



ZÁPADOČESKÁ  
UNIVERZITA  
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

# BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Trakční měnič pro projekt studentské elektroformule

Autor práce: Prokop Schmid

Vedoucí práce: Ing. Jan Štěpánek

Plzeň 2019

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2018/2019

**ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE**  
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Prokop SCHMID**  
Osobní číslo: **E15B0085P**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**  
Název tématu: **Trakční měnič pro projekt studentské elektroformule**  
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

Bakalářská práce se zabývá návrhem trakčního měniče pro projekt studentské elektroformule.

1. Porovnejte základní topologie výkonových měničů vhodné pro použití v projektu studentské elektroformule.
2. Porovnejte výkonové polovodičové součástky a vyberte vhodné polovodiče pro stavbu trakčního měniče.
3. Navrhněte obvodové zapojení výkonového měniče a jeho chlazení.
4. Realizujte prototyp výkonového měniče pro studentskou elektroformuli.
5. Experimentálně ověřte funkčnost výkonového měniče.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 30 - 40 stran

Forma zpracování bakalářské práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné 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.

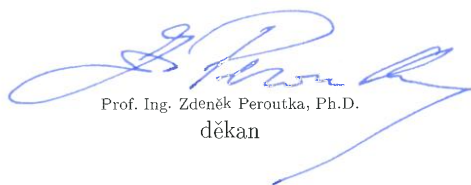
Vedoucí bakalářské práce:

**Ing. Jan Štěpánek**

Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: 5. října 2018

Termín odevzdání bakalářské práce: 13. června 2019



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



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 5. října 2018

# Abstrakt

Bakalářská práce popisuje návrh prototypu třífázového napěťového střídače, určeného pro studentský projekt elektroformule. Spolu s dalšími bakalářskými pracemi má vytvořit dostatek podkladů pro výrobu vozidla. Po komplexní analýze vhodné topologie a dostupných polovodičových součástek bylo zvoleno můstkové zapojení, složené ze SiC výkonových modulů od firmy ROHM. Součástí práce je univerzální výpočetní skript střídače, vytvořený v programu MATLAB, který umožňuje porovnání různých polovodičových součástek a počítá jejich celkové výkonové ztráty. Uživatel tak může snadno porovnat jak polovodiče, tak parametry řízení a následně vybrat dostatečně veliký chladič přímo pro svoji aplikaci. Na základě těchto výpočtů byl model střídače simulován v programu SolidWorks.

## Klíčová slova

Trakční měnič, třífázový střídač, řízení synchronního motoru, PWM

# Abstract

Schmid, Prokop. *Traction converter for student electric formula project* [*Trakční měnič pro projekt studentské elektroformule*]. Pilsen, 2019. Bachelor thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Electromechanics and Power Electronics. Supervisor: Jan Štěpánek

---

The bachelor thesis describes the construction of the prototype of a three-phase voltage inverter designed for student electric formula project. With other bachelor's theses, it should have enough background for the construction of the vehicle. After a comprehensive analysis of the appropriate topology and available semiconductor components has been selected inverter with power modules from ROHM company. Part of the thesis is a universal mathematical model that is created in MATLAB, which consists of different power losses. A user can easily compare semiconductors, control parameters and select a heatsink large enough for its application. Based on these calculations, the inverter model was simulated in SolidWorks.

## Keywords

Traction driver, three-phase AC motor drive, synchronous motor driving, PWM

## Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 12. června 2019

Prokop Schmid

.....

Podpis

## Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Janu Štěpánkovi a celému kolektivu KEV za cenné informace a připomínky. Dále děkuji Ing. Zdeňku Frankovi za konzultace simulací.

# Obsah

Seznam obrázků	viii
Seznam symbolů a zkratek	ix
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Teoretický úvod a základní pojmy</b>	<b>2</b>
2.1 Formula SAE	2
2.2 Měnič napětí	3
2.3 Střídač	4
2.3.1 Napěťový střídač	4
2.3.2 Proudový střídač	5
2.3.3 Řízení výstupních veličin	5
2.4 Spínací prvky	6
2.4.1 IGBT	6
2.4.2 MOSFET	7
2.4.3 SiC	7
2.5 Synchronní motor	8
2.6 Chladič	9
<b>3 Návrh měniče</b>	<b>10</b>
3.1 Napěťová zatížitelnost VPS	11
3.2 Proudová zatížitelnost VPS	12
3.3 Ztrátový výkon	12
3.3.1 Ztráty v propustném směru	13
3.3.1.1 MOSFET	13
3.3.1.2 IGBT	15
3.3.1.3 Zpětná dioda	16
3.3.2 Spínací ztráty	17
3.3.3 Celkové ztráty	18
3.4 Výpočet teploty polovodičového přechodu	19
3.5 Výběr chladiče	23



<b>4</b>	<b>Ověření výpočtu metodou konečných prvků</b>	<b>25</b>
4.1	Síť . . . . .	26
4.2	Simulace . . . . .	27
<b>5</b>	<b>Výpočetní skript v programu MATLAB</b>	<b>30</b>
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>32</b>
	Reference, použitá literatura	33
	Přílohy	36
A	SolidWorks: 3D modely	36
B	MATLAB: Výpočetní skript	37
C	Datasheets	41

# Seznam obrázků

2.1	Třífázový střídač v můstkovém zapojení . . . . .	4
2.2	Průběhy napětí při PWM regulaci  Převzato z [22]  . . . . .	6
2.3	Použití tranzistorů  Převzato z [18]  . . . . .	7
3.1	Blokové schéma zapojení . . . . .	10
3.2	Srovnání struktur  Převzato z [21]  . . . . .	11
3.3	Ztráty v polovodičové součástce  Převzato z [9]  . . . . .	12
3.4	Rezistivita kanálu  Převzato z [9]  $\dots T_{max} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ , $V_{GS} = 18\text{ V}$ . . . . .	13
3.5	Linearizace výstupní charakteristiky  Převzato z [23]  . . . . .	15
3.6	Linearizace propustné charakteristiky  Převzato z [9]  . . . . .	16
3.7	Náhradní schéma diody . . . . .	16
3.8	Průběh sepnutí a vypnutí polovodičové součástky  Převzato z [26]  . . . . .	17
3.9	Energetické ztráty  Převzato z [9]  . . . . .	18
3.10	Zjednodušený ekvivalentní tepelný diagram  Převzato z [2]  . . . . .	19
3.11	MATLAB: Simulace teplot . . . . .	21
3.12	MATLAB: Grafy výkonových ztrát . . . . .	22
3.13	MATLAB: Celkové výkonové ztráty $P_{tot}$ . . . . .	22
3.14	MATLAB: Tabulka hodnot $R_{th(s-a)_{Tr}}$ . . . . .	23
3.15	Chladič s axiálním ventilátorem LA10  Převzato z [24]  . . . . .	24
4.1	SolidWorks: Tvorba sítě modelu . . . . .	26
4.2	SolidWorks: Tepelná simulace pro $I_D = 53,1\text{ A}$ . . . . .	27
4.3	SolidWorks: Tepelná simulace pro doporučený proud . . . . .	28
4.4	SolidWorks: Tepelná simulace pro krátkodobé přetížení . . . . .	29
A.1	SolidWorks: 3D model polovodiče . . . . .	36
A.2	SolidWorks: 3D model střídače . . . . .	36
C.1	BSM120D12P2C005 . . . . .	42
C.2	BSM120D12P2C005 . . . . .	43
C.3	BSM120D12P2C005 . . . . .	44
C.4	BSM120D12P2C005 . . . . .	45
C.5	BSM120D12P2C005 . . . . .	46

C.6	BSM120D12P2C005	47
C.7	BSM120D12P2C005	48
C.8	BSM120D12P2C005	49
C.9	AMK motor str.1	50
C.10	AMK motor str.2	51

# Seznam symbolů a zkratek

AC .....	Alternating current - střídavý proud
$c$ .....	Měrná tepelná kapacita [ $J.kg^{-1}K^{-1}$ ]
D .....	Driver - budič
DC .....	Direct current - stejnosměrný proud
DMOS .....	Double-Diffused MOS
$E_{off}$ .....	Ztrátová energie při vypnutí [ $J$ ]
$E_{on}$ .....	Ztrátová energie při sepnutí [ $J$ ]
$E_{rr}$ .....	Ztrátová energie na zpětné diodě [ $J$ ]
$f_{sw}$ .....	Spínací frekvence [ $Hz$ ]
GTO .....	Gate turn-off - vypínatelné tyristory
$I_D$ .....	Výstupní proud [ $A$ ]
$I_F$ .....	Proud tekoucí diodou [ $A$ ]
IGBT .....	Insulated Gate Bipolar Transistor
$I_m$ .....	Maximální hodnota proudu (amplituda) [ $A$ ]
$i_v$ .....	Proud tekoucí spínací součástkou [ $A$ ]
$m$ .....	Modulační index
MCU .....	Micro Computer Unit - mikropočítač
MOSFET .....	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
$n_c$ .....	Počet spínacích součástek v modulu
$n_s$ .....	Počet spínacích součástek na chladiči
O .....	Omočený obvod [ $m$ ]
$P_b$ .....	Blokovací ztráty [ $W$ ]
$P_c$ .....	Ztráty v propustném směru [ $W$ ]
$P_D$ .....	Celkové ztráty diody [ $W$ ]
$P_l$ .....	Výkonové ztráty [ $W$ ]
$P_{sw}$ .....	Spínací ztráty [ $W$ ]
$P_{tot}$ .....	Celkové ztráty střídače [ $W$ ]
$P_{Tr}$ .....	Celkové ztráty tranzistoru [ $W$ ]
$p_v$ .....	Výkon ztracený na spínací součástce [ $W$ ]
PWM .....	Pulse Width Modulation - pulzně šířková modulace
Q .....	Průtok vzduchu [ $m^3/h$ ]
$Q_{rr}$ .....	Zotavovací náboj zpětné diody [ $C$ ]

$r_c$ .....	Diferenciální (dynamický) odpor u tranzistoru IGBT [ $\Omega$ ]
$r_d$ .....	Diferenciální (dynamický) odpor diody [ $\Omega$ ]
RDS(on) .....	Odpor tranzistoru mezi D a S ve stavu saturace
$R_{th(c-s)}$ .....	Tepelný odpor mezi modulem a chladičem [ $m^2K/W$ ]
$R_{th(j-c)}$ .....	Tepelný odpor mezi polovodičem a povrchem modulu [ $m^2K/W$ ]
$R_{th(s-a)}$ .....	Tepelný odpor chladiče [ $m^2K/W$ ]
S .....	Obsah plochy [ $m^2$ ]
SAE .....	Society of Automotive Engineers
SBD .....	Schottky barrier diode - Schottkyho dioda
SiC .....	Silicon carbide - karbid křemíku
$S_0$ .....	Zdánlivý výkon střídače [ $VA$ ]
$T_a$ .....	Teplota okolního prostředí [ $^{\circ}C$ ]
$T_c$ .....	Teplota pouzdra [ $^{\circ}C$ ]
$T_j$ .....	Teplota polovodičového spoje [ $^{\circ}C$ ]
$T_{max}$ .....	Maximální stanovená teplota [ $^{\circ}C$ ]
$T_s$ .....	Teplota chladiče [ $^{\circ}C$ ]
$T_{\Delta}$ .....	Teplotní spád [ $^{\circ}C$ ]
$U_{CE}$ .....	Napětí mezi elektrodami collector a emitter [ $V$ ]
$U_{ce0}$ .....	Prahové napětí u tranzistoru IGBT [ $V$ ]
$U_{dd}$ .....	Zdroj napětí [ $V$ ]
$U_{DS}$ .....	Napětí mezi elektrodami drain a source [ $V$ ]
$u_{D0}$ .....	Prahové napětí diody [ $V$ ]
$u_v$ .....	Napětí na spínací součástce [ $V$ ]
$v$ .....	Rychlost proudícího vzduchu [ $m/s$ ]
$V_{GS}$ .....	Řídící napětí tranzistoru [ $V$ ]
VPS .....	Výkonové polovodičové součástky
$\alpha$ .....	Součinitel přestupu tepla [ $W.m^{-2}K^{-1}$ ]

# 1

## Úvod

Na Západočeské univerzitě v Plzni byl spuštěn projekt výstavby nového modelu formule s elektrickým pohonem pro UWB Racing Team Pilsen. Tak vzniklo několik témat bakalářských prací včetně této, které řeší dílčí problémy celé konstrukce. Několik mých kolegů začalo vyvíjet zbylé části zapojení formule, jako je blok baterie, výběr vhodných motorů, celková koncepce vozu a další. Já jsem si vybral návrh trakčního měniče a dimenzování chladiče pro aplikaci ve formuli.

Při návrhu je třeba vycházet z celkových pravidel soutěže Formule SAE a doplňujících pravidel pro závod Formula Student Germany. Tento soupis pravidel definuje maximální výkon formule stanoveným limitem maximálního napětí baterie a maximálního odebíraného proudu. Tyto dvě veličiny budou měřeny po celou dobu závodu a nesmějí překročit limitní hodnoty na více než 500ms. Bezpečnost formule je zajištěna stanovenou izolační vzdáleností živých i neživých částí, analogickým řízením pedálů a dalšími limity. Výpis těchto pravidel udává vstupní hodnoty pro mou bakalářskou práci.

Na trhu je k dostání mnoho tranzistorů a výkonových modulů od různých výrobců. Jednotlivé parametry tranzistorů se liší technologií a strukturou a je třeba vybrat takový, který bude mít minimální ztráty, ale dostatečnou rezervu, aby nedošlo k poškození. Dalším kritériem výběru je cena polovodičů. Největší část měniče bude tvořit hliníkový chladič, a jelikož ve formuli budou měniče čtyři, jeho rozměry by měly být co nejmenší, ale dostatečné pro přeměnu energie.

## 2

# Teoretický úvod a základní pojmy

## 2.1 Formula SAE

Formula SAE neboli Formula Student je mezinárodní soutěž, ve které se měří týmy z více, než 500 univerzit technického zaměření. Studenti navrhují, konstruují a testují takzvaný monopost formulového typu podle předem zadaných parametrů a omezení. Na prestižních závodech pak získávají body ve statických a dynamických disciplínách. Na závodních okruzích je dbáno spíše na vlastnosti a zpracování vozu, než jen na výkon. Pilot formule je taktéž student a neprofesionální řidič. Tým UWB Racing Pilsen je tvořen studenty bakalářského, magisterského a doktorského studia Západočeské univerzity. V týmu převládají studenti Fakulty strojní, své zástupce v něm má dále Fakulta elektrotechnická, Fakulta aplikovaných věd a Fakulta ekonomická. Do týmu se může přihlásit jakýkoliv student, který může přispět svou prací a chce získat nějaké cenné zkušenosti. Dne 27.6.2018 byla představena zatím poslední verze modelu s názvem UWB05, která se svou hmotností 209 kg dokáže jet rychlostí 125 km/h. V porovnání s první verzí UWB01 má nižší maximální rychlost, ale je skoro o 90 kg lehčí. Mezi největší úspěchy tým řadí 4. místo z 51 zúčastněných na Formula Student Itálie 2017 a 22. místo na Formula Student UK 2016, jehož se zúčastnilo dokonce 110 týmů.[19]

Nyní má univerzitní tým ambice vyvinout formuli s elektrickým pohonem a soutěžit v nové kategorii. Elektrický motor má výhodu větší trakce při rozjezdu a rychlejší přenos momentu. Dalšími výhodami bude nižší váha vozidla a větší možnost nastavit řízení motorů na hranici pravidel a maximalizovat tak výkon. V posledních letech je vkládáno hodně naděje do vývoje elektromobilů a omezení spotřeby spalovaných látek a výfukových plynů. Studenti elektrotechnické fakulty tak budou mít možnost podílet se ve větší míře na vývoji.

## 2.2 Měnič napětí

Měničem napětí je označován elektrický obvod, který přeměňuje napětí napájecí soustavy. U zdroje střídavého napětí lze měnit kmitočet, velikost napětí nebo usměrnit na stejnosměrné napětí. U stejnosměrných zdrojů se může měnit jen velikost napětí, nebo přetransformovat stejnosměrnou složku na střídavou. Podle těchto hledisek rozdělujeme měniče na [6]:

- DC/DC - pulsní měniče
- DC/AC - střídače
- AC/AC - měniče kmitočtu, napětí
- AC/DC - usměrňovače

Měniče rozdělujeme podle druhu komutace na měniče s vnější komutací, měniče s vlastní komutací a měniče s měkkou komutací.

Komutace je děj, během něhož přechází proud z jedné větve do druhé, aniž by byl přerušen. Komutační napětí řídí obě komutující větve, kde jednu součástku zavírá a druhou otevírá tak, aby nedošlo k přerušení odtékajícího proudu.

*Měniče s vnější komutací* mají zdroj komutačního napětí vně měniče. Takový zdroj je například veřejná síť střídavého napětí, nebo i motor v generátorickém režimu. V zapojení takového střídače jsou využívány tyristory.

*Měniče s vlastní komutací* jsou spínány nezávisle na vnějším napětí. V zapojení lze využít taktéž tyristory, ale společně s komutačními obvody, které zajistí vypnutí tyristoru v libovolnou chvíli. S příchodem vypínatelných součástek je však nevýhodné využívat komutační obvody a převládají zde výkonové tranzistory.

*Měniče s měkkou komutací* jsou takové měniče, kde dochází ke komutaci součástky při nulovém napětí, nebo nulovém proudu.[15][6].

Měniče jsou využívány ve všech odvětvích, která známe a se kterými přicházíme každý den do styku. Od nejzákladnějších, jako jsou zdroje pro napájení mobilních zařízení (AC/DC), až například po trakční měniče pro vlakové soupravy (DC/AC) nebo transformátory v elektrárnách a distribučních rozvodnách (AC/AC). Vývoj měničů značně urychlil příchod výkonových polovodičových součástek (VPS), které jsou dnes jejich nezbytnou součástí. Jsou však stále využívány i klasické měniče jako třeba transformátor, který nepotřebuje polovodiče ke své funkci, nebo rotační měniče, které mají však nízkou účinnost. Tato práce se budu výhradně zabývat střídači.



## 2.3 Střídač

Střídače mění stejnosměrný vstup na střídavý výstup. Tento druh měničů se využívá zejména pro napájení synchronních a asynchronních motorů. Dále jsou hojně využívány v nepřímých měničích kmitočtu, pro napájení oddělovacích transformátorů v tramvajích, v záložních zdrojích (generování síťového napětí z baterií) atd.[6].

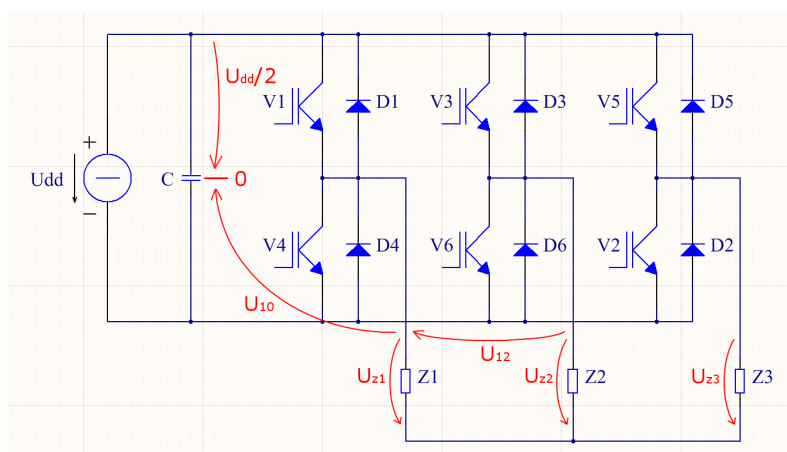
Střídač s vnější komutací (viz kap. 2.2) je obvykle usměrňovač ve střídačovém chodu a není vybaven komutačními obvody. Jelikož reálná zátěž vždy obsahuje indukčnost, je třeba rozlišit, zda má stejnosměrný zdroj charakter proudu, nebo charakter napětí. Střídače pak rozdělujeme na proudové a napěťové.

### 2.3.1 Napěťový střídač

Takový měnič je napájen ze zdroje s malou vnitřní impedancí a často je k němu paralelně připojen kondenzátor jako zdroj špičkové energie. Dnes jsou převážně používány napěťové střídače z důvodu snadnějšího řízení a levnějšího provedení. Výstupní napětí střídače má obdélníkový průběh s velkou strmostí hran. Pokud je zátěž střídače induktivního charakteru, izolace v zátěži je namáhána vysokým napětím (problematika velmi rychlé změny výstupního napětí -  $du/dt$ ). Proud je pak určován charakterem zátěže. Na obr. 2.1 je vidět, že nikdy nesmí dojít k současnému sepnutí součástek V1 a V4, V3 a V6 nebo V5 a V2. V takovém případě by došlo k přímému zkratu vstupního kondenzátoru. Tento jev se nazývá *větvový zkrat* a často tak dojde ke zničení měniče. Během řízení dochází v každé větvi ke střídavému přepínání součástek tak, aby se měnil smysl napětí na zátěži.

V konstrukci formule bude uložena baterie, ze které bude pomocí 4 třífázových měničů řízen motor v každém kole. Pro řízení třífázového synchronního motoru bude použito můstkové zapojení střídače.

Na obr. 2.1 je základní schéma můstkového zapojení střídače s vlastní komutací nakreslené v programu Altium.



