text{ W}$ a třetí ztrátový výkon P_{C3} má hodnotu $128,6\text{ W}$.



Obr. 2.12 Průběhy vodivostních a spínacích ztrát součástky BSM080D12P2C008 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.12 lze vidět rozložení maximálních vodivostních a spínacích ztrát při třech napětích na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Hodnota spínacích ztrát od maximálního napětí k nejnižšímu je P_{SW1} 22,61 W, P_{SW2} 23,45 W, P_{SW3} 19,04 W.

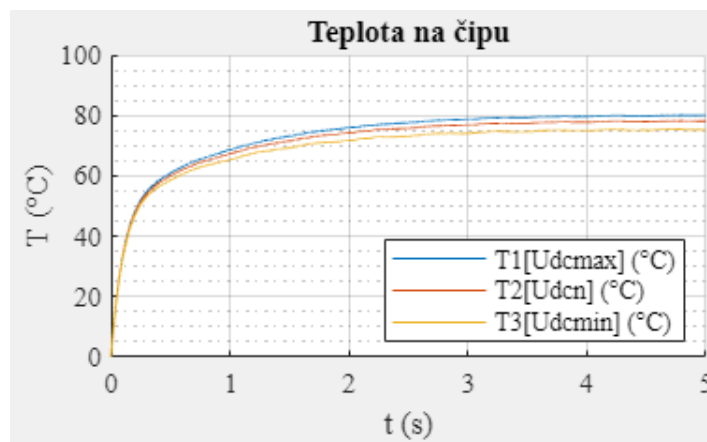
2.3 SCT3022KLHR

Výkonový SiC MOSFET tranzistor SCT3022KLHR byl vybrán jako náhrada za SiC MOSFET tranzistor z modul BSM120D12P2C005, kde vycházejí vyšší výkonové a teplotní ztráty. Polovodičový výkonový tranzistor vyrábí společnost Rohm. Parametry výkonového tranzistoru byly získány z tabulky v datasheetu dle [11]. Součástka je dimenzován na jmenovitý proud I_N 95 A. Topologicky se jedná o diskretní součástku v podobě SiC tranzistoru typu MOSFET. V případě, kdy dojde k nedostupnosti výkonových modulů lze použít jako alternativu diskretní součástky. Součástka SCT3022KLHR byla vybrána s přihlédnutím na to, že mají součástky s nižším jmenovitým proudem I_N nižší spínací ztráty. Simulace byla provedena při spínací frekvenci f_{sw} 15 kHz. Hodnotou napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} lze pro výkonový polovodičový SiC tranzistor typu MOSFET nastavit pracovní bod ve kterém je snaha tranzistor provozovat. Vzhledem k odlišnostem u jiných typů výkonových součástek bylo zvoleno napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} 14 V, aby vyhovoval pracovní bod simulačnímu modelu.

Tabulka 2.III Základní parametry výkonového tranzistoru typu SCT3022KLHR [11]

Popis	Značka	Hodnoty	Jednotky
Napětí mezi drain-source	U_{DS}	1200	V
Proud drain – stejnosměrný	I_D	95	A
Proud drain – pulsní	I_{Dpulse}	237	A
Celková výkonová disipace	$P_{totdisip}$	427	W
Maximální povolená teplota čipu	T_{jmax}	175	°C
Odpor Gate	R_{gate}	0	Ω
Tepelný odpor čip-pouzdro	R_{thjc}	0,35	°C/W
Tepelný odpor pouzdro-chladič	R_{thch}	0,0066	°C/W

2.3.1 Režim slalom



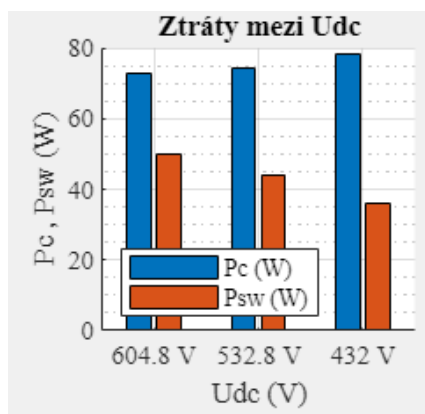
Obr. 18 Průběhy teplot součástky SCT3022KLHR pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

Na Obr. 2.13 lze vidět průběhy teplot pro součástku SCT3022KLHR, kde je nejvyšší teplota vypočtena pro stav s maximálním napájecím napětím U_{DCmax} . Teplota T_1 má maximální hodnotu 80,1 °C, teplota T_2 má maximální hodnotu 78,25 °C a teplota T_3 má maximální hodnotu 75,57 °C. Teplotní rezerva T_{rez} je 69,6 °C a při porovnání se základní součástkou BSM120D je teplotní nárůst 6,69 °C.



Obr. 2.14 Průběhy vodivostních ztrát součástky SCT3022KLHR pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

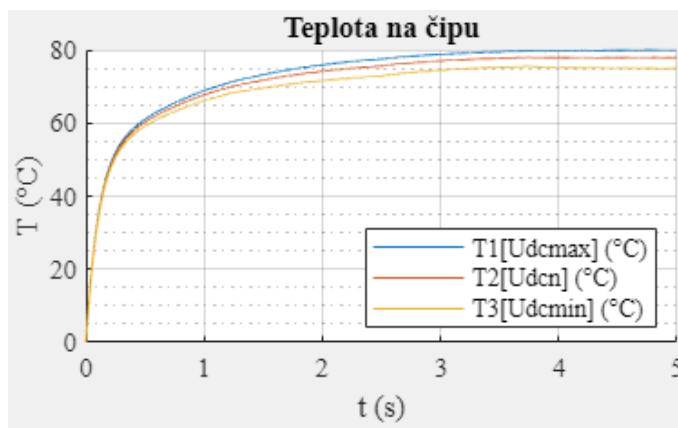
Na Obr. 2.14 lze vidět průběhy vodivostních ztrát pro tři stavy napětí U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . První ztrátový výkon P_{C1} má hodnotu 72,62 W, druhý ztrátový výkon P_{C2} má hodnotu 74,38 W a třetí ztrátový výkon P_{C3} má hodnotu 78,08 W.



Obr. 19 Průběhy vodivostních a spínacích ztrát součástky SCT3022KLHR pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

Na Obr. 2.15 lze vidět rozložení maximálních vodivostních a spínacích ztrát při třech napětích na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Lze vidět, že v případě méně výkonného polovodičového prvku dochází k vyššímu rozdílu mezi spínacími a propustnými ztrátami, kde jsou spínací ztráty nižší. Hodnota spínacích ztrát od maximálního napětí k nižšímu je P_{SW1} 50,14 W, P_{SW2} 44,22 W, P_{SW3} 35,89 W.

