

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky
KEV**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Modulární stavba výkonových měničů pro pomocné
pohony trakčních vozidel**

**Vedoucí práce :
Konzultant práce:
Autor :**

**Doc. Dr. Ing. Jiří Flajtingr
Ing. Radek Havel
Bc. Jakub Jeřábek**

Anotace

Diplomová práce se zabývá problematikou návrhu měniče pro pomocné pohony trakčních vozidel. Předmětem práce je zhodnocení možných topologických variant měniče a výběr optimálního uspořádání. Dále provedení počítačových simulací vybraných jevů za účelem dimenzování výkonových součástí zvolené varianty a stanovení výkonových ztrát měniče.

Klíčová slova

Měnič pro pomocné pohony, pulsní měnič pro snižování, napěťový střídač, můstkový diodový usměrňovač, dimenzování, Simplorer, Semisel, Iposim.

Abstract

This master thesis deals with the design of an auxiliary inverter. The purpose of this document is the selection of proper topology, fundamental explanation of used power circuits and verification of the calculated results by PC simulations.

Key words

Auxiliary Inverter, Buck Converter, Inverter, Diode Rectifier Bridge, Design, Simplorer, Semisel, Iposim.

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni. Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

V Plzni dne 11.5.2012

jméno a příjmení

.....

Poděkování




Tímto bych rád poděkoval konzultantovi předkládané diplomové práce Ing. Radku Havlovi za věcné připomínky a postřehy. Svými profesionálními radami se podílel na metodickém vedení práce. Dále chci poděkovat vedoucímu diplomové práce Doc. Dr. Ing. Jiřímu Flajtingrovi. V neposlední řadě bych rád poděkoval prof. Ing. Františku Vondráškovi, CSc. za konzultace týkající se problematiky výkonové elektroniky a dimenzování výkonových spínacích součástí.

Obsah

OBSAH.....	7
SEZNAM SYMBOLŮ.....	9
1 ÚVOD	10
1.1 PŘEHLED VYBRANÝCH TECHNICKÝCH PARAMETRŮ POMOCNÉHO POHONU	11
2 TOPOLOGIE POMOCNÉHO POHONU TRAKČNÍHO VOZIDLA.....	12
2.1 VARIANTA 1	12
2.2 VARIANTA 2	13
2.3 VARIANTA 3	14
2.4 VARIANTA 4	15
2.5 KRITÉRIA VÝBĚRU VHODNÉ TOPOLOGIE	15
3 DIMENZOVÁNÍ MĚNIČE KLIMATIZACE - VARIANTA 1.1.....	16
3.1 NÁVRH TŘÍFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE	16
3.1.1 Rozbor třífázového napěťového střídače	16
3.1.2 Simulace třífázového napěťového střídače	17
3.1.3 Realizace 3f napěťového střídače.....	20
3.1.4 Tepelná simulace:	24
3.1.5 Zhodnocení výsledků	28
3.2 NÁVRH JEDNOFÁZOVÉHO TRANSFORMÁTORU.....	29
3.2.1 Závislost velikosti transformátoru na provozní frekvenci.....	29
3.2.2 Simulace transformátoru a parametry jeho náhradního schématu	30
3.2.3 Realizace 1f transformátoru	33
3.3 NÁVRH JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE.....	34
3.3.1 Rozbor jednofázového napěťového střídače.....	34
3.3.2 Simulace jednofázového napěťového střídače.....	35
3.3.3 Realizace 1f napěťového střídače.....	36
3.3.4 Tepelná simulace:	39
3.3.5 Zhodnocení výsledků	42
3.4 NÁVRH MŮSTKOVÉHO DIODOVÉHO USMĚRŇOVAČE	43
3.4.1 Simulace můstkového diodového usměrňovače.....	43
3.4.2 Realizace 1f diodového usměrňovače v můstkovém zapojení.....	45
3.4.3 Tepelná simulace:	47
3.5 NÁVRH PULSNÍHO MĚNIČE PRO SNIŽOVÁNÍ NAPĚTÍ	49
3.5.1 Rozbor pulsního měniče pro snižování.....	49
3.5.2 Simulace pulsního měniče.....	51
3.5.3 Návrh výstupního filtru.....	52
3.5.4 Realizace pulsního měniče pro snižování	56
3.5.5 Tepelná simulace:	59
3.5.6 Zhodnocení výsledků	61
4 DIMENZOVÁNÍ MĚNIČE KLIMATIZACE - VARIANTA 1.2.....	62
4.1 NÁVRH JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE.....	62
4.1.1 Realizace 1f napěťového střídače.....	63
4.1.2 Tepelná simulace:	65
4.1.3 Zhodnocení výsledků	67
5 DIMENZOVÁNÍ MĚNIČE KLIMATIZACE - VARIANTA 2.....	69
5.1 NÁVRH JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE.....	69
5.1.1 Simulace jednofázového napěťového střídače.....	69
5.1.2 Realizace 1f napěťového střídače.....	70

5.1.3	<i>Tepelná simulace:</i>	73
5.2	NÁVRH JEDNOFÁZOVÉHO TRANSFORMÁTORU.....	76
5.2.1	<i>Realizace 1f transformátoru</i>	76
5.3	NÁVRH MŮSTKOVÉHO DIODOVÉHO USMĚRŇOVAČE	77
5.3.1	<i>Simulace můstkového diodového usměrňovače</i>	77
5.3.2	<i>Realizace 1f diodového usměrňovače v můstkovém zapojení</i>	78
5.3.3	<i>Tepelná simulace:</i>	80
6	ZÁVĚR	82
	POUŽITÁ LITERATURA	87
	SEZNAM PŘÍLOH:	87
1	ZTRÁTY MĚNIČŮ S VLASTNÍ KOMUTACÍ A DIOD	1
2	KATALOGOVÝ LIST MODULU SEMIX604GB176HDS	3
3	DIMENZOVÁNÍ 3F STŘÍDAČE V APLIKACI SEMISEL	5
4	KATALOGOVÝ LIST MĚŘENÉHO JEDNOFÁZOVÉHO TRANSFORMÁTORU	7
5	KATALOGOVÝ LIST MODULU FF450R06ME3	8
6	DIMENZOVÁNÍ 1F STŘÍDAČE (600 V) V APLIKACI IPOSIM	13
7	KATALOGOVÝ LIST DIODOVÉHO MODULU SKKD170F	15
8	KATALOGOVÝ LIST MODULU SEMIX604GB176HDS	16
9	DIMENZOVÁNÍ PULSNÍHO MĚNIČE V APLIKACI SEMISEL	18
10	DIMENZOVÁNÍ 1F STŘÍDAČE (1200 V) V APLIKACI SEMISEL	19
11	KATALOGOVÝ LIST MODULU SEMIX404GB12ES	21
12	KATALOGOVÝ LIST MODULU FF650R17IE4D_B2	23
13	KATALOGOVÝ LIST DIODOVÉHO USMĚRŇOVAČE DD 121 S	26

Seznam symbolů

PWM	Pulsní šířková modulace. (Pulse Width Modulation)
1f, 3f	Jednofázový, třífázový
RMS Value	Efektivní hodnota veličiny. (Root Mean Square)
Mean Value	Sřední hodnota veličiny
SS meziobvod	Stejnoseměrný meziobvod napět'ového střídače. Je tvořen kondenzátorovou baterií.
U_{f_motoru}	Výstupní fázové napětí střídače resp. efektivní hodnota fázového napětí na motoru.
U_{s_motoru}	Výstupní sdružené napětí střídače resp. efektivní sdružené napětí na motoru
$P_{_SW_IGBT(av)}$	Sřední hodnota spínacích ztrát tranzistoru [W]. (Switching Losses) Dána součtem $P_{_SW_ON_IGBT(av)} + P_{_SW_OFF_IGBT(av)}$.
$P_{_SW_ON_IGBT(av)}$	Sřední hodnota zapínacích ztrát tranzistoru [W]
$P_{_SW_OFF_IGBT(av)}$	Sřední hodnota vypínacích ztrát tranzistoru [W]
$P_{_FW_IGBT(av)}$	Sřední hodnota propustných ztrát tranzistoru [W]. (Forward Losses)
$P_{_tot_IGBT(av)}$	Totální ztrátový výkon tranzistoru [W]. Dán součtem: $P_{_FW_IGBT(av)} + P_{_SW_IGBT(av)}$
$P_{_SW_D(av)}$	Sřední hodnota spínacích ztrát diody [W]. (Switching Losses)
$P_{_FW_D(av)}$	Sřední hodnota propustných ztrát diody [W]. (Forward Losses)
$P_{_tot_D(av)}$	Totální ztrátový výkon diody [W]. Dán součtem: $P_{_FW_D(av)} + P_{_SW_D(av)}$
S_{CU} resp. S_{FE}	Průřez vinutí transformátoru resp. průřez jeho magnetického obvodu [m ²]
N	počet závitů [-]
U_i	Indukované napětí [V]
J	Proudová hustota [A/m ²]
B_{FE}	Magnetická indukce v jádře transformátoru [T]
k	Převod transformátoru [-]. (Turn Ratio)
η_1	Účinnost 3f napět'ového střídače [-]
η_2	Účinnost 1f diodového usměrňovače v můstkovém zapojení [-]
η_3	Účinnost 1f transformátoru [-]
η_4	Účinnost 1f napět'ového střídače [-]
η_5	Účinnost pulsního měniče pro snižování napětí[-]
	Symbol voltmetru vyskytující se v simulacích.
	Symbol zdroje proudu vyskytující se v simulacích.
	Symbol zdroje napětí vyskytující se v simulacích.

1 Úvod

Cílem práce je navrhnout statický měnič pro napájení kompresorů klimatizační jednotky trolejbusu. Tento statický měnič je řešen jako samostatná skříň a je určen k zástavbě na střechu vozidla. Typové označení měniče je SM54.2. Měnič bude dodávat energii pro dvě klimatizační jednotky typu UL 500 EM. Každá klimatizační jednotka obsahuje jeden kompresor klimatizace, který je poháněn asynchronním motorem. Jmenovité napětí (sdružené) asynchronních motorů je $400\text{ V} \pm 5\%$ o frekvenci 50 Hz . Každý z motorů bude napájen jmenovitým proudem 20 A .

Navrhovaný měnič klimatizace je napájen ze stejnosměrného meziobvodu (dále jen SS meziobvod) hlavního pohonu. Hlavní pohon současně zprostředkovává aktivní přepětovou ochranu. Přesáhne-li napětí na SS meziobvodu softwarem definovatelnou hodnotu, dojde k sepnutí spínače elektronické brzdy. Tím je přebytečná energie přivedena k brzdovému odporu, kde je mařena. V souvislosti s napětím, které se může objevit na SS meziobvodu hlavního pohonu, jsou definovány vstupní napěťové hladiny pro navrhovaný měnič klimatizace. Jeho jmenovité vstupní stejnosměrné napětí je 600 V resp. 750 V (je určen pro provoz na obou napěťových hladinách). Mimo to měnič musí být schopen dlouhodobě pracovat i při vstupním napětí v rozmezí 400 V až 900 V . Napětí troleje se pohybuje v rozsahu $+20\%$, -33% ze jmenovité hodnoty. Pod i nad touto hranicí napájecího napětí je funkce měniče elektronicky blokována.

Velikost výkonu měniče hraje zásadní roli při dimenzování výkonových součástí a chladících prvků. Elektrické ztráty měniče produkují teplo, které je nutné odvádět prostřednictvím chladičů ochlazovaných nuceně cirkulujícím vzduchem ze spodní strany.

Z hlediska návrhu je nutné dimenzovat pohon pro určité výkonové přetížení, které je dle zadání stanoveno na 150% po dobu 5 sekund . Přetížitelnost vyjadřuje schopnost měniče poskytnout na výstupu vyšší proud než jmenovitý. Konkrétně 60 A po dobu 5 sekund . Měnič musí být schopen uchládit tyto časově omezené zvýšené ztráty tak, aby teplota (především čipů spínacích součástí) nepřesáhla optimální mez. Toto krátkodobé přetížení je typické pro první okamžiky po startu měniče, resp. po zapnutí obou kompresorů klimatizace.

Vstupní obvody měniče, které jsou na potenciálu trolejového napětí, jsou dvojitě izolované od ostatních obvodů (kostra vozidla, síť malého napětí, výstupní napětí). První izolace je vyřešena použitím bezpotenciálových výkonových modulů. Základna výkonového modulu, která je určena pro styk s chladičem, je již výrobcem izolována od částí pod napětím.

Druhá izolace je realizována pomocí přidané dielektrické vrstvy, která je umístěna mezi chladičem a základnou výkonového modulu. Při návrhu je nutné zohlednit fakt, že zmíněná přidaná vrstva zhoršuje přestup tepla mezi pouzdem součástky a chladičem. Proto je nutné při tepelném dimenzování měniče ponechat vyšší teplotní rezervu. Galvanické oddělení výstupních obvodů od obvodů trolejového napětí je řešeno použitím transformátoru.

Pro simulaci elektrických parametrů měniče byl zvolen program SIMPLORER, ve studentské verzi 7.0 od společnosti ANSOFT [9].

1.1 Přehled vybraných technických parametrů pomocného pohonu

Vstupní data:

Jmenovité vstupní stejnosměrné napětí	600 V (750 V) DC
Minimální vstupní stejnosměrné napětí	400 V DC
Maximální vstupní stejnosměrné napětí	900 V DC

Výstupní data:

Jmenovitý proud	2 x 20 A
Přetížitelnost	150 % po dobu 5 s
Výstupní trojfázové střídavé napětí (sdružené)	3AC 400 V \pm 5 %
Jmenovitý kmitočet	50 Hz \pm 1 %

Obecná data:

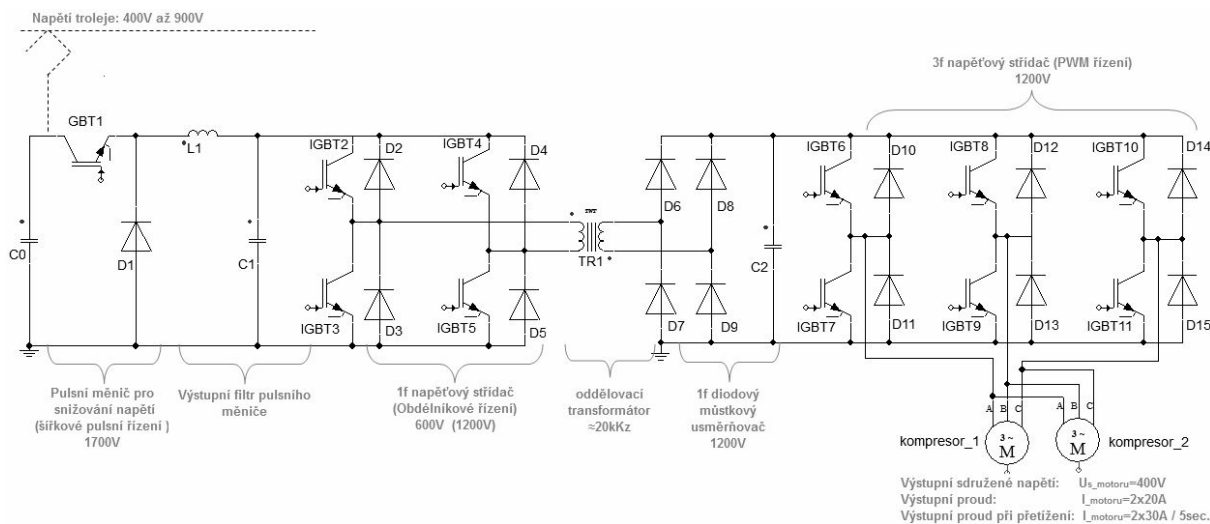
Max. vnější rozměry	
délka	1560 mm
šířka	720 mm
výška	400 mm
Max. hmotnost	250 kg
Způsob chlazení	AF (vzduchové, nucené)
Teplota okolí a chladicího vzduchu při provozu	-40 °C až +50 °C

2 Topologie pomocného pohonu trakčního vozidla

Způsoby, jak realizovat měnič pomocného pohonu, jsou v zásadě čtyři. V následujícím oddílu bude proveden rozbor a diskuze vlastností jednotlivých variant s následným výběrem optimální topologie výkonového obvodu.

2.1 Varianta 1

Schéma pohonu je uvedeno na obrázku 1. Pulsní měnič pro snižování stabilizuje proměnné vstupní napětí. Napěťová hladina prvků pulsního měniče je volena 1700 V vzhledem k maximálním možným hodnotám trolejového napětí. Řízení měniče je pulsní šířkové. Spínací frekvence je volena v řádu jednotek kHz. Použití vyššího spínacího kmitočtu vede na menší (lehčí a levnější) indukčnost výstupního filtru L1. Na druhou stranu je velikost spínacího kmitočtu omezena velikostí spínacích ztrát výkonového prvku.



Obrázek 1: Obvodové schéma měniče klimatizace - varianta 1

Na výstupu pulsního měniče je (s jistou idealizací) konstantní napětí, které napájí 1f napěťový střídač. Střídač je spínán obdélníkově v plném otevření, aby byl schopen přenést maximální výkon. Díky stabilizovanému napětí na vstupu, může být napěťová hladina prvků 1f střídače 600 V (varianta 1.1) resp. 1200 V (varianta 1.2).

Varianta 1.1 uvažuje použití 1f střídače v napěťové hladině 600 V. Nižší napěťová hladina umožní vyšší spínací frekvenci z důvodu menších spínacích ztrát prvků. Volba vyššího spínacího kmitočtu dovoluje použití menšího oddělovacího transformátoru, který střídač napájí.

Provoz transformátoru (ale i ostatních výkonových prvků měniče) je doprovázen emisí hluku. Pokud je použit dostatečně vysoký spínací kmitočet, hluk je posunut do pásma, které je pro lidské ucho neslyšitelné¹. Oddělovací transformátor má za úkol galvanicky oddělit výstupní obvody od trolejového napětí.

Varianta 1.2 předpokládá použití 1f střídače v napěťové hladině 1200 V. Pokud by při provozu měniče došlo k proražení pulsního měniče, objevilo by se trolejové napětí přímo na vstupu 1f střídače. Vzhledem k jeho maximální velikosti (900 V) by, v případě varianty 1.1, došlo ke zničení 1f střídače. Aby se předešlo dalším škodám je vhodné realizovat 1f střídač na napěťové hladině 1200 V, ovšem za cenu nutného snížení spínací frekvence z důvodu vyšších spínacích ztrát prvku

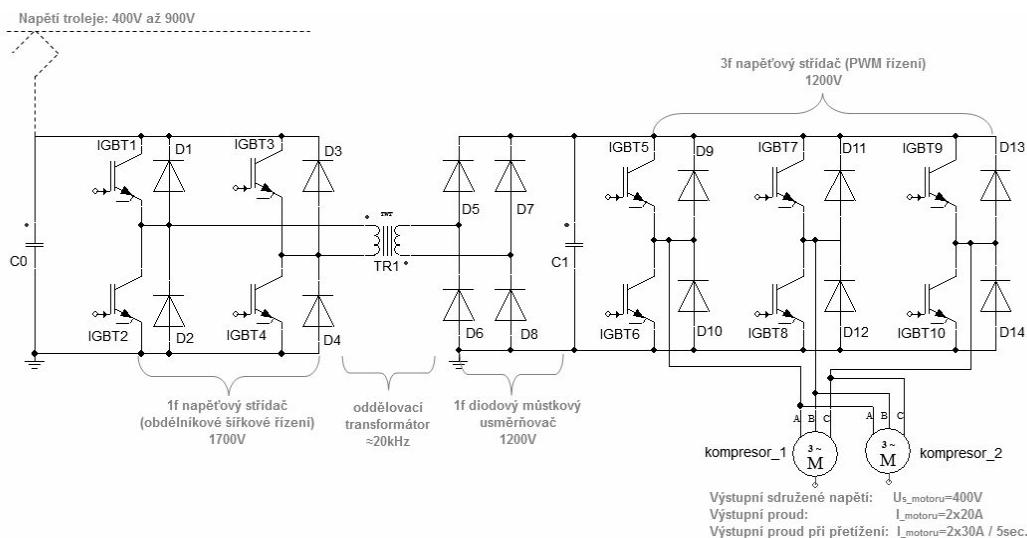
Výstupní napětí transformátoru je usměrněno 1f diodovým usměrňovačem v můstkovém zapojení a přes vyhlazovací kondenzátor C2 přivedeno na vstup 3f napěťového střídače. Jeho výstupem je pak požadované výstupní napětí 400 V/50 Hz, které napájí oba motory. Spínací kmitočet střídače daného výkonu bývá okolo 10 kHz. Pokud nejsou použity motory přizpůsobené pro napájení ze střídačů², je nutno mezi výstup střídače a motor vložit vhodný filtr (motorové tlumivky, filtr du/dt popř. sinusový filtr). Při použití vyššího spínacího kmitočtu střídače vychází zmíněný filtr menší.

2.2 Varianta 2

Schéma měniče je uvedeno na obrázku 2. Vstupní napětí je připojeno přes vyhlazovací kondenzátor C0 přímo na vstupní svorky 1f napěťového střídače. Vzhledem k maximálním hodnotám vstupního napětí je napěťová hladina výkonového modulu volena 1700 V. Řízení střídače je na rozdíl od předchozí varianty šířkové obdélníkové, aby bylo možné regulovat výstup střídače a tím reagovat na měnící se napěťové poměry na vstupu. Vzhledem k vyšší napěťové hladině modulu lze s ohledem na ztráty předpokládat, že nebude možné dosáhnout tak vysoké spínací frekvence jako u varianty 1. Rozměry oddělovacího transformátoru TR1 tak budou větší. Způsob funkce a dimenzování ostatních komponentů zůstávají stejné jako u předchozí topologie.

¹Frekvenční rozsah zvuku, které je teoreticky schopno vnímat lidské ucho, je 16 Hz až 20 kHz. Tato hranice je ovšem velmi individuální. S rostoucím věkem horní hranice výrazně klesá. Většina lidí tak vnímá zvuk přibližně do frekvence 16 kHz. Lidské ucho nejcitlivěji vnímá frekvence v rozmezí 1 kHz až 4kHz [7].

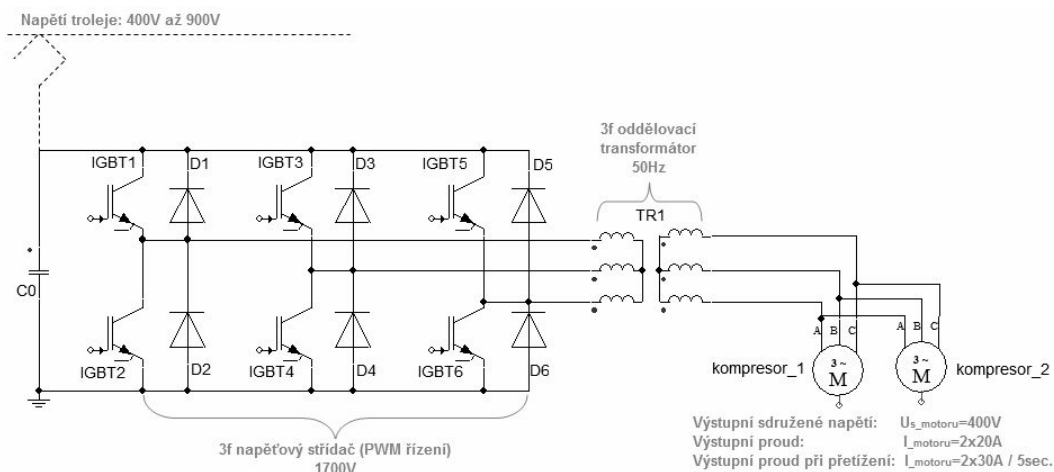
²Motory, určené pro napájení z napěťového střídače, mají zesílenou izolaci vinutí. Průběh napájecího napětí obsahuje strmé hrany (až 10 kV/μs), které namáhají zejména čela vinutí motoru. Pokud je navíc přívodní kabelové vedení mezi motorem a střídačem delší než 100 metrů, dochází k zásadnějšímu uplatnění parazitní kapacity kabelu. Výsledkem jsou odrazy vln napětí na vedení, které na motoru způsobí přepětí až 2x větší než je jmenovité napětí [3].



Obrázek 2: Obvodové schéma měniče klimatizace - varianta 2

2.3 Varianta 3

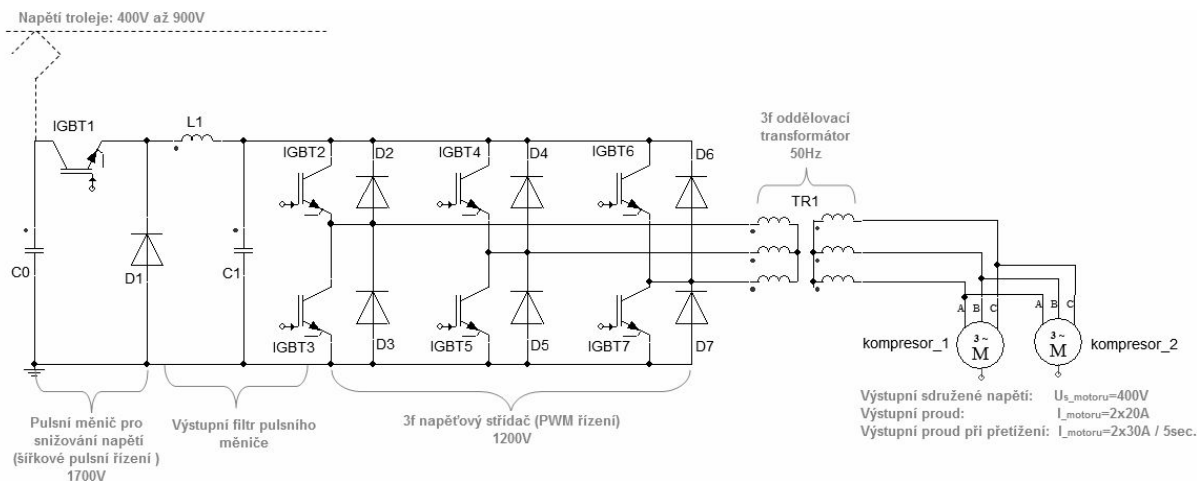
Topologie pohonu je uvedena na obrázku 3. Na vstup měniče je přes vyhlazovací kondenzátor připojen 3f napěťový střídač. Prvky střídače musí být napěťově dimenzované s ohledem na maximální rozkmit trolejového napětí. To vede k použití spínacích součástek v napěťové hladině 1700 V. S ohledem na ztráty střídače je spínací kmitočet pouze v řádu jednotek kHz. Na výstup střídače je připojen 3f oddělovací transformátor TR1. Vzhledem k výstupnímu kmitočtu napětí 3f napěťového střídače, musí být použit oddělovací transformátor navržen na síťový kmitočet 50 Hz. (Navíc případně instalovaný výstupní filtr mezi motorem a transformátorem by byl v důsledku nízkého spínacího kmitočtu střídače pro dané účely příliš velký.) Provozní kmitočet transformátoru hraje zásadní roli v otázce rozměru transformátoru. Z rozboru vlastností transformátoru, kterému je věnována kapitola 3.2.1 plyne závěr, že transformátor s provozní frekvencí 20 kHz je přibližně 20x menší než transformátor na 50 Hz.



Obrázek 3: Obvodové schéma měniče klimatizace - varianta 3

2.4 Varianta 4

Topologie pohonu je uvedena na obrázku 4. Konfigurace obvodu vychází z varianty 3. Třífázovému napětovému střídači je předřazen pulsní měnič pro snižování napětí. Tím je umožněno použití 3f střídače v napětové hladině 1200 V. Díky tomu může být střídač provozován s vyšší spínací frekvencí. Současně budou menší nároky na výstupní filtr, ovšem součástek je více oproti variantě 3. Zásadní nevýhodou opět představuje nutnost použití transformátoru s provozní frekvencí 50 Hz.



Obrázek 4: Obvodové schéma měniče klimatizace - varianta 4

2.5 Kritéria výběru vhodné topologie

Vzhledem k omezenému prostoru, do kterého má být měnič klimatizace vestavěn, není vhodné použít obvodové řešení měniče ve variantě 3 a 4. U obou topologií se vyskytuje transformátor s provozní frekvencí 50 Hz. Jeho rozměry a hmotnost jsou pro daný účel neakceptovatelné.

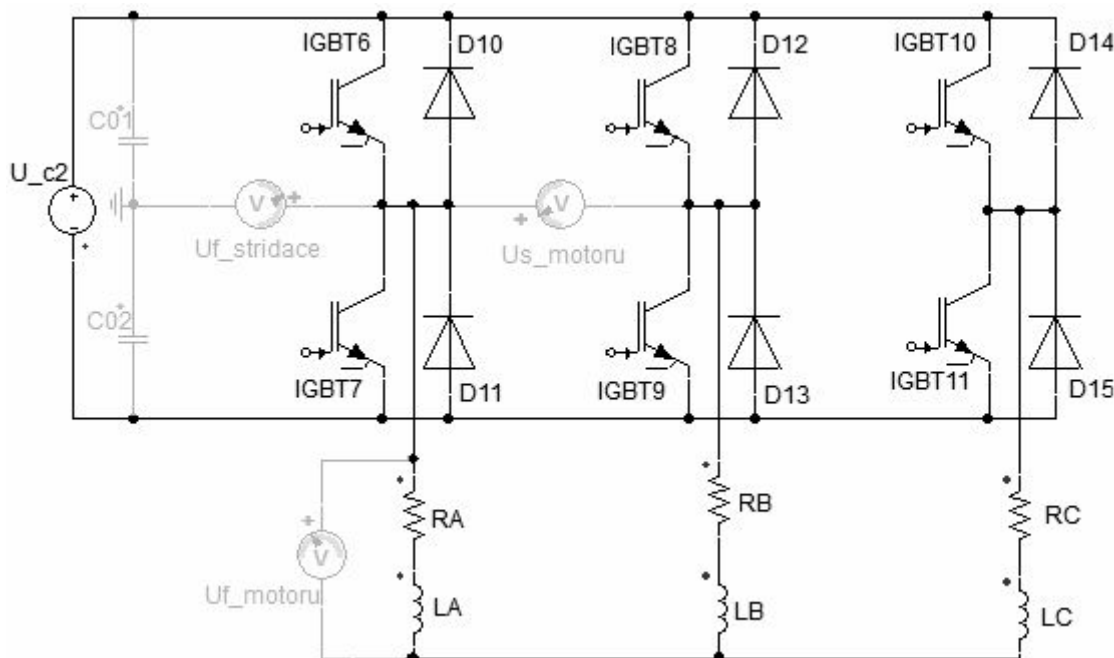
Pro realizaci měniče klimatizace se tak jako nejvhodnější jeví varianty 1.1, 1.2 a 2. Rozhodujícím kritériem pro výběr nejvhodnější topologie proto budou náklady na její realizaci, hmotnost celé sestavy a provozní vlastnosti celku (účinnost, emise hluku). Předpokládaná výhoda provedení pomocného pohonu ve variantě 1.1 by měla spočívat v nižší ceně použitím 1f střídače v napětové hladině jen 600 V (místo 1700 V u varianty 2). To i navzdory většímu počtu součástek, které tato topologie musí obsahovat: Pulsní měnič, indukčnost L1 a kondenzátor C1.

Pro konečnou volbu topologie měniče klimatizace bude proveden finální návrh pro varianty 1.1, 1.2 a 2. Po následné kalkulaci ceny a hmotnosti výsledných sestav jednotlivých topologií bude doporučeno nejvhodnější provedení.

3 Dimenzování měniče klimatizace - varianta 1.1

3.1 Návrh třífázového napěťového střídače

3.1.1 Rozbor třífázového napěťového střídače



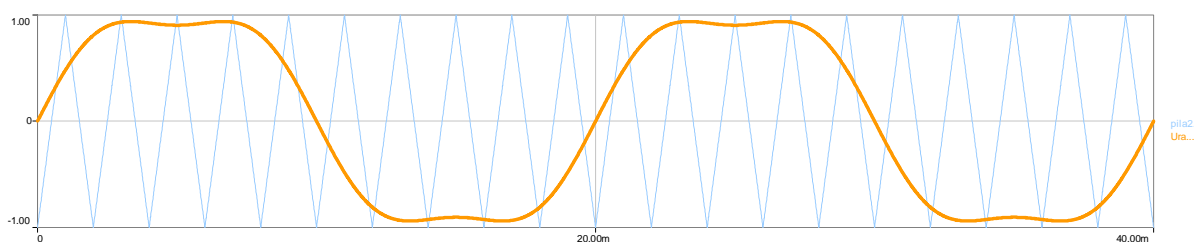
Obrázek 5: Schéma simulovaného 3f napěťového střídače

Zdrojem napětí 3f napěťového střídače je kondenzátor C2. V simulaci jej zastupuje napěťový zdroj U_{C2} . Napěťový střídač je řízen pomocí sinusové modulace s injektovanou třetí harmonickou. Modulace je založena na principu koincidence pilového signálu a řídicího signálu U_r pro který platí:

$$U_{r_A} = U_{out} \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{6} U_{out} \cdot \sin(3\omega t) \quad (1)$$

$$U_{r_B} = U_{out} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{6} U_{out} \cdot \sin(3\omega t) \quad (2)$$

$$U_{r_C} = U_{out} \cdot \sin(\omega t + 240^\circ) + \frac{1}{6} U_{out} \cdot \sin(3\omega t) \quad (3)$$



Obrázek 6: Koincidence pilového signálu a řídicího napětí U_{r_A} ($f_{spínací}=500\text{Hz}$)

Zmíněný způsob modulace zvyšuje napěťovou využitelnost střídače, která je definovaná modulačním indexem M_i . Člen $U_{s,3.harmonickou(1)m}$ představuje amplitudu první harmonické napětí na zátěži při použití sinusové modulace s přidanou 3. harmonickou. Člen $U_{obdélník(1)m}$ představuje amplitudu první harmonické napětí na zátěži při obdélníkovém řízení střídače. Modulační index pro čistě sinusovou modulaci (bez 3. harmonické) je jen 78,5 %. Použitím sinusové modulace s injektovanou 3. harmonickou se zvýšila napěťová využitelnost měniče o 15,5 %.

$$M_i = \frac{U_{s,3.harmonickou(1)m}}{U_{obdélník(1)m}} \cdot 100 = \frac{\frac{U_{C2}}{\sqrt{3}}}{\frac{2 \cdot U_{C3}}{\pi}} \cdot 100 = 90,7 \% \quad (4)$$

V souvislosti se zvoleným způsobem modulace je nutno stanovit potřebné napětí na vstupu měniče U_{C2} . Vycházíme ze znalosti efektivní hodnoty napětí, kterým má být motor napájen: $U_{f_motoru} = 230$ V. Pro amplitudu 1. harmonické tohoto napětí platí vztah (5). Následně je možné stanovit hledanou velikost napětí na vstupu střídače U_{C2} .

$$U_{f_motoru(1)m} = \frac{U_{C2}}{\sqrt{3}} \quad (5)$$

$$U_{C2} = \sqrt{3} \cdot U_{f_motoru(1)m} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{f_motoru} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 230 = 564 \text{ V} \quad (6)$$

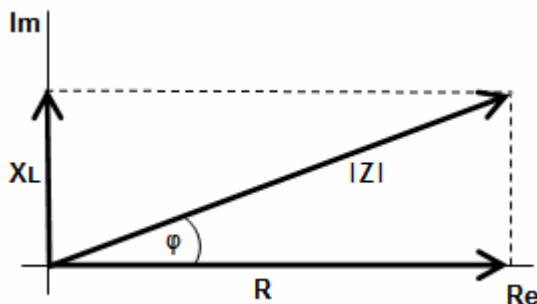
Pokud bude velikost napětí na stupu měniče menší než uvedených 564 V³, střídač nebude schopen ani při plném otevření dodat na zátěž požadované sdružené napětí 400 V. Aby byla zajištěna správná funkce měniče, musí regulace zajistit minimální napětí na kondenzátoru s dostatečnou rezervou. Proto bude ve všech dalších úvahách a simulacích předpokládáno napětí $U_{C2} = 600$ V.

3.1.2 Simulace třífázového napěťového střídače

Pro účely simulace bude 3f střídač zatížen obecnou RL zátěží, která bude zastupovat oba motory klimatizačních jednotek. Velikost odporu a indukčnosti musí být voleny tak, aby respektovaly $\cos\varphi$ reálné zátěže. Při dimenzování střídače je nutno zohlednit účinnost měniče, která je odhadnuta na $\eta_1 = 0,95$. Měnič tak bude dimenzován na výstupní proud I'_{motoru} stanoveného dle vztahu (7).

³ Pro porovnání dodejme, že pokud bychom použili sinusovou modulaci bez injektované 3. harmonické, bylo by nutné zajistit minimální napětí na vstupu střídače $U_{C2} = 651$ V.

$$I'_{motoru} = \frac{I_{motoru}}{\eta_1} = \frac{40}{0,95} \cong 42 \text{ A} \quad (7)$$

Obrázek 7: Impedance Z v komplexní rovině

$$|\bar{Z}| = \frac{U_{f_motoru}}{I'_{motoru}} = \frac{230}{42} = 5,476 \text{ } \Omega \quad (8)$$

$$\cos \varphi = 0,88 \Rightarrow \varphi = 28,36^\circ \quad (9)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_L}{R} \Rightarrow X_L = \operatorname{tg} \varphi \cdot R \quad (10)$$

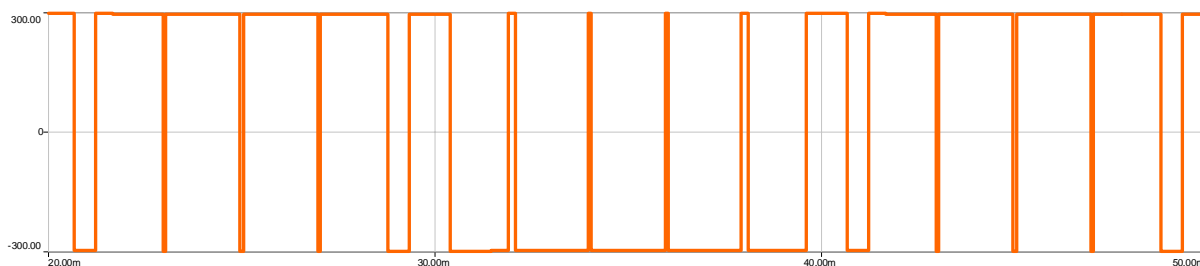
$$|\bar{Z}| = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{R^2 + (\operatorname{tg} \varphi \cdot R)^2} \quad (11)$$

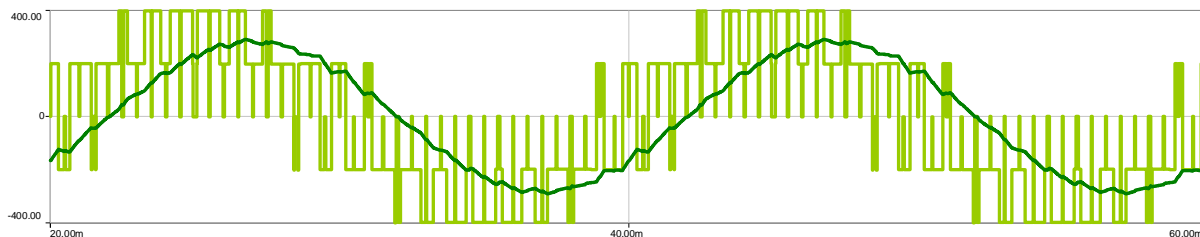
$$R = \sqrt{\frac{|\bar{Z}|^2}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}} = \sqrt{\frac{5,476^2}{1 + (\operatorname{tg} 28,36^\circ)^2}} = 4,819 \text{ } \Omega \quad \text{resp. } 3,213 \text{ } \Omega \text{ pro simulaci přetížení} \quad (12)$$

$$X_L = \sqrt{|\bar{Z}|^2 - R^2} = \sqrt{5,476^2 - 4,819^2} = 2,601 \text{ } \Omega \quad (13)$$

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{2,601}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 8,279 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad \text{resp. } 5,519 \text{ mH pro simulaci přetížení} \quad (14)$$

Obrázek 8 zachycuje průběh fázového napětí střídače $U_{f_střídače}$. Je-li sepnut tranzistor v horní větvi střídače (*IGBT6,8,10*), objeví se na výstupní svorce odpovídající fáze napětí $U_{C2}/2$. Sepneme-li tranzistor v dolní větvi střídače (*IGBT7,9,11*), objeví se na výstupní svorce odpovídající fáze střídače záporná polarita napětí $U_{C2}/2$.