Obr. 2.1: Třífázový střídač v můstkovém zapojení

Zapojení střídače umožňuje i funkci rekuperace, při které proudí energie ze strany střídavého napětí do zdroje. Této funkce využíváme například při brzdění v tramvajích, kdy nedochází k maření energie v brzdných odporech, ale po dobu brzdění střídač dodává energii zpět do troleje. Pokud zapojení otočíme a stranu zátěže připojíme k síti, střídač funguje jako pulsní usměrňovač. Obvod je tvořen jednou, nebo více vypínatelnými součástkami. V praxi nejčastěji narazíme na IGBT tranzistory nebo GTO tyristory pro větší výkony a MOSFET tranzistory pro spínání nižších výkonů. [15][6]. Poměrně nově výrobci polovodičových součástek nabízejí moduly se strukturou SiC. Japonská firma ROHM byla na světě prvním dodavatelem, který začal v roce 2010 vyrábět SiC-DMOS výkonové moduly a následně i moduly s plnou SiC strukturou.[21].

### 2.3.2 Proudový střídač

Stejnoseměrný zdroj proudu obsahuje tlumivku, která dokáže udržet konstantní proud a protlačit jej do zátěže. Velikost takového proudu je řízena usměrňovačem. Komutační obvod má kromě funkce vypnutí tyristoru i funkci změny smyslu proudu v zátěži. Tuto funkci nazýváme akumulací. Namísto tyristorů s komutačními obvody můžeme použít i tranzistory a antiparalelní diody, ale k zátěži musíme paralelně připojit kondenzátory tak, aby plnily akumulací funkci.[5].

Výhodou takových střídačů je spojitě napětí na zátěži a takřka harmonický průběh proudu.

### 2.3.3 Řízení výstupních veličin

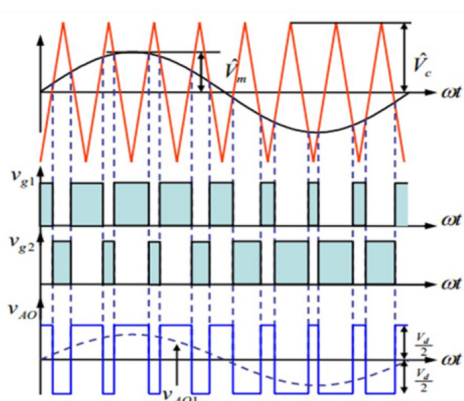
Způsob řízení střídače udává tvar, frekvenci a fázový posuv výstupního napětí a proudu.

Způsoby řízení:

- Obdélníkové amplitudové řízení
- Obdélníkové šířkové řízení
- Šířkové pulzní řízení
- Šířkové pulzně modulované řízení

Nejvíce používané řízení je *Šířkové pulzně modulované řízení* neboli PWM (Pulse Width Modulation). Jak název napovídá, princip PWM modulace vychází z *Šířkového pulzního řízení*, ale šířka pulzů je proměnná. Dochází ke změně šířky podle řídicího signálu, a tím i k řízení efektivní hodnoty výstupního napětí. Jelikož polovodičové součástky jsou schopny spínat a vypínat až řádově v desítkách kHz, tento způsob řízení nám umožňuje získat takřka sinusový průběh výstupního proudu. U aplikací, kde není potřeba řídit výstupní napětí, můžeme použít *obdélníkové řízení*.

Na obr. 2.2 vidíme základní princip PWM modulace. Komparátor porovná modulační signál (černý průběh) s amplitudou  $V_m$  a nosný signál s amplitudou  $V_c$ , který je tvořen konstantním pilovým nebo trojúhelníkovým průběhem. Nosný signál by měl mít několiknásobně vyšší frekvenci. Pro realizaci PWM modulace je možné použít několik způsobů řízení.



**Obr. 2.2:** Průběhy napětí při PWM regulaci

[Převzato z [22]]

Ve chvíli, kdy je modulační signál větší než nosný, komparátor sepne tranzistor V1 ( $V_{g1}$ ). V opačném případě je sepnut V4 ( $V_{g2}$ ). Vlivem indukčnosti zátěže proud nedovolí okamžité přepnutí a uzavírá se přes zpětné diody. Při požadavku na maximální napětí střídače jsou si amplitudy signálů rovny ( $V_m = V_c$ ). Výsledný modulovaný signál má tvar obdélníkového průběhu s amplitudou  $U_{dd}/2$  a  $-U_{dd}/2$  a proměnnou střídou. To probíhá pro všechny fáze najednou, jen často s fázovým posunem  $120^\circ$ . [5].

Z toho vyplývá, že amplituda modulačního signálu musí být vždy menší nebo rovna amplitudě nosného signálu, jinak řízení přechází na obdélníkové. Tento poměr amplitud je nazýván modulační index nebo hloubka modulace. V praxi se nechává alespoň o 20% menší amplituda modulačního signálu (modulační index  $m = 0.8$ ) pro možnost změny řízení výstupního napětí.

## 2.4 Spínací prvky

Jak bylo řečeno v kapitole 2.3, střídače jsou tvořeny vypínatelnými součástkami. Typy polovodičů mají své charakteristické vlastnosti a součástky volíme podle předpokládané spínací frekvence, napětí a spínaného proudu. Od těchto parametrů se budou následně odvíjet výkonové ztráty, které vznikají na měničích.

### 2.4.1 IGBT

IGBT tranzistory s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor) pracují jako kaskádní spojení unipolárního a PNP bipolárního tranzistoru. Spojuje tak jejich výhody. „Bipolární tranzistory se vyznačují poměrně malou rezistivitou v sepnutém stavu. Prvek IGBT je tedy říditelný pouze napěťovými signály a přitom je na výstupní straně dostatečně proudově i napěťově zatížitelný.“ [18].

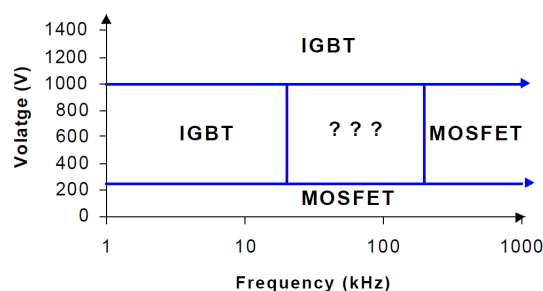
„Při vypínání se vyskytuje jev „doznívání proudu“ (proud kolektoru zaniká pomalu)“ [17] a je tak omezený kmitočet spínání. Díky konstrukčnímu provedení může být součástka zatížena vysokým napětím a zároveň spínat vysoké proudy. „Lze je uvést do stavu nasycení, což znamená, že velikost proudu kolektoru má pouze malý vliv na úbytek napětí na součástce v sepnutém stavu.“ [17]

## 2.4.2 MOSFET

„U tranzistorů MOSFET nenastává jev „doznívání proudu“, což v praxi znamená, že je lze velmi rychle vypínat. Projeví se to snížením spínacích / vypínacích výkonových ztrát.“ [17]

„U tranzistorů FET závisí odpor v sepnutém stavu na tloušťce polovodičové vrstvy. Má-li být tranzistor schopen velkého napěťového namáhání, musí být tloušťka vrstvy dostatečně velká. Proto je proudová zatížitelnost FET pro napětí větší než 200 V podstatně menší ve srovnání s bipolárními tranzistory.“ [18]

Vlivem výroby struktury MOSFET obsahují tranzistory interní zpětnou diodu, která vzniká spojením dvou polovodičových materiálů. Jedná se o parazitní jev, který však při běžném provozu nevadí. Dioda pracuje paralelně s externí zpětnou diodou. [17]



**Obr. 2.3:** Použití tranzistorů [Převzato z [18]]

## 2.4.3 SiC

Karbid křemíku má jedinečné vlastnosti a je velice vhodný pro výkonovou a vysokofrekvenční elektrotechniku. Strukturu SiC využíváme zejména pro její široké kmitočtové pásmo a dobré tepelné vlastnosti, „což nám poskytuje širokou provozní oblast“ [20]. Výhodou struktury SiC oproti běžným MOSFET je možnost pracovat při vysokém napětí a spínat vyšší proudy, aniž by tloušťka kanálu byla razantně větší. Při srovnání s běžnými MOSFET tranzistory zjistíme, že charakteristické hodnoty  $R_{DS(on)}$  a náboj na „gate“ jsou řádově nižší. Tento fakt má za následek snížení spínacích i vodivostních ztrát.

Tranzistory pro své řízení vyžadují vyšší napětí na řídicí elektrodě než u tranzistorů MOSFET a IGBT. Dále pro dosažení maximální spínací rychlosti musí být náběžné a sestupné hrany řídicích pulsů dostatečně strmé. [20] Pro efektivní řízení uvažují spínací frekvenci minimálně  $f_{sw} = 20kHz$ .

## 2.5 Synchronní motor

Synchronní motor je nejčastěji třífázový elektrický točivý stroj, jež je hojně využíván jako generátor v elektrárnách. Vyznačuje se tím, že rotor a statorové pole rotují se stejnou frekvencí a nedochází ke skluzu. Výhodou tohoto stroje je vysoká účinnost, která dosahuje až 99 %, a nízké provozní náklady. Stator tvoří navzájem izolované plechy, v nichž je usazeno statorové vinutí obdobně jako u asynchronních strojů. Rotor je však složen z permanentních magnetů, nebo plechů s budícím vinutím, což zvyšuje pořizovací náklady. Konstrukci rotoru rozlišujeme na stroje s hladkým rotorem pro vysokotáčkové aplikace a stroje s vyniklými póly pro práci při nižších otáčkách.

Zátěžný úhel  $\beta$  nazýváme takový úhel, který je mezi polohou rotoru a výsledným tokem statoru. U motoru je to úhel, o který se motor opožďuje za výsledným tokem. Při rovnosti momentů motor pracuje se zátěžným úhlem  $\beta_1$ . Dojde-li tedy ke změně momentu na hřídeli, dojde i ke změně zátěžného úhlu  $\beta_1$  na úhel  $\beta_2$ , přičemž vlivem setrvačnosti pohybu dojde ke kývání stroje. Tento jev můžeme významně omezit přidáním tlumiče na rotor, což je konstrukčně kotva nakrátko. Během kývání se do tyčí indukují proudy a působí proti tomuto nežádoucímu jevu. Při zvýšení zatížení na hřídeli stroji tedy neklesnou otáčky, ale zvětšuje se zátěžný úhel.[13]

Při provozu synchronního motoru s permanentními magnety je důležité motor nepřetížít a nezvýšit tak teplotu vysoko nad provozní. „Curieova teplota je teplota, nad kterou feromagnetické materiály ztrácejí jejich permanentní magnetické pole.“[12] V takovém případě by synchronní motor vypadl ze synchronismu a bylo by nutné stroj ihned odstavit. Po ochlazení magnetů je nutné materiál opětovně zmagnetizovat.[12]

Nevýhodou při využití synchronního stroje jako motoru je to, že se sám neroztočí. Je nutné dosáhnout otáček blízkých synchronním. K tomu využíváme nejčastěji frekvenční měnič, jiný pomocný motor nebo upravenou konstrukci pro asynchronní rozběh. Tyto motory mají naopak minimální rotorové ztráty a jsou schopny dodávat do sítě jalový výkon.[14]

Pro monopost formule byl zvolen synchronní motor DD5-14-10-POW od firmy AMK. Motor je přizpůsobený pro chlazení vodou, má dostatečný výkon a příznivé rozměry pro uchycení na nápravu.

Motor	3f - synchronní	Název: DD5-14-10-POW
$U_n$ : 350V	$S_0$ : 32,2kW	č.: A2370DD
$I_n$ : 41A	chlazení kapalinou	$P_n$ : 12,3kW
		m: 3,55kg

Tab. 2.1: table

Tyto hodnoty udávají další parametry pro návrh střídače. V datasheetu motoru je

dále uvedena hodnota maximálního konstantního proudu  $I_D = 53,1A$ , pro kterou bude střídač primárně navržen. Motor může být zatížen proudem až  $I_{max} = 105A$  po dobu  $t = 1,24s$ .

## 2.6 Chladič

Provozem polovodičových součástek vzniká ztrátový výkon, který je ve formě tepla. Teplo přirozeně přechází vedením do chladnějšího materiálu, tedy od čipu na povrch součástky. Aby nedošlo k poškození polovodičové struktury, musíme energii odebírat a ochlazovat tak součástku.[3] Chladiče mohou být:

- Vzduchové
  - s přirozeným prouděním
  - s nucenou ventilací
- Kapalinové
  - vodní chlazení
  - olejové chlazení
- Odparné

Zde jsou vyjmenovány základní druhy. U *vzduchových chladičů s přirozeným prouděním vzduchu* dochází k pohybu vzduchu pouze přirozeným prouděním vlivem tepla. U *vzduchových chladičů s nuceným prouděním vzduchu* je vzduch hnán ventilátorem. Ten může být radiální nebo axiální. V aplikacích, jako například v monopostu formule, vzniká problém s umístěním ventilátoru. Pokud se formule pohybuje malou rychlostí, nebo zastaví v depu, ventilátor musí stále ochlazovat žebra chladiče. Pokud ale formule jede plnou rychlostí, vzduch protéká chladičem rychleji, než vlivem ventilátoru. Ten tedy nemůže být uchycen přímo na čele chladiče, protože by bránil vzduchu při jízdě, ale dává se za pohyblivou klapku v sání.

*Kapalinové chladiče* mají vyšší součinitel přestupu tepla (viz kap. 4) což znamená, že lépe odvádějí energii a mohou být menší. Součástí chladičího okruhu musí být čerpadlo, které zajistí průtok kapaliny a vzduchový chladič, kde se bude kapalina opět ochlazovat.

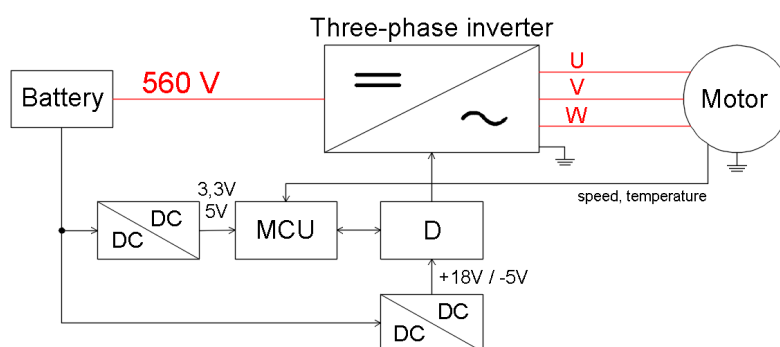
# 3

## Návrh měniče

Pravidla pro Formula Student 2019 stanovují, že výkon dodávaný z baterie nesmí překročit 80 kW[16, str. 73] a maximální napětí mezi jakýmkoliv dvěma elektrickými spojeními je 600 V[16, str. 75]. Napětí baterie bylo konstruktérem stanoveno na  $U_{dd} = 560 V$ , z baterie se může odebírat  $I_{max} = 142,9 A$  pro dodržení pravidel. Dále je měnič navrhován pro maximální konstantní proud  $I_D = 53,1 A$  s možným krátkodobým přetížením až na  $I_D = 105 A$ . Tyto hodnoty vycházejí z datasheetu C.9.

Měnič je možné realizovat samostatnými tranzistory nebo pomocí výkonových modulů, kde je často i několik polovodičů zapojených paralelně a integrovaných do jednoho výkonového modulu. Zde je kladen důraz na minimalizaci parazitních indukčností a kapacit, které jsou v pouzdře samotného výkonového tranzistoru. Modul tak může být tvořen jedním tranzistorem, „půlmůstkem“ (dvěma tranzistory), H-můstkem (pro řízení jednofázové zátěže s možností změny polarity) a nebo celým zapojením střídače (pro řízení třífázové zátěže). Výkonové moduly mají několik výhod, především nižší celkový tepelný odpor a kompaktnost.

Na obr. 3.1 je blokové schéma kompletního zapojení měniče. Jako zdroj slouží sestava baterie (Battery), která napájí třífázový napěťový střídač a jeho řídicí obvody. Pro správnou funkci řídicí jednotky (MCU - Micro Computer Unit) je třeba snížit a stabilizovat napětí baterie přes snižovací a stabilizovaný zdroj (DC/DC). Dále je zapojený zdroj (DC/DC), který vytváří napětí +18V a -5V pro budící obvody (D - Driver) měniče.



Obr. 3.1: Blokové schéma zapojení

### 3.1 Napěťová zatížitelnost VPS

Místo vzniku přepětí je možné rozdělit do dvou hlavních kategorií:

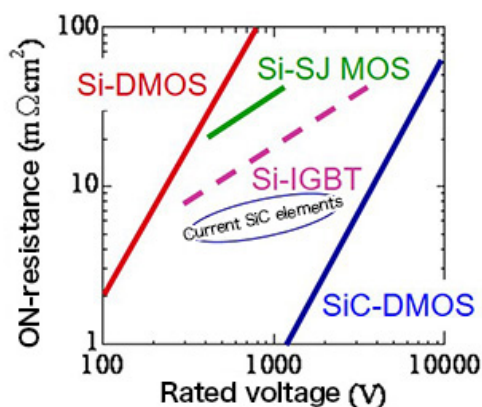
- „Vnější přepětí - mají původ mimo měnič. Sem patří přepětí atmosférická a všechna přepětí vznikající vesměs spínáním mimo měnič.“ [3]
- „Vnitřní přepětí - vznikají uvnitř měniče vlivem jeho normální činnosti (např. komutace), vlivem spínání v obvodu měniče, případně vlivem poruch.“ [3]

Jelikož je zdrojem napětí baterie a nepředpokládá se, že formule nebude v provozu při bouřce a na závodním okruhu nebude zdroj silného elektromagnetického pole, *vnější přepětí* by nemělo nikdy nastat.

*Vnitřní přepětí* může nastat vlivem komutace zpětných diod a tranzistorů. Vzniká v indukčnostech součástky při rychlém zanikání špičkového zotavovacího proudu diody. Tento děj nastává současně se spínáním tranzistoru. Následně při jeho vypnutí je pokles proudu tak razantní, že výměna energie mezi parazitní kapacitou a indukčností způsobuje další přepětí.[3]

Jestliže má střídač pracovat na napájecí napětí  $U_{dd} = 560 \text{ V}$ , je nutné vybrat součástky s vyšším blokovacím napětím, aby nedošlo k jejich poškození. V praxi se běžně stanovuje 50% rezerva, což by bylo 840 V. Pro hladinu 900 V je možné použít strukturu MOSFET, která ale umožňuje spínat proudy maximálně do  $\sim 50 \text{ A}$ . Je tedy zvolena hybridní struktura SiC-DMOS, u které je nejnižší blokovací napětí 1200 V, ale zvládne spínat dostatečně vysoké proudy viz kap. 2.4.3.

Ve střídači pro projekt elektroformule budou použity polovodičové výkonové moduly BSM120D12P2C005 vyráběné firmou ROHM. Modul obsahuje dva SiC-DMOS tranzistory a dvě SiC-SBD antiparalelní diody v zapojení do půlmůstku.



Obr. 3.2: Srovnání struktur [Převzato z [21]]

SiC-DMOS jsou spínací prvky, které vynikají svým jmenovitým napětím, rezistivitou kanálu v sepnutém stavu, spínací rychlostí a vysokou provozní teplotou ( $\sim 175 \text{ }^\circ\text{C}$ ). Název DMOS (Double-Diffused MOS) označuje vysokonapěťovou planární strukturu s dvojí difúzí. Obr. 3.2 zobrazuje normalizované rezistivity kanálu na jmenovitém napětí různých struktur. Teoreticky SiC-DMOS umožňuje výrobu tranzistorů pro vysoké napětí a velice nízkou on-state rezistivitou. Současné prvky mají charakteristiky v oblasti elipsy.[21].



## 3.2 Proudová zatížitelnost VPS

Jestliže součástkou protéká proud, vznikají na ní výkonové ztráty, které způsobují její zahřívání. Opětovné a nadměrné zahřívání polovodiče způsobuje jeho předčasné stárnutí, nebo dokonce okamžitou destrukci. Z tohoto důvodu je nutné součástku chladit a chránit tak polovodičovou strukturu. Ztrátový výkon je odváděn na povrch chladiče součástky/modulu ve formě tepla. Z povrchu součástky teplo přechází do externího chladiče viz kap. 2.6.