2.3.2 Režim rovinka



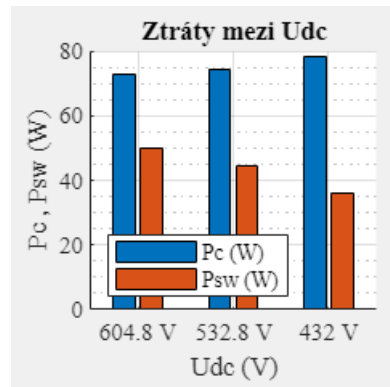
Obr. 2.16 Průběhy teplot součástky SCT3022KLHR pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.16 lze vidět průběh teplot při třech provozních stavech napětí na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} pro provozní režim S6 typu „rovinka“. Teplota T_1 má maximální hodnotu $79,97\text{ }^{\circ}\text{C}$, teplota T_2 má maximální hodnotu $78,03\text{ }^{\circ}\text{C}$ a teplota T_3 má maximální hodnotu $75,56\text{ }^{\circ}\text{C}$. Teplotní rezerva T_{rez} má hodnotu $70,03\text{ }^{\circ}\text{C}$.



Obr. 2.17 Průběhy vodivostních ztrát součástky SCT3022KLHR pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.17 lze vidět průběhy vodivostních ztrát pro tři napětí baterie U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Nejvyšší propustné ztráty jsou oproti teplotám vypočteny při nejnižším napětí na baterii U_{DCmin} . Ztrátový výkon P_{C1} má hodnotu $72,72\text{ W}$, druhý ztrátový výkon P_{C2} má hodnotu $74,47\text{ W}$ a třetí ztrátový výkon P_{C3} má hodnotu $78,17\text{ W}$.



Obr. 2.18 Průběhy vodivostních a spínacích ztrát součástky SCT3022KLHR pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.18 lze vidět rozložení maximálních vodivostních a spínacích ztrát při třech napětích na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Hodnota spínacích ztrát od maximálního napětí k nejnižšímu je P_{SW1} 50,18 W, P_{SW2} 44,23 W, P_{SW3} 35,9 W.

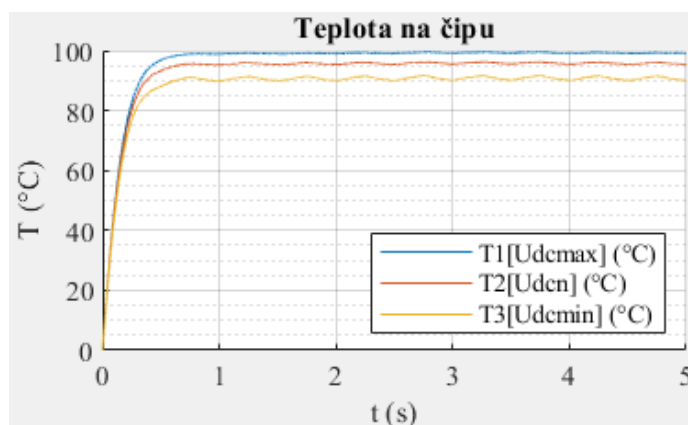
2.4 CAB016M12FM3

Výkonový SiC MOSFET tranzistor CAB016M12FM3 byl vybrán jako náhrada za tranzistor z modul BSM120D12P2C005. Polovodičový výkonový tranzistor vyrábí společnost Cree WolfSpeed. Parametry výkonového tranzistoru byly získány z tabulky v datasheetu dle [12]. Součástka je dimenzován na jmenovitý proud I_N 78 A, což stále vyhovuje proudovému limitu. Topologicky se jedná o půl můstek. Simulace byla provedena při spínací frekvenci f_{sw} 15 kHz. Hodnotou napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} lze pro výkonový polovodičový SiC tranzistor typu MOSFET nastavit pracovní bod ve kterém je snaha tranzistor provozovat. Vzhledem k odlišnostem u jiných typů výkonových součástek bylo zvoleno napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} 15 V, aby vyhovoval pracovní bod simulačnímu modelu.

Tabulka 2.IV Základní parametry výkonového tranzistoru typu CAB016M12FM3 [12]

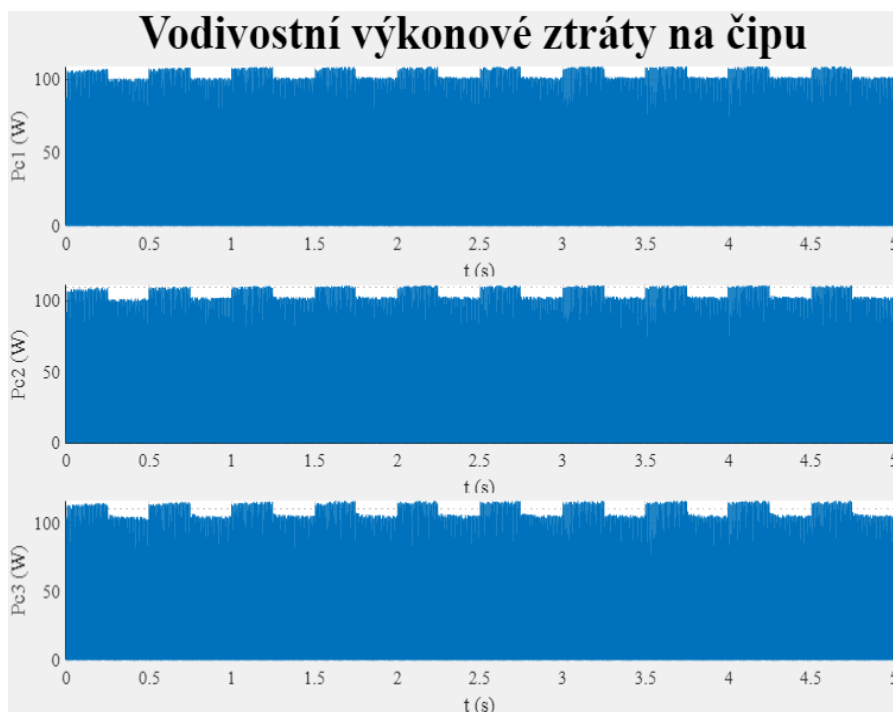
Popis	Značka	Hodnoty	Jednotky
Napětí mezi drain-source	U_{DS}	1200	V
Proud drain – stejnosměrný	I_D	82	A
Proud drain – pulsní	I_{Dpulse}	164	A
Celková výkonová disipace	$P_{totdisip}$	430,33	W
Maximální povolená teplota čipu	T_{jmax}	175	°C
Odpor Gate	R_{gate}	4	Ω
Tepelný odpor čip-chladič	R_{thjh}	0,642	°C/W

2.4.1 Režim slalom



Obr. 2.19 Průběhy teplot součástky CAB016M12FM3 pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

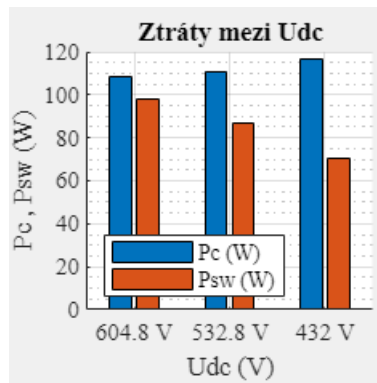
Na Obr. 2.19 lze vidět průběh teplot při třech provozních stavech napětí na baterii pro provozní režim S6 „slalom“. Lze vidět že nejvyšších teplot je dosaženo při maximálním napětí na baterii. To je způsobeno vyššími propustnými ztrátami oproti dalším napětím. Teplota T_1 má maximální hodnotu $99,57\text{ °C}$, teplota T_2 má maximální hodnotu $96,28\text{ °C}$ a teplota T_3 má maximální hodnotu $91,67\text{ °C}$. S přihlédnutím k teplotní rezervě je maximální povolená teplota 150 °C . Teplotní rezerva T_{rez} je $50,43\text{ °C}$.