Obrázek 8: Fázové napětí střídače $U_{f_střídače}$ pro fázi A ($f_{spínací}=500\text{Hz}$)



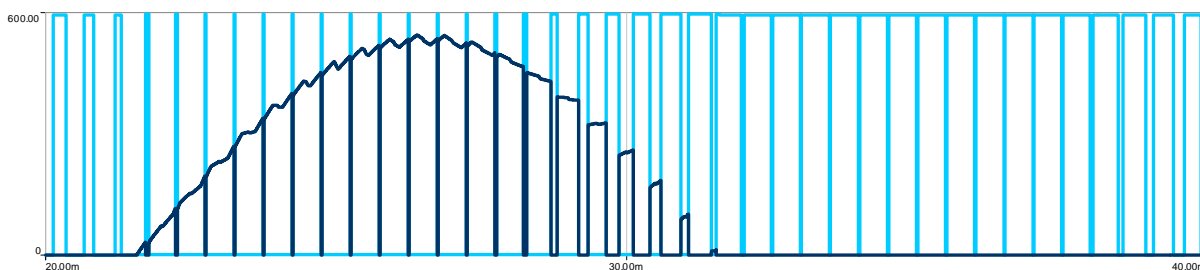
Obrázek 9: Fázové napětí zátěže U_{f_zatez} a proud zátěží I_{motoru} pro fázi A ($f_{spínací}=500\text{Hz}$)

Fázové napětí zátěže U_{f_zatez} uvedené na obrázku 9 obdržíme z fázových napětí střídače $U_{f_stridac}$ na základě následujících vztahů:

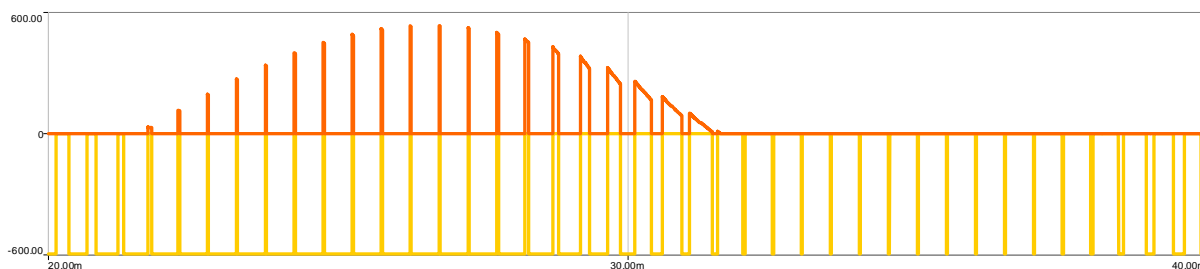
$$U_{f_zatez_A} = \frac{1}{3} (2 \cdot U_{f_stridac_A} - U_{f_stridac_B} - U_{f_stridac_C}) \quad (15)$$

$$U_{f_zatez_B} = \frac{1}{3} (2 \cdot U_{f_stridac_B} - U_{f_stridac_A} - U_{f_stridac_C}) \quad (16)$$

$$U_{f_zatez_C} = \frac{1}{3} (2 \cdot U_{f_stridac_C} - U_{f_stridac_A} - U_{f_stridac_B}) \quad (17)$$



Obrázek 10: Průběh napětí na tranzistoru U_{IGBT6} a proudu tranzistorem I_{IGBT6} (9x zvětšen), ($f_{spínací}=2000\text{Hz}$)



Obrázek 11: Průběh napětí na diodě U_{DI1} a proud diodou I_{DI1} (9x zvětšení), ($f_{spínací}=2000\text{Hz}$)

3.1.3 Realizace 3f napěťového střídače



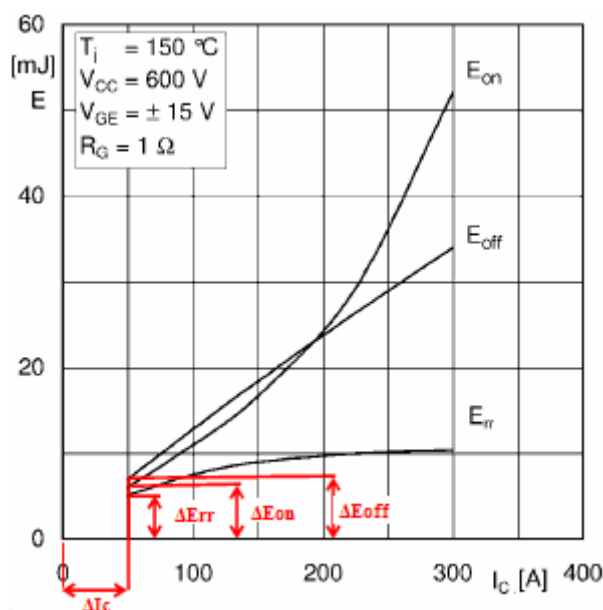
12: Výkonový modul SEMiX151GB12E4s

Pro realizaci byly vybrány výkonové moduly SEMiX151GB12E4s z produkční řady společnosti Semikron (katalogový list je uveden v příloze č. 2). Modul v napěťové hladině 1200 V, je osazen tranzistory s IGBT4 technologií. Přímo v pouzdru modulu je zabudován NTC termistor pro monitorování teploty součástky, která slouží jako zpětná vazba pro řídicí elektroniku měniče. Výrobce nabízí i výkonové moduly jejichž topologie je

přímo určena k realizaci 3f střídače (všechny tři větve střídače v jediném pouzdře). Navrhovaný 3f střídač však bude sestaven ze tří samostatných výkonových modulů, kdy každý modul tvoří jednu větev střídače, umístěných na společném chladiči. Toto řešení přináší zejména vyšší flexibilitu oprav. Kdy v případě poruchy může být vyměněna jen poškozená větev střídače [13], [14], [15].

3.1.3.1 Ztráty 3f napěťového střídače řešeného modulem SEMiX151GB12E4s

Průběh zobrazující ztrátové energie E_{on} , E_{off} a E_{err} je vztažen pro napětí $U_{cc}=600$ V. Indexem * budou označovány veličiny charakterizující 1,5 násobné přetížení střídače.



Obrázek 13: Průběh ztrátových energií v závislosti na výstupním proudu

$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I} = \frac{6,93 \cdot 10^{-3}}{50} = 13,86 \cdot 10^{-5} \text{ [J/A]} \quad (18)$$

$$K_{on} = \frac{\Delta E_{on}}{\Delta I} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{50} = 12 \cdot 10^{-5} \text{ [J/A]} \quad (19)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_C} = \frac{5,3 \cdot 10^{-3}}{50} = 10,6 \cdot 10^{-5} \text{ [J/A]} \quad (20)$$

Výpočet středních a efektivních hodnot proudů tranzistorů a diodami:

$$I_{IGBT(av)} = I'_{motoru} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi} + \frac{M \cdot \cos \varphi}{4 \cdot \sqrt{2}} \right) = 42 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi} + \frac{1,058 \cdot 0,88}{4 \cdot \sqrt{2}} \right) = 16,37 \text{ A} \quad \text{resp. } 24,55 \text{ A}^* \quad (21)$$

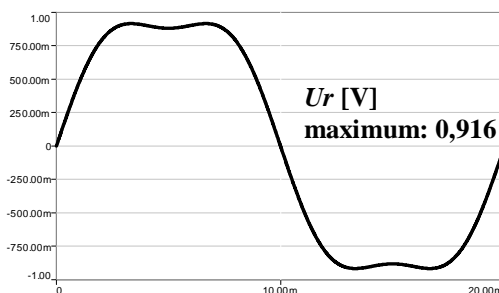
$$I_{D(av)} = I'_{motoru} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi} - \frac{M \cdot \cos \varphi}{4 \cdot \sqrt{2}} \right) = 42 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi} - \frac{1,058 \cdot 0,88}{4 \cdot \sqrt{2}} \right) = 2,54 \text{ A} \quad \text{resp. } 3,81 \text{ A}^* \quad (22)$$

$$I_{IGBT(RMS)} = I'_{motoru} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2 \cdot M \cdot \cos \varphi}{3 \cdot \pi}} = 42 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2 \cdot 1,058 \cdot 0,88}{3 \cdot \pi}} = 28,10 \text{ A} \quad \text{resp. } 42,15 \text{ A}^* \quad (23)$$

$$I_{D(RMS)} = I'_{motoru} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2 \cdot M \cdot \cos \varphi}{3 \cdot \pi}} = 40 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2 \cdot 1,058 \cdot 0,88}{3 \cdot \pi}} = 9,62 \text{ A} \quad \text{resp. } 14,42 \text{ A}^* \quad (24)$$

Člen M vyskytující se ve vztazích pro výpočet středních a efektivních hodnot proudů je tzv. hloubka modulace. Je definována jako poměr amplitudy pilového signálu a amplitudy první harmonické řídicího napětí U_r (viz obrázek 6). Při použití čistě sinusové modulace platí, že $0 < M < 1$ [4]. Vzhledem k použité sinusové modulaci s injektovanou 3. harmonickou lze pro stanovení hloubky modulace přijmout vztah:

$$M = \frac{U_{r(1)m}}{U_{pila}} = \frac{\max(U_r) \cdot \frac{U_{C2}}{\sqrt{3}}}{\frac{U_{C2}}{2}} = \max(U_r) \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = 0,916 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,058 \quad (25)$$



Obrázek 14: Průběh řídicího napětí U_r a odečet jeho maximální hodnoty

Jmenovitý provoz			
	RA.I [A]	IGBT6.I [A]	D11.I [A]
Maximum	60.1589436956798	60.1712178905245	59.9742159626089
Minimum	-59.5432654164951	-8.59355479361682u	-6.15859355479362m
Peak to Peak	119.702209112175	60.1712264840793	59.9803745561637
Mean Value	352.720962230246m	16.5195287288372	2.53953629533155
Rectified Mean	37.7579888706837	16.5195302621801	2.5456874431459
R.M.S. value	41.9810902728314	28.1810796765407	9.65316676972948
R.M.S. AC	41.9796084833865	22.8315225579167	9.31312966133851

Tabulka 1: Velikosti proudů tranzistoru (IGBT6.I), diodami (D11.I) a zátěží (RA.I) při jmenovitém zatížení

Přetížení			
	RA.I [A]	IGBT6.I [A]	D11.I [A]
Maximum	90.2068928713747	90.2191661647975	89.9360569901659
Minimum	-89.2850410368923	-8.89009633430305u	-6.1588900963343m
Peak to Peak	179.491933908267	90.2191750548939	89.9422158802623
Mean Value	704.741723797576m	24.8589805458426	3.82239776480384
Rectified Mean	56.6505624428585	24.8589820658673	3.82854934936813
R.M.S. value	62.9982211560239	42.3296971286487	14.4952547954357
R.M.S. AC	62.9942791682391	34.2612659606231	13.9821917778375

Tabulka 2: Velikosti proudů tranzistoru (IGBT6.I), diodami (D11.I) a zátěží (RA.I) při přetížení

Výpočet střední hodnoty spínacích ztrát:

$$P_{SW_IGBT(av)} = \frac{U_{CE} \cdot I'_{motoru(m)} \cdot f_{sw} \cdot (K_{on} + K_{off})}{U_{CC} \cdot \pi} = \frac{600 \cdot \sqrt{2} \cdot 42 \cdot 10000 \cdot (12,0 + 13,86) \cdot 10^{-5}}{600 \cdot \pi} \cong 49 \text{ W} \quad (26)$$

$$P_{SW_IGBT(av)}^* = \frac{U_{CE} \cdot I'_{motoru(m)}^* \cdot f_{sw} \cdot (K_{on} + K_{off})}{U_{CC} \cdot \pi} = \frac{600 \cdot \sqrt{2} \cdot (1,5 \cdot 42) \cdot 10000 \cdot (12,0 + 13,86) \cdot 10^{-5}}{600 \cdot \pi} \cong 74 \text{ W} \quad (27)$$

$$P_{SW_D(av)} = \frac{U_{CE} \cdot I'_{motoru(m)} \cdot f_{sw} \cdot K_{rr}}{U_{CC} \cdot \pi} = \frac{600 \cdot \sqrt{2} \cdot 42 \cdot 10000 \cdot 10,6 \cdot 10^{-5}}{600 \cdot \pi} \cong 20 \text{ W} \quad (28)$$

$$P_{SW_D(av)}^* = \frac{U_{CE} \cdot I'_{motoru(m)}^* \cdot f_{sw} \cdot (K_{rr})}{U_{CC} \cdot \pi} = \frac{600 \cdot \sqrt{2} \cdot (1,5 \cdot 42) \cdot 10000 \cdot 10,6 \cdot 10^{-5}}{600 \cdot \pi} = 30 \text{ W} \quad (29)$$

Výpočet střední hodnoty propustných ztrát:

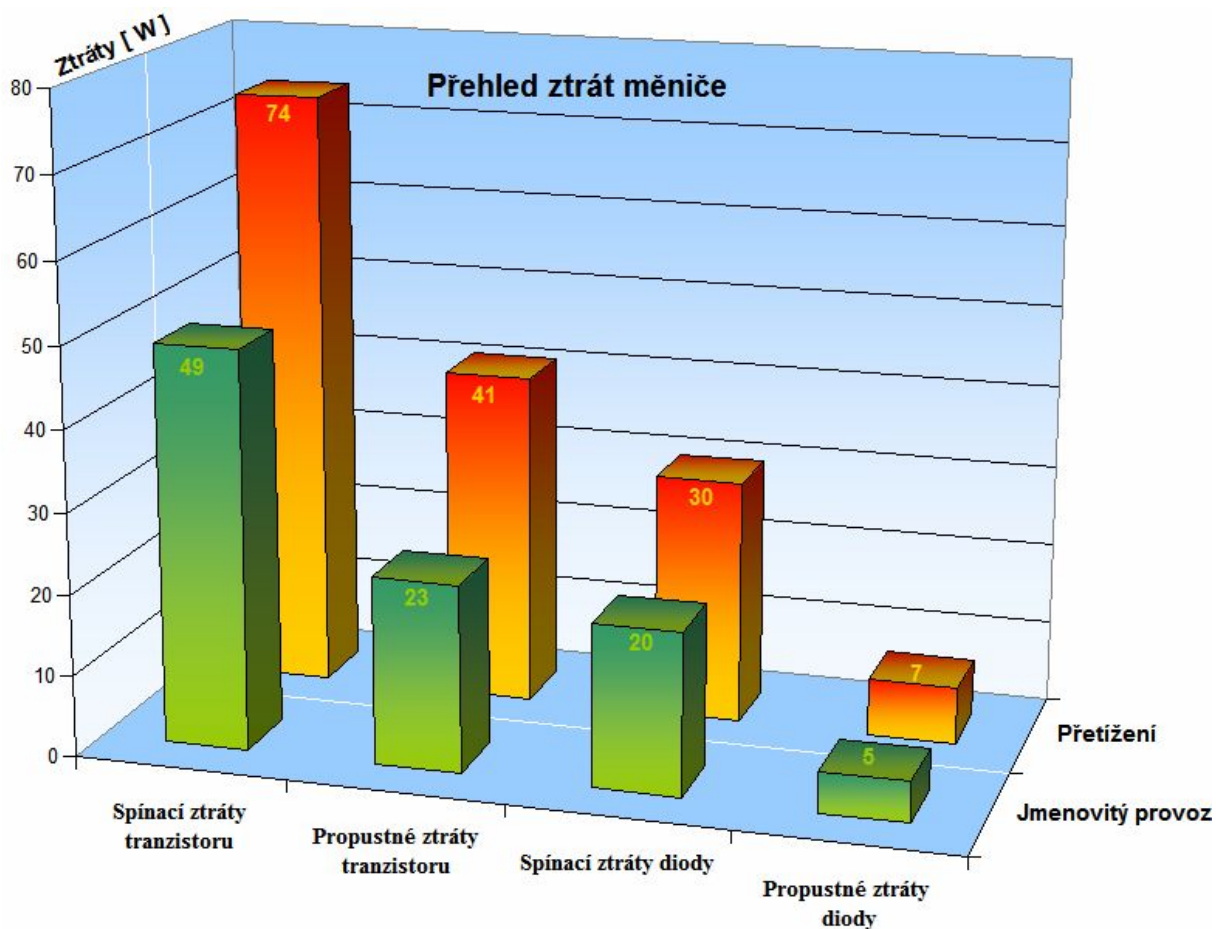
$$P_{FW_IGBT(av)} = (I_{IGBT(av)} \cdot U_{ce0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^2) = (16,37 \cdot 0,9 + 10,7 \cdot 10^{-3} \cdot 28,10^2) = 23 \text{ W} \quad (30)$$

$$P_{FW_IGBT(av)}^* = (I_{IGBT(av)}^* \cdot U_{ce0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^{*2}) = (24,55 \cdot 0,9 + 10,7 \cdot 10^{-3} \cdot 42,15^2) = 41 \text{ W} \quad (31)$$

$$P_{FW_D(av)} = (I_{D(av)} \cdot U_{FO} + r_{CE} \cdot I_{D(rms)}^2) = (2,54 \cdot 1,5 + 8,5 \cdot 10^{-3} \cdot 9,62^2) = 5 \text{ W} \quad (32)$$

$$P_{FW_D(av)}^* = (I_{D(av)}^* \cdot U_{FO} + r_{CE} \cdot I_{D(rms)}^{*2}) = (3,81 \cdot 1,5 + 8,5 \cdot 10^{-3} \cdot 14,42^2) = 7 \text{ W} \quad (33)$$

Hodnoty U_{ce0} , U_{F0} , r_{CE} , r_F jsou odečteny z katalogového listu výkonového modulu, který je uveden v příloze č.2. Velikosti střehů a efektivních hodnot proudů použitých při výpočtech ztrát jsou stanoveny dle vztahů (21) až (24). Tyto hodnoty byly následně ověřeny simulací. Její výsledky shrnují tabulky 1 a 2. Střední hodnoty jsou zvýrazněny zeleně. Efektivní hodnoty žlutě. V prvním sloupci (veličina RA.I) jsou zobrazeny parametry průběhu proudu zátěže. Nejvýznamnější je údaj o velikosti efektivní hodnoty tohoto proudu, tedy 42 A resp. 63 A při přetížení.



Obrázek 15: Přehled vypočítaných středních hodnot ztrát

Výpočet účinnosti měniče:

$$P_{tot(av)} = 6 \cdot (P_{SW_IGBT(av)} + P_{FW_IGBT(av)} + P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)}) = 6 \cdot (49 + 23 + 20 + 5) = 582 \text{ W} \quad (34)$$

$$\eta_{1_red \ln a} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{\sqrt{3} \cdot U_{s_motoru} \cdot I'_{motoru} \cdot \cos \varphi} = 1 - \frac{582}{\sqrt{3} \cdot 400 \cdot 42 \cdot 0,88} = 0,9773 \quad (35)$$

Na základě výpočtu totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty 3f napěťového střídače, je stanovena skutečná účinnost měniče na 97,73 %.

3.1.4 Tepelná simulace:

Na základě vyčíslených ztrát jednotlivých tranzistorů a diod navrhovaného 3f napěťového střídače je provedena tepelná simulace. Princip simulace spočívá v řešení ekvivalentního elektrického obvodu, který je uveden na obrázku 16.

Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

P_{tot_IGBT} Totální ztrátový výkon tranzistoru je roven 72 W resp. 115 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát tranzistoru: $P_{SW_IGBT(av)}$ a $P_{FW_IGBT(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

P_{tot_D} Totální ztrátový výkon diody je roven 25 W resp. 37 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{SW_D(av)}$ a $P_{FW_D(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

R_{thjc_IGBT} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem tranzistoru. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_IGBT} = 0,19$ [K/W]

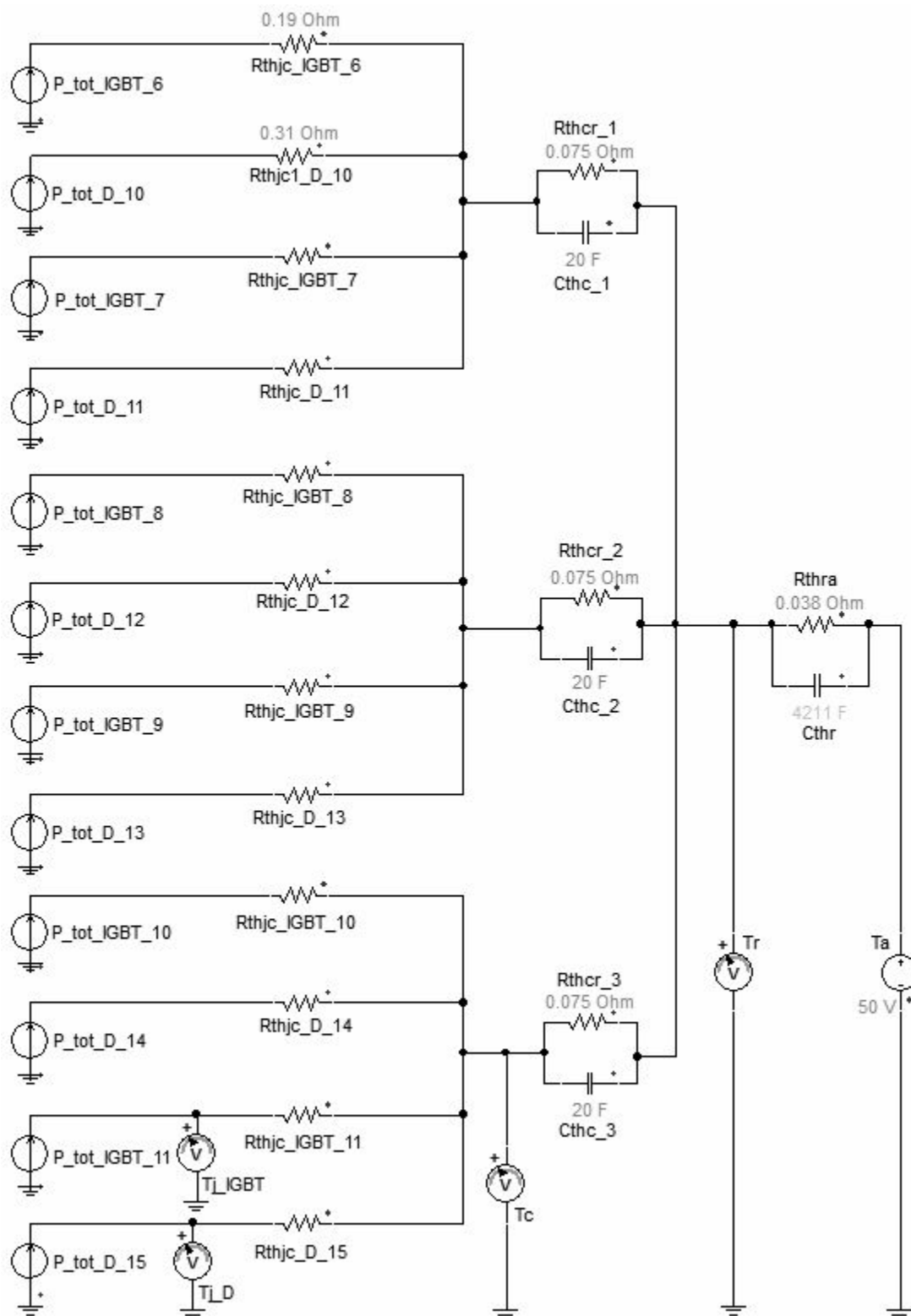
R_{thjc_D} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem diody. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_D} = 0,31$ [K/W]

R_{thcr} Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem. Hodnota odporu je uvedena v katalogovém listu spínací součástky a vztahuje se k celému modulu. $R_{thcr} = 0,075$ [K/W].

C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalogích udávána. Ze zkušenosti lze odhadnout, že τ_c se pohybuje v rozmezí 1,5 až 2,5 s. Hodnotu tepelné kapacity spočítáme s ohledem na velikost R_{thcr} :

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thcr}} = \frac{1,5}{0,0075} = 20 \text{ [Ws/K]} \quad (36)$$

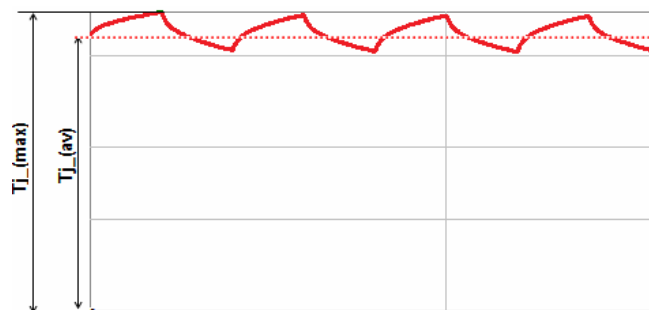
- R_{thra} Tepelný odpor mezi chladičem a okolím. Tato hodnota byla zjištěna z aplikace Semisel. Odpovídá chladiči P16/200 od společnosti Semikron, který je nuceně chlazen vzduchem (380m³/h). $R_{thra} = 0,038$ [W/K]
- C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče C_{thr} je stanovena na základě hmotnosti chladiče P16/200 $m = 4,7$ kg a měrné tepelné kapacity hliníku $c = 896$ J/kg.K
- $$C_{thr} = m \cdot c = 4,7 \cdot 896 = 4211 \text{ [Ws/K]} \quad (37)$$
- T_{j_IGBT} Teplota čipu tranzistoru [°C]. V simulaci je teplota přechodu měřena voltmetrem s převodem 1 °C = 1 V.
- T_{j_D} Teplota čipu diody [°C]. V simulaci je teplota přechodu měřena voltmetrem s převodem 1 °C = 1 V.
- T_C Teplota chladiče [°C]. V simulaci je teplota přechodu měřena voltmetrem s převodem 1 °C = 1 V.
- T_r Teplota pouzdra výkonového modulu [°C]. V simulaci je teplota přechodu měřena voltmetrem s převodem 1 °C = 1 V.
- T_a Teplota okolí T_a [°C] je při výpočtech uvažována 50 °C. V simulaci je tato teplota vyjádřena napět'ovým zdrojem o velikosti $T_a = 50$ V.



Obrázek 16: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci 3f napěťového střídače

3.1.4.1 Výsledky tepelné simulace

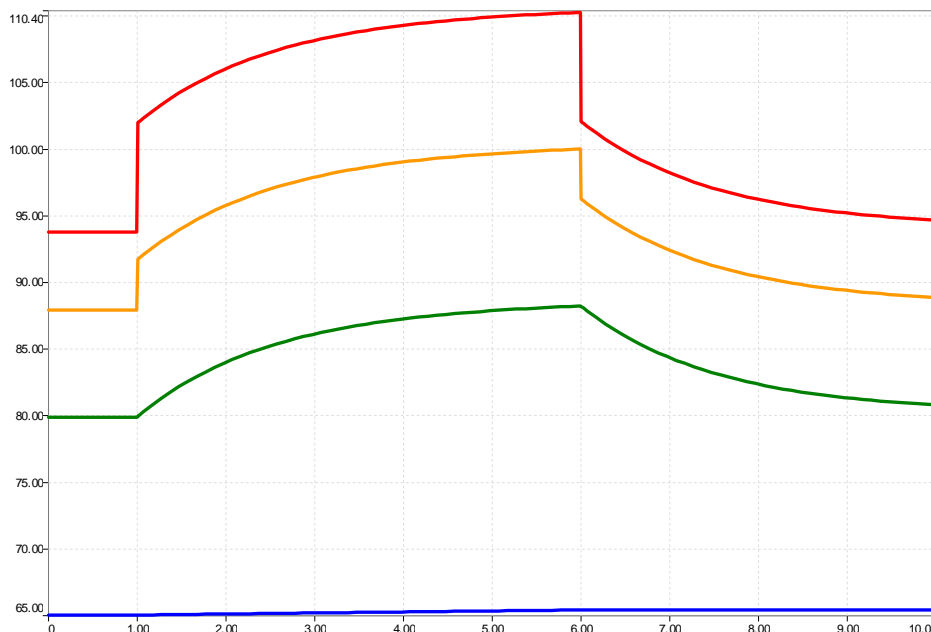
Prvním cílem tepelné simulace bylo ověření rozdílnosti teplot, jsou-li k jejich výpočtu použity jen střední hodnoty ztrát místo hodnot okamžitých. Pokud do náhradního tepelného schématu dosadíme jen střední hodnoty ztrát, obdržené hodnoty teplot jsou také jen středními hodnotami. Pokud jsou do simulace dosazeny okamžité hodnoty ztrát, jsou jejím výsledkem zvlněné průběhy teplot. Z obrázku 17 je patrné, že čip je ve skutečnosti zatěžován maximální teplotou T_{j_max} . Rozkmit teplot T_{j_max} a T_{j_av} je závislý na spínací frekvenci měniče. Vzhledem k vysokým spínacím frekvencím všech výkonových částí měniče klimatizace je zvlnění tak malé, že hodnoty T_{j_max} a T_{j_av} se prakticky shodují. Proto je možné provádět veškeré následující výpočty jen na základě výpočtu středních hodnot ztrát resp. teplot [4].



Obrázek 17: Obecný průběh teplot.

Simulace si dále klade za cíl stanovit teploty čipů tranzistorů T_{j_IGBT} , čipů diod T_{j_D} , pouzder výkonových modulů T_c a chladiče T_r při jmenovitém zatížení a průběh teploty během 1,5 násobného výkonového přetížení. Simulace vychází z tepelného ustáleného stavu, v kterém dojde ke skokovému přetížení po dobu trvání 5 sekund. Výkonový modul musí být dimenzován tak, aby teploty (čipů) při tomto přechodovém ději nepřesáhly optimální provozní hodnotu.

Z výsledků simulace (viz obrázek 18) je patrné, že maximální teplota při přetížení se vyskytuje na čipu tranzistoru. Její velikost je $110\text{ }^{\circ}\text{C}$. V ustáleném stavu je teplota čipu $94\text{ }^{\circ}\text{C}$. Obecně se doporučuje nepřesahovat při provozu výkonových modulů teplotu čipu $125\text{ }^{\circ}\text{C}$. S ohledem na tuto skutečnost, je při návrhu 3f střídače ponechána odpovídající teplotní rezerva.



Obrázek 18: Průběh teplot: čipu tranzistoru T_{j_IGBT} , čipu diody T_{j_D} , pouzdra T_c , chladiče T_r

3.1.5 Zhodnocení výsledků

Tabulka 3 porovnává výsledky získané:

- Aplikací SEMISEL
- Analytickým výpočtem

Aplikace SEMISEL je firemní software společnosti Semikron pro výpočet ztrát a oteplení výkonových modulů. Tento software je přístupný na webové stránce [10]. Dílčí postup výpočtu je součástí přílohy č.3.

Analyticky vypočítané ztráty měniče (odstavec 3.1.3.1) jsou vstupními daty pro tepelnou simulaci, kde je simulačním programem SIMPLORER řešen ekvivalentní elektrický obvod zastupující tepelné schéma obvodu (odstavec 3.1.4). Stanovení teplot při jmenovitém provozu i při výkonovém přetížení je uveden v odstavci 3.1.4.1 .

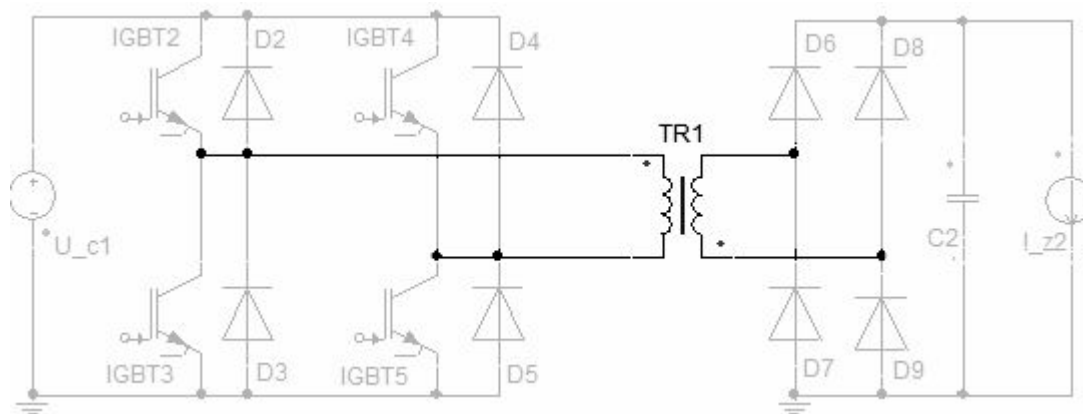
Z tabulky 3 je patrné, že výsledky získané analytickým výpočtem a na základě aplikace SEMISEL jsou velmi podobné. Výraznější rozdíl se vyskytuje především v hodnotách spínacích ztrát diody (v menší míře i spínacích ztrát tranzistoru). Důvod těchto odlišností je ten, že spínací ztráty jsou dle vztahů (26), (27), (28), (29) stanovovány pro hodnotu proudu $I'_{motoru(m)}$ (amplituda proudu motoru) nikoliv pro jeho časový průběh $I'_{motoru}(t)$. Z výše uvedeného plyne závěr: $E_{rr}(I'_{motoru(m)}) > E_{rr}(I'_{motoru}(t))$.

Poslední řádek tabulky udává o kolik procent jsou hodnoty získané analytickým výpočtem větší než hodnoty získané aplikací SEMISEL. Hodnoty označené indexem* jsou vztaženy ke stavu 1,5 násobného výkonového přetížení.

	Spínací ztráty tranzistoru	Propustné ztráty tranzistoru	Spínací ztráty diody	Propustné ztráty diody	Teplota chladiče	Teplota pouzdra	Teplota čipu tranzistoru	Teplota čipu diody
Aplikace SEMISEL	36	21	11	4	66	77	88	82
	58*	37*	15*	6*	69*	86*	104*	92*
Analytický výpočet	49	23	20	5	65	80	94	88
	74*	41*	30*	7*	65*	88*	110*	100*
Rozdíl [%]	27	9	45	20	-2	4	6	7
	22*	10*	50*	14*	-6*	2*	5*	8*

Tabulka 3: Tabulka srovnávající obdržené výsledky, index * označuje hodnoty při přetížení, řádek rozdíl [%] je počítán: $((\text{výpočet} - \text{Semisel}) / \text{výpočet}) \cdot 100$.

3.2 Návrh jednofázového transformátoru



Obrázek 19: Simulační model 1f transformátoru

3.2.1 Závislost velikosti transformátoru na provozní frekvenci

Jak již bylo předesláno dříve, zásadní výhodou obou preferovaných topologií je fakt, že umožňuje použití středofrekvenčního transformátoru. Jeho provozní frekvence je dána spínací frekvencí f_s napět'ového střídače. Je tedy na místě vyjádřit vztah mezi provozní frekvencí transformátoru a jeho velikostí. Následné odvození vychází ze stanovení vnitřního zdánlivého výkonu transformátoru S_i .

$$S_i = U_i \cdot I = 4,44 \cdot N \cdot B_{FE} \cdot S_{FE} \cdot f \cdot I \quad (38)$$

$$N \cdot I = S_{CU} \cdot J \quad \Rightarrow \quad I = \frac{S_{CU} \cdot J}{N} \quad (39)$$

$$S_i = 4,44 \cdot N \cdot B_{FE} \cdot S_{FE} \cdot f \cdot \frac{S_{CU} \cdot J}{N} \quad (40)$$

$$K_1 = 4,44 \cdot B_{FE} \cdot J = \text{konstanta} \quad (41)$$

$$S_i = K_1 \cdot S_{CU} \cdot S_{FE} \cdot f \quad (42)$$

$$S_{CU} \text{ je závislé na } S_{FE} \Rightarrow S_{FE} = \alpha \cdot S_{CU} \quad (43)$$

$$S_i = K_1 \cdot \alpha \cdot S_{FE}^2 \cdot f \quad (44)$$

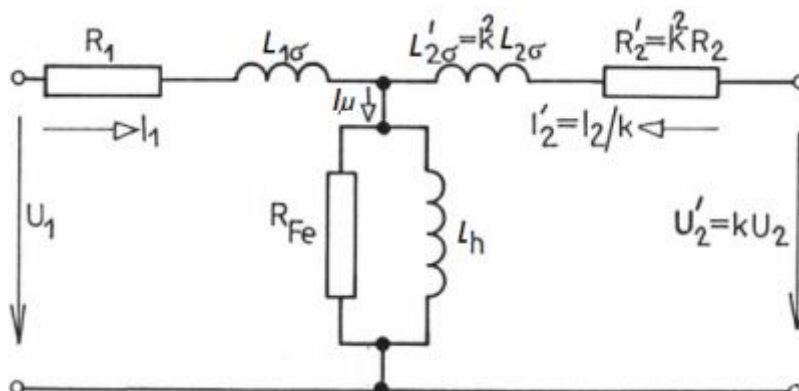
$$S_{FE} = \sqrt{\frac{S_i}{K_1 \cdot \alpha \cdot f}} \quad (45)$$

Z odvozeného vztahu (45) vyplývá, že velikost transformátoru (přesněji průřezu jeho magnetického obvodu S_{FE}) obvodu je úměrná výrazu $1/\sqrt{f}$. Následně je možné porovnat velikost transformátoru s provozní frekvencí 50 Hz a 20 kHz. Ze vztahu (46) plyne, že magnetický obvod transformátoru na 20 kHz je 20 krát menší než u transformátoru s provozní frekvencí 50 Hz..

$$\frac{S_{FE(50\text{Hz})}}{S_{FE(20\text{kHz})}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{50}}}{\frac{1}{\sqrt{20000}}} = 20 \quad (46)$$

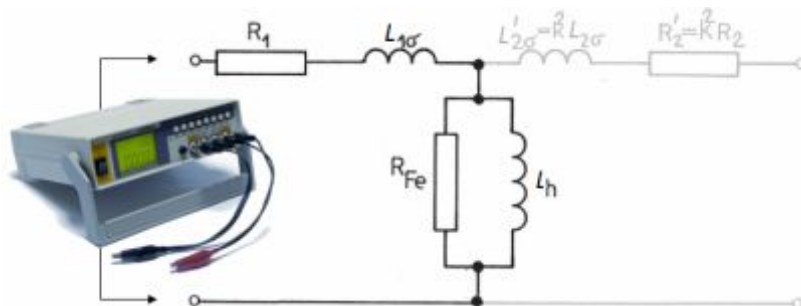
3.2.2 Simulace transformátoru a parametry jeho náhradního schématu

Pro účely simulace je nezbytné stanovit hodnoty parametrů prvků vyskytujících se v náhradním schématu dle obrázku 20. Tyto parametry byly získány na základě měření transformátoru obdobného určení (katalogový list je součástí přílohy č.4).



Obrázek 20: Náhradní schéma transformátoru (obrázek přejet a upraven z [5])

3.2.2.1 Měření hlavní indukčnosti transformátoru



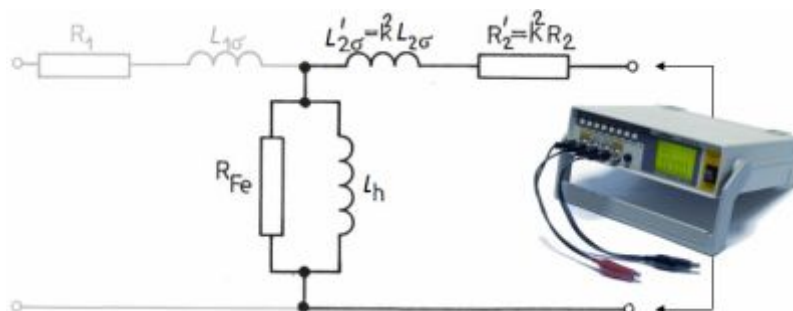
Obrázek 21: Měření hlavní indukčnosti

K vstupním svorkám transformátoru je připojen RCL měřící můstek. Výstupní svorky jsou ponechány rozpojené. Hodnotu změřené indukčnosti dle schématu na obrázku 21 nazvěme $L_{h_zmerena1} = 2,04$ mH. Vzhledem k velikosti hlavní indukčnosti L_h lze zanedbat velikost indukčnosti rozptylové $L_{1\sigma}$. Proto lze přijmout zjednodušení [5]:

$$L_{h_zmerena1} = L_{1\sigma} + L_h \quad L_{1\sigma} \ll L_h \quad (47)$$

$$L_{h_zmerena1} \approx L_h = 2,043 \text{ mH} \quad (48)$$

3.2.2.2 Měření převodu transformátoru



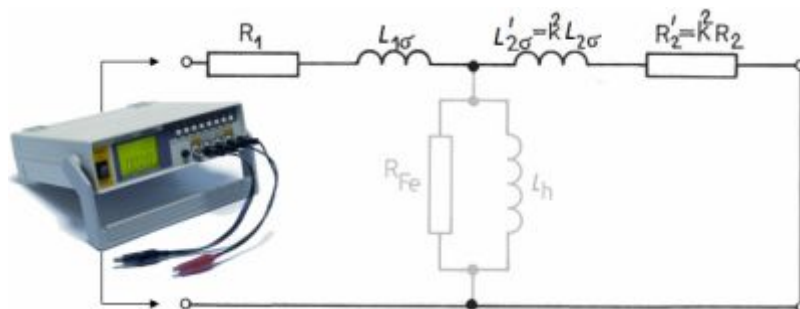
Obrázek 22: Měření převodu transformátoru

RCL měřící můstek je připojen k výstupním svorkám transformátoru. Vstupní svorky jsou ponechány rozpojené. Hodnotu změřené indukčnosti dle schématu na obrázku 22 nazvěme $L_{h_zmerena2} = 6,002$ mH. Následně stanovíme převod transformátoru ⁴:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} \approx \sqrt{\frac{L_{h_zmerena1}}{L_{h_zmerena2}}} = \sqrt{\frac{2,043}{6,002}} = 0,5834 \quad (49)$$

⁴ Pro porovnání doplníme výpočet převodu transformátoru o údaje o počtu závitů primární a sekundární cívky, které poskytl výrobce transformátoru STS-trafo. $N_1 = 14$ závitů. $N_2 = 24$ závitů. Převod vypočítaný na základě těchto hodnot výrobce je $k = 0,5833$. Výpočet převodu na základě změřených hodnot indukčností dle vztahu (49) je tedy dostatečně přesný.

3.2.2.3 Měření rozptylových indukčností transformátoru



Obrázek 23: Měření hlavní indukčnosti

RCL měřící můstek je připojen k vstupním svorkám transformátoru. Výstupní svorky jsou nyní propojeny. Hodnotu změřené indukčnosti nazvěme $L_{\sigma_zmerena} = 1,5 \mu\text{H}$. Měření rozptylové indukčnosti je velmi snadno ovlivnitelné upořádáním vývodních kabelů a jejich délkou. Proto budeme změřenou velikost uvažovat s přesností $\pm 20\%$. Například souběžné kabelové vedení o délce 1 metr může zvýšit indukčnost až o $1 \mu\text{H}$. Měřený transformátor měl naopak vývodní kabely spirálovitě svinuté. Účelem tohoto uspořádání je snížení rozptylové indukčnosti [6]. S odkazem na literaturu [5] lze stanovit velikosti jednotlivých rozptylových indukčností:

$$L_{\sigma_zmerena} = L_{1\sigma} + L'_{2\sigma} \quad L_{1\sigma} \approx L'_{2\sigma} \quad (50)$$

$$L_{1\sigma} = 0,5 \cdot (L_{\sigma_zmerena} + 20\%) = \frac{1}{2} \cdot 1,8 = 0,9 \mu\text{H} \quad (51)$$

$$L_{2\sigma} = \frac{0,5 \cdot (L_{\sigma_zmerena} + 20\%) }{k^2} = \frac{0,5 \cdot 1,8}{0,583^2} = 2,65 \mu\text{H} \quad (52)$$

Zjištění odporu vinutí transformátoru

Odpor vinutí uvedený v katalogovém listu výrobce ($R_1 = 8,5 \text{ m}\Omega$, $R_2 = 12,5 \text{ m}\Omega$) je změřen při stejnosměrném napětí. Vzhledem k vysoké frekvenci proudu, který prochází vinutími transformátoru, dochází k výraznějšímu uplatnění skin efektu. Ten způsobí zvýšení odporu vinutí. Vliv skin efektu však v simulaci nebude zohledněn. Díky tomu budou 1f napěťový střídač i diodový můstek, které přímo navazují na transformátor (viz obrázek 19), dimenzovány na nepříznivější stav, tedy s vyšší bezpečností.