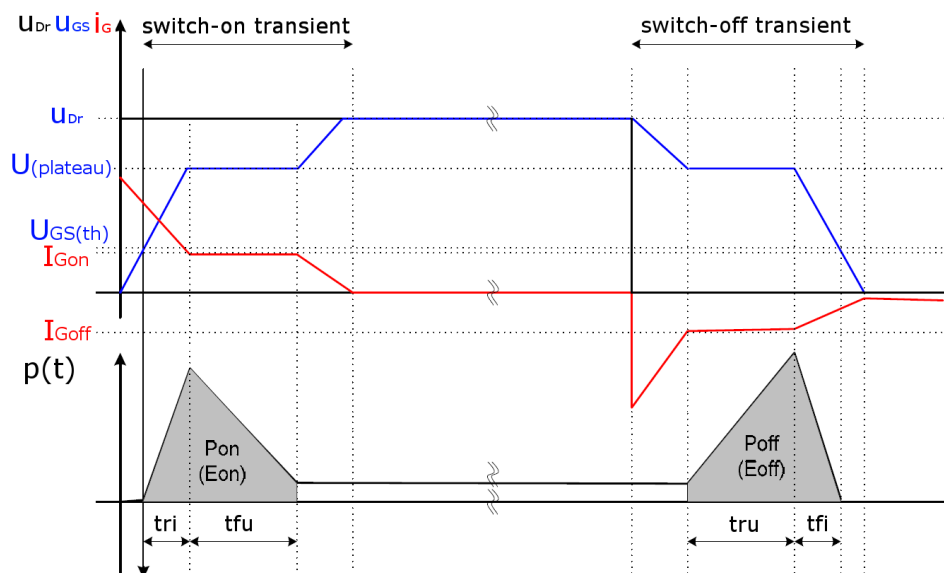
„Dimenzování součástky vychází z kontroly otelení především jejich polovodičové struktury. Kontrola oteplení předpokládá znalost ztrátového výkonu a znalost parametrů charakterizujících odvod tepla ze součástky při zvoleném chladičím systému.“[3, str. 17].

## 3.3 Ztrátový výkon

Výkon ztracený na součástce můžeme obecně vypočítat součinem protékajícího proudu  $i_v$  a napětím  $u_v$  na součástce.[8]

$$p_v = i_v * u_v$$

Typický průběh ztrátového výkonu v závislosti na spínání součástky je znázorněn na obr. 3.3. Vyplněné oblasti znázorňují ztrátový výkon v intervalech sepnutí ( $t_{fu1}+t_{fu2}$ ) a vypnutí ( $t_{ru2}+t_{ru1}$ ). Mezi těmito intervaly je střední hodnota ztrát v propustném směru.



Obr. 3.3: Ztráty v polovodičové součástce [Převzato z [9]]

Výkonové ztráty  $P_l$  (Power losses) v každém prvku, který pracuje ve spínacím režimu, je možné rozdělit do tří skupin:

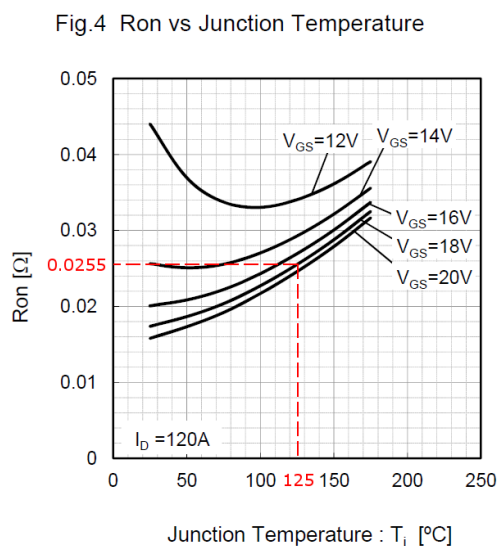
- Ztráty v propustném směru  $P_c$  (Conduction losses)
- Spínací ztráty  $P_{sw}$  (Switching losses)
- Blokovací ztráty  $P_b$  (Blocking losses), které jsou zanedbatelné

$$P_l = P_c + P_{sw} + P_b \approx P_c + P_{sw}$$

To platí pro spínací prvky s vlastní komutací, kde jsou spínací frekvence až desítky kHz. Při volbě součástek s vnější komutací lze zanedbat i *Spínací ztráty*, jelikož je u nich běžně spínací kmitočet sítě 50 Hz.[3] V programu MATLAB (viz kapitola 5) skript počítá s maticemi podle uživatelem zadaných parametrů - minimální spínací frekvence  $f_{sw_{min}}$ , maximální spínací frekvence  $f_{sw_{max}}$ , minimální výkon střídače  $S_{0_{min}}$ , maximální výkon střídače  $S_{0_{max}}$  a počet hodnot v maticích (tato hodnota udává rozlišení generovaných grafů a přesnost výpočtů). Z těchto hodnot je počítána matice, jejíž každý prvek jsou výkonové ztráty pro danou frekvenci a proud, viz kapitola 5. Následující výpočty jsou pro stanovené hodnoty -  $U_{dd} = 560 V$ ,  $I_D = 53.1 A$ ,  $f_{sw} = 20 kHz$ ,  $m=1$ ,  $\cos(\varphi) = 0,85$ ,  $V_{GS} = 18 V$  a při uvažované teplotě  $T_{max} = 125 ^\circ C$ .

### 3.3.1 Ztráty v propustném směru

#### 3.3.1.1 MOSFET



**Obr. 3.4:** Rezistivita kanálu |Převzato z [9]|  
... $T_{max} = 125 ^\circ C$ ,  $V_{GS} = 18 V$

Hlavním parametrem pro výpočet ztrát v propustném směru je rezistivita kanálu ( $R_{DSon}$ ). Hodnota rezistivity je jednou z charakteristických parametrů FET tranzistorů a je běžně udávána v datasheetu v závislosti na teplotě polovodiče nebo proudu  $i_D$ . Z grafu je odečtena hodnota rezistivity při maximální uvažované teplotě polovodiče, viz obr. 3.4. Je vidět, že s vyšší teplotou polovodičového kanálu narůstá hodnota rezistivity.

Napětí mezi elektrodami drain a source  $U_{DS}$  se vypočte jako součin rezistivity kanálu a proudu protékajícím kolektorem:

$$U_{DS}(i_D) = R_{DSon} * i_D \quad [V] \quad (3.1)$$

Propustné ztráty na tranzistoru  $P_{CM}$  jsou:

$$P_{CM}(t) = u_{DS}(t) * i_D(t) = R_{DSon} * i_D^2(t) \quad [W] \quad (3.2)$$

Průběh proudu v intervalu sepnutí tranzistoru narůstá v závislosti na indukčnosti zátěže a není v dobách sepnutí konstantní. Průměrná hodnota ztrát během spínacího cyklu se získá integrováním předchozího vztahu:

$$P_{CM} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_{CM}(t) dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (R_{DSon} * i_D^2(t)) dt = R_{DSon} * I_{Drms}^2 \quad (3.3)$$

Pro třífázové můstkové zapojení střídače s ohledem na sinusový průběh v čase vyjde vzorec ve výsledném tvaru:

$$I_m = \sqrt{2} * I_D \quad [A] \quad (3.4)$$

$$P_{CM} = R_{DSon} * I_D^2 = R_{DSon} * I_m^2 * \left( \frac{1}{8} + \frac{m * \cos(\varphi)}{3 * \pi} \right) \quad [W] \quad (3.5)$$

Výkonové ztráty tranzistoru v propustném směru pro stanovené parametry:

$$P_{CM} = 0,0255 * 75,1^2 * \left( \frac{1}{8} + \frac{1 * 0,85}{3 * \pi} \right) = 30,95 \quad [W]$$

Kde  $m$  je modulační index, který vyjadřuje poměr mezi základní amplitudou střídavého výstupního fázového napětí a 50% napětí meziobvodu.

$$m = \frac{\frac{U_{out} * \sqrt{2}}{\sqrt{3}}}{\frac{U_{dd}}{2}} \quad (3.6)$$

V tomto případě vychází  $m > 1$ , což je pro řízení nepřijatelné. Je potřeba větší rozdíl mezi amplitudou vstupního a výstupního napětí. Vstupní napětí  $U_{dd}$  je zde pevně dané baterií, tak lze uvažovat výstupní napětí  $U_{out} \leq U_{out_{max}}$ :

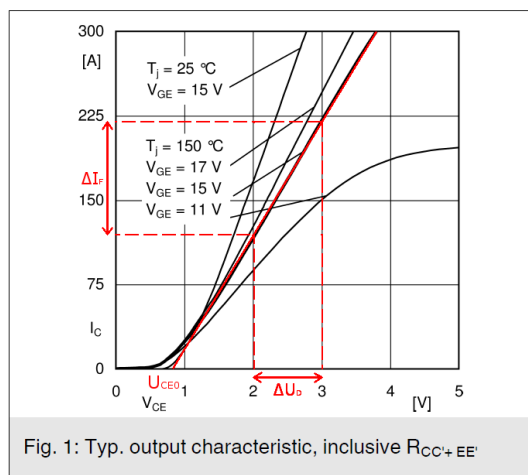
$$U_{out_{max}} = \frac{\frac{U_{dd} * \sqrt{3}}{2}}{\sqrt{2}} = \frac{560 * \sqrt{3}}{2 * \sqrt{2}} = 342,9 \quad [V] \quad (3.7)$$

Synchronní motor je navrhovaný pro zdroj napětí alespoň  $U_{dd} = 600 V$ , a v tomto případě nebude napájen plným jmenovitým napětím. V takovýchto případech se v dialogovém okně prostředí MATLAB zobrazí chybové hlášení

U0 je moc VYSOKÉ!  
 Pro zdroj Udd=560 V může být na zátěži max. sdružené napětí U0=342.929 V  
 Dále je výpočet pro m=1  
 a uživatel by měl zvážít změnu konfigurace.

### 3.3.1.2 IGBT

Skript pro výpočet ztrát umožňuje i výpočet pro IGBT tranzistory.



**Obr. 3.5:** Linearizace výstupní charakteristiky [Převzato z [23]]

IGBT tranzistor se skládá z bipolárního a FET tranzistoru. Z vnitřní struktury je patrné, že rezistivita kanálu je dána prahovým napětím sériové diody  $U_{CE0}$  a úbytkem na diferenciálním odporu  $r_c$ . Celkový úbytek napětí v sepnutém stavu se pohybuje v závislosti na typu tranzistoru a na velikosti protékajícího proudu. Se zvyšujícím se proudem a teplotou úbytek vzrůstá a klesá prahové napětí. Pro výpočet diferenciálního odporu se linearizuje vstupní charakteristika IGBT tranzistoru, viz obr. 3.5.[25].

Diferenciální odpor je pak určen jako:

$$r_c = \frac{\Delta U_{Tr}}{\Delta I_{Tr}} \quad [\Omega] \quad (3.8)$$

Napětí mezi kolektorem a emitorem  $U_{CE}$  se vypočte:

$$U_{CE}(i_D) = u_{ce0} + r_c * i_c \quad [V] \quad (3.9)$$

Propustné ztráty na tranzistoru  $P_{CT}$  jsou:

$$P_{CT} = u_{ce0} * I_{cav} + r_c * I_{c_{rms}}^2 \quad [W] \quad (3.10)$$

Průměrnou hodnotu ztrát během spínacího cyklu dostaneme integrováním předchozího vztahu:

$$P_{CT} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_T(t) dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (u_{ce0} * i_c(t) + r_c * i_c^2(t)) dt = u_{ce0} * I_{cav} + r_c * I_{c_{rms}}^2 \quad (3.11)$$

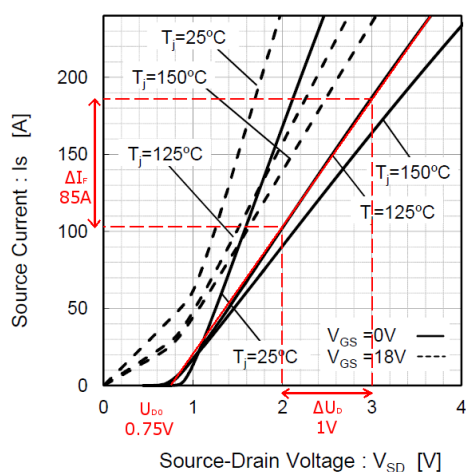
Pro třífázové můstkové zapojení střídače s ohledem na sinusový průběh v čase upravíme vzorec do výsledného tvaru:

$$P_{CT} = u_{ce0} * I_{cav} + r_c * I_{c_{rms}}^2$$

$$P_{CT} = u_{ce0} * I_m * \left( \frac{1}{2 * \pi} + \frac{m * \cos(\varphi)}{8} \right) + r_c * I_m^2 * \left( \frac{1}{8} + \frac{m * \cos(\varphi)}{3 * \pi} \right) \quad [W] \quad (3.12)$$

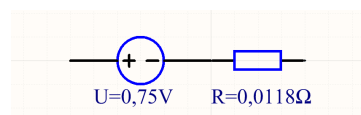
### 3.3.1.3 Zpětná dioda

Fig.6 Forward characteristic of Diode



**Obr. 3.6:** Linearizace propustné charakteristiky |Převzato z [9]|

Jak již bylo řečeno v kap.3.3.1.2, úbytek napětí na diodě se skládá z prahového napětí  $U_{D0}$  a úbytku na diferenciálním odporu  $r_d$ . Se zvyšující se teplotou klesá prahové napětí a vzrůstá diferenciální odpor. Na obr. 3.7 je zjednodušené náhradní schéma diody, kde prahové napětí znázorňuje stejnosměrný zdroj napětí v sériovém zapojení s přepočteným diferenciálním odporem.



**Obr. 3.7:** Náhradní schéma diody

Pro výpočet diferenciálního odporu se linearizuje propustná charakteristika diody, viz obr. 3.6. Diferenciální odpor je určen jako:

$$r_d = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D} = \frac{1}{85} = 0,0118 \quad [\Omega] \quad (3.13)$$

Při výpočtu propustných ztrát na zpětné diodě se sečte hodnota prahového napětí součástky  $U_{D0}$  a úbytek napětí  $U_D$  při průchodu proudu  $i_F$ :

$$U_D(i_D) = U_{D0} + r_d * i_F \quad [V] \quad (3.14)$$

Propustné ztráty na diodě  $P_{CD}$  jsou:

$$P_{CD}(t) = u_D(t) * i_F(t) = u_{D0} * i_F(t) + r_d * i_F^2(t) \quad [W] \quad (3.15)$$

Stejně jako na tranzistoru není proud v intervalu sepnutí konstantní a průměrnou hodnotu ztrát během spínacího cyklu dostaneme integrováním předchozího vztahu:

$$P_{CD} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} p_{CD}(t) dt$$

$$P_{CD} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (u_{D0} * i_F(t) + r_d * i_F^2(t)) dt = u_{D0} * I_{Fav} + r_d * I_{Frms}^2 \quad (3.16)$$

kde  $I_{Fav}$  je střední hodnota a  $I_{Frms}$  je efektivní hodnota proudu procházejícího diodou během jedné periody ( $T_{sw}=1/f_{sw}$ ).

Výsledná rovnice pro výpočet propustných ztrát na zpětné diodě s ohledem na sinusový průběh v čase v zapojení třífázového střídače:

$$P_{CD} = u_{D0} * I_{F_{av}} + r_D * I_{F_{rms}}^2$$

$$P_{CD} = u_{D0} * I_m * \left( \frac{1}{2 * \pi} - \frac{m * \cos(\varphi)}{8} \right) + r_D * I_m^2 * \left( \frac{1}{8} - \frac{m * \cos(\varphi)}{3 * \pi} \right) \quad [W] \quad (3.17)$$

Po dosažení stanovených hodnot:

$$P_{CD} = 0,75 * 75,1 * \left( \frac{1}{2 * \pi} - \frac{1 * 0,85}{8} \right) + 0,0118 * 75,1^2 * \left( \frac{1}{8} - \frac{1 * 0,85}{3 * \pi} \right) = 5,3 \quad [W]$$

### 3.3.2 Spínací ztráty

V kap. 3.3 bylo zmíněno, že v každém prvku, který pracuje ve spínacím režimu, vznikají ztráty. Známe-li v časovém intervalu sepnutí  $t_{on}$  nebo v intervalu vypnutí  $t_{off}$  průběhy proudu  $i_v$  a napětí na součástce  $u_v$ , pak je ztrátová energie [3][8]:

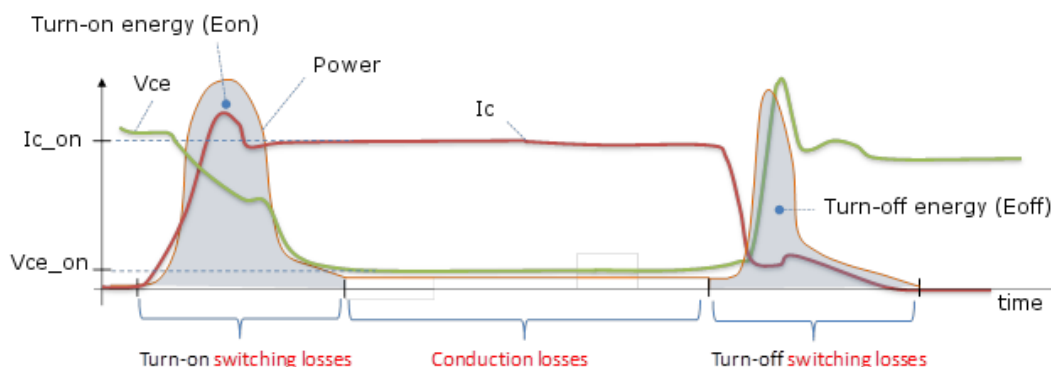
$$E_{on} = \int_0^{t_{on}} i_v * u_v dt \quad (3.18)$$

$$E_{off} = \int_0^{t_{off}} i_v * u_v dt \quad (3.19)$$

Při periodě spínání  $T=1/f$  je střední ztrátový výkon:

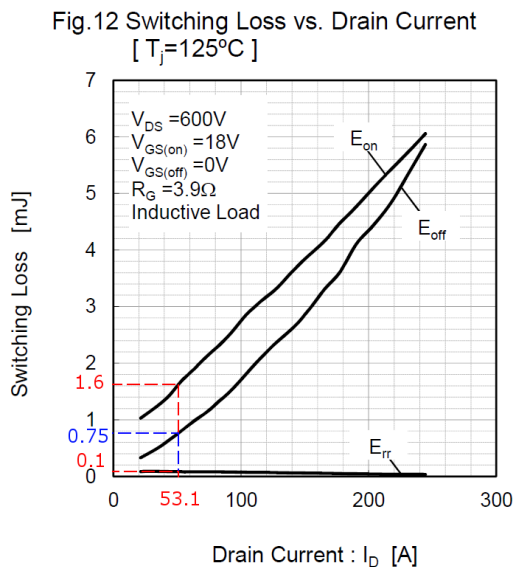
$$P_{on} = \frac{1}{T} E_{on} = f * E_{on} \quad [W] \quad (3.20)$$

$$P_{off} = \frac{1}{T} E_{off} = f * E_{off} \quad [W] \quad (3.21)$$



Obr. 3.8: Průběh sepnutí a vypnutí polovodičové součástky [Převzato z [26]]

Průběhy na obr. 3.8 korespondují s obr. 3.3. Vyplněné oblasti znázorňují ztrátový výkon.



**Obr. 3.9:** Energetické ztráty |Převzato z [9]|

Výrobci polovodičů zpravidla udávají hodnoty  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  a  $E_{rr}$  v závislosti na spínaném proudu v datasheetech jednotlivých součástek/modulů. Hodnoty vycházejí z měření výrobců za podmínek udaných v grafu. Pokud se například liší skutečné napájecí napětí  $U_{dd}$  a napětí, při kterém byly měřeny energetické ztráty  $V_{DS}$ , odečtené hodnoty je nutné vynásobit poměrem těchto dvou napětí  $U_{dd}/V_{DS}$ .

$$E_{on} = 1,6 * \frac{560}{600} = 1,49 \quad [mJ]$$

$$E_{off} = 0,75 * \frac{560}{600} = 0,7 \quad [mJ]$$

$$E_{rr} = 1,6 * \frac{560}{600} = 0,093 \quad [mJ]$$

V případě, že graf energetických ztrát není v katalogu uveden, energie lze dopočítat z hodnot zotavovacího náboje  $Q_{rr}$ , viz [8].

$$E_{on} = U_{dd} * I_{D_{on}} * \frac{(tri + tfu)}{2} + Q_{rr} * U_{dd}$$

$$E_{off} = U_{dd} * I_{D_{off}} * \frac{(tru + tfi)}{2}$$

$$E_{rr} = \frac{1}{4} * Q_{rr} * U_{dd}$$

Bylo by velice náročné převádět každý graf energie do digitální podoby, tak jsou všechny spínací ztráty počítané pro jednu předpokládanou hodnotu proudu ( $I_D = 53.1 \text{ A}$ ). Pro přesnější výpočty musí uživatel odečíst hodnoty energií pro jednotlivé proudy a postupně je zadat do výpočetního skriptu. Spínací ztráty při spínací frekvenci  $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$  vychází z rovnic 3.20 a 3.21:

$$P_{swTr} = (E_{on} + E_{off}) * f_{sw} = (1.49 * 10^{-3} + 0.7 * 10^{-3}) * 20 * 10^3 = 43,8 \quad [W]$$

$$P_{swD} = E_{diode} * f_{sw} = 0,093 * 10^{-3} * 20 * 10^3 = 1,86 \quad [W]$$

### 3.3.3 Celkové ztráty

Nejprve se jednotlivě vypočtou ztráty vznikající na tranzistoru a ztráty na zpětné diodě. Celkové ztráty na tranzistoru a diodě jsou součtem dílčích ztrát.

$$P_{Tr} = P_{CM} + P_{swTr} = 30,95 + 43,8 = 74,75 \quad [W] \quad (3.22)$$

$$P_D = P_{CD} + P_{swD} = 5,3 + 1,86 = 7,16 \quad [W] \quad (3.23)$$

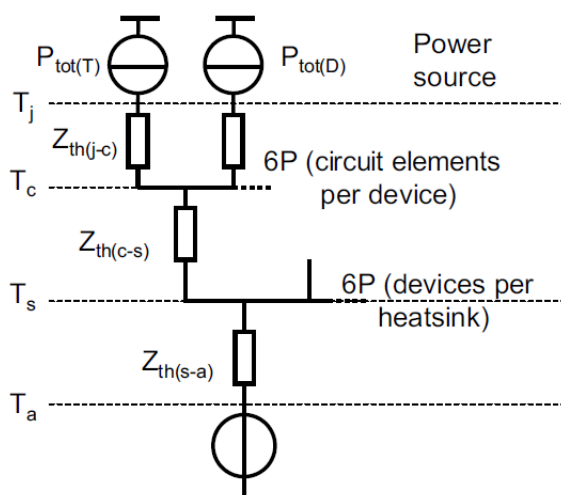
V zapojení celého střídače je 6 tranzistorů a 6 antiparalelních diod. Výkonové ztráty celého střídače při stanovených hodnotách jsou:

$$P_{tot} = n_s * (P_{Tr} + P_D) = 6 * (74,75 + 7,16) = 491,46 \quad [W] \quad (3.24)$$

kde  $n_s$  je počet spínacích součástek na chladiči.