Obr. 2.20 Průběhy vodivostních ztrát součástky CAB016M12FM3 pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

Na Obr. 2.20 lze vidět průběhy vodivostních ztrát pro tři napětí baterie. Nejvyšší propustné ztráty jsou oproti teplotám při nejnižším napětí na baterii.

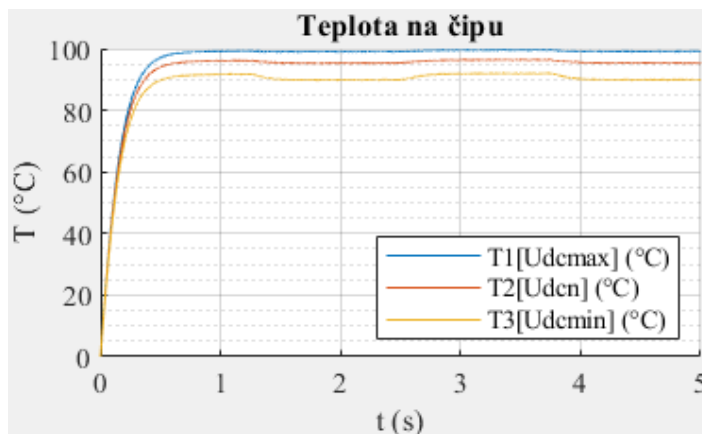
První ztrátový výkon P_{C1} má hodnotu 108,7 W, druhý ztrátový výkon P_{C2} má hodnotu 111 W a třetí ztrátový výkon P_{C3} má hodnotu 116,4 W



Obr. 20 Průběhy vodivostních a spínacích ztrát součástky CAB016M12FM3 pro tři napětí na baterii, S6 slalom [4]

Na Obr. 2.21 lze vidět rozložení maximálních vodivostních a spínacích ztrát při třech napětích na baterii. Dle výsledků dochází u ztrát k procesu, kdy jsou oproti ostatním součástkám propustné ztráty vyšší, než jsou ztráty spínací. Hodnota spínacích ztrát od maximálního napětí k nižšímu je P_{SW1} 98,35 W, P_{SW2} 86,7 W, P_{SW3} 70,37 W.

2.4.2 Režim rovinka



Obr. 2.22 Průběhy teplot součástky CAB016M12FM3 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

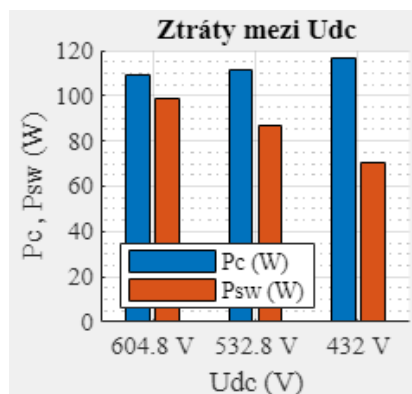
Na Obr. 2.22 lze vidět průběh teplot při třech provozních stavech napětí na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} pro provozní režim S6 typu „rovinka“. Teplota T_1 má maximální hodnotu 99,59 °C, teplota T_2 má maximální hodnotu 96,44 °C a teplota T_3 má maximální hodnotu 92,02 °C. Teplotní rezerva T_{rez} má hodnotu 50,41 °C.



Obr. 2.23 Průběhy vodivostních ztrát součástky CAB016M12FM3 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

Na Obr. 2.23 lze vidět průběhy vodivostních ztrát pro tři napětí baterie U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Lze vidět, že při změně zátěže dochází ke zvýšení vodivostních ztrát. To je pravděpodobně způsobeno nárůstem odebíraného proudu. Nejvyšší propustné ztráty jsou oproti teplotám vypočteny při nejnižším napětí na baterii U_{DCmin} .

První ztrátový výkon P_{C1} má hodnotu 108,8 W, druhý ztrátový výkon P_{C2} má hodnotu 111,2 W a třetí ztrátový výkon P_{C3} má hodnotu 116,8 W.



Obr. 2.24 Průběhy vodivostních a spínacích ztrát součástky CAB016M12FM3 pro tři napětí na baterii, S6 rovinka [4]

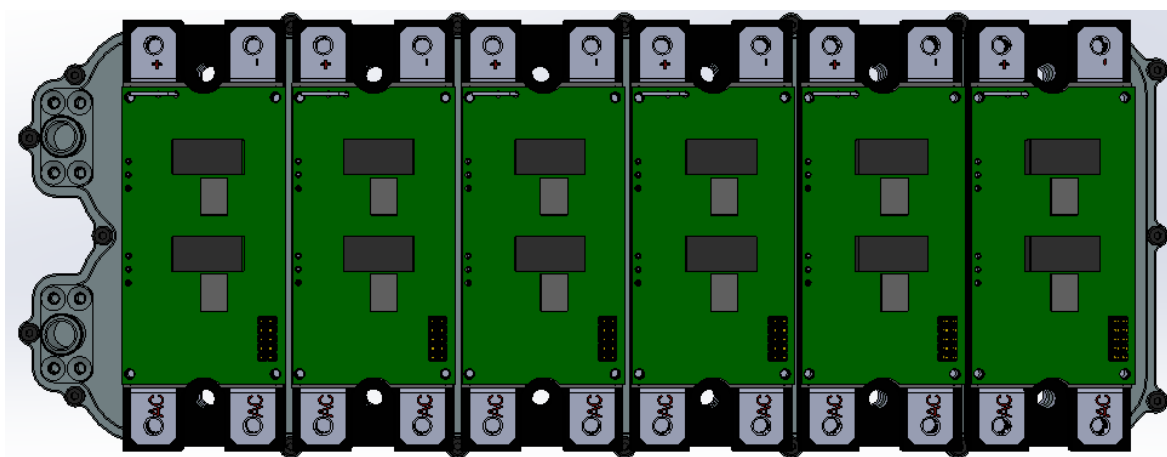
Na Obr. 2.24 lze vidět rozložení maximálních vodivostních a spínacích ztrát při třech napětích na baterii U_{DCmax} , U_{DCn} , U_{DCmin} . Hodnota spínacích ztrát od maximálního napětí k nejnižšímu je P_{SW1} 98,39 W, P_{SW2} 86,72 W, P_{SW3} 70,38 W.

3 Návrh a analýza modelu teplotního odparníku měniče

Pro vytvoření modelu tepelného výparníku byl použit vývojový software SolidWorks. Tento software dále obsahuje rozšíření v podobě analýzy FlowSimulation s nímž lze simulovat protékající destilovanou vodu uvažovaným modelem a zjistit, zda lze odvést teplo vznikající na čipech výkonových součástek aniž by došlo k překročení maximální povolené teploty T_{max} . Nejprve byl pomocí analýzy FlowSimulation ověřen původní model tepelného výparníku a poté byl stejným postupem ověřen experimentální model nového tepelného výparníku.