3.2.3 Realizace 1f transformátoru

Návrh jednofázového transformátoru vychází z parametrů transformátoru, jehož měření se zabývá odstavce 3.2.2 (jmenovitě přejímá velikosti el. parametrů: R_1 , R_2 , $L_{h_zmerena1}$, $L_{\sigma_zmerena}$). Transformátory obdobného použití jsou vyráběny na zakázku. Výrobci transformátoru je nutno zadat především následující základní parametry:

- **Provozní frekvence transformátoru:** 17 kHz
- **Výkon (příkon) transformátoru:** 27022 W dle vztahů (54) a (55)
- **Způsob chlazení:** Vzduchové nucené, chladič P16/300⁵
- **převod transformátoru:**

Pro stanovení převodu transformátoru budeme vycházet z obvodového schématu uvedeného na obrázku 19. Napětí na vstupu je $U_{C1} = 375$ V. Požadované výstupní napětí je 600 V. Převod transformátoru je definován vztahem (53) jako poměr jmenovitého vstupního napětí U_{1n} ku výstupnímu napětí naprázdno U_{20} .

$$k = \frac{U_{1n}}{U_{20}} = \frac{375}{600} = 0,625 \quad (53)$$

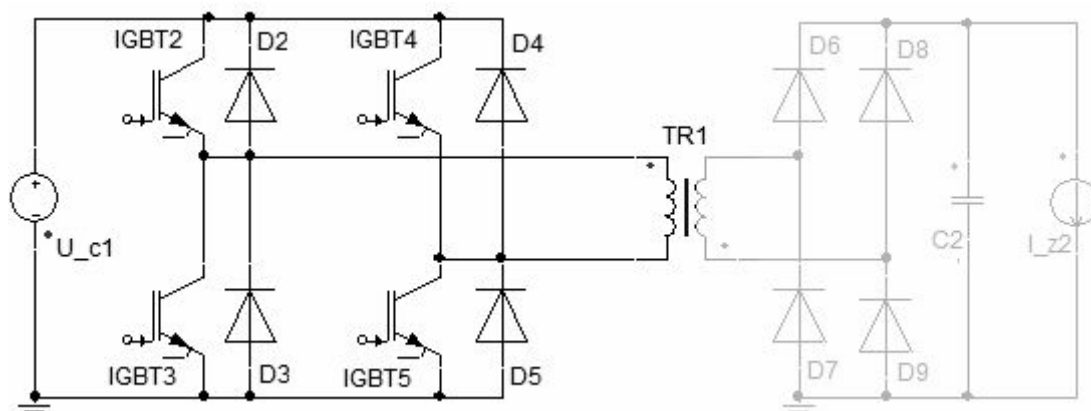
Při stanovování převodu je ovšem nutné zohlednit několik faktorů, kvůli kterým je nutné převod transformátoru dále upravovat. Vlivem rozptylových indukčností dochází ke snížení výsledného magnetického toku, který zabírá se závity sekundárního vinutí a tím k poklesu výstupního napětí. Pokles napětí na výstupu je rovněž způsoben zatížením výstupu transformátoru proudem I_{Z2} . Zásadní vliv na převod má také nutnost implementace mrtvých časů u 1f napěťového střídače. V jejich důsledku nemůže být střídač plně otevřen po celou dobu periody, a proto dodá na zátěž menší výkon.

Konečný převod transformátoru je vhodné stanovit na základě počítačové simulace. Výsledná velikost převodu $k = 0,5999$.

⁵ Transformátor bude umístěn na společném chladiči spolu s tlumivkou výstupního filtru pulsního měniče L1 a diodovým můstkovým usměrňovačem.

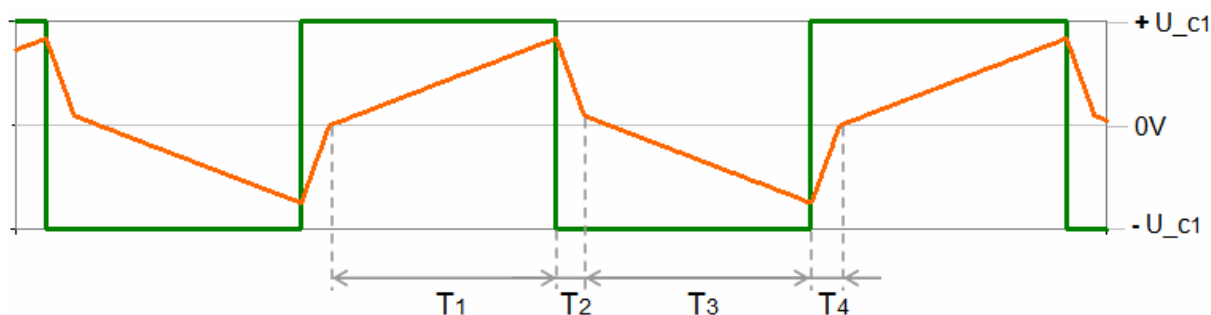
3.3 Návrh jednofázového napěťového střídače

3.3.1 Rozbor jednofázového napěťového střídače



Obrázek 24: Simulační model 1f napěťového střídače

Zdrojem napětí 1f napěťového střídače je napětí na kondenzátoru C1. V simulaci je zastoupeno zdrojem napětí U_{c1} . Toto napětí uvažujeme stabilizované na hodnotu 375 V díky pulsnímu měniči. Současným sepnutím tranzistorů IGBT 2 a 5 se na výstupních svorkách střídače objeví kladná polarita napájecího napětí U_{c1} . Proud zátěží stoupá. Tento stav zachycuje interval T_1 na obrázku 25. Po vypnutí tranzistorů dochází k doznívání proudu v původním směru přes diody D4 a D3, v důsledku nenulové rozptylové indukčnosti transformátoru TR1. Tento stav je reprezentován intervalem T_2 . V intervalu T_3 jsou sepnuty tranzistory IGBT 3 a 4. Na zátěž je tak připojena záporná polarita napájecího napětí U_{c1} a proud zátěží roste do záporných hodnot. V intervalu T_4 opět dochází k doznívání proudu k nulové hodnotě působením rozptylové indukčnosti.



Obrázek 25: Ilustrační průběh napětí na transformátoru U_{TR1} a proudu transformátorem I_{TR1} (bez implementace mrtvých časů)

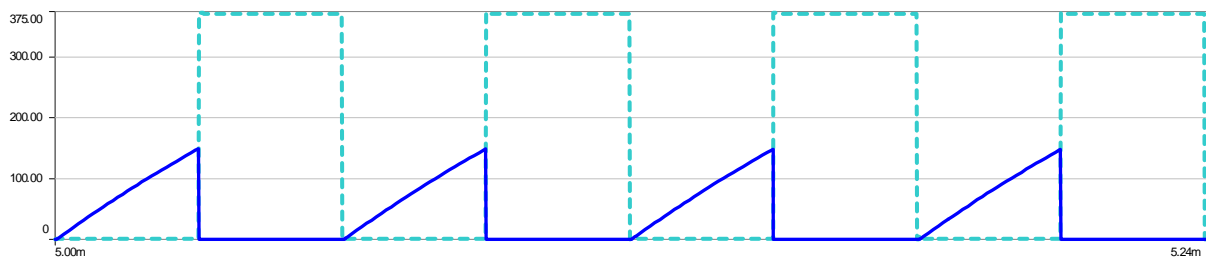
3.3.2 Simulace jednofázového napětového střídače

Pro účely simulace je obvod zatížen zdrojem proudu I_{z2} , který reprezentuje provoz měniče v ustáleném stavu. Výpočet tohoto proudu je proveden na základě rovnosti činných výkonů v jednotlivých částech obvodu měniče klimatizace.

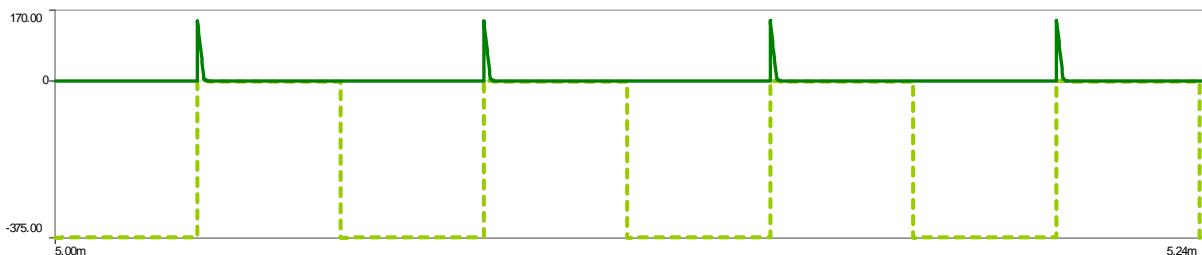
$$P_{P_{3f} \text{ stridace}} = \sqrt{3} \cdot U_{S_motoru} \cdot \frac{I_{motoru}}{\eta_1} \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot \frac{40}{0,95} \cdot 0,88 \cong 25671 \text{ W} \quad (54)$$

$$I_{z2} = \frac{P_{P_{3f} \text{ stridace}}}{U_{C2} \cdot (\eta_2 + \eta_3 + \eta_4)} = \frac{25671}{600 \cdot 0,95} \cong 45 \text{ A} \quad (55)$$

Velikost napětí na kondenzátoru C2 je 600 V. Účinnost části měniče klimatizace, která je uvedena na obrázku 24 (tzn. usměrňovač, transformátor, 1f střídač) byla odhadnuta na 95 %. Člen $P_{P_{3f} \text{ stridace}}$ reprezentuje příkon třífázového napětového střídače.



Obrázek 26: Průběh napětí a proudů na tranzistorech 2 a 5: U_{IGBT2} , U_{IGBT5} a I_{IGBT2} , I_{IGBT5}



Obrázek 27: Průběh napětí a proudů na diodách 3 a 4: U_{D3} , U_{D4} a I_{D3} , I_{D4}

	Jmenovitý provoz		Přetížení	
	IGBT2.I [A]	D3.I [A]	IGBT2.I [A]	D3.I [A]
Maximum	167.007707308937	166.880615359495	246.182212736255	246.014915459602
Mean Value	37.2841409301478	555.863252452689m	55.1605070262979	1.19191185243276
Rectified Mean	37.2841410684137	559.616531645974m	55.1605072219211	1.19572944919445
R.M.S. value	64.2979141972841	7.68431566994578	95.2905619573155	13.8164083460679
R.M.S. AC	52.3842973153423	7.66418445497934	77.7020570045782	13.7649004980539

Tabulka 4: Parametry průběhů proudů tranzistory a diodami

3.3.3 Realizace 1f napěťového střídače

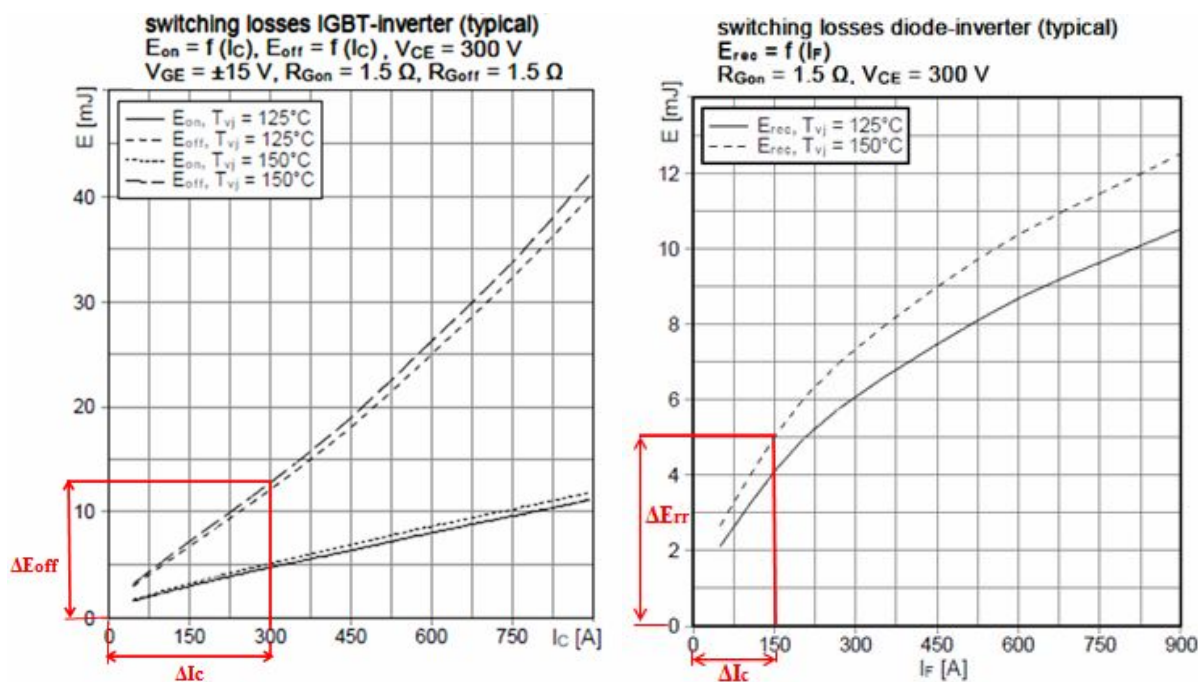


28: Výkonový modul FF450R06ME3

Pro realizaci byl vybrán výkonový modul FF450R06ME3 společnosti Infineon (katalogový list je uveden v příloze č.5). Modul v napěťové hladině 600V, je osazen tranzistory s IGBT3 technologií. Přímou v pouzdru modulu je zabudován NTC termistor pro monitorování teploty součástky, která slouží jako zpětná vazba pro řídicí elektroniku měniče.

Navrhovaný jednofázový střídač bude složen ze dvou jmenovaných výkonových modulů umístěných na společném chladiči [17].

3.3.3.1 Ztráty 1f střídače realizovaného modulem FF450R06ME3



Obrázek 29: Průběh ztrátové energie v závislosti na výstupním proudu

Vzhledem k charakteru proudu, který prochází spínacími součástkami je zřejmé, že spínací ztráty budou reprezentovány především vypínacími ztrátami tranzistorů $P_{SW_off_IGBT}$. Zapínací ztráty tranzistorů $P_{SW_on_IGBT}$ jsou nulové, protože proud v okamžiku zapnutí tranzistoru je rovněž roven nule. Výpočet spínacích ztrát diod $P_{SW_D(av)}$ bude zohledněn koeficientem 0,1 [8]. Proud diodou v okamžiku jejího vypínání je sice roven nule, ztráty ovšem mohou vznikat v důsledku strmého poklesu proudu diodou. Samotné vypnutí diody je tak doprovázeno zredukovaným zákmitem zotavovacího proudu diody I_{rr} .

Výpočet středních hodnot spínacích ztrát:

$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_C} = \frac{12,7 \cdot 10^{-3}}{300} = 4,23 \cdot 10^{-5} \text{ [J/A]} \quad (56)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_C} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{150} = 3,33 \cdot 10^{-5} \quad (57)$$

$$P_{SW_OFF_IGBT(av)} = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{off} \cdot I_C = 17000 \cdot \frac{375}{300} \cdot 4,23 \cdot 10^{-5} \cdot 167 \cong 150 \text{ W} \quad (58)$$

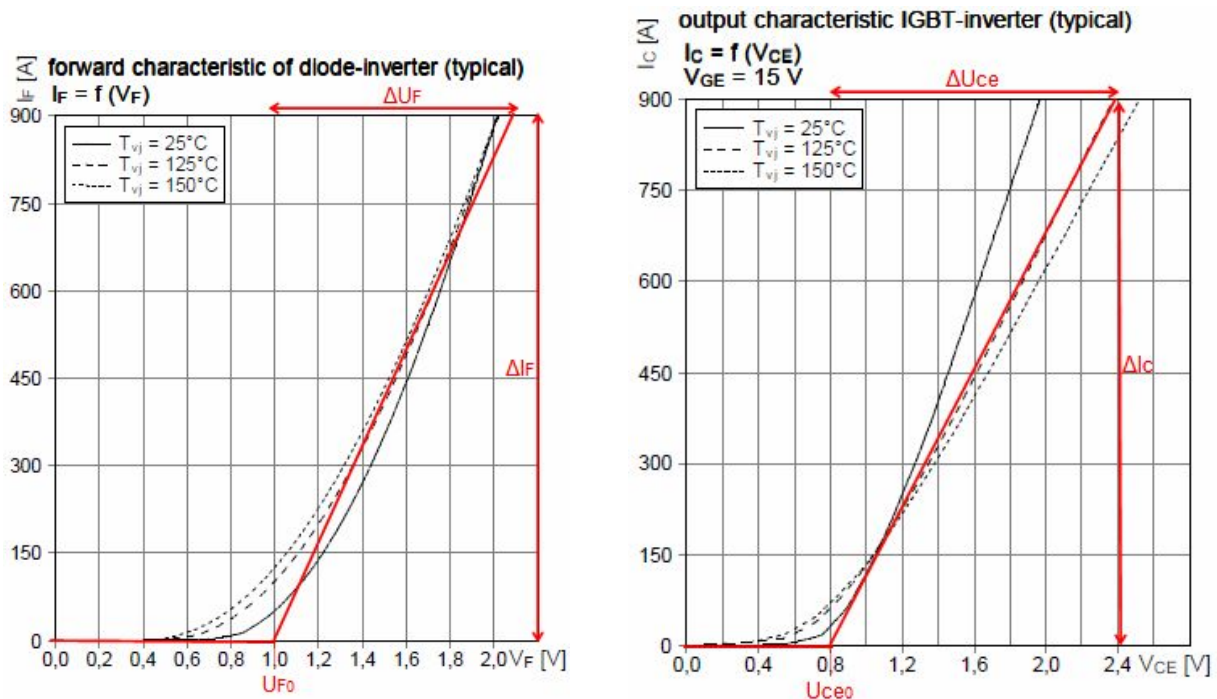
$$P_{SW_OFF_IGBT(av)}^* = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{off} \cdot I_C^* = 17000 \cdot \frac{375}{300} \cdot 4,23 \cdot 10^{-5} \cdot 246 \cong 221 \text{ W} \quad (59)$$

$$P_{SW_D(av)} = 0,1 \cdot f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{rr} \cdot I_C = 0,1 \cdot 17000 \cdot \frac{375}{300} \cdot 3,33 \cdot 10^{-5} \cdot 167 \cong 12 \text{ W} \quad (60)$$

$$P_{SW_D(av)}^* = 0,1 \cdot f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{rr} \cdot I_C^* = 0,1 \cdot 17000 \cdot \frac{375}{300} \cdot 3,33 \cdot 10^{-5} \cdot 246 \cong 17 \text{ W} \quad (61)$$

Výpočet středních hodnot propustných ztrát:

Hodnoty U_{CE_0} , U_{F_0} , r_{CE} , r_F jsou získány na základě aproximované propustné charakteristiky. Velikost středních a efektivních hodnot proudů jsou získány ze simulace v programu SIMPLORER. Její výsledky jsou číselně shrnuty v tabulce 4. Střední hodnota je zvýrazněna zeleně, efektivní hodnota žlutě.



Obrázek 30: Aproximace propustné charakteristiky diody (vlevo) a tranzistoru (vpravo)

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{2,4 - 0,8}{900} = 1,78 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (62)$$

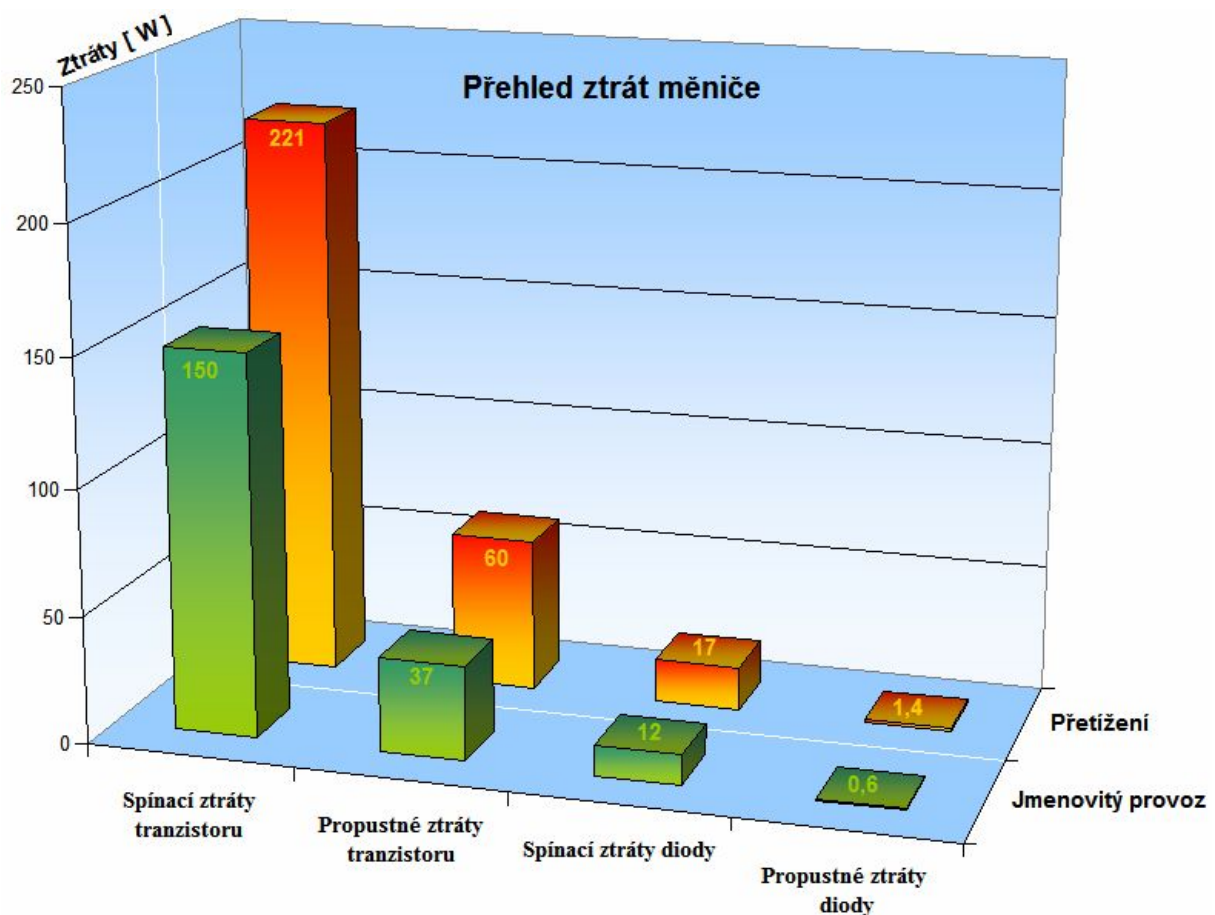
$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{2,1 - 1}{900} = 1,23 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (63)$$

$$P_{_FW_IGBT(av)} = I_{IGBT(av)} \cdot U_{ce0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^2 = 37,28 \cdot 0,8 + 1,78 \cdot 10^{-3} \cdot 64,29^2 \cong 37 \text{ W} \quad (64)$$

$$P_{_FW_IGBT(av)}^* = I_{IGBT(av)}^* \cdot U_{ce0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT^*(rms)}^2 = 55,16 \cdot 0,8 + 1,78 \cdot 10^{-3} \cdot 95,29^2 \cong 60 \text{ W} \quad (65)$$

$$P_{_FW_D(av)} = I_{D(av)} \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^2 = 0,555 \cdot 1 + 1,23 \cdot 10^{-3} \cdot 7,68^2 \cong 0,6 \text{ W} \quad (66)$$

$$P_{_FW_D(av)}^* = I_{D(av)}^* \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D^*(rms)}^2 = 1,19 \cdot 1 + 1,23 \cdot 10^{-3} \cdot 13,81^2 \cong 1,4 \text{ W} \quad (67)$$



Obrázek 31: Přehled ztrát jednotlivých spínacích součástek výkonového modulu

Výpočet účinnosti měniče:

$$P_{tot(av)} = 4 \cdot (P_{SW_IGBT(av)} + P_{FW_IGBT(av)} + P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)}) = 4 \cdot (150 + 37 + 12 + 0,6) = 7984 \text{ W} \quad (68)$$

$$\eta_{4_real} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \cdot I_{Z2}} = 1 - \frac{798,4}{600 \cdot 45} = 0,9704 \quad (69)$$

Výpočtem totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty 1f napěťového střídače, je stanovena skutečná účinnost měniče na 97,04 %.

3.3.4 Tepelná simulace:

Na základě vyčíslených hodnot ztrát jednotlivých tranzistorů a diod výkonového modulu je provedena tepelná simulace. Princip simulace spočívá v řešení ekvivalentního elektrického obvodu, který je uveden na obrázku. Výkonový modul společnosti Infineon FF450R06ME3 obsahuje jednu větev střídače. Celý napěťový střídač je složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči P16/300 společnosti Semikron.

Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

$P_{tot_IGBT2,3,4,5}$ Totální ztrátový výkon jednotlivých tranzistorů je roven 187 W resp. 281 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát tranzistoru $P_{SW_IGBT(av)}$ a $P_{FW_IGBT(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

$P_{tot_D2,3,4,5}$ Totální ztrátový výkon diody je roven 12,6 W resp. 18,4 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{FW_D(av)}$ a $P_{SW_D(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

R_{thcr} Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem. Hodnota odporu je uvedena v katalogovém listu spínací součástky a vztahuje se k celému modulu. $R_{thcr} = 0,009$ [K/W].

R_{thjc_IGBT} , R_{thjc_D} , C_{thc_IGBT} , C_{thc_D}

Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem tranzistoru resp. diody. Tepelná kapacita pouzdra tranzistoru resp. diody. Charakterizují průběh oteplování součástky. Výrobce poskytuje hodnoty tepelného odporu

R_{thjc} [K/W] a časové konstanty τ [s] každého členu - viz tabulka 5. Hodnoty jsou získány z datového listu modulu uvedeného v příloze č.5. Následně je nutno dopočítat hodnoty tepelných kapacit jednotlivých členů dle vztahu (70):

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thjc}} \quad [\text{W}] \quad (70)$$

IGBT _{2,3,4,5}	1	2	3	4
R_{thjc} [mK/W]	7,2	39,6	38,4	34,8
τ_c [s]	0,01	0,02	0,05	0,1
C_{thj} [Ws/K]	1,39	0,51	1,30	2,87
D _{2,3,4,5}	1	2	3	4
R_{thjc} [mK/W]	13,2	72,6	70,4	63,8
τ_c [s]	0,01	0,02	0,05	0,1
C_{thj} [Ws/K]	0,76	0,28	0,71	1,57

Tabulka 5: Velikosti jednotlivých členů tepelných odporů R_{thjc} a tepelných kapacit C_{thj} tranzistoru a diody

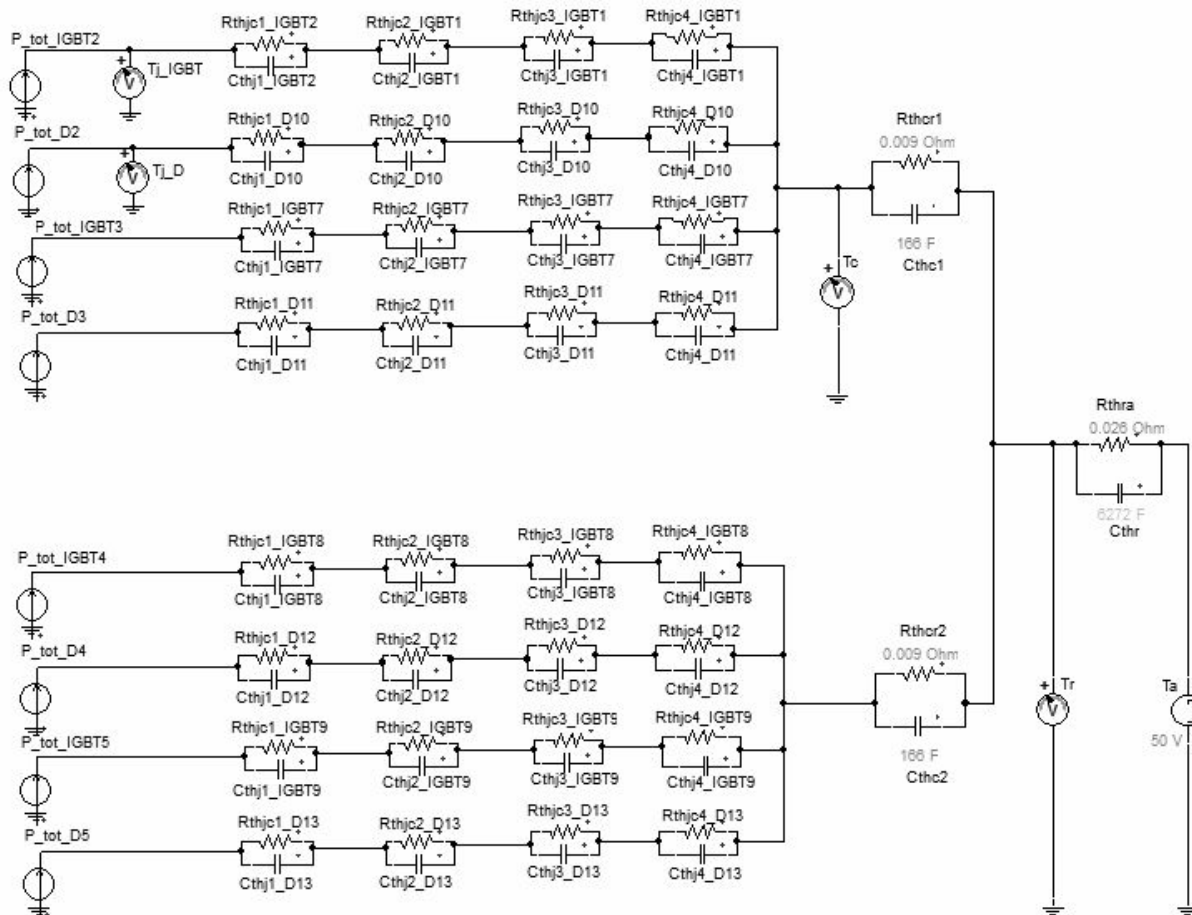
C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalogích udávána. Ze zkušenosti lze odhadnout, že τ_c se pohybuje v rozmezí 1,5 až 2,5 s. Hodnotu tepelné kapacity spočítáme s ohledem na velikost R_{thcr} :

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thcr}} = \frac{1,5}{0,009} = 166 \quad [\text{Ws/K}] \quad (71)$$

R_{thra} Tepelný odpor mezi chladičem a okolím. Tato hodnota byla získána z aplikace Semisel. Odpovídá chladiči P16/300 od společnosti Semikron, který je nuceně chlazen vzduchem (380m³/h). $R_{thra} = 0,026$ [W/K]

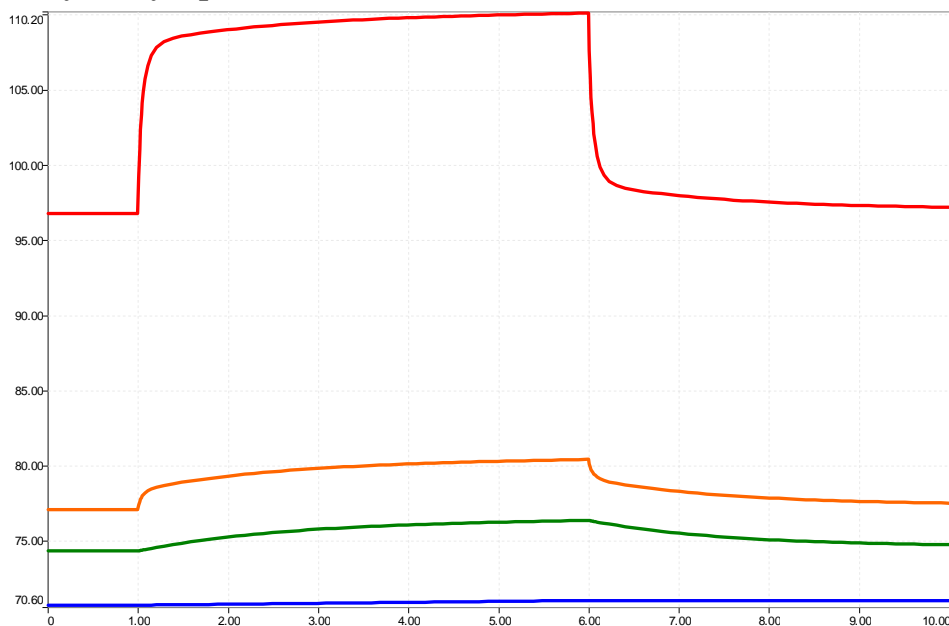
C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče je stanovena na základě hmotnosti zvoleného chladiče P16/300 $m = 7$ kg a měrné tepelné kapacity hliníku $c = 896$ J/kg.K.

$$C_{thr} = m \cdot c = 7 \cdot 896 = 6272 \quad [\text{Ws/K}] \quad (72)$$



Obrázek 32: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci I_f napěťového střídače

3.3.4.1 Výsledky tepelné simulace



Obrázek 33: Průběh teplot: čipu tranzistoru T_{j_IGBT} , čipu diody T_{j_D} , pouzdra T_c , chladiče T_r

Simulace si klade za cíl stanovit teploty čipu tranzistoru T_{j_IGBT} , čipu diody T_{j_D} , pouzdra součástky T_C a chladiče T_r . Teploty je nutno stanovit při jmenovitém zatížení měniče, tak při jeho 1,5 násobném přetížení trvajícím 5 sekund. Vzhledem k vysoké spínací frekvenci měniče je možné v simulaci pracovat jen se středními hodnotami ztrát resp. teplot.

Z výsledků simulace uvedených na obrázku 33 vyplývá, že maximální teplota při přetížení se vyskytuje na čipu tranzistoru. Její velikost je 110 °C. V ustáleném stavu je teplota čipu 97 °C. Obecně se doporučuje nepřesahovat při provozu výkonových modulů teplotu čipu 125 °C. S ohledem na tuto skutečnost je při návrhu 1f střídače ponechána odpovídající teplotní rezerva.

3.3.5 Zhodnocení výsledků

Tabulka 3 porovnává výsledky získané:

- Aplikací IPOSIM
- Analytickým výpočtem

Aplikace IPOSIM je firemní software společnosti Infineon pro oteplení výkonových modulů. Tento software je přístupný z webových stránek [12]. Dílčí postup výpočtu je součástí přílohy č.6.

Analyticky vypočítané ztráty měniče (odstavec 3.3.3.1) tvoří vstupní hodnoty pro tepelnou simulaci. Simulačním programem SIMPLORER řešen ekvivalentní elektrický obvod dle obrázku 32, který zastupuje tepelné schéma obvodu. Stanovení teplot při jmenovitém provozu i při výkonovém přetížení je uveden v odstavci 3.3.4.1 .

Poslední řádek tabulky udává o kolik procent jsou hodnoty získané analytickým výpočtem větší než hodnoty získané aplikací IPOSIM. Hodnoty označené indexem* jsou vztaženy ke stavu 1,5 násobného proudového přetížení.

Z výsledků, prezentovaných v tabulce 6 je zřejmé, že ztráty se kterými pracuje aplikace IPOSIM jsou značně odlišné od ztrát stanovených analytickým výpočtem dle odstavce 3.3.3.1. Přesto výsledné velikosti teplot přechodů součástek, zejména pak tranzistoru, jsou téměř stejné. Nejvíce se liší propustné ztráty diody. Při zadávání vstupních parametrů v aplikaci IPOSIM (viz příloha č.6) je nutné odhadnout hodnotu $\cos\phi$ (zadáno 0,95). V důsledku nepřesného odhadu mohlo dojít ke zkreslení velikosti ztrát. Podíl propustných ztrát diody na celkových ztrátách je však zcela zanedbatelný. Proto je rozkmit jejich hodnot (IPOSIM vs. výpočet) nepodstatný.

Vysvětlení nepoměru ztrát spínacích a propustných vyskytujících se aplikaci IPOSIM tkví v zadávaném parametru výstupního proudu (Output Current RMS–viz příloha č.6,

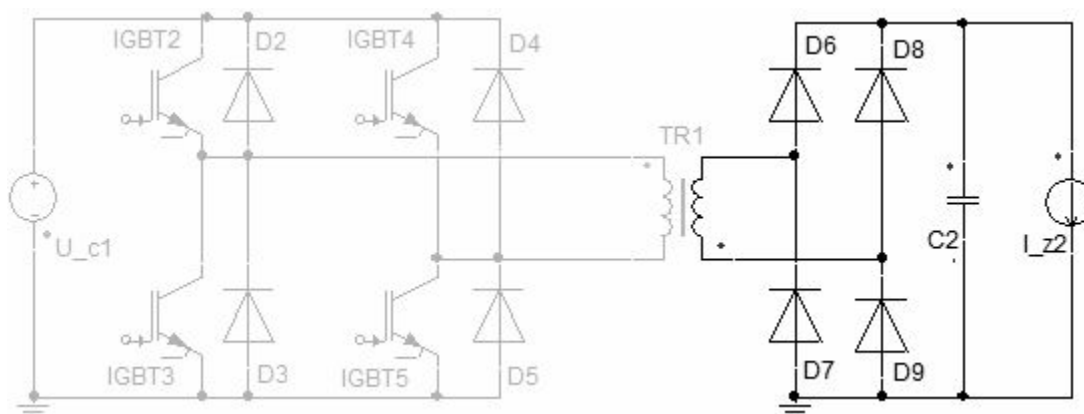
obrázek 13). Aplikace IPOSIM vyžaduje zadání efektivní hodnoty výstupního proudu (tzn. 45 A resp. 67,5 A při přetížení). Následně získané velikosti teplot však nekorespondovaly s velikostmi teplot získaných na základě analytického výpočtu. Nebyl totiž respektován značný rozkmit proudu, který má zásadní vliv na výpočet spínacích ztrát. Osvědčil se proto postup zadávat místo efektivní hodnoty hodnotu maximálního výstupního proudu. Následně obdržená velikost celkových ztrát více vystihuje konkrétní provozní podmínky střídače. Ovšem za cenu nepoměru spínacích a propustných ztrát.

	Spínací ztráty tranzistoru	Propustné ztráty tranzistoru	Spínací ztráty diody	Propustné ztráty diody	Teplota čipu tranzistoru	Teplota čipu diody
Aplikace IPOSIM	81	80	0	1,8	91	68
	117*	137*	0*	2,7*	109*	71*
Analytický výpočet	150	37	12	0,6	97	77
	221*	60*	17*	1,4*	110*	80*
Rozdíl [%]	46	-116	x	-200	6	12
	47*	-128*	x*	-93*	1*	11*

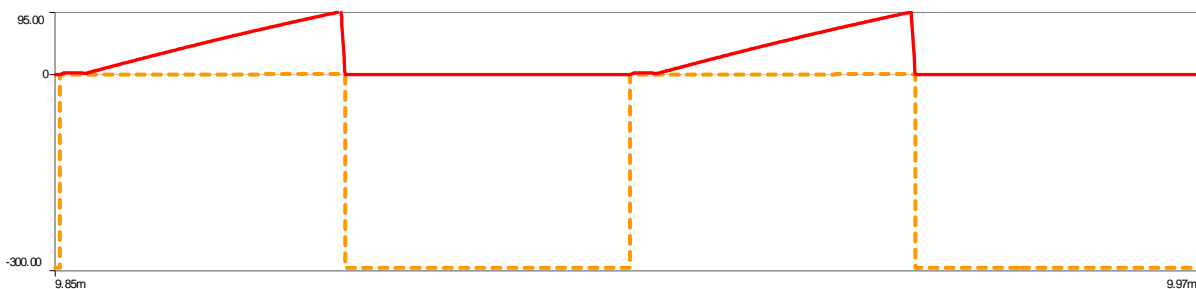
Tabulka 6: Tabulka srovnávající obdržené výsledky, index* označuje hodnoty při přetížení, řádek rozdíl [%] je počítán: $((\text{výpočet-iposim})/\text{výpočet}) \cdot 100$.

3.4 Návrh můstkového diodového usměrňovače

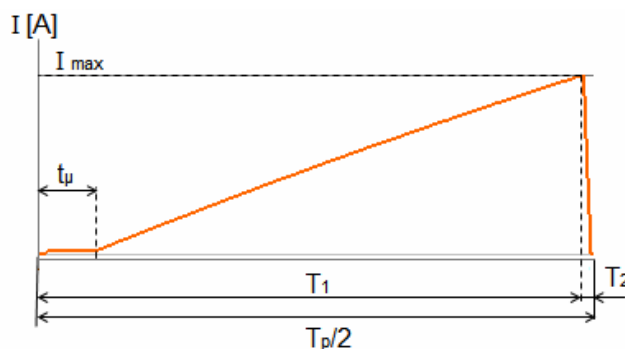
3.4.1 Simulace můstkového diodového usměrňovače



Obrázek 34: Simulační model 1f napěťového střídače

Obrázek 35: Průběh napětí $U_{D7,8}$ (2x zmenšeno) a proudů $I_{D7,8}$ diodami D7 a D8

Pro účely simulace je diodový usměrňovač zatížen zdrojem proudu I_{z2} . Připomeňme, že jeho velikost je dle vztahu (55) stanovena na 45 A resp. 67,5 A při přetížení. Obrázek 36 znázorňuje detail jedné půl periody proudu diodou. T_1 je interval nárůstu proudu. T_2 je interval poklesu proudu. t_μ je vložený mrtvý čas 1f napěťového střídače (3 μ s). Parametry průběhu proudu pro jmenovitý provoz diodového můstku i jeho přetížení jsou uvedeny v tabulce 7. Dodejme, že střední hodnota proudu je zvýrazněna zeleně. Efektivní hodnota žlutě.



Obrázek 36: Detail průběhu proudu diodou

	Jmenovitý provoz	Přetížení
	D6.I [A]	D6.I [A]
Maximum	95.0735181941379	143.127956536488
Minimum	-6.18006204390586m	-6.16903179304394m
Mean Value	22.5490289735867	33.3227275993848
Rectified Mean	22.5552050553451	33.3288958508571
R.M.S. value	38.0920811007127	56.4322313141004

Tabulka 7: Parametry průběhů proudu diodami usměrňovače

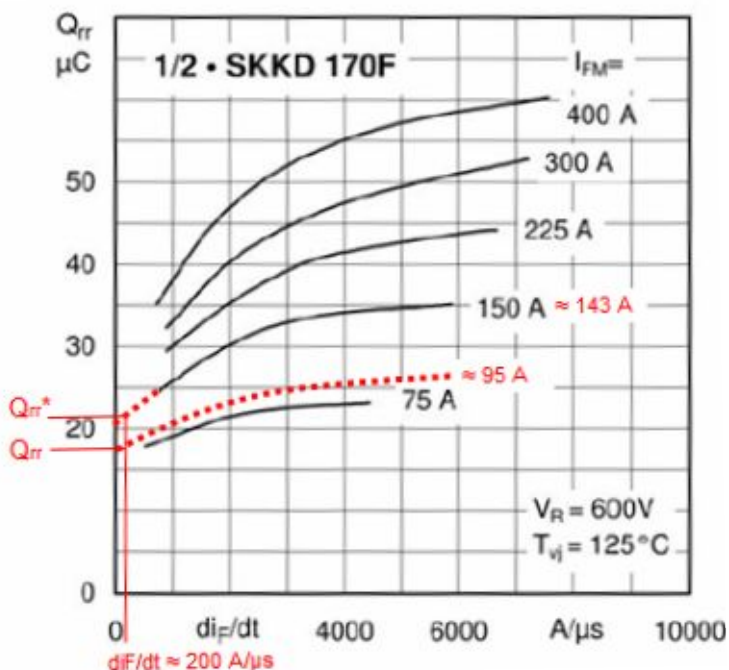
3.4.2 Realizace 1f diodového usměrňovače v můstkovém zapojení



37: diodový modul SKKD170F

Vzhledem k vysoké spínací frekvenci usměrňovaného napětí je nutné zvolit diodový modul s krátkou dobou zotavení t_{rr} a malým zotavovacím nábojem Q_{rr} . Na základě těchto kritérií byl pro realizaci zvolen výkonový modul SKKD170F z produkční řady *SEMIPACK Fast* společnosti Semikron (katalogový list je uveden v příloze č.7). Modul je v napěťové hladině 1200 V. Navrhovaný můstkový usměrňovač bude sestaven ze dvou výkonových modulů. Vzhledem k očekávaným nízkým hodnotám ztrát resp. oteplení, budou diody umístěny na společném chladiči i s 1f transformátorem a indukčností L1 výstupního filtru pulsního měniče.