### 3.4 Výpočet teploty polovodičového přechodu

Na obr. 3.10 je náhradní tepelné schéma střídače. Teplotní hladiny charakterizují -  $T_j$  (junction - spoj),  $T_c$  (case - pouzdro),  $T_s$  (heatsink - chladič) a  $T_a$  (ambient - okolní). Při návrhu je důležitá hodnota teploty polovodičového přechodu  $T_{Tr}$  a  $T_D$  ( $T_j$ ), aby nedošlo k tepelnému poškození součástky. V závislosti na této teplotě volíme velikost externího chladiče.



**Obr. 3.10:** Zjednodušený ekvivalentní tepelný diagram [Převzato z [2]]

Obecně platí následující vztahy:

$$T_s = n_s * (P_{Tr} + P_D) * R_{th(s-a)} + T_a \quad [^{\circ}C] \quad (3.25)$$

$$T_c = n_c * (P_{Tr} + P_D) * R_{th(c-s)} + T_s \quad [^{\circ}C] \quad (3.26)$$

$$T_{Tr} = P_{Tr} * R_{th(j-c)_{Tr}} + T_c \quad [^{\circ}C] \quad (3.27)$$

$$T_D = P_D * R_{th(j-c)_D} + T_c \quad [^{\circ}C] \quad (3.28)$$

kde  $n_s$  je počet spínacích součástek na chladiči,  $n_c$  je počet spínacích součástek v pouzdře výkonového modulu a  $T_a$  je teplota okolního prostředí.



Pro přímý výpočet tepelného odporu chladiče je postup výpočtu obrácený. Hodnota tepelného odporu je rovna podílu teplotního spádu a ztrátového výkonu na prvku.

$$R_{th(s-a)} = \frac{T_s - T_a}{n_s * (P_{Tr} + P_D)} \quad [m^2 K/W] \quad (3.29)$$

Je nutné stanovit výstupní proud, pro který bude tento výpočet relevantní, a teplotní mez, kterou teplota spoje polovodiče nesmí převýšit. Při konstantním proudu  $I_D = 53,1 A$  (=konstantní  $P_{Tr}$  a  $P_D$ ) a venkovní teplotě  $T_a = 60 \text{ }^\circ C$  bude teplota na polovodiči  $T_{Tr} = 125 \text{ }^\circ C$  a  $T_D = 125 \text{ }^\circ C$ . Při respektování rovnice 3.29 vyjde velikost tepelného odporu chladiče  $R_{th(s-a)_{Tr}}$  a  $R_{th(s-a)_D}$ :

$$R_{th(s-a)_{Tr}} = \frac{T_{Tr} - P_{tr} * R_{th(JC)_{Tr}} - n_c * (P_{Tr} + P_D) * R_{th_{CS}} - T_a}{n_s * (P_{Tr} + P_D)} \quad [m^2 K/W] \quad (3.30)$$

$$R_{th(s-a)_{Tr}} = \frac{125 - 74,75 * 0,16 - 2 * (74,75 + 7,16) * 0,035 - 60}{6 * (74,75 + 7,16)} = 0,96 \quad [m^2 K/W]$$

$$R_{th(s-a)_D} = \frac{T_D - P_D * R_{th(JC)_D} - n_c * (P_{Tr} + P_D) * R_{th_{CS}} - T_a}{n_s * (P_{Tr} + P_D)} \quad [m^2 K/W] \quad (3.31)$$

$$R_{th(s-a)_D} = \frac{125 - 7,16 * 0,21 - 2 * (74,75 + 7,16) * 0,035 - 60}{6 * (74,75 + 7,16)} = 0,118 \quad [m^2 K/W]$$

Hodnoty z datasheetu[9]:

$$R_{th(j-c)_{Tr}} = 0,16 m^2 K/W$$

$$R_{th(j-c)_D} = 0,21 m^2 K/W$$

$$R_{th(c-s)} = 0,035 m^2 K/W$$

Hodnota tepelného odporu  $R_{th(s-a)_{Tr}} = 0,096 m^2 K/W$  je stanovena pro bezpečnost tranzistoru. Pouzdro diody má větší tepelný odpor, ale výkonové ztráty jsou několikanásobně nižší než u tranzistoru. Lze pak předpokládat, že ve střídačovém chodu bude mít polovodičový přechod diody vždy nižší teplotu. Pro splnění bezpečnostní podmínky diody stačí chladič s tepelným odporem  $R_{th(s-a)_D} = 0,118 m^2 K/W$ .

Pro přehledné stanovení tepelného odporu výpočetní skript v MATLAB generuje 3D grafy, které vycházejí z rovnic 3.32, 3.33 a 3.34.

Teplotní spád mezi body  $T_{Tr}$  ( $T_j$ ) a  $T_s$ :

$$T_{\Delta Tr} = P_{Tr} * R_{th(JC)_{Tr}} + n_c * (P_{Tr} + P_D) * R_{th_{CS}} \quad (3.32)$$

Maximální možná teplota na chladiči  $T_{max_{Tr}}$  pro splnění teplotní podmínky na tranzistoru:

$$T_{max_{Tr}} = T_{Tr} - T_{\Delta Tr} \quad (3.33)$$

Teplotní spád mezi body  $T_D$  ( $T_j$ ) a  $T_s$ :

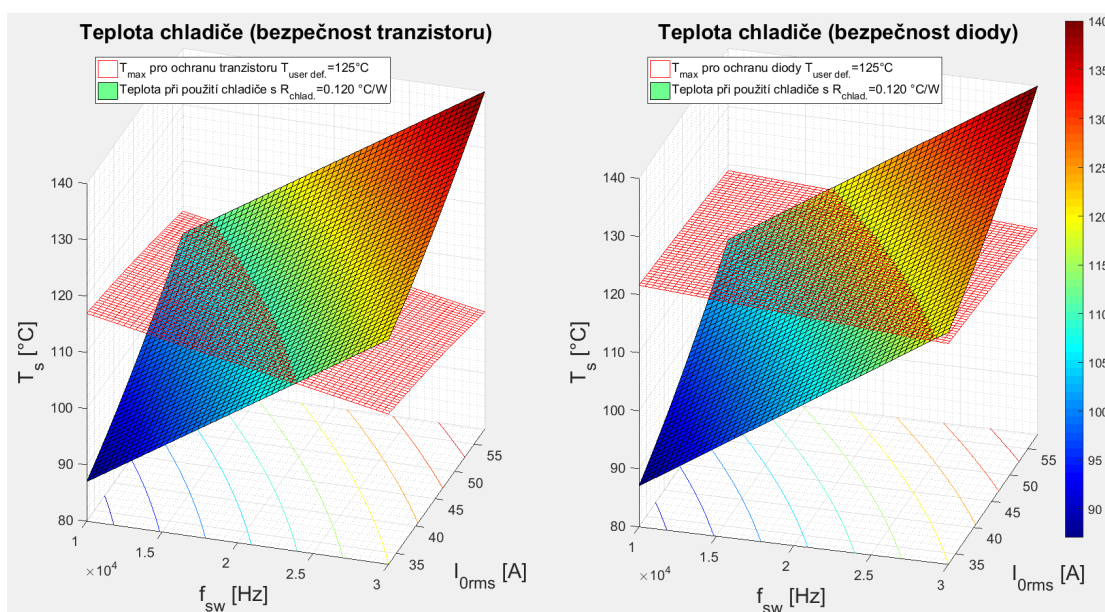
$$T_{\Delta D} = P_D * R_{th(JC)_D} + n_c * (P_{Tr} + P_D) * R_{thCS}$$

Maximální možná teplota na chladiči  $T_{maxD}$  pro splnění teplotní podmínky na diodě:

$$T_{maxD} = T_D - T_{\Delta D}$$

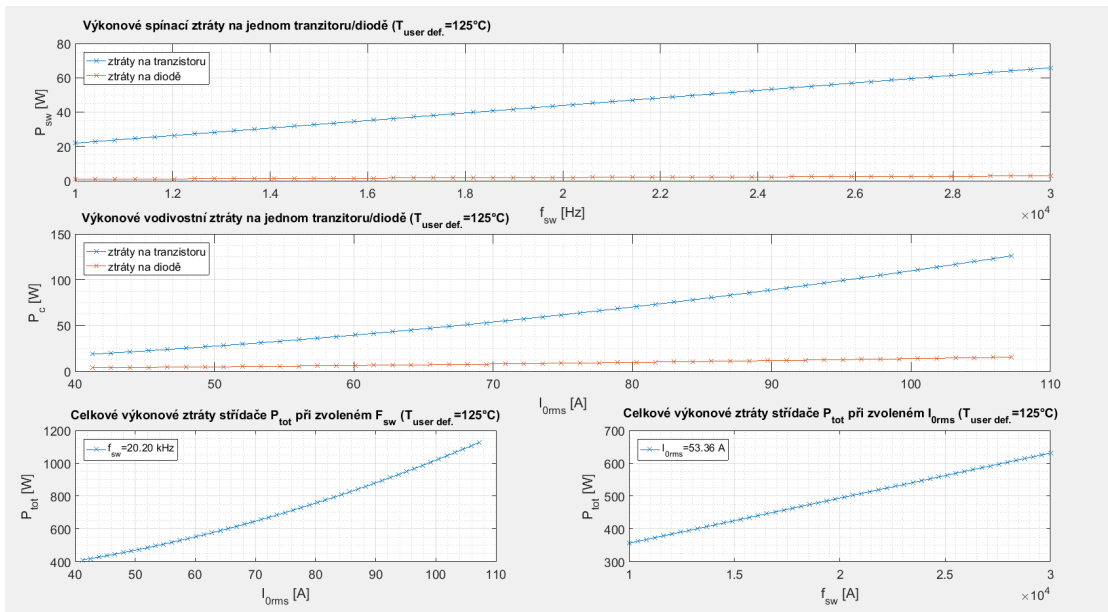
Vypočtená teplota v bodě  $T_s$  při použití chladiče s tepelným odporem ( $R_{th(s-a)}$ ), který chce uživatel simulovat.

$$T_s = n_s * R_{th(s-a)} * (P_{Tr} + P_D) + T_a \quad (3.34)$$



Obr. 3.11: MATLAB: Simulace teplot

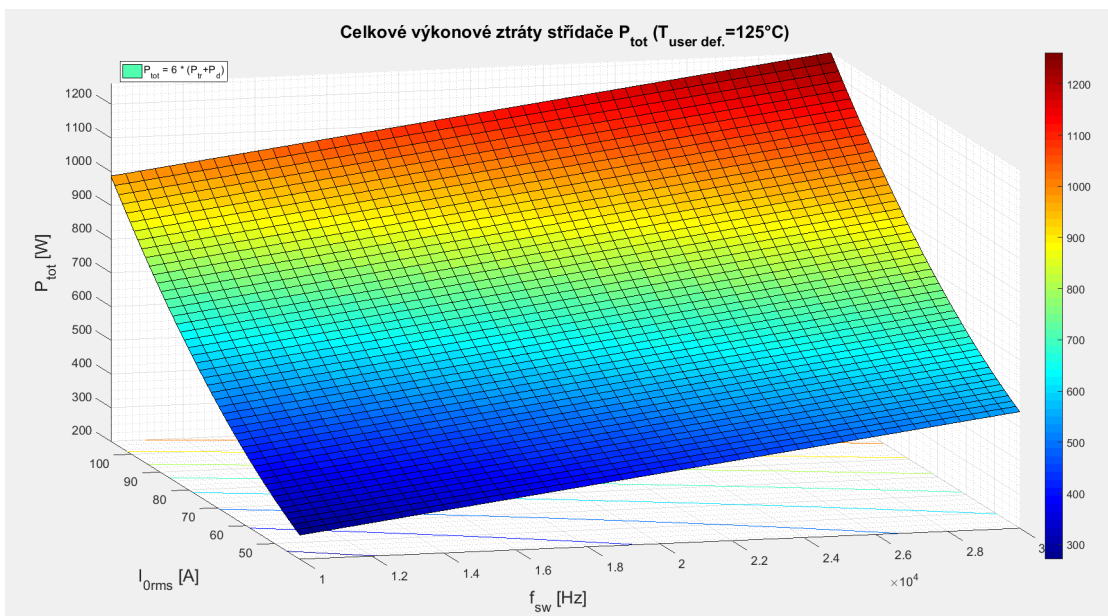
Levý graf 3.11 zobrazuje síť hodnot vypočtené teploty na chladiči v závislosti na ztrátovém výkonu tranzistoru (spínací frekvence  $f_{sw}$  a výstupní proud  $I_D$ ) a teplotě okolního prostředí (plná plocha). Druhá síť zobrazuje hodnoty  $T_{maxTr}$  (červená síť). Jakmile se plochy protínají, hodnota chladiče je dostatečná jen pro hodnoty  $f_{sw}$  a  $I_D$ , kdy je plocha skutečné teploty pod sítí maximálních teplot. V blízkosti průsečíku bude docházet k tepelnému namáhání polovodiče. V pravém grafu jsou znázorněny hodnoty maximálních teplot na chladiči  $T_{maxD}$  a vypočtená teplota na chladiči. Teploty jsou do grafů vyneseny pro hodnotu tepelného odporu chladiče  $R_{th} = 0,12 \text{ m}^2 \cdot \text{K}/\text{W}$ , viz kap. 3.5.



Obr. 3.12: MATLAB: Grafy výkonových ztrát

Na obr. 3.12 je přehled grafů výkonových ztrát. Grafy ztrát v závislosti na spínací frekvenci  $f_{sw}$  jsou lineární, jelikož jsou vykresleny pro jednu hodnotu energie  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  a  $E_{rr}$ , viz kap. 3.3.2.

Graf 3.13 zobrazuje síť hodnot  $P_{tot}$  ve 3D souřadnicích pro všechny prvky matic  $f_{sw}$  a  $I_D$ .

Obr. 3.13: MATLAB: Celkové výkonové ztráty  $P_{tot}$

Pro samotný výběr vhodného chladiče skript zobrazí tabulku (obr. 3.14) s mezními hodnotami tepelného odporu chladiče  $R_{th(s-a)}$  pro splnění teplotní podmínky na tranzistoru. Tabulka zobrazuje hodnoty v rozmezí zadaných frekvencí  $f_{sw_{min}}$ ,  $f_{sw_{max}}$  a výstupních proudů, vypočtených z výkonů  $S_{0_{min}}$ ,  $S_{0_{max}}$  a s definovaným krokem *resolution*.

		Maximální tepelný odpor chladiče pro dodržení $T_{user\ def.} = 125^{\circ}C$ při spínací frekvenci $f_{sw}$ a proudu $I_{Orms}$									
		$I_{Orms}$ [A]									
$f_{sw}$ [kHz]		43	51.17	51.91	52.65	53.39	54.13	54.87	55.61	56.35	57.1
	14.9		0.1261	0.1239	0.1217	0.1196	0.1175	0.1154	0.1133	0.1113	0.1093
15.31		0.1239	0.1217	0.1196	0.1175	0.1155	0.1134	0.1114	0.1094	0.1075	0.1055
15.71		0.1217	0.1196	0.1175	0.1155	0.1135	0.1115	0.1095	0.1076	0.1057	0.1038
16.12		0.1196	0.1175	0.1155	0.1135	0.1116	0.1096	0.1077	0.1058	0.1040	0.1021
16.53		0.1175	0.1155	0.1136	0.1116	0.1097	0.1078	0.1060	0.1041	0.1023	0.1004
16.94		0.1155	0.1135	0.1116	0.1098	0.1079	0.1060	0.1042	0.1024	0.1007	0.0988
17.35		0.1135	0.1116	0.1098	0.1079	0.1061	0.1043	0.1025	0.1008	0.0991	0.0973
17.76		0.1116	0.1098	0.1079	0.1062	0.1044	0.1026	0.1009	0.0992	0.0975	0.0958
18.16		0.1097	0.1079	0.1062	0.1044	0.1027	0.1010	0.0993	0.0976	0.0960	0.0944
18.57		0.1079	0.1062	0.1044	0.1027	0.1010	0.0994	0.0977	0.0961	0.0945	0.0929
18.98		0.1061	0.1044	0.1027	0.1011	0.0994	0.0978	0.0962	0.0946	0.0930	0.0914
19.39		0.1044	0.1027	0.1011	0.0995	0.0978	0.0963	0.0947	0.0931	0.0916	0.0900
19.8		0.1027	0.1011	0.0995	0.0979	0.0963	0.0947	0.0932	0.0917	0.0902	0.0886
20.2		0.1011	0.0995	0.0979	0.0963	0.0948	0.0933	0.0918	0.0903	0.0888	0.0873
20.61		0.0994	0.0979	0.0964	0.0948	0.0933	0.0918	0.0904	0.0889	0.0875	0.0860
21.02		0.0979	0.0963	0.0948	0.0934	0.0919	0.0904	0.0890	0.0876	0.0861	0.0847
21.43		0.0963	0.0948	0.0934	0.0919	0.0905	0.0891	0.0876	0.0862	0.0849	0.0835
21.84		0.0948	0.0934	0.0919	0.0905	0.0891	0.0877	0.0863	0.0850	0.0836	0.0822
22.24		0.0933	0.0919	0.0905	0.0891	0.0878	0.0864	0.0850	0.0837	0.0824	0.0811
22.65		0.0919	0.0905	0.0891	0.0878	0.0864	0.0851	0.0838	0.0825	0.0812	0.0799
23.06		0.0905	0.0891	0.0878	0.0865	0.0851	0.0838	0.0825	0.0813	0.0800	0.0788
23.47		0.0891	0.0878	0.0865	0.0852	0.0839	0.0826	0.0813	0.0801	0.0788	0.0776

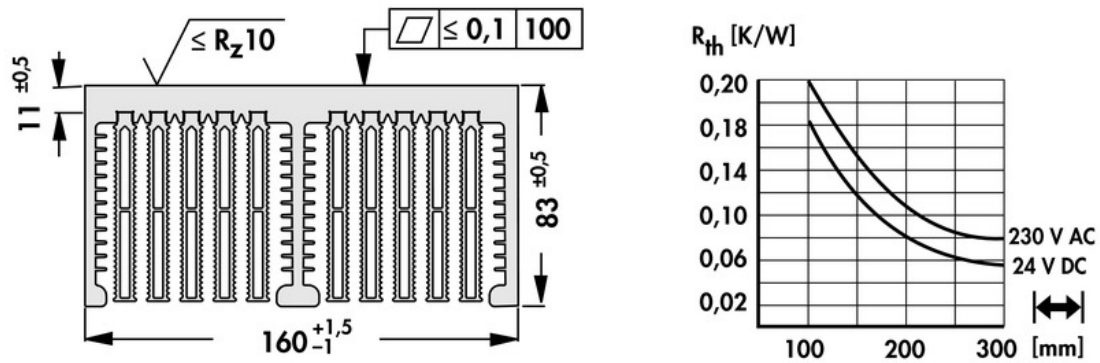
Obr. 3.14: MATLAB: Tabulka hodnot  $R_{th(s-a)_{Tr}}$

### 3.5 Výběr chladiče

V celkovém konceptu vozidla není zatím definované, jak bude řešený chladič vodní okruh motorů. U kapalinových chladičů je výsledný tepelný odpor velice závislý na tlaku a rychlosti proudění dané kapaliny. Z těchto důvodů bude první prototyp střídačů postaven na vzduchových chladičích s nucenou ventilací. Následně bude možné přepočítat chladičovou soustavu a definovat parametry čerpadla.

Výrobce udává, že výkonový modul BSM120D12P2C005 měří 122 x 45,6 mm, viz obr. C.1. Je nutné zvolit vzdálenost modulů tak, aby se vzájemně tepelně neovlivňovaly a aby zároveň bylo teplo na ploše chladiče efektivně rozloženo. Moduly budou umístěny vedle sebe paralelně s žebry chladiče tak, aby při pohybu formule proudil vzduch v mezerách mezi nimi. Na chladiči o šířce 160 mm vychází mezera mezi výkonovými moduly 5 mm. Kontaktní plochy modulů budou vzdáleny 9 mm. Tyto rozteče jsou dostatečné pro zachování podmínek.