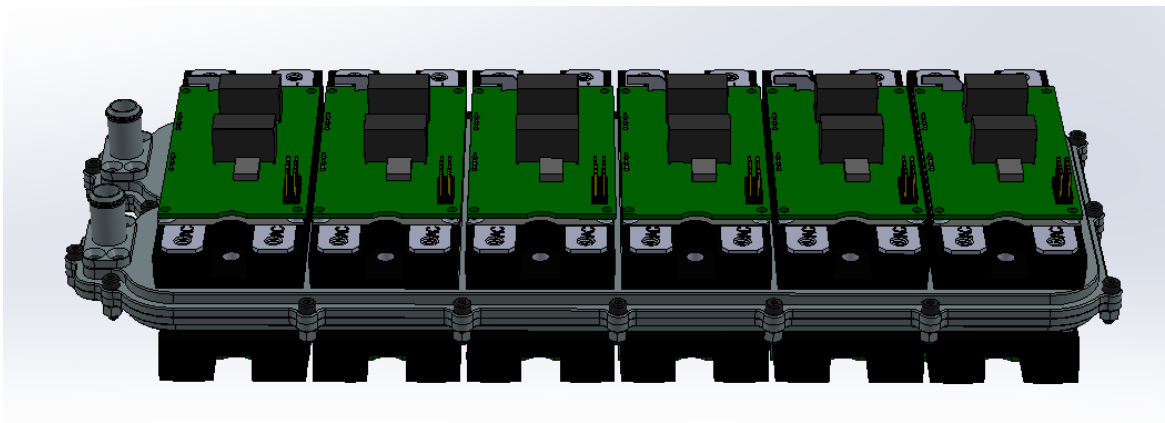
3.1 Původní model tepelného výparníku

Původní model tepelného výparníku, který byl navrhnut pro výkonové polovodičové moduly SiC tranzistorů typu MOSFET, lze vidět na Obr. 3.1. Na obrázku je krom výparníku zobrazeno i kompletní osazení výkonovými moduly spolu s deskami driverů. V takovém to uspořádání je plánovaná budoucí realizace střídače v aplikaci e-formule.



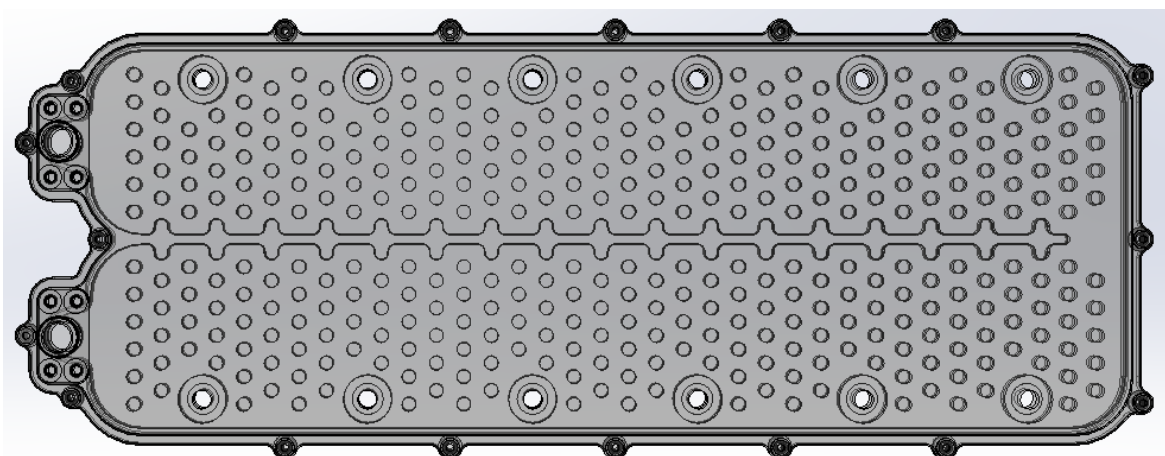
3.1 Půdorys původního modelu teplotního výparníku s osazením výkonových modulů a desek driverů [13]

Z Obr. 3.1 lze dále vidět, že mají komponenty modelu vytvořené díry, pomocí nichž bude pro uchycení výkonových modulů použito šroubů s matkami. Pro dostatečné izolování před chladicím médiem bude v modelu teplotního výparníku použito silikonové těsnění.



3.2 Prostorový pohled původního modelu teplotního výparníku s osazením výkonových modulů a desek driverů [13]

Na Obr. 3.2 lze vidět prostorový pohled na model teplotního výparníku, kde je viditelné osazení výkonových modulů i ze spodní části výparníku.



3.3 Půdorys původního modelu teplotního výparníku v transparentním zobrazení [13]

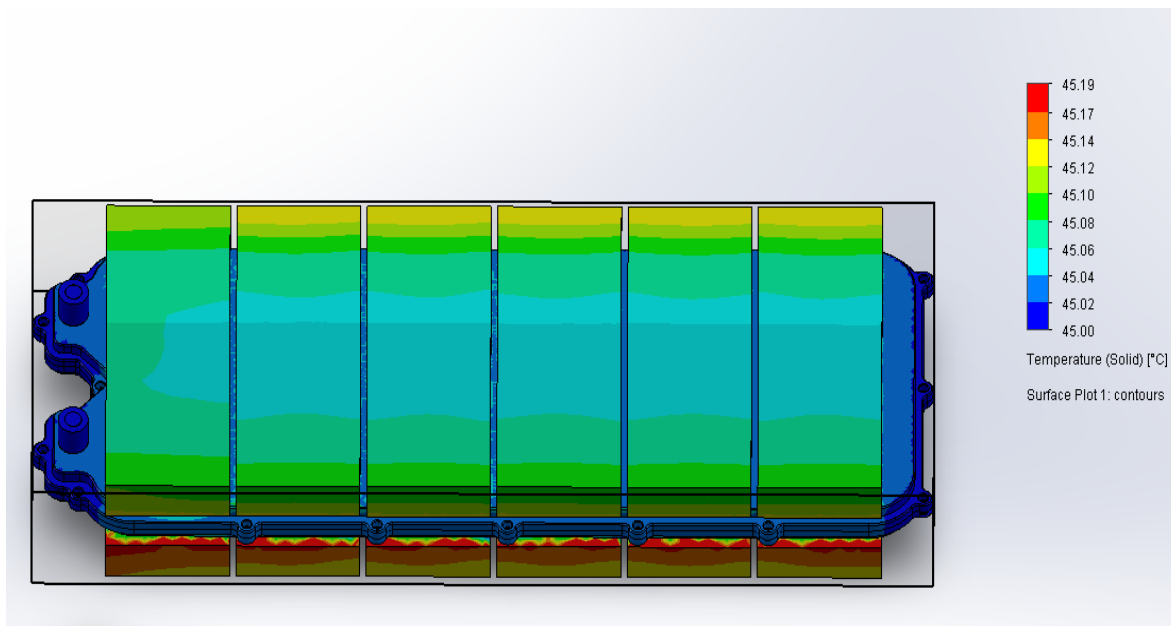
Na Obr. 3.3 lze vidět půdorys samotného teplotního výparníku v transparentním zobrazení, kde jsou viditelné vnitřní piny. Vnitřní piny pomáhají odvádět vznikající teplo z výkonových modulů do chladicího média uvnitř teplotního výparníku. Středová linie je použita pro rozdělení teplotního výparníku do dvou komor, pro lepší cirkulaci chladicího média. Zároveň pomáhá i ke zlepšení celkové pevnosti výparníku.