3.4.2.1 Ztráty jednofázového diodového usměrňovače



Obrázek 38: odečet zotavovacího náboje Q_{rr} výkonového modulu SKKD170F

Pro výpočet spínacích ztrát je vhodné stanovit velikost zotavovacího Q_{rr} náboje pro danou strmost poklesu proudu diody. Strmost poklesu proudu d_F/dt je stanovena na základě znalosti doby poklesu proudu T_2 (viz obrázek 36) a maximální hodnoty proudu diody (hodnota je uvedena v tabulce 7). K výpočtu vypínacích ztrát diody (dle [6] str. 35) je dále nutné stanovit tzv. faktor měkkosti s . Pro diodu lze uvažovat hodnotu 0,25.

Spínací ztráty diody

$$d_F/dt = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{T_2} \cdot I_{-D(\max)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-7}} \cdot 95 = 190 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (73)$$

$$d_F/dt^* = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{T_2^*} \cdot I_{-D(\max)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{6 \cdot 10^{-7}} \cdot 143 = 238 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (74)$$

$$P_{_SW_D(av)} = P_{_off_D(av)} = \frac{s}{1+s} \cdot f \cdot U \cdot Q_{rr} = \frac{0,25}{1+0,25} \cdot 17000 \cdot 600 \cdot 18 \cdot 10^{-6} \cong 38 \text{ W} \quad (75)$$

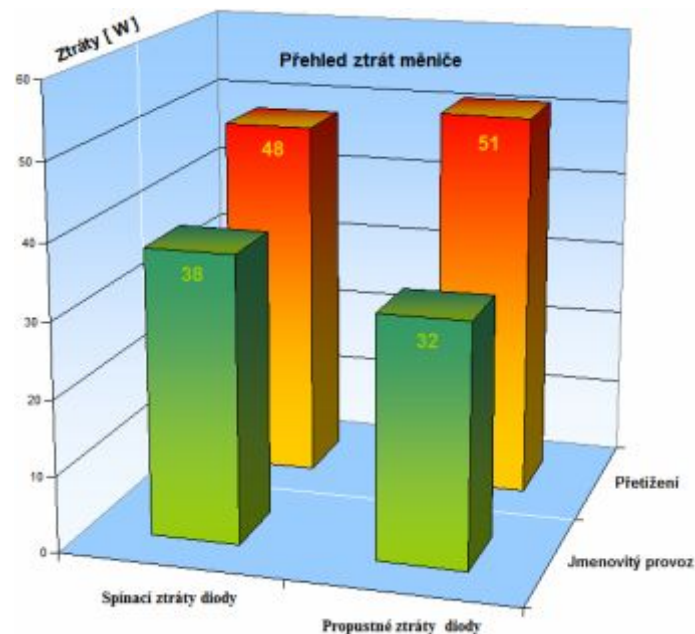
$$P_{_SW_D(av)}^* = P_{_off_D(av)}^* = \frac{s}{1+s} \cdot f \cdot U \cdot Q_{rr}^* = \frac{0,25}{1+0,25} \cdot 17000 \cdot 600 \cdot 23 \cdot 10^{-6} \cong 48 \text{ W} \quad (76)$$

Propustné ztráty diody

$$P_{_FW_D(av)} = (I_{D(av)} \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^2) = (22,55 \cdot 1,2 + 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 38,1^2) \cong 32 \text{ W} \quad (77)$$

$$P_{_FW_D(av)}^* = (I_{D(av)}^* \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^{*2}) = (33,32 \cdot 1,2 + 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 56,43^2) \cong 51 \text{ W} \quad (78)$$

Hodnoty U_{FO} a r_F jsou získány z katalogového listu výkonového modulu, který je obsažen v příloze č.7. Velikosti středních a efektivních hodnot proudů jsou uvedeny v tabulce 7.



Obrázek 39: Přehled ztrát jednotlivých spínacích součástek výkonového modulu

Výpočet účinnosti měniče:

$$P_{tot(av)} = 4 \cdot (P_{_SW_D(av)} + P_{_FW_D(av)}) = 4 \cdot (38 + 32) = 280 \text{ W} \quad (79)$$

$$\eta_{2_real\ln a} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \cdot I_{Z2}} = 1 - \frac{280}{600 \cdot 45} = 0,9896 \quad (80)$$

Výpočtem totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty 1f diodového usměrňovače, je stanovena skutečná účinnost usměrňovače na 98,96 %.

3.4.3 Tepelná simulace:

Na základě vyčíslených hodnot ztrát jednotlivých diod výkonového modulu, je provedena tepelná simulace. Princip simulace spočívá v řešení ekvivalentního elektrického obvodu, který je uveden na obrázku 40. Výkonový modul SKKD170F obsahuje jednu větev můstkového usměrňovače. Celý usměrňovač bude složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči P16/300 společnosti Semikron.

Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

P_{tot_D} Totální ztrátový výkon diody je roven 70 W resp. 99 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

R_{thjc_D} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrém diody. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_D} = 0,14$ [K/W]

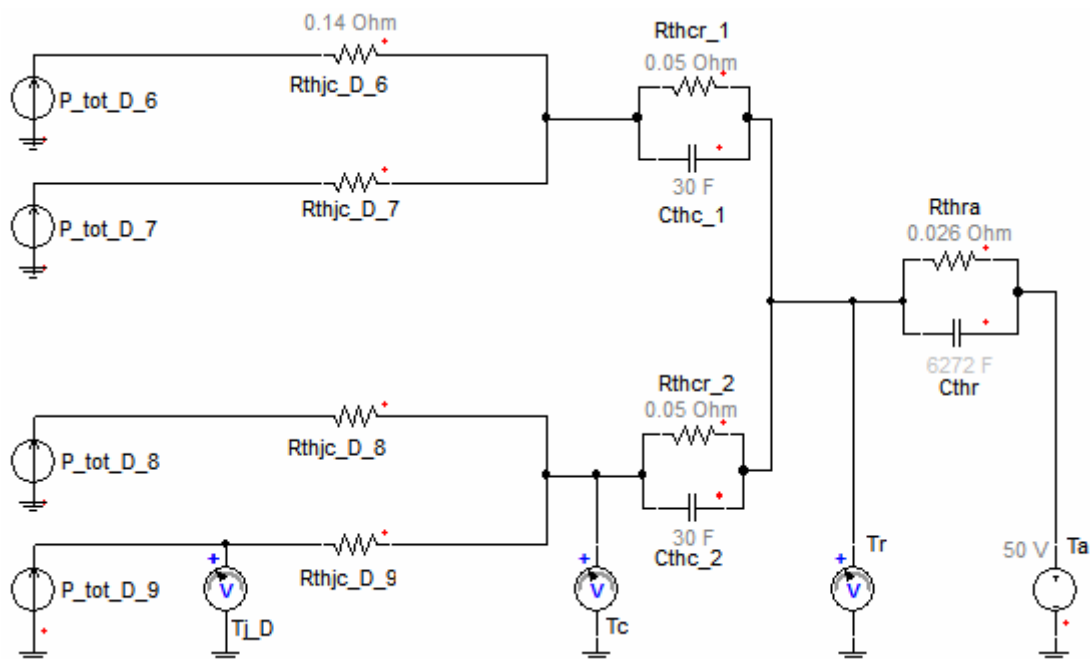
R_{thcr} Tepelný odpor mezi pouzdrém součástky a chladičem. Hodnota odporu je uvedena v katalogovém listu spínací součástky a vztahuje se k celému modulu. $R_{thcr} = 0,05$ [K/W].

C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalogích udávána. Ze zkušenosti lze odhadnout, že τ_c se pohybuje v rozmezí 1,5 až 2,5 s. Hodnotu tepelné kapacity spočítáme s ohledem na velikost R_{thcr} :

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thcr}} = \frac{1,5}{0,05} = 30 \text{ [Ws/K]} \quad (81)$$

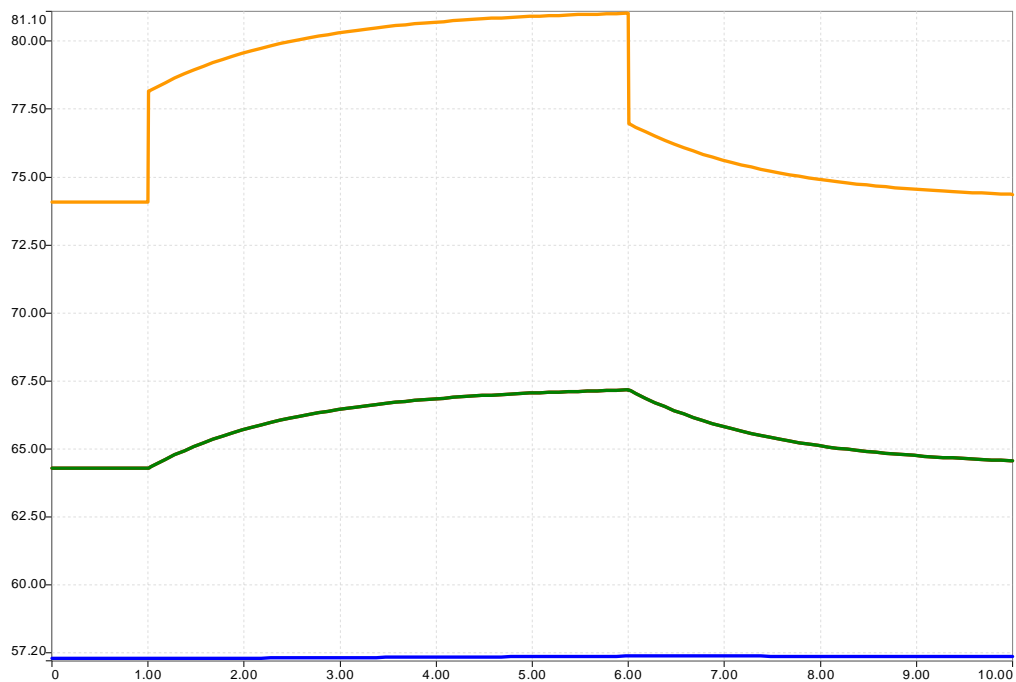
R_{thra} Tepelný odpor mezi chladičem a okolím. Tato hodnota byla získána z aplikace Semisel. Odpovídá chladiči P16/300 od společnosti Semikron, který je nuceně chlazen vzduchem (380m³/h). $R_{thra} = 0,026$ [W/K]

C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče P16/300 je stanovena na základě vztahu (72) na 6272 [Ws/K].



Obrázek 40: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci diodového usměrňovače

3.4.3.1 Výsledky tepelné simulace získané programem Simplorer



Obrázek 41: Průběh teplot: čipu diody $T_{j,D}$, pouzdra T_c , chladiče T_r

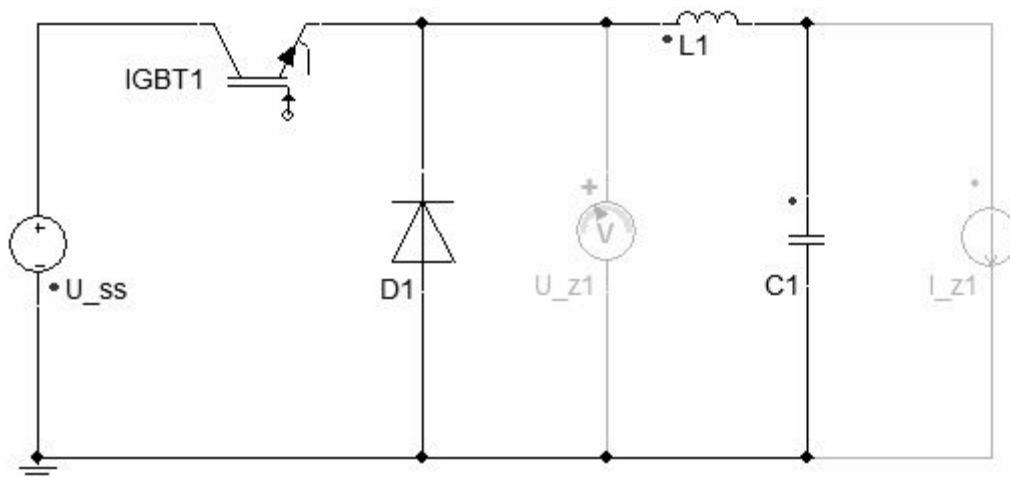
Cílem simulace je ověřit teploty čipů diod T_{j_D} , pouzder součástek T_C a chladiče T_r . Teploty jsou zjišťovány pro jmenovité zatížení měniče, tak pro jeho 1,5 násobné výkonové přetížení trvající 5 sekund. Vzhledem k vysoké spínací frekvenci měniče je možné v simulaci pracovat jen se středními hodnotami ztrát resp. teplot.

Z výsledného průběhu teplot uvedeného na obrázku 41, lze odečíst maximální teploty čipů diod při přetížení 81 °C a v ustáleném stavu 74 °C. Nízké teploty naznačují, že chladič není plně využit tzn. poskytuje nadměrnou výkonovou rezervu. Tato rezerva je ponechána záměrně, aby na stejný chladič mohly být umístěny ještě 1f transformátor TR1 a indukčnost výstupního filtru pulsního měniče L1.

Aplikace Semisel pro výpočet ztrát a oteplení výkonových spínacích součástek neuvažuje při výpočtu diodových usměrňovačů jejich spínací ztráty. Toto zjednodušení lze akceptovat zhruba do kmitočtu usměrňovaného napětí 400 Hz. Vzhledem k provozním podmínkám navrhovaného usměrňovače, je toto zjednodušení neakceptovatelné. Proto nebude výpočet oteplení pomocí aplikace Semisel proveden.

3.5 Návrh pulsního měniče pro snižování napětí

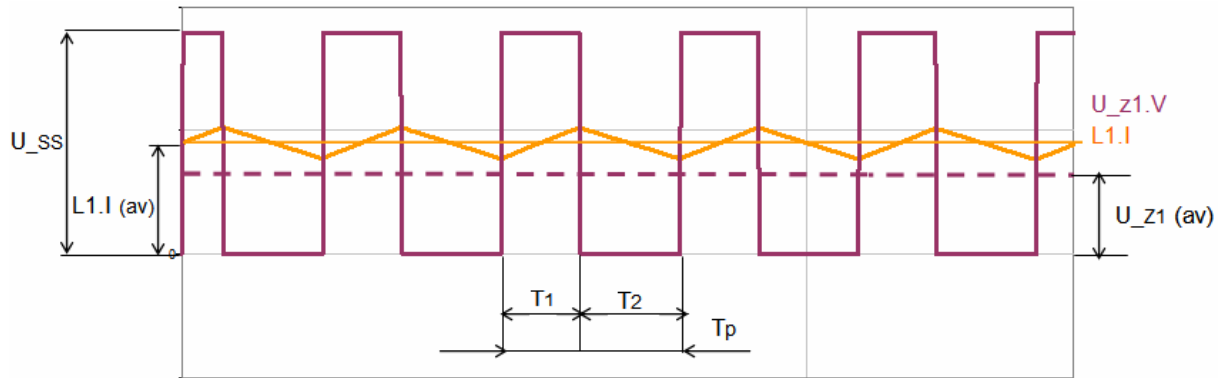
3.5.1 Rozbor pulsního měniče pro snižování



Obrázek 42: Simulační model pulsního měniče pro snižování

Pulsní měnič slouží jako vstupní obvod celého měniče klimatizace. Na jeho vstupní svorky je připojeno proměnné trolejové napětí (U_{ss}). Jeho velikost se dle poměrů na troleji může pohybovat v rozmezí 400 V až 900 V. Na výstupu pulsního měniče (kondenzátor $C1$) očekáváme napětí stabilizované na konstantní hodnotu. Sepnutím tranzistoru IGBT1 je na zátěž připojeno napětí U_{ss} . Tento stav je zobrazen na obrázku 43, interval T_1 . Proud zátěží

$L1.I$ narůstá. V intervalu T_2 dojde k vypnutí tranzistoru. Proud následně doznívá přes diodu D1. Napětí na zátěži je v tomto intervalu nulové. Změnou intervalu sepnutí tranzistoru T_1 v rámci doby periody T_p je možné měnit střední hodnotu napětí $U_{-Z1(av)}$, které je výstupem pulsního měniče. Výstupní napětí pulsního měniče U_{C1} resp. $U_{-Z1(av)}$ je tak stabilizováno na konstantní hodnotu, i když se napětí na vstupu měniče U_{-SS} může významně měnit.



Obrázek 43: Funkce pulsního měniče pro snižování napětí

$$U_{-SS} \cdot T_1 = U_{-Z1(av)} \cdot T_p \quad \Rightarrow \quad U_{-Z1(av)} = \frac{T_1}{T_p} \cdot U_{-SS} = T_1 \cdot f_{spinací} \cdot U_{-SS} = z \cdot U_{-SS} \quad (82)$$

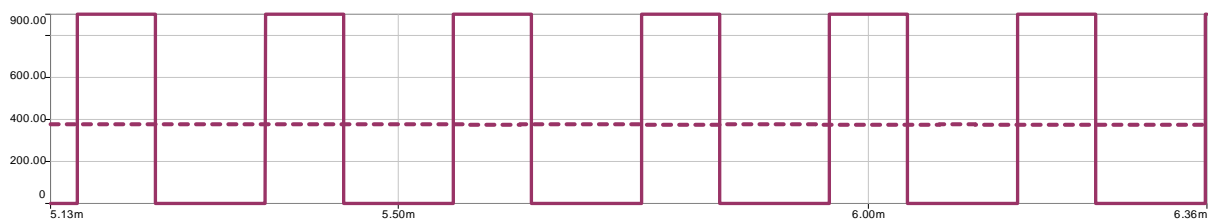
Poměr doby sepnutí tranzistoru k době celé periody (T_1/T_p) je definován jako poměrné sepnutí z . Pro následné výpočty je obvod zatížen stejnosměrným zdrojem proudu I_{-Z1} , který simuluje provoz měniče klimatizace v ustáleném stavu. Velikost zdroje proudu je volena s ohledem na převod transformátoru k a účinnost pulsního měniče η_5 , která je odhadnuta na 95 %.

$$I_{-Z1} = \frac{I_{-Z2}}{k \cdot \eta_5} = \frac{45}{0,5999 \cdot 0,95} \cong 79 \text{ A} \quad (83)$$

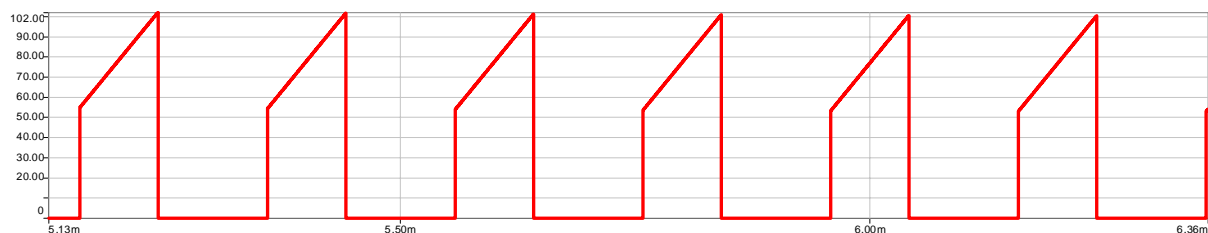
Protože je převod transformátoru k úměrný poměru U_{C1} ku U_{C2} , vyplývá ze vztahu (83) důležitý poznatek: proud I_{-Z1} , na který je nutno dimenzovat pulsní měnič, je nepřímo úměrný stabilizovanému napětí na výstupu pulsního měniče tzn. napětí U_{C1} .

3.5.2 Simulace pulsního měniče

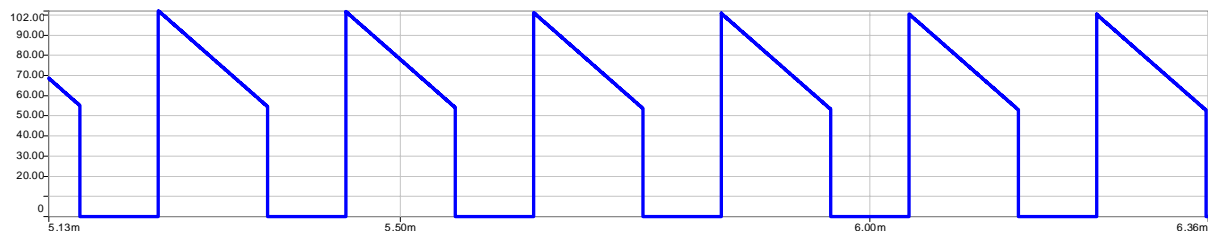
Následující obrázky ukazují průběhy proudu tranzistorem IGBT1 a diodou D1. Znalost průběhů je zásadní pro následný výpočet ztrát. Konkrétně pro výpočet spínacích ztrát je klíčovým údajem velikost proudu v okamžiku zapnutí ($54/95^*$ A) a vypnutí tranzistoru ($102/142^*$ A - viz obrázky 45 a 48). Velikost proudu při vypínání diody je $54/95^*$ A (viz obrázky 46 a 48). Veličiny označené * odpovídají stavu 1,5 násobného přetížení. Uvedené hodnoty proudů jsou spjaty s velikostí indukčnosti filtru L1. Její volba je součástí kapitoly 3.5.3.1 .



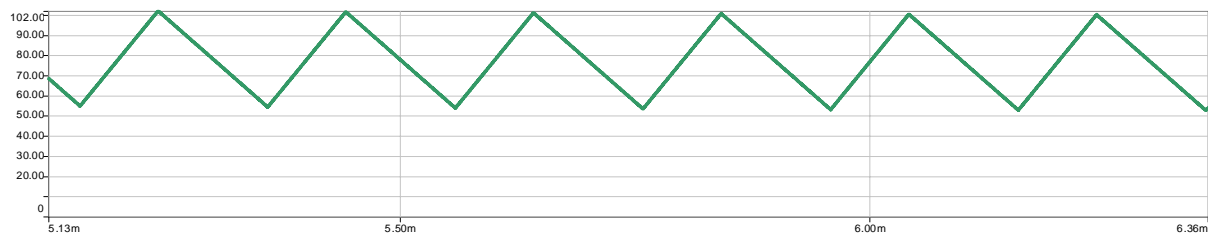
Obrázek 44: Průběh napětí — U_{z1} výstupního napětí - - - U_{CI}



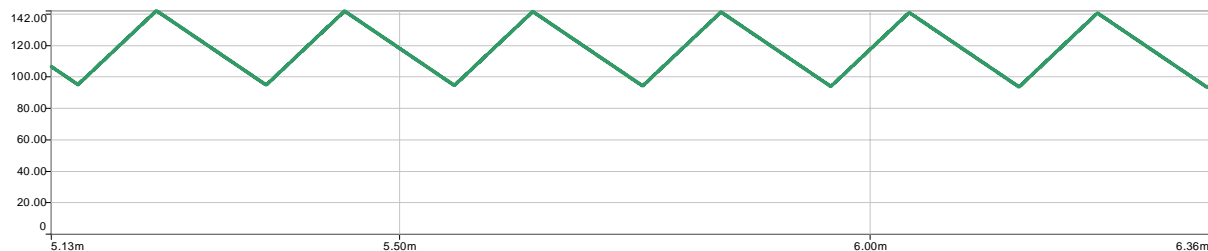
Obrázek 45: Průběh proudu tranzistorem I_{IGBT1}



Obrázek 46: Průběh proudu diodou I_{DI}



Obrázek 47: Průběh proudu indukčností I_{L1}



Obrázek 48: Průběh proudu indukčností při přetížení I_{L1}^*

Navrhovaný pulsní měnič pracuje s konstantní spínací frekvencí. Na jeho vstup je přivedeno proměnné napětí. Jeho výstupem je napětí stabilizované na neměnnou hodnotu, která je nezávislá na napěťových poměrech vstupu. Měnič pracuje jako tzv. měnič pro stabilizaci napětí. Pro maximální zvlnění proudu zátěže platí:

$$U_{L1} = U_{-ss} - U_{C1} \quad / \text{ II. Kirchhoffův zákon pro smyčku dle obr. 42} \quad (84)$$

$$L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{T_1} = U_{-ss} - U_{C1} \quad (85)$$

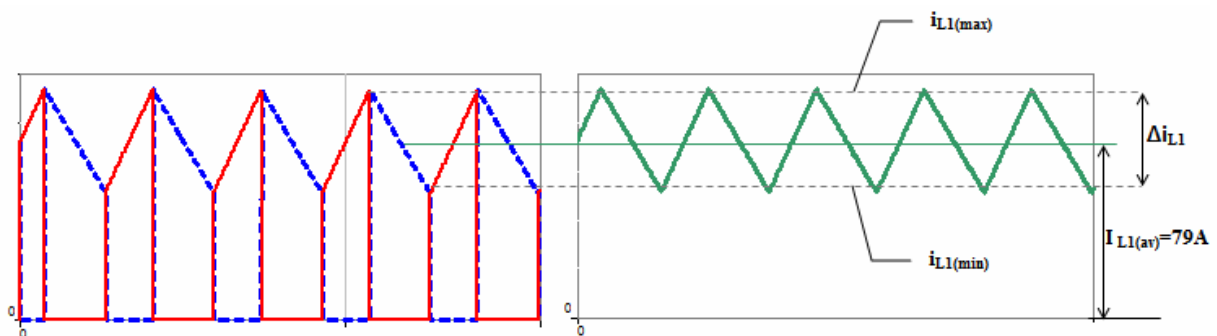
$$\Delta i_{L1} = \frac{U_{-ss} - U_{C1}}{L_1} \cdot T_1 = \frac{U_{-ss} - z \cdot U_{-ss}}{L_1} \cdot T_1 \quad / :T \quad (86)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{T \cdot (U_{-ss} - z \cdot U_{-ss}) \cdot z}{L_1} \quad (87)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{(1-z) \cdot U_{-ss} \cdot z}{L_1 \cdot f_{spinaci}} \quad / U_{-ss} \cdot z = U_{C1} = U_{Z1(av)} = \text{konstanta} = 375 \text{ V} \quad (88)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{U_{C1}}{L_1 \cdot f_{spinaci}} \cdot (1-z) = \text{konstanta} \cdot (1-z) \quad (89)$$

Obecným závěrem plynoucím ze vztahu (89) je fakt, že nejvyšší zvlnění proudu nastane při $z \rightarrow 0$. To odpovídá provoznímu stavu kdy je vstupní napětí $U_{-ss} \rightarrow \infty$. Pro konkrétní měnič nastane nejvyšší zvlnění, pokud je na vstup přivedeno napětí $U_{-ss} = 900 \text{ V}$. To odpovídá maximální hodnotě napětí, které se smí objevit na troleji. Za těchto podmínek je $z = 0,417$. Filtr tedy bude navrhován pro tento nejnepříznivější provozní stav.



Obrázek 49: Vlevo průběh I_{IGBTI} a I_{DI} , vpravo I_{LI}

Následně se budeme zabývat návrhem velikosti cívky L_1 . Obvykle se zvlnění proudu σ_I volí v rozmezí 20 až 30 %. Jak již bylo zmíněno dříve, je výhodné volit indukčnost filtru co nejmenší. Proto bude filtr navržen na horní hranici velikosti zvlnění, tedy $\sigma_I = 30 \%$.

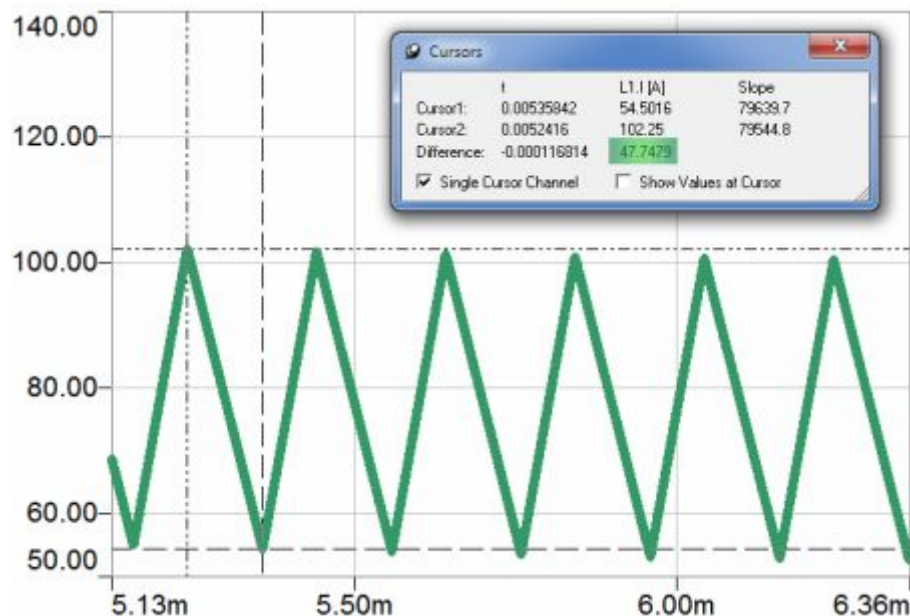
$$\sigma_I = \frac{i_{L1(\max)} - i_{L1(\min)}}{i_{L1(\max)} + i_{L1(\min)}} \cdot 100 \cong \frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1(av)}} \cdot 100 \quad (90)$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{\sigma_I}{100} \cdot 2 \cdot I_{L1(av)} = \frac{30}{100} \cdot 2 \cdot 79 = 47,4 \text{ A} \quad (91)$$

S využitím vztahu (89) vyjádříme velikost hledané indukčnosti:

$$L_1 = \frac{U_{C1} \cdot (1 - z)}{f_{spinaci} \cdot \Delta i_{L1}} = \frac{375 \cdot (1 - 0,417)}{4700 \cdot 47,4} \cong 981 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (92)$$

Analytický výpočet velikosti induktoru je vhodné potvrdit simulací. Výpočtem bylo stanoveno, že pro indukčnost $L_1 = 981 \mu\text{H}$ odpovídá zvlnění proudu $\sigma_I = 30 \%$. Tím je dána velikost rozkmitu proudu $\Delta i_{L1} = i_{L1(\max)} - i_{L1(\min)} = 47,4 \text{ A}$. Právě ověření velikosti rozkmitu bylo předmětem simulace. Zeleně zvýrazněný údaj na obrázku 50 reprezentuje rozkmit proudu. Simulace potvrzuje velikost rozkmitu Δi_{L1} pro stanovenou indukčnost cívky s minimální chybou.



Obrázek 50: Průběh proudu indukčností L_{L1} - ověření rozkmitu proudu

3.5.3.2 Výpočet kapacity výstupního filtru C₁

Pro výpočet velikosti kapacity je nutné nejdříve zvolit maximální dovolené zvlnění napětí σ_U . To je v prvním přiblížení zvoleno 1 %.

$$\sigma_U \cong \frac{\Delta U_{C_1}}{U_{C_1}} \cdot 100 = 1 [\%] \Rightarrow \Delta U_{C_1} = \frac{1}{100} \cdot 2 \cdot U_{C_1} = \frac{1}{100} \cdot 2 \cdot 375 = 7,5 \text{ V} \quad (93)$$

$$\Delta U_{C_1} = \frac{1}{C_1} \cdot I_{L1(av)} \cdot T_1 \Rightarrow C_1 = \frac{I_{L1(av)} \cdot z}{\Delta U_{C_1} \cdot f_{spinaci}} = \frac{79 \cdot 0,417}{7,5 \cdot 4700} = 934 \cdot 10^{-6} \text{ F} \quad (94)$$

Pro volbu velikosti kapacity kondenzátoru není rozhodujícím kritériem jen zvlnění výstupního napětí. Kondenzátor je dále nutno volit s ohledem na:

- Potřeby regulační smyčky
- Proudové zatížení
- Mechanické parametry (provedení, tvar)

S přihlédnutím na tato kritéria byla použita kondenzátorová baterie 4x460 μ F. Jednotlivé kondenzátory jsou paralelně spojeny. Výsledná kapacita $C_1=1840 \mu\text{F}$.

3.5.3.3 Ověření rezonanční frekvence filtru

Výstupní filtr L_1C_1 tvoří kmitavý obvod. Jeho rezonanční frekvence je dána vztahem (95). Pro vyloučení vzniku rezonance se doporučuje volit spínací frekvenci pulsního měniče minimálně 3x vyšší než je rezonanční kmitočet f_r . S ohledem na toto kritérium výstupní LC filtr požadavku vyhovuje.

$$\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot f_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{\sqrt{981 \cdot 10^{-6} \cdot 1840 \cdot 10^{-6}}} = 744 \text{ rad/s} \Rightarrow f_r = 118,5 \text{ Hz} \quad (95)$$

3.5.4 Realizace pulsního měniče pro snižování

Pro realizaci pulsního měniče byl zvolen výkonový modul SEMiX604GB176HDs od společnosti Semikron (datový list je obsažen v příloze č.8 tohoto dokumentu). Zapojení součástek uvnitř modulu je v konfiguraci GB uvedeného na obrázku 51. Při provozu pulsního měniče tak zůstane spodní tranzistor nevyužit. Pro pulsní měnič je přímo určena topologie GAR⁷. Ta však u výrobce nebyla dostupná ve vhodných výkonových parametrech [16], [18].

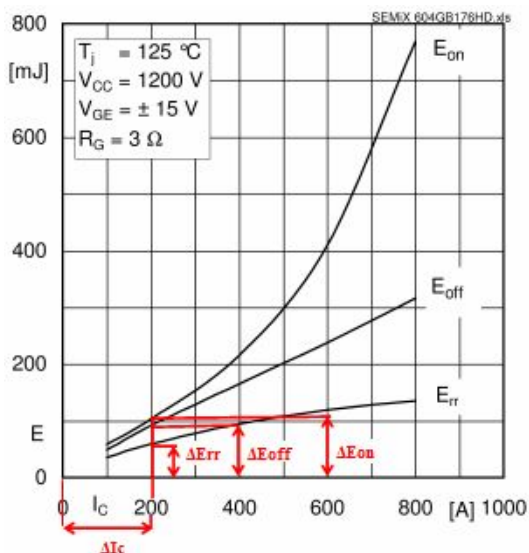
Spínací součástky modulu jsou napětově namáhány celým napětím SS meziobvodu. Tranzistor v propustném směru, dioda v závěrném směru. S ohledem na tyto poměry je nutné zvolit napětovou hladinu modulu 1700 V.



Obrázek 51: Topologie pro realizaci pulsního měniče

Obrázek 52: Obrázek výkonového modulu

3.5.4.1 Ztráty pulsního měniče realizovaného modulem SEMiX604GB176HDs



Obrázek 53: Průběh ztrátové energie v závislosti na výstupním proudu

Z hlediska ztrát pulsního měniče nastává nejnejpříznivější provozní stav, když je na vstupu měniče připojeno nejvyšší provozní napětí 900 V. Průběh ztrát E_{on} , E_{off} a E_{rr} je vztažen k napětí $U_{cc}=1200$ V, proto je nutné provést přepočty ztrát pro zmíněnou napájecí hladinu 900 V. Veličiny označené indexem* odpovídají stavu 1,5 násobného proudového přetížení.

⁷ Pulsní měnič lze (teoreticky) realizovat i pomocí modulu v konfiguraci GAL. Od této varianty bylo upuštěno, protože kondenzátor za pulsním měničem by nebyl trvale na potenciálu země, ale na potenciálu tranzistoru IGBT1.

	Jmenovitý provoz		Přetížení	
	IGBT1.I [A]	D1.I [A]	IGBT1.I [A]	D1.I [A]
Maximum	102.229522603146	102.173261114688	142.039441635937	141.980682597952
Mean Value	32.9721400186221	46.016378533983	49.4380343439995	69.0502800772371
Rectified Mean	32.9721400186221	46.0238802881098	49.4380343439995	69.0577795249263
R.M.S. value	51.8076541227487	61.1873332449752	77.0602084088882	91.0533984674788
R.M.S. AC	39.9608684627192	40.3284348350991	59.1113904439983	59.3530133500615

Tabulka 8: Parametry průběhu proudu IGBT1 a D1 (střední hodnota, efektivní hodnota)

Pro výpočet ztrát nejdříve nahradíme obecný průběh ztrátové energie přímkou se směrnici K .

$$K_{on} = \frac{\Delta E_{on}}{\Delta I_C} = \frac{108 \cdot 10^{-3}}{200} = 5,4 \cdot 10^{-4} \text{ [J/A]} \quad (96)$$

$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_C} = \frac{93 \cdot 10^{-3}}{200} = 4,65 \cdot 10^{-4} \text{ [J/A]} \quad (97)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_C} = \frac{62 \cdot 10^{-3}}{200} = 3,1 \cdot 10^{-4} \text{ [J/A]} \quad (98)$$

Výpočet střední hodnoty spínacích ztrát:

$$P_{_SW_ON_IGBT1(av)} = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{on} \cdot I_C = 4700 \cdot \frac{900}{1200} \cdot 5,4 \cdot 10^{-4} \cdot 54 \cong 103 \text{ W} \quad (99)$$

$$P_{_SW_ON_IGBT1(av)}^* = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{on} \cdot I_C^* = 4700 \cdot \frac{900}{1200} \cdot 5,4 \cdot 10^{-4} \cdot 95 \cong 181 \text{ W} \quad (100)$$

$$P_{_SW_OFF_IGBT1(av)} = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{off} \cdot I_C = 4700 \cdot \frac{900}{1200} \cdot 4,65 \cdot 10^{-4} \cdot 102 \cong 167 \text{ W} \quad (101)$$

$$P_{_SW_OFF_IGBT1(av)}^* = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{off} \cdot I_C^* = 4700 \cdot \frac{900}{1200} \cdot 4,65 \cdot 10^{-4} \cdot 142 \cong 233 \text{ W} \quad (102)$$

$$P_{_SW_IGBT1(av)} = P_{_SW_ON_IGBT1(av)} + P_{_SW_OFF_IGBT1(av)} = 103 + 167 = 270 \text{ W} \quad (103)$$

$$P_{_SW_IGBT1(av)}^* = P_{_SW_ON_IGBT1(av)}^* + P_{_SW_OFF_IGBT1(av)}^* = 181 + 233 = 414 \text{ W} \quad (104)$$

$$P_{_SW_D1(av)} = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{rr} \cdot I_C = 4700 \cdot \frac{900}{1200} \cdot 3,1 \cdot 10^{-4} \cdot 54 \cong 59 \text{ W} \quad (105)$$

$$P_{_SW_D1(av)}^* = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{rr} \cdot I_C^* = 4700 \cdot \frac{900}{1200} \cdot 3,1 \cdot 10^{-4} \cdot 95 \cong 104 \text{ W} \quad (106)$$

Výpočet střední hodnoty propustných ztrát:

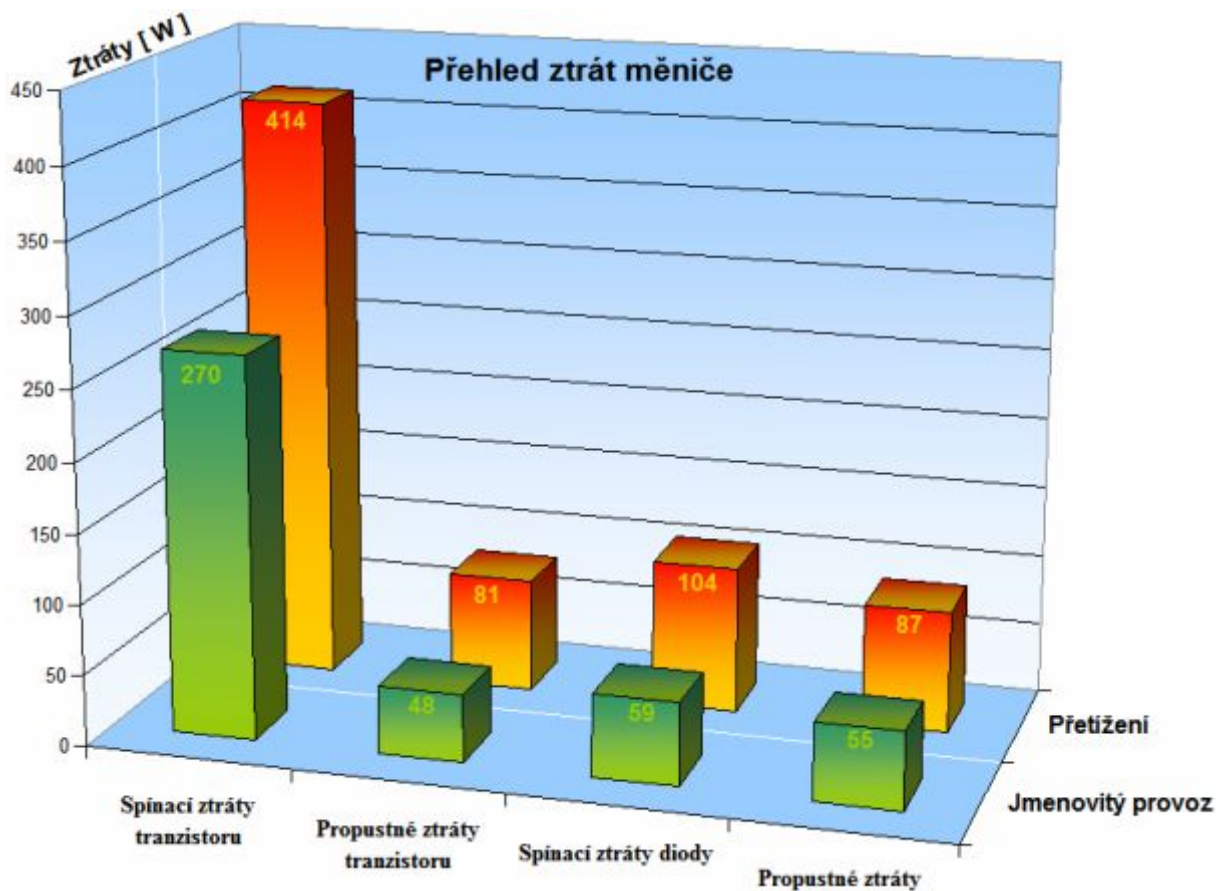
Hodnoty U_{CE_0} , U_{F_0} , r_{CE} , r_F jsou odečteny z katalogového listu, který je součástí přílohy č.8. Velikosti dosazovaných středních a efektivních hodnot proudů shrnuje tabulka 8.

$$P_{FW_IGBT(av)} = (I_{IGBT(av)} \cdot U_{CE_0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^2) = (32,97 \cdot 1,1 + 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 50,8^2) \cong 48 \text{ W} \quad (107)$$

$$P_{FW_IGBT(av)}^* = (I_{IGBT(av)}^* \cdot U_{CE_0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^{*2}) = (49,43 \cdot 1,1 + 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 77,06^2) \cong 81 \text{ W} \quad (108)$$

$$P_{FW_D1(av)} = (I_{D1(av)} \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D1(rms)}^2) = (46,01 \cdot 1,1 + 1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 61,18^2) \cong 55 \text{ W} \quad (109)$$

$$P_{FW_D1(av)}^* = (I_{D1(av)}^* \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D1(rms)}^{*2}) = (69,05 \cdot 1,1 + 1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 91,05^2) \cong 87 \text{ W} \quad (110)$$



Obrázek 54: Přehled vypočítaných středních ztrát

Výpočet účinnosti měniče:

Výpočtem totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty pulsního měniče, je stanovena skutečná účinnost usměrňovače na 98,54 %.

$$P_{tot(av)} = P_{SW_IGBT(av)} + P_{FW_IGBT(av)} + P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)} = 270 + 48 + 59 + 55 = 432 \text{ W} \quad (111)$$

$$\eta_{5_real\ln a} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \cdot I_{Z2}} = 1 - \frac{432}{375 \cdot 79} = 0,9854 \quad (112)$$

3.5.5 Tepelná simulace:

Na základě vyčíslených hodnot ztrát tranzistoru a diody výkonového modulu je provedena tepelná simulace. Princip simulace spočívá v řešení ekvivalentního elektrického obvodu, který je uveden na obrázku 55. Výkonový modul SEMiX604GB176HDs bude umístěn na chladiči P16/300 společnosti Semikron.

Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

P_{tot_IGBT1} Totální ztrátový výkon tranzistoru je roven 318 W resp. 495 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát tranzistoru: $P_{SW_IGBT(av)}$ a $P_{FW_IGBT(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

P_{tot_D1} Totální ztrátový výkon diody je roven 114W resp. 191W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{SW_D(av)}$ a $P_{FW_D(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

R_{thjc_IGBT1} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem tranzistoru. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_IGBT1} = 0,058$ [K/W]

R_{thjc_D1} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem diody. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_D1} = 0,081$ [K/W]

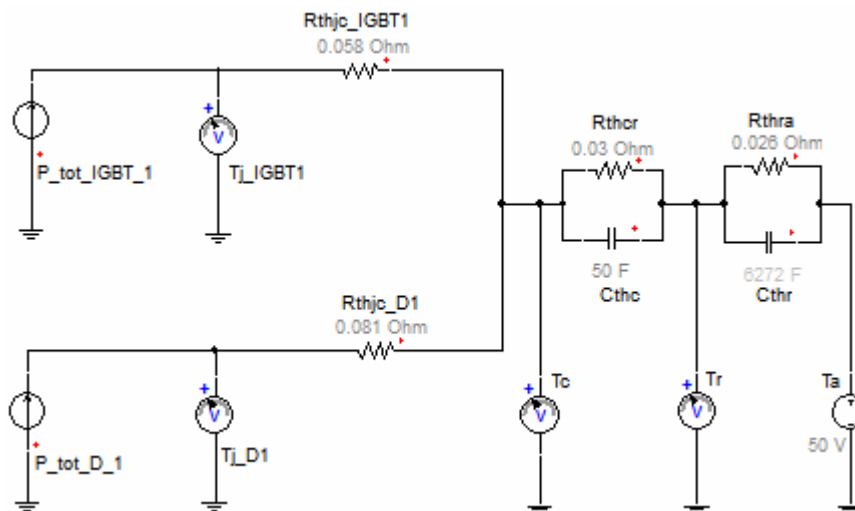
R_{thcr} Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem. Hodnota odporu je uvedena v katalogovém listu spínací součástky a vztahuje se k celému modulu. $R_{thcr} = 0,03$ [K/W].

C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalozích udávána. Ze zkušenosti lze odhadnout, že τ_c se pohybuje v rozmezí 1,5 až 2,5 s. Hodnotu tepelné kapacity spočítáme s ohledem na velikost R_{thcr} :

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thcr}} = \frac{1,5}{0,03} = 50 \text{ [Ws/K]} \quad (113)$$

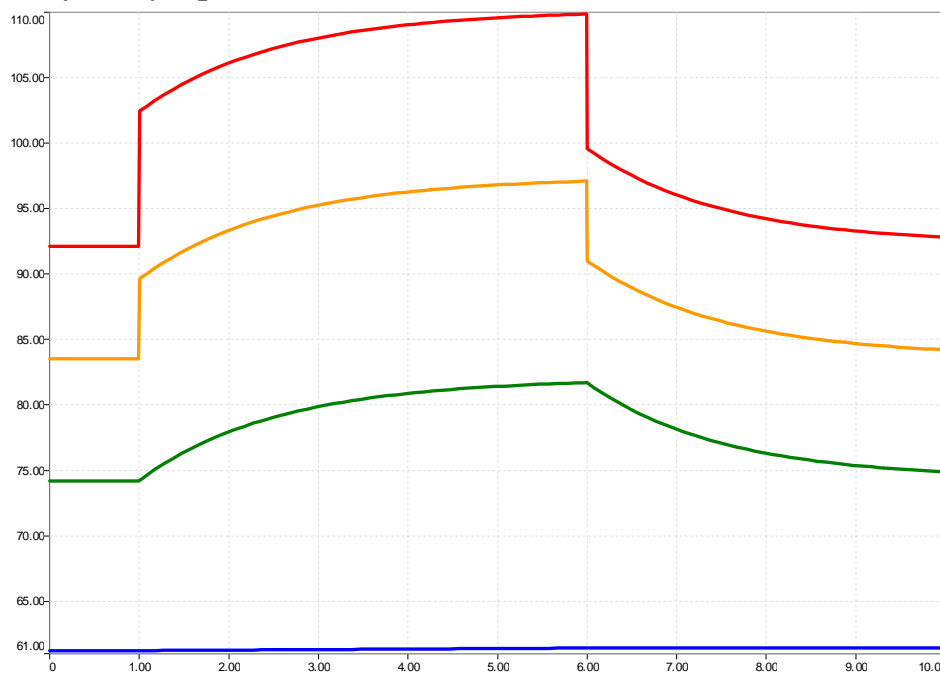
R_{thra} Tepelný odpor mezi chladičem a okolím. Tato hodnota byla získána z aplikace Semisel. Odpovídá chladiči P16/300 od společnosti Semikron, který je nuceně chlazen vzduchem (380m³/h). $R_{thra} = 0,026$ [W/K]

C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče P16/300 je stanovena na základě vztahu (72) na 6272 [Ws/K].



Obrázek 55: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci pulsního měniče

3.5.5.1 Výsledky tepelné simulace

Obrázek 56: Průběh teplot: čipu tranzistoru T_{j_IGBT1} , čipu diody T_{j_DI} , pouzdra T_c , chladiče T_r

Simulace si dále klade za cíl stanovit teplotu čipu tranzistoru T_{j_IGBT1} , čipu diody T_{j_DI} , pouzdra výkonového modulu T_c a chladiče T_r při jmenovitém zatížení a průběh teploty během 1,5 násobného výkonového přetížení. Simulace vychází z tepelného ustáleného stavu, ve kterém dojde ke skokovému přetížení po dobu trvání 5 sekund.

Z výsledků simulace vyplývá, že maximální teplota při přetížení se objevuje na čipu tranzistoru. Její velikost je $110\text{ }^{\circ}\text{C}$. V ustáleném stavu je teplota čipu $92\text{ }^{\circ}\text{C}$. Obecně se doporučuje nepřesahovat při provozu výkonových modulů teplotu čipu $125\text{ }^{\circ}\text{C}$. S ohledem na tuto skutečnost je při dimenzování pulsního měniče ponechána odpovídající teplotní rezerva.

3.5.6 Zhodnocení výsledků

Tabulka 9 porovnává výsledky získané:

- Aplikací SEMISEL
- Analytickým výpočtem

Aplikace SEMISEL je firemní software společnosti Semikron pro výpočet ztrát a oteplení výkonových modulů. Tento software je přístupný na webové stránce [10]. Dílčí postup výpočtu je součástí přílohy č.9.

Analyticky vypočítané ztráty měniče (odstavec 3.5.4.1) jsou vstupními daty pro tepelnou simulaci, kde je simulačním programem SIMPLORER řešen ekvivalentní elektrický obvod zastupující tepelné schéma obvodu (odstavec 3.5.5). Stanovení teplot při jmenovitém provozu i při výkonovém přetížení je uveden v odstavci 3.5.5.1 .

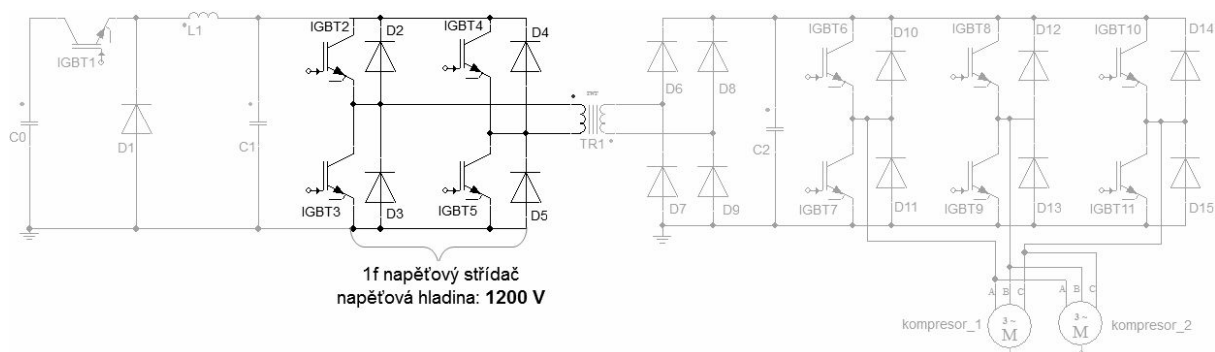
	Spínací ztráty tranzistoru	Propustné ztráty tranzistoru	Spínací ztráty diody	Propustné ztráty diody	Teplota chladiče	Teplota pouzdra	Teplota čipu tranzistoru	Teplota čipu diody
Aplikace SEMISEL	214	48	110	58	61	74	88	100
	337*	80*	154*	89*	63*	81*	100*	105*
Analytický výpočet	270	48	59	55	61	74	84	92
	414*	81*	104*	87*	61*	82*	97*	110*
Rozdíl [%]	21	0	-86	-5	0	0	-5	-9
	19*	1*	-48*	-2*	-3*	1*	-3*	5*

Tabulka 9: Tabulka srovnávající obdržené výsledky, index * označuje hodnoty při přetížení, řádek rozdíl [%] je počítán: $((\text{výpočet} - \text{Semisel}) / \text{výpočet}) \cdot 100$.

Poslední řádek tabulky udává o kolik procent jsou hodnoty získané analytickým výpočtem větší než hodnoty získané aplikací SEMISEL. Hodnoty označené indexem * jsou vztaženy ke stavu 1,5 násobného proudového přetížení.

Z tabulky je patrné, že výsledky získané analytickým výpočtem jsou velmi blízké k hodnotám získaných na základě aplikace SEMISEL. Výraznější rozdíl hodnot se objevuje pouze ve výpočtech spínacích ztrát diody. Aplikace SEMISEL totiž nebere v úvahu parametry výstupního LC filtru, který má přímý vliv na průběh (rozkmit) proudu procházející součástkami. Rozkmit proudu zásadně ovlivňuje výpočet spínacích ztrát.

4 Dimenzování měniče klimatizace - varianta 1.2



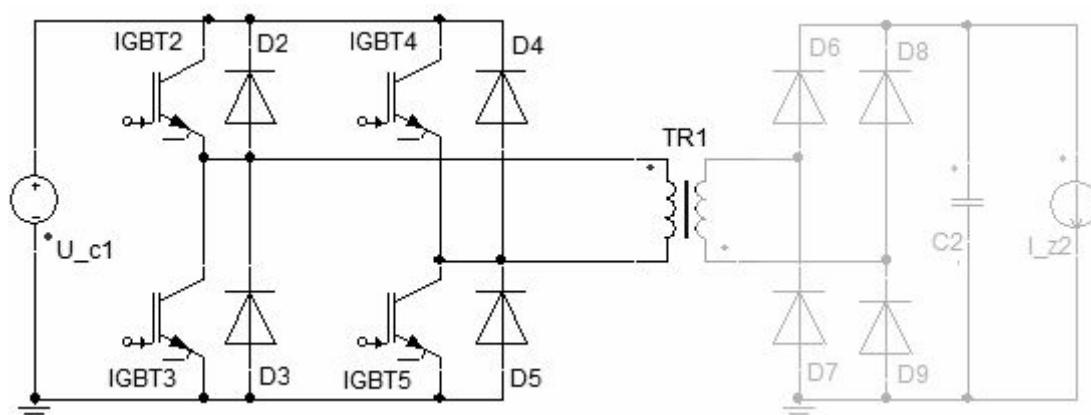
Obrázek 57: Obvodové schéma měniče klimatizace - varianta 1.2

Obvodové schéma varianty 1.2 je totožné s variantou 1.1 (viz odstavec 2.1). Zásadní rozdíl je pouze ve volbě napěťové hladiny jednofázového napěťového střídače. Varianta 1.1 využívá napěťový střídač v napěťové hladině 600 V. Použitím výkonového modulu s nižší napěťovou hladinou lze dosáhnout vyšší spínací frekvence střídače. Tím je umožněna instalace transformátoru menších rozměrů.

Filozofie obvodové varianty 1.2 spočívá v použití 1f střídače s napěťovou hladinou 1200 V. Střídač musí být provozován s nižší spínací frekvencí, protože v důsledku vyšší napěťové hladiny prvku vzrostou ztráty prvku. Díky tomu však, narozdíl od obvodové varianty 1.1, nedojde ke zničení střídače v případě průrazu pulsního měniče.

Z hlediska návrhu varianty 1.2 bude uvažováno, že dimenzování pulsního měniče, diodového usměrňovače i 3f napěťového střídače je totožné s variantou 1.1. Se změnou spínací frekvence 1f střídače je vhodné upravit i převod transformátoru TR1 z $k = 0,599$ (varianta 1.1 – viz odstavec 3.2.3) na $k = 0,612$.

4.1 Návrh jednofázového napěťového střídače



Obrázek 58: Simulační model 1f napěťového střídače

4.1.1 Realizace 1f napěťového střídače

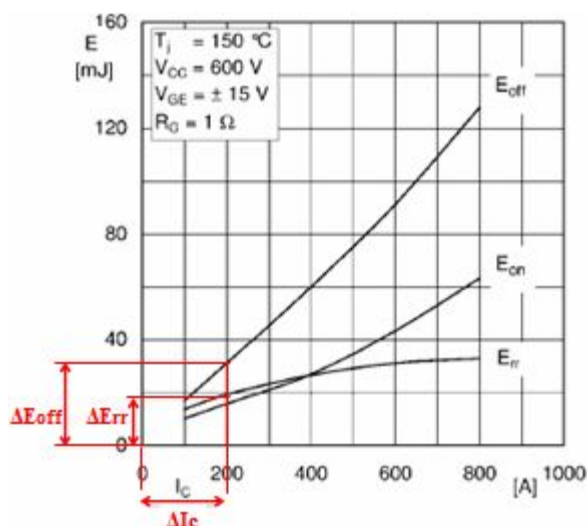


59: Modul SEMIX404GB12E4s

Pro realizaci byl vybrán výkonový prvek SEMIX404GB12E4s společnosti Semikron (katalogový list je uveden v příloze č.11). Modul v napěťové hladině 1200 V, je osazen tranzistory s IGBT4 technologií. Přímo v pouzdru modulu je zabudován NTC termistor pro monitorování teploty součástky, která slouží jako zpětná vazba pro řídicí elektroniku měniče. Navrhovaný 1f střídač bude složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči [19], [20].

4.1.1.1 Ztráty 1f střídače realizovaného modulem SEMIX404GB12E4s

Výpočet ztrát vychází z odstavce 3.3.3.1, ze kterého jsou převzaty parametry průběhů proudů součástkami, tzn. jejich střední a efektivní hodnoty. Připomeňme, že vstupní napětí střídače je 375 V. Střídač je přes diodový můstek zatížen proudem I_{z2} , jehož velikost je dle vztahu (55) stanovena na 45 A resp. 67,5 A při přetížení.



$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_c} = \frac{31,8 \cdot 10^{-3}}{200} = 1,59 \cdot 10^{-4} \text{ [J/A]} \quad (114)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_c} = \frac{19,68 \cdot 10^{-3}}{200} = 9,84 \cdot 10^{-5} \text{ [J/A]} \quad (115)$$

Výpočet střední hodnoty spínacích ztrát:

$$P_{SW_IGBT(av)} = P_{SW_OFF_IGBT(av)} = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{off} \cdot I_C = 8000 \cdot \frac{375}{600} \cdot 1,59 \cdot 10^{-4} \cdot 167 \cong 133 \text{ W} \quad (116)$$

$$P_{SW_IGBT(av)}^* = P_{SW_OFF_IGBT(av)}^* = f_{spinaci} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{off} \cdot I_C^* = 8000 \cdot \frac{375}{600} \cdot 1,59 \cdot 10^{-4} \cdot 246 \cong 196 \text{ W} \quad (117)$$

$$P_{_SW_D(av)} = 0,1 \cdot f_{\text{spinaci}} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{rr} \cdot I_C = 0,1 \cdot 8000 \cdot \frac{375}{600} \cdot 9,84 \cdot 10^{-5} \cdot 167 \cong 8 \text{ W} \quad (118)$$

$$P_{_SW_D(av)}^* = 0,1 \cdot f_{\text{spinaci}} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CC}} \cdot K_{rr} \cdot I_C^* = 0,1 \cdot 8000 \cdot \frac{375}{600} \cdot 9,84 \cdot 10^{-5} \cdot 246 \cong 12 \text{ W} \quad (119)$$

Výpočet střední hodnoty propustných ztrát:

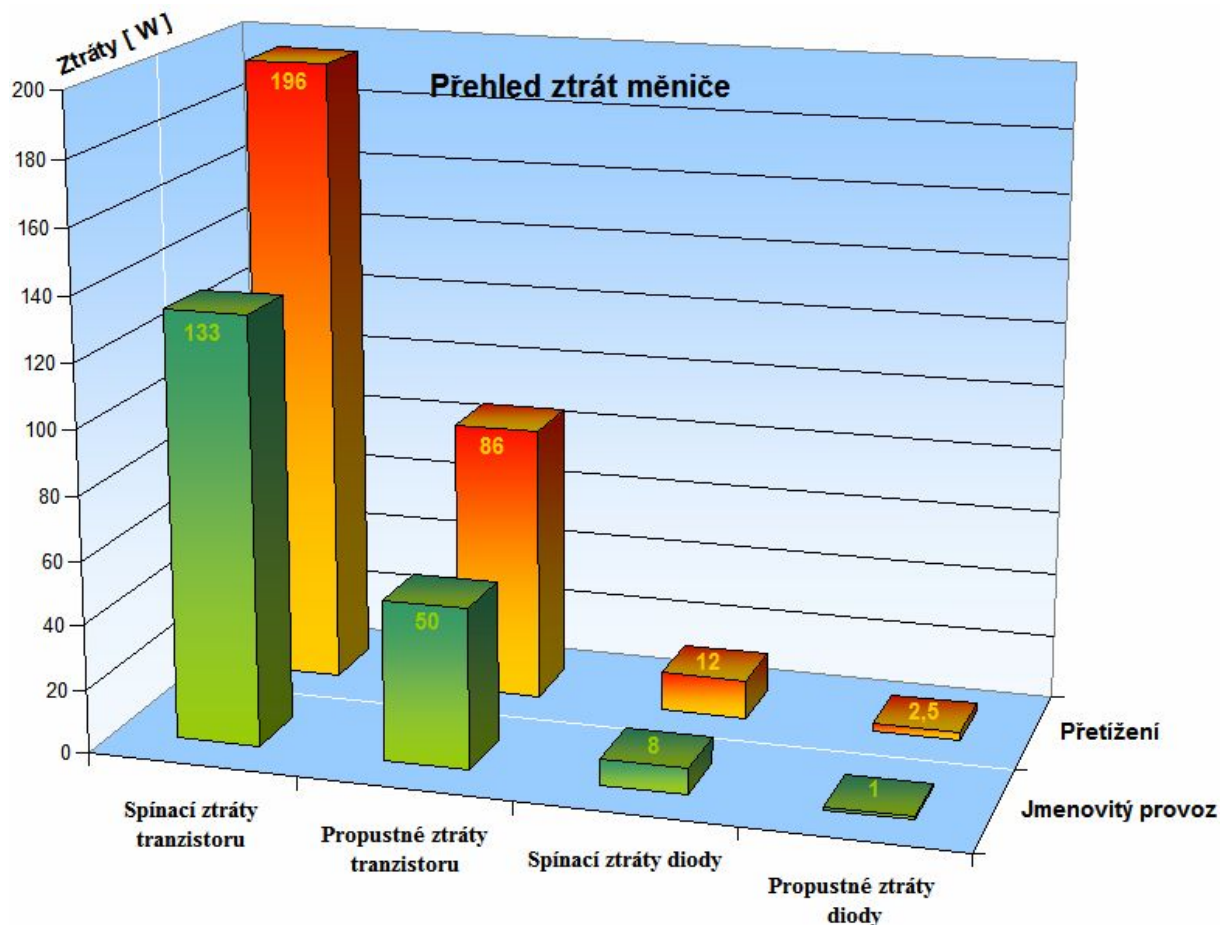
Hodnoty U_{CE_0} , U_{F_0} , r_{CE} , r_F jsou získány z katalogového listu výkonového modulu, který je součástí přílohy č.11. Velikosti středních a efektivních hodnot proudů jsou uvedeny v tabulce 4.

$$P_{_FW_IGBT(av)} = I_{IGBT(av)} \cdot U_{ce_0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^2 = 37,28 \cdot 0,9 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 64,29^2 \cong 50 \text{ W} \quad (120)$$

$$P_{_FW_IGBT(av)}^* = I_{IGBT(av)}^* \cdot U_{ce_0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^{*2} = 55,16 \cdot 0,9 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 95,29^2 \cong 86 \text{ W} \quad (121)$$

$$P_{_FW_D(av)} = I_{D(av)} \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^2 = 0,555 \cdot 1,5 + 3,4 \cdot 10^{-3} \cdot 7,68^2 \cong 1 \text{ W} \quad (122)$$

$$P_{_FW_D(av)}^* = I_{D(av)}^* \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^{*2} = 1,19 \cdot 1,5 + 3,4 \cdot 10^{-3} \cdot 13,81^2 \cong 2,5 \text{ W} \quad (123)$$



Obrázek 60: Přehled ztrát jednotlivých spínacích součástek výkonového modulu

Výpočet účinnosti měniče:

Na základě výpočtu totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty 1f napěťového střídače, je stanovena skutečná účinnost měniče na 97,15 %.

$$P_{tot(av)} = 4 \cdot (P_{SW_IGBT(av)} + P_{FW_IGBT(av)} + P_{FW_IGBT(av)} + P_{FW_D(av)}) = 4 \cdot (133 + 50 + 8 + 1) = 768 \text{ W} \quad (124)$$

$$\eta_{4_rea \ln a} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \cdot I_{Z2}} = 1 - \frac{768}{600 \cdot 45} = 0,9715 \quad (125)$$

4.1.2 Tepelná simulace:

Na základě vyčíslených hodnot ztrát jednotlivých tranzistorů a diod výkonového modulu, je provedena tepelná simulace. Princip simulace spočívá v řešení ekvivalentního elektrického obvodu, který je uveden na obrázku 61. Výkonový modul společnosti Semikron SEMiX404GB12E4s tvoří jednu větev střídače. Celý napěťový střídač je složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči P16/300 společnosti Semikron.

Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

P_{tot_IGBT} Totální ztrátový výkon jednotlivých tranzistorů je roven 183 W resp. 282 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát tranzistoru $P_{SW_IGBT(av)}$ a $P_{FW_IGBT(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

P_{tot_D} Totální ztrátový výkon diody je roven 9 W resp. 14,5 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{SW_D(av)}$ a $P_{FW_D(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

R_{thjc_IGBT} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem tranzistoru. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_IGBT} = 0,072$ [K/W]

R_{thjc_D} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem diody. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_D} = 0,14$ [K/W]

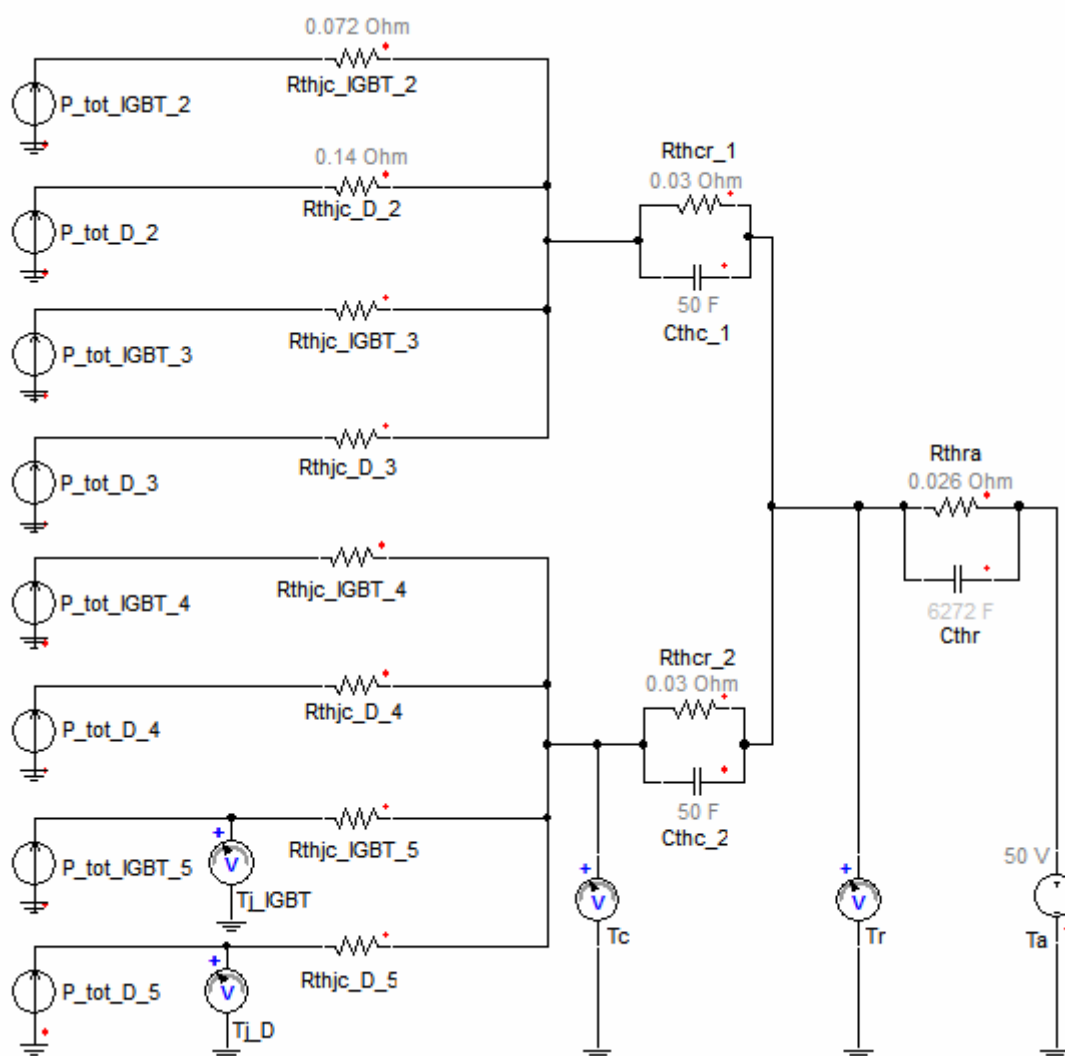
R_{thcr} Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem. Hodnota odporu je uvedena v katalogovém listu spínací součástky a vztahuje se k celému modulu. $R_{thcr} = 0,03$ [K/W].

C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalozích udávána. Ze zkušenosti lze odhadnout, že T_c se pohybuje v rozmezí 1,5 až 2,5 s. Hodnotu tepelné kapacity spočítáme s ohledem na velikost R_{thcr} :

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thcr}} = \frac{1,5}{0,03} = 50 \text{ [Ws/K]} \quad (126)$$

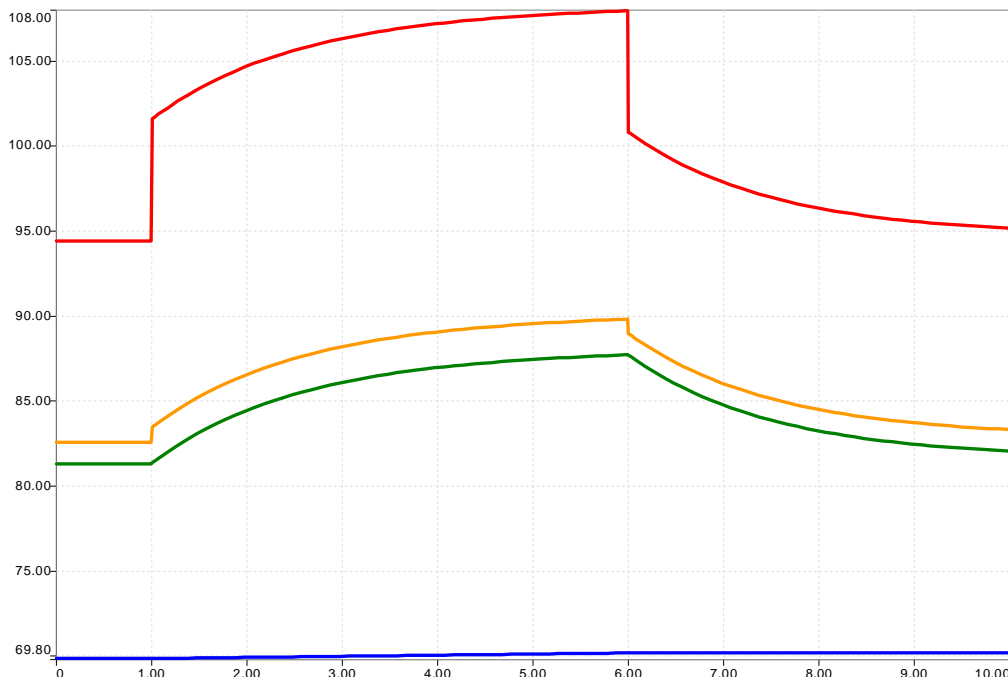
R_{thra} Tepelný odpor mezi chladičem a okolím. Tato hodnota byla získána z aplikace Semisel. Odpovídá chladiči P16/300 od společnosti Semikron, který je nuceně chlazen vzduchem ($380\text{m}^3/\text{h}$). $R_{thra} = 0,026 \text{ [W/K]}$

C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče P16/300 je stanovena na základě vztahu (72) na 6272 [Ws/K] .



Obrázek 61: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci 1f napěťového střídače

4.1.2.1 Výsledky tepelné simulace



Obrázek 62: Průběh teplot: čipu tranzistoru T_{j_IGBT} , čipu diody T_{j_D} , pouzdra T_c , chladiče T_r

Simulace si klade za cíl stanovit teploty čipu tranzistoru T_{j_IGBT} , čipu diody T_{j_D} , pouzdra součástky T_c a chladiče T_r . Teploty je nutno stanovit při jmenovitém zatížení měniče, tak při jeho 1,5 násobném přetížení trvajícím 5 sekund. Vzhledem k vysoké spínací frekvenci měniče je možné v simulaci pracovat jen se středními hodnotami ztrát resp. teplot.

Z výsledku simulace uvedeného na obrázku 62 vyplývá že nejvyšší teplota při přetížení se vyskytuje na čipu tranzistoru. Její velikost je 108 °C. V ustáleném stavu je teplota čipu 94 °C. Obecně se doporučuje nepřesahovat při provozu výkonových modulů teplotu čipu 125 °C. S ohledem na tuto skutečnost je při návrhu 1f střídače ponechána odpovídající teplotní rezerva.

4.1.3 Zhodnocení výsledků

Tabulka 10 porovnává výsledky získané:

- Aplikací SEMISEL
- Analytickým výpočtem

Aplikace SEMISEL je firemní software společnosti Semikron pro výpočet ztrát a oteplení výkonových modulů. Tento software je přístupný na webové stránce [10]. Dílčí postup výpočtu je součástí přílohy č.10.

Analyticky vypočítané ztráty měniče (odstavec 4.1.1.1) jsou vstupními daty pro tepelnou simulaci, kde je simulačním programem SIMPLORER řešen ekvivalentní elektrický

obvod zastupující tepelné schéma obvodu (obrázek 61). Stanovení teplot při jmenovitém provozu i při výkonovém přetížení je uveden v odstavci 4.1.2.1.

Poslední řádek tabulky udává, o kolik procent jsou hodnoty stanovené analytickým výpočtem větší, než hodnoty získané aplikací SEMISEL. Hodnoty označené indexem * jsou vztaženy ke stavu 1,5 násobného proudového přetížení.

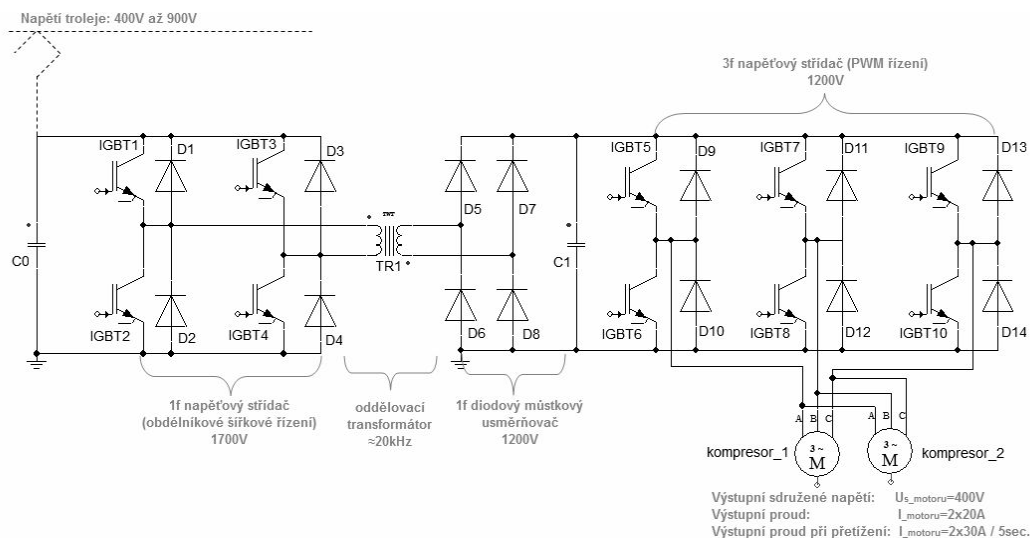
Z tabulky je zřejmé, že největší rozptyl hodnot se vyskytuje u propustných ztrát diody. Zadávaný vstupní parametr pro výpočet v aplikaci Semisel (viz příloha č.10, obrázek 24) t_{edge2} plně nevystihuje požadovaný tvar proudu. Aplikace Semisel tento parametr zdola omezuje na hranici 0,1 z celkové doby periody. Požadovaný průběh proudu by ovšem vystihoval parametr $t_{edge2} \rightarrow 0$. Aplikace Semisel tedy počítá s delší dobou vedení diody v rámci periody. Tím je způsoben zásadní rozpor mezi velikostí propustných ztrát diody.

	Spínací ztráty tranzistoru	Propustné ztráty tranzistoru	Spínací ztráty diody	Propustné ztráty diody	Teplota chladiče	Teplota pouzdra	Teplota čipu tranzistoru	Teplota čipu diody
Aplikace SEMISEL	59	80	5	14	66	76	79	86
	94*	146*	7*	23*	69*	84*	88*	101*
Analytický výpočet	133	50	8	1	70	81	83	94
	196*	86*	12*	2,5*	70*	88*	90*	108*
Rozdíl [%]	56	-60	38	-1300	6	6	5	9
	52*	-70*	42*	-820*	1*	5*	2*	6*

Tabulka 10: Tabulka srovnávající obdržené výsledky, index * označuje hodnoty při přetížení, řádek rozdíl [%] je počítán: $((\text{výpočet} - \text{Semisel}) / \text{výpočet}) \cdot 100$.

5 Dimenzování měniče klimatizace - varianta 2

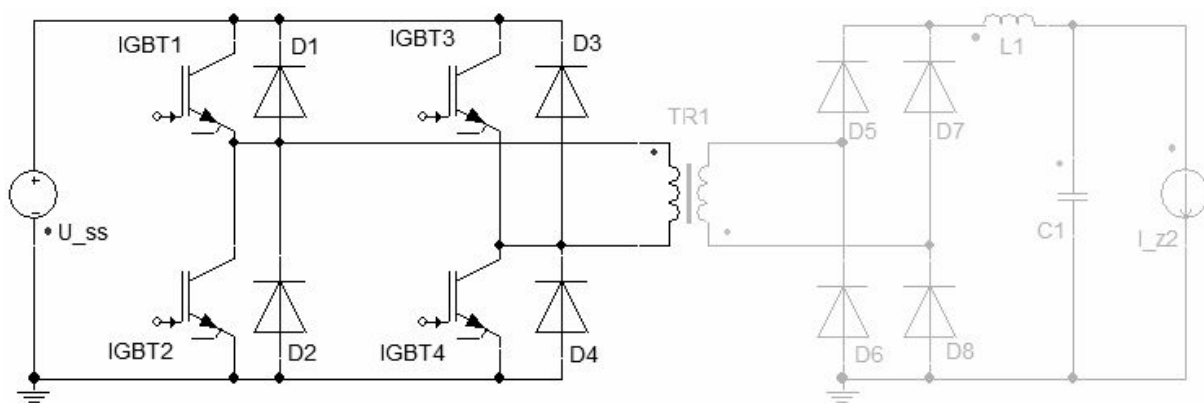
Popisem vlastností této topologie se zabývá odstavce 2.2. Dimenzování 3f napěťového střídače je totožné s variantou 1.1 a 1.2. Jeho návrh je součástí odstavce 3.1.



Obrázek 63: Obvodové schéma měniče klimatizace - varianta 2

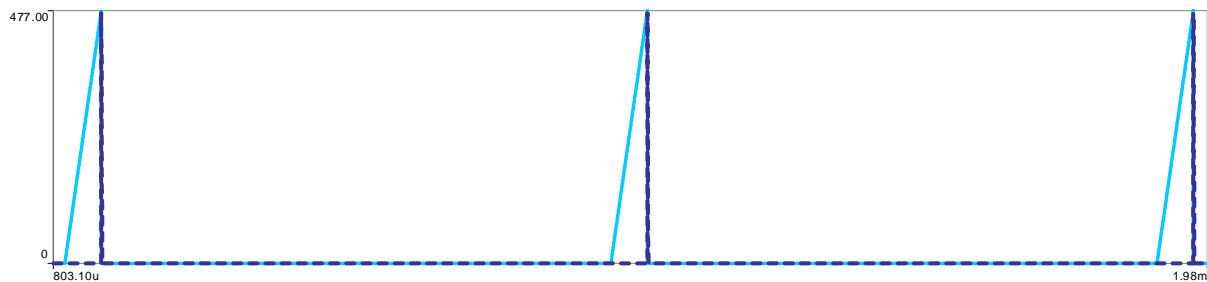
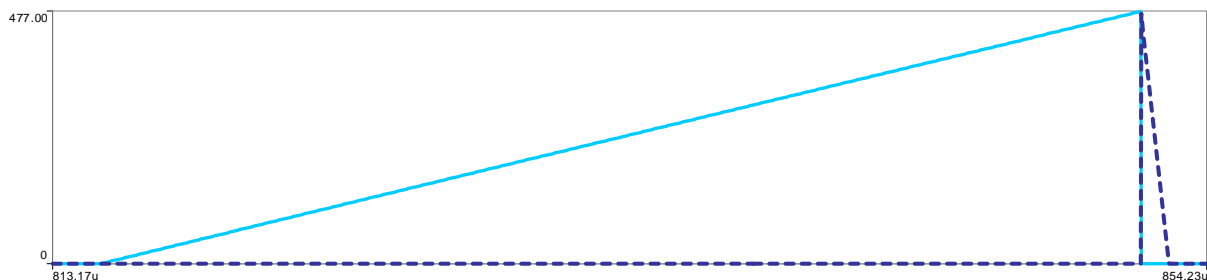
5.1 Návrh jednofázového napěťového střídače

5.1.1 Simulace jednofázového napěťového střídače



Obrázek 64: Simulační model 1f napěťového střídače

Na vstupní svorky jednofázového střídače je přivedeno napětí SS meziobvodu, které se dle poměrů na troleji může pohybovat v rozmezí 400 V až 900 V. Pro účely simulace je obvod zatížen zdrojem proudu I_{z2} , který reprezentuje provoz měniče v ustáleném stavu. Jeho velikost je s využitím vztahu (55) stanovena na 45 A pro reprezentaci jmenovitého zatížení a 67,5 A pro simulaci 1,5 násobného výkonového přetížení. Průběhy proudů prezentované na obrázcích 65 a 66 jsou platné pro $U_{ss} = 900\text{ V}$.