Požadovaným rozměrům a tepelnému odporu odpovídá chladič LA10 od firmy Fischer elektronik s.r.o., která nabízí široký sortiment těchto zařízení. Chladič má dutá žebra se zářezy na povrchu pro zefektivnění odvodu tepla. Na obr. 3.15 je výkres čelní strany a graf závislosti odporu na délce chladiče. Pro délku modulu 122 mm je dle nabídky optimální rozměr chladiče 150 mm. Pro tento rozměr a ventilátor s cívkou na 24 V je udaná hodnota tepelného odporu  $R_{th} = 0,12 \text{ m}^2\text{K/W}$ .



Obr. 3.15: Chladič s axiálním ventilátorem LA10 [Převzato z [24]]

## 4

# Ověření výpočtu metodou konečných prvků

Software k tomu určený dokáže mnohem přesněji určit zahřívání slabších částí zapojení. Součástí návrhu teplotně závislého zařízení je běžně simulace, kde je možné model přetěžovat a sledovat, které části jsou jak namáhány. Po samotné realizaci se většinou chyba v dimenzování projeví až při delším zatěžování. Pro simulaci trakčního střídače byl použit software SolidWorks a pro výpočet tepla jeho integrovaný modul. Na základě definování zdroje tepla a konvekce rozloží simulace teplo v materiálu. Pro správný průběh simulace je nutné definovat součinitel přestupu tepla konvekcí  $\alpha$ , viz rov. 4.3.

Hodnota průtoku vzduchu  $Q$  je běžně udávána v katalogu ventilátoru. V případě chladiče LA10 má jeden axiální ventilátor maximální průtok vzduchu  $Q = 80 \text{ m}^3/h$ , viz 2.6. V programu SolidWorks byla změřena celková plocha vzduchových kanálů chladiče  $S = 0,007 \text{ m}^2$  a jejich obvod  $4.2 \text{ m}$ . Vzduchové kanály tvoří dutiny v žebrech chladiče a prostor mezi nimi. Chladič je rozdělen na dvě části pro oddělení kanálů jednotlivých ventilátorů. Vzduch protékající jedním ventilátorem proudí pouze polovinou celkového obsahu kanálů. Rychlost proudícího vzduchu je dána poměrem průtoku vzduchu a plochy, kterou má vzduch možnost proudit:

$$v = \frac{Q}{\frac{S}{2}} = \frac{80}{\frac{0,007}{2}} = 22857,14 \quad [m/h] \quad (4.1)$$

Přepočet na základní jednotky:

$$v = 6,35 \quad [m/s]$$

Hydraulický průměr je charakteristický rozměr průtočného profilu, který umožňuje určení tohoto rozměru i pro obecný (nekruhový) profil. Hydraulický průměr je definován poměrem čtyřnásobku vnitřního průřezu daného profilu potrubí  $S$  a jeho omočeného obvodu  $O$ , viz rov. 4.2. Jelikož je chladícím médiem vzduch, omočený obvod je roven obvodu vzduchového kanálu mezi žebry chladiče.[11].

$$D_H = \frac{4 * \frac{S}{2}}{O} = \frac{4 * \frac{0,007}{2}}{2,1} = 6,66 * 10^{-3} \quad (4.2)$$

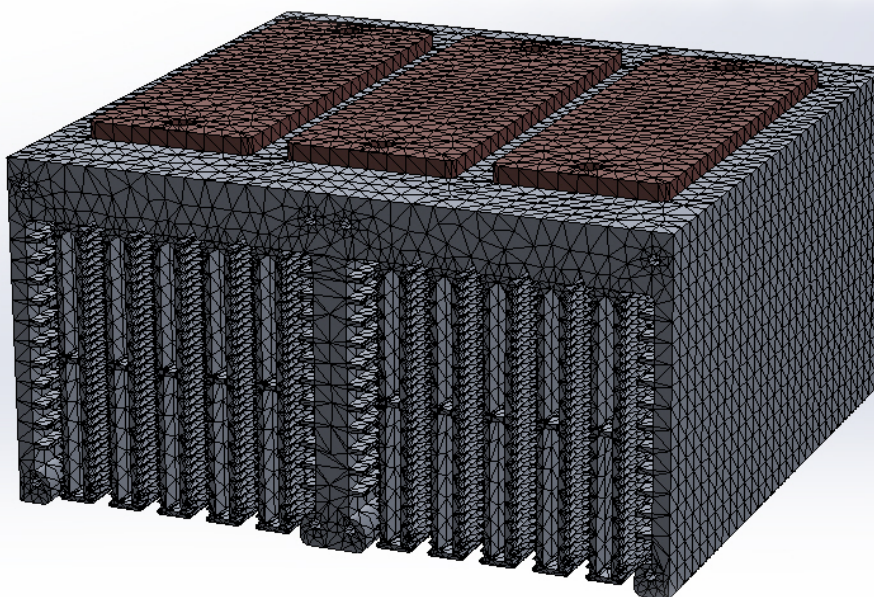
Součinitel přestupu tepla konvekcí:

$$\alpha = k * \sqrt[5]{\frac{v^4}{D_H}} = 3,36 * \sqrt[5]{\frac{6,35^4}{6,66 * 10^{-3}}} = 40,17 \quad [W.m^{-2}K^{-1}] \quad (4.3)$$

kde  $k$  je konstanta, zahrnující Prandtlovo číslo, viskozitu aj. Pro chlazení vzduchem při okolní teplotě  $T = 60 \text{ } ^\circ\text{C}$  udává tabulka hodnotu  $k = 3,36$ . [11]

## 4.1 Síť

Metoda konečných prvků je numerická metoda sloužící k analýze deformací, proudění tekutin, šíření tepla atd. Spočívá v omezení nekonečných možných výpočtů na konečný počet v definovaných bodech. Tvorba sítě (Mesh) tvoří velmi důležitý prvek pro správnou analýzu návrhu. Program rozdělí 3D model na základní tetraedrické objemové prvky, které mají společné body. Následně program k modelu přistupuje jako k souboru propojených bodů. Z toho důvodu je důležité v malých ohybech modelu vytvořit síť dostatečně jemnou, aby program tvar nezkroutil. Obecně platí, že simulace s jemnější sítí bodů bude přesnější, ale počítač provede mnohonásobně více výpočtů. [27]



**Obr. 4.1:** SolidWorks: Tvorba sítě modelu

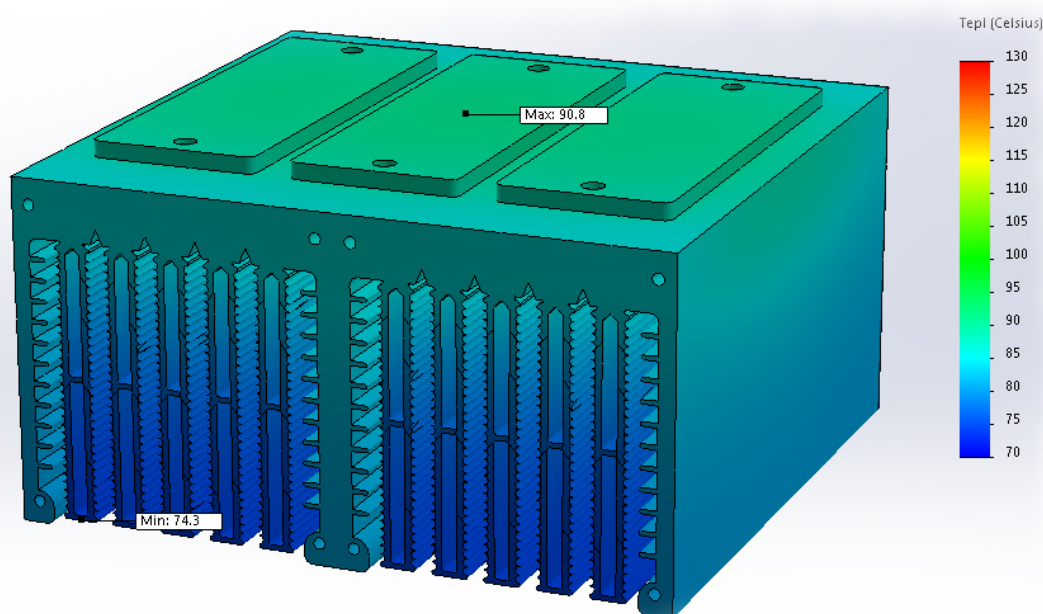


## 4.2 Simulace

Pro simulaci byl použit 3D model chladiče, který je volně k dispozici na stránkách výrobce ve formátu *igs*. [24]. Podstatou simulace je sledování prostupu tepla chladičem, ochlazení těla modulu je zanedbáno. V sestavě střídače jsou umístěny pouze kontaktní plochy výkonových modulů, které přenášejí energii od polovodiče k externímu chladiči. Základna modulu (Base plate) je vyrobena z mědi s povrchovou úpravou niklováním. [21]. Jako materiál je definována pouze měď jakožto hlavní materiál pro přenos tepla.

Součinitel přestupu tepla konvekcí charakterizuje tepelný přestup mezi dvěma prostředími. Je-li kapalina nebo plyn uváděna do pohybu zařízením, jedná se o přestup tepla nucenou konvekcí. Součinitel  $\alpha$  je vypočten pro rychlost vzduchu v jedné polovině chladiče. Oba ventilátory mají stejný výkon a vzduchové kanály chladiče jsou souměrné, rychlost proudícího vzduchu  $v$  je totožná. Pro všechny kontaktní desky mezi žebry a uvnitř nich, které aktivně přenášejí teplo do proudícího vzduchu, je součinitel  $\alpha = 40.17 [W.m^{-2}.K^{-1}]$ , viz kap. 4. Teplota prostředí, do kterého je energie přenášena, je nastavena na  $T_a = 60 \text{ }^\circ\text{C} = 333.15 \text{ K}$ .

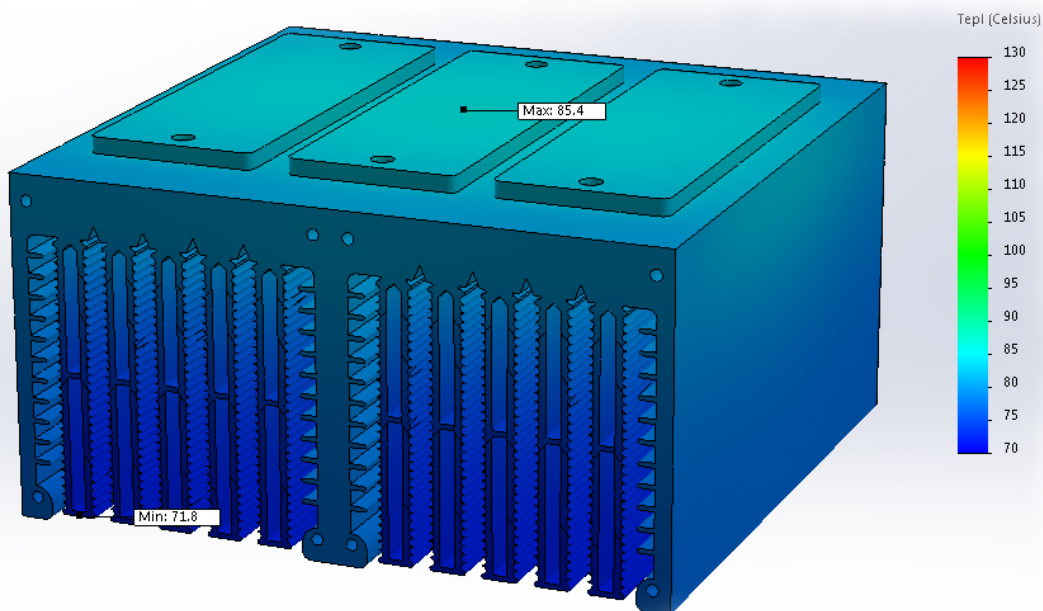
Základny modulů tvoří v simulaci hlavní zdroj tepla. Na obr. 4.2 je pro objem všech třech kontaktních desek nastaven celkový ztrátový výkon  $P_{tot} = 479 \text{ W}$ , který odpovídá spínací frekvenci  $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$  a výstupnímu proudu  $I_D = 53,1 \text{ A}$ . V ustáleném stavu je teplota základny výkonového modulu  $T = 90,8 \text{ }^\circ\text{C}$ . Nejchladnější jsou spodní komory v žebrech, které jsou vzdálené od zdroje tepla a přímo chlazené ventilátorem. Při této konfiguraci je dostatečná teplotní rezerva pro ochranění polovodičů.



Obr. 4.2: SolidWorks: Tepelná simulace pro  $I_D = 53,1 \text{ A}$



Na obr. 4.3 je pro objem všech třech základen výkonových modulů nastaven celkový ztrátový výkon  $P_{tot} = 410 \text{ W}$ , který odpovídá spínací frekvenci  $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$  a jmenovitému výstupnímu proudu  $I_D = I_n = 41 \text{ A}$ . Teplota je měřena na prostředním modulu, kde dochází k většímu zahřívání vlivem tepelného ovlivňování zbylými moduly. Při nízkém zatížení je však tepelný rozdíl základen minimální.



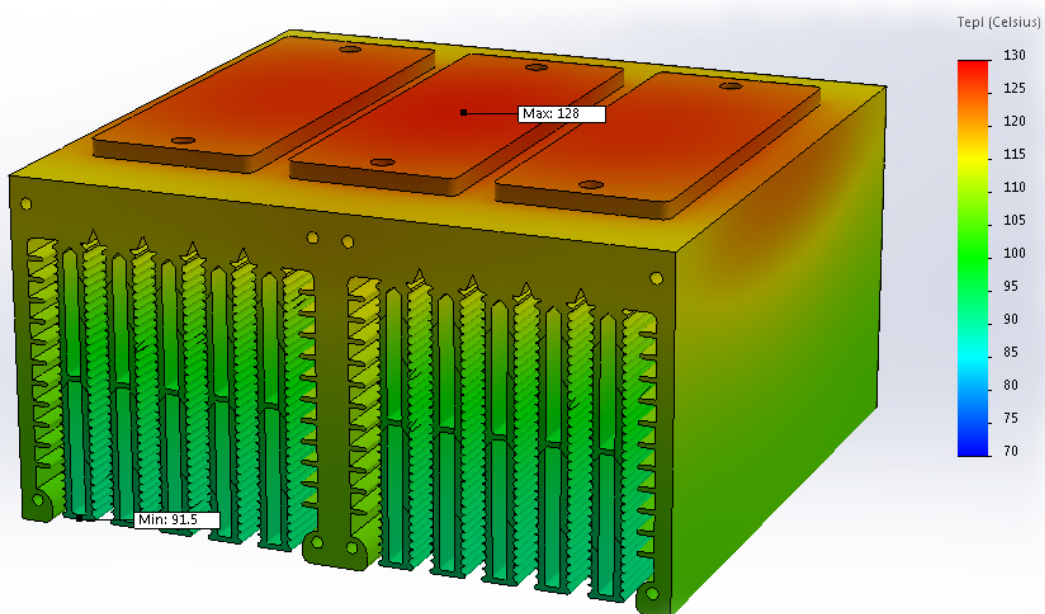
**Obr. 4.3:** SolidWorks: Tepelná simulace pro doporučený proud

Na obr. 4.4 je pro objem všech třech základen modulů nastaven celkový ztrátový výkon  $P_{tot} = 1097 \text{ W}$ , který odpovídá spínací frekvenci  $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$  a výstupnímu proudu  $I_D = 105 \text{ A}$ . Tedy při krátkodobém přetížení motoru. Teplota základny prostředního modulu je vyšší než stanovená mezní hodnota pro ochranu polovodičových součástí.

Měrná tepelná kapacita  $c$  je hodnota množství tepla, které ohřeje 1 kg látky o  $1 \text{ }^\circ\text{C(K)}$ . [11].

$$c_{Al} = 896 \text{ J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$$

Motor je možné přetěžovat pouze po dobu krátkého časového intervalu, viz obr. C.9. Dá se předpokládat, že měrná tepelná kapacita chladiče pojme velké množství skokové změny ztrátového výkonu a nedojde k ohrožení výkonových modulů.



Obr. 4.4: SolidWorks: Tepelná simulace pro krátkodobé přetížení

# 5

## Výpočetní skript v programu MATLAB

MATLAB neboli matrix laboratory je programové prostředí dostupné pro systémy Windows, Linux a Mac OS. Dnes je využitelný pro mnoho aplikací, zejména pro vědecké a výzkumné účely. Umožňuje pracovat s maticemi, zařazovat do zdrojového kódu algoritmy a podmínkové příkazy, vykreslovat 2D i 3D grafy, provádět počítačové analýzy dat atp. Zdrojový kód je tvořen specifickým programovacím jazykem, který vychází z jazyka C. Program je často využíván pro školní potřeby, pro seznámení studentů s programovacím jazykem, ale i pro grafické prostředí Simulink, které slouží k simulacím dynamických vlastností elektrických obvodů.

Při výběru vhodných polovodičových součástek je nutné pro každou spočítat dílčí výkonové ztráty a na základě těchto výpočtů zvolit vhodnou konfiguraci střídače. Generované tabulky spolu s grafy ulehčují orientaci a rozhodování uživatele při výběru parametrů.

```
clear
clc
close all
%-----
%Dosadit hodnoty z datasheetu

a=1;           %1=MOSFET 2=IGBT

Fswmin=10000;  %min. frekvence spínání
Fswmax=30000;  %max. frekvence spínání
S0min=18000;   %min. výkon střídače
S0max=40000;   %max. výkon střídače
Udd=560;      %vstupní napětí
U0=350;       %výstupní sdružené napětí

resolution=50; %rozdílení grafů (velikost
               matice Fsw a Id)
```

Proměnná  $a$  rozděljuje program v příloze B na řádku 109 pro výpočet ztrát v propustném směru polovodičů typu MOSFET, nebo IGBT. Program bude počítat ztráty pro řadu frekvencí od  $F_{swmin}$  do  $F_{swmax}$  s počtem prvků dle proměnné resolution na řádku 37. Stejně tak je vytvořena řada hodnot od  $S_{0min}$  do  $S_{0max}$ . Uživatel tak má přehled ztrát pro různé frekvence a proudy. Je možné opomenout výkony a přímo zadat efektivní hodnoty proudů  $I_{dmin}$  a  $I_{dmax}$  do řádků 79 a 80. Výstupní sdružené napětí je zadáno pouze pro výpočet modulačního indexu, viz. 3.3.1.1.

```

while Eon==0 && Eoff==0 && Ediode==0
    Eon=Udd*IDon* ((tri+tfu)/2)+Qrr*Udd;
    Eoff=Udd*IDoff* ((tru+tfi)/2);
    Ediode=(1/4)*Qrr*Udd;
end

Fsw=linspace(Fswmin,Fswmax,resolution);
Fsw=rot90(meshgrid(Fsw));

Id=linspace(Idmin,Idmax,resolution);
Id=meshgrid(Id);
Im=sqrt(2)*Id;

m=(U0*sqrt(2)/sqrt(3))/(Udd/2); %kontrola m
if m<=1
    mcos=m*cos;
else
    U0max=(Udd/2)*sqrt(3)/sqrt(2);
    disp('U0 je moc VYSOKÉ!');
    chyba='Pro zdroj Udd=%d V může být na
        zátěži max. sdružené napětí U0=%.3f
        V';
    disp(sprintf(chyba,Udd,U0max));
    disp('Dále je výpočet pro m=1');
    m=1;
    mcos=m*cos;
end

```

Jestliže uživatel nemá k dispozici přímo hodnoty energie  $E$ , zadá do programu hodnoty proudů a zotavovacího náboje  $Q$ . Cyklus `while` následovně dopočítá hodnoty energií a přepíše prázdné proměnné.

Aby bylo možné vykreslit plochu ztrát a teplot ve 3D grafech, je nutné vytvořit čtvercovou matici, kde každý prvek bude určen pro jednu hodnotu spínací frekvence a jednu hodnotu proudu. Funkce `linspace()` vytvoří lineární řadu prvků s daným počtem hodnot, ze které následně příkaz `meshgrid()` vytvoří čtvercovou matici s počtem prvků  $n = resolution^2$ . Aby při matematických operacích nebyly brány stejné prvky obou matic, jedna z nich musí být otočena o  $90^\circ$ , nebo převrácena okolo diagonály.

Při běžném řízení musí hodnota modulačního indexu být v intervalu  $m \in \langle 0 : 1 \rangle$ , viz kap. 3.3.1.1. Z rovnice 3.6 vyplývá, že amplituda výstupního fázového napětí nemůže být vyšší než polovina napájecího napětí. Podmíněný příkaz `if` provádí kontrolu podmínky, a jestliže není splněna, program vypíše chybovou hlášku a nadále pokračuje s výpočty pro  $m=1$ . Uživatel zváží navýšení napájecího napětí  $U_{dd}$  a provede opětovné výpočty ztrát pro novou napěťovou hladinu.

## 6

# Závěr

Při návrhu třífázového napěťového střídače pro synchronní motor do nového monopostu elektroformule bylo nejprve důležité nastudovat pravidla závodů v dané kategorii a pečlivě vybrat parametry, které souvisí s návrhem střídače. Jakmile by střídač porušil některé z limitů závodu, tým by byl diskvalifikován. Během společných schůzek s kolegy a zástupci z UWB Racing Team Pilsen byla pravidla ještě prokonzultována.