3.1.1 Teplotní analýza modelu pomocí FlowSimulation

Vstupní data teplotní analýzy byly přežaty ze simulace v programu MATLAB, tak aby byly podmínky pro návrh výkonových modulů a teplotního výparníku téměř identické. Jako materiál pro teplotní výparník byl zvolen hliník 6061. Z hlediska zjednodušení modelu byl výkonový modul nahrazen měděným teplotním tělesem.

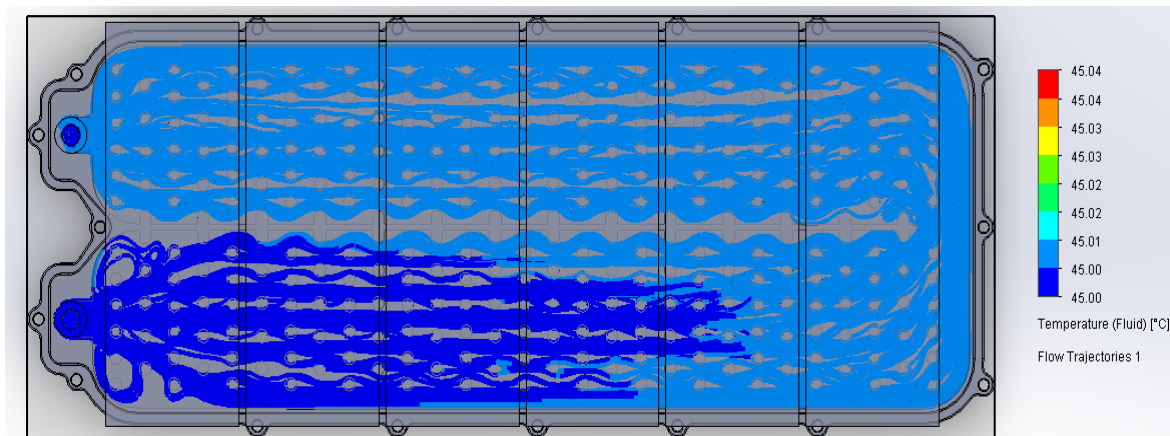
Tabulka 3.I Vstupní data pro teplotní analýzu FlowSimulation [13]

Popis	Značka	Hodnoty	Jednotky
Teplota okolí	T_a	45	°C
Tíhové zrychlení, osa y	g	9,813	m/s
Tlak okolí	p_a	101 325	Pa
Průtok	Q	0,00015	m^3/s
Teplota chladicí kapaliny	T_{kap}	45	°C
Statický tlak	p_{static}	100 500	Pa
Tepelný výkon	Q	226	W
Koeficient přenosu tepla	α	0,035	W/K
Počáteční teplota materiálu	T_{solid}	45	°C



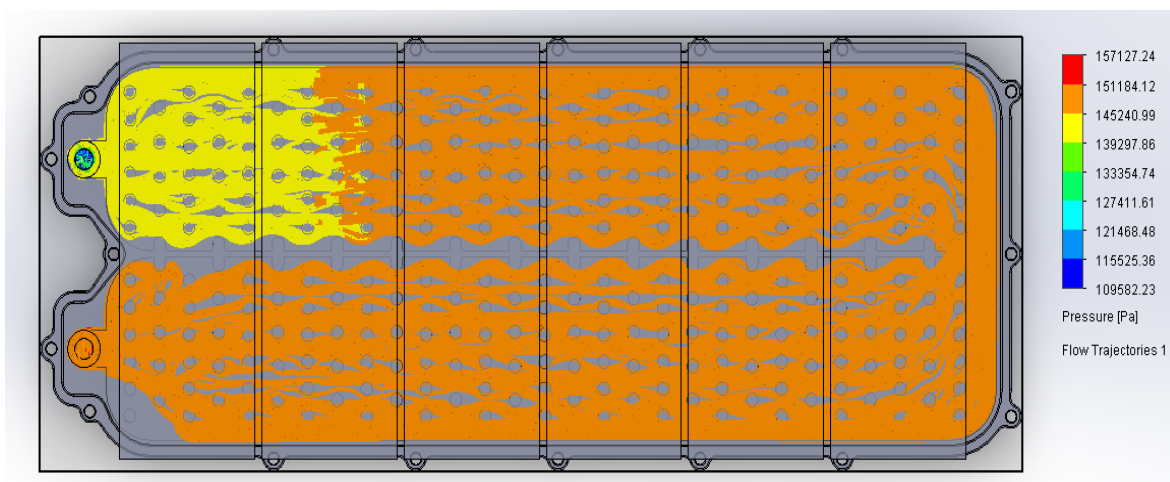
3.4 Zobrazení teploty povrchoým grafem na modelu teplotního výparníku [13]

Na Obr. 3.4 lze vidět zobrazení povrchového grafu teplotního výparníku. Je patrné, že nejvyšší generované teplo je na přechodu mezi materiálem výparníku a chladicí plochy výkonového modulu. Celková povrchová teplota modelu je 45 °C. Teplotní výkyvy se pohybují v desetinách stupňů.



3.5 Zobrazení teploty chladicího média pomocí grafu Flow Trajectories [13]

Na Obr. 3.5 lze vidět simulaci chladicí kapaliny výparníku. Dle průběhu dochází při přechodu z jedné komory do druhé k teplotnímu ohřevu chladicího média o 0.02 °C .

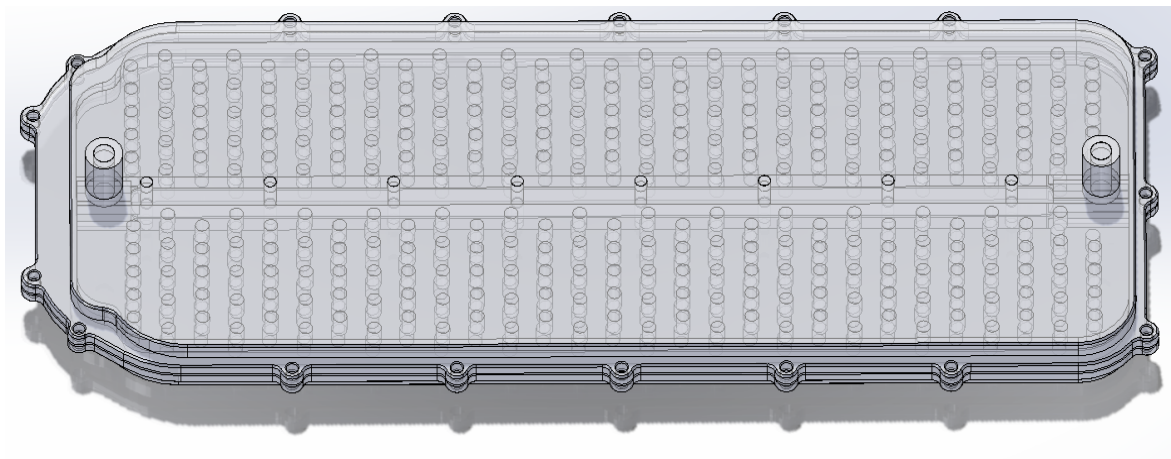


3.6 Zobrazení tlaku v teplotním výparníku pomocí grafu Flow Trajectories [13]

Na Obr. 3.6 lze vidět, že průtokem kapaliny teplotním výparníku dochází ke změně tlaku. Dle Venturiho efektu vzniká vlivem rychlejšího průtoku chladicí kapaliny v přívodech ke změně tlaku.