Obrázek 65: Průběh proudů tranzistorů I_{IGBT1} , I_{IGBT4} a diodami I_{D2} , I_{D3} Obrázek 66: detail pulsu proudu I_{IGBT1} , I_{IGBT4} , I_{D2} , I_{D3}

	Jmenovitý provoz		Přetížení	
	IGBT2.I [A]	D3.I [A]	IGBT2.I [A]	D3.I [A]
Maximum	477.324298467874	477.1166703748	581.994170758237	581.894322633536
Mean Value	15.7120114630934	414.222095488058m	22.9363263455114	560.221382080901m
Rectified Mean	15.7120115015959	423.15874330958m	22.9363263905814	569.229865244117m
R.M.S. value	70.6724626008006	11.5231429366883	93.8324956575203	14.6763114352537
R.M.S. AC	68.9037710567802	11.5156955150333	90.9860548385892	14.6656152052213

Tabulka 11: Parametry průběhů proudů tranzistorů a diodami

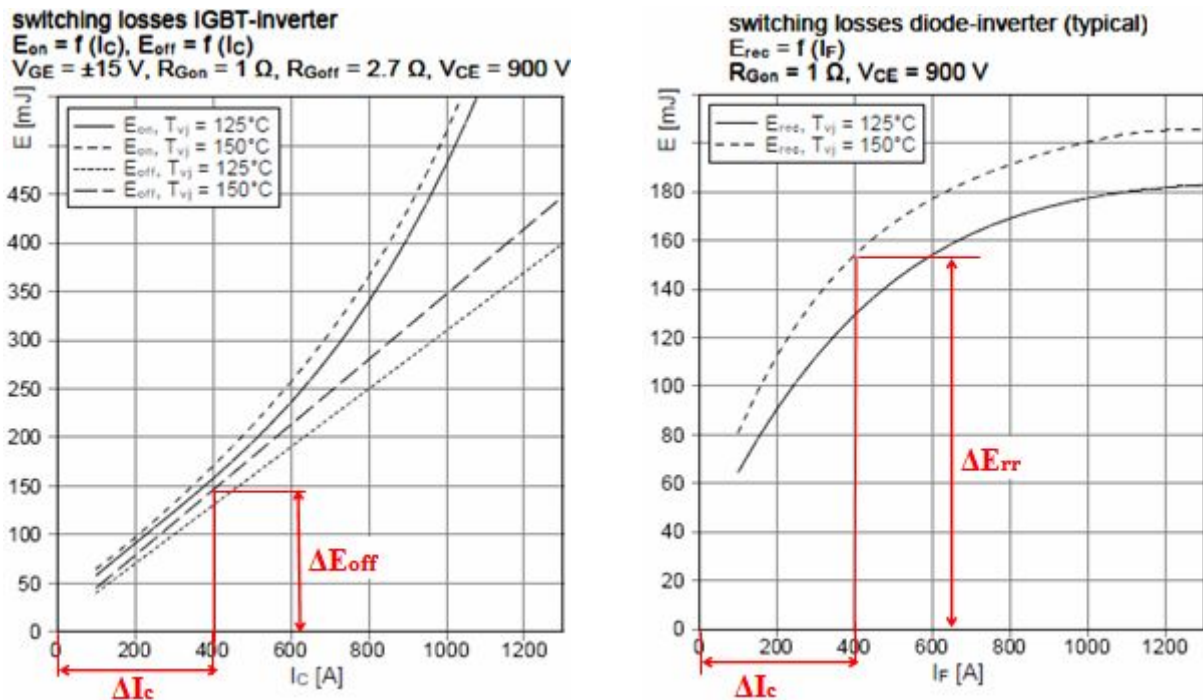
5.1.2 Realizace 1f napěťového střídače



67: modul FF650R17IE4D B2

Pro realizaci byl vybrán výkonový modul FF650R17IE4D B2 společnosti Infineon (katalogový list je uveden v příloze č.12). Modul v napěťové hladině 1700 V, je osazen tranzistory s IGBT4 technologií. Přímo v pouzdru modulu je zabudován NTC termistor pro monitorování teploty výkonového modulu. Navrhovaný jednofázový střídač bude složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči.

5.1.2.1 Ztráty 1f střídače realizovaného modulem FF650R17IE4D B2



Obrázek 68: Průběh ztrátové energie v závislosti na výstupním proudu

Vzhledem k charakteru proudu, který prochází spínacími součástkami je zřejmé, že spínací ztráty budou reprezentovány především vypínacími ztrátami tranzistorů $P_{SW_off_IGBT}$. Zapínací ztráty tranzistorů $P_{SW_on_IGBT}$ jsou nulové, protože proud v okamžiku zapnutí tranzistoru je rovněž roven nule. Výpočet spínacích ztrát diod $P_{SW_D(av)}$ bude zohledněn koeficientem 0,1 [8]. Proud diodou v okamžiku jejího vypínání je sice roven nule, ztráty ovšem vznikají v důsledku strmého poklesu proudu diodou (viz obrázky 65 a 66). Samotné vypnutí diody je tak doprovázeno zákmitem zredukovaného zotavovacího proudu I_{rr} v době, kdy je na již na diodě závěrné napětí.

Při výpočtech ztrát výkonového prvku bude uvažováno vstupní napětí rovno 900 V. V tomto pracovním bodu výkonový modul generuje nejvíce ztrát.

Výpočet středních hodnot spínacích ztrát:

$$K_{off} = \frac{\Delta E_{off}}{\Delta I_c} = \frac{146 \cdot 10^{-3}}{400} = 3,65 \cdot 10^{-4} \text{ [J/A]} \quad (127)$$

$$K_{rr} = \frac{\Delta E_{rr}}{\Delta I_c} = \frac{155 \cdot 10^{-3}}{400} = 3,875 \cdot 10^{-4} \quad (128)$$

$$P_{SW_OFF_IGBT(av)} = f_{spinaci} \cdot K_{off} \cdot I_C = 1900 \cdot 3,65 \cdot 10^{-4} \cdot 477 \cong 330 \text{ W} \quad (129)$$

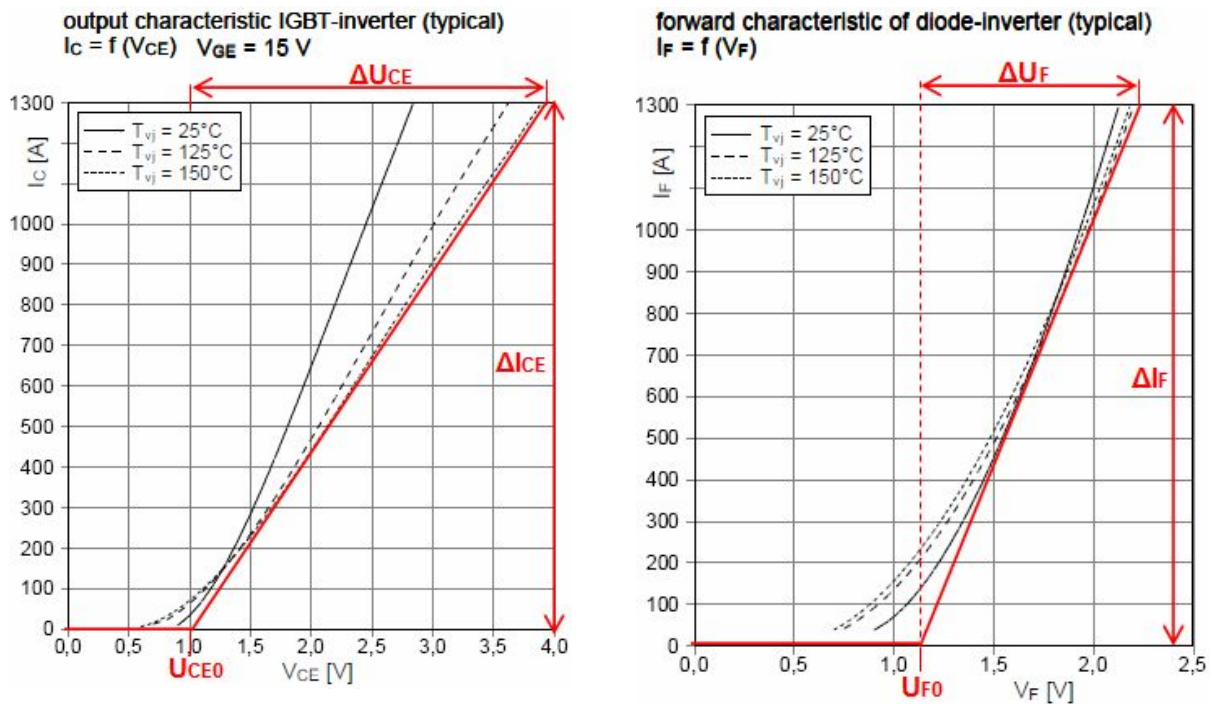
$$P_{SW_OFF_IGBT(av)}^* = f_{spinaci} \cdot K_{off} \cdot I_C^* = 1900 \cdot 3,65 \cdot 10^{-4} \cdot 582 \cong 403 \text{ W} \quad (130)$$

$$P_{_SW_D(av)} = 0,1 \cdot f_{spinaci} \cdot K_{rr} \cdot I_C = 0,1 \cdot 1900 \cdot 3,875 \cdot 10^{-4} \cdot 476 \cong 35 \text{ W} \quad (131)$$

$$P_{_SW_D(av)}^* = 0,1 \cdot f_{spinaci} \cdot K_{rr} \cdot I_C^* = 0,1 \cdot 1900 \cdot 3,875 \cdot 10^{-4} \cdot 581 \cong 43 \text{ W} \quad (132)$$

Výpočet středních hodnot propustných ztrát:

Hodnoty U_{CE_0} , U_{F_0} , r_{CE} , r_F jsou získány na základě aproximované propustné charakteristiky. Velikost středních a efektivních hodnot proudů jsou získány ze simulace v programu SIMPLORER. Její výsledky jsou číselně shrnuty v tabulce 11. Střední hodnota je zvýrazněna zeleně, efektivní hodnota žlutě.



Obrázek 69: Aproximace propustné charakteristiky diody (vlevo) a tranzistoru (vpravo)

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{3,8-1}{1300} = 2,15 \cdot 10^{-3} \Omega \quad U_{CE_0} = 1,0 \text{ V} \quad (133)$$

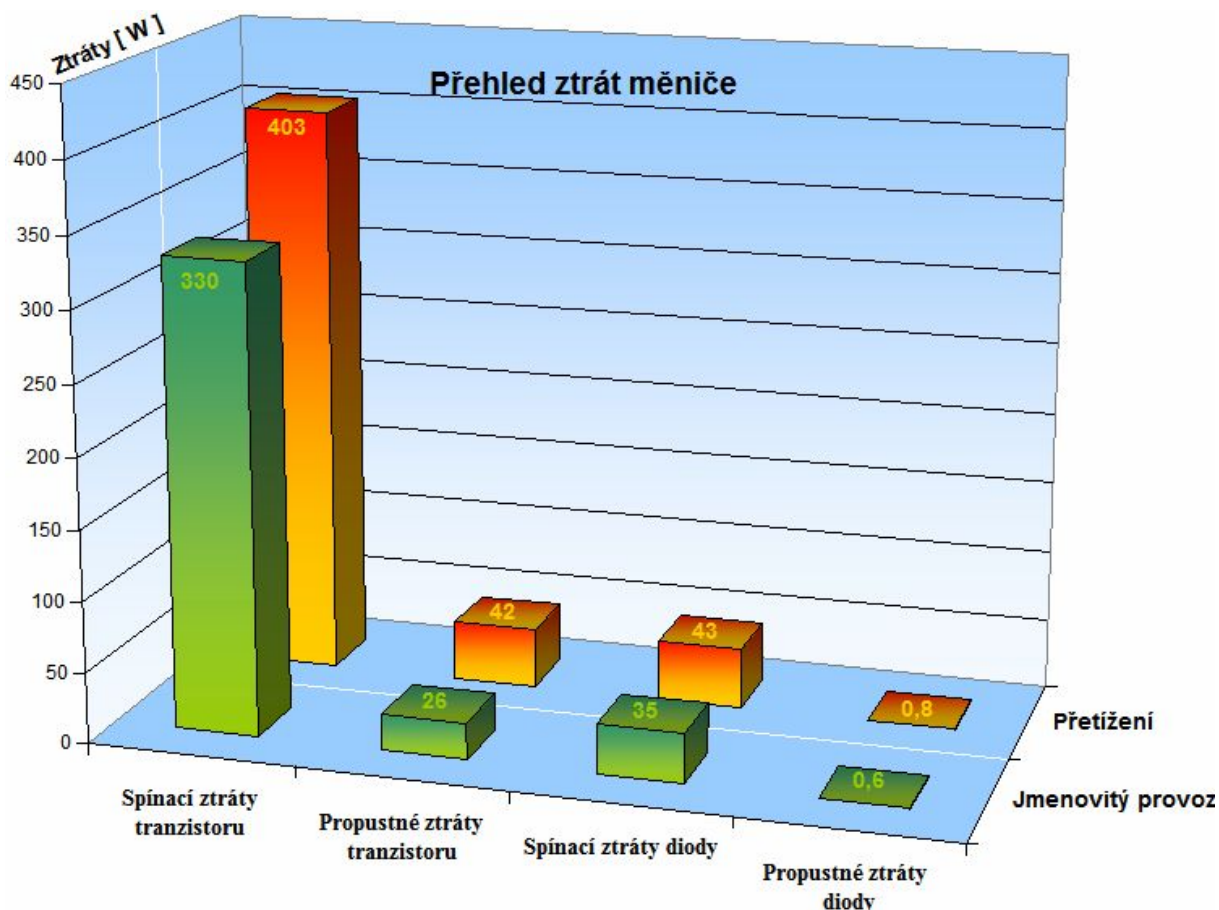
$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{2,2-1,1}{1300} = 8,46 \cdot 10^{-4} \Omega \quad U_{F_0} = 1,1 \text{ V} \quad (134)$$

$$P_{_FW_IGBT(av)} = I_{IGBT(av)} \cdot U_{ce_0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^2 = 15,71 \cdot 1 + 2,15 \cdot 10^{-3} \cdot 70,67^2 \cong 26 \text{ W} \quad (135)$$

$$P_{_FW_IGBT(av)}^* = I_{IGBT(av)}^* \cdot U_{ce_0} + r_{CE} \cdot I_{IGBT(rms)}^{*2} = 22,93 \cdot 1 + 2,15 \cdot 10^{-3} \cdot 93,83^2 \cong 42 \text{ W} \quad (136)$$

$$P_{_FW_D(av)} = I_{D(av)} \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^2 = 0,414 \cdot 1,1 + 8,46 \cdot 10^{-4} \cdot 11,52^2 \cong 0,6 \text{ W} \quad (137)$$

$$P_{_FW_D(av)}^* = I_{D(av)}^* \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^{*2} = 0,560 \cdot 1,1 + 8,46 \cdot 10^{-4} \cdot 14,67^2 \cong 0,8 \text{ W} \quad (138)$$



Obrázek 70: Přehled ztrát jednotlivých spínacích součástek výkonového modulu

Výpočet účinnosti měniče:

$$P_{tot(av)} = 4 \cdot (P_{SW_IGBT(av)} + P_{FW_IGBT(av)} + P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)}) = 4 \cdot (330 + 26 + 35 + 0,6) = 1566,4 \text{ W} \quad (139)$$

$$\eta_{4_realna} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \cdot I_{Z2}} = 1 - \frac{1566,4}{600 \cdot 45} = 0,9419 \quad (140)$$

Výpočtem totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty 1f napěťového střídače, je stanovena skutečná účinnost měniče na 94,19 %.

5.1.3 Tepelná simulace:

Na základě vyčíslených hodnot ztrát jednotlivých tranzistorů a diod výkonového modulu je provedena tepelná simulace. Princip simulace spočívá v řešení ekvivalentního elektrického obvodu, který je uveden na obrázku 71. Výkonový modul společnosti Infineon FF650R17IE4D B2 obsahuje jednu větev střídače. Celý 1f napěťový střídač je složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči P16/300 společnosti Semikron.

Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

P_{tot_IGBT} Totální ztrátový výkon jednotlivých tranzistorů je roven 356 W resp. 445 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát tranzistoru $P_{SW_IGBT(av)}$ a $P_{FW_IGBT(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

P_{tot_D} Totální ztrátový výkon diody je roven 35,6 W resp. 43,8 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{FW_D(av)}$ a $P_{SW_D(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

R_{thjc_IGBT} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem tranzistoru. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_IGBT1} = 0,036$ [K/W]

R_{thjc_D} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem diody. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_D1} = 0,0525$ [K/W]

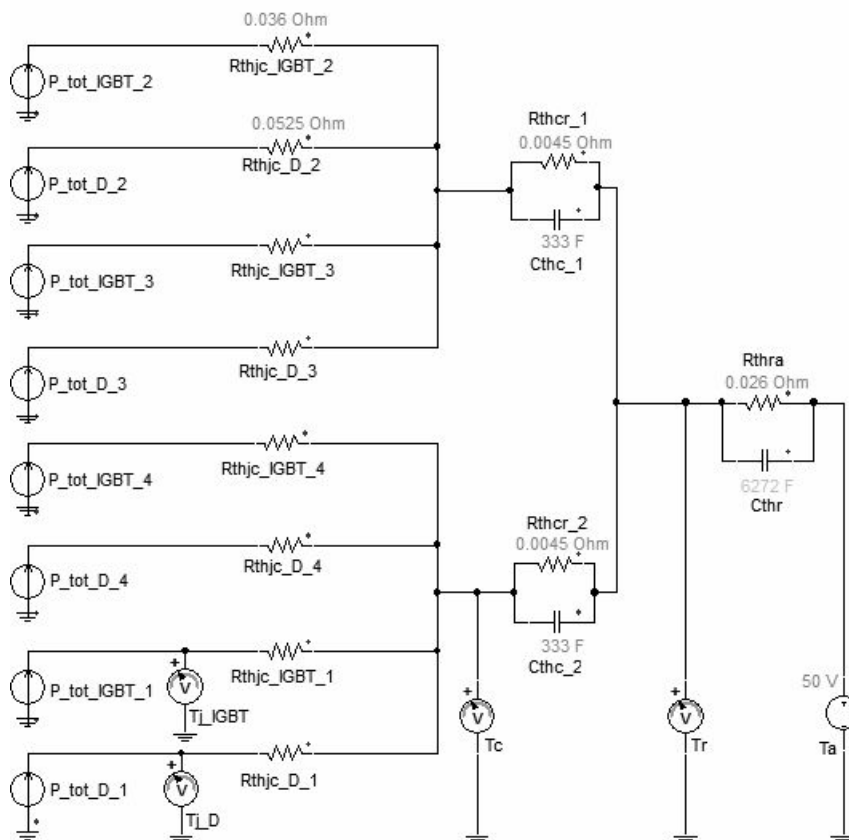
R_{thcr} Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem. Hodnota odporu je uvedena v katalogovém listu spínací součástky a vztahuje se k celému modulu. $R_{thcr} = 0,0045$ [K/W].

C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalozích udávána. Ze zkušenosti lze odhadnout, že τ_c se pohybuje v rozmezí 1,5 až 2,5 s. Hodnotu tepelné kapacity spočítáme s ohledem na velikost R_{thcr} :

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thcr}} = \frac{1,5}{0,0045} = 333 \text{ [Ws/K]} \quad (141)$$

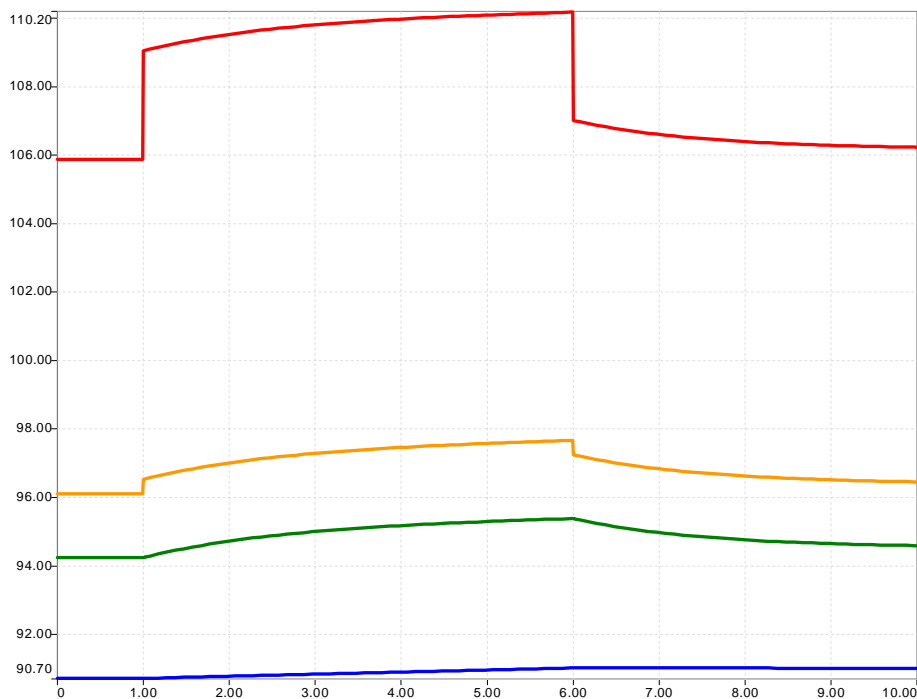
R_{thra} Tepelný odpor mezi chladičem a okolím. Tato hodnota byla získána z aplikace Semisel. Odpovídá chladiči P16/300 od společnosti Semikron, který je nuceně chlazen vzduchem ($380\text{m}^3/\text{h}$). $R_{thra} = 0,026$ [W/K]

C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče P16/300 je stanovena na základě vztahu (72) na 6272 [Ws/K].



Obrázek 71: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci I_f napěťového střídače

5.1.3.1 Výsledky tepelné simulace

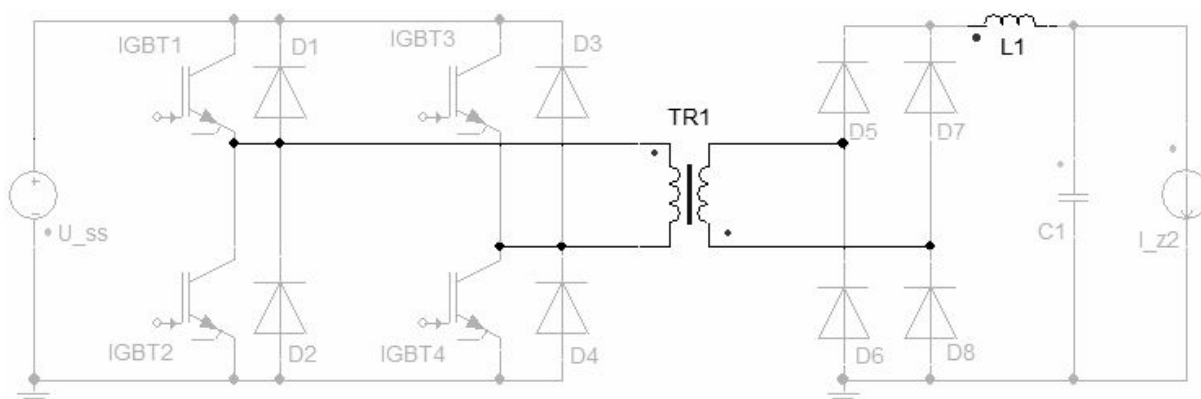


Obrázek 72: Průběh teplot: čipu tranzistoru T_{j_IGBT} , čipu diody T_{j_D} , pouzdra T_c , chladiče T_r

Simulace si klade za cíl stanovit teploty čipu tranzistoru T_{j_IGBT} , čipu diody T_{j_D} , pouzdra součástky T_C a chladiče T_r . Teploty je nutno stanovit při jmenovitém zatížení měniče, tak při jeho 1,5 násobném přetížení trvajícím 5 sekund. Vzhledem k vysoké spínací frekvenci měniče je možné v simulaci pracovat jen se středními hodnotami ztrát resp. teplot.

Z výsledků simulace uvedených na obrázku 72 vyplývá, že maximální teplota při přetížení se vyskytuje na čipu tranzistoru. Její velikost je 110 °C. V ustáleném stavu je teplota čipu 105 °C. Obecně se doporučuje nepřesahovat při provozu výkonových modulů teplotu čipu 125 °C. S ohledem na tuto skutečnost je při návrhu 1f střídače ponechána odpovídající teplotní rezerva.

5.2 Návrh jednofázového transformátoru



Obrázek 73: Simulační model 1f transformátoru

5.2.1 Realizace 1f transformátoru

Návrh jednofázového transformátoru vychází z parametrů transformátoru, jehož měření se zabývá odstavec 3.2.2 (jmenovitě přejímá velikosti el. parametrů: R_1 , R_2 , $L_{h_zmerena1}$, $L_{\sigma_zmerena}$). Pro optimalizaci návrhu 1f střídače (odstavec 5.1) a diodového usměrňovače (odstavec 5.3) je nutné omezit rozkmit proudu procházející transformátorem. To je zajištěno vloženou indukčností L1, jejíž velikost byla na základě simulace stanovena na 120 μ H.

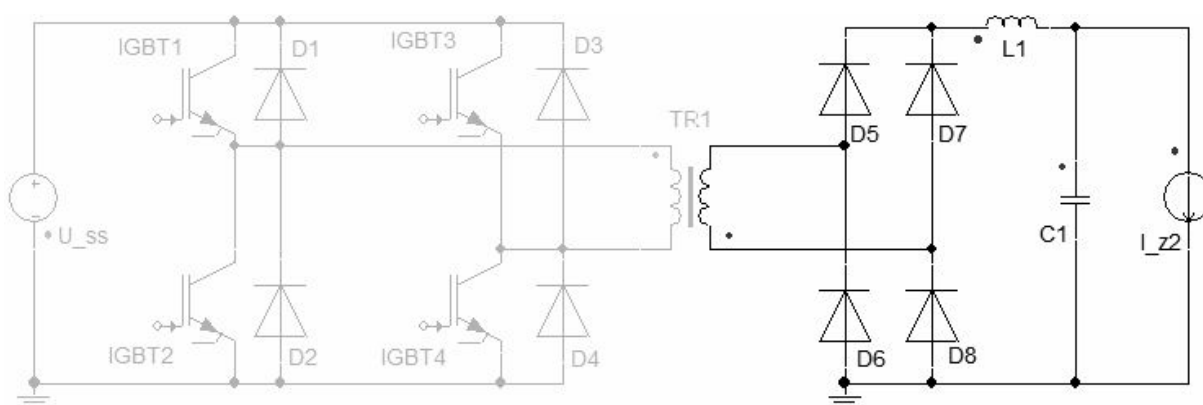
Transformátory obdobného použití jsou vyráběny na zakázku. Výrobci transformátoru je nutno zadat především následující základní parametry:

- **Provozní frekvence transformátoru:** 1900 Hz
- **Příkon transformátoru:** 27022 W dle vztahů (54) a (55)
- **Způsob chlazení:** Vzduchové nucené, chladič P16/300⁸
- **převod transformátoru:**

Pro stanovení převodu transformátoru budeme vycházet z obvodového schématu uvedeného na obrázku 73. Na vstupu bude předpokládáno nejnižší možné napětí, tzn. $U_{ss} = 400$ V. Převod transformátoru musí být volen tak, aby napětí na kondenzátoru C1 bylo minimálně 600 V. Při stanovování převodu je ovšem nutné dále zohlednit vliv rozptylových indukčností, implementaci mrtvých časů u 1f napět'ového střídače a pokles výstupního napětí v důsledku zatížení proudem I_{z2} . Konečný převod transformátoru je na základě počítačové simulace stanoven na $k = 0,5896$.

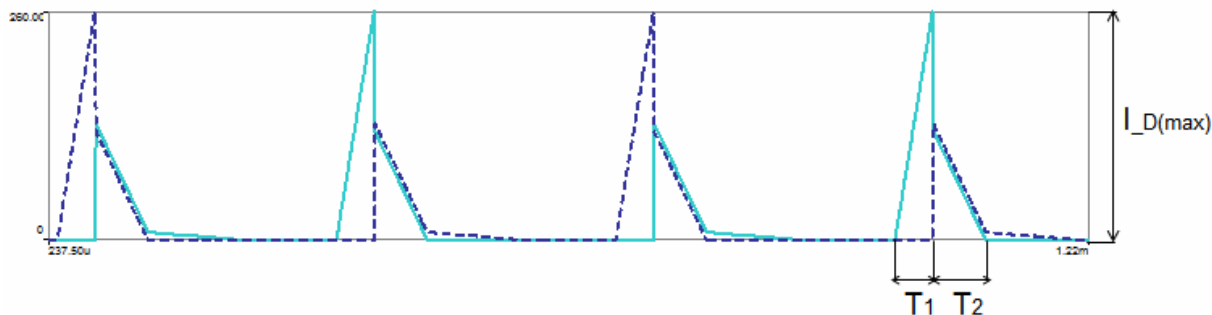
5.3 Návrh můstkového diodového usměrňovače

5.3.1 Simulace můstkového diodového usměrňovače



Obrázek 74: Simulační model můstkového diodového usměrňovače

⁸ Transformátor bude umístěn na společném chladiči spolu s indukčností L1 a diodovým usměrňovačem.

Obrázek 75: Průběh proudu diodami D5 a D6: I_{D5} a I_{D6}

Pro účely simulace je diodový usměrňovač zatížen zdrojem proudu I_{z2} . Připomeňme že jeho velikost je dle vztahu (55) stanovena na 45 A resp. 67,5 A při přetížení. Obrázek 75 znázorňuje detail průběhu proudu diodami. T_1 je interval nárůstu proudu. T_2 je interval poklesu proudu. Parametry průběhu proudu pro jmenovitý provoz diodového můstku i jeho přetížení jsou uvedeny v tabulce 12. Střední hodnota proudu je zvýrazněna zeleně. Efektivní hodnota žlutě.

	Jmenovitý provoz	Přetížení
	D6.I [A]	D6.I [A]
Maximum	259.849089961744	320.36911921291
Peak to Peak	259.863907703186	320.383936761698
Mean Value	20.9859140268915	33.5426767946105
Rectified Mean	20.9918964250623	33.5486992301524
R.M.S. value	49.1448031673744	69.8969075264117
R.M.S. AC	44.4387566299497	61.3226427611208

Tabulka 12: Parametry průběhů proudu diodami usměrňovače

5.3.2 Realizace 1f diodového usměrňovače v můstkovém zapojení

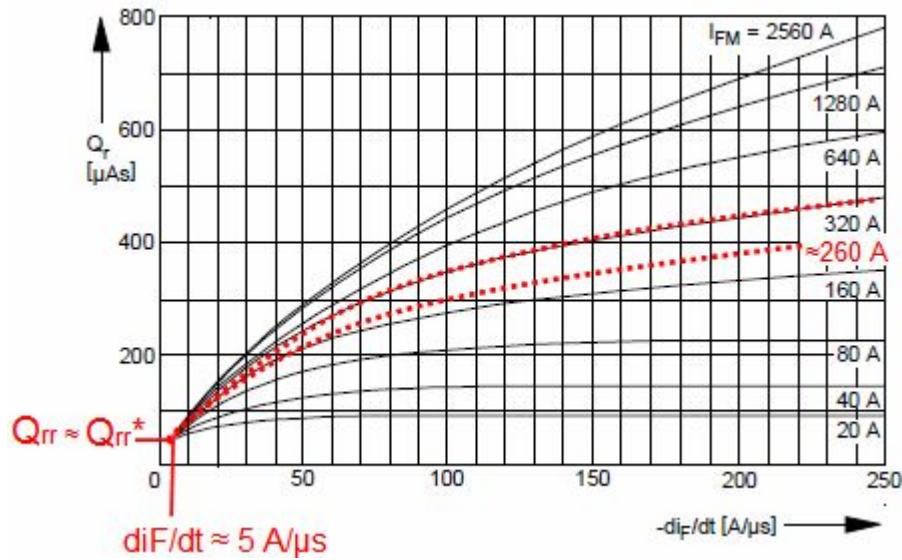


76: diodový modul DD121S

Vzhledem ke značné spínací frekvenci usměrňovaného napětí je nutné zvolit diodový modul s krátkou dobou zotavení t_{rr} a malým zotavovacím nábojem Q_{rr} . Na základě těchto kritérií byl pro realizaci zvolen výkonový modul DD121S společnosti Infineon (katalogový list je uveden v příloze č.13). Modul je v napěťové hladině 1200 V. Navrhovaný můstkový usměrňovač bude sestaven ze dvou výkonových modulů. Vzhledem k očekávaným nízkým hodnotám ztrát resp. oteplení budou diodové moduly umístěny na společném chladiči i s 1f transformátorem a indukčností L1.

5.3.2.1 Ztráty jednofázového diodového usměrňovače

Pro výpočet spínacích ztrát je vhodné stanovit velikost zotavovacího Q_{rr} náboje pro danou strmost poklesu proudu diody. Strmost poklesu proudu d_F/dt je stanovena na základě znalosti doby poklesu proudu T_2 (viz obrázek 75) a maximální hodnoty proudu diody (hodnota je uvedena v tabulce 12). K výpočtu vypínacích ztrát diody (dle [6] str. 35) je dále nutné stanovit tzv. faktor měkkosti s . Pro diodu lze uvažovat hodnotu 0,25.



Obrázek 77: Odečet zotavovacího náboje Q_{rr} výkonového modulu DD121S

Spínací ztráty diody

$$d_F/dt = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{T_2} \cdot I_{-D(\max)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{5,2 \cdot 10^{-5}} \cdot 260 \cong 5 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (142)$$

$$d_F/dt^* = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{T_2^*} \cdot I_{-D(\max)} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{6,11 \cdot 10^{-5}} \cdot 320 \cong 5 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (143)$$

$$P_{-SW_D(av)} = P_{-off_D(av)} = \frac{s}{1+s} \cdot f \cdot U \cdot Q_{rr} = \frac{0,25}{1+0,25} \cdot 1900 \cdot 600 \cdot 48 \cdot 10^{-6} \cong 11 \text{ W} \quad (144)$$

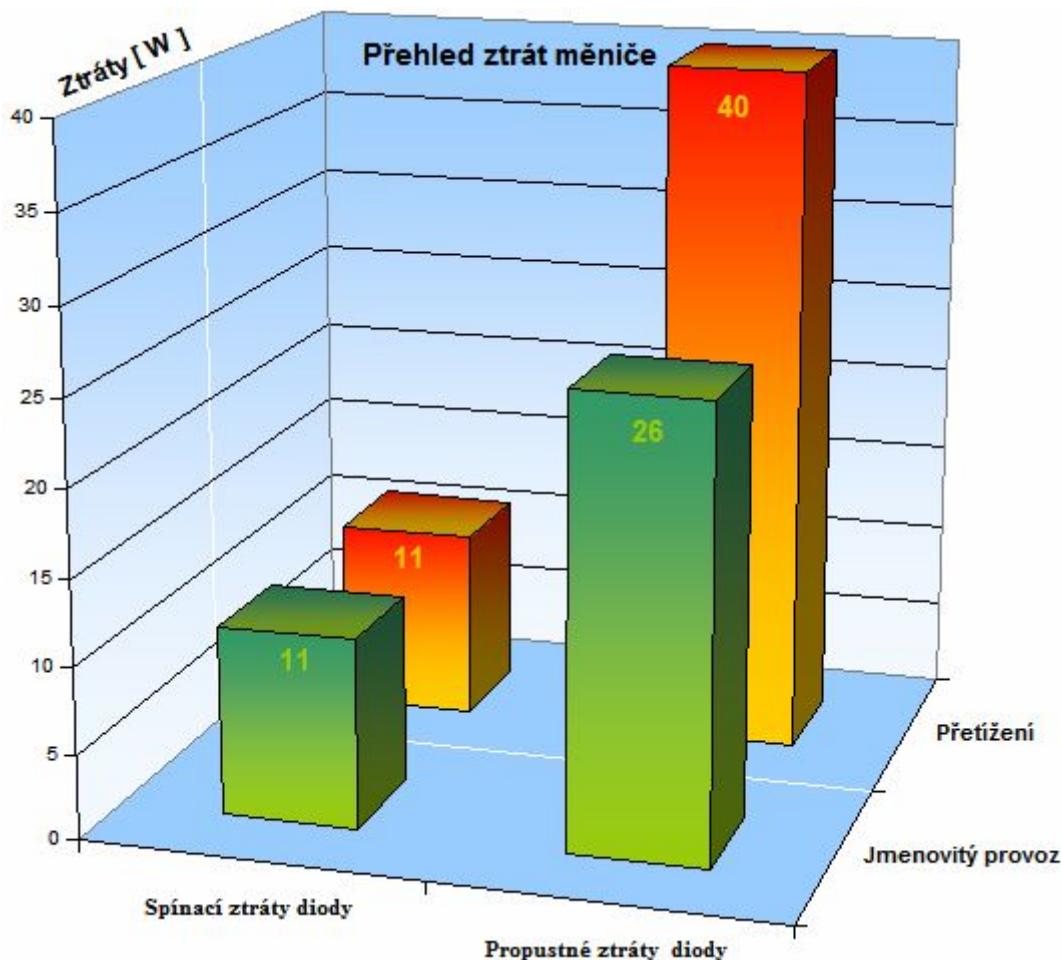
$$P_{-SW_D(av)}^* = P_{-off_D(av)}^* = \frac{s}{1+s} \cdot f \cdot U \cdot Q_{rr}^* = \frac{0,25}{1+0,25} \cdot 1900 \cdot 600 \cdot 48 \cdot 10^{-6} \cong 11 \text{ W} \quad (145)$$

Propustné ztráty diody

$$P_{-FW_D(av)} = (I_{D(av)} \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^2) = (22,98 \cdot 0,95 + 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 49,14^2) \cong 26 \text{ W} \quad (146)$$

$$P_{-FW_D(av)}^* = (I_{D(av)}^* \cdot U_{FO} + r_F \cdot I_{D(rms)}^{*2}) = (33,54 \cdot 0,95 + 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 69,89^2) \cong 40 \text{ W} \quad (147)$$

Hodnoty U_{FO} a r_F jsou získány z katalogového listu výkonového modulu, který je obsažen v příloze č.13. Velikosti středních a efektivních hodnot proudů jsou uvedeny v tabulce 12.



Obrázek 78: Přehled ztrát jednotlivých spínacích součástí výkonového modulu

Výpočet účinnosti měniče:

$$P_{tot(av)} = 4 \cdot (P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)}) = 4 \cdot (11 + 26) = 148 \text{ W} \quad (148)$$

$$\eta_{2_real\ln a} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{P} = 1 - \frac{P_{tot(av)}}{U_{C2} \cdot I_{Z2}} = 1 - \frac{148}{600 \cdot 45} = 0,9945 \quad (149)$$

Výpočtem totálního ztrátového výkonu, který reprezentuje veškeré ztráty 1f diodového usměrňovače, je stanovena skutečná účinnost usměrňovače na 99,45 %.

5.3.3 Tepelná simulace:

Na základě vyčíslených ztrát diod výkonového modulu je provedena tepelná simulace. Princip simulace spočívá v řešení ekvivalentního elektrického obvodu, který je uveden na obrázku 79. Výkonový modul DD121S obsahuje jednu větev můstkového usměrňovače. Celý usměrňovač bude složen ze dvou výkonových modulů umístěných na společném chladiči P16/300 společnosti Semikron.

Parametry ekvivalentního elektrického obvodu pro tepelnou simulaci:

P_{tot_D} Totální ztrátový výkon diody je roven 37 W resp. 51 W při přetížení. Je dán součtem všech dílčích ztrát diody: $P_{SW_D(av)} + P_{FW_D(av)}$. V simulaci je reprezentován zdrojem proudu.

R_{thjc_D} Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzrdem diody. Hodnota je získána z katalogového listu modulu: $R_{thjc_D} = 0,28$ [K/W]

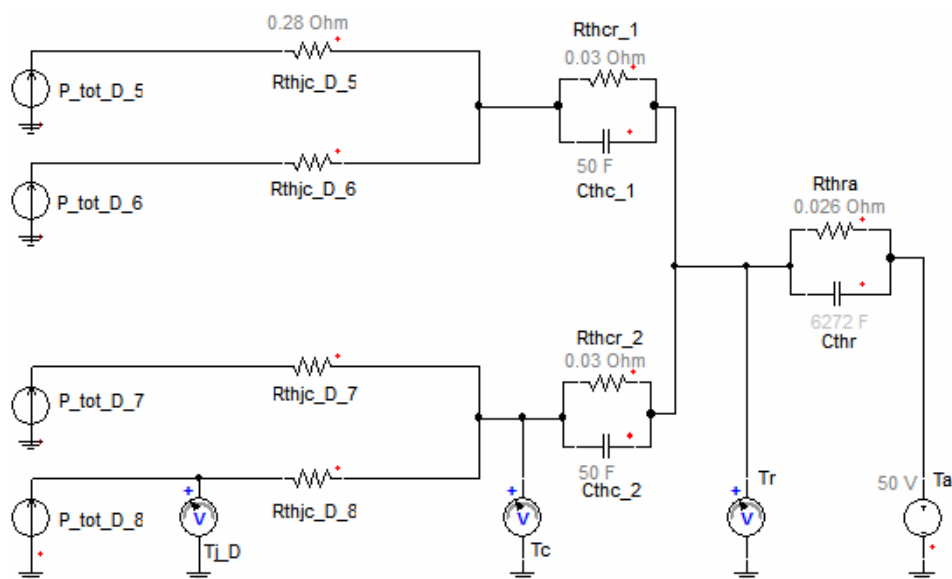
R_{thcr} Tepelný odpor mezi pouzrdem součástky a chladičem. Hodnota odporu je uvedena v katalogovém listu spínací součástky a vztahuje se k celému modulu. $R_{thcr} = 0,03$ [K/W].

C_{thc} Tepelná kapacita pouzdra součástky C_{thc} nebývá v katalogích udávána. Ze zkušenosti lze odhadnout, že τ_c se pohybuje v rozmezí 1,5 až 2,5 s. Hodnotu tepelné kapacity spočítáme s ohledem na velikost R_{thcr} :

$$C_{thc} = \frac{\tau_c}{R_{thcr}} = \frac{1,5}{0,03} = 50 \text{ [Ws/K]} \quad (150)$$

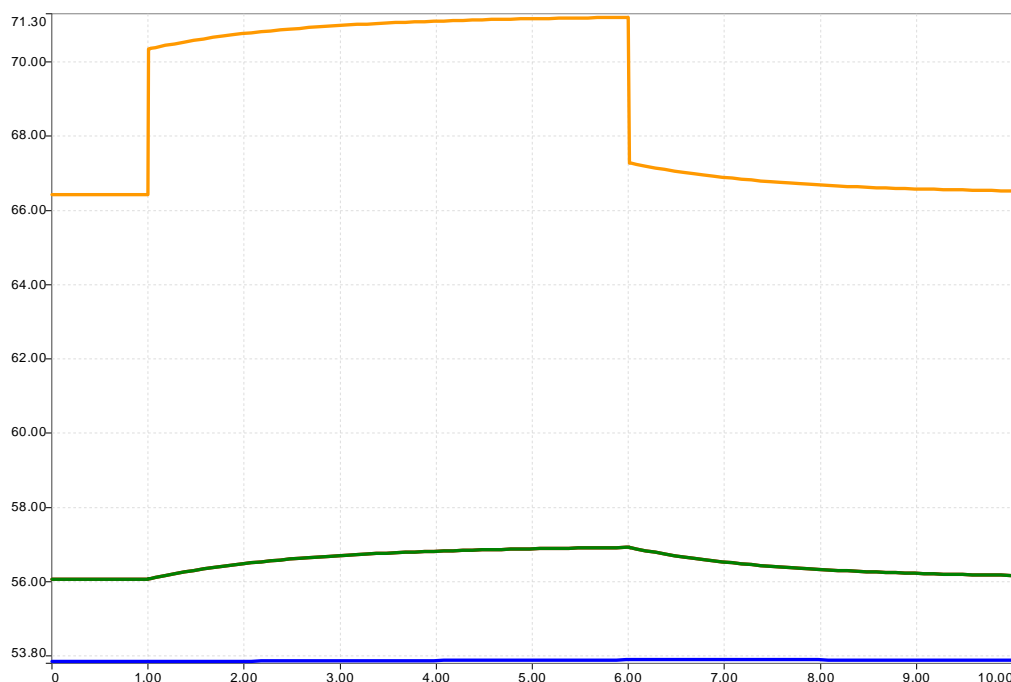
R_{thra} Tepelný odpor mezi chladičem a okolím. Odpovídá chladiči P16/300 od společnosti Semikron. $R_{thra} = 0,026$ [W/K]

C_{thc} Hodnota tepelné kapacity chladiče P16/300 je stanovena na základě vztahu (72) na 6272 [Ws/K].