Po domluvě s vedoucím byl napsán skript v programu MATLAB pro výpočet výkonových ztrát, aby bylo možné porovnat různé polovodiče. Při té příležitosti bylo dbáno na univerzálnost zdrojového kódu, který lze použít při dalších návrzích. Výpočetní skript byl porovnán s veřejně dostupnými simulátory SemiSel a IPOSIM. Z výkonového i ekonomického hlediska byl vybrán modul BSM120D12P2C005 od firmy ROHM. Během návrhu byla věnována pozornost zejména výkonové části střídače a jejím ztrátám.

Na pokyn vedoucího bylo z důvodu nedokončeného mechanického návrhu elektroformule a z něho vycházejícího zástavbového prostoru ustoupeno od finální realizace měniče. Zvoleným způsobem se lze vyvarovat nevhodně vynaložených nákladů na výrobu zařízení, které by finálnímu použití nevyhovovalo. Místo toho bylo kladeno větší úsilí na vyvinutí metodiky návrhu střídačů pro aplikace s vysokou hustotou výkonu. Později tak bude měnič navržen optimálně pro konkrétní parametry a požadavky.

Tepelné simulace potvrdily, že takto navržený střídač je možné vyrobit.

# Literatura

- [1] Formula Student Rules 2019 [online]. 2019, 133 [cit. 2019-05-16]. Dostupné z: <https://www.formulastudent.de/fsg/rules/>
- [2] WINTRICH, Arendt et al. Application Manual Power Semiconductors. SEMIKRON International, 2015. ISBN 978-3-938843-83-3.
- [3] VONDRÁŠEK, František. Projektování výkonových polovodičových měničů: vybrané stati. FEL ZČU, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [4] KŮS, Václav. Elektrické pohony a výkonová elektronika. FEL ZČU, 2006. ISBN 80-7043-422-8.
- [5] VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika. Svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. FEL ZČU, 2003. ISBN 80-7082-980-X.
- [6] PITTERMAN, Martin. Přehled měničů pro elektrické pohony. FEL ZČU, 2015. ISBN 978-80-261-0598-5.
- [7] GRAOVAC, Dušan a Marco PÜRSCHEL. IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters [online]. Germany: Infineon Technologies, 2009 [cit. 2019-05-15]. Dostupné z: [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [8] GRAOVAC, Dušan, Marco PÜRSCHEL a Andreas KIEP. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters [online]. Germany: Infineon Technologies, 2006 [cit. 2019-05-15]. Dostupné z: [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [9] ROHM Co. [online katalogový list]. BSM120D12P2C005. ©2012 [cit. 2019-04-29]. Dostupné z: <https://www.rohm.com/products/sic-power-devices/sic-power-module/bsm120d12p2c005-product/documents>
- [10] AMK [online katalogový list]. DD5-14-10-POW-18600-B5. ©2017 [cit. 2019-04-29]. Dostupné z: <https://amk-group.com/en/product/servomotors/dd5>
- [11] HAK, Josef a Oldřich OŠLEJŠEK. Výpočet chlazení elektrických strojů. 1. díl: fyzikální podklady výpočtu chlazení a ventilační výpočet. 1. Brno: Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, 1973.

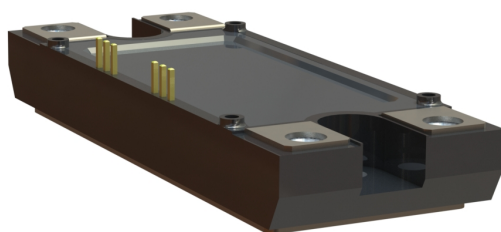
- [12] Curieova teplota. GOUDSMIT MAGNETICS GROUP [online]. [cit. 2019-04-29]. Dostupné z: <https://www.goudsmitmagnets.com/cz/wiki/211/curieova-teplota>
- [13] SYNCHRONNÍ STROJE [online]. SPŠelit Dobruška, , 11 [cit. 2019-04-29]. Dostupné z: [www.spse.dobruska.cz/download/sokol/SG.pdf](http://www.spse.dobruska.cz/download/sokol/SG.pdf)
- [14] PISKAČ, Luděk. Elektrické pohony. Principy a funkce. FEL ZČU, 2008. ISBN 978-80-7043-688-2.
- [15] Wikipedie: Otevřená encyklopedie: Střídač [online]. c2018 [cit. 2019-04-29]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/St>
- [16] Wikipedie: Otevřená encyklopedie: Formula Student [online]. c2017 [cit. 2019-04-29]. Dostupné z: [https://cs.wikipedia.org/wiki/Formula\\_Student](https://cs.wikipedia.org/wiki/Formula_Student)
- [17] MOSFET vs. IGBT: vědomá volba [online]. c2014 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/vykonove-obvody/mosfet-vs-igbt-vedoma-volba.html>
- [18] OTÝPKA, Miloslav. Tranzistory: Výkonová elektronika III. AUTOMATIZACE [online]. c2009 [cit. 2019-05-12]. Dostupné z: [robodoupe.cz/2016/tranzistor-po-lopate-vykonove-tranzistory/](http://robodoupe.cz/2016/tranzistor-po-lopate-vykonove-tranzistory/)
- [19] UWB Racing Pilsen [online]. [cit. 2019-05-13]. Dostupné z: <http://uwbracing.cz/formula-sae/>
- [20] FARNELL ELEMENT14. Aplikace z pohledu SiC. DPS Elektronika od A do Z [online]. [cit. 2019-05-14]. Dostupné z: <https://www.dps-az.cz/soucastky/id:3287/aplikace-z-pohledu-sic>
- [21] ROHM Semiconductor [online]. [cit. 2019-05-26]. Dostupné z: <https://www.rohm.com/sic/story>
- [22] AKTiF Group of Companies [online]. [cit. 2019-05-26]. Dostupné z: <https://aktif.net/en/Aktif-Blog/Technical-Articles/Pwm-at-Dc-Ac-Inverters>
- [23] SEMIKRON. [online katalogový list]. SKM150GM12T4G. ©2013 [cit. 2019-04-29]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skm150gm12t4g-22892460.html>
- [24] LA 10 150 24. Fischer elektronik součástkový distributor s.r.o. [online]. [cit. 2019-06-01]. Dostupné z: <https://www.fischerelektronik.de/web/fischer/cs/heatsinks/D04/Agreg>
- [25] NOVÁK, Jaroslav. Moderní výkonové polovodičové prvky a jejich aplikační možnosti. ELEKTRO [online]. [cit. 2019-06-06]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/moderni-vykonove-polovodicove-prvky-a-jejich-aplikacni-moznosti-14473>

- [26] Sources of Loss. In: National instruments [online]. [cit. 2019-06-07]. Dostupné z: <http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/375482B-01/multisim/sourcesofloss/>
- [27] KAČOR, Petr. Metoda konečných prvků v elektrotechnické praxi. Elektrovue [online]. 2003 [cit. 2019-06-08]. Dostupné z: <http://www.elektrovue.cz/clanky/03024/index.html>

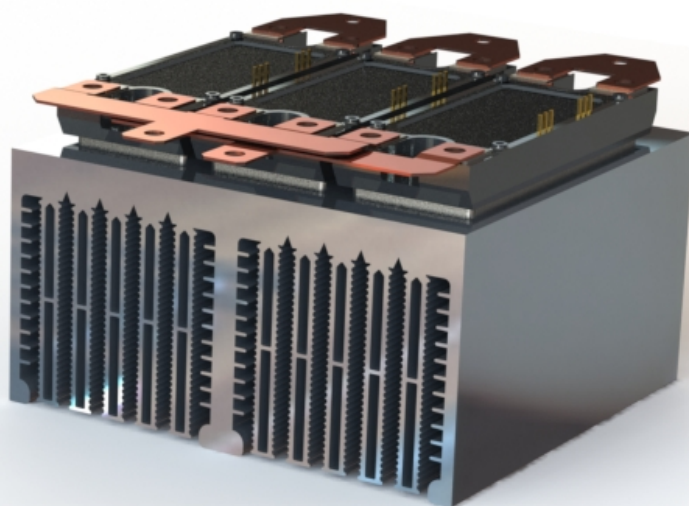


# Příloha A

## SolidWorks: 3D modely



Obr. A.1: SolidWorks: 3D model polovodiče



Obr. A.2: SolidWorks: 3D model střídače

# Příloha B

## MATLAB: Výpočetní skript

```
1 clear
2 clc
3 close all
4 %-----
5
6 %Dosadit hodnoty z datasheetu
7
8 a=1; %1=MOSFET 2=IGBT
9
10 Fswmin=10000; %min. frekvence spínání
11 Fswmax=30000; %max. frekvence spínání
12 S0min=25000; %min. výkon střídače
13 S0max=65000; %max. výkon střídače
14 Udd=560; %vstupní napětí
15 U0=350; %výstupní sdružené napětí
16
17 L=0.0012; %indukčnost statoru (nejhorší možná)
18 cos=0.85; %cos motoru
19 %-----
20 %Dosadit hodnoty z datasheetu
21 Eon=1.6e-3; %turn-on energy losses
22 Eoff=0.75e-3; %turn-off energy losses
23 Ediode=0.1e-3; %diode energy losses
24
25 RthJC_D=0.21; %tepelný odpor přechodu dioda - pouzdro
26 RthJC_M=0.16; %tepelný odpor přechodu tranzistor - pouzdro
27 RthCS=0.035; %tepelný odpor přechodu pouzdro - chladič (pasta)
28
29 R_chlad=0.045; %tepelný odpor přechodu chladič-okolí
30 R_pasta=0; %tepelný odpor přechodu pasta-chladič
31 Tuser_def=125; %maximální zadaná teplota na polovodiči pro výpočet ztrátového výkonu
32 Tref=125; %teplota, při které jsou odečítány hodnoty
33 Ta=60; %teplota okolí
34 n_prvku=2; %počet tranzistorů/diod v modulu
35 n_chlad=6; %počet spínacích prvků na chladič * počet paralelně zapojených prvků
36
37 resolution=50; %rozlišení grafů (velikost matice Fsw a Id)
38
39 f=25; %řádek v matici Fsw (fsw, pro kterou chci vykreslit 2D graf celkových ztrát)
40 I=10; %řádek v matici Id (proud, pro který chci vykreslit 2D graf celkových ztrát)
41
42 Udop=600; %napětí, při kterém jsou odečítány hodnoty
43 Idop=120; %proud, při kterém jsou odečítány hodnoty u tranzistoru
44 IdopD=120; %proud, při kterém jsou odečítány hodnoty u diody
45 %-----
46 %pro výpočet energie
47 Qrr=0; %zpětný zotavovací náboj
48 IDon=0; %mez proudu při sepnutí
49 IDoff=0; %mez proudu při vypnutí
50 tri=0; %doba nárůstu proudu
51 tfu=0; %doba poklesu proudu
52 trru=0; %doba nárůstu napětí
53 tfi=0; %doba poklesu napětí
54 %-----
55 %MOSFET
56 RDSon=0.0255; %odpor RDS odečíst z grafu
57 ud0=0.75; %úbytek na diodě
58 dUd=1; %rozdíl odečíst z grafu Antiparallel Diode Characteristic
59 dIf=85; %rozdíl odečíst z grafu Antiparallel Diode Characteristic
```

```

60 %-----
61 %IGBT
62 dU_T=1;      %rozdíl odečíst z grafu Typical output characteristic
63 dI_T=100;    %rozdíl odečíst z grafu Typical output characteristic
64 dU_D=1;      %rozdíl odečíst z grafu Typical forward characteristic of diode
65 dI_D=100;    %rozdíl odečíst z grafu Typical forward characteristic of diode
66
67 Vce0=0.8;    %mezní napětí v závislosti na teplotě (FET)
68 Vd0=0.5;    %mezní napětí v závislosti na teplotě (dioda)
69 %=====
70 while Eon==0 && Eoff==0 && Ediode==0 %výpočet energie z náboje a napětí
71     Eon=Udd*IDon*((tri+tfu)/2)+Qrr*Udd;
72     Eoff=Udd*IDoff*((tru+tfi)/2);
73     Ediode=(1/4)*Qrr*Udd;
74 end
75
76 Fsw=linspace(Fswmin,Fswmax,resolution); %řada Fsw od min. do max.
77 Fsw=rot90(meshgrid(Fsw)); %matice Fsw od min. do max.
78
79 Idmin=S0min/(3*(U0/sqrt(3))); %výpočet proudu (ef.) při S0min
80 Idmax=S0max/(3*(U0/sqrt(3))); %výpočet proudu (ef.) při S0max
81
82 Id=linspace(Idmin,Idmax,resolution); %řada Id od min. do max.
83 Id=meshgrid(Id); %matice Id od min. do max.
84 Im=sqrt(2)*Id; %max. hodnota proudu
85
86 m=(U0*sqrt(2)/sqrt(3))/(Udd/2); %kontrola modulačního indexu
87 if m<=1
88     mcos=m*cos;
89 else
90     U0max=(Udd/2)*sqrt(3)/sqrt(2);
91     disp('U0 je moc VYSOKÉ!');
92     chyba='Pro zdroj Udd=%d V může být na zátěži max. sdružené napětí U0=%3f V';
93     disp(sprintf(chyba,Udd,U0max));
94     disp('Dále je výpočet pro m=1');
95     m=1;
96     mcos=m*cos;
97 end
98
99 IDC=(1/pi)*Im; %ekvivalentní stejnosměrný proud
100 dI=((Udd-sqrt(2)*U0)*U0)/(2*L*Udd*Fsw); %zvlnění výstupního proudu
101
102 Eon=Eon*(Udd/Udop);
103 Eoff=Eoff*(Udd/Udop);
104 Ediode=Ediode*(Udd/Udop);
105
106 Psw_tr=(Eon+Eoff)*Fsw; %spínací ztráty tranzistoru
107 Psw_d=Ediode*Fsw; %spínací ztráty diody
108 %=====
109 if a==1 %MOSFET/SiC
110     Rd=(dUd)/(dIf); %dynamický odpor diody
111
112     Pc_tr=RDSon*Im.^2*((1/8)+(mcos/(3*pi))); %vodivostní ztráty tranzistoru
113     Pc_d=ud0*Im*(1/(2*pi))-(mcos/8)+Rd*Im.^2*((1/8)-(mcos/(3*pi))); %vodivostní ztráty diody
114
115 elseif a==2 %IGBT
116     rc=dU_T/dI_T; %dynamický odpor tranzistoru
117     rd=dU_D/dI_D; %dynamický odpor diody
118
119     Pc_tr=Vce0*Im*((1/(2*pi))+(mcos/8))+rc*Im.^2*((1/8)+(mcos/(3*pi))); %vodivostní ztráty tranzistoru
120     Pc_d=Vd0*Im*((1/(2*pi))-(mcos/8))+rd*Im.^2*((1/8)-(mcos/(3*pi))); %vodivostní ztráty diody
121
122 else
123     disp('Zadej MOSFET nebo IGBT');
124 end
125 %=====
126
127 P_tr=Pc_tr+Psw_tr; %ztrátový výkon na jednom tranzistoru
128 P_d=Pc_d+Psw_d; %ztrátový výkon na jedné diodě
129 Ptot=6*(P_tr+P_d); %ztrátový výkon na celém střídači
130
131 %odpor chladiče pro zadanou teplotu na tranzistoru Tuser_def (ze vzorce (T-Ta)/Ptot)
132 R_chladTr=((Tuser_def-P_tr.*RthJC_M)-n_prvku.*(P_tr+P_d).*RthCS-n_chlad.*R_pasta.*(P_tr+P_d))-Ta)/Ptot;
133 %odpor chladiče pro zadanou teplotu na diodě Tuser_def (ze vzorce (T-Ta)/Ptot)
134 R_chladD=((Tuser_def-P_d.*RthJC_D)-n_prvku.*(P_tr+P_d).*RthCS-n_chlad.*R_pasta.*(P_tr+P_d))-Ta)/Ptot;
135
136 Tdelta_Tr=P_tr.*RthJC_M+n_prvku.*(P_tr+P_d).*RthCS; %teplotní spád mezi T_M a Ts
137 Tmax_Tr=Tuser_def-Tdelta_Tr; %maximální teplota na povrchu modulu, aby nedošlo k poškození MOSFETU
138
139 Tdelta_D=P_d.*RthJC_D+n_prvku.*(P_tr+P_d).*RthCS; %teplotní spád mezi T_D a Ts
140 Tmax_D=Tuser_def-Tdelta_D; %maximální teplota na povrchu modulu, aby nedošlo k poškození diody
141
142 Tmax_chlad=n_chlad.*(R_chlad+R_pasta).*(P_tr+P_d)+Ta; %teplota na povrchu modulu při připevnění na chladič s odporem R_chlad

```

```

143
144 Tc_chlad=n_prvku*(P_tr+P_d)*RthCS+Tmax_chlad;           %skutečná teplota mezi JC a CS
145 Td_chlad=P_d*RthJC_D+Tc_chlad;                         %skutečná teplota přímo na diodě
146 Tm_chlad=P_tr*RthJC_M+Tc_chlad;                       %skutečná teplota přímo na tranzistoru
147 %=====
148 %Grafy
149 nadpis1 = 'Výkonové spínací ztráty na jednom tranzitoru/diodě (T_{user def.}=%d%s)';
150 nadpis2 = 'Výkonové vodivostní ztráty na jednom tranzitoru/diodě (T_{user def.}=%d%s)';
151 nadpis3 = 'Celkové výkonové ztráty střídače P_{tot} při zvoleném F_{sw} (T_{user def.}=%d%s)';
152 nadpis4 = 'Celkové výkonové ztráty střídače P_{tot} (T_{user def.}=%d%s)';
153 nadpis7 = 'Celkové výkonové ztráty střídače P_{tot} při zvoleném I_{0rms} (T_{user def.}=%d%s)';
154 nadpis8 = 'Hodnoty tepelného odporu pro udržení teploty na tranzistoru T_{user def.}=%d%s';
155 nadpistab= 'Maximální tepelný odpor chladiče pro dodržení T_{user def.}=%d%s';
156 nadpistab_P= 'Celkové výkonové ztráty střídače P_{tot} (T_{user def.}=%d%s)';
157 stupne='°C';
158 frekvence='f_{sw}=%2f kHz';
159 proud='I_{0rms}=%2f A';
160 t_tr='T_{max} pro ochranu tranzistoru T_{user def.}=%d%s';
161 t_d='T_{max} pro ochranu diody T_{user def.}=%d%s';
162 odpor='Teplota při použití chladiče s R_{chlad.}=%3f %s/W';
163
164 %figure(1)
165 set (figure(1), 'name', 'Výkonové ztráty', 'numbertitle', 'off')
166 subplot(3,2,[1 2]);
167 plot(Fsw(:,1), Psw_tr(:,1), '-x')
168 hold on
169 plot(Fsw(:,1), Psw_d(:,1), '-x')
170 xlabel('f_{sw} [Hz]')
171 ylabel('P_{sw} [W]')
172 title(sprintf(nadpis1, Tuser_def, stupne))
173 legend('ztráty na tranzistoru', 'ztráty na diodě', 'Location', 'northwest')
174 grid on
175 grid minor
176 hold off
177
178 subplot(3,2,[3 4]);
179 plot(Id(1,:), Pc_tr(1,:), '-x')
180 hold on
181 plot(Id(1,:), Pc_d(1,:), '-x')
182 xlabel('I_{0rms} [A]')
183 ylabel('P_{c} [W]')
184 title(sprintf(nadpis2, Tuser_def, stupne))
185 legend('ztráty na tranzistoru', 'ztráty na diodě', 'Location', 'northwest')
186 grid on
187 grid minor
188 hold off
189
190 subplot(3,2,5)
191 plot(Id(f,:), Ptot(f,:), '-x')
192 xlabel('I_{0rms} [A]')
193 ylabel('P_{tot} [W]')
194 title(sprintf(nadpis3, Tuser_def, stupne))
195 legend(sprintf(frekvence, Fsw(f,1)/1000), 'Location', 'northwest')
196 grid on
197 grid minor
198
199 subplot(3,2,6)
200 plot(Fsw(:,I), Ptot(:,I), '-x')
201 xlabel('f_{sw} [Hz]')
202 ylabel('P_{tot} [W]')
203 title(sprintf(nadpis7, Tuser_def, stupne))
204 legend(sprintf(proud, Id(1,I)), 'Location', 'northwest')
205 grid on
206 grid minor
207
208 %figure(2)
209 set (figure(2), 'name', 'P_{tot}', 'numbertitle', 'off')
210 surf(Fsw, Id, Ptot)
211 colormap('jet')
212 title(sprintf(nadpis4, Tuser_def, stupne))
213 legend('P_{tot} = 6 * (P_{tr}+P_d)', 'Location', 'northwest')
214 colorbar
215 grid minor
216 xlabel('f_{sw} [Hz]')
217 ylabel('I_{0rms} [A]')
218 zlabel('P_{tot} [W]')
219
220 %figure(3)
221 set (figure(3), 'name', 'T_{max}', 'numbertitle', 'off')
222 subplot(1,2,1)
223 mesh(Fsw, Id, Tmax_Tr)
224 hidden off
225 hold on