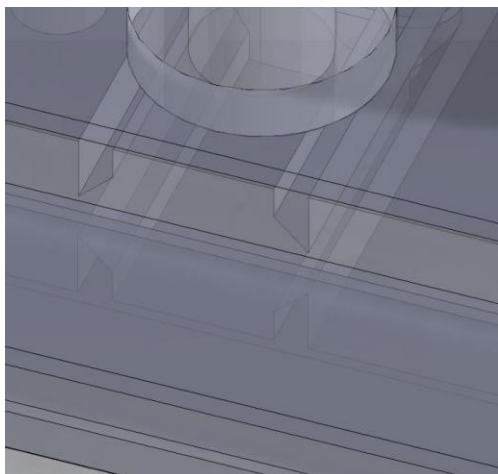
3.2 Experimentální model tepelného výparníku

Experimentální model tepelného výparníku byl navrhnut dle předlohy předešlého modelu a lze ho vidět na Obr. 3.7. Rozdíl v konstrukčním provedení oproti původnímu modelu je v umístění vstupního a výstupního přívodu pro chladicí médium. Tím je zajištěno rovnoměrné odvádění generovaného tepla na výkonových modulech.



3.7 Model experimentálního teplotního výparníku v transparentním zobrazení [13]

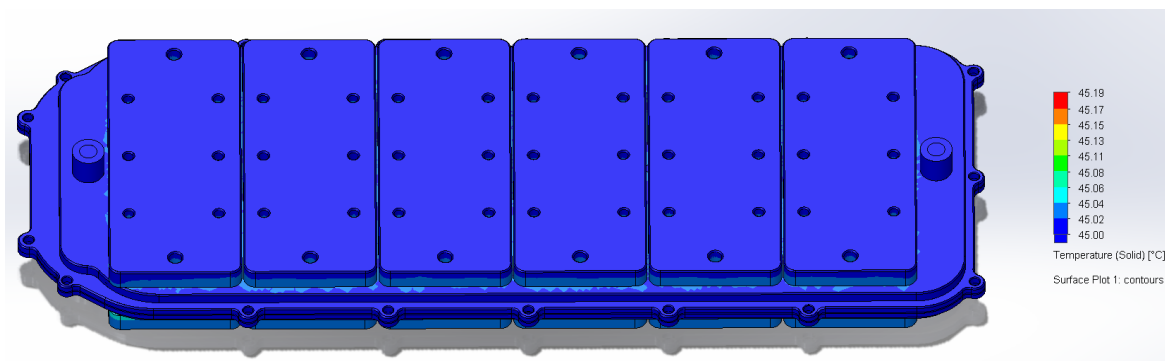
Z Obr. 3.8 lze dále vidět prostor pro přívod chladícího média, kde jsou vytvořeny žlaby pro zvýšení rychlosti proudění kapaliny teplotním výparníkem.



3.8 Pohled na prostor pro přívod chladícího média experimentálního modelu teplotního výparníku [13]

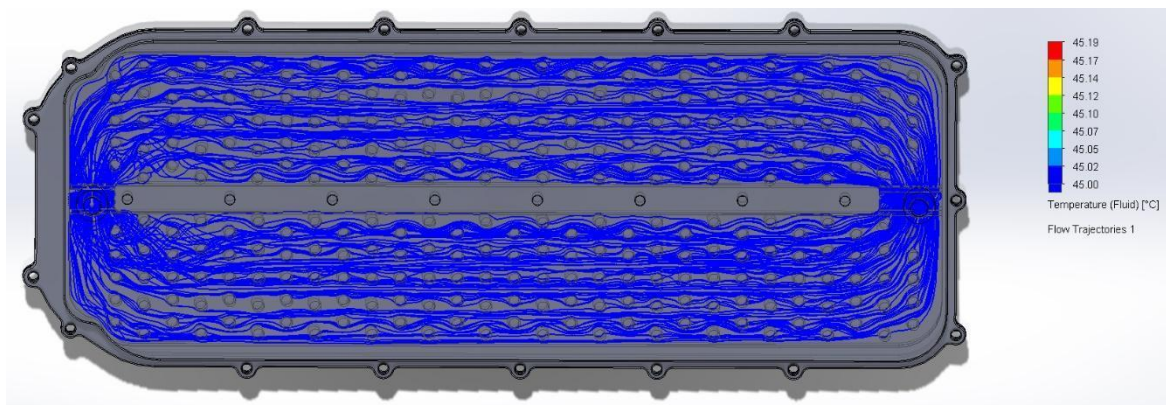
3.2.1 Teplotní analýza modelu pomocí FlowSimulation

Vstupní data teplotní analýzy a další parametry simulace byly převzaty od původního modelu teplotního výparníku.



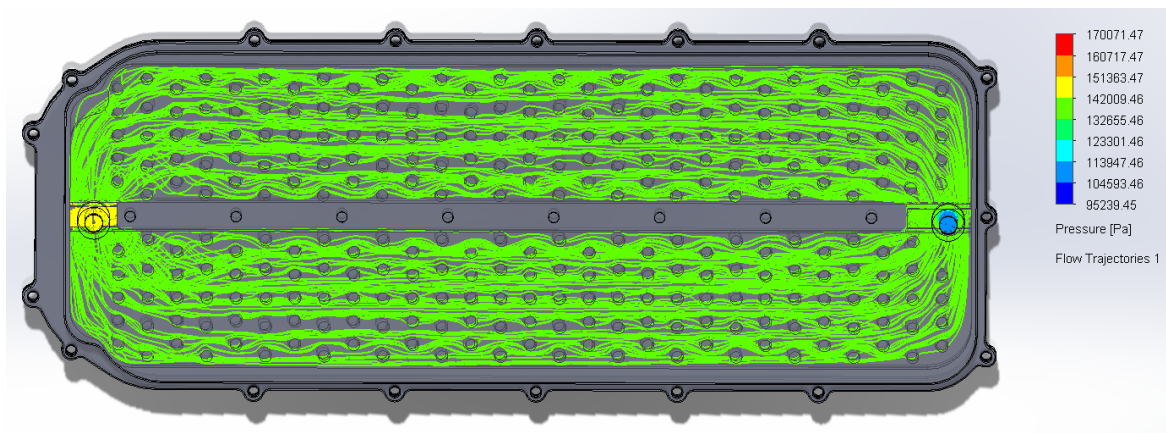
3.9 Zobrazení teploty povrchovým grafem na experimentálním modelu teplotního výparníku [13]

Na Obr. 3.9 lze vidět zobrazení povrchového grafu experimentálního modelu teplotního výparníku. Je patrné, že nejvyšší generované teplo je na přechodu mezi materiálem výparníku a chladicí plochy výkonového modulu. Celková povrchová teplota modelu je 45 °C. Teplotní výkyvy se pohybují v desetinách stupňů.