Obrázek 79: Ekvivalentní elektrické schéma pro tepelnou simulaci diodového usměrňovače

5.3.3.1 Výsledky tepelné simulace získané programem Simplorer



Obrázek 80: Průběh teplot: čipu diody $T_{j,D}$, pouzdra T_c , chladiče T_r

Cílem simulace je ověřit teploty čipů diod $T_{j,D}$, pouzder součástek T_c a chladiče T_r . Teploty jsou zjišťovány pro jmenovité zatížení usměrňovače, tak pro jeho 1,5 násobné výkonové přetížení trvající 5 sekund. Vzhledem ke značné spínací frekvenci měniče je možné v simulaci pracovat jen se středními hodnotami ztrát resp. teplot.

Z výsledného průběhu teplot uvedeného na obrázku 80 lze odečíst maximální teploty čipů diod při přetížení 71 °C a v ustáleném stavu 66 °C. Nízké teploty naznačují, že chladič není plně využit tzn. poskytuje nadměrnou výkonovou rezervu. Tato rezerva je ponechána záměrně, aby na stejný chladič mohly být umístěny ještě 1f transformátor a indukčnost L1.

6 Závěr



Při výběru spínacích prvků byly voleny moderní výkonové moduly, které mohou být provány až k hraniční teplotě čipu 150 °C. Použité prvky jsou tepelně dimenzovány tak, aby ani při 1,5 násobném výkonovém přetížení teplota čipu nepřesáhla 110 °C. Při dimenzování je nutné zohlednit fakt, že mezi pouzdem výkonového modulu a chladičem bude ještě vložena dielektrická vrstva, která zajišťuje druhou izolaci celého měniče klimatizace. Tepelný odpor této vrstvy není předem znám. Proto je při dimenzování nutné ponechat odpovídající teplotní rezervu. Dalším kritériem pro výběr spínacích prvků byl integrovaným NTC termistor přímo v pouzdu součástky. Monitorování teploty součástky slouží jako zpětná vazba pro řídicí elektroniku měniče.

Při navrhování jednotlivých výkonových prvků se osvědčilo využívání aplikací pro výpočet ztrát Semisel (firemní aplikace společnosti Semikron) a Iposim (firemní aplikace společnost Infineon). Společnosti zabývající se prodejem výkonových součástek nabízejí širokou škálu spínacích prvků obdobného výkonu. Tyto prvky se ovšem liší například druhem použité technologie výroby polovodiče (IGBT3, IGBT4, IGBTV,...) nebo provedením pouzdra. Proto se osvědčilo provést předvýběr nejvhodnějších spínacích prvků na základě kalkulací aplikace Semisel / Iposim. Zásadním nedostatkem obou těchto aplikací je fakt, že nedokáží dostatečně zohlednit parametry průběhu proudu součástkou. Znalost průběhu proudu (tvar, rozkmit) je zásadní pro výpočet ztrát prvku a jeho oteplení.


Následně uvedené tabulky 13, 14 a 15 přehledným způsobem prezentují klíčové vlastnosti jednotlivých topologií. Na základě informací zde uvedených lze usoudit, že pro realizaci měniče klimatizace je nejvhodnější varianta 1.1. Tato topologie je nejen ekonomicky nejvýhodnější, ale také poskytuje nejvyšší spínací frekvence (viz parametr: *průměrná spínací frekvence prvku*). Díky vysoké spínací frekvenci lze očekávat nízkou emisi hluku.

Zásadním benefitem varianty 2 jsou nižší nároky na prostor (topologie umožňuje použití jen tří chladičů místo čtyř), který je ovšem vykoupen nejvyšší cenou ze všech tří porovnávaných variant. Současně také pracuje s nejnižšími spínacími frekvencemi. Použití této topologie lze proto doporučit především tam, kde je v důsledku nedostatku místa nemožné použít variantu 1.1. Střešní nástavba, ve které bude měnič klimatizace umístěn však poskytuje místa dostatek. Proto je použití varianty 2 nevhodné.

Použití varianty 1.2 poskytuje vyšší provozní spolehlivost oproti variantě 1.1. Kdy (oproti variantě 1.1) v případě průrazu pulsního měniče na vstupu nedojde k průrazu i jednofázového střídače. Tato vlastnost je zajištěna použitím jednofázového střídače v napěťové hladině 1200 V (oproti 600 V u varianty 1.1). Cena střídače v napěťové hladině 1200 V je ovšem 2x vyšší než střídače v napěťové hladině 600 V (viz tabulka 13 a 14). Navíc v případě průrazu pulsního měniče musí být tak jako tak odstaven celý měnič klimatizace. Na základě těchto vlastností je pro realizaci měniče klimatizace výhodnější použití topologické varianty 1.1.

		Typ							
		Napěťová hladina [V]	Návrh proveden v odstavci:						
VARIANTA 1.1	Pulsní měnič		SEMIX 604GBI76HDS	1 700	3.5	4 700	1	5 150	0,4
	Indukčnost		981 µH	-	3.5.3.1	4 700	1	8 600	10
	1f střídač		FF450R06ME3	600	3.3	17 000	2	3 500	0,69
	Transformátor		-	-	3.2	17 000	1	8 000	10
	Usměrňovač		SKKD170F	1 200	3.4	17 000	2	4 900	0,306
	3f střídač		SEMIX 151GBI2E4s	1 200	3.1	10 000	3	4 800	0,435
	Chladič		P16/ 300		3	8 200	1	25,7	
			P16/ 200		1				
Kondenzátor		460 µF		8	5 600	3,2			
Charakteristika	Průměrná spínací frekvence prvku	10 567 Hz							
	Celková cena	48 750 Kč							
	Celková hmotnost	50,041 kg							

Tabulka 13: Závěrečné zhodnocení klíčových parametrů varianty 1.1

		Typ	Napěťová hladina [V]	Návrh proveden v odstavci:	Spínací / provozní frekvence [Hz]	Počet kusů v topologii	Celková cena [Kč]	Celková hmotnost [kg]		
VARIANTA 1.2		Pulsní měnič		SEMIX 604GB176HDS	1 700	3.5	4 700	1	5 150	0,4
		Indukčnost		981 µH	-	3.5.3.1	4 700	1	8 600	10
		1f střídač		SEMIX 404GB12E4s	1 200	4.1	8 000	2	7 100	0,8
		Transformátor		-	-	4	8 000	1	9 600	12,3
		Usměrňovač		SKKD170F	1 200	3.4	8 000	2	4 900	0,306
		3f střídač		SEMIX 151GB12E4s	1 200	3.1	10 000	3	4 800	0,435
		Chladič		P16/ 300		3	8 200	1	25,7	
				P16/ 200		1				
Kondenzátor		460 µF			8	5 600	3,2			
Charakteristika	Průměrná spínací frekvence prvku	7567 Hz								
	Celková cena	53 950 Kč								
	Celková hmotnost	53,141 kg								

Tabulka 14: Závěrečné zhodnocení klíčových parametrů varianty 1.2

		Typ	Napěťová hladina [V]	Návrh proveden v odstavci:	Spínací / provozní frekvence [Hz]	Počet kusů v topologii	Celková cena [Kč]	Celková hmotnost [kg]		
VARIANTA 2		1f střídač		FF650R17 IE4D B2	1 700	5.1	1 900	2	17 200	1,6
		Transformátor		-	-	5.2	1 900	1	16 000	20
		Usměrňovač		DD121S	1 200	5.3	1 900	2	3 700	0,86
		Indukčnost		120 µH	-	5.2.1	1 900	1	6 200	5
		3f střídač		SEMIX 151GB12E4s	1 200	3.1	10 000	3	4 800	0,435
		Chladič		P16/ 300		2	5 900	18,7		
				P16/ 200		1				
		Kondenzátor		460 µF			4	2 800	1,6	
Charakteristika	Průměrná spínací frekvence prvku	5 950 Hz								
	Celková cena	56 600 Kč								
	Celková hmotnost	48,195 kg								

Tabulka 15: Závěrečné zhodnocení klíčových parametrů varianty 2

Použitá literatura

- [1] Vondrášek, F.: *Výkonová elektronika Svazek 3*, Západočeská univerzita v Plzni, 2003
- [2] Vondrášek, F.: *Výkonová elektronika Svazek 2*, Západočeská univerzita v Plzni, 2003
- [3] Kůs, V.: *Nízkofrekvenční rušení*, Západočeská univerzita v Plzni, 2003
- [4] Vondrášek, F, Langhammer, J, Peroutka, A, Měsíček, J, Molnár, J. : *Výkonová elektronika Svazek 6:Projektování výkonových polovodičových měničů-vybrané statě*, Západočeská univerzita v Plzni, 2008
- [5] http://motor.feld.cvut.cz/www/materialy/X14ZSE/Mereni_trafa.pdf
- [6] Interní dokumentace společnosti STS-trafo
- [7] <http://www.greif.cz/download/its075-zaklady-akustiky-prirucka-pro-zacatecniky.pdf>
- [8] <http://semisel.semikron.com/help/DCACdevice.htm>
- [9] <http://www.ansoft.com/products/em/simplorer/>
- [10] <http://semisel.semikron.com/Circuit.asp>
- [11] <http://www.semikron.com/>
- [12] <http://web.transim.com/Infineon-IPOSIM>
- [13] http://www.semikron.com/skcompub/en/SID-E454621D-7D062BB4/section1_Power_Semiconductors_Basic_Operating_Principles_section2_Basics.pdf
- [14] http://www.semikron.com/skcompub/en/SID-E454621D-7D062BB4/section5_Application_Notes_for_IGBT_and_MOSFET_Modules.pdf
- [15] http://www.semikron.com/skcompub/en/SID-E454621D-7D062BB4/section7_Software_tool_as_a_dimensioning_aid.pdf
- [16] <http://www.semikron.com/skcompub/en/SEMIX.pdf>
- [17] http://www.semikron.com/skcompub/en/SID-051160CA-22D566D6/Temperature_Measurement_Elektronik_electronicaIndia.pdf
- [18] <http://www.semikron.com/skcompub/en/SID-051160CA-22D566D6/bpsd.pdf>
- [19] http://www.semikron.com/skcompub/en/SID-051160CA-22D566D6/p28_29_pee_may.pdf
- [20] http://www.semikron.com/skcompub/en/WEB_AN-9001_IGBT_Trench4_CAL4_juli_2011.pdf

1 Ztráty měničů s vlastní komutací a diod

Průchod proudu polovodičovou součástkou vytváří výkonové ztráty. Tyto ztráty se mění v teplo, které následně zahřívá polovodičovou součástku. Přílišná teplota součástky působí nepříznivě na vlastnosti polovodičové struktury. Způsobuje její stárnutí a zkracuje tak dobu provozu součástky. Překročení maximální teploty čipu způsobí okamžité zničení součástky. Tato teplota je u poslední generace spínacích součástek na hranici 150°C (některé moduly dokonce 175°C). Teplo, které v součástce vzniká důsledkem ztrátového výkonu, je nutno odvádět pomocí chladičů. Výsledný ztrátový výkon je dán součtem dílčích ztrát:

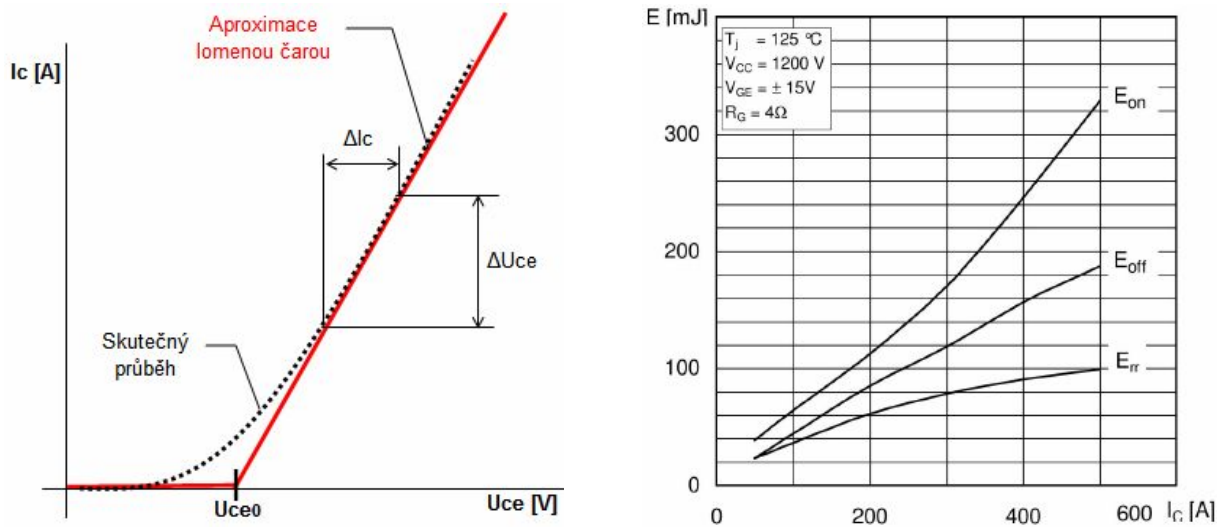
- Ztráty propustným proudem
- Ztráty spínací
- Ztráty závěrným proudem
- Ztráty hradlovým proudem
- Ztráty blokovacím proudem

Vzhledem k velikosti podílu jednotlivých ztrát můžeme ztráty závěrným, hradlovým a blokovacím proudem zanedbat. Vzhledem k vysokým spínacím kmitočtům převládají ztráty spínací. Oproti ztrátám propustným proudem vychází 2 až 5x vyšší [4].

Ztráty propustným proudem P_{FW} [W]

I na sepnuté spínací součástce vzniká úbytek napětí u_{CE} . Následným průchodem proudu i_C vznikají ztráty. Pro výpočet se vychází z náhrady propustné charakteristiky lomenou čarou tak, jak je uvedeno na obrázku 1. Dodejme, že člen kde r_{CE} je dán poměrem $\Delta U_{CE} / \Delta I_C$ [4].

$$P_{FW(av)} = U_{ce0} \cdot I_{c(av)} + r_{CE} \cdot I_{c(ef)}^2 \quad (1)$$



Obrázek 1: vlevo - aproximace propustné charakteristik, vpravo- závislost ztrátových energií na proudu I_C .

Ztráty spínací P_{SW} [W]

Při každém sepnutí součástky vznikají zapínací ztráty P_{on} . Během doby t_{on} dochází k nárůstu proudu I_C na jmenovitou hodnotu a současněmu poklesu napětí U_{CE} na hodnotu blízkou nule.

$$P_{_{SW_{on(av)}}} = E_{on} \cdot f \cong 0,5 \cdot U_{CE} \cdot I_C \cdot f \cdot t_{on} \quad (2)$$

Při každém vypnutí součástky vznikají vypínací ztráty P_{off} . Během doby t_{off} proud klesá k nule a napětí roste na jmenovitou hodnotu.

$$P_{_{SW_{off(av)}}} = E_{off} \cdot f \cong 0,5 \cdot U_{CE} \cdot I_C \cdot f \cdot t_{off} \quad (3)$$

Výrobci výkonových spínacích součástek udávají závislost ztrátových energií E_{on} , E_{off} a E_{rr} (pro zpětnou diodu) v závislosti na velikosti proudu procházejícího součástkou I_C (viz obrázek 1 vpravo). Tyto závislosti jsou vztaheny k jmenovitému napětí modulu spínací součástky U_{CC} . Pro výpočet spínacích ztrát pro libovolné napětí U_{CE} je nutné provést přepočet.

$$P_{_{SW_{on(av)}}} = (U_{CE}/U_{CC}) \cdot f \cdot E_{on}(I_C) \quad \text{Zapínací ztráty tranzistoru} \quad (4)$$

$$P_{_{SW_{off(av)}}} = (U_{CE}/U_{CC}) \cdot f \cdot E_{off}(I_C) \quad \text{Vypínací ztráty tranzistoru} \quad (5)$$

$$P_{_{SW_{rr(av)}}} = (U_{CE}/U_{CC}) \cdot f \cdot E_{rr}(I_C) \quad \text{Spínací ztráty diody} \quad (6)$$

Suma všech uvedených ztrát určují totální ztrátový výkon P_{tot} [W], kterým je součástka zahřívána. Dimenzování spínací součástky a jejího chladiče je vztaheno k danému totálnímu výkonu.

2 Katalogový list modulu SEMiX604GB176HDs



SEMIX® 4s

Trench IGBT Modules

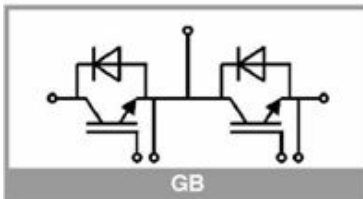
SEMIX604GB176HDs

Features

- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- UL recognised file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders



GB

Absolute Maximum Ratings					
Symbol	Conditions		Values	Unit	
IGBT					
V_{CES}			1700	V	
I_C	$T_J = 150\text{ °C}$	$T_C = 25\text{ °C}$	567	A	
		$T_C = 80\text{ °C}$	402	A	
I_{Cnom}			400	A	
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$		800	A	
V_{GES}			-20 ... 20	V	
t_{psc}	$V_{CC} = 1000\text{ V}$ $V_{GE} \leq 20\text{ V}$ $V_{CES} \leq 1700\text{ V}$	$T_J = 125\text{ °C}$	10		μs
T_J			-55 ... 150	$^{\circ}\text{C}$	
Inverse diode					
I_F	$T_J = 150\text{ °C}$	$T_C = 25\text{ °C}$	740	A	
		$T_C = 80\text{ °C}$	496	A	
I_{Fnom}			400	A	
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$		800	A	
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms, sin } 180^{\circ}, T_J = 25\text{ °C}$		2700	A	
T_J			-40 ... 150	$^{\circ}\text{C}$	
Module					
$I_{I(RMS)}$	$T_{terminal} = 80\text{ °C}$		600	A	
T_{stg}			-40 ... 125	$^{\circ}\text{C}$	
V_{isol}	AC sinus 50Hz, $t = 1\text{ min}$		4000	V	

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
IGBT					
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 400\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_J = 25\text{ °C}$	2	2.45	V
		$T_J = 125\text{ °C}$	2.5	2.9	V
V_{CE0}		$T_J = 25\text{ °C}$	1	1.2	V
		$T_J = 125\text{ °C}$	0.9	1.1	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_J = 25\text{ °C}$	2.5	3.1	$\text{m}\Omega$
		$T_J = 125\text{ °C}$	3.9	4.5	$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 16\text{ mA}$	5.2	5.8	6.4	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 1700\text{ V}$	$T_J = 25\text{ °C}$	0.12	4	mA
		$T_J = 125\text{ °C}$			mA
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$	35.3		nF
C_{oes}	$V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$	1.46		nF
C_{res}		$f = 1\text{ MHz}$	1.17		nF
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V} \dots +15\text{ V}$		3732		nC
R_{Gint}	$T_J = 25\text{ °C}$		1.88		Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 1200\text{ V}$	$T_J = 125\text{ °C}$	360		ns
t_r	$I_C = 400\text{ A}$	$T_J = 125\text{ °C}$	65		ns
E_{on}	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	$T_J = 125\text{ °C}$	215		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{G on} = 3\text{ }\Omega$ $R_{G off} = 3\text{ }\Omega$	$T_J = 125\text{ °C}$	900		ns
		$T_J = 125\text{ °C}$			
t_f		$T_J = 125\text{ °C}$	165		ns
E_{off}		$T_J = 125\text{ °C}$	165		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0.058	K/W

Obrázek 2: Katalogový list výkonového modulu, str. 1/5

SEMiX604GB176HDs



SEMiX® 4s

Trench IGBT Modules

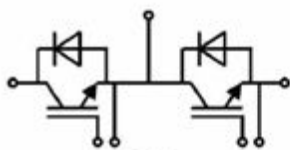
SEMiX604GB176HDs

Features

- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- UL recognised file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders



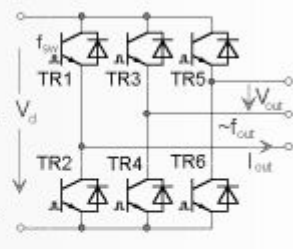
GB

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Inverse diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 400\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chip	$T_J = 25\text{ °C}$		1.5	1.70	V
		$T_J = 125\text{ °C}$		1.4	1.6	V
V_{rD}		$T_J = 25\text{ °C}$	0.9	1.1	1.3	V
		$T_J = 125\text{ °C}$	0.7	0.9	1.1	V
r_F		$T_J = 25\text{ °C}$	1.0	1.0	1.0	mΩ
		$T_J = 125\text{ °C}$	1.3	1.3	1.3	mΩ
I_{FRM}	$I_F = 400\text{ A}$	$T_J = 125\text{ °C}$		560		A
Q_{IT}	$di/dt_{off} = 6600\text{ A/}\mu\text{s}$	$T_J = 125\text{ °C}$		131		μC
E_{cr}	$V_{GE} = -15\text{ V}$ $V_{CC} = 1200\text{ V}$	$T_J = 125\text{ °C}$		95		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode				0.081	K/W
Module						
L_{CE}				22		nH
R_{CC+EE}	res., terminal-chip	$T_C = 25\text{ °C}$		0.7		mΩ
		$T_C = 125\text{ °C}$		1		mΩ
$R_{th(o-s)}$	per module			0.03		K/W
M_s	to heat sink (M5)		3		5	Nm
M_l		to terminals (M6)	2.5		5	Nm
						Nm
w					400	g
Temperatur Sensor						
R_{100}	$T_C = 100\text{ °C}$ ($R_{25} = 5\text{ k}\Omega$)			$493 \pm 5\%$		Ω
$B_{100/125}$	$R_{(T)} = R_{100} \exp[B_{100/125}(1/T - 1/T_{100})]$; T[K];			$3550 \pm 2\%$		K

Obrázek 3: Katalogový list výkonového modulu, str. 2/5

3 Dimenzování 3f střídače v aplikaci SEMISEL

DC/AC Inverter		
Circuit parameter		
Input voltage	$V_{(d)}$	615 V
Output voltage	V_{out}	400 V
$\cos(\phi)$	$\cos(\phi)$	0.88
Output power	P_{out}	25.671 kW
Output current	I_{out}	42 A
Switching frequency	f_{sw}	10 kHz
Output frequency	f_{out}	50 Hz
Overload parameter		
factor		1.5
duration		5 s
User defined load cycle		<input type="checkbox"/>
min. output frequency	$f_{min out}$	50 Hz
min. output voltage	$V_{min out}$	400 V



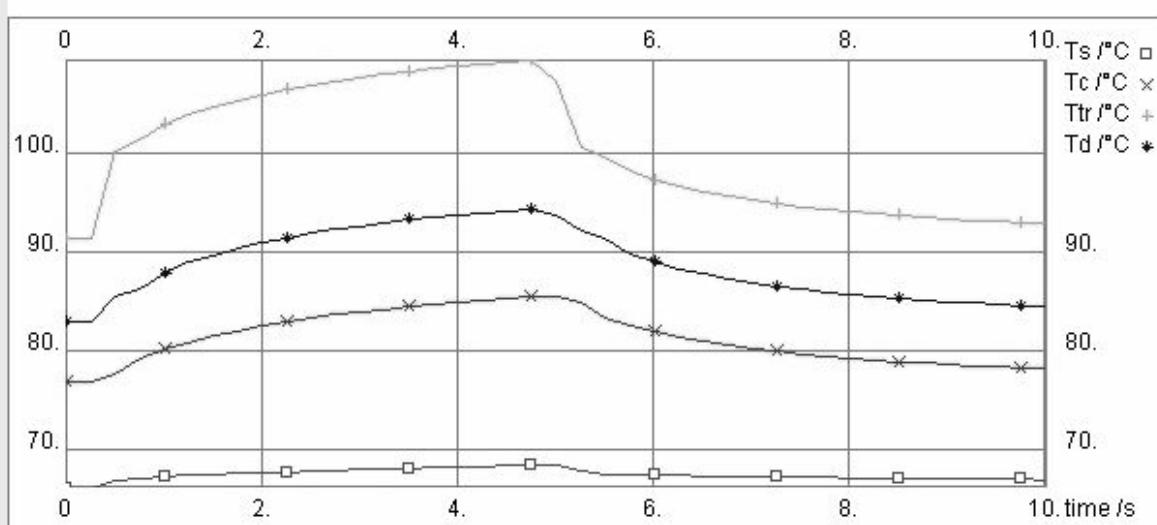
Obrázek 4: Zadání vstupních parametrů

DC/AC - Cooling		
Ambient and heat sink parameter		
Ambient temperature	T_a	50 °C
elements mounted		
number of switches per heat sink		6
number of parallel devices on the same heat sink		1
Additional power source at this heat sink		0 W
Cooling:		
<input checked="" type="radio"/> predefined type	Cooling methode	forced air cooling
	SK model	P16_200_16B
	Correction factor	1
	flow rate	380 m ³ /h or l/min
	$R_{th(s-a)}$	0.038 K/W
	$R_{th(s-a)}^*$ correction	0.038 K/W

Obrázek 5: Zadání parametrů chlazení

Calculated losses and temperatures with rated current, at overload and at $f_{min out}$:

	Rated current	Overload	f_{min} and Overload
$P_{cond tr}$	21 W	37 W	37 W
$P_{sw tr}$	36 W	58 W	58 W
P_{tr}	57 W	95 W	95 W
$P_{cond d}$	3.99 W	6.40 W	6.40 W
$P_{sw d}$	11 W	15 W	15 W
P_d	15 W	22 W	21 W
P_{tot}	431 W	702 W	701 W
	Average Values	Average Values	Maximum Values
T_s	66 °C	69 °C	69 °C
T_c	77 °C	86 °C	86 °C
T_{tr}	88 °C	104 °C	109 °C
T_d	82 °C	92 °C	94 °C



Temperature characteristic overload current during f_{min}

Obrázek 6: Výsledky dimenzování

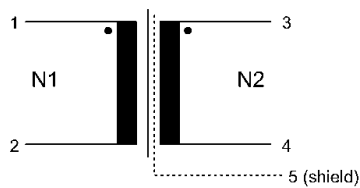
4 Katalogový list měřeného jednofázového transformátoru



Application : Transformer 2UU93 N1-N2 20kHz 19kW potted
 Manufacturer: STS GmbH & Co.KG, Stockach
 Editor : Daniela Raab
 Date : 12.10.2009

M6742A

Circuit diagram:



Temperature Sensor PT100:

N1 (1)
 N2 (2)
 Core (3)
 Ground of case (4)

Output cable (N1):

each 1500 mm from case edge

Core: 2UU93/30

Print:

STS
 M6742A 'LF'
 Date

Prototype measurement (at room temperature):

$$L_{0(N1)} = 2,02 - 2,20 \text{ mH}$$

$$L_{r(N1)} = 6,90 \text{ } \mu\text{H}$$

(N2 shorted)

Phase / Windings

$$R_{Cu(N1)} \sim 8,50 \text{ m}\Omega$$

$$R_{Cu(N2)} \sim 12,50 \text{ m}\Omega$$

$$\leq = 5,00 \text{ kV}_{AC} \text{ (N1 } \Rightarrow \text{ N2, shield, ground of case)}$$

$$\leq = 4,00 \text{ kV}_{AC} \text{ (N2 } \Rightarrow \text{ shield)}$$

$$\leq = 2,50 \text{ kV}_{AC} \text{ (N2, shield } \Rightarrow \text{ ground of case)}$$

Thermal run has to be done by customer.

For the serial production, we require your signed approval.


Date

Signature


Confidential Document. This is privileged information and all intellectual property rights are reserved.

Obrázek 7: Katalogový list měřeného If transformátoru


5 Katalogový list modulu FF450R06ME3

Technische Information / technical information					
IGBT-Module IGBT-modules					FF450R06ME3
IGBT-Wechselrichter / IGBT-inverter					
Höchstzulässige Werte / maximum rated values					
Kollektor-Emitter-Sperrspannung collector-emitter voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{CES}	600	V	
Kollektor-Dauergleichstrom DC-collector current	$T_C = 50^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 175^{\circ}\text{C}$ $T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 175^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{ nom}}$ I_C	450 550	A A	
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	$t_P = 1\text{ ms}$	I_{CRM}	900	A	
Gesamt-Verlustleistung total power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 175^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	1250	W	
Gate-Emitter-Spitzenspannung gate-emitter peak voltage		V_{GES}	+/-20	V	
Charakteristische Werte / characteristic values					
			min.	typ.	max.
Kollektor-Emitter Sättigungsspannung collector-emitter saturation voltage	$I_C = 450\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 450\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 450\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$V_{CE\text{ sat}}$	1,45 1,60 1,70	1,90 V V V
Gate-Schwellenspannung gate threshold voltage	$I_C = 7,20\text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$V_{GE\text{ th}}$	4,9 5,8 6,5	V
Gateladung gate charge	$V_{GE} = -15\text{ V} \dots +15\text{ V}$		Q_G	4,80	μC
Interner Gatewiderstand internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		R_{Gint}	0,67	Ω
Eingangskapazität input capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{ies}	28,0	nF
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{res}	0,85	nF
Kollektor-Emitter Reststrom collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 600\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{CES}		5,0 mA
Gate-Emitter Reststrom gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = 20\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{GES}		400 nA
Einschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-on delay time (inductive load)	$I_C = 450\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 1,5\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ on}}$	0,075 0,08 0,085	μs μs μs
Anstiegszeit (induktive Last) rise time (inductive load)	$I_C = 450\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 1,5\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	t_r	0,065 0,07 0,075	μs μs μs
Abschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-off delay time (inductive load)	$I_C = 450\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 1,5\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ off}}$	0,47 0,50 0,51	μs μs μs
Fallzeit (induktive Last) fall time (inductive load)	$I_C = 450\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 1,5\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	t_f	0,07 0,095 0,10	μs μs μs
Einschaltverlustenergie pro Puls turn-on energy loss per pulse	$I_C = 450\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}, L_S = 30\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, di/dt = 5900\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $R_{Gon} = 1,5\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{on}	4,95 6,30 6,90	mJ mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls turn-off energy loss per pulse	$I_C = 450\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}, L_S = 30\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, du/dt = 2900\text{ V}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $R_{Goff} = 1,5\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{off}	15,0 17,5 18,5	mJ mJ mJ
Kurzschlussverhalten SC data	$V_{GE} \leq 15\text{ V}, V_{CC} = 360\text{ V}$ $V_{CE\text{ max}} = V_{CES} - L_{s\text{ CE}} \cdot di/dt$	$t_P \leq 8\ \mu\text{s}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $t_P \leq 6\ \mu\text{s}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I_{SC}	3200 2300	A A
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro IGBT / per IGBT		R_{thJC}		0,12 K/W
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{\text{Paste}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}) / \lambda_{\text{grease}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		R_{thCH}	0,03	K/W
prepared by: CU	date of publication: 2011-03-01				
approved by: MK	revision: 3.1				

Obrázek 8: Katalogový list výkonového modulu, str. 2/9

Technische Information / technical information					
IGBT-Module IGBT-modules		FF450R06ME3			
Diode-Wechselrichter / diode-inverter					
Höchstzulässige Werte / maximum rated values					
Periodische Spitzenspernspannung repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{RRM}	600	V	
Dauergleichstrom DC forward current		I_F	450	A	
Periodischer Spitzenstrom repetitive peak forward current	$t_P = 1 \text{ ms}$	I_{FRM}	900	A	
Grenzlastintegral I^2t - value	$V_R = 0 \text{ V}, t_P = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $V_R = 0 \text{ V}, t_P = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I^2t	13000 12500	A^2s A^2s	
Charakteristische Werte / characteristic values					
			min.	typ.	max.
Durchlassspannung forward voltage	$I_F = 450 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 450 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 450 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	V_F	1,55 1,50 1,45	1,95 V V V
Rückstromspitze peak reverse recovery current	$I_F = 450 \text{ A}, -di_F/dt = 5900 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I_{RM}	230 290 310	A A A
Sperrverzögerungsladung recovered charge	$I_F = 450 \text{ A}, -di_F/dt = 5900 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	Q_r	16,5 30,0 35,0	μC μC μC
Abschaltenergie pro Puls reverse recovery energy	$I_F = 450 \text{ A}, -di_F/dt = 5900 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{rec}	3,75 7,50 9,00	mJ mJ mJ
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro Diode / per diode	R_{thJC}			0,22 K/W
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{Paste} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}) / \lambda_{grease} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$	R_{thCH}		0,06	K/W
NTC-Widerstand / NTC-thermistor					
Charakteristische Werte / characteristic values					
			min.	typ.	max.
Nennwiderstand rated resistance	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	R_{25}		5,00	k Ω
Abweichung von R_{100} deviation of R_{100}	$T_C = 100^{\circ}\text{C}, R_{100} = 493 \Omega$	$\Delta R/R$	-5		5 %
Verlustleistung power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	P_{25}			20,0 mW
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/50}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$	$B_{25/50}$		3375	K
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/80}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$	$B_{25/80}$		3411	K
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/100}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$	$B_{25/100}$		3433	K
Angaben gemäß gültiger Application Note. Specification according to the valid application note.					
prepared by: CU	date of publication: 2011-03-01				
approved by: MK	revision: 3.1				

Obrázek 9: Katalogový list výkonového modulu, str. 3/9

Technische Information / technical information					
IGBT-Module IGBT-modules		FF450R06ME3			
Modul / module					
Isolations-Prüfspannung insulation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.	V _{ISOL}	2,5	kV	
Material Modulgrundplatte material of module baseplate			Cu		
Material für innere Isolation material for internal insulation			Al ₂ O ₃		
Kriechstrecke creepage distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		14,5 13,0	mm	
Luftstrecke clearance distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		12,5 10,0	mm	
Vergleichszahl der Kriechwegbildung comparative tracking index		CTI	> 200		
			min.	typ.	max.
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Modul / per module $\lambda_{\text{Paste}} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}) / \lambda_{\text{grease}} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$	R _{thCH}	0,009	K/W	
Modulinduktivität stray inductance module		L _{sCE}	20	nH	
Modulleitungswiderstand, Anschlüsse - Chip module lead resistance, terminals - chip	T _C = 25°C, pro Schalter / per switch	R _{CC+EE'}	1,10	mΩ	
Höchstzulässige Sperrschichttemperatur maximum junction temperature	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T _{vj max}		175	°C
Temperatur im Schaltbetrieb temperature under switching conditions	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T _{vj op}	-40	150	°C
Lagertemperatur storage temperature		T _{stg}	-40	125	°C
Anzugsdrehmoment f. mech. Befestigung mounting torque	Schraube M5 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M5 - mounting according to valid application note	M	3,00	-	6,00 Nm
Anzugsdrehmoment f. elektr. Anschlüsse terminal connection torque	Schraube M6 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M6 - mounting according to valid application note	M	3,0	-	6,0 Nm
Gewicht weight		G	345	g	
Eon, Eoff, Erec Messungen mit Vce-clamping und zusätzlichem Snubber-Kondensator Eon, Eoff, Erec measurements with Vce-clamping and additional snubber-condensator					
prepared by: CU		date of publication: 2011-03-01			
approved by: MK		revision: 3.1			

Obrázek 10: Katalogový list výkonového modulu, str. 4/9

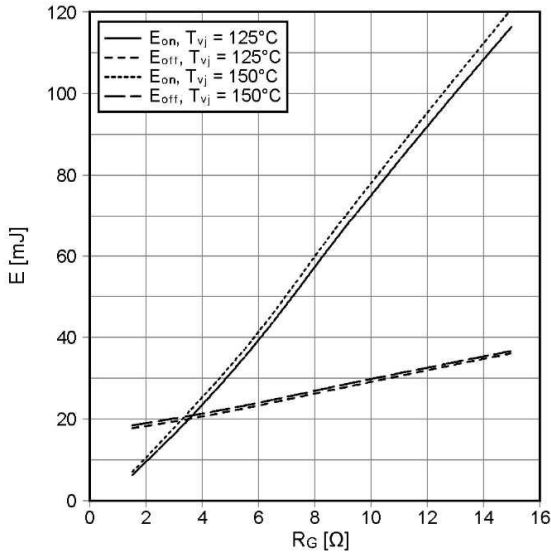
Technische Information / technical information

IGBT-Module
IGBT-modules

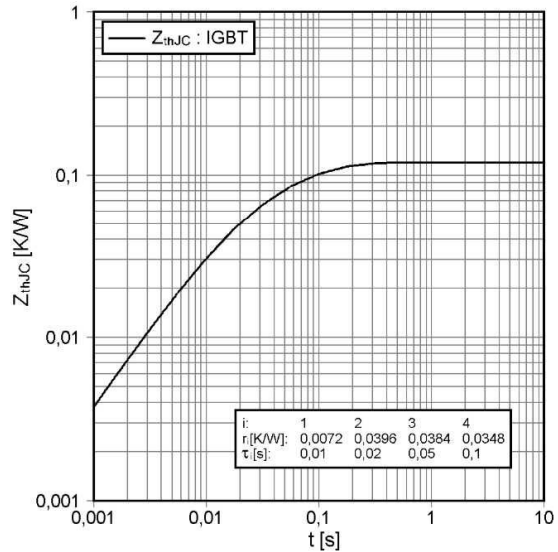
FF450R06ME3



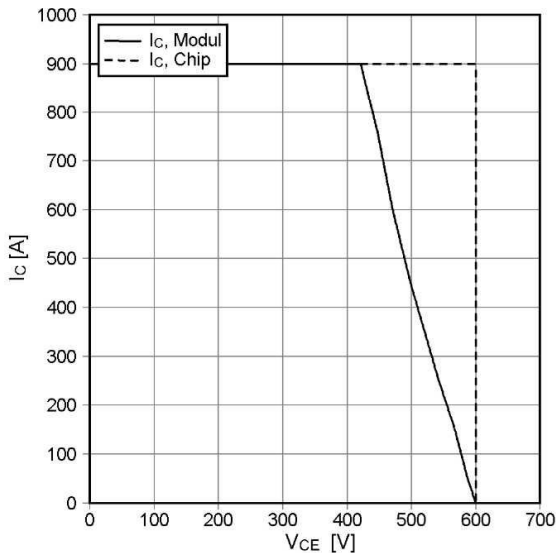
Schaltverluste IGBT-Wechselr. (typisch)
switching losses IGBT-Inverter (typical)
 $E_{on} = f(R_G)$, $E_{off} = f(R_G)$
 $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $I_C = 450\text{ A}$, $V_{CE} = 300\text{ V}$



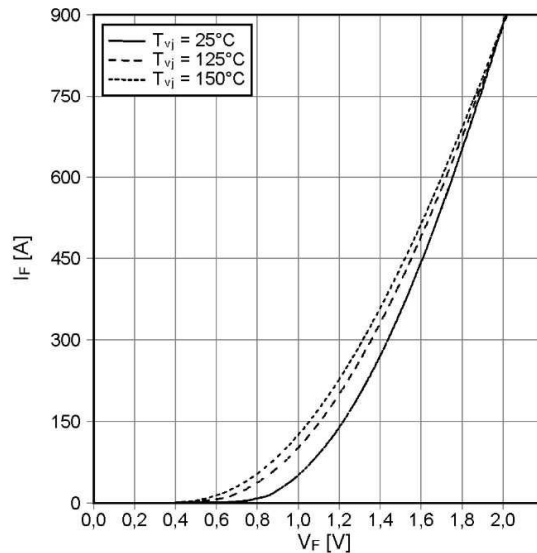
Transienter Wärmewiderstand IGBT-Wechselr.
transient thermal impedance IGBT-inverter
 $Z_{thJC} = f(t)$



Sicherer Rückwärts-Arbeitsbereich IGBT-Wr. (RBSOA)
reverse bias safe operating area IGBT-inv. (RBSOA),
ohne di/dt Regulierung, without di/dt control
 $I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $R_{Geff} = 1.5\ \Omega$, $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$

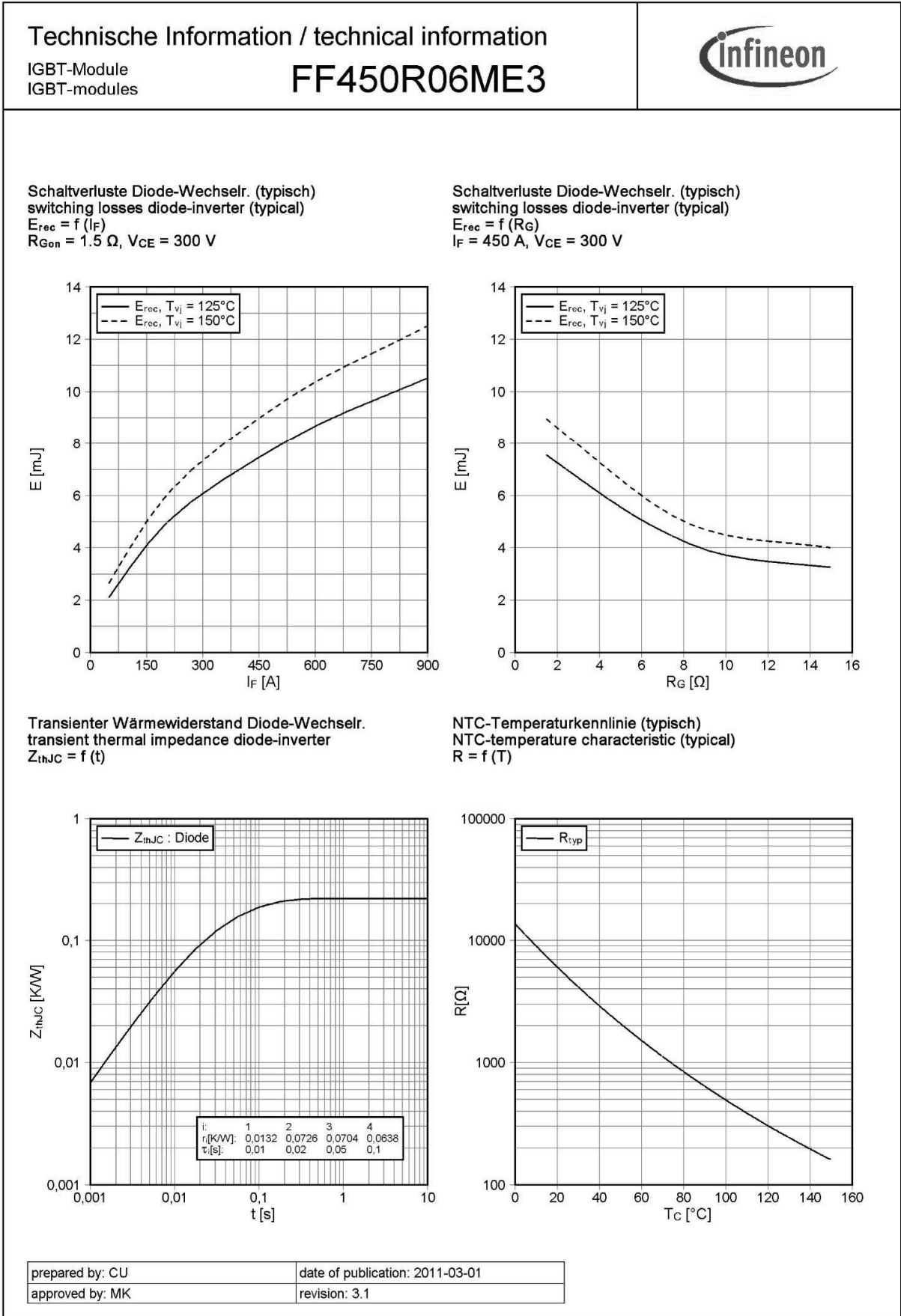


Durchlasskennlinie der Diode-Wechselr. (typisch)
forward characteristic of diode-inverter (typical)
 $I_F = f(V_F)$



prepared by: CU	date of publication: 2011-03-01
approved by: MK	revision: 3.1

Obrázek 11: Katalogový list výkonového modulu, str. 6/9



Obrázek 12: Katalogový list výkonového modulu, str. 7/9

6 Dimenzování 1f střídače (600 V) v aplikaci IPOSIM

Control Algorithm: Block Control

DC Link Voltage: 375 V

Blocking Voltage: 600 V

Output Current RMS: 167 A

Output Frequency: 17000 Hz

Pulse Duration: 180 °

Power Factor $\cos(\varphi)$: 0.95

Do you want to define a Load Cycle?