```

```

226 surfc(Fsw,Id,Tmax_chlad)
227 colormap('jet')
228 grid minor
229 xlabel('f_{sw} [Hz]')
230 ylabel('I_{0rms} [A]')
231 zlabel('T_s [°C]')
232 title('Teplota chladiče (bezpečnost tranzistoru)')
233 legend(sprintf(t_tr,Tuser_def,stupne),sprintf(odpor,R_chlad,stupne),'Location','northwest')
234
235 subplot(1,2,2)
236 mesh(Fsw,Id,Tmax_D)
237 hidden off
238 hold on
239 surfc(Fsw,Id,Tmax_chlad)
240 colormap('jet')
241 colorbar
242 grid minor
243 xlabel('f_{sw} [Hz]')
244 ylabel('I_{0rms} [A]')
245 zlabel('T_s [°C]')
246 title('Teplota chladiče (bezpečnost diody)')
247 legend(sprintf(t_d,Tuser_def,stupne),sprintf(odpor,R_chlad,stupne),'Location','northwest')
248 hold off
249
250 %figure(4)
251 set(figure(4),'name','R_chlad','numbertitle','off')
252 surfc(Fsw,Id,R_chladTr)
253 colormap('jet')
254 grid minor
255 xlabel('f_{sw} [Hz]')
256 ylabel('I_{0rms} [A]')
257 zlabel('R_{chlاد.} [°C/W]')
258 title(sprintf(nadpis8,Tuser_def,stupne))
259 legend('R_{chlاد.}','Location','northwest')
260
261 %výpis tabulek pro Ptot a R_chlad
262 f = figure('Position', [100 100 850 520]);
263 set(f,'name','P_tot(tabulka)','numbertitle','off')
264 cnames={round(Id(1,:),2)};
265 rnames={round(flip(Fsw(:,1)/1000),2)};
266 t=uitable('Parent',f,'Data',flip(Ptot),'ColumnName',cnames,'RowName',rnames,'Position',[40 10 790 400]);
267 str={'při spínací frekvenci f_{sw} a proudu I_{0rms}'};
268 a=annotation('textbox', [0.2, 0.88, 0.1, 0.1], 'String', sprintf(nadpistab_P,Tuser_def,stupne),'EdgeColor','none');
269 b=annotation('textbox', [0.32, 0.8, 0.1, 0.1], 'String', str,'EdgeColor','none');
270 a.FontSize = 14;
271 b.FontSize = 14;
272 str1={'I_{0rms} [A]'};
273 annotation('textbox', [0.12, 0.75, 0.1, 0.1], 'String', str1,'FitBoxToText','on');
274 str2={' f_{sw}',' [kHz]'};
275 annotation('textbox', [0, 0.65, 0.1, 0.1], 'String',str2,'FitBoxToText','on');
276
277 f = figure('Position', [100 100 850 520]);
278 set(f,'name','R_chlad(tabulka)','numbertitle','off')
279 cnames={round(Id(1,:),2)};
280 rnames={round(flip(Fsw(:,1)/1000),2)};
281 t=uitable('Parent',f,'Data',flip(R_chladTr),'ColumnName',cnames,'RowName',rnames,'Position',[40 10 790 400]);
282 str1={'při spínací frekvenci f_{sw} a proudu I_{0rms}'};
283 c=annotation('textbox', [0.2, 0.88, 0.1, 0.1], 'String', sprintf(nadpistab,Tuser_def,stupne),'EdgeColor','none');
284 d=annotation('textbox', [0.32, 0.8, 0.1, 0.1], 'String', str1,'EdgeColor','none');
285 c.FontSize = 14;
286 d.FontSize = 14;
287 str2={'I_{0rms} [A]'};
288 annotation('textbox', [0.12, 0.75, 0.1, 0.1], 'String', str2,'FitBoxToText','on');
289 str3={' f_{sw}',' [kHz]'};
290 annotation('textbox', [0, 0.65, 0.1, 0.1], 'String',str3,'FitBoxToText','on');

```

# **Příloha C**

## **Datasheets**



# SiC Power Module

**BSM120D12P2C005**

Datasheet

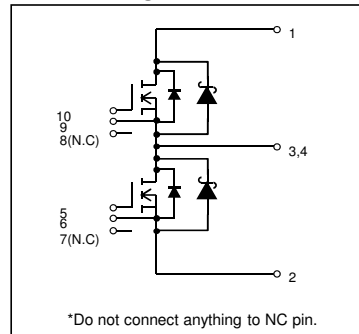
## Application

- Motor drive
- Inverter, Converter
- Photovoltaics, wind power generation.
- Induction heating equipment.

## Features

- 1) Low surge, low switching loss.
- 2) High-speed switching possible.
- 3) Reduced temperature dependence.

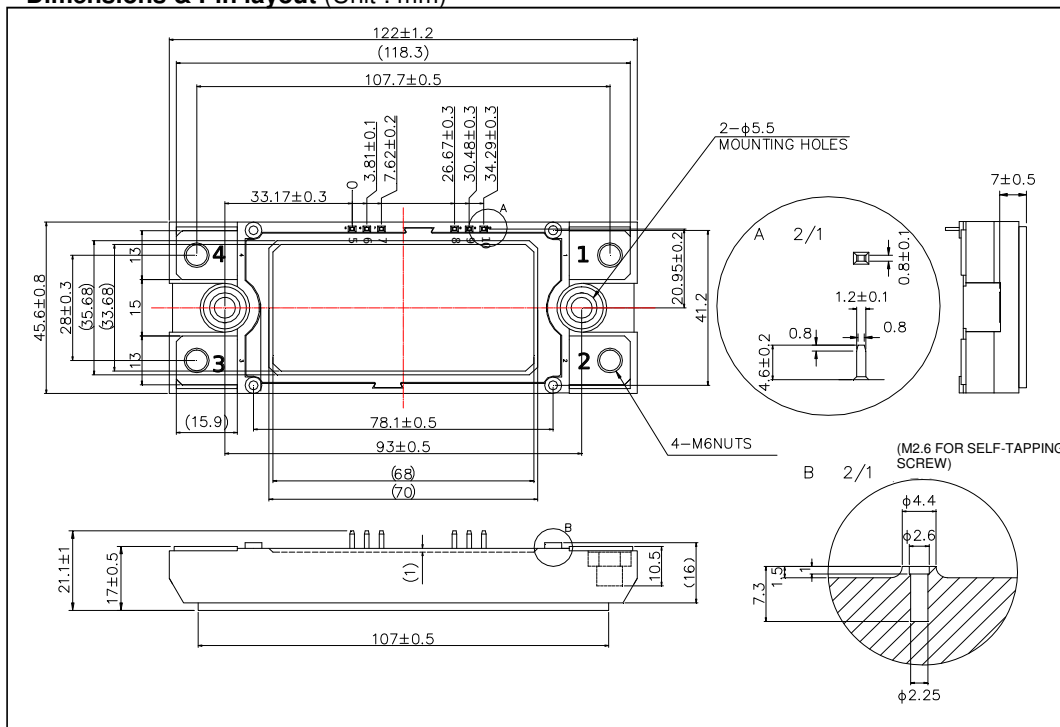
## Circuit diagram



## Construction

This product is a half bridge module consisting of SiC-DMOS and SiC-SBD from ROHM.

## Dimensions & Pin layout (Unit : mm)



## BSM120D12P2C005

## Datasheet

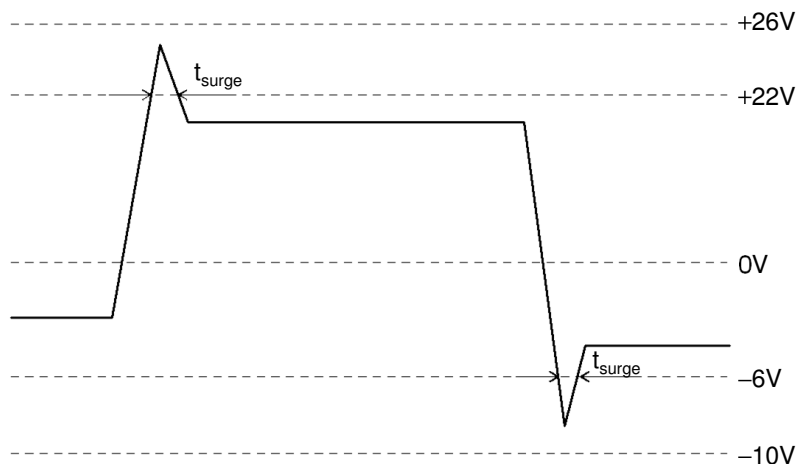
Absolute maximum ratings ( $T_j = 25^\circ\text{C}$ )

Parameter	Symbol	Conditions	Limit	Unit
Drain-source voltage	$V_{DSS}$	G-S short	1200	V
Gate-source voltage( )	$V_{GSS}$	D-S short	22	V
Gate-source voltage( )			6	V
G - S voltage ( $t_{surge}<300\text{nsec}$ )	$V_{GSSsurge}$	D-S short	10 to 26	V
Drain current *1	$I_D$	DC( $T_c=60^\circ\text{C}$ )	134	A
	$I_{DRM}$	Pulse ( $T_c=60^\circ\text{C}$ ) 1ms *2	240	A
Source current *1	$I_S$	DC( $T_c=60^\circ\text{C}$ ) $V_{GS}=18\text{V}$	134	A
	$I_{SRM}$	Pulse ( $T_c=60^\circ\text{C}$ ) 1ms $V_{GS}=18\text{V}$ *2	240	A
Total power dissipation *3	$P_{tot}$	$T_c=25^\circ\text{C}$	935	W
Max Junction Temperature	$T_{jmax}$		175	$^\circ\text{C}$
Junction temperature	$T_j$		40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	$T_{stg}$		40 to 125	$^\circ\text{C}$
Isolation voltage	$V_{isol}$	Terminals to baseplate, $f=60\text{Hz AC}$ 1min.	2500	Vrms
Mounting torque		Main Terminals : M6 screw	4.5	N · m
		Mounting to heat sink : M5 screw	3.5	N · m

(\*1) Case temperature ( $T_c$ ) is defined on the surface of base plate just under the chips.

(\*2) Repetition rate should be kept within the range where temperature rise if die should not exceed  $T_{jmax}$ .

(\*3)  $T_j$  is less than  $175^\circ\text{C}$

Example of acceptable  $V_{GS}$  waveform



## BSM120D12P2C005

## Datasheet

Electrical characteristics (T<sub>j</sub>=25°C)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
On-state static Drain-Source Voltage	V <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub> =120A, V <sub>GS</sub> =18V	T <sub>j</sub> =25°C	2.1	3.2	V
			T <sub>j</sub> =125°C	3.1	4.6	
			T <sub>j</sub> =150°C	3.4	5.2	
Drain Cutoff Current	I <sub>DSS</sub>	V <sub>DS</sub> =1200V, V <sub>GS</sub> =0V			2	mA
Souce-Drain Voltage	V <sub>SD</sub>	V <sub>GS</sub> =0V, I <sub>S</sub> =120A	T <sub>j</sub> =25°C	1.7	2.1	V
			T <sub>j</sub> =125°C	2.2	2.7	
			T <sub>j</sub> =150°C	2.4	3.2	
		V <sub>GS</sub> =18V, I <sub>S</sub> =120A	T <sub>j</sub> =25°C	1.3		
			T <sub>j</sub> =125°C	1.7		
			T <sub>j</sub> =150°C	1.8		
Gate-Source Threshold Voltage	V <sub>GS(th)</sub>	V <sub>DS</sub> =10V, I <sub>D</sub> =22mA	1.6	2.3	4	V
Gate-Source Leak Current	I <sub>GSS</sub>	V <sub>GS</sub> =22V, V <sub>DS</sub> =0V			0.5	A
		V <sub>GS</sub> = 6V, V <sub>DS</sub> =0V	0.5			
Switching Characteristics	t <sub>d(on)</sub>	V <sub>GS(on)</sub> =18V, V <sub>GS(off)</sub> =0V		45		ns
	t <sub>r</sub>	V <sub>DS</sub> =600V		50		
	t <sub>rr</sub>	I <sub>D</sub> =120A		30		
	t <sub>d(off)</sub>	R <sub>G</sub> =3.9		170		
	t <sub>f</sub>	inductive load		60		
Input Capacitance	C <sub>iss</sub>	V <sub>DS</sub> =10V, V <sub>GS</sub> =0V, f=1MHz		14		nF
Gate Registance	R <sub>Gint</sub>	T <sub>j</sub> =25°C		1.8		
Stray Inductance	L <sub>S</sub>			25		nH
Creepage Distance		Terminal to heat sink		11.5		mm
		Terminal to terminal		19.0		mm
Clearance Distance		Terminal to heat sink		9.5		mm
		Terminal to terminal		13.0		mm
Junction-to-Case Thermal Resistance	R <sub>th(j-c)</sub>	DMOSFET (1/2 module) *4			0.16	°C/W
		SBD (1/2 module) *4			0.21	
Case-to-heat sink Thermal resistance	R <sub>th(c-f)</sub>	Case to heat sink, per 1 module, Thermal grease applied *5		0.035		

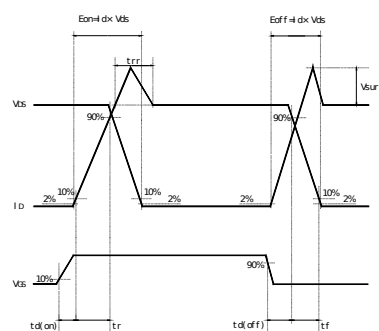
(\*4) Measurement of T<sub>c</sub> is to be done at the point just under the chip.

(\*6) Typical value is measured by using thermally conductive grease of λ=0.9W/(m K).

(\*6) SiC devices have lower short circuit withstand capability due to high current density. Please be advised to pay careful attention to short circuit accident and try to adjust protection time to shutdown them as short as possible.

(\*7) If the Product is used beyond absolute maximum ratings defined in the Specifications, as its internal structure may be damaged, please replace such Product with a new one.

## Wavelength for Switching Test



**BSM120D12P2C005**

Datasheet

**Electrical characteristic curves (Typical)**

Fig.1 Typical Output Characteristics

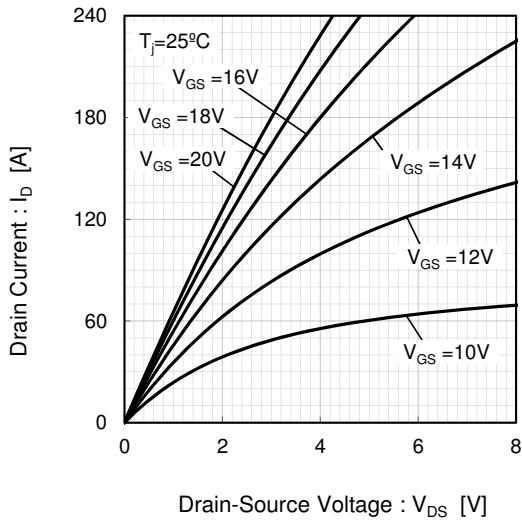


Fig.2 Drain-Source Voltage vs. Drain Current

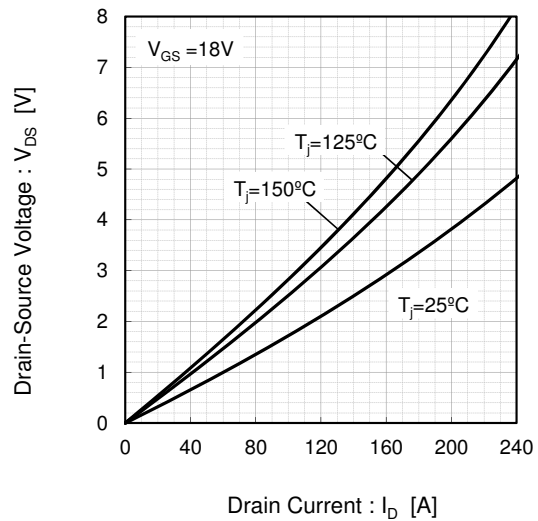


Fig.3 Drain-Source Voltage vs. Gate-Source Voltage

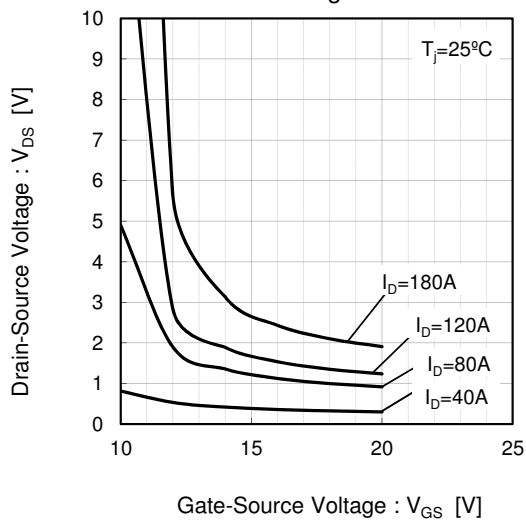
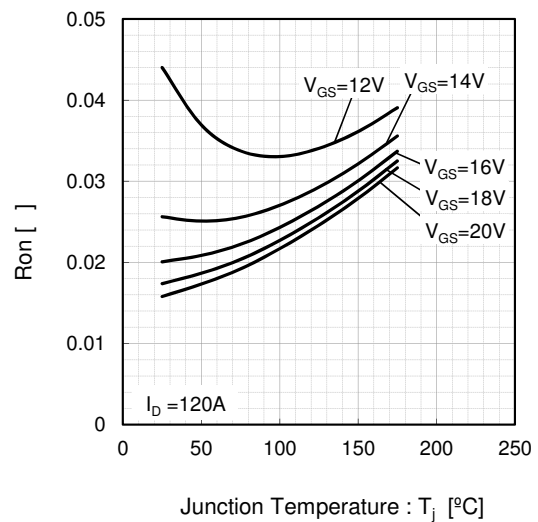


Fig.4 Ron vs Junction Temperature



**BSM120D12P2C005**

**Datasheet**

**Electrical characteristic curves (Typical)**

Fig.5 Forward characteristic of Diode

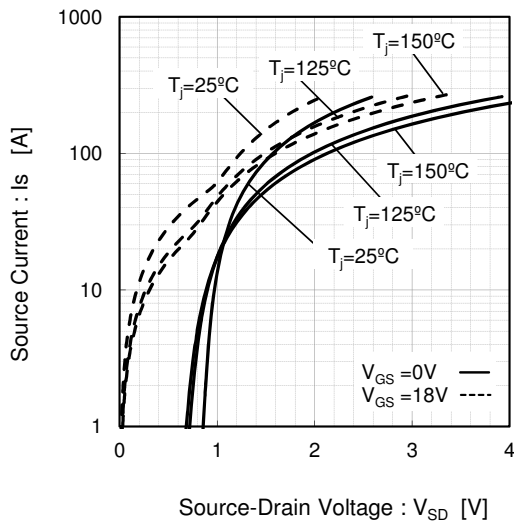


Fig.6 Forward characteristic of Diode

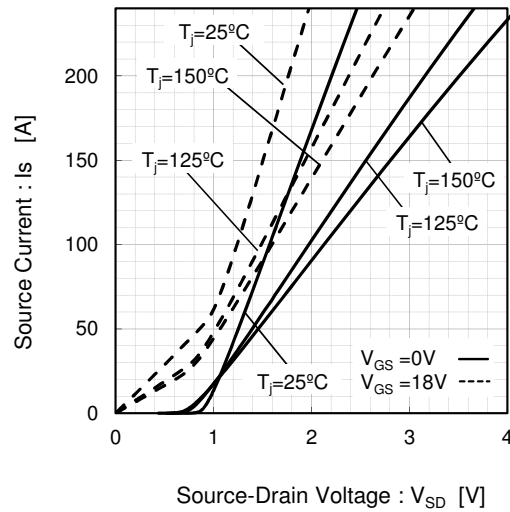


Fig.7 Drain Current vs. Gate-Source Voltage

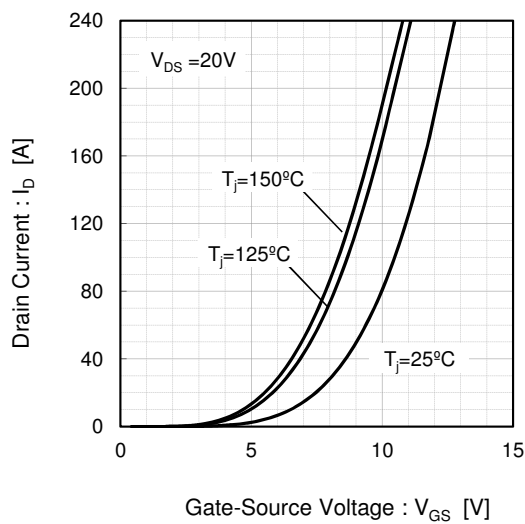
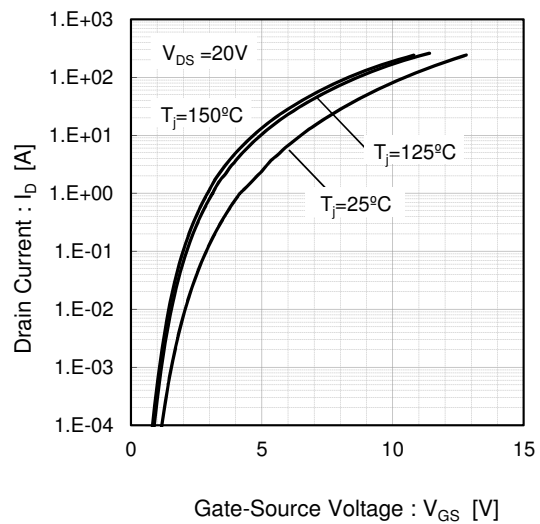