3.10 Zobrazení teploty chladicího média pomocí grafu Flow Trajectories [13]

Na Obr. 3.10 lze vidět simulaci chladicí kapaliny experimentálního výparníku. Teplota chladicího média je nepřesahuje 45,02 °C.



3.11 Zobrazení tlaku v teplotním výparníku pomocí grafu Flow Trajectories [13]

Na Obr. 3.11 lze vidět, že průtokem kapaliny teplotním výparníku dochází ke změně tlaku. Dle Venturiho efektu vzniká vlivem změny průtoku chladicí kapaliny v přívodech ke změně tlaku.

Zhodnocení a závěr

Tato diplomová práce byla především zaměřena na testování výkonových polovodičových součástek, které by vyhovovaly kritériím pro náhradu za součástku BSM120D12P2C005. Jelikož byla původně vybraná součástka BSM120D12P2C005 předimenzovaná pro uvažovanou aplikaci studentské e-formule, tak bylo nutné najít vhodnou náhradu v podobě méně výkonného součástky s vyššími teplotními a výkonovými ztrátami. Nejprve byla provedena výpočetní analýza pomocí analytického řešení pro následné ověření simulací. Výpočty byla provedeny na základě materiálů ze zdrojů [2,6].

Po ověření výsledků analytického řešení byla vytvořen v programu MATLAB a jeho rozšíření Plecs simulace vektorového řízení. Vektorové řízení ovládá napěťový střídač, který napájí synchronní motor s permanentními magnety. K tomuto softwarovému rozšíření bylo přistoupeno vzhledem k jeho rozsáhlé knihovně a pokročilé teplotní analýze výkonových polovodičových součástek. Nejprve byla ověřena správnost simulace, která zahrnovala porovnání výsledků s analytickou metodou. Výsledky byly s přihlédnutím k toleranci stejné čímž bylo ověřena správnost simulačního výpočtu a mohly být zahájeny teplotní testy.

Pro teplotní testy byly vybrány čtyři součástky, a to původní součástka BSM120D12P2C005, a součástky BSM080D12P2C008, SCT3022KLHR a CAB016M12F M3. Dále byly pro simulaci uvažovány dva provozní stavy motoru při režimu S6, a to slalom s periodou 500 ms, kde byla zohledněna reakční doba řidiče, a rovinka s periodou $5 \cdot 500$ ms. Na motor působil moment zátěže M_Z dle datasheetu motoru s hodnotou 24,6 Nm. S přihlédnutím na skutečné parametry e-formule byl místo původního tepelného odporu chladiče R_{thra} $7,3 \cdot 10^{-3} \left(\frac{^{\circ}C}{W}\right)$ uvažován tepelný odpor tepelného výparníku při použití vodního chlazení s hodnotou $1,61 \cdot 10^{-3} \left(\frac{^{\circ}C}{W}\right)$.

Tabulka 1 Porovnání výsledků simulace

Součástka	Režim S6 slalom, U_{DCmax}			Režim S6 rovinka, U_{DCmax}		
	T_{max} (°C)	P_{Cmax} (W)	P_{SWmax} (W)	T_{max} (°C)	P_{Cmax} (W)	P_{SWmax} (W)
BSM120D12P2C005	73,41	50,02	53,62	73,42	50,04	53,63
BSM080D12P2C008	79,47	119,60	26,60	79,67	119,61	26,61
SCT3022KLHR	80,10	72,62	50,14	79,97	72,72	50,18
CAB016M12FM3	99,57	108,7	98,35	99,59	108,8	98,39

V Tab. 1 lze vidět porovnání výsledků simulace v podobě teploty a výkonových ztrát. Porovnávané hodnoty jsou uvedeny pouze pro maximální napětí na baterii U_{DCmax} . Toto napětí bylo zvoleno vzhledem ke skutečnosti, že při maximálním napětí dochází k nejvyšší výkonovým ztrátám, a tedy i k nejvyšším teplotám na polovodičovém čipu součástky. Pro přehlednost a zjednodušení byly tedy vypočtené hodnoty pro zbylá napětí zanedbány.

Lze vidět, že se hodnoty v porovnání mezi režimem S6 rovinka a S6 slalom téměř shodují. Po ověření této skutečnosti, lze pro budoucí analýzy uvažovat pouze režim S6 rovinka, který má nepatrně větší ztráty než režim S6 slalom.

Z výsledků je patrné, že se tepelný nárůst pohybuje v maximálním rozpětí do cca 17 °C. Hodnoty ztrátových výkonů se nacházejí u vodivostních ztrát v obdobných pracovních oblastech vzhledem k podobné velikosti napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} . Pro dodatečné navýšení ztrát, a tedy i teploty lze při praktické realizaci pozměnit napětí mezi elektrodami Gate-Source U_{GS} a tím i pracovní bod SiC MOSFET tranzistoru.

Obecně lze říct, že z hlediska ztrát vychází nejvýhodněji pro oba režimy S6 tranzistor CAB016M12FM3.

Tabulka 2 Ekonomické zhodnocení

Součástka	Ekonomické zhodnocení		
	Cena 1ks	Cena střídač 1ks	Cena střídač 4ks
BSM120D12P2C005	10,000 Kč	30,000 Kč	120,000 Kč
BSM080D12P2C008	8,406 Kč	25,218 Kč	100,872 Kč
SCT3022KLHR	3,318 Kč	19,908 Kč	79,632 Kč
CAB016M12FM3	3,246 Kč	9,738 Kč	38,952 Kč

V Tab. 2 lze vidět ekonomické zhodnocení vybraných výkonových součástek. U výsledků je přihlédnuto k topologii daného modulu součástky.

Krom součástky SCT3022KLHR jsou všechny ostatní konstruovány výrobcem v podobě půl můstku a tím je tedy pro konstrukci potřeba pouze trojnásobku. Jelikož se u SCT3022KLHR jedná o diskrétní součástku tak bylo nutné uvažovat pro konstrukci střídače její šestinásobek tržní ceny. CAB016M12FM3 vychází ekonomicky nejvýhodněji, kde lze ušetřit při celkové realizaci všech střídačů 81,048 Kč.

Na závěr lze k první části diplomové práce dodat, že se součástka CAB016M12FM3 zdá z hlediska technické a ekonomické využitelnosti jako výhodnější náhrada za součástku BSM120D12P2C005. Nicméně je důležité zmínit, že lze tuto práci považovat spíše jako orientační analýzu, jejíž výsledky nejsou podloženy na reálných měřeních. Pro přesnější ověření skutečných parametrů součástek, by bylo nutné chování součástek ověřit na reálných systémech.

V další části této diplomové práce byly simulačně porovnány dva modely teplotního výparníku. Jednalo se o původní a experimentální model. V případě zjištění zlepšení parametrů u experimentálního modelu bude tento model použit při realizaci výkonového měniče pro projekt studentské e-formule. Při porovnání původního a experimentálního modelu teplotního výparníku bylo přihlíženo na povrchovou teplotu a teplotu, tlak, a rychlost proudění chladicího média. Při porovnání povrchové teploty mezi modely je z výsledků patrné, že byla u experimentálního modelu teplota snížena o 0,13 °C. Při porovnání teplot chladicího média modelů bylo dle výsledků simulace zjištěno, že jsou teploty identické, a tedy teplota média nepřesahuje hodnotu 45,02 °C. Při simulacích tlaku chladicího média bylo zjištěno snížení tlaku u experimentálního modelu o 12 585,53 Pa. Z fyzikálního pohledu je tedy rychlost proudění chladicího média u experimentálního výparníku vyšší. Díky vyšší rychlosti proudění dochází k lepšímu odvodu tepla z výkonových modulů a celková teplota je nižší.

Literatura

[1] BARKHORDARIAN, Vrej, EL SEGUNDO a INTERNATIONAL RECTIFIER. Power MOSFET Basics. In: <https://www.infineon.com> [online]. Infineon: International Rectifier, 2006, 3. 8. 2006 [cit. 2022-11-09]. Dostupné z:

<https://www.infineon.com/dgdl/mosfet.pdf?fileId=5546d462533600a4015357444e913f4f&redirId=117673>

[2] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.

[3] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 80-7043-350-7.

[4] The Math Works. MATLAB R2020b [software]. 22. září 2020 [cit. 2023-01-22]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com>. Požadavky na systém: Linux (32bit, 64bit), Windows (32bit, 64bit), Mac OS X (64bit); velikost 32 GB.

[5] TKOTZ, Klaus, Petr BASTIAN, Horst BUMILLER, et al. Příručka pro elektrotechniky. 2. doplněné vydání, dotisk. Haan-Guiten: Verlag Europa-Lehrmittel, 2017. ISBN 978-3-8085-3034-4.

[6] GRAOVAC, Dušan, Marco PÜRSCHEL a Andreas KIEP. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data – Sheet Parameters. *Infineon* [online]. Germany, 2006, 31. 07. 2006, (1.1), 24 [cit. 2023-01-31]. Dostupné z:

<https://community.infineon.com/t5/MOSFET-Si-SiC/MOSFET-Switching-Losses/td-p/321512>

[7] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, Elektrotechnická fakulta, 1998. ISBN 80-7082-485-9.

[8] FISHER, Elektromotoren. *Motor Datasheet [calculated Values]: TI085-052-070-04B7S-07S04BE2*. Billigheim-Allfeld: Fisher Elektromotoren, 2018. Dostupné také z:

<https://fischer-elektromotoren.de/en/products/torque-motors-as-interna-rotor-motors/>

[9] ROHM SEMICONDUCTOR. SiC Power Module: BSM120D12P2C005. 1. Japonsko: Rohm Semiconductor, 2015. Dostupné také z:

https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/power_module/bsm120d12p2c005-e.pdf

[10] ROHM SEMICONDUCTOR. SiC Power Module: BSM080D12P2C008. 1. Japonsko: Rohm Semiconductor, 2015. Dostupné také z:

https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/power_module/bsm080d12p2c008-e.pdf

[11] ROHM SEMICONDUCTOR. SCT3022KLHR: Automotive Grade N-channel SiC power MOSFET. 1. Japonsko: Rohm Semiconductor, 2015. Dostupné také z:

<https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct3022klhr-e.pdf>

[12] WOLFSPEED. *CAB016M12FM3: 1200 V, 16 mΩ All-Silicon Carbide Half-Bridge Module*. 1. USA: Wolfspeed, 2021. Dostupné také z:

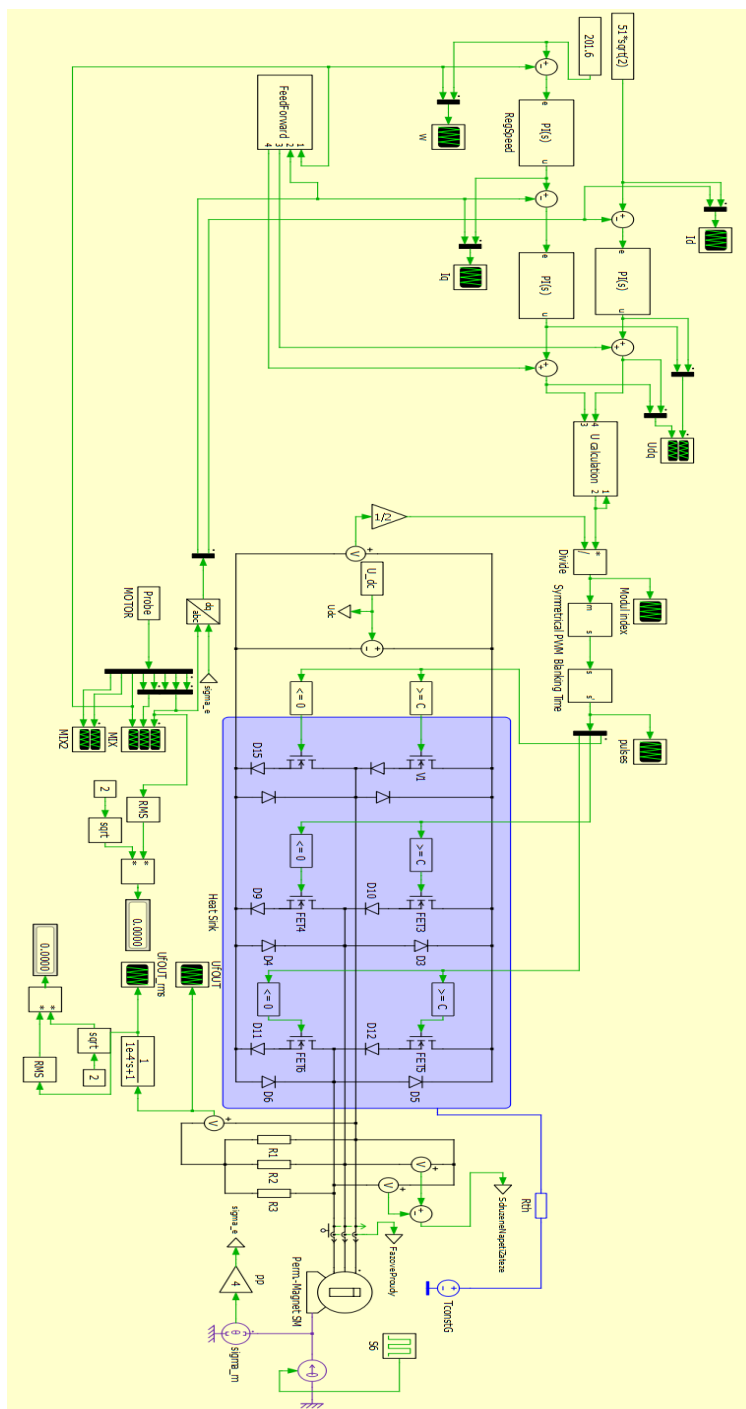
<https://assets.wolfspeed.com/uploads/2021/05/CAB016M12FM3.pdf>

[13] DASSAULT SYSTÈMES. *SolidWorks* [software]. 15. září 2021. Dostupné také z: <https://www.solidworks.com>. Požadavky na systém: Win 10, Win 11; velikost 32 GB až 64 GB.

Přílohy

Příloha 1 – Topologie simulačního modelu v softwarovém rozšíření Plescs programu MATLAB

Příloha 1



Obr. 1 - Topologie simulačního modelu v softwarovém rozšíření Plescs programu MATLAB