Obrázek 13: Zadání vstupních parametrů

Help Defining Heatsink Values

When entering data for a heat sink, please consider the following: Available heat sink values may be characterized based on the base plate size of the selected module - regardless of the implemented circuit configuration within the module itself (e.g. "FF..." --> two IGBT/Diode switches, "FS..." --> six IGBT/Diode switches).

FF450R06ME3

Gate Resistance:

$R_{G,on}$ 1.5 Ω
[1.5 - 15]

$R_{G,off}$ 1.5 Ω
[1.5 - 15]

Since IPOSIM will do the loss and temperature calculation per single IGBT and Free-Wheeling Diode, the entered $R_{th,hs}$ values shall be given per single IGBT/Diode switch. Therefore available heat sink values have to be adapted to the circuit configuration of the selected module by a correction factor according to the following table:

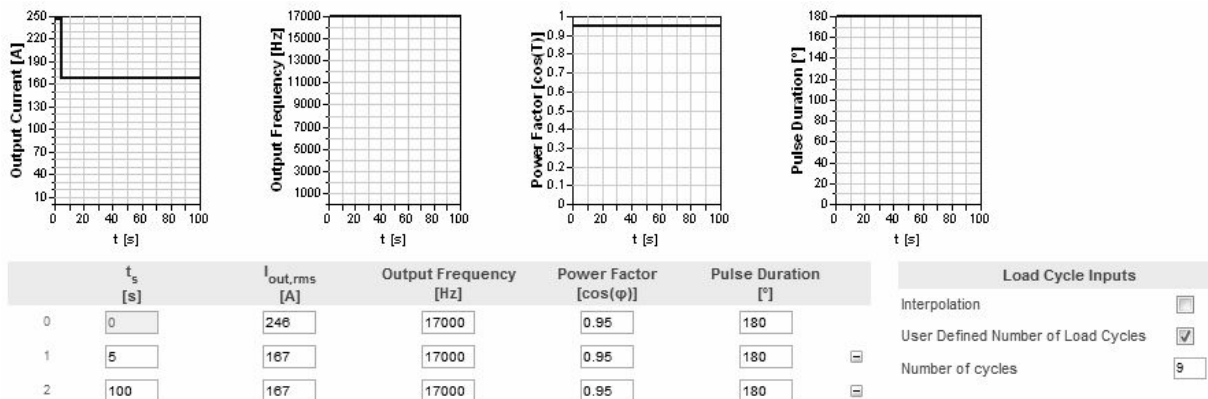
- Fixed Case Temperature
- User Defined Heatsink

	τ [s]	$R_{th,hs}$ [K/W]
1	163	0.104
2	0	0
3	0	0
4	0	0
5	0	0

T_{amb} 50 °C

Configuration	Correction Factor
FZ (single switch)	1
DZ (single diode)	1
FF (half bridge)	2
DD (dual diode)	2
FT (Tripack)	3
F4 (4-pack)	4
FD, DF (chopper)	2
FS (Sixpack)	6
FB, FP (PIM)	7

Obrázek 14: Zadání parametrů chladiče (vlevo), nápověda pro přepočítání chladiče (vpravo)



Obrázek 15: Zadání cyklu přetížení

Junction Temperatures

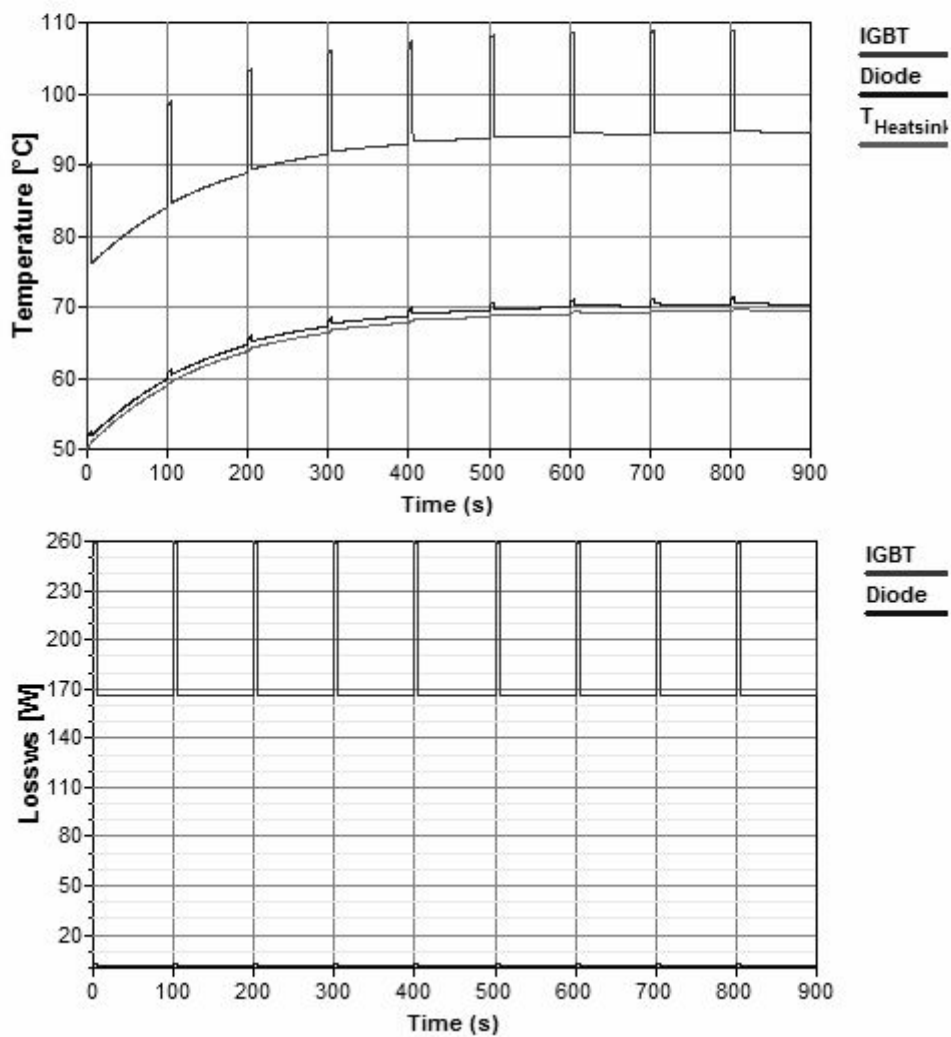
- ✓ IGBT 109.0 °C
- ✓ Diode 71.4 °C

✓ Calculated junction temperature is within range.

✗ Calculated junction temperature is greater than maximum junction temperature.

Simulation Graphics

FF450R06ME3



Obrázek 16: Výsledek dimenzování I_f střídače

7 Katalogový list diodového modulu SKKD170F

SKKD 170F



SEMIPACK® 2

Fast Diode Modules

SKKD 170F

Features

- CAL (controlled axial lifetime) technology, patent No. DE 43 10 44
- Heat transfer through ceramic isolated metal baseplate
- Very short recovery times
- Very soft recovery over the whole current range
- Low switching losses
- UL recognized, file no. E 63532

Typical Applications*

- Self-commutated inverters
- DC choppers
- AC motor speed control
- Inductive heating
- Uninterruptible power supplies
- Electronic welders
- General power switching applications



V_{RSM} V	V_{RRM} V	$I_{FRMS} = 320$ A (maximum value for continuous operation)	
1200	1200	SKKD 170F-12	$I_{FAV} = 170$ A (sin. 180; $T_c = 85$ °C)

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{FAV}	sin. 180; $T_c = 85$ (100) °C	170 (145)	A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms	2500	A
	$T_{vj} = 150$ °C; 10 ms	2300	A
i^2t	$T_{vj} = 25$ °C; 8,3 ... 10 ms	31250	A ² s
	$T_{vj} = 150$ °C; 8,3 ... 10 ms	26450	A ² s
V_F	$T_{vj} = 25$ °C; $I_F = 170$ A	max. 2	V
$V_{(TO)}$	$T_{vj} = 150$ °C	max. 1,2	V
r_T	$T_{vj} = 150$ °C	max. 3,5	mΩ
I_{RD}	$T_{vj} = 25$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}$	max. 1	mA
I_{RD}	$T_{vj} = 150$ °C; $V_{RD} = V_{RRM}$	max. 60	mA
Q_{rr}	$T_{vj} = 125$ °C; $I_F = 170$ A,	28	μC
I_{RM}	$-di/dt = 1000$ A/μs, $V_R = 600$ V	80	A
t_{rr}		960	ns
E_{rr}		5	mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode / per module	0,14 / 0,07	K/W
$R_{th(c-s)}$	per diode / per module	0,1 / 0,05	K/W
T_{vj}		- 40 ... + 150	°C
T_{stg}		- 40 ... + 125	°C
V_{isol}	a. c. 50 Hz; r.m.s.; 1 s / 1 min.	4800 / 4000	V~
M_s	to heatsink	5 ± 15 %	Nm
M_t	to terminal	5 ± 15 %	Nm
a		5 * 9,81	m/s ²
m	approx.	153	g
Case		A 53	

Obrázek 17: Katalogový list diodového modulu, str. 1/3

8 Katalogový list modulu SEMiX604GB176HDs

SEMIX604GB176HDs



SEMIX® 4s

Trench IGBT Modules

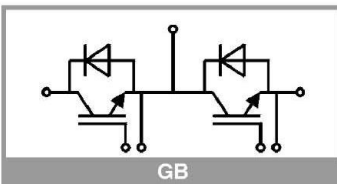
SEMIX604GB176HDs

Features

- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- UL recognised file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders



GB

Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions		Values	Unit
IGBT				
V_{CES}			1700	V
I_C	$T_J = 150\text{ °C}$	$T_c = 25\text{ °C}$	567	A
		$T_c = 80\text{ °C}$	402	A
I_{Cnom}			400	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$		800	A
V_{GES}			-20 ... 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 1000\text{ V}$ $V_{GE} \leq 20\text{ V}$ $V_{CES} \leq 1700\text{ V}$	$T_J = 125\text{ °C}$	10	μs
T_J			-55 ... 150	$^{\circ}\text{C}$
Inverse diode				
I_F	$T_J = 150\text{ °C}$	$T_c = 25\text{ °C}$	740	A
		$T_c = 80\text{ °C}$	496	A
I_{Fnom}			400	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$		800	A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms, sin } 180^{\circ}, T_J = 25\text{ °C}$		2700	A
T_J			-40 ... 150	$^{\circ}\text{C}$
Module				
$I_{I(RMS)}$	$T_{terminal} = 80\text{ °C}$		600	A
T_{stg}			-40 ... 125	$^{\circ}\text{C}$
V_{isol}	AC sinus 50Hz, $t = 1\text{ min}$		4000	V

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
IGBT						
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 400\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_J = 25\text{ °C}$	2	2.45		V
		$T_J = 125\text{ °C}$	2.5	2.9		V
V_{CE0}			1	1.2		V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_J = 25\text{ °C}$	2.5	3.1		$\text{m}\Omega$
		$T_J = 125\text{ °C}$	3.9	4.5		$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 16\text{ mA}$		5.2	5.8	6.4	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$	$T_J = 25\text{ °C}$	0.12	4		mA
	$V_{CE} = 1700\text{ V}$	$T_J = 125\text{ °C}$				mA
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$		35.3		nF
C_{oes}	$V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$		1.46		nF
C_{res}				1.17		nF
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V...} + 15\text{ V}$			3732		nC
R_{Gint}	$T_J = 25\text{ °C}$			1.88		Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 1200\text{ V}$	$T_J = 125\text{ °C}$		360		ns
t_f	$I_C = 400\text{ A}$	$T_J = 125\text{ °C}$		65		ns
E_{on}	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	$T_J = 125\text{ °C}$		215		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{G on} = 3\text{ }\Omega$	$T_J = 125\text{ °C}$		900		ns
t_f	$R_{G off} = 3\text{ }\Omega$	$T_J = 125\text{ °C}$		165		ns
E_{off}				165		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT				0.058	K/W

SEMIx604GB176HDs



SEMIx® 4s

Trench IGBT Modules

SEMIx604GB176HDs

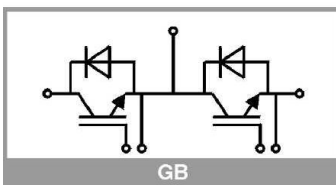
Features

- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- UL recognised file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Inverse diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 400\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chip	$T_j = 25\text{ °C}$		1.5	1.70	V
		$T_j = 125\text{ °C}$		1.4	1.6	V
V_{FO}		$T_j = 25\text{ °C}$	0.9	1.1	1.3	V
		$T_j = 125\text{ °C}$	0.7	0.9	1.1	V
r_F		$T_j = 25\text{ °C}$	1.0	1.0	1.0	mΩ
		$T_j = 125\text{ °C}$	1.3	1.3	1.3	mΩ
I_{RRM}	$I_F = 400\text{ A}$	$T_j = 125\text{ °C}$		560		A
Q_{rr}	$di/dt_{eff} = 6600\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{GE} = -1.5\text{ V}$	$T_j = 125\text{ °C}$		131		μC
E_{rr}	$V_{CC} = 1200\text{ V}$	$T_j = 125\text{ °C}$		95		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode				0.081	K/W
Module						
L_{CE}				22		nH
R_{CC+EE}	res., terminal-chip	$T_C = 25\text{ °C}$		0.7		mΩ
		$T_C = 125\text{ °C}$		1		mΩ
$R_{th(c-s)}$	per module			0.03		K/W
M_s	to heat sink (M5)		3		5	Nm
M_t		to terminals (M6)	2.5		5	Nm
						Nm
w					400	g
Temperatur Sensor						
R_{100}	$T_c = 100\text{ °C}$ ($R_{25} = 5\text{ k}\Omega$)			$493 \pm 5\%$		Ω
$B_{100/125}$	$R(T) = R_{100} \exp[B_{100/125}(1/T - 1/T_{100})]$; T[K];			$3550 \pm 2\%$		K



9 Dimenzování pulsního měniče v aplikaci SEMISEL

DC/DC Chopper

Circuit parameter	
Input voltage	V_{in} 900 V
Output voltage	V_{out} 375 V
duty cycle	0.417
for non continuous current give the maximum on ratio of the FWD	t_{on} 0.583
Output current	I_{out} 79 A
Switching frequency	f_{sw} 4.7 kHz
Overload parameter	
factor	1.5
duration	5 s
User defined load cycle	<input type="checkbox"/>

Obrázek 20: Zadávání vstupních parametrů [11]

DC/DC Chopper

Voltage range: Recommended voltage 1200 V

Select your package and device Add former generation

SKM800GA126D	SKiP3614GB12E4-6DUL	SKiP39AC12T4V1	SK100GB12T4T*	SKiM609GAR12E4	SEMiX604GB176HDs	SKD146-16-L140

Select the calculation method

Use typical values

Use maximum values

Enter the correction factor of the switching losses

Transistor: 1

diode: 1

Obrázek 21: Výběr spínací součástky

Cooling

Ambient and heat sink parameter

Ambient temperature T_a 50 °C

elements mounted

number of switches per heat sink: 1

number of parallel devices on the same heat sink: 1

Additional power source at this heat sink: 0 W

Cooling:

predefined type

Cooling methode: forced air cooling

SK model: P16_300_16B

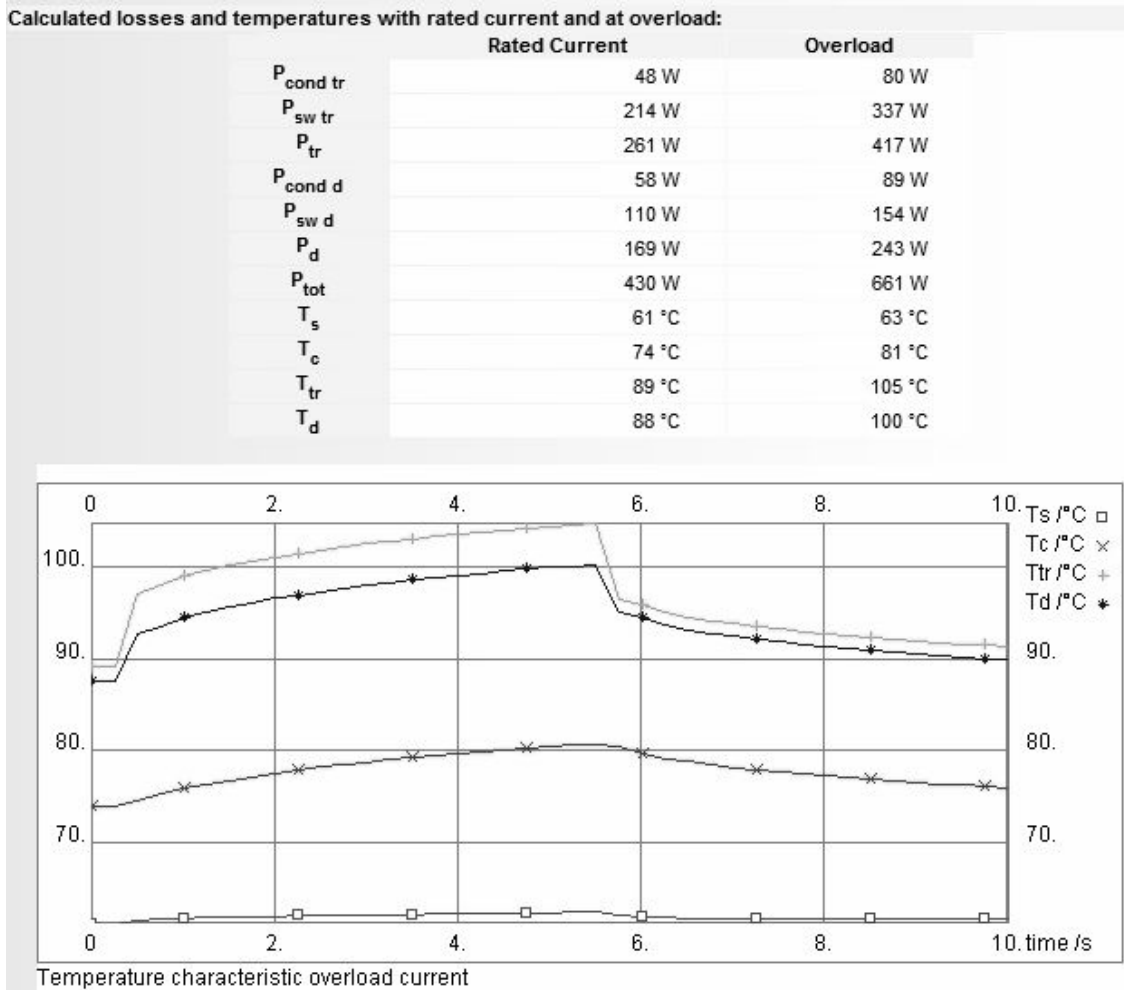
Correction factor: 1

flow rate: 380 m³/h or l/min

$R_{th(s-a)}$: 0.026 K/W

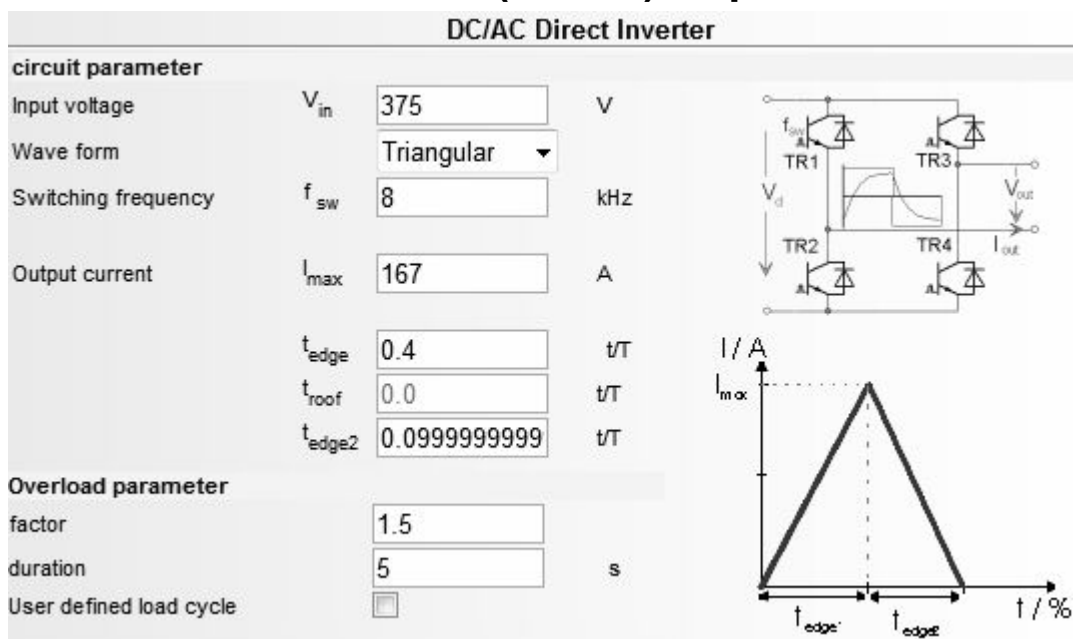
$R_{th(s-a)}$ * correction: 0.026 K/W

Obrázek 22: Zadání parametrů chlazení



Obrázek 23: Výsledek dimenzování pulsního měniče

10 Dimenzování 1f střídače (1200 V) v aplikaci SEMISEL



Obrázek 24: Zadání vstupních parametrů

DC/AC Inverter

Voltage range Recommended voltage **600 V**

Select your package and device Add former generation

SEMTRANS

SKiIP

MiniSKiIP

SEMITOP

SKiM

SEMX

SKM600GB066D
SKiIP3614GB12E4-6DUL
SKiIP39AC066V4
SK150GB066T*
SKiM909GD066HD
SEMX404GB12E4s

Enter the calculation method

Use typical values
 Use maximum values

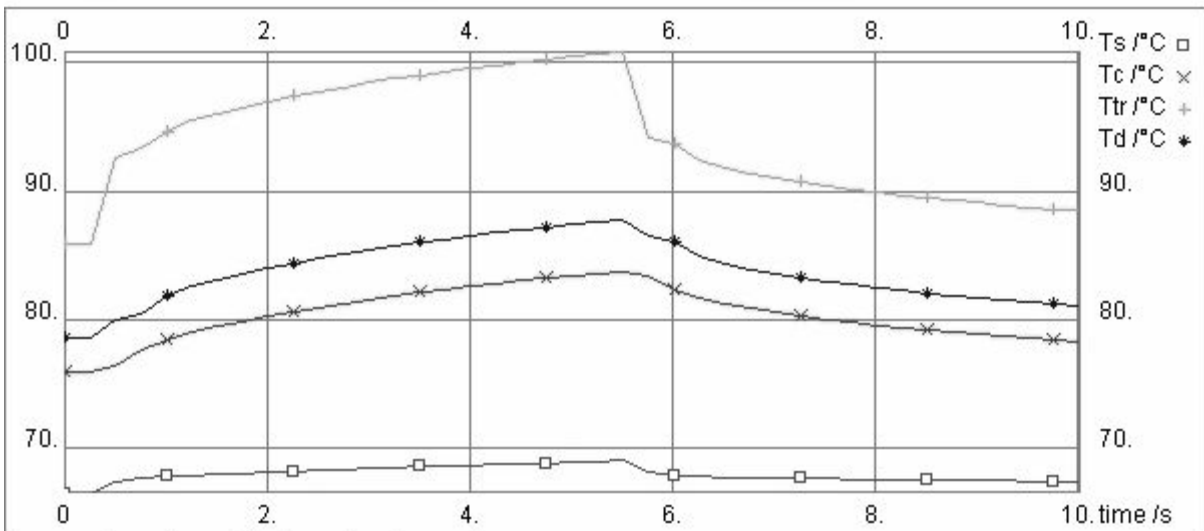
Enter the correction factor of the switching losses

Transistor	0.5
diode	0.1

Obrázek 25: Výběr spínacího prvku

Calculated losses and temperatures:

	Rated current	Overload
$P_{cond\ tr}$	80 W	146 W
$P_{sw\ tr}$	59 W	94 W
P_{tr}	139 W	240 W
$P_{cond\ d}$	14 W	23 W
$P_{sw\ d}$	5.06 W	7.17 W
P_d	19 W	30 W
P_{tot}	633 W	1079 W
T_s	66 °C	69 °C
T_c	76 °C	84 °C
T_{tr}	86 °C	101 °C
T_d	79 °C	88 °C



Temperature characteristic overload current

Obrázek 26: Výsledek dimenzování I_f střídače

11 Katalogový list modulu SEMiX404GB12Es

SEMIX404GB12E4s



SEMIX® 4s

Trench IGBT Modules

SEMIX404GB12E4s

Features

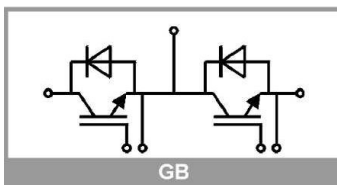
- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- High short circuit capability
- UL recognized, file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic Welding

Remarks

- Case temperature limited to $T_C=125^\circ\text{C}$ max.
- Product reliability results are valid for $T_J=150^\circ\text{C}$
- For short circuit: Soft R_{Goff} recommended $R_{Goff} > 25$
- Dynamic values apply to the following combination of resistors:
 $R_{Gon,main} = 1,0 \Omega$
 $R_{Goff,main} = 1,0 \Omega$
 $R_{G,X} = 2,2 \Omega$
 $R_{E,X} = 0,5 \Omega$



GB

Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions		Values	Unit
IGBT				
V_{CES}			1200	V
I_C	$T_J = 175^\circ\text{C}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	618	A
		$T_C = 80^\circ\text{C}$	475	A
I_{Cnom}			400	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$		1200	A
V_{GES}			-20 ... 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 800\text{ V}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$	10	μs
	$V_{GE} \leq 20\text{ V}$			
	$V_{CES} \leq 1200\text{ V}$			
T_J			-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Inverse diode				
I_F	$T_J = 175^\circ\text{C}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	440	A
		$T_C = 80^\circ\text{C}$	329	A
I_{Fnom}			400	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 3 \times I_{Fnom}$		1200	A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms, sin } 180^\circ, T_J = 25^\circ\text{C}$		1980	A
T_J			-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Module				
$I_{L(RMS)}$			600	A
T_{stg}			-40 ... 125	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC sinus 50Hz, $t = 1\text{ min}$		4000	V

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
IGBT						
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 400\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.8	2.05	V
		$T_J = 150^\circ\text{C}$		2.2	2.4	V
V_{CE0}		$T_J = 25^\circ\text{C}$		0.8	0.9	V
		$T_J = 150^\circ\text{C}$		0.7	0.8	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.5	2.9	$\text{m}\Omega$
		$T_J = 150^\circ\text{C}$		3.8	4.0	$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 15.2\text{ mA}$		5	5.8	6.5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 1200\text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		0.12	0.36	mA
		$T_J = 150^\circ\text{C}$				mA
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$		24.6		nF
C_{oes}	$V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$		1.62		nF
C_{res}		$f = 1\text{ MHz}$		1.38		nF
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V} \dots +15\text{ V}$			2260		nC
R_{Gint}	$T_J = 25^\circ\text{C}$			1.88		Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600\text{ V}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		296		ns
t_r	$I_C = 400\text{ A}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		67		ns
E_{on}	$R_{G on} = 1.7 \Omega$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		27		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{G off} = 1.7 \Omega$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		634		ns
t_f	$di/dt_{on} = 5800\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		137		ns
E_{off}	$di/dt_{off} = 3700\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		59.7		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT				0.072	K/W

SEMiX404GB12E4s



SEMiX® 4s

Trench IGBT Modules

SEMiX404GB12E4s

Features

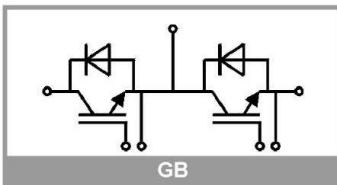
- Homogeneous Si
- Trench = Trenchgate technology
- $V_{CE(sat)}$ with positive temperature coefficient
- High short circuit capability
- UL recognized, file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic Welding

Remarks


- Case temperature limited to $T_C=125^\circ\text{C}$ max.
- Product reliability results are valid for $T_J=150^\circ\text{C}$
- For short circuit: Soft R_{Goff} recommended $R_{Goff} > 25$
- Dynamic values apply to the following combination of resistors:
 $R_{Gon,main} = 1,0 \Omega$
 $R_{Goff,main} = 1,0 \Omega$
 $R_{G,X} = 2,2 \Omega$
 $R_{E,X} = 0,5 \Omega$




GB

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Inverse diode						
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 400 \text{ A}$ $V_{GE} = 0 \text{ V}$ chip	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2	2.52	V
		$T_J = 150^\circ\text{C}$		2.1	2.5	V
V_{FO}		$T_J = 25^\circ\text{C}$	1.1	1.3	1.5	V
		$T_J = 150^\circ\text{C}$	0.7	0.9	1.1	V
r_F		$T_J = 25^\circ\text{C}$	2.0	2.3	2.5	m Ω
		$T_J = 150^\circ\text{C}$	2.6	3.1	3.4	m Ω
I_{RRM}	$I_F = 400 \text{ A}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		315		A
Q_{rr}	$di/dt_{off} = 4900 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		63		μC
E_{rr}	$V_{CC} = 600 \text{ V}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$		26.4		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode				0.14	K/W
Module						
L_{CE}				22		nH
$R_{CC'+EE'}$	res., terminal-chip	$T_C = 25^\circ\text{C}$		0.7		m Ω
		$T_C = 125^\circ\text{C}$		1		m Ω
$R_{th(c-s)}$	per module			0.03		K/W
M_s	to heat sink (M5)		3		5	Nm
M_t		to terminals (M6)	2.5		5	Nm
						Nm
w					400	g
Temperatur Sensor						
R_{100}	$T_C=100^\circ\text{C}$ ($R_{25}=5 \text{ k}\Omega$)			$493 \pm 5\%$		Ω
$B_{100/125}$	$R_{(T)}=R_{100}\exp[B_{100/125}(1/T-1/T_{100})]$; $T[\text{K}]$;			3550 $\pm 2\%$		K


12 Katalogový list modulu FF650R17IE4D_B2

Technische Information / technical information					
IGBT-Module IGBT-modules		FF650R17IE4D_B2			
		Vorläufige Daten preliminary data			
IGBT-Wechselrichter / IGBT-inverter					
Höchstzulässige Werte / maximum rated values					
Kollektor-Emitter-Sperrspannung collector-emitter voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{CES}	1700		V
Kollektor-Dauerleichstrom DC-collector current	$T_C = 100^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 175^{\circ}\text{C}$ $T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 175^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{ nom}}$ I_C	650 930		A A
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	$t_P = 1\text{ ms}$	I_{CRM}	1300		A
Gesamt-Verlustleistung total power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 175^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	4,15		kW
Gate-Emitter-Spitzenspannung gate-emitter peak voltage		V_{GES}	+/-20		V
Charakteristische Werte / characteristic values					
			min.	typ.	max.
Kollektor-Emitter Sättigungsspannung collector-emitter saturation voltage	$I_C = 650\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 650\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 650\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$V_{CE\text{ sat}}$	2,00 2,35 2,45	2,45 2,80 V V V
Gate-Schwellenspannung gate threshold voltage	$I_C = 24,0\text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$V_{GE\text{ th}}$	5,2 5,8 6,4	V
Gateladung gate charge	$V_{GE} = -15\text{ V} \dots +15\text{ V}$		Q_G	7,00	μC
Interner Gatewiderstand internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$R_{G\text{ int}}$	2,3	Ω
Eingangskapazität input capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{ies}	54,0	nF
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{res}	1,70	nF
Kollektor-Emitter Reststrom collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 1700\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{CES}		5,0 mA
Gate-Emitter Reststrom gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = 20\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{GES}		400 nA
Einschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-on delay time (inductive load)	$I_C = 650\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ on}} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ on}}$	0,58 0,645 0,655	μs μs μs
Anstiegszeit (induktive Last) rise time (inductive load)	$I_C = 650\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ on}} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	t_r	0,105 0,11 0,11	μs μs μs
Abschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-off delay time (inductive load)	$I_C = 650\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ off}} = 2,7\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ off}}$	1,00 1,25 1,30	μs μs μs
Fallzeit (induktive Last) fall time (inductive load)	$I_C = 650\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{G\text{ off}} = 2,7\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	t_f	0,29 0,49 0,57	μs μs μs
Einschaltverlustenergie pro Puls turn-on energy loss per pulse	$I_C = 650\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}, L_S = 45\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, di/dt = 5800\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $R_{G\text{ on}} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{on}	180 260 280	mJ mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls turn-off energy loss per pulse	$I_C = 650\text{ A}, V_{CE} = 900\text{ V}, L_S = 45\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, du/dt = 3200\text{ V}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $R_{G\text{ off}} = 2,7\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{off}	140 205 230	mJ mJ mJ
Kurzschlussverhalten SC data	$V_{GE} \leq 15\text{ V}, V_{CC} = 1000\text{ V}$ $V_{CE\text{ max}} = V_{CES} - L_S \cdot di/dt$ $t_P \leq 10\ \mu\text{s}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		I_{SC}	2700	A
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro IGBT / per IGBT		R_{thJC}		36,0 K/kW
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{\text{Paste}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ / $\lambda_{\text{grease}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		R_{thCH}	15,0	K/kW
prepared by: RH	date of publication: 2009-09-18				
approved by: MS	revision: 2.0				

Obrázek 29: Katalogový list výkonového modulu, str. 2/9

Technische Information / technical information						
IGBT-Module IGBT-modules FF650R17IE4D_B2						
Vorläufige Daten preliminary data						
Diode-Wechselrichter / diode-inverter						
Höchstzulässige Werte / maximum rated values						
Periodische Spitzenspannung repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{RRM}	1700	V		
Dauergleichstrom DC forward current		I_F	650	A		
Periodischer Spitzenstrom repetitive peak forward current	$t_p = 1 \text{ ms}$	I_{FRM}	1300	A		
Grenzlastintegral I^2t - value	$V_R = 0 \text{ V}, t_p = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $V_R = 0 \text{ V}, t_p = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I^2t	105 100	kA^2s kA^2s		
Charakteristische Werte / characteristic values						
			min.	typ.	max.	
Durchlassspannung forward voltage	$I_F = 650 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_F	1,70	2,15	V
	$I_F = 650 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		1,70		V
	$I_F = 650 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		1,70		V
Rückstromspitze peak reverse recovery current	$I_F = 650 \text{ A}, -di_F/dt = 5800 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 900 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	I_{RM}	775		A
		$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		860		A
		$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		890		A
Sperrverzögerungsladung recovered charge	$I_F = 650 \text{ A}, -di_F/dt = 5800 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 900 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	Q_r	175		μC
		$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		300		μC
		$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		335		μC
Abschaltenergie pro Puls reverse recovery energy	$I_F = 650 \text{ A}, -di_F/dt = 5800 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 900 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	E_{rec}	86,0		mJ
		$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		155		mJ
		$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		180		mJ
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro Diode / per diode	R_{thJC}			52,5	K/kW
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{Paste} = 1 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K}) / \lambda_{Grease} = 1 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$	R_{thCH}	22,0			K/kW
NTC-Widerstand / NTC-thermistor						
Charakteristische Werte / characteristic values						
			min.	typ.	max.	
Nennwiderstand rated resistance	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	R_{25}		5,00		k Ω
Abweichung von R_{100} deviation of R_{100}	$T_C = 100^{\circ}\text{C}, R_{100} = 493 \Omega$	$\Delta R/R$	-5		5	%
Verlustleistung power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	P_{25}			20,0	mW
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/50}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$	$B_{25/50}$		3375		K
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/80}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$	$B_{25/80}$		3411		K
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/100}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$	$B_{25/100}$		3433		K
Angaben gemäß gültiger Application Note. Specification according to the valid application note.						
prepared by: RH	date of publication: 2009-09-18					
approved by: MS	revision: 2.0					

Obrázek 30: Katalogový list výkonového modulu, str. 3/9

Technische Information / technical information					
IGBT-Module IGBT-modules		FF650R17IE4D_B2			
		Vorläufige Daten preliminary data			
Modul / module					
Isolations-Prüfspannung insulation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.	VisOL	4,0		kV
Material Modulgrundplatte material of module baseplate			Cu		
Material für innere Isolation material for internal insulation			Al ₂ O ₃		
Kriechstrecke creepage distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		33,0 33,0		mm
Luftstrecke clearance distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		19,0 19,0		mm
Vergleichszahl der Kriechwegbildung comparative tracking index		CTI	> 400		
			min.	typ.	max.
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Modul / per module $\lambda_{\text{Paste}} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}) / \lambda_{\text{grease}} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$	R _{thCH}		4,50	K/kW
Modulinduktivität stray inductance module		L _{sCE}		18	nH
Modulleitungswiderstand, Anschlüsse - Chip module lead resistance, terminals - chip	T _C = 25°C, pro Schalter / per switch	R _{CC+EE'}		0,30	mΩ
Höchstzulässige Sperrschichttemperatur maximum junction temperature	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T _{vj max}			175 °C
Temperatur im Schaltbetrieb temperature under switching conditions	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T _{vj op}	-40		150 °C
Lagertemperatur storage temperature		T _{stg}	-40		150 °C
Anzugsdrehmoment f. mech. Befestigung mounting torque	Schraube M5 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M5 - mounting according to valid application note	M	3,00	-	6,00 Nm
Anzugsdrehmoment f. elektr. Anschlüsse terminal connection torque	Schraube M4 - Montage gem. gültiger Applikation Note Schraube M8 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M8 - mounting according to valid application note	M	1,8	-	2,1 Nm
			8,0	-	10 Nm
Gewicht weight		G		825	g

prepared by: RH	date of publication: 2009-09-18
approved by: MS	revision: 2.0

Obrázek 31: Katalogový list výkonového modulu, str. 4/9

13 Katalogový list diodového usměrňovače DD 121 S

DD 121 S

Elektrische Eigenschaften	Electrical properties				
Höchstzulässige Werte	Maximum rated values				
Periodische Spitzensperrspannung	repetitive peak reverse voltage	$t_{vj} = -40^{\circ}\text{C} \dots t_{vj \text{ max}}$	V_{RRM} DD 121 S:	1000 1200 1400	V
Stoßspitzenspannung	non-repetitive peak reverse voltage	$t_{vj} = +25^{\circ}\text{C} \dots t_{vj \text{ max}}$	$V_{RSM} = V_{RRM}$	+ 50	V
Durchlaßstrom-Grenzeffektivwert	RMS forward current		I_{FRMSM}	200	A
Dauergrenzstrom	average forward current	$t_c = 100^{\circ}\text{C}$	I_{FAVM}	121	A
		$t_c = 97^{\circ}\text{C}$		127	A
Stoßstrom-Grenzwert	surge current	$t_{vj} \leq 25^{\circ}\text{C}, t_p = 10 \text{ ms}$	I_{FSM}	2500	A
		$t_{vj} = t_{vj \text{ max}}, t_p = 10 \text{ ms}$		2000	A
Grenzlastintegral	$\int i^2$ t-value	$t_{vj} \leq 25^{\circ}\text{C}, t_p = 10 \text{ ms}$	$\int i^2 t$	31200	A ² s
		$t_{vj} = t_{vj \text{ max}}, t_p = 10 \text{ ms}$		20000	A ² s
Charakteristische Werte	Characteristic values				
Durchlaßspannung	forward voltage	$t_{vj} = t_{vj \text{ max}}, i_F = 350 \text{ A}$	V_F	max. 1,65	V
Schleusenspannung	threshold voltage		$V_{(TO)}$	0,95	V
Ersatzwiderstand	slope resistance		r_T	1,7	mΩ
Sperrstrom	reverse current	$t_{vj} = t_{vj \text{ max}}, V_R = V_{RRM}$	i_R	max. 40	mA
Nachlaufladung	lag charge	$t_{vj} = t_{vj \text{ max}}, i_{FM} = 100 \text{ A}, \text{DD 121 S:}$ $-di_F/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}, \text{DD 122 S:}$	Q_S	max. 45	μAs
		RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.		max. 25	μAs
Isolations-Prüfspannung	insulation test voltage		V_{ISOL}	3	kV
Thermische Eigenschaften	Thermal properties				
Innere Wärmewiderstand	thermal resistance, junction to case	⊙ = 180° el. sin: pro Modul/per module pro Zweig/per arm DC: pro Modul/per module pro Zweig/per arm	R_{thJC}	max. 0,14 max. 0,28 max. 0,135 max. 0,27	°C/W °C/W °C/W °C/W
Übergangs-Wärmewiderstand	thermal resistance, case to heatsink	pro Modul/per module pro Zweig/per arm	R_{thCK}	max. 0,03 max. 0,06	°C/W °C/W
Höchstzul.Sperrschichttemperatur	max. junction temperature		$t_{vj \text{ max}}$	150	°C
Betriebstemperatur	operating temperature		$t_{c \text{ op}}$	-40...+150	°C
Lagertemperatur	storage temperature		t_{stg}	-40...+150	°C
Mechanische Eigenschaften	Mechanical properties				
Si-Elemente mit Druckkontakt	Si-pellets with pressure contact				
Innere Isolation	internal insulation			AIN	
Anzugsdrehmomente	tightening torques				
mechanische Befestigung	mounting torque	Toleranz/tolerance +/- 15%	M1	6	Nm
elektrische Anschlüsse	terminal connection torque	Toleranz/tolerance +5%/-10%	M2	6	Nm
Gewicht	weight		G	typ. 430	g
Kriechstrecke	creepage distance			14	mm
Schwingfestigkeit	vibration resistance	f = 50 Hz		5 · 9,81	m/s ²
Maßbild	outline				6

DD 121 S kanneauch mit gemeinsamer Anode oder gemeinsamer Kathode geliefert werden.
DD 121 S can also be supplied with common anode or common cathode.

Obrázek 32: Katalogový list diodového modulu, str. 2/4