Fig.8 Drain Current vs. Gate-Source Voltage



**BSM120D12P2C005**

Datasheet

**Electrical characteristic curves (Typical)**

Fig.9 Switching Characteristics [  $T_j=25^{\circ}\text{C}$  ]

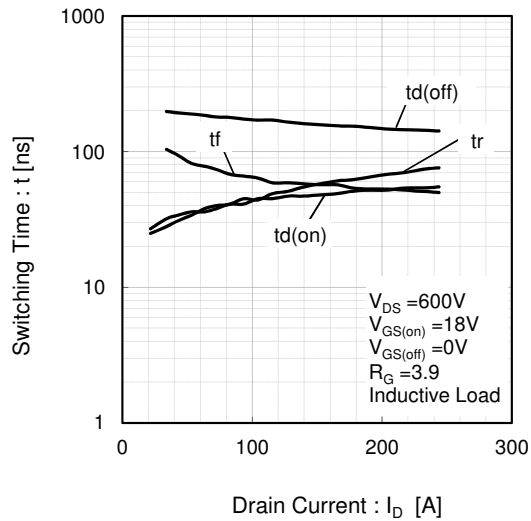


Fig.10 Switching Characteristics [  $T_j=125^{\circ}\text{C}$  ]

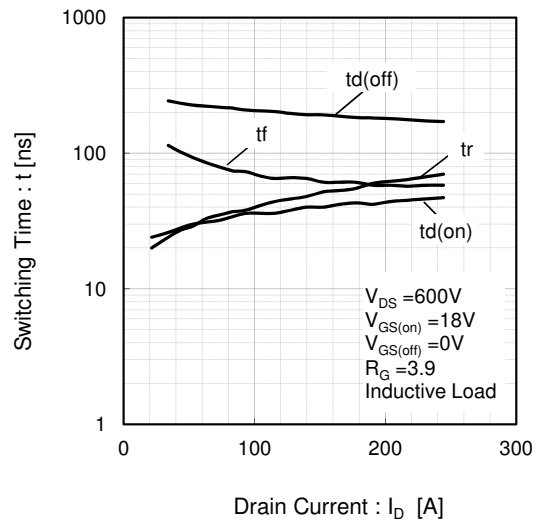


Fig.11 Switching Loss vs. Drain Current [  $T_j=25^{\circ}\text{C}$  ]

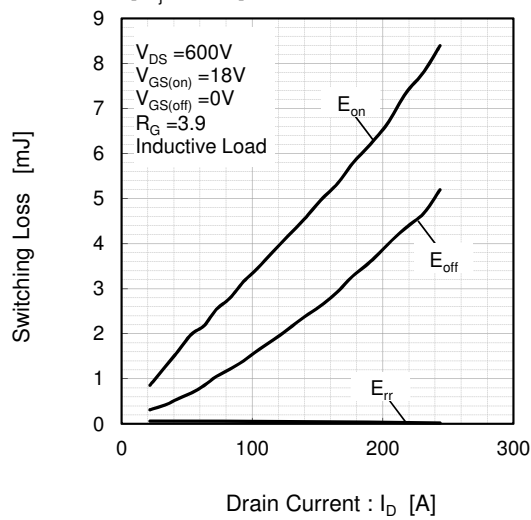
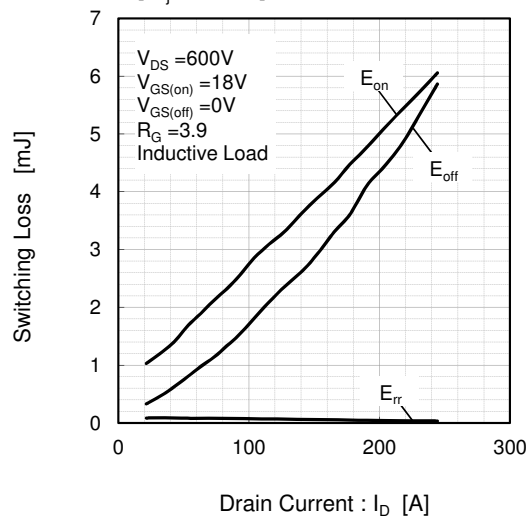


Fig.12 Switching Loss vs. Drain Current [  $T_j=125^{\circ}\text{C}$  ]



**BSM120D12P2C005**

**Datasheet**

**Electrical characteristic curves (Typical)**

Fig.13 Recovery Characteristics vs. Drain Current [  $T_j=25^{\circ}\text{C}$  ]

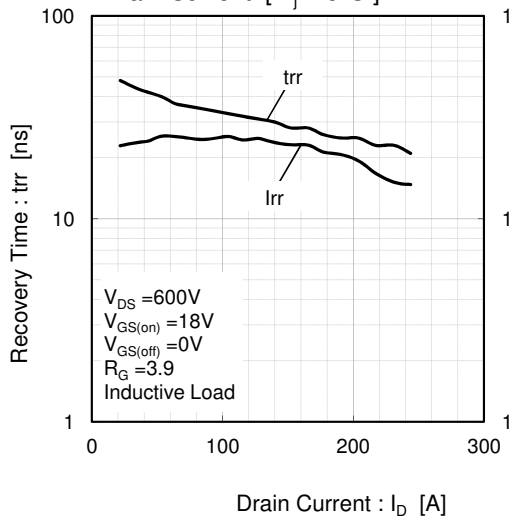


Fig.14 Recovery Characteristics vs. Drain Current [  $T_j=125^{\circ}\text{C}$  ]

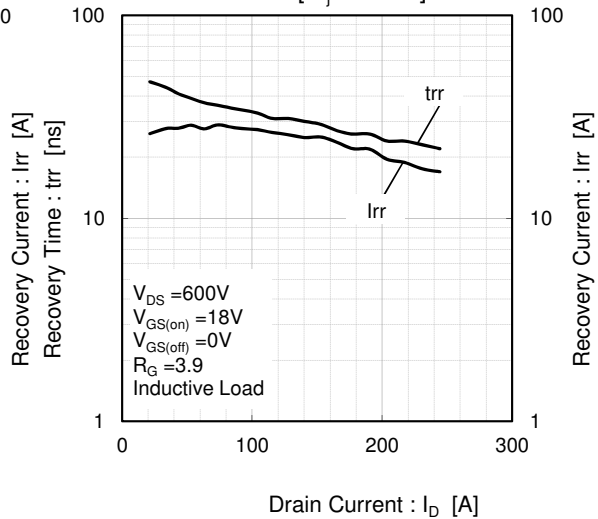


Fig.15 Switching Characteristics vs. Gate Resistance [  $T_j=25^{\circ}\text{C}$  ]

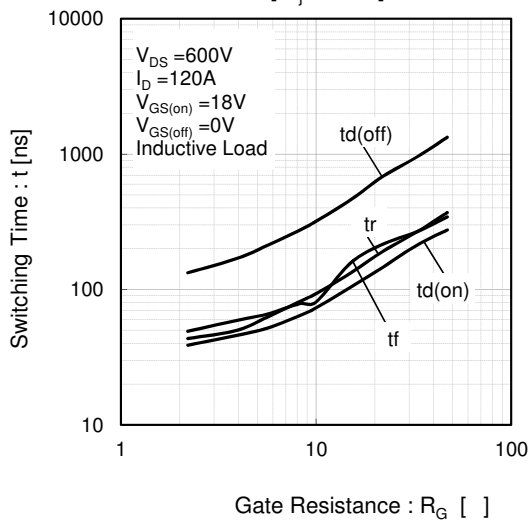
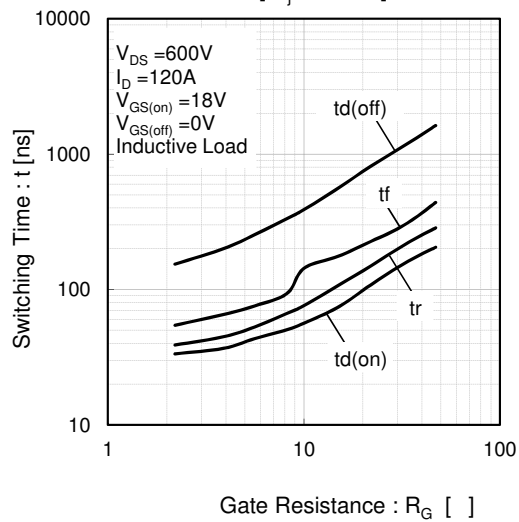


Fig.16 Switching Characteristics vs. Gate Resistance [  $T_j=125^{\circ}\text{C}$  ]



**BSM120D12P2C005**

Datasheet

**Electrical characteristic curves (Typical)**

Fig.17 Switching Loss vs. Gate Resistance [  $T_j=25^\circ\text{C}$  ]

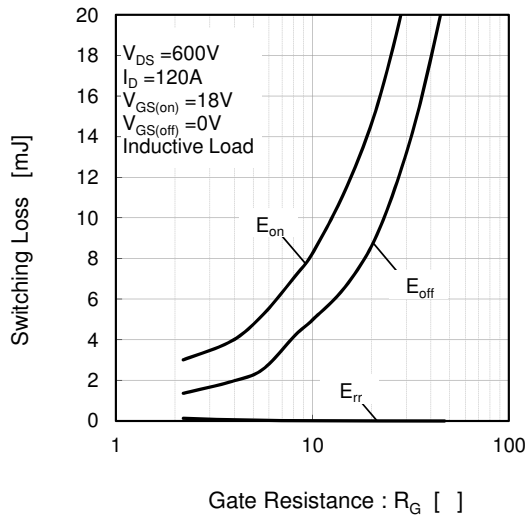


Fig.18 Switching Loss vs. Gate Resistance [  $T_j=125^\circ\text{C}$  ]

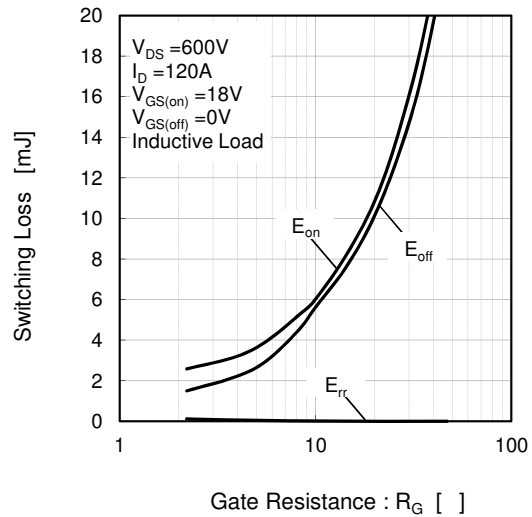


Fig.19 Typical Capacitance vs. Drain-Source Voltage

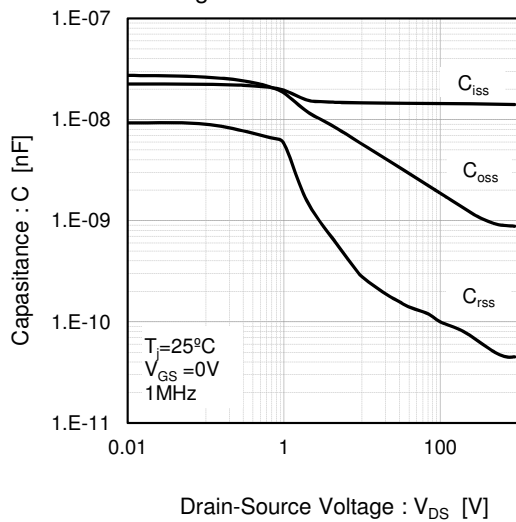
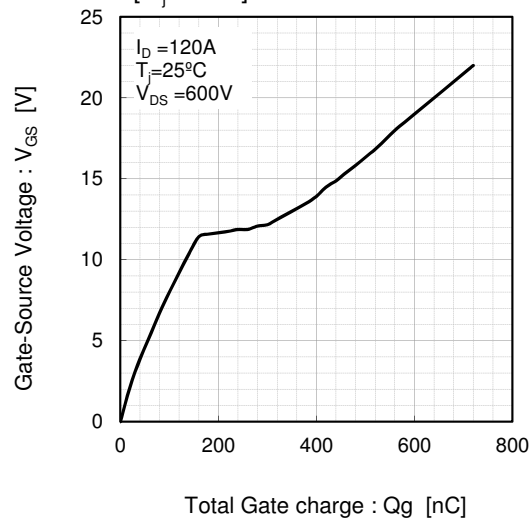


Fig.20 Gate Charge Characteristics [  $T_j=25^\circ\text{C}$  ]





# Motor-Datenblatt motor data sheet

Bezeichnung/name **DD5-14-10-POW - 18600-B5** Formula Student Datum/date: 15.03.2017

Teile-Nr./part number **A2370DD** Zeichn.-Nr./drawing no.:12703-01260

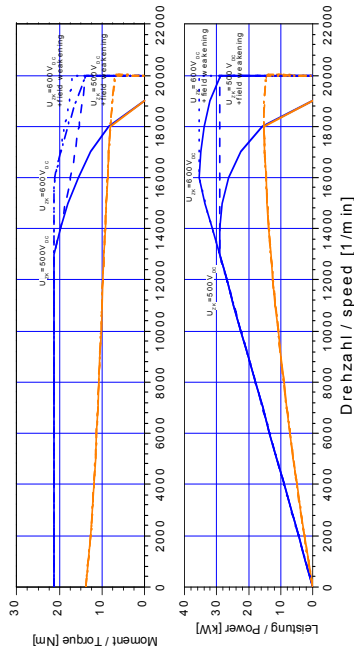
## Motorbeschreibung motor description:

Motorprinzip/motor principle: synchron  
 Kühlart/cooling type: liquid  
 Bauform/mounting type: Flüssigkeit  
 Schutzart/degree of protection: IP 65  
 Isolierklasse/insulation class: F

## Leistungsdaten performance data:

Betriebsart/duty type: S1  $dT=100K$   
 Dauerstillstandsmoment/continuous Stall Torque "Mo": 13,8 Nm  
 Maximales Moment/maximum torque "Mmax": 21 Nm  
 Bemessungsmoment/rated torque "Mn" (ID32771): 9,8 Nm  
 Bemessungsleistung/rated power "Pn": 12,3 kW  
 Bemessungsdrehzahl/rated speed "Nn" (ID32772): 12000 rpm  
 Theo. Leerlaufdrehzahl/theor. no-load-speed "No": 18617 rpm

## Motorkennlinien performance - characteristics:



Kennlinie kann die maximal zulässige Drehzahl übersteigen / Characteristic may exceed mechanical speed limit of motor

## Elektrische Daten electrical data:

Nennspannung/rated voltage "Un" (ID32768): 350 V  
 Nennstrom/rated current "In" (ID111): 41 Arms  
 Dauerstillstandsstrom/cont. stall current "Io" (ID34096): 53,1 Arms  
 Maximalstrom/maximum current "Imax" (ID109): 105 Arms  
 Maximale Dauer für/duration for "Imax" (ID34168): 1,24 s  
 Drehmomentkonstante/torque constant "kt": 0,26 Nm/Arms  
 Spannungskonstante/voltage constant "ke" (ID 34234): 18,8 V/kU/min  
 Schaltung/connection type: D  
 Polzahl/number of poles "2p" (ID32775): 10 Pole  
 Klemmenwiderstand/terminal resistance "Rt" (ID34164): 0,135 Ohm  
 Klemmeninduktivität/terminal inductance "Lt" (ID34167): 0 mH  
 Quersachseninduktivität/quadrature axis inductance "Lq" (ID34046): 0,12 mH  
 Hauptachseninduktivität/direct axis inductance "Ld" (ID34045): 0,24 mH  
 Magn.-Strom/magn. current "Im" (ID32769): 35 Arms  
 Magn.-Strom/magn. current "Im1" (ID32770): 0 Arms  
 Rotorzeitkonstante/rotor time constant "Tr" (ID32774): 0,01 s

## Reglereinstellungen controller settings:

**Stromregler current controller:**  
 Verstärkung q-Achse/gain q-axis "Kpq" (ID34151): 0,64 V/A  
 Verstärkung d-Achse/gain d-axis "Kpd" (ID34152): 0,58 V/A  
 Nachstellzeitkonstante/time constant "Tnq" (ID34050): 1,2 ms  
 Nachstellzeitkonstante/time constant "Tnd" (ID34052): 1,2 ms  
 Adaption Verstärkung/adaption gain "Kpq2" (ID 34179): 20 %  
 Adaption Nachstellzeit/adaption time constant "Tnq2" (ID 34180): 400 %  
 Untere Anpaßschwelle/lower adaption limit "lua" (ID34177): 19 %  
 Obere Anpaßschwelle/upper adaption limit "loa" (ID34178): 68 %  
**Drehzahlregler speed controller (default for plain motor):**  
 Verstärkung/gain "Kp\_n" (ID100): 40  
 Nachstellzeitkonstante/time constant "Tn\_n" (ID101): 20 ms  
**Spannungsregler voltage controller:**  
 Spannungsregler/voltage controller "Kp" (ID34148): 0,08 AV  
 Spannungsregler/voltage controller "Tn" (ID34149): 6 ms  
 Spannungsüberhöhung "du" (ID34235): 116 %  
 Systemwiderstand "Rs" (ID34233): 0 Ohm

Für dieses Dokument und die darin enthaltenen Angaben behalten wir uns alle Rechte und technische Änderungen vor.  
 All rights reserved for this document and all information included. Technical modifications reserved

(c) AMK Antriebs- und Steuerungstechnik GmbH Co. KG

Obr. C.9: AMK motor str.1



# Motor-Datenblatt motor data sheet

Bezeichnung/name **DD5-14-10-POW** - 18600-B5 - Formula Student Datum/date: 15.03.2017  
 Teile-Nr.:part numbe **A2370DD** Zeichn.-Nr./drawing no.: 12703-01260

## Mechanische Daten mechanical data:

Gesamtmasse/motor mass "m": 3,55 kg  
 Motorträgheitsmoment/inertia "J": 2,74 kgcm<sup>2</sup>  
 Mech. zul. Drehzahl/mech. speed limit "Nmax": 20000 rpm  
 Rundlauf/run out (DIN 42955): N  
 Wuchtgüte/balancing quality: G2,5  
 Schwingstärke/vibration level (DIN ISO 2373): N  
 Passfeder/shaft key: -

## Bremsendaten brake data:

Typ/type: -  
 Bremsmoment/brake torque: Nm  
 Bremsstrom/brake current: A  
 Bremsenspannung/brake voltage: V  
 Spannungsart/voltage type: -  
 Einfallzeit/engage time "Te": 0 ms  
 max. Bremsenergie/max. braking energy: J  
 einmalig/single engagement: J  
 Lebenslang/lifetime: -

## Lüfterdaten fan data:

AMK-TNr./AMK part number:  
 Lüfterspannung/fan voltage: V  
 Strom/current: A  
 Frequenz/frequency: Hz

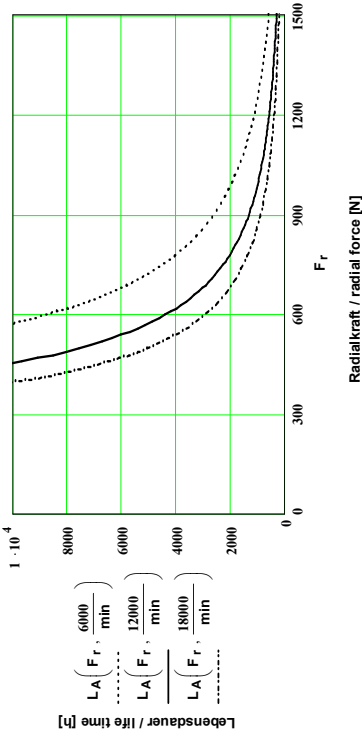
## Wicklungsschutz thermistor:

Typ/type (ID34166): KTY84  
 Ansprechtemp./operation temp: - °C  
 Widerstand/resistance (25°C) <= : 629 Ω

## Lagerbelastung bearing load:

A/B - Lager/A/B - side bearing:  
 Lagertyp/bearing type : 6005 / 6003  
 Fettsorte/type of grease: GE2 / GE2  
 theo. Fettgebrauchsdauer/grease life time: 13000 / 18000 h  
 bei Nennrehzahl und 70°C Lageraufentemp/at rated speed and 158°F at outer bearing ring  
 erforderliche Fettmenge/necessary grease quantity : 0 / g  
 Maximale Axialkraft bei Montage/max. axial force for assembly: 3275 N

## A - Lager/A - side bearing:



## Geberdaten position encoder data: Bemerkungen remarks:

AMK-TNr./AMK part number: 108072 automatisch erstellt. Geber 18 Bit,  
 Typ/type: P Sonderparameter FSE  
 Impulszahl/number of pulses: 262144 Daten nur gültig mit entsprechender Wasserkühlung

Ersteller/created by: SMM \* Typenschildbezeichnung unterstrichen; bitte bei Rückfragen immer angeben /Nameplate data underlined; please state with every inquiry  
 Änderungsdatum/motor revision motor date: 26.10.2016  
 Änderungsstand Mechanik/revision motor-mechanics: 0.00

Für dieses Dokument und die darin enthaltenen Angaben behalten wir uns alle Rechte und technische Änderungen vor.  
 All rights reserved for this document and all information included. Technical modifications reserved

(c) AMK Antriebs- und Steuerungstechnik GmbH Co. KG

Obr. C.10: AMK motor str